T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ASENKRON MOTORUN SENSÖRSÜZ ALAN YÖNLENDİRMELİ VEKTÖR KONTROLLÜ BİR HIZ TAHMİN YÖNTEMİNİN GELİŞTİRİLMESİ

SADIK ÖZDEMİR

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK TESİSLERİ PROGRAMI

DANIŞMAN
PROF. DR. NURETTİN UMURKAN

İSTANBUL, 2017

T.C.

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ASENKRON MOTORUN SENSÖRSÜZ ALAN YÖNLENDİRMELİ VEKTÖR KONTROLLÜ BİR HIZ TAHMİN YÖNTEMİNİN GELİŞTİRİLMESİ

Sadık ÖZDEMİR tarafından hazırlanan tez çalışması 11.05.2017 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Elektrik Tesisleri Anabilim Dalı'nda **DOKTORA LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Prof. Dr. Nurettin UMURKAN

Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Nurettin UMURKAN

Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Prof. Dr. İbrahim ŞENOL

Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Yrd. Doç. Dr. Fürkan AKAR

Düzce Üniversitesi _____

Doç. Dr. Nur BEKİROĞLU

Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Doç. Dr. Mustafa Caner AKÜNER

Marmara Üniversitesi _____

Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknoloji Araştırma Kurumu (TÜBİTAK, 16490B031305777) numaralı 2211/C öncelikli alanlara yönelik yurt içi doktora bursu kapsamında ve TÜBİTAK, 1059B141400874 numaralı 2214/A yurt dışı doktora sırası araştırma burs programları kapsamında desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmam sırasında “2211-C Öncelikli Alanlara Yönelik Doktora Bursu” ve “”2214-A Doktora Öğrencilerine Yönelik Yurt Dışı Araştırma Bursu” ile tezimin araştırma ve geliştirmesine destek veren Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu’na(TÜBİTAK) desteklerinden dolayı teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmam sırasında beni cesaretlendiren, bana sonsuz destek veren, değerli zamanını esirgemeyen, en zor zamanlarımda yanımda olan, sadece teknik olarak değil bir büyüğüm olarak da tecrüberelinden faydalanmaktan, kendisiyle çalışmaktan büyük onur ve kıvanç duyduğum saygı değer hocam Sayın Prof. Dr. Nurettin UMURKAN’a sonsuz saygı ve teşekkürlerimi bir borç bilirim.

Yine tez çalışma konumu bulmamda bana yol gösteren, teknik altyapımın oluşmasında yardımlarını esirgemeyen, laboratuvar olanaklarını bana sunan, deneysel çalışmalarımda bana yol gösteren saygı değer hocam Sayın Doç. Dr. Yılmaz SÖZER’e sonsuz saygı ve teşekkürlerimi bir borç bilirim.

Eğitim hayatım boyunca maddi manevi her türlü desteği benden esirgemeyen, her ne sebeple olursa olsun sürekli yanımda olan Babam Abdülkadir ÖZDEMİR, annem Fatma ÖZDEMİR, ablam Özden ÖZDEMİR DURMUŞ ve abim Gökhan DURMUŞ’a teşekkürlerimi sunarım.

Son olarak çalışmalarım sırasında büyük bir sabır, özveri ve destekle her durumda yanımda olan, beni destekleyen, bana olan inancını hiçbir zaman kaybetmeyen ve yanımda olan değerli eşim Melek ÖZDEMİR ve güzel kızım Ece Zeynep ÖZDEMİR’e sonsuz sevgi ve teşekkürlerimi sunuyorum.

Mayıs, 2017

Sadık ÖZDEMİR

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ iv

İÇİNDEKİLER v

SİMGE LİSTESİ viii

KISALTMA LİSTESİ xi

ŞEKİL LİSTESİ xiii

ÇİZELGE LİSTESİ xv

ÖZET xvi

ABSTRACT xviii

BÖLÜM 1

GİRİŞ 1

1.1 Literatür Özeti 1
1.1.1 Rotor Akısı Hatası Tabanlı MRAS Tekniği 3
1.1.2 Ters EMK Hatası Tabanlı MRAS Tekniği 7
1.1.3 Reaktif Güç Hatası Tabanlı MRAS Tekniği 9
1.1.4 Stator Akımı Hatası Tabanlı MRAS 12
1.1.5 X-MRAS Tabanlı Hız Tahmin Yöntemi 14
1.1.6 Yüksek Frekanslı Sinyal Enjeksiyonu (HFIM) Tabanlı MRAS Tekniği 16
1.2 Tezin Amacı 19
1.3 Hipotez 20

BÖLÜM 2

ÖNERİLEN YENİ MRAS YÖNTEMİ İLE HIZ TAHMİNİ 22

2.1 Asenkron Motor Sistem Denklemleri 22
2.2 3-Faz Asenkron Motor İçin Endüktans Tanımları 24

2.3 3-Faz Asenkron Motorun Kompleks Değişken Modeli 27
2.4 Motor Denklemlerinin Dönen Eksen Takımına Dönüştürülmesi 31
2.5 Önerilen MRAS Yönteminin Matematiksel Denkleminin Çıkartılması 34
2.6 Alan Yönlendirmeli Kontrolün Gerçekleştirilmesi 36
2.7 3-Faz Gerilim Kaynaklı İnverter 40
2.8 Uzay Vektörü Darbe Genişlik Modülasyonu (SVPWM) 41

BÖLÜM 3

SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI 47

3.1 Önerilen MRAS Yönteminin Performans İncelemesi 47
3.2 Dört Bölge Simülasyon Sonuçları 53
3.3 Önerilen MRAS Yönteminin Parametre Duyarlılığının İncelenmesi 58
3.4 Parametre Hassasiyeti (Tam Yük Altında) 60

BÖLÜM 4

DENEYSEL ÇALIŞMALAR 64

4.1 Laboratuvar Çalışmaları için Gerekli Deney Düzeneğinin Hazırlanması 64
4.2 Deneysel Sonuçların İncelenmesi 69
4.2.1 Düşük Hızlarda ve Sıfır Hızda Yöntemin İncelenmesi 69
4.2.2 Nominal Hızlarda Yöntemin İncelenmesi 71
4.2.3 Önerilen MRAS Yönteminin Yük Altında İncelenmesi 75
4.2.4 Önerilen MRAS Yönteminin Parametre Hassasiyetinin İncelenmesi 76

BÖLÜM 5

SONUÇ VE ÖNERİLER 77

KAYNAKLAR 80

EK-A 88

MODÜLASYON KODLARI 88

Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu m.file 88
Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu m.file 88
Minimum Kayıp Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu .m File 91

EK-B 94

MATLAB/SIMULINK RTDX Algoritması 94

Akım ve Gerilimlerin Okunması 94
Enkoderden Hız Okuma Blokları 96
Alan Yönlendirmeli Kontrol Blokları 96
Minimum Kayıp Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Blokları 96
Yazılımsal Koruma Blokları 97
Q-Eksen Stator Geriliminin Hesaplanması 97

Kayma Frekansının Hesaplanması 97
Hız Tahmin Algoritmasının Blokları 98
ÖZGEÇMİŞ 99

SİMGE LİSTESİ

V_{dc}	DC bara gerilimi
J_m	Elektrik motoru rotor ataleti
P_m	Motor gücü
T_m	Motor momenti
ω_m	Motorun mekanik hızı
ω_r	Rotor Hızı
η	Verim
N_s	Motor devri sayısı
f_s	Stator frekansı
p	Motor kutup sayısı
K	Motor sabiti
π	Pi sayısı ($\frac{22}{7}$)
V_s	Stator gerilimi
i_s	Stator akımı
e_m	Ters Elektromotor kuvveti
V_{ds}	Stator gerilimi d-ekseni bileşeni

V_{qs}	Stator gerilimi q-ekseni bileşeni
i_{ds}	Stator akımı d-ekseni bileşeni
i_{qs}	Stator akımı q-ekseni bileşeni
V_{dr}	Rotor gerilimi d-ekseni bileşeni
V_{qr}	Rotor gerilimi q-ekseni bileşeni
i_{dr}	Rotor akımı d-ekseni bileşeni
i_{qr}	Rotor akımı q-ekseni bileşeni
ψ_{ds}	Satator akısı d-ekseni bileşeni (Wb)
ψ_{qs}	Satator akısı q-ekseni bileşeni (Wb)
ψ_{dr}	Rotor akısı d-ekseni bileşeni (Wb)
ψ_{qr}	Satator akısı d-ekseni bileşeni (Wb)
ψ_{dr}	Satator akısı d-ekseni bileşeni (Wb)
ψ_{qr}	Satator akısı d-ekseni bileşeni (Wb)
R_s	Stator direnci (Ω)
R_r	Rotor direnci (Ω)
K_p	Oransal kazanç katsayısı
K_i	İntegral kazanç katsayısı
L_s	Stator endüktansı
L_r	Rotor endüktansı
L_{ls}	Stator kaçak endüktansı
L_{lr}	Rotor kaçak endüktansı
L_m	Karşılıklı endüktans
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	Rotor zaman sabiti (s)

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$	Makine toplam kaçak faktörü
ω_r	Rotor frekansı (rad/s)
ω_s	Stator frekansı (rad/s)
ω_m	Mekanik hız (rad/s)
ω_{sl}	Kayma frekansı (rad/s)
P	Kutup çifti sayısı
f_s	Anahtarlama Frekansı (Hz)
V_{dc}	DC bus gerilimi
^	Sembol tahmin edilen büyüklüğü gösterir
*	Sembol referans büyüklüğü gösterir

KISALTMA LİSTESİ

A	Amper
AC	Alternatif akım
ADC	Analog dijital çevirici
DAC	Dijital analog çevirici
DC	Doğru akım
EMK	Elektromotor kuvveti
FOC	Alan yönlendirmeli kontrol
IM	Asenkron motor
MAC	Model adaptif kontrolör
MAS	Model adaptif sistem
MRAC	Model referans adaptif kontrollör
MRAS	Model referans adaptif sistem
PF	Güç faktörü
PI	Oransal – İntegral kontrolör
PWM	Darbe genişlik modülasyonu
SPWM	Sinüsoidal PWM

SVPWM	Uzay vektör PWM
V	Volt
W	Watt

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 MRAS temel yapısı 3
Şekil 1.2 Literatürde MRAS yöntemleri 3
Şekil 2.1 3-Faz asenkron motor rotor ve stator eksenleri [1] 23
Şekil 2.2 Rotor ve stator manyetik eksenlerine göre d-q eksenlerinin konumu [1] 31
Şekil 2.3 Stator ve rotor akımları ve rotor akısı [1] 34
Şekil 2.4 Önerilen $Vqse$-hatası tabanlı MRAS ile hız tahmin yöntemi diyagramı 36
Şekil 2.5 Eksen dönüşümleri 38
Şekil 2.6 Stator elektriksel frekans hesabı 38
Şekil 2.7 Stator açısal pozisyonunun hesaplanması 39
Şekil 2.8 Alan yönlendirmeli kontrol blok şema gösterimi 40
Şekil 2.9 3-Faz gerilim kaynaklı inverter (VSI) devresi 41
Şekil 2.10 SVPWM Anahtarlama vektörlerinin VSI ile gösterimi 42
Şekil 2.11 SVPWM vektörleri ve referans vektör 44
Şekil 2.12 SVPWM ile referans vektörün oluşturulması 44
Şekil 3.1 Önerilen MRAS yöntemi blok diyagramı 47
Şekil 3.2 Önerilen MRAS ($\pm$1 rad/s) sonuçları 49
Şekil 3.3 Önerilen MRAS ($\pm$5 rad/s) sonuçları 50
Şekil 3.4 Önerilen MRAS ($\pm$50 rad/s) sonuçları 51
Şekil 3.5 Önerilen MRAS ($\pm$100 rad/s) sonuçları 52
Şekil 3.6 Önerilen MRAS ($\pm$150 rad/s) sonuçları 53
Şekil 3.7 Yük momenti ($\pm$15 Nm) 54
Şekil 3.8 Sıfır hızda tam yük altında MRAS performansı 55
Şekil 3.9 Dört bölge yük momenti ($\pm$15 Nm) 55
Şekil 3.10 1. ve 2. Bölge (5 Rad/s) 56
Şekil 3.11 4. ve 3. Bölge (-5 Rad/s) 56
Şekil 3.12 1. ve 2. Bölge (100 Rad/s) 57
Şekil 3.13 4. ve 3. Bölge (-100 Rad/s) 57
Şekil 3.14 Önerilen MRAS ($\pm$1 rad/s) + %100 Rs değişimi 59
Şekil 3.15 Önerilen MRAS ($\pm$100 rad/s) + %100 Rs Değişimi 60
Şekil 3.16 Sıfır Hızda $\pm$15 Nm yük momenti + 100 % R_s değişimi 61
Şekil 3.17 1. ve 2. Bölge (5 Rad/s) + $\pm$15 Nm yük momenti + 100 % R_s değişimi 61
Şekil 3.18 4. ve 3. Bölge (-5 Rad/s) + $\pm$15 Nm yük momenti + 100 % R_s değişimi 62

Şekil 3.19 1. ve 2. Bölge (100 Rad/s) + ±15 Nm yük momenti + 100 % R_s değişimi 62
Şekil 3.20 4. ve 3. Bölge (-100 Rad/s) + ±15 Nm yük momenti + 100 % R_s değişimi ... 63
Şekil 4.1 Deney düzeneğinin blok diyagram ile gösterimi 65
Şekil 4.2 Deney setine ait görseller 67
Şekil 4.3 Önerilen MRAS yöntemi blok diyagramı 68
Şekil 4.4 Kayma frekansının hesaplanması 68
Şekil 4.5 IM mekanik hızın rpm olarak hesaplanması 69
Şekil 4.6 Basamaklı referans cevabının incelemesi 70
Şekil 4.7 ±10 Rad/s referans incelemesi 70
Şekil 4.8 Moving average yöntemi ile ortalama alma 71
Şekil 4.9 ±100 Rad/s basamaklı referansın incelenmesi 72
Şekil 4.10 ±500 rpm basamaklı referans incelenmesi 73
Şekil 4.11 ±1000 rpm basamak değişiminin incelenmesi 74
Şekil 4.12 1000 rpm hızda 6A yük altında önerilen MRAS yönteminin incelenmesi ... 75
Şekil 4.13 1500 rpm hızda 6A yük altında önerilen MRAS yönteminin incelenmesi ... 75
Şekil 4.14 1500 rpm hızda 6A yük altında parameter hassasiyetinin incelenmesi 76
Şekil 5.1 RTDX ile faz akımlarının okunması 94
Şekil 5.2 Yazılımsal akım koruma 95
Şekil 5.3 RTDX ile stator gerilimlerinin okunması 95
Şekil 5.4 RTDX ile hızın okunması ve yazılımsal aşırı hız koruması 96
Şekil 5.5 Alan yönlendirmeli kontrol bloğu 96
Şekil 5.6 Minimum kayıp uzay vektör PWM bloğu 96
Şekil 5.7 Aşırı akım ve aşırı hız yazılımsal koruma ve reset 97
Şekil 5.8 q-eksen geriliminin hesaplanması 97
Şekil 5.9 Kayma Frekansının Hesaplanması 97
Şekil 5.10 Hız tahminin yapılması 98

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 Anahtarlama vektörlerine karşılık gelen faz ve fazlar arası gerilimler 43
Çizelge 2.2 Teta açısına bağlı olarak referans bölgenin belirlenmesi 46
Çizelge 3.1 Deneylerde kullanılan IM parametreleri 48
Çizelge 4.1 Deney seti ekipmanları 66

ÖZET

ASENKRON MOTORUN SENSÖRSÜZ ALAN YÖNLENDİRMELİ VEKTÖR KONTROLLÜ BİR HIZ TAHMİN YÖNTEMİNİN GELİŞTİRİLMESİ

Sadık ÖZDEMİR

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Nurettin UMURKAN

Endüstriyel uygulamalarda ve elektrikli araç çekiş motoru uygulamalarında sincap kafesli üç faz asenkron motor(IM) yoğun olarak kullanılmaktadır. Asenkron motorlar güvenilir, sağlam, üretimi kolay ve ucuz motorlardır. IE4 verimlilik standartlarında üretilen modelleri geniş güç ve hız aralığında yüksek verimde çalışabilmektedir. Mıknatıslı motorlar gibi nadir bulunan materyellere bağımlı olmaması, bu motorların daha kolay üretilebilir ve ucuz bir motor tipi olmasını sağlamaktadır. Ayrıca, asenkron motorlar, bakım gereksinimi çok az olan, zorlu çalışma şartlarına dayanıklı ve yanıcı ve patlayıcı ortamlarda kullanılabilen bir motor türüdür.

Alan yönlendirmeli kontrol (FOC) AC motorlar için ayarlanabilir bir frekans kontrol tekniğidir. Bu yöntemde, üç fazlı AC makinesinin stator akımı iki dikey vektör bileşenine dönüştürülür bunlar: motorun akı ve torku olarak tanımlanır. FOC, yüksek performanslı uygulamalar için IM kontrol etmek için kullanılır. Bu kontrol tekniği ile IM sıfır hızda tam yük altında kontrol edilebilir. Ayrıca bu yöntem ile IM geniş hız aralığında makine kontrol edilebilir ve kontrolün dinamik tepkisi yüksektir. FOC'de doğrudan ve dolaylı alan yönlendirmeli kontrol (IFOC) olmak üzere alan yönlendirme koşulunun sağlanması için

iki temel yöntem bulunmaktadır. IFOC yönteminde, kayma frekansı hesaplanarak stator frekansı ve rotor mekanik hızı arasında geçiş yapılabilir.

Bununla birlikte, bazı vektör kontrol uygulamalarında, özellikle zorlu çalışma koşulları, yüksek hızlı uygulamalar ve boyut kısıtlamaları v.b. gibi koşullarda konum bilgisi alabilmek için enkoder, takometre gibi sensörlerin motora monte edilebilmesi mümkün değildir. Motor içerisine sensör yerleştirmek yüksek gürültülü çalışma bölgelerinde enkoder sinyali bozunumları sistem güvenirliğini azaltmaktadır. Bu gürültülerin azaltılarak sistem güvenliğine yönelik yapılacak her ek işlem maliyet ve tasarım zamanını arttıracaktır. Bu nedenle, sensörsüz konum tahmini IM'nin kontrolünde bir tercih ve gereksinim haline gelmiştir.

Sensörsüz terimi, yalnızca hız ve konum sensörlerinin kullanılmadığını gösterir. Başka bir deyişle, stator akımları ve gerilimleri akım ve gerilim sensörleri yardımıyla okunmaya devam etmektedir. Hız sensörsüz kontrolün ana avantajı maliyetin düşürülmesidir. Aynı zamanda sensör kablolarının ortadan kaldırılmasıyla sistemin karmaşıklığı azaltılır ve sistemin boyutu en aza indirgenebilir. Enkoderi olmayan sistem daha iyi gürültü toleransına sahiptir, bu nedenle güvenilirlik ve dayanıklılık artırılabilir.

Literatürde IM sürücülerinin vektör kontrolünde uygulanan çeşitli hız ve konum tahmin teknikleri vardır. Bu temel makine modeli teknikleri anlık stator akımları ve gerilimleri kullanır ve rotorun konumunu ve hızını hesaplamak için bu değerleri dinamik makine denklemleriyle birlikte kullanırlar. Bu dinamik denklemler makine parametrelerini içerir ve bunların bazıları tam olarak bilinmelidir, çünkü bunlar üzerindeki herhangi bir değişim yanlış hız tahminlerine sebep olabilir. Bu parametrelerin varyasyonuyla ilgili olarak, çok düşük hız ve sıfır hız dahil olmak üzere tüm operasyon kademelerinde yüksek performanslı sensörsüz hız tahmini stabilitesini korumak için gereklidir.

Bu tezin amacı, IM için sensörsüz, dolaylı, alan yönlendirmeli vektör kontrollü bir hız tahmin yönteminin geliştirilmesidir. Önerilen yöntem, yeni bir Model referans adaptif sistemdir ve motorun hızını hesaplamak için sadece kararlı hal alan yönlendirme durumunda stator q-eksen gerilim denklemine ihtiyaç duyar. Hesaplanan gerilim doğrudan ölçülen değer ile karşılaştırıldığından, bu yöntem bir referans modele ihtiyaç duymaz. Bu basit denklemde herhangi bir rotor parametresi yoktur ve bu sistemin rotor parametrelerinin değişimine karşı bağışıklık kazandırır. Dahası, bu benzersiz hesaplama akı tahmini gerekliliğini ortadan kaldırdığı için yöntem saf entegrasyon sorunlarına karşı daha az duyarlıdır. Böylece önerilen MRAS çok düşük ve sıfır hızlarda oldukça doğru hız tahmini yapabilir. Önerilen yöntem, sıfır hız, çok düşük hızlarda başarıyla gerçek hızı takip edebilmektedir. Yüklü ve yüksüz koşullar altında çalışabilmektedir. Motorun dört bölge çalışma durumunda hızı doğru tahmin edebilmektedir. Yöntem parametre değişimine karşı oldukça bağışıklıdır, % 100 stator direnci değişiminde yaptığı hız tahmini gerçek hıza oldukça yakındır. Bu çalışmada simülasyon çalışmaları MATLAB / SIMULINK ortamında tamamlanmıştır ve laboratuvar testlerinde 2.2 KW'lık bir 3-faz IM kullanılmış, d-SPACE Microautobox kontrolör kullanılarak anahtarlama sinyalleri 20 kHz'de üretilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Sensörsüz hız tahmini, asenkron motor, alan yönlendirmeli kontrol

ABSTRACT

DEVELOPMENT A FIELD ORIENTED CONTROLLED SENSORLESS SPEED ESTIMATION METHOD OF INDUCTION MOTOR

Sadık ÖZDEMİR

Department of Electrical Engineering

PHD. Thesis

Adviser: Prof. Dr. Nurettin UMURKAN

The squirrel-cage type induction motors are the one of the mostly used electric machines in industrial and traction applications since they are reliable, economical, sturdy and high efficient with having IE4 efficiency standards and also need less maintenance requirement since they have no brushes. These motors also easy to produce and cheap motors because they do not have rear earth magnets.

Vector control is also known field oriented control (FOC) is an adjustable-frequency control technique for AC motors. In this method, the stator currents of three phase AC machine are transformed to two orthogonal vector components and they are defined as flux and torque of the motor. FOC is used to control induction motors for high-performance applications. The full torque of the induction motor can be extracted at zero speed, have fast dynamic response and be controlled over full speed range using FOC. There are two main methods to achieve the field oriented condition which are: direct field oriented control(DFOC) and indirect field oriented control(IFOC). The airgap field of motor is needed to measure in DFOC and IFOC requires the angular position of stator flux which is calculated integrating angular electrical speed of rotor by adding slip frequency. The angular speed of motor and air gap field of motor is measured with rotational transducers and hall sensors.

However, the knowledge of rotor position is required in vector control implementation, in some cases and some special applications such as in high-speed motor drive and hostile environment etc., installing tacho-generators/speed encoders cannot be possible or using them can bring some difficulties. Using these sensors can reduce reliability of the system and needs extra effort for noise reduction. So having benefits of induction motor drive system is lost. Therefore, sensorless position estimation has become a preference and requirement in control of IM.

The sensorless term indicates that the only speed and position sensors are missing. In other words, the stator currents and voltages are still sensing to estimate position and speed of rotor.

The main advantage of sensorless control is decreased cost. At the same time, the complexity of system is reduced by eliminating of the sensor cables and the size of system is minimized. The system without encoders have better noise tolerance so reliability and robustness is enhanced.

There are various speed and position estimation techniques that have been implemented in vector control of IM drives in literature. These fundamental machine model techniques require the instantaneous stator currents and voltages and utilize these values with dynamic machine equations to estimate the position and speed of the rotor. These dynamic equations include machine parameters and some of them must be known exactly since any variation on them may lead to incorrect estimation. The concerning of variations of these parameters are essential to maintain the high-performance sensorless speed estimation stability in all quadrants of operation including very low speed and zero speed.

The aim of the study is to develope a high-performance speed sensorless indirect field oriented control for an induction motor. The proposed method is a novel Model Adaptive Controller and needs only steady-state stator q-axis voltage equation to estimate rotor speed. And this loop does not need a reference loop since the calculated voltage is directly compared with measured. This simple equation does not require any rotor parameter and this makes the system immune to the variation of rotor parameters. Moreover, this unique calculation eliminates the requirement of flux estimation thus, the method is less sensitive to pure integration problems. This makes the estimator quite accurate at very low and zero speeds. The proposed method overcomes almost all problems of sensorless speed control of IMs. Therefore the estimator can follow measured speed accurately at zero speed, very low speed and rated speed in four quadrat operation. And the estimated speed is very close to actual speed under same conditions and +%100 stator resistor variation. Which are validated in simulations using MATLAB/SIMULINK and in experiments.

Keywords: Speed Sensorless Control, Induction Motor, Vector Control

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1 Literatür Özeti

Asenkron motor (IM), dayanıklılık, güvenilirlik, basit yapı ve ek mıknatıs maliyeti olmaması gibi üstün özellikleri ile endüstri ve elektrikli araç motor uygulamalarında en yaygın kullanılan motor tiplerindedir. Çoğu uygulama için IE4 standartlarında üretilen modelleri tatmin edici verimlilik oranlarına sahiptir. [1]

Modern yüksek performanslı motor sürücüsü uygulamalarında, IM sürücülerinin çalışma aralığı boyunca yüksek hassasiyette verimli kontrolü, makine parametrelerinin en azından birkaçının kesin bir bilgisini gerektirir. Bu parametrelerin başında stator ve rotor direnci ve endüktansı gelir. Bu parametrelerin doğru olarak bilinmemesi sensörsüz hız tahmini uygulamalarında motor hızının yanlış tahmin edilmesine neden olabilmektedir.

Bununla birlikte, takometre, optik kodlayıcılar gibi mekanik veya optik sensörleri kullanarak bir IM'nin rotor hızının ölçülmesi, donanımın daha karmaşıklığına, tahrik sistemlerinin maliyetine ve boyutunun artmasına sebep olur. Ayrıca zorlu çalışma ortamlarında uygulanabilirliği sınırlar. Buna ek olarak, enkoderin düzenli olarak bakım gereksinimi sürücü sisteminin güvenilirliğini azaltır.

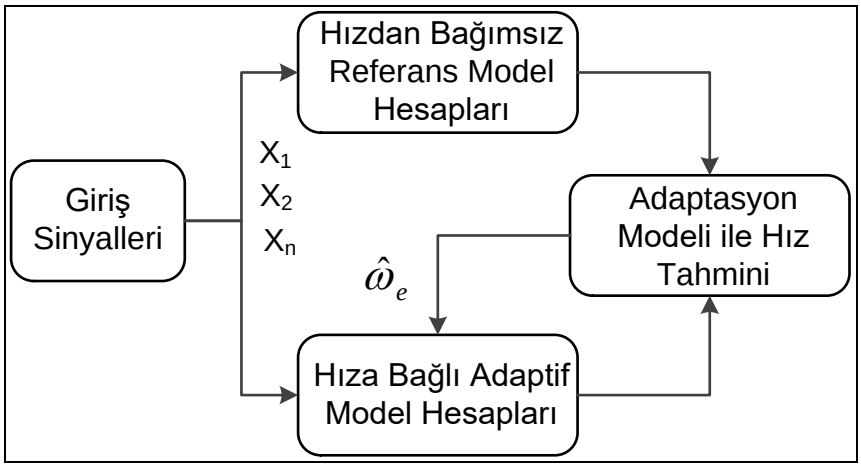
Dolayısıyla mekanik hız sensörlerinin dezavantajları, makinenin "sensörsüz" bir şekilde hızlarının tahmin ederek üstesinden gelir. Hız tahmini için makinenin akım ve gerilim değerleri kullanılır. Makinenin hızının sensörsüz bir şekilde tahmin edilebilmesi makinanın zorlu çalışma koşulları altında kullanmaya uygun hale getirir.

IM sürücülerinin sensörsüz kontrolü konusunda literatürde araştırmacılar önemli çalışmalar yapmışlardır [2] [3] [4]. Tüm sensörsüz IM sürücü kontrol tekniklerinin temel ilkesi vektör kontrolü veya alan yönlendirmeli kontrol (FOC) stratejisidir. Vektör kontrol tekniklerinin temel mantığı, stator akımının akı ve tork kontrol bileşenlerinin bağımsız olarak ayrı ayrı kontrol edilebilmesine dayanır. Bu mantık, uyarılan bir dc motorun kontrolü gibi bir IM'yi kontrol edebilme temeline dayanmaktadır. Böylece, IM kontrolünde stator akımı ile rotor akısı arasındaki doğal bağlanma sorunu aşılabilmekte ve hızlı kontrol cevabı elde edilebilmektedir.

Vektör kontrollü IM sürücülerinde rotor hızının sensörsüz olarak hesaplanması için bugüne kadar çeşitli stratejiler kabul edilmiştir. Temel makine modeli teknikleri, terminal bağlantılarını ve dolayısıyla IM sürücülerinin hızını veya konumunu hesaplamak için makine gerilimlerini ve akımlarının anlık değerlerini göz önüne alır. Bu yöntem makine dinamik denklemlerini kullanır, alan harmoniklerini ihmal eder ve makinenin d - q modeli kullanır.

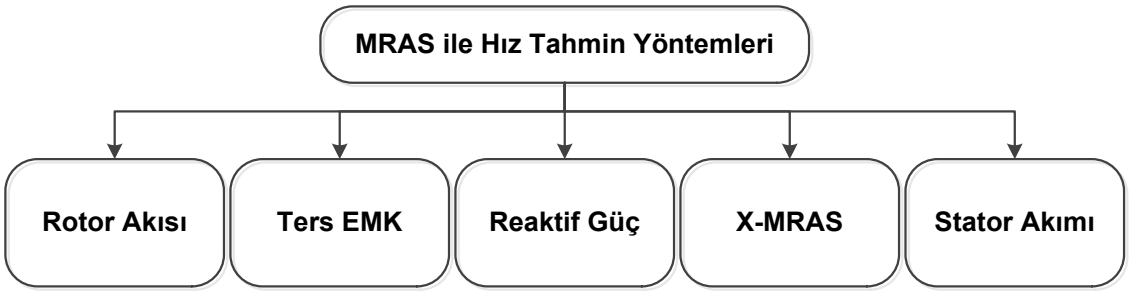
Model Referans Adaptif Sistem (MRAS) yöntemi IM'nin hızını tahmin etmek ve motoru kontrol etmek için geliştirilmiş bir sensörsüz hız tahmin yöntemidir. Diğer tüm sensörsüz hız tahmin yöntemleri arasında basitliği ve doğrudan fiziksel yorumlanabilirliği ile çok dikkat çeken bir tekniktir. MRAS tekniğinin temeli, sistemin durum değişkenlerini, referans model ve adaptif model olmak üzere iki farklı alt model kullanarak ayarlamak ve iki model arasındaki hatayı en aza indirgemek için bir adaptasyon mekanizması kullanarak istenen fiziksel büyüklüğü hesaplamaya dayanır.

MRAS'ın temel bir yapısı Şekil 1.1'de gösterilmektedir. Burada X_1, X_2, .. X_n sistemin durum değişkenini temsil eder.



Şekil 2.1 MRAS temel yapısı

Referans modeli, tahmin edilecek parametreyi içermeyen bir dizi denkleme dayalıdır. Aksine, adaptif model, tahmin edilecek parametreyi içeren farklı girdileri kullanan farklı denklem takımlarıyla aynı durum değişkenlerini hesaplamak için kullanılır. Sisteminin kararlılığı, bu iki modelden elde edilen sinyaller arasındaki hatayı en aza indirgeyerek sağlanır. MRAS yöntemlerinde günümüze kadar rotor akısı, ters elektromotor kuvveti(EMK), reaktif güç, aktif güç, moment ya da $V^* \times I$ hesaplamaları referans ve adaptif modellerde kullanılmışlardır.



Şekil 2.2 Literatürde MRAS yöntemleri

Bu yöntemlerle ilgili özet açıklama ve literatürde yeralan çalışmalar aşağıda verilmektedir.

1.1.1 Rotor Akısı Hatası Tabanlı MRAS Tekniği

Literatürde MRAS ilk olarak 1979 yılında [8] tanıtıldı ve IM sürücülerinde rotor akı-hatası tabanlı MRAS ilk kez 1985 yılında Tamai tarafından önerilmiştir[5]-[6]. Bu tekniğin temel

ilkesi temel MRAS tekniği [2] [7] [8] [9] ile aynıdır. Bu yöntemde referans model rotor hızından bağımsız olarak, adaptif model ise rotorun hızına bağlı olarak rotorun akı değerini hesaplar. Rotor akısı hesaplanırken makine terminal gerilim ve akımları ölçülür ve kullanılır. Bu iki durum değişkenleri yani referans model ve adaptif model arasındaki hata daha sonra tahmini hızı üretebilmek için bir adaptasyon mekanizması kullanılır[10]-[11].

(1.1), (1.2) denklemleri referans modeldir ve (1.3), (1.4) adaptif model denklemlerdir. Her iki denklem de rotorun akısını makine gerilim ve akımlarını kullanarak hesaplar. Denklemlerdeki ρ türev operatörüdür.

$$\rho\psi_{dr} = \frac{L_r}{L_m}(V_{ds} - R_s i_{ds} - \sigma L_s \rho i_{ds}) \tag{2.1}$$

$$\rho\psi_{qr} = \frac{L_r}{L_m}\left(V_{qs} - R_s i_{qs} - \sigma L_s \rho i_{qs}\right) \tag{2.2}$$

$$\rho\hat{\psi}_{dr} = -\hat{\omega}_r\hat{\psi}_{qr} - \frac{1}{T_r}\hat{\psi}_{dr} + \frac{L_m}{T_r} i_{ds} \tag{2.3}$$

$$\rho\hat{\psi}_{qr} = -\hat{\omega}_r\hat{\psi}_{dr} - \frac{1}{T_r}\hat{\psi}_{qr} + \frac{L_m}{T_r} i_{qs} \tag{2.4}$$

Tahmini hız (2.5) ile verilen iki durum değişkeni arasındaki hata dikkate alınarak hesaplanır.

$$\varepsilon_r = \psi_{qr}\hat{\psi}_{dr} - \psi_{dr}\hat{\psi}_{qr} \tag{2.5}$$

Tamai'nin önerdiği roto akı-hatası tabanlı MRAS yöntemi basit olmakla birlikte, rotor parametrelerine bağımlı olması sebebiyle ve rotor zaman sabitinin hatalı tahmini nedeniyle, tahmin edilen hızın gerçek hız ile uyumu hatasından oluşmaktadır. Buna ek olarak, stator ve rotor dirençlerinin sıcaklıkla değişimi, özellikle düşük çalışma hızlarında hatalı hız tahminlerine sebep olmaktadır. Ayrıca denklemlerde integral hesaplarının olması özellikle çok düşük hızlarda ve sıfır hızlarda yanlış tahminlere sebep olmaktadır.

[4] Daha sonra Schauder 1989'da Tamai fikrini, hem rotor akısını yeniden yapılandırmak hem de rotor hızını tahmin etmek için referans ve adaptif modelde bir yüksek geçiren filtre uygulayarak değiştirdi. Önerilen fikir, önceki yaklaşımdan daha az karmaşık ve daha

etkilidir. Fakat rotor akısının akım ve gerilim modelleri üzerindeki yüksek hassasiyeti nedeniyle, önerilen rotor akı–hatası tabanlı MRAS yöntemi, motor parametre değişimlerine karşı oldukça hassastır.

[12], Bununla birlikte, rotor akı tabanlı MRAS yöntemi parametre duyarlılığına sahiptir. Bu yöntemin başlıca problemleri; Zayıf sinyal / gürültü oranı, stator direnci değişimleri ve akı ve hesaplamalarda integral problemleri nedeniyle düşük hızlarda yanlış hız tahminine sebep olmaktadır.

Motor rotor akı-hatası temelli MRAS yöntemini kullanarak hız tahimini yapan literatürde yeralan diğer çalışmalar aşağıdaki gibidir.

[13], Rotor akı hatası tabanlı MRAS yöntemi kullanılan bir IM sürücüsünde IM'nin rotor zaman sabitinin çevrimiçi bir tahmini önerilmiştir. Böylece, rotor akısının konumu ve rotor zaman sabitinin nominal değerinden sapmasına rağmen rotor hızı doğru bir şekilde tahmin edilebilmektedir.

[14], Rotor hızı ve rotor zaman sabitinin aynı anda tahmin edilmesi incelenmiştir. Teori, rotor akı-hatası tabanlı MRAS yöntemini incelemektedir. Rotor hızı ve rotor zaman sabiti tahmincisi ile paralel çalışan bir teknik geliştirilmiştir.

[15]**,** Hız ve rotor akısı için $MRAS^{CC}$ tahmincisi kullanılmıştır. Bu teknikte dinamik performans, alan zayıflaması ve düşük hız bölgeleri dahil olmak üzere tüm hız aralığında performans incelenmiştir.

[16], Bu çalışmada farklı sensörsüz kontrol teknikleriyle bir elektrikli aracın sistem analizi, modellenmesi ve simülasyonu incelenmiştir. İki popüler MRAS sensörsüz kontrol yöntemi, Luenberger gözlemci ve Kalman filtre yöntemleri ile birlikte, hız ve tork kontrol özellikleri açısından karşılaştırılmıştır. 37 kW'lık bir IM ile tahrik edilen bir test aracında simülasyonlar karşılaştırılmıştır.

[17] [18] , Rotor akı-hatası tabanlı MRAS algoritması, rotor direnci için güncelleme algoritması ile rotor direnci tahmin algoritması ile birlikte incelenmektedir. Rotor direnci tahmin algoritması olmaksızın, gerçek rotor akısı ve hızı, referans akı ve referans hızından saptığı gözlemlenmiştir. Aksine rotor akı tabanlı MRAS rotor direnci tahmin algoritması

ile gerçek rotor akısı, referans rotor akısı ve referans rotor hızı ve gerçek rotor hızı kısa sürede örtüşebilmektedir. Buna ek olarak, rotor direnci tahmin algoritması olmaksızın motorda moment kontrolü yapılamamaktadır. Bu çalışmada rotor direnci tahmin algoritması ve rotor akı hatası tabanlı MRAS yöntemi birleştirilerek moment kontrolü sağlanabildiği gözlenmiştir.

[19], Rotor akı tabanlı MRAS kullanan çevrimiçi bir rotor direnci tahmin algoritması önerilmiştir. Stator direnci değişimlerinden sistemin etkilenmediği gözlenmiştir.

[20], IM sürücüleri için rotor akı hatası tabanlı bir MRAS tabanlı doğrusal olmayan bir hız tahmincisi önerilmiştir. Bu çalışmada düşük hız uygulamalar için yarıdan az nominal yük kullanılmıştır.

[21], Stator endüktansının adaptif tahmin algoritmasını içeren IM rotor pozisyonunu tahmin etmek için bir rotor akısı tabanlı sensörsüz MRAS yöntemi önerilmiştir.

[22], MRAS tabanlı bir hız gözlemcisi önerilmiştir. Bu yöntemde, yüksüz koşullarda hızın tahmini için rotor akı hatası tabanlı bir MRAS tekniği kullanılmıştır.

[23], Yüksek hızlı sensörsüz IM sürücüler için deneysel sonuçlarla birlikte ayrı bir rotor akı ve hız tahmincisi incelenmiştir.

[24], Bulanık mantık kontrolörü (FLC) ile IM için MRAS tabanlı sensörsüz FOC geliştirilmiştir. Yüksüz, yük altında, ani hız değişikliği durumunda sensörsüz kontrol algoritması MATLAB / Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir.

[25], Bir IM sürücüsü için MRAS tabanlı, ikinci dereceden sliding mode (SM) observer'a dayalı sensörsüz hız tahmin yöntemi sunulmaktadır. Ikinci dereceden SM yaklaşımı kullanıldığında sadece minimal filtreleme kullanılma gereksinmi oluştuğu görülmektedir.

[26], Düşük ve sıfır hız koşullarında performansını artırmak için Torque model referans uyarlamalı sistem (TMRAS) sensörsüz IM kontrolü için geliştirilmiş bir rotor akı tahmin yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntemin performansı, IFOC bir 7.5-kW IM için simule edilmiş ve deneysel testlerle doğrulanmıştır. Sonuçlar, önerilen yöntemin düşük ve sıfır hız bölgelerinde etkinliğini, geleneksel yöntemle karşılaştırıldığında motor parametre değişimine karşı geliştirilmiş sağlamlığa sahip olduğunu göstermektedir.

[27], Önerilen tahminci, sonlu kontrol seti modeli tahmini kontrol (FCS-MPC) ilkesine dayanmaktadır. Rotor konumu, her örnekleme periyodunda minimum hız ayar hatası sinyalini sağlayan bir arama tabanlı optimizasyon algoritması kullanılarak hesaplanır. Önerilen yöntem motor parametre değişikliklerine karşı sistem sağlamlığını geliştirir.

[28], MRAS, rotor akısı ve tahmini stator akım vektörü ile oluşturulmuştur. Referans modeli, ölçülen akım vektörünü kullanır. Öte yandan adaptif model, tahmini stator akım vektörünü kullanır. Akım, makine durumu denklemlerinin çözümü yoluyla tahmin edilir.

1.1.2 Ters EMK Hatası Tabanlı MRAS Tekniği

Peng ve Fukao 1994 yılında, IM ters EMK'sını kullanarak rotor hızını tahmin etmek için alternatif yeni bir MRAS yöntemi önerdi[29]-[30] . Referans ve adaptif modellerin durum değişkeni IM'in ters EMK'sıdır. Ters EMK tabanlı MRAS tekniği, referans ve adaptif modellerinde akı hesabı içermediği için herhangi bir integrasyon işlemi gerektirmez [31],[32]. Bu yöntemde referans ve adaptif modellerde ters EMK hesaplanır ve bir hız hata düzeltme sinyali üretmek için adaptif ve referans model sinyallerinin farkı adaptasyon modeli içerisinde kullanılır.

IM'nin ters EMK'sını hesaplamak için referans model denklemi (1.6) ve adaptif model denklemleri aynı durum değişken EMK'sını hesaplamak için kullanılacak olan (1.8)' dir.

$$e_m = L'_s \rho i_m = V_s - (R_s i_s + \sigma L_s \rho i_s) \tag{2.6}$$

$$\rho i_m = \omega_r \otimes i_m + \frac{1}{T_r}(i_s - i_m) \tag{2.7}$$

$$e_m = L'_m \left(\omega_r \otimes i_m + \frac{1}{T_r}(i_s - i_m) \right) \tag{2.8}$$

Bu iki modelin sonuçları daha sonra, tahmini rotor hızını veren bir adaptasyon mekanizması kullanmak üzere karşılaştırılmıştır. Her ne kadar bu model IM'nin ters EMK'sını hesaplamak için herhangi bir integral hesabı gerektirmese de stator akımlarının türevini içermektedir. Ayrıca model, parametre değişimlerine duyarlıdır. Bu teknikte motor yönünü belirlemek için özel bir koordinat sistemine ihtiyacı var. Stator direncine bağımlığı nedeniyle sıfır hızlarda, düşük hızlı çalışma bölgelerinde ve devreye almada da

dâhil olmak üzere denetleyicilerin artan doğrusal olmayan özelliklerinden dolayı hızın doğru bir şekilde tahmin edilmesinde başarısız olur.

Literatürde IM ters emk tabanlı MRAS yöntemlerinin incelendiği çalışmalar aşağıdaki gibidir.

[30] , Bu çalışmada hız tahmininde, stator direnci değişimlerine karşı tamamen sağlam yapmak için, ters EMK hata vektörünün ve stator akım vektörünün çapraz çarpımı kullanılmıştır. Yani, reaktif güç MRAS yöntemi için kullanılmıştır.

[33]-[34] , Fakat önerilen bu yöntem generatör çalışma modunda kararsız olduğu bildirilmiştir ve bu yöntemi geliştirmek için, toplam hata sinyali hem hız hem de stator direnci kestirimcilerinin kullanıldığı iki bileşen hata sinyalinin toplamı alınarak üretilmiştir. Birinci bileşen tahmin edilen rotor akı vektörünün çapraz çarpımı ve ters EMK gerilim vektöründeki hata iken, ikinci bileşen, aynı bileşenlerin skaler çarpımıdır. Hem çapraz hem de skaler çarpıl hata sinyaline dahil ederek, tüm çalışma bölgelerinde sıfır olmayan bir hata sinyali elde edilebilir. Bununla birlikte, ters emk hatası tabanlı MRAS yönteminde, önerilen, hız tahmin teknikleri, bağımsız olarak kararlı olmasına rağmen, iki teknik arasındaki etkileşim genel hız tahmininde kararsızlık olmasına neden olabilir.

[35], Bu çalışmada, alan yönlendirmeli vektör kontrol ile kontrol edilen IM rotor akısı sensörsüz olarak bir MRAS yöntemi ile tahmin edilmiştir. Sistem kararlılığı küçük sinyal analizi ile incelenmiştir.

[36], Bu çalışmada IM ters emk'sının hesaplandığı denklemlerindeki türev probleminin çözümü için, referans modelin çıkışında ve adaptif modelin girişinde birinci dereceden LPF'yi eklenmiştir. Fakat bu durumda, adaptasyon modeli içerisinde kontrolör kazanç sabitlerinin ayarlanmasında ve stabilitenin sağlanmasında güçlük nedeniyle sınırlı bir hız izleme performansı elde edilir. Bu durumun çözümü için, oransal kazanç (Kp) 'yi 0,1 düzeyinde tutarak integratör kazancının (Ki) 1'den 100'e yükseltilmesiyle izleme performansının iyileştirilmesine yardımcı olduğu gözlemlenmiştir. Fakat K_i 100'de tutulurken K_p, 0.8'e yükseltildiğinde, kararlı durum hatası artar.

[37], Bu çalışmada yeni bir ters emk tabanlı bir MRAS hız tahmin algoritması önerilmiştir. Tüm çalışma koşulları için kararlılığı garanti etmek için bir yöntem geliştirilmiş ve önerilen sistemin deneysel sonuçları sunulmuştur.

[38], Bu makale, ters elektromotor kuvvete dayalı MRAS ve Kalman filtreli gözlemci kullanılarak IM hız tahmini ile ilgilidir.

1.1.3 Reaktif Güç Hatası Tabanlı MRAS Tekniği

Reaktif güç-hatası tabanlı MRAS ilk olarak 1994 yılında önerilmiştir [29]. Reaktif güç, referans ve adaptif modeller için durum değişkeni olarak kullanılmıştır[2]-[39]. MRAS'daki hata parametresi olarak reaktif gücün seçimi otomatik olarak sistemin stator dirençlerindeki değişmelere karşı bağışıklık kazandırır [40]-[41]-[42]. Dahası, MRAS'ın anlık ve kararlı durum reaktif gücü yapısı, hesaplama sürecinde herhangi bir akı tahmini gerekliliğini tamamen ortadan kaldırır. Dolayısıyla, yöntem, doygunluk gibi integral ile ilgili sorunlara karşı daha az duyarlıdır [43]-[44]-[45]**.** Bu aynı zamanda sıfır hızında ve düşük hızlarda tahmin doğruluğunu arttırır. Fakat düşük devirlerde, uygulanan stator gerilimi düşük olması sistemin kararlı bir şekilde çalışmasının sağlanmasında bir zorluk oluşturur. Bu zorluğun önüne geçmek için, anlık reaktif güç hatası temelli bir yaklaşımda hem referans ve adaptif modeller için bir durum değişkeni olarak seçilmesi hız tahmin algoritmasının performansını arttırır.

Anlık ve kararlı durum reaktif gücü ifadeleri (1.9) ile verilir ve referans model olarak kullanılır.

$$q_{ref} = (V_{qs} i_{ds} - V_{ds} i_{qs}) \tag{2.9}$$

Adaptif model denklemi (1.10)'da verilmiştir.

$$q_{mest} = \sigma L_s \omega_e \left(i_{ds}^2 + i_{qs}^2\right) + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \left(\psi_{qs} i_{qs} + \psi_{ds} i_{ds}\right) \tag{2.10}$$

Denklem (1.10) denklem (1.11) 'dan türetilmiştir. Burada denklemin türev terimleri sıfır olarak kabul edilir. (Kararlı hal denklemi)

Kararlı hal durumu ve FOC durumu için d ve q eksen akıları, $\psi_{dr} = L_m i_{ds}$ ve ψ_{qr} =0 olarak kabul edilir. Böylece denklem (1.11) elde edilebilir. Dolayısıyla hesaplamalarda akı tahmini gerekliliği ortadan kalkar. Adaptif model için yeni denklem (1.11)'deki gibidir.

$$q_{est} = \sigma L_s \omega_e \left(i_{ds}^2 + i_{qs}^2\right) + \omega_e \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds}^2 \tag{2.11}$$

Literatürde IM reaktif güç hatası tabanlı MRAS yöntemlerinin incelendiği çalışmalar aşağıdaki gibidir.

[30]'de önerilen yöntemde adaptif modelde türev terimleri kullanılması tahmin edilen miktarın doğruluğunu etkilemektedir.

[46], [47], [48] 'de önerilen yöntemde, rotor hızı ve rotor zaman sabitinin tahmini için hem anlık hem de kararlı durum reaktif gücünü kullanmaktadır. Referans modelinde anlık reaktif güç hesabının kullanımı tekniği makine parametrelerine olan bağımlılığını azaltmıştır. Adaptif modelde kararlı durum reaktif gücünün seçimi, türev terimleri aynı seviyede ortadan kaldırmaktadır. Bu nedenle, hız tahmin doğruluğu geliştirilebilmiştir.

[49], Aynı reaktif güç hatası tabanlı MRAS yöntemi sensörsüz alan yönlendirmeli kontrollü IM sürücülerinde rotor direncinin çevrimiçi olarak tahmini için kullanılır.

[50], Rotor direncinin tahmini için bir reaktif güç tabanlı MRAS yöntemi kullanılmıştır. Simülasyon sonuçları ile yöntemin doğruluğu farklı stator direnci değişimleri altındaki geçici durum performansı incelenmiştir.

[51], Yeni bir reaktif güç hatası tabanlı MRAS hız tahmincisi önerilmiştir. Teknik, düşük hızlarda çalıştığı fakat sıfır stator frekansında çalışmadığı gözlenmiştir. Bu problem, kontrol devresine düşük genlikli, yüksek frekanslı bir sinyal enjekte ederek üstesinden gelinebilir [52] [53]. Bununla birlikte, enjekte edilen sinyaldeki harmonikler belirgin cilt etkisi nedeniyle sistemde ek bir kayba neden olur. Alternatif bir yöntem olarak, zorlu çalışma ortamlarında çok düşük çözünürlüklü bir hız sensörü kullanması önerilmiştir [54].

[55], Aktif güç hatasını adaptasyon mekanizmasının referans girişi olarak kullanarak MRAS'a dayanan bir stator direnci tahmin yöntemi önerilmiştir. Rotor direnci stator

direncinin değişim oranı kullanılarak ayarlanmıştır. Teorik analizi doğrulamak için simülasyon ve deney sonuçları sunulmuştur.

[52], Motora harmonik sinyal enjeksiyonuna dayanan yeni bir algoritma önerilmiştir. Yöntem, ek donanım gerektirmez, varolan varolan dijital kontrollü invertörün yazılımını değiştirerek uygulanabilir. Bu algoritma, sıfır ve düşük stator frekansında makul tork kontrol yeteneği sağlar.

[53], Düşük ve sıfır hızdaki IM'da hava boşluğu akısının anlık konumunu tahmin etmek için yeni bir yaklaşım öneriyor. Yöntem, yüksek frekanslı bir akı bileşenini üreten yüksek frekanslı bir dönen alanın üretilmesine dayanmaktadır. Önerilen sistemin beklenen özelliklerini pratik olarak doğrulamak için deneysel testler gösterilmiştir.

[51], IM sürücüler için anlık reaktif güç tabanlı bir MRAS hız tahmini yöntemi önerilmektedir. İlk olarak, sistemin anlık reaktif gücüne denk bir fonksiyon kullanılır ve ölçülen değer ile tahmini değer arasındaki hata, daha sonra hız adaptasyon mekanizması içinde kullanılır. Adaptasyon mekanizmasının tasarımı ve bazı temel deneysel sonuçlar sunulmuş ve tartışılmıştır. Teknik, literatürde önerilen önceki MRAS tabanlı tekniklerle karşılaştırıldığında, parametre varyasyonlarına göre üstün sağlamlığa sahiptir.

[56], IM vektör kontrol sürücüleri için yeni bir çevrimiçi rotor direnci tahmin yöntemi önerilmiştir. Anlık Reaktif Güç tabanlı bir MRAS tekniği kullanılan yöntem stator direncinin termal değişiminden etkilenmediği görülmüştür. Yöntem içerisinde reaktif güç hesapları integratör içermemektedir. Bu metodun geçerliliği simülasyon ve deneysel olarak ile doğrulanmıştır.

[46], Bu çalışmada, IM sürücüsü için hız ve rotor zaman sabitinin tahmini için bir reaktif güç temelli MRAS önerilmiştir. Önerilen yöntemde, hem anlık hem de kararlı durum reaktif güç denklemleri MRAS formüle etmek için kullanılmıştır. Bu formulasyon sayesinde akı hesabı ve adaptif modelde türev gereksinimi ortadan kalmıştır. Matlab/Simulink ortamında simülasyon çalışmaları tamamlanmış ve uygulamalar ile yöntem test edilebilmiştir.

[49], Rotor direncinin online olarak tahmin edilmesi için reaktif güç kullanan Model Referans Adaptif Kontrol (MRAC) yöntemi hakkında bir çalışma sunulmuştur.

[57], Anlık reaktif güç tabanlı bir MRAS, sensörsüz vektör kontrollü IM sürücüsünün hız tahmini için önerilmiştir. Önerilen MRAS yönteminde, referans model olarak ölçülen akım vektörünü kullanır. Öte yandan adaptif modelde, hesaplanan stator akım vektörünü kullanılmıştır. Akım, makine durumu denklemlerinin çözümü yoluyla tahmin edilir. Hız tahmincisinin kararlılığı, küçük sinyal analizi ile kontrol edilmiştir. Ayrıca, yöntemin regeneratif modundaki performansı da incelenmiştir. Algoritma, MATLAB / SIMULINK'de kapsamlı bilgisayar benzetimi yoluyla doğrulanmıştır.

[47], Reaktif güç tabanlı MRAS ile vektör kontrollü IM sürücüsü için rotor direnci tahmin yöntemi önerilmiştir. Dolayısıyla, bu yöntem integratörle ilgili problemlere daha az duyarlıdır. Vektör kontrollü IM sürücüsünün MRAS tabanlı rotor direnci tahmincisi ile performansı MATLAB / SIMULINK'de simüle edilmiştir.

[58], MRAS kullanarak bir IM sürücüsü hızı ve rotor direncinin birlikte tahmini sunmaktadır. Reaktif güç, bu MRAS'da adaptasyon modeli için hata sinyali üretmek için kullanılır. Önerilen yöntem Matlab / Simulink'te geliştirilmiştir.

[59], Hız tahmini ile birlikte rotor akı MRAS tabanlı rotor zaman sabitinin çevrimiçi olarak tanımlanması önerilmektedir. Önerilen yöntem MATLAB / SİMÜLASYON tarafından geniş hız aralığı üzerinde doğrulanmıştır.

1.1.4 Stator Akımı Hatası Tabanlı MRAS

Bu MRAS yöntemi ilk olarak 2008'de önerilmiştir[60]-[61]-[62]. IM'nin ölçülen stator akımı (yani referans modeli) ile rotor akı vektörü ile oluşturulmuş stator akım modelinden elde edilen tahmini akım arasında bir stator akım-hata tabanlı MRAS kestiricisi [63]-[64]-[65]-[66]'de önerilmiştir. Bu modelin diğer MRAS tekniklerinden farkı, bu modelin tahmin edilen durum değişkenini doğrudan ölçülen ile karşılaştırmasıdır. Bu modelin durum değişkeni stator akımı ve ölçülen değeri referans modeli olarak kabul edilmektedir. Aynı miktar adaptif modelde tahmin edilmektedir. Önerilen MRAS hız tahmincisinde, rotor akı vektörü, hız bağımlı akı modeli temel alınarak hesaplanır. Referans model ortadan kaldırılarak doğrudan ölçülen stator akımı,

hesaplanan değer ile karşılaştırılarak hız tahmini için adaptasyon modeli içerisinde kullanılır.

Stator akımının matematiksel modeli (1.12) 'de verilmiştir. Bu denklem, akım ve gerilim modellerinin bir birleşimidir.

$$\rho\hat{\imath}_s = \frac{R_r X_m^2 + X_r^2 R_s}{\sigma T_N X_s X_r^2}\hat{\imath}_s + \frac{1}{\sigma T_N X_s}V_s + \frac{X_m R_r}{\sigma T_N X_s X_r^2}\psi_r - j\hat{\omega}_r \frac{X_m}{\sigma T_N X_s X_r} \tag{2.12}$$

Bu model rotor akı vektörünü gerektirir ve bu değer (1.13)'de hesaplanabilir.

$$\rho\psi_r = \left[\frac{R_r}{X_r}(X_m i_s - \psi_r) + j\hat{\omega}_r\psi_r\right]\frac{1}{T_N} \tag{2.13}$$

Burada $T_N = \frac{1}{2}\pi f_s$ olarak hesaplanabilir.

Adaptasyon, tahmini ve ölçülen stator akımları arasındaki hataya dayanmaktadır (1.14),

$$e_{ds,qs} = i_{ds,qs}\hat{\imath}_{ds,qs} \tag{2.14}$$

Ve rotor hız adaptasyon (1.15)'deki gibi formüle edilmiştir.

$$\hat{\omega}_r = K_p\left(e_{ds}\psi_{qr} - e_{qs}\psi_{dr}\right) + K_i\int\left(e_{ds}\psi_{qr} - e_{qs}\psi_{dr}\right)d_t \tag{2.15}$$

Literatürde IM için stator akım hatası tabanlı MRAS yönteminin incelendiği çalışmalar aşağıdaki gibidir.

[34], Akım tahminine dayanan yeni bir MRAS yöntemi rotor hızı ve stator direnç değeri tahmincisi önerilmiş ve tasarlanmıştır. Önerilen yöntemin kararlılığını göstermek için simülasyonlar ve deneysel çalışmalar yapılmıştır.

[66], IM stator akımı tabanlı MRAS kararlılık analizi sunulmuştur. Yöntem, motor parametre değişikliklerine ve dinamik performansta duyarlılık gösterdiği görülmüştür.

[65], IM sürücüsü için stator akım-hata temelli MRAS'ın kararlılık analizi, geniş bir motor parametresi değişimi aralığı için incelenmiştir. Önerilen MRAS kestirimcisinin her iki PI kontrolör parametre değişimi için de kararlı olduğu bulunmuştur. Ayrıca rotor direncinde veya rotor ve stator reaktanslarının nominal değerlerinden (±% 50) yanlış tespitinin tahmin edicinin kararlılığını etkilemediği bildirilmiştir.

[67], IM vektör kontrollü sürücüsü için eşzamanlı bir rotor hızı ve rotor direnci tahmin yöntemi önermektedir. Önerilen yöntemin doğruluğu 3 fazlı IM ile deneysel olarak gösterilmiştir.

[68], Stator akımlarına dayalı IM vektör kontrollü sürücüleri için yeni bir MRAS yöntemi incelenmiştir. Bu yöntemde ölçülen stator akımı MRAS gözlemcisinin integratörün kullanılmasını önlemek için referans model olarak kullanılmıştır. Rejeneratif modu için testler de dahil olmak üzere, düşük hızlı operasyon bölgesinde sistem simülasyon ve deneysel olarak incelenmiştir.

[69], IM denklemlerine dayanan yöntem stator akımlarını ve rotor akısını tahmin etmek için kullanılır. Lyapunov'un kararlılık kriteri, gerçek ve tahmini akımlar arasındaki hataya dayalı olarak rotor hızını tahmin etmek için kullanılır.

1.1.5 X-MRAS Tabanlı Hız Tahmin Yöntemi

X-MRAS yeni bir MRAS olarak ilk olarak 2010 yılında önerilmiştir. Bu teknikte referans ve adaptif modellerde durum değişkeni $V^* \times I$ (V = stator gerilim vektörü ve I = stator akım vektörü) anlık ve sabit durum değerleri ile tasarlanmıştır [70]-[71]-[72]-[73]. Burada 'X' ne bir reaktif güç ya da aktif güç olmayan hayali bir miktar olarak tanımlanmaktadır.

X1 rotor hızından bağımsız olduğu için referans model olarak seçilirken, rotor hızı bağımlılığı nedeniyle X2 adaptif model olarak seçilmiştir. Bu denklemler hem akı tahmini hem de türev işlemlerin gerekliliğini ortadan kaldırır.

Bu modelde IM stator gerilim denklemleri dönen eksen takımında (1.16) ve (1.17) 'de verilen şekilde yeniden düzenlenmiştir.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_e \sigma L_s i_{qs} + \rho \sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r}\left(\omega_e \psi_{qr} - \rho \psi_{dr}\right) \tag{2.16}$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_e \sigma L_s i_{ds} + \rho \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r}\left(\omega_e \psi_{dr} + \rho \psi_{qr}\right) \tag{2.17}$$

Anlık X değeri (1.18) olarak hesaplanır ve referans model olarak kullanılır. Bu denklem rotor hızından bağımsızdır.

$$X_1 = V_{qs} i_{ds} + V_{ds} i_{qs} \tag{2.18}$$

Aynı miktar (1.19) 'da verilen durum için tekrar hesaplanır. Bu denklem, modelin rotor hızına bağlı olduğu için adaptif model olarak kullanılır.

$$X_2 = \omega_e \left[L_s i_{ds}^2 - \sigma L_s i_{qs}^2 \right] + 2 R_s i_{ds} i_{qs} \tag{2.19}$$

Bu model, parametre değişimlerine karşı diğer MRAS tekniklerine göre daha az duyarlıdır ve hesaplamalarda integral ve türev terimleri yoktur. Böylece model, rejeneratif modda, çok düşük ve sıfır hızlarda çalışabilmektedir.

Literatürde IM X-MRAS yöntemi ile sensörsüz hız tahmininin incelendiği çalışmalar aşağıdaki gibidir.

[74], Referans modelde $V^* \times I$ 'in anlık değerini ve adaptif modelde aynı denklemin karalı hal denklemini kullanan yeni bir MRAS sunmaktadır. Önerilen yöntem ile sistem dört bölgenin hepsinde kararlı olduğu görülmektedir. Sıfır hız dahil olmak üzere düşük hızlarda çalışabilmektedir. Yöntem akı hesaplaması gerektirmez ve uygulanması kolaydır. Fakat regeneretif çalışma modunda kararsızlık gözlenmiştir.

[75], Rejeneratif moduyla ilgili kararlılık problemleri $V^* \times I$ 'nın dış çarpımı eklenen yeni bir yöntem dikkate alınarak çözülmüştür. Referans modelinde $V^* \times I$ 'nin anlık değeri kullanılır ve adaptif model için kararlı hal denklemleri kullanılmıştır.

[76], Bu makalede, [54],[55]'de önerilen yöntem stator direnci tahmini algoritması olarak önerilmiştir. MATLAB / SIMULINK kullanarak simülasyon ve dSPACE 1104 tabanlı laboratuvar prototipindeki deneyler ile önerilen tekniğin etkililiğini doğrulamıştır.

[77], Aynı yöntem Vektör kontrollü IM sürücüsü için tek akım sensörü kullanılarak tekrarlanmıştır. Önerilen şemadaki akım sensörü, DC link yerine herhangi bir faza yerleştirilebilir. Bu sayede yöntem faz akımının doğru algılama avantajına sahip olmasına rağmen, arıza durumunda invertör korumada probleme sebep olabilir.

1.1.6 Yüksek Frekanslı Sinyal Enjeksiyonu (HFIM) Tabanlı MRAS Tekniği

Yukarıda anlatılan tekniklere ek olarak özellikle sıfır hız ve çok düşük hızlarda IM'un rotor hızının ve pozisyonunun sensörsüz olarak tahmin edilebilmesi için varolan tekniklere ek olarak sistem içerisinde yüksek frekanslı bir sinyal yardımıyla sürekli olarak motor parametrelerinin tahminine dayalı yöntemler incelenmiştir. Bunun temel sebebi rotor dinamikleri ve parametrelerinin sıfır stator frekansında ölçüm zorluğudur[2]. Bu sebeplerden dolayı, IM d - q devresine dayanan sensörsüz algoritmalar düşük ve sıfır stator frekans bölgelerinde başarısız oldukları gözlenmiştir**.** Yukarıda adı geçen sorunların çözüm yollarından biri yüksek frekanslı sinyal enjeksiyon methodudur. Rotor akısının açısını izlemek için d ekseni üzerinde yüksek frekanslı bir sinyal (yani test sinyali) enjekte edilir. Sıfır veya düşük hızlarda, stator ve rotor kaçak endüktansları üzerindeki sinyallerden rotor akısının açısı bilgisi elde edebilir [52]-[78]. Fakat motora enjekte edilen yüksek frekanslı sinyaller, d ve q eksen empedansları üzerinde oluşturdukları belirgin cilt etkisine nedeniyle reaktansa göre rotor direncinin daha yüksek bir değerde okunmasına sebep olabilir.

Literatürde IM HFIM yöntemi ile sensörsüz hız tahmininin incelendiği çalışmalar aşağıdaki gibidir.

[79], Uygulanan yöntem, ağır yük koşullarında bile sıfır ve düşük stator frekansında makul tork kontrol yeteneği verir. Önerilen yöntem, neredeyse hiçbir dalgalanma torkuna sebep olmaz ve daha az gürültüye sebep olur, ancak uygulana yüksek frekanslı sinyal ek girdap akım kayıpları, histerezis kayıpları, ek bakır kayıpları ve kaçak kayıplara sebep olur. Bunlar göz önüne alındığında, enjekte edilen sinyal seviyesi mümkün olduğunca küçük tutulmalıdır.

[80], FOC IM sürücü sistemi için bir MRAS uygulaması incelenmektedir. IM'ye yüksek frekanslı (20 kHz) sinyal gönderilmektedir. Önerilen MRAS yönteminde, parametre kestirimindeki hatalar için rotor akısı gözlemcisinin güncel modelini güncelleyerek hız tepkisini geliştirir. Fakat modelin çalışabilmesi için bir enkoderden rotor açısının alınması gerekmektedir.

[81], IM sensörsüz kontrolü için geliştirilmiş bir yüksek frekanslı sinyal enjeksiyon yöntemi (HFIM) sunulmaktadır. Yöntem düşük hızdan orta ve yüksek hıza doğru geçiş için hibrid hız tahmini önerilmiştir. Deneysel sonuçlar sıfır hız da dahil olmak üzere düşük frekansta performansı artırdığını göstermektedir fakat çok düşük ve sıfır hızda bu performans artışının yeterli sonuç vermediği gözlenmiştir.

[82], HFIM'den oluşan bir hibrid modeli önerilmiştir. Yüksek hızda, hız tahmini için sadece gerilim modeli kullanılıyor ancak, düşük devirlerde (yani, 300 dev / dak'ın altında) HFIM ve gerilim modeli ile birlikte hareket ettiğinde kararlılık sağlanabiliyor. Enjekte edilen sinyal genliği hız arttıkça kademeli olarak azaldığından, düşük ve yüksek hızlı işlemler arasındaki geçişin daha pürüzsüz olduğu gözlemlenmektedir. Bu tür hibrit yöntemler sistemin daha karmaşık hale gelmesine sebep olmaktadır. Ayrıca sisteme uygulanacak ek sinyal, ek gürültüye sebep olacak, kontrol sinyallerinin bozulmasına sebep olabilecektir.

Yukarıda bahsi geçen MRAS tabanlı IM sensözsüz hız tahmin teknikleri farklı zamanlarda karşılaştırmalı olarak incelenmişlerdir:

[83], IM'a uygulanan MRAS ve Uzatılmış (Extended) Kalman Filtresi temelli hız ve rotor akı tahmini karşılaştırılması incelenmiştir. Her bir teknikte kararlı durum ve geçici durum performansı analiz edilmiş ve MRAS üzerinde parametre değişiminin etkileri incelenmiştir.

[84], [85] Hız sensörüz IM sürücüleri için üç farklı akı ve hız tahmin algoritmasının deneysel performansları karşılaştırılmıştır. Bu yöntemler: rotor-akı hatası tabanlı MRAS, moment-akım hatası tabanlı MRAS ve adaptif lineer olmayan akı gözlemcisidir. Makale, sıfır ve düşük hız performans testleri üzerinde yoğunlaşıyor.

[86], Farklı hız tahmin teknikleriyle bunların karşılık gelen avantaj ve dezavantajlarının yanı sıra rotor hızını tahmin etmenin fizibilitesi hakkında kapsamlı bir çalışma sunmaktadır.

[87], IM sürücülerinin sensörsüz vektör kontrolünde rotor direncinin tahmini için üç yöntem karşılaştırılmıştır. Elektromanyetik tork denklemi ve reaktif güç olmak üzere üç tekniğin ikisi, mevcut yöntemlerin genelleştirilmesine dayanır. Çalışmalar, aktif güç

denklemi olan üçüncü yöntemi önermektedir. Her üç yöntemde rotor direncini etkin olarak tahmin etse de, önerilen yöntem daha hızlı tahmin yaklaşımı sağladığı için diğerlerine göre daha üstündür. Her üç yöntemin simülasyon sonuçları karşılaştırma amacıyla verilmiştir.

[88], Yukarıda bahsedilen tüm yöntemler karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. IM sürücüsünün farklı MRAS tabanlı sensörsüz vektör kontrolüne bağlı olarak ilgili matematik denklemleri, deneysel ve simülasyon sonuçları ile birlikte gösterilmiştir.

[89], IM rotor hızı tahmini için, sliding mode observer (SMO) ve MRAS içeren bir seri bir gözlem yapısı önerilmiştir. Bu algoritmada IM'nin genişletilmiş mıknatıslanma akımları MRAS için tanımlanmıştır ve gerçek değerlerinin gerilim denklemlerinden hesaplanması mümkün olur. Simülasyon sonuçlarıyla gösterildiği gibi hem rotor direncine dayanıklılık hem dinamik performans iyileştirilmiştir.

Literatürde bugüne kadar çalışılan başlıca MRAS yöntemleri: rotor akı hatası, ters EMK hatası, reaktif güç hatası, stator akım hatası, X-MRAS ve HFIM olarak görülmektedir.

Dört bölge çalışmada rotor akı hatası tabanlı MRAS yüksek hızlı bölgede hızı izleyebildiği görülmektedir fakat düşük hız çalışma bölgelerinde integral hesap gereksinimi nedeniyle gerçek hızdan sapma eğilimi göstermektedir.

Rotor akı modelindeki integral hesaplamalarının sebep olduğu problemi, daha az parametre bağımlılığı gösteren ters EMK hata temelli MRAS İLE biraz üstesinden gelinebilmektedir. Bununla birlikte, adaptasyon kazanç sabitlerinin doğrusal olmayan etkisinin varlığı bu tahminciyi tasarımını zorlaştırmaktadır. Dahası, her iki MRAS yönteminde stator direnci değişimlerine maruz kalmaktadır.

Anlık reaktif güç-hata tabanlı MRAS, parametre bağmlılığını azaltmasına rağmen rejeneratif çalışma modunda kararlılık sorunu göstermektedir. Bununla birlikte, IM sürücüsünün dört kademesinin hepsinde düşük ve sıfır hızdaki kararlı çalışabilmesi için, ne aktif güç ne de reaktif güç olmayan hayali bir miktarla tasarlanmış yeni bir X-MRAS yöntemiyle gerçekleştirilmiştir.

Stator akım-hatası temelli MRAS'ın saf entegrasyon problemi çektiği ve motor parametre değişimlerine karşı hassas olduğu görülmektedir.

Motor terminallerine yüksek frekanslı sinyal enjeksiyonu(HFIM), IM sürücüsünün hız tahmini için gerekli olan rotor akı açısını bulmak için geliştirilmiş bir başka yöntemdir. Yöntem düşük ve sıfır hızlı işlemler için uygulanır. Bununla birlikte, yöntem inverter devresinin doğrusal olmayan karakteri, distorsiyonlar ve yüksek frekanslı sinyal enjeksiyonu ölü zaman sebebiyle cihaz gerilim düşüşü gibi etkilere sebep olur.

1.2 **Tezin Amacı**

Tezin amacı, dolaylı alan yönlendirme kontrollü 3 fazlı asenkron motorlar için yüksek performanslı bir hız tahmin algoritması geliştirmektir. Önerilen yöntem, yeni bir Model Referans Adaptif Kontrolördür.

IM'da hızın sensörsüz olarak tahmini yapmada karşılaşılan başlıca problemler:

- Yöntemin parametre bağımlılığı, motor çalışması esnasında parametrelerde oluşan değişimler sonucu tahmin edilen hızın gerçek hızdan farklılık göstermesi.
- Yöntemin rotor direnci ve endüktansını denklemler içerisinde kullanması, rotor parametreleri doğrudan ölçülemediği, tahmin edilmesi gerektiği için doğruluğu etkiler.
- Tercih edilen yöntemdeki denklemin integral ve türev işlemlerinin olması, integral ve türevlerde kalıcı değerler oluşması sonucunda özellikle düşük ve sıfır hızlarda doğru hız tahmini yapılaması.
- Yöntemin hız tahmini için gerekli işlem adımlarının çok fazla olması, yöntemin dinamik performans cevabını olumsuz etkiler.
- Yöntem içerisinde çok fazla filtre gereksinimi, sistemi yavaşlatır ve hız tahminini olumsuz etkiler.
- Her yöntem motorun dört bölgesinde doğru bir şekilde çalışamamaktadır.

Bu sebeple önerilen yöntemde literatürdeki diğer çalışmalardan farklı olarak, rotor hızını hesaplamak için kararlı hal alan yönlendirme durumunda stator q-eksen stator gerilim denklemi kullanılmıştır. Ayrıca, hesaplanan gerilim doğrudan ölçülen terminal gerilimlerinden elde edilen q-ekseni stator gerilimi ile karşılaştırıldığından, bu model bir referans modele ihtiyaç duymaz.

Önerilen yöntemde kullanılan denklemde hesaplamalar herhangi bir rotor parametresi gerekmez ve bu da sistemin rotor parametrelerinin değişimine karşı bağışıklık kazandırır. Dahası, bu benzersiz hesaplama akı tahmini gerekliliğini ortadan kaldırır, bu nedenle yöntem saf entegrasyon sorunlarına daha az duyarlıdır. Böylece, bu yöntem kullanılarak çok düşük ve sıfır hızlarda oldukça doğru hız tahmini yapılabilmektedir. Önerilen yöntem ile MRAS'ın ölçülen hızı sıfır hızda ve çok düşük hızlarda doğru takip edebilmektedir. Ayrıca yöntem dört bölge kontrolünde de doğru çalışabilmektedir. Ayrıca parametre bağımlılığını ölçmek için % 100 stator direnci değişimi altında sonuçlar incelenmiştir. Matlab Simulink ortamında simülasyon çalışmaları tamamlanmış ve 2.2KW bir 3-faz IM ve d-SPACE kontrolör ile deneysel çalışmalar ile yöntemin performansı incelenmiştir.

1.3 **Hipotez**

Hız sensörsüz olarak asenkron motor hız tahmininden beklenen başlıca özellikler: tahmincinin sıfır hızda, çok düşük hızlarda, yük altında ve yüksüz durumda, dört çalışma bölgesinde motorun hızını ve konumunu doğru tahmin ederek, vektör kontrollü sürücünün karalı bir şekilde çalışmasını sağlayabilmesidir. Fakat IM sensörsüz olarak hız tahmini yapabilmek için günümüze geliştirilen yöntemlerde karşılaşılan farklı problemler ele alınarak çözüm üretilmeye çalışılmıştır. Karşılaşılan başlıca problemler, önerilen yöntemin parametre bağımlılığı ve rotor parametrelerine olan bağımlılık, işlem yükünün fazla olması, işlemlerdeki integral ve türev hesaplarının olması, filtre gereksinimleri ve bazı yöntemlerin dört bölgede doğru hız tahmini yapamaması olarak sayılabilir.

Hız sensörü olmadan IM hız tahmini yapılan başlaca yöntemler sırasıyla, rotor akı hatası tabanlı MRAS, ters emk hatası tabanlı MRAS, aktif ve reaktif güç tabanlı MRAS, stator akım hatası tabanlı MRAS ve bu yöntemlerle birlikte kullanılan yüksek frekanslı düşük genlikli sinyal enjeksiyonuna dayanan HFIM yöntemleridir. Bu yöntemlerden rotor akı

hatası tabanlı MRAS yöntemi ilk önerilen yöntemdir. Fikir olarak basit fakat uygulaması oldukça zor parametre bağımlılığı yüksek, türev ve integral hesapları içeren bir yöntemdir. Bu yöntemin sonrasında ters emk yöntemi ile parametre bağımlılığı azaltılması amaçlanmış ama integral hesap gereksinimi bu yöntemde devam etmiştir. Aktif, reaktif güç hatası ve bunların sonucu olarak ortaya çıkan X-MRAS yöntemi ile parametre bağımlılığı azaltılmış, hesaplamalarda kararlı hal hesaplamaları kullanılmıştır. Böylece türev ve integral hesaplamaları gereksinimi ortadan kaldırılmıştır. Stator akımı hatası tabanlı MRAS yöntemi ile işlem sayısını azaltmak için referans model hesaplamaları yerine doğrudan ölçülen stator akımı referans model olarak kullanılmıştır. HFIM yöntemi ile özellikle sıfır ve çok düşük hızlarda makine modelleri üzerinden hesap yapmak zorlaştığı için çok düşük genlikli yüksek frekanslı bir sinyal enjekte edilerek rotor konumu tahmin edilmeye çalışılmıştır.

Bu sebeple geliştirilecek yeni MRAS tabanlı sensörsüz IM hız tahmin yöntemi çok düşük hızlarda ve sıfır hızda çalışabilmelidir. IM dört bölge kontrolünde hızı doğru tahmin etmelidir. Motor parametreleri özellikle ölçülemeyen rotor parametrelerini içermemelidir. Hesaplamalarda integral ve türev terimlerinin olamaması gerekmektedir ve hesap işlem yükü az olmalıdır.

Bu sebeple önerilen yeni MRAS yöntemi ile kararlı hal alan yönlendirme durumu için çıkartılmış q-eksen stator gerilim denklemi adaptif model için kullanlımıştır. Referens model olarak motor terminallerinden ölçülen gerilim q-eksen takımına dönüştürülmüş ve doğrudan adaptif modelde heaplanan aynı büyüklü ile karşılaştırılmıştır. Adaptif model için geliştirilen deklem, rotor parametreleri içermez ve herhangi bir türev, integral işlemi gerektirmez. Referans model için doğrudan ölçülen bir değerin kullanılması işlem yükünü azaltmıştır. Hesaplamalarda dc bir gerilim değeri kullanıldığı için motor yönünün bulunabilmesi için ek yöntemlere ihtiyaç duyulmamıştır. Yöntem dört bölgede motor hızını ve pozisyonunu doğru tahmin edebilmektedir. Yöntem sıfır hızda ve çok düşük hızlarda çalışabilmektedir. Ayrıca parametre değişimine karşı son derece dirençli bir yöntemdir.

BÖLÜM 2

ÖNERİLEN YENİ MRAS YÖNTEMİ İLE HIZ TAHMİNİ

2.1 Asenkron Motor Sistem Denklemleri

Asenkron motor rotor ve stator denklemleri matriks formatında (2.1) ve (2.2)'de verildiği gibi tanımlanabilir. Burada ρ türev operatörüdür.

$$V_{abcs} = r_s i_{abcs} + \rho\lambda_{abcs} \tag{2.1}$$

$$V_{abcr} = r_r i_{abcr} + \rho\lambda_{abcr} \tag{2.2}$$

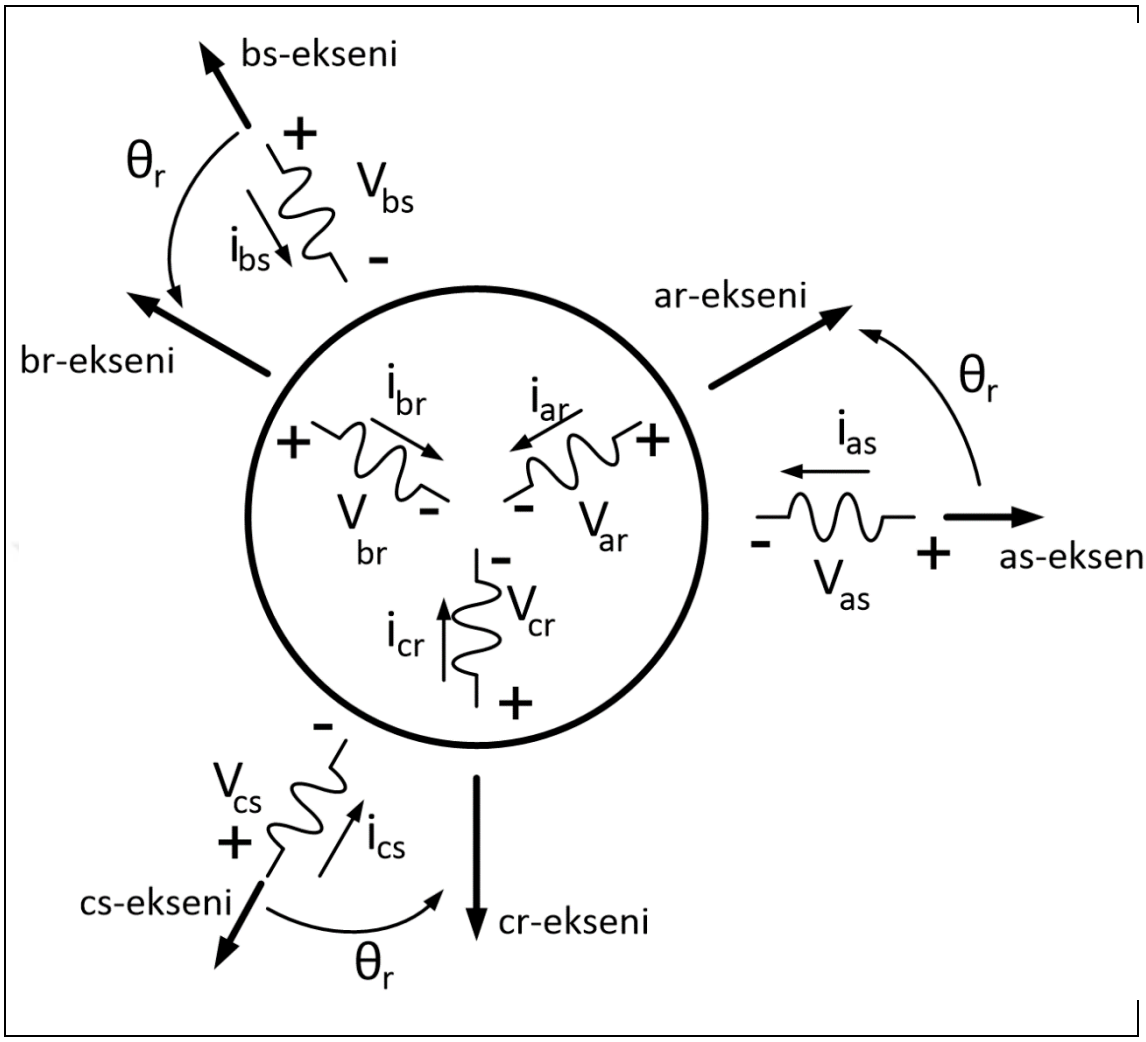
3-faz makine için gerilim, akım ve akılar (2.3)-(2.4)'de verildiği gibi 3x1 şeklinde tanımlanır.

$$V_{abcs} = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

$$i_{abcs} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

$$\lambda_{abcs} = \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

3-faz IM rotor ve stator sargı akım ve gerilimleri Şekil 2.1'de gösterilmiştir.



Şekil 2.1 3-Faz asenkron motor rotor ve stator eksenleri [1]

Makinenin rotor ve stator akıları arasında karşılıklı bir kuplaj makine akımları sebebiyle oluşmaktadır. Makine akı denklemleri (2.6) ve (2.7)'de verilmiştir.

$$\lambda_{abcs} = \lambda_{abcs(s)} + \lambda_{abcs(r)} \tag{2.6}$$

$$\lambda_{abcr} = \lambda_{abcs(s)} + \lambda_{abcs(r)} \tag{2.7}$$

Burada stator akımlarının stator sargısı üzerinde oluşturduğu akı (2.8)'de verilmiştir.

$$\lambda_{abcs(s)} = \begin{bmatrix} L_{as} & L_{abs} & La_{cs} \\ L_{abs} & L_{bs} & L_{bcs} \\ L_{acs} & L_{bcs} & L_{cs} \end{bmatrix} i_{abcs} \tag{2.8}$$

Rotor sargısı üzerindeki akımların stator üzerinde oluşturduğu akı denklemi (2.9)'da verilmiştir.

$$\lambda_{abcs(r)} = \begin{bmatrix} L_{as,ar} & L_{as,br} & La_{as,cr} \\ L_{bs,ar} & L_{bs,br} & L_{bs,cr} \\ L_{cs,ar} & L_{cs,br} & L_{cs,cr} \end{bmatrix} i_{abcr} \tag{2.9}$$

Benzer şekilde stator sargılarındaki akımın rotor sargıları üzerinde oluşturduğu akı (2.10)'da verilmiştir.

$$\lambda_{abcr(s)} = \begin{bmatrix} L_{ar,as} & L_{ar,bs} & La_{ar,cs} \\ L_{br,as} & L_{br,bs} & L_{br,cs} \\ L_{cr,as} & L_{cr,bs} & L_{cr,cs} \end{bmatrix} i_{abcs} \tag{2.10}$$

Rotor sargısı üzerindeki akımları rotor sargıları üzerinde oluşturduğu akı denklemi (2.11)'de verilmiştir.

$$\lambda_{abcr(r)} = \begin{bmatrix} L_{ar} & L_{abr} & La_{cr} \\ L_{abr} & L_{br} & L_{bcr} \\ L_{acr} & L_{bcr} & L_{cr} \end{bmatrix} i_{abcr} \tag{2.11}$$

2.2 3-Faz Asenkron Motor İçin Endüktans Tanımları

Asenkron motor mıknatıslanma endüktansı denklemi (2.12)'de verilmiştir. Burada m indisi mıknatıslanma olarak verilmiştir.

$$L_{am} = L_{ms} = \mu_0 N_s^2 \left(\frac{rl}{g}\right)\left(\frac{\pi}{4}\right) \tag{2.12}$$

Makinenin herhangi bir sargısının öz endüktansı kaçak endüktans ve mıknatıslanma endüktansının toplamına eşittir. a,b,c fazları stator sargıları endüktansları (2.13)-(2.15)'de verilmiştir.

$$L_{as} = L_{ls} + L_{am} \tag{2.13}$$

$$L_{bs} = L_{ls} + L_{bm} \tag{2.14}$$

$$L_{cs} = L_{ls} + L_{cm} \tag{2.15}$$

Üç sargının öz endüktansları birbirine eşittir (2.16).

$$L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L_{ms} \tag{2.16}$$

Fazlar arası karşılıklı endüktans değeri (2.17)'de verildiği gibi hesaplanabilir.

$$L_{abs} = L_{bcs} = L_{cas} = -\mu_0 N_s^2 \left(\frac{rl}{g}\right)\left(\frac{\pi}{8}\right) \tag{2.17}$$

Stator akımlarının statorda oluşturduğu akı (2.18)'de verilmiştir.

$$\lambda_{abcs(s)} = \begin{bmatrix} L_{as} & L_{abs} & La_{cs} \\ L_{abs} & L_{bs} & L_{bcs} \\ L_{acs} & L_{bcs} & L_{cs} \end{bmatrix} i_{abcs} \tag{2.18}$$

$$= \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} i_{abcs}$$

Stator ve rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktans denklemi (2.19)'da verilmiştir. Stator ve rorot arasındaki açı $\theta_r$değişkeni ile tanımlanmıştır.

$$L_{as,ar} = L_{bs,br} = L_{cs,cr} = \mu_0 N_s N_r \left(\frac{rl}{g}\right)\left(\frac{\pi}{4}\right) cos\theta_r = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} cos\theta_r \tag{2.19}$$

Stator a fazı as ve roto b fazı br sargıları arasındaki karşılıklı endüktans (2.20)'de verilmiştir.

$$L_{as,br} = L_{bs,cr} = L_{cs,ar} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} cos(\theta_r + 2\pi/3) \tag{2.20}$$

Stator a fazı as ve roto c fazı cr sargıları arasındaki karşılıklı endüktans (2.21)'de verilmiştir.

$$L_{as,cr} = L_{bs,ar} = L_{cs,br} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} cos(\theta_r - 2\pi/3) \tag{2.21}$$

Yukarıda verilen eşitlikler dikkate alınarak stator sargıları üzerinde rotor akımlarının oluşturduğu akı matrisi (2.22) ve (2.23)'de verilmiştir.

$$\lambda_{abcs(r)} = \begin{bmatrix} L_{as,ar} & L_{as,br} & La_{as,cr} \\ L_{bs,ar} & L_{bs,br} & L_{bs,cr} \\ L_{cs,ar} & L_{cs,br} & L_{cs,cr} \end{bmatrix} i_{abcr} \tag{2.22}$$

$$\lambda_{abcs(r)} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \begin{bmatrix} cos\theta_r & cos(\theta_r + 2\pi/3) & cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ cos(\theta_r - 2\pi/3) & cos\theta_r & cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ cos(\theta_r + 2\pi/3) & cos(\theta_r - 2\pi/3) & cos\theta_r \end{bmatrix} i_{abcr} \tag{2.23}$$

Stator sargılarındaki toplam akı, stator ve rotor sargılarındaki akımların stator sargısı üzerinde oluşturduğu toplam akı ile (2.24)'deki gibi ifade edilebilir.

$$\lambda_{abcs} = \lambda_{abcs(s)} + \lambda_{abcs(r)} \tag{2.24}$$

Rotor sargısı üzerinde oluşan toplam akı da aynı şekilde ifade edilebilir. Rotor sargılarındaki akımın rotorda oluşturduğu akı (2.25)-(2.26)'da verilmiştir.

$$\lambda_{abcr(r)} = \begin{bmatrix} L_{ar} & L_{abr} & La_{cr} \\ L_{abr} & L_{br} & L_{bcr} \\ L_{acr} & L_{bcr} & L_{cr} \end{bmatrix} i_{abcr} \tag{2.25}$$

$$\lambda_{abcr(r)} = \begin{bmatrix} L_{ls} + \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{ms} & -\left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \frac{L_{ms}}{2} & -\left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \frac{L_{ms}}{2} \\ -\left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{ms} & -\left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \frac{L_{ms}}{2} \\ -\left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \frac{L_{ms}}{2} & -\left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 \frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{ms} \end{bmatrix} i_{abcr} \tag{2.26}$$

Benzer şekilde stator sargılarındaki akımların rotorda oluşturduğu akı (2.27)-(2.28)'de görüldüğü gibi verilmiştir.

$$\lambda_{abcr(s)} = \begin{bmatrix} L_{ar,as} & L_{ar,bs} & La_{ar,cs} \\ L_{br,as} & L_{br,bs} & L_{br,cs} \\ L_{cr,as} & L_{cr,bs} & L_{cr,cs} \end{bmatrix} i_{abcs} \tag{2.27}$$

$$\lambda_{abcr(s)} = \frac{N_r}{N_s} L_{ms} \begin{bmatrix} cos\theta_r & cos(\theta_r - 2\pi/3) & cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ cos(\theta_r + 2\pi/3) & cos\theta_r & cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ cos(\theta_r - 2\pi/3) & cos(\theta_r + 2\pi/3) & cos\theta_r \end{bmatrix} i_{abcs} \quad (2.28)$$

Rotordaki toplam akı, stator ve rotor sargılarındaki akımların rotor sargısı üzerinde oluşturduğu toplam akı ile (2.29)'daki gibi ifade edilebilir.

$$\lambda_{abcr} = \lambda_{abcs(s)} + \lambda_{abcs(r)} \quad (2.29)$$

2.3 **3-Faz Asenkron Motorun Kompleks Değişken Modeli**

3-Faz Asenkron motorun anlık hava aralığındaki toplam manyetomotor kuvveti (2.30)'daki gibi hesaplanabilir.

$$F_{abcs} = \frac{N_s}{2}\left[i_{as} cos\beta + i_{bs}\cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) + i_{cs}\cos(\beta + \frac{2\pi}{3})\right] \quad (2.30)$$

Euler yöntemi (2.31) ile (2.32)-(2.33) denklemleri çıkartılabilir.

$$e^{j\theta} = cos\theta + jsin\theta \quad (2.31)$$

$$cos\theta = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2} \quad (2.32)$$

$$sin\theta = \frac{e^{j\theta} - e^{-j\theta}}{2j} \quad (2.33)$$

Burada a vektörü (2.34),(2.35)'de görüldüğü gibi tanımlanır.

$$\bar{a} = e^{j2\pi/3} \quad (2.34)$$

$$\bar{a}^2 = \bar{a}^{-1} = e^{j4\pi/3} = e^{j-2\pi/3} \quad (2.35)$$

(2.30)'da verilen denklem içerisinde sin ve cos terimleri önce Euler ile değiştirilip sonra a vektörü ile tekrar tanımlanır ise motorun toplam hava aralığı MMF'i (2.36)'da görüldüğü gibi tekrar yazılabilir.

$$F_{abcs} = \frac{N_s}{4}\{[i_{as} + \bar{a}^2 i_{bs} + \bar{a} i_{cs}]e^{j\beta} + [i_{as} + \bar{a} i_{bs} + \bar{a}^2 i_{cs}]e^{j\beta}\} \quad (2.36)$$

Stator akım vektörü (2.37),(2.38)'deki gibi tanımlandığında,

$$\bar{\imath}_{abcs} = \frac{2}{3}[i_{as} + \bar{a}i_{bs} + \bar{a}^2 i_{cs}] \tag{2.37}$$

$$\bar{\imath}^*_{abcs} = \frac{2}{3}[i_{as} + \bar{a}^2 i_{bs} + \bar{a}i_{cs}] \tag{2.38}$$

MMF denklemi (2.39)'daki gibi tekrar yzılabilir.

$$F_{abcs} = \frac{2}{3}\frac{N_s}{4}\{i_{abcs}e^{j\beta} + i^*_{abcs}e^{j\beta}\} \tag{2.39}$$

Akım vektöründe $\bar{a} = e^{j2\pi/3}$ yerine konulduğunda (2.40)-(2.43) denklemlerinden a,b,c akımlarının anlık büyüklüklerini bulabiliriz. (2.44)-(2.46)

$$\bar{\imath}_{abcs} = \frac{2}{3}\left[i_{as} - \frac{1}{2}(i_{bs} + i_{cs}) + j\frac{2}{3}(i_{bs} - i_{cs})\right] \tag{2.40}$$

$$\bar{\imath}_{abcs} = i_{as} + j\frac{1}{\sqrt{3}}(i_{bs} - i_{cs}) \tag{2.41}$$

$$\bar{a}^2\bar{\imath}_{abcs} = \frac{2}{3}[\bar{a}^2 i_{as} + \bar{a}^3 i_{bs} + \bar{a}^4 i_{cs}] = \frac{2}{3}[\bar{a}^2 i_{bs} + \bar{a}i_{cs} + \bar{a}^2 i_{as}] \tag{2.42}$$

$$\bar{a}^2\bar{\imath}_{abcs} = i_{bs} + j\frac{1}{\sqrt{3}}(i_{cs} - i_{as}) \tag{2.43}$$

$$i_{as} = Re[\bar{\imath}_{abcs}] \tag{2.44}$$

$$i_{bs} = Re[\bar{a}^2\bar{\imath}_{abcs}] \tag{2.45}$$

$$i_{cs} = Re[\bar{a}\bar{\imath}_{abcs}] \tag{2.46}$$

3-Faz asenkron motor modelini kompleks vektör düzleminde gösterilmek istendiğinde (2.47) ve (2.48)'de görülen gerilim vektörü denkleminde b kolonu $\bar{a}$ ile c kolonu $\bar{a}^2$ ile çarpıldığında (2.49)'da görülen denklem elde edilir.

$$\bar{V}_{abcs} = r_s\bar{\imath}_{abcs} + \rho\bar{\lambda}_{abcs} \tag{2.47}$$

$$\bar{V}_{abcr} = r_r\bar{\imath}_{abcr} + \rho\bar{\lambda}_{abcr} \tag{2.48}$$

$$\bar{V}_{abcs} = \frac{2}{3}(V_{as} + \bar{a}V_{bs} + \bar{a}^2 V_{cs}) \tag{2.49}$$

Stator akısının kompleks vektör gösteriminde de aynı şekilde b kolonu $\bar{a}$ ile ve c kolonu $\bar{a}^2$ ile çarpıldığında (2.50), akı denklemi (2.52)'de görüldüğü gibi yazılabilir.

$$\lambda_{as(s)} + \bar{a}\lambda_{bs(s)} + \bar{a}^2\lambda_{cs(s)} = \left[L_{ls} + L_{ms}\left(1 - \frac{a}{2} - \frac{a^2}{2}\right)\right](i_{as} + \bar{a}i_{bs} + \bar{a}^2 i_{cs}) \tag{2.50}$$

$$1 - \frac{a}{2} - \frac{a^2}{2} = \frac{3}{2} \tag{2.51}$$

$$\lambda_{abcs(s)} = \left(L_{ls} + \frac{3}{2}L_{ms}\right)\bar{\imath}_{abcs} \tag{2.52}$$

Akı denklemindeki 2. Denklem yani rotor akımlarının stator'da oluşturduğu akı denklemi (2.53)'de görüldüğü gibi tekrar yazılabilir.

$$\lambda_{abcs(r)} = \frac{N_r}{N_s}\frac{L_{ms}}{2}\left\{\begin{bmatrix} e^{j\theta_r} & \bar{a}e^{j\theta_r} & \bar{a}^2e^{j\theta_r} \\ \bar{a}^2e^{j\theta_r} & e^{j\theta_r} & \bar{a}e^{j\theta_r} \\ \bar{a}e^{j\theta_r} & \bar{a}^2e^{j\theta_r} & e^{j\theta_r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e^{-j\theta_r} & \bar{a}^2e^{-j\theta_r} & \bar{a}e^{-j\theta_r} \\ \bar{a}e^{-j\theta_r} & e^{-j\theta_r} & \bar{a}^2e^{-j\theta_r} \\ \bar{a}^2e^{-j\theta_r} & \bar{a}e^{-j\theta_r} & e^{-j\theta_r} \end{bmatrix}\right\} i_{abcr} \tag{2.53}$$

Aynı şekilde bu denklemde de b kolonu $\bar{a}$ ile ve c kolonu $\bar{a}^2$ ile çarpıldığında (2.54) denklemi elde edilir.

$$\lambda_{as(r)} + \bar{a}\lambda_{bs(r)} + \bar{a}^2\lambda_{cs(r)} = \frac{N_r}{N_s}\frac{L_{ms}}{2}\left[3(i_{ar} + \bar{a}i_{br} + \bar{a}^2 i_{cr})e^{j\theta_r} + (1 + \bar{a} + \bar{a}^2)(i_{ar} + i_{br} + i_{cr})e^{-j\theta_r}\right] \tag{2.54}$$

$$1 + \bar{a} + \bar{a}^2 = 0 \tag{2.55}$$

(2.55)'de verildiği gibi (2.54) denklemi (2.56)'da görüldüğü hale dönüşür.

$$\lambda_{abcs(r)} = \frac{N_r}{N_s}\frac{3L_{ms}}{2}i_{abcr}e^{j\theta_r} \tag{2.56}$$

Burada stator akı denklemi stator ve rotor akımlarının sebep olduğu toplam akı üzerinden (2.59)'da görüldüğü gibi ifade edilebilir.

$$\lambda_{abcs(r)} = \frac{2}{3}\left(\lambda_{as(r)} + \bar{a}\lambda_{bs(r)} + \bar{a}^2\lambda_{cs(r)}\right) \tag{2.57}$$

$$i_{abcr} = \frac{2}{3}\left(i_{as} + \bar{a}i_{bs} + \bar{a}^2 i_{cs}\right) \tag{2.58}$$

$$\bar{\lambda}_{abcs} = \left(L_{ls} + \frac{3L_{ms}}{2}\right)\bar{\imath}_{abcs} + \frac{N_r}{N_s}\frac{3L_{ms}}{2}\bar{\imath}_{abcr}e^{j\theta_r} \tag{2.59}$$

Benzer şekilde işlemler yapıldığında rotor akısı ifadesi (2.60)'da görüldüğü gibi ifade edilebilir.

$$\bar{\lambda}_{abcr} = \left(L_{ls} + \frac{3L_{ms}}{2}\right)\bar{\imath}_{abcr} + \frac{N_r}{N_s}\frac{3L_{ms}}{2}\bar{\imath}_{abcs}e^{-j\theta_r} \tag{2.60}$$

Rotor ve stator sargı sayıları dikkate alındığında rotor değişkenlerinin (gerilim, akım, akı, direnç ve endüktans) stator tarafından bakıldığında görünen değerler dönüşüm oranlarıyla (2.61)-(2.65)'de verilmiştir.

$$\left(\frac{N_s}{N_r}\right)\bar{V}_{abcr} = \bar{V}'_{abcr} \tag{2.61}$$

$$\left(\frac{N_s}{N_r}\right)\bar{\lambda}_{abcr} = \bar{\lambda}'_{abcr} \tag{2.62}$$

$$\left(\frac{N_s}{N_r}\right)\bar{\imath}_{abcr} = \bar{\imath}'_{abcr} \tag{2.63}$$

$$\left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 r_r = r'_r \tag{2.64}$$

$$\left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 L_{lr} = L'_{lr} \tag{2.65}$$

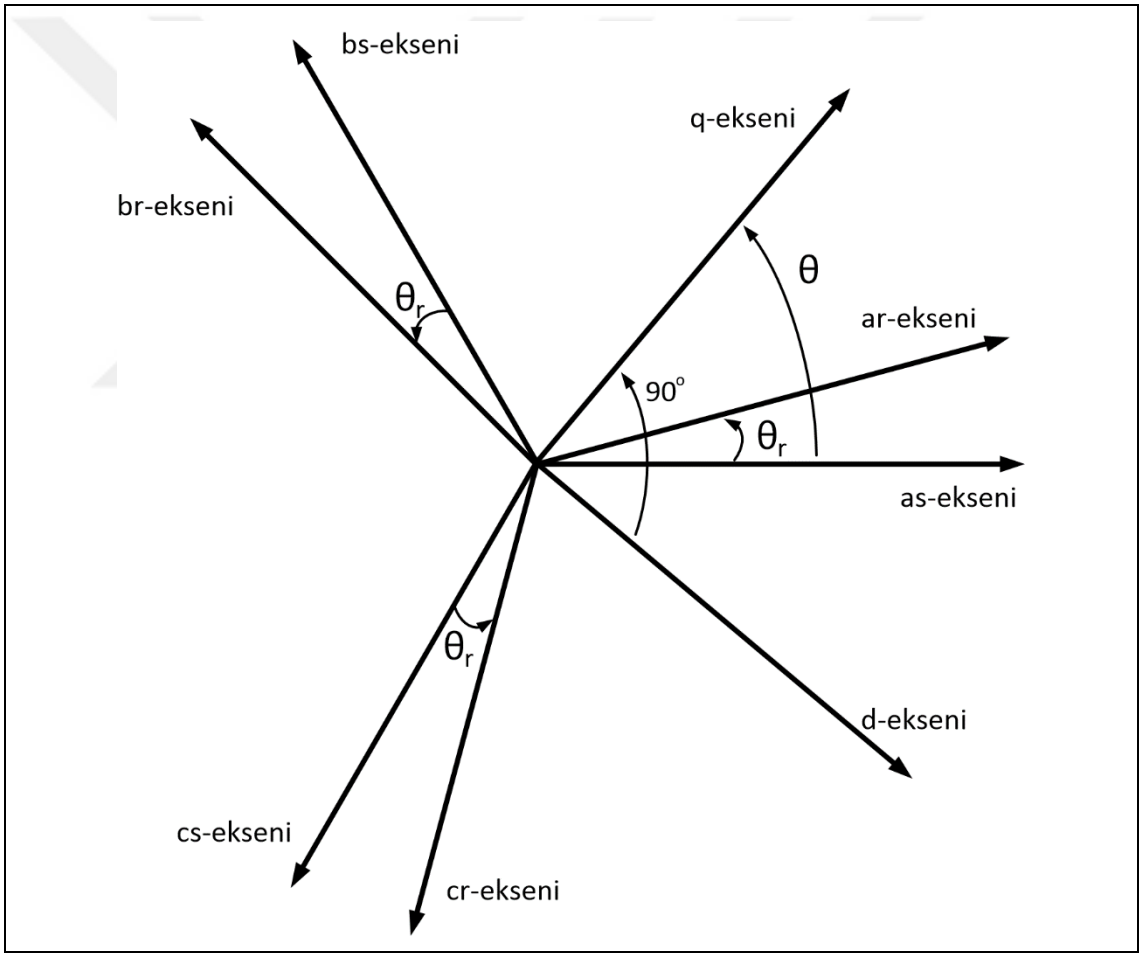
Mıknatıslanma endüktansı ifadesi (2.66)'da verilmiştir.

$$L_m = \frac{3}{2} L_{ms} \tag{2.66}$$

$$\omega_r = \rho\theta_r = \frac{d\theta_r}{dt} \tag{2.67}$$

2.4 Motor Denklemlerinin Dönen Eksen Takımına Dönüştürülmesi

Motor akım, gerilim ve akı denklemleri d,q dönen eksen takımı denklemleri ile yazılabilirler. Rotor ve stator manyetik eksenlerinin d,q eksenlerine göre konumları Şekil 2.2'de gösterilmiştir.



Şekil 2.2 Rotor ve stator manyetik eksenlerine göre d-q eksenlerinin konumu [1]

Burada a,b,c fazları kullanılarak d,q dönüşümleri (2.68),(2.69)'da verildiği gibi yapılabilir.

$$f_q = \frac{2}{3}[f_a cos\theta + f_b cos(\theta - 2\pi/3) + f_c cos(\theta + 2\pi/3)] \quad (2.68)$$

$$f_d = \frac{2}{3}[f_a sin\theta + f_b sin(\theta - 2\pi/3) + f_c sin(\theta + 2\pi/3)] \quad (2.69)$$

Bu denklemler Euler denklemleri ile tekrar yazılabilir (2.70)

$$f_{qd} = f_q - jf_d = \frac{2}{3}\left[f_a e^{-j\theta} + f_b e^{-j(\theta-2\pi/3)} + f_c e^{-j(\theta+2\pi/3)}\right] \quad (2.70)$$

Bu denklem kompleks vektör olarak (2.71)'de görüldüğü gibi yazılabilir.

$$\bar{f}_{qd} = \frac{2}{3}e^{-j\theta}[f_a + \bar{a}f_b + \bar{a}^2 f_c] = e^{-j\theta}\bar{f}_{abc} \quad (2.71)$$

Bu denklemler stator için (2.72), rotor için (2.73)'de verildiği gibi tanımlanır.

$$\bar{f}_{qd} = e^{-j\theta}\bar{f}_{abcs} \quad (2.72)$$

$$\bar{f}_{qds} = e^{-j(\theta-\theta_r)}\bar{f}_{abcr} \quad (2.73)$$

Makine komplex vektör denklemleri (2.72) ve (2.73) kullanılarak dönen eksen takımı denklemlerine dönüştürülebilir. Bunun için denklem $e^{-j\theta}$ ile çarpılır (2.74)

$$\begin{aligned} V_{qds} &= V_{abcs}e^{j\theta} \\ &= \{r_s i_{abcs} + (L_{ls} + L_m)\rho i_{abcs} + L_m\rho\left(i_{abcr}e^{j\theta_r}\right)\}e^{-j\theta} \end{aligned} \quad (2.74)$$

Bu işlemin sonrasında stator dönen eksen denklemi (2.75) şeklinde yazılabilir.

$$\begin{aligned} V_{qds} = r_s i_{qds} &(L_{ls} + L_m)\rho i_{qds} + L_m\rho i_{qdr} \\ &+ j\omega\{(L_{ls} + L_m)i_{qds} + L_m i_{qdr}\} \end{aligned} \quad (2.75)$$

Aynı işlem rotor denklemleri için tekrarlandığında (2.76) denklemi elde edilebilir.

$$\begin{aligned} V_{qdr} = r_r i_{qdr} &(L_{ls} + L_m)\rho i_{qdr} + L_m\rho i_{qds} \\ &+ j(\omega - \omega_r)\{(L_{ls} + L_m)i_{qdr} + L_m i_{qds}\} \end{aligned} \quad (2.76)$$

Stator gerilim denklemini d,q eksenlerinde tekrar tanımlamak için (2.78) denklemi kullanılır.

$$V_{qds} = V_{qs} - jV_{ds} \tag{2.77}$$
$$= r_s(i_{qs} - ji_{ds}) + (L_{ls} + L_m)\rho(i_{qs} - ji_{ds})$$
$$+ L_m\rho(i_{qr} - ji_{dr})$$
$$+ j\omega\{(L_{ls} + L_m)(i_{qs} - ji_{ds}) + L_m(i_{qr} - ji_{dr})\}$$

Stator q-ekseni denklemi (2.79)'da görüldüğü gibi elde edilir.

$$V_{qs} = r_s i_{qs}(L_{ls} + L_m)\rho i_{qs} + L_m\rho i_{qr} + \omega\{(L_{ls} + L_m)i_{ds} + L_m i_{dr}\} \tag{2.78}$$

Stator d-ekseni denklemi (2.79)'da görüldüğü gibi elde edilir.

$$V_{ds} = r_s i_{ds}(L_{ls} + L_m)\rho i_{ds} + L_m\rho i_{dr} - \omega\{(L_{ls} + L_m)i_{qs} + L_m i_{qr}\} \tag{2.79}$$

Aynı işlem rotor gerilim denklemleri için tekrarlandığında q,d ekseninde denklemler (2.81), (2.82) elde edilir.

$$V_{qr} = r_r i_{qr}(L_{ls} + L_m)\rho i_{qr} + L_m\rho i_{qs} + (\omega - \omega_r)(L_{ls} + L_m)i_{ds} + (\omega - \omega_r)L_m i_{ds} \tag{2.80}$$

$$V_{dr} = r_r i_{dr}(L_{ls} + L_m)\rho i_{dr} + L_m\rho i_{ds} - (\omega - \omega_r)(L_{ls} + L_m)i_{qs} - (\omega - \omega_r)L_m i_{qs} \tag{2.81}$$

Stator ve rotor akılarının q,d eksen takımında denklemleri (2.82)-(2.85)'da verilmiştir.

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m(i_{qs} + i_{qr}) \tag{2.82}$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m(i_{ds} + i_{dr}) \tag{2.83}$$

$$\lambda_{qr} = L_{ls} i_{qr} + L_m(i_{qr} + i_{qs}) \tag{2.84}$$

$$\lambda_{dr} = L_{ls} i_{dr} + L_m(i_{dr} + i_{ds}) \tag{2.85}$$

Akı denklemleri kullanılarak stator ve rotor gerilim denklemleri (2.86)-(2.89) olarak tekrar yazılabilir.

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + \rho\lambda_{qs} + \omega\lambda_{ds} \tag{2.86}$$

$$V_{ds} = r_s i_{ds} + \rho\lambda_{ds} - \omega\lambda_{qs} \tag{2.87}$$

$$V_{qr} = r_r i_{qr} + \rho\lambda_{qr} + (\omega - \omega_r)\lambda_{ds} = 0 \tag{2.88}$$

$$V_{dr} = r_r i_{dr} + \rho\lambda_{dr} - (\omega - \omega_r)\lambda_{qs} = 0 \tag{2.89}$$

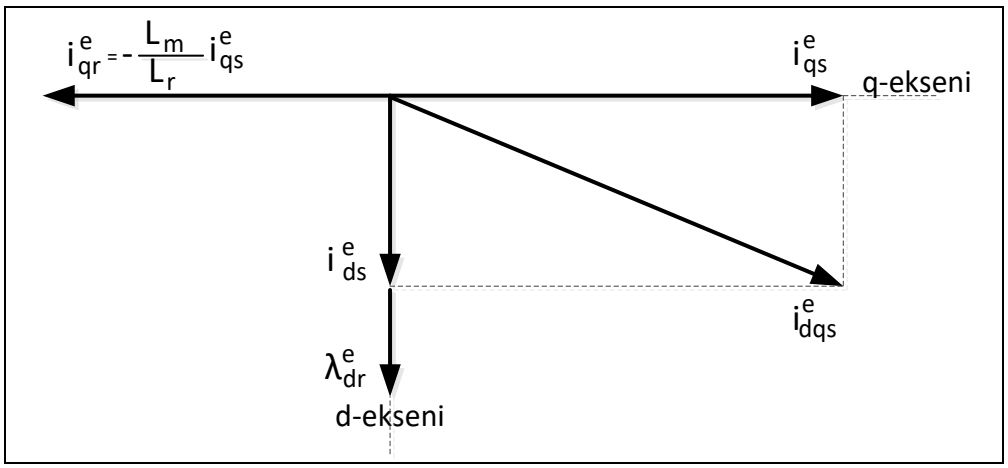
2.5 **Önerilen MRAS Yönteminin Matematiksel Denkleminin Çıkartılması**

3-Faz asenkrom motorun d,q eksen takımında gerilim denklemleri (2.87)-(2.90) ve akı denklemleri (2.83)-(2.86)'da verilmiştir.

Alan yönlendirmeli vektör kontrol yönteminde temel amaç motor moment ve akısının birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmesidir. Bu sebeple motora verilen akımlar q,d eksenlerine yönlendirilir. Rotor akı vektörünün anlık hızı stator elektriksel frekansı ω_e olarak seçilir ve rotor akısı d-ekseni üzerinde tanımlanır. Böylece q-ekseninde rotor akısı (2.91)'de verildiği gibi sıfıra eşittir.

$$\lambda_{qr}^{e} = 0 \tag{2.90}$$

Bu referans seçimi ile d,q akımları ve rotor akısı Şekil 2.3'de verildiği gibi görünür. 'e' indisi değişkenin dönen eksen takımında olduğunu belirtmektedir.



Şekil 2.3 Stator ve rotor akımları ve rotor akısı [1]

Rotor akısı yönelimli alan yönlendirmeye göre yeniden tanımlanan d,q eksen rotor gerilim denklemleri (2.92),(2.93)'de verilmiştir.

$$V_{qr}^{e} = 0 = r_r i_{qr}^{e} + (\omega_e - \omega_r)\lambda_{dr}^{e} \tag{2.91}$$

$$V_{dr}^{e} = 0 = r_r i_{dr}^{e} + p\lambda_{dr}^{e} \tag{2.92}$$

Denklem (2.91) dikkate alınarak rotor ve stator q-ekseni akımları arasındaki bağıntı (2.94),(2.95)'de verilmiştir.

$$\lambda_{qr}^{e} = 0 = L_r i_{qr}^{e} + L_m i_{qs}^{e} \tag{2.93}$$

$$i_{qr}^{e} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs}^{e} \tag{2.94}$$

Denklem (2.92) dikkate alınarak kayma frekansı (2.96)'da görüldüğü gibi hesaplanabilir.

$$\omega_e - \omega_r = S\omega_e = -\frac{r_r i_{qr}^{e}}{\lambda_{dr}^{e}} = \frac{r_r L_m i_{qs}^{e}}{L_r \lambda_{dr}^{e}} \tag{2.95}$$

Denklem (2.93) dikkate alınarak, karalı hal durumunda rotor d-eksen geriliminin sıfıra eşit olması $i_{dr}^{e} = 0$ olması ile sağlanabilir. Bu durumda d-eksen rotor endüktans denklemi (2.97)'de görüldüğü gibi ifade edilebilir.

$$\lambda_{dr}^{e} = L_m i_{ds}^{e} \tag{2.96}$$

Böylece kayma frekansı alan yönlendirme ve karalı haldurumu için (2.98)'de görüldüğü gibi hesaplanabilir.

$$S\omega_e = \frac{r_r L_m i_{qs}^{e}}{L_r L_m i_{ds}^{e}} = \frac{r_r}{L_r}\frac{i_{qs}^{e}}{i_{ds}^{e}} \tag{2.97}$$

Kararlı hal durumunda türev ifadeleri sıfıra eşit olacağı için stator q-eksen gerilimi (2.99)'da görüldüğü gibi yeniden yazılabilir.

$$V_{qs}^{e} = r_s i_{qs}^{e} + \omega_e \lambda_{ds}^{e} \tag{2.98}$$

Kararlı hal ve alan yönlendirme durumunda d-eksen rotor akımı sıfıra eşit olmalıdır. Bu durumda d-ekseni stator endüktans ifadesi (2.100)'de verildiği gibi yazılabilir.

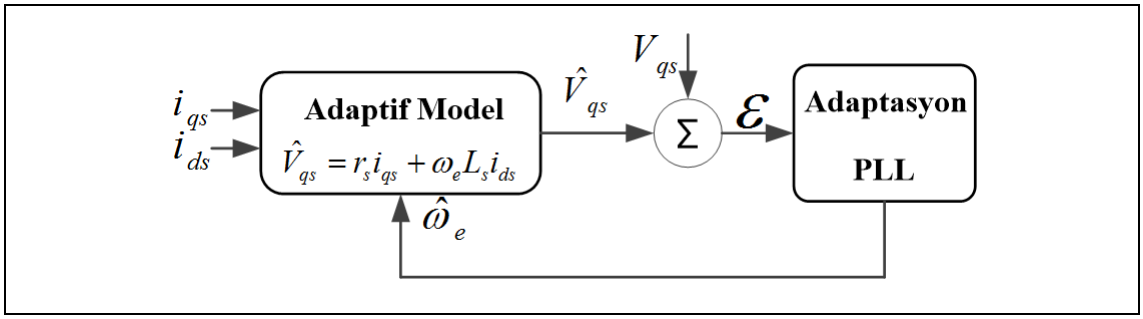
$$\lambda_{ds}^{e} = L_s i_{ds}^{e} + L_m i_{dr}^{e} = L_s i_{ds}^{e} \tag{2.99}$$

Böylece q-eksen stator gerilimi (2.101)'de verildiği gibi rotor değişkenlerinden arındırılmış olarak sadece stator değişkenleri ile yazılabilir. Bu denklem kararlı hal alan yönlendirme durumunda elde edilmiş q-eksen stator gerilim denklemidir.

$$V_{qs}^{e} = r_s i_{qs}^{e} + \omega_e L_s i_{ds}^{e} \tag{2.100}$$

Şekil 2.4'de önerilen MRAS sisteminin blok diyagramı verilmektedir. Bu sistemde stator gerilimlerinin anlık olarak ölçülen değerleri q,d referans eksen takımına dönüştürülmektedir. Bu değerlerden q-eksen stator gerilimi (V_{qs}^{e}) referans model olarak kullanıldığı için, bu MRAS modelinin referans modeli için herhangi bir işlem yükü yoktur. Adaptif modelde ise stator q-ekseni gerilimi matematiksel olarak hesaplanmaktadır. Bu hesaplamalar için q,d eksen akımları adaptif model girdileridir. Model içerisinde (2.101) denklemi kullanılmaktadır. Kullanılan denklem içerisinde rotor direnç ve endüktans değerleri yoktur. Burada hesaplanan gerilim değeri ölçülen aynı değer ile karşılaştırılarak adaptasyon modeli içerisinde stator elektriksel frekansı tahmin edilebilmektedir.

$$\varepsilon = V_{q-\text{ölçülen}}^{e} - V_{q-hesaplanan}^{e} \tag{2.101}$$



Şekil 2.4 Önerilen V_{qs}^{e}-hatası tabanlı MRAS ile hız tahmin yöntemi blok diyagramı

2.6 Alan Yönlendirmeli Kontrolün Gerçekleştirilmesi

Vektör kontrol, diğer bir deyişle Alan Yönlendirmeli Kontrol (Field oriented control, FOC) alternatif akım (AC) motorlarının değişken frekanslarda kontrolüne olanak sağlayan bir yöntemdir. Değişken frekans motor kontrol yöntemi temel olarak Skaler ve Vektör

kontrol olmak üzere iki ana gruba ayrılır. Skaler kontrol, sabit Volt/Hertz olarak bilinen en temel asenkron motor kontrol stratejisidir. Alan yönlendirmeli kontrol ise doğrudan ve dolaylı olmak üzere iki farklı şekilde gerçekleştirilebilmektedir.

Vektör kontrol ilk olarak 1968 yılında Blaschke tarafından geliştirilmiştir. Bu yöntem, AC motorları doğru akım (DA) motorlarında olduğu gibi motorun akı ve momentinin birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmesine olanak sağlamaktadır. Böylece motor ani yük momenti ve dinamik hız değişimlerine cevap verebilmektedir. Bu yöntemde 3 – faz stator akımları birbirine dik ve birbirinden bağımsız iki akım vektörü olarak tanımlanır. Bileşenlerden biri alan akısını diğeri ise motor momentini kontrol eder.

Alan yönledirmeli kontrolün yalpılabilmesi için gerekli duran eksen takımı ve dönen eksen takımı dönüşümleri yapılması gerekmektedir. ‘s’ indisi duran eksen takımını ifade etmektedir. Üç faz değişkenlerin iki faz duran eksen takımına dönüştürülmesi Clark dönüşümü, dönen eksen takımına dönüştürülmesi Park dönüşümü olarak adlandırılır.

$$f_{qd} = e^{-j\theta} f_{qd}^{s} \tag{2.102}$$

$$f_{qd}^{s} = e^{-j\theta} f_{qd} \tag{2.103}$$

Üç faz değişkenler duran eksen takımında (2.105),(2.106)’da verildiği gibi dönüştürülebilir.

$$f_q = f_a \tag{2.104}$$

$$f_d = -\frac{1}{\sqrt{3}} f_a - \frac{2}{\sqrt{3}} f_b \tag{2.105}$$

Duran eksen takımındaki denklemler 3-Faz değişkenlere (2.107)-(2.109) denklemleri ile dönüştürülebilir.

$$f_a = f_q \tag{2.106}$$

$$f_b = -\frac{1}{2} f_q - \frac{\sqrt{3}}{2} f_d \tag{2.107}$$

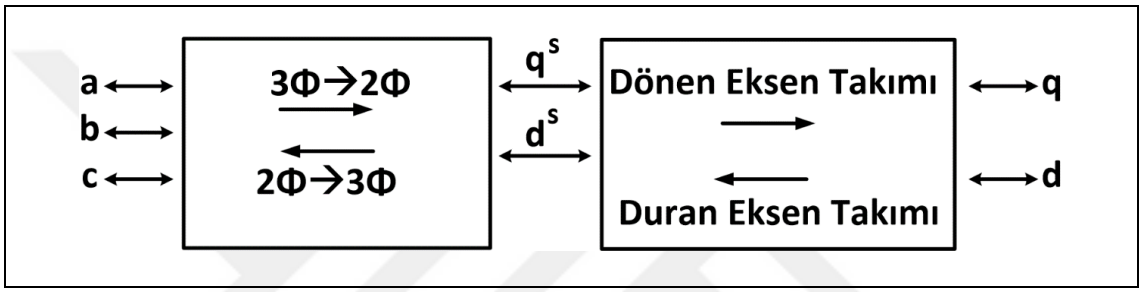
$$f_c = -f_a - f_b \tag{2.108}$$

Duran eksen takımındaki denklemler (2.110) matrisi ile dönen eksen takımına dönüştürülebilir. Benzer şekilde, dönen eksen takımındaki denklemler (2.111) matrisi ile duran eksen takımı denklemlerine dönüştürülebilir.

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos\theta & -sin\theta \\ sin\theta & cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_q^s \\ f_d^s \end{bmatrix} \quad (2.109)$$

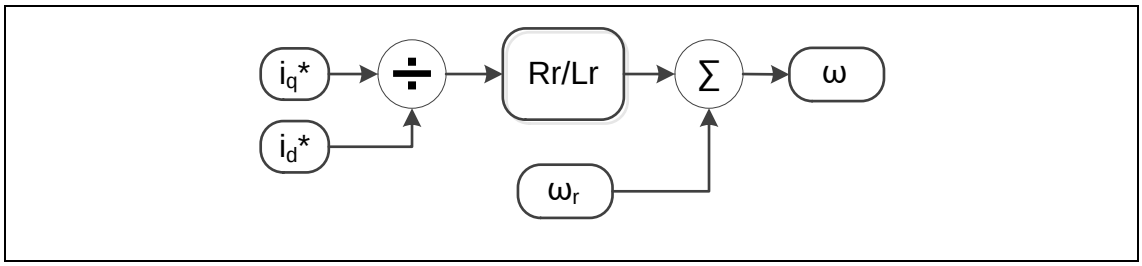
$$\begin{bmatrix} f_q^s \\ f_d^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos\theta & -sin\theta \\ sin\theta & cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_q \\ f_d \end{bmatrix} \quad (2.110)$$

3-Faz ve duran, dönen eksen takımları arasında yapılan dönüşüm işlemleri Şekil 2.5'de gösterilmiştir.



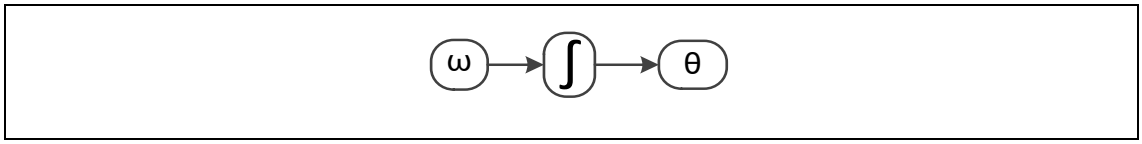
Şekil 2.5 Eksen dönüşümleri

Asenkron motorda bu dönüşümlerin yapılabilmesi için stator elektriksel açısının bilinmesi gerekmektedir (θ). Stator elektriksel konumuna da ancak rotor hız bilgisi üzerinden ulaşılabilir. Asenkron motor doğası gereği rotor ve stator elektriksel frekansları arasında bir kayma açısı oluşmaktadır ve bu kayma frekansı uygulamada denklem (2.98) kullanılarak hesaplanabilir. Kayma frekansı hesaplandıktan sonra rotor elektriksel frekansı ve kayma frekansı toplanarak stator elektriksel frekansı Şekil 2.6'da görüldüğü gibi elde edilebilir.



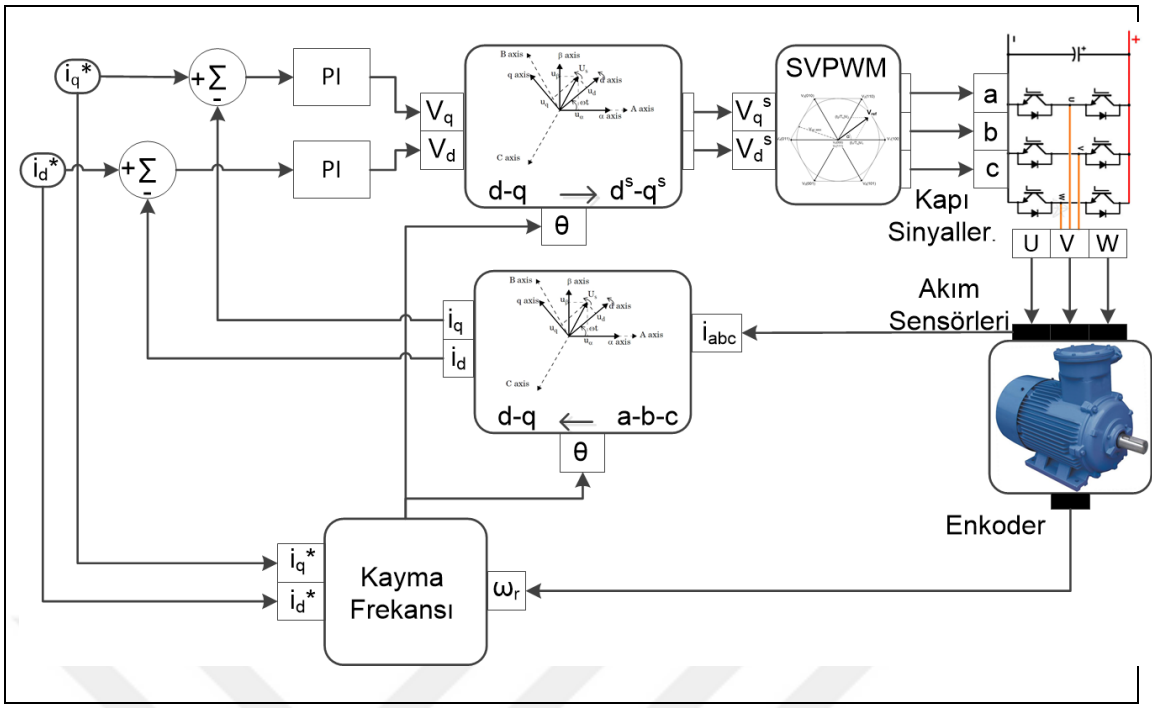
Şekil 2.6 Stator elektriksel frekans hesabı

Sabit eksen takımı denklemlerinin dönen eksen takımı denklemlerine dönüştürülebilmesi veya tersi, dönen eksen takımı denklemlerin sabit eksen takımı denklemlerine dönüştürülebilmesi için stator akısının açısal pozisyonunu bilinmesi gerekmektedir. Stator elektriksel frekansı hesaplandıktan sonra (2.67)'de verildiği gibi açısal pozisyon açısal hızın integrali alınarak bulunabilir Şekil 2.7.



Şekil 2.7 Stator açısal pozisyonunun hesaplanması

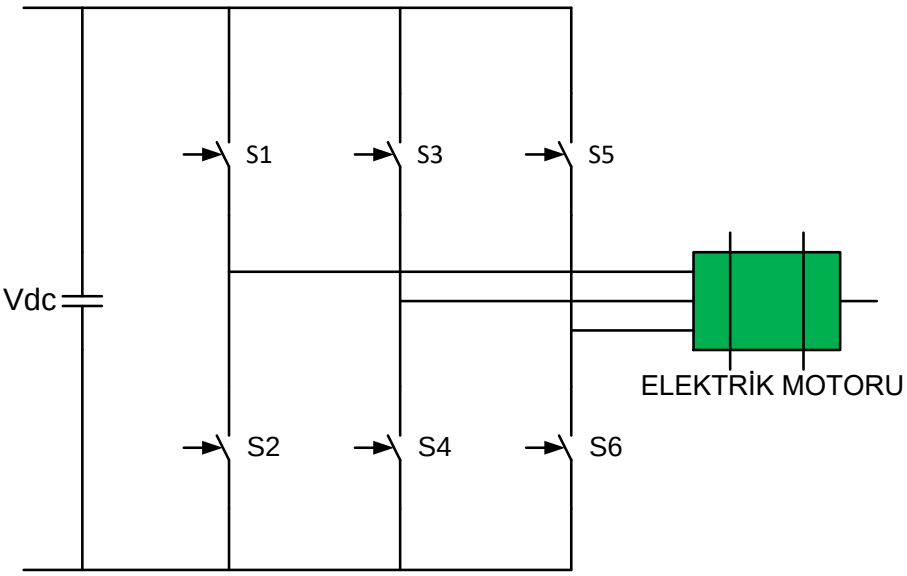
Alan yönlendirmeli kontrol ile sürülen IM blok diagramı Şekil 2.8'de gösterilmiştir. Burada alan yönlendirmenin yapılabilmesi için rotor mekanik hızı enkoder aracılığı ile ölçülür, rotorun mekanik hız değeri motorun kutup çifti sayısı P ile çarpılarak rotor elektriksel hızı elde edilir. Kayma Frekansı bloğu içerisinde Şekil 2.6 ve Şekil 2.7'de verilen hesaplamalar ile rotor açısal konumu teta (θ) bulunur. Konum bilgisi gerekli eksen dönüşümlerinde kullanılır. Stator sargılarındaki akım değerleri akım sensörleri ile ölçülerek dönen eksen takımına dönüştürülür. Motorun anlık hız ve moment ihtiyacına göre belirlenmiş referans akım değerleri i_q^* ve i_d^* ölçülen değerler i_q ve i_d ile karşılaştırılır. PI kontrolörler kullanılarak motor referans gerilim değerleri burada üretilir. Bu değerler kapı sinyallerinin üretilebilmesi için tekrar ters Park dönüşümü ile duran eksen takımına dönüştürülür.



Şekil 2.8 Alan yönlendirmeli kontrol blok şema gösterimi

2.7 3-Faz Gerilim Kaynaklı İnverter

Gerilim kaynaklı inverter (VSI) devresinin girişinde sabit genlikli DC gerilim vardır, bu gerilim inverter devresi ile farklı genlik ve frekanslarda AC gerilimine dönüştürülür. 3-faz IM kontrolü için gerekli akım 3-faz VSI devresi yani motor sürücü devresi ile sağlanır. DC gerilimin AC gerilime dönüştürülebilmesi için VSI devresi Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) tekniği ile kontrol edilir. Burada DC gerilim değeri VSI anahtarları ile periyotun bir kısmında pozitif diğer kısmında negatif olacak şekilde yüke aktarılması ile PWM gerilim formu elde edilir. Bu gerilimler çıkışta uygulanması gereken AC akımın formuna yaklaşabilmesi için VSI'in yarıiletkenleri anahtarlanır. VSI anahtarların kapı sürme sinyalleri PWM modülasyon teknikleri ile üretilirler. 3-faz VSI devresine ait temel gösterim Şekil 2.9'da verilmiştir.



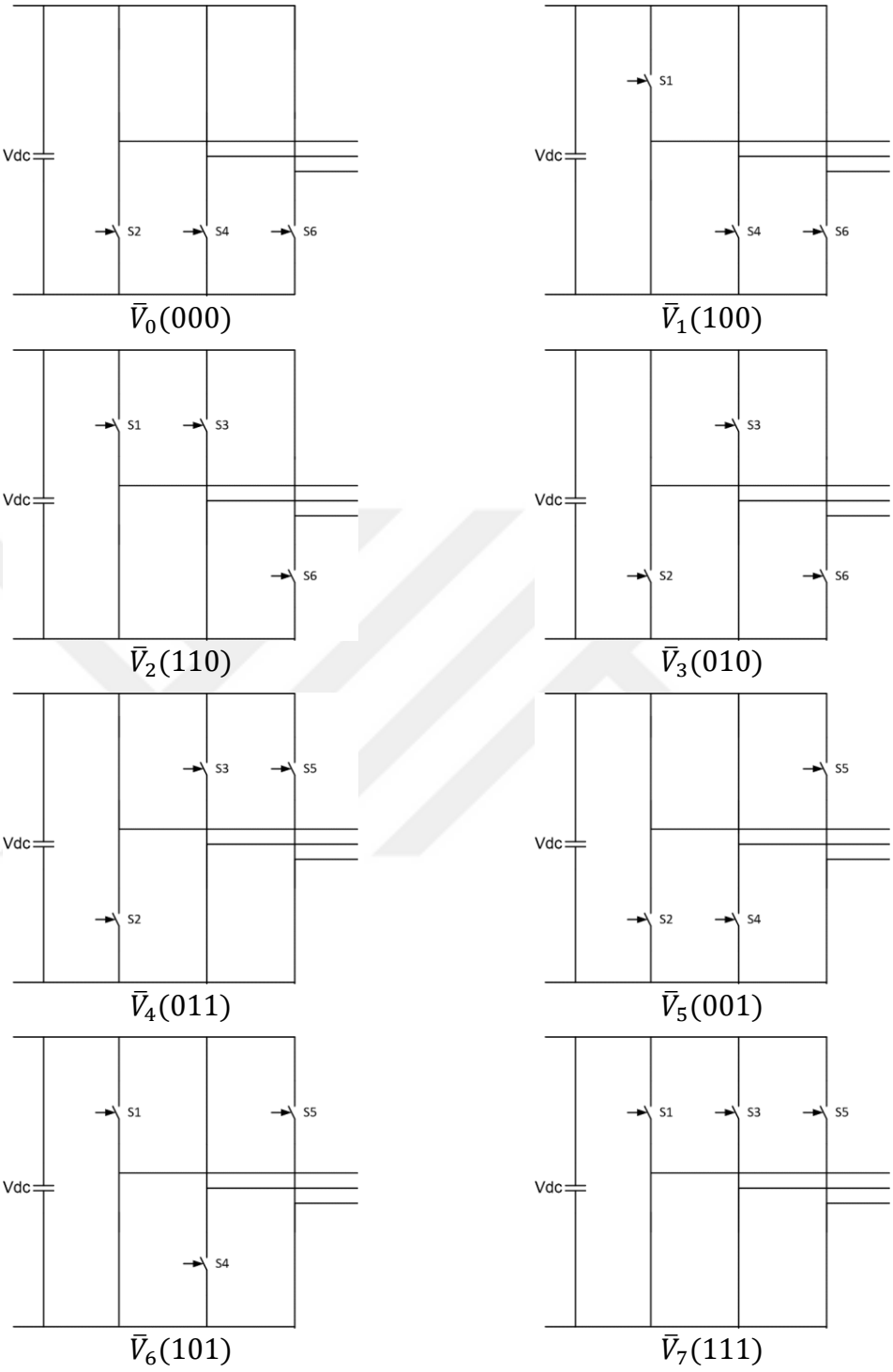
Şekil 2.9 3-Faz gerilim kaynaklı inverter (VSI) devresi

2.8 **Uzay Vektörü Darbe Genişlik Modülasyonu (SVPWM)**

VSI devreleri farklı modülasyon teknikleri ile kontrol edilerek motor kontrol algoritması tarafından üretilmiş referans gerilim ve akım şekil ve değerleri üretilebilir. Bu teknikler arasında SVPWM tekniği bazı üstünlükleri sebebiyle bu çalışmada VSI devresi kontrolünde kullanılmıştır. Temel olarak SVPWM tekniği: (Minimum kayıp algoritması) ile düşük anahtarlama kaybı ve uygun anahtar seçimi ile düşük THD'ye sebep olur. SVPWM tekniğinde anahtarlama frekansı sabittir. DC baradan % 15 daha fazla yararlanabilme olanağı sağlar.

SVPWM tekniğinde sekiz adet anahtarlama durumu vardır. Bunlar (000, 100, 110, 010, 011, 001, 101, 111) şeklindedir. Burada '1' ifadesi inverter devresinde (S1,S3,S5) gibi üst anahtarın iletimde, aynı koldaki (S2,S4,S6) alttaki anahtarın kesimde olduğunu gösterir. Aynı şekilde '0' ifadesi üst anahtarın kesimde alt anahtarın iletimde olduğunu belirtir. '000' üçlü ifadesinde birinci, ikinci ve üçüncü kollar sırasıyla ifade edilir.

Anahtarlama vektörlerinin VSI ile ifadesi Şekil 2.10'de verilmiştir.



Şekil 2.10 SVPWM Anahtarlama vektörlerinin VSI ile gösterimi

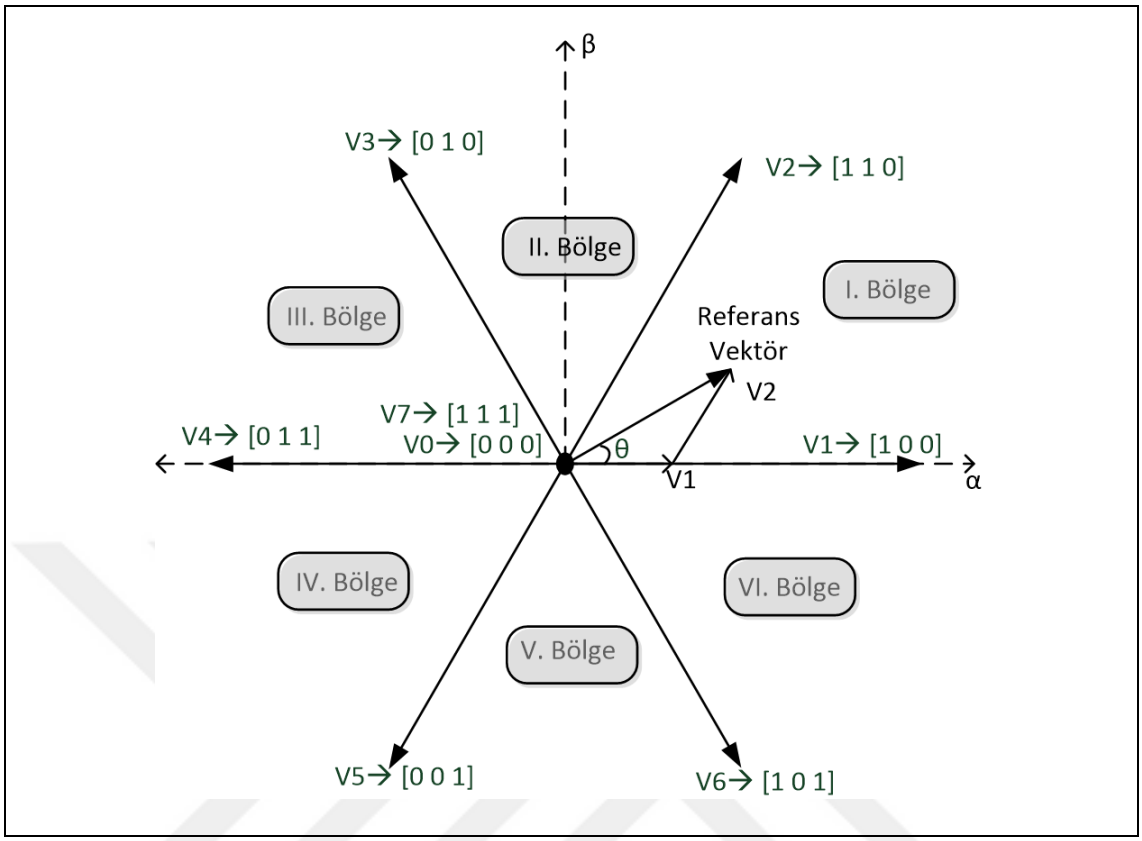
Bu anahtarlama durumunda VSI devresinin a,b,c fazlarında ve fazlar arası gerilim ifadeleri Çizelge 2.1'de verilmiştir.

Çizelge 2.1 Anahtarlama vektörlerine karşılık gelen faz ve fazlar arası gerilimler

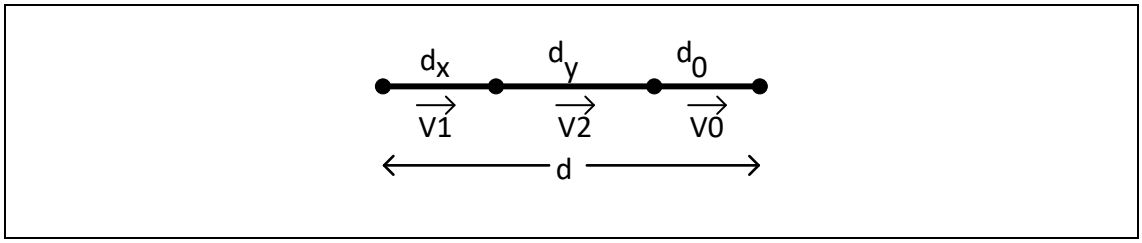
	S_1	S_3	S_5	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
$\bar{V}_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$\bar{V}_1$	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
$\bar{V}_2$	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
$\bar{V}_3$	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
$\bar{V}_4$	0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
$\bar{V}_5$	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
$\bar{V}_6$	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
$\bar{V}_7$	1	1	1	0	0	0	0	0	0

SVPWM tekniğinde temel amaç bu gerilim vektörlerini uygun sırada ve sürelerle uygulayarak referans gerilimi oluşturabilmektir. Bunun için referans vektöre komşu iki vektör ve sıfır vektörler (V_0) ve (V_7) kullanılır. Burada temel amaç, referans vektöre en yakın sinyali üretebilmek için hangi vektörün hangi sırayla ve ne kadar süreyle uygulanacağıdır.

Bu sebeple, referans vektörün üretilebilmesi için önce referans vektörün hangi bölgede olduğunun belirlenmesi gerekmektedir. Referans bölge belirlendikten sonra komşu vektörlerin yani aktif vektörlerin ve sıfır vektörlerin ne kadar süre uygulanacağının hesabı yapılır. (Şekil 2.12.) Burada Şekil 2.11'de gösterilen referans vektör 1. bölgededir ve V1, V2 aktif vektörleri dx, dy süreleri boyunca uygulanarak, geri kalan d0 süresi boyunca da sıfır vektör uygulanarak referns vektöre en yakın gerilim sinyali üretilmeye çalışılacaktır.



Şekil 2.11 SVPWM vektörleri ve referans vektör



Şekil 2.12 SVPWM ile referans vektörün oluşturulması

Son olarak da en az sayıda anahtarlama yaparak en az kayıp ve düşük THD için S1, S3 ve S3 anahtarlama sıraları belirlenir.

Referans gerilimi, iki aktif ve bir sıfır gerilim vektörü toplamına eşittir.

$$\bar{V}_{ref} = d_x\bar{V}_x + d_y\bar{V}_y + d_0\bar{V}_0 \qquad (2.111)$$

Burada d_x ve d_y süreleri (2.113), (2.114) denklemleri ile hesaplanabilir.

$$d_x = \alpha \frac{sin(60 - \theta)}{sin60} \tag{2.112}$$

$$d_y = \alpha \frac{sin\theta}{sin60} \tag{2.113}$$

Bu denklemlerdeki α ifadesi (2.115) denklemi ile hesaplanabiliir.

$$\alpha = \frac{V_{ref}}{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}} \tag{2.114}$$

Aktif vektörlerin iletim süreleri hesaplandıktan sonra toplam periyot zamanından d_x ve d_y zamanları çıkarıldığında sıfır vektör iletim zamanı bulunabilir (2.116).

$$d_0 = d - d_x - d_y \tag{2.115}$$

Şekil 2.11'de görüldüğü gibi referans vektörün tanımlanabilmesi için 60^0 aralıklarla altı bölge tanımlanmıştır. Referans vektörün konumu θ 'nın değişime göre bu altı bölge içerisinde belirlenmektedir. Buna ait bölge sınırları Çizelge 2.2'de verilmiştir.

Referans gerilimin bölgesi ve uygulanacak aktif ve sıfır vektörlerin süreleri belirlendikten sonra bu vektörlerin hangi sıra ile verileceği de hem anahtarlama kaybının azaltılması, hem düşük THD ve anahtarlamadan kaynaklanan gürültünün azaltılması açısından önemlidir. Aşağıdaki örnekte sıranın nasıl belirlendiği anlatılmaktadır.

Örneğin referans vektörümüzün I.Bölgede olduğunu ve V_1, V_2 ve V_0 vektörleri ile bu referans vektörünü oluşturacağımızı varsayalım. Bu vektörler uygulanıldığında VSI anahtarlarında aşağıdaki gibi bir anahtarlama konfigürasyonu oluşacaktır.

$d_x \rightarrow V_1$ [1 0 0]

$d_y \rightarrow V_2$ [1 1 0]

$d_0 \rightarrow V_0$ [0 0 0]

Çizelge 2.2 Teta açısına bağlı olarak referans bölgenin belirlenmesi

Açı Cinsinden	Radyan Olarak	BÖLGE
$0^0< \theta <60^0$	$0< \theta <\pi/3$	I.BÖLGE
$60^0< \theta <120^0$	$\pi/3< \theta <2\pi/3$	II. BÖLGE
$120^0< \theta <180^0$	$2\pi/3< \theta <\pi$	III.BÖLGE
$180^0< \theta <240^0$	$\pi< \theta <4\pi/3$	IV.BÖLGE
$240^0< \theta <300^0$	$4\pi/3< \theta <5\pi/3$	V.BÖLGE
$300^0< \theta <360^0$	$5\pi/3< \theta <2\pi$	VI.BÖLGE

Eğer biz burada sırasıyla V_1, V_2, V_0 vektörlerini uygularsak VSI 2. kolda üst anahtar S2 önce dx süresi boyunca kesimde kalacak sonra dy süresi boyunca iletime geçecek ve en son tekrar kesime girecektir. Yani tek bir periyotta 2 kez iletim ve kesime girmek durumunda kalacaktır. Benzer şekilde aynı koldaki S4 anahtarı da bunu tam tersini yaparak 2 kez iletim ve kesime girmesi gerekecektir.

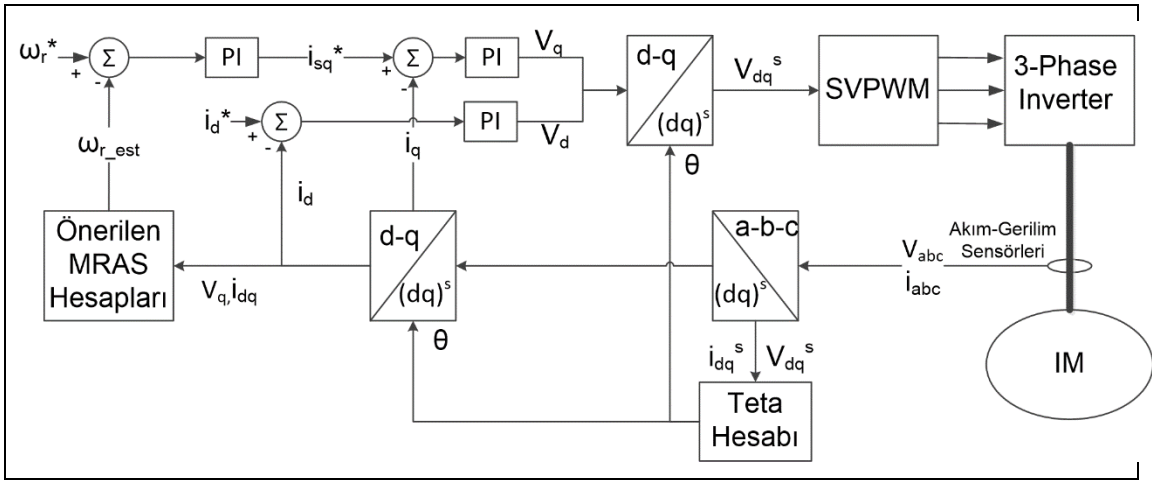
Fakat, vektör sırasını V_0, V_1, V_2 olarak değiştirisek VSI'de 1. ve 2. kollarda sadece 1 kez iletim veya kesime girme işlemi ile periyot tamamlanabilecek ve istenilen referans vektör üretilebilecektir. Böylece daha az anahtarlama işlemi ile anahtarlama kaybı azaltılmış, THD ve anahtarın sebep olacağı anahtarlama gürültüsü azaltılmış olacaktır.

BÖLÜM 3

SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

3.1 Önerilen MRAS Yönteminin Performans İncelemesi

Simülasyon çalışmaları Matlab/Simulink ortamında tamamlanmıştır. Önerilen MRAS sistemi ile 3-faz IM hız tahin ve vektör kontrol algoritması simülasyon modeli Şekil 3.1'de gösterilmiştir. Burada IM dinamik denklemleri ile motor tasarlanmıştır. Motora ait a,b,c faz akım ve gerilimlerinin eksen takım dönüşümleri yapılmıştır. Önerilen MRAS yöntemi ile rotor hız tahmini kapalı çevrim olarak kullanılmıştır. Alan yönlendirmeli kontrol ve uzay vektör modülasyonu ile anahtarlama sinyalleri üretilmiştir.



Şekil 3.1 Önerilen MRAS yöntemi blok diyagramı

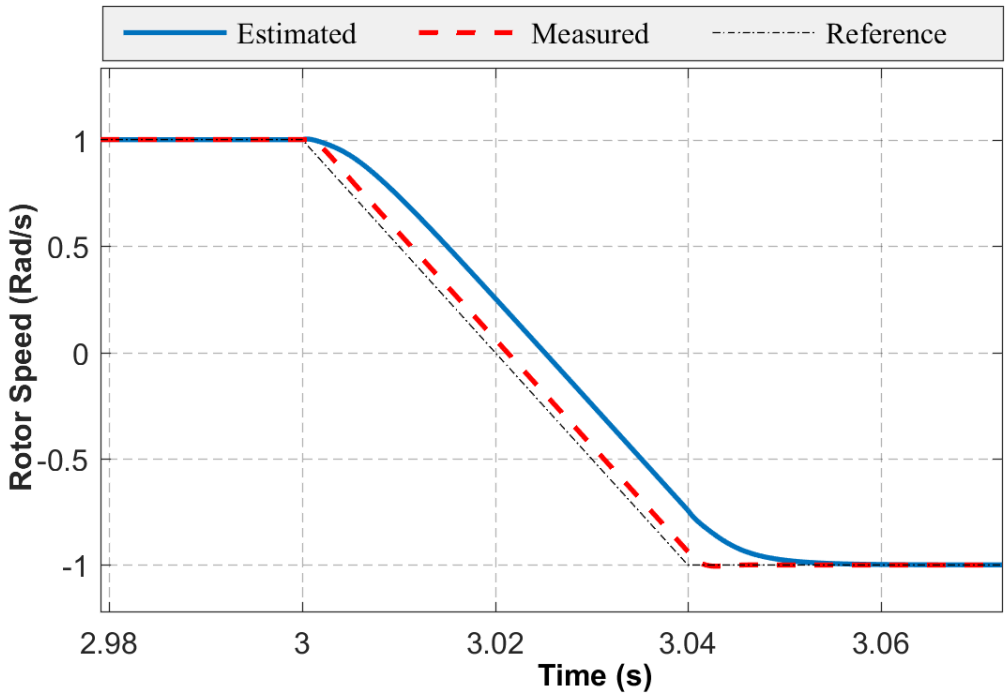
Deneylerde kullanılan IM parametreleri Çizelge 3.1'de verilmiştir.

Çizelge 3.1 Deneylerde kullanılan IM parametreleri

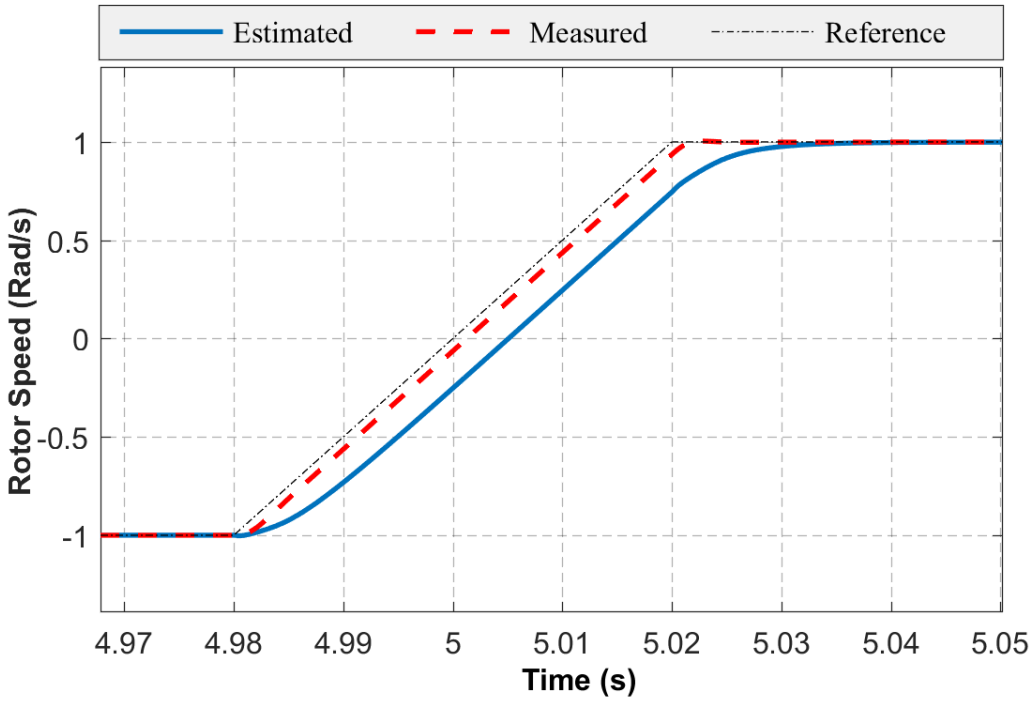
Motor Modeli	ABB 3GAA 092 004-ASE	
Sembol	Açıklaması	Değeri
P	Nominal Güç	2.2 kW
p	Kutup Sayısı	4
L_m	Mıknatıslanma Endüktansı	0.3119 H
L_s	Stator Öz Endüktansı	0.3228 H
R_s	Stator Direnci	4.2 Ω
L_r	Rotor Öz endüktansı	0.3193 H
R_r	Rotor Direnci	4.2 Ω

Hız sensörü olmayan vektör kontrol sürücüleri için bahsedilen zorlukların ilki sıfır, çok düşük hızlarda makinenin hızını, yüksüz koşullarda doğru bir şekilde tahmin etmektir. Bu bölümde, önerilen yöntemin performansı simülasyon ortamında incelenmektedir.

Sistemin çok düşük hızda (1 rad / s) performansı Şekil 3.2'de gösterilmektedir. Tahmin edilen ve gerçek hız neredeyse aynıdır. Bu, önerilen MRAS sisteminin, hızın her iki yönde de çok düşük ve sıfır hızlarda kesin olarak tahmin edilebileceğini doğrulamaktadır.



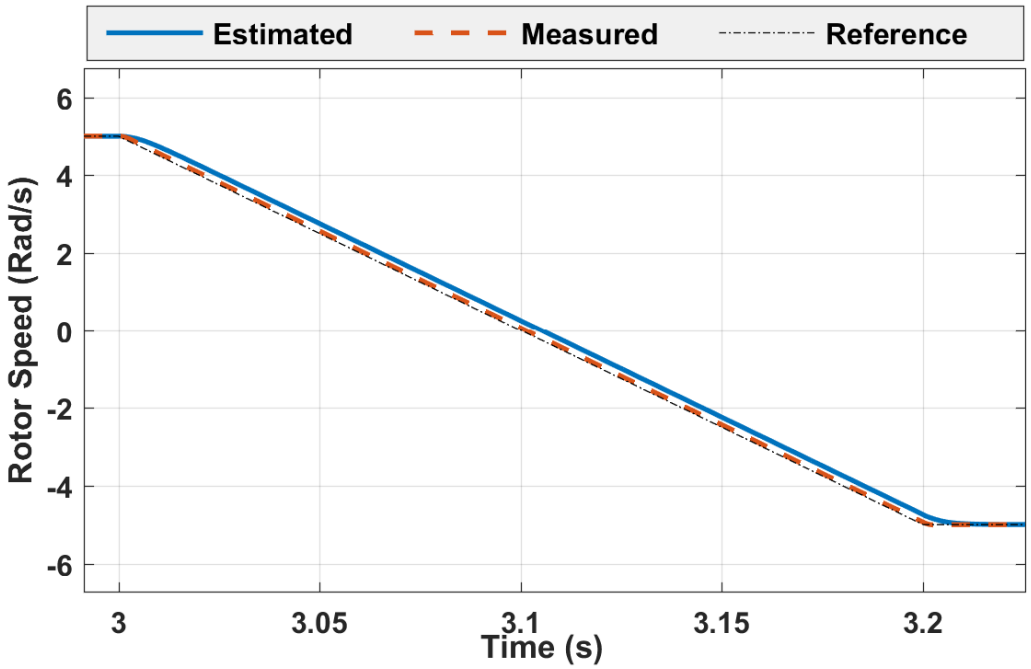
(a)



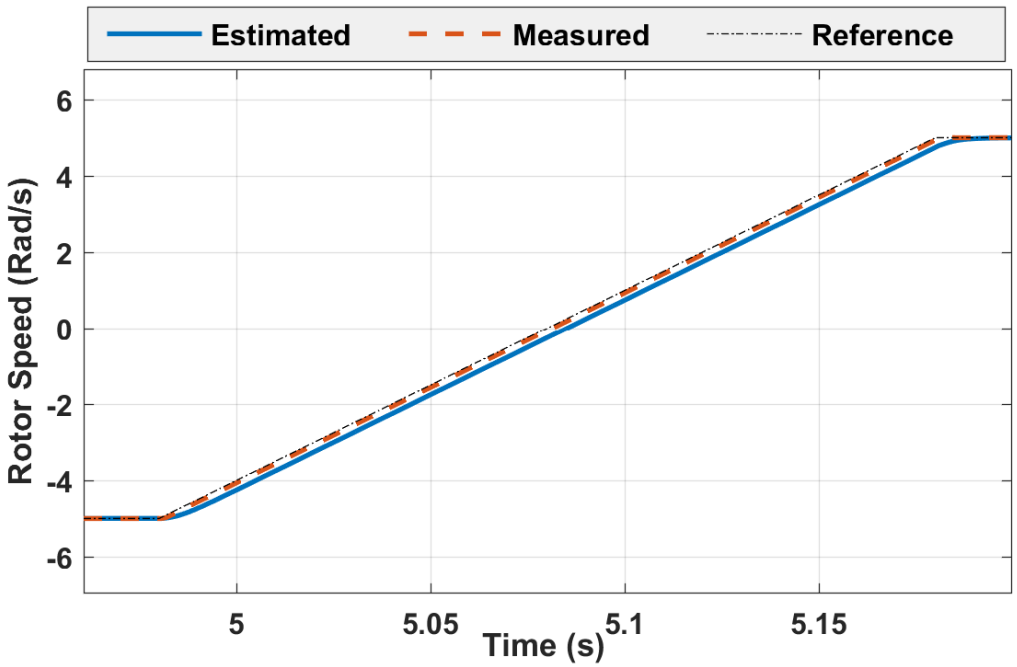
(b)

Şekil 3.2 Önerilen MRAS (±1 rad/s) sonuçları

Benzer şekilde, önerilen MRAS yöntemi ±5 Rad/s hız aralığında performansı incelenmiştir Şekil 3.3. Bu aralıkta da tahmin edilen hız gerçek hızı başarılı bir şekilde takip edebilmektedir.



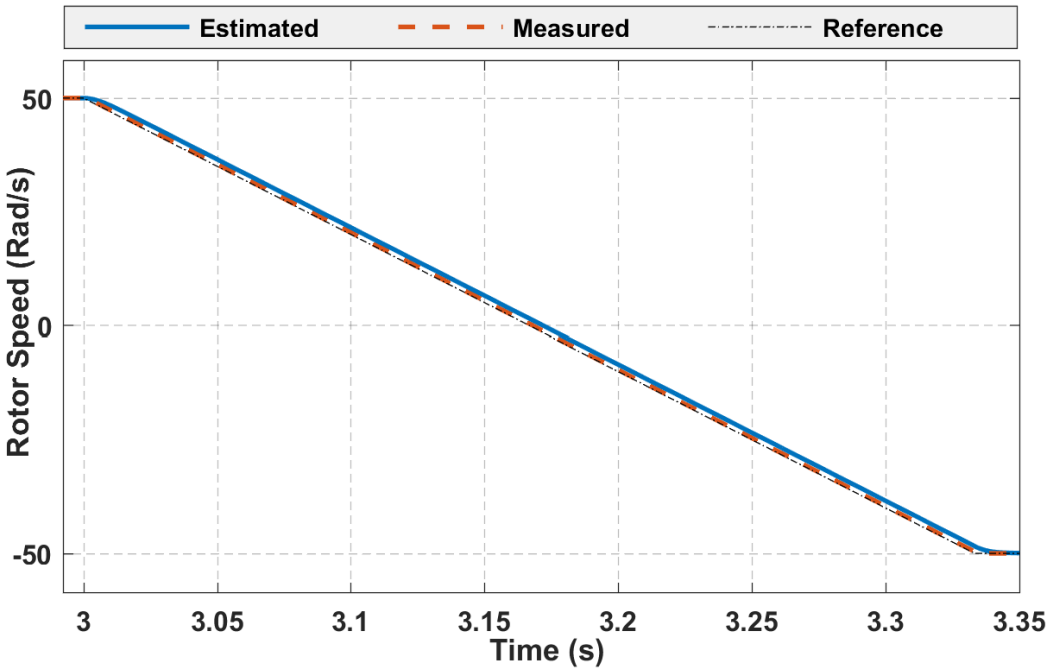
(a)



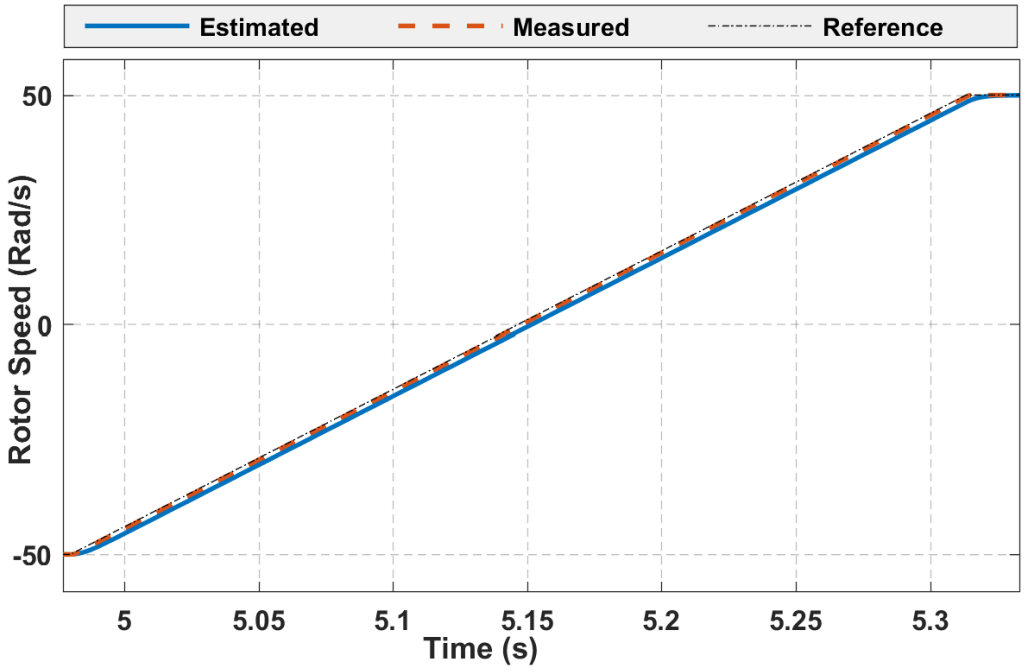
(b)

Şekil 3.3 Önerilen MRAS (±5 rad/s) sonuçları

Önerilen MRAS yöntemi ±50 Rad/s hız aralığında performansı incelenmiştir Şekil 3.4. Bu aralıkta da tahmin edilen hız gerçek hızı başarılı bir şekilde takip edebilmektedir.



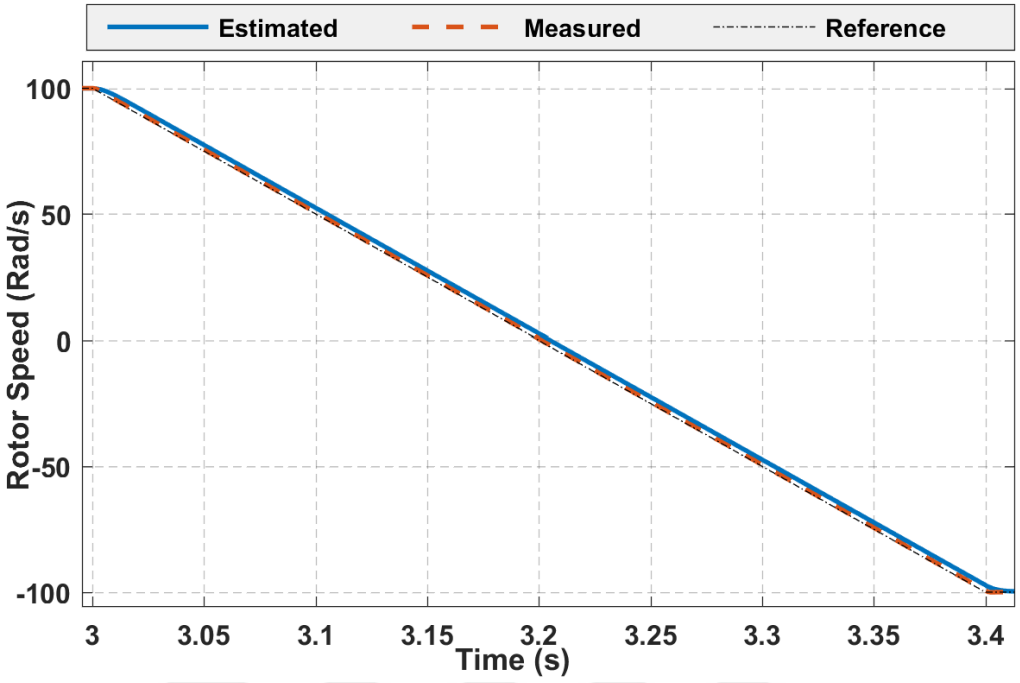
(a)



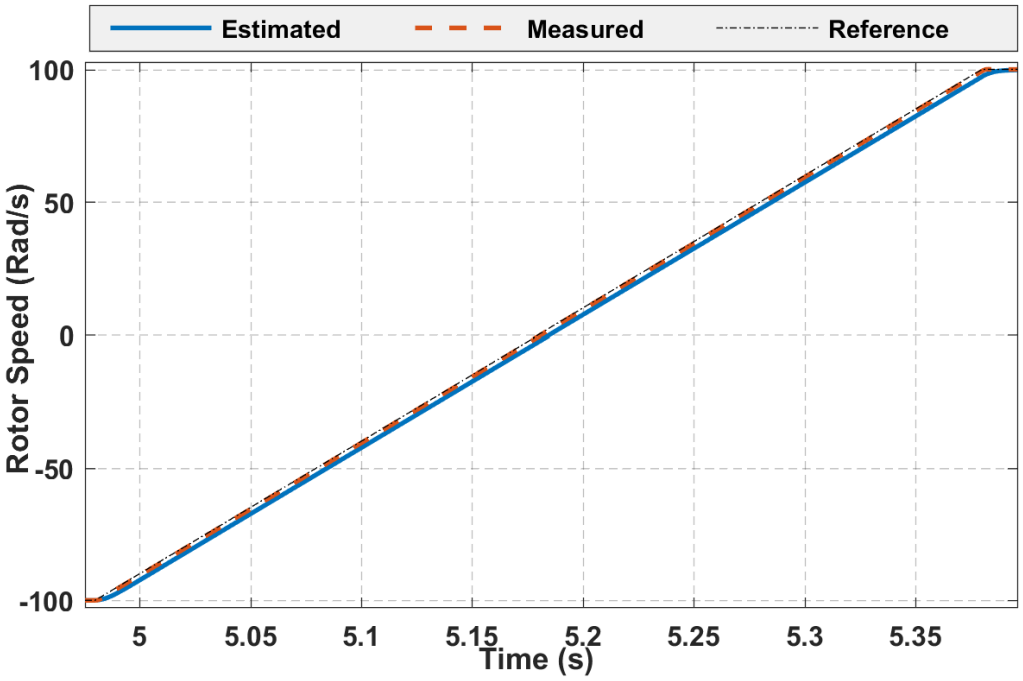
(b)

Şekil 3.4 Önerilen MRAS (±50 rad/s) sonuçları

Önerilen MRAS yöntemi ±100 Rad/s hız aralığında performansı incelenmiştir Şekil 3.5. Bu aralıkta da tahmin edilen hız gerçek hızı başarılı bir şekilde takip edebilmektedir.



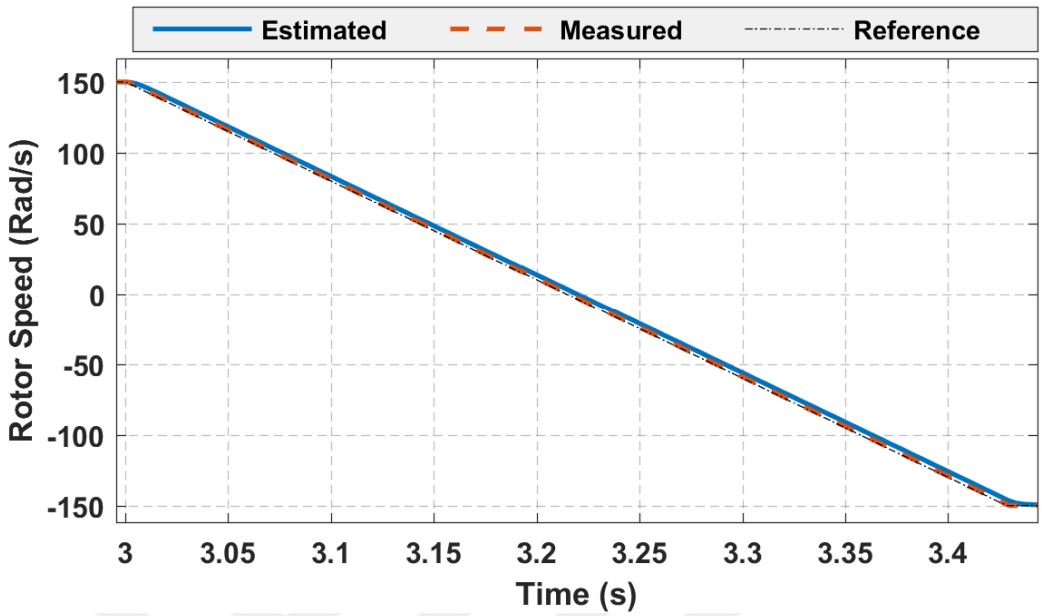
(a)



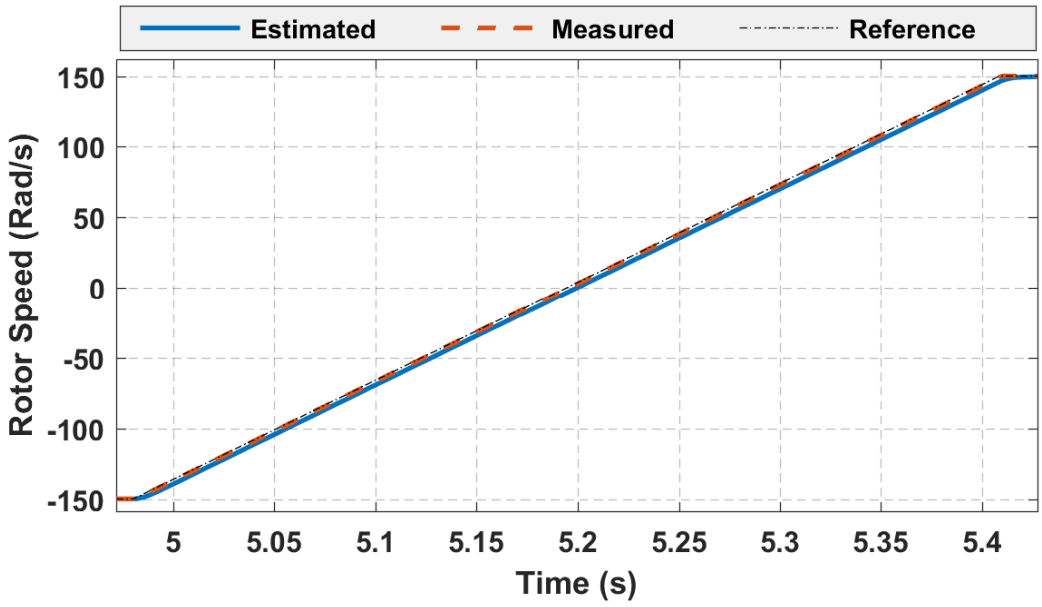
(b)

Şekil 3.5 Önerilen MRAS (±100 rad/s) sonuçları

Önerilen MRAS yöntemi ±150 Rad/s hız aralığında performansı incelenmiştir Şekil 3.6. Bu aralıkta da tahmin edilen hız gerçek hızı başarılı bir şekilde takip edebilmektedir.



(a)



(b)

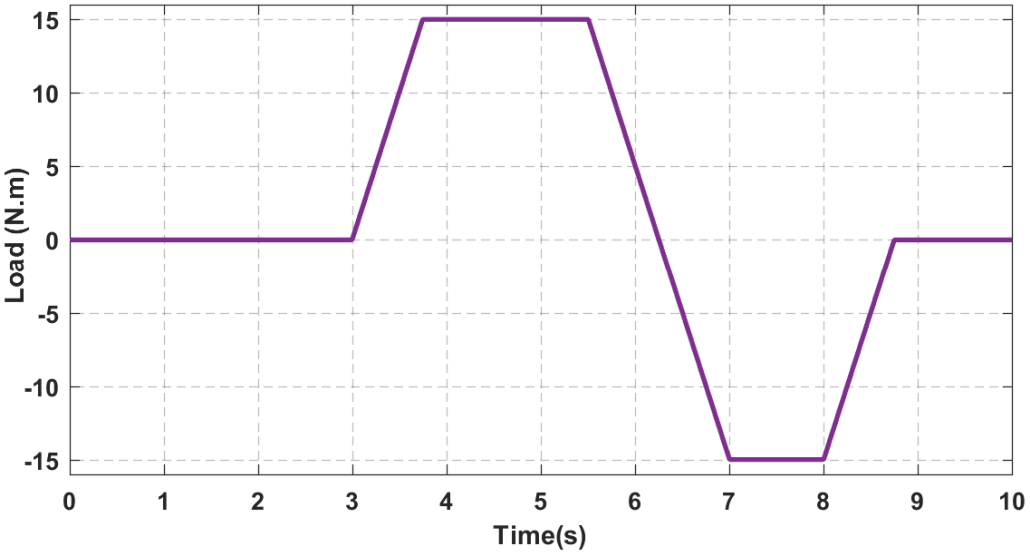
Şekil 3.6 Önerilen MRAS (±150 rad/s) sonuçları

3.2 Dört Bölge Simülasyon Sonuçları

IM sürücülerinin hız sensörsüz vektör kontrolünde ikinci büyük zorluk, tam yük altında ve dört bölgede karalı şekilde çalışmasına devam etmesi, sürücünün motor hızını doğru

bir şekilde tahmin etmeye devam edebilmesidir. Çalışmanın bu bölümünde sürücü tam yük altında ve çeşitli hız değişiklikleri ile dört bölgede simülasyonları yapılmıştır.

Hız sensörsüz vektör kontrollü IM sürücüsünün sıfır hız performansı incelenmesi için Şekil 3.8'de verilmiştir. Sıfır hızda sensörsüz kapalı çevrim olarak kontrol edilen IM'a 3 sn boyunca yük uygulanmamaktadır. 3. Sn.'de 15 Nm yük uygulanmaya başlanır. 5.5nci sn.'den sonra yükün yönü değiştirilerek -15Nm yük uygulanır. 1 sn sonra yük tekrar kaldırılır.

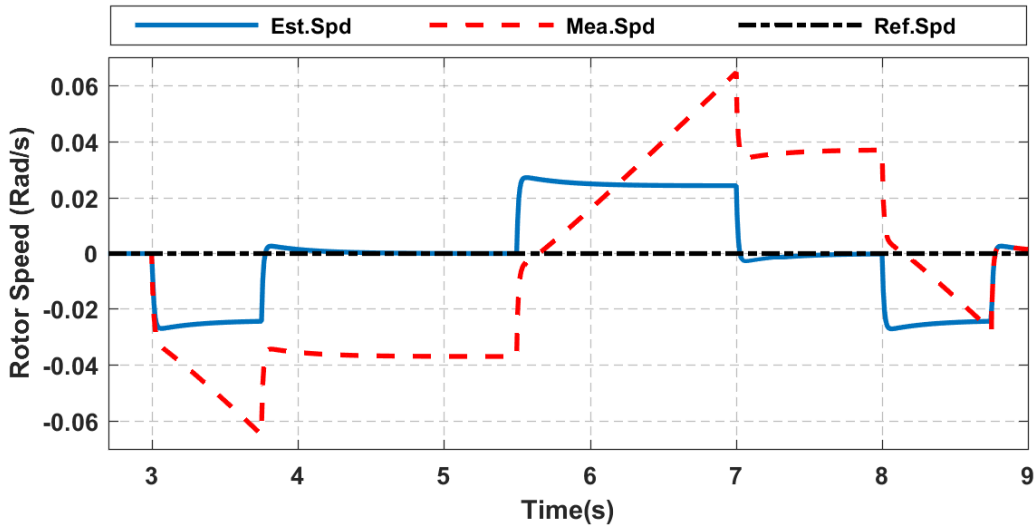


Şekil 3.7 Yük momenti ($\pm$15 Nm)

Uygulanan yük momenti sonrasında vektör kontrollü IM'un tahmin edilen ve gerçek hızları Şekil 3.9'da verilmiştir. Burada görüldüğü gibi tahminci hızı doğruya çok yakın tahmin etmeye devam etmektedir.

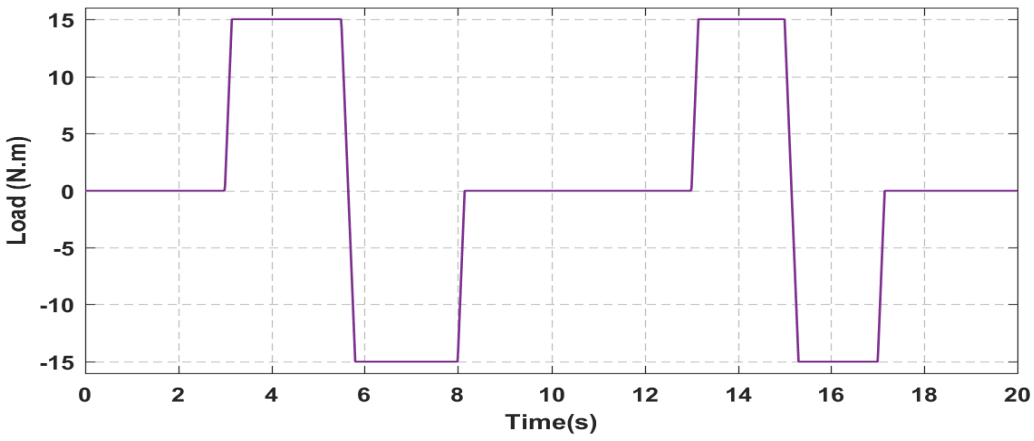
İlk aşamada, yük olmadan pozitif yönde bir adım hızı değişimi uygulanır. Aniden pozitif tam yük (1. kademe) sürücüye uygulanır. Tahminci, bu işlemde gerçek hızı doğru bir şekilde takip eder. Bundan sonra yük yönü değiştirilir ve -15 Nm tam yük uygulanır ancak motor hala pozitif yönde (2. kadran). 8. saniyeden sonra yük kaldırılır ve motor yönü 10 saniye değiştirilir. Bu aşamadan sonra 13 saniyede motora (4. çeyrek) 15 Nm tam yük uygulanır. Sonunda yük yönü 15. saniyede negatif tarafa (3. kademe) değişir. Tahmincinin ve sürücünün tüm bu dört kadran performansı Şekil 3'te verilmektedir.

4.10. Tahmini, tam kademeli olarak bu kademeli hız değişimiyle dört kadran operasyonunda çok düşük hızda doğru olarak doğru hızı izler.



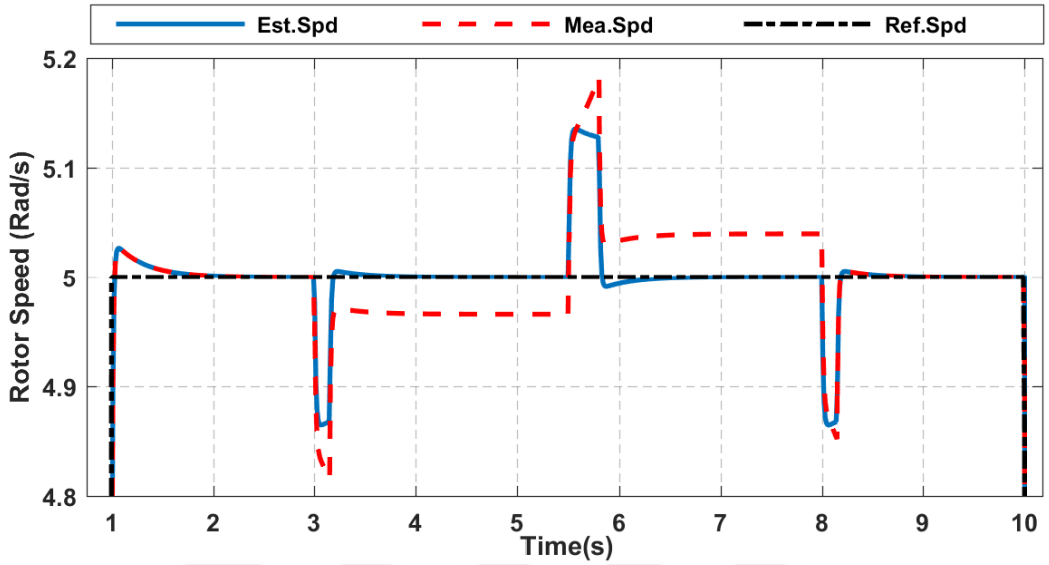
Şekil 3.8 Sıfır hızda tam yük altında MRAS performansı

Önerilen MRAS yönteminin çok düşük hızlarda ve nominal hızlarda dört bölgede performansının incelenebilmesi için hız sensörsüz FOC kontrollü IM'a Şekil 3.10'da verilmiştir. Öncelikle motor pozitif yönde dönerken 2.5 nci sn'de +15 Nm yük uygulanmıştır. Bu bölge 1. Bölgedir. Daha sonra motor pozitif yönde dönmeye devam ederken yükün yönü değiştirilmiş ve 5.5nci sn.'de motora -15 Nm yük momenti uygulanmıştır, 2. Bölge. Daha sonra motorun dönüş yönü değiştirilmiştir. Motor negatif yönde dönerken 13ncü sn.'de motora +15 Nm yük momenti uygulanmıştır, 4. Bölge. Son olarak 4. Bölge için, negatif yönde dönen motora -15 Nm yük momenti uygulanmıştır.



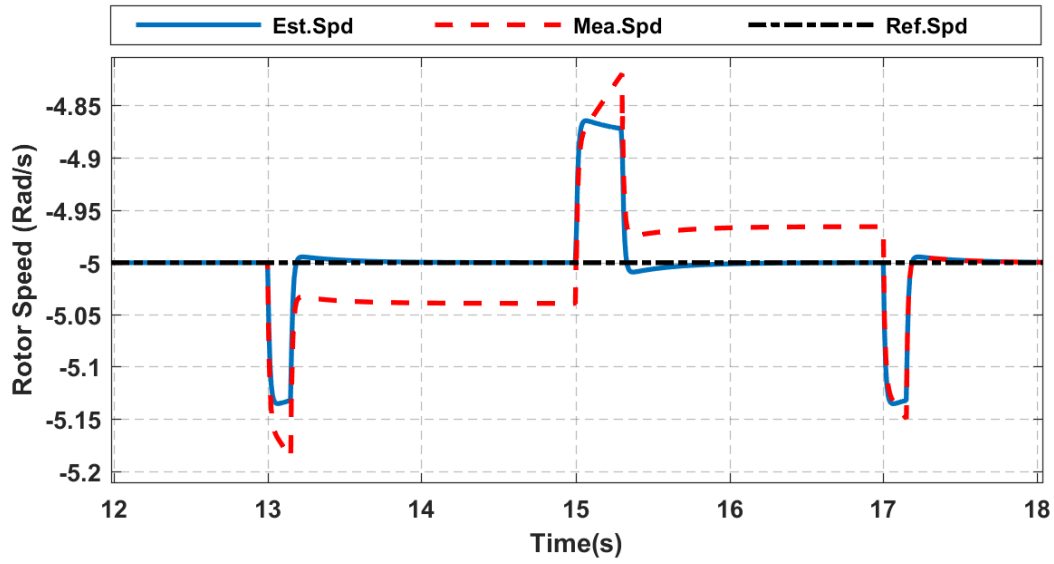
Şekil 3.9 Dört bölge yük momenti (±15 Nm)

Çok düşük hızda (5 Rad/s) motor pozitif yönde dönerken motora 3ncü sn.'de +15Nm, 5.5nci sn.'de -15 Nm yük momenti uygulanmıştır. 1. ve 2. bölgede önerilen MRAS yöntemi ile tahmin edilen motor hızı gerçek motor hızını başarılı bir şekilde takip edebilmektedir Şekil 3.11.



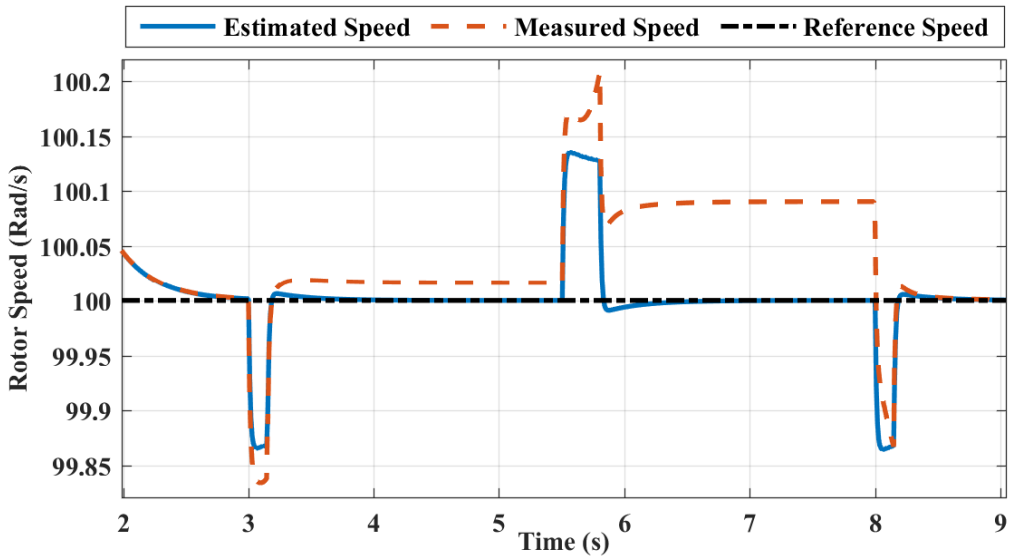
Şekil 3.10 1. ve 2. Bölge (5 Rad/s)

Çok düşük hızda (-5 Rad/s) motor pozitif yönde dönerken motora 13ncü sn.'de +15Nm, 15nci sn.'de -15 Nm yük momenti uygulanmıştır. 4. ve 3. bölgede önerilen MRAS yöntemi ile tahmin edilen motor hızı gerçek motor hızını başarılı bir şekilde takip edebilmektedir Şekil 3.12.



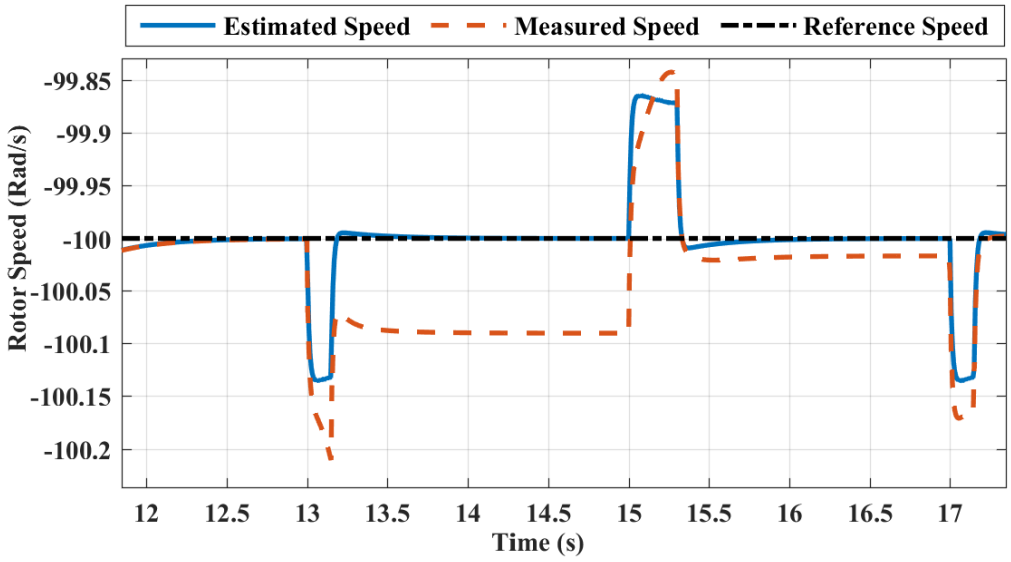
Şekil 3.11 4. ve 3. Bölge (-5 Rad/s)

Aynı test prosedürü nominal hızda da gerçekleştirilmiştir (100 Rad/s). Motor pozitif yönde dönerken motora 3ncü sn.'de +15Nm, 5.5nci sn.'de -15 Nm yük momenti uygulanmıştır. 1. ve 2. bölgede önerilen MRAS yöntemi ile tahmin edilen motor hızı gerçek motor hızını başarılı bir şekilde takip edebilmektedir Şekil 3.13.



Şekil 3.12 1. ve 2. Bölge (100 Rad/s)

Motor negatif yönde nominal hızda (100 Rad/s) dönerken motora 13ncü sn.'de +15Nm, 15nci sn.'de -15 Nm yük momenti uygulanmıştır. 4. ve 3. bölgede önerilen MRAS yöntemi ile tahmin edilen motor hızı gerçek motor hızını başarılı bir şekilde takip edebilmektedir Şekil 3.14.



Şekil 3.13 4. ve 3. Bölge (-100 Rad/s)

3.3 **Önerilen MRAS Yönteminin Parametre Duyarlılığının İncelenmesi**

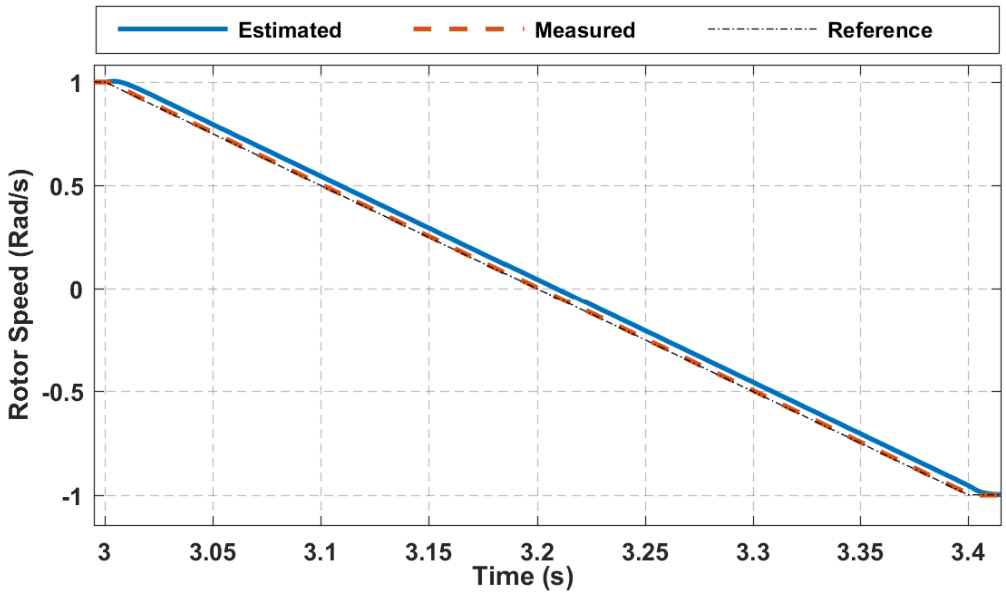
MRAS sistemine dayalı hız tahmincileri için üçüncü ana zorluk, bu tahmincilerin motor parametrelere bağımlı olması ve kesin bilginin MRAS tabanlı sensörsüz sistemler için bir zorunluluk olmasıdır. İlgili parametrelerde herhangi bir değişim olması veya uyuşmazlık olması, hız tahmininde hata ve kapalı çevrim sistemlerde kararsızlığa neden olacaktır. Bu bölümde, önerilen MRAS yönteminde sistemin parametre değişimine olan tepkisi %100 parametrede değişim ile incelenecektir.

Önerilen MRAS sistemi, çok düşük hız ve nominal hızdaki +% 100 Rs değişimi ile simüle edilmiştir. Sistemin stator direnci değişimine duyarlılığı incelenmiştir. Önerilen MRAS sisteminin formülasyonu, alana yönelik şartlar altında kararlı durum q-ekseni stator gerilimini hesaplamak için d ve q eksen akımlarını içerir. Bununla birlikte, statör direnci formülasyonda q-ekseni akımı ile çarpılır, bu nedenle sistem çok düşük devirde bile stator direnç varyasyonlarına karşı bağışık hale gelir.

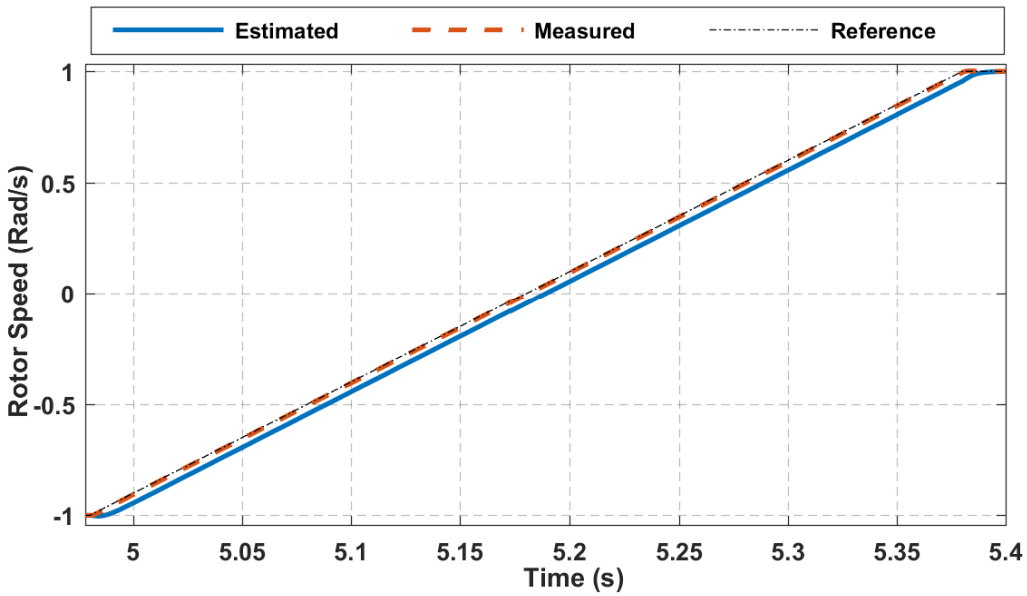
Önerilen MRAS sistemi yukarıda yapılan tüm simülasyon çalışmalarında görüldüğü gibi etkin bir şekilde hız tahmini yapabilmektedir. Hız sensörsüz IM hız tahminindeki başlıca problemlere çözüm üretebilmektedir. Önerilen MRAS sistemi ilk aşamada yüksüz durumda sıfır hız, çok düşük hız, nominal ve yüksek hızlarda test edilmiştir. 2. Aşamada yüklü koşul altında 4 bölgede sıfır hız, düşük hız ve nominal hızlarda tahmin algoritmasının performansı incelenmiştir. Üçüncü aşamada yüksüz koşulda parametre hassasiyeti sıfır hız, düşük hız ve nominal hızlarda incelemeler yapılmıştır. Son aşamada, tam yük altında dört bölgede %100 R_s parametre hatası ile yöntemin performansı sıfır hız, çok düşük hız ve nominal hızda performansı incelenmiştir.

Yapılan tüm incelemeler önerilen MRAS yönteminin yukarıda incelenen tüm koşullar altında tatmin edici şekilde hız tahmini yapabildiği gösterilmiştir

Önerilen MRAS yönteminin % 100 R_s değişimli ile çok düşük hız ($\pm$1 Rad/s) performansı Şekil 3.14'de verilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi tahminci referans ve gerçek hızı yanlış parametre bilgisiyle izleyebilmektedir.



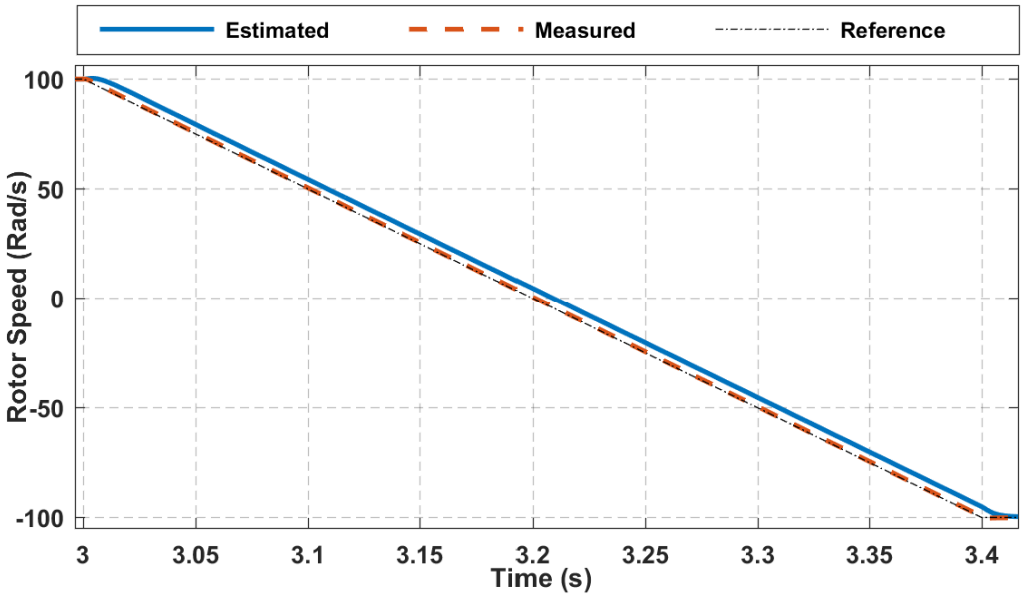
(a)



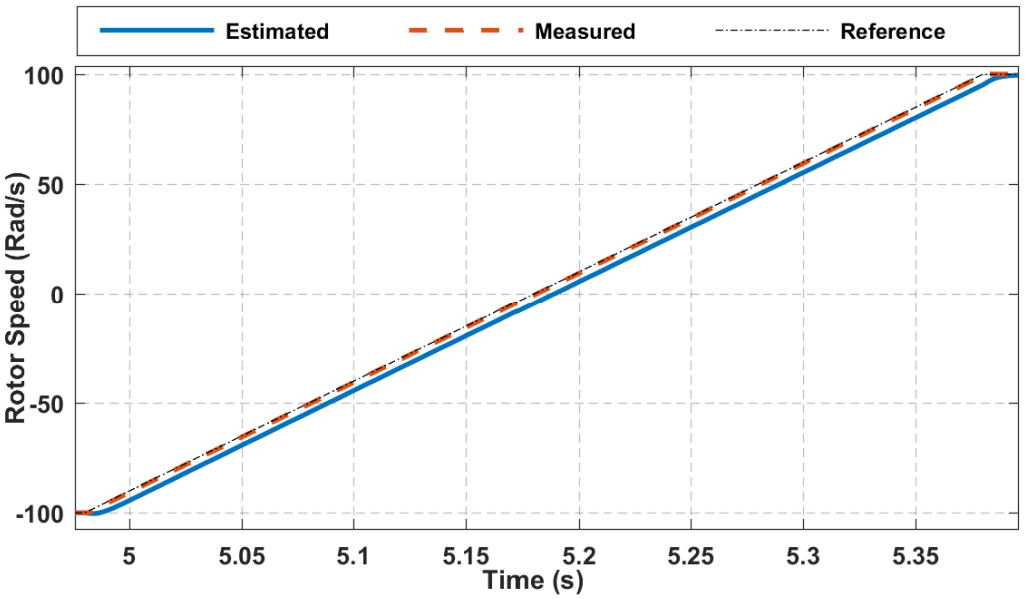
(b)

Şekil 3.14 Önerilen MRAS ($\pm$1 rad/s) + %100 Rs değişimi

Tahmincinin %100 R_s değişimli ile nominal hızda(100 Rad/s) performansı Şekil 3.15'de verilmiştir. Önerilen yöntem, bu durumda gerçek hızı takip eder ve sürücü iyi çalışır.



(a)



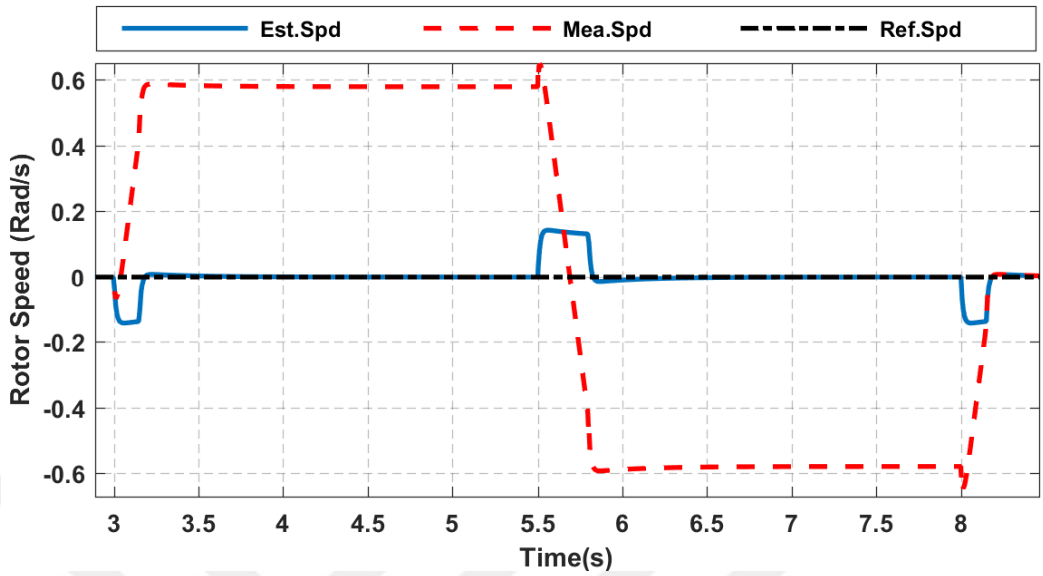
(b)

Şekil 3.15 Önerilen MRAS (±100 rad/s) + %100 Rs Değişimi

3.4 **Parametre Hassasiyeti (Tam Yük Altında)**

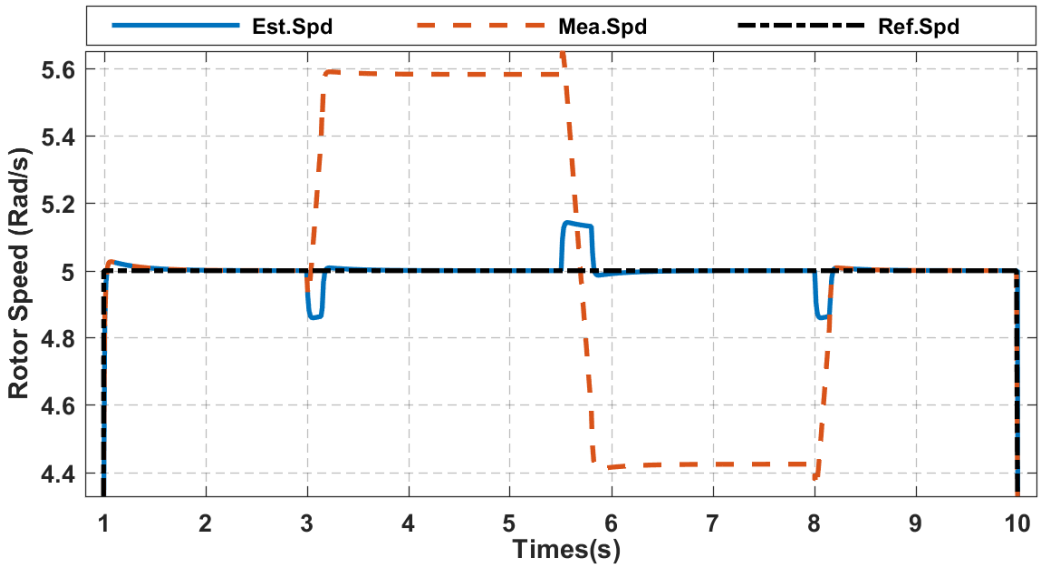
Önerilen MRAS yönteminin performans incelemesinin son aşamasında, tam yük (15 Nm) ve % 100 R_s değişimi ile dört bölge hız tahmin performansı incelenmiştir.

Sıfır hız performansı Şekil 3.16'da verilmektedir. Bu koşul altında önerilen yöntem ile hız tatmin edici şekilde takip edilebiliyor.



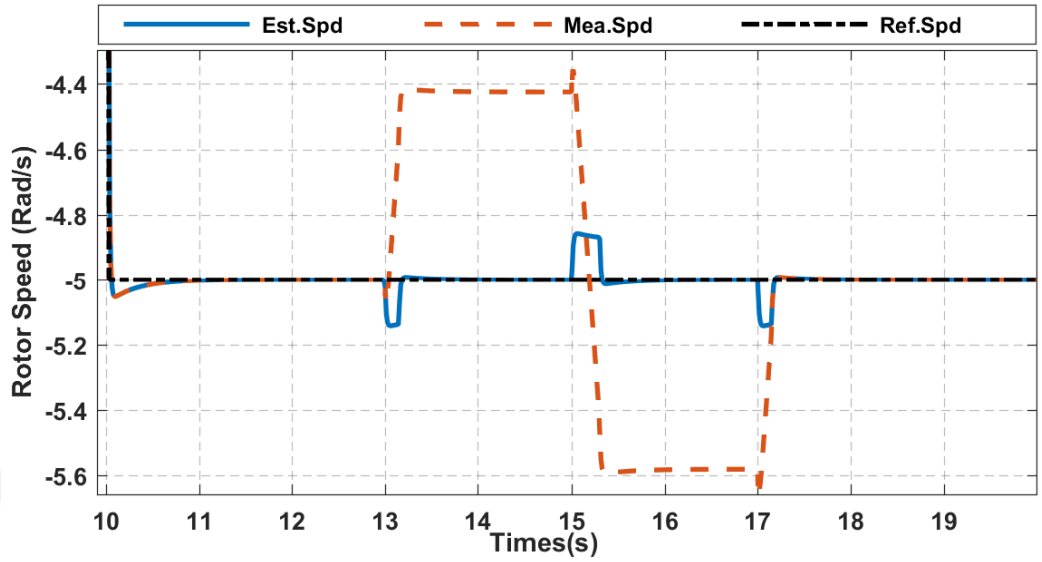
Şekil 3.16 Sıfır Hızda ±15 Nm yük momenti + 100 % R_s değişimi

1. ve 2. Bölgedeki performansı çok düşük hızdaki (5 Rad/s) + % 100 R_s değişimli kestiricinin tam yük altında(±15 Nm) performansı Şekil 3.17'de verilmiştir.



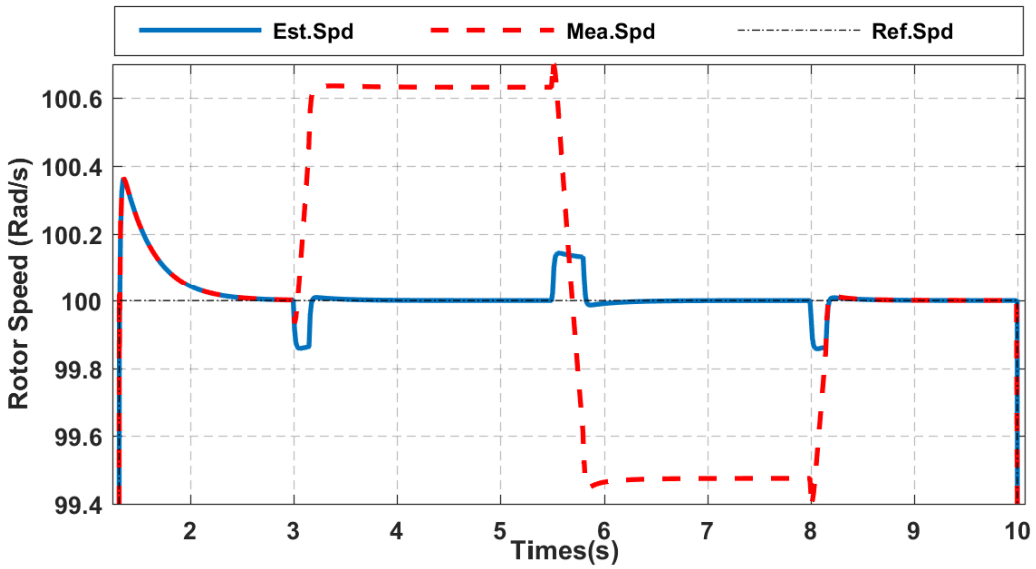
Şekil 3.17 1. ve 2. Bölge (5 Rad/s) + ±15 Nm yük momenti + 100 % R_s değişimi

4. ve 3. Bölgedeki performansı çok düşük hızdaki (-5 Rad/s) + % 100 R_s değişimli kestiricinin tam yük altında(±15 Nm) performansı Şekil 3.18'de verilmiştir.



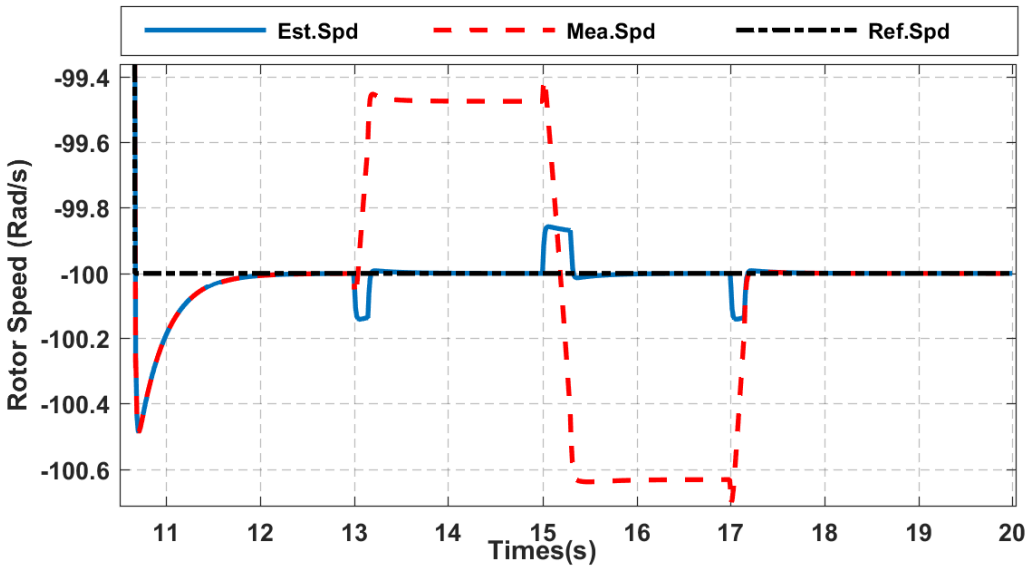
Şekil 3.18 4. ve 3. Bölge (-5 Rad/s) + ±15 Nm yük momenti + 100 % R_s değişimi

1. ve 2. Bölgedeki performansı nominal hızdaki (100 Rad/s) + % 100 R_s değişimli kestiricinin tam yük altında(±15 Nm) performansı Şekil 3.19'da verilmiştir.



Şekil 3.19 1. ve 2. Bölge (100 Rad/s) + ±15 Nm yük momenti + 100 % R_s değişimi

4. ve 3. Bölgedeki performansı nominal hızdaki (-100 Rad/s) + % 100 R_s değişimli kestiricinin tam yük altında($\pm$15 Nm) performansı Şekil 3.20'de verilmiştir.



Şekil 3.20 4. ve 3. Bölge (-100 Rad/s) + $\pm$15 Nm yük momenti + 100 % R_s değişimi

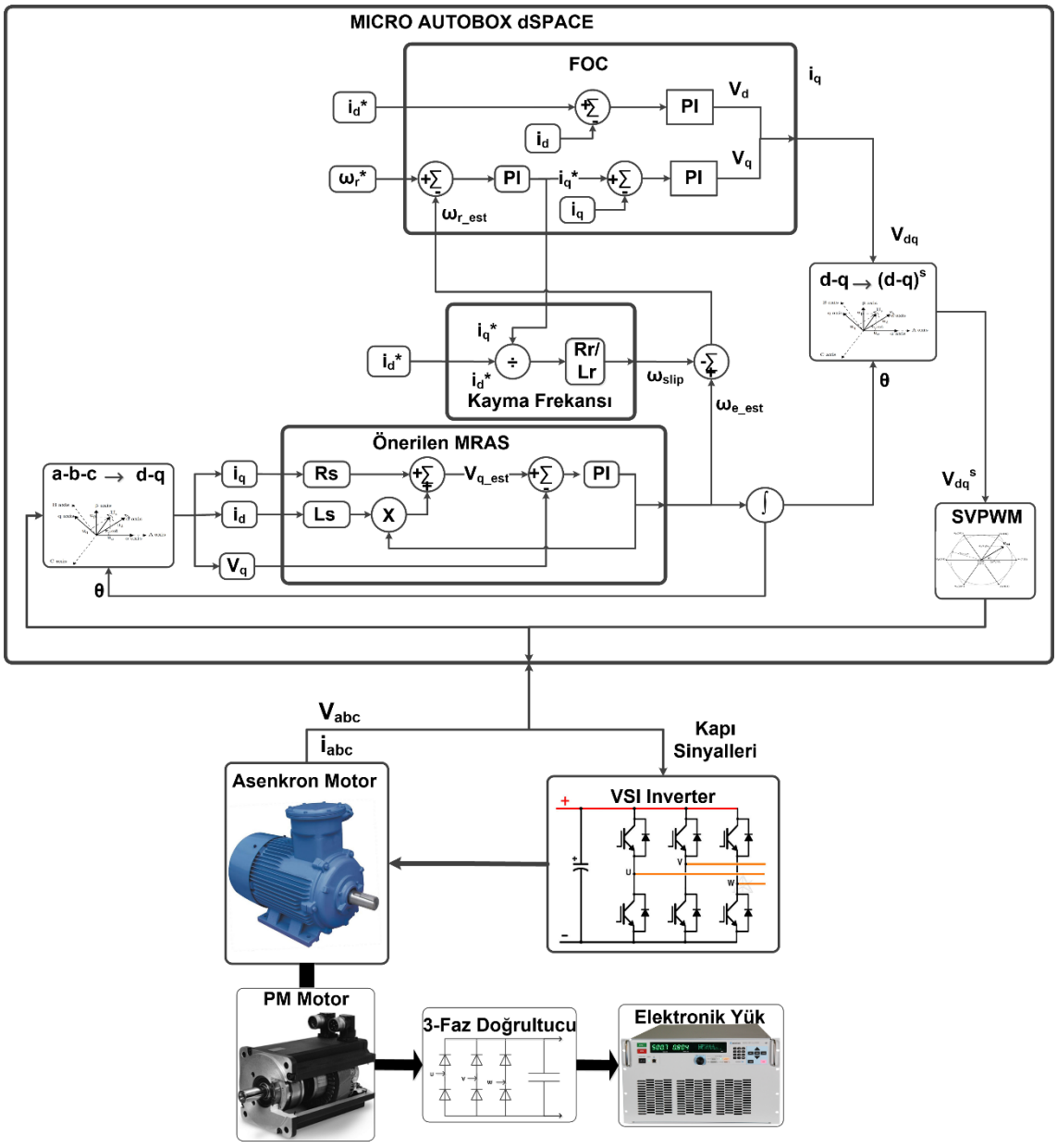
BÖLÜM 4

DENEYSEL ÇALIŞMALAR

4.1 Laboratuvar Çalışmaları için Gerekli Deney Düzeneğinin Hazırlanması

Bu bölümde laboratuvar ortamının deneysel çalışmalar için hazırlanması, deney düzeneğinin kurulması ve hız algılayıcısız olarak IM hız ve pozisyon tahminin yapılabilmesi için gerekli alt yapının nasıl kurulduğu anlatılmaktadır. Şekil 4.1'de deney düzeneği blok diyagram olarak gösterilmektedir. Micro Autobox Dspace modülü içerisinde gerekli kontrol alt yapısı ve hız, pozisyon tahmin algoritmasının nasıl gerçekleştiği gösterilmektedir. İlk olarak referansı ve gerçek (tahmin edilen) hız karşılaştırılarak PI kontrolör üzerinde gerekli referans q-eksen akımı (i_q^*) hesaplanmaktadır. Bu akım değeri referans d-eksen akımıyla (i_d^*) birlikte kayma frekansı (ω_{slip}) hesabında ve dq–eksen referans gerilimlerinin ($V_d - V_q$) hesaplanmasında kullanılmaktadır. Önerilen MRAS yönteminde motorun hız ve posizyonunu tahmin edebilmek için stator q-eksen gerilimi (V_{qs}) kullanılmaktadır. Burada ölçülen ve hesaplanan değerler karşılaştırılarak PI kontrolör ile motor hız ve pozisyonu tahmin edilmektedir. V_{qs} anlık değerinin hesaplanabilmesi için IM stator akımları akım sensörleri yardımıyla okunmaktadır. abc-eksen takımında olan akım değerleri Park dönüşümü yardımıyla dq-eksen takımına dönüştürülmektedir. Bu dönüşümün yapılabilmesi için IM konumunun bilinmesi gerekmektedir. Motor konum bilgisi önerilen MRAS yöntemi ile tahmin edilen hız ve kayma frekansının integrali ile hesaplanmaktadır. Hesaplanan konum bilgisi V_{qs} gerilimlerinin ters park uygulanarak $\alpha\beta$ (V_{dq}^{s}) sabit eksen takımına

dönüştürülmesinde kullanılır. Sabit eksen takımında bu gerilim değerleri Uzay Vektör Modülasyonu(SVM) hesaplamalarında kullanılarak kapı sinyalleri (PWM)'ler üretilir, bu işlem SVPWM modülü içerisinde gerçekleştirilir. Üretilen PWM sinyalleri inverter devresinde kapı sinyalleri olarak kullanılırlar. İnverter devresi, DC bara gerilimini 3-faz AC gerilime dönüştürmede kullanılır. IM kontrolünde gerekli akım kontrolü inverter devresi üzerinden yapılarak motorun istenilen hızda dönmesi sağlanır. IM'un yüklenebilmesi için eşdeğeri bir PM motor ile birbirlerine akuple edilmiştir.

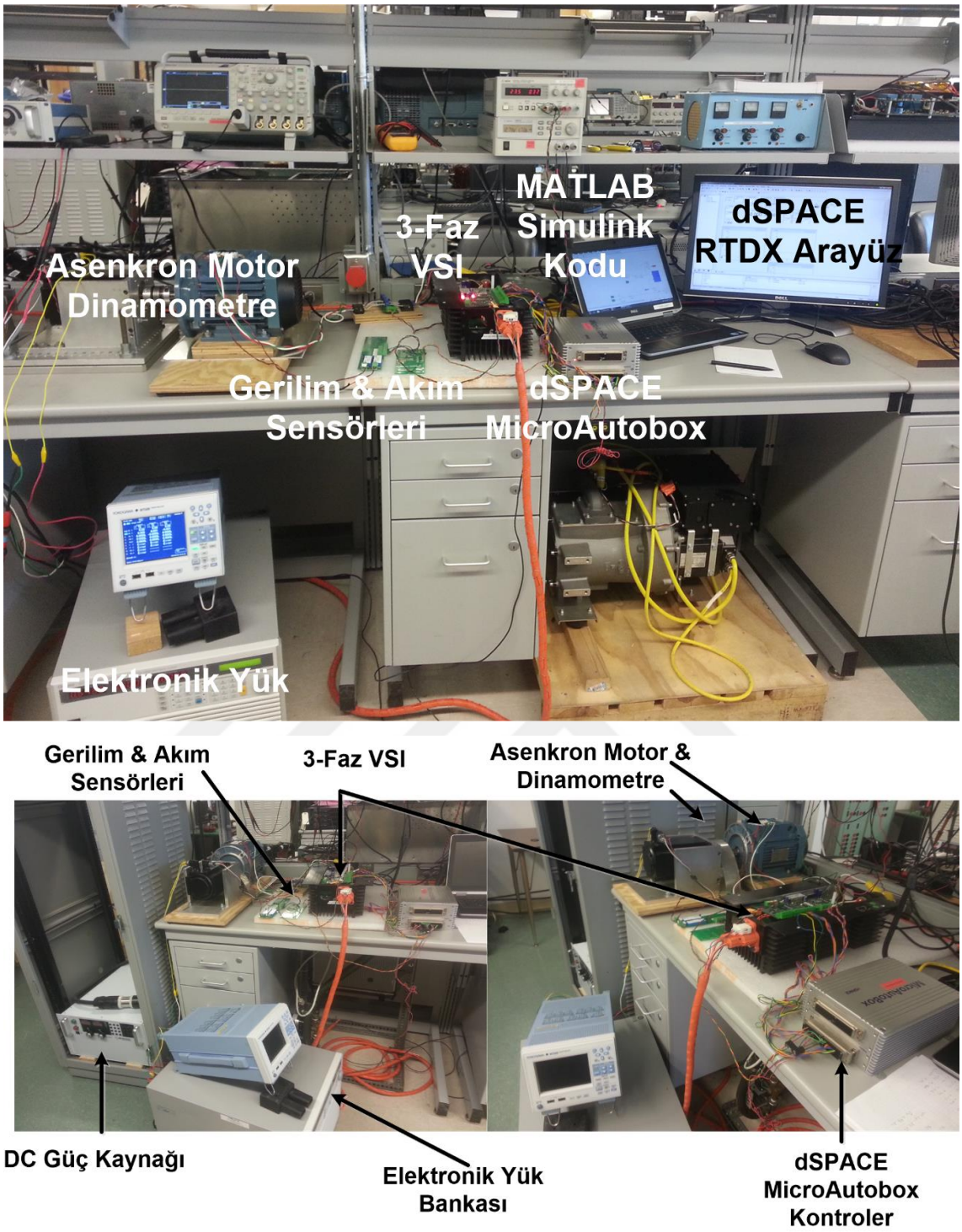


Şekil 4.1 Deney düzeneğinin blok diyagram ile gösterimi

Deney düzeneğine ait görseller Şekil 4.2'de verilmiştir. Deneylerde kontrolör olarak dSPACE MicroAutobox II kullanılmıştır. Kontrol algoritması Matlab/Simulink ortamında geliştirilmiştir. Sisteme ait akım, gerilim, motor hızı gibi veriler anlık olarak RTDX arayüz ile takip edilebilmiştir. Bu arayüz kontrol sistemine müdhaleye de olanak vermektedir. 3-faz gerilim kaynaklı inverter devresi (VSI) Magna-Power DC güç kaynağı ile beslenmiştir. IM faz akımları LEM LTS16-NP akım sensörleri, gerilimleri AD202JN serisi izolasyon amplifikatörleri ile ölçülmüştür. Sensörler yardımıyla ölçülen değerlerin Dspace'e aktarılabilmesi için ölçülen değeri 0-10V aralığında tanımlayacak şekilde araya düzenleyici devre kullanılmıştır. IM ve PMSM motorlar resimlerde görüldüğü gibi akuple edilmişlerdir. IM'un yüklenebilmesi için PMSM'in faz gerilimleri doğrultularak elektronik DC yük bankasına aktarılmıştır. Burada motorların dönüş hızına bağlı olarak PMSM bağlantı uçlarında gerilim miktarı yükselmekte ve elektronik yük bankası kullanılarak akım çekilmektedir.

Çizelge 4.1 Deney seti ekipmanları

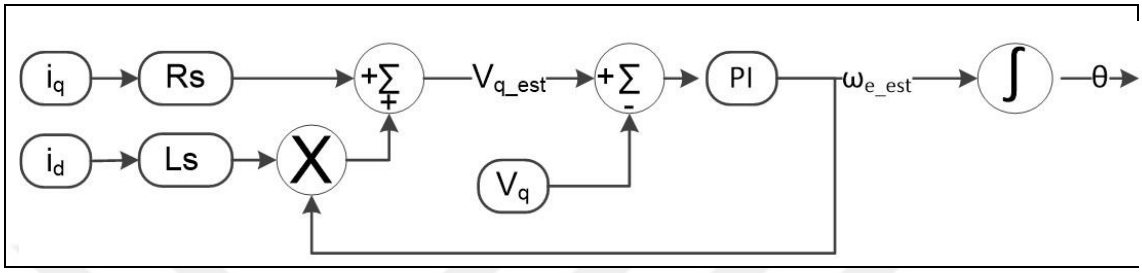
Motor Modeli	ABB 3GAA 092 004-ASE
Servo Motor	PMA Serisi
Kontrolör	dSPACE MicroAutobox II
DC Güç Kaynağı	Magna Power 100V 100A
Akım Sensörü	LEM LTS16-NP
Gerilim Sensörü	AD202JN
Oscilloscop	Tektronix MDO 3000
Güç Analizörü	Yokogawa WT 500



Şekil 4.2 Deney setine ait görseller

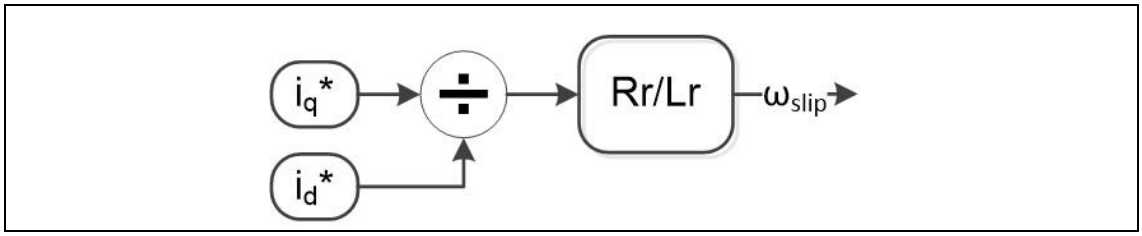
Önerilen MRAS tabanlı hız tahmin algoritmasına ait blok diyagramı Şekil 4.3'de verilmiştir. Önerilen methodda IM hız ve pozisyonu motor V_{qs} gerilimi hatası yöntemi ile tahmin edilmiştir. Hesaplanan V_{qs}^{*}ve ölçülen V_{qs} arasındaki fark alınarak PI kontrolden geçirilerek IM hızı ve pozisyonu tahmin edilebilmiştir. V_{qs}^{*} hesabında denklem (2.101)

kullanılmıştır. Bu denklem içerisinde V_{qs}^{*} hesaplanabilmesi için tahmin edilen motor elektriksel hızı (ω_{e_est}) geri besleme olarak kullanılmaktadır. Bu sayede ölçülen değer ve hesaplanan değer arasındaki fark PI denetleyici ile ω_{e_est} ayarlanarak sıfıra çekilmekte ve motor hızı tahmin edilebilmektedir. Blok diyagramda görüldüğü gibi, hesaplamalar içerisinde sadece stator direnci (R_s) ve endüktansı (L_s) bulunmaktadır. IM hız ve pozisyonunun tahmini için herhangi bir rotor parametresine ihtiyaç duyulmamaktadır.



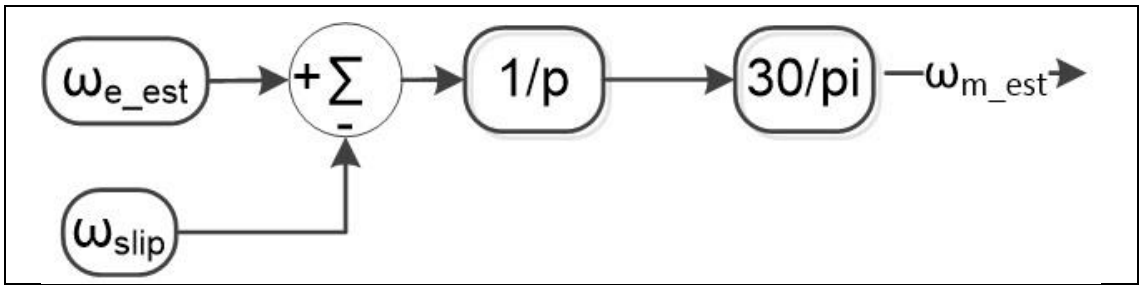
Şekil 4.3 Önerilen MRAS yöntemi blok diyagramı

Stator elektriksel frekansı hesaplandıktan sonar rotor hızının yani IM mekanik hızının hesaplanabilmesi için kayma frekansının hesaplanması gerekmektedir. Motorun kayma frekansı (2.98) kullanılarak hesaplanabilmektedir. Burada i_q^{*} referans q-eksen akım değeridir ve referans hız değeri üzerinden hesaplanır ve i_d^{*} fererans d-eksen akımıdır. Hesaplamaya ait blok diyagram Şekil 4.4'de verilmiştir.



Şekil 4.4 Kayma frekansının hesaplanması

Motorun stator elektriksel hızı ve kayma frekansı hesaplandıktan sonra, IM için mekanik hız Şekil 4.5'de görüldüğü gibi hesaplanır. IM stator elektriksel frekansı kayma frekansından çıkarılarak kutup sayısına bölünür. Elde edilen değerin birimi radyan bölü saniyedir (rad/s). Bu değerin dakikada dönüş sayısı (rpm) olarak dönüştürülmesi için hesaplanan değer 30/pi ile çarpılır.



Şekil 4.5 IM mekanik hızın rpm olarak hesaplanması

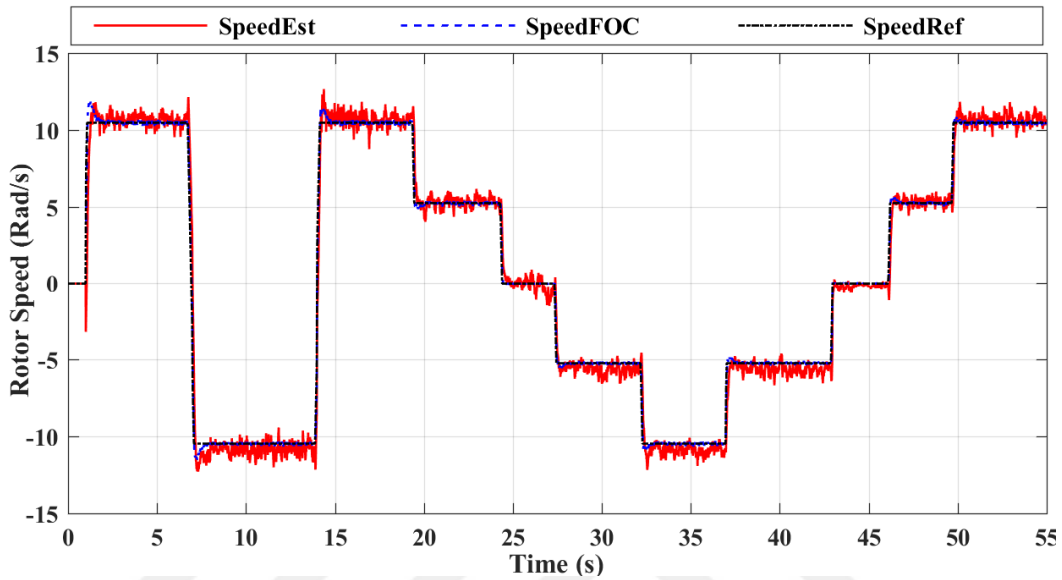
4.2 Deneysel Sonuçların İncelenmesi

Önerilen MRAS yöntemi ile IM hız ve pozisyon tahmini simülasyon ortamında sonuçlar elde edildikten sonra, yöntem deneysel olarak da incelenmiştir. Hız algılayıcısız olarak IM hız ve pozisyon tahmininde başlıca karşılaşılan problemler; yöntemin sıfır ve çok düşük hızlarda doğru tahmin yapamaması, nominal hızlarda (yüksek hızda) çalışamaması, yüksüz koşul altında veya yük altında çalışamaması ve parametrelerin yanlış olarak belirlenmesi sonucunda hatalı hız ve pozisyon tahmininin yapılması olarak sıralanabilir. Laboratuvar çalışmalarında gerçekleştirilen deneylerde, deney düzeneğinin izin verdiği ölçüde yöntemin bu problemler karşısında verdiği cevaplar ve hız tahmin edebilme özellikleri incelenmiş ve sonuçları çıkarılmıştır.

4.2.1 Düşük Hızlarda ve Sıfır Hızda Yöntemin İncelenmesi

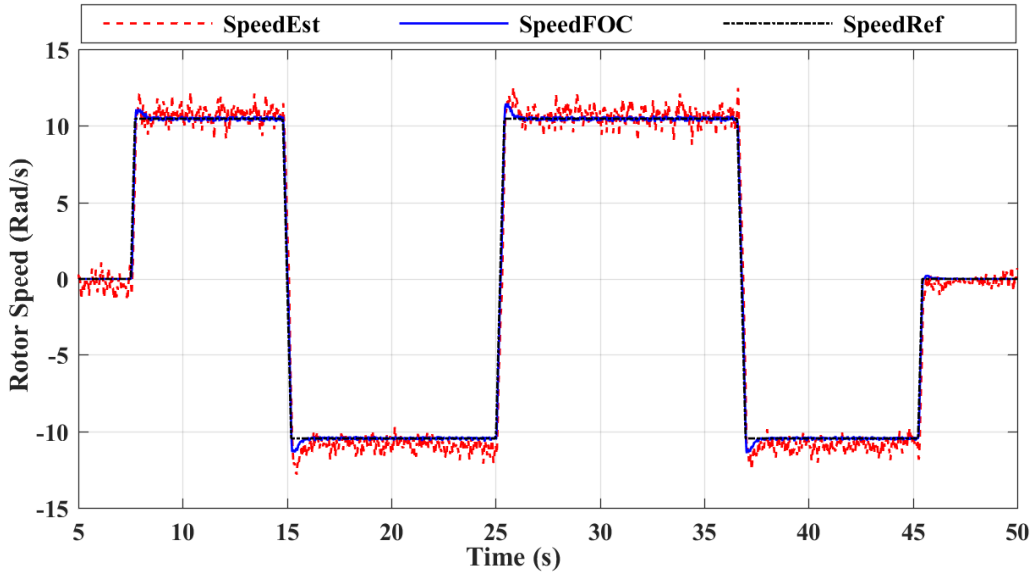
Önerilen MRAS yönteminin sıfır hızda ve çok düşük hız değerlerinde pozitif ve negatif yönlerde hız tahmin edebilirliği deneysel olarak bu bölümde incelenmiştir. Şekillerde siyah renkli çizgi referans hızı, mavi renkli çizgi enkoder ile ölçülen hız değerini ve kırmızı renkli çizgi ile tahmin edilen hız değerini göstermektedir.

İlk deneyde sıfır hızdan 100 rpm hız referansı verilmiş, daha sonra referansın yönü -100 rpm olarak değiştirilmiştir. 15. sn'de tekrar referans 100 rpm olarak değiştirilmiş sonraki yaklaşık her 5 sn'de referans hız 50 rpm azaltılarak -100 rpm hıza oradan tekrar arttırılarak 100 rpm hıza basamaklı olarak geri dönülmüştür. Sonuç Şekil 4.6'da verilmiştir.



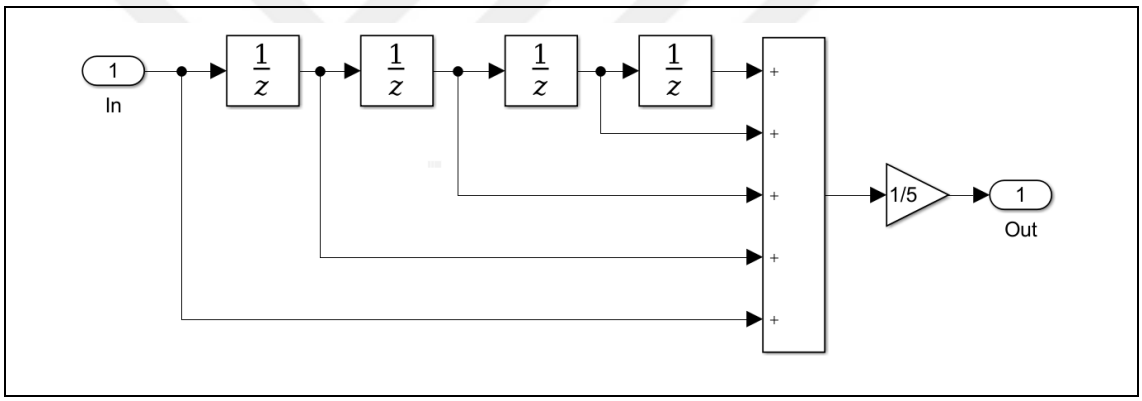
Şekil 4.6 Basamaklı referans cevabının incelemesi

Bir sonraki incelemede ± 100 rpm hız değişimleri referans olarak verilmiş ve sıfır hız cevabı incelenmiştir. Deneysel sonuç Şekil 4.7'de verilmiştir.



Şekil 4.7 ± 10 Rad/s referans incelemesi

Yapılan incelemerde gösterildiği gibi, önerilen MRAS yöntemi ile çok düşük hızda ve sıfır hızda IM'nin hızı önerilen MRAS yöntemi ile doğru bir şekilde tahmin edilebilmektedir. Tahmin edilen değer üzerindeki dalgalanmalar, akım ve gerilim sensörleriyle yapılan akım ve gerilim ölçümlerinde okunan değerlerin dalgalı olmasından kaynaklanmaktadır. Okunan veriler üzerinde dalgalanmaların olmasının temel sebebi anahtarlamalardan kaynaklanan gürültülerden kaynaklanmaktadır. Bu dalgalanmaların en aza indirilebilmesi için algoritma içerisinde Şekil 4.8'de görülen Moving Average yöntemi ile ardışıl olarak gelen her beş verinin ortalaması alınarak hesaplamalar yapılmıştır. Bu sayede alınan verilerin üzerindeki yüksek dalgalanmalar en aza indirilmeye çalışılmıştır. Ayrıca inverter devresinin sebep olduğu çevresel gürültü en aza indirilebilmesi için Şekil 4.2'de gösterildiği gibi inverter devresi metal bir kutu içerisine yerleştirilmiş, gövdesi dijital devrelerden ayrı olacak şekilde topraklanmıştır.

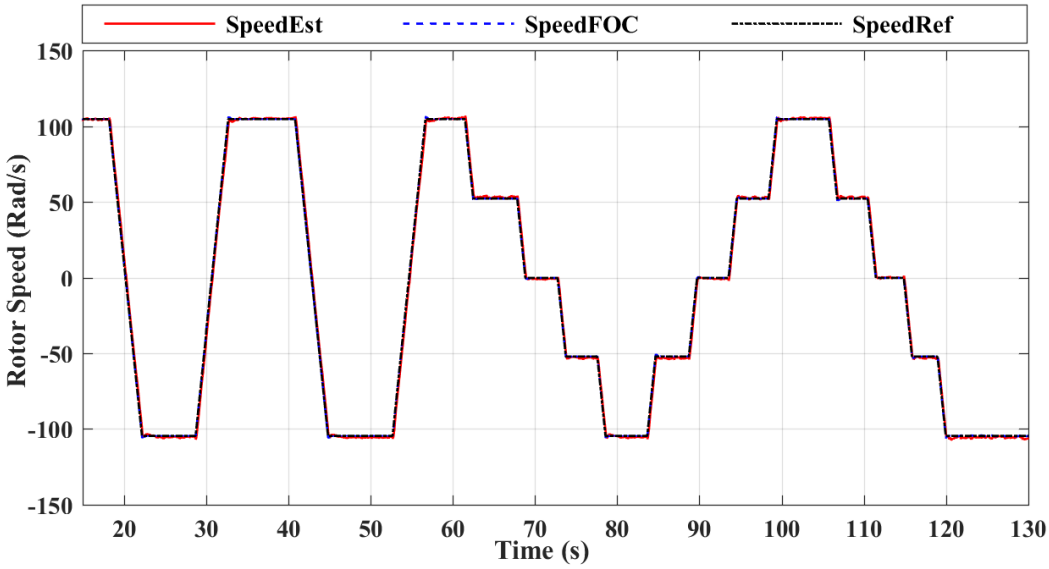


Şekil 4.8 Moving average yöntemi ile ortalama alma

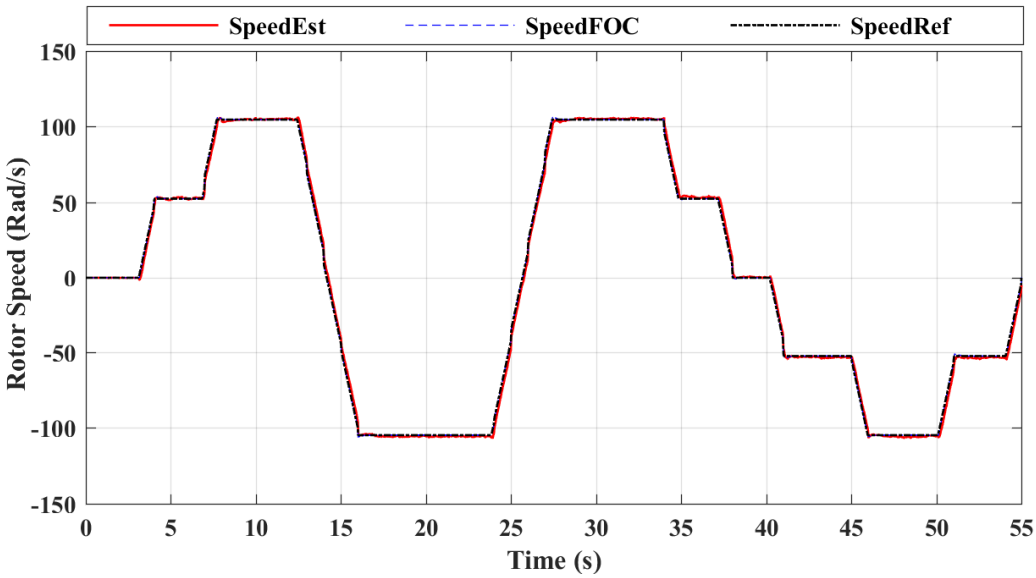
4.2.2 Nominal Hızlarda Yöntemin İncelenmesi

Önerilen MRAS yönteminin 500 ve 1000 rpm hızlarda, pozitif ve negatif yönlerde hız tahmin edebilirliği bu bölümde incelenmiştir. Referans hız pozitif ve negatif yönlerde anlık olarak ± 1000 rpm ve basamaklı olarak 500 rpm'lik basamaklarla değiştirilmiş ve referans hız, enkoder ile okunan hız ve tahmin edilen hızlar incelenmiştir.

Şekil 4.9'da görüldüğü gibi önerilen MRAS yöntemi ile IM hızı başarılı bir şekilde tahmin edilebilmektedir.



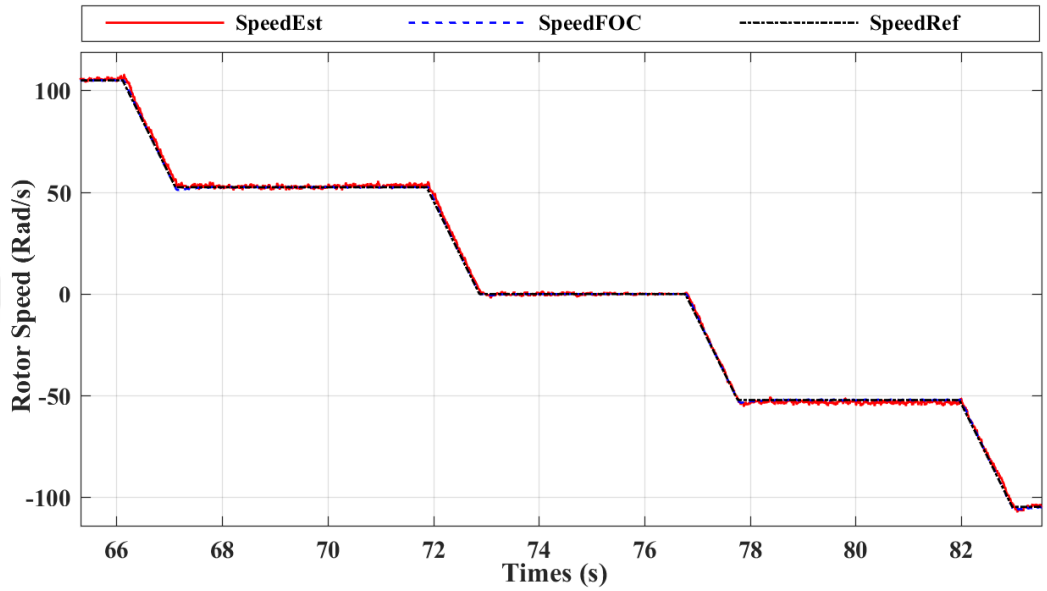
(a)



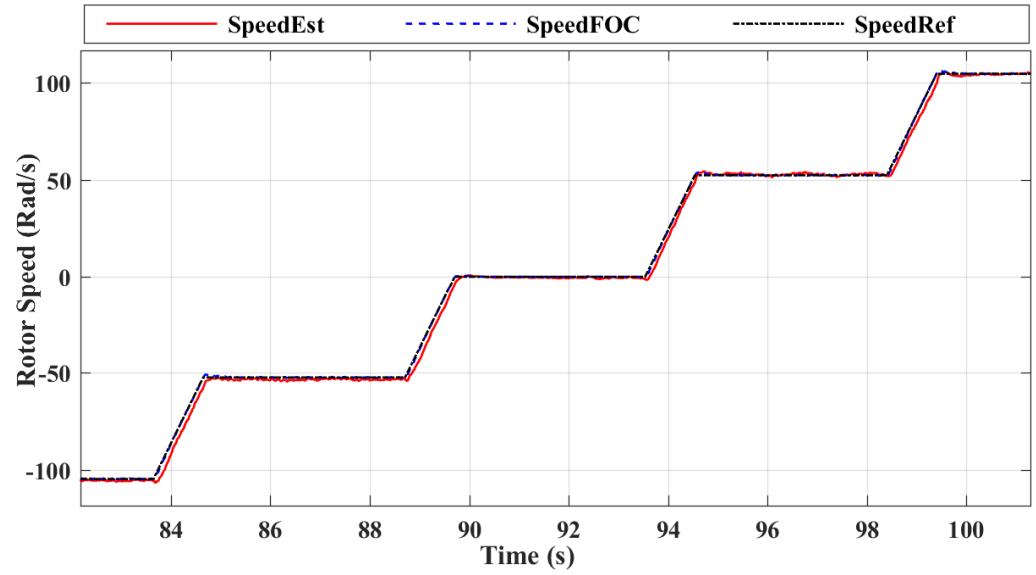
(b)

Şekil 4.9 ±100 Rad/s basamaklı referansın incelenmesi

Şekil 4.10'da 500 rpm basamaklı referans değişimi uygulandığında önerilen MRAS yönteminin cevabı daha yakından incelenmiştir. Burada da görüldüğü gibi pozitif yönde ve negatif yönde uygulanan 500 rpm'lik basamak referans değişimlerinde tahmin edilen hız ve gerçek hız birbiri ile uyumludur.



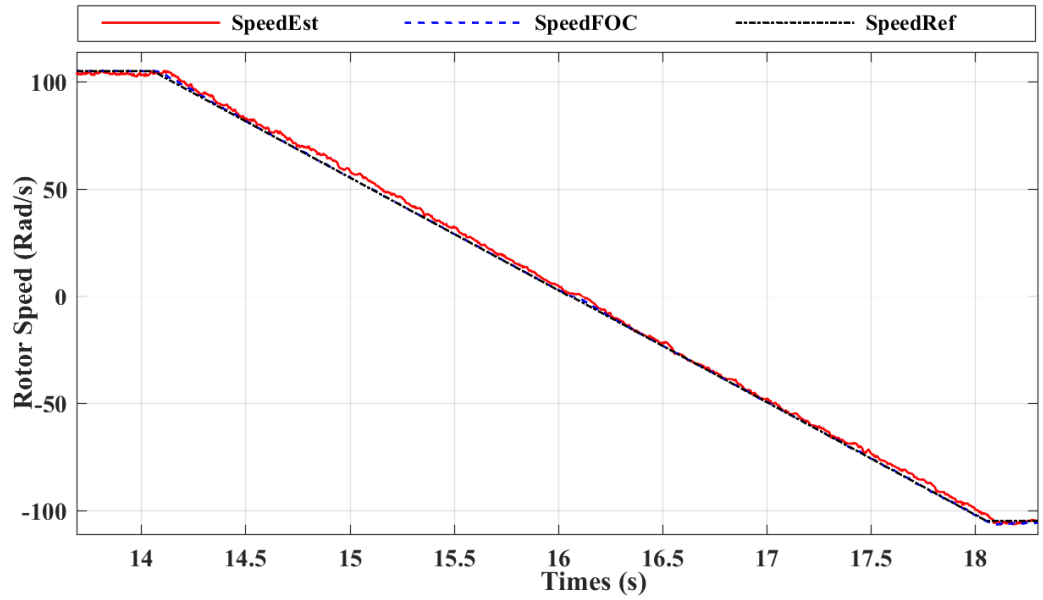
(a)



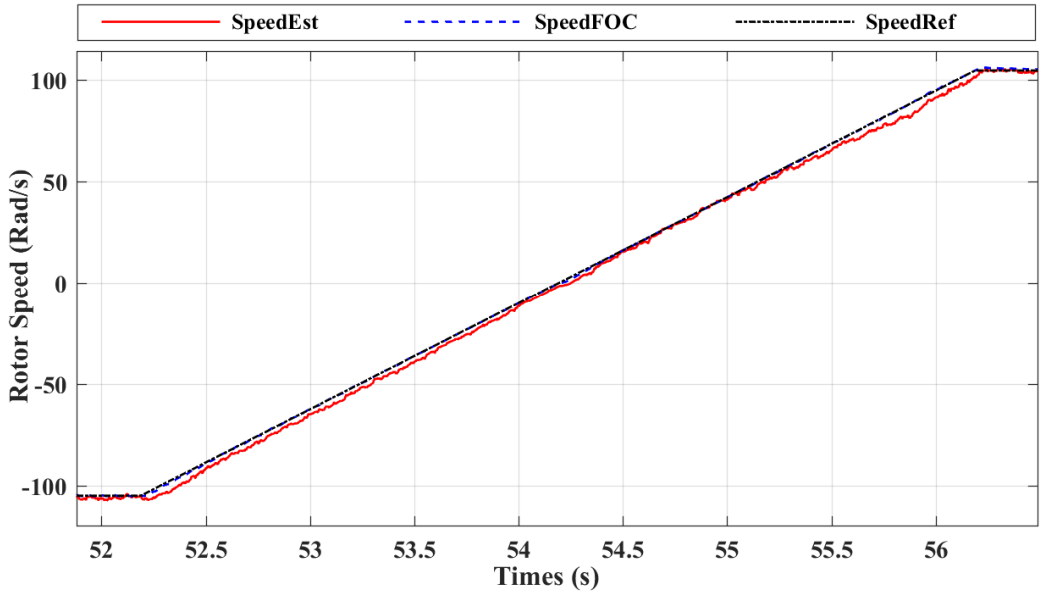
(b)

Şekil 4.10 ±500 rpm basamaklı referans incelenmesi

Şekil 4.11'de pozitif ve negative yönde referansın ± 1000 rpm basamak değişiminde tahmin edilen hız ve gerek hız incelenmiştir. Burada motor hızının her iki yönde 2000 rpm'lik değişimi yakından incelenerek önerilen MRAS yönteminin tahmin edebilirliği incelenmiştir. Burada da görüldüğü gibi tahmin edilen hız ve gerçek hız birbiri ile uyumludur.



(a)

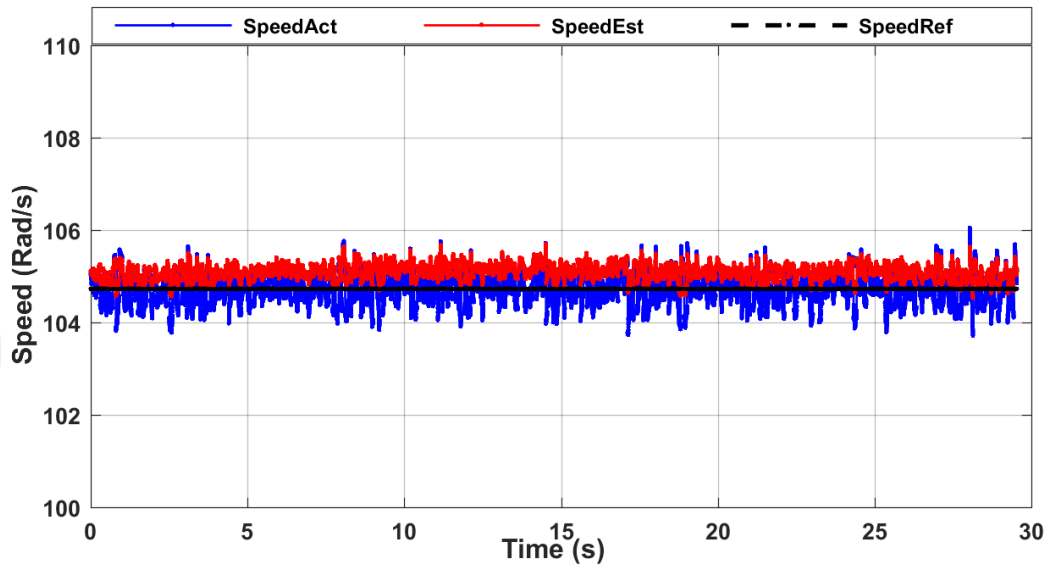


(b)

Şekil 4.11 ± 1000 rpm basamak değişiminin incelenmesi

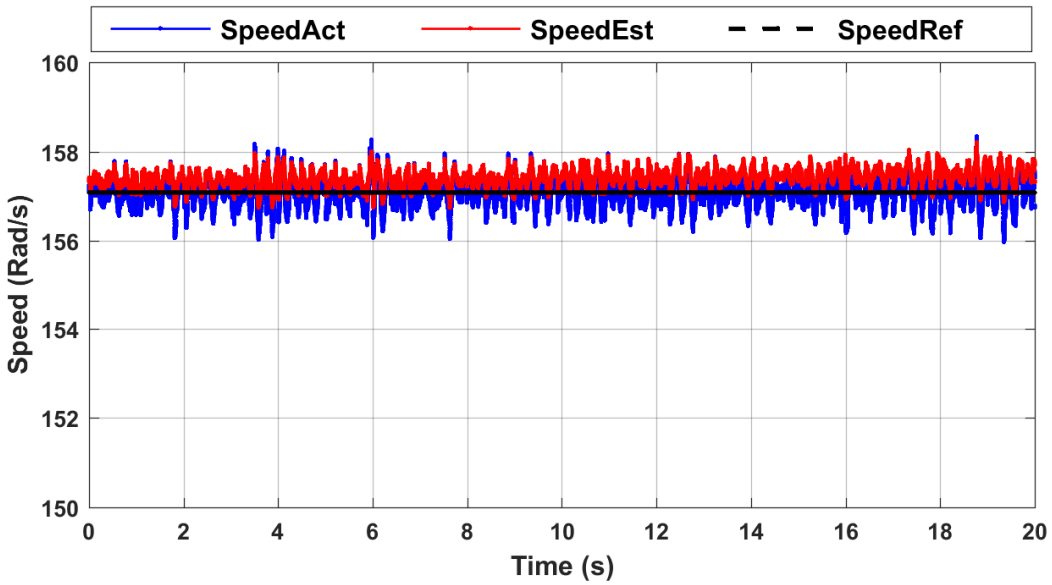
4.2.3 Önerilen MRAS Yönteminin Yük Altında İncelenmesi

Bu bölümde önerilen MRAS yöntemi 6A yük altında 1000 rpm ve 1500 rpm hızlarda incelenmiştir. Şekil 4.12'de 1000 rpm hızda 6A yük ile yapılan incelemenin sonucu gösterilmektedir.



Şekil 4.12 1000 rpm hızda 6A yük altında önerilen MRAS yönteminin incelenmesi

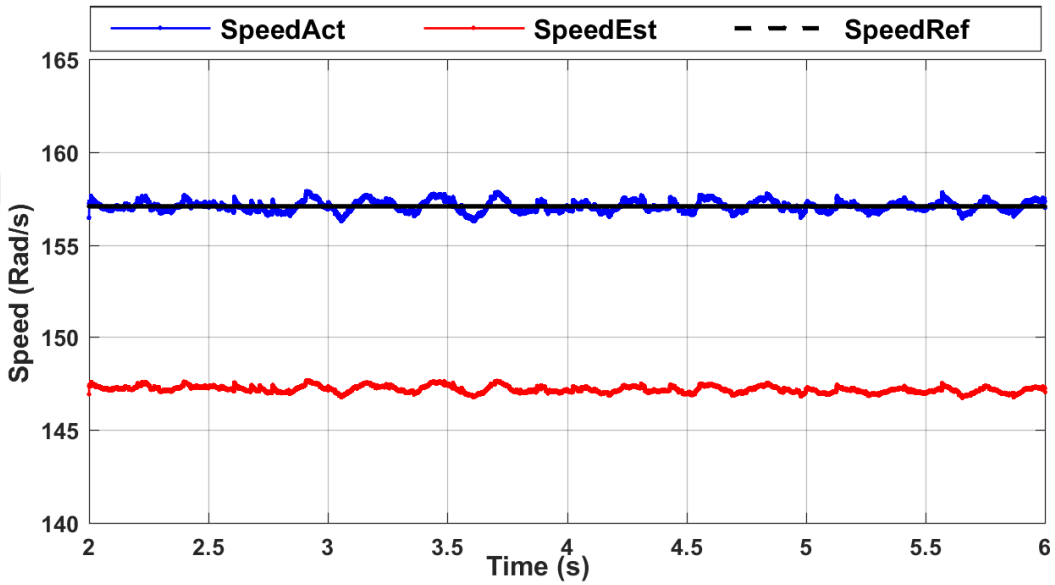
Benzer şekilde 1500 rpm hızda 6A yük altında önerilen yöntemin hız tahmin edebilirliği Şekil 4.13'de incelenmiştir. Her iki incelemede gösterildiği gibi önerilen yöntem ile hız tahmini doğru bir şekilde yapılabilmektedir.



Şekil 4.13 1500 rpm hızda 6A yük altında önerilen MRAS yönteminin incelenmesi

4.2.4 Önerilen MRAS Yönteminin Parametre Hassasiyetinin İncelenmesi

Önerilen MRAS yönteminin 1500 rpm nominal hızda 6A yük altında parametre hassasiyeti bu bölümde incelenmiştir. Şekil 4.14'de tahmin edilen ve gerçek hız değerleri gösterilmektedir. Parametre hassasiyetinin incelenmesi için stator direnci %50 daha fazla olarak girilmiştir. Yapılan inceleme sonucunda görüldüğü gibi önerilen MRAS yöntemiyle nominal hızda, yük altında ve yanlış parametre bilgisi durumunda gerçeğe yakın tahmin yapılmaya devam edilmektedir.



Şekil 4.14 1500 rpm hızda 6A yük altında parameter hassasiyetinin incelenmesi

BÖLÜM 5

SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tezde IM'larda hız algılayıcısız olarak motorun hız ve pozisyonunu tahmin edebilmek için yeni bir MRAS yöntemi geliştirilmiş ve incelenmiştir. Önerilen MRAS yönteminde IM stator q-eksen gerilimi durum değişkeni olarak tercih edilmiştir. Bunun başlıca iki sebebi vardır. Birinci sebep, ölçülebilir bir büyüklüğün seçilmesi MRAS içerisinde referans model olarak kullanılabilecek ve bu da hesap yükünü azaltacaktır. İkinci sebep olarak, V_{qs} için adaptif model içerisinde hız geri beslemesine bağlı, rotor parametrelerinden arındırılmış, türev ve integral hesabı içermeyen bir denklem seti oluşturulmuştur. Bu sayede ölçülemeyen rotor parametrelerinin hatalı tahmininden kaynaklanan hız tahmin hataları giderilmiştir. Ayrıca, bu denklem seti türev ve integral hesabı içermediği için algoritmanın sıfır hız ve çok düşük hızlarda çalışmaya devam etmesine olanak sağlamıştır.

Tezin 1. bölümünde anlatıldığı gibi IM hız algılayıcısız olarak hızın doğru bir şekilde tahmin edilmesinde başlıca aşağıdaki zorluklarla karşılaşılmaktadır. Önerilen yöntemin bu problemleri çözebilir olması gerekmektedir.

- Yöntemin sıfır hız ve çok düşük hızlarda çalışamaması
- Motor dönüş yönünün algılanabilmesi için ek yöntemlere ihtiyaç duyması
- Hesap yükünün fazla olması, türev, integral hesapları ve filtre kullanımı gibi sebeplerle gerçek hız ve tahmin edilen hız arasında gecikmenin yaşanması,
- Dört bölge çalışma altında hızın doğru tahmin edilememesi

- Parametre hassasiyeti

Bu sebeple tezin 2. bölümünde önerilen MRAS yönteminin matematiksel olarak incelenmesi ve denklemlerin ortaya çıkışı, alan yönlendirmeli kontrolün gerçekleştirilmesi ve uzay vektör modülasyonu konuları açıklanmıştır.

Tezin 3 bölümünde önerilen MRAS yöntemi Matlab / Simulink simülasyon programı ile aşağıdaki koşullarda incelenmiştir.

- Çok düşük hızda ve sıfır hızda
- Yüksek hızda
- Dört bölge çalışma durumunda
- Parametre hassasiyeti yüksüz ve yüklü

Bu incelemelerin sonucunda önerilen MRAS yöntemi ile tüm koşullar altında IM'nin gerçek hızı ve tahmin edilen hızı arasında uyum gözlenmektedir.

Simülasyon çalışmalarının tamamlanması sonrasında tezin 4. bölümünde laboratuvar çalışmaları için bir deney düzeneği kurulmuştur. Burada simülasyon ortamında elde edilen sonuçlar deneysel olarak incelenmiştir. Önerilen MRAS yöntemi düşük ve yüksek hızlarda, yüksüz ve yüklü olarak test edilmiş, son olarak da parametre hassasiyeti incelenmiştir. Sonuçlar simülasyon çalışmalarında elde edilen sonuçları doğrulamıştır.

Yapılan tez çalışmasında önerilen MRAS yönteminin gerçekleştirilebilmesi için IM stator gerilimlerinin sensörler yardımıyla ölçülmesi gerekmektedir. Deneysel çalışmalarda ölçüm hataları, inverter devresinin sebep olduğu gürültü, dc güç kaynaklarının sebep olduğu gürültüler, toprakla ilişkili problemler verilerin kontrolöre dalgalı veya hatalı ulaşmasına sebep olabilir. Bu sebeple devrenin daha sağlıklı çalışması için gürültü azaltmaya yönelik daha fazla tedbir almak gerekmektedir.

Bununla birlikte yapılan çalışmanın bir adım daha öteye taşınabilmesi için daha stabil bir alan yönlendirmeli kontrol algoritması geliştirilebilir. Kontrol içerisinde üretilen referans q-eksen gerilimi V_{qs}^{*} referans model için de kullanılabilir. Böylece önerilen MRAS

yönteminde referans model olarak kullanılan V_{qs} geriliminin ölçülme ihtiyacı ortadan kalkar. Bu da devre içerisinde daha az ölçme problemi ve maliyet avantajı sağlar.

Son olarak da önerilen yöntem farklı motor tipleri için de uygulanabilir hale getirilebilir. Böylece herhangi bir hardware modüfikasyona gerek olmaksızın önerilen MRAS yöntemi herhangi bir motora kolaylıkla uygulanabilir hale getirilebilir.

KAYNAKLAR

[1] T. Lipo (1996). Vector Control and Dynamics of AC Drives, First Edition, Oxford University Press, Newyork.

[2] J. Holtz (2006). "Sensorless Control of Induction Machines;With or Without Signal Injection", IEEE Trans. Ind. Electron., 53:7–30.

[3] C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg, (2005). "Very-Low-Speed Variable-Structure Control of Sensorless Induction Machine Drives Without Signal Injection", IEEE Trans. Ind. Appl., 41:591–598.

[4] C. Schauder (1992). "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers", Ind. Appl. IEEE Trans., 28(5):1054-1061.

[5] H. Abu-Rub, M. R. Khan, A. Iqbal, and S. M. Ahmed, (2010). "MRAS-Based Sensorless Control of A Five-Phase Induction Motor Drive With a Predictive Adaptive Model", 4-7 July 2010, Bari, 3089–3094.

[6] P. Santhosh, R. H. Chile, A. B. Patil, and D. R. Patil, (2008). "Model Reference Adaptive Technique for Sensorless Speed Control of Induction Motor", First International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology, 16-18 July 2008, Nagpur, 893–898.

[7] P. Vas (1998). Sensorless Vector and Direct Torque Control, First Edition, Oxford University Press, Newyork.

[8] M. E. Elbuluk and I. Husain (2002). "Neural-Network-Based Model Reference Adaptive Systems for High-Performance Motor Drives And Motion Controls", IEEE Trans. Ind. Appl., 38:879-886.

[9] J. Xiao, B. Li, X. Gong, Y. Sheng, and J. Chai (2010). "Improved Performance of Motor Drive Using RBFNN-Based Hybrid Reactive Power MRAS Speed Estimator", IEEE International Conference on Information and Automation, 20-23 June 2010, Harbin, 588–593.

[10] S. Tamai, H. Sugimoto, and M. Yano (1985). "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Applied Model Reference Adaptive System", IEEE/MS Ann. Mtg., 613-620.

[11] Z. Boulghasoul and A. Elbacha, (2010). “Robustness of Fuzzy Controller Based Adaptation Mechanism for MRAS Sensorless IM Drives", The XIX International Conference on Electrical Machines, 6-8 Sept. 2010, Italy, 1-6.

[12] E. Levi and M. Wang, (2000). “Induction Motor Sensorless Vector Control In The Field Weakening Region", Adv. Induction Mot. Control, 23 May. 2000, London, 1-3.

[13] F. Lin and H. Su, (1997). “A High-Performance Induction Motor Drive With On-Line Rotor Time-Constant Estimation”, Energy Conversion, IEEE Trans., 12(4):297-303

[14] J. Soltani (1998). “Simultaneous Speed And Rotor Time Constant Identification of An Induction Motor Drive Based On The Model Reference Adaptive System Combined With A Fuzzy Resistance”, Power Electron. Drives Energy Syst. Conf., 1-3 Dec. 1998, Perth, 739-744.

[15] T. Orlowska-Kowalska and M. Dybkowski (2007) “Improved MRAS-type speed estimator for the sensorless induction motor drive”, COMPEL - Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng., 26:1161-1174.

[16] H. Haddoun, M. Benbouzid, and D. Diallo, (2008). “Comparative Analysis Of Different Estimation Techniques Of SFOC Induction Motor For Electric Vehicle", IEEE Int. Conf. Electr., 6-9 Sept. 2008, Vilamoura, 6-9.

[17] M. Gayathri, (2012). “Performance Enhancement Of Vector Controlled Drive With Rotor Flux Based MRAS Rotor Resistance Estimator", Informatics (ICCCI), 10-12 Jan. 2012, Coimbatore, 1-6.

[18] S. Gadoue (2008) “Performance Evaluation Of A Sensorless Induction Motor Drive At Very Low And Zero Speed Using a MRAS Speed Observer”, Industrial and Information Systems, 8-10 Dec. 2008, Kharagpur, 1-6.

[19] J. Li, H. Ren, Q. Huang, and Y. Zhong (2010) “A Novel On-Line MRAS Rotor Resistance Identification Method Insensitive to Stator Resistance For Vector Control Systems of Induction Machines”, Ind. Electron. (ISIE), 4-7 July 2010, Bari, 591-595.

[20] J.-F. Stumper and R. Kennel, (2011). “Field-Oriented Control of A Speed-Sensorless Induction Motor For The Complete Speed Range Using A Nonlinear Observer", Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives, 1-2 Sept. 2011, Birmingham, 107–113.

[21] M. F. Iacchetti (2011). “Adaptive Tuning of the Stator Inductance in a Rotor-Current-Based MRAS Observer for Sensorless Doubly Fed Induction-Machine Drives”, IEEE Trans. Ind. Electron., 58(10):4683-4692.

[22] J. Carino-Corrales, (2012). “Novel Methodology For Improving Performance Of Sensorless Speed Observers in Induction Motors at Variable Load Conditions", 38th IECON,25-28 Oct., Montreal, 5126-5131

[23] D. Marcetic and I. Krcmar, (2014). “Discrete Rotor Flux And Speed Estimators For High-Speed Shaft-Sensorless IM Drives”, IEEE Trans. Industriel Electronics, 61(6):3099-3108.

[24] A. Kumar and T. Ramesh, (2015). “MRAS Speed Estimator for Speed Sensorless IFOC of an Induction Motor Drive Using Fuzzy Logic Controller,” Int. Conf. on Power Environ., 12-13 June 2015, Shillong, 1-6.

[25] J. Orr, B. Murray, and M. Comanescu (2016) “Design of a Second-Order Sliding Mode MRAS Speed Estimator for the Induction Motor Drive”, Power and Energy Conference, 19-20 Feb. 2016, Urbana, 1-6

[26] A. N. Smith, S. M. Gadoue, and J. W. Finch (2016). “Improved rotor flux estimation at low speeds for torque MRAS-based sensorless induction motor drives”, IEEE Trans. Energy Convers., 31(1):270-282.

[27] Y. Zbede, S. Gadoue, and D. Atkinson (2016). “Model Predictive MRAS Estimator for Sensorless Induction Motor Drives”, IEEE Trans. Ind. Electron., 99:1-10

[28] R. Saifi, A. Makouf, S. Drid, and S. Member (2016). “A new Flux Rotor Based MRAS for sensorless Control of Induction motor”, 3:365-370.

[29] P. Garcia, F. Briz, M. W. Degner, and D. Diaz-Reigosa (2007). “Accuracy, Bandwidth, and Stability Limits of Carrier-Signal-Injection-Based Sensorless Control Methods”, IEEE Trans. Ind. Appl., 43(4):990-1000.

[30] F. Peng and T. Fukao (1994). “Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors", Ind. Appl. IEEE Trans.,30(5):1234-1240.

[31] K. Rajashekara, A. Kawamura, and K. Matsuse (1996) “Sensorless Control of AC Motor Drives: Speed and Position Sensorless Operation", New York: IEEE press, 47.

[32] D. Giaouris, J. W. Finch, and S. M. Gadoue (2013). “Stator current model reference adaptive systems speed estimator for regenerating-mode low-speed operation of sensorless induction motor drives,” IET Electr. Power Appl., 7(7):597-606.

[33] M. Rashed and A. F. Stronach (2004). “A stable back-EMF MRAS-based sensorless low-speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation”, IEE Proc. - Electr. Power Appl., 151(6):685-690.

[34] M. Rashed, F. Stronach, and P. Vas, (2003). “A New Stable MRAS-Based Speed And Stator Resistance Estimators For Sensorless Vector Control Induction Motor Drive at Low Speeds,” 38th IAS Annual Meeting on Conference, 12-16 Oct. 2003, Salt Lake City, 2:1181–1188.

[35] R. Blasco-Gimenez (1996). “Dynamic Performance Limitations for MRAS Based Sensorless Induction Motor I. Stability analysis for the closed loop drive”, IEE Electr. Power., 143(2):113-122.

[36] M. Marwali and A. Keyhani, (1997). “A Comparative Study of Rotor Flux Based MRAS and Back EMF Based MRAS Speed Estimators for Speed Sensorless Vector Control of Induction Machines", Second IAS Annu. Meet., 5-9 Oct. 1997, New Orleans, 160-166.

[37] C. Nitayotan and S. Sangwongwanich, (2001). “A Filtered Back EMF Based Speed-Sensorless Induction Motor Drive", 30 Sept-4Oct., Chicago, 2:1224-1231.

[38] P. Brandstetter, M. Dobrovsky, O. Petrtyl, C. S. T. Dong, and H. H. Vom (2016). “Sensorless Control of Induction Motor Drive Using BEMF-MRAS with Kalman Filter” 2016 Elektro, 4:121-126

[39] Young-Real Kim, Seung-Ki Sul, and Min-Ho Park, (1994). “Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter”, IEEE Trans. Ind. Appl., 30(5):1225-1233.

[40] H. Kubota, K. Matsuse, and T. Nakano (1990). “New Adaptive Flux Observer of Induction Motor for Wide Speed Range Motor Drives”, Ind. Electron. Soc., 27-30 Nov. 1990, Pacific Grove, 2:921-926.

[41] P. Vas, (1999). “Implementation of ANN-Based Sensorless Induction Motor Drives”, 9th International Conference on Electrical Machines and Drives, 1-3 Sept. 1999, Canterbury, 329–333.

[42] A. Ba-razzouk and P. Sicard, (2005). “Open-Loop Speed Estimators Design for Online Induction Machine Synchronous Speed tracking Moussa Zerbo”, Electric Machines and Drives Conf., 1-3 May 2005, San Antony, 1089–1094.

[43] D. J. Atkinson, P. P. Acarnley, and J. W. Finch, (1991). “Observers for Induction Motor State and Parameter Estimation”, Industry Applications, 21(7):1119-1127.

[44] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Cirrincione, and G.-A. Capolino, (2004). “A New Adaptive Neural Integrator for Improving Open-Loop Speed Estimators in Induction Machine Drives”, IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 20-25 June 2004, Aachen, 3342–3346.

[45] M. Cacciato, G. Scarcella, G. Scelba, S. M. Bille, D. Costanzo, and A. Cucuccio, (2008). “Comparison of Low-Cost-Implementation Sensorless Schemes in Vector Controlled Adjustable Speed Drives", International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 11-13 June 2008, Ischia, 1082–1087.

[46] S. Maiti, (2007). “Adaptive Estimation of Speed and Rotor Time Constant for The Vector Controlled Induction Motor Drive Using Reactive Power”, Electron. Soc., 5-8 Nov. 2007, Taipei, 286-291.

[47] M. Gayathri, (2011). “Performance of Vector Controlled Induction Motor Drive With Reactive Power Based MRAS Rotor Resistance Estimator,” Recent Adv., 15-17 Dec. 2011, Sivasaki, 352-356.

[48] C. Chakraborty, M. Ta, and Y. Hori, (2003). “Speed Sensorless, Efficiency Optimized Control of Induction Motor Drives Suitable for EV Applications”, Ind. Electron. Soc., 2-6 Nov. 2003, Roanoke, 913-918.

[49] S. Maiti, C. Chakraborty, Y. Hori, and M. C. Ta (2008). “Model Reference Adaptive Controller-Based Rotor Resistance and Speed Estimation Techniques for Vector Controlled Induction Motor Drive Utilizing Reactive Power”, IEEE Trans. Ind. Electron., 55(2):594-601.

[50] M. Said and M. Benbouzid, (1999). “Induction Motors Direct Field Oriented Control With Robust On-Line Tuning of Rotor Resistance”, IEEE Energy Conversion, 14(4):1038-1042.

[51] C. Ta, T. Uchida, and Y. Hori, (2001). “MRAS-Based Speed Sensorless Control for Induction Motor Drives Using Instantaneous Reactive Power”, 27th IECON’01., 29 Nov.-2 Dec. 2001, Denver, 1417-1422.

[52] J. Ha, S. Member, S. Sul, and S. Member (1999). “Sensorless Field-Orientation Control of an Induction Machine by High-Frequency Signal Injection”, 35(1):45-51.

[53] A. Consoli, G. Scarcella, and A. Testa (2000). “A New Zero-Frequency Flux-Position Detection Approach for Direct-Field-Oriented-Control Drives”, 36(3):797-804.

[54] G. Guidi, H. Kubota, and Y. Hori, (1997). “Induction Motor Control for Electric Vehicle Application Using Low Resolution Position Sensor and Sensorless Vector Control Technique”, Proceedings of Power Conversion Conference, 6 Aug., Nagaoka, 2:937-942.

[55] S. Perng, Y. Lai, and C. Liu, (1998). “Sensorless Vector Controller for Induction Motor Drives With Parameter Identification”, 24th IECON, 31Aug.-4 Sept. 1998, Aachen, 1008-1013.

[56] H. Bin, Q. Wenlong, and L. Haifeng, (2004). “A novel on-line rotor resistance estimation method for vector controlled induction motor drive,” Power Electron. Motion, 14-16 Aug. 2004, 655-660.

[57] S. Maiti and C. Chakraborty, (2010). “A New Instantaneous Reactive Power Based MRAS for Sensorless Induction Motor Drive”, Simul. Model. Pract. Theory, 10-13 Oct. 2010, Icheon, 1396-1400.

[58] M. Manohar and S. Das, (2015). “Combined Speed and Rotor Resistance Estimation for Speed Sensorless Inductıon Motor Drive Using Reactıve Power Based”, 12-13 Sept. 2015, Kolkata, 330–335.

[59] M. S. Morey, V. B. Virulkar, and G. A. Dhomane, (2016). “MRAS based Speed Identification and Online Updating of Rotor Time Constant for Sensorless Field Oriented Controlled Induction Motor”, ICEETEESES, 11-12 March 2016, Sultanpur, 179-185.

[60] H. A. Toliyat, E. Levi, and M. Raina, (2003). “A Review of RFO Induction Motor Parameter Estimation Techniques”, IEEE Trans. Energy Convers., 18(2):271-283.

[61] C. Silva and R. Araya, (2007). “Sensorless Vector Control of Induction Machine with Low Speed Capability using MRAS with Drift and Inverter Nonlinearities Compensation", The International Conference on “Computer as a Tool", 9-12 Sept. 2007, Warsaw, 1922–1928.

[62] I. Vicente, M. Brown, A. Renfrew, and Z. T. Park, (2008). “Design Strategy for High Power Traction Drives", 4th IET Conf., 2-4 April 2008, York, 562–567.

[63] T. Orlowska-Kowalska and M. Dybkowski, (2010). “Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction-Motor Drive", IEEE Trans. Ind. Electron., 57(4):1296-1308.

[64] Y. Zorgani, (2012). “Sensorless Speed Control With MRAS for Induction Motor Drive", Electr. Mach. (ICEM), 2-5 Sept. 2012, Marseille, 2259-2265.

[65] M. Dybkowski and T. Orlowska-Kowalska, (2008). “Application of The Stator Current-Based MRAS Speed Estimator in The Sensorless Induction Motor Drive", 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, 1-3 Sept. 2008, Poznan, 2306–2311.

[66] M. Dybkowski and T. Orlowska-Kowalska, (2008). “Low-Speed Performance of The Stator Current-Based MRAS Estimator With FL Controller in The Sensorless Induction Motor Drive", 11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, 22-24 May 2008, Brasov, 75–80.

[67] Y. Zorgani, (2010). “Simultaneous Estimation of Speed and Rotor Resistance in Sensorless ISFOC Induction Motor Drive Based on MRAS Scheme", Electr. Mach. (ICEM), 6-8 Sept. 2010, Rome, 1-6.

[68] S. Gadoue, (2011). “An Experimental Assessment of a Stator Current MRAS Based on Neural Networks for Sensorless Control of Induction Machines", SLED, 1-2 Sept. 2011, Birmingham, 102-106.

[69] A. Diab, (2013). “Speed Control of Sensorless Induction Motor Drive Based on Model Predictive Control", 14th Int. EDM Conf., 1-5 July 2013, 269-274.

[70] M. Hinkkanen, (2004). “Analysis and Design of Full-Order Flux Observers for Sensorless Induction Motors", 51(5):1033-1040

[71] J. Holtz and T. Thimm, (1991). “Identification of the Machine Parameters in a Vector Controlled Induction Motor Drive,” IEEE Industry Applications, 27(6):1111-1118

[72] T. Ohtani, N. Takada, and K. Tanaka, (1989). “Vector Control of Induction Motor Without Shaft Encoder", IEEE Industry Applications, 28(1):157-164.

[73] T. Ohtani, (1992). “Vector Control of Induction Motor ”, IEEE Industriel Application, 28(1): 157-164.

[74] C. Chakraborty and A. Teja, (2010). “A New V× I Based Adaptive Speed Sensorless Four Quadrant Vector Controlled Induction Motor Drive", Power Electron., 21-24 June 2010, Sapporo, 3041-3048.

[75] A. V. Ravi Teja, C. Chakraborty, S. Maiti, and Y. Hori, (2012). “A New Model Reference Adaptive Controller for Four Quadrant Vector Controlled Induction Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Electron., 59(10):3757-3767.

[76] S. Basak, A. V. Ravi Teja, C. Chakraborty, and Y. Hori, (2013). “A New Model Reference Adaptive Formulation to Estimate Stator Resistance in Field Oriented Induction Motor Drive", IEEE Industrial Electronics Society, 10-13 Nov. 2013, Vienna, 8470–8475.

[77] V. Verma, C. Chakraborty, S. Maiti, and Y. Hori, (2013). “Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drive Using Single Current Sensor", IEEE Trans. Energy Convers., 28(4):938-950.

[78] X. Ma, Y. Li, and Y. Jiang, (2008). “Study on MRAS Speed Identification Based on High-Frequency Signal Injection", 7th WCICA, 25-27 June 2008, Chongqing, 2548-2553.

[79] J. Holtz, (1993). “Speed Estimation and Sensorless Control of AC Drives", Industrial Electronics, Control, and Instrumentation Conference, 15-19 Nov. 1993, Maui, 2:649-654.

[80] M. Elbuluk, S. Member, N. Langovsky, M. D. Kankam, and S. Member, (1998). “Design and Implementation of a Closed-Loop Observer and Adaptive Controller for Induction Motor Drives", 34(3):435-443.

[81] K. Ide, Jung-Ik Ha, M. Sawamura, H. Iura, and Y. Yamamoto, (2002). “High Frequency Injection Method Improved by Flux Observer for Sensorless Control of An Induction Motor", Power Conversion Conference, 2-5 April 2002, Osaka, 2:516-521.

[82] Z. Xu, C. Shao, and D. Feng, (2011). “An MRAS Method for Sensorless Control of Induction Motor Over a Wide Speed Range", , 9:203-209.

[83] G. J. Armstrong, D. J. Atkinson, and P. P. Acarnley, (1997). “A Comparison of Estimation Techniques for Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drives", Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 26-29 May., Singapore, 1:110-116.

[84] K. Ohyama, G. Asher, and M. Sumner, (1999). “Comparative Experimental Assessment for High-Performance Sensorless Induction Motor Drives", Ind. Electron., 12-16 July 1999, Bled, 386-391.

[85] K. Ohyama, G. Asher, and M. Sumner, (2006). “Comparative Analysis of Experimental Performance and Stability of Sensorless Induction Motor Drives", Ind. Electron., 53(1):178-186.

[86] M. S. Zaky, M. Khater, H. Yasin, and S. S. Shokralla, (2008). "Review of Different Speed Estimation schemes for Sensorless Induction Motor Drives", J. Electr. Eng, 8(2):102-140

[87] M. Dehbozorgi and H. Kojabadi, (2012). “A comparative study of various MRAS-based IM’s rotor resistance adaptation methods", 38th IECON, 25-28 Oct. 2012, Montreal, 4070-4075.

[88] P. Syam, R. Kumar, S. Das, and A. K. Chattopadhyay, (2015). “Review on model reference adaptive system for sensorless vector control of induction motor drives", IET Electr. Power Appl., 9(7):496-511.

[89] S. Yang, X. Li, D. Ding, X. Zhang, and Z. Xie, (2016). “Speed Sensorless Control of Induction Motor Based on Sliding-Mode Observer and MRAS", Power Electronics and Motion Control Conference, 22-26 May. 2016, 1889-1893.

EK-A

MODÜLASYON KODLARI

İnverter devresinde anahtarlama sinyallerinin oluşturulabilmesi için Sinüs PWM, Uzay Vektör PWM veya Minumum Kayıp Uzay Vektör PWM yöntemlerinden herhangi biri kullanılabilir. Yöntemlere ait m.file kodları aşağıda verilmiştir.

Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu m.file

```
function [y1,y3,y5] = fcn(Va,Vb,Vc,Vdc)
y1=(Va+Vdc)/(2*Vdc);
y3=(Vb+Vdc)/(2*Vdc);
y5=(Vc+Vdc)/(2*Vdc);
```

Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu m.file

```
function [y1,y3,y5] = fcn(Valfa,Vbeta,Vdc)
tss=50e-6;
ma=tss*sqrt(3)/Vdc;
mb=(tss*(3/2))/Vdc;
s1=0;  s3=0;  s5=0;
x=sqrt(3)*Valfa;
```

```
y=-Vbeta;

z=-x;

n=0;

if (Valfa>0 && Vbeta>0 && Vbeta<x) n=1;

elseif (Vbeta>0 && Valfa>=0 && Vbeta >=x) n=2;

elseif (Vbeta>0 && Valfa<0 && y<x) n=2;

elseif (Vbeta>0 && Valfa<0 && y>=x) n=3;

elseif (Vbeta<0 && Valfa<0 && y<z) n=4;

elseif (Vbeta<0 && Valfa<0 && y>=z) n=5;

elseif (Vbeta<0 && Valfa>0 && Vbeta<z) n=5;

elseif (Vbeta<0 && Valfa>0 && Vbeta>=z) n=6;

elseif (Valfa==0 && Vbeta==0) n=7;

end

if (n < 1) n=1;

   if (n > 7) n=7;

   end

end

if (n==1)

Ta=mb*Valfa-0.5*ma*Vbeta;

Tb=ma*Vbeta;

Tc=0.5*(tss-Ta-Tb);

s1=Ta+Tb+Tc;  s3=Tb+Tc;  s5=Tc;

elseif (n==2)

 Ta=mb*Valfa+0.5*ma*Vbeta;
```

```
Tb=0.5*ma*Vbeta-mb*Valfa;

Tc=0.5*(tss-Ta-Tb);

s1=Ta+Tc;  s3=Ta+Tb+Tc;  s5=Tc;

elseif (n==3)

Ta=ma*Vbeta;

Tb=-0.5*ma*Vbeta-mb*Valfa;

Tc=0.5*(tss-Ta-Tb);

s1=Tc;  s3=Ta+Tb+Tc;  s5=Tb+Tc;

elseif (n==4)

Ta=0.5*ma*Vbeta-mb*Valfa;

Tb=-ma*Vbeta;

Tc=0.5*(tss-Ta-Tb);

s1=Tc;  s3=Ta+Tc;  s5=Ta+Tb+Tc;

elseif (n==5)

Ta=-0.5*ma*Vbeta-mb*Valfa;

Tb=-0.5*ma*Vbeta+mb*Valfa;

Tc=0.5*(tss-Ta-Tb);

s1=Tb+Tc;  s3=Tc;  s5=Ta+Tb+Tc;

elseif (n==6)

Ta=-ma*Vbeta;

Tb=-0.5*Ta+mb*Valfa;

Tc=0.5*(tss-Ta-Tb);

s1=Ta+Tb+Tc;  s3=Tc; s5=Ta+Tc;

elseif (n==7)
```

```
   s1=0; s3=0; s5=0;
end
y1=(1/tss)*s1;
y3=(1/tss)*s3;
y5=(1/tss)*s5;
```

Minimum Kayıp Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu .m File

```
function [y1,y3,y5] = fcn(Valfa,Vbeta,Vdc,teta)
gam=0;
dA=0;  dB=0;  dC=0;
angle_rad=teta;
amod=sqrt(Valfa^2+Vbeta^2)*(1.7321)/Vdc;
if (amod < 0)  amod=0;
if (amod > 1)  amod=1;
end end
if (angle_rad < 0)
angle_rad = 0;
end
if (angle_rad < 1.0472)
gam=angle_rad;
dx=(amod*sin(1.0472-gam));
dy=(amod*(sin(gam)));
dz=(1-(dx+dy));
dA=1;  dB=dz+dy;  dC=dz;
```

```
%%sector 1
elseif (angle_rad < 2.0944)
gam=angle_rad-1.0472;
dx=(amod*sin(1.0472-gam));
dy=(amod*(sin(gam)));
dz=(1-(dx+dy));
dA=dx;  dB=dx+dy;  dC=0;
%%sector 2
elseif (angle_rad < 3.1416)
gam=angle_rad-2.0944;
dx=(amod*sin(1.0472-gam));
dy=(amod*(sin(gam)));
dz=(1-(dx+dy));
dA=dz;  dB=1;  dC=dy+dz;
%%sector 3
elseif (angle_rad < 4.1888)
gam=angle_rad-3.1416;
dx=(amod*sin(1.0472-gam));
dy=(amod*(sin(gam)));
dz=(1-(dx+dy));
dA=0;  dB=dx;  dC=dx+dy;
%%sector 4
elseif (angle_rad < 5.236)
gam=angle_rad-4.1888;
```

```
dx=(amod*sin(1.0472-gam));

dy=(amod*(sin(gam)));

dz=(1-(dx+dy));

dA=dz+dy;  dB=dz;  dC=1;

%%sector 5

elseif (angle_rad < 6.2832)

gam=angle_rad-5.236;

dx=(amod*sin(1.0472-gam));

dy=(amod*(sin(gam)));

dz=(1-(dx+dy));

dA=dx+dy;  dB=0;  dC=dx;

%%sector 6

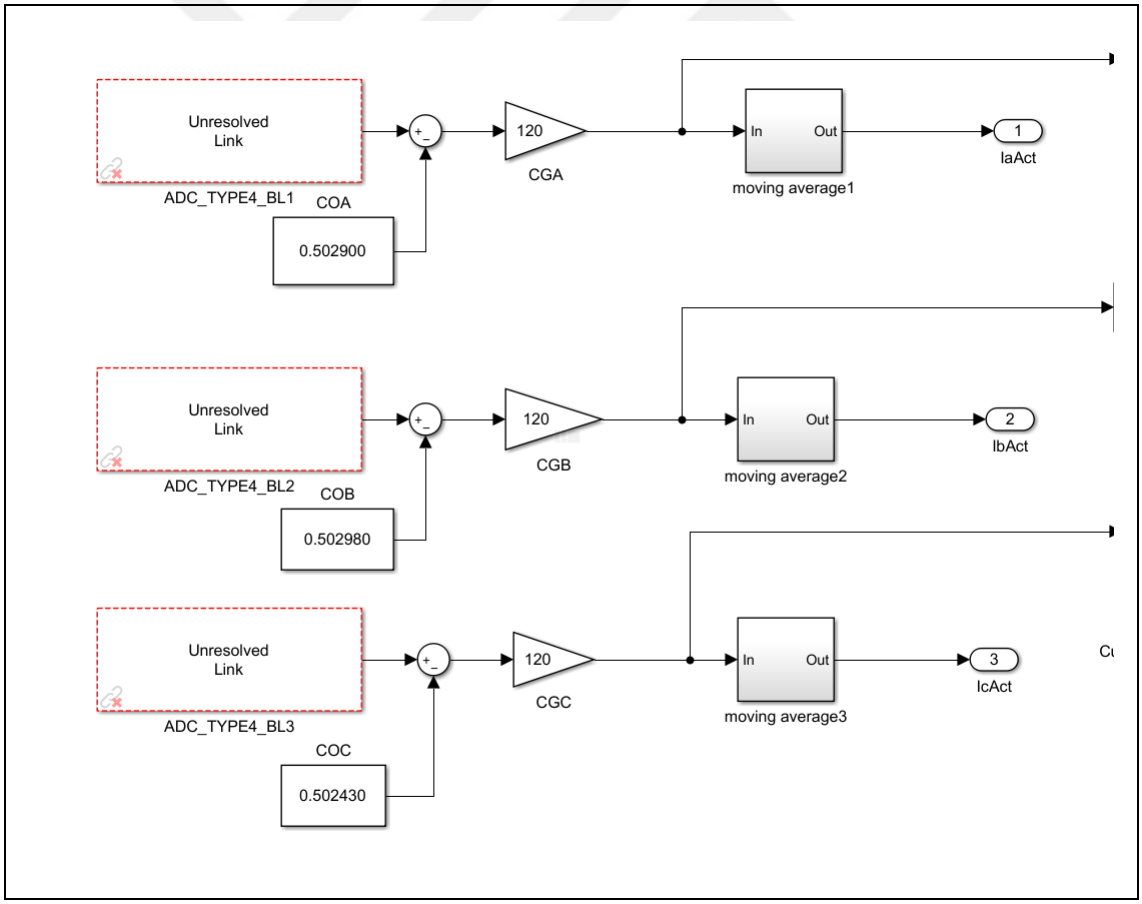
end

y1=dA; y3=dB; y5=dC;
```

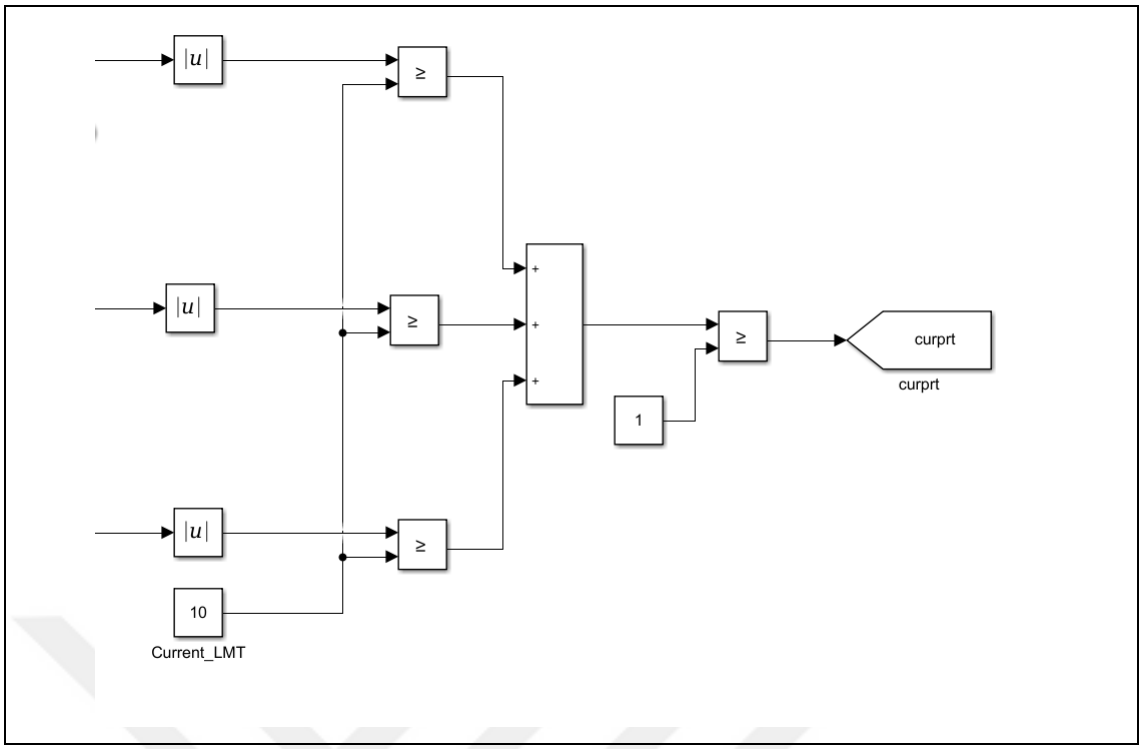
EK-B

MATLAB/SIMULINK RTDX Algoritması

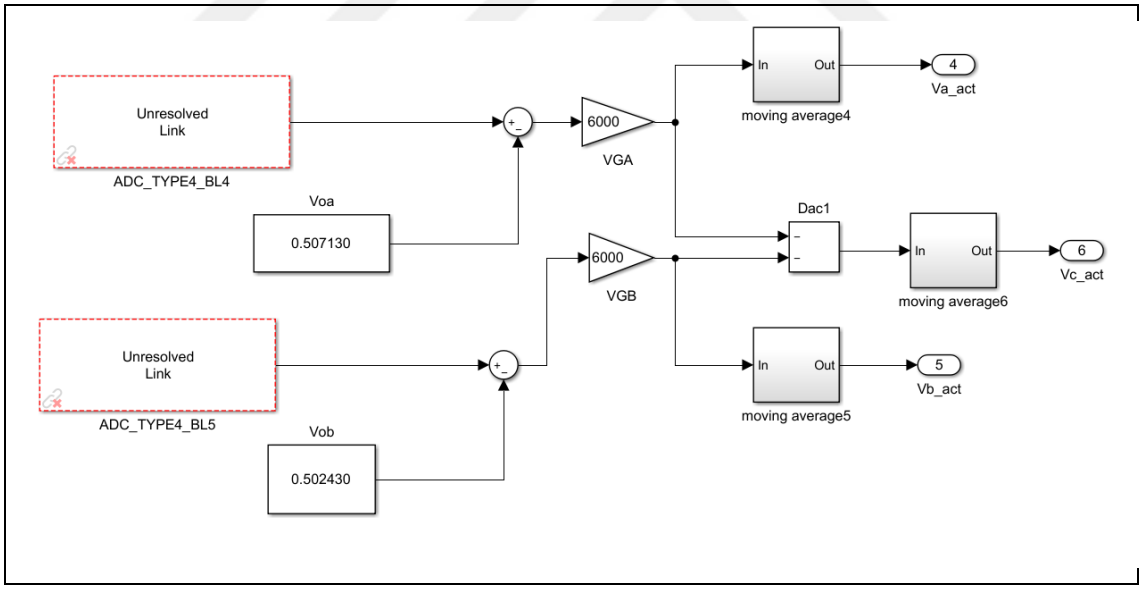
Akım ve Gerilimlerin Okunması



Şekil 5.1 RTDX ile faz akımlarının okunması

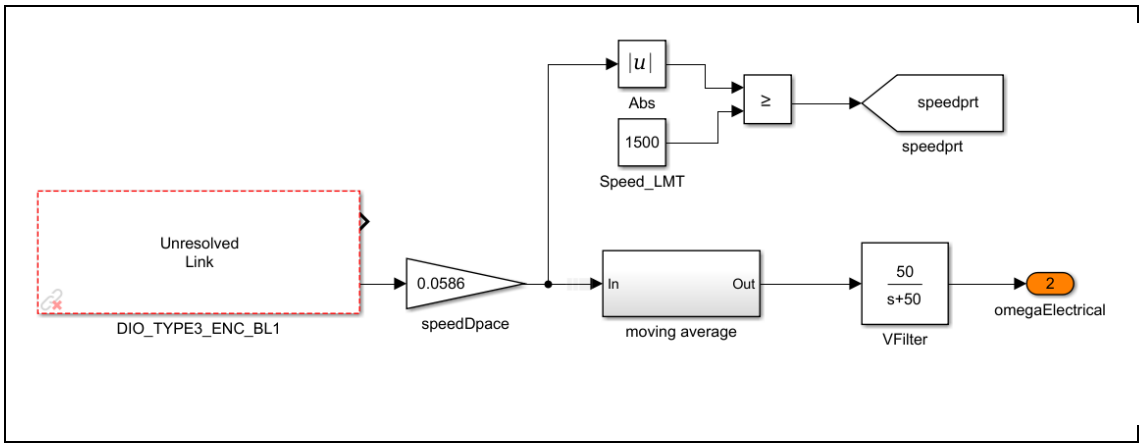


Şekil 5.2 Yazılımsal akım koruma



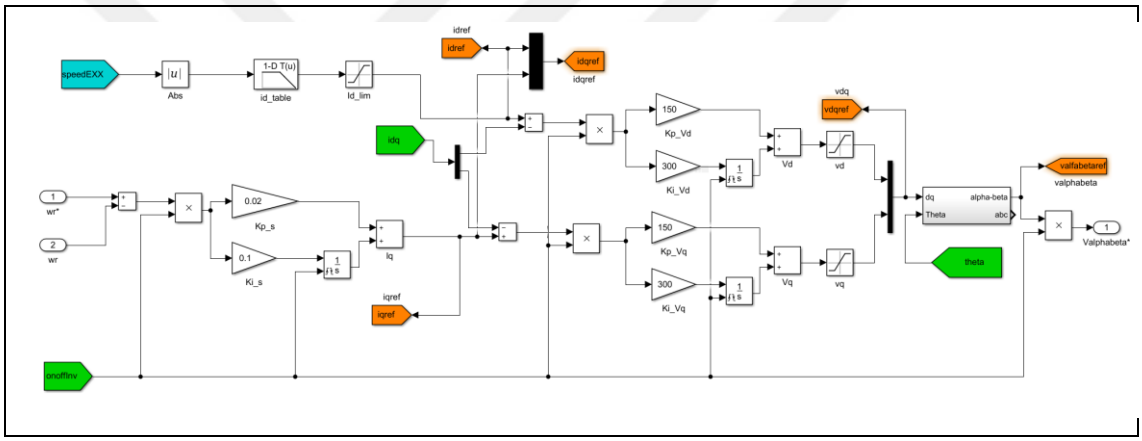
Şekil 5.3 RTDX ile stator gerilimlerinin okunması

Enkoderden Hız Okuma Blokları



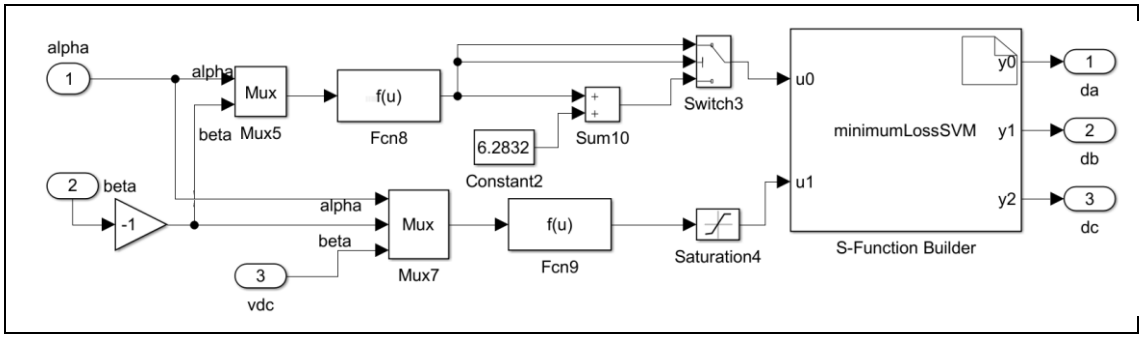
Şekil 5.4 RTDX ile hızın okunması ve yazılımsal aşırı hız koruması

Alan Yönlendirmeli Kontrol Blokları



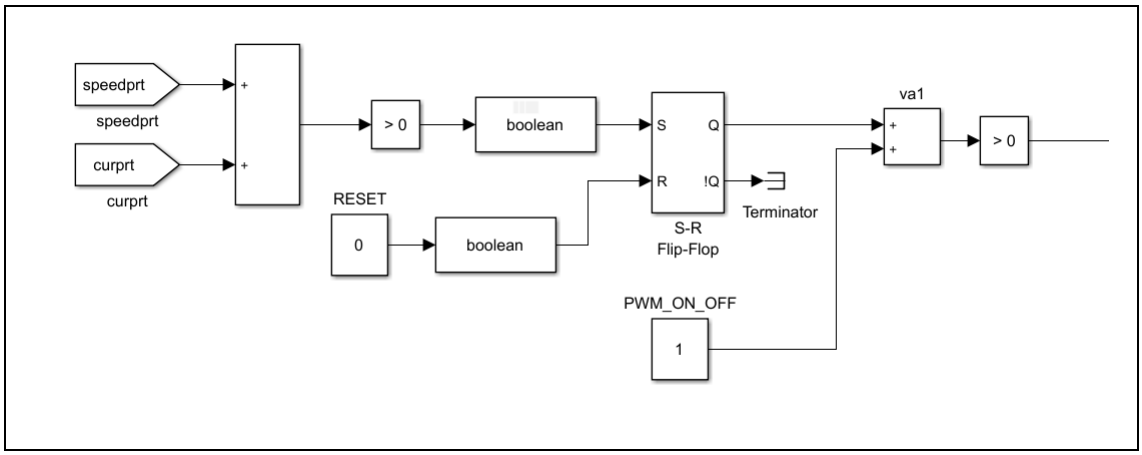
Şekil 5.5 Alan yönlendirmeli kontrol bloğu

Minimum Kayıp Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Blokları



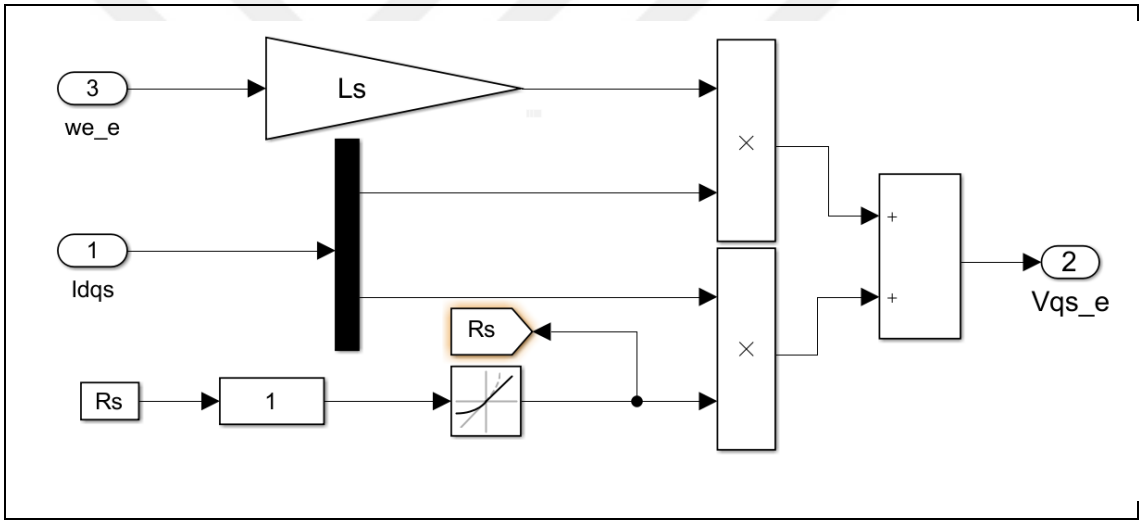
Şekil 5.6 Minimum kayıp uzay vektör PWM bloğu

Yazılımsal Koruma Blokları



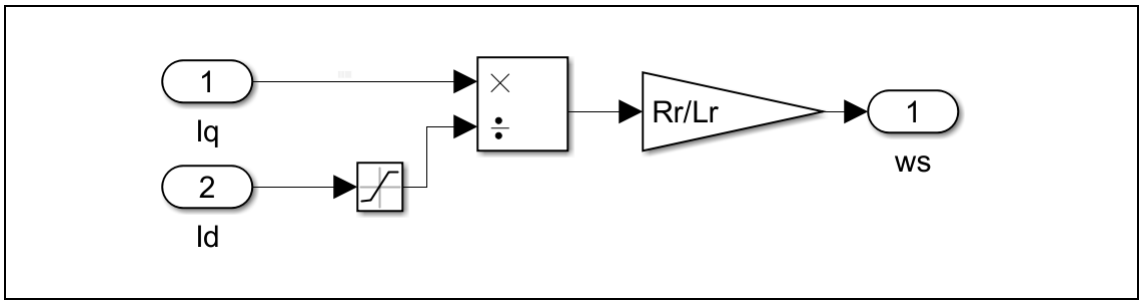
Şekil 5.7 Aşırı akım ve aşırı hız yazılımsal koruma ve reset

Q-Eksen Stator Geriliminin Hesaplanması



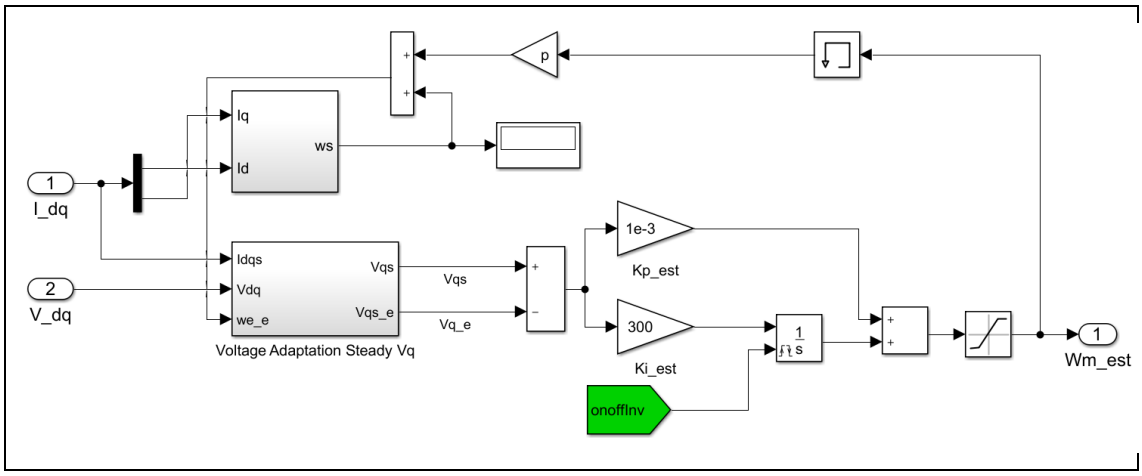
Şekil 5.8 q-eksen geriliminin hesaplanması

Kayma Frekansının Hesaplanması



Şekil 5.9 Kayma Frekansının Hesaplanması

Hız Tahmin Algoritmasının Blokları



Şekil 5.10 Hız tahminin yapılması

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Sadık ÖZDEMİR

Doğum Tarihi ve Yeri : 28.02.1983 Denizli

Yabancı Dili : İngilizce

E-posta : sadikozdemir@hotmail.com.tr

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	**Alan**	**Okul/Üniversite**	**Mezuniyet Yılı**
Doktora	Elektrik Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2017
Y.Lisans	Mekatronik Mühendisliği	İstanbul Teknik Üniversitesi	2010
Lisans	Elektrik Elektronik Mühendisliği	Yeditepe Üniversitesi	2007
Lise	Fen Matematik	Denizli Lisesi	2000

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	**Firma/Kurum**	**Görevi**
2007	Arçelik Elektronik	Arge-uygulama mühendisi
2009	Okan Üniversitesi	Mekatronik Mühendisliği Bölümü Araştırma Görevlisi
2011	Celal Bayar Üniversitesi	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Araştırma Görevlisi (ÖYP)
2012	Yildiz Teknik Üniversitesi	Elektrik Mühendisliği Bölümü Araştırma Görevlisi (ÖYP)
2017	Celal Bayar Üniversitesi	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Araştırma Görevlisi

YAYINLARI

Uluslararası Bildiri

1. S.Ozdemir, Y. Sozer and N. Umurkan, (2017). “Voltage Error Phase Locked Loop (PLL) Based Model Adaptive Sensorless Vector Control Algorithm for Induction Motors”, IEEE The Applied Power Electronics Conference and Exposition Conference and Exposition(APEC), 26-30 March 2017, Tampa, 1-6.
2. S. Ozdemir, F. Acar and U. S. Selamogullari, (2015). "Comparison of Silicon Carbide MOSFET and IGBT Based Electric Vehicle Traction Inverters”, *Electrical Engineering and Informatics (ICEEI), International Conference on*, 10-11 Aug. 2015, Denpasar, 1-4.
3. S. Ozdemir, F. Acar and U. S. Selamogullari, (2015). "Comparing Different Switching Techniques for Silicon Carbide MOSFET Assisted Silicon IGBT Based Hybrid Switch”, 2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP), 2015 Intl Conference on Optimization of Electrical & Electronic Equipment (OPTIM) & 2015 Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION)*,* 2-4 Sept. 2015, Side, 476-481.
4. F. Acar, S. Ozdemir, H. Akca and U. S. Selamogullari, (2015). "Comparison of Efficiency Measurement Techniques for Electric Vehicle Traction Inverters”, Electrical Engineering and Informatics (ICEEI), *10-11 Aug. 2015* , Denpasar, 225-228.
5. S. Ozdemir, O. Elma, F. Acar and U. S. Selamogullari, (2014). "Analyzing the Capacity Utilization Rate of Traction Motor Drives in Electric Vehicles with Real World Driving Cycles”, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC*)*, 27-30 Oct. 2014, Coimbra, 1-6.
6. S. Ozdemir, U. S. Selamogullari and O. Elma, (2014). "Analyzing the Effect of Inverter Efficiency Improvement in Wind Turbine Systems," *Renewable Energy Research and Application (ICRERA), 19-22 Oct.* 2014 , Milwaukee, 572-575.

PROJE

1. TÜBİTAK 1003 “Hibrit Elektrikli Araçlar İçin Daha Verimli Bir İnverter Tasarimi ve Uygulamasi”
2. TÜBİTAK 2214A “Sensorless Vector Control of A Three Phase Induction Motor”

ÖDÜLLERİ

1. TÜBİTAK 2211-C Öncelikli Alanlara Yönelik Yurt İçi Doktora Burs Programı
2. TÜBİTAK 2214-A Yurt Dışı Araştırma Burs Programı