

**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN KONUM ALGILAYICISIZ
DENETİMİ**

Şevki DEMİRBAŞ

**DOKTORA TEZİ
(ELEKTRİK EĞİTİMİ)**

**T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ**

GAZİ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

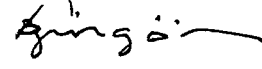
114851

Eylül 2001

ANKARA

114851

Şevki DEMİRBAŞ tarafından hazırlanan SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORUN KONUM ALGILAYICISIZ DENETİMİ adlı bu tezin Doktora tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.



Doç. Dr. Güngör BAL

Tez Yöneticisi

Bu çalışma, jürimiz tarafından Elektrik Eğitimi Anabilim Dalında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan

: Prof. Dr. Gatin ELMAŞ

Üye

: Doç. Dr. Güngör BAL

Üye

: Doç. Dr. Muhammed GÖKBULUT

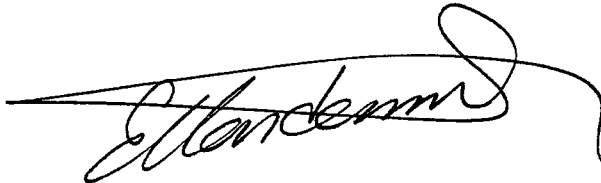
Üye

: Doç. Dr. İlhami ÇOLAK

Üye

: Doç. Dr. Ömer Faruk BAY

Bu tez, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur.



İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRACT.....	ii
TEŞEKKÜR	iii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	iv
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	v
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	x
1. GİRİŞ	1
2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR SÜRÜCÜLERİ VE MODELENMESİ	7
2.1. Sürekli Miknatıslı Senkron Motorlar	8
2.1.1. SMSM'ların sınıflandırılması	8
2.1.1.1. Zıt emk dalga şekline göre SMSM'ların sınıflandırılması	9
2.1.1.2. Yapısına göre SMSM'ların sınıflandırılması	10
2.1.2. SMSM matematik modeli	11
2.1.2.1. 3-faz SMSM modeli.....	12
2.1.2.2. Rotor referans düzleminde SMSM modeli (dq model)	15
2.1.2.3. 2-faz sabit referans düzlemde SMSM modeli ($\alpha\beta$ model)	18
2.2. 3-Faz Gerilim Kaynaklı Evirici	18
2.3. Hız Denetim Sistemi.....	20
2.3.1. Hız denetim döngüsü	20
2.3.2. Akım denetim döngüsü	23
2.3.2.1. Histerisiz akım denetleyicileri	23
2.3.2.2. Darbe genişlik modülasyonlu (DGM) akım denetleyicileri	25
3. SMSM KONUM VE HIZ TAHMİNİ İÇİN EXTENDED KALMAN FİLTRE (EKF) MODELİ.....	36
3.1. Deterministik Durum Gözlemcileri	38

3.2.	Kesikli Zamanlı Kalman Filtre.....	39
3.2.1.	Doğrusal stokastik sistemler	39
3.2.2.	Kesikli zamanlı KF algoritması	42
3.2.3.	Filtre parametreleri ve ayarlanması.....	44
3.3.	Extended Kalman Filtre.....	44
3.4.	SMSM'un Konum ve Hızının EKF ile Tahmini.....	48
3.4.1.	SMSM rotor referans düzlem modelini kullanarak EKF tasarımı	49
3.4.2.	2-faz sabit referans düzlem modelini kullanarak EKF tasarımı	55
4.	SMSM HIZ DENETİMİNİN SİMÜLASYONU	60
4.1.	Motor Modelinden Elde Edilen Konum ve Hız Bilgisi Kullanılarak SMSM Hız Denetimi	62
4.2.	Tahmin Edilen Konum ve Hız Bilgisi Kullanılarak SMSM Hız Denetimi.....	70
4.2.1.	Referans gerilim vektörünün $\alpha\beta$ bileşenlerini kullanarak EKF'nin gerçekleştirilmesi	72
4.2.2.	Evirici modelinden elde edilen $\alpha\beta$ gerilimlerini kullanarak EKF'nin gerçekleştirilmesi	95
4.2.3.	Kovaryans matrislerinin hatalı seçilmesi durumunda EKF tahmini.	96
5.	SAYISAL İŞARET İŞLEMCİ TABANLI SMSM SÜRÜCÜSÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ.....	97
5.1.	SMSM Sürücü Donanımı	97
5.1.1.	Sürekli mıknatıslı senkron motor.....	98
5.1.2.	Doğru akım kaynağı	98
5.1.3.	Gerilim kaynaklı evirici devresi	99
5.1.4.	IGBT geyt sürme devresi	100
5.1.4.1.	IGBT iletim gerilimi	100
5.1.4.2.	IGBT kesim gerilimi	101
5.1.4.3.	Seri geyt direnci	101
5.1.4.4.	Geyt sürücü gücü	101
5.1.4.5.	Sürme akımı tepe değeri.....	101

5.1.5.	Akım ölçme devresi.....	102
5.1.6.	Sayısal denetim sistemi	103
5.2.	Denetim Sistemi Yazılımı	105
5.3.	Deneyisel Sonuçlar.....	105
6.	SONUÇ VE ÖNERİLER.....	117
KAYNAKLAR		120
EKLER.....		135
ÖZGEÇMİŞ.....		141



**SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORUN KONUM ALGILAYICISIZ
DENETİMİ
(Doktora Tezi)**

Şevki DEMİRBAŞ

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
Eylül 2001**

ÖZET

Bu tezde, konum ve hız algılayıcı kullanılmadan bir sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM)'un moment ve hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Konum ve hız tahmini için bir extended Kalman filtre (EKF) modeli geliştirilmiştir. Gerçekleştirilen sistem tamamen sayısal olup on-line olarak çalışmaktadır. Gerilim verileri, akım kontrol döngüsündeki referans gerilimler kullanılarak elde edildiğinden ilave gerilim algılayıcıya olan ihtiyaç ortadan kaldırılmıştır. Akımı ölçmek için sadece akım algılayıcı gerekmektedir. Geliştirilen algoritmanın C/C++ programlama dili kullanılarak simülasyonu yapılmış, sonra TMS320F243 sabit noktalı Sayısal İşaret İşlemci (Sİİ) kullanılarak uygulaması gerçekleştirilmiştir. Simülasyon ve uygulama sonuçları önerilen konum algılayıcısız algoritmanın geniş hız aralıklarında kullanılabileceğini göstermiştir.

Bilim Kodu : 626.01.01

Anahtar Kelimeler : Sürekli mıknatıslı senkron motor, extended Kalman filtre, parametre tahmini, sayısal işaret işlemci

Sayfa Adedi : 141

Tez Yöneticisi : Doç. Dr. Güngör BAL

**CONTROL OF A PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR
WITHOUT POSITION SENSOR**

(Phd. Thesis)

Şevki DEMİRBAŞ

**GAZI UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY
September 2001**

ABSTRACT

In this thesis, torque and speed control of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) has been implemented without using position and speed sensors. An extended Kalman filter (EKF) model has been developed for estimation of position and speed. The system is fully digital and operating as on-line. Since voltage information is obtained using reference voltage from current control loop, the requirements of additional voltage sensors are eliminated. Only current sensors are necessary to measure the currents. Developed algorithm has been simulated using C/C++ programming language, then implemented using TMS320F243 fixed point digital signal processor (DSP). Both simulation and experimental results show that proposed sensorless algorithm can be used in a wide speed range.

Science Code : 626.01.01

Key Words : Permanent magnet synchronous motor, extended Kalman filter, parameter estimation, digital signal processor

Page Number : 141

Adviser : Assoc. Prof. Dr. Güngör BAL

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren kıymetli hocam Doç. Dr. Güngör BAL'a, kıymetli tecrübesinden faydalandığım Yrd. Doç. Dr. İbrahim SEFA'ya, çalışmalarım boyunca beni yalnız bırakmayan Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümü öğretim elemanlarına ve çalışmamın her aşamasında büyük sabır ve hoşgörü ile bana destek olan aileme teşekkür borç bilirim.



ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1.	3-fazlı evirici anahtar konumları ile motor faz ve hat gerilimleri28
Çizelge 2.2.	Evirici anahtar konumuna göre α, β gerilimleri29
Çizelge 2.3.	XYZ değişkenleri cinsinden her sektördeki vektörlerin uygulanma zamanı33
Çizelge 2.4.	Sektörlere göre motor faz iletim durumları.....33



ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1.	Hız denetimi için SMSM sürücüsü8
Şekil 2.2.	FDAM akım ve zıt emk dalga şekilleri.....9
Şekil 2.3.	Çeşitli SMSM rotor yapısı. a) Mıknatıs rotor milinin yüzeyine yerleştirilmiş b) Mıknatıs rotor milinin içine yerleştirilmiş c) Mıknatıs oyuklara yerleştirilmiş..... 11
Şekil 2.4.	SMSM 3-faz Y-bağlı stator sargısı..... 12
Şekil 2.5.	SMSM 3-faz model blok diyagramı..... 15
Şekil 2.6.	Rotor referans düzleminde SMSM Modeli 16
Şekil 2.7.	Rotor referans düzleminde SMSM blok diyagramı 17
Şekil 2.8.	3 faz Y bağlı yük ile birlikte gerilim kaynaklı evirici 19
Şekil 2.9.	Oransal integral denetleyici blok diyagramı21
Şekil 2.10.	PI denetleyicinin kesikli zaman modeli22
Şekil 2.11.	Çıkışı düzenlenmiş PI denetleyicinin kesikli zaman modeli .22
Şekil 2.12.	Histerisiz akım denetleyici24
Şekil 2.13.	DGM dalga şekilleri a.) Simetrik b.) Asimetrik25
Şekil 2.14.	Rampa karşılaştırmalı akım denetleyici26
Şekil 2.15.	Alan vektör darbe genişlik modülasyonu28
Şekil 2.16.	Evirici anahtarlama konumuna göre temel gerilim vektörleri30
Şekil 2.17.	Referans gerilim vektörü ve bileşkesi31
Şekil 2.18.	3. sektör için GKE anahtarlama sinyalleri34
Şekil 2.19.	Tahmini akım denetimli DGM35
Şekil 3.1.	Genel Kalman filtre uygulaması.....37
Şekil 3.2.	Deterministik durum gözlemcisi39
Şekil 3.3.	Gürültü kaynakları eklenmiş doğrusal sistem modeli.....40
Şekil 3.4.	KF çalışma diyagramı.....43
Şekil 3.5.	EKF çalışma diyagramı48
Şekil 4.1.	SMSM hız denetim sisteminin blok diyagramı60
Şekil 4.2.	SMSM hız denetiminin akış diyagramı61

Şekil 4.3.	500 rad/s adım hız referansında yüksüz durumdaki hız tepkisi	63
Şekil 4.4.	500 rad/s adım referans hızda yüksüz durumda moment ve dq eksenli akımları	65
Şekil 4.5.	500 rad/s adım referans hızda yüksüz durumda a-faz akımı ile $\alpha\beta$ eksenli akımları.....	66
Şekil 4.6.	500 rad/s adım hız referansında yüksüz durumda a-faz gerilimi, α eksenli gerilimi ve α eksenli referans gerilimi	67
Şekil 4.7.	500 rad/s adım hız referansında 1 Nm yükte hız tepkisi.....	68
Şekil 4.8.	500 rad/s adım hız referansında 1 Nm yükte moment, q eksenli akımı ve $\alpha\beta$ eksenli akımları	69
Şekil 4.9.	EKF algoritmasının akış diyagramı.....	71
Şekil 4.10.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında boşta hız ve tahmin hatası.....	74
Şekil 4.11.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında boşta konum ve tahmin hatası.....	75
Şekil 4.12.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında boşta moment ve q eksenli akımı	76
Şekil 4.13.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında boşta α eksenli akımı ve tahmin hatası.....	77
Şekil 4.14.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında boşta α eksenli gerçek ve referans gerilimi	78
Şekil 4.15.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında 1 Nm yükte hız ve tahmin hatası.....	79
Şekil 4.16.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında 1 Nm yükte konum ve tahmin hatası	80
Şekil 4.17.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında 1 Nm yükte moment, α eksenli akımı ve tahmin hatası	81

Şekil 4.18.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde,500 rad/s adım hız referansında 1Nm adım yükte hız ve tahmin hatası.....	83
Şekil 4.19.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde,500 rad/s adım hız referansında 1Nm adım yükte konum ve tahmin hatası.....	84
Şekil 4.20.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde,500 rad/s adım hız referansında 1Nm adım yükte moment, α eksen akımı ve tahmin hatası	85
Şekil 4.21.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 30 rad/s adım hız referansında yüksüz durumda hız ve tahmin hatası.....	86
Şekil 4.22.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 30 rad/s adım hız referansında yüksüz durumda konum ve tahmin hatası.....	87
Şekil 4.23.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 30 rad/s adım hız referansında yüksüz durumda α eksen akımı ve tahmin hatası	88
Şekil 4.24.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 30 rad/s adım hız referansında 1 Nm yükte hız ve tahmin hatası.....	89
Şekil 4.25.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 30 rad/s adım hız referansında 1 Nm yükte konum ve tahmin hatası.....	90
Şekil 4.26.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 30 rad/s adım hız referansında 1 Nm yükte α .eksen akımı ve tahmin hatası.....	91
Şekil 4.27.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 30 rad/s adım hız referansında 1 Nm adım yükte hız ve tahmin hatası.....	92

Şekil 4.28.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 30 rad/s adım hız referansında 1 Nm adım yükte konum ve tahmin hatası.....	93
Şekil 4.29.	Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 30 rad/s adım hız referansında 1 Nm adım yükte α eksen akımı ve tahmin hatası.....	94
Şekil 4.30.	500 rad/s basamak hız referansında ve 1Nm adım yükte evirici modelinden elde edilen gerilim vektörü kullanılarak gerçekleştirilen EKF'nin hız tahmini.....	95
Şekil 4.31.	Hatalı kovaryans matris seçimi durumunda EKF tahmin hatası.....	96
Şekil 5.1.	Slı denetimli SMSM sürücüsü	98
Şekil 5.2.	IGBT geyt sürme devresi.....	100
Şekil 5.3.	Bir faz için akım ölçme devresi	102
Şekil 5.4.	Slı'li sayısal denetim sistemi blok diyagramı	104
Şekil 5.5.	500 rad/s sabit hızda motor a-b faz gerilimi ile simülasyondan elde edilen a-b faz gerilimleri	107
Şekil 5.6.	500 rad/s sabit hızda motor $\alpha\beta$ eksen referans gerilimi ile simülasyondan elde edilen $\alpha\beta$ eksen referans gerilimleri.....	108
Şekil 5.7.	500 rad/s sabit hızda motor konumu ile simülasyondan elde edilen konum	109
Şekil 5.8.	500 rad/s sabit hızda motor dq eksen akımı ile simülasyondan elde edilen dq eksen akımı	110
Şekil 5.9.	500 rad/s sabit hızda motor ab faz akımları ile simülasyondan elde edilen ab faz akımları.....	111
Şekil 5.10.	500 rad/s sabit hızda motor $\alpha\beta$ eksen akım tahmin hatası ile simülasyondan elde edilen $\alpha\beta$ eksen akım tahmin hatası	112
Şekil 5.11.	30 rad/s sabit hızda motor konumu ile simülasyondan elde edilen konum	113

Şekil 5.12.	30 rad/s sabit hızda motor dq eksenî akımı ile simülasyondan elde edilen dq eksenî akımı	114
Şekil 5.13.	30 rad/s sabit hızda motor ab faz akımları ile $\alpha\beta$ eksenî akım tahmin hatası	115
Şekil 5.14.	30 rad/s sabit hızda motor $\alpha\beta$ eksenî akım tahmin hatası ile simülasyondan elde edilen $\alpha\beta$ eksenî akım tahmin hatası	116
Şekil Ek-1.1.	Referans düzlemler	136



SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılan bazı simgeler ve kısaltmalar açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
u	Stator faz gerilimi, volt
i	Stator akımı, amper
R	Stator faz direnci, ohm
L	Stator faz öz (self) endüktansı, henry
M	Stator fazlar arası ortak endüktans, henry
e	Stator sargılarında endüklenen zıt EMK, volt
ω_r	Rotor elektriksel açısal hızı, rad/s
θ_r	Rotor elektriksel açısal pozisyon, rad
ω_m	Rotor mekanik açısal hızı, rad/s
θ_m	Rotor mekanik açısal pozisyon, rad
ψ	Akı yoğunluğu, weber
P_0	Rotor milinden elde edilen güç, watt
M_e	Elektromanyetik moment, Nm
P	Kutup sayısı
j	Rotor ve yük atalet momenti, kg-m^2
B_m	Sürtünme katsayısı, N/rad/s
M_y	Yük momenti, Nm
d, q	Rotor referans düzlemi eksenleri
α, β	2-faz stator sabit düzlem eksenleri
a, b, c	3-faz stator sabit düzlem eksenleri
T	Peryot, s
t	Sürekli zaman, s
K_p	Oransal kazanç
K_i	Integral kazancı

Simgeler	Açıklama
[x]	Durum vektörü
[F]	Durum geçiş matrisi
[B]	Giriş matrisi
[H]	Ölçüm matrisi
[u]	Kontrol giriş vektörü
[y]	Çıkış vektörü
k	Kesikli zaman aralığı, $k=0,1,2,\dots,n$
[Q]	İşlem kovaryans matrisi
[R]	Ölçüm kovaryans matrisi
[P]	Hata kovaryans matrisi
[K]	Kalman kazancı

Kısaltmalar	Açıklama
SMSM	Sürekli mıknatıslı senkron motor
FDAM	Fırçasız doğru akım motoru
EKF	Extended Kalman filtre
KF	Kalman filtre
DGM	Darbe genişlik modülasyonu
AVDGM	Alan vektör darbe genişlik modülasyonu
GKE	Gerilim kaynaklı evirici
Sl	Sayısal işaret işlemci
d.a.	Doğru akım
a.a.	Alternatif akım
emk	Elektromotor kuvvet
PI	Oransal+integral

1. GİRİŞ

Doğru akım (d.a.) motorlarının moment ve hızları kolay bir şekilde denetlenebildiğinden, değişken hız gerektiren uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak, bu motorlar fırça ve kollektörden dolayı sık bakım gerektirmekte, yüksek hızlarda ve yanıcı ortamlarda kullanılamamaktadır. Aynı zamanda fırça-kollektör düzeneğinden dolayı motor ebatları büyümektedir. Güç elektroniğindeki gelişmelerle birlikte asenkron motor, sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM) gibi fırçasız tip motorlar, d.a. motorlara ciddi rakip olmuştur [1,2]. Özellikle yüksek kaliteli ve düşük maliyetli mıknatıs türlerinin bulunması ile birlikte SMSM'lar bir çok uygulamada kullanılmaktadır.

SMSM'lar senkron motorların uyarım sargılarının sürekli mıknatısla değiştirilmesi sonucunda elde edilmiştir. Statorları üç fazlı yıldız (Y) yada üçgen (Δ) bağlı sargıdan meydana gelmiş ve rotor uyarımı sürekli mıknatıslar tarafından sağlanmaktadır. Düzgün moment üretebilmek için sinüsoidal akım beslemesine ihtiyaç gösterirler. SMSM'ların d.a. motorlarına nazaran bir çok üstünlükleri vardır [3-6]. Bu üstünlükler :

- Fırça ve kollektör olmadığından fırça ve kollektör kayıpları yoktur. Bu yüzden verimi daha yüksektir.
- Yüksek hızlarda kıvılcım olmadığından daha yüksek hızlarda çalışabilir.
- Güç/ağırlık oranı daha yüksektir.
- Yapısı daha dayanıklı ve imalat maliyeti düşüktür. Ayrıca daha düşük ebatlarda üretilebilir.
- Atalet momenti düşük ve dinamik performansı daha iyidir.

SMSM'lar asenkron motor ve relüktans motor gibi diğer fırçasız tip alternatif akım (a.a.) motorlarına oranla bir takım üstünlüklere sahiptir. Bunlar :

- Minumum moment salınımı ile mükemmel denetlenebilir.
- Verimi daha yüksektir.
- Moment/ağırlık ve moment/atalet oranları daha yüksektir.

SMSM'ların en büyük sakıncası moment üretebilmesi için konum bilgisine ihtiyaç göstermesidir. Ayrıca hız denetimi gerektiren uygulamalarda denetiminin gerçekleştirilmesi için hız bilgisi gereklidir. SMSM'larda hız bilgisi d.a. takogeneratörler yada fırçasız d.a. takogeneratörler kullanılarak algılanmaktadır. Konum bilgisi ise elektromanyetik resolver, alan etkili algılayıcılar ya da optik kodlayıcılar kullanılarak elde edilmektedir. Bu yüzden SMSM'lar üretilirken genellikle miline bağlı bir konum algılayıcı ile birlikte üretilir. Bu konum algılayıcıları motorun boyutunu büyütmede, mekanik güvenilirliğini azaltmakta kullanım alanını sınırlamaktadır.

Son zamanlarda sürücü donanımının daha sade, mekanik güvenilirliğinin daha iyi olması için konum ve hız algılayıcı kullanmadan SMSM'un moment ve hız denetimi üzerine araştırmalar yoğunlaşmıştır. Literatürde, algılayıcısız denetim olarak adlandırılan bu yöntem ile motorun akım gibi ölçülmesi kolay büyüklükleri kullanılarak ölçülmesi zor olan konum ve hız gibi büyüklükler tahmin edilmektedir. Algılayıcısız sürücü denetiminin ana amacını şu şekilde sıralamak mümkündür.

- Donanımı daha sade ve düşük maliyetle gerçekleştirmek
- Mekaniksel olarak dayanıklılığını artırmak
- Her türlü koşullarda kullanabilmek
- Daha yüksek güvenilirlik
- Ebatlarının küçültülmesi
- Algılayıcılardan kaynaklanan gürültünün ve atalet momentinin giderilmesi

Literatürde, konum ve hız algılayıcı kullanmadan SMSM sürücü gerçekleştirilmesi üzerine bir çok araştırma mevcuttur. Yapılan bu

araştırmalar stator akım ve gerilimleri gibi ölçülebilen büyüklükleri kullanarak konum ve hız tahmini, zıt elektromotor kuvvetine (emk) dayalı konum ve hız tahmini, gözlemci temelli konum ve hız tahmini ve bunların dışında kalan diğer yöntemler olarak sıralanabilir.

Statorun akım ve gerilim gibi ölçülebilir büyüklükleri kullanılarak konum ve hızın elde edilmesi yönteminde genellikle motor manyetik akısı kullanılmaktadır [7-15]. Ertuğrul [7-10] ve Fu [11] motorun gerilim eşitliklerinden manyetik akıyı hesaplamış daha sonra ikinci mertebeden eğri uydurma yöntemini kullanarak motorun konumunu tahmin etmiştir. Wu [12] hat gerilimi ile iki faz akımını analog olarak ölçmüş ve buradan akı alan vektörünü bularak konumu hesaplamıştır. Consolini [13] manyetik akıdan konumu hesaplamış hız geri beslemesini durum gözlemleyici kullanarak tahmin etmiştir. Liu [14,15] H^2 ve H^∞ gibi ileri denetim tekniklerini manyetik akı tahmini ile birleştirmiştir. Matsui [16-18] d-q koordinat sistemine ilaveten bir hayali $\gamma-\delta$ eksenini belirlemiş ve ölçülen gerilim ile hayali ekseninde hesaplanan gerilimi kullanarak konumu tahmin etmiştir. Bu yöntemlerde konum ile hız doğrudan akım ve gerilim gibi ölçülen büyüklükler kullanılarak hesaplandığından ölçüm ve hesaplama hataları sistem performansını doğrudan etkilemektedir.

Özellikle kare dalga akım beslemeli SMSM'larda, zıt emk'ni kullanarak konum ve hız tahmini geniş ölçüde kullanılmaktadır. Bu motorlarda aynı anda fazlardan ikisi iletimde olduğu için boşta kalan üçüncü faz zıt emk'nin ölçülmesinde kullanılmaktadır. Zıt emk'den konum tahmini, motor uç gerilimini kullanarak [19], zıt emk'nin 3. harmoniğini kullanarak [20], serbest dönüşüm (freewheeling) diyotlarını kullanarak [21] ve zıt emk'nin integralini alarak [22,23] yapılmaktadır. Bu yöntemlerin en büyük dezavantajı zıt emk hıza bağımlı olduğundan düşük hızlarda konum belirlenememektedir. Aynı zamanda bu yöntemlerde konum iletimde olmayan faz kullanılarak

hesaplandığından 3 faz iletimde olan sinüsoidal akım beslemeli SMSM'larda kullanılamamaktadır.

SMSM konum ve hız tahmininde kullanılan diğer bir yöntem ise gözlemci teorisine dayanmaktadır. SMSM konum ve hız tahmininde gözlemci olarak Kalman filtre [25-36], doğrusal olmayan gözlemci [37-43], parazit gözlemci [44,45], mertebesi indirgenmiş gözlemci [46,47], sliding mode gözlemci [48-56] ve yapay zeka gözlemci [57-59,63] kullanılmaktadır. Bu sistemler parametre değişimlerinden daha az etkilenmektedirler.

Bu yöntemlerin haricinde manyetik salınımı [60-62] ve endüktans değişimi [64] kullanarak konum tahmini yapılmaktadır. Bu yöntemler manyetik salınımın olduğu ve endüktansın konum ile değiştiği SMSM'larda kullanılmaktadır. Sürekli mıknatısın rotor yüzeyine yerleştirildiği SMSM'larda manyetik salınım olmadığından ve endüktans konum ile değişmediğinden kullanılması mümkün değildir.

Gözlemci teorisine dayalı konum tahmin yöntemlerinin diğer yöntemlerle karşılaştırıldığında, sistemin tam modeline ihtiyaç göstermemesi ve parametre değişimlerinden daha az etkilenmesi gibi avantajları vardır. Kalman filtre (KF) doğrusal sistemlerin durum tahmininde kullanılan bir çeşit gözlemcidir. KF, ölçülen büyüklükleri ve gürültülerin istatistiki verilerini kullanarak bilinmeyen parametrelerin tahminini yapar. Kesikli zaman KF algoritması ölçülen büyüklükleri gerçek zamanlı olarak kullandığından verilerin depolanmasına ihtiyaç yoktur. Aynı zamanda KF, ölçüm ve modellemeyen kaynaklanan gürültülerin istatistiki bilgilerini içerdiğinden gürültülerden fazla etkilenmemektedir. Bu avantajlarının yanında karmaşık algoritmaya sahip olması ve yoğun matematik işlemi gerektirmesi gibi dezavantajı vardır. Ancak günümüzde TMS320F243 gibi motor denetimi için geliştirilen hızlı sayısal işaret işlemcileri (Sİİ)'nin geliştirilmesi ile birlikte işlemler daha hızlı bir şekilde yapılabilir. KF, radarlarda, robotlarda,

elektrik makinalarının parametre tahmininde ve çeşitli endüstriyel uygulamalarda kullanılmaktadır [65].

Elektrik makinalarının doğrusal olmayan özelliğinden dolayı, KF'nin doğrudan uygulanması mümkün değildir. Bu yüzden elektrik makinalarının parametre tahmininde bir çeşit doğrusallaştırılmış KF olan extended Kalman filtre (EKF) kullanılmaktadır. Literatürde EKF kullanılarak elektrik makinalarının çeşitli parametrelerinin tahmini yapılmaktadır. Vektör denetimli asenkron motorlarda mıknatıslanma eğrilerinin çıkartılmasında [66], akı tahmininde [67], mıknatıslanma endüktansı ve rotor direncinin tahmininde [68-75] ve hız tahmininde [77-79] kullanılmaktadır. Bunların dışında d.a. motor denetiminde [80,81], senkron relüktans motor denetiminde [82], anahtarlama relüktans motor denetiminde [83] ve elektrik makinalarının atalet momentlerinin tahmininde [84] EKF kullanılmaktadır. EKF kullanılarak SMSM'un konum ve hız tahmini üzerine yapılan çalışmalar [25-36] genellikle simülasyon çalışmalarıdır. Ayrıca bu çalışmalarda genellikle moment denetimi ele alınmış, kapalı döngü hız denetimi üzerinde durulmamıştır. Bunların dışında gerilim bilgisi ölçüm yapmak suretiyle elde edilmektedir. Fakat gerilimin ölçülmesi ilave bir algılayıcıya ve devreye ihtiyaç gösterir. Bu da sistemi daha karmaşık bir hale getirdiği gibi, zaman gecikmesine de neden olur.

Bu tezde, EKF kullanılarak SMSM'un konum ve hız algılayıcı kullanmadan hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Çalışmada motor eşitlikleri iki faz sabit düzleme aktarılacak suretiyle EKF'nin daha sade ve hızlı gerçekleştirilmesi sağlanmıştır. Bununla birlikte gerilim bilgisi olarak gerilim referansı kullanılmış, böylece ilave bir gerilim ölçme devresine ihtiyaç kalmamıştır. Evirici anahtarlama frekansının yeterince yüksek olduğu dikkate alındığında, bu yaklaşım çok fazla hataya neden olmayacaktır. Tez aşağıdaki şekilde tasarlanmıştır. 2. Bölümünde SMSM'un yapısı, sürme devreleri ve modellenmesi, 3. Bölümde kesikli zamanlı KF, EKF modeli ile SMSM'ların konum ve hız tahmini için bir EKF modelinin geliştirilmesi, 4. Bölümde EKF

kullanılarak konum ve hız algılayıcısız SMSM hız denetiminin simülasyonu ile simülasyon sonuçları, 5. Bölümde Sayısal İşaret İşlemcisi (SII) kullanılarak SMSM sürücü sisteminin gerçekleştirilmesi ve 6. Bölümde de çalışmada elde edilen sonuç ve ileride bu konuda yapılacak çalışmalar için öneriler verilmiştir.



2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR SÜRÜCÜLERİ VE MODELLENMESİ

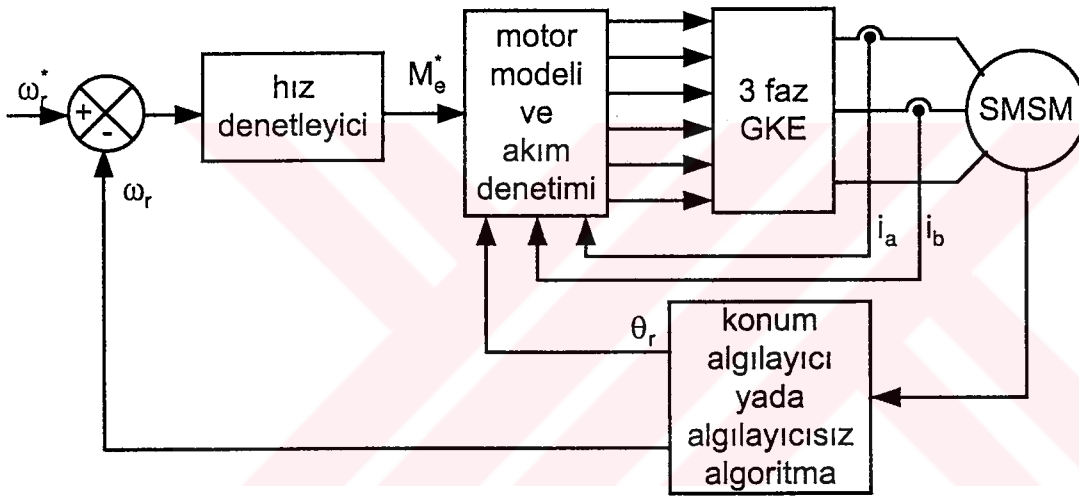
Elektrik motorları; ev gereçleri, bilgisayar disk sürücüler, elektronik cihazlar, takım tezgahları, robotlar ve otomotiv endüstrisi gibi bir çok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. Elektrik motorlarının kullanım alanlarının büyük bir bölümünde hassas sürücü sistemine gerek olmayabilir. Fakat disk sürücüler, robotlar, takım tezgahları ve uzay araçları gibi endüstriyel uygulamalarda hassas hız ve konum denetimine ihtiyaç vardır. Doğru veya alternatif akım motorları kullanılarak hassas hız ya da konum denetimi gerçekleştirmek mümkündür.

Doğru akım motorları, denetim sisteminin basit olması ve ilave bir sürücü sistemine ihtiyaç göstermemesinden dolayı hız ve konum denetim sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak bu motorların fırça-kollektör düzeneği nedeniyle bakımları zordur ve yanıcı ortamlarda kullanılamamaktadır. Asenkron motorların yapılarının basit olması ve az bakım gerektirmelerine karşılık verimleri ve güç faktörleri düşüktür. Ayrıca parametre değişimlerine karşı duyarlıdır. Hız ve konum denetimi gerektiren uygulamalarda karmaşık denetim yapısına ihtiyaç gösterirler.

Senkron motorlar 3-faz stator sargısı ile rotorunda doğru akımla beslenen bir sargıdan meydana gelmiştir. Hızları sabit olup yük ile değişmemektedir. Bu motorlarda hızın değişimi sadece besleme frekansı ile kutup sayısına bağlıdır. Senkron motorların rotor sargısına elektrik uyarımı fırça ve kollektörler kullanılarak uygulandığından fırça-kollektör sisteminden kaynaklanan sakıncalar bu motorlar içinde geçerlidir.

Senkron motorların rotor sargılarının sürekli mıknatıslarla değiştirilmesi sonucunda elde edilen motorlara sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM)

denilmektedir. SMSM'lar statorunda oluklara yerleştirilmiş faz sargıları ile rotorunda sürekli mıknatıslardan meydana gelmiştir. Stator faz sargıları genellikle 3 fazlıdır ve asenkron motor sargısı ile aynı yapıya sahiptir. SMSM'larda fırça ve kollektör olmadığından, fırça ve kollektörden kaynaklanan sakıncalar ortadan kaldırılmıştır. Ayrıca alan sargısından kaynaklanan rotor bakır kayıpları giderildiği için aynı güçteki senkron motora oranla verimi daha yüksektir. SMSM'ların dezavantajı moment ve hız denetiminde konum geri beslemesi ile ilave sürücü sistemine ihtiyaç göstermeleridir.



Şekil 2.1. Hız denetimi için SMSM sürücüsü

Şekil 2.1'de SMSM hız denetimi için sürücü sisteminin blok diyagramı verilmiştir. Sürücü sistemi SMSM, 3-faz gerilim kaynaklı evirici (GKE) ile hız ve akım kapalı döngüsünü içeren denetim sisteminden meydana gelmiştir.

2.1. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar

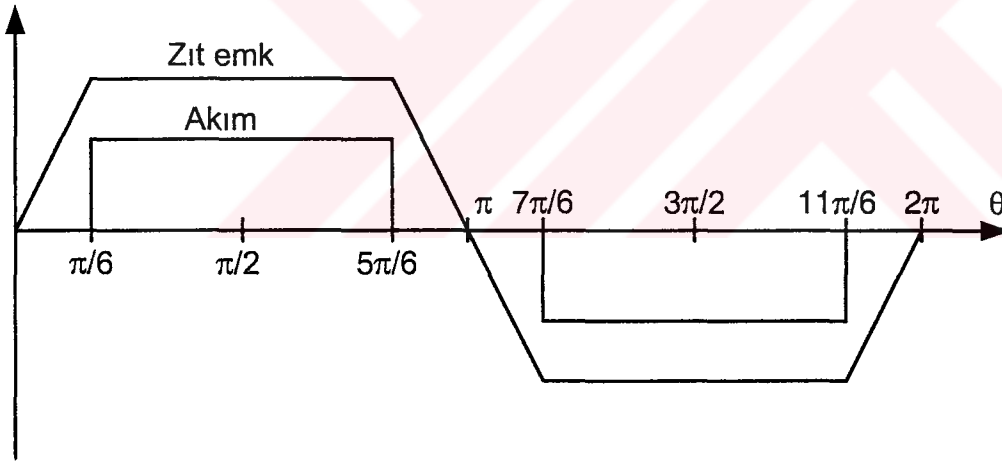
2.1.1. SMSM'ların sınıflandırılması

SMSM'ları genellikle stator sargılarında endüklenen zıt emk dalga şekline ve yapılarına göre sınıflandırılmaktadır [85-87].

2.1.1.1. Zıt emk dalga şekline göre SMSM'ların sınıflandırılması

SMSM'lar stator sargılarında endüklenen zıt emk dalga şekline göre iki grupta incelenmektedir. Yamuk biçimli dalga şekline sahip motorlar ve sinüsoidal dalga şekline sahip motorlar.

Zıt emk dalga şekli yamuk biçimli olan SMSM'lar, düzgün moment üretebilmek için karedalga akım beslemesine ihtiyaç gösterirler [88-90]. Bu yüzden bu motorlar kare dalga akım beslemeli SMSM [91,92] veya fırçasız doğru akım motoru (FDAM) olarak adlandırılırlar. Şekil 2.2'de FDAM'un bir faz için akım ve zıt emk dalga şekli verilmiştir. Bu tür motorların performansı yüksek olmasına karşılık akım dönüşümleri esnasında her 60° de bir momentte salınım meydana gelmektedir.



Şekil 2.2. FDAM akım ve zıt emk dalga şekilleri

Zıt emk dalga şekli sinüsoidal olan SMSM'lar düzgün moment üretmek için sinüsoidal akım beslemesine ihtiyaç gösterirler. Bu yüzden bu tür motorlar sinüsoidal akım beslemeli SMSM ya da SMSM olarak adlandırılmaktadır. Birbirinden 120° faz farklı 3-faz sinüsoidal akım ile beslendiklerinde momentleri düzgündür. Ayrıca bu tür motorlara gelişmiş denetim tekniklerinin uygulanması da mümkündür [90,93].

2.1.1.2. Yapısına göre SMSM'ların sınıflandırılması

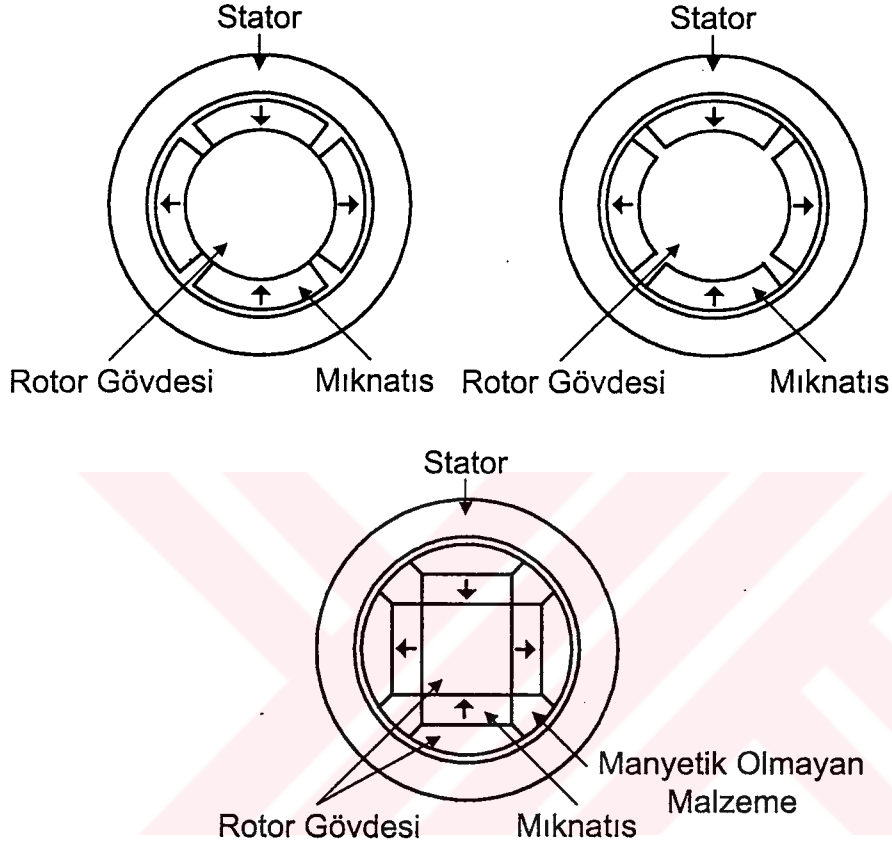
SMSM'ların stator yapısı genellikle ortaktır ve stator oluklarına yerleştirilmiş üç fazlı sargılardan meydana gelmektedir. SMSM'ların performansını artırmak için çeşitli tasarım şekilleri gerçekleştirilmiştir. Bu tasarım şekilleri genellikle rotorda kullanılan mıknatısın özelliği ve rotor tasarımı ile ilgilidir. SMSM'larda iki tip rotor tasarımı vardır. Disk tipi rotora sahip motorlar ve yuvarlak rotorlu motorlar. Disk tipi rotorlar alüminyum yada yüksek dayanıklılığa sahip sert plastik diskten üretilmektedir ve manyetik alan bir eksen etrafında oluşmaktadır. Bu yüzden bu motorlar aksel (axial) alanlı motorlar olarak da adlandırılmaktadır. Bu motorlar genellikle robot uygulamalarında kullanılmaktadır [85].

Yuvarlak rotorlu motorlar kendi aralarında doğrudan yolmalı (line started) ve evirici beslemeli olarak ayrılmaktadır. Doğrudan yolmalı SMSM'ların rotoruna kafes yerleştirilmiştir. Böylece motor doğrudan yol alabilir ve geri besleme olmadan çalıştırılabilir. Evirici beslemeli yuvarlak rotorlu SMSM'larda genellikle 3 çeşit rotor şekli kullanılmaktadır. Şekil 2.3'de evirici beslemeli SMSM'larda kullanılan rotor şekilleri verilmiştir [86].

Şekil 2.3.a'da mıknatısın rotor gövdesinin üzerine yerleştirildiği rotor şekli görülmektedir. Bu rotor şekli tasarımı en kolay ve de düşük maliyetli tasarım şeklidir. Mıknatıs rotor yüzeyine yerleştirilir ve sağlamlığını artırmak için bazen etrafı manyetik olmayan bir malzeme ile sarılabilir. Bu motorların rotor direnci yüksektir hava aralığı etkisi fazladır. Bu yüzden rotor konumuna bağlı olarak endüktans değişim göstermez ve d-q eksenlerinin endüktansları eşit kabul edilir. Ayrıca mıknatıslanma akımı düşük olduğundan endüvi reaksiyonu da ihmal edilir [85,87].

Şekil 2.3.b'de mıknatısın rotor gövdesinin içine yerleştirildiği rotor şekli verilmiştir. Bu rotor şeklinde mıknatısın etrafı hava yerine manyetik malzeme

ile kaplı olduğundan relüktans momentinin olması kaçınılmazdır. Ayrıca bu rotor yapısında q-ekseni endüktansı d-ekseni endüktansına nazaran daha büyüktür ve endüktans rotor konumuna bağlıdır.



Şekil 2.3. Çeşitli SMSM rotor yapısı. a) Mıknatıs rotor milinin yüzeyine yerleştirilmiş b) Mıknatıs rotor milinin içine yerleştirilmiş c) Mıknatıs oyuklara yerleştirilmiş

Şekil 2.3.c'de ise mıknatıs rotor mili içine yerleştirilmiştir. Şekil 2.3.b'den farklı olarak bu rotor şeklinde akı yolu oluşturmak amacı ile mıknatısın etrafı manyetik olmayan malzeme ile kaplanmıştır.

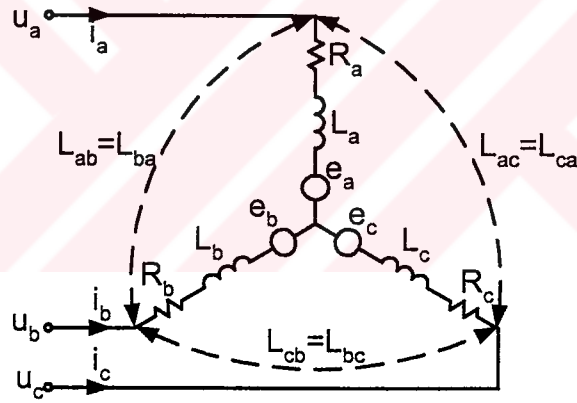
2.1.2. SMSM matematik modeli

Elektrik motorlarının denetiminde, motorun matematik modelinin bilinmesi gerekir. SMSM modellenmesinde 3 çeşit matematik model kullanılmaktadır.

Değişkenlerin stator referans düzleminde ifade edilmesi (3-faz model), değişkenlerin rotor referans düzleminde ifade edilmesi (2-faz dq model) ve değişkenlerin 2-fazlı sabit düzleme aktarılması (2-faz $\alpha\beta$ model). Bu bölümde 3-fazlı yuvarlak rotorlu ve mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirildiği SMSM'un matematik modelleri çıkartılmıştır. Modelleme de stator sargılarının yıldız (Y) bağlı olduğu ve dengeli sarıldığı kabul edilmiştir.

2.1.2.1. 3-faz SMSM modeli

3-faz modeli karedalga akım beslemeli ve sinüsoidal akım beslemeli SMSM'ların ikisinde de kullanılmaktadır. Şekil 2.4'de Y-bağlı 3-faz stator sargısı şekli verilmiştir.



Şekil 2.4. SMSM 3-faz Y-bağlı stator sargısı

Burada u_a , u_b , u_c stator faz gerilimlerini, i_a , i_b , i_c stator akımlarını, R_a , R_b , R_c stator faz sargısı dirençlerini, L_a , L_b , L_c stator faz sargısı özendüktanslarını, L_{ab} , L_{ba} , L_{bc} , L_{cb} , L_{ac} , L_{ca} stator faz sargıları arasındaki ortak endüktansları ve e_a , e_b , e_c zıt emk'ini ifade etmektedir. Şekil 2.4'den stator faz gerilimleri matris formunda, Eş. 2.1'deki gibi yazılır.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Burada zıt emk rotor açısai hızı ile sürekli mıknatıs tarafından sağlanan rotordaki manyetik akıya bağılıdır(Eş. 2.2).

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -\omega_r \psi_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

3-faz Y-bağılı dengeli yüklerde stator dirençleri, sargı özendüktansları ve ortak endüktanslar birbirine eşittir. Bu yüzden, $R_a=R_b=R_c=R$, $L_a=L_b=L_c=L$ ve $L_{ab}=L_{ac}=L_{bc}=L_{ba}=L_{ca}=L_{cb}=M$ yazılabilir.

Eş. 2.1 düzenlenerek motor gerilim eşitliği yeniden yazılırsa Eş. 2.3 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \omega_r \psi_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Motor eşitliklerinin sayısal çözümünü yapmak için Eş. 2.3 durum-uzay formunda ifade edilebilir(Eş.2.4).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{(L-M)} \left\{ \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \psi_m \omega_r \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \right\} \quad (2.4)$$

Motorun elektrik çıkış gücü Eş. 2.5 kullanılarak bulunur.

$$P_0 = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (2.5)$$

Elektromanyetik moment, çıkış gücünün mekanik açısal hıza oranından elde edilir(Eş. 2.6).

$$M_e = \frac{P_0}{\omega_m} \quad (2.6)$$

Burada mekanik açısal hız elektrik açısal hız cinsinden $\omega_m = \left(\frac{2}{P}\right)\omega_r$ olarak tanımlanır. Eş. 2.6 düzenlenerek elektriksel büyüklükler cinsinden elektromanyetik moment Eş. 2.7'deki gibi yazılır.

$$M_e = -\left(\frac{P}{2}\right)\psi_m \left[i_a \sin(\theta_r) + i_b \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (2.7)$$

Motor dinamik eşitlikleri cinsinden elektromanyetik moment, Eş. 2.8 ile ifade edilmiştir.

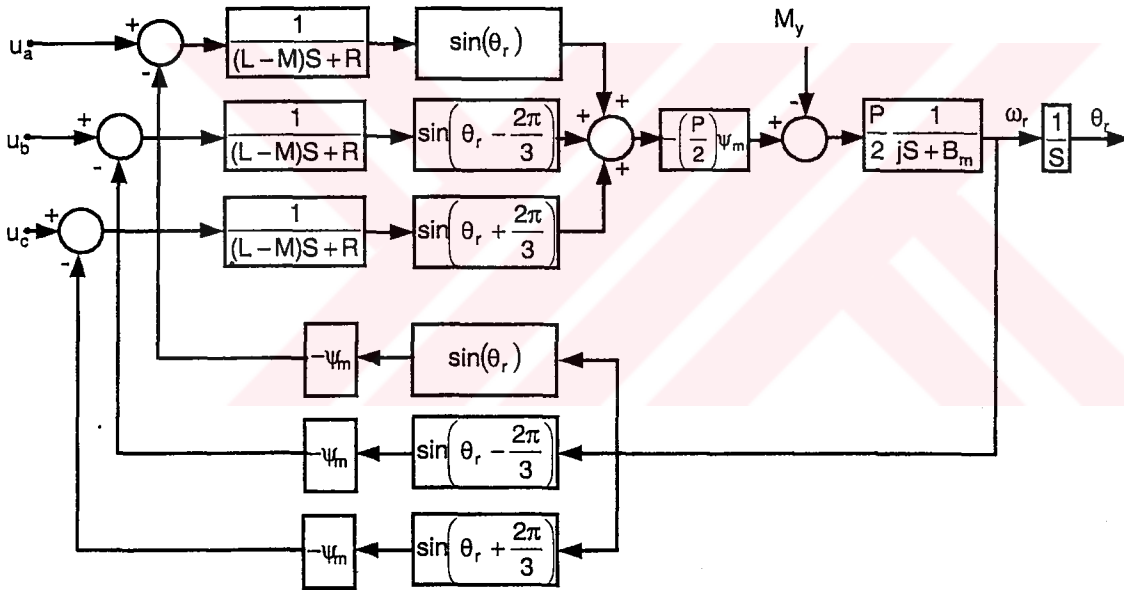
$$M_e = j\left(\frac{2}{P}\right)\frac{d}{dt}\omega_r + B_m\left(\frac{2}{P}\right)\omega_r + M_y \quad (2.8)$$

Eş. 2.8 düzenlenerek durum-uzay formunda Eş. 2.9'daki gibi yazılabilir.

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \left(\frac{P}{2j} \right) \left[M_e - B_m \left(\frac{2}{P} \right) \omega_r - M_y \right] \quad (2.9)$$

Motor açısal hızı açısal konumun türevidir(Eş. 2.10).

$$\frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \quad (2.10)$$



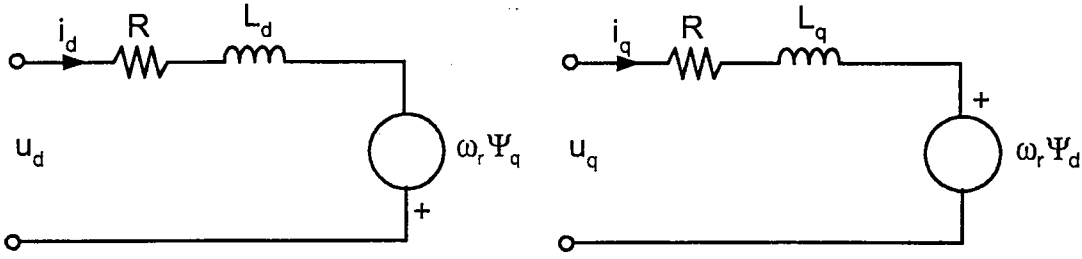
Şekil 2.5. SMSM 3-faz model blok diyagramı

Motorun 3-faz matematik modeli kullanılarak çizilen blok diyagramı Şekil 2.5'de verilmiştir.

2.1.2.2. Rotor referans düzleminde SMSM modeli (dq model)

Sinüsoidal akım beslemeli SMSM'ların modellenmesinde kullanılan bir diğer yöntem rotor referans düzlemini kullanmaktır. Stator büyüklüklerini rotor düzlemine aktarmak suretiyle elde edilen model yabancı uyartımlı doğru akım

motor modeline benzemektedir. Ayrıca motor denetim yapısı bu model kullanılarak oluşturulmaktadır. Böylece yabancı uyarımlı motor gibi denetlenebilmektedir. Rotor düzleminin diğer bir avantajı ise eşitliğin mertebesi indirgendiğinden çözümü daha hızlı olmaktadır. Şekil 2.6'da rotor referans düzleminde SMSM eşdeğer devresi verilmiştir. Burada akım ve gerilimler 3-fazdan 2-faza Park dönüşümü kullanılarak aktarılmaktadır(Ek-1).



Şekil 2.6. Rotor referans düzleminde SMSM Modeli

Şekil 2.6 kullanılarak elde edilen rotor referans düzleminde stator gerilim eşitlikleri Eş. 2.11 ile verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} - \omega_r \begin{bmatrix} \Psi_q \\ \Psi_d \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Manyetik akı bileşenleri Eş. 2.12 ile ifade edilmiştir.

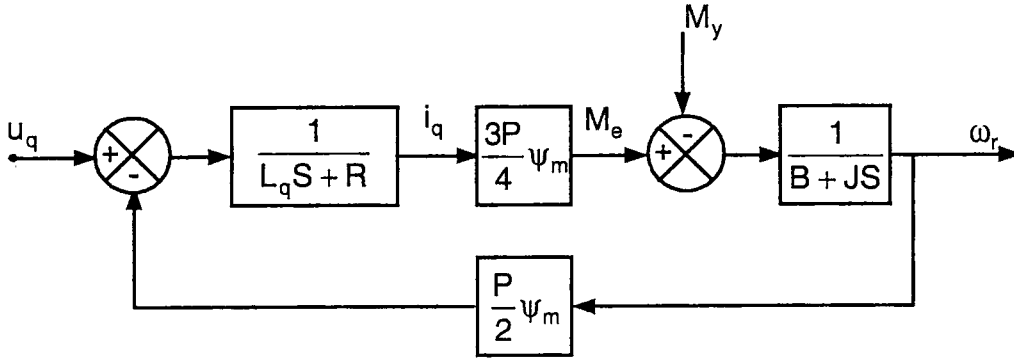
$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Eş. 2.11-Eş. 2.12 düzenlenerek durum-uzay formunda yazılabilir(Eş. 2.13)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{P}{2} \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \Psi_m \end{bmatrix} \right\} \quad (2.13)$$

Elektromanyetik moment, Eş. 2.14'den elde edilir.

$$M_e = \frac{3P}{2} (\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (2.14)$$



Şekil 2.7. Rotor referans düzleminde SMSM blok diyagramı

SMSM'larda rotor manyetik akısı sürekli mıknatıs tarafından karşılandığından ve rotor direnci çok yüksek olduğundan akımın mıknatıslanma bileşeni $i_d=0$ dır. Ayrıca mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirildiği motorlarda salınım olmadığından d ve q eksenli endüktansları eşittir ($L_d=L_q$). Buna göre motorun referans düzlemindeki blok diyagramı Şekil 2.7'deki gibi çizilebilir.

Motor elektriksel açısal hızı ve konumu Eş. 2.15 ve Eş. 2.16 kullanılarak bulunur.

$$\frac{d}{dt} \omega_r = (M_e - B\omega_r - M_y) / J \quad (2.15)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \quad (2.16)$$

2.1.2.3. 2-faz sabit referans düzlemde SMSM modeli ($\alpha\beta$ model)

2-faz sabit referans düzlem modeli, motor performansının analizinde kullanılmamasına rağmen, akım denetim yapısının oluşturulmasında, konum ve hız tahmininde kullanılmaktadır. Bu modelde değişkenler birbirinden 90° faz farklı sabit bir referans düzleme aktarılmaktadır(Ek-1). Stator akım ve gerilim değerleri 3-fazdan 2-faza dönüştürmek suretiyle Eş. 2.4, Eş. 2.17'deki gibi yazılabilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{(L-M)} \left\{ \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \omega_r \psi_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) \\ \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \right\} \quad (2.17)$$

2-faz sabit düzlemde motor moment eşitliği Eş. 2.18 ile verilmiştir.

$$M_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \psi_m [-i_\alpha \sin(\theta_r) + i_\beta \cos(\theta_r)] \quad (2.18)$$

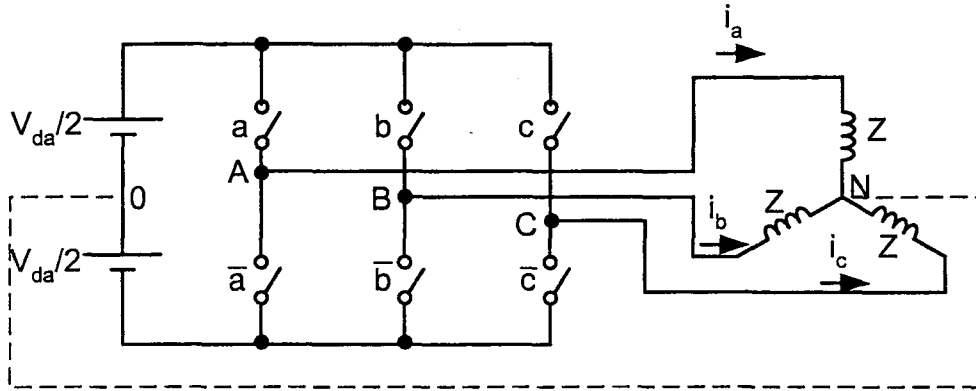
2-faz sabit düzlemde motorun dinamik eşitlikleri Eş. 2.9 ve Eş. 2.10 ile ifade edilen 3-faz eşitliklerle aynıdır.

2.2. 3-Faz Gerilim Kaynaklı Evirici

Eviriciler, güç anahtarları kullanılarak güç dönüşümü sağlayan devre elemanlarıdır. 3-fazlı eviriciler, devredeki güç anahtarlarının uygun sırada anahtarlama sonucunda doğru akımın üç faz alternatif akıma dönüşümünü sağlarlar. SMSM sürücülerinde kullanılan eviriciler genellikle kullanılan güç anahtarına, güç anahtarının tetikleme açısına, devre yapısına ve doğru akım hattının denetim yapısına göre sınıflandırılabilir[87].

3-faz eviricilerde güç anahtarı seçimi, eviricinin gücü ve anahtarlama frekansına bağlıdır. Günümüzde genellikle IGBT, güç MOSFET'leri, BJT yada GTO güç anahtarı olarak kullanılmaktadır[94-96]. Ayrıca son

zamanlarda geyt sürme devresi ile koruma devresini de içine alan ve zeki güç modülü (IPM) olarak adlandırılan 3-fazlı IGBT eviriciler geliştirilmiştir[95,96]. IPM ile sürücü tasarımı daha kolay ve güvenli olmasına rağmen küçük güçlü olduğundan dolayı kullanım alanı sınırlıdır.



Şekil 2.8. 3 faz Y bağlı yük ile birlikte gerilim kaynaklı evirici

Eviricilerde kullanılan güç anahtarları genellikle darbe genişlik modunda (DGM) tetiklenir. Tetikleme açısı çoğunlukla 180° olmasına rağmen özellikle karedalga akım beslemeli SMSM'larda 120° 'lik açı ile tetiklenebilir.

Güç devresi kayıplarını ve harmonikleri azaltmak için değişik devre düzenlemeleri yapılmasına rağmen, 3-fazlı eviricilerde genellikle tam köprü tipi devre kullanılmaktadır. Şekil 2.8'de sabit doğru akım kaynağından beslenen bir tam dalga köprü tipi gerilim kaynaklı evirici şeması verilmiştir. Burada evirici orta noktası ile yıldız bağlı yükün orta noktası arasındaki gerilim Eş. 2.19 ile ifade edilir.

$$U_{0N} = U_{0a} + Z \cdot i_a$$

$$U_{0N} = U_{0b} + Z \cdot i_b \quad (2.19)$$

$$U_{0N} = U_{0c} + Z \cdot i_c$$

Eş. 2.19'daki bağıntılar toplanmak suretiyle Eş. 2.20 elde edilir.

$$3 \cdot U_{0N} = U_{0a} + U_{0b} + U_{0c} + Z(i_a + i_b + i_c) \quad (2.20)$$

3-faz Y-bağlı dengeli yüklerde akımların toplamı sıfır olduğundan Eş. 2.20 aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$u_{0N} = \frac{1}{3}(u_{0a} + u_{0b} + u_{0c}) \quad (2.21)$$

Buradan faz gerilimleri Eş. 2.22'deki gibi bulunur.

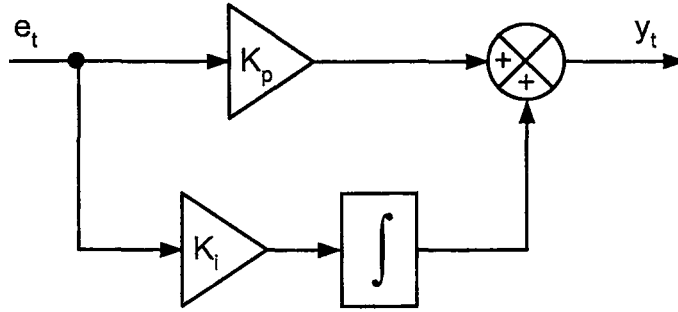
$$\begin{aligned} u_a &= u_{0a} - u_{0N} = \frac{1}{3}(2u_{0a} - u_{0b} - u_{0c}) \\ u_b &= u_{0b} - u_{0N} = \frac{1}{3}(2u_{0b} - u_{0a} - u_{0c}) \\ u_c &= u_{0c} - u_{0N} = \frac{1}{3}(2u_{0c} - u_{0a} - u_{0b}) \end{aligned} \quad (2.22)$$

2.3. Hız Denetim Sistemi

Hız denetim sisteminin iki bölümde analiz edilmesi mümkündür. Hız denetim döngüsü ve akım denetim döngüsü.

2.3.1. Hız denetim döngüsü

Hız döngüsü motorun dinamik modeli olup referans hız, hız geri beslemesi ve hız denetleyiciyi içermektedir. Hız döngüsünde motor milinden ölçülen veya tahmin edilen gerçek hız, hız denetleyicisi kullanılarak referans hıza yaklaştırılır. Hız denetleyicisi olarak H^∞ , model referans adaptif denetim (MRAD), sliding mode denetim (SMD) ya da değişken yapıli denetim (DYD) gibi adaptif denetim tekniklerin yanında bulanık mantık (BM), yapay sinir ağı (YSA) ve genetik algoritma (GA) gibi yapay zeka denetim teknikleri kullanılmaktadır. Hassas denetim gerektirmeyen uygulamalarda yapısının basit olmasından dolayı oransal integral (PI) denetleyiciler kullanılmaktadır.



Şekil 2.9. Oransal integral denetleyici blok diyagramı

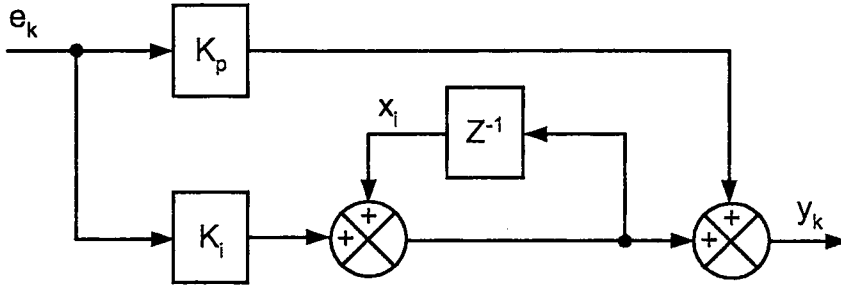
Şekil 2.9'da PI'nın zaman düzleminde blok diyagramı verilmiştir. Burada e_t , PI girişine uygulanan hata sinyalini, K_p ve K_i oransal ve integral kazançlarını ve y_t çıkış sinyalini ifade etmektedir. Buna göre PI çıkış sinyali, Eş. 2.23'teki gibi yazılabilir.

$$y_t = K_p e_t + K_i \int e_t dt \quad (2.23)$$

Simülasyonda ve sayısal denetimde PI denetleyicinin kesikli zamanlı modeli kullanıldığından sürekli formdaki modelin kesikli zamanlı formda ifade edilmesi gerekir. Eş. 2.23'de sürekli formda ifade edilen PI denetleyicinin kesikli zamanlı matematik modeli Eş. 2.24'de verilmiştir.

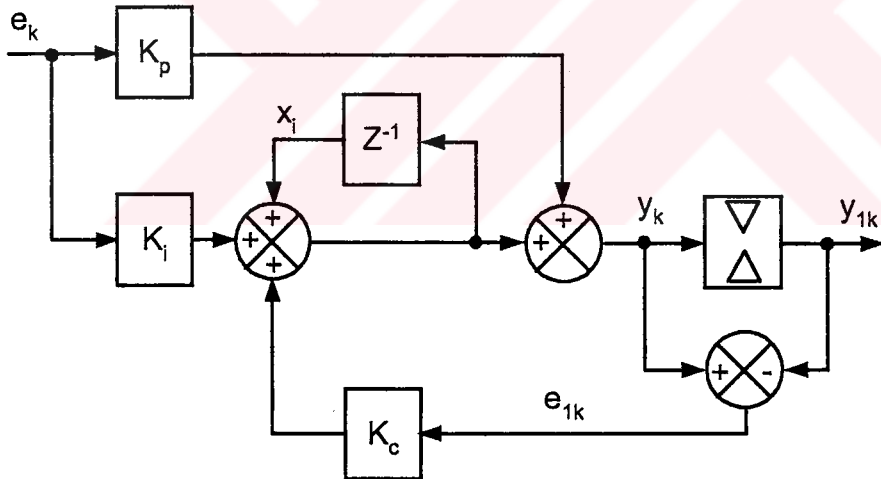
$$y_k = K_p e_k + K_i e_k + \sum_{n=0}^{k-1} e_n \quad (2.24)$$

Burada e_k referans sinyal ile gerçek sinyal arasındaki hatayı, y_k sistem çıkışını, K_p oransal kazancı, K_i integral kazancını ve $k=0,1,2,3,\dots$ örnekleme zamanını ifade etmektedir. u_r^* referans girişi, u_r 'de sistemden elde edilen gerçek değeri ifade etmek üzere Eş. 2.24'de matematik modeli verilen PI denetleyicinin blok diyagramı Şekil 2.10'daki gibi çizilebilir.



Şekil 2.10. PI denetleyicinin kesikli zaman modeli

Sayısal denetimde klasik PI denetleyici kullanıldığında referans girişteki ani değişimden ya da sistemdeki bir bozucu etkiden dolayı PI parametrelerinde ve çıkışta çok büyük hatalar meydana gelebilir. PI denetleyicinin çıkışını düzenlemek suretiyle bu hata giderilebilir.



Şekil 2.11. Çıkışı düzenlenmiş PI denetleyicinin kesikli zaman modeli

Çıkışı düzenlenmiş bir PI denetleyicinin blok diyagramı Şekil 2.11'de verilmiştir. Şekil 2.11'deki PI denetleyicinin program algoritması aşağıdaki gibidir.

GİRİŞ u_r^*, u_r

$$e_k = u_r^* - u_r$$

$$y_k = x_i + K_p e_k$$

$$y_{1k} = y_k$$

$$\text{eğer } y_k > y_{\max} \quad y_{1k} = y_{\max}$$

$$\text{eğer } y_k < y_{\min} \quad y_{1k} = y_{\min}$$

ÇIKIŞ y_{1k}

$$e_{1k} = y_k - y_{1k}$$

$$x_i = x_i + K_i e_k + K_c e_{1k}$$

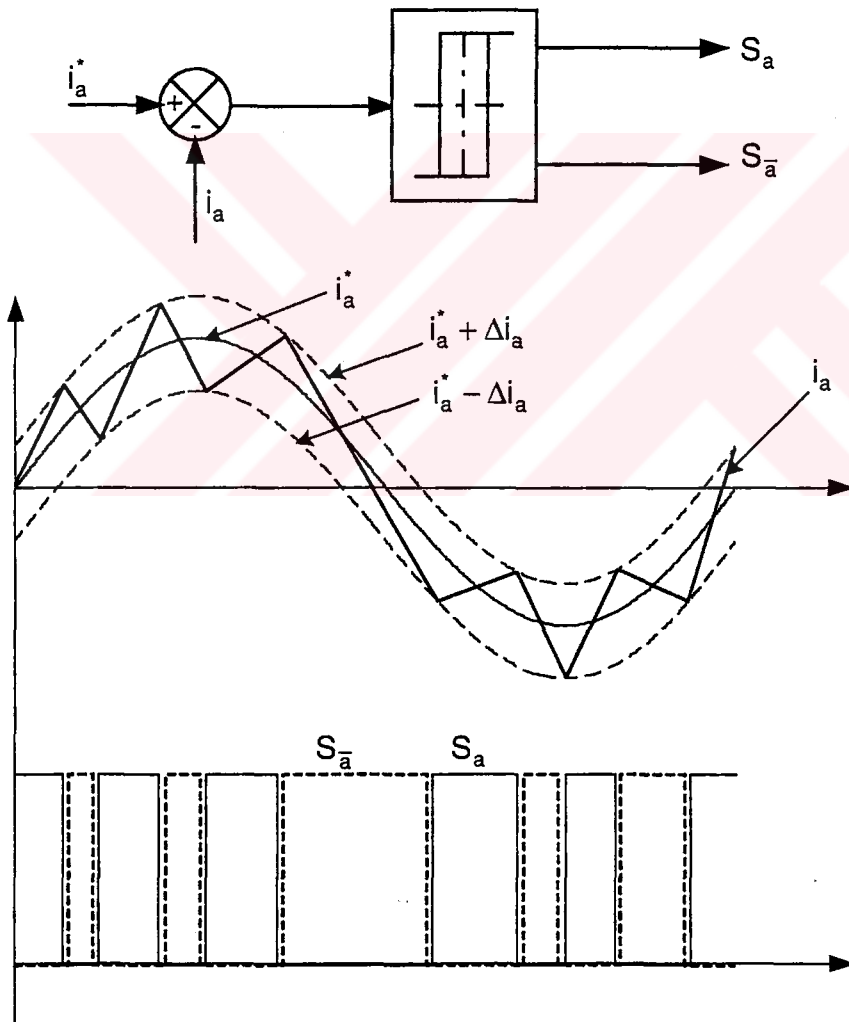
2.3.2. Akım denetim döngüsü

3-fazlı gerilim kaynaklı eviriciden beslenen bütün kaynaklar genellikle akım geri beslemesini kullanmaktadırlar. Bu yüzden eviricinin performansı büyük oranda kullanılan akım denetim tekniğine bağlıdır[97-100]. Ayrıca konum algılayıcısız denetim tekniklerinde, tahmin edilen konum ve hız değerleri akım bilgisi kullanılarak hesaplandığından akım bilgisindeki bir hata sistemin kararsız çalışmasına neden olur. SMSM'larda kullanılan akım denetleyicileri histerisiz akım denetleyicileri, darbe genişlik modülasyonlu (DGM) akım denetleyicileri olarak sıralanabilir.

2.3.2.1. Histerisiz akım denetleyicileri

Histerisiz akım denetleyiciler, referans akım ile motor sargılarından ölçülen akımı karşılaştırmak suretiyle elde edilen hata sinyalini belirli bir aralıkta tutmak için eviricideki güç anahtarlarını uygun sıra ile anahtarlarlar. Şekil 2.12'de histerisiz akım denetleyicinin şekli verilmiştir. Burada i_a^* a-fazı referans akımını, i_a motordan ölçülen a-faz akımını, Δi_a histerisiz bant genişliğini, S_a ve $S_{\bar{a}}$ ise sırasıyla Şekil 2.8'deki a ve $\bar{a}$ anahtarlarının anahtarlama sinyallerini göstermektedir. Histerisiz akım denetleyicilerinde

anahtarlama frekansının değeri bant genişliğine bağlıdır. Histerisiz bant genişliğinin azaltılması gerçek akımın referans akıma daha yakın olmasını sağlar, ancak evirici devresinde kullanılan güç anahtarlarının anahtarlama frekansını aşmamak gerekir. Ayrıca anahtarlama frekansı, referans sinyalin büyüklüğüne ve frekansına bağlı olarak değişiklik gösterir. Yapısının basit olması ve doğruluk oranının yüksek olması gibi avantajlarının yanında anahtarlama frekansının değişken olması ve anahtarlama kayıplarının yüksek olması gibi dezavantajları vardır.

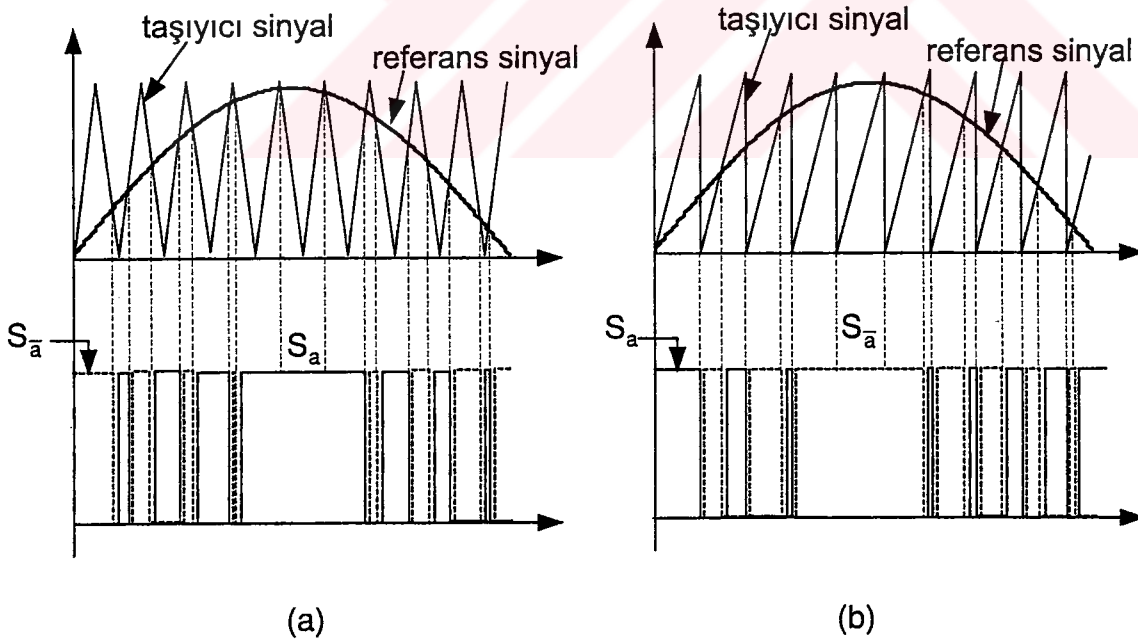


Şekil 2.12. Histerisiz akım denetleyici

2.3.2.2. Darbe genişlik modülasyonu (DGM) akım denetleyicileri

DGM'lu akım denetleyicileri, DGM ve akım hata düzenleyici olarak iki kısımda incelenebilir. DGM, referans sinyali sabit genlik ve frekanstaki taşıyıcı sinyal ile karşılaştırmak suretiyle sabit genlik ve frekanslı değişken darbe genişliğine sahip modülasyon sinyali üretmektedir. Elde edilen modülasyon sinyalini 3-fazlı gerilim kaynaklı eviricideki güç anahtarlarının geytine uygulamak suretiyle evirici çıkışından modülasyon sinyaline benzer sinyal elde edilir. Modülasyon sinyalinin darbe genişliklerini değiştirmek suretiyle evirici çıkışından referans sinyale yakın sinyal elde edilir [101].

Şekil 2.13'de görüldüğü gibi taşıyıcı sinyal üçgen veya testere dişi şeklinde olabilir. Üçgen taşıyıcı sinyalli DGM simetrik dalga şekilli DGM olarak adlandırılırken, testere dişi taşıyıcı sinyalli DGM ise asimetrik dalga şekilli DGM olarak adlandırılmaktadır [101,102].



Şekil 2.13. DGM dalga şekilleri a) Simetrik b) Asimetrik

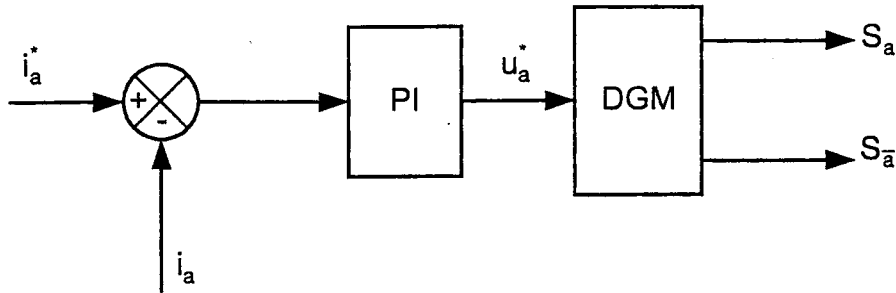
Simetrik DGM'da referans sinyal ile taşıyıcı sinyal her peryotta iki kez kesişir. Sinyallerin kesişme anında anahtarlama sinyallerinin düşük kenarları yükseğe, yüksek kenarları da düşüğe geçer. Anahtarlama sinyalinin merkezi her peryotta taşıyıcı sinyalin merkezindedir. Asimetrik DGM ile karşılaştırıldığında alternatif akımla beslenen yüklerde daha az akım harmoniği ürettiğinden dolayı asenkron motor ya da SMSM gibi motorların denetiminde kullanılmaktadır.

Asimetrik DGM'da referans sinyal ile taşıyıcı sinyal her peryotta bir kez kesişmektedir. Anahtarlama sinyalleri kesişme anında ve DGM periyodu sonunda yön değiştirmektedir. Asimetrik DGM genellikle anahtarlama relüktans motor uygulamalarında tercih edilmektedir.

SMSM'larda DGM'na uygulanan referans sinyaller genellikle rampa karşılaştırma, alan vektör denetimi veya tahmini akım denetim yöntemlerinden biri kullanılarak elde edilir.

- *Rampa karşılaştırmalı akım denetimi*

Rampa karşılaştırmalı akım denetleyici yada sinüsoidal akım denetimli DGM olarak bilinen akım denetim yönteminde referans akım ile gerçek akımın karşılaştırılmasından elde edilen akım hatası bir denetleyici kullanılarak gerilim referansına dönüştürülür.



Şekil 2.14. Rampa karşılaştırmalı akım denetleyici

Gerilim referansı DGM kullanılarak farklı genişlikteki sinyal darbe dizilerine dönüştürülür. Denetleyici olarak genellikle yapısının basit olması ve kolaylıkla gerçekleştirilebilmesinden dolayı PI kullanılmaktadır.

Şekil 2.14'de rampa karşılaştırmalı akım denetleyicinin şekli verilmiştir. Burada gerilim referansı, taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılmak suretiyle Şekil 2.13'deki anahtarlama sinyallerine benzer anahtarlama sinyali üretilir. Histerisiz akım denetleyici ile karşılaştırıldığında rampa karşılaştırmalı akım denetleyicilerin anahtarlama frekansları sabittir. Bu sistemin en büyük dezavantajı yük uçlarındaki akımın büyüklüğünde ve faz açılarında hata meydana gelmesidir.

- *Alan vektör darbe genişlik modülasyonu*

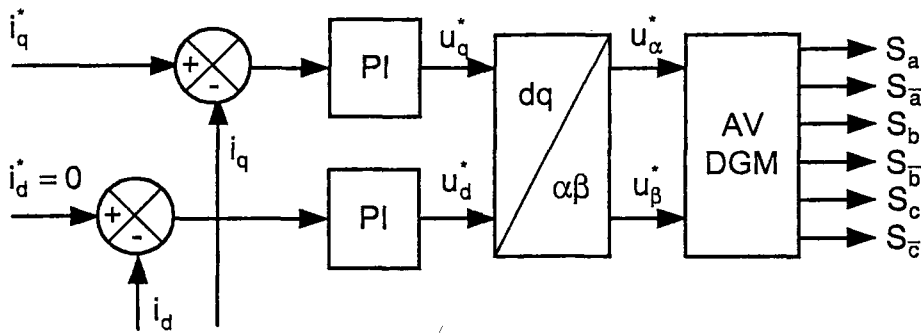
Alan vektör darbe genişlik modülasyonu (AVDGM)[103-106], Şekil 2.8'deki 3-faz gerilim kaynaklı eviricide kullanılan güç anahtarlarının özel bir şekilde anahtarlama yapmasıdır. Rampa karşılaştırmalı DGM ile karşılaştırıldığında daha az harmonik üretme ve güç kaynağının daha verimli kullanılması gibi üstünlükleri vardır. Bunun yanında karmaşık algoritmaya sahip olması ve daha fazla işlem gerektirmesi gibi dezavantajları vardır.

Şekil 2.8'deki evirici devresinde motor fazlarına uygulanan gerilimler (u_a , u_b , u_c), x ve $\bar{x}$ ($x=a, b, c$) anahtarlarını uygun şekilde anahtarlama suretiyle ayarlanabilir. x anahtarlarının iletimde olma durumu 1, $\bar{x}$ anahtarlarının iletimde olma durumu da 0 ile ifade edilirse, motora uygulanan gerilim vektörü u_s , x anahtarlarının konumuna göre belirlenebilir. x anahtarlarından birinin iletimde olması durumunda ilgili faz sargısına uygulanan u_x gerilimi devreye uygulanan doğru gerilime (V_{da}) eşit olacaktır. Eğer anahtar kesime giderse bu durumda ilgili sargıya uygulanan gerilim sıfırdır. Buna göre Şekil 2.8'deki eviricide 8 anahtar konumu vardır. Anahtar konumlarına bağlı olarak motor faz ve hat gerilimleri Çizelge 2.1'de verilmiştir.

Çizelge 2.1. 3-fazlı evirici anahtar konumları ile motor faz ve hat gerilimleri

Anahtar konumu			Faz gerilimleri			Hat gerilimleri		
a	b	c	U_a	U_b	U_c	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{da}$	$-\frac{1}{3}V_{da}$	$\frac{2}{3}V_{da}$	0	$-V_{da}$	V_{da}
0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{da}$	$\frac{2}{3}V_{da}$	$-\frac{1}{3}V_{da}$	$-V_{da}$	V_{da}	0
0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{da}$	$\frac{1}{3}V_{da}$	$\frac{1}{3}V_{da}$	$-V_{da}$	0	V_{da}
1	0	0	$\frac{2}{3}V_{da}$	$-\frac{1}{3}V_{da}$	$-\frac{1}{3}V_{da}$	V_{da}	0	$-V_{da}$
1	0	1	$\frac{1}{3}V_{da}$	$-\frac{2}{3}V_{da}$	$\frac{1}{3}V_{da}$	V_{da}	$-V_{da}$	0
1	1	0	$\frac{1}{3}V_{da}$	$\frac{1}{3}V_{da}$	$-\frac{2}{3}V_{da}$	0	V_{da}	$-V_{da}$
1	1	1	0	0	0	0	0	0

AVDGM akım denetim yapısı Şekil 2.15'de verilmiştir. Şekil 2.15'den görüldüğü gibi SMSM akım denetim değişkenleri rotor referans düzleminde ifade edilmiştir.



Şekil 2.15. Alan vektör darbe genişlik modülasyonu

Rotor referans düzleminde ifade edilen referans akımlar ile motor uçlarından ölçülen akımlara Ek-1'deki Park dönüşümünün uygulanmasından elde edilen akımların karşılaştırılması sonucunda üretilen hata sinyallerini PI'dan geçirmek suretiyle rotor referans düzleminde gerilim referansı bulunur. AVDGM'na uygulanan gerilim referansı 2-faz sabit düzlem (α, β)'de ifade edildiğinden rotor referans düzlemindeki gerilim referansları Ek-1'de verilen Clarke dönüşümü ile 2-faz sabit düzleme aktarılır.

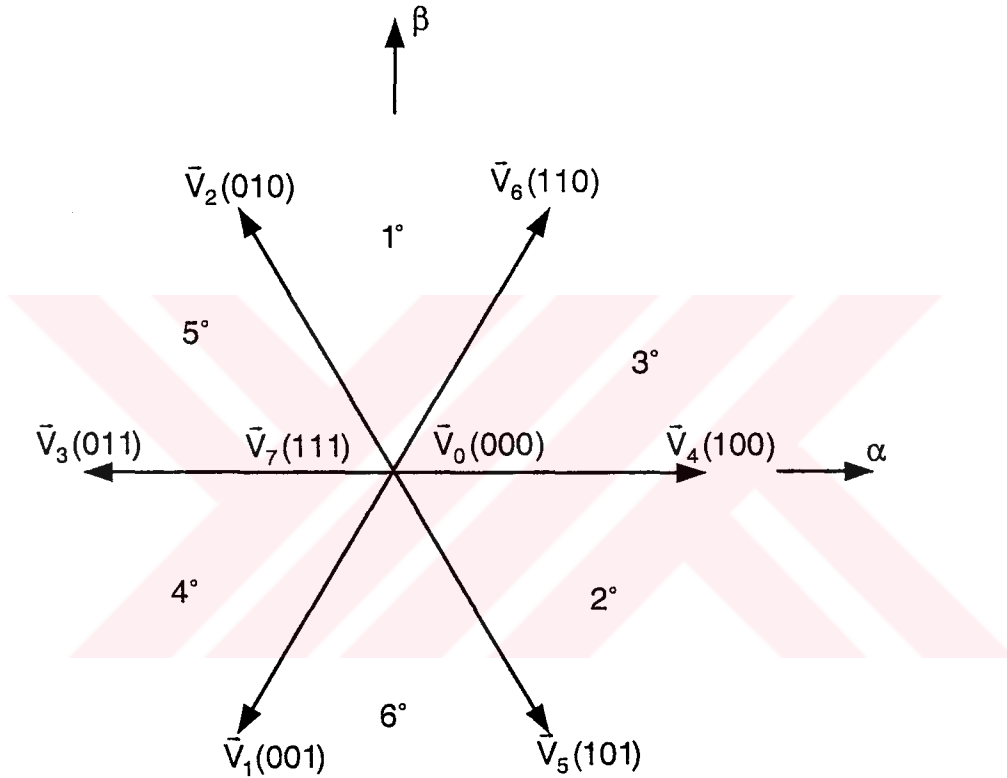
AVDGM'nun oluşturulabilmesi için a, b, c-faz gerilimlerinin de 2-faz sabit düzlemde ifade edilmesi gerekir. Çizelge 2.1'de 3-faz gerilimlerine Clarke dönüşümü uygulanmak suretiyle anahtar konumuna bağlı olarak motora uygulanan faz gerilimi α, β gerilimleri cinsinden Çizelge 2.2'deki gibi ifade edilir.

Çizelge 2.2. Evirici anahtar konumuna göre α, β gerilimleri

a	b	c	u_α	u_β	Vektor
0	0	0	0	0	$\bar{V}_0$
0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{da}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{da}$	$\bar{V}_1$
0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{da}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{da}$	$\bar{V}_2$
0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{da}$	0	$\bar{V}_3$
1	0	0	$\frac{2}{3}V_{da}$	0	$\bar{V}_4$
1	0	1	$\frac{1}{3}V_{da}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{da}$	$\bar{V}_5$
1	1	0	$\frac{1}{3}V_{da}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{da}$	$\bar{V}_6$
1	1	1	0	0	$\bar{V}_7$

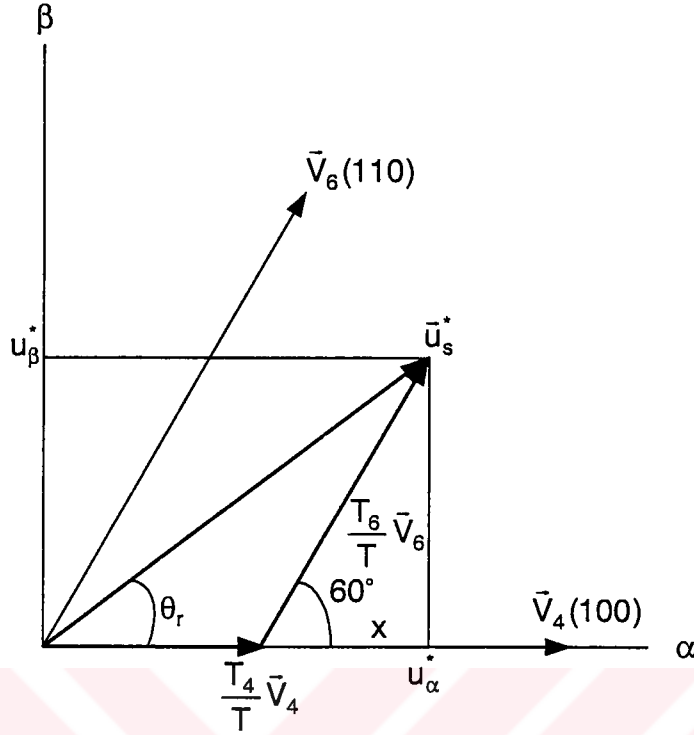
8 anahtarlama konumuna bağılı olarak çıkış vektörleri alan vektörü olarak Şekil 2.16'daki gibi gösterilir.

AVDGM'nun analizinde sektörlerden birinin incelenmesi yeterlidir. Diğer sektörlerde benzer şekilde olacağından ayrı ayrı incelenmesine ihtiyaç yoktur.



Şekil 2.16. Evirici anahtarlama konumuna göre temel gerilim vektörleri

GKE'nin 8 anahtarlama konumunu kullanarak elde edilen gerilimi referans gerilime uydurmak için referans gerilim vektörünün komşu vektörleri kullanılır. Komşu gerilim vektörlerini belirli zaman aralıklarında uygulamak suretiyle çıkış geriliminin referans gerilime uyması sağlanır. Şekil 2.17'de 3. sektördeki referans gerilim vektörü ve bileşkeleri verilmiştir. Şekil 2.17'ye göre referans gerilimin büyüklüğü ve komşu vektörlerin uygulama süresi Eş. 2.25 ile ifade edilir.



Şekil 2.17. Referans gerilim vektörü ve bileşkesi

$$T = T_4 + T_6 + T_0$$

$$\vec{u}_s^* = \frac{T_4}{T} \vec{V}_4 + \frac{T_6}{T} \vec{V}_6 \quad (2.25)$$

Referans gerilimin bileşenleri, komşu vektörler cinsinden Eş. 2.26'daki gibi ifade edilir.

$$u_\beta^* = \frac{T_6}{T} \|\vec{V}_6\| \cos(30^\circ)$$

$$u_\alpha^* = \frac{T_4}{T} \|\vec{V}_4\| + x \quad (2.26)$$

$$x = \frac{u_\beta^*}{\tan(60^\circ)}$$

$\alpha\beta$ bileşenleri cinsinden $\vec{V}_4$ ve $\vec{V}_6$ vektörlerinin değerleri (Bkz. Çizelge 2.2)

Eş. 2.25'te yerine konursa $\vec{V}_4$ ve $\vec{V}_6$ vektörlerinin uygulama süreleri bulunabilir (Eş. 2.27).

$$\begin{aligned}
T_4 &= \frac{T}{2V_{da}} (3u_{\alpha}^* - \sqrt{3}u_{\beta}^*) \\
T_6 &= \sqrt{3} \frac{T}{V_{da}} u_{\beta}^* \\
T_0 &= T - T_4 - T_6
\end{aligned} \tag{2.27}$$

Bütün sektörler için vektörlerin uygulama süreleri çözüldüğünde tamamının Eş. 2.28'deki bağıntılar kullanılarak ifade edilebileceği görülebilir.

$$\begin{aligned}
X &= \sqrt{3} \frac{T}{V_{da}} u_{\beta}^* \\
Y &= \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T}{V_{da}} (u_{\beta}^* + \sqrt{3}u_{\alpha}^*) \\
Z &= \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T}{V_{da}} (u_{\beta}^* - \sqrt{3}u_{\alpha}^*)
\end{aligned} \tag{2.28}$$

Eş. 2.28'deki değişkenlerden hangisinin uygulanacağını belirlemek için referans gerilim bileşenlerinin 3-faz gerilime dönüştürülmesi gerekir. Clarke⁻¹ dönüşümü (Bkz. Ek-1) kullanmak suretiyle referans gerilim bileşenleri, 3-faz referans düzleme Eş. 2.29'daki gibi dönüştürülür.

$$\begin{aligned}
u_a &= u_{\beta}^* \\
u_b &= \frac{1}{2} (\sqrt{3}u_{\alpha}^* - u_{\beta}^*) \\
u_c &= \frac{1}{2} (-\sqrt{3}u_{\alpha}^* - u_{\beta}^*)
\end{aligned} \tag{2.29}$$

3-faz referans düzlemdeki gerilimler bulunduğundan sonra aşağıdaki algoritma kullanılarak hangi sektörün uygulanacağı belirlenir.

eğer $u_a > 0 \Rightarrow A=1$ değilse $A=0$
eğer $u_b > 0 \Rightarrow B=1$ değilse $B=0$
eğer $u_c > 0 \Rightarrow C=1$ değilse $C=0$
sektör = $A+2B+4C$

Sektör belirlendikten sonra her sektördeki vektörlerin ne kadar süre ile uygulanacağı Çizelge 2.3 ile belirlenir.

Çizelge 2.3. XYZ değişkenleri cinsinden her sektördeki vektörlerin uygulanma zamanı

Sektör	1	2	3	4	5	6
t1	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
t2	Y	-X	X	Z	-Y	-Z

Hangi vektörün ne kadar süre ile uygulanacağı belirlendikten sonra 3 iletim süresinin belirlenmesi gerekir(Eş. 2.30).

$$t_{aon} = \frac{pwmprd - t_1 - t_2}{2}$$

$$t_{bon} = t_{aon} - t_1 \quad (2.30)$$

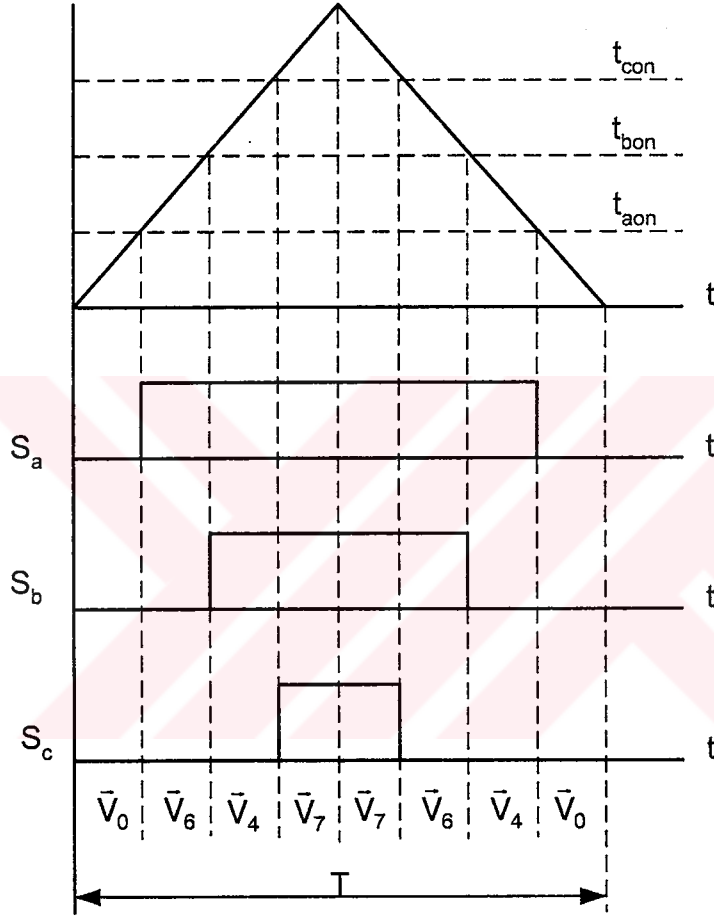
$$t_{con} = t_{bon} + t_2$$

Burada $pwmprd = T/2$ dir.

Çizelge 2.4. Sektörlere göre motor faz iletim durumları

Sektör Faz	1	2	3	4	5	6
a	t_{bon}	t_{aon}	t_{aon}	t_{con}	t_{con}	t_{bon}
b	t_{aon}	t_{con}	t_{bon}	t_{bon}	t_{aon}	t_{con}
c	t_{con}	t_{bon}	t_{con}	t_{aon}	t_{bon}	t_{aon}

Son olarak GKE'deki güç anahtarlarını düzgün sıra ile anahtarlama suretiyle motor fazlarına uygun sıra ile gerilim uygulanması gerekir. Çizelge 2.4'de motor fazlarının anahtarlama sırası, Şekil 2.18'de de 3. sektör için DGM anahtarlama sinyallerinin şekilleri verilmiştir.

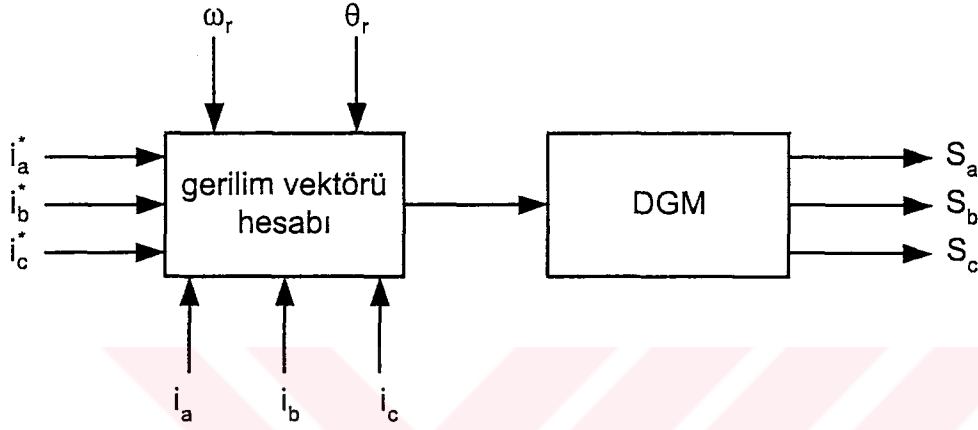


Şekil 2.18. 3. sektör için GKE anahtarlama sinyalleri

- *Tahmini akım denetimi*

Tahmini akım denetim yönteminde[107], gerçek motor akımları örneklenerek uygun akım uzayı vektörü hesaplanır. Motorun modeli kullanılarak motor akımlarının referans akımları izlemesini sağlayacak olan gerilim vektörleri belirlenir ve motora uygulanır. Şekil 2.19'da tahmini akım denetiminin blok diyagramı verilmiştir.

Tahmini akım denetim yönteminde, motorun modelinden hesaplanan gerilim vektörü ile referans ve gerçek motor akımları arasındaki hata, uygun bir integral denetleyiciden geçirilerek elde edilen gerilim vektörü toplanarak toplam gerilim vektörü bulunur. Sonra toplam gerilim vektörünü sağlayacak şekilde evirici elemanları anahtarlanır.



Şekil 2.19. Tahmini akım denetimli DGM

Tahmini akım denetleyicilerinin statik ve dinamik davranışları iyidir ve akım dalgalanmaları düşüktür. Buna karşılık yapıları karmaşık olup yoğun işlem gerektirirler.

3. SMSM KONUM VE HIZ TAHMİNİ İÇİN EXTENDED KALMAN FİLTRE (EKF) MODELİ

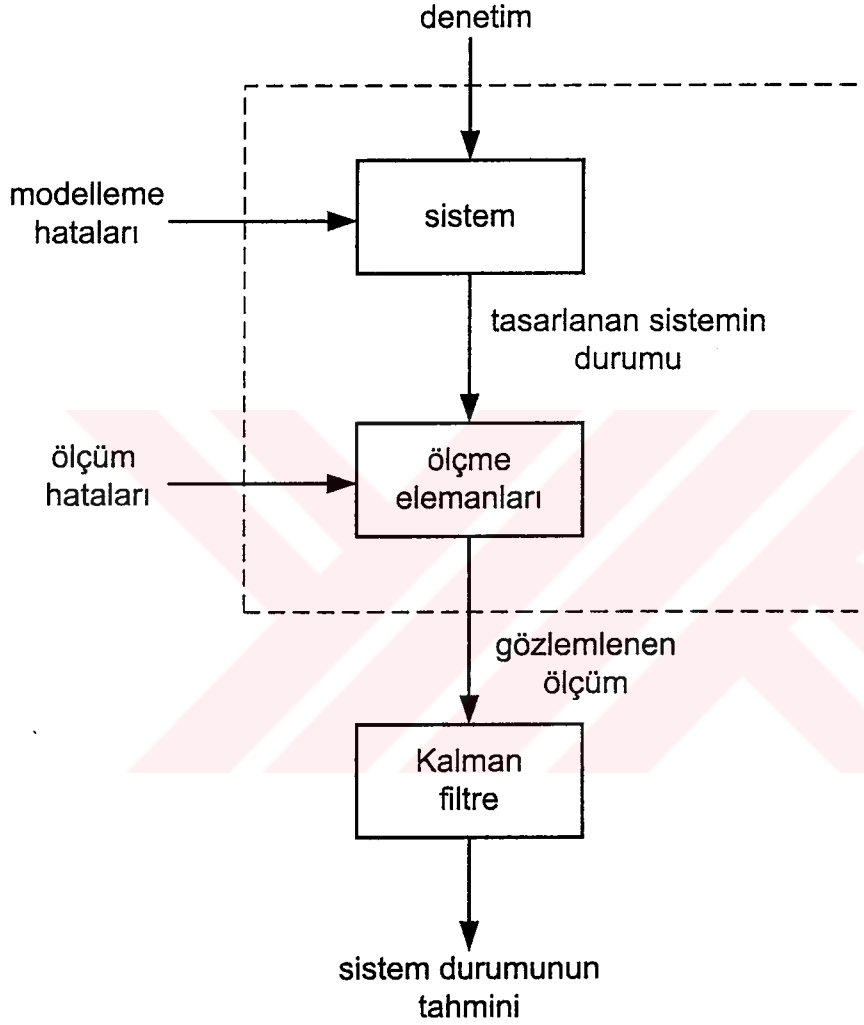
R. E. Kalman, 1960 yılında yayınladığı makalesinde kesikli zamanlı doğrusal filtreleme problemine bir çözüm getirmiştir. Fakat o zamanlarda sayısal çözümleme tam olarak gelişmediğinden Kalman filtre (KF) fazla kullanım alanı bulamamıştır. Günümüzde yüksek hızlı işlemcilerin geliştirilmesi ile birlikte KF geniş kullanım alanları bulmaktadır[108].

KF, farklı zaman aralıklarında sistemin kolay ölçülebilen büyüklüklerinden veri alarak sistemin ölçülemeyen yada ölçülmesi zor olan değişkenlerini tahmin etmektedir. KF sistemin durum değişkenlerinin başlangıç durumlarını, istatistiksel olarak ölçüm hataları ile sistem gürültüsünü ve sistemin matematik eşitliklerini kullanmaktadır. KF, sistemin yapısı tam olarak bilinmese dahi sistemin durumunu tahmin edebilmektedir. KF'nin en önemli özelliklerinden biri olan yinelemeli (recursive) özelliği bir sayısal işlemci ile optimum durum tahmini yapılmasına imkan sağlamaktadır. Yinelemeli özelliğinden dolayı durum tahminin gerçekleştirilmesi için ölçülen verilerin bir yerde depolanmasına ihtiyaç yoktur. Ölçümden alınan veri doğrudan tahmin işleminde kullanılabilir. Şekil 3.1'de bir KF'nin genel uygulama yapısı verilmiştir[109].

KF'nin doğrusal olmayan sistemlerde kullanılması için sistem modelinin doğrusallaştırılmış matematik modeline ihtiyaç vardır. Doğrusal olmayan sistemlerin doğrusallaştırılmış matematik modeli kullanılarak gerçekleştirilen KF modeli extended Kalman Filtre (EKF) olarak adlandırılmaktadır.

SMSM'larda konum ve hız bilgilerini ölçebilmek için konum veya hız algılayıcılarına ihtiyaç vardır. Bu algılayıcılar sistemin maliyetini artırmakta ve sistemin donanımını karmaşık hale getirmektedir. Bu yüzden bu tür

algılayıcıların mümkün olduğu kadar sistemden çıkartılması gerekir. Bunun kolay ölçülebilen büyüklüklerden sistemin durumunu tahmin eden bir tahmin edici geliştirilebilir. SMSM'larda konum ve hız, akım gibi kolaylıkla ölçülebilen büyüklükler kullanılarak tahmin edilebilmektedir.



Şekil 3.1. Genel Kalman filtre uygulaması

Bu bölümde deterministik durum gözlemcileri, kesikli zamanlı KF, EKF modelleri verilmiş, SMSM konum ve hız tahmini için bir kesikli zamanlı EKF modeli geliştirilmiştir.

3.1. Deterministik Durum Gözlemcileri

Eş. 3.1 ve Eş. 3.2 ile tanımlı bir doğrusal sistem olduğu kabul edilsin.

$$x_{k+1} = Ax_k + Bu_k \quad (3.1)$$

$$y_k = Hx_k \quad (3.2)$$

Burada,

x_k : $n \times 1$ boyutunda sistem durum vektörü,

u_k : $r \times 1$ boyutunda denetim giriş vektörü,

y_k : $m \times 1$ boyutunda çıkış vektörü,

A : $n \times n$ boyutunda durum geçiş matrisi,

B : $n \times r$ boyutunda giriş matrisi,

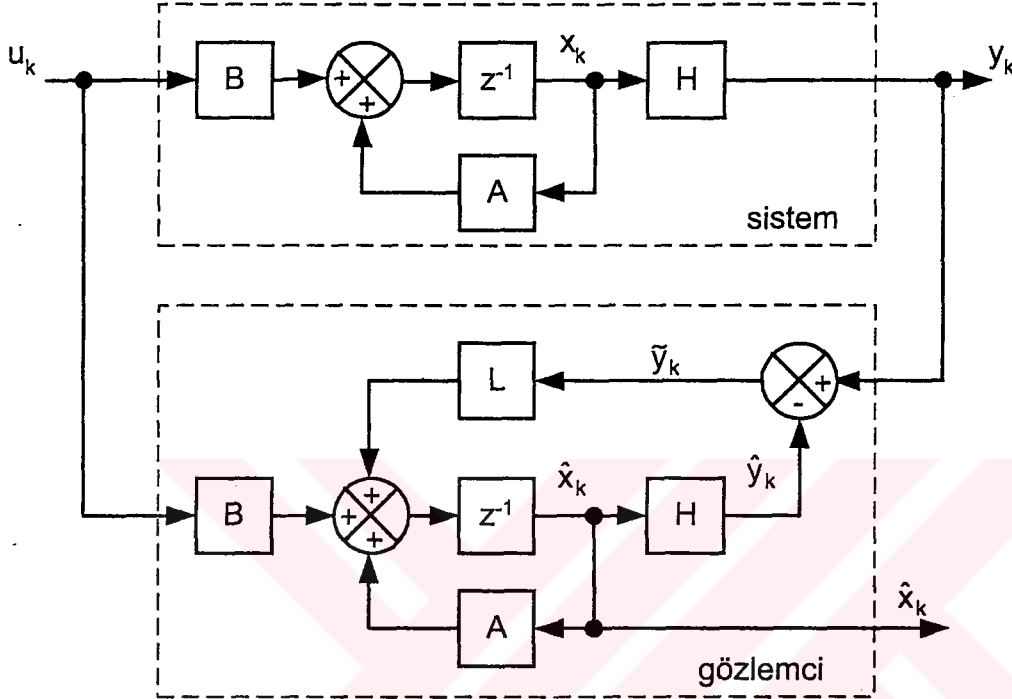
H : $m \times n$ boyutunda ölçüm matrisi.

Bütün değerlerin deterministik olduğu kabul edilirse, durum başlangıç değeri x_0 bilindiğinde, $k \geq 0$ anında Eş. 3.1 ve Eş. 3.2 eşitliklerindeki x_k ve y_k çözülebilir. Ancak u_k ve y_k değerleri bilindiği ve x_0 değerinin bilinmediği kabul edilirse bu durumda x_k durumunu tahmin etmek için bir tahmin edici veya gözlemci tasarımına ihtiyaç vardır. Tasarlanan gözlemcinin çıkışı $\hat{x}_k$, k anında sistemin gerçek durumuna (x_k) yakın olması gerekir. Eş. 3.3 ile ifade edilen bir gözlemci, bu tür problemlerin çözümünde kullanılabilir.

$$\hat{x}_{k+1} = A\hat{x}_k + L(y_k - H\hat{x}_k) + Bu_k \quad (3.3)$$

Şekil 3.2'de sistem ile birlikte deterministik durum gözlemcinin şekli verilmiştir. Burada A , B ve H matris değerleri bilinmektedir. Bu yüzden sadece sabit değerli L gözlemci matrisinin değerlerinin bulunması gerekir. Şekil 3.2'deki gözlemciyi iki şekilde incelemek mümkündür. A , B ve H

değerleri durumu tahmin edilecek sistemin değerleri ile aynıdır. $L(y_k - \hat{y}_k) = L\tilde{y}_k$ ise çıkış düzeltme terimidir. Burada $\hat{y}_k = H\hat{x}_k$ tahmin edilen çıkış ve $\tilde{y}_k = y_k - \hat{y}_k$ gerçek değer ile tahmin edilen değer arasındaki farktır.



Şekil 3.2. Deterministik durum gözlemcisi

Gözlemci tasarımında tahmin edilen durumun ($\hat{x}_k$) bilindiği kabul edilmiştir. Oysa sadece ölçülebilen büyüklükler bilinmektedir.

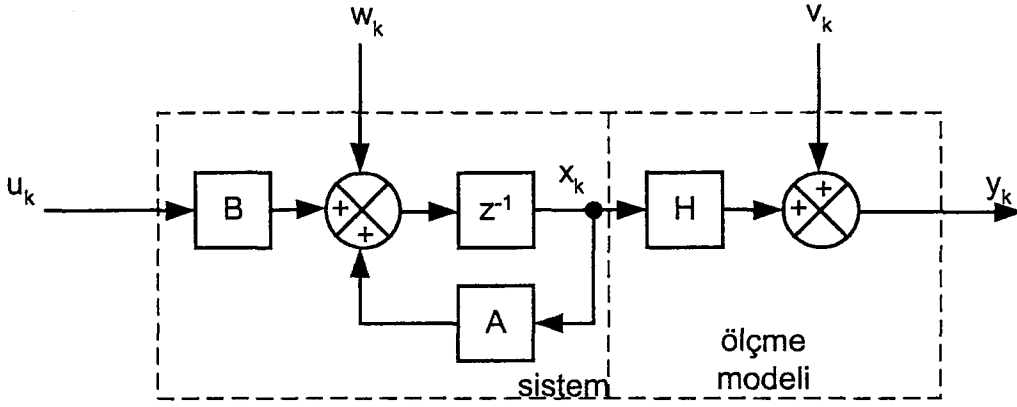
L değeri seçilirken bütün x_0 değerleri için k anında, $\tilde{x}_k = x_k - \hat{x}_k$ tahmin hatasını sıfıra yaklaştıracak şekilde seçilmelidir. Bunun için L değerinin istatistiksel olarak çözümü gerekir.

3.2. Kesikli Zamanlı Kalman Filtre

3.2.1. Doğrusal stokastik sistemler

KF temel yapı olarak deterministik durum gözlemciye benzemektedir. Uygulamada sistemler genellikle tam olarak deterministik değildir. Çünkü sistemde daima bir takım modellenemeyen bozucu etkiler bulunmaktadır.

Sisteme etki eden bozucu unsurların gürültü kaynağı olarak dikkate alınması gerekir. Şekil 3.3'de gürültüler ile birlikte bir doğrusal sistem modeli verilmiştir.



Şekil 3.3. Gürültü kaynakları eklenmiş doğrusal sistem modeli

Eş. 3.1 ve Eş. 3.2'deki doğrusal sistem Gaussian dağılımlı beyaz gürültü vektörleri eklenmek suretiyle stokastik model durumuna getirilebilir(Eş. 3.4, Eş. 3.5).

$$x_{k+1} = A_k x_k + B u_k + w_k \quad (3.4)$$

$$y_k = H_k x_k + v_k \quad (3.5)$$

Burada w_k , v_k sırasıyla işlem ve ölçüm gürültüleri olup birbirinden bağımsız normal olasılık dağılımlı beyaz gürültüler olarak adlandırılmaktadır(Eş. 3.6, Eş. 3.7).

$$p(w) \sim N(0, Q) \quad (3.6)$$

$$p(v) \sim N(0, R) \quad (3.7)$$

KF eşitliğinin elde edilmesinde, k anında y_k ölçüm değerini almadan önce ve aldıktan sonra tahmin hatalarının ve tahmin hata kovaryanslarının bulunması gerekmektedir. k örnekleme anından önceki sistem durumu $\hat{x}_k^-$ ve k örnekleme anından sonraki sistem durumu $\hat{x}_k$ ile gösterilirse, örnekleme anından önceki ve sonraki tahmin hataları ile tahmin hata kovaryansları Eş. 3.8-Eş. 3.11 ile ifade edilir.

$$e_k^- \equiv x_k - \hat{x}_k^- \quad (3.8)$$

$$e_k \equiv x_k - \hat{x}_k \quad (3.9)$$

$$P_k^- = E[e_k^- e_k^{-T}] \quad (3.10)$$

$$P_k = E[e_k e_k^T] \quad (3.11)$$

KF eşitliğini elde etmek için örnekleme anından sonraki tahmin edilen durum, örnekleme anından önceki durumun doğrusal kombinasyonu ile ölçülen gerçek değer ile tahmin edilen değerlerin ağırlık farkları cinsinden yazılabilir(Eş. 3.12).

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K(y_k - H_k \hat{x}_k^-) \quad (3.12)$$

Eş. 3.12'deki $y_k - H_k \hat{x}_k^-$ değeri ölçüm farkı olarak adlandırılmaktadır ve ölçülen gerçek değer ile tahmin edilen değer arasındaki farkı yansıtmaktadır. Bu farkın sıfır olması ölçülen değer ile tahmin edilen değerlerin birbirine eşit olması anlamına gelmektedir. Eş. 3.12'deki K değeri Eş. 3.11'deki hata kovaryansını en aza indirecek şekilde seçilen kazançtır ve Kalman kazancı

olarak adlandırılmaktadır. K değerini belirlemek için kullanılan çeşitli yöntemler vardır. Eş. 3.13'de K kazancını belirlemek için kullanılan yöntemlerden biri verilmiştir.

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1}$$

$$= \frac{P_k^- H_k^T}{H_k P_k^- H_k^T + R_k} \quad (3.13)$$

Eş. 3.13'e göre ölçüm hata kovaryansı R_k azaldığında, K kazancı artmaktadır. Diğer taraftan örnekleme anından önceki tahmin edilen hata kovaryansı P_k^- azaldığında K kazancıda azalmaktadır. Matematiksel olarak bu ifadeler Eş. 3.14 ve Eş. 3.15 ile ifade edilebilir.

$$\lim_{R_k \rightarrow 0} K_k = H_k^{-1} \quad (3.14)$$

$$\lim_{P_k^- \rightarrow 0} K_k = 0 \quad (3.15)$$

3.2.2. Kesikli zamanlı KF algoritması

KF, bir sistemin durumunu tahmin etmek için bir çeşit geri beslemeli denetim yöntemini kullanır. Belirli zaman aralıklarında sistem durumunu tahmin eder, sonra bu değeri bir sonraki adımda kullanır. Bu şekilde yapıya sahip bir KF eşitliği iki grupta incelenebilir. Zaman güncelleme ve ölçüm güncelleme eşitlikleri. Zaman güncelleme eşitlikleri bir sonraki adımdaki sistem durumunu tahmin edebilmek için o anki durum ve tahmin edilen hata kovaryansını ifade etmektedir. Ölçüm güncelleme eşitlikleri ise tahminin doğruluğunu artırmak için geri besleme değerlerini ifade etmektedir. Zaman güncelleme eşitlikleri kestirim ve ölçüm güncelleme eşitlikleride düzeltme olarak adlandırılmaktadır.

Eş. 3.4'deki sisteme ait zaman güncelleme eşitliği Eş. 3.16'da ve tahmin edilen kovaryans değeri ise Eş. 3.17'de verilmiştir.

$$\hat{x}_{k+1}^- = A_k \hat{x}_k + Bu_k \quad (3.16)$$

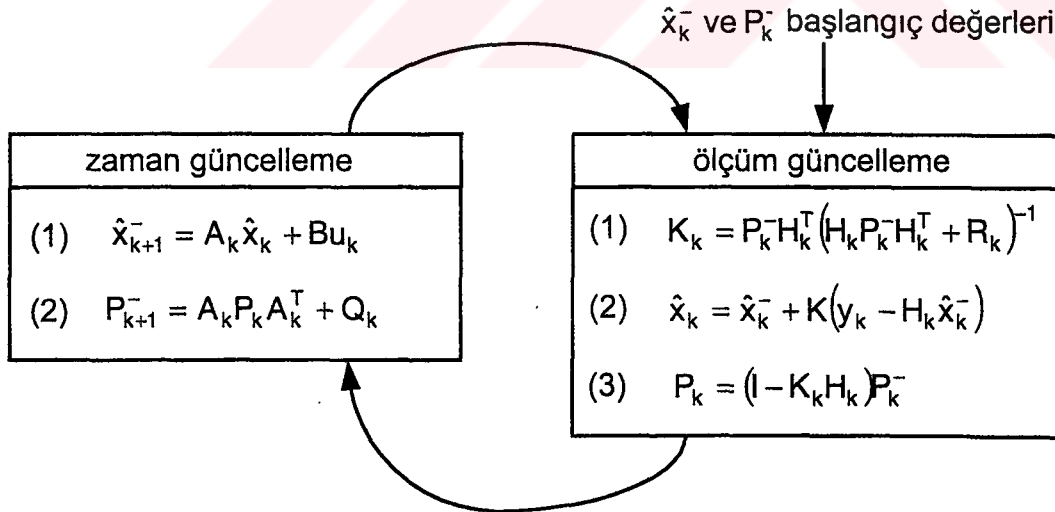
$$P_{k+1}^- = A_k P_k A_k^T + Q_k \quad (3.17)$$

Ölçüm güncelleme eşitlikleri Eş. 3.18- Eş. 3.20 ile verilmiştir.

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \quad (3.18)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K(y_k - H_k \hat{x}_k^-) \quad (3.19)$$

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (3.20)$$



Şekil 3.4. KF çalışma diyagramı

Eş. 3.16 ve Eş. 3.17'deki zaman güncelleme eşitlikleri kullanılarak önce sistem durumu ve kovaryansı tahmin edilmektedir. Sonra Eş. 3.18'de Kalman kazancı hesaplanmakta ve Eş. 3.19'da ölçülen değer y_k kullanılarak Eş. 3.16 düzeltilmektedir. Eş. 3.20'de ise Eş. 3.17 düzenlenmekte ve bu değerler bir sonraki adımda kullanılarak işlem tekrarlanmaktadır. Şekil 3.4'de KF'nin çalışmasını gösteren bir grafik verilmiştir.

3.2.3. Filtre parametreleri ve ayarlanması

KF'nin gerçekleştirilmesinde ölçüm hata kovaryansı R_k ve işlem gürültüsü Q_k değerlerini istatistiki olarak hesaplamak mümkündür. Fakat bu işlemi ve çözüm zamanını artırmaktadır. Onun yerine bu değerleri deneme yanılma yoluyla bulmak suretiyle sabit olarak seçilebilmektedir. R_k ve Q_k değerlerinin sabit olması durumunda tahmin hata kovaryans matrisi P_k ve Kalman kazancı K_k kısa sürede kararlı hale gelecek ve bir süre sonunda sabit olacaktır.

3.3. Extended Kalman Filtre

KF, doğrusal stokastik fark eşitliği ile ifade edilen sistemlerin sayısal denetiminde sistem durumunu tahmin etmek için kullanılmaktadır. Ancak sistem doğrusal olmayan özellik gösterdiğinde KF'nin doğrudan kullanılması mümkün değildir. Doğrusal olmayan sistemlerin durum tahmininde extended Kalman filtre (EKF) kullanılmaktadır.

Doğrusal olmayan bir sisteme ait fark eşitliği Eş. 3.21 ile verilmiştir. Sistemden ölçülen büyüklükler ise Eş. 3.22 ile ifade edilmiştir.

$$x_{k+1} = f(x_k, u_k, w_k) \quad (3.21)$$

$$y_k = h(x_k, v_k) \quad (3.22)$$

Burada w_k ve v_k işlem ve ölçüm gürültüleridir. Fark denklemindeki doğrusal olmayan fonksiyon $f(\bullet)$, k anından $k+1$ anına kadarki sistem durumudur. $f(\bullet)$ fonksiyonu sistemin x durumunu, u_k girişini ve sıfır ortalımalı işlem gürültüsü w_k 'yi içermektedir. Eş. 3.22'deki doğrusal olmayan $h(\bullet)$ fonksiyonu sistemin durumu x_k ile ölçmeden elde edilen y_k arasındaki bağıntıyı sağlamaktadır.

Uygulamada w_k ve v_k durum ve ölçüm gürültü vektörlerinin değerinin bilinmesi mümkün değildir. Ancak gürültü vektörleri olmadan da durum ve ölçüm vektörleri yaklaşık olarak bulunabilir(Eş. 3.23, Eş.3.24).

$$\tilde{x}_{k+1} = f(\hat{x}_k, u_k, 0) \quad (3.23)$$

$$\tilde{y}_k = h(\tilde{x}_k, 0) \quad (3.24)$$

Burada $\hat{x}_k$, k örnekleme anından sonraki durum tahminidir. Doğrusal olmayan bir sistemi doğrusallaştırmak için Eş. 3.25 ve Eş. 3.26 'daki gibi bir eşitlik yazılabilir.

$$x_{k+1} = \tilde{x}_{k+1} + F(x_k - \hat{x}_k) + Ww_k \quad (3.25)$$

$$y_k = \tilde{y}_k + H(x_k - \hat{x}_k) + Vv_k \quad (3.26)$$

Burada,

$$F_{[i,j]} = \frac{\partial f_{[i]}}{\partial x_{[j]}}(\hat{x}_k, u_k, 0) \quad (3.27)$$

$$W_{[i,j]} = \frac{\partial f_{[i]}}{\partial w_{[j]}}(\hat{x}_k, u_k, 0) \quad (3.28)$$

$$H_{[i,j]} = \frac{\partial h_{[i]}}{\partial x_{[j]}}(\tilde{x}_k, 0) \quad (3.29)$$

$$V_{[i,j]} = \frac{\partial h_{[i]}}{\partial v_{[j]}}(\tilde{x}_k, 0) \quad (3.30)$$

Sistemin tahmin hatası ve ölçüm farkı Eş. 3.31, Eş. 3.32 ile bulunabilir.

$$\tilde{e}_{x_k} \equiv x_k - \tilde{x}_k \quad (3.31)$$

$$\tilde{e}_{y_k} \equiv y_k - \tilde{y}_k \quad (3.32)$$

Uygulamada sistemin durumu x_k bilinmemektedir ancak ölçüm vektörü y_k elde edilebilmektedir. Eş. 3.31 ve Eş. 3.32 kullanılarak bir hata eşitliği Eş. 3.33, Eş. 3.34'teki gibi gerçekleştirilebilir.

$$\tilde{e}_{x_{k+1}} \approx F(x_k - \hat{x}_k) + \varepsilon_k \quad (3.33)$$

$$\tilde{e}_{y_k} \approx H\tilde{e}_{x_k} + \eta_k \quad (3.34)$$

Burada ε_k , η_k kovaryans matrisleri WQW^T ve VRV^T olan sıfır ortalamalı bağımsız değişkenleri ifade etmektedir. Tahmin hatası $\hat{e}_k$ ile ifade edilirse Eş. 3.31'den tahmin edilen durum bulunabilir(Eş. 3.35).

$$\hat{x}_k = \tilde{x}_k + \hat{e}_k \quad (3.35)$$

Eş. 3.34, Eş. 3.35'deki değişkenlerin olasılık dağılımları yaklaşık olarak Eş. 3.36'daki gibidir.

$$\begin{aligned}
p(\tilde{\epsilon}_{x_k}) &\sim N(0, E[\tilde{\epsilon}_{x_k} \tilde{\epsilon}_{x_k}^T]) \\
p(\epsilon_k) &\sim N(0, W Q_k W^T) \\
p(\eta_k) &\sim N(0, V R_k V^T)
\end{aligned} \tag{3.36}$$

$\hat{\epsilon}_k$ 'nin önceden tahmin edilen değerinin sıfır olduğu kabul edilirse, $\hat{\epsilon}_k$ 'yi tahmin etmek için gerekli KF eşitliği Eş. 3.37'deki gibi yazılabilir.

$$\hat{\epsilon}_k = K_k \tilde{\epsilon}_{y_k} \tag{3.37}$$

Eş. 3.37'yi Eş. 3.35'de yerine koymak suretiyle sistemin durumu tahmin edilebilir(Eş. 3.38).

$$\begin{aligned}
\hat{x}_k &= \tilde{x}_k + K_k \tilde{\epsilon}_{y_k} \\
&= \tilde{x}_k + K_k (y_k - \tilde{y}_k)
\end{aligned} \tag{3.38}$$

Kovaryans matrisleri ile birlikte EKF eşitlikleri Eş.3.39-Eş. 3.43'te verilmiştir. Burada $\hat{x}_{k+1}^- = \tilde{x}_{k+1}$ ile ifade edilmiştir ve EKF eşitliği iki bölümde incelenebilmektedir. Zaman güncelleme eşitlikleri(Eş. 3.39,Eş. 3.40) ve ölçüm güncelleme eşitliği(Eş. 3.41-Eş. 3.43).

$$\hat{x}_{k+1}^- = f(\hat{x}_k, u_k, 0) \tag{3.39}$$

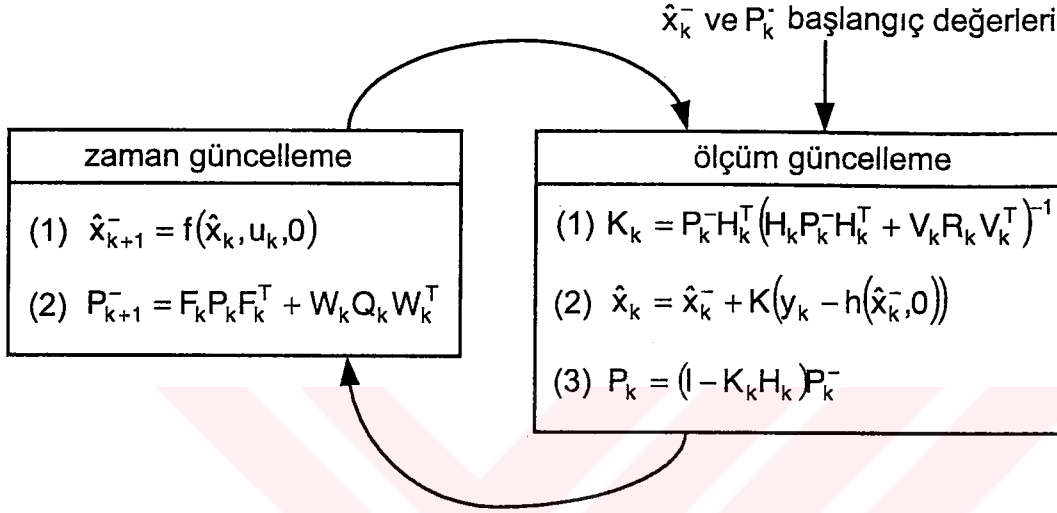
$$P_{k+1}^- = F_k P_k F_k^T + W_k Q_k W_k^T \tag{3.40}$$

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + V_k R_k V_k^T)^{-1} \tag{3.41}$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K(y_k - h(\hat{x}_k^-, 0)) \tag{3.42}$$

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (3.43)$$

EKF'nin çözüm algoritması kesikli zamanlı KF'ye benzemektedir. Şekil 3.5'te EKF'nin çözüm sırasını gösteren diyagram verilmiştir.



Şekil 3.5. EKF çalışma diyagramı

3.4. SMSM'un Konum ve Hızının EKF ile Tahmini

SMSM'ların moment denetimi için rotor konum bilgisine ihtiyaç vardır. Ayrıca hız denetimi gerektiren uygulamalarda hız geri beslemesi gereklidir. Bu nedenle SMSM'lar genellikle rotor miline yerleştirilen bir konum algılayıcı ile birlikte üretilmektedirler. Rotor miline yerleştirilen konum algılayıcıları sistemin mekanik güvenilirliğini azaltmakta ve SMSM'ların kullanım alanlarını sınırlamaktadır. Bu nedenle SMSM denetiminde, konum ve hız algılayıcıları yerine akım ve gerilim gibi kolay ölçülebilen büyüklüklerden faydalanarak, konum ve hızın elde edilmesi yönünde çalışmalar yapılmaktadır.

Gözlemciler, sistem parametrelerine fazla bağımlı olmadıklarından ve değişik sistem durumları için tasarlanabildiklerinden, elektrik makinalarının parametre tahmininde yoğun olarak kullanılmaktadır. SMSM'ların konum ve hızını

tahmin etmek için bir çeşit gözlemci olan EKF kullanılabilir. EKF, akım ve gerilim gibi kolay ölçülebilen büyüklükleri kullanarak on-line olarak konum ve hızı tahmin edebilmektedir. Motor modeline bağlı olarak EKF değişik şekilde tasarlanabilmektedir. EKF'nin gerçekleştirilmesinde SMSM'un rotor referans düzlemindeki modeli ile iki faz sabit düzlemdeki modeli kullanılmaktadır.

3.4.1. SMSM rotor referans düzlem modelini kullanarak EKF tasarımı

Rotor referans düzlemini kullanarak SMSM'un konum ve hızını EKF ile tahmin etmek için motorun zaman domeninde modeline ihtiyaç vardır. SMSM'un rotor referans düzlemindeki modeli Bölüm 2'de verilmiştir. Rotor referans düzlemindeki model Eş. 3.44 ile çıkış vektörü de Eş. 3.45 ile ifade edilebilir.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3.44)$$

$$y = Cx \quad (3.45)$$

Burada durum vektörü $x = [i_d \ i_q \ \omega_r \ \theta_r]^T$, çıkış vektörü $y = [i_d \ i_q]$, giriş vektörü $u = [u_d \ u_q \ M_y]$. Ayrıca A durum matrisi, B giriş matrisi ve C matrisleri ise sırasıyla Eş. 3.46-Eş. 3.48'de verilmiştir.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} & \omega_r & 0 & 0 \\ -\omega_r & -\frac{R}{L_s} & -\frac{\psi_m}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{3P^2}{8j} \psi_m & -\frac{B}{j} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{P}{2j} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

SMSM'un zaman domenindeki modeli seçildikten sonra EKF'nin uygulanabilmesi için modelin kesikli zaman ile ifade edilmesi gerekmektedir. Eş. 3.44 ve Eş. 3.45 ile verilen zaman domenindeki denklem kesikli zamana Eş. 3.49 ve Eş. 3.50'deki gibi dönüştürülür.

$$x_{k+1} = A_d x_k + B_d u_k \quad (3.49)$$

$$y_k = C_d x_k \quad (3.50)$$

Burada A_d ve B_d kesikli zaman durumuna getirilmiş sistem ve giriş matrisleridir. Örnekleme zamanı t_s ($t_s = t_{k+1} - t_k$) ile ifade edilirse A_d ve B_d matrisleri Eş. 3.51 ve Eş. 3.52 şeklinde yazılabilir.

$$A_d = e^{A_k t_s} \approx I + A_k t_s \quad (3.51)$$

$$B_d = B_k t_s \quad (3.52)$$

Burada I birim matristir. Kesikli zamandaki çıkış matrisi Eş. 3.53 kullanılarak bulunabilir.

$$C_d = C_k \quad (3.53)$$

Eş. 3.51 ve Eş. 3.52 kullanıldığında doğru ve kararlı bir kesikli zaman modeli elde etmek için örnekleme zamanının küçük tutulması gerekmektedir. Bunun yerine ikinci mertebeden seriye açılım kullanılarak daha iyi bir sonuç elde edilebilir (Eş. 3.54, Eş. 3.55). Ancak bu yöntemin kullanılması çözümleme zamanını artıracaktır.

$$A_d = e^{A_k} \approx I + A_k t_s + [A_k t_s]^2 \quad (3.54)$$

$$B_d \approx B_k t_s + A_k B_k \frac{t_s^2}{2} \quad (3.55)$$

Genelde yeterli doğruluk elde etmek için örnekleme zamanı motor zaman sabitinden (L/R) daha düşük bir değer seçilir. Örnekleme zamanının seçiminde EKF algoritmasının gerçekleştirilme süresi, doğruluk ve kararlılığı dikkate alınmalıdır.

Eş. 3.49 ve Eş. 3.50 ile verilen kesikli zamanlı durum uzay modeli doğrusal değildir ve değeri zamanla değişmektedir. Stator akım ve gerilimleri ölçülüp, örneklenmek suretiyle EKF algoritmasının gerçekleştirilmesi mümkündür.

Kesikli zamanlı EKF, SMSM'un Eş. 3.49 ve Eş. 3.50 ile verilen kesikli zamanlı durum-uzay denklemlerini kullanmaktadır. Fakat durum vektörü, sistem gürültü vektörü olarak bilinen bir gürültüyü içermektedir. Bu gürültü modelleme hatalarından kaynaklanmaktadır. Diğer taraftan çıkış vektörü ölçüm gürültüsü olarak bilinen ölçümden kaynaklanan hataları içermektedir. Modellemede iki gürültü kaynağının da dikkate alınması gerekir. Gürültüleri de dikkate alan kesikli zamanlı SMSM durum-uzay modeli Eş. 3.56 ve Eş. 3.57 ile ifade edilebilir.

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_k + \mathbf{w}_k \quad (3.56)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{C}_d \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \quad (3.57)$$

Sistem gürültü vektörü ($\mathbf{w}$) ile ölçüm gürültü vektörü ($\mathbf{v}$) sıfır ortalamalıdır ve durum vektörünün başlangıç değerinden bağımsızdır. Sistem gürültü vektörünün kovaryans matrisi $\mathbf{Q}$ ile ölçüm gürültü vektörünün kovaryans matrisi ise $\mathbf{R}$ ile gösterilmektedir.

EKF'nin gerçekleştirilmesinde gürültü vektörlerinin kovaryans matrisleri $\mathbf{Q}$, $\mathbf{R}$ ve sistem durumunun kovaryans matrisi $\mathbf{P}$ 'nin başlangıç değerlerinin uygun seçilmesi gerekir. Başlangıç değerlerinin seçimi filtrenin kararlılığı ve yakınsama zamanı üzerinde çok önemli bir etkiye sahiptir. Sistem gürültü kovaryans matrisi $\mathbf{Q}$, modelleme hataları, sistemdeki bozucu etkiler ve gerilim ölçümünden kaynaklanan algılayıcı gürültüsü ve A/D dönüştürücünün hatalarını dikkate almaktadır. Ölçüm kovaryans matrisi $\mathbf{R}$ ise akım algılayıcıları ve A/D dönüştürücüden kaynaklanan hataları dikkate almaktadır.

Gürültü kovaryans matrisleri $\mathbf{Q}$ ve $\mathbf{R}$, ilgili gürültü kaynağının stokastik özelliği düşünülerek elde edilebilir. Uygulamada bu değerler tam olarak bilinmemektedir. Ancak bu değerlerin hesaplanması için bir takım kurallar geliştirilebilmektedir. Kovaryans matrislerin başlangıç değerlerinin belirlenmesinde kullanılan yöntemlerden biri deneme yanılma yöntemidir. Matris elemanları fazla olduğunda deneme yanılma yönteminin kullanılması zordur. Kovaryans matrisleri, köşegen matrisler olup köşegen elemanları dışındaki elemanlar hakkında istatistiki bilgi bulunmadığından bu elemanlar sıfır alınmaktadır. Kovaryans matrisleri bazen birim matris veya bir sabitle çarpılmış birim matrisler olabilmektedir.

SMSM'un kesikli zaman modeli ile gürültü ve durum matrisleri belirlendikten sonra kesikli zamanlı EKF algoritmasını gerçekleştirmek mümkündür. EKF algoritması 2 adımda gerçekleştirilmektedir: Kestirim (prediction) adımı ve düzeltme (filtering) adımı. Kestirim adımında sistemden örnekleme alındıktan sonra bir sonraki örneklemeye kadar sistemin durumu $\hat{x}_{k+1}^-$ ve kovaryans matrisi P_{k+1}^- tahmin edilmektedir. Tahmin işleminde motorun durum eşitlikleri ve sistem kovaryans matrisi Q kullanılmaktadır. Düzeltme adımında ise kestirim aşamasında tahmin edilen değerler sistemden ölçülen bilgiler kullanılarak düzeltilir. EKF algoritması aşağıdaki adımlar izlenerek gerçekleştirilir.

1. Adım : Durum vektörünün ve kovaryans matrislerinin başlangıç değerinin belirlenmesi

Başlangıçta durum vektörünün, gürültü ve sistem kovaryans matrislerinin başlangıç değerinin belirlenmesi gerekir

2. Adım : Durum vektörünün kestirimi

Giriş vektörü u_k ve bir önceki örnekleme zamanındaki durum vektörü x_k 'yi kullanmak suretiyle $k+1$ anındaki sistemin durumu tahmin edilebilir. Bunun için Eş. 3.58 kullanılır.

$$\hat{x}_{k+1}^- = A_d \hat{x}_k + B_d u_k \quad (3.58)$$

3. Adım : Kestirim aşamasında sistem kovaryans matrisinin tahmini

Kestirim aşamasında sistem kovaryans matrisi Eş. 3.59 kullanılarak bulunur.

$$P_{k+1}^- = F_k P_k F_k^T + Q \quad (3.59)$$

Burada F matrisi Eş. 3.60 kullanılarak bulunabilir.

$$F_k = \left. \frac{\partial [A_d x + B_d u_k]}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}_k} \quad (3.60)$$

4. Adım : Kalman kazancının hesaplanması

Kalman kazancı Eş. 3.61 kullanılarak hesaplanabilir.

$$K_k = P_k^- H_k^T [H_k P_k^- H_k^T + R]^{-1} \quad (3.61)$$

Burada H matrisi Eş. 3.62'den elde edilir.

$$H_k = \left. \frac{\partial [C_d x]}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}_k} \quad (3.62)$$

5. Adım : Durum vektörünün tahmini

Bu adımda Eş. 3.58 kullanılarak elde edilen durum vektörü bir düzeltme terimi kullanılarak düzeltilmektedir(Eş. 3.63).

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k [y_k - \hat{y}_k] \quad (3.63)$$

Burada tahmin edilen çıkış vektörünü bulmak için Eş. 3.64 kullanılır.

$$\hat{y}_k = C_d \hat{x}_k^- \quad (3.64)$$

6. Adım : Tahmin hatasının kovaryans matrisi

Hata kovaryans matrisi Eş. 3.65 kullanılarak hesaplanır.

$$P_k = P_k^- - K_k H_k P_k^- \quad (3.65)$$

7. Adım : $k=k+1$, $\hat{x}_k = \hat{x}_{k-1}$, $P_k = P_{k-1}$ yapılarak 1. adıma gidilir.

3.4.2. 2-faz sabit referans düzlem modelini kullanarak EKF tasarımı

EKF'nin gerçekleştirilmesinde SMSM'un rotor referans düzlem modelinin seçilmesi, matematik işlemi artıracak ve çözüm zamanı uzayacaktır. Bunun yerine Bölüm 2'de verilen iki faz sabit referans düzlem modeli kullanılmak suretiyle işlem süresi azaltılabilir. Sabit referans düzlem modelinde durum değişkenleri olarak, stator akımları (i_α, i_β), rotor elektriksel hızı (ω_r) ve rotor konumu (θ_r) seçildiğinde durum vektörü $x = [i_\alpha \ i_\beta \ \omega_r \ \theta_r]^T$ olur. Sistem giriş vektörü $u = [u_\alpha \ u_\beta]^T$ ve çıkış vektörü $y = [i_\alpha \ i_\beta]^T$ şeklinde tanımlanırsa sabit düzlemdeki SMSM modeli Eş. 3.66 şekline gelir.

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + Bu \quad (3.66)$$

Sistemin çıkış vektörü Eş. 3.67 ile bulunur.

$$y=Cx \quad (3.67)$$

Eş. 3.66'daki $f(x)$ değeri Eş. 3.68 ile verilmiştir.

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} i_\alpha + \frac{\psi_m}{L_s} \omega_r \sin(\theta_r) \\ -\frac{R}{L_s} i_\beta - \frac{\psi_m}{L_s} \omega_r \cos(\theta_r) \\ \frac{3P^2}{8j} \psi_m (i_\beta \cos(\theta_r) - i_\alpha \sin(\theta_r)) - \frac{B}{j} \omega_r - \frac{P}{2j} M_y \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

Sistem giriş matrisi B ise Eş. 3.69'daki gibidir.

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

C çıkış matrisi Eş. 3.70 ile verilmiştir.

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

Eş. 3.66 ile ifade edilen SMSM'un sabit düzlem modeli, doğrusal olmayan bir modeldir. Bu yüzden bu modele kesikli zamanlı KF'nin uygulanması mümkün değildir. Bu sistemde kesikli zamanlı EKF kullanılması gerekir. Sabit düzlem modeli motorun analizinde kullanılmamaktadır, fakat stator akım ve gerilim bilgilerini kullanarak EKF ile durum tahmininde kullanılmaktadır. Bunun için SMSM eşitlikleri öncelikle kesikli zaman modeline dönüştürülür, sonra kesikli zamanlı EKF uygulanır. Gürültüleri de içine alan kesikli zamanlı SMSM modeli Eş. 3.71 ve Eş. 3.72 ile ifade edilebilir.

$$x_k = f(x_k) + B_k u_k + w_k \quad (3.71)$$

$$y_k = C_k x_k + v_k \quad (3.72)$$

SMSM'un kesikli zaman modeli oluşturulduktan sonra, aşağıdaki adımlar izlenmek suretiyle kesikli zamanlı EKF algoritması gerçekleştirilebilir.

1. Adım : Durum vektörü ve kovaryans matrislerinin başlangıç değerlerinin belirlenmesi

EKF'nin yaklaştırma süresini kısaltmak ve kararlı çalışmasını sağlamak için, uygun başlangıç değerlerinin seçilmesi gerekir. Motor genellikle başlangıçta hareketsiz olduğundan akım ve hız başlangıç değerleri sıfır alınabilir. Ayrıca kolaylık olması bakımından konum da sıfır yapılabilir. Kovaryans matrisleri Q, R ve P için başlangıç değeri seçilirken deneme yanılma yöntemi kullanılmaktadır.

2. Adım : Durum vektörünün kestirimi

Bu adımda giriş vektörü u_k , bir önceki örnekleme zamanındaki durum vektörü $\hat{x}_k$, f ve B matrisleri kullanılarak k+1 anındaki durum vektörü tahmin edilmektedir(Eş. 3.73).

$$\hat{x}_{k+1}^- = \hat{x}_k + t_s f[\hat{x}_k + B u_k] \quad (3.73)$$

Burada k+1 anındaki sistemin durumu, k anındaki sistemin durumunun integrali alınmak suretiyle bulunmaktadır. Burada yapısının basit olmasından dolayı 1. mertebeden Euler integral alma yöntemi kullanılmıştır.

3. Adım : Kestirim aşamasında sistem kovaryans matrisinin tahmini

Kestirim aşamasında kovaryans matrisi Eş. 3.74 kullanılarak bulunur.

$$P_{k+1}^- = P_k + t_s [F_k P_k + P_k F_k^T] + Q \quad (3.74)$$

Burada F matrisi Eş. 3.75'den elde edilir.

$$F_k = \left. \frac{\partial f(x)}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}_k} \quad (3.75)$$

4. Adım : Kalman filtre kazancının hesaplanması

Kalman filtre kazancının hesaplanmasında Eş. 3.76 kullanılmaktadır.

$$K_k = P_k^- H_k^T [H_k P_k^- H_k^T + R]^{-1} \quad (3.76)$$

Burada H matrisi Eş. 3.77'den elde edilir.

$$H_k = \left. \frac{\partial [Cx]}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}_k} \quad (3.77)$$

5. Adım : Durum vektörünün tahmini

Bu adımda Eş. 3.71 kullanılarak elde edilen durum vektörü bir düzeltme terimi kullanılarak düzeltilmektedir(Eş. 3.78).

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k [y_k - \hat{y}_k] \quad (3.78)$$

Burada tahmin edilen çıkış vektörünü bulmak için Eş. 3.79 kullanılır.

$$\hat{y}_k = C \hat{x}_k^- \quad (3.79)$$

6. Adım : Tahmin hatasının kovaryans matrisi

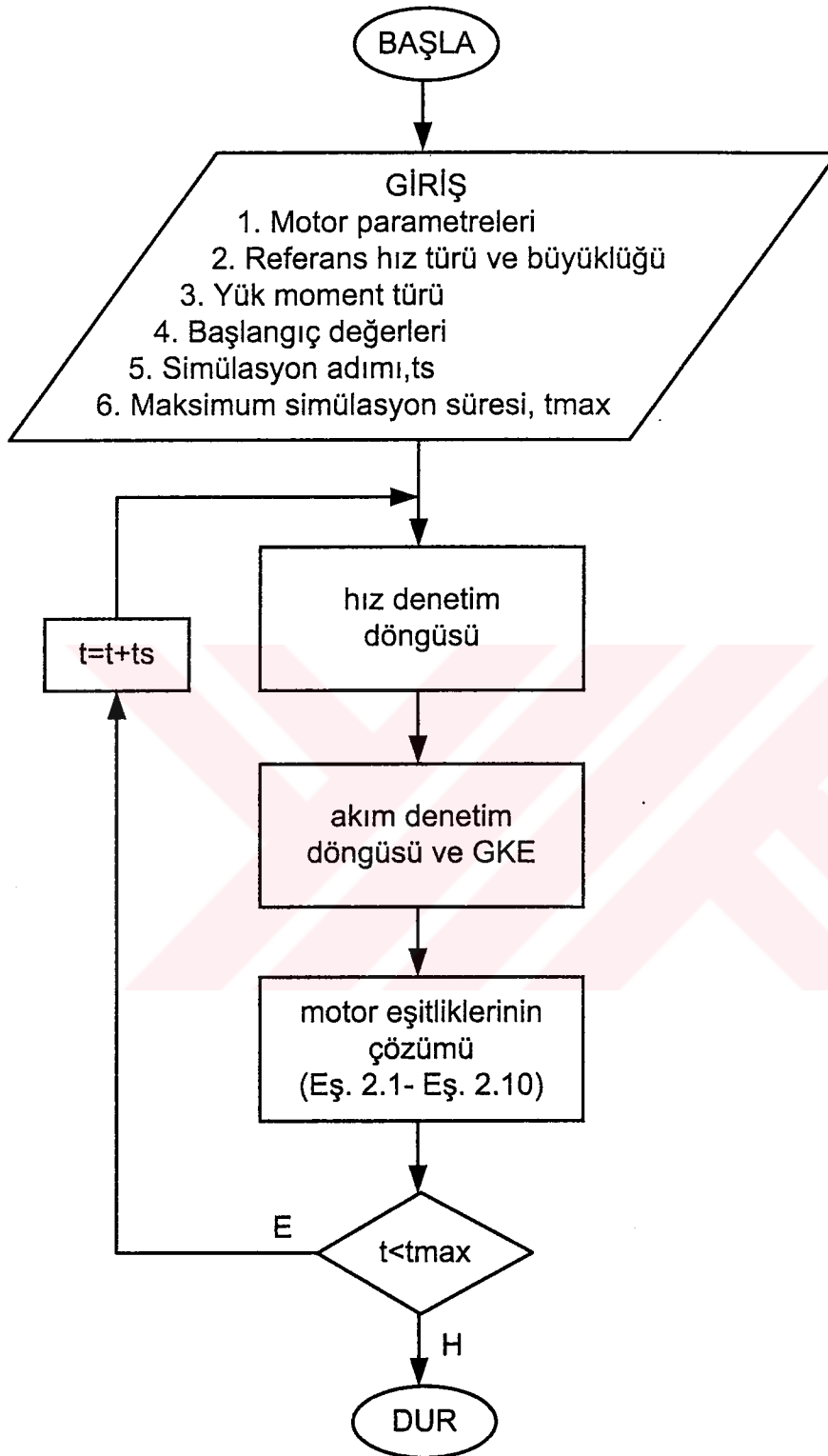
Hata kovaryans matrisi Eş. 3.80 kullanılarak hesaplanır.

$$P_k = P_k^- - K_k H_k P_k^- \quad (3.80)$$

7. Adım : $k=k+1$, $\hat{x}_k = \hat{x}_{k-1}$, $P_k = P_{k-1}$ yapılarak 1. adıma gidilir.

Bu algoritmalar kullanılarak kesikli zamanlı EKF ile SMSM'un konum ve hız tahmini gerçekleştirilebilir.





Şekil 4.2. SMSM hız denetiminin akış diyagramı

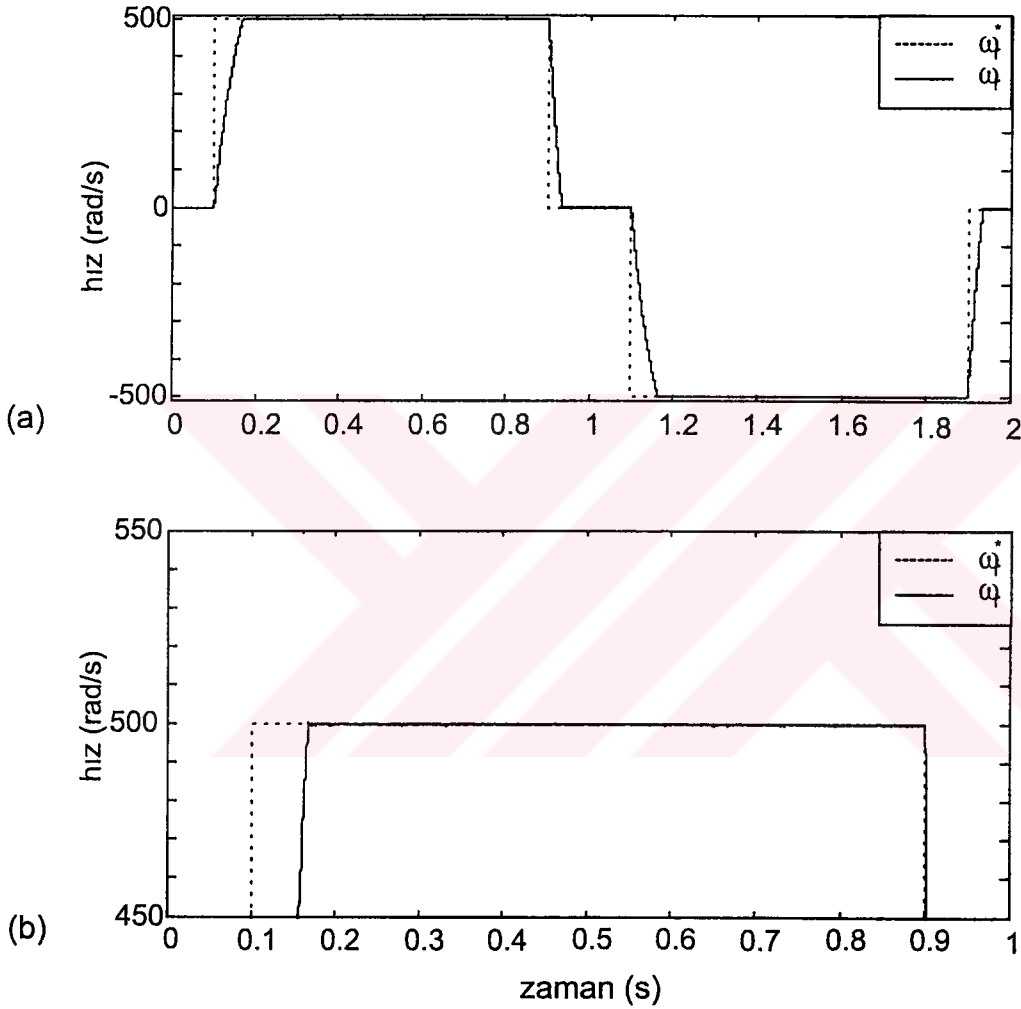
dq eksenli referans gerilimleri, referans dq eksenli akımları ile motor eşitliklerinin çözümünden elde edilen dq eksenli akımlarının karşılaştırılması sonucunda üretilen hata sinyalinin PI denetleyiciden geçirilmesi sonucunda bulunmaktadır. PI denetleyicilerin parametreleri deneme-yanılma yoluyla i_q akımı için $K_p=8$, $K_i=1,5$ ve i_d akımı için de $K_p=10$, $K_i=1,5$ olarak bulunmuştur. SMSM'larda mıknatıslama akımı, sürekli mıknatıslar tarafından karşılandığından akımın mıknatıslama bileşeni çok düşüktür. Bu nedenle i_d akımının referans değeri $i_d^*=0$ seçilmek suretiyle sıfıra yakın tutulmaktadır. Moment bileşenini temsil eden referans akım i_q^* ise hız hatasının PI denetleyiciden geçirilmesi sonucunda elde edilmektedir. Hız için kullanılan PI denetleyicinin parametreleri $K_p=25$ ve $K_i=0,005$ dir. Hız hatası, referans hız ile motor milinden ölçülen veya tahmin edilen hızın karşılaştırılması sonucunda elde edilmektedir.

Simülasyon değişik hız referansları ve değişik yük durumları dikkate alınarak gerçekleştirilmiştir. Ayrıca konum ve hız algılayıcı kullanmadan gerçekleştirilen hız denetimi ile karşılaştırma yapabilmek için öncelikle motor eşitliklerinden hesaplanan konum ve hız bilgisi kullanılarak SMSM hız denetiminin simülasyonu yapılmıştır.

4.1. Motor Modelinden Elde Edilen Konum ve Hız Bilgisi Kullanılarak SMSM Hız Denetimi

SMSM'un değişik hız referanslarında ve yüklerde performansını test etmek için motor modelinden elde edilen hız ve konum geri beslemesi kullanarak SMSM hız denetiminin simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Ayrıca buradan elde edilen sonuçlar tahmin edilen hız ve konum geri beslemesi kullanılarak gerçekleştirilen SMSM hız denetimi ile karşılaştırma yapılmasına imkan sağlayacaktır.

SMSM'un yüksek hızlardaki tepkisini görmek için 500 rad/s adım hız referansı kullanılmıştır. Başlangıçta motora herhangi bir ilave yük uygulanmamıştır. Motora sadece sürtünmeden kaynaklanan 0,05 Nm'lik bir yük eklenmiştir.



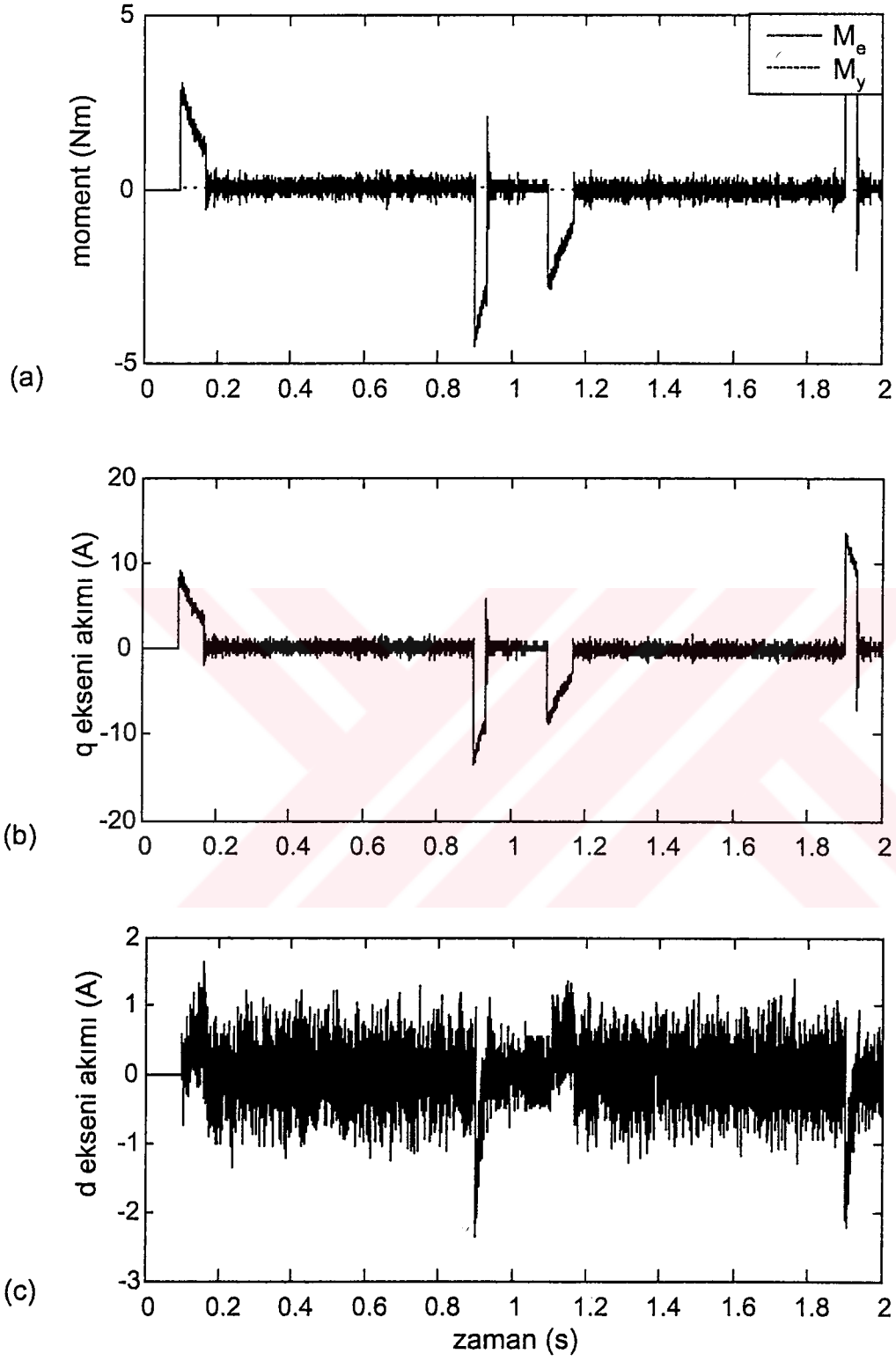
Şekil 4.3. 500 rad/s adım hız referansında yüksüz durumdaki hız tepkisi

Şekil 4.3'de 500 rad/s adım hız referansında, yüksüz motorun hız grafiği verilmiştir. Şekil 4.3.a'da motor durağan halde iken 0,1 s'de referans hız 500 rad/s'ye çıkartılmıştır. Referans hıza bağlı olarak motor hızı da ani olarak yükselmektedir. 60 ms gecikme ile motor hızının referans hızı yakaladığı görülmektedir. 0,1 s ile 0,9 s arasında referans hız sabit tutulmuştur. Şekil 4.3.b'deki hızın büyütülmüş şeklinden görüleceği gibi bu süre boyunca motor

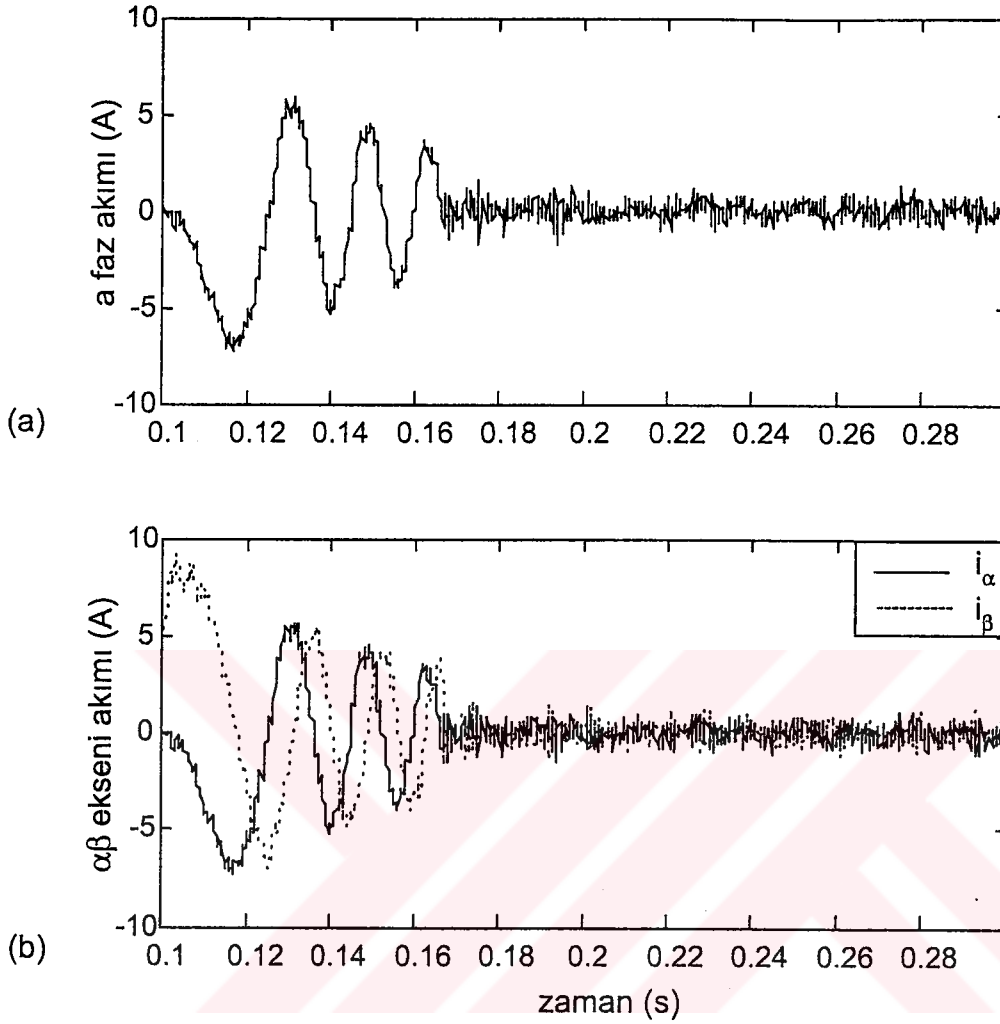
hızı referans hızı düzgün olarak izlemektedir. 0,9 s'de referans hız sıfır yapılmış ve 1,1 s'ye kadar sıfırda tutulmuştur. Motor değişime ani tepki vermiş ve 30 ms gibi bir gecikme ile motor hızıda sıfır olmuştur. 1,1 s'de referans hız ters yönde 500 rad/s'ye çıkartılmış ve 1,9 s'de tekrar sıfır yapılmıştır. Motor ters yönde de ileri yöndekine benzer davranış göstermektedir.

Şekil 4.4'de motor momenti ile akım vektörünün moment ve mıknatıslama bileşenleri verilmiştir. Şekil 4.4.a'da motor 0,1 s'de yol almaya başladığından 0,1 s ile 0,16 s arasında yüksek moment üretmektedir. Şekil 4.4.b'den kalkınma momentini karşılayabilmek için akım vektörünün moment bileşeninde de yüksek olduğu görülmektedir. Motor kalkındıktan sonra moment düşmekte ve buna bağlı olarak motorun çektiği akım da azalmaktadır. 0,9 s'de referans hız sıfır yapıldığından durdurma momentini karşılamak için motor negatif moment üretmektedir. Momente paralel olarak akım vektörünün moment bileşeni de negatif olmaktadır. 1,1 s ile 1,9 s arasında motor geri yönde hareket ettiğinden ileri yöne göre moment ve akımın moment bileşenleri ters yöndedir. Şekil 4.4.c'de akımın mıknatıslama bileşeninin hızdaki değişimlerden fazla etkilenmediği ve sıfıra yakın değerinde olduğu görülmektedir.

Motor a-faz akımı ve $\alpha\beta$ eksenli akımları 0,1 s ile 0,3 s arasında büyütülerek Şekil 4.5'de verilmiştir. Şekil 4.5.a'da motorun çektiği a-faz akımı görülmektedir. Motor 0,1 s ile 0,16 s arasında kalkındığından çekilen akımda yüksek olmaktadır. Ancak kalkındıktan sonra çekilen akım düşmekte ve sıfıra yakın olmaktadır. Şekil 4.5.b'de akım vektörünün α eksenli bileşeni, a-faz akımı ile aynı fazda ve aynı değerdedir. Buna karşılık β faz akımı ile aralarında 90° faz farkı bulunmaktadır.

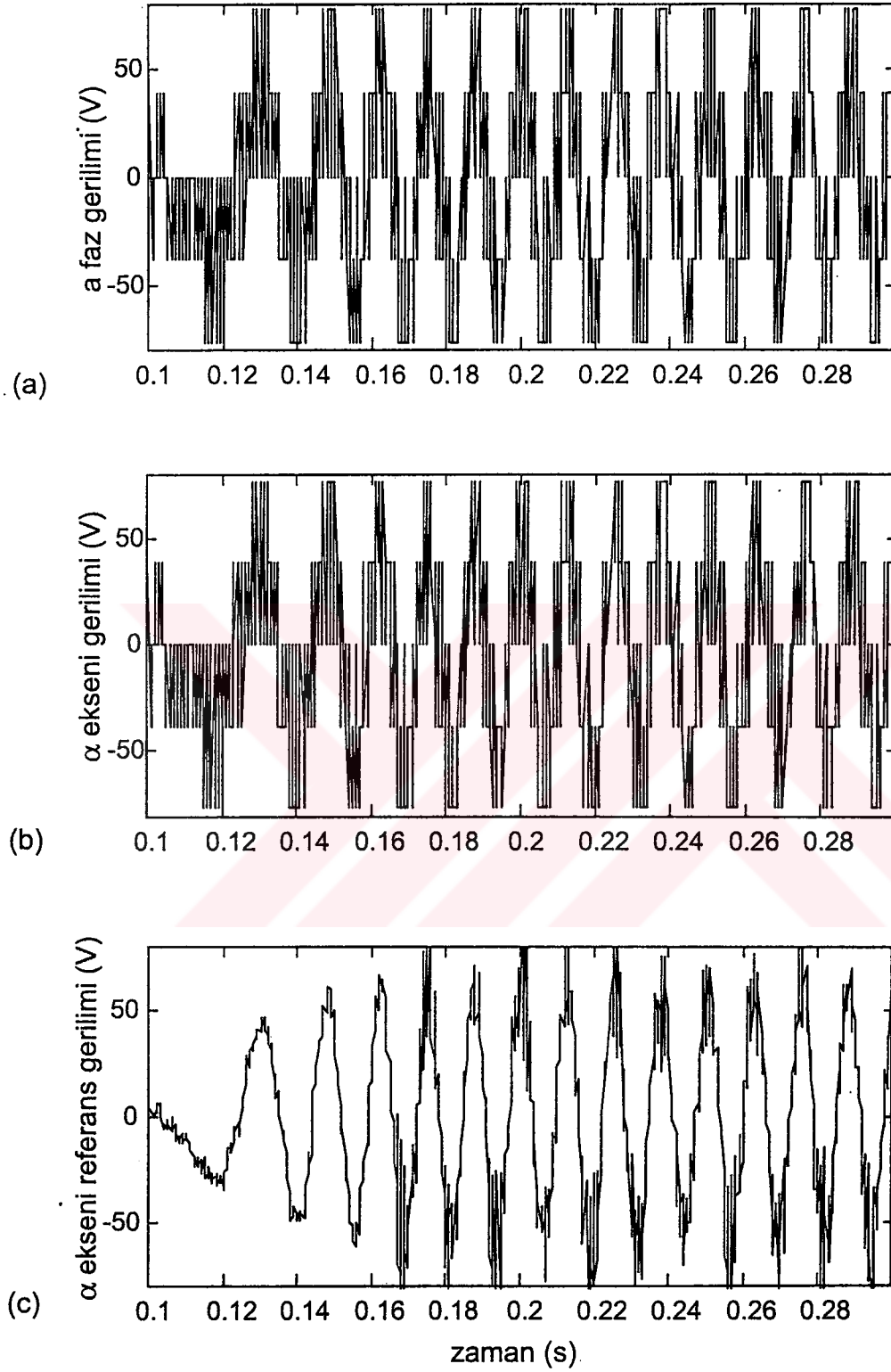


Şekil 4.4. 500 rad/s adım referans hızda yüksüz durumda moment ve dq eksenı akımları



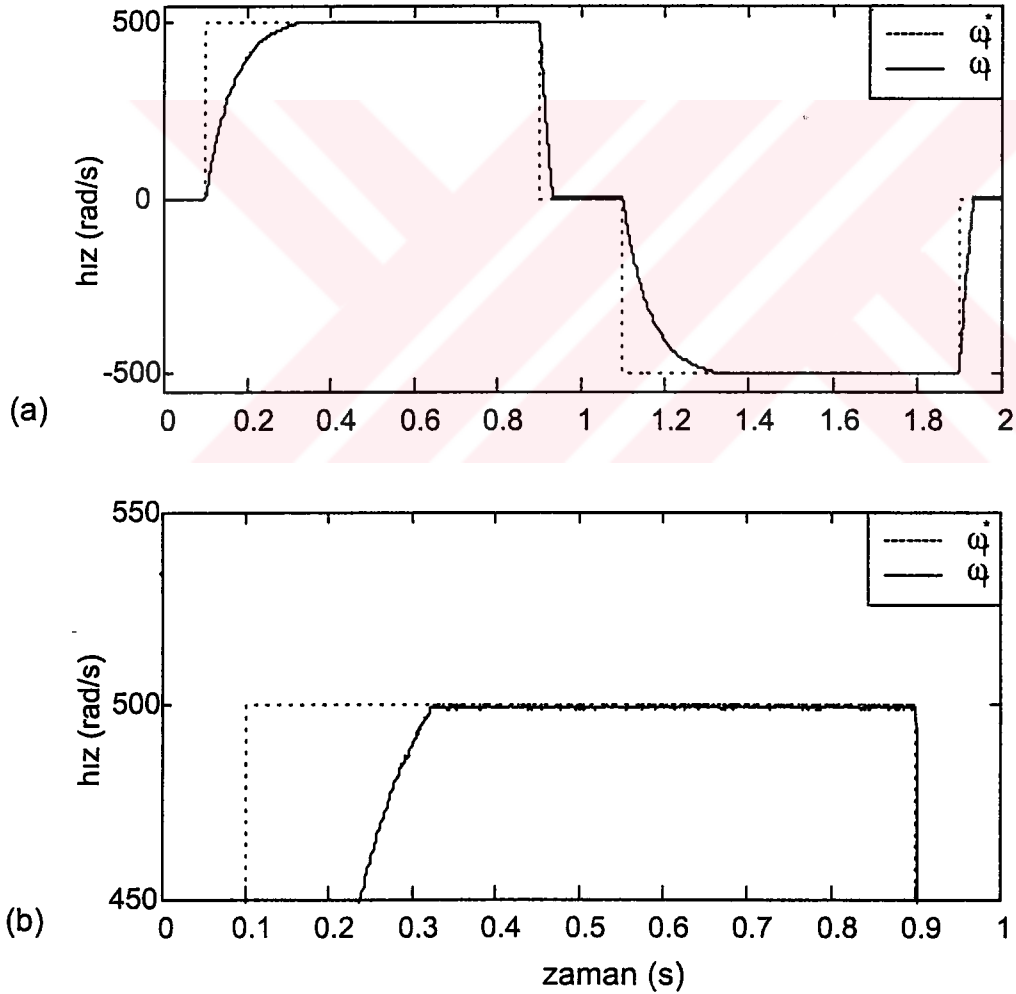
Şekil 4.5. 500 rad/s adım referans hızda yüksüz durumda a-faz akımı ile $\alpha\beta$ eksenli akımları

Şekil 4.6'da motor a-faz gerilimi, α eksenli gerilimi ve α eksenli referans gerilimi 0,1 s ile 0,3 s arasında büyütülerek verilmiştir. Şekil 4.6.a'da a-faz gerilimi Şekil 4.6.b'de α eksenli geriliminin aynı olduğu ve Şekil 4.6.c'de α eksenli referans geriliminin ise genlik ve frekans bakımından bunlara yakın olduğu görülmektedir. Motor 0,1s ile 0,16 s arasında kalkındığından gerilim frekansı bu süre içerisinde artmakta, sonra sabit olmaktadır.

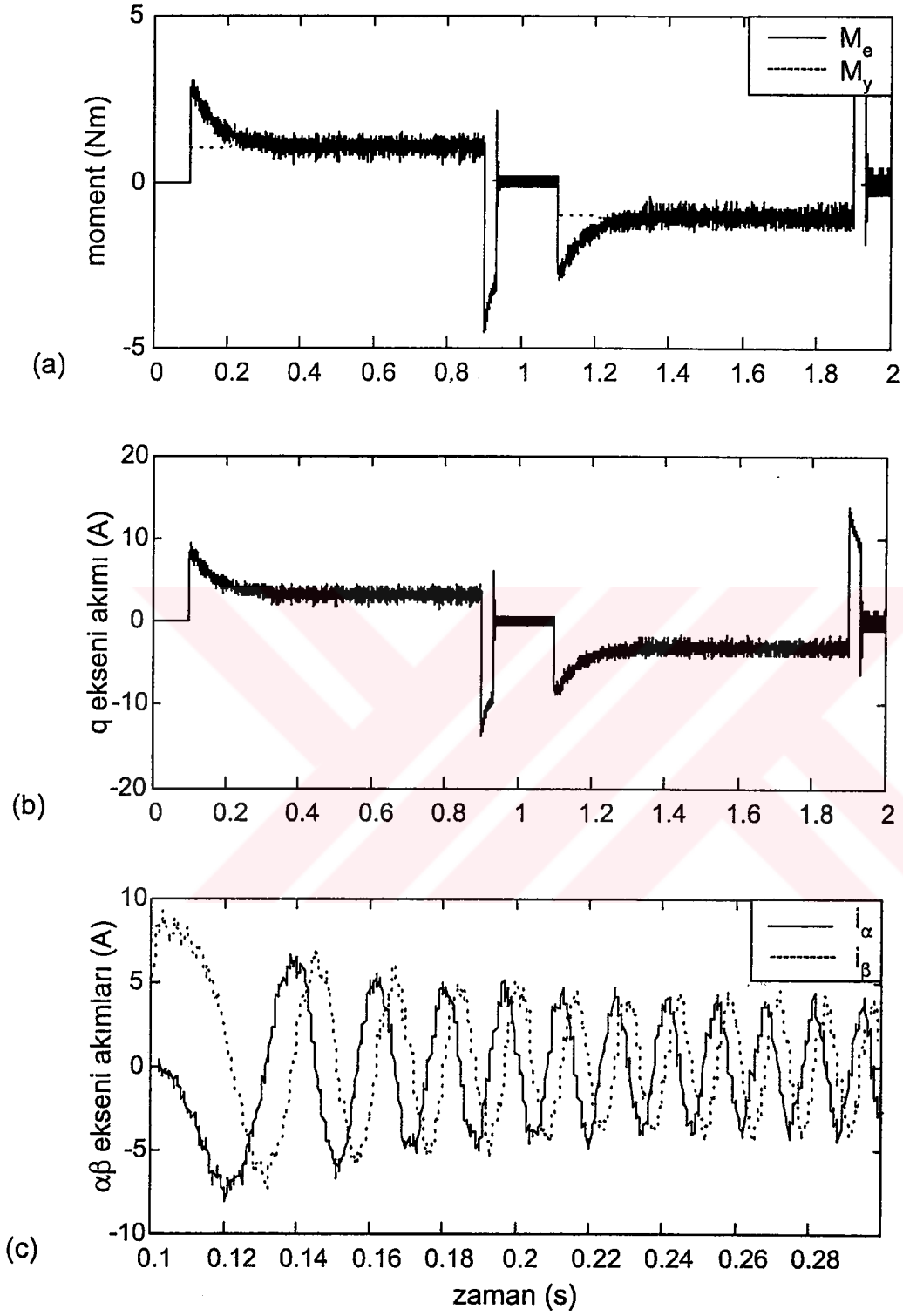


Şekil 4.6. 500 rad/s adım hız referansında yüksüz durumda a-faz gerilimi, α ekseni gerilimi ve α ekseni referans gerilimi

SMSM'un yük altındaki performansını analiz etmek için 1 Nm yük hızı bağımlı olarak motora uygulanmış ve motorun hız tepkisi Şekil 4.7'de verilmiştir. Şekil 4.7.a'da 0,1 s'de referans hız 500 rad/s yapılmıştır. Referans hızı bağımlı olarak motor hızı da artmakta ve 0,32 s sonunda referans hızı yakalamaktadır. Motor yük altında kalkındığından hızın referans hızı yakalama süresi artmıştır. Şekil 4.7.b'de hızın büyütülmüş şekliinden görüldüğü gibi kararlı durumda hızın referans hızı izleme başarısı yüksektir. 0,9 s'de referans hız sıfır yapıldığında, motor hızı da kısa sürede sıfır olmaktadır. 1,1 s ile 1,9 s arasında motor geri yönde hareket etmektedir. Geri yönde de motor ileri yöndekine benzer davranış göstermektedir.



Şekil 4.7. 500 rad/s adım hız referansında 1 Nm yükte hız tepkisi



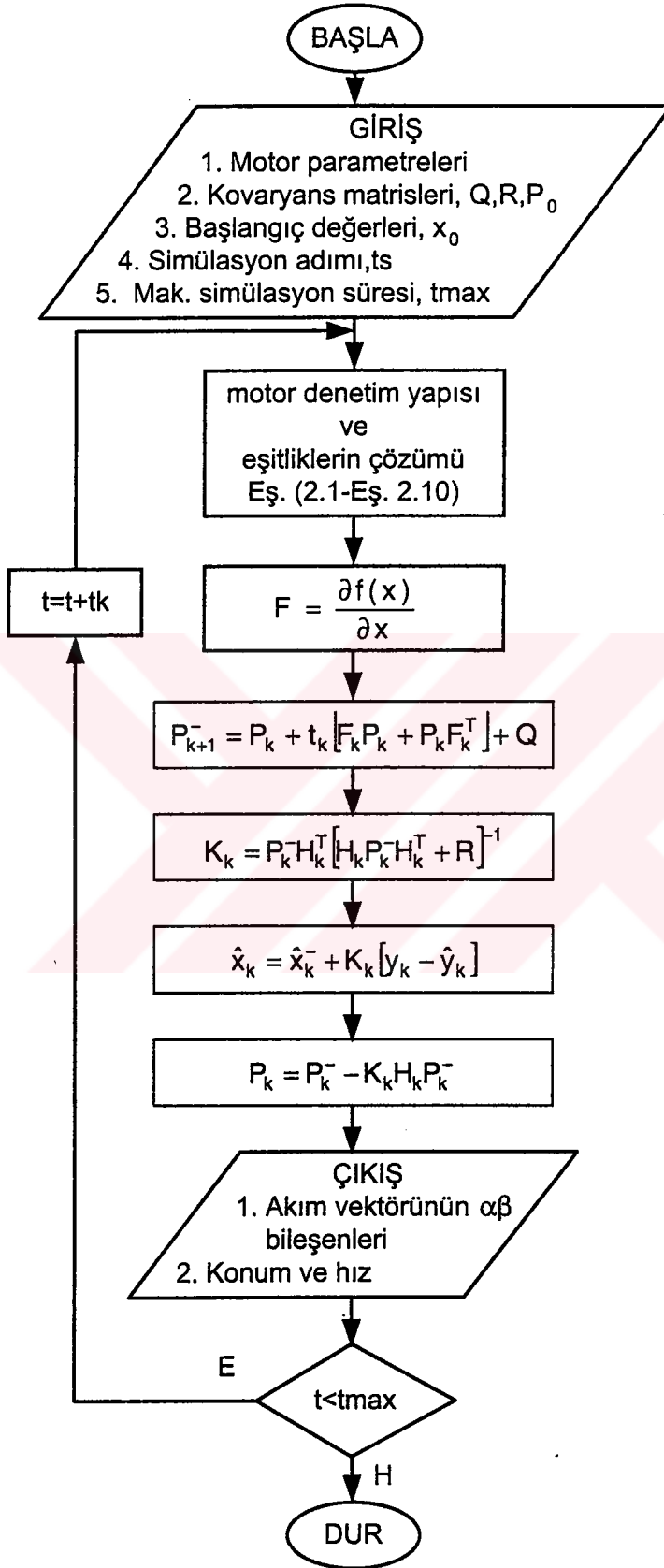
Şekil 4.8. 500 rad/s adım hız referansında 1 Nm yükte moment, q eksen akımı ve $\alpha\beta$ eksen akımları

Şekil 4.8'de 500 rad/s adım hız referansında, 1 Nm yük altında motor momentini ile akım vektörünün moment bileşeni ve $\alpha\beta$ bileşeni verilmiştir. Şekil 4.8.a'da motor 0,1 s'de kalkınmaya başladığından yüksek moment üretmekte, kalkındıktan sonra ise yük momentini karşılayacak kadar moment üretmektedir. Şekil 4.8.b'de kalkınma momentini karşılamak için başlangıçta motor yüksek akım çekmekte daha sonra yük momentini karşılayacak seviyeye düşmektedir. 0,9 s'de referans hız sıfır yapıldığından motorun durması için negatif moment üretilmektedir. Bu durumda çekilen akımın moment bileşeninin de negatif olduğu görülmektedir. 0,9 s ile 1,1 s arasında motor durduğundan bu noktada moment ve akımın moment bileşeni sıfır olmaktadır. 1,1 s ile 1,9 s arasında motor geri yönde hareket ettiğinden moment ve akımın moment bileşeni negatiftir. Şekil 4.8.c'de $\alpha\beta$ eksen akımları 0,1 s ile 0,3 s arasında büyütülerek verilmiştir. Yüklü durumda yük momentini karşılamak için motor boşta çalışmaya nazaran daha fazla akım çekmektedir.

4.2. Tahmin Edilen Konum ve Hız Bilgisi Kullanılarak SMSM Hız Denetimi

Konum ve hız algılayıcı kullanmadan SMSM hız denetiminin gerçekleştirilmesi için öncelikle sistemin simülasyonu yapılmıştır. SMSM'un konum ve hızının tahmini için geliştirilen EKF modelinin çözüm adımını gösteren akış diyagramı Şekil 4.9'da verilmiştir.

Simülasyonda değişik çalışma koşullarında EKF algoritması ve SMSM hız denetimi test edilmiştir. EKF algoritmasında motor akım vektörünün $\alpha\beta$ eksenlerindeki bileşenleri ile referans gerilim vektörünün $\alpha\beta$ bileşenleri kullanılmıştır. Uygulamada gerilim algılayıcılarından kaynaklanan sakıncaları gidermek için simülasyon aşamasında da gerçek gerilim yerine referans gerilim vektörü kullanılmıştır. Eğer evirici anahtarlama frekansı yeteri kadar yüksek tutulursa bu yaklaşım doğru sonuç verir.



Şekil 4.9. EKF algoritmasının akış diyagramı

Şekil 4.6'dan görüldüğü gibi referans gerilim vektörünü α bileşeni motor modelinden elde edilen gerilim vektörünün α bileşenine benzemektedir. Aradaki fark EKF aracılığı ile düzeltilebilir. Karşılaştırma yapabilmek için gerçek gerilim vektörü kullanılarak ta simülasyon yapılmıştır. EKF algoritması her adımda on-line olarak çözümlenmekte, ayrıca motor verilerinin depolanmasına ihtiyaç olmamaktadır.

4.2.1. Referans gerilim vektörünün $\alpha\beta$ bileşenlerini kullanarak EKF'nin gerçekleştirilmesi

Uygulamada, gerilim bilgilerini elde etmek için ilave bir düzeneğe ihtiyaç vardır. Ancak bu ilave düzeneğe bir takım sakıncaları da beraberinde getirmektedir. Örneğin; gerilim sinyalleri gürültülü olmakta, gürültünün filtre edilmesi gerekmektedir. Filtre zaman gecikmesi meydana getirdiğinden on-line işlemlerde hataya neden olmaktadır. Ayrıca donanım karmaşık olmakta ve maliyet artmaktadır. EKF algoritmasının gerçekleştirilmesinde motor faz gerilimlerini ölçmek yerine, AVDGM'ye uygulanan gerilim vektörünün $\alpha\beta$ bileşenini kullanarak gerilim ölçümünden kaynaklanan problemler giderilebilir.

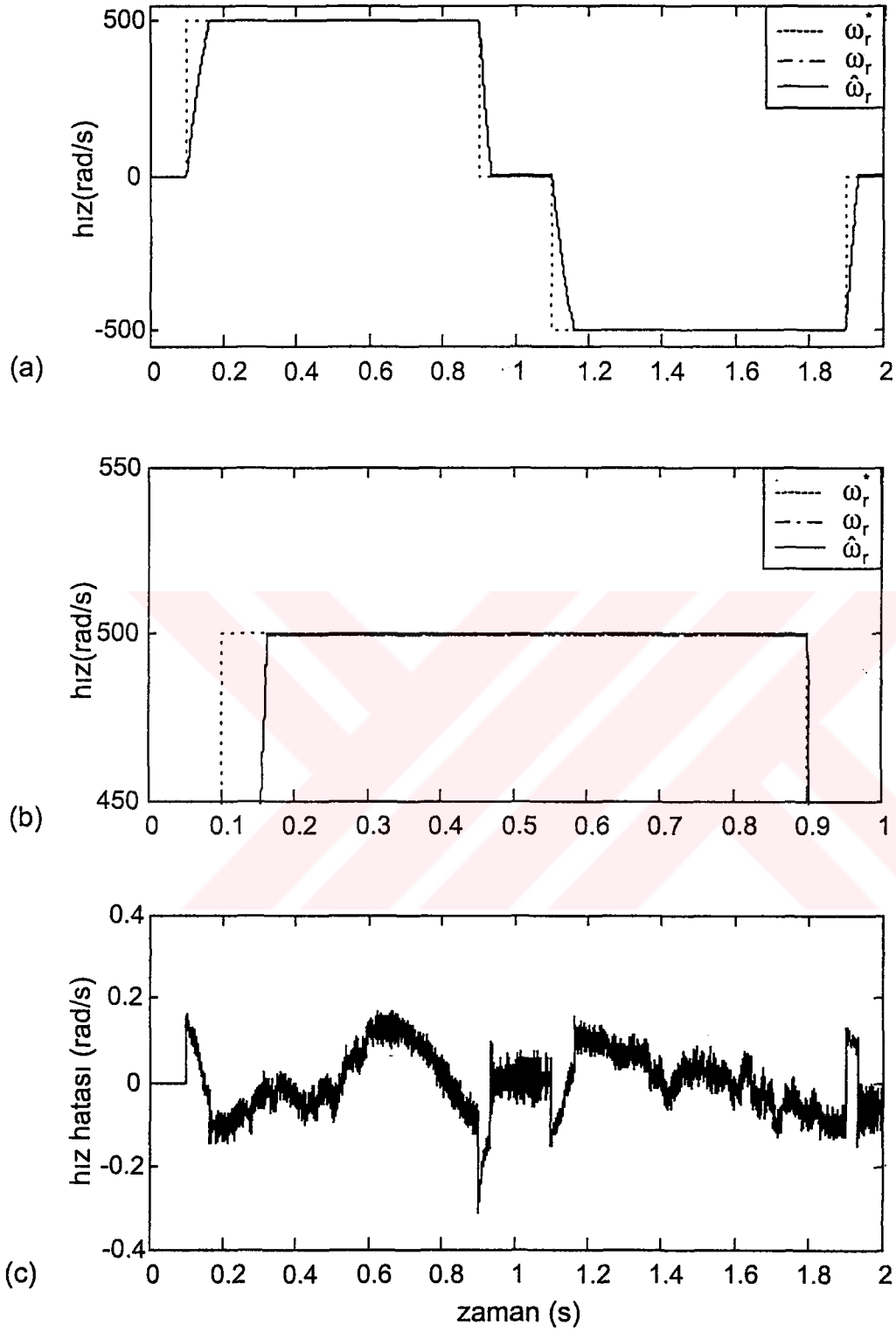
Motor başlangıçta durağan halde olduğundan, durum değişkenlerinin başlangıç değerleri sıfır seçilmiştir. Kovaryans matrislerinin değeri ise deneme-yanılma yoluyla aşağıdaki şekilde bulunmuştur.

$$P_0 = \begin{bmatrix} 0,1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,0001 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,0001 \end{bmatrix}, \quad Q = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,0005 \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} 0,05 & 0 \\ 0 & 0,05 \end{bmatrix}$$

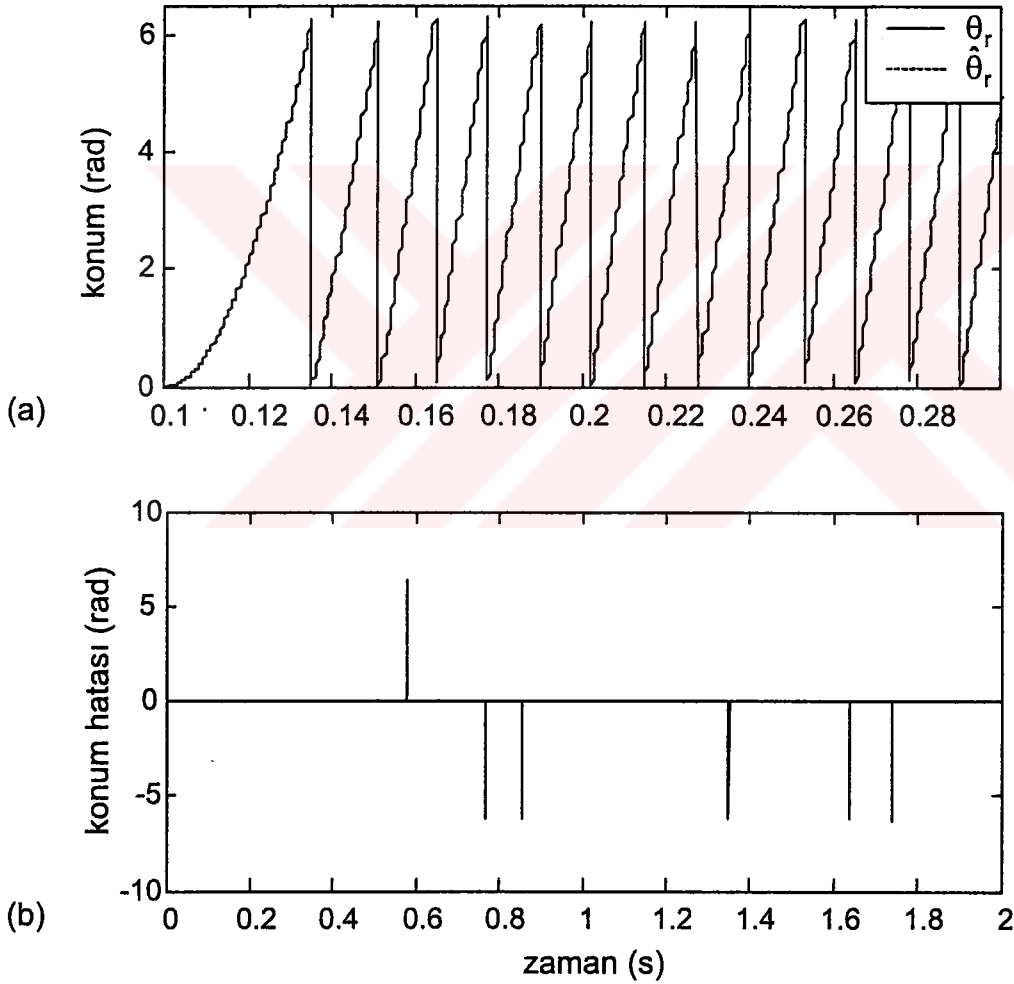
Dikkat edilirse kovaryans matrisleri köşegen matrislerdir ve ilk iki elemanları aynı değerlidir. Bu yüzden deneme-yanılma yoluyla kovaryans matrislerinin değeri kolaylıkla bulunabilir. EKF'nin kovaryans matrislerinin değerlerine bağımlılığını göstermek için simülasyon, doğru kovaryans matris değerleri ve hatalı kovaryans matris değerleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. EKF algoritmasının tahmin yeteneğini göstermek için simülasyon değişik hızlarda ve yüklerde gerçekleştirilmiştir.

Şekil 4.10'da adım hız referansında ve yüksüz durumda SMSM'un hız tepkisi verilmiştir. Burada motor denetiminde, tahmin edilen hız ve konum geri besleme olarak kullanılmıştır. Hız denetimi açısından bakıldığında tahmin edilen hız ile motor hızı referans hızı düzgün olarak izlemektedir. Modelden elde edilen hız ve konum geri beslemesinde motor hızı, referans hızdaki değişime ani tepki verirken, Şekil 4.10.a'dan görüleceği gibi tahmin edilen konum ve hız geri beslemesinde bu tepki daha yavaş olmaktadır. Fakat hız kısa sürede referans hızı yakalamaktadır. Ayrıca Şekil 4.10.b'de hızın büyütülmüş şeklinden de görüldüğü gibi kararlı durumda da motor hızı ile tahmin edilen hız referans hızı düzgün olarak izlemektedir. Şekil 4.10.c'de motor hızı ile tahmin edilen hız arasındaki hata verilmiştir. Burada hatanın çok küçük seviyelerde olduğu görülmektedir. Hızın yükselme ve düşme anlarında hata artmakta iken EKF kısa sürede gerekli düzeltmeyi yapmaktadır. Negatif yönde de tahmin edilen hız ile gerçek hız arasındaki farkın düşük seviyelerde olduğu görülmektedir.



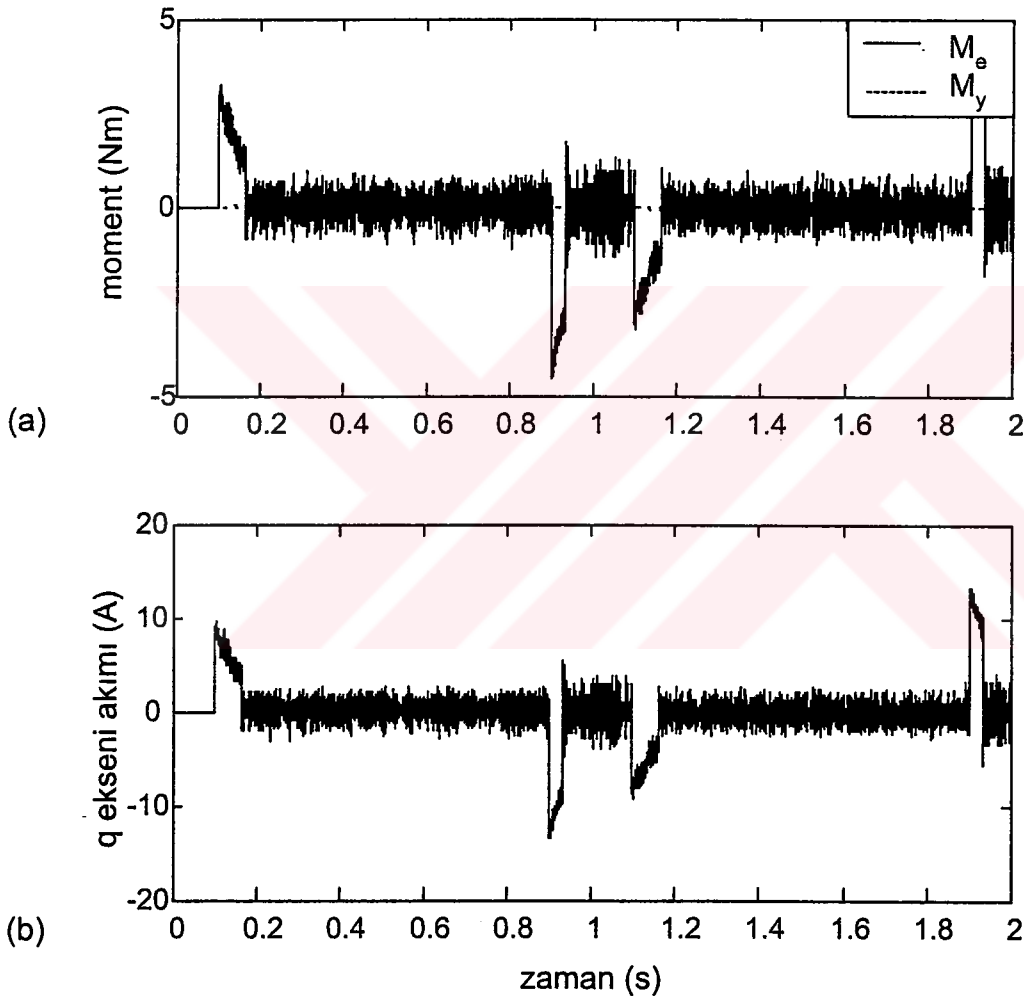
Şekil 4.10. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında boşa hız ve tahmin hatası

Şekil 4.11'de rotor elektriksel konumu 0,1 s ile 0,3 s arasında büyütülerek verilmiştir. Konum her 2π rad (360°)'da sıfırlanmıştır. Şekil 4.11.a'da motor başlangıçta kalkındığından 2π rad'a ulaşma süresi artmaktadır. Motor kalkındıktan sonra 2π rad'a ulaşma süresi daha hızlı olmaktadır. Şekil 4.11.b'de konum hatasından görüleceği gibi tahmin edilen konum motor konumuna çok yakındır. Burada pozitif yöndeki artış motor konumunun tahmin edilen konumdan ilerde olduğunu, negatif değerler ise tahmin edilen konumun motor konumundan ilerde olduğunu göstermektedir.



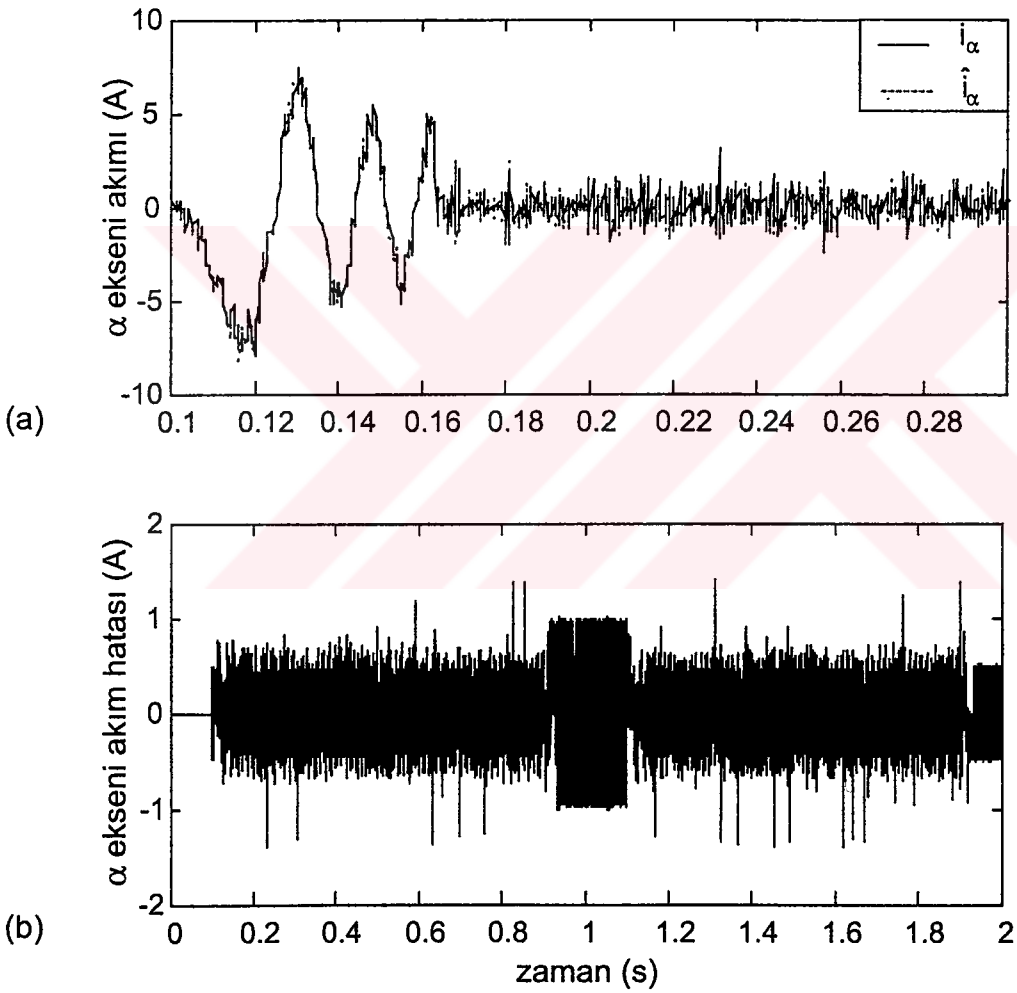
Şekil 4.11. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında boşta konum ve tahmin hatası

Şekil 4.12'de tahmin edilen konum ve hız geri beslemesi kullanılarak gerçekleştirilen denetimde, motor momenti ile akım vektörünün moment bileşeni verilmiştir. Burada motor 0,1 s'de kalkınmaya başladığından moment ve akımın moment bileşeni artmakta, motor kalkındıktan sonra ise sıfıra yakın olmaktadır.

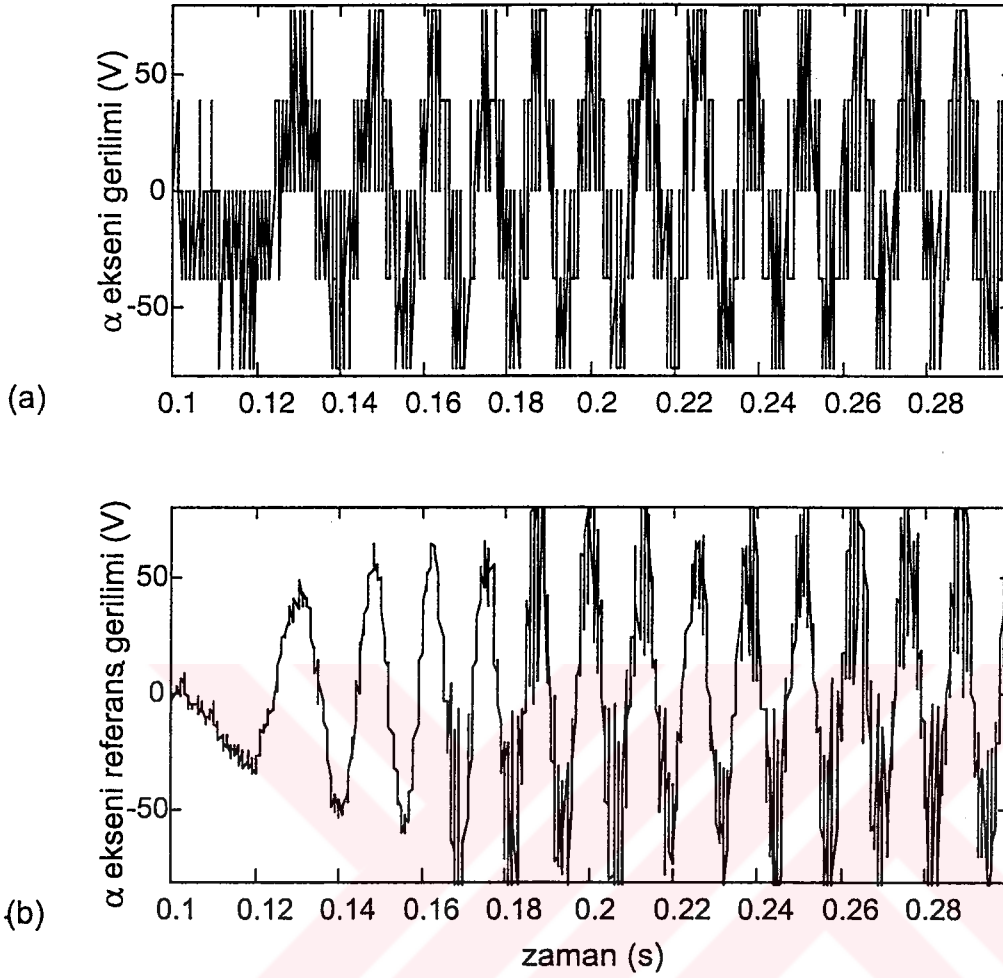


Şekil 4.12. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında boşta moment ve q eksenli akımı

Şekil 4.13'de akım vektörünün α eksen bileşeni 0,1 s ile 0,3 s arasında büyütülerek verilmiştir. Şekil 4.13.a'da 0,1 s ile 0,16 s arasında motor kalkındığından akım yüksek olmakta, kalkındıktan sonra ise düşmektedir. Şekil 4.13.b'de tahmin hatasından görüleceği gibi kalkınma anında ve kalkındıktan sonra tahmin edilen akımın modelden elde edilen akımı izleme başarısı yüksektir. Fakat motor hareketsiz iken tahmin hatası artmaktadır.



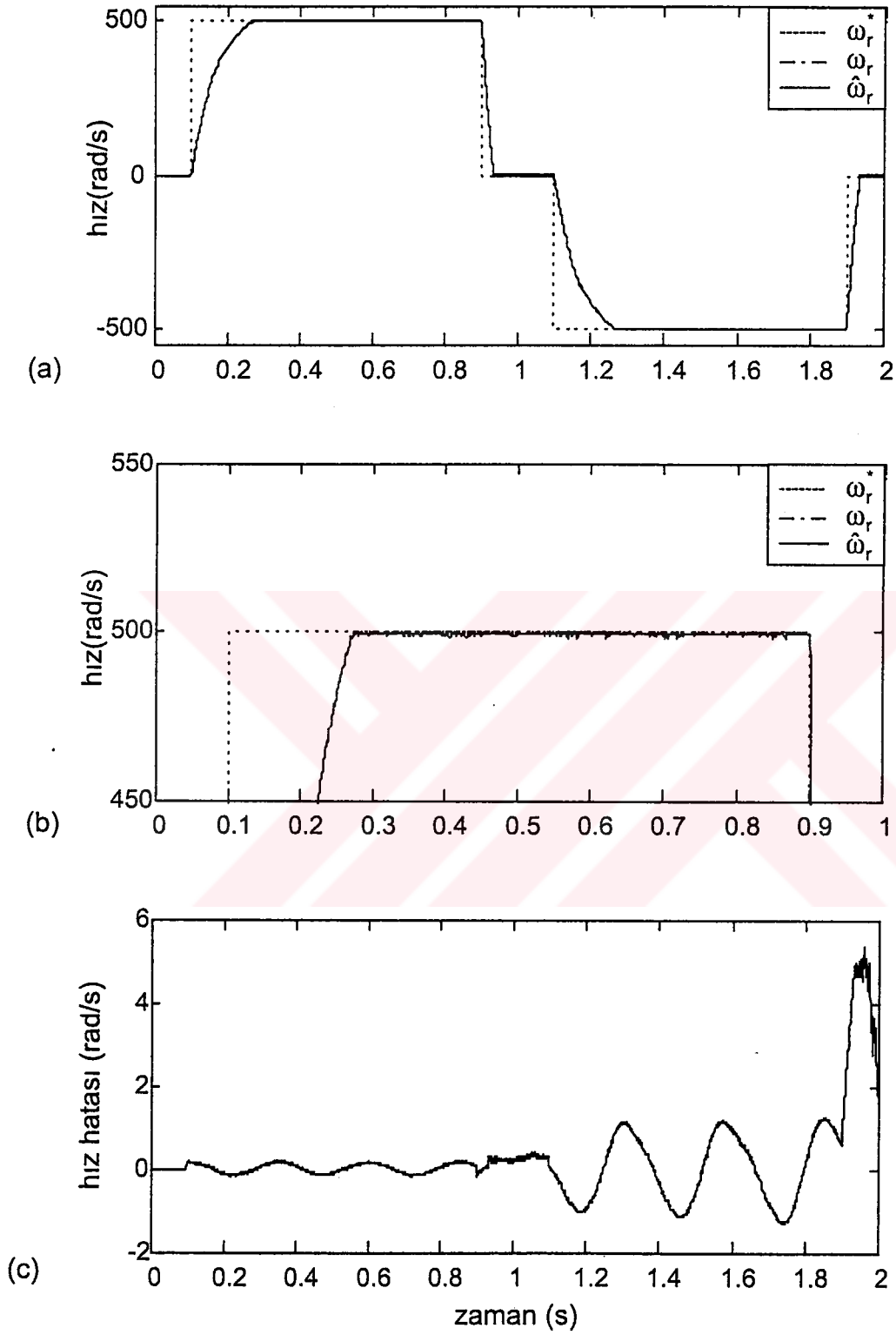
Şekil 4.13. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında boşa α eksen akımı ve tahmin hatası



Şekil 4.14. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında boşta α ekseni gerçek ve referans gerilimi

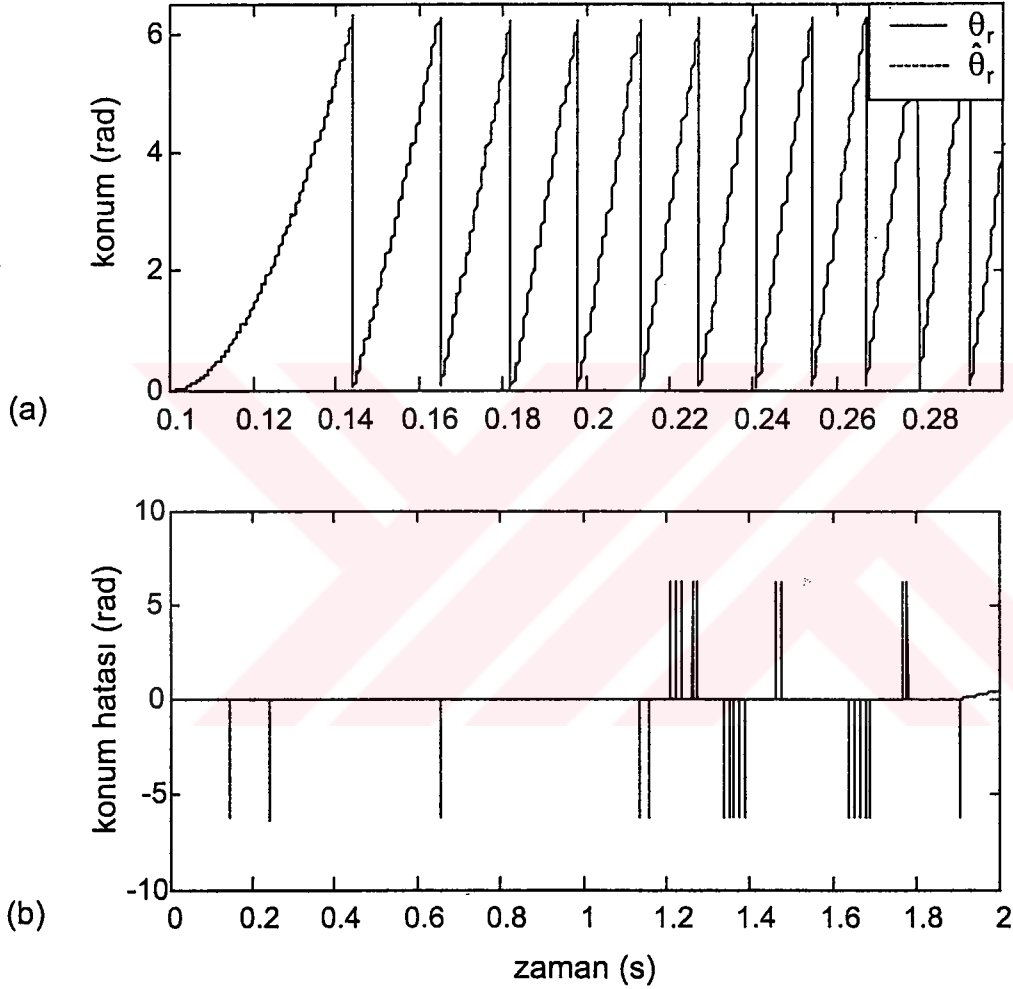
Şekil 4.14'te evirici çıkışından elde edilen α ekseni gerilimi ile α ekseni referans gerilimini karşılaştırmak için gerilim şekilleri verilmiştir. Burada gerilim değerlerinin birbirine yakın olduğu ve aynı frekanslı olduğu görülmektedir.

Şekil 4.15'te 1 Nm yük altında SMSM hız tepkisi verilmiştir. Şekil 4.15.c'de hız hatasından görüldüğü gibi ileri yönde hız tahmin hatası düşük seviyede iken geri yönde hata artmaktadır. 1,9 s'de hız sıfır yapıldığında ise tahmin hatası artmaktadır. Fakat motor hızı ile karşılaştırıldığında hata düşük seviyededir.



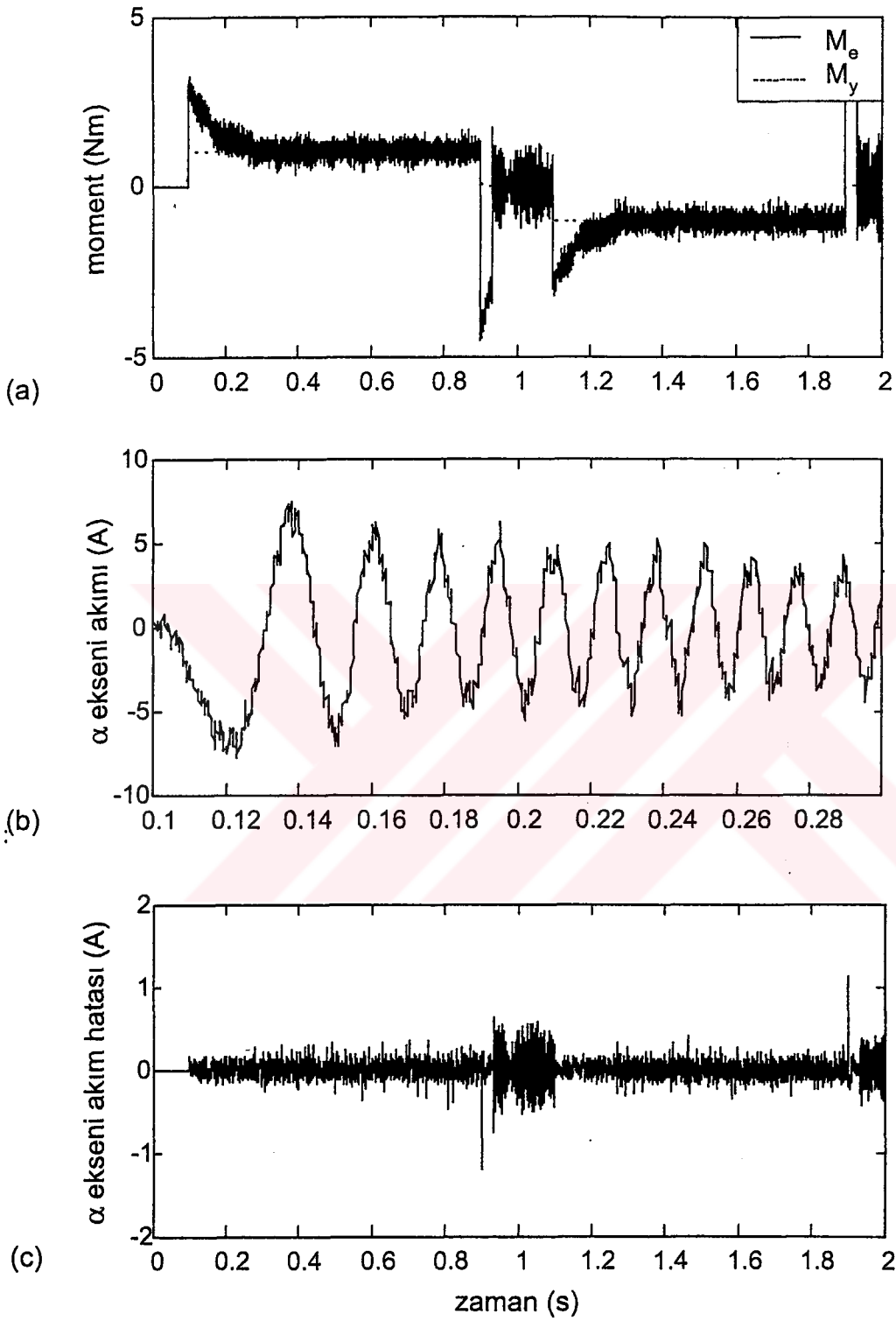
Şekil 4.15. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında 1 Nm yükte hız ve tahmin hatası

Şekil 4.16'da 1 Nm yük altında motor konumu ile tahmin edilen konum verilmiştir. Burada 0,1 s ile 0,9 s arasında motor ileri yönde, 1,1 s ile 1,9 s arasında ise geri yöne dönmektedir. Bunların dışında motor durmaktadır. Şekilden görüldüğü gibi ileri yönde konum tahmin hatası geri yöne oranla düşük seviyededir.



Şekil 4.16. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında 1 Nm yükte konum ve tahmin hatası

Şekil 4.17'de yüklü durumda moment ve akım vektörünün α eksen bileşeni verilmiştir. Şekil 4.17.a'da motor kalkınma anında yüksek moment üretmekte, daha sonra yük momentini karşılayacak seviyeye düşmektedir. Şekil 4.17.b'de kalkınma anında çekilen akımın yüksek olduğu daha sonra yük momentini karşılayacak seviyeye düştüğü görülmektedir.



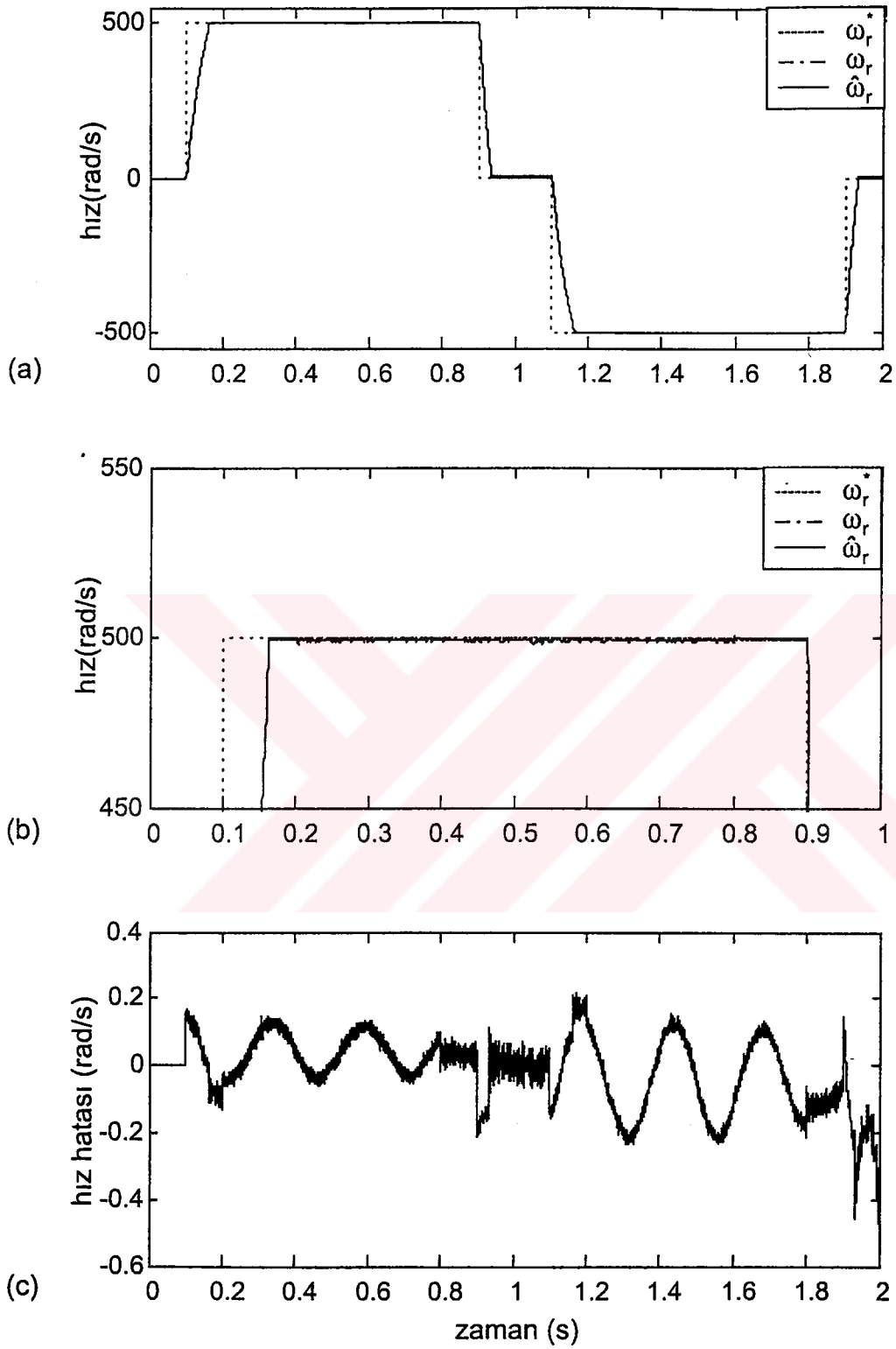
Şekil 4.17. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında 1 Nm yükte moment, α eksenî akımı ve tahmin hatası

Şekil 4.17.c'de motor modelinden elde edilen α eksenî akımı ile tahmin edilen akım arasındaki fark verilmiştir. Burada kararlı çalışma durumunda tahmin edilen akımın küçük olduğu, motor hareketsiz iken ise akım tahmin hatasının daha yüksek olduğu görülmektedir.

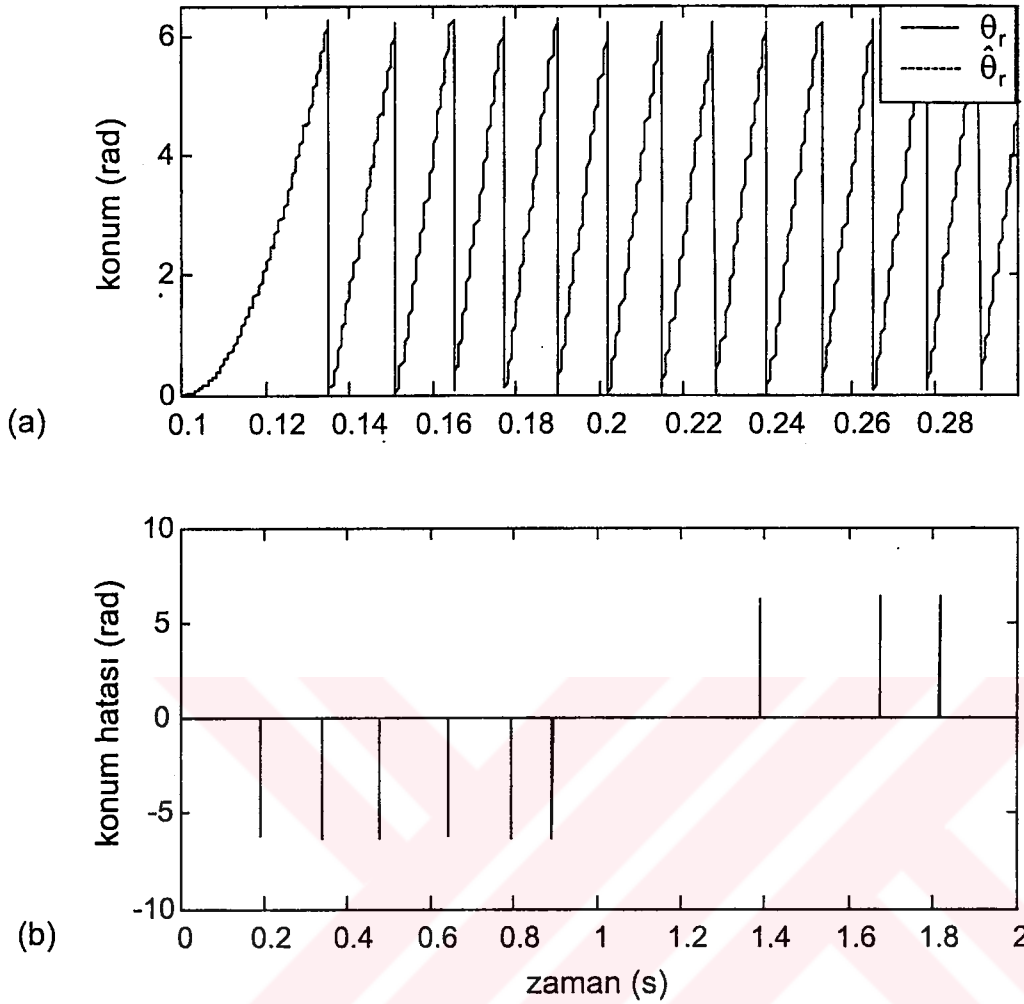
Önerilen yöntemin değişik yüklerde performansını test etmek için 500 rad/s adım hız referansında motor 1 Nm adım yük ile yükleniyor. Bu durumda hız tepkisi Şekil 4.18'de verilmiştir. Burada motor başlangıçta yüksüz durumda iken 0,2 s'de 1 Nm yük uygulanıyor ve 0,8 s'de yük kaldırılıyor. Daha sonra geri yönde 1,2 s de tekrar uygulanıp 1,8 s'de kaldırılıyor. Şekil 4.18.b'de yük uygulandığında hızda bir miktar değişim gözlenmektedir. Ancak hız denetleyici kısa sürede gerekli düzeltmeyi yapmaktadır. Şekil 4.18.c'de görüldüğü gibi yük uygulandığında hız tahmin hatası artmaktadır. Fakat motor hızı ile karşılaştırıldığında bu çok düşük seviyelerdedir.

Şekil 4.19'da 500 rad/s adım hız referansında ve 1 Nm adım yükte rotor konumu ve konum tahmin hatası verilmiştir. Şekil 4.19.a'da konum 0,1 s ile 0,3 s arasında büyütülerek verilmiştir. Burada tahmin edilen konumun motor konumunu düzgün olarak izlediği görülmektedir. Şekil 4.19.b'de yük uygulanması durumunda rotor konumunun tahmin edilen konumdan geri olduğu görülmektedir.

Şekil 4.20'de 500 rad/s adım hız referansında ve 1 Nm yükte moment tepkisi ile α eksenî akımı verilmiştir. Şekil 4.20.a'da motor 0, 1 s ile 0,16 s arasında kalkındığından moment yüksek olmaktadır. 0,16 s ile 0,2 s arasında motor kalkınmış ve yüksüz durumda sabit hızda hareket etmektedir. 0,2 s ile 0,8 s arasında motora 1 Nm yük uygulandığından bu aralıkta moment yüksektir. 0,8s de yük kaldırıldığından 0,8 s ile 0,9 s arasında moment yine düşük seviyededir. 0,9 s de referans hız sıfır yapıldığından motor durmak için negatif moment üretmektedir. 0,9 s ile 1,1 s arasında motor hareketsizdir.

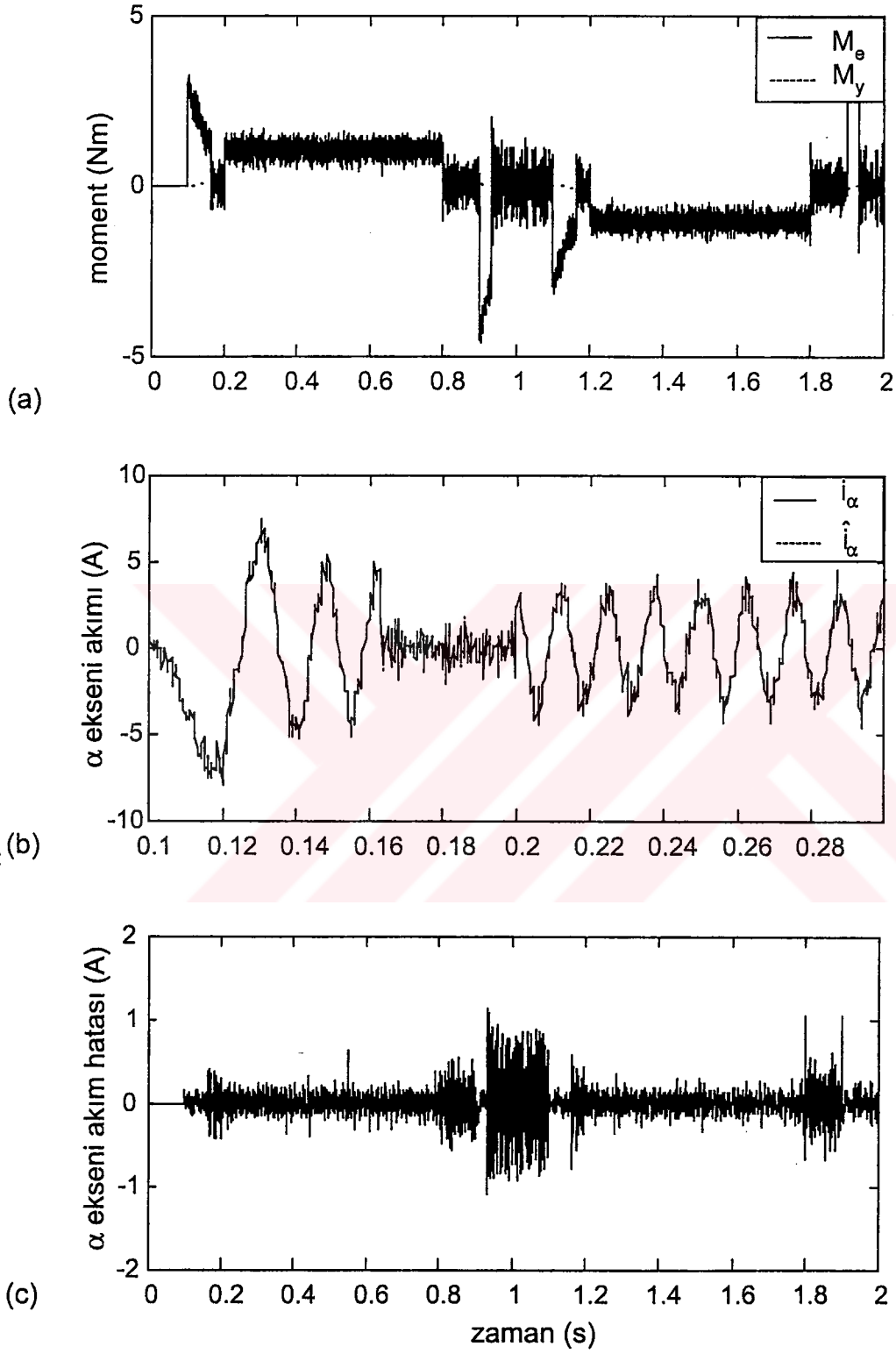


Şekil 4.18. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında 1Nm adım yükte hız ve tahmin hatası



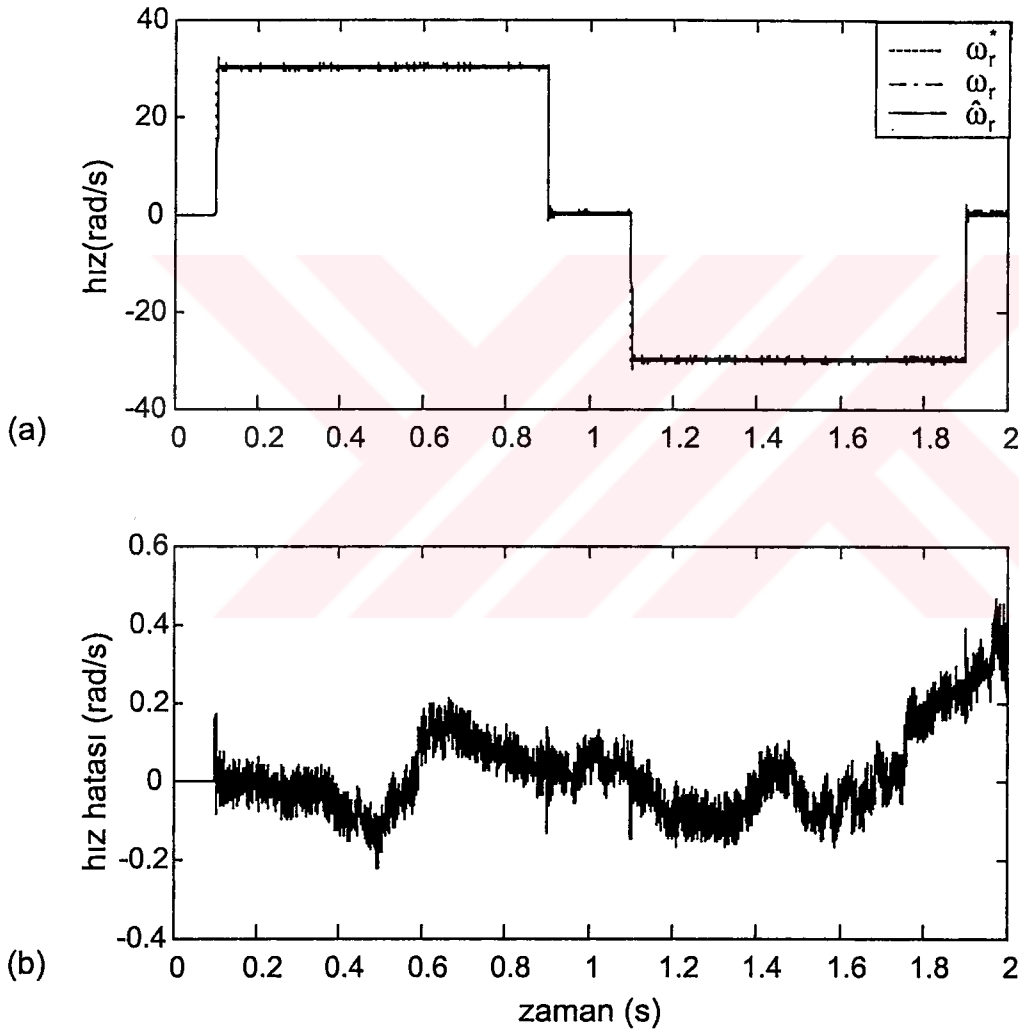
Şekil 4.19. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında 1Nm adım yükte konum ve tahmin hatası

Şekil 4.20.a'da 1,1 s ile 1,9 s arasında motor geri yönde dönmektedir. Geri yönde de moment tepkisi ileri yöndekine benzerlik göstermektedir. Şekil 4.20.b'de akımın α eksen bileşeni 0,1 s ile 0,3 s arasında büyütülerek verilmiştir. Burada 0,1 s ile 0,16 s arasında motor kalkındığından yüksek akım çekmektedir. 0,16 s ile 0,2 s arasında motor yüksüz durumda sabit hızlıdır. Bu durumda çekilen akım düşük seviyededir. 0,2 s'den sonra yük uygulandığından çekilen akım değeri artmıştır. Şekil 4.20.c'de motor hareketsiz durumda iken akım tahmin hatasının yüksek ve gürültülü olduğu görülmektedir. Kararlı boştta çalışmada tahmin hatası hareketsiz duruma oranla daha düşüktür. Yüklü durumda ise tahmin hatası çok düşüktür.



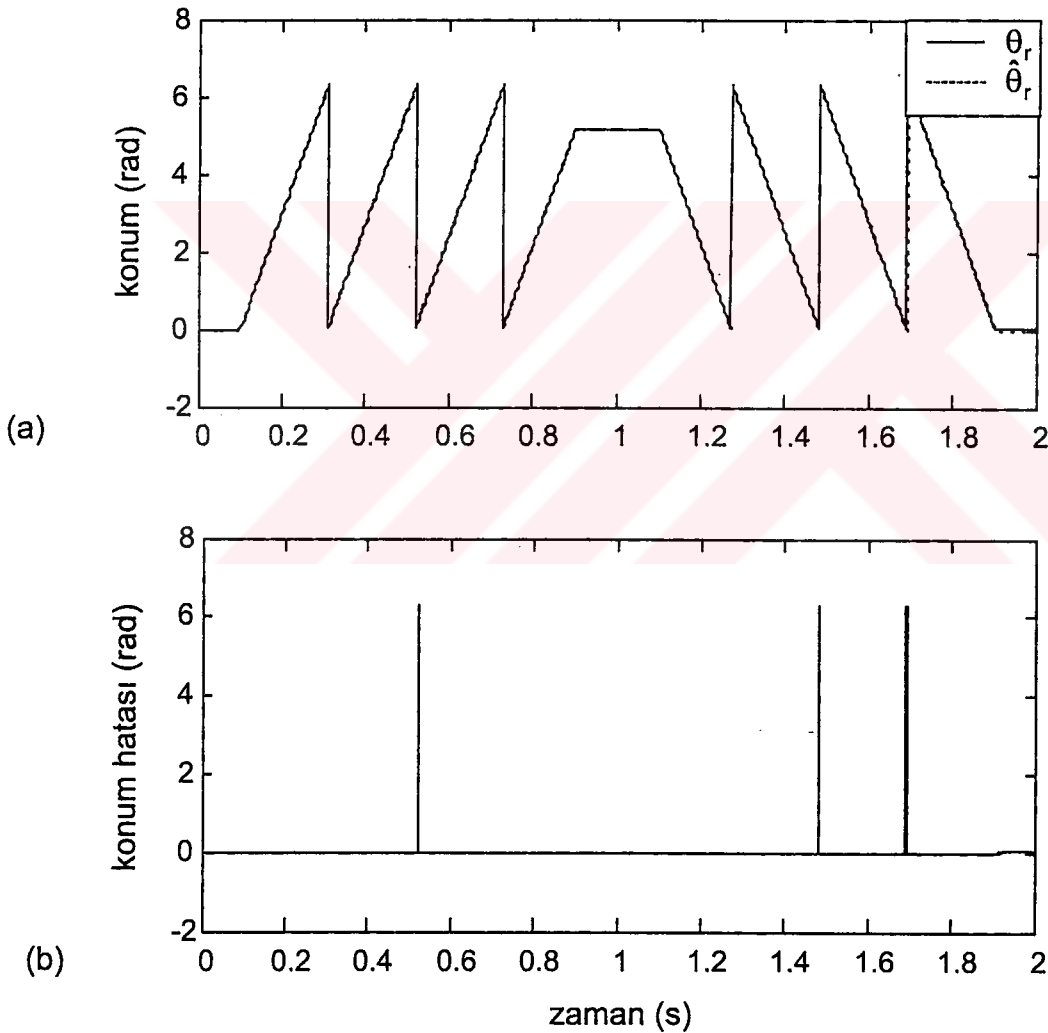
Şekil 4.20. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 500 rad/s adım hız referansında 1Nm adım yükte moment, α eksenini akımı ve tahmin hatası

EKF'nin düşük hızlarda izleme başarısını ve performansını test etmek için 30 rad/s adım hız referansı seçilmiştir. Şekil 4.21'de 30 rad/s adım hız referansında ve yüksüz durumda hız tepkisi verilmiştir. Yüksek hızlara oranla düşük hızlarda gürültü fazla olmaktadır. Fakat konum algılayıcı kullanılarak gerçekleştirilen denetim sistemlerinde de bu gürültülerin olması kaçınılmazdır. Şekil 4.21.b'den görüldüğü gibi düşük hızda da hız tahmin hatası düşüktür.



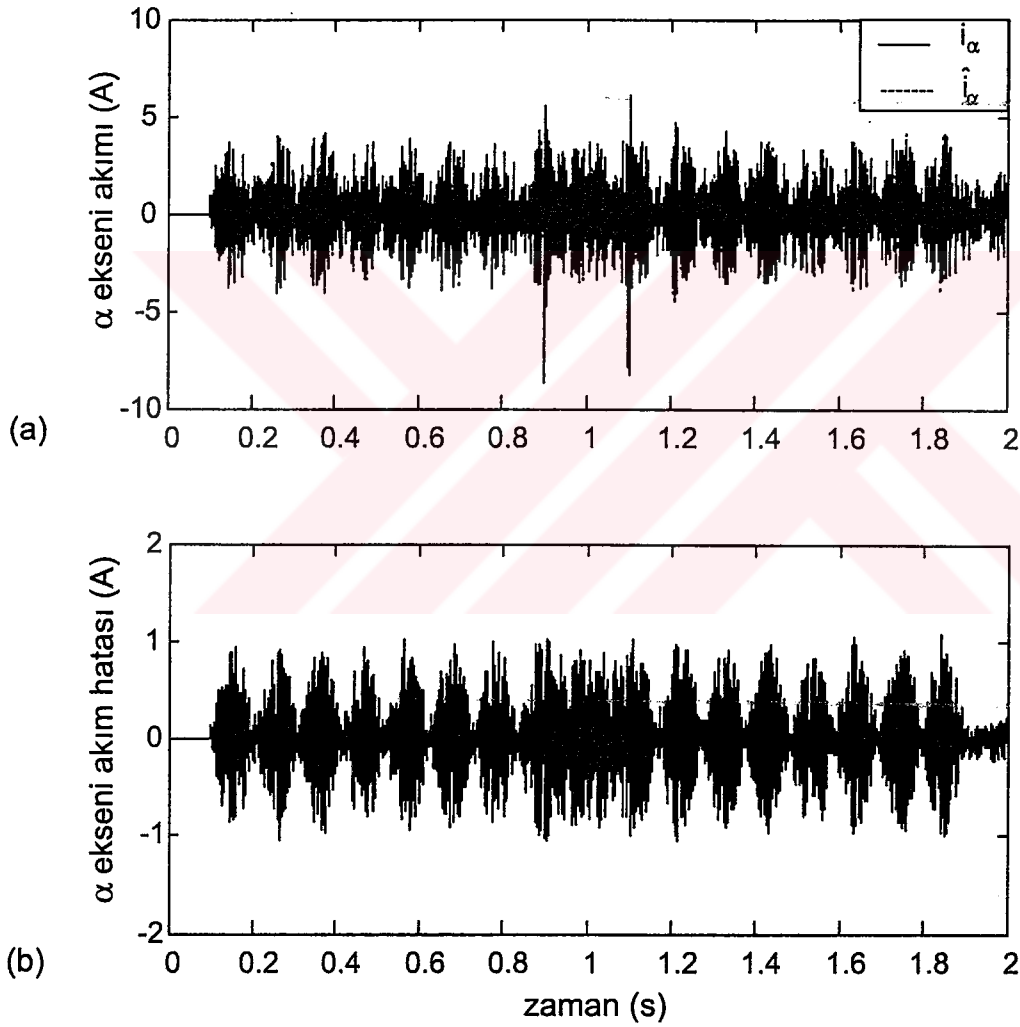
Şekil 4.21. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 30 rad/s adım hız referansında yüksüz durumda hız ve tahmin hatası

Şekil 4.22'de 30 rad/s adım hız referansında ve yüksüz durumda konum grafiği verilmiştir. Şekil 4.22.a'da 0,1 s-0,9 s arasında motor 30 rad/s sabit hız ile dönmektedir. Bu yüzden bu aralıkta konum değişimi doğrusaldır. 0,9 s-1,1s arasında motor durduğundan bu noktada konum sabittir. 1,1 s-1,9 s arasında motor ters yönde dödüğünden konumun da ters olduğu görülmektedir. Şekil 4.22.b'den görüldüğü gibi her iki yönde de tahmin edilen konumun motor konumunu düzgün olarak izlediği görülmektedir. Bu yüzden konum tahmin hatası düşüktür.



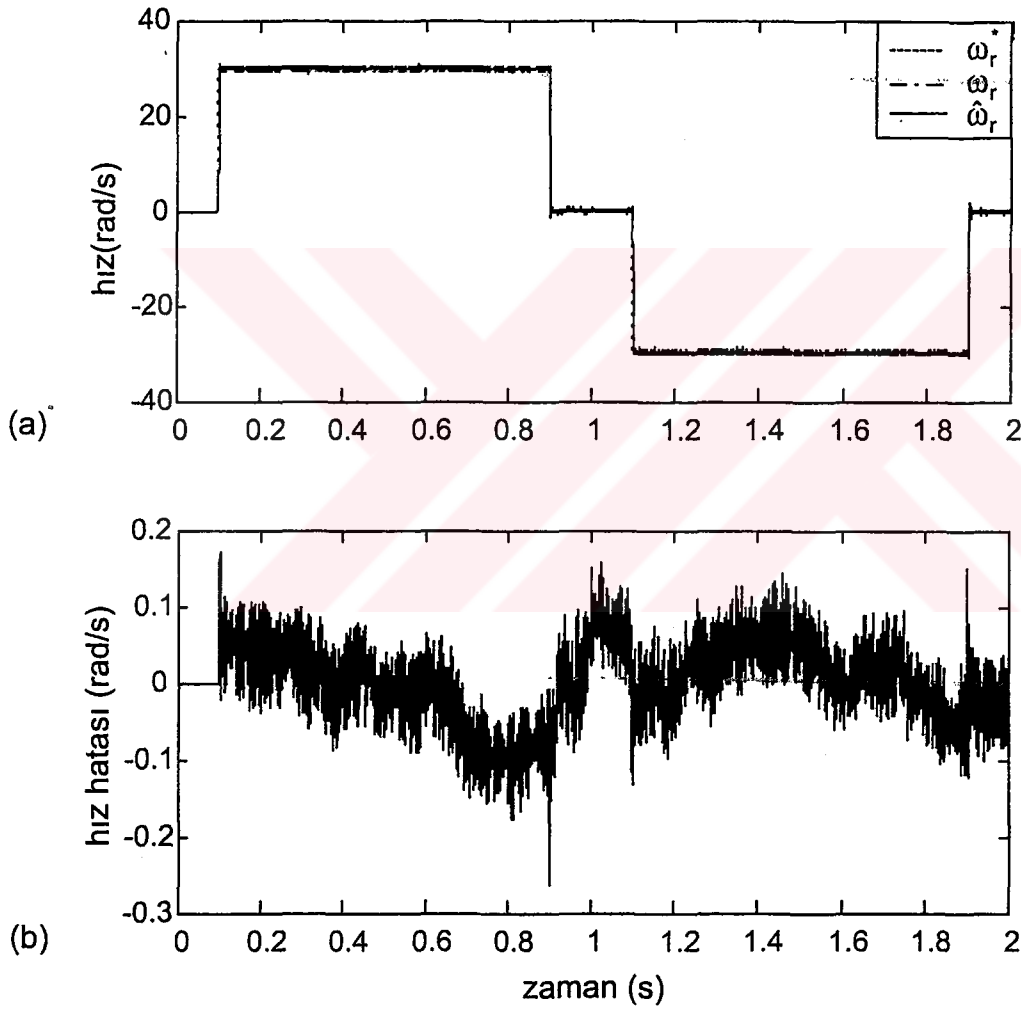
Şekil 4.22. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 30 rad/s adım hız referansında yüksüz durumda konum ve tahmin hatası

Şekil 4.23'de 30 rad/s adım hız referansında ve yüksüz durumda akımın α eksen bileşeni verilmiştir. Şekil 4.23.a'da akımın α eksen bileşeninin yüksek hızlara oranla daha gürültülü olduğu görülmektedir. Ancak EKF tasarımı gürültüler dikkate alındığından bu gürültüler motor hız ve konum tahmininde önemli bir hataya neden olmamaktadır. Şekil 4.23.b'de akım tahmin hatası görülmektedir. Düşük hızlarda fazla gürültü olduğundan tahmin hatası da artmıştır.



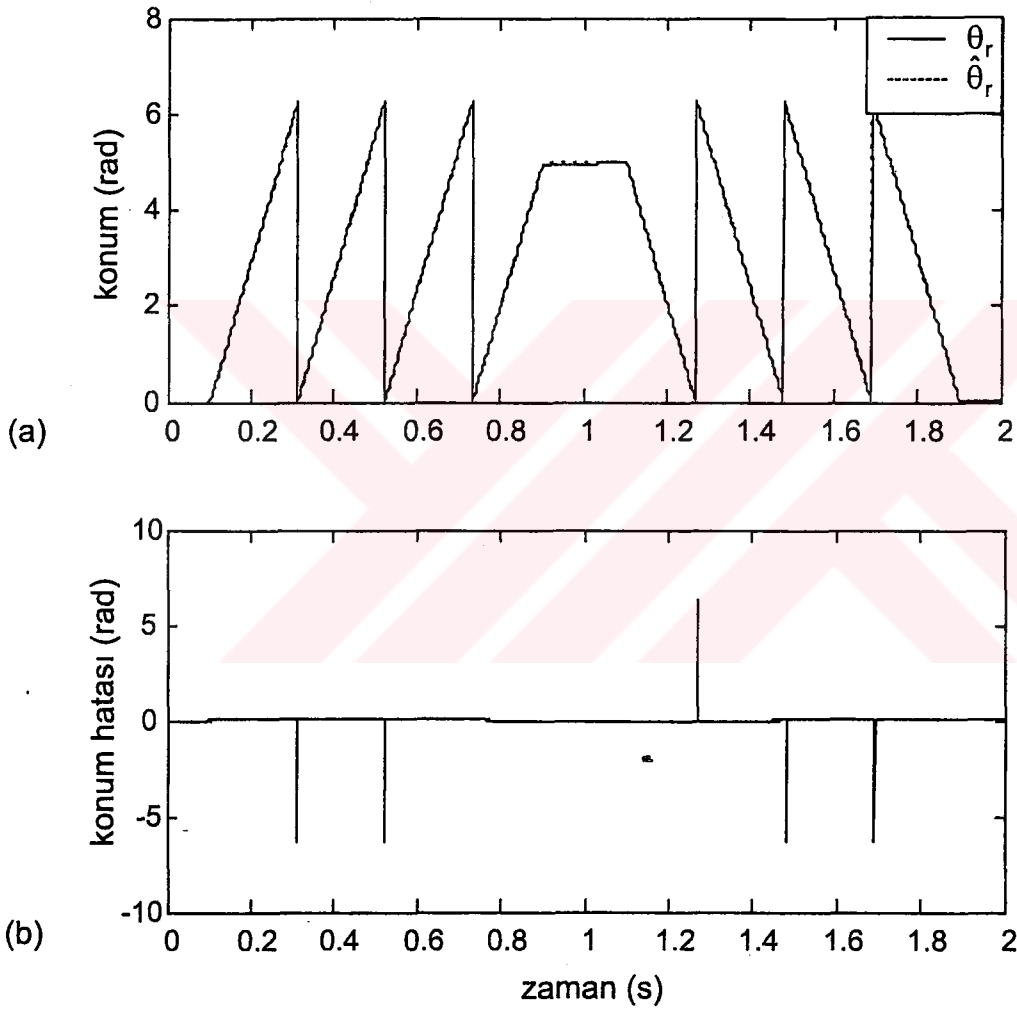
Şekil 4.23. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 30 rad/s adım hız referansında yüksüz durumda α eksen akımı ve tahmin hatası

Şekil 4.24 30 rad/s adım hız referansında ve 1 Nm yük altında SMSM hız tepkisini göstermektedir. Burada hıza bağımlı olarak yük 0,1 s'de yüklenmiş ve 0,9 s'de kaldırılmıştır. Geri yönde 1,1 s'de yüklenmiş ve 1,9 s'de kaldırılmıştır. Şekil 4.24.b'de hız tahmin hatasından görüldüğü gibi her iki yönde de tahmin hatası çok küçük olmaktadır.



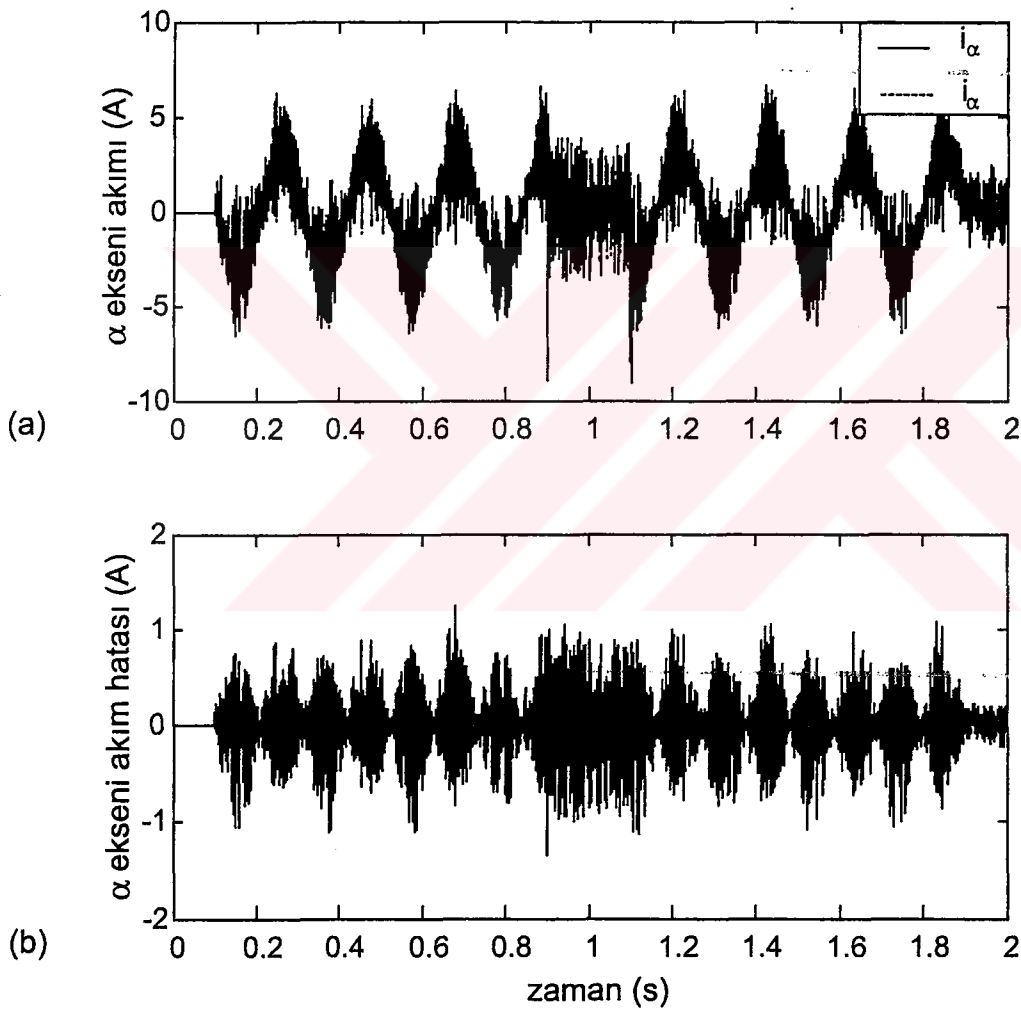
Şekil 4.24. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 30 rad/s adım hız referansında 1 Nm yükte hız ve tahmin hatası

Şekil 4.25'de 30 rad/s adım hız referansında ve 1 Nm yükte konum grafikleri verilmiştir. Şekil 4.25.a'dan ve Şekil 4.25.b'de konum tahmin hatasından görüldüğü gibi düşük hızlarda ve yüklü durumda da konum hatası düşük seviyelerdedir.



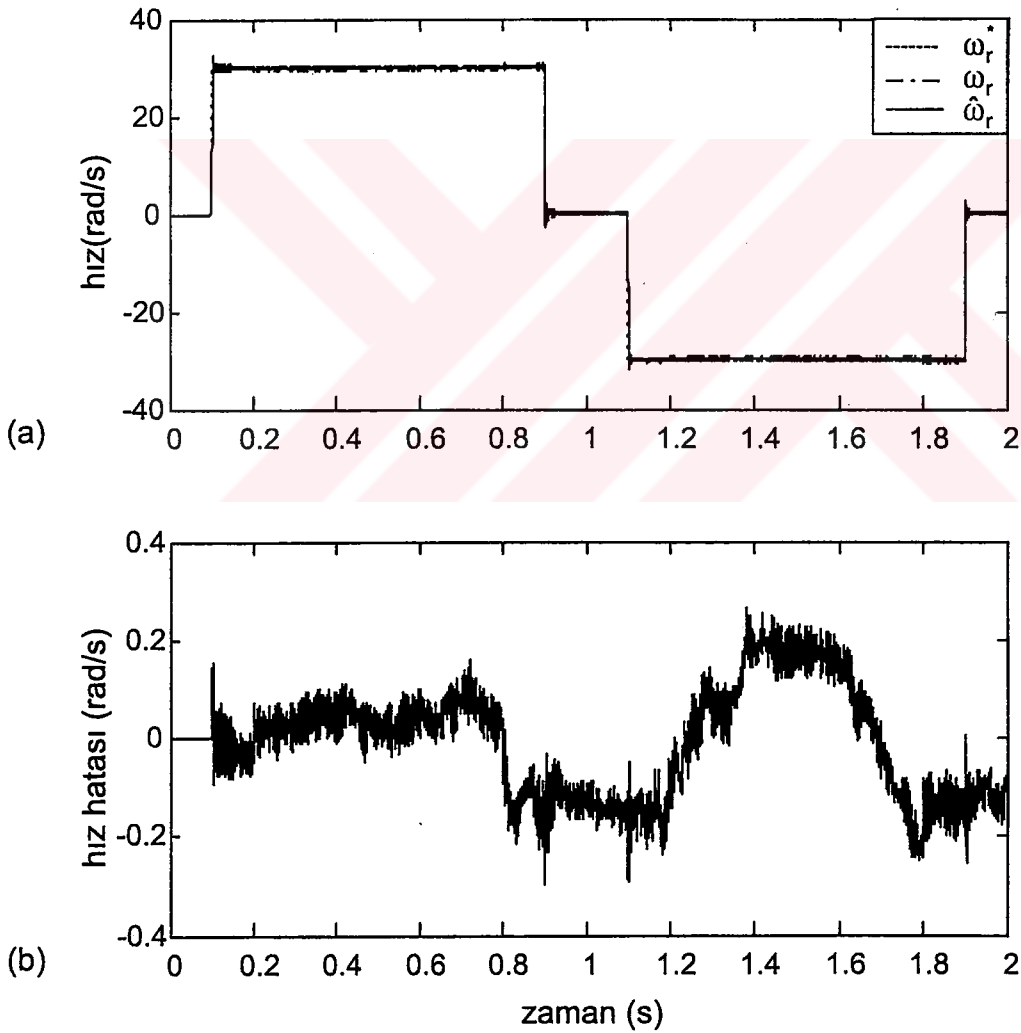
Şekil 4.25. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 30 rad/s adım hız referansında 1 Nm yükte konum ve tahmin hatası

30 rad/s adım hız referansında ve 1 Nm yük altında akımın α eksen bileşeni Şekil 4.26'da verilmiştir. Düşük hızlarda yüklü durumda da akım gürültülü olmaktadır. Şekil 4.26.b'den görüldüğü gibi gürültülerden dolayı akım tahmin hatası artmaktadır. Fakat bu hatalar hız ve konum tahmininde fazla hataya neden olmamaktadır.



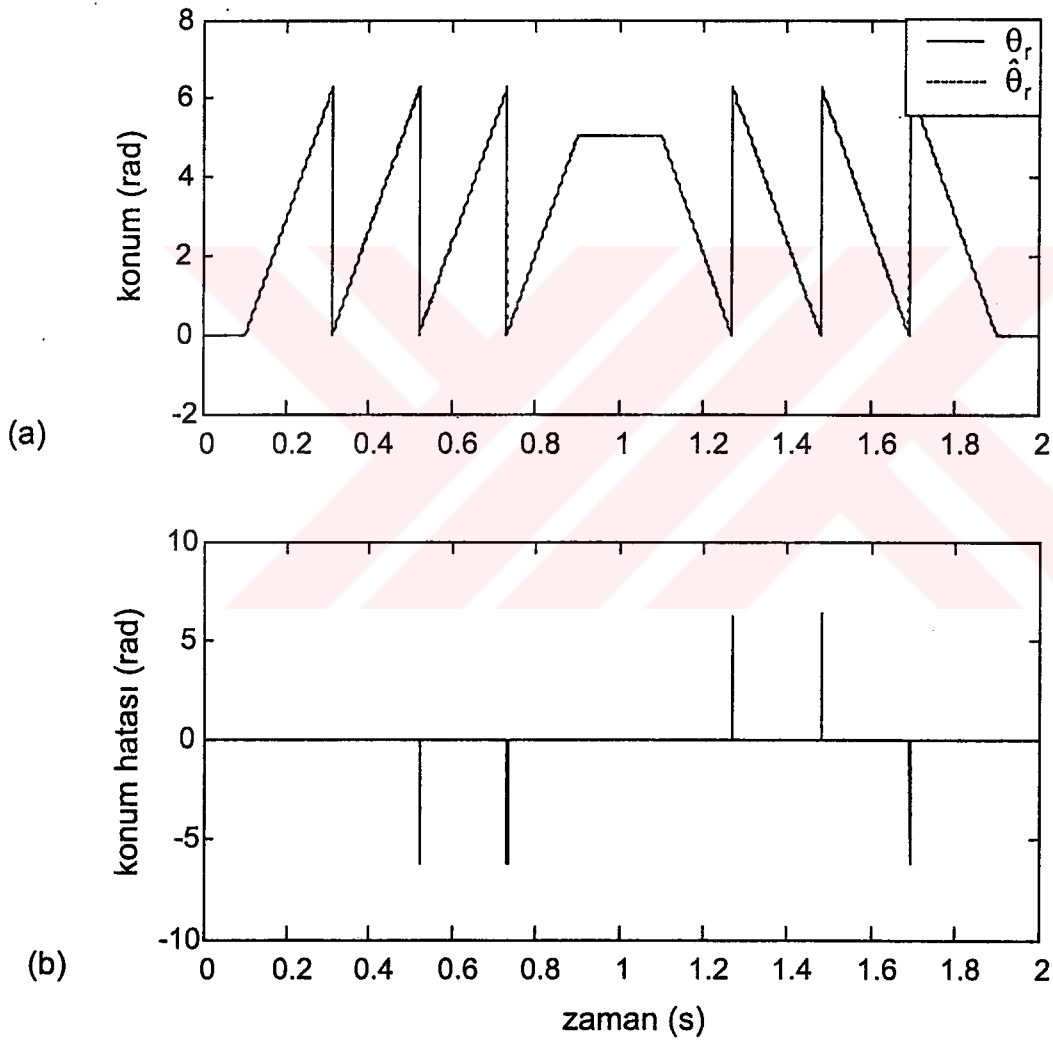
Şekil 4.26. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 30 rad/s adım hız referansında 1 Nm yükte α eksen akımı ve tahmin hatası

EKF'nin düşük hızlarda yükteki değişime bağımlılığını test etmek için simülasyon 30 rad/s adım hız referansında ve 1 Nm adım yükte tekrarlanmıştır. Şekil 4.27'de 30 rad/s adım hız referansında ve 1 Nm adım yükte hız tepkisi verilmiştir. Burada motora yük 0,2 s'de uygulanmış ve 0,8s'de kaldırılmıştır. Ters yönde ise yük, 1,2 s'de uygulanmış ve 1,8 s'de kaldırılmıştır. Her iki yönde de motor referans hızı düzgün izlemektedir. Şekil 4.27.b'den görüldüğü gibi adım yükte de hız tahmin hatası çok düşüktür.



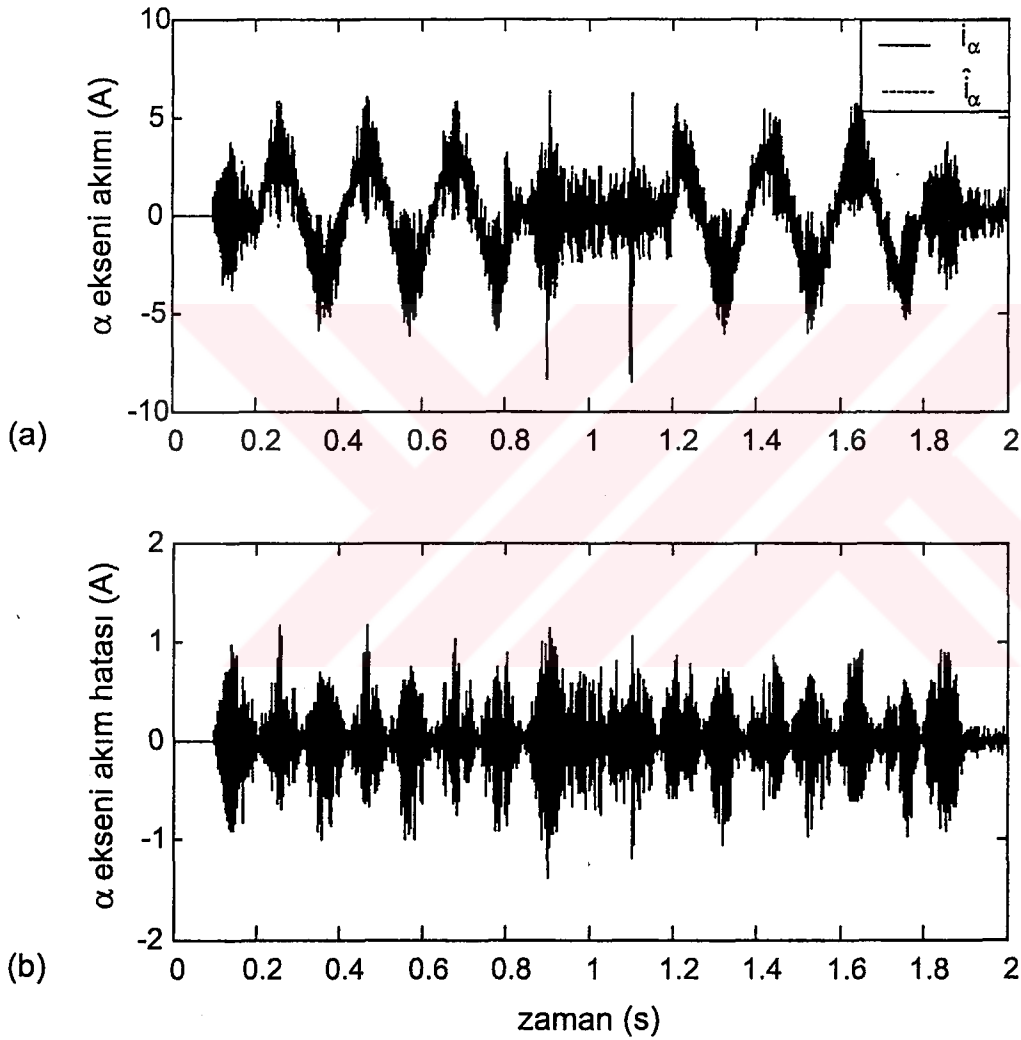
Şekil 4.27. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 30 rad/s adım hız referansında 1 Nm adım yükte hız ve tahmin hatası

Şekil 4.28'de 30 rad/s adım hız referansında, 1 Nm adım yükte konum ve konum tahmin hatası verilmiştir. Burada her iki yönde de konum tahmin hatasının düşük olduğu görülmektedir. Şekil 4.28.b'de yüklü durumda motor konumunun tahmin edilen konumdan geride olduğu görülmektedir. Fakat bu gecikme çok küçük seviyededir.



Şekil 4.28. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 30 rad/s adım hız referansında 1 Nm adım yükte konum ve tahmin hatası

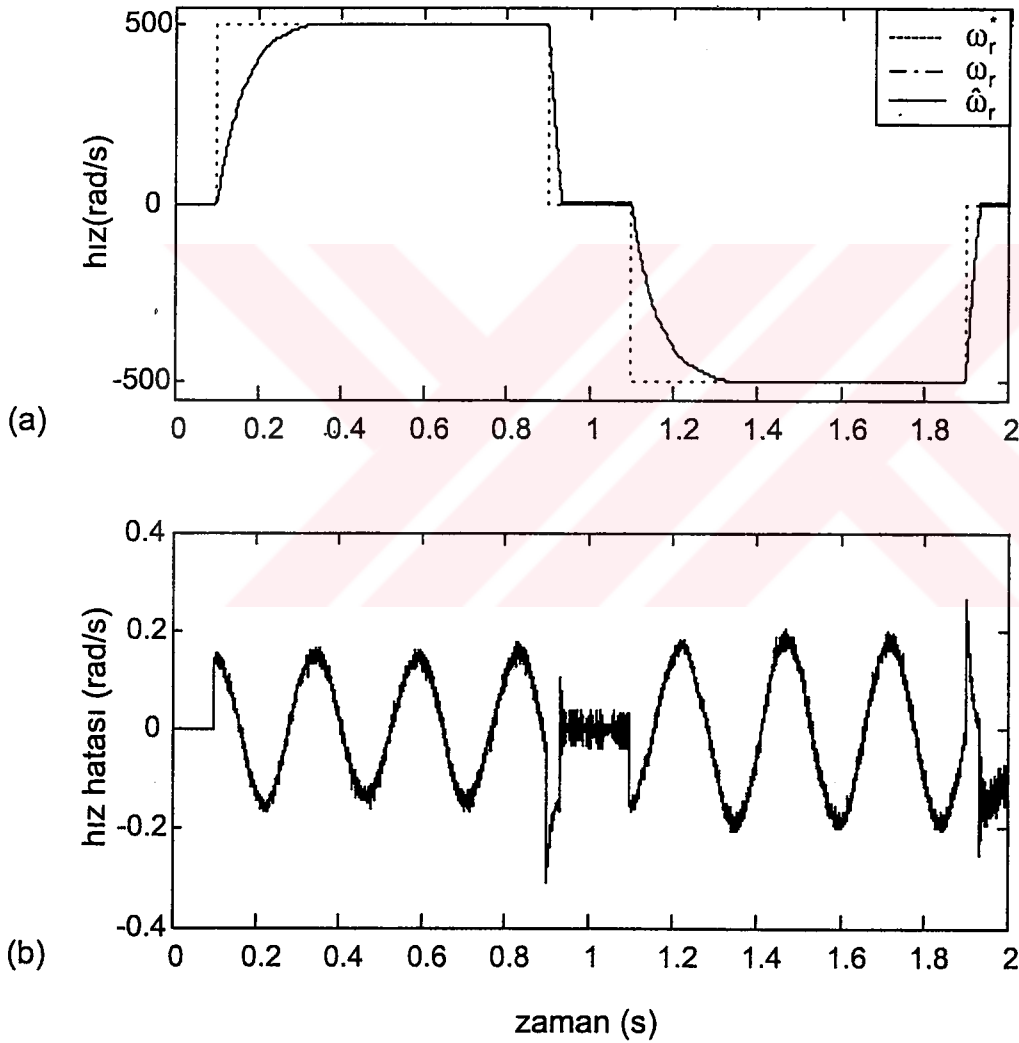
Şekil 4.29 30 rad/s adım hız referansında ve 1 Nm adım yükte akımın α eksen bileşeni göstermektedir. Burada motora 0,2 s ile 0,8 s arasında ve 1,2s ile 1,8 s arasında yük uygulandığından çekilen akım yüksektir. Yüksüz durumda ise çekilen akım düşük olmasına karşılık daha gürültülüdür. Şekil 4.27.b'den de görüldüğü gibi düşük hızlarda gürültüden dolayı akım tahmin hatası yüksek hızlara oranla daha fazladır.



Şekil 4.29. Tahmin edilen hız ve konum geri beslemesinde, 30 rad/s adım hız referansında 1 Nm adım yükte α eksen akımı ve tahmin hatası

4.2.2. Evirici modelinden elde edilen $\alpha\beta$ gerilimlerini kullanarak EKF'nin gerçekleştirilmesi

Referans gerilim vektörünün $\alpha\beta$ bileşenleri kullanılarak gerçekleştirilen EKF algoritması ile karşılaştırmak için evirici modelinden elde edilen gerilim vektörünün $\alpha\beta$ bileşenleri kullanılarak gerçekleştirilen EKF, 500 rad/s basamak hız referansında ve 1 Nm adım hızda test edilmiştir.

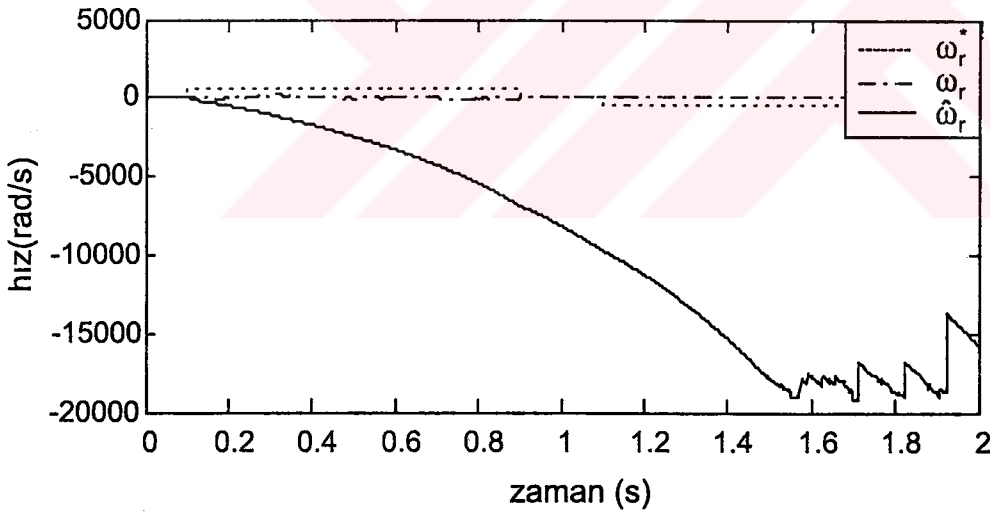


Şekil 4.30. 500 rad/s basamak hız referansında ve 1Nm adım yükte evirici modelinden elde edilen gerilim vektörü kullanılarak gerçekleştirilen EKF'nin hız tahmini

Şekil 4.30'da verilen sonuç Şekil 4.15 ile karşılaştırıldığında eviriciden elde edilen gerilim vektörü kullanılarak geliştirilen EKF'nin daha başarılı olduğu görülmektedir. Ancak uygulamadaki sakıncalar dikkate alındığında referans gerilim vektörünü kullanmak daha avantajlı olacaktır.

4.2.3. Kovaryans matrislerinin hatalı seçilmesi durumunda EKF tahmini

EKF'nin en büyük dezavantajı kovaryans matris değerlerine bağlı olmasıdır. Kovaryans matris değerlerinin hatalı seçilmesi EKF'nin yakınsamasını ve kararlılığını doğrudan etkilemektedir. EKF'nin kovaryans matrislerine bağımlılığını test etmek için kovaryans matris değerleri değiştirilerek hatalı durumda tahmin işlemi gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.31'den görüldüğü gibi kovaryans matris değerleri yeteri kadar uygun seçilmezse, başlangıç anından itibaren tahmin hatalı olmaktadır.



Şekil 4.31. Hatalı kovaryans matris seçimi durumunda EKF tahmin hatası

5. SAYISAL İŞARET İŞLEMCİ TABANLI SMSM SÜRÜCÜSÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

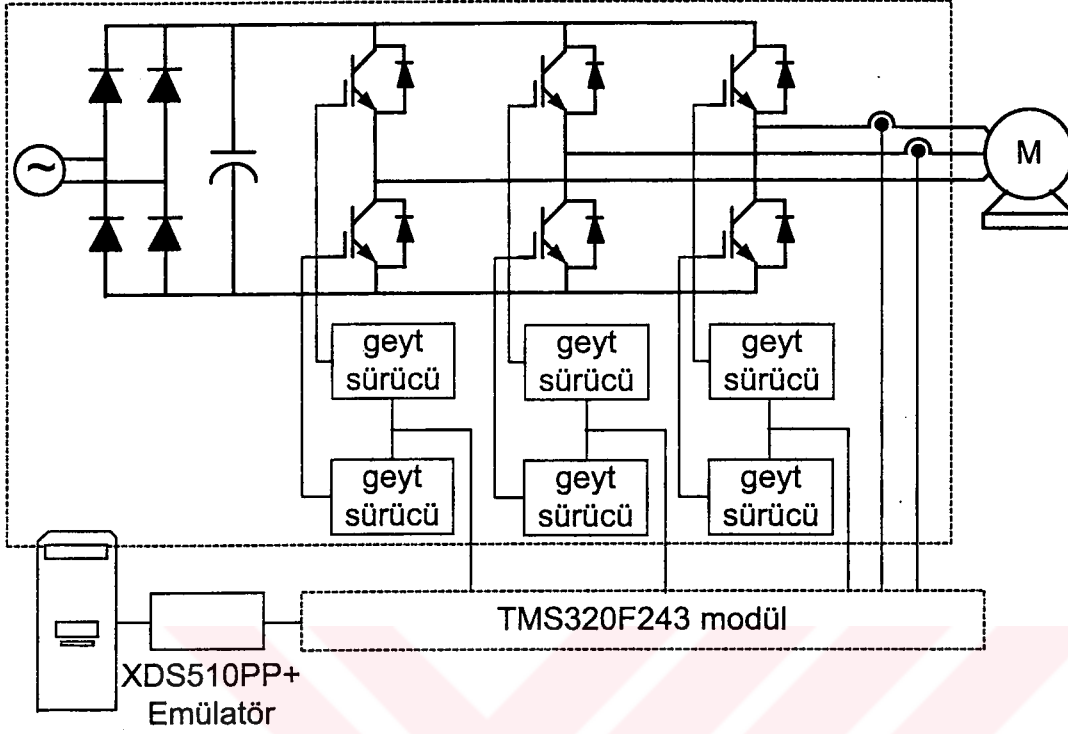
Şu ana kadar yapılan teorik ve simülasyon çalışmaları, EKF ile SMSM'un konum ve hız bilgilerinin düzgün olarak tahmin edildiğini ve geniş hız aralıklarında hız denetimi yapılabileceğini göstermiştir. Fakat sistemin deneysel olarak ta gerçekleştirilip test edilmesine ihtiyaç vardır.

Geçmişte elektrik motorları genellikle analog yöntemlerle denetlenmişlerdir. Son 20 yılda mikroişlemcilerde ve çevre birimlerindeki gelişmelerle birlikte bir çok alanda analog denetim yerine sayısal denetim teknikleri kullanılmaya başlanmıştır. Günümüzde en basit denetim yapısından en karmaşık denetim yapısına kadar bir çok alanda sayısal denetim teknikleri kullanılmaktadır.

Bu bölümde SMSM'un sayısal denetimi için bir sürücü gerçekleştirilmesi ve gerçekleştirilen sürücü kullanılarak konum algılayıcısız hız denetimi üzerinde durulmuştur. Deney düzeneği donanım ve yazılım bölümünden oluşmaktadır.

5.1. SMSM Sürücü Donanımı

Şekil 5.1'de SMSM sürücüsü verilmiştir. Sürücü donanımı; SMSM, d.a. kaynağı, 3-faz gerilim kaynaklı evirici ve geyt sürücüleri, akım ölçme devresi ile motor denetimi için geliştirilen sabit noktalı TMS320F243 işlemci ve çevre birimlerine sahip sayısal denetim sistemini içermektedir.



Şekil 5.1. Sİ denetimli SMSM sürücüsü

5.1.1. Sürekli mıknatıslı senkron motor

Bu çalışmada 0,4 KW gücünde 3-faz Y-bağlı ve mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirildiği SMSM kullanılmıştır. Motor parametreleri Ek-2'de verilmiştir. Yük olarak rotor miline akupile bağlı bir sürekli mıknatıslı d.a. generatörü kullanılmıştır.

5.1.2. Doğru akım kaynağı

Sürücü düzeneğinde, evirici devresine uygulanan d.a. gerilimi, laboratuvar amaçlı d.a. kaynağından elde edilmiştir. Kenwood firması tarafından üretilen kaynak 56V 10A d.a. çıkış verebilmektedir. Çıkış gerilimi düzgün ve doğrultma oranı yüksek olup akım sınırlamasına sahiptir. Motor besleme gerilimini elde edebilmek için iki adet kaynak seri bağlanmak suretiyle 112 V gerilim elde edilmiştir.

5.1.3. Gerilim kaynaklı evirici devresi

Gerilim kaynaklı evirici devresi, girişteki d.a. kaynak gerilimini motora alternatif gerilim olarak uygulamaktadır. Bu işlem devredeki güç anahtarları uygun anahtarlama sırası ile anahtarlanmak suretiyle gerçekleştirilir. Anahtarlama sırası Sİİ üzerinde bir denetim algoritması yazmak suretiyle belirlenir. Evirici devresi motoru sürmek için gerekli akımı belirlediğinden, motor gücüne bağlı olarak değişik güçlerde üretilebilmektedir. Bir evirici devresinin gücü devrede kullanılan yarıiletken elemanların gücü ile belirlenir.

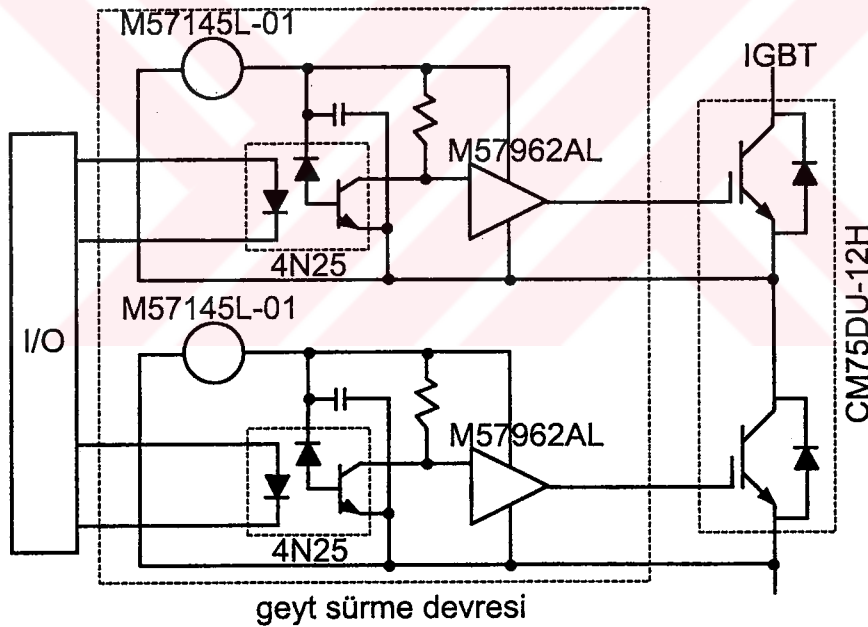
Geçmişte evirici devrelerinde genellikle tristörler kullanılmıştır. Günümüzde de tristörler yüksek güçlü düşük frekanslı uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Tristörleri, bir çeşit geliştirilmiş tristör olan GTO'lar takip etmiştir. GTO'lar yüksek akım ve gerilim değerlerinden (6000V, 6000A) dolayı yüksek güçlü uygulamaların vazgeçilmez elemanı durumuna gelmiştir. Ancak yavaş anahtarlama yüksek anahtarlama kayıplarına sahip olduğundan yüksek frekanslarda üretilememektedir. Ayrıca karmaşık snubber devresine ihtiyaç duyması kullanım alanını sınırlayan önemli bir faktördür. Güç MOSFET'lerinin, tristör ve GTO'nun tersine, yüksek frekanslardaki anahtarlama kayıpları düşüktür. Bu yüzden anahtarlama güç kaynakları ve motor denetimi gibi uygulamalarda yoğun olarak kullanılmaktadır. 1980'lerde üretimine başlanan IGBT'ler yüksek anahtarlama frekansı ve güç değerleri ile bir çok alanda geniş kullanıma sahiptir. Günümüzde 3500V, 1200A değerlerine sahip IGBT bulmak mümkündür [96].

Anahtarlama frekansları ve güç değerleri ile sürme devresini dikkate alınarak, evirici devresinde güç anahtarı olarak IGBT kullanılmıştır. Kullanılan IGBT modül; Mitsubishi tarafından üretilmiş olup 600V, 75A değerlerine sahiptir. Her bir modül iki adet yarım köprü bağlanmış IGBT ile bunlara ters bağlı hızlı serbest dönüşüm diyotlarını içermektedir. IGBT bir çok devrede snubber devresine ihtiyaç göstermemesine rağmen anahtarlama sinyallerinin düzgün

olması için kollektör emiter arasına Alcon KP-3C 1 μ F/1000 V d.a. snubber kondansatörü bağlanmıştır.

5.1.4. IGBT geyt sürme devresi

IGBT geyt sürme devresinin görevi S11'den elde edilen darbe genişlik modülasyon (DGM) sinyallerini, IGBT'nin geyt'ini sürecektir gerilim seviyesine çıkartmaktır. Şekil 5.2'de geyt sürme devresinin blok diyagramı verilmiştir. Geyt sürme devresinin tasarımında, IGBT iletim ve kesim gerilimleri, seri bağlı geyt direncinin değeri, geyt sürme gücü, geyt sürme akımının tepe değeri dikkate alınması gereken unsurlardır.



Şekil 5.2. IGBT geyt sürme devresi

5.1.4.1. IGBT iletim gerilimi

IGBT iletim gerilimi, IGBT'yi iletimde tutacak geyt-emiter arasındaki gerilim değeridir. Üretici bilgileri kullanılarak, maksimum iletim gerilimi bulunabilir. Tasarlanan devrede kullanılan IGBT'nin maksimum iletim gerilimi 20 V'tur.

İletim gerilim değerinin seçilmesinde IGBT çıkış karakteristiği kullanılmaktadır.

Tasarlanan devrede kullanılan IGBT'nin çıkış karakteristiğinden IGBT'yi iletimde tutacak en uygun gerilim değeri 15 V olarak seçilmiştir.

5.1.4.2. IGBT kesim gerilimi

IGBT geytine kesim gerilimi uygulanması IGBT kesim kayıplarını azaltacaktır. Bu yüzden kesim gerilimine ihtiyaç vardır. Bu çalışmada kesim gerilim değeri –5 V olarak seçilmiştir.

5.1.4.3. Seri geyt direnci

IGBT'nin geytine seri bağlı bir direnç, dinamik performansını büyük ölçüde etkilemektedir. IGBT'ler geyt kapasitesi şarj-deşarj olmak suretiyle iletim ve kesime gitmektedir. IGBT geyt'ine seri bağlı küçük değerli bir seri direnç, geyt kapasitesinin hızlı şarj-deşarj olmasına neden olur. Böylece IGBT anahtarlama hızı artırılıp, anahtarlama kayıpları düşürülür. Seri direncin başka bir faydası ise snubber devre ihtiyacını ortadan kaldırmasıdır.

5.1.4.4. Geyt sürücü gücü

IGBT anahtarlama anında geyt sürme devresi güç kaynağından sağlanan gücü kullanmaktadır. Bu gücün miktarı; çalışma frekansı, iletim ve kesim gerilimleri ile toplam geyt yükünün bir fonksiyonudur.

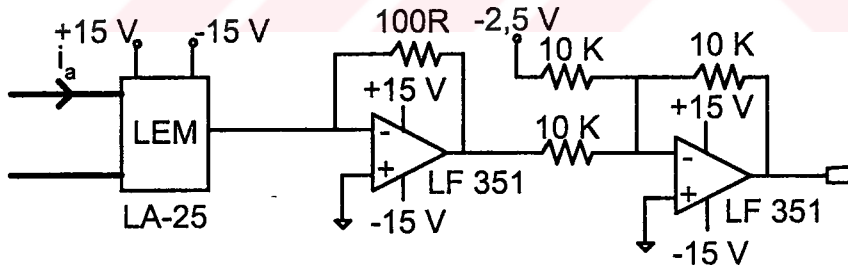
5.1.4.5. Sürme akımı tepe değeri

Bir IGBT modül, verimli anahtarlama yapabilmek için sürme gücünün düşük olması kadar sürme akımının tepe değerinin yüksek olmasına ihtiyaç gösterir.

Geyt sürme devresi ile IGBT arasındaki bağlantı birbirine sarılmış kablolar aracılığı ile yapılmıştır. Böylece kablolar arasındaki kapasitans etkisi giderilmiştir.

5.1.5. Akım ölçme devresi

Motora uygulanan akımlar akım ölçme devresi aracılığı ile ölçülerek Sİİ'ye gönderilmektedir. Şekil 5.3'de bir faz için akım ölçme devresi verilmiştir. Devreden geçen akım, bir akım algılayıcı ile gerilim değerine dönüştürülmektedir. Devrede LA25-NP tipinde LEM akım algılayıcı kullanılmıştır. Akım algılayıcının bacak bağlantıları ayarlanmak suretiyle çıkıştan değişik gerilim değerleri almak mümkündür. Akım algılayıcının çıkışından elde edilen gerilim, Sİİ'nin A/D dönüştürücü (ADC) girişine bağlanacağından 5V olması gerekir. Bunun için akım algılayıcının bağlantısı maksimum akım değerinde +2,5V ve minimum akım değerinde ise -2,5V olacak şekilde yapılmıştır.



Şekil 5.3. Bir faz için akım ölçme devresi

Sİİ'nin ADC girişine uygulanan gerilimin 0-5 V olması gerekmektedir. Bu yüzden bir analog toplama devresi yardımıyla akım algılayıcıdan elde edilen gerilim 0-5 V seviyesine yükseltilmiştir. Devrede işlemsel yükselteçten dolayı faz kaymasını en aza indirmek için LF351 hızlı işlemsel yükselteçler kullanılmıştır. Devre 3-faz için tasarlanmasına rağmen sadece iki faz akımı

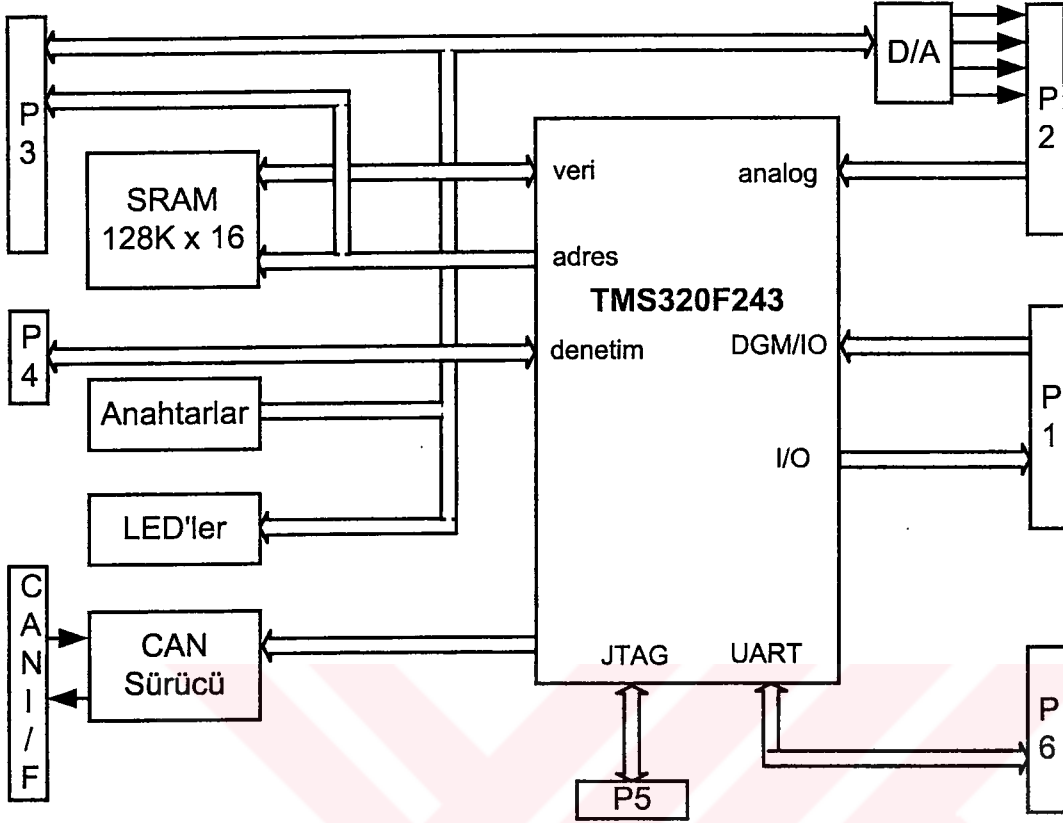
ölçülmüş, üçüncü faz akım değeri ölçülen fazların akımlarından hesaplanmıştır.

5.1.6. Sayısal denetim sistemi

Sayısal denetim sistemi, SMSM denetim algoritmasını gerçekleştirecek işlemci ile çevre birimlerinden oluşmaktadır. EKF karmaşık algoritma yapısına sahip olup çok fazla matematik işlem ve matris çarpımlarını içermektedir. Bu yüzden EKF algoritmasının gerçekleştirilebilmesi için hızlı mikroişlemcilerle ihtiyaç vardır. Bu çalışmada motor denetimi için geliştirilen TMS320F243 16-bit sabit noktalı Sİİ'ye sahip denetim kartı kullanılmıştır. Sİİ denetim kartının blok diyagramı Şekil 5.4'de verilmiştir.

Sayısal denetim sisteminde kullanılan TMS320F243 Sİİ aşağıdaki özelliklere sahiptir.

- 50 ns komut işleme hızı,
- 544 kelime×16-bit veri/program hafızası (RAM), 8K kelime×16-bit flash EEPROM, 224K kelime×16-bit toplam ulaşılabilir hafıza adresi,
- Harici hafıza arabirimi,
- 8 adet darbe genişlik modülasyon kanalı, 2 adet 16-bit genel amaçlı zamanlayıcı, enkoder girişi olarak da kullanılan 3 adet capture birimini içeren bir modül,
- Analog bilgileri sayısala dönüştürmek için 1µs'de dönüştürme yapan 10-bit analog/sayısal dönüştürücü,
- CAN modül,
- 26 adet bağımsız programlanabilir genel amaçlı giriş çıkış (I/O) pinleri.
- Seri haberleşme arabağlaşım modülü
- Çevre birimleri ile seri arabağlaşım için 16-bit modül
- 5 adet harici kesme



Şekil 5.4. SII'li sayısal denetim sistemi blok diyagramı

Sayısal denetim kartı SII'den başka kullanım kolaylığı sağlamak için çeşitli arabağlaşım elemanlarına sahiptir.

Sayısal denetim kartı üzerinde bulunan 128K kelime $\times$ 16-bit statik hafıza (SRAM) program ve veri hafızası olarak kullanılabilir.

Sayısal sinyaller 0-5 V d.a. çıkış veren 4 kanallı 12-bit D/A dönüştürücü kullanılarak analog sinyale dönüştürülmektedir. Analog sinyal çıkışı P2 genişleme soketine bağlanmıştır. P2 soketinde analog sinyal çıkışından başka 8 adet analog sinyal girişi ve +5 V analog çıkış bulunmaktadır. Motor hattından ölçülen akımlar analog sinyal girişi kullanılarak SII'ye aktarılmakta ve burada A/D dönüştürücü kullanılarak sayısal bilgiye dönüştürülmektedir.

P1 genişleme soketi 8 adet DGM sinyal çıkışı ve genel amaçlı I/O birimlerini içermektedir. SİI kullanılarak üretilen DGM sinyalleri, DGM sinyal çıkışları kullanılarak geyt sürme devresine aktarılır.

Pentium II 266 MHz işlemcili bir bilgisayar kullanılarak yazılan program, XDS510PP+ emülatör kullanılarak P5 soketi aracılığıyla SİI'ye aktarılmaktadır.

5.2. Denetim Sistemi Yazılımı

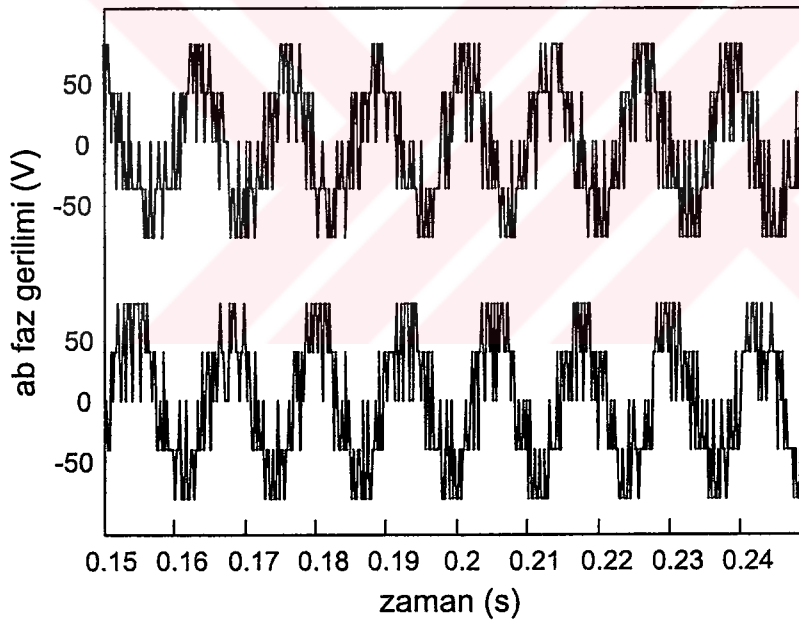
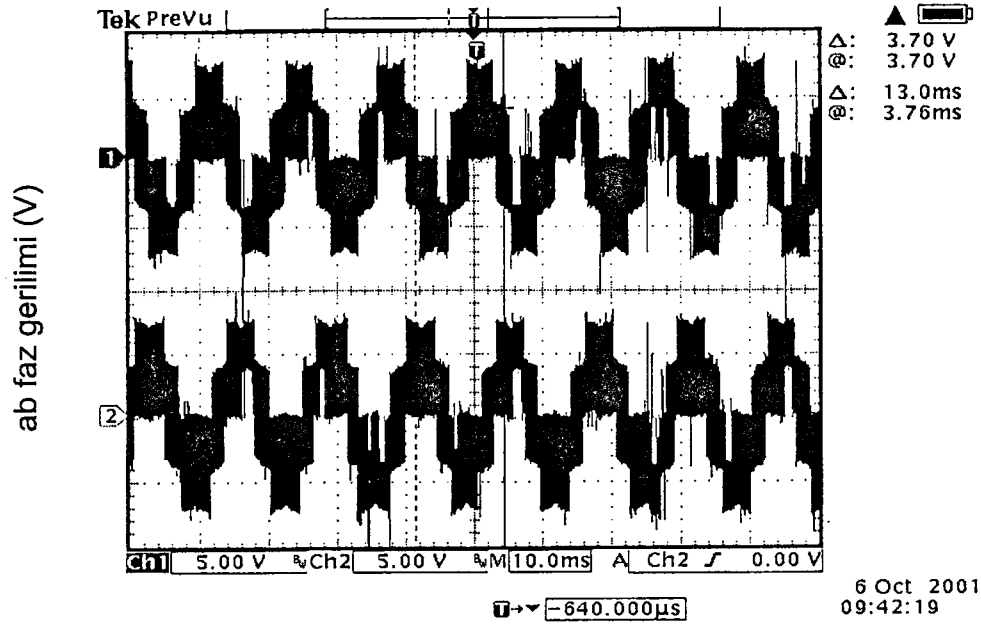
SMSM denetimi için gerekli yazılım Pentium II 266 MHz bilgisayarda ve Texas Instruments (TI) tarafından geliştirilen Assembly ve C dillerinin kullanımına imkan sağlayan Code Composer kullanılarak hazırlanmıştır. Programın hazırlanmasında Assembly dili kullanılmış ve TI tarafından yazılan modüler programlardan faydalanılmıştır. Hazırlanan program XDS510PP+ emülatör aracılığı ile SİI'ye aktarılmaktadır.

Yazılım iki bölümden meydana gelmiştir. Başlangıç bölümü, işlemci resetlendikten sonra donanım ve yazılımları başlangıç konumuna getirmektedir. Ana program ise denetim işlemini ve işlem sırasını belirlemektedir. Ana program modüler programlardan meydana gelmiştir. Bu modüler programlar EKF algoritması, akım ölçme, akım ve hız denetimi için PI denetleyici, Park ve Park⁻¹ dönüşümü, Clarke ve Clarke⁻¹ dönüşümü, alan vektör darbe genişlik modülasyonu işlemlerini yerine getirmek için hazırlanan alt programlardır.

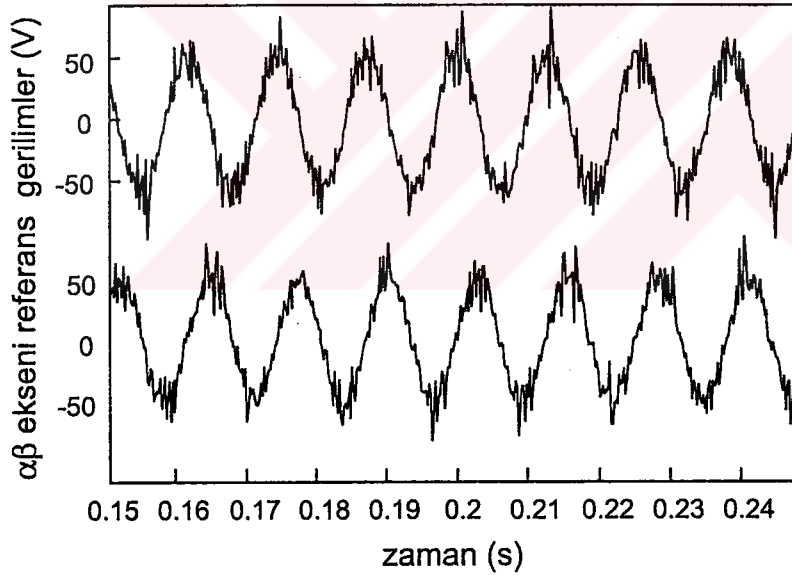
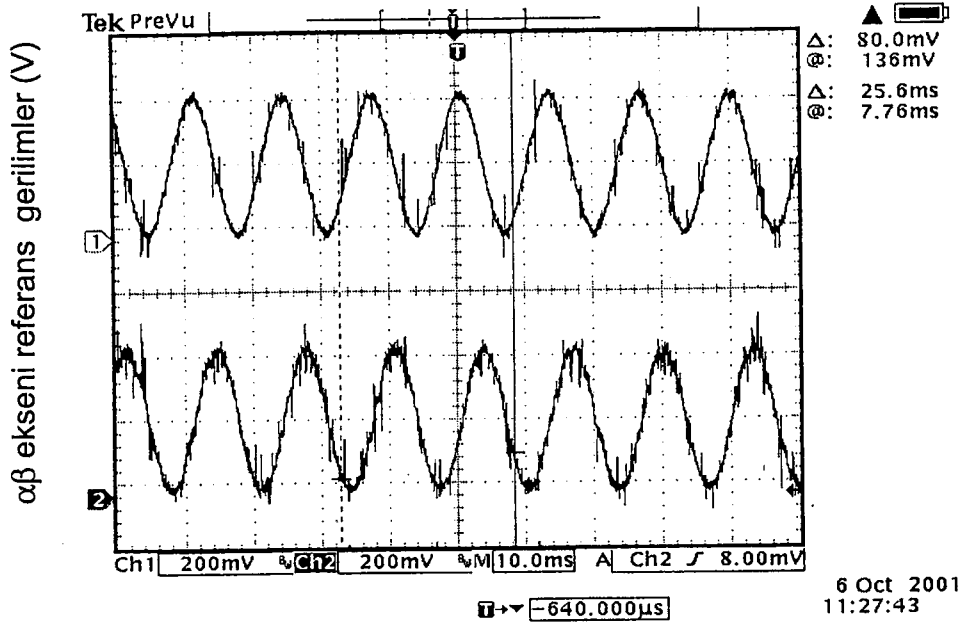
5.3. Deneysel Sonuçlar

Simülasyondan elde edilen sonuçları, deneysel olarak test etmek için SMSM, 500 rad/s ve 30 rad/s sabit hızlarda çalıştırılmıştır. Deneyde DGM anahtarlama frekansı 10 KHz olarak seçilmiştir. Motorun a ve b faz akımları

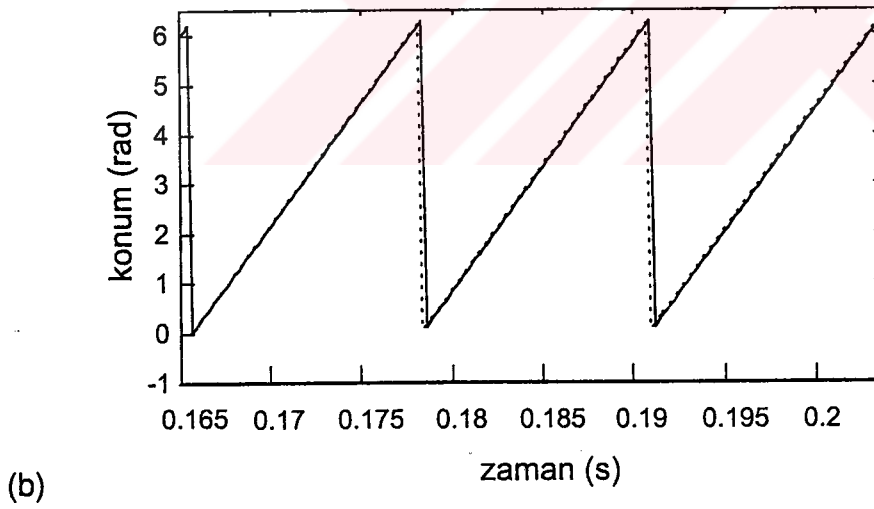
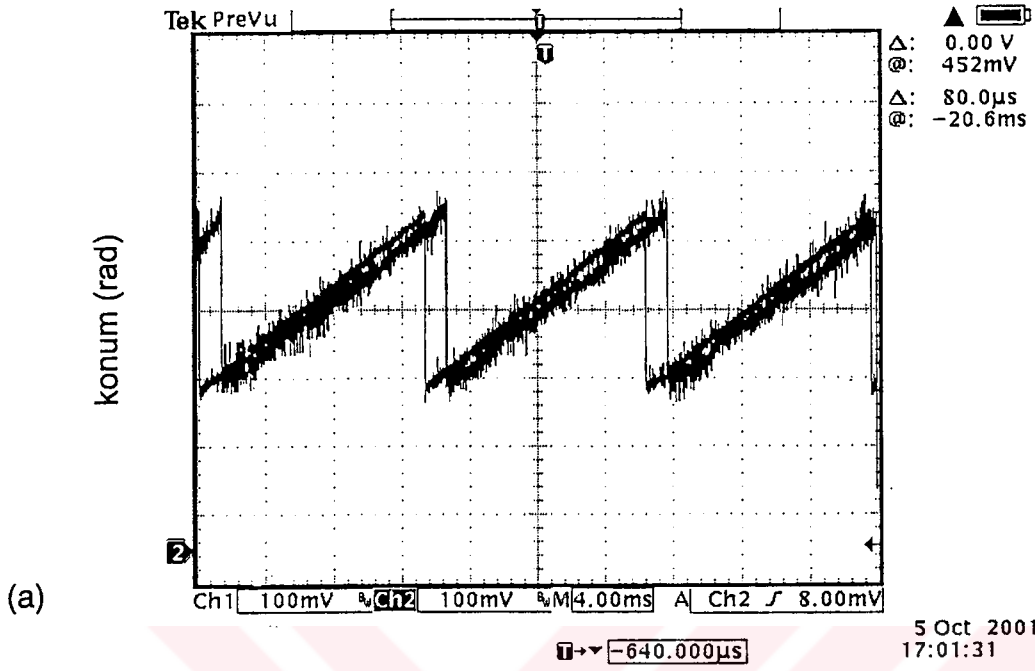
her DGM peryodunda bir kez örneklenmiştir. Bu yüzden akım örnekleme frekansı da 10 KHz'dir. Şekil 5.5'de 500 rad/s sabit hızda motor uçlarından ölçülen ve simülasyondan elde edilen a-b faz gerilimleri verilmiştir. Şekil 5.5.a'da dikey bölmeler arası 50 V, yatay bölmeler arası ise 10 ms'dir. Motor uçlarından ölçülen a-b faz gerilimleri ile Şekil 5.5.b'deki simülasyondan elde edilen gerilimlerin aynı olduğu görülmektedir. Deney ve simülasyon sonuçları fazlar arasında 120° faz farkı olduğunu göstermektedir. Şekil 5.6'da uygulamadan ve simülasyondan elde edilen $\alpha\beta$ ekseni referans gerilimleri verilmiştir. Uygulamada $\alpha\beta$ ekseni referans gerilimleri S11'den D/A dönüştürücü kullanılarak ölçülmüştür. Şekil 5.6.a'da deneyden elde edilen $\alpha\beta$ ekseni referans gerilimleri Şekil 5.6.b'deki simülasyondan elde edilen referans gerilim değerleri ile aynıdır. Deneyden ve simülasyondan elde edilen referans gerilim değerleri motor uçlarından ölçülen gerilimler ile aynı büyüklük ve frekansa sahiptirler. Şekil 5.7'de deneyden ve simülasyondan elde edilen motor konumu ve tahmin edilen konum verilmiştir. Konum değerleri her 2π rad'da sıfırlanmıştır. Şekil 5.7.a'da motor konumu ve tahmin edilen konum D/A dönüştürücü yardımıyla ölçülmüştür. Şekil 5.7.a'dan görüldüğü gibi tahmin edilen konum gerçek konumu düzgün bir şekilde izlemektedir. Uygulamada akım ölçüm esnasında meydana gelen gecikmeden dolayı tahmin edilen konum motor konumunu gecikmeli olarak takip etmektedir. Deneyden elde edilen konum tepkisi Şekil 5.7.b'de verilen simülasyon sonucu ile karşılaştırıldığında her iki sonucunda benzer olduğu görülmektedir. Fakat uygulamada ölçüm gürültülerinden dolayı grafikler simülasyona oranla daha gürültülüdür. Şekil 5.8'de verilen dq akımları motorun kararlı çalışması esnasında elde edilen akımlardır. Şekil 5.8.a'da motor akımları D/A dönüştürücü kullanılarak ölçülmüştür. Şekil 5.8.b'deki simülasyon sonuçları ile karşılaştırıldığında aynı olduğu görülmektedir.



Şekil 5.5. 500 rad/s sabit hızda motor a-b faz gerilimi ile simülasyondan elde edilen a-b faz gerilimleri

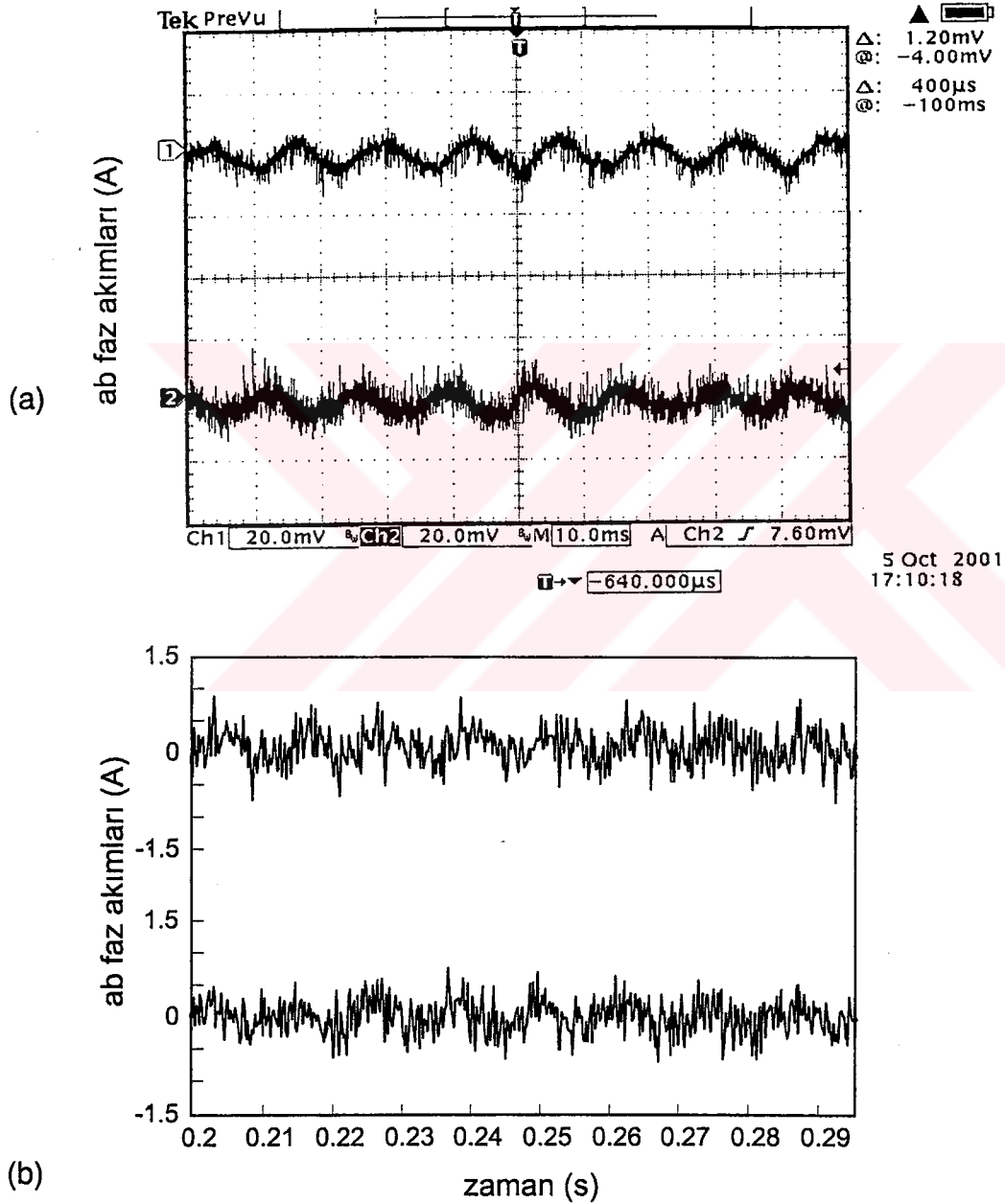


Şekil 5.6. 500 rad/s sabit hızda motor $\alpha\beta$ eksen referans gerilimi ile simülasyondan elde edilen $\alpha\beta$ eksen referans gerilimleri



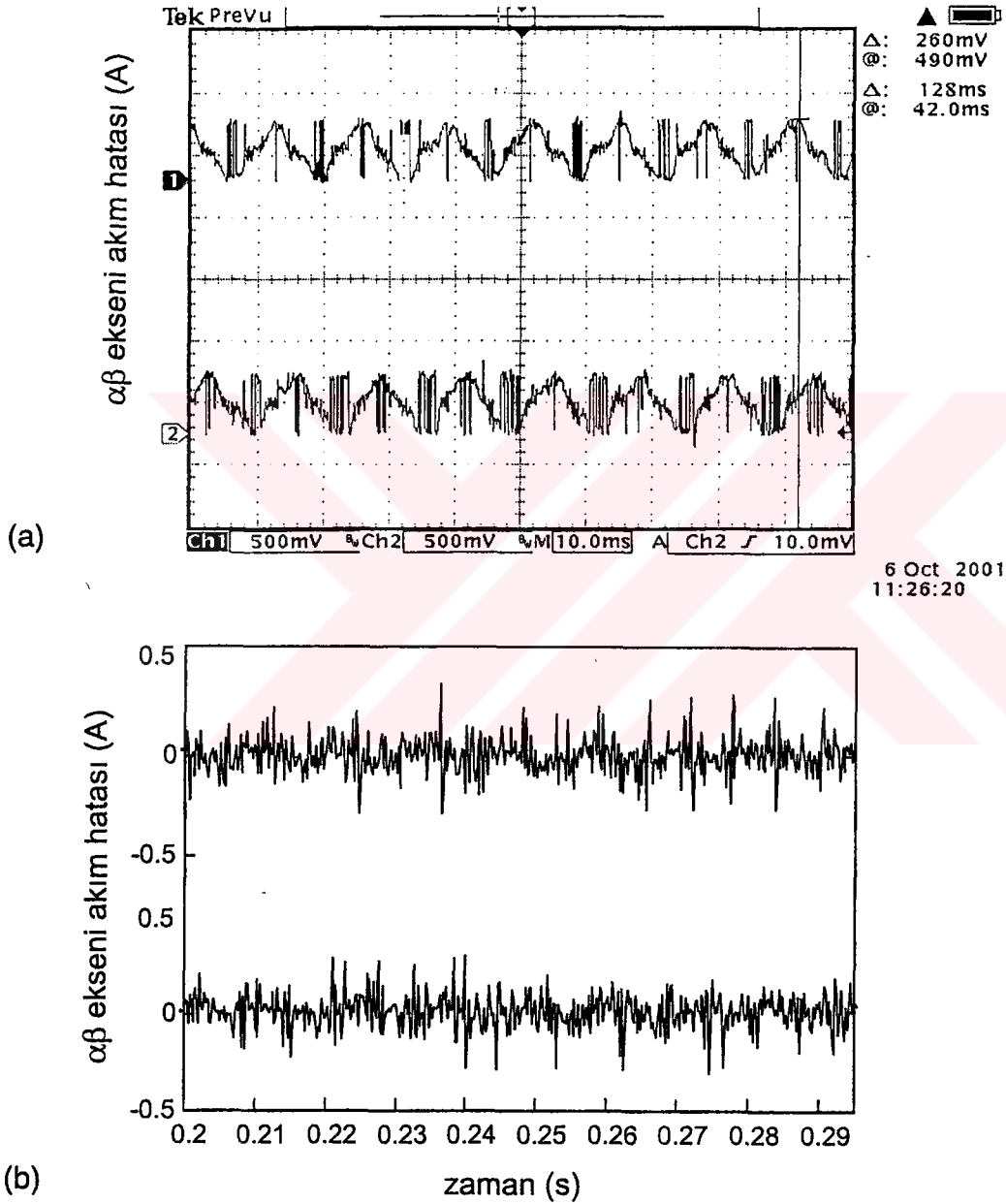
Şekil 5.7. 500 rad/s sabit hızda motor konumu ile simülasyondan elde edilen konum

Şekil 5.9'da motor uçlarından ölçülen ve simülasyondan elde edilen a-b faz akımları verilmiştir. Şekil 5.9.a'da y eksenı bölmeler arası 0,2 A'dır. Şekil 5.9.a'daki motor uçlarından ölçülen akım ile Şekil 5.9.b'de simülasyondan elde edilen akımın aynı görülmektedir.



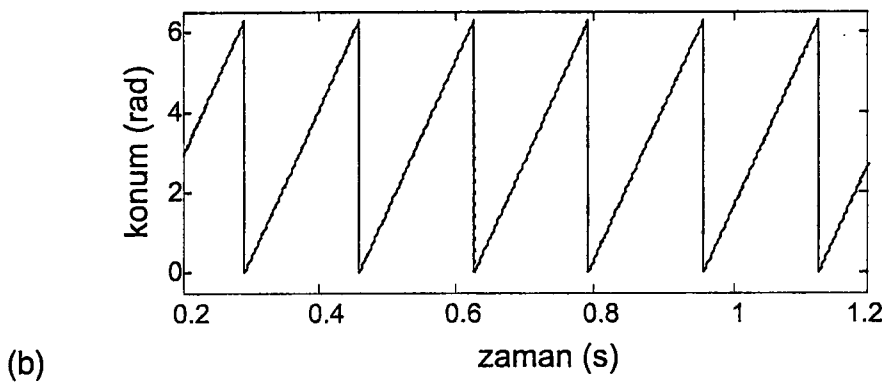
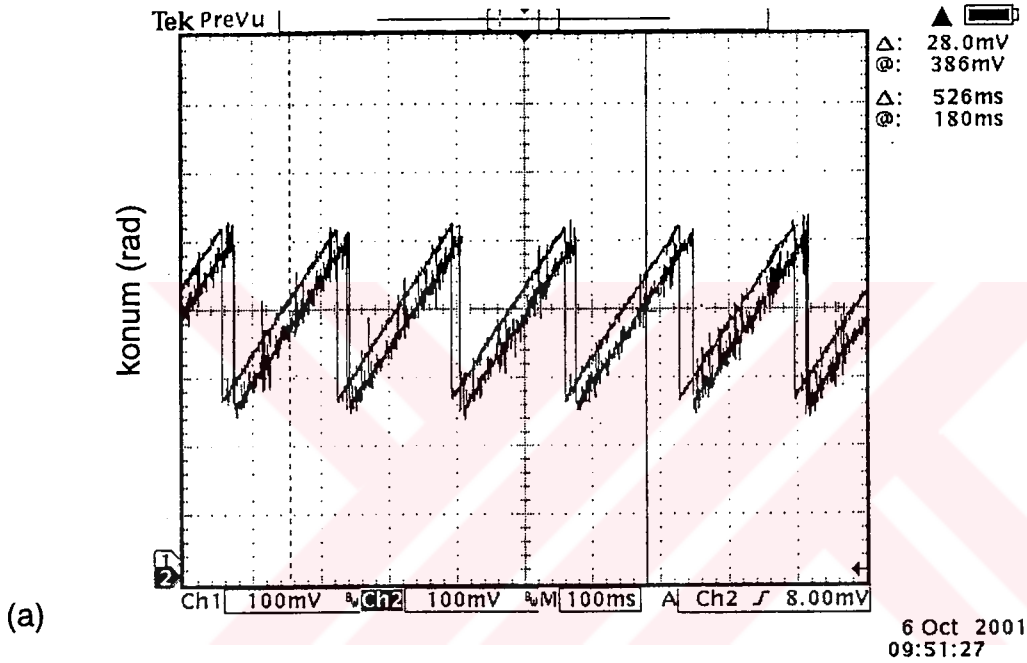
Şekil 5.9. 500 rad/s sabit hızda motor ab faz akımları ile simülasyondan elde edilen ab faz akımları

Şekil 5.10'da 500 rad/s sabit hızda $\alpha\beta$ eksenli akım tahmin hatası verilmiştir. Şekil 5.10.a'da deneyden elde edilen akım tahmin hatasının Şekil 5.10.b'deki simülasyondan elde edilene oranla daha yüksek olduğu görülmektedir.



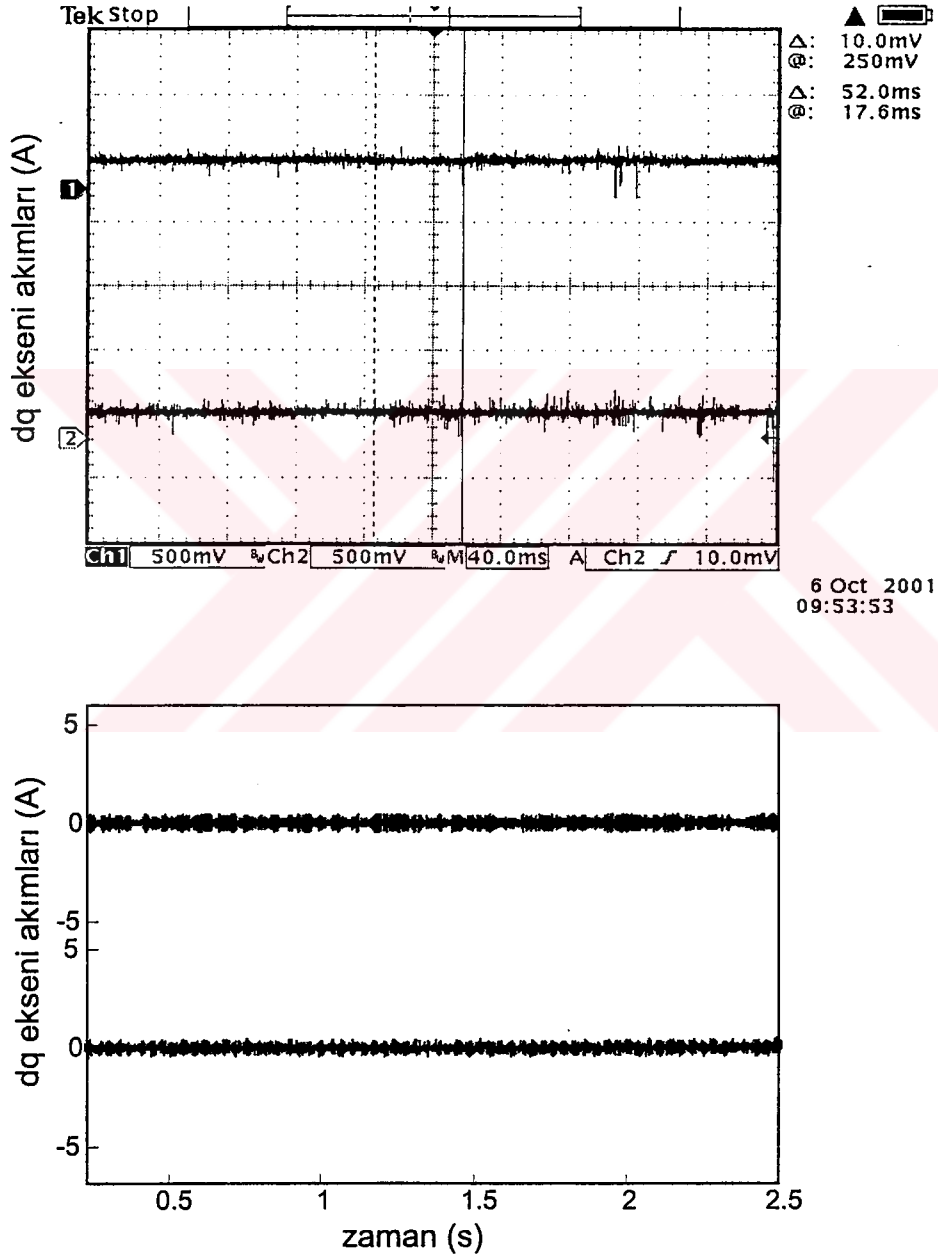
Şekil 5.10. 500 rad/s sabit hızda motor $\alpha\beta$ eksenli akım tahmin hatası ile simülasyondan elde edilen $\alpha\beta$ eksenli akım tahmin hatası

Şekil 5.11'de 30 rad/s sabit hızda deneyden elde edilen motor konumu ile simülasyondan elde edilen motor konumu verilmiştir. Şekil 5.11.b'de simülasyondan elde edilen konum Şekil 5.11.a'ya oranla daha düzgündür. Fakat her iki sonuçta da tahmin edilen konum gerçek konumu düzgün olarak takip etmektedir.



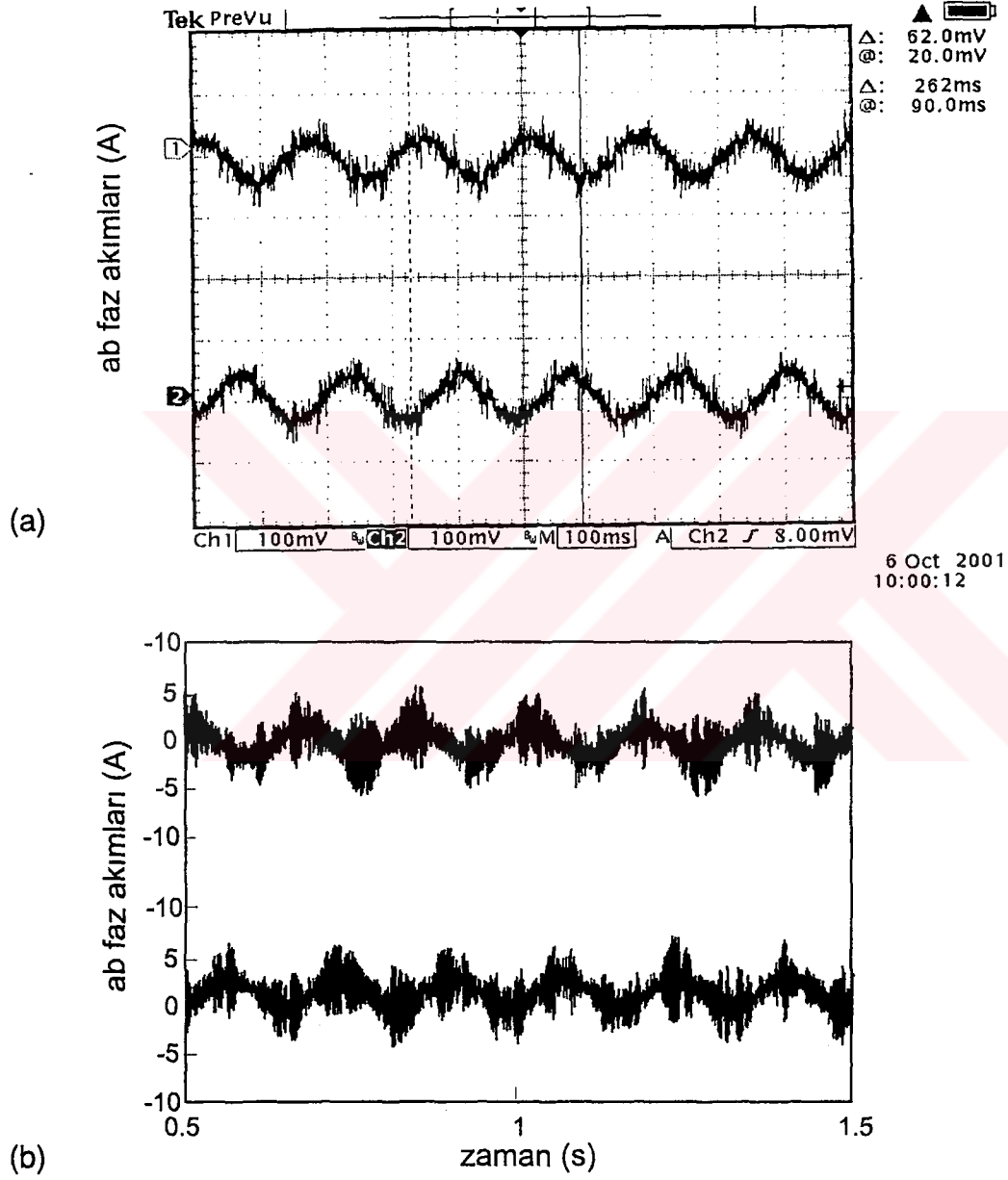
Şekil 5.11. 30 rad/s sabit hızda motor konumu ile simülasyondan elde edilen konum

Şekil 5.12’de motor uçlarından ölçülen akım vektörünün dq eksen bileşeni ile simülasyondan elde edilen akım vektörünün dq eksen bileşeni verilmiştir. Uygulamadan elde edilen sonuçlar ile simülasyondan elde edilen sonuçların benzer olduğu görülmektedir.



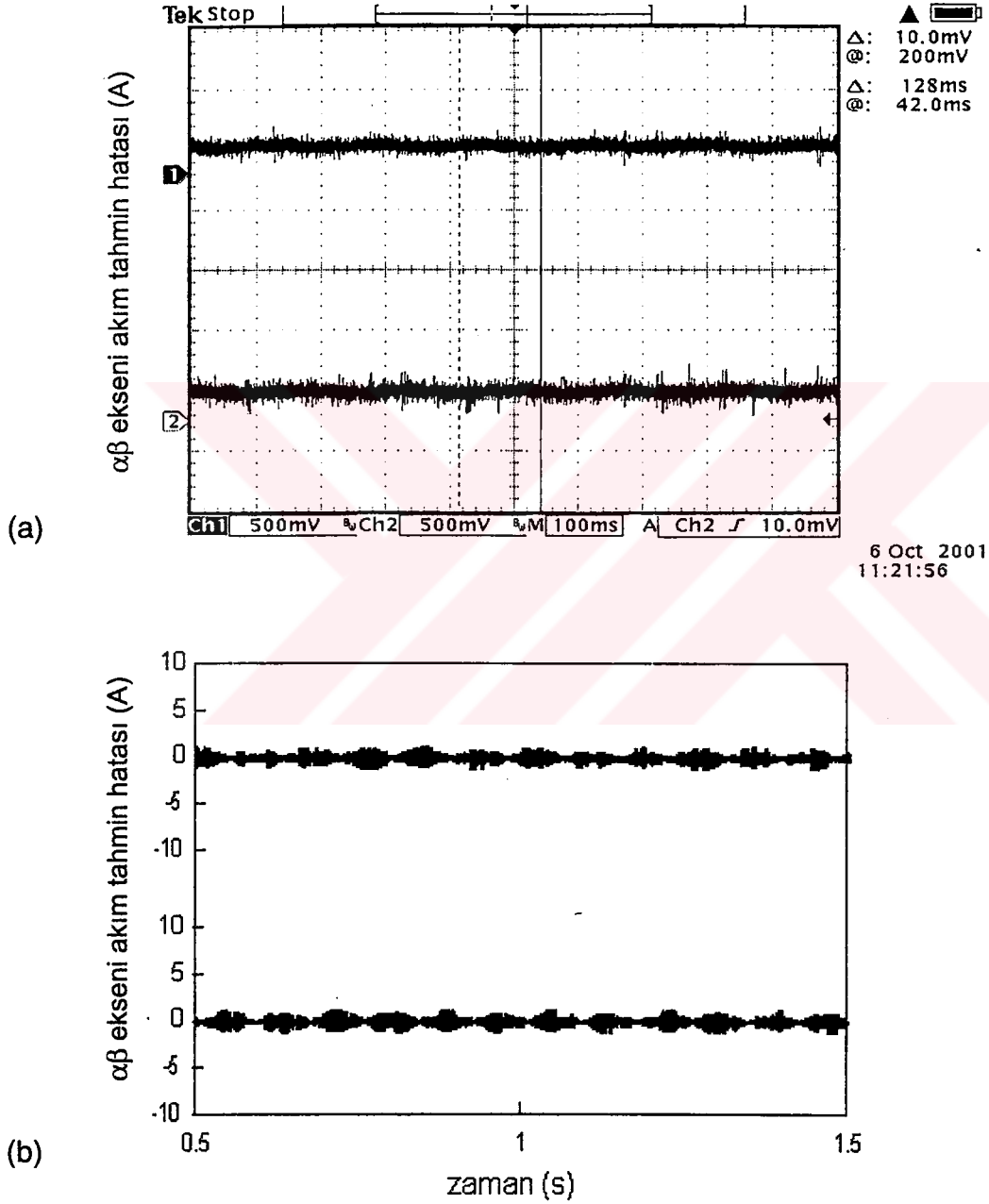
Şekil 5.12. 30 rad/s sabit hızda motor dq eksenli akımı ile simülasyondan elde edilen dq eksenli akımı

Şekil 5.13'de 30 rad/s sabit hızda motor uçlarından ölçülen ve simülasyondan elde edilen a-b faz akımları verilmiştir. Motor uçlarından ölçülen akımlar ile simülasyondan elde edilen akımların benzer olduğu görülmektedir.



Şekil 5.13. 30 rad/s sabit hızda motor ab faz akımları ile simülasyondan elde edilen ab faz akımları

Şekil 5.14'de 30 rad/s sabit hızda $\alpha\beta$ eksenî akım tahmin hatası verilmiştir. Şekil 5.14.a'da verilen uygulama sonucuna göre akım tahmin hatası düşük seviyededir ve Şekil 5.14.b'deki simülasyon sonucu ile benzerdir.



Şekil 5.14. 30 rad/s sabit hızda motor $\alpha\beta$ eksenî akım tahmin hatası ile simülasyondan elde edilen $\alpha\beta$ eksenî akım tahmin hatası

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez, SMSM'un konum ve hız tahmini, tahmin edilen değerler kullanılarak SMSM'un hız denetimi olarak iki adımda incelenebilir.

İlk olarak SMSM'un konum ve hız tahmini için bir EKF modeli geliştirilmiştir. Geliştirilen EKF modeli SMSM'un 2-faz sabit referans düzlem modelini kullandığından kovaryans matris boyutları küçülmüştür. Ayrıca işlemler daha hızlı gerçekleşmektedir. Kovaryans matrislerinin değerleri deneme yanılma yöntemi ile bulunmuştur. Kovaryans matrislerinin köşegen elemanları haricindeki elemanlar hakkında istatistiki veri bulunmadığından bu elemanların değeri sıfırdır. Yapılan inceleme sonucunda kovaryans matrislerin ilk iki köşegen elemanlarının aynı olması durumunda daha iyi sonuç alındığı görülmüştür. Bu durumda deneme yanılma yoluyla kovaryans matris değerlerinin bulunması daha kolay olmaktadır. Yapılan simülasyon çalışması sonunda EKF'nin kararlılığının kovaryans matrislerinin değerlerine büyük oranda bağlı olduğu görülmüştür.

Gerçekleştirilen EKF modeli on-line olarak çalışmaktadır. Bu yüzden motordan elde edilen verilerin bir yerde depolanmasına ihtiyaç yoktur. Ayrıca EKF modelinde gerçek gerilim bilgisi yerine akım denetim döngüsündeki referans gerilim bilgileri kullanılmıştır. Böylece gerilim bilgilerini elde etmek için ilave bir düzeneğe gerek kalmamıştır. Simülasyon ve deney sonuçları referans gerilimler ile motor faz gerilimleri arasında büyük bir farkın olmadığını, aradaki farkın kovaryans matrislerini ayarlamak suretiyle EKF ile düzeltilebileceğini göstermiştir. Akım bilgileri motor hattına bağlanan iki adet akım algılayıcı kullanılarak elde edilmiştir. Motor, 3-faz Y-bağlı ve dengeli olduğundan, üçüncü faz akımı ölçülen akımlardan hesaplanmaktadır. Ölçülen akımlar Sİİ'nin ADCIN0 ve ADCIN1 kanalları kullanılarak sayısal bilgiye dönüştürülmekte ve buradan işlemciye aktarılmaktadır.

İkinci adım olarak, SMSM'un hız denetimi için gerekli deney düzeneği hazırlanmıştır. Deney düzeneği SMSM ile miline bağlı sürekli mıknatıslı d.a. motoru, 3-faz gerilim kaynaklı evirici, eviricideki güç anahtarlarını sürme devresi ve SİL'den meydana gelmiştir.

Gerilim kaynaklı evirici devresinde, evirici gücünü artırmak ve yüksek anahtarlama frekanslarında düşük anahtarlama kayıpları sağlamak için IGBT kullanılmıştır. Böylece örnekleme zaman aralığını azaltmak mümkündür.

Örnekleme zaman aralığı, evirici devresinde kullanılan güç yarı iletkenine bağlı olduğu kadar denetim algoritmasını gerçekleştirecek işlemciye de bağlıdır. Sayısal denetim için kullanılan işlemci, karmaşık matris işlemlerini içeren EKF algoritması ile hızlı performans gerektiren hız denetim algoritmasını en kısa sürede gerçekleştirecek kapasiteye sahip olmalıdır. Bu çalışmada, EKF ve hız denetim algoritmasının gerçekleştirilmesinde motor denetimi için tasarlanan TMS320F243 SİL kullanılmıştır. TMS320F243 SİL 50ns komut işleme hızına, 544 kelime×16-bit veri/program hafızasına (RAM), 8K kelime×16-bit flash EEPROM, 224K kelime×16-bit toplam ulaşılabilir hafıza adresine ve harici hafıza arabirimine sahiptir. Ayrıca 8 adet darbe genişlik modülasyon kanalı, 2 adet 16-bit genel amaçlı zamanlayıcı, enkoder girişi olarak da kullanılan 3 adet capture birimi ve analog bilgileri sayısala dönüştürmek için 1μs'de dönüştürme yapan 10-bit analog/sayısal dönüştürücü gibi çevre birimleri vardır.

Gerçekleştirilen deney düzeneği, genel amaçlı olarak tasarlanmıştır. Düzenek, 15 KVA güce kadar SMSM, asenkron motor, FDAM ve senkron motor gibi 3-fazlı motorların sayısal denetiminde kullanılabilecektir.

Deney düzeneği kullanılarak SMSM'un konum ve hız algılayıcısız denetimi yapılmıştır. Deneyde anahtarlama frekansının uygun seçilmesi sistemin hassasiyeti açısından büyük önem taşımaktadır. Anahtarlama frekansının

yüksek olması hassasiyeti artırmasına karşılık, anahtarlama kayıplarını da artırmaktadır. Bunun yanında IGBT anahtarlama frekansı da anahtarlama frekansının çok yüksek seçilmesini engellemektedir. Anahtarlama frekansının düşük seçilmesi durumunda ise hassasiyet azalmakta ve denetim zorlaşmaktadır. Bu çalışmada SMSM'un elektrik zaman sabiti ve IGBT anahtarlama frekansı dikkate alınarak, anahtarlama frekansı 10 KHz olarak seçilmiştir. Deney 500 rad/s ve 30 rad/s sabit hızlarda yapılmış ve deney sonucunda EKF kullanılarak tahmin edilen konumun gerçek konumu düzgün olarak izlediği görülmüştür. EKF tasarımı gürültüler dikkate alındığından düşük hızlarda akım ve gerilim bilgilerinin yüksek hızlara oranla daha gürültülü olmasına karşılık konum tahmin hatası düşük seviyelerdedir. Yüksek hızlarda gürültü düşük hızlara oranla daha azdır ve tahmin edilen konum gerçek konumu başarılı bir şekilde izlemektedir.

Yapılan bu çalışmada, EKF'nin tasarımı kovaryans matris değerleri deneme yanılma metodu kullanılarak bulunmuştur. İleri de bu konuda yapılacak çalışmalarda kovaryans matris değerleri hesaplayan bir yöntemin geliştirilmesi faydalı olabilir.

KAYNAKLAR

1. Magbelli H.H. and Rashid M.H., 1990, Performance Review of AC Adjustable Drives, **16th Annual Conference of IEEE Industrial Electronic Society**, 895-902
2. Lee E.C., 1990, Brushless D.C. A Modern Approach to Variable Speed Drives, **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**, 1484-1488
3. Liu T.H., Young C.M. and Liu C.H., 1988, Microprocessor Based Controller Design and Simulation for a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 35(4), 516-523
4. Matsui N. and Ohashi H., 1992, DSP- Based Adaptive Control of a Brushless Motor, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 28(2), 448-454
5. Batzel T.D. and Lee Y.K., 1998, Commutation Torque Ripple Minimization for Permanent Magnet Synchronous Machines with Hall Effect Feedback, **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 13(3), 257-262
6. Miller T.J.E., 1989, Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives, **Clarendon Press-Oxford**, 88
7. Ertugrul N. and Acarnley P.P., 1998, Indirect Rotor Position Sensing in Real Time for Brushless Permanent Magnet Motor Drives, **IEEE Transactions on Power Electronics**, 13(4), 608-616

8. Ertugrul N. and Acarnley P.P., 1994, A New Algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motors, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 30(1), 126-133
9. Ertugrul N., Acarnley P.P. and French C. D., 1993, Real Time Estimation of Rotor Position in PM Motors During Transient Operation, **5. European Conf. on Power Electronic and Applications**, 5, 311-316
10. Acarnley P.P. and Ertugrul N., 1992, Rotor Position Estimation in PM Motors, **International Conf. on Electrical Machines**, 622-626
11. Fu M. and Xu L., 1997, A Novel Sensorless Control Technique for Permanent Magnet Synchronous Motor Using Digital Signal Processor, **Aerospace and Electronics Conference**, 403-408
12. Wu R. and Slemon G. R., 1991, A Permanent Magnet Motor Drive Without a Shaft Sensor, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 27(5), 1005-1011
13. Consoli A., et al., 1994, Sensorless Vector and Speed Control of Brushless Motor Drives, **IEEE Transactionson Industrial Electronics**, 41(1), 91-95
14. Liu H. T. and Cheng C. P., 1994, Adaptive Control for a Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, **IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems**, 30(3), 900-909
15. Liu H. T. and Cheng C. P., 1993, Controller Design for a Sensorless Permanent Magnet Synchronous Drive System, **IEE Proceedings-B**, 40(6), 369-377

16. Matsui N. and Shigyo M., 1992, Brushless dc Motor Control without Position and Speed Sensors, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 28(1), 120-127
17. Matsui N., 1996, Sensorless PM Brushless DC Motor Drives, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 43(2), 300-307
18. Mizutani R., Takeshita T. and Matsui N., 1998, Current Model Based Sensorless Drives of Salient-Pole PMSM at Low Speed and Standstill, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 34(4), 841-846
19. Iizuka K., et al., 1985, Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor, **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-27, 595-601
20. Morea J., 1996, Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating in a Wide Speed Range, **IEEE Transactions on Industry Applications Society**, 32, 401-407
21. Ogasawara S. and Akagi H., 1991, An approach to Position Sensorless Drive for Brushless DC Motors, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 27(5), 928-933
22. Jahns T. M., Becerra R. C. and Ehsani M., 1991, Integrated Current Regulation for a Brushless ECM Drive, **IEEE Transactions on Power Electronics**, 6, 118-126
23. Becerra R. C., Jahns T. M. and Ehsani M., 1991, Four Quadrant Sensorless Brushless ECM Drive, **IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition**, 202-209

24. Kim Y. H. and Kook Y. S., 1999, High Performance IPMSM Drives Without Rotational Position Sensors Using Reduced-Order EKF, **IEEE Transactions On Energy Conversion**, 14 (4) ,868 -873
25. Bolognani S., et al., 1999, Sensorless Full-Digital PMSM Drive with EKF Estimation of Speed and Rotor Position, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 46 (1), 184 -191
26. Terorde G., et al., 1999, Sensorless Control of A Permanent Magnet Synchronous Motor for PV-Powered Water Pump Systems Using The Extended Kalman Filter, **Ninth International Conference on Electrical Machines and Drives**, 468, 366 -370
27. Bolognani S., et al., 1997, On-Line Parameter Commissioning in Sensorless PMSM Drives, **Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, 2, 480 -484
28. Hu J., Zhu D. Q. and Wu B., 1996, Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Without Mechanical Sensors, **Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering**, 2 , 603 -606
29. Schmidt P. B. and Wijenayake A. H., 1996, Sensorless Control of a Permanent Magnet Synchronous Machine Down to Near Zero Speed Applied to Position Motion Control, **Thirty-First IAS Annual Meeting**, 1, 21 -28
30. Ahrabian, Q. and Madadi H., 1996, Estimation of Pole Position of an Inverter Fed Permanent-Magnet Synchronous Machine by the Extended Kalman Filter, **Circuits and Systems, IEEE International Symposium on Connecting The World**, 4, 588 -591

31. Bolognani S., Oboe R. and Zigliotto M., 1994, DSP-Based Extended Kalman Filter Estimation of Speed and Rotor Position of a PM Synchronous Motor, **International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation**, 3, 2097 -2102
32. Salvatore L. and Stasi S., 1992, Application of EKF to Parameter and State Estimation of PMSM Drive, **IEE Proceedings B**, 139 (3), 155 -164
33. Bado A., Bolognani S. and Zigliotto M., 1992, Effective Estimation of Speed and Rotor Position of a PM Synchronous Motor Drive by a Kalman Filtering Technique, **Power Electronics Specialists Conference**, 2, 951-957
34. Dhaouadi R., Mohan N. and Norum, L., 1991, Design and Implementation of an Extended Kalman Filter for The State Estimation of a Permanent Magnet Synchronous Motor, **IEEE Transactions on Power Electronics**, 6 (3), 491-497
35. Schroedl M., 1991, Operation of The Permanent Magnet Synchronous Machine Without a Mechanical Sensor, **Fourth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives**, 51 -56
36. Schroedl M., 1994, Sensorless Control of The Permanent Magnet Synchronous Motors, **Electric Machines and Power Systems**, 22, 173-185
37. Andreescu G.D., 1998, Nonlinear Observer for Position and Speed Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, **Proceedings of the 6th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments**, 2, 473 -478

38. Hu J., Dawson D.M. and Anderson K., 1995, Position Control of a Brushless DC Motor Without Velocity Measurements, **IEE Proceedings-B Electric Power Applications**, 142 (2), 113 -122
39. Shouse K.R. and Taylor D.G., 1995, Discrete-Time Observers for Singularly Perturbed Continuous-Time Systems, **IEEE Transactions on Automatic Control**, 40 (2), 224 -235
40. Solsona J., Valla M. I. and Muravchik C., 1995, Sensorless Nonlinear Control of Permanent Magnet Synchronous Motors, **21st International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation**, 2, 1006 -1011
41. Shouse K.R. and Taylor D.G., 1994, Sensorless Velocity Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors, **Proceedings of the 33rd IEEE Conference on Decision and Control**, 2, 1844 -1849
42. Low T.-S. ,et al., 1993, A Nonlinear Speed Observer for Permanent Magnet Synchronous Motors, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 40 (3), 307 -316
43. Cho K.Y., et al., 1990, Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Boundary Layer State Observer, **Electronics Letters**, 26 (25), 2081 -2083
44. Tomita M.,et al., 1998, New Sensorless Control for Brushless DC Motors Using Disturbance Observers and Adaptive Velocity Estimations, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 45 (2), 274 -282

45. Senjyu T., et al., 1995, Sensorless Vector Control of Brushless DC Motors Using Disturbance Observer, **Power Electronics Specialists Conference**, 2, 772 -777
46. Tatematsu K., et al., 1998, Sensorless Control for Permanent Magnet Synchronous Motor With Reduced Order Observer, **Power Electronics Specialists Conference**, 1, 125 -131
47. Solsona J., Valla M. I. and Muravchik C., 1996, A Nonlinear Reduced Order Observer for Permanent Magnet Synchronous Motors, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 43 (4), 492 -497
48. Chen Z., 2000, New Adaptive Sliding Observer for Position and Velocity Sensorless Controls of Brushless DC Motors, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 47 (3), 582 -591
49. Han Y.-S. and Kim Y.-S., 1999, The Speed and Position Sensorless Control of PMSM Using the Sliding Mode Observer with the Estimator of Stator Resistance, **Proceedings of The IEEE Region 10 Conference**, 2, 1479 -1482
50. Chin K.-P., Hong Z.-H. and Wang H.-R., 1998, Shaft-Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors Using a Sliding Observer, **Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Control Applications**, 1, 388 -392
51. Arasiliti F., Petrella R. and Tursini M., 1997, Sensorless Speed Control of a PM Synchronous Motor by Sliding Mode Observer, **Proceedings of The IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, 3, 1106-1111

52. Peixoto Z.M.A., et al., 1995, Application of Sliding Mode Observer for Induced E.M.F., Position and Speed Estimation of Permanent Magnet Motors, **Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems**, 2, 599 -604
53. Peixoto Z.M.A., et al., 1995, Speed Control of Permanent Magnet Motors Using Sliding Mode Observers for Induced EMF Position and Speed Estimation, **21st International Conference on Industrial Electronics, Control, And Instrumentation**, 2, 1023 -1028
54. Hu J., et al., 1994, Application of Sliding Observer to Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System, **Power Electronics Specialists Conference**, 1, 532 -536
55. Maia J.H., et al., 1993, Robust Position Sliding-Mode Control of a Permanent-Magnet Motor Using a Load-Torque Observer, **Power Electronics Specialists Conference**, 465 -469
56. Furuhashi T., Sangwongwanich S. and Okuma S., 1992, A Position and Velocity Sensorless Control for Brushless DC Motors Using an Adaptive Sliding Mode Observer, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 39 (2), 89 -95
57. Ruifu L., Limei W. and Qingding G., 1997, Direct Neural Network Adaptive Observer Control for PMSM, **IEEE International Conference on Intelligent Processing Systems**, 1, 414 -418
58. Qingding G., Ruifu L. and Limei W., 1996, Neural Network Adaptive Observer Based Position and Velocity Sensorless Control of PMSM, **4th International Workshop On Advanced Motion Control**, 1, 41-46

59. Qingding G., Ruifu L. and Limei W., 1996, A Shaft Sensorless Control For PMSM Using Direct Neural Network Adaptive Observer, **22nd International Conference On Industrial Electronics, Control, And Instrumentation**, 3, 1729 -1734
60. Ogasawara S. and Akagi H., 1999, Rotor Position Estimation Based on Magnetic Saliency of an IPM Motor-Realization of a Wide-Speed Range From Zero to The Rated Speed, **Thirty-Third IAS Annual Meeting**, 1, 460 -466
61. Ogasawara S. and Akagi H., 1998, Implementation and Position Control Performance of a Position-Sensorless IPM Motor Drive System Based on Magnetic Saliency, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 34 (4), 806 -812
62. Ogasawara S. and Akagi H., 1998, An Approach to Real-Time Position Estimation at Zero and Low Speed for a PM Motor Based On Saliency, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 34 (1), 163 -168
63. Hamdi M., Lachiver G. and Ghribi, M.A., 1995, Sensorless Control Scheme Based on Fuzzy Logic for AC Servo Drives Using a Permanent-Magnet Synchronous Motor, **Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering**, 1
64. Kulkarni A.B. and Ehsani M., 1992, A Novel Position Elimination Technique for the Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 28 (1), 144-150
65. Chui K.C., 1987, Kalman Filtering with Real-Time Applications, **Springer-Verlag Press**, 1

66. Sumner M., 1995, Estimation of the Magnetising Curve of A Cage Induction Motor Using An Extended Kalman Filter, **Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, 1, 321-326
67. Salvatore L., Stasi S. and Tarchioni L., 1993, A New EKF Based Algorithm for Flux Estimation in Induction Machines, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 40(5), 496-504
68. Loron L. and Laliberte G., 1993, Application of the Extended Kalman Filter to Parameters Estimation of Induction Motors, **Fifth European Conference on Power Electronics and Applications**, 5, 85-90
69. Said M. S. N., Benbouzid M. H. and Benchaib A., 2000, Detection of Broken Bars in Induction Motors Using an Extended Kalman Filter for Rotor Resistance Sensorless Estimation, **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 15(1), 66-70
70. Hardan F., Zhang L. and Shepherd W., 1995, Adaptive Current Regulation Using Extended Kalman Filter for Vector-Controlled Induction Machine Drive, **Power Electronics Specialists Conference**, 1, 457-463
71. Torres M. A. and Verde C., 1995, Real Time Parameters Estimation of an Induction Motor, **Power Electronics Congress Technical Proceedings**, 29-32
72. Atkinson D. J., Finch J. W. and Acarnley P. P., 1996, Estimation of Rotor Resistance in Induction Motors, **IEE Proceeding Electric Power Applications**, 143(1), 87-94

73. Wade S., Dunnigan M. W. and Williams B. W., 1997, Modelling and Simulation of Induction Machine Vector Control with Rotor Resistance Identification, **IEEE Transactions on Power Electronics**, 12(3), 495-506
74. Iwasaki T. and Kataoka T., 1989, Application of an Extended Kalman Filter to Parameter Identification of an Induction Motor, **Industry Applications Society Annual Meeting**, 1, 248-253
75. Kataoka T., Toda S. and Sato Y., 1993, On-Line Estimation of Induction Motor Parameters by Extended Kalman Filter, **Fifth European Conference on Power Electronics and Applications**, 4, 325-329
76. Pena R. S. and Asher G. M., 1993, Parameter Sensitivity Studies for Induction Motor Parameter Identification Using Extended Kalman Filter, **Fifth European Conference on Power Electronics and Applications**, 4, 306-311
77. Kim Y. R., Sul S. K. and Park M. H., 1994, Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 30(5), 1225-1233
78. Al-Tayie J. K. and Acarnley P. P., 1997, Estimation of Speed, Stator Temperature and Rotor Temperature in Cage Induction Motor Drive Using the Extended Kalman Filter Algorithm, **IEE Proceeding Electric Power Applications**, 144(5), 301-309
79. Ouhrrouche M. A., Lefebvre S. and Do X. D., 1998, Application of an Extended Kalman Filter to Rotor Speed and Resistance Estimation in Induction Motor Vector Control, **IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering**, 2, 297-300

80. Jiang J. P., Chen S. and Sinha P. K., 1990, Optimal Feedback Control of Direct-Current Motors, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 37(4), 269-274
81. Acarnley P.P. and Al-Tayie J.K., 1997, Estimation of Speed and Armature Temperature in a Brushed DC Drive Using the Extended Kalman Filter, **IEE Proceedings Electric Power Applications**, 144(1), 13-20
82. Senjyu T., Omoda A. and Uezato K., 1998, High Efficiency Control Synchronous Reluctance Motors Using Extended Kalman Filter, **29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**, 2, 1309-1314
83. Brösse A. and Henneberger G., 1998, Different Models of the SRM in State Space Format for Sensorless Control Using a Kalman Filter, **Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives**, 269-274
84. Hong S. J., Kim H. W. and Sul S. K., 1996, A Novel Inertia Identification Method for Speed Control of Electric Machine, **IEEE 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation**, 2, 1234-1239
85. Vas P., 1998, Sensorless Vector and Direct Torque Control, **Oxford Science Publications**, 88
86. Pillay P. And Freere P., 1989, Literature Survey of Permanent Magnet AC Motors and Drives, **Industry Applications Society Annual Meeting**, 1, 74-84

87. Colby R.S., 1988, Classification of Inverter Driven Permanent Magnet Synchronous Motors, **Industry Applications Society Annual Meeting**, 1, 1-6
88. Pillay P. and Krishnan R., 1988, Modelling of Permanent Magnet Motor Drives, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 35(4), 537-541
89. Pillay P. and Krishnan R., 1989, Modelling, Simulation and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives, Part II: The Brushless DC Motor Drive, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 25(2), 274-279
90. Pillay P. and Krishnan R., 1988, An Investigation into the Torque Behavior of a Brushless DC Motor, **IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**, 201-208
91. Jahns T.M., 1984, Torque Production in Permanent Magnet Synchronous Drives with Rectangular Current Excitation, **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-20(4), 803-813
92. Jahns T.M., 1994, Motion Control with Permanent Magnet AC Machines, **Proceedings of the IEEE**, 82(8), 1241-1252
93. Pillay P. and Krishnan R., 1989, Modelling, Simulation and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives, Part I: The Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 25(2), 265-273
94. Van Wyk J. D., 1994, Power Electronic Converter for Motion Control, **Proceeding of the IEEE**, 82 (8), 1164-1193

95. Kerkman R. J. et al., 1999, AC Drives: Year 2000 (Y2K) and Beyond, **Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC'99 14. Annual**, 1, 28-39
96. Bose B. K., 2000, Energy, Environment and Advances in Power Electronics, **IEEE Transactions on Power Electronics**, 15(4), 688-701
97. Pillay P., Krishnan R., 1990, Control Characteristics and Speed Controller Design for a High Performance Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, **IEEE Transactions on Power Electronics**, 5(2), 151-159
98. Rahman M. A., et al, 1997, Analysis of Current Controllers for Voltage Source Inverter, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 44(4), 477-485
99. Malesani L., Tomasin P., 1993, PWM Current Control Techniques of Voltage Source Converters –A Survey, **Conf. Rec. IEEE IECON'93**, 670-675
100. Kazmierkowski M. P., Malesani M., 1998, Current Control Techniques for Three Phase Voltage Source PWM Converters: A Survey, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 45(5), 691-703
101. Yu Z., Mohammed A. and Panahi I., 1997, A Review of Three PWM Techniques, **Proceeding of the American Control Conference**, 257-261
102. Texas Instruments, 2000, TMS320F243/F241/C242 DSP Controllers, **System and Peripherals Reference Guide**, 7-24

103. Zang L., Wathanasarn C. and Hardan F., 1994, An Efficient Micro-processor Based Pulse Width Modulator Using Space Vector Modulation Strategy, **20th International Conference on Industrial Electronic, Control and Instrumentation**, 91-96
104. Gandey J.D., et al., 1999, Three Alternatives for Implementing Space Vector Modulation with the DSP TMS320F240, **25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, 336-341
105. Profumo F., et al., 1992, Space Vector and Sinusoidal PWM Techniques Comparison Keeping in Accounts the Secondary Effects, **3rd AFRICON Conference**, 394-399
106. Handley P.G. and Boys J.T., 1990, Space Vector Modulation-An Engineering Review, **4th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives**, 87-91
107. Huy H.L., Slimani K. and Viarouge P., 1994, Analysis and Implementation of a Real Time Predictive Current Controller for Permanent Magnet Synchronous Servo Drive, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 41(1), 110-117
108. Welch G. and Bishop G., 1997, An Introduction to the Kalman Filter, <http://www.cs.unc.edu/~welch>
109. Bal G., 1993, Performance Analysis of Field Orientation Controlled Induction Motor with Parameter Adaptation, **Phd Thesis**, 43
110. Huy L.H., 1994, Microprocessors and Digital IC's for Motion Control, **Proceedings of the IEEE**, 82(8), 1140-1163

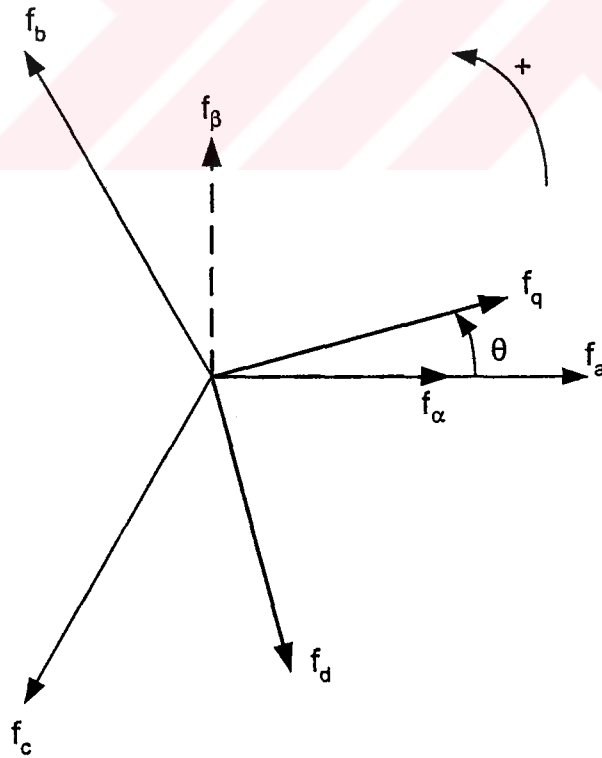


EKLER

EK-1

REFERANS DÜZLEM DÖNÜŞÜMLERİ

Asenkron motor ya da sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM) gibi alternatif akım (a.a.) motorlarında yüksek performanslı sürücü geliştirmek için faz düzlemleri arasında dönüşüm gerçekleştirilir. Faz dönüşümlerini kullanmak suretiyle motor dinamik eşitliklerinde değişkenlerin sayısı azaltılmakta, böylece eşitliklerin çözümü daha hızlı olmaktadır. Faz dönüşüm işlemleri genellikle 3-faz sabit düzlemden 2-faz sabit düzleme (Clarke dönüşümü), 2-faz sabit düzlemden 3-faz sabit düzleme (Clarke⁻¹ dönüşümü), 2 veya 3-faz sabit düzlemden 2-faz rotor düzlemine (Park dönüşümü) ve 2 faz rotor düzleminden 2 ya da 3-faz sabit düzleme (Park⁻¹ dönüşümü) şeklinde gerçekleştirilir. Şekil Ek-1.1'de referans düzlemler koordinat ekseninde gösterilmiştir.



Şekil Ek-1.1. Referans düzlemler

Burada f_a, f_b, f_c , birbirinden 120° faz farklı 3-faz sabit referans düzlemi, f_α, f_β birbirinden 90° faz farklı 2-faz sabit referans düzlemi ve f_d, f_q 'da birbirinden 90° faz farklı 2-faz rotor referans düzlemini ifade etmektedir. Şekil Ek-1.1'de θ açısı rotor referans düzleminin dönme açısını göstermektedir. 3-faz sabit düzlemden 2-faz rotor düzlemine dönüşüm, Park dönüşümü uygulanmak suretiyle bulunur(Eş. Ek-1.1)

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (\text{Ek-1.1})$$

2-faz rotor düzleminin 3-faz stator düzlemine dönüştürmek için ters Park dönüşümü(Park^{-1})'nin uygulanması gerekir. Park^{-1} dönüşümü Eş. Ek-1.2 kullanılarak gerçekleştirilir.

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (\text{Ek-1.2})$$

3-faz sabit düzlemden 2-faz sabit düzleme dönüştürme için Clarke dönüşümü kullanılır(Eş. Ek-1.3).

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (\text{Ek-1.3})$$

2-faz sabit düzlemdeki değerler, 3-faz sabit düzleme Eş. Ek-1.4 kullanılarak dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (\text{Ek-1.4})$$

2-faz rotor düzleminde 2-faz sabit düzleme ve 2-faz sabit düzlemde 2-faz rotor düzlemine dönüşüm için Eş. Ek-1.5 ve Eş. Ek-1.6 kullanılır.

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (\text{Ek-1.5})$$

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{Ek-1.6})$$

EK-2

SMSM PARAMETRELERİ

Çalışmada Velconic VIBSR-B04040 tipinde SMSM kullanılmıştır. Motor hakkında üreticiden sağlanan bilgiler aşağıdaki gibidir.

Motor gücü =0.4 KW

Kutup sayısı =4

Maksimum hız = 4000 d/d

Maksimum akım=6.5 A

Üretici bilgilerine ek olarak, motor yardımcı bir sürekli mıknatıslı d.a. motoru ile sabit hızda döndürülerek SMSM uçlarından zıt emk değeri ölçülmüştür. Ölçülen zıt emk değeri sabit mıknatıs tarafından sağlanan manyetik akının hesaplanmasında kullanılmıştır. $e_a = -\psi_m \omega_r \sin(\theta_r)$ bağıntısına göre bu yaklaşım fazla hataya neden olmayacaktır. Deneyden $\psi_m=0.111$ olarak belirlenmiştir. Klasik d.a. test yöntemi kullanılarak stator direnci $R=1.6 \Omega$ olarak bulunmuştur. Endüktans testi motordan rotoru çıkartarak gerçekleştirilmiştir. Testin gerçekleştirilmesinde faz sargılarından birine a.a. uygulanarak faz gerilimleri ve akımı ölçülmüş burada endüktans hesaplanmıştır. Gerilim uygulanmayan iki faz üzerindeki gerilim ortak endüktanstan kaynaklandığından bu gerilim kullanılarak ortak endüktans bulunmuştur. Deney sonunda faz sargıları öz endüktansı 2,171mH ve sargılar arasındaki ortak endüktansta -0,2055 mH olarak bulunmuştur. Mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirildiği ve hava aralığının yüksek olduğu dikkate alındığında rotor ile stator arasındaki ortak endüktans ihmal edilebilir.

EK-3

MOTOR PARAMETRELERİNİN SABİT NOKTALI SAYI İLE İFADE EDİLMESİ

TMS320F243 Sİİ sabit noktalı işlemci olduğundan gerçek sayıların sabit noktalı sayıya dönüştürülmesi gerekir. Bunun için Q_k formatının kullanılması gerekir. Q_k formatı Ek-3.1 eşitliği ile ifade edilir.

$$Z = -b_{15-k} * 2^{15-k} + b_{14-k} * 2^{14-k} + \dots + b_0 + b_{-1} * 2^{-1} + b_{-2} * 2^{-2} + \dots + b_{-k} * 2^{-k} \quad (\text{Ek-3.1})$$

Burada k değeri sayının noktalı kısmını ifade etmek için kullanılan bit sayısıdır. Örneğin p sayısı (3.14159) $Q13$ formunda aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$0110\ 0100\ 1000\ 0111_2 = 0 * 2^2 + 1 * 2^1 + 1 * 2^0 + 0 * 2^{-1} + 0 * 2^{-2} + 1 * 2^{-3} + 0 * 2^{-4} + 0 * 2^{-5} + 1 * 2^{-6} + 0 * 2^{-7} + 0 * 2^{-8} + 0 * 2^{-9} + 0 * 2^{-10} + 1 * 2^{-11} + 1 * 2^{-12} + 1 * 2^{-13}$$

Motor parametrelerinin değerlerinin sabit noktalı Sİİ'de kullanılabilmesi için p.u. değerlerinin kullanılması gerekir. Akım ve gerilim nominal değerleri kullanılarak p.u. sisteme çevrilmektedir. Ancak nominal değer yerine taban değer belirlenmesi daha uygun olabilir. SMSM'un taban değerleri ve p.u. değerleri aşağıdaki gibi belirlenmiştir.

$$i_{pu} = I / I_{base} \quad \text{burada} \quad I_{base} = \sqrt{2} I_{nominal}$$

$$V_{pu} = V / V_{base} \quad \text{burada} \quad V_{base} = \sqrt{2} V_{nominal}$$

$$I_{base} = \sqrt{2} * 6.5 = 9.2A$$

$$V_{base} = \sqrt{2} * 70 = 100V$$

ÖZGEÇMİŞ

Şevki DEMİRBAŞ 1970 tarihinde Adana'da doğdu. İlk ve orta öğrenimini Adana'da tamamladı. Lisans eğitimini 1989-1993 yılları arasında Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Bölümünde yaptı. 1994'te aynı bölüme Araştırma görevlisi olarak atandı. 1995'te Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı'ndan yüksek lisans diploması aldı. 1996 yılında ise aynı anabilim dalında doktora eğitimine başladı. 1998 yılında Elektrik Eğitimi Bölümü Aydınlatma ve Tesisat Eğitimi Anabilim Dalı'na öğretim görevlisi olarak atandı. Halen aynı fakültede öğretim görevlisi olarak görev yapmaktadır.

