

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MOTORDA GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ İLE
SENSÖRSÜZ DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Serhat YUMUŞAK**

Anabilim Dalı : Makina Mühendisliği

Programı : Sistem Dinamiği ve Kontrol

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Can ÖZSOY

KASIM 2008

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MOTORDA GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ İLE
SENSÖRSÜZ DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Serhat YUMUŞAK
(503061613)**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 14 Ekim 2008

Tezin Savunulduğu Tarih : 07 Kasım 2008

**Tez Danışmanı : Prof. Dr. Can ÖZSOY (İTÜ)
Diğer Jüri Üyeleri : Yrd. Doç. Dr. Ayhan KURAL (İTÜ)
Doç. Dr. Rahmi GÜÇLÜ (YTÜ)**

KASIM 2008

ÖNSÖZ

Çalışmalarım boyunca beni yönlendiren, teşvik ve desteğini esirgemeyen tez danışmanım Prof. Dr. Can ÖZSOY' a teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca maddi ve manevi destekleriyle her zaman yanımda olan aileme teşekkür ederim.

Ekim 2008

Serhat Yumuşak
Makina Mühendisi

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	xv
SUMMARY.....	xvii
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı.....	1
1.2 Literatür Özeti	2
1.3 Tez Kapsamında Yapılanlar.....	3
2. SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTOR MODELİ	5
2.1 Simetrik Bileşenler Dönüşümü	8
2.2 (d-q) Eksen Takımında Asenkron Motor Modeli.....	12
2.3 (α - β) Eksen Takımında Asenkron Motor Modeli	16
3. DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ	17
3.1 Optimum Anahtarlama Vektörünün Seçimi	22
3.2 Stator Akısının Belirlenmesi.....	24
4. KALMAN FİLTRESİ.....	27
4.1 Kalman Filtresi.....	27
4.2 Genişletilmiş Kalman Filtresi	32
5. SENSÖRSÜZ KONTROL.....	35
5.1 Genişletilmiş Kalman Filtresi ile Asenkron Motorda Hız ve Akı Kestirimi	35
5.2 Genişletilmiş Kalman Filtresi İçin Asenkron Motor Modeli.....	36
5.2.1 Hızın parametre olarak düşünüldüğü GKF modeli	38
5.2.2 Hızın durum olarak düşünüldüğü GKF modeli.....	40
5.2.3 Stator direncinin kestirildiği GKF modeli	43
6. GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ İLE SENSÖRSÜZ DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ.....	47
6.1 Kovaryans Matrislerinin Belirlenmesi	48
6.2 Simülasyon Sonuçları	49
6.2.1 Hızın parametre olarak düşünüldüğü GKF ile simülasyon sonuçları.....	50
6.2.2 Hızın durum olarak düşünüldüğü GKF ile simülasyon sonuçları.....	53
6.2.3 Stator direncinin kestirildiği GKF ile simülasyon sonuçları	56
6.3 Simülasyon Analizi	58
7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	61
KAYNAKLAR.....	63
EKLER.....	65
ÖZGEÇMİŞ.....	77

KISALTMALAR

PWM	: Pulse Width Modulation
DMAK	: Doğrudan Moment Akı Kontrolü
DMK	: Doğrudan Moment Kontrolü
DTC	: Direct Torque Control
DSP	: Digital Signal Processing
MRAS	: Model Reference Adaptive Systems
GKF	: Genişletilmiş Kalman Filtresi
EKF	: Extended Kalman Filter

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 3.1 : Optimum gerilim anahtarlama tablosu.....	23
Çizelge 3.2 : Stator akısı uzay vektörü için sektör belirleme	24

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Statoru 3 fazlı sincap kafesli asenkron motor eşdeğer devresi.....	5
Şekil 2.2 : Stator ve rotor sargılarının α - β ve d-q eksen takımına göre konumları....	13
Şekil 3.1 : Stator akısı, rotor akısı ve stator akımı uzay vektörleri.	19
Şekil 3.2 : Gerilim kaynaklı evirici.	20
Şekil 3.3 : Anahtarlama-gerilim uzay vektörleri.....	20
Şekil 3.4 : Stator akısı uzay vektörünün kontrolü.	22
Şekil 3.5 : Stator akısı uzay vektörünün sektörlere göre konumu ve optimum anahtarlama gerilim vektörünün seçimi.....	22
Şekil 3.6 : Doğrudan Moment kontrolü prensip şeması.	25
Şekil 4.1 : Tipik Kalman filtresi uygulaması [14].....	28
Şekil 4.2 : Kalman Filtresinin yapısı.	33
Şekil 6.1 : Sensörsüz Doğrudan Moment kontrollü sincap kafesli asenkron motor.	47
Şekil 6.2 : Yüksüz durumda hızın değişim grafiği.....	49
Şekil 6.3 : Yüklü durumda hız ve yük momentinin değişim grafiği.	50
Şekil 6.4 : Hızın parametre olarak düşünüldüğü GKF ile yüksüz durumda motor hızı ve kestirilen hızın değişim grafiği.	51
Şekil 6.5 : Hızın parametre olarak düşünüldüğü GKF ile yüksüz durumda kestirim ($\omega - \hat{\omega}$) ve kontrol ($\omega_{ref} - \omega$) hataları.	51
Şekil 6.6 : Hızın parametre olarak düşünüldüğü GKF ile yüklü durumda motor hızı ve kestirilen hızın değişim grafiği.	52
Şekil 6.7 : Hızın parametre olarak düşünüldüğü GKF ile yüklü durumda kestirim ($\omega - \hat{\omega}$) ve kontrol ($\omega_{ref} - \omega$) hataları.	52
Şekil 6.8 : Hızın durum olarak düşünüldüğü GKF ile kestirilen yük momenti grafiği.	53
Şekil 6.9 : Hızın durum olarak düşünüldüğü GKF ile yüksüz durumda motor hızı ve kestirilen hızın değişim grafiği.....	54
Şekil 6.10 : Hızın durum olarak düşünüldüğü GKF ile yüksüz durumda kestirim ($\omega - \hat{\omega}$) ve kontrol ($\omega_{ref} - \omega$) hataları.	54
Şekil 6.11 : Hızın durum olarak düşünüldüğü GKF ile yüklü durumda motor hızı ve kestirilen hızın değişim grafiği.....	55
Şekil 6.12 : Hızın durum olarak düşünüldüğü GKF ile yüklü durumda kestirim ($\omega - \hat{\omega}$) ve kontrol ($\omega_{ref} - \omega$) hataları.	55
Şekil 6.13 : Stator direncinin kestirildiği GKF ile kestirilen stator direnci ve kestirim hatası ($R_s - \hat{R}_s$).	56
Şekil 6.14 : Hızın parametre olarak düşünüldüğü GKF ile yüksüz durumda kestirilen stator akı vektörünün değişimi.	57
Şekil 6.15 : Hızın durum olarak düşünüldüğü GKF ile yüklü durumda kestirilen stator akı vektörünün değişimi.	57
Şekil 6.16 : Yüksüz durumda kestirim ($\omega - \hat{\omega}$) ve kontrol ($\omega_{ref} - \omega$) hataları.	58

Şekil 6.17 : Yüklü durumda kestirim ($\omega - \hat{\omega}$) ve kontrol ($\omega_{ref} - \omega$) hataları.	59
Şekil B.1 : Doğrudan Moment kontrollü sürücü ile hız kontrolü modeli.	67
Şekil B.2 : Doğrudan Moment kontrollü sürücünün yapısı.....	67
Şekil B.3 : Hızın parametre olarak düşünüldüğü GKF ile sensörsüz DMK modeli..	68
Şekil B.4 : Hızın durum olarak düşünüldüğü GKF ile sensörsüz DMK modeli.	69
Şekil B.5 : Stator direncinin kestirildiği GKF ile sensörsüz DMK modeli.....	70

SEMBOL LİSTESİ

\underline{V}_s	: Stator sargılarına uygulanan gerilim vektörü
\underline{V}_r	: Rotor çubuklarındaki gerilim vektörü
$\underline{\psi}_s$: Stator akı vektörü
$\underline{\psi}_r$: Rotor akı vektörü
\underline{R}_s	: Stator direnç matrisi
\underline{R}_r	: Rotor direnç matrisi
$\underline{M}_{s,r}, \underline{M}_{r,s}$: Stator ile rotor arasındaki ortak endüktans matrisi
$\underline{L}_{s,r}$: Toplam endüktans matrisi
\underline{L}_s	: Stator faz sargıları arasındaki endüktans matrisi
\underline{L}_r	: Rotor çubukları arasındaki endüktans matrisi
L_s	: Stator sargı endüktansı
L_r	: Rotor çevre endüktansı
R_s	: Stator faz sargı direnci
R_h	: İki çubuk arasındaki halka parçası direnci
R_ζ	: Çubuk direnci
M_{ss}	: Stator faz sargıları arası karşıt endüktans
M_{rr}	: Rotor çubukları arası karşıt endüktans
M_m	: Rotor ve stator arasındaki karşıt endüktansın maksimum değeri
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	: Stator a, b ve c fazı sargı akımları
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	: Stator a, b ve c fazı sargılarına uygulanan gerilimler
p	: Kutup çifti sayısı
θ	: Motor mili dönme açısı
J	: Toplam eylemsizlik momenti
B	: Toplam sürtünme katsayısı
t_e	: Elektriksel moment
V_{sd}, V_{sq}	: Stator gerilim vektörünün d-q eksen takımındaki bileşenleri
i_{sd}, i_{sq}	: Stator akım vektörünün d-q eksen takımındaki bileşenleri
i_{rd}, i_{rq}	: Rotor akım vektörünün d-q eksen takımındaki bileşenleri
ψ_{sd}, ψ_{sq}	: Stator akı vektörünün d-q eksen takımındaki bileşenleri
ψ_{rd}, ψ_{rq}	: Rotor akı vektörünün d-q eksen takımındaki bileşenleri
L'_r	: Rotor çevre endüktansının statora indirgenmiş değeri
R'_r	: Rotor direncinin statora indirgenmiş değeri
ω_s	: Senkron hız

ω_r	: Kayma hızı
ω	: Mekanik hız
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$: Stator gerilim vektörünün α - β eksen takımındaki bileşenleri
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$: Stator akım vektörünün α - β eksen takımındaki bileşenleri
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$: Rotor akım vektörünün α - β eksen takımındaki bileşenleri
$\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}$: Stator akı vektörünün α - β eksen takımındaki bileşenleri
$\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$: Rotor akı vektörünün α - β eksen takımındaki bileşenleri
$\overline{\psi}_s$: Stator akısı uzay vektörü
$\overline{\psi}_r$: Rotor akısı uzay vektörü
\overline{i}_s	: Stator akımı uzay vektörü
\overline{i}_r	: Rotor akımı uzay vektörü
ρ_s	: Stator akı vektörünün α - β eksen takımına göre açısı
λ_s	: Stator akım vektörünün α - β eksen takımına göre açısı
γ	: Stator ve rotor akıları uzay vektörleri arasındaki açı
\underline{x}	: Durum vektörü
\underline{z}	: Çıkış vektörü
\underline{A}	: Sistem matrisi
\underline{B}	: Giriş matrisi
\underline{H}	: Çıkış matrisi
\underline{w}	: Sistem gürültüsü
\underline{v}	: Ölçme gürültüsü
\underline{Q}	: Sistem gürültüsü kovaryans matrisi
\underline{R}	: Ölçme gürültüsü kovaryans matrisi
\underline{K}	: Kalman kazancı
$\hat{\underline{x}}$: Kestirilen durum vektörü
\underline{P}	: Durum kestirim hata kovaryans matrisi
t_L	: Yük momenti

ASENKRON MOTORDA GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ İLE SENSÖRSÜZ DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ

ÖZET

Gelişen mikro işlemci ve güç elektroniği teknolojisi ile karmaşık kontrol algoritmalarının asenkron motor sürücülerinde kullanılması mümkün olmuştur. Bununla birlikte asenkron motorların yüksek başarılı kontrolüne yönelik ilk olarak Blaschke Vektör kontrol, daha sonraki yıllarda ise Takahashi ve Noguchi Doğrudan Moment kontrol yöntemini önermiştir. Kontrolörler yerine histerisiz karşılaştırıcıların kullanılması, doğrusal olmayan koordinat dönüşümleri olmadan optimum anahtarlama tablosu ile evirici durumlarının doğrudan seçilmesi ve bu sebeplerle daha basit kontrol mimarisine sahip olması Doğrudan Moment kontrolünün avantajlarıdır.

Kontrol için gerekli olan hız sensörleri, dış etkenlere duyarlı olması, maliyet ve hacim gibi olumsuzluklar doğurur. Yine akı ölçümü için kullanılan akı sensörleri motorun fiziksel yapısı üzerinde değişiklikler gerektirmektedir. Bunların yanında Doğrudan Moment kontrolünde akı bileşenlerinin kestirimi sırasında integrasyon hatalarıyla karşılaşmaktadır. Bu dezavantajlardan kurtulmak amacıyla çeşitli sensörsüz kontrol uygulamaları geliştirilmiştir. Asenkron motorun yapısına uygun olması ve stokastik yapıda modeli temel alması sebebiyle hız ve akı kestirimi için Genişletilmiş Kalman filtresi en uygun yöntemlerden biridir.

Bu tez çalışmasında temel olarak Genişletilmiş Kalman filtresi kullanılarak sincap kafesli asenkron motorun sensörsüz Doğrudan Moment kontrolü üzerinde çalışılmış ve bu kapsamda Genişletilmiş Kalman filtresinin durum ve parametre kestirim özellikleri yazılan üç farklı Kalman filtreleme algoritması ile Matlab Simulink AC4 motor modeli üzerinde test edilmiştir. İlk olarak rotor hızı sistem parametresi olarak düşünülmüş ve algoritma bu şekilde yazılmıştır. Rotor hızının durum değişkeni olarak düşünüldüğü ikinci algoritmada ise yük momentine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu durumda Kalman filtresinin parametre kestirim özelliğinden yararlanılarak yük momenti sistem parametresi olarak modele eklenmiş ve Genişletilmiş Kalman filtresi ile kestirilmiştir. Her iki algoritma da AC4 motor modeli üzerinde test edilerek başarımları karşılaştırılmıştır. Üçüncü algoritmada ise gerçek sisteme yönelik olarak, çalışma esnasında değişiklik gösteren stator direncinin kestirilmesi amaçlanmıştır.

Sonuç olarak her üç algoritma da model üzerinde başarılı bir şekilde uygulanmıştır. Simülasyon çalışmaları sonucunda, kontrol hatalarının daha düşük olması için Genişletilmiş Kalman filtresinde kullanılan modelin asenkron motorun yapısını tam olarak ifade etmesi gerektiği sonucu çıkarılmıştır. Ayrıca sistem parametrelerindeki belirsizliklerin Genişletilmiş Kalman filtresi ile kestirilmesinin kontrol sisteminin dayanıklılığını artırdığı görülmüştür.

SENSORLESS DIRECT TORQUE CONTROL OF INDUCTION MOTOR WITH EXTENDED KALMAN FILTER

SUMMARY

With the development of microprocessor and power electronics technology, it is possible to use complex control algorithms on induction motor drives. Firstly, Blaschke suggested Field Oriented (Vector) control for high performance control of induction motors. Then Direct Torque control was suggested by Takahashi and Noguchi. In Direct Torque control, hysteresis blocks are used instead of controllers and inverter voltage space vector is selected through a lookup table without nonlinear coordinate transformations. So DTC system has simple control architecture. These are advantages of Direct Torque control.

Speed sensors are sensitive and have some negative effects on control system such as cost and size. Flux sensors for flux measurement require changes on physical structure of induction motor. In addition to this, sometimes in DTC integration errors cause problems during flux estimation. To get rid of these undesirable effects, sensorless control methods are improved. Extended Kalman filter is one of the most suitable methods for flux and speed estimation of induction motor. EKF takes system and measurement noise account with stochastic approach and it is appropriate for nonlinear and complex structure of induction motor.

In this thesis basically worked on sensorless control of squirrel cage induction motor using Extended Kalman filter. State and parameter estimation characteristics of Extended Kalman filter was tested with three different algorithms on Matlab Simulink AC4 motor model. Firstly, rotor speed has been thought as system parameter and algorithm was written in that way. Secondly rotor speed has been thought system state but in this method load torque has to be known. Here load torque added to motor model as a parameter and was estimated by Extended Kalman filter. Both of these algorithms were tested in Simulink and their performances are compared. In the third algorithm, stator resistance has been estimated to observe variations during process. Because, variations of stator resistance effect control system negatively on real systems.

Consequently, three of algorithms were implemented successfully. It was seen that for less control errors the model used in Extended Kalman filter must reflect the structure of induction motor completely. In addition, it is seen that estimation of parameter uncertainties with Extended Kalman filter makes control system more robust.

1. GİRİŞ

Ucuz ve daha az bakım gerektirmeleri asenkron motorların endüstride en çok kullanılan motorlar olmalarına sebep olmuştur. Gelişen teknoloji ile asenkron motorlar geniş aralıklarda değişken hız kontrol uygulamalarında kullanılmaya başlanmıştır. Asenkron motorların yüksek başarılı kontrolüne yönelik olarak Blaschke Vektör kontrol yöntemini ortaya atmıştır. Daha sonraki yıllarda bu yöntemin geliştirilmesine yönelik yapılan çalışmalar sonucunda Takahashi ve Noguchi tarafından Doğrudan Moment kontrol yöntemi önerilmiştir.

Vektör kontrolünde (rotor akısı yönlendirmeli), alan yönlendirme koşulu ile rotor akısı dönen eksen takımının d ekseninde sabit tutularak rotor akısı ve stator akımı arasındaki kuplaj etkisi ortadan kaldırılmaktadır. Böylece akı ve momentin ayrı ayrı kontrol edilmesi mümkün olur. Yani akı bileşeni sabit tutularak momenti oluşturan akım bileşeni ile moment doğrusal olarak değiştirilebilir.

Doğrudan Moment kontrolünde ise akı ve moment optimum evirici durumlarının doğrudan seçimi ile kontrol edilir. İlave bir hız kontrolcüsü ile hız kontrolü gerçekleştirilebilir. Doğrudan akı ve moment kontrolünün gerçekleştirildiği bu yöntemde, Vektör kontrolünde kullanılan akı ve moment kontrolörleri yerine histerisiz karşılaştırıcılar kullanılır. Vektör kontrolündeki koordinat dönüşümü ve PWM modülasyon yerine ise evirici durumlarını kontrol etmek için bir anahtarlama tablosu kullanılır. Bu avantajları göz önünde bulundurularak bu çalışmada Doğrudan Moment kontrolü tercih edilmiştir. Fakat her iki yöntem de birbiriyle rekabet edebilir özelliklere sahip olup, asenkron motor hız kontrolünü yüksek başarılı olarak gerçekleştirmektedir.

1.1 Tezin Amacı

Klasik Doğrudan Moment kontrolünde, sistemin performansı kestirilen stator akısındaki doğruluğa bağlıdır. Dolayısıyla ölçülen akım ve voltaj değerleri ile stator direnci ve integral alma işlemindeki doğruluk çok önemlidir [1]. Akım ve voltaj değerlerinin ölçülmesindeki sensör hataları, sayısal integral alma sırasında oluşan

hatalar ve stator direncinin sıcaklık ile değişiklik göstermesi bu noktada olumsuz etkenler olarak gösterilebilir. Bütün bunların yanında hız kontrol uygulamalarında rotor hızının bilinmesi gerekir. Hız sensörü de hacim ve maliyet artışlarına neden olmaktadır.

Genişletilmiş Kalman filtresi, stokastik yapıda modeli temel alması yani ölçme (sensör) ve modelleme hatalarını göz önünde bulundurması, parametre ve durum kestirim özelliklerine sahip olması nedeniyle sensörsüz asenkron motor kontrol uygulamalarında geniş kullanım alanları bulmuştur. Yukarıda bahsedilen olumsuzlukların Genişletilmiş Kalman filtresi ile aşılması düşüncesi bu tezin konusu olmuştur.

1.2 Literatür Özeti

Kim, Y.R. ve diğerleri (1994), asenkron motorun GKF ile hız sensörsüz vektör kontrolü üzerinde çalışmışlardır [2].

Lin, F.J. (1996), çalışmasında [3] Dolaylı Vektör kontrollü asenkron motorda, kontrol sisteminin rotor direncindeki değişikliklerden etkilenmemesi ve kayma hızının doğru belirlenmesi için GKF ile rotor direncini kestirmiş ve kayma hızı hesabında kullanmıştır.

Shi, K.L. ve diğerleri (2000), çalışmasında [4] GKF ile hem skaler kontrollü hem de vektör kontrollü asenkron motorun hızını kestirmişlerdir. Gürültü kovaryans matrisleri ve sistem parametrelerindeki değişimlerin GKF' nin performansına etkilerini incelemişlerdir.

Pai, A.D. ve diğerleri (2000), çalışmasında [5] düşük hızlarda sistemin performansını artırmak amacıyla GKF ile Doğrudan Moment kontrolü uygulamasını gerçekleştirmiştir.

Akın, B. (2003), çalışmasında [6] asenkron motorun hız sensörsüz vektör kontrolüne yönelik durum tahmin yöntemleri geliştirmiştir.

Barut, M. (2005), çalışmasında [7] sincap kafesli asenkron motorların algılayıcısız yüksek başarılı kontrolüne yönelik Genişletilmiş Kalman Filtreleri tasarlamıştır. Bu çalışmada, geleneksel yaklaşımdan farklı olarak hız durum değişkeni olarak düşünölmüş ve yük momenti ile beraber kestirilmiştir. Bunun dışında çalışma

koşullarına bağlı olarak sistem performansına etki eden rotor direnci de GKF ile kestirilmiştir. Tasarlanan GKF' ler hem Vektör hem de Doğrudan Moment kontrolüne uygulanmıştır.

Barut, M. ve diğerleri (2005), çalışmasında [8] GKF ile sensörsüz Doğrudan Moment kontrolü üzerinde durmuştur. Stator direncinde meydana gelen değişimlerin GKF' nin performansını etkilemesini önlemek ve sistemin dayanıklılığını artırmak amacıyla stator direnci de GKF ile kestirilmiştir.

Barut ve diğerleri (2005), çalışmasında [9] bir önceki çalışmaya benzer olarak GKF ile sensörsüz Doğrudan Moment kontrolü üzerinde durmuştur. Fakat bu çalışmada GKF' nin rotor direncinde meydana gelecek değişimlere karşı dayanıklılığının artırılması amaçlanmış, akı ve hızın yanında rotor direnci de kestirilmiştir.

Oğur, M. (2005), çalışmasında [10] asenkron motorun vektör kontrolüne yönelik tam dereceli ve azaltılmış dereceli Genişletilmiş Kalman filtresi tabanlı gözlemleyiciler tasarlamıştır. Azaltılmış dereceli Genişletilmiş Kalman filtresinde ise hızın durum ve parametre olduğu iki ayrı model kullanılmıştır. İşlem karmaşıklığını azaltmak amacı ile stator akımları GKF modelinden çıkarılmıştır. Bu çalışmada tasarlanan GKF' lerin vektör kontrolüne uygulaması gerçekleştirilmemiştir.

1.3 Tez Kapsamında Yapılanlar

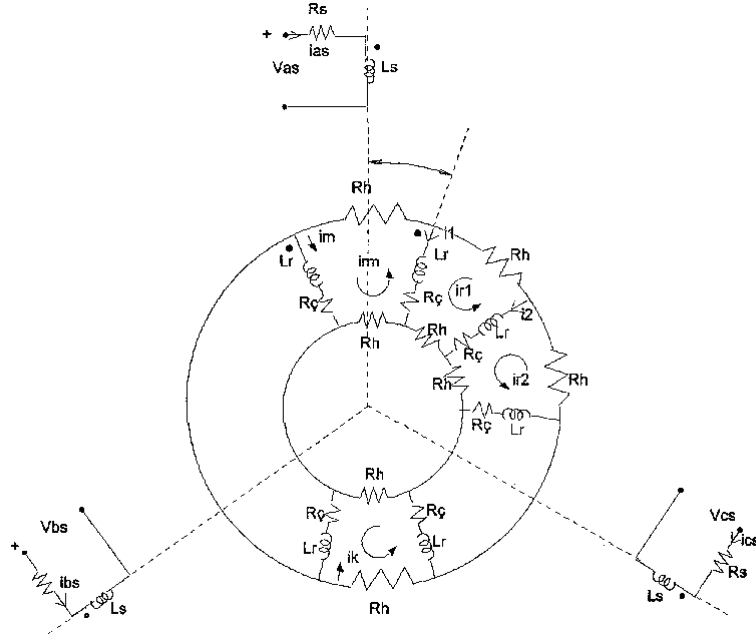
Bu tez çalışmasında sincap kafesli asenkron motorun Genişletilmiş Kalman Filtresi ile sensörsüz Doğrudan Moment kontrolü üzerinde durulmuş, yazılan farklı algoritmalar ile Genişletilmiş Kalman Filtresinin durum ve parametre kestirim özellikleri test edilmiştir. İlk olarak, hız sistem parametresi olarak düşünülmüş ve GKF modeli bu şekilde düzenlenmiştir. Hızın durum olarak düşünüldüğü ikinci algoritmada yük momentine ihtiyaç duyulmaktadır. Aynı zamanda sistem parametresi olan yük momentini Kalman filtresinin parametre kestirim özelliği göz önünde bulundurularak modele eklenmiş ve kestirilmeye çalışılmıştır. Böylece sistem yük momentinde meydana gelecek değişimlere karşı duyarlı hale gelecektir. Her iki algoritma da Matlab Simulink ortamında test edilerek başarımları karşılaştırılmıştır. Üçüncü algoritmada ise gerçek sistemde çalışma koşullarına bağlı olarak değişiklik gösteren ve sistem performansını olumsuz yönde etkileyen stator direnci kestirilerek sistemin bu yönde dayanıklılığı artırılmak istenmiştir.

Tez řu řekilde dűzenlenmiřtir. Bűlűm 1' deki giriřin ardından Bűlűm 2' de Sincap Kafesli asenkron motorun duran (α - β) ve dűnen (d-q) eksen takımlarındaki matematik modeli elde edilmiřtir. Bűlűm 3' de Dođrudan Moment kontrolű açıklanmıřtır. Bűlűm 4 Kalman filtresine ayrılmıř, Bűlűm 5' de sensűrsűz kontrol űzerinde durulmuř ve kestirilecek durumlara gűre Sincap Kafesli asenkron motor modeli elde edilmiřtir. Yine sensűrsűz kontrolde kullanılan Geniřletilmiř Kalman filtresi modellerinden bu bűlűmde bahsedilmiřtir. Bűlűm 6 ise Geniřletilmiř Kalman Filtresi ile Dođrudan Moment kontrolűne ayrılmıřtır. Çeřitli senaryolar için benzetim çalıřmalarının sonuçları da bu bűlűmde verilmiřtir. Son olarak Bűlűm 7' de sonuçlar tartıřılmıř ve gelecek çalıřmalara yűnelik űneriler getirilmiřtir.

2. SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTOR MODELİ

Sincap kafesli asenkron motorun davranışını veren matematiksel modelinin elde edilmesi sırasında, elektriksel yana ait denklemler Kirchoff, mekanik yana ait denklemler ise Newton kanunlarından yararlanılarak çıkarılmıştır. Modelleme bazı varsayımlar [11] altında yapılmıştır.

Endüstride yaygın olarak kullanılan sincap kafesli veya kısa devre rotorlu asenkron motor, statoru 3, rotoru m fazlı bir yapıya sahiptir. Şekil 2.1’deki rotorun her çubuğu bir rotor faz sargısı olarak kabul edilen eşdeğer devreden hareketle makinanın toplu parametrelili modeli ele alınacaktır [11].



Şekil 2.1 : Statoru 3 fazlı sincap kafesli asenkron motor eşdeğer devresi.

Öncelikle sincap kafesli asenkron motor 3 adet statora, m adet rotora ait elektriksel denklem ve 1 adet mekanik denklem olmak üzere toplam $(3+m+1)$ denklem ile ifade edilecektir. Daha sonra simetrik bileşenler yöntemi kullanılarak motor modeli $(3+m+1)$ ’den $(6+1)$ denkleme indirgenecektir. Bu işlemlerin ardından motor modeli senkron hız $(\omega_s = \dot{\theta}_s = \omega_r + p\omega)$ ile dönen d-q ve α - β duran eksen takımında ifade edilecektir.

Elektriksel yana ait stator ve rotor devresi gerilim eşitlikleri aşağıdaki gibidir. Matris şeklindeki ifadeler altı çizgili olarak belirtilmiştir.

$$\underline{V}_s = \underline{R}_s \underline{I}_s + \frac{d}{dt} \underline{\psi}_s \quad (2.1)$$

$$\underline{V}_r = 0 = \underline{R}_r \underline{I}_r + \frac{d}{dt} \underline{\psi}_r \quad (2.2)$$

$$\underline{\psi}_s = \underline{L}_s \underline{I}_s + \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{I}_r \quad (2.3)$$

$$\underline{\psi}_r = \underline{L}_r \underline{I}_r + \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{I}_s \quad (2.4)$$

\underline{V}_s : stator sargılarına uygulanan gerilim vektörü [3x1]

\underline{V}_r : rotor çubuklarındaki gerilim vektörü [mx1]

$\underline{\psi}_s$: stator akı vektörü [3x1]

$\underline{\psi}_r$: rotor akı vektörü [mx1]

\underline{R}_s : stator direnç matrisi [3x3]

\underline{R}_r : rotor direnç matrisi [mxm]

$$\underline{R}_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; \quad \underline{L}_s = \begin{bmatrix} L_s & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_s & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_s \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\underline{R}_r = \begin{bmatrix} 2(R_h + R_\zeta) & -R_\zeta & 0 & \dots & -R_\zeta \\ -R_\zeta & 2(R_h + R_\zeta) & -R_\zeta & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ -R_\zeta & 0 & 0 & \dots & 2(R_h + R_\zeta) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\underline{L}_r = \begin{bmatrix} L_r & M_{rr} & \dots & M_{rr} \\ M_{rr} & L_r & \dots & M_{rr} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{rr} & M_{rr} & \dots & L_r \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\underline{M}_{s,r}(\theta) = M_m \begin{bmatrix} \cos p\theta & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{m}\right) & \dots & \cos\left(p\theta + \frac{2(m-1)\pi}{m}\right) \\ \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{m}\right) & \dots & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3} + \frac{2(m-1)\pi}{m}\right) \\ \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{m}\right) & \dots & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3} + \frac{2(m-1)\pi}{m}\right) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\underline{M}_{r,s}(\theta) = \underline{M}_{s,r}^T(\theta) \quad (2.9)$$

$$\underline{L}_{s,r}(\theta) = \begin{bmatrix} \underline{L}_s & \underline{M}_{s,r}(\theta) \\ \underline{M}_{r,s}(\theta) & \underline{L}_r \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

L_s : stator sargı endüktansı

L_r : rotor çevre endüktansı

R_s : stator faz sargı direnci

R_h : iki çubuk arasındaki halka parçası direnci

R_ξ : çubuk direnci

M_{ss} : stator faz sargıları arası karşit endüktans

M_{rr} : rotor çubukları arası karşit endüktans

M_m : rotor ve stator arasındaki karşit endüktansın maksimum değeri

$\underline{M}_{s,r}$: stator faz sargıları ile rotor çubukları arasındaki karşit endüktans matrisi [3xm]

$\underline{M}_{r,s}$: rotor çubukları ile stator faz sargıları arasındaki karşit endüktans matrisi [mx3]

$\underline{L}_{s,r}$: toplam endüktans matrisi

\underline{L}_s : stator faz sargıları arasındaki endüktans matrisi [3x3]

\underline{L}_r : rotor çubukları arasındaki endüktans matrisi [mxm]

p : kutup çifti sayısı

θ : motor mili dönme açısı

Buradaki akım ve gerilim ifadeleri,

$$\underline{I}_s = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; \quad \underline{V}_s = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} ; \quad \underline{V}_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad \underline{I}_r = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rm} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

akı ifadeleri ise,

$$\underline{\psi}_s = \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} ; \quad \underline{\psi}_r = \begin{bmatrix} \psi_{r1} \\ \psi_{r2} \\ \vdots \\ \psi_{rm} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

şeklindedir.

Yukarıdaki açıklamalar ışığında 2.1 ve 2.2 eşitlikleri düzenlenirse,

$$\underline{V}_s = \underline{R}_s \underline{I}_s + \frac{d}{dt} \underline{\psi}_s = \underline{R}_s \underline{I}_s + \frac{d}{dt} (\underline{L}_s \underline{I}_s + \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{I}_r) \quad (2.13)$$

$$\underline{0} = \underline{R}_r \underline{I}_r + \frac{d}{dt} \underline{\psi}_r = \underline{R}_r \underline{I}_r + \frac{d}{dt} (\underline{L}_r \underline{I}_r + \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{I}_s) \quad (2.14)$$

elde edilir.

Sincap kafesli asenkron motorun mekanik yanına ait denklem ise,

$$\begin{aligned} t_e &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \underline{I}_s^T & \underline{I}_r^T \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{L}_{s,r}(\theta) \begin{bmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_r \end{bmatrix} = J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \underline{I}_s^T & \underline{I}_r^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{s,r}(\theta) \\ \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{r,s}(\theta) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_r \end{bmatrix} = J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} \end{aligned} \quad (2.15)$$

şeklindedir.

J : toplam eylemsizlik momenti

B : toplam sürtünme katsayısı

2.1 Simetrlili Bileşenler Dönüşümü

Sincap kafesli asenkron motor modelinin (3+m+1) denklemden (6+1) denkleme indirgenmesi sırasında simetrlili bileşenler yöntemi kullanılır. Rotor ve stator faz

sayıları birbirinden farklı olduğu için rotor büyüklüklerinin dönüşümünde Γ_R , stator büyüklüklerinin dönüşümünde ise Γ_S dönüşüm matrisleri kullanılacaktır [11].

$$\underline{\Gamma}_S = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} ; \quad \underline{\Gamma}_R = \frac{1}{\sqrt{m}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & b & \dots & b^{m-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & b^{m-1} & \dots & b^{(m-1)^2} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Burada, $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, $b = e^{j\frac{2\pi}{m}}$, $b^{-1} = b^{m-1}$, $b^{(m-1)^2} = b$ dir.

Dönüşüm matrisleri akım ve gerilim vektörlerine uygulandığında dönüştürülmüş akım ve gerilim ifadeleri şu şekildedir.

$$\underline{V}_{s(0,+,-)} = \underline{\Gamma}_S \underline{V}_s ; \quad \underline{I}_{s(0,+,-)} = \underline{\Gamma}_S \underline{I}_s ; \quad \underline{I}_{r(0,+,-)} = \underline{\Gamma}_R \underline{I}_r \quad (2.17)$$

$$\underline{\Gamma}^{-1} = \underline{\Gamma}^{T*} \quad (2.18)$$

Dönüştürülmüş vektörler,

$$\underline{V}_{s(0,+,-)} = \begin{bmatrix} V_{s0} \\ V_{s+} \\ V_{s-} \end{bmatrix} ; \quad \underline{I}_{s(0,+,-)} = \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s+} \\ i_{s-} \end{bmatrix} ; \quad \underline{I}_{r(0,+,-)} = \begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{r1} \\ \vdots \\ i_{rm-1} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

şeklinde.

Bu dönüşümler motorda elektriksel yana ait denklemlere uygulandığında,

$$\underline{V}_{s(0,+,-)} = \underline{\Gamma}_S \underline{R}_s \underline{\Gamma}_S^{-1} \underline{I}_{s(0,+,-)} + \underline{\Gamma}_S \frac{d}{dt} \left(\underline{L}_s \underline{\Gamma}_S^{-1} \underline{I}_{s(0,+,-)} + \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{\Gamma}_R^{-1} \underline{I}_{r(0,+,-)} \right) \quad (2.20)$$

$$\underline{0} = \underline{\Gamma}_R \underline{R}_r \underline{\Gamma}_R^{-1} \underline{I}_{r(0,+,-)} + \underline{\Gamma}_R \frac{d}{dt} \left(\underline{L}_r \underline{\Gamma}_R^{-1} \underline{I}_{r(0,+,-)} + \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{\Gamma}_S^{-1} \underline{I}_{s(0,+,-)} \right) \quad (2.21)$$

olur. Bu denklemler yeniden düzenlenirse,

$$\begin{aligned}
\underline{V}_{s(0,+,-)} &= \underline{\Gamma}_S \underline{R}_s \underline{\Gamma}_S^{-1} \underline{I}_{s(0,+,-)} + \underline{\Gamma}_S \underline{L}_s \underline{\Gamma}_S^{-1} \frac{d}{dt} \underline{I}_{s(0,+,-)} + \\
&+ \underline{\Gamma}_S \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{\Gamma}_R^{-1} \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{r(0,+,-)} + \underline{\Gamma}_S \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{\Gamma}_R^{-1} \frac{d}{dt} \underline{I}_{r(0,+,-)} \\
&= \underline{R}_{s(0,+,-)} \underline{I}_{s(0,+,-)} + \underline{L}_{s(0,+,-)} \frac{d}{dt} \underline{I}_{s(0,+,-)} + \underline{M}_{s,r(0,+,-)}^{\bullet} \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{r(0,+,-)} \\
&+ \underline{M}_{s,r(0,+,-)} \frac{d}{dt} \underline{I}_{r(0,+,-)}
\end{aligned} \tag{2.22}$$

$$\begin{aligned}
\underline{0} &= \underline{\Gamma}_R \underline{R}_r \underline{\Gamma}_R^{-1} \underline{I}_{r(0,+,-)} + \underline{\Gamma}_R \underline{L}_r \underline{\Gamma}_R^{-1} \frac{d}{dt} \underline{I}_{r(0,+,-)} + \\
&+ \underline{\Gamma}_R \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{\Gamma}_S^{-1} \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{s(0,+,-)} + \underline{\Gamma}_R \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{\Gamma}_S^{-1} \frac{d}{dt} \underline{I}_{s(0,+,-)} \\
&= \underline{R}_{r(0,+,-)} \underline{I}_{r(0,+,-)} + \underline{L}_{r(0,+,-)} \frac{d}{dt} \underline{I}_{r(0,+,-)} + \underline{M}_{r,s(0,+,-)}^{\bullet} \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{s(0,+,-)} \\
&+ \underline{M}_{r,s(0,+,-)} \frac{d}{dt} \underline{I}_{s(0,+,-)}
\end{aligned} \tag{2.23}$$

elde edilir.

$$\underline{R}_s = \underline{\Gamma}_S \underline{R}_s \underline{\Gamma}_S^{-1} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; \underline{R}_r = \underline{\Gamma}_R \underline{R}_r \underline{\Gamma}_R^{-1} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & R_r & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & R_r \end{bmatrix} \tag{2.24}$$

$$\underline{L}_{s(0,+,-)} = \underline{\Gamma}_S \underline{L}_s \underline{\Gamma}_S^{-1} = \begin{bmatrix} L_{s0} & 0 & 0 \\ 0 & L_{s+} & 0 \\ 0 & 0 & L_{s-} \end{bmatrix} \tag{2.25}$$

$$\underline{L}_r = \underline{\Gamma}_R \underline{L}_r \underline{\Gamma}_R^{-1} = \begin{bmatrix} L_{r0} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & L_{r1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & L_{r2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & L_{r(m-1)} \end{bmatrix} \tag{2.26}$$

Burada, $L_{s0} = L_s + 2M_{ss}$, $L_{s+} = L_{s-} = L_s + M_{ss}$, $L_{r0} = L_r + mM_{rr}$,

$L_{rk} = L_{r(m-k)} = L_r + M_{rr}$ $k = 1, 2, \dots, m-1$, $L_{r+} = L_{r-} = L_r + M_{rr}$ ' dir.

$$\underline{M}_{s,r(0,+,-)} = \underline{\Gamma}_S \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{\Gamma}_R^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{jp\theta} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & e^{-jp\theta} \end{bmatrix} \tag{2.27}$$

$$\underline{M}_{r,s(0,+,-)} = \underline{M}_{s,r(0,+,-)}^T = \underline{\Gamma}_R \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{\Gamma}_S^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-jp\theta} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & e^{jp\theta} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$\underline{M}_{s,r(0,+,-)}^\bullet = \underline{\Gamma}_S \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{\Gamma}_R^{-1} = jp \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{jp\theta} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -e^{-jp\theta} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$\underline{M}_{r,s(0,+,-)}^\bullet = \underline{\Gamma}_R \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{\Gamma}_S^{-1} = jp \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -e^{-jp\theta} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & e^{jp\theta} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Mekanik yana ait denklem ise aşığıdaki gibidir.

$$\begin{aligned} t_e &= \frac{1}{2} \left(\underline{I}_{s(0,+,-)}^{*T} \underline{\Gamma}_S^{-1*T} \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{\Gamma}_R^{-1} \underline{I}_{r(0,+,-)} + \underline{I}_{r(0,+,-)}^{*T} \underline{\Gamma}_R^{-1*T} \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{\Gamma}_S^{-1} \underline{I}_{s(0,+,-)} \right) \\ &= J \frac{d^2\theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} \end{aligned} \quad (2.31)$$

Burada,

$$\underline{\Gamma}_S^{-1*T} \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{\Gamma}_R^{-1} = \underline{\Gamma}_S \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{\Gamma}_R^{-1} \quad (2.32)$$

$$\underline{\Gamma}_R^{-1*T} \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{\Gamma}_S^{-1} = \underline{\Gamma}_R \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{\Gamma}_S^{-1} \quad (2.33)$$

olup, moment ifadesi düzenlendiğinde

$$t_e = \frac{\sqrt{3m}}{4} jp M_m \left[(i_{s1}^* i_{r1} + i_{rm-1}^* i_{s1}) e^{jp\theta} - (i_{s2}^* i_{rm-1} + i_{r1}^* i_{s1}) e^{-jp\theta} \right] = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} \quad (2.34)$$

elde edilir.

Dengeli bir gerilim ve akım sisteminde 0 bileşeni oluşmayıp moment $i_{s1} = i_{s+}$, $i_{s2} = i_{s-}$, $i_{r+} = i_{r1}$, $i_{r-} = i_{rm-1}$ bileşenlerinden oluşmaktadır. Bu durumda sincap

kafesli asenkron motor modeli 2 adet stator, 2 adet rotor ve 1 adet mekanik denklem olmak üzere toplam 5 adet denklemle ifade edilebilir.

$$V_{s+} = R_s i_{s+} + L_{s+} \frac{d}{dt} i_{s+} + jp \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{jp\theta} \frac{d\theta}{dt} i_{r+} + \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{jp\theta} \frac{d}{dt} i_{r+} \quad (2.35)$$

$$V_{s-} = R_s i_{s-} + L_{s-} \frac{d}{dt} i_{s-} - jp \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{-jp\theta} \frac{d\theta}{dt} i_{r-} + \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{-jp\theta} \frac{d}{dt} i_{r-} \quad (2.36)$$

$$0 = R_r i_{r+} + L_{r+} \frac{d}{dt} i_{r+} - jp \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{-jp\theta} \frac{d\theta}{dt} i_{s+} + \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{-jp\theta} \frac{d}{dt} i_{s+} \quad (2.37)$$

$$0 = R_r i_{r-} + L_{r-} \frac{d}{dt} i_{r-} + jp \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{jp\theta} \frac{d\theta}{dt} i_{s-} + \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{jp\theta} \frac{d}{dt} i_{s-} \quad (2.38)$$

$$t_e = jp \frac{\sqrt{3m}}{4} M_m [(i_{s+} i_{r+} + i_{r-} i_{s-}) e^{jp\theta} - (i_{s-} i_{r-} + i_{r+} i_{s+}) e^{-jp\theta}] \quad (2.39)$$

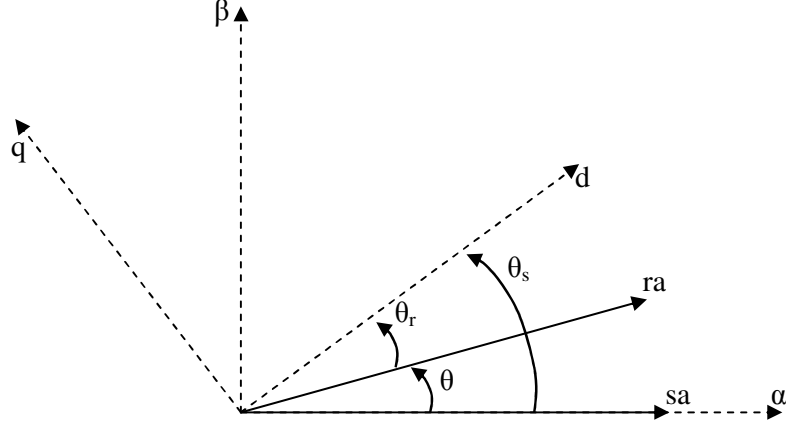
Elektriksel yana ait denklemlerin simetrik bileşenleri ile toplu ifadesi şöyledir.

$$\underline{V}_{s(+,-)} = \underline{R}_{s(+,-)} \underline{I}_{s(+,-)} + \underline{L}_{s(+,-)} \frac{d}{dt} \underline{I}_{s(+,-)} + \underline{M}_{s,r(+,-)}^* (\theta) \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{r(+,-)} + \underline{M}_{s,r(+,-)} (\theta) \frac{d}{dt} \underline{I}_{r(+,-)} \quad (2.40)$$

$$\underline{0} = \underline{R}_{r(+,-)} \underline{I}_{r(+,-)} + \underline{L}_{r(+,-)} \frac{d}{dt} \underline{I}_{r(+,-)} + \underline{M}_{r,s(+,-)}^* (\theta) \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{s(+,-)} + \underline{M}_{r,s(+,-)} (\theta) \frac{d}{dt} \underline{I}_{s(+,-)} \quad (2.41)$$

2.2 (d-q) Eksen Takımında Asenkron Motor Modeli

Simetrik bileşenleriyle elde ettiğimiz Sincap Kafesli asenkron motor modeli, kontrol algoritmalarında kullanılabilir olması için senkron hızda dönen (d-q) ya da duran (α - β) eksen takımında ifade edilmelidir. Şekil 2.2' de stator sargılarının α - β ve d-q eksen takımlarına göre konumları görülmektedir.



Şekil 2.2 : Stator ve rotor sargılarının α - β ve d-q eksen takımına göre konumları.

Dönen (d-q) eksen takımında dönüşüm için gerekli dönüşüm matrisleri denklem 2.42' de verilmiştir.

$$\underline{\Lambda}_S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{-j\theta_s} & e^{j\theta_s} \\ -je^{-j\theta_s} & je^{j\theta_s} \end{bmatrix} ; \quad \underline{\Lambda}_R = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{-j\theta_r} & e^{j\theta_r} \\ -je^{-j\theta_r} & je^{j\theta_r} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\underline{V}_{s(d,q)} = \underline{\Lambda}_S \underline{V}_{s(+,-)} \quad ; \quad \underline{I}_{s(d,q)} = \underline{\Lambda}_S \underline{I}_{s(+,-)} \quad ; \quad \underline{I}_{r(d,q)}^R = \underline{\Lambda}_R \underline{I}_{r(+,-)} \quad (2.43)$$

$$\underline{\Lambda}^{-1} = \underline{\Lambda}^{T*} \quad (2.44)$$

Denklem 2.42 ve 2.43' deki ifadeler denklem 2.40 ve 2.41' e uygulandığında,

$$\begin{aligned} \underline{V}_{s(d,q)} &= \underline{\Lambda}_S \underline{R}_{s(+,-)} \underline{\Lambda}_S^{-1} \underline{I}_{s(d,q)} + \underline{\Lambda}_S \underline{L}_{s(+,-)} \frac{d}{dt} (\underline{\Lambda}_S^{-1} \underline{I}_{s(d,q)}) + \\ &+ \underline{\Lambda}_S \underline{M}_{s,r(+,-)}^{\bullet} (\theta) \underline{\Lambda}_R^{-1} \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{r(d,q)}^R + \underline{\Lambda}_S \underline{M}_{s,r(+,-)} (\theta) \frac{d}{dt} (\underline{\Lambda}_R^{-1} \underline{I}_{r(d,q)}^R) \\ &= \underline{\Lambda}_S \underline{R}_{s(+,-)} \underline{\Lambda}_S^{-1} \underline{I}_{s(d,q)} + \underline{\Lambda}_S \underline{L}_{s(+,-)} \frac{d}{dt} \underline{\Lambda}_S^{-1} \underline{I}_{s(d,q)} + \\ &+ \underline{\Lambda}_S \underline{L}_{s(+,-)} \underline{\Lambda}_S^{-1} \frac{d}{dt} \underline{I}_{s(d,q)} + \underline{\Lambda}_S \underline{M}_{s,r(+,-)}^{\bullet} (\theta) \underline{\Lambda}_R^{-1} \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{r(d,q)}^R + \\ &\underline{\Lambda}_S \underline{M}_{s,r(+,-)} (\theta) \frac{d}{dt} \underline{\Lambda}_R^{-1} \underline{I}_{r(d,q)}^R + \underline{\Lambda}_S \underline{M}_{s,r(+,-)} (\theta) \underline{\Lambda}_R^{-1} \frac{d}{dt} \underline{I}_{r(d,q)}^R \end{aligned} \quad (2.45)$$

$$\begin{aligned}
\underline{0} &= \underline{\Lambda}_R \underline{R}_{r(+,-)} \underline{\Lambda}_R^{-1} \underline{I}_{r(d,q)}^R + \underline{\Lambda}_R \underline{L}_{r(+,-)} \frac{d}{dt} (\underline{\Lambda}_R^{-1} \underline{I}_{r(d,q)}^R) + \\
&+ \underline{\Lambda}_R \underline{M}_{r,s(+,-)}^\bullet (\theta) \underline{\Lambda}_S^{-1} \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{s(d,q)} + \underline{\Lambda}_R \underline{M}_{r,s(+,-)} (\theta) \frac{d}{dt} (\underline{\Lambda}_S^{-1} \underline{I}_{r(d,q)}) \\
&= \underline{\Lambda}_R \underline{R}_{r(+,-)} \underline{\Lambda}_R^{-1} \underline{I}_{r(d,q)}^R + \underline{\Lambda}_R \underline{L}_{r(+,-)} \frac{d}{dt} \underline{\Lambda}_R^{-1} \underline{I}_{r(d,q)}^R + \underline{\Lambda}_R \underline{L}_{r(+,-)} \underline{\Lambda}_R^{-1} \frac{d}{dt} \underline{I}_{r(d,q)}^R + \quad (2.46) \\
&+ \underline{\Lambda}_R \underline{M}_{r,s(+,-)}^\bullet (\theta) \underline{\Lambda}_S^{-1} \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{s(d,q)} + \underline{\Lambda}_R \underline{M}_{r,s(+,-)} (\theta) \frac{d}{dt} \underline{\Lambda}_S^{-1} \underline{I}_{s(d,q)} + \\
&+ \underline{\Lambda}_R \underline{M}_{r,s(+,-)} (\theta) \underline{\Lambda}_S^{-1} \frac{d}{dt} \underline{I}_{s(d,q)}
\end{aligned}$$

elde edilir.

$$\underline{R}_{s(d,q)} = \underline{\Lambda}_S \underline{R}_{s(+,-)} \underline{\Lambda}_S^{-1} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

$$\underline{L}_{s(d,q)1} = \underline{\Lambda}_S \underline{L}_{s(+,-)} \frac{d}{dt} \underline{\Lambda}_S^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -(L_s + M_{ss}) \\ (L_s + M_{ss}) & 0 \end{bmatrix} \omega_s \quad (2.48)$$

$$\underline{L}_{s(d,q)2} = \underline{\Lambda}_S \underline{L}_{s(+,-)} \underline{\Lambda}_S^{-1} = \begin{bmatrix} (L_s + M_{ss}) & 0 \\ 0 & (L_s + M_{ss}) \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$\underline{M}_{s,r(d,q)}^\bullet (\theta) = \underline{\Lambda}_S \underline{M}_{s,r(+,-)}^\bullet (\theta) \underline{\Lambda}_R^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} p \quad (2.50)$$

$$\underline{M}_{s,r(d,q)1} (\theta) = \underline{\Lambda}_S \underline{M}_{s,r(+,-)} (\theta) \frac{d}{dt} \underline{\Lambda}_R^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \omega_r \quad (2.51)$$

$$\underline{M}_{s,r(d,q)2} (\theta) = \underline{\Lambda}_S \underline{M}_{s,r(+,-)} (\theta) \underline{\Lambda}_R^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

$$\underline{R}_{r(d,q)} = \underline{\Lambda}_R \underline{R}_{r(+,-)} \underline{\Lambda}_R^{-1} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$\underline{L}_{r(d,q)1} = \underline{\Lambda}_R \underline{L}_{r(+,-)} \frac{d}{dt} \underline{\Lambda}_R^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -(L_r + M_{rr}) \\ (L_r + M_{rr}) & 0 \end{bmatrix} \omega_r \quad (2.54)$$

$$\underline{L}_{r(d,q)2} = \underline{\Lambda}_R \underline{L}_{r(+,-)} \underline{\Lambda}_R^{-1} = \begin{bmatrix} (L_r + M_{rr}) & 0 \\ 0 & (L_r + M_{rr}) \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

$$\underline{M}_{r,s(d,q)}^\bullet (\theta) = \underline{\Lambda}_R \underline{M}_{r,s(+,-)}^\bullet (\theta) \underline{\Lambda}_S^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} p \quad (2.56)$$

$$\underline{M}_{r,s(d,q)1}(\theta) = \underline{\Lambda}_R M_{r,s(+,-)}(\theta) \frac{d}{dt} \underline{\Lambda}_S^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \omega_s \quad (2.57)$$

$$\underline{M}_{r,s(d,q)2}(\theta) = \underline{\Lambda}_R M_{r,s(+,-)}(\theta) \underline{\Lambda}_S^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

Burada, $L_s = L_{s+} = L_{s-} = L_s + M_{ss}$, $L_r = L_{r1} = L_{r(m-1)} = L_r + M_{rr}$, $L_M = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m$,

dir.

Rotordaki büyüklüklerin statora indirgenmesi ve gerekli düzenlemelerin yapılmasıyla Sincap Kafesli asenkron motorun senkron hızda dönen (d-q) eksen takımındaki denklemleri şu şekilde olur.

$$V_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s (L_s i_{sq} + L_m i_{rq}) + L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + L_m \frac{d}{dt} i_{rd} \quad (2.59)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s (L_s i_{sd} + L_m i_{rd}) + L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + L_m \frac{d}{dt} i_{rq} \quad (2.60)$$

$$0 = R_r i_{rd} - \omega_r (L_r i_{rq} + L_m i_{sq}) + L_r \frac{d}{dt} i_{rd} + L_m \frac{d}{dt} i_{sd} \quad (2.61)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \omega_r (L_r i_{rd} + L_m i_{sd}) + L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + L_m \frac{d}{dt} i_{sq} \quad (2.62)$$

Rotorun statora indirgenmesinde, $\ddot{u} = \frac{K_s \cdot N_s}{K_r \cdot N_r}$, $i_{rd} = \frac{1}{\ddot{u}} i_{rd}^R$, $i_{rq} = \frac{1}{\ddot{u}} i_{rq}^R$, $R_r = \ddot{u}^2 R_r$,

$L_r = \ddot{u}^2 L_r$, $L_m = \ddot{u} L_M$ dir.

\ddot{u} : rotordaki büyüklükleri statora indirgeme katsayısı

K_s : stator sargı faktörü, K_r : rotor sargı faktörü

Yukarıda parantez içerisinde gösterilen (d-q) eksenindeki stator ve rotor akıları aşağıdaki gibidir.

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad ; \quad \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (2.63)$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad ; \quad \psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (2.64)$$

Denklem 2.42' deki dönüşümler 2.39' daki moment denkleminde uygulandığında dönen (d-q) eksen takımında elde edilen moment ifadesi aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned}
t_e &= \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m p (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \\
&= p L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq})
\end{aligned} \tag{2.65}$$

2.3 (α - β) Eksen Takımında Asenkron Motor Modeli

(d-q) ekseninde ifade edilen model, istenildiğinde bu eksenin dönme hızı değiştirilerek diğer eksen takımlarında da kolayca ifade edilebilir. Örneğin (α - β) duran stator eksenini olduğu için; $\omega_s = 0$ ve dolayısıyla $\omega_r = -p\omega$ alınarak model duran stator eksenine dönüştürülmüş olur [7]. Buradan hareketle Sincap Kafesli asenkron motorun (α - β) eksenindeki denklemleri aşağıda verilmiştir.

$$V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{d}{dt} i_{s\alpha} + L_m \frac{d}{dt} i_{r\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{s\alpha} \tag{2.66}$$

$$V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{d}{dt} i_{s\beta} + L_m \frac{d}{dt} i_{r\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{s\beta} \tag{2.67}$$

$$0 = R_r i_{r\alpha} + p\omega(L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta}) + L_r \frac{d}{dt} i_{r\alpha} + L_m \frac{d}{dt} i_{s\alpha} = R_r i_{r\alpha} + p\omega\psi_{r\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} \tag{2.68}$$

$$0 = R_r i_{r\beta} - p\omega(L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha}) + L_r \frac{d}{dt} i_{r\beta} + L_m \frac{d}{dt} i_{s\beta} = R_r i_{r\beta} - p\omega\psi_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{r\beta} \tag{2.69}$$

$$t_e = p L_m (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \tag{2.70}$$

Akı denklemleri ise,

$$\psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \quad ; \quad \psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \tag{2.71}$$

$$\psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \quad ; \quad \psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \tag{2.72}$$

şeklindedir.

3. DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ

Gerilim kaynaklı eviricilerle sürölmek istenen asenkron motorlarda, doğrudan moment-akı kontrolü (DMAK) ya da doğrudan Moment kontrolü (DMK) olarak bilinen bu yöntem vektör kontrollü sürücülerle kıyaslanabilir düzeyde performansa sahiptir [1]. Bu yöntemin diğerlerinden farkı, akımlar için herhangi bir dönüşüm yapılmasına, ayrı bir akım veya voltaj kontrollü PWM oluşturma yöntemine ihtiyaç olmamasıdır.

Gerilim kaynaklı eviricili doğrudan moment kontrollü asenkron motor sürücülerinde, optimum evirici durumlarının seçimi ile stator akısı ve momentini doğrudan kontrol edilebilir [12].

Doğrudan Moment kontrol metodunun temel prensipleri Takahashi ve Noguchi tarafından 1986 yılında aşağıdaki şekilde ifade edilmiştir [13]:

- Stator akısı, stator elektromotor kuvvetinin zamana göre integralidir. Bundan dolayı genliği büyük ölçüde stator gerilimine bağlıdır.
- Moment, stator ve rotor akı vektörlerinin arasındaki açının sinüsü ile orantılıdır.
- Stator voltajındaki değişimlere karşı rotor akısının verdiği tepki stator akısına göre daha yavaştır.

Üç fazlı asenkron motorda genel olarak moment ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$t_e = \frac{3}{2} p \overline{\psi}_s \times \overline{i}_s \quad (3.1)$$

Burada $\overline{\psi}_s$ stator akısı uzay vektörü, \overline{i}_s ise stator akımı uzay vektörünü ifade etmektedir. Her iki uzay vektörü de duran eksen takımında tanımlanmıştır.

$$\overline{\psi}_s = |\overline{\psi}_s| e^{j\rho_s} \quad (3.2)$$

$$\overline{i}_s = |\overline{i}_s| e^{j\lambda_s} \quad (3.3)$$

$\| \cdot \|$ vektörün genliğini, ρ_s ve λ_s ise stator akı ve akım vektörlerinin α - β duran eksen takımına göre açısını göstermektedir.

Yukarıdaki ifadelere göre denklem 3.1 yeniden düzenlenirse,

$$t_e = \frac{3}{2} p \overline{\psi_s} \overline{i_s} \sin(\lambda_s - \rho_s) \quad (3.4)$$

elde edilir.

Diğer taraftan 2.71 ve 2.72 eşitliklerinden yararlanarak stator ve rotor akıları duran eksen takımında vektörel formda aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\overline{\psi_s} = L_s \overline{i_s} + L_m \overline{i_r} \quad (3.5)$$

$$\overline{\psi_r} = L_r \overline{i_r} + L_m \overline{i_s} \quad (3.6)$$

Denklem 3.6 $\overline{i_r} = \frac{1}{L_r} (\overline{\psi_r} - L_m \overline{i_s})$ şeklinde düzenlenip denklem 3.5' de yerine

yerleştirilirse,

$$\overline{i_s} = \frac{1}{L_\sigma} \overline{\psi_s} - \frac{L_m}{L_r L_\sigma} \overline{\psi_r} \quad (3.7)$$

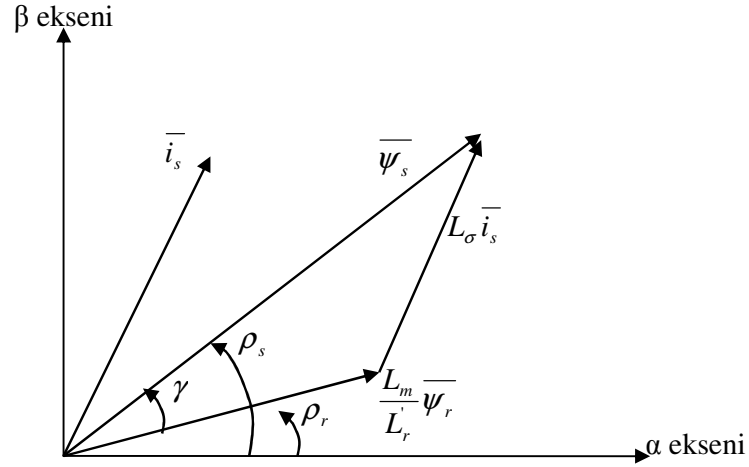
olur. Burada $L_\sigma = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$, dır.

Denklem 3.7 kullanılarak denklem 3.1 yeniden düzenlenirse 3.8 numaralı eşitlik elde edilir.

$$\begin{aligned} t_e &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r L_\sigma} \overline{\psi_r} \overline{\psi_s} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r L_\sigma} \overline{\psi_r} \overline{\psi_s} \sin(\rho_s - \rho_r) \\ &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r L_\sigma} \overline{\psi_r} \overline{\psi_s} \sin \gamma \end{aligned} \quad (3.8)$$

ρ_r : Rotor akı vektörünün α - β duran eksen takımı ile yaptığı açı

γ : Stator ve rotor akıları uzay vektörleri arasındaki açı



Şekil 3.1 : Stator akısı, rotor akısı ve stator akımı uzay vektörleri.

Şekil 3.1’ de stator akısı, rotor akısı ve stator akımı vektörlerinin α - β duraan eksen takımında birbirlerine göre konumları görülmektedir.

Eğer stator ve rotor akılarının genlikleri sabit tutulursa, γ açısının gereken yönde değiştirilerek elektromanyetik momentin değiştirilebileceği 3.8 numaralı denklemden açıkça görülmektedir. Doğrudan Moment kontrolünün esası buna dayanmaktadır. Daha önce de bahsedildiği gibi evirici üzerindeki anahtarlama işlemleri ile uygun stator gerilim uzay vektörünün uygulanması sonucu γ açısı kolaylıkla değiştirilebilecektir. Eğer stator akısı genliği sabit değilse yine uygun anahtarlama ile γ açısı ve $|\overline{\psi}_s|$ stator akısı genliğini kontrol etmek mümkündür [12].

Stator direncini ihmal edersek,

$$\overline{V}_s = \frac{d}{dt}(\overline{\psi}_s) \quad (3.9)$$

ya da,

$$\Delta\overline{\psi}_s = \overline{V}_s \Delta t \quad (3.10)$$

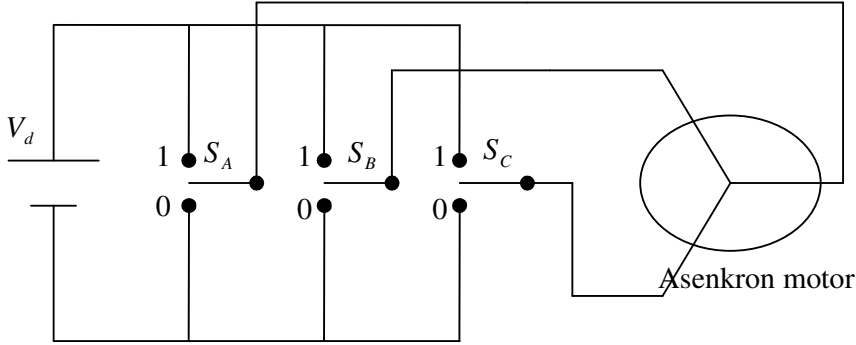
olur. Yani önceden de bahsedildiği gibi stator gerilim vektörü ile stator akısı genliğinde $\Delta\overline{\psi}_s$ değişimleri yapmak mümkündür.

Şekil 3.2’ de görülen eviricide 6 adet aktif, 2 adet de sıfır gerilim uzay vektörleri mevcuttur. Şekildeki “1” üst koldaki güç elektroniği elemanının, “0” ise alt koldaki

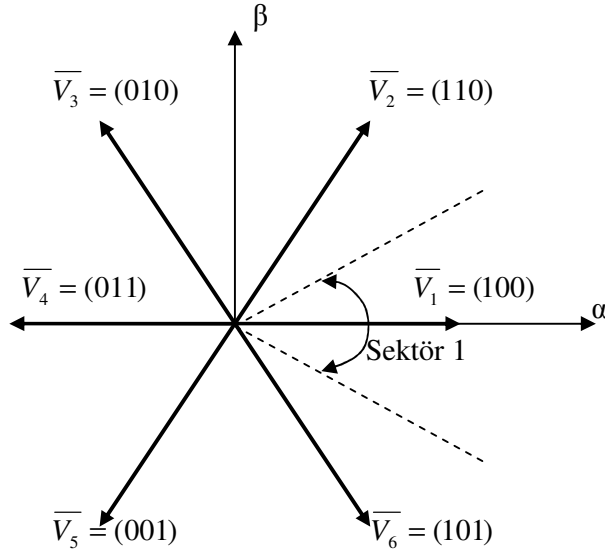
güç elektroniği elemanının iletimde olduğunu göstermektedir. Şekil 3.3' de ise 8 adet anahtarlama vektörü görülmektedir. 6 adet aktif anahtarlama vektörleri şu şekilde ifade edilebilir.

$$\bar{V}_s = \bar{V}_k = \frac{2}{3} V_d e^{j(k-1)\pi/3} \quad k = 1, 2, \dots, 6 \quad (3.11)$$

Burada V_d , doğru akım hat gerilimidir.



Şekil 3.2 : Gerilim kaynaklı evirici.

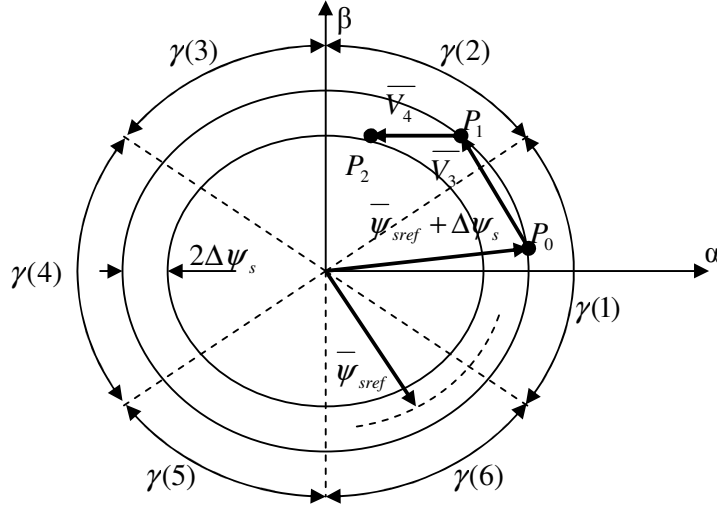


Şekil 3.3 : Anahtarlama-gerilim uzay vektörleri.

Doğrudan Moment kontrolünde, stator akısı ve moment hatalarını tolerans bandı (histerisiz bant) içerisinde tutmak için, her örnekleme periyotunda anahtarlama vektörleri seçilir. Histerisiz bant genişlikleri stator akısı ve moment hataları için

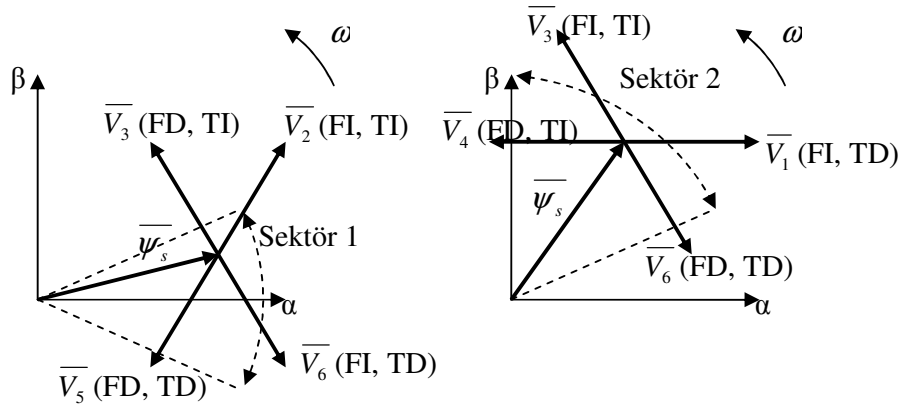
sırası ile $2\Delta\psi_s$ ve $2\Delta t_e$ ' dir. Eğer stator akısı uzay vektörü k . sektörde ise \overline{V}_k , \overline{V}_{k+1} , \overline{V}_{k-1} ($k = 1, 2, \dots, 6$) anahtarlama vektörleri kullanılarak genliği artırılabilirken \overline{V}_{k+2} , \overline{V}_{k-2} ve \overline{V}_{k+3} anahtarlama vektörleri ile genliği azaltılabilir [12].

Şekil 3.4' de gerilim uzay vektörleri ile stator akısı uzay vektörünün kontrolü gösterilmektedir. Burada amaç kontrol edilen stator akısı uzay vektörünü bant genişliği $2\Delta\psi_s$ olan histerisiz bant sınırları içerisinde tutmaktır. Stator akısı uzay vektörünün geometrik yeri şekil 3.4' de de görüldüğü gibi her biri 60° genişlikte 6 sektöre bölünmüştür. Başlangıçta P_0 noktasındaki akı vektörünün saat yönünün tersinde döndüğünü ve genliğinin düşürülmesi gerektiğini varsayalım. Bu da uygun anahtarlama vektörlerinin seçilmesi ile mümkündür. Dönme yönüyle uyumlu \overline{V}_3 anahtarlama vektörü ile akı vektörü P_1 noktasına getirilir. Fakat P_1 noktasında akı vektörünün genliğinin değişmediği görülmektedir. P_1 noktasından saat yönünün tersinde akı düşüşü için \overline{V}_4 anahtarlama vektörü ile akı vektörü P_2 noktasına getirilir. Diğer bir taraftan stator akı vektörünün saat yönünde döndüğü düşünüldüğünde \overline{V}_5 anahtarlama vektörü ile hem istenen yönde dönme hem de istenen akı düşüşü sağlanmış olurdu. Ya da P_1 noktasında dönmenin durması gerektiği düşünüldüğünde sıfır gerilim vektörünün uygulanması gerekirdi. Bunun için uygun \overline{V}_7 veya \overline{V}_8 vektörlerinin seçimi ise minimum anahtarlama göz önüne alınarak yapılır. Yani bir önceki anahtarlama vektöründe "1" fazla ise \overline{V}_7 , "0" fazla ise \overline{V}_8 seçilir.



Şekil 3.4 : Stator akısı uzay vektörünün kontrolü.

Daha ayrıntılı olarak optimum anahtarlama gerilim vektörünün sektör 1 ve 2' ye göre seçimi şekil 3.5' de görülmektedir. Şekilde FI akı artışı, FD akı düşüşü, TI moment artışı, TD ise moment düşüşünü ifade etmektedir. Tüm sektörlere göre gerilim vektörünün seçimine ilişkin bilgiler bir sonraki bölümde optimum anahtarlama tablosunda özetlenmiştir



Şekil 3.5 : Stator akısı uzay vektörünün sektörlere göre konumu ve optimum anahtarlama gerilim vektörünün seçimi.

3.1 Optimum Anahtarlama Vektörünün Seçimi

Optimum anahtarlama tablosu (Tablo 3.1) stator akısı uzay vektörünün olası tüm konumları ($\gamma(1), \gamma(2), \dots, \gamma(6)$) ve gerekli kontrol girişleri (stator akısı ve moment referans değerleri) için optimum anahtarlama vektörlerinin seçimini verir.

Stator akısının arttırılması $d\psi = 1$ ' e, azaltılması ise $d\psi = 0$ 'a karşılık gelmektedir. Bu özellik iki seviyeli histerisiz karşılaştırıcının çıkış işareti ile aşağıdaki gibi sağlanır.

$$\begin{aligned} |\overline{\psi}_s| \leq |\overline{\psi}_{sref}| - |\Delta\psi_s| &\Rightarrow d\psi = 1 \\ |\overline{\psi}_s| \geq |\overline{\psi}_{sref}| + |\Delta\psi_s| &\Rightarrow d\psi = 0 \end{aligned} \quad (3.12)$$

Momentin arttırılması gerekiyorsa $dt_e = 1$, azaltılması gerekiyorsa $dt_e = -1$ ve değişmemesi gerektiğinde ise $dt_e = 0$ değerini alır. Bu durum, üç seviyeli histerisiz karşılaştırıcının çıkış işareti ile aşağıdaki gibi sağlanır (saat yönünün tersinde dönüş).

$$\begin{aligned} |t_e| \leq |t_{eref}| - |\Delta t_e| &\Rightarrow dt_e = 1 \\ t_e \geq t_{eref} &\Rightarrow dt_e = 0 \end{aligned} \quad (3.13)$$

Saat yönünde dönüş için ise,

$$\begin{aligned} |t_e| \geq |t_{eref}| + |\Delta t_e| &\Rightarrow dt_e = -1 \\ t_e \leq t_{eref} &\Rightarrow dt_e = 0 \end{aligned} \quad (3.14)$$

Çizelge 3.1 : Optimum gerilim anahtarlama tablosu.

$d\psi$	dt_e	$\gamma(1)$	$\gamma(2)$	$\gamma(3)$	$\gamma(4)$	$\gamma(5)$	$\gamma(6)$
		Sektör 1	Sektör 2	Sektör 3	Sektör 4	Sektör 5	Sektör 6
1	1	\overline{V}_2	\overline{V}_3	\overline{V}_4	\overline{V}_5	\overline{V}_6	\overline{V}_1
	0	\overline{V}_7	\overline{V}_8	\overline{V}_7	\overline{V}_8	\overline{V}_7	\overline{V}_8
	-1	\overline{V}_6	\overline{V}_1	\overline{V}_2	\overline{V}_3	\overline{V}_4	\overline{V}_5
0	1	\overline{V}_3	\overline{V}_4	\overline{V}_5	\overline{V}_6	\overline{V}_1	\overline{V}_2
	0	\overline{V}_8	\overline{V}_7	\overline{V}_8	\overline{V}_7	\overline{V}_8	\overline{V}_7
	-1	\overline{V}_5	\overline{V}_6	\overline{V}_1	\overline{V}_2	\overline{V}_3	\overline{V}_4

Aktif anahtarlama vektörleri: $\overline{V}_1 = (100)$; $\overline{V}_2 = (110)$; $\overline{V}_3 = (010)$; $\overline{V}_4 = (011)$; $\overline{V}_5 = (001)$; $\overline{V}_6 = (101)$. Sıfır anahtarlama vektörleri: $\overline{V}_7 = (111)$; $\overline{V}_8 = (000)$

Çizelge 3.1’ de görüldüğü gibi optimum anahtarlama tablosu stator akısının konumu ($\gamma(1), \gamma(2), \dots, \gamma(6)$) hakkında da bilgi gerektirir. Bu da stator akısının α - β duran eksen takımında kestirilen değerlerinden yararlanılarak aşağıdaki şekillerde elde edilebilir.

$$\rho_s = \tan^{-1}\left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}}\right) = \cos^{-1}\left(\frac{\psi_{s\alpha}}{|\psi_s|}\right) = \sin^{-1}\left(\frac{\psi_{s\beta}}{|\psi_s|}\right) \quad (3.15)$$

Bu trigonometrik fonksiyonlara ihtiyaçtan kurtulmak için Çizelge 3.2 kullanılabilir. Bu tabloda akı bileşenlerinin işaretlerinden yararlanılarak akının hangi sektörde olduğu belirtilmiştir. Zaten bizim ihtiyacımız da akının konumundan ziyade hangi sektörde olduğudur.

Çizelge 3.2 : Stator akısı uzay vektörü için sektör belirleme.

	$\gamma(1)$	$\gamma(2)$	$\gamma(3)$	$\gamma(4)$	$\gamma(5)$	$\gamma(6)$
$\psi_{s\alpha}$ 'nın işareti	+	+	-	-	-	+
$\psi_{s\beta}$ 'nin işareti	(KD; +, -)	+	+	(KD; +, -)	-	-
$\psi_{s\beta}$ 'nin işareti ($\sqrt{3}\psi_{s\alpha} - \psi_{s\beta}$)	-	+	+	+	-	-

KD: Kullanışlı değil.

3.2 Stator Akısının Belirlenmesi

Doğrudan Moment kontrolünde iki sebepten ötürü stator akısının hesaplanması gerekmektedir. İlk olarak, yukarıda bahsettiğimiz anahtarlama vektörünün seçiminde, ikinci olarak da elektromanyetik momentin hesaplanmasında akıya ihtiyaç duyulur.

Doğrudan Moment kontrolünde stator akısı, stator gerilim ve akımları kullanılarak aşağıdaki şekilde kestirilir.

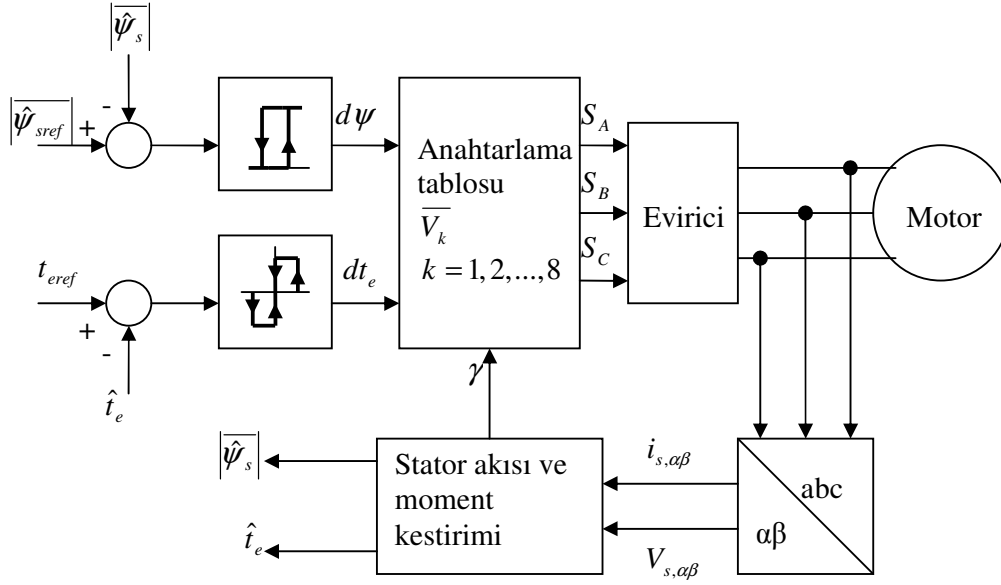
$$\psi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (3.16)$$

$$\psi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (3.17)$$

$$|\hat{\psi}_s| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (3.18)$$

Doğrudan Moment kontrolünde ihtiyacımız olan diğer bir büyüklük ise elektromanyetik momenttir. Moment kestirimi ise aşağıdaki gibidir.

$$t_e = \frac{3}{2} p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.19)$$



Şekil 3.6 : Doğrudan Moment kontrolü prensip şeması.

Şekil 3.6' da Doğrudan Moment kontrolüne ilişkin prensip şema verilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi Doğrudan Moment kontrolünde moment geri beslemesine gerek duyulmadan moment kontrol edilmektedir. Tez kapsamında da yapıldığı gibi hız kontrolü için ilaveten hız kontrolüne gereksinim vardır. Hız kontrolcüsünün çıkışı moment kontrolcüsü için referans değeridir.

4. KALMAN FİLTRESİ

Sistem analizinde, deterministik sistem ve kontrol teorileri, sistem hakkındaki analiz ve dizayn sonuçlarını tam olarak karşılamazlar. Bunun 3 temel nedeni vardır [14].

Öncelikle, hiçbir matematik model mükemmel değildir. Model, mühendisin amacı doğrultusunda direkt olarak ilgilendiği karakteristikleri yansıtır. Örneğin, bir aracın eğilmesini tam olarak ifade etmek için sonsuz sayıda eğilme modu olmasına rağmen, kullanışlı bir model sonlu sayıda mod içerir. Burada amaçlanan sistem cevabında kritik ya da baskın modların gösterilmesidir.

Dinamik sistemler sadece bizim kontrol girişlerimizin etkisi altında değildirler. Aynı zamanda sisteme ne deterministik olarak modelleyebildiğimiz ne de kontrol edebildiğimiz bozucu etkenler etkimektedir. Deterministik modelin ikinci eksik tarafı ise bozucu etkenlerin göz ardı edilmesidir.

Üçüncü ve son eksik taraf ise, sensörler sistem hakkında en iyi ve tam veriyi sağlamazlar. Ya sensör isteğimize göre tasarlanmamıştır, ya da ağırlık, hacim, fiyat vb. nedenlerle istediğimiz sensörü kullanamayız. En önemlisi sensörlerin kendi dinamikleri vardır, daima gürültüden etkilenirler ve veriyi bozarlar.

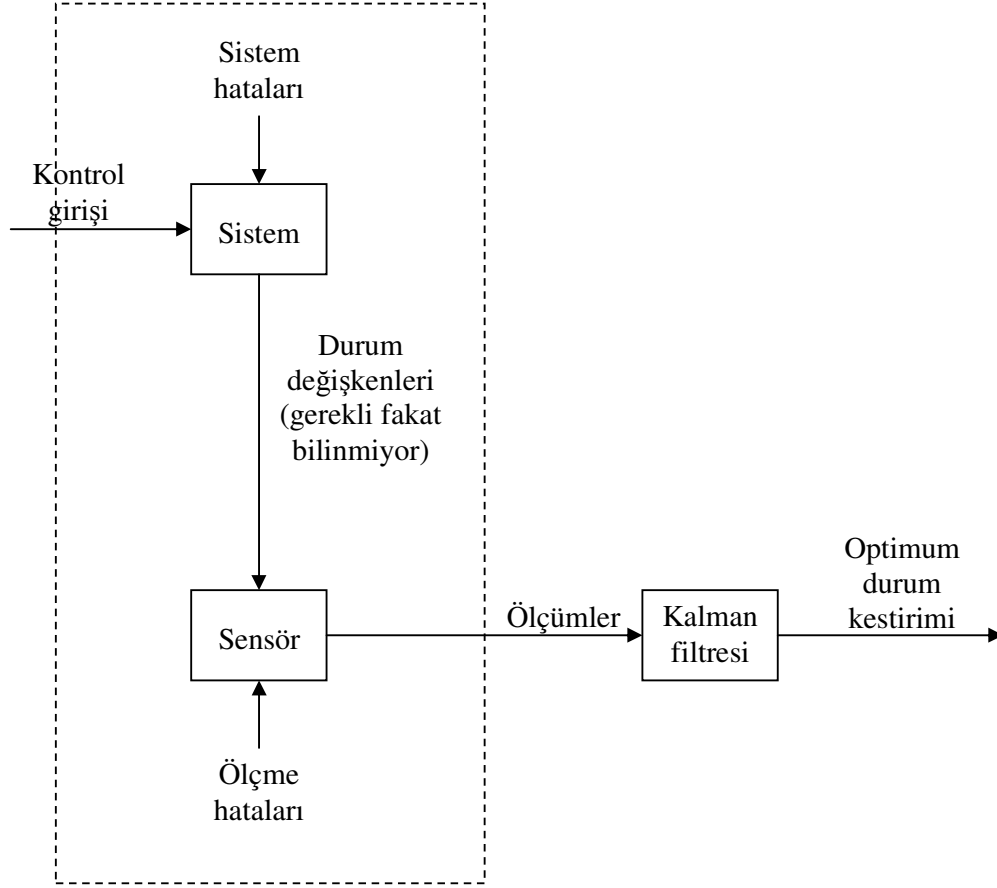
Tüm bu saydığımız etkenler bizi stokastik modellemeye yönlendirmektedir. Sensör gürültülerini hesaba katarak stokastik tabanlı kestirim yapan, iyi bilinen ve çok kullanılan yöntemlerden birisi Kalman filtresidir [15].

4.1 Kalman Filtresi

Kalman filtresi, doğrusal dinamik sistemlerde, sistemdeki gürültüleri ve ölçüm hatalarını göz önünde bulundurarak stokastik yaklaşımla, optimal, yinelemeli (recursive) durum ve parametre kestirimi yapabilen etkili bir algoritmaya sahiptir. Şekil 4.1' de Kalman filtresinin tipik bir uygulaması görülmektedir.

Kalman filtresi, gerçek ile kestirilen durumlar arasındaki fark olarak tanımlanan ortalama karesel hatayı minimum yapacak şekilde durumları kestirdiği için optimaldir [16].

Kalman filtresi, tüm verilerin saklanması ve bunların her defasında yeniden kullanılmasını gerektirmez. Bir önceki kestirim sonuçları ile o anki giriş değerlerini kullanmak yeterlidir. Yinelemeli (recursive) özelliği buradan gelmektedir.



Şekil 4.1 : Tipik Kalman filtresi uygulaması [14].

Dinamik bir sistemin ayrık zamandaki durum-uzay modeli aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

Durum denklemi;

$$\underline{x}_k = \underline{A}x_{k-1} + \underline{B}u_{k-1} + w_{k-1} \quad (4.1)$$

Çıkış denklemi;

$$\underline{z}_k = \underline{H}x_k + v_k \quad (4.2)$$

Burada \underline{w}_k ve \underline{v}_k rastgele değişkenler olup sistem ve ölçme gürültülerini ifade eder. Ayrıca sistem ve ölçme gürültüleri sıfır ortalamalı, birbiri ile ilişkisi olmayan beyaz gürültü (white noise) olarak tanımlanmışlardır.

$$E[\underline{w}_n \underline{v}_k^T] = \begin{cases} \underline{0} & n = k \\ \underline{0} & n \neq k \end{cases} \quad (4.3)$$

$$E[\underline{w}_n \underline{w}_k^T] = \begin{cases} \underline{Q} & n = k \\ \underline{0} & n \neq k \end{cases} \quad (4.4)$$

$$E[\underline{v}_n \underline{v}_k^T] = \begin{cases} \underline{R} & n = k \\ \underline{0} & n \neq k \end{cases} \quad (4.5)$$

$E[\]$: Beklenen (ortalama) değer

\underline{Q} : Sistem gürültüsü kovaryans matrisi

\underline{R} : Ölçme gürültüsü kovaryans matrisi

Kalman filtresi, başlangıç koşulları bilinmek kaydıyla, önceki (priori) kestirilen durum $\hat{\underline{x}}_k^-$ ve k anındaki ölçme vektörü \underline{z}_k ' yı kullanarak sonraki (posteriori) durum kestirimi $\hat{\underline{x}}_k$ ' yı hesaplar.

$$\hat{\underline{x}}_k = \hat{\underline{x}}_k^- + \underline{K}(\underline{z}_k - \underline{H}\hat{\underline{x}}_k^-) \quad (4.6)$$

Denklem 4.6' da \underline{K} , hata kovaryansı \underline{P}_k ' yı minimize eden kazanç faktörüdür ve Kalman kazancı olarak adlandırılır.

$$\underline{P}_k = E\left[\underline{e}_k \underline{e}_k^T\right] = E\left[(\underline{x}_k - \hat{\underline{x}}_k)(\underline{x}_k - \hat{\underline{x}}_k)^T\right] \quad (4.7)$$

\underline{P}_k ' yı minimum yapan \underline{K} kazancı, 4.6 numaralı denklem, 4.7' de yerine konup \underline{P}_k ' nin izinin \underline{K} ' ya göre türevinin sıfıra eşitlenmesi ile bulunabilir.

$$\begin{aligned} \underline{e}_k &= \underline{x}_k - \hat{\underline{x}}_k \\ &= \underline{x}_k - (\hat{\underline{x}}_k^- + \underline{K}_k(\underline{z}_k - \underline{H}\hat{\underline{x}}_k^-)) \\ &= \underline{x}_k - (\hat{\underline{x}}_k^- + \underline{K}_k(\underline{H}\underline{x}_k + \underline{v}_k - \underline{H}\hat{\underline{x}}_k^-)) \\ &= (\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H})(\underline{x}_k - \hat{\underline{x}}_k^-) - \underline{K}_k \underline{v}_k \\ &= (\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H})\underline{e}_k^- - \underline{K}_k \underline{v}_k \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned}
\underline{P}_k &= \text{cov } \underline{e}_k \\
&= E \left[\underline{e}_k \underline{e}_k^T \right] \\
&= E \left[\left((\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H}) \underline{e}_k^- - \underline{K}_k \underline{v}_k \right) \left((\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H}) \underline{e}_k^- - \underline{K}_k \underline{v}_k \right)^T \right]
\end{aligned} \tag{4.9}$$

\underline{v}_k , \underline{e}_k ' dan bağımsız ve sıfır ortalama değere sahip olduğu ($E[\underline{v}_k]=0$) için, 1. dereceden \underline{v}_k ' lı terimler sıfıra eşitlenebilir.

$$\begin{aligned}
\underline{P}_k &= E \left[\left((\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H}) \underline{e}_k^- \right) \left((\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H}) \underline{e}_k^- \right)^T \right] + E \left[\underline{K}_k \underline{v}_k (\underline{K}_k \underline{v}_k)^T \right] \\
&= (\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H}) E \left[\underline{e}_k^- \underline{e}_k^{-T} \right] (\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H})^T + \underline{K}_k E \left[\underline{v}_k \underline{v}_k^T \right] \underline{K}_k^T \\
&= (\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H}) \underline{P}_k^- (\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H})^T + \underline{K}_k \underline{R} \underline{K}_k^T
\end{aligned} \tag{4.10}$$

$$\begin{aligned}
E \left[\underline{e}_k^- \underline{e}_k^{-T} \right] &= \underline{P}_k^- \\
E \left[\underline{v}_k \underline{v}_k^T \right] &= \underline{R}
\end{aligned} \tag{4.11}$$

\underline{P}_k^- : Önceki durum kestirim hata kovaryansı

Denklem 4.10' u açarsak,

$$\begin{aligned}
\underline{P}_k &= (\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H}) \underline{P}_k^- (\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H})^T + \underline{K}_k \underline{R} \underline{K}_k^T \\
&= \underline{P}_k^- - \underline{P}_k^- \underline{H}^T \underline{K}_k^T - \underline{K}_k \underline{H} \underline{P}_k^- + \underline{K}_k (\underline{H} \underline{P}_k^- \underline{H}^T + \underline{R}) \underline{K}_k^T
\end{aligned} \tag{4.12}$$

elde ederiz.

\underline{P}_k ' nın izinin türevini alıp sıfıra eşitlediğimizde,

$$\frac{d}{d\underline{K}_k} \text{tr}(\underline{P}_k) = -2(\underline{H} \underline{P}_k^-)^T + 2\underline{K}_k (\underline{H} \underline{P}_k^- \underline{H}^T + \underline{R}) = 0 \tag{4.13}$$

$$\underline{K}_k = \underline{P}_k^- \underline{H}^T (\underline{H} \underline{P}_k^- \underline{H}^T + \underline{R})^{-1} = \frac{\underline{P}_k^- \underline{H}^T}{\underline{H} \underline{P}_k^- \underline{H}^T + \underline{R}} \tag{4.14}$$

olur.

$\text{tr}(\)$: Matrisin izi

$$\text{tr}(A^T) = \text{tr}(A) \quad ; \quad \frac{d}{dA} \text{tr}(AC) = C^T \quad ; \quad \frac{d}{dA} \text{tr}(ABA^T) = 2AB \quad (4.15)$$

Denklem 4.14' de görüldüğü gibi ölçme gürültüsünün kovaryansı \underline{R} azaldığında, \underline{K} kazancı artar ve denklem 4.6' daki $(\underline{z}_k - \underline{H}\hat{\underline{x}}_k^-)$ ' nin ağırlığı artar. Bu da ölçme matrisinin daha güvenilir olduğunu gösterir.

Kalman filtresi algoritma adımları aşağıdaki şekildedir.

1. Başlangıç durum vektörü $\hat{\underline{x}}_{k-1}$, hata kovaryansı \underline{P}_{k-1}
2. Önceki durum vektörü $\hat{\underline{x}}_k^-$ ve hata kovaryansı \underline{P}_k^- tahmini

$$\hat{\underline{x}}_k^- = \underline{A}\hat{\underline{x}}_{k-1} + \underline{B}\underline{u}_{k-1} \quad \underline{P}_k^- = \underline{A}\underline{P}_{k-1}\underline{A}^T + \underline{Q}$$

3. Kalman kazancı hesabı

$$\underline{K}_k = \underline{P}_k^- \underline{H}^T (\underline{H}\underline{P}_k^- \underline{H}^T + \underline{R})^{-1}$$

4. Durum vektörü $\hat{\underline{x}}_k$ ve hata kovaryansı \underline{P}_k güncelleme

$$\hat{\underline{x}}_k = \hat{\underline{x}}_k^- + \underline{K}(\underline{z}_k - \underline{H}\hat{\underline{x}}_k^-) \quad \underline{P}_k = (\underline{I} - \underline{K}\underline{H})\underline{P}_k^-$$

5. Başa dön.

Algoritma tahmin ve düzeltme olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır. 2 numaralı adım tahmin kısmıdır. Burada önceki durum ($\hat{\underline{x}}_k^-$) ve önceki hata kovaryansı (\underline{P}_k^-) tahmini yapılır. 3 ve 4 numaralı adımlar ise düzeltme kısmıdır. Bu adımlarda öncelikle Kalman kazancı (\underline{K}) hesaplanır. Daha sonra da durum ($\hat{\underline{x}}_k$) ve hata kovaryansı (\underline{P}_k) güncellenir.

Algoritmada Kalman filtresinin yinelemeli (recursive) özelliği açık olarak görülmektedir. Başlangıç olarak verilen durum vektörü ve hata kovaryansından sonra sistem her çevrimde bir durum vektörü ve hata kovaryansı çifti vermektedir. Bir sonraki döngüde bu çiftler kullanılarak yeni durum vektörü ve hata kovaryansı kestirimi yapılır. Şekil 4.2' de Kalman filtresinin yapısı görülmektedir.

4.2 Genişletilmiş Kalman Filtresi

Bir önceki bölümde anlatılan Kalman filtresi doğrusal dinamik sistemlerde durum ve parametre kestirimi için uygulanabilmektedir. Doğrusal olmayan (nonlinear) prosesler için durum ve parametre kestirimi yapan Kalman filtresi, Genişletilmiş Kalman filtresi olarak adlandırılır.

Genişletilmiş Kalman filtresinde durum ve çıkış denklemlerini o anki kestirilen durum değişkenleri civarında doğrusallaştırılarak elde edilen doğrusal modele Kalman filtresi algoritması uygulanır.

Doğrusal olmayan stokastik durum ve çıkış denklemlerini aşağıdaki gibi ifade edebiliriz.

$$\underline{x}_k = f(\underline{x}_{k-1}, \underline{u}_{k-1}) + \underline{w}_{k-1} \quad (4.16)$$

$$\underline{z}_k = h(\underline{x}_k, \underline{u}_k) + \underline{v}_k \quad (4.17)$$

O anki süreçte kestirilen durum ve çıkış denklemlerini aşağıdaki gibi düşünersek,

$$\hat{\underline{x}}_k^- = f(\hat{\underline{x}}_{k-1}, \underline{u}_{k-1}) + \underline{w}_{k-1} \quad (4.18)$$

$$\tilde{\underline{z}}_k = f(\hat{\underline{x}}_k^-, \underline{u}_k) + \underline{v}_k \quad (4.19)$$

olur. Bu denklemler sırasıyla $\hat{\underline{x}}_{k-1}$ ve $\hat{\underline{x}}_k^-$ civarında doğrusallaştırıldığında,

$$\underline{x}_k \approx \hat{\underline{x}}_k^- + \underline{F}(\underline{x}_{k-1} - \hat{\underline{x}}_{k-1}) + \underline{w}_{k-1} \quad (4.20)$$

$$\underline{z}_k \approx \tilde{\underline{z}}_k + \underline{H}(\underline{x}_k - \hat{\underline{x}}_k^-) + \underline{v}_k \quad (4.21)$$

elde edilir.

$$\underline{F} = \left. \frac{\partial}{\partial \underline{x}} f(\underline{x}_{k-1}, \underline{u}_{k-1}) \right|_{\underline{x}_{k-1} = \hat{\underline{x}}_{k-1}} \quad \underline{H} = \left. \frac{\partial}{\partial \underline{x}} h(\underline{x}_k, \underline{u}_k) \right|_{\underline{x}_k = \hat{\underline{x}}_k^-} \quad (4.22)$$

Bu durumda Genişletilmiş Kalman filtresi algoritması aşağıdaki gibidir.

1. Başlangıç durum vektörü $\hat{\underline{x}}_{k-1}$, hata kovaryansı \underline{P}_{k-1}
2. Önceki durum vektörü $\hat{\underline{x}}_k^-$ ve hata kovaryansı \underline{P}_k^- tahmini

$$\hat{\underline{x}}_k^- = f(\hat{\underline{x}}_{k-1}, \underline{u}_{k-1}) \quad \underline{P}_k^- = \underline{F}_k \underline{P}_{k-1} \underline{F}_k^T + \underline{Q}$$

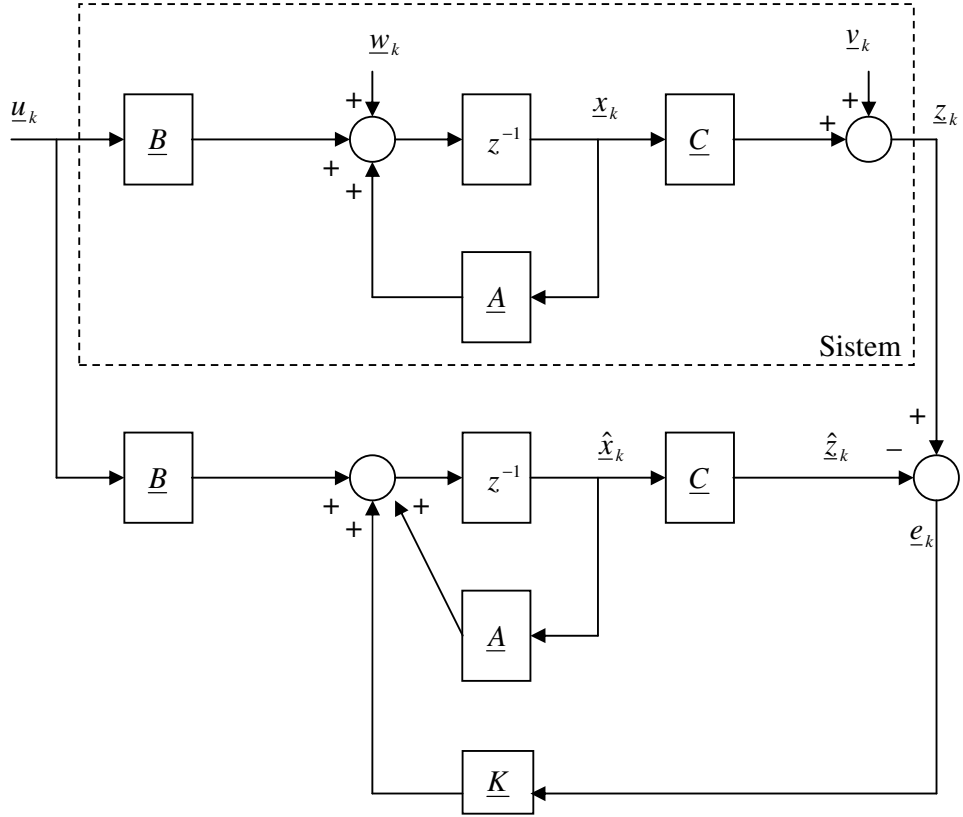
3. Kalman kazancı hesabı

$$\underline{K}_k = \underline{P}_k^- \underline{H}_k^T (\underline{H}_k \underline{P}_k^- \underline{H}_k^T + \underline{R})^{-1}$$

4. Durum vektörü $\hat{\underline{x}}_k$ ve hata kovaryansı \underline{P}_k güncelleme

$$\hat{\underline{x}}_k = \hat{\underline{x}}_k^- + \underline{K}_k (\underline{z}_k - h(\hat{\underline{x}}_k^-)) \quad \underline{P}_k = (\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H}_k) \underline{P}_k^-$$

5. Başa dön.



Şekil 4.2 : Kalman Filtresinin yapısı.

5. SENSÖRSÜZ KONTROL

Hem skaler hem de vektör kontrollü sürücülerde kapalı çevrim hız veya konum kontrolü için takometre ya da enkoder gibi bir hız sensörüne ihtiyaç vardır. Maliyet, dayanıklılık, motordan kaynaklı ısınma, titreşim vb. istenmeyen durumlar, motor mili üzerinde ilavelere gereksinim duyması ve bu nedenle hacimsel olarak fazla yer kaplaması nedeniyle hız sensörü istenmeyen bir bileşendir. Buna karşın motorun voltaj ve akımlarının ölçülerek bir sinyal işleme (DSP) ünitesi yardımıyla hız kestirimi yapmak mümkündür [12]. Buna rağmen kestirme işlemi karmaşık ve motorun parametrelerine bağlıdır. Fakat son zamanlarda mikroişlemci teknolojisinin gelişmesiyle giderek artan oranda kullanılmaya başlanmıştır.

Asenkron motor hız kestirim teknikleri genel olarak şu şekilde sınıflandırılabilir [1,12].

- Kayma hızı tabanlı hız kestirimi
- Model uyarlamalı sistem (MRAS)
- Luenberger gözlemleyicisi
- Genişletilmiş Kalman filtresi tabanlı gözlemleyiciler
- Yapay zeka tabanlı gözlemleyiciler

Asenkron motor modelinin doğrusal olmayan yapısına uygun olması, sistemdeki gürültü ve ölçüm hatalarını da içeren stokastik yapıda bir modeli temel alması ve hem durum hem de parametre kestirimi yapabilmesi nedeniyle bu çalışmada Genişletilmiş Kalman filtresi kullanılmıştır.

5.1 Genişletilmiş Kalman Filtresi ile Asenkron Motorda Hız ve Akı Kestirimi

Asenkron motorların Doğrudan Moment kontrolü, akının genliğinin ve açısız konumunun (sektör bilgisi) ve buna ilaveten hız kontrol uygulamalarında açısız hızın tam olarak bilinmesini gerektirir [9]. Sincap kafesli asenkron motorda durum ya da parametre olan bu büyüklüklerin ölçülerek belirlenmesindeki sakıncalardan bir

önceki bölümde bahsedilmişti. Bunlara ilave olarak doğrudan moment kontrolünde akı (duran eksen takımında stator akısı) genelde denklem 3.16 ve 3.17' deki gibi kestirilmekte ve bu işlemlerde integral alma sırasında problemlerle karşılaşmaktadır. Tüm bu sakıncaları ortadan kaldırmak amacıyla bu bölümde, akı ve hız bilgileri Genişletilmiş Kalman filtresi ile kestirilmeye çalışılacaktır.

Genişletilmiş Kalman filtresi kullanılarak hız sensörsüz asenkron motor kontrolü uygulamalarında tasarım adımları temel olarak aşağıdaki gibidir [12].

1. Asenkron motor modelinin seçilmesi
2. Asenkron motor modelinin ayrıklaştırılması
3. Gürültü ve durum kovaryans matrislerinin belirlenmesi (Q, R, P)
4. Algoritmanın uygulanması

5.2 Genişletilmiş Kalman Filtresi İçin Asenkron Motor Modeli

Doğrudan Moment kontrollü asenkron motorda 3. bölümde anlatıldığı gibi anahtarlama vektörünün seçiminde ve elektromanyetik momentin hesaplanmasında stator akısına ihtiyaç duyulur. Bu iki sebepten ötürü stator akısının α - β eksen takımındaki bileşenlerinin hesaplanması gerekmektedir. Bu sebeple kontrol amaçlı kullanacağımız Genişletilmiş Kalman filtresi ile bu bileşenlerin kestirilmesi amaçlanmıştır.

Bu bölümde, Doğrudan Moment kontrolünde ihtiyaç duyulan stator akısının ve akımının α - β eksen takımındaki bileşenleri Genişletilmiş Kalman Filtresi için kullanılacak motor modelinde durum olarak düşünülmüş ve sincap kafesli asenkron motorun α - β eksen takımındaki durum-uzay modeli buna göre düzenlenmiştir.

Denklem 2.71 ve 2.72 aşağıdaki şekilde düzenlenirse,

$$i_{r\alpha} = \frac{1}{L_m}(\psi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha}) \quad (5.1)$$

$$i_{r\beta} = \frac{1}{L_m}(\psi_{s\beta} - L_s i_{s\beta}) \quad (5.2)$$

$$\begin{aligned}\psi_{r\alpha} &= L_r' i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ &= \frac{L_r'}{L_m} (\psi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha}) + L_m i_{s\alpha}\end{aligned}\quad (5.3)$$

$$\begin{aligned}\psi_{r\beta} &= L_r' i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \\ &= \frac{L_r'}{L_m} (\psi_{s\beta} - L_s i_{s\beta}) + L_m i_{s\beta}\end{aligned}\quad (5.4)$$

olur. Bu ifadeler denklem 2.68 ve 2.69' da yerine konup gerekli düzenlemeler yapıldığında,

$$i_{s\alpha} = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r' L_\sigma}\right) i_{s\alpha} - p\omega i_{s\beta} + \frac{R_r'}{L_r' L_\sigma} \psi_{s\alpha} + \frac{p\omega}{L_\sigma} \psi_{s\beta} + \frac{1}{L_\sigma} V_{s\alpha}\quad (5.5)$$

$$i_{s\beta} = p\omega i_{s\alpha} - \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r' L_\sigma}\right) i_{s\beta} - \frac{p\omega}{L_\sigma} \psi_{s\alpha} + \frac{R_r'}{L_r' L_\sigma} \psi_{s\beta} + \frac{1}{L_\sigma} V_{s\beta}\quad (5.6)$$

elde edilir. Burada $L_\sigma = \sigma L_s$ ' dir. ($\sigma = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$)

Denklem 2.66 ve 2.67 kullanılarak $\dot{\psi}_{s\alpha}$ ve $\dot{\psi}_{s\beta}$ aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\dot{\psi}_{s\alpha} = -R_s i_{s\alpha} + V_{s\alpha}\quad (5.7)$$

$$\dot{\psi}_{s\beta} = -R_s i_{s\beta} + V_{s\beta}\quad (5.8)$$

Bu düzenlemelerden sonra sincap kafesli asenkron motorun duran eksen takımında 4. dereceden durum-uzay modeli, durum değişkenleri stator akımları ve stator akıları, girişler gerilim ve çıkışlar akım olacak şekilde aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\psi}_{s\alpha} \\ \dot{\psi}_{s\beta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r' L_\sigma}\right) & -p\omega & \frac{R_r'}{L_r' L_\sigma} & \frac{p\omega}{L_\sigma} \\ p\omega & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r' L_\sigma}\right) & -\frac{p\omega}{L_\sigma} & \frac{R_r'}{L_r' L_\sigma} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \\ z &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (5.9)$$

Tasarlayacağımız Genişletilmiş Kalman filtresi hız kontrol amaçlı olduğu için bir sonraki adımda, elde ettiğimiz bu modele hız bileşeni sırasıyla parametre ve durum olarak eklenerek kestirilmeye ve geri besleme yolu ile motor kontrol edilmeye çalışılacaktır.

5.2.1 Hızın parametre olarak düşünüldüğü GKF modeli

Rotor hızı, geleneksel yaklaşımla [1] ve [12]' de yapıldığı gibi sabit parametre olarak düşünülmüş ve 5. durum değişkeni olarak durum vektörüne ilave edilmiştir. Burada unutulmamalıdır ki rotor hızının türevi ihmal edilmiş ve $d\omega/dt = 0$ olarak düşünülmüştür. Buna rağmen bu son denklem, sonsuz eylemsizliğe karşılık gelmektedir, ama gerçekte bu doğru değildir. Bu noktada gerekli düzeltme Kalman filtresi tarafından (sistem gürültü matrisi Q ile) yapılır (sistem gürültü matrisi modelleme hatalarını da hesaba katar) [12].

Durum-uzay modeli yukarıda anlatıldığı gibi düzenlendiğinde,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\psi}_{s\alpha} \\ \dot{\psi}_{s\beta} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_s}{L_r L_\sigma}\right) & -p\omega & \frac{R_r}{L_r L_\sigma} & \frac{p\omega}{L_\sigma} & 0 \\ p\omega & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_s}{L_r L_\sigma}\right) & -\frac{p\omega}{L_\sigma} & \frac{R_r}{L_r L_\sigma} & 0 \\ -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$z = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

olur.

Bu modele Genişletilmiş Kalman filtresi algoritması uygulayabilmemiz için öncelikle modeli ayrıklaştırmamız gerekmektedir. Sürekli zamanda,

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}} &= \underline{Ax} + \underline{Bu} \\ \underline{z} &= \underline{Hx} \end{aligned} \quad (5.11)$$

olarak ifade edilen modelin ayrıklaştırılmış hali,

$$\begin{aligned}\underline{x}_{k+1} &= \underline{A}_d \underline{x}_k + \underline{B}_d \underline{u}_k \\ \underline{z}_k &= \underline{H}_d \underline{x}_k\end{aligned}\quad (5.12)$$

şeklindedir.

$$\underline{A}_d = e^{AT} \approx I + \underline{A}T + \frac{(\underline{A}T)^2}{2} \quad (5.13)$$

$$\underline{B}_d \approx \underline{B}T + \frac{\underline{A}B T^2}{2} \quad (5.14)$$

$$\underline{H}_d = \underline{H} \quad (5.15)$$

Çok küçük örnekleme periyotları için \underline{A}_d ve \underline{B}_d ifadelerindeki ikinci dereceden terimler ihmal edilebilir. Bu durumda sincap kafesli asenkron motorun Genişletilmiş Kalman filtresi için ayrık zamanda sistem (\underline{A}_d), giriş (\underline{B}_d) ve çıkış (\underline{H}_d) matrisleri aşağıdaki gibidir.

$$\underline{A}_d = \begin{bmatrix} 1 - \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r' L_\sigma} \right) T & -p\omega(k)T & \frac{R_r'}{L_r' L_\sigma} T & \frac{p\omega(k)}{L_\sigma} T & 0 \\ p\omega(k)T & 1 - \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r' L_\sigma} \right) T & -\frac{p\omega(k)}{L_\sigma} T & \frac{R_r'}{L_r' L_\sigma} T & 0 \\ -R_s T & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s T & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

$$\underline{B}_d = \begin{bmatrix} \frac{T}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L_\sigma} \\ T & 0 \\ 0 & T \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \underline{H}_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}\underline{x}_k &= [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k) \quad \psi_{s\alpha}(k) \quad \psi_{s\beta}(k) \quad \omega(k)]^T \\ \underline{u}_k &= [V_{s\alpha}(k) \quad V_{s\beta}(k)]^T\end{aligned}\quad (5.17)$$

Sistem ve ölçme gürültüleri ile beraber model şu şekildedir.

$$\begin{aligned}\underline{x}_{k+1} &= f(\underline{x}_k, \underline{u}_k) + \underline{w}_k = \underline{A}_d \underline{x}_k + \underline{B}_d \underline{u}_k + \underline{w}_k \\ \underline{z}_k &= h(\underline{x}_k) + \underline{v}_k = \underline{H}_d \underline{x}_k + \underline{v}_k\end{aligned}\quad (5.18)$$

A_d matrisinden anlaşılacağı üzere 5.17' deki sistem doğrusal değildir. Önceki bölümde bahsettiğimiz gibi sisteme Genişletilmiş Kalman filtresi algoritmasının uygulanabilmesi için modelin doğrusallaştırılması gerekmektedir. Model aşağıdaki şekilde doğrusallaştırıldığında,

$$\underline{F}_{k+1} = \left. \frac{\partial}{\partial \underline{x}} f(\underline{x}_k, \underline{u}_k) \right|_{\underline{x}=\hat{\underline{x}}_k} \quad (5.19)$$

$$\underline{H}_k = \left. \frac{\partial}{\partial \underline{x}} h(\underline{x}_k) \right|_{\underline{x}=\hat{\underline{x}}_k} \quad (5.20)$$

$$\underline{f}(\underline{x}_k, \underline{u}_k) = \begin{bmatrix} (1-a_2-a_4)i_{s\alpha}(k) - a_5\omega(k)i_{s\beta}(k) + a_3\psi_{s\alpha}(k) + a_6\omega(k)\psi_{s\beta}(k) + a_1V_{s\alpha}(k) \\ a_5\omega(k)i_{s\alpha}(k) + (1-a_2-a_4)i_{s\beta}(k) - a_6\omega(k)\psi_{s\alpha}(k) + a_3\psi_{s\beta}(k) + a_1V_{s\beta}(k) \\ -a_7i_{s\alpha}(k) + \psi_{s\alpha}(k) + TV_{s\alpha}(k) \\ -a_7i_{s\alpha}(k) + \psi_{s\beta}(k) + TV_{s\beta}(k) \\ \omega(k) \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

$$\underline{F} = \begin{bmatrix} 1-a_2-a_4 & -a_5\omega(k) & a_3 & a_6\omega(k) & -a_5i_{s\beta}(k) + a_6\psi_{s\beta}(k) \\ a_5\omega(k) & 1-a_2-a_4 & -a_6\omega(k) & a_3 & a_5i_{s\alpha}(k) - a_6\psi_{s\alpha}(k) \\ -a_7 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -a_7 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

$$\underline{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

olur. Burada $a_1 = \frac{T}{L_\sigma}$, $a_2 = R_s a_1$, $a_3 = \frac{R_r'}{L_r'} a_1$, $a_4 = a_3 L_s$, $a_5 = pT$, $a_6 = p a_1$,

$a_7 = R_s T$ ' dir.

5.2.2 Hızın durum olarak düşünüldüğü GKF modeli

$$\dot{\omega} = \frac{3p}{2J} \psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \frac{3p}{2J} \psi_{s\beta} i_{s\alpha} - \frac{B}{J} \omega - \frac{t_L}{J} \quad (5.24)$$

Denklem 5.24' de görüldüğü gibi rotor hızı 5. durum değişkeni olarak düşünüldüğünde, yük momentinin bilinmesi gerekmektedir. Bir önceki yöntemde rotor hızı sabit parametre olarak düşünülmüş ve bu durumun üstesinden gelinmişti. Burada ise Kalman filtresinin parametre kestirim özelliğinden yararlanarak yük

momenti sistem parametresi gibi düşünülmüş, [7] ve [9]' da yapıldığı gibi Genişletilmiş Kalman filtresi ile kestirilmeye çalışılmıştır. Ayrıca B sürtünme katsayısının bilinmediği düşünülerek sıfır alınmıştır.

Yukarıdaki kabuller çerçevesinde sincap kafesli asenkron motorun Genişletilmiş Kalman filtresi için 6. dereceden durum uzay modeli aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\psi}_{s\alpha} \\ \dot{\psi}_{s\beta} \\ \dot{\omega} \\ \dot{t}_L \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_s}{L_r L_\sigma}\right) & -p\omega & \frac{R_r'}{L_r L_\sigma} & \frac{p\omega}{L_\sigma} & 0 & 0 \\ p\omega & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_s}{L_r L_\sigma}\right) & -\frac{p\omega}{L_\sigma} & \frac{R_r'}{L_r L_\sigma} & 0 & 0 \\ -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{3p}{2J}\psi_{s\beta} & \frac{3p}{2J}\psi_{s\alpha} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega \\ t_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \\
 z &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega \\ t_L \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{5.25}$$

Bu modeli bir önceki bölümde anlattığımız adımlar çerçevesinde ayrıklaştırdığımızda,

$$\begin{aligned}
 \underline{A}_d &= \begin{bmatrix} 1 - \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_s}{L_r L_\sigma}\right)T & -p\omega(k)T & \frac{R_r'}{L_r L_\sigma}T & \frac{p\omega(k)T}{L_\sigma} & 0 & 0 \\ p\omega(k)T & 1 - \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_s}{L_r L_\sigma}\right)T & -\frac{p\omega(k)T}{L_\sigma} & \frac{R_r'}{L_r L_\sigma}T & 0 & 0 \\ -R_s T & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s T & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{3p}{2J}\psi_{s\beta}(k)T & \frac{3p}{2J}\psi_{s\alpha}(k)T & 0 & 0 & 1 & -\frac{T}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 \underline{B}_d &= \begin{bmatrix} \frac{T}{L_\sigma} & 0 & T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T}{L_\sigma} & 0 & T & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad \underline{H}_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{5.26}$$

olur.

$$\begin{aligned}\underline{x}_k &= [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k) \quad \psi_{s\alpha}(k) \quad \psi_{s\beta}(k) \quad \omega(k) \quad t_L(k)]^T \\ \underline{u}_k &= [V_{s\alpha}(k) \quad V_{s\beta}(k)]^T\end{aligned}\quad (5.27)$$

Elde ettiğimiz ayrık zamandaki modeli aşağıdaki şekilde ifade edebiliriz.

$$\begin{aligned}\underline{x}_{k+1} &= f(\underline{x}_k, \underline{u}_k) + \underline{w}_k = \underline{A}_d \underline{x}_k + \underline{B}_d \underline{u}_k + \underline{w}_k \\ \underline{z}_k &= h(\underline{x}_k) + \underline{v}_k = \underline{H} \underline{x}_k + \underline{v}_k\end{aligned}\quad (5.28)$$

$$f(\underline{x}_k, \underline{u}_k) = \begin{bmatrix} (1-a_2-a_4)i_{s\alpha}(k) - a_5\omega(k)i_{s\beta}(k) + a_3\psi_{s\alpha}(k) + a_6\omega(k)\psi_{s\beta}(k) + a_1V_{s\alpha}(k) \\ a_5\omega(k)i_{s\alpha}(k) + (1-a_2-a_4)i_{s\beta}(k) - a_6\omega(k)\psi_{s\alpha}(k) + a_3\psi_{s\beta}(k) + a_1V_{s\beta}(k) \\ -a_7i_{s\alpha}(k) + \psi_{s\alpha}(k) \\ -a_7i_{s\beta}(k) + \psi_{s\beta}(k) \\ -a_8\psi_{s\beta}(k)i_{s\alpha}(k) + a_8\psi_{s\alpha}(k)i_{s\beta}(k) + \omega(k) - a_9t_L(k) \\ t_L(k) \end{bmatrix}\quad (5.29)$$

$$h(\underline{x}_k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \psi_{s\alpha}(k) \\ \psi_{s\beta}(k) \\ \omega(k) \\ t_L(k) \end{bmatrix}\quad (5.30)$$

Denklem 5.28' deki modeli doğrusallaştırsak,

$$\begin{aligned}\underline{F} &= \frac{\partial}{\partial \underline{x}} f(\underline{x}_k, \underline{u}_k) \\ &= \begin{bmatrix} (1-a_2-a_4) & -a_5\omega(k) & a_3 & a_6\omega(k) & -a_5i_{s\beta}(k) + a_6\psi_{s\beta}(k) & 0 \\ a_5\omega(k) & (1-a_2-a_4) & -a_6\omega(k) & a_3 & a_5i_{s\alpha}(k) - a_6\psi_{s\alpha}(k) & 0 \\ -a_7 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_7 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -a_8\psi_{s\beta}(k) & a_8\psi_{s\alpha}(k) & a_8i_{s\beta}(k) & -a_8i_{s\alpha}(k) & 1 & -a_9 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (5.31)$$

$$\begin{aligned}\underline{H} &= \frac{\partial}{\partial \underline{x}} h(\underline{x}_k) \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (5.32)$$

olur. Burada $a_1 = \frac{T}{L_\sigma}$, $a_2 = R_s a_1$, $a_3 = \frac{R_r'}{L_r} a_1$, $a_4 = a_3 L_s$, $a_5 = pT$, $a_6 = p a_1$,
 $a_7 = R_s T$, $a_8 = \frac{3}{2} \frac{p}{J} T$, $a_9 = \frac{T}{J}$, dir.

5.2.3 Stator direncinin kestirildiği GKF modeli

Bu bölümde, gerçek sisteme yönelik olarak, sıcaklık, titreşim vb. olumsuz etkenler sonucu değişiklik gösteren ve kontrol sistemini olumsuz yönde etkileyen stator direncindeki değişimler kestirilmek istenmiştir. Buna yönelik, sistem parametresi olan stator direnci (R_s), bölüm 5.2.1' de belirtilen modele 6. durum değişkeni olarak ilave edilerek GKF' nin stator direncindeki değişimlere karşı duyarlı olması amaçlanmıştır. Bu durumda sincap kafesli asenkron motorun durum-uzay modeli aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\psi}_{s\alpha} \\ \dot{\psi}_{s\beta} \\ \dot{\omega} \\ \dot{R}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r L_\sigma}\right) & -p\omega & \frac{R_r'}{L_r L_\sigma} & \frac{p\omega}{L_\sigma} & 0 & 0 \\ p\omega & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r L_\sigma}\right) & -\frac{p\omega}{L_\sigma} & \frac{R_r'}{L_r L_\sigma} & 0 & 0 \\ -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega \\ R_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$z = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega \\ t_L \end{bmatrix}$$

(5.33)

Bu model ilk iki yöntemde olduğu gibi ayrıştırıldığında,

$$\underline{A}_d = \begin{bmatrix} 1 - \left(\frac{R_s(k)}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r' L_\sigma} \right) T & -p\omega(k)T & \frac{R_r'}{L_r' L_\sigma} T & \frac{p\omega(k)}{L_\sigma} T & 0 & 0 \\ p\omega(k)T & 1 - \left(\frac{R_s(k)}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r' L_\sigma} \right) T & -\frac{p\omega(k)}{L_\sigma} T & \frac{R_r'}{L_r' L_\sigma} T & 0 & 0 \\ -R_s(k)T & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s(k)T & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\underline{B}_d = \begin{bmatrix} \frac{T}{L_\sigma} & 0 & T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T}{L_\sigma} & 0 & T & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad \underline{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

(5.34)

$$\underline{x}_k = [i_{s\alpha}(k) \quad i_{s\beta}(k) \quad \psi_{s\alpha}(k) \quad \psi_{s\beta}(k) \quad \omega(k) \quad R_s(k)]^T$$

$$\underline{u}_k = [V_{s\alpha}(k) \quad V_{s\beta}(k)]^T$$

(5.35)

olur. Doğrusal olmayan bu model doğrusallaştırıldığında,

$$\underline{F} = \frac{\partial}{\partial \underline{x}} f(\underline{x}_k, \underline{u}_k)$$

$$= \begin{bmatrix} 1 - a_1 R_s(k) - a_4 & -a_5 \omega(k) & a_3 & a_6 \omega(k) & -a_5 i_{s\beta}(k) + a_6 \psi_{s\beta}(k) & -a_1 i_{s\alpha}(k) \\ a_5 \omega(k) & 1 - a_1 R_s(k) - a_4 & -a_6 \omega(k) & a_3 & a_5 i_{s\alpha}(k) - a_6 \psi_{s\alpha}(k) & -a_1 i_{s\beta}(k) \\ -TR_s(k) & 0 & 1 & 0 & 0 & -Ti_{s\alpha}(k) \\ 0 & -TR_s(k) & 0 & 1 & 0 & -Ti_{s\beta}(k) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

(5.36)

$$\underline{H} = \frac{\partial}{\partial \underline{x}} h(\underline{x}_k)$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

(5.37)

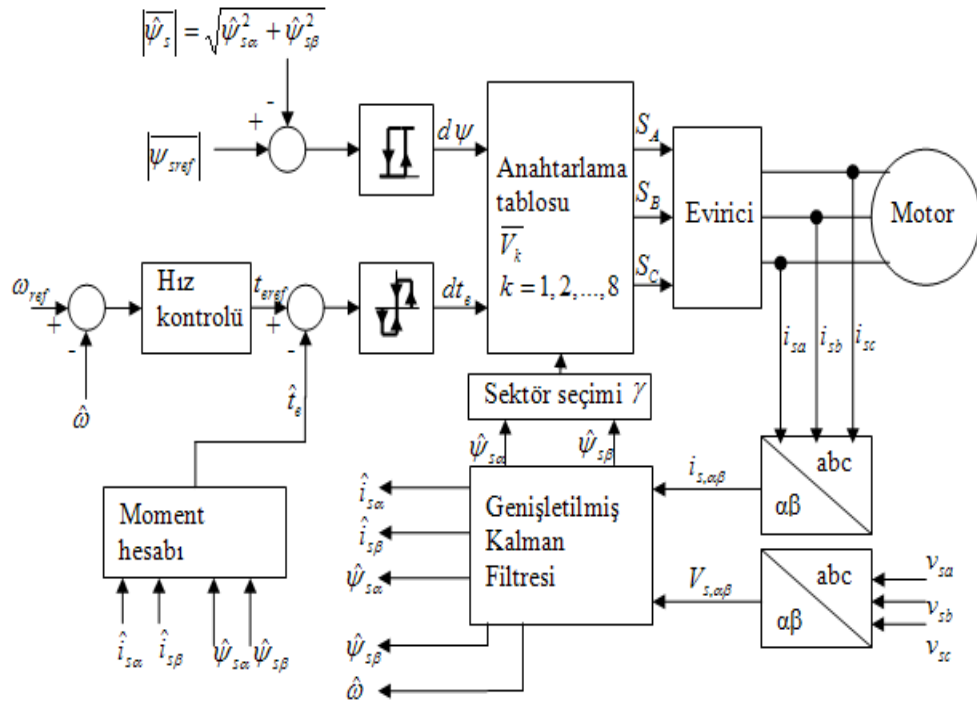
elde edilir. Burada, $a_1 = \frac{T}{L_\sigma}$, $a_2 = \frac{R_r'}{L_r'}$, $a_3 = a_1 a_2$, $a_4 = L_s a_3$, $a_5 = pT$, $a_6 = pa_1$,

dir.

$$f(\underline{x}_k, \underline{u}_k) = \begin{bmatrix} (1-a_1R_s(k)-a_4)i_{s\alpha}(k) - a_5\omega(k)i_{s\beta}(k) + a_3\psi_{s\alpha}(k) + a_6\omega(k)\psi_{s\beta}(k) + a_1V_{s\alpha}(k) \\ a_5\omega(k)i_{s\alpha}(k) + (1-a_1R_s(k)-a_4)i_{s\beta}(k) - a_6\omega(k)\psi_{s\alpha}(k) + a_3\psi_{s\beta}(k) + a_1V_{s\beta}(k) \\ -TR_s(k)i_{s\alpha}(k) + \psi_{s\alpha}(k) + TV_{s\alpha}(k) \\ -TR_s(k)i_{s\beta}(k) + \psi_{s\beta}(k) + TV_{s\beta}(k) \\ \omega(k) \\ R_s(k) \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

6. GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ İLE SENSÖRSÜZ DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ

Eğer Doğrudan Moment kontrolü, pratikte hız denetimi için kullanılacaksa ayrıca hız denetim fonksiyonuna ihtiyaç vardır. Buradaki hız denetleyicinin çıkışı moment denetleyici için moment referansı olarak kullanılır. Şekil 6.1’ de Genişletilmiş Kalman filtresi ile sensörsüz Doğrudan Moment Kontrollü sincap kafesli asenkron motora ait blok diyagram görülmektedir.



Şekil 6.1 : Sensörsüz Doğrudan Moment kontrollü sincap kafesli asenkron motor.

Klasik Doğrudan Moment kontrolünde (Şekil 3.6) akı bileşenleri, denklem 3.16 ve 3.17’ de olduğu gibi ölçülen akım ve gerilim değerleri ile hesaplanırken, moment hesaplanan akı ve ölçülen akım değerleri kullanılarak denklem 3.19’ daki gibi hesaplanır. Sensörsüz kontrolde ise (Şekil 6.1) akı ve moment hesabında GKF ile kestirilen akı ve akım bileşenleri kullanılır.

6.1 Kovaryans Matrislerinin Belirlenmesi

Kalman filtresinin amacı ölçülebilen durumlar ile gürültü ve ölçme istatistiklerini (sistem gürültüsü kovaryansı Q , ölçme gürültüsü kovaryansı R , durum kovaryansı P) kullanarak, ölçülemeyen durumların (hız, akı) belirlenmesidir. Genel olarak gürültü kovaryans matrisleri, hesaplamada yapılan yanlışlıklar ile modelleme ve ölçme hatalarını ifade ederler [12].

Hızın durum olduğu model için düşündüğümüzde, sistem gürültüsü kovaryans matrisi Q ve ölçme gürültüsü kovaryans matrisi R , sırasıyla 5×5 ve 2×2 boyutlarında matrislerdir. Bu hesaptan yola çıkarsak bu iki matris için toplam 29 elemanın bilinmesine ihtiyaç vardır. Fakat gürültü matrislerinin birbirinden bağımsız olması bu iki matrisi köşegen yapar ve Q için 5, R için ise 2 elemanın bilinmesini gerektirir. Durağan eksen takımındaki bileşenleri eşit olarak düşündüğümüzde 1. ve 2. durumlar ile 3. ve 4. durumlara ait elemanlar ($q_{11} = q_{22}$, $r_{11} = r_{22} = r$) eşit olur [12]. Bu durumda Q ve R aşağıdaki gibidir.

$$Q = \begin{bmatrix} q_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q_{55} \end{bmatrix} \quad R = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Hata kovaryans matrisi (P) de elemanları eşit diyagonal matristir. Kovaryans matrislerinin başlangıç değerleri, durum değişkenlerinin başlangıç değerleri hakkındaki bilgiyi yansıtır: kovaryans matrislerinin (Q_0 , R_0 , P_0) yüksek olması, başlangıç durumlarının (\hat{x}_0) daha az bilindiği anlamına gelir. Böylece yeni ölçme verileri daha fazla ağırlıklandırılacak ve kestirim sürecinin yakınsama hızı artacaktır. Buna rağmen kovaryans matrislerinin başlangıç değerlerinin çok yüksek seçilmesi, kestirilen değer etrafında salınımlara veya sapmalara neden olabilir [12].

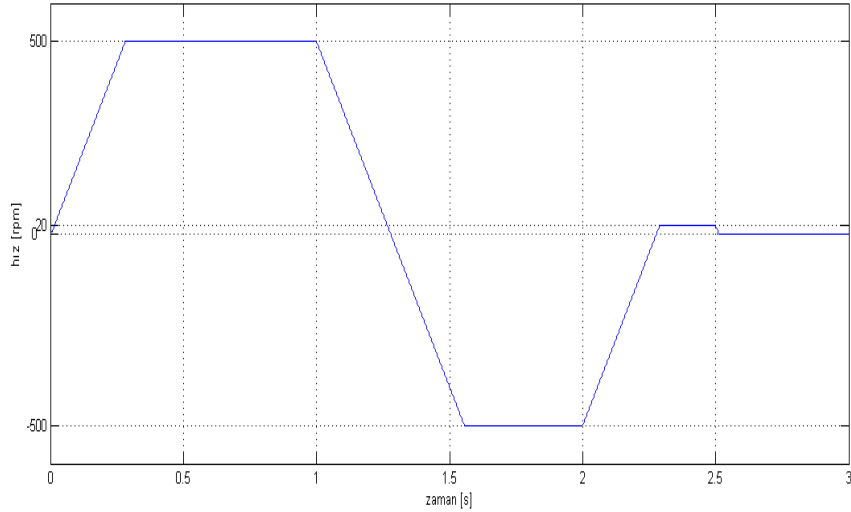
Kovaryans matrislerinin seçilmesi işlemi algoritmanın performansı üzerinde doğrudan etkilidir. Sistem üzerinde istenilen sonuçların elde edilmesi kovaryans matrislerinin doğru olarak seçilmesine bağlıdır. Bu doğrultuda kovaryans matrislerinin değerleri deneme-yanılma yolu ile belirlenir.

6.2 Simülasyon Sonuçları

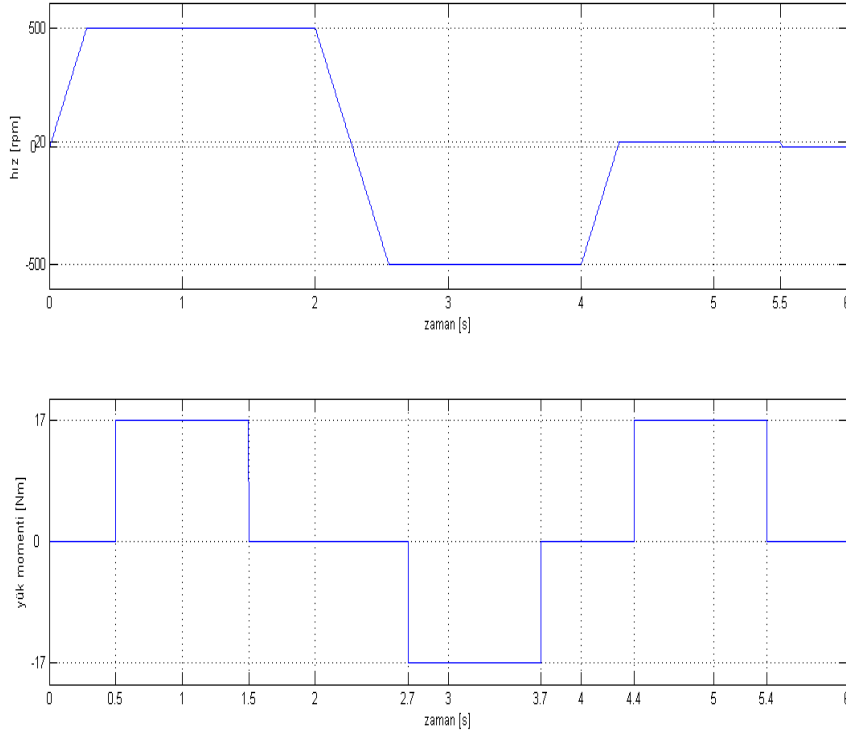
Bu bölümde 3 farklı Genişletilmiş Kalman filtresi algoritmasının Matlab/ Simulink ortamında başarımları test edilmiştir. Simülasyonlar 3 hp gücündeki AC4 (Doğrudan Moment kontrollü asenkron motor sürücüsü ile hız kontrolü) motor modeli üzerinde gerçekleştirilmiştir. Kullanılan 3 yönteme ait algoritmalar bir M-fonksiyon bloğu ile bu modele eklenmiş, hız ve akı geri beslemeleri Genişletilmiş Kalman filtresi çıktıları üzerinden yapılmıştır. Böylece sincap kafesli asenkron motorun sensörsüz doğrudan moment kontrolü gerçekleştirilmiş olur.

Algoritmaların farklı durumlardaki performanslarını gözlemleyebilmek amacıyla yüklü ve yüksüz durumlar için iki ayrı senaryo kullanılmıştır. Şekil 6.2' de yüksüz durumda hızın değişim grafiği, şekil 6.3' de ise yüklü durumda hız ve yük momentinin değişim grafikleri görülmektedir.

Yüksüz durumdaki senaryo hız referansı üzerindeki değişimlerden ibarettir. Motor hem düz hem de ters yönde dönmeye zorlanmış, yüksek ve düşük hızlarda kontrol sisteminin performansı gözlemlenmiştir. Yüklü durumda ise aynı hız referansına, yük momenti referansı eklenerek, sabit hızda dönerken oluşan yük değişimlerine karşı kontrol sisteminin dayanıklılığı gözlemlenmiştir.



Şekil 6.2 : Yüksüz durumda hızın değişim grafiği.



Şekil 6.3 : Yüklü durumda hız ve yük momentinin değişim grafiği.

6.2.1 Hızın parametre olarak düşünüldüğü GKF ile simülasyon sonuçları

Başlangıç durum vektörü tahmini:

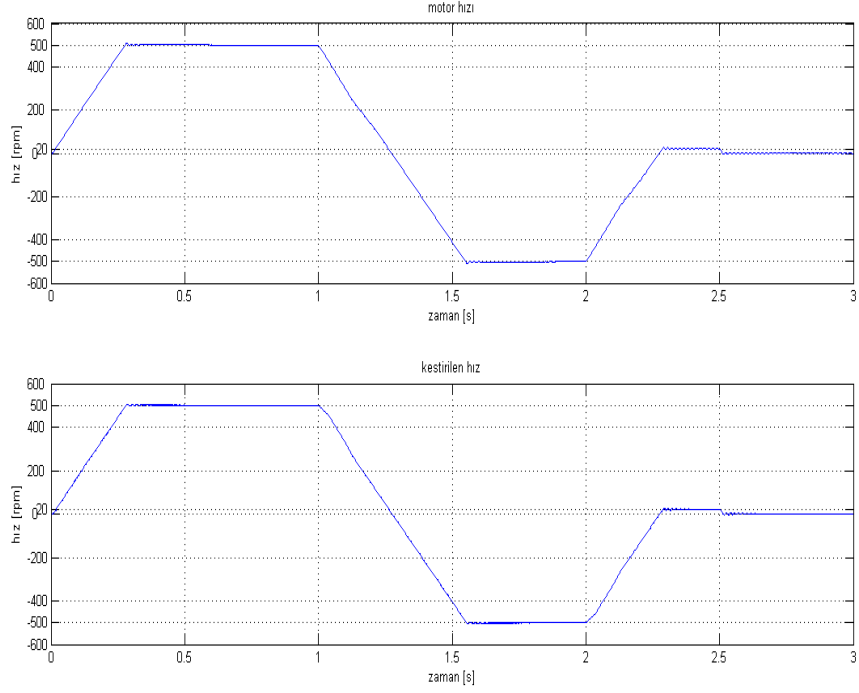
$$\hat{x}_0 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (6.2)$$

Başlangıç hata kovaryansı:

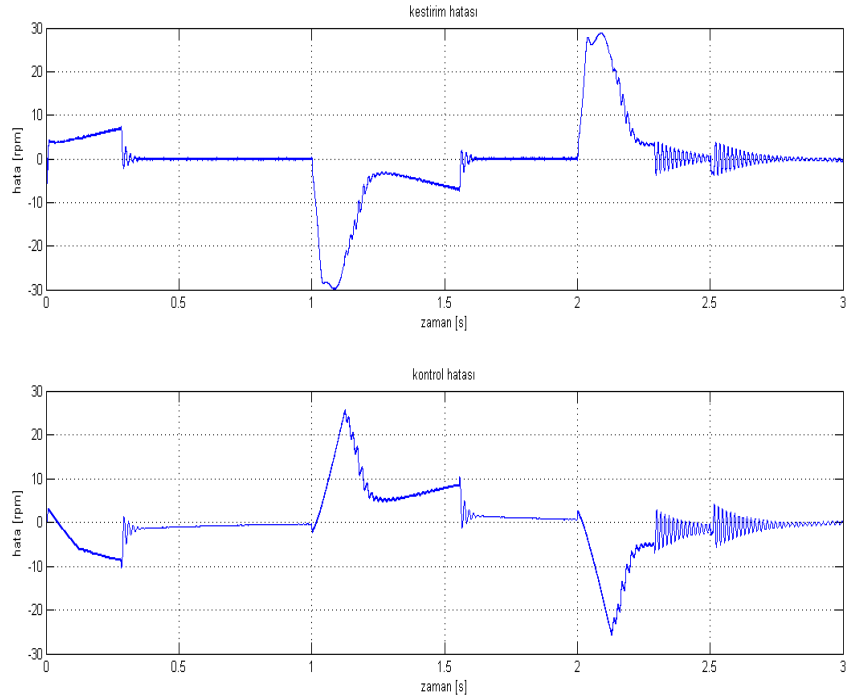
$$P_0 = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10 \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

Sistem ve ölçme gürültüsü kovaryansları:

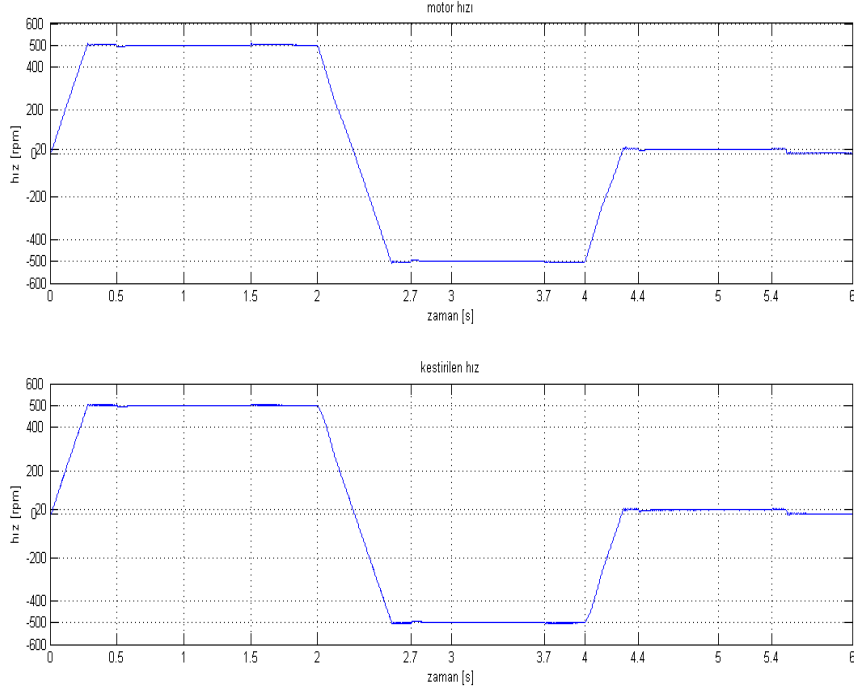
$$Q = \begin{bmatrix} 10^{-10} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-10} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-10} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-10} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-5} \end{bmatrix} \quad R = \begin{bmatrix} 10^{-1} & 0 \\ 0 & 10^{-1} \end{bmatrix} \quad (6.4)$$



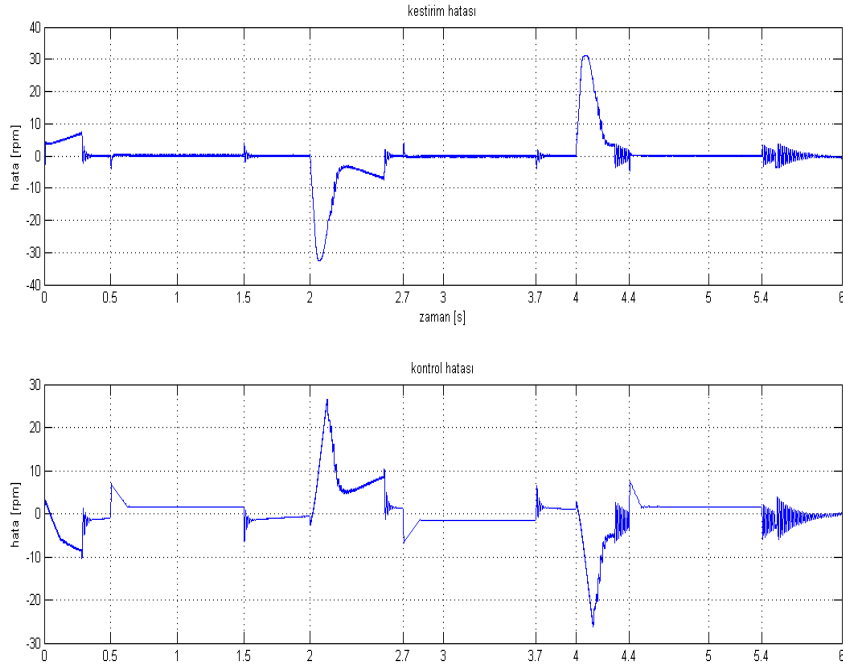
Şekil 6.4 : Hızın parametre olarak düşünüldüğü GKF ile yüksüz durumda motor hızı ve kestirilen hızın değişim grafiği.



Şekil 6.5 : Hızın parametre olarak düşünüldüğü GKF ile yüksüz durumda kestirim $(\omega - \hat{\omega})$ ve kontrol $(\omega_{ref} - \omega)$ hataları.



Şekil 6.6 : Hızın parametre olarak düşünüldüğü GKF ile yüklü durumda motor hızı ve kestirilen hızın değişim grafiği.



Şekil 6.7 : Hızın parametre olarak düşünüldüğü GKF ile yüklü durumda kestirim ($\omega - \hat{\omega}$) ve kontrol ($\omega_{ref} - \omega$) hataları.

6.2.2 Hızın durum olarak düşünüldeğü GKF ile simülasyon sonuçları

Başlangıç durum vektörü tahmini:

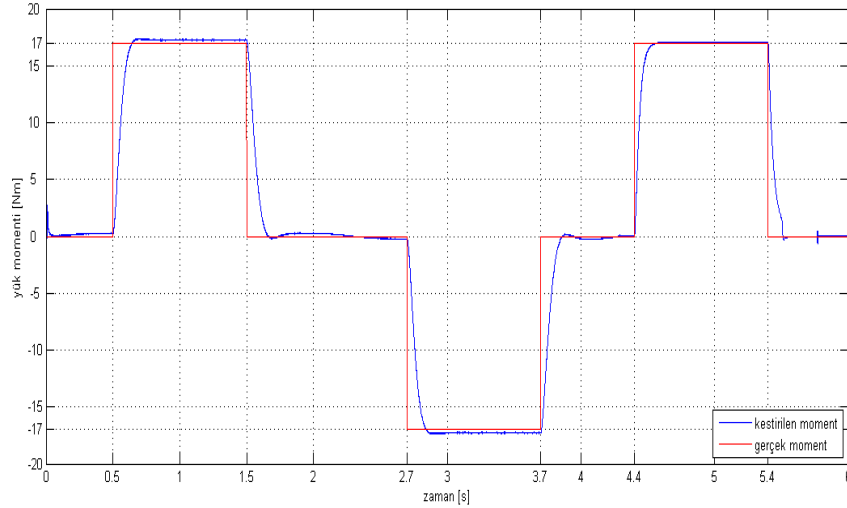
$$\hat{x}_0 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (6.5)$$

Başlangıç hata kovaryansı:

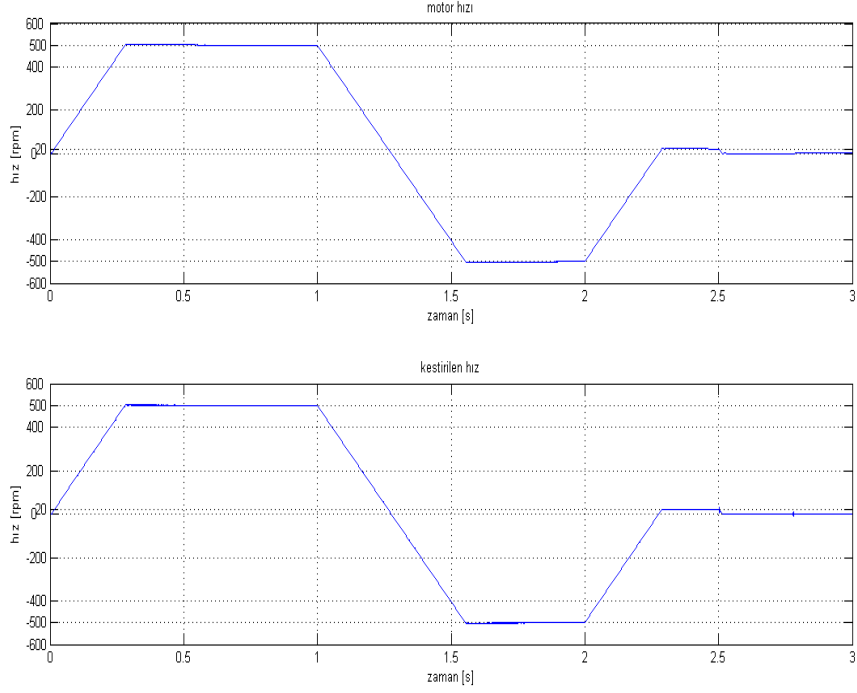
$$P_0 = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10 \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

Sistem ve ölçme gürültüsü kovaryansları:

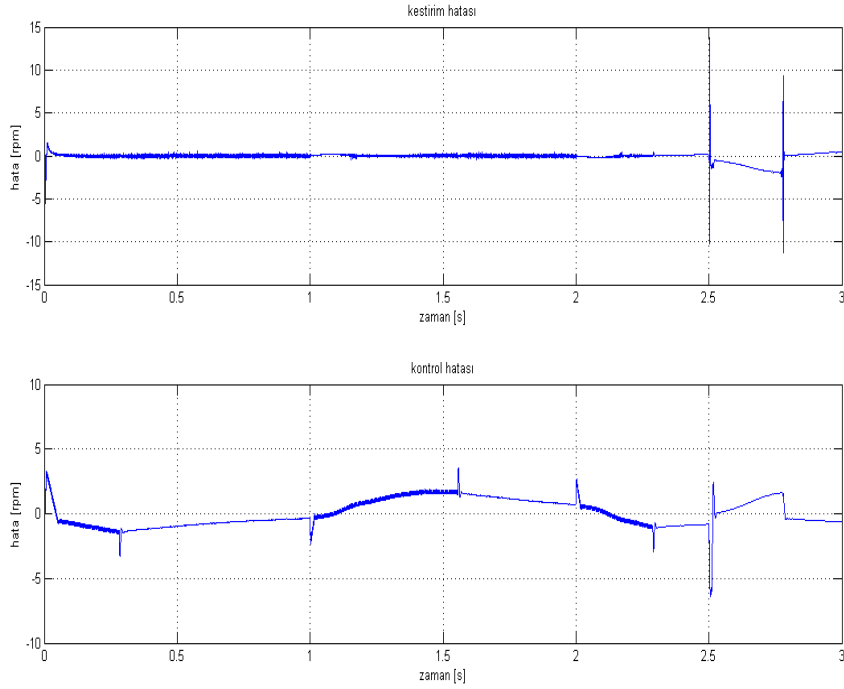
$$Q = \begin{bmatrix} 10^{-9} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-9} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-9} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-9} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-6} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-5} \end{bmatrix} \quad R = \begin{bmatrix} 10^{-1} & 0 \\ 0 & 10^{-1} \end{bmatrix} \quad (6.7)$$



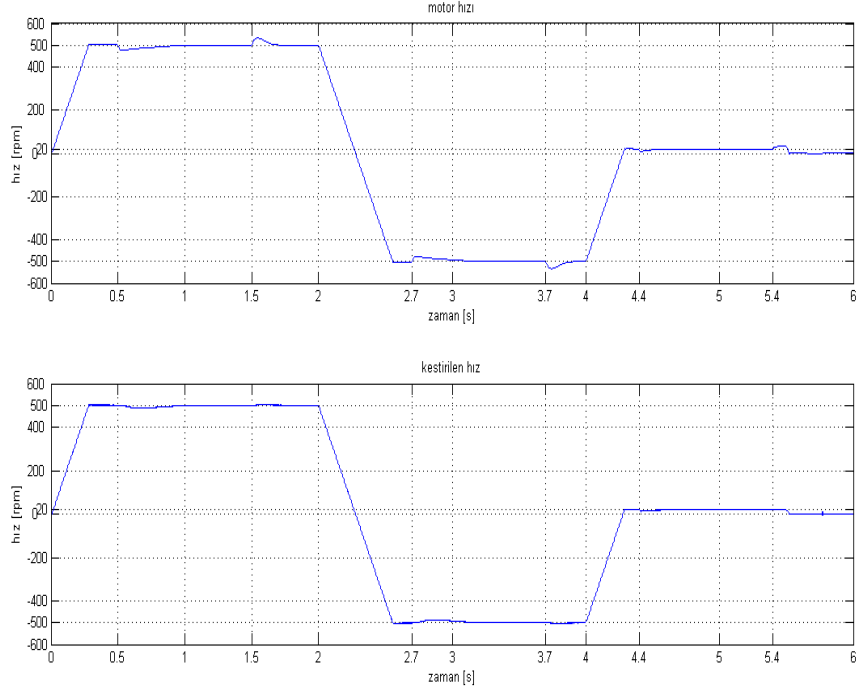
Şekil 6.8 : Hızın durum olarak düşünüldeğü GKF ile kestirilen yük momenti grafiği.



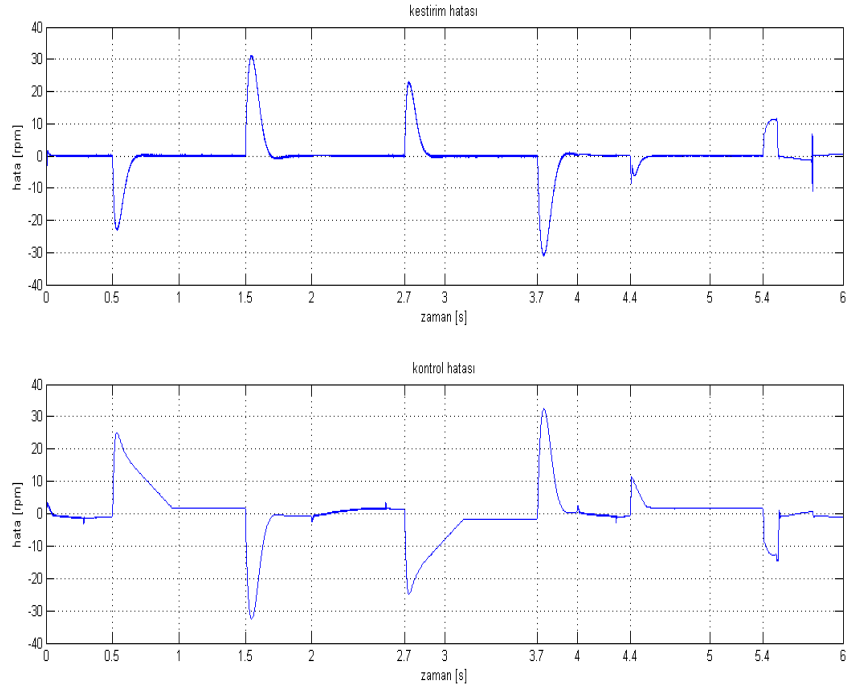
Şekil 6.9 : Hızın durum olarak düşünüldüğü GKF ile yüksüz durumda motor hızı ve kestirilen hızın değişim grafiği.



Şekil 6.10 : Hızın durum olarak düşünüldüğü GKF ile yüksüz durumda kestirim ($\omega - \hat{\omega}$) ve kontrol ($\omega_{ref} - \omega$) hataları.



Şekil 6.11 : Hızın durum olarak düşünüldüğü GKF ile yüklü durumda motor hızı ve kestirilen hızın değişim grafiği.



Şekil 6.12 : Hızın durum olarak düşünüldüğü GKF ile yüklü durumda kestirim ($\omega - \hat{\omega}$) ve kontrol ($\omega_{ref} - \omega$) hataları.

6.2.3 Stator direncinin kestirildiği GKF ile simülasyon sonuçları

Başlangıç durum vektörü tahmini:

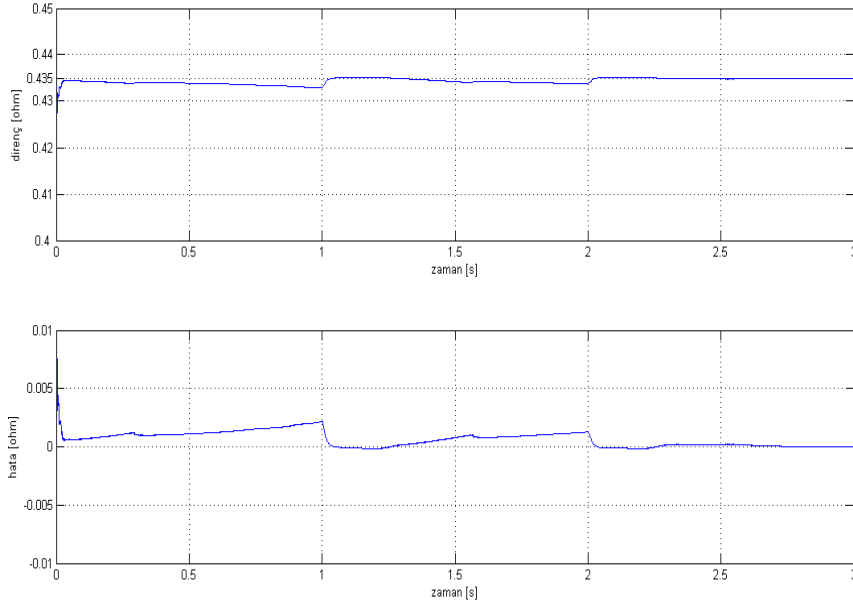
$$\hat{x}_0 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (6.8)$$

Başlangıç hata kovaryansı:

$$P_0 = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10 \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

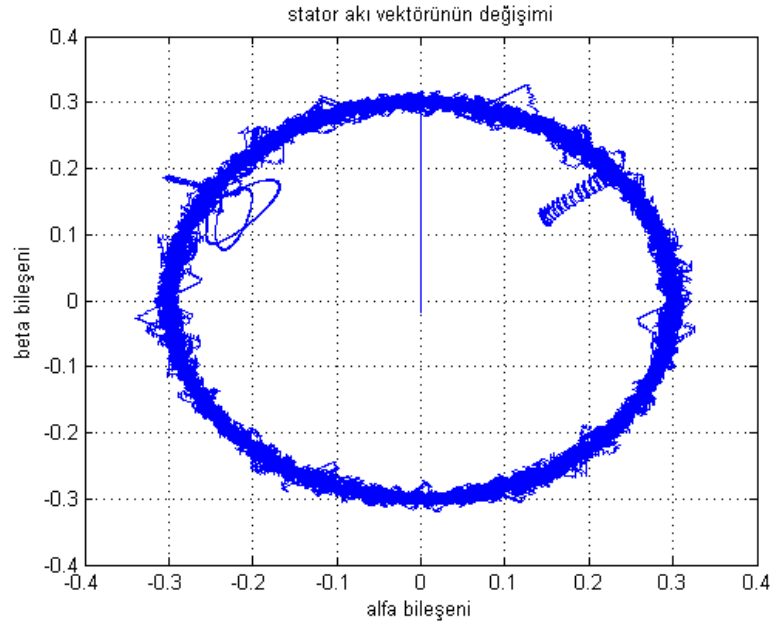
Sistem ve ölçme gürültüsü kovaryansları:

$$Q = \begin{bmatrix} 10^{-12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-12} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-5} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-12} \end{bmatrix} \quad R = \begin{bmatrix} 10^{-1} & 0 \\ 0 & 10^{-1} \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

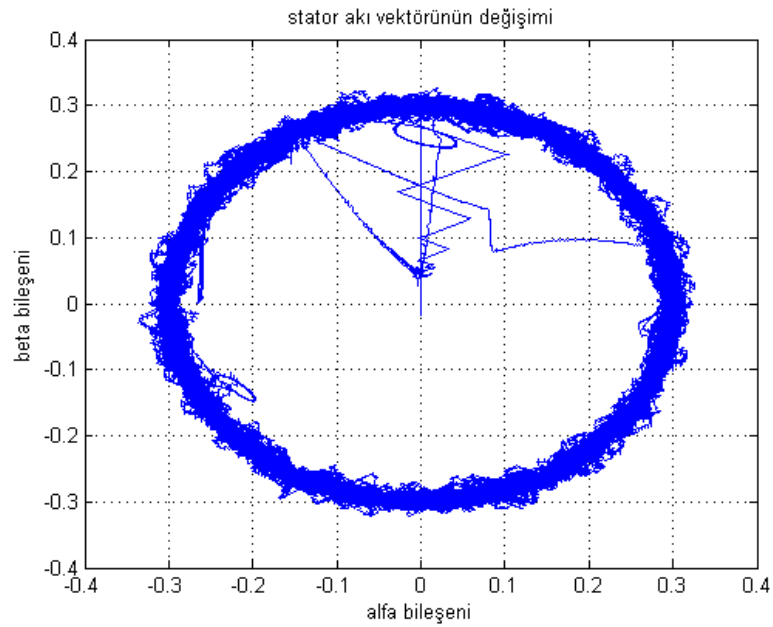


Şekil 6.13 : Stator direncinin kestirildiği GKF ile kestirilen stator direnci ve kestirim hatası ($R_s - \hat{R}_s$).

Hızın parametre olarak düşünöldüğü GKF ile yüksüz ve hızın durum olarak düşünöldüğü GKF ile yüklü durumda kestirilen stator akı vektörünün değışimi aşağıdaki gibidir. Yatay bileşen, alfa ekseninde kestirilen akı $\hat{\psi}_{s\alpha}$, düşey bileşen ise beta ekseninde kestirilen akı $\hat{\psi}_{s\beta}$ 'dır.



Şekil 6.14 : Hızın parametre olarak düşünöldüğü GKF ile yüksüz durumda kestirilen stator akı vektörünün değışimi.

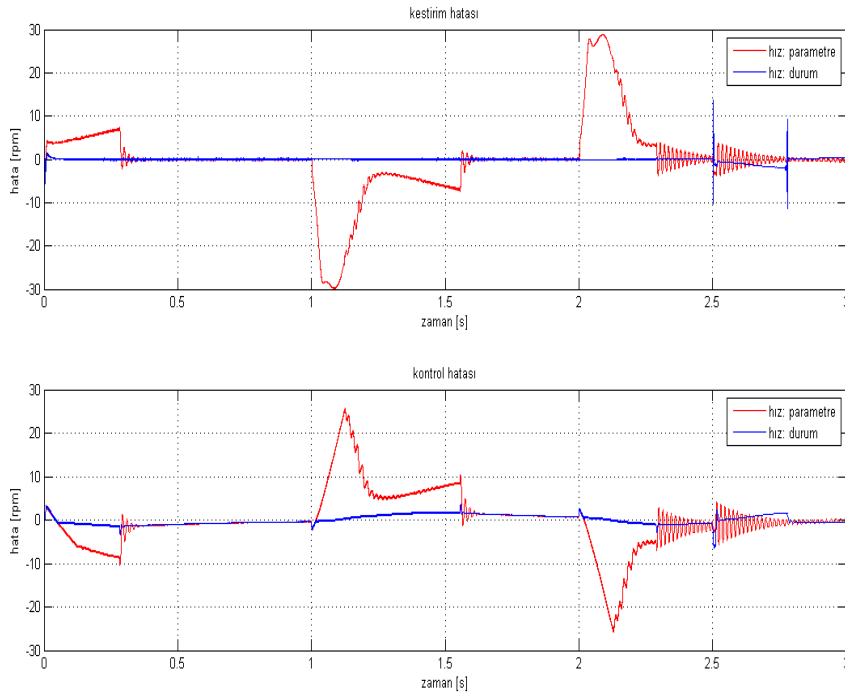


Şekil 6.15 : Hızın durum olarak düşünöldüğü GKF ile yüklü durumda kestirilen stator akı vektörünün değışimi.

6.3 Simülasyon Analizi

Şekil 6.4, 6.5, 6.6, 6.7, 6.8, 6.9, 6.10, 6.11, 6.12 ve 6.13 incelenerek aşağıdaki şekilde değerlendirilmiştir.

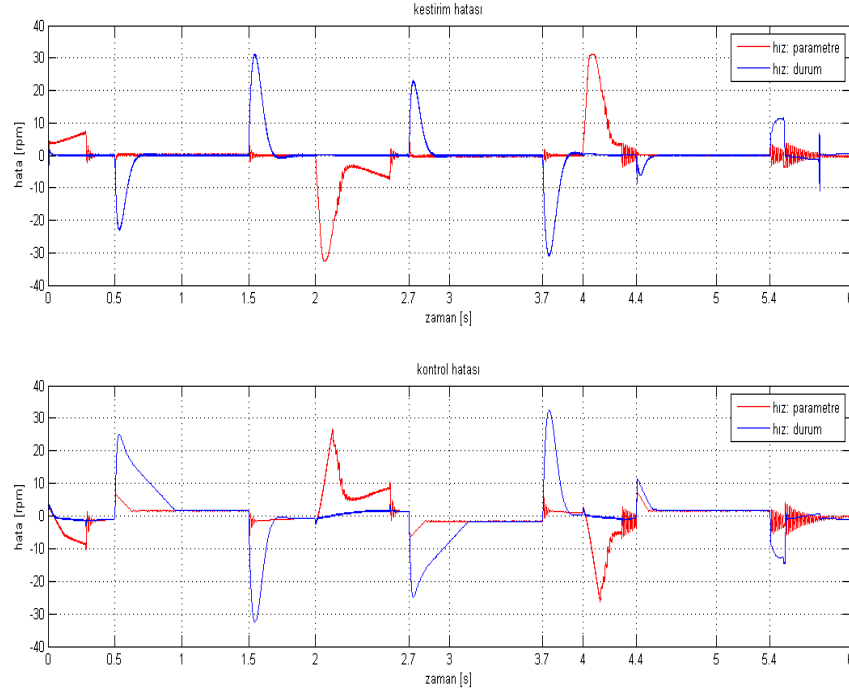
- Hızın parametre olarak düşünüldüğü yaklaşım ile geçici rejimde kestirim ve kontrol hatalarının daha yüksek olduğu fakat kalıcı rejimde istenilen performansın elde edildiği gözlemlenmiştir. Buna karşın hızın durum olarak düşünüldüğü yaklaşım ile geçici rejimde kestirim ve kontrol hataları hızın parametre olarak düşünüldüğü yaklaşıma göre çok daha düşüktür.



Şekil 6.16 : Yüksüz durumda kestirim ($\omega - \hat{\omega}$) ve kontrol ($\omega_{ref} - \omega$) hataları.

- Hızın parametre olarak düşünüldüğü GKF ile yapılan çalışmalarda, hızdaki ani yön değişimlerinde yüksek hatalar gözlemlenmiştir. Bu sebeple daha hassas kontrol uygulamalarında hızın durum olarak düşünüldüğü GKF' nin kullanılmasının daha doğru olacağı düşünülmüştür.
- Yüklü durumda yapılan çalışmalarda hızın parametre olduğu GKF kullanılarak gerçekleştirilen sensörsüz kontrol sisteminin ani yük değişimlerine duyarsız kaldığı gözlemlenmiştir. Buna karşın hızın durum olduğu GKF ile yapılan çalışmalarda, modelin yük momentini içermesinden

dolayı sistemin ani yük değişimlerine daha duyarlı olduğu ve yük değişim noktalarında hızda ani hataların olduğu fakat Genişletilmiş Kalman filtresinin bu hataları kısa sürede düzelttiği görülmüştür.



Şekil 6.17 : Yüklü durumda kestirim ($\omega - \hat{\omega}$) ve kontrol ($\omega_{ref} - \omega$) hataları.

- Hızın durum olarak düşünüldüğü ve yük momentinin parametre olarak modele ilave edildiği yaklaşımda yük momentindeki ani değişimler başarılı bir şekilde kestirilmiştir. Yük sürtünme katsayısının bilinmediği dolayısıyla sıfır olarak düşünüldüğü bu algoritmada yük momentine ek olarak $B\omega$ çarpımı da kestirilmiştir olur [7].

$$t_L = t_e - J\dot{\omega} - B\omega; \quad \hat{t}_L = t_e - J\dot{\omega} \quad (6.11)$$

- Gerçek sistemde dış etkenlerle değişiklik gösteren stator direncinin de kestirilmesine yönelik önerilen model ile gerçekleştirilen kontrolde stator direncinin çok düşük hatalarla kestirildiği gözlemlenmiştir. Böylece GKF'nin stator direncinde meydana gelen değişikliklere karşı duyarlılığı artırılmış olur. Fakat burada stator direncinin tüm süreç boyunca sabit olduğu göz ardı edilmemelidir.

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, iki farklı GKF algoritması ile sincap kafesli asenkron motorun sensörsüz Doğrudan Moment kontrolü gerçekleştirilmek istenmiştir. Hızın parametre ve durum olarak düşünüldüğü iki algoritma Matlab m-file olarak hazırlanmış ve Simulink ortamında AC4 motor modeli üzerinde başarımları test edilerek karşılaştırılmıştır. Yapılan simülasyon çalışmalarında hızın durum olarak düşünüldüğü algoritmada daha düşük hatalar gözlenmiştir. Buradan daha olumlu sonuçlar için GKF' de kullanılan motor modelinin gerçek sistemi mümkün olduğunca tam ve eksiksiz yansıtması gerektiği sonucu çıkarılmıştır. Hızın yanı sıra stator akımı ve akının durağan eksen takımındaki bileşenleri GKF ile kestirilmiş DMK için gerekli moment ve akı bilgisi kestirilen bu değerlerden elde edilmiştir. Gelişen teknoloji ile karmaşık algoritmaların uygulanabilir olduğu yüksek hızlı DSP' lerin kullanılması bu yöntemi yüksek başarımlı kontrol uygulamaları için uygun hale getirmiştir.

Hızın durum olduğu ve beraberinde yük momentinin de kestirildiği algoritma ile sistem gerçeğe daha yakın olarak modellenmiş ve GKF' nin yük momentine karşı duyarlı olması sağlanmıştır. GKF' nin yük momentinde meydana gelen değişimlere duyarlılığı ve oluşan hataları kısa sürede düzelttiği yapılan simülasyon çalışmalarında görülmüştür.

Ayrıca, çalışmada GKF' nin parametre kestirim özelliği kullanılarak, gerçek sistemde, dış etkenlerle değişiklik gösterebilen stator direncini kestirmeye yönelik algoritma üzerinde durulmuştur. Simülasyon sonuçlarına göre çok iyi performans göstermesine rağmen, direncin değiştirilerek algoritmanın test edilmesi gerekmektedir. Kontrol sistemini de olumsuz yönde etkileyen bu değişimlerin kestirilmesi ile sistemin bu değişimlere karşı daha dayanıklı hale gelmesi sağlanabilir. Yine stator direnci ile beraber yük momentinin de kestirildiği algoritma ile sistemin her ikisine karşı duyarlı hale getirilmesi mümkündür.

KAYNAKLAR

- [1] **Bose, B.K.**, 2002. Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ.
- [2] **Kim, Y.R., Sul, S.K., Park, M.H.**, 1994. Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filtler, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **30**, 1225-1233.
- [3] **Lin, F.J.**, 1996. Application of EKF and RLS Estimators in Induction Motor Drive, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Baveno, June 23-27, vol. **1**, 713-718.
- [4] **Shi, K.L., Chan T.F., Wong, Y.K., Ho, S.L.**, 2000. Speed Estimation of an Induction Motor Drive Using Extended Kalman Filtler, *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, Singapore, Jan. 23-27, vol. **1**, 243-248.
- [5] **Pai, A.D., Umanand, L., Rao, N.J.**, 2000. Direct Torque Control of Induction Motor with Extended Kalman Filtler, *Power Electronics and Motion Control Conference*, Beijing, China, Aug. 15-18, 132-137.
- [6] **Akın, B.**, 2003. State Estimation Techniques for Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motors, *M.S. Thesis*, M.E.T.U. Graduate School of Natural and Applied Science, Ankara.
- [7] **Barut, M.**, 2005. Sincap Kafesli Asenkron Motorların Algılayıcısız Yüksek Başarılı Kontrolüne Yönelik Genişletilmiş Kalman Filtresi Tasarım ve Uygulaması, *Doktora Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [8] **Barut, M., Boğosyan, S., Gökaşan, M.**, 2005. EKF Based Sensorless Direct Torque Control of IMs in the Low Speed Range, *IEEE ISIE*, Dubrovnik, Croatia, June 20-23, p. 969-974.
- [9] **Barut, M., Boğosyan, S., Gökaşan, M.**, 2005. Speed Sensorless Direct Torque Control of IMs with Rotor Resistance Estimation, *Energy Conversion and Management*, **46**, 335-349.
- [10] **Oğur, M.**, 2005. Asenkron Motor Vektör Kontrolü Uygulamalarında Genişletilmiş Kalman Filtresi Tabanlı Gözlemleyici Tasarımı, *Yüksek Lisans Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [11] **Sarioğlu, M.K., Gökaşan, M., Boğosyan, S.**, 2003. Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- [12] **Vas, P.**, 1998. Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, Oxford.
- [13] **Trzynadlowski, A.M.**, 2001. Control of Induction Motors, Academic Pres, San Diego, CA.
- [14] **Maybeck, P.S.**, 1979. Stochastic Models, Estimation and Control, Academic Press, New York.

- [15] **Welch, G., Bishop, G.**, 2001. An Introduction to the Kalman Filter, SIGGRAPH, Los Angeles, CA.
- [16] **Barut, M., Boğosyan, S., Gökaşan, M.**, 2006. SKASM' nin Hız Algılayıcısız Doğrudan Vektör Kontrolü, *İtüdergisi/d*, c.5, **3**, 59-72.
- [17] **Takahashi, I., Ohmori, Y.**, 1989. High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **25**, 257-264.
- [18] **Nash, N.J.**, 1997. Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **33**, 333-341.
- [19] **Takahashi, I., Noguchi, T.**, 1986. A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **IA-22**, 820-827.
- [20] **Xing-giao, L., De-an, Z., Yu-kun, S., Guo-hai, L.**, 2002. Speed Sensorless Direct Torque Control System of Induction Motor, *The 4th World Congress on Intelligent Control and Automation*, Shanghai, China, June 10-14, 2849-2853.
- [21] **Uzunoğlu, M., Kızıl, A., Onar, Ö.Ç.**, 2003. Her Yönü ile MATLAB, Türkmen Kitabevi, İstanbul.

EKLER

- EK A** : Simülasyonlarda kullanılan Sincap Kafesli asenkron motorun anma değerleri
- EK B** : Simülasyonlarda kullanılan Simülink Modelleri
- EK C** : Simülasyonlarda kullanılan GKF M-file dosyaları

EK A

Simülasyonlarda kullanılan Sincap Kafesli asenkron motorun anma değerleri

$$P_n = 2.238 kW$$

$$V_n = 220 V$$

$$f_n = 60 Hz$$

$$R_s = 0.435 \Omega$$

$$R_r' = 0.816 \Omega$$

$$L_s = 2 \times 10^{-3} H$$

$$L_r' = 2 \times 10^{-3} H$$

$$L_m = 69.31 \times 10^{-3} H$$

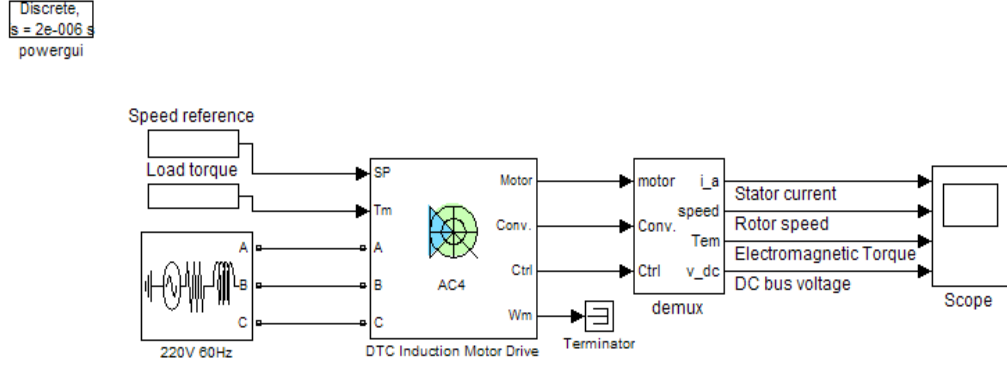
$$J = 0.089 kg m^2$$

$$B = 0.005 N.m.s$$

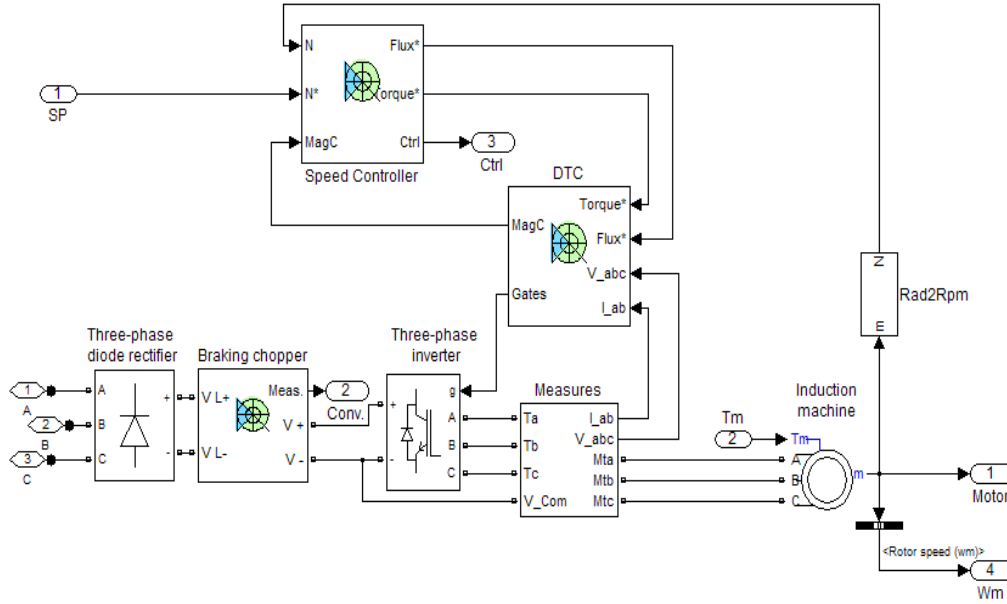
$$p = 2$$

EK B

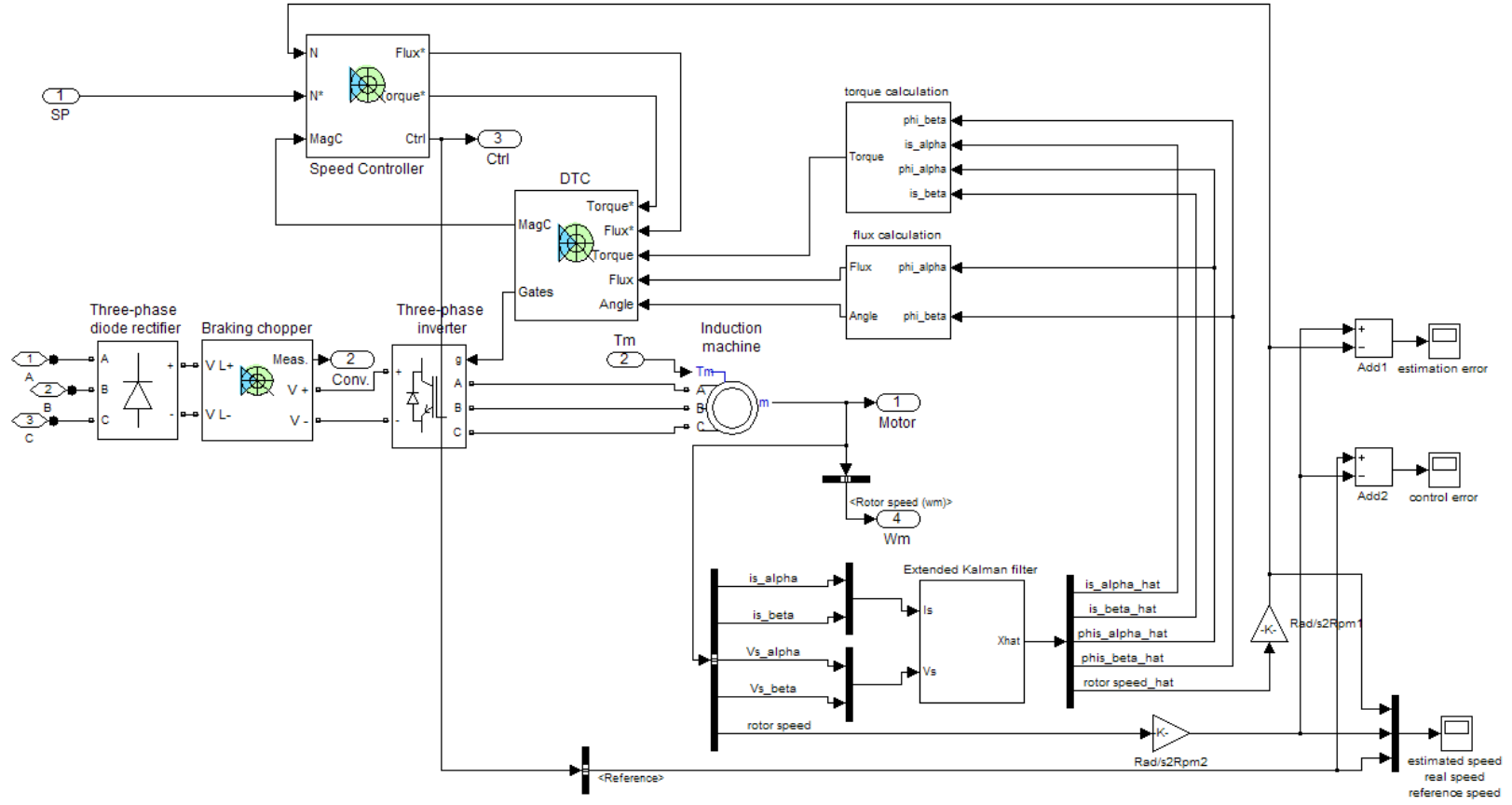
Şekil B.1’ de Doğrudan Moment kontrollü asenkron motor sürücüsüne ait Simulink modeli görülmektedir. Genişletilmiş Kalman filtresi uygulamaları bu model üzerinde gerçekleştirilmiştir. Şekil B.2’ de ise Doğrudan Moment kontrol bloğunun alt blokları görülmektedir. Şekil B.3, B.4 ve B.5’ de ise tez kapsamında yapılan, GKF ile sensörsüz DMK uygulamalarına ait Simulink modelleri görülmektedir.



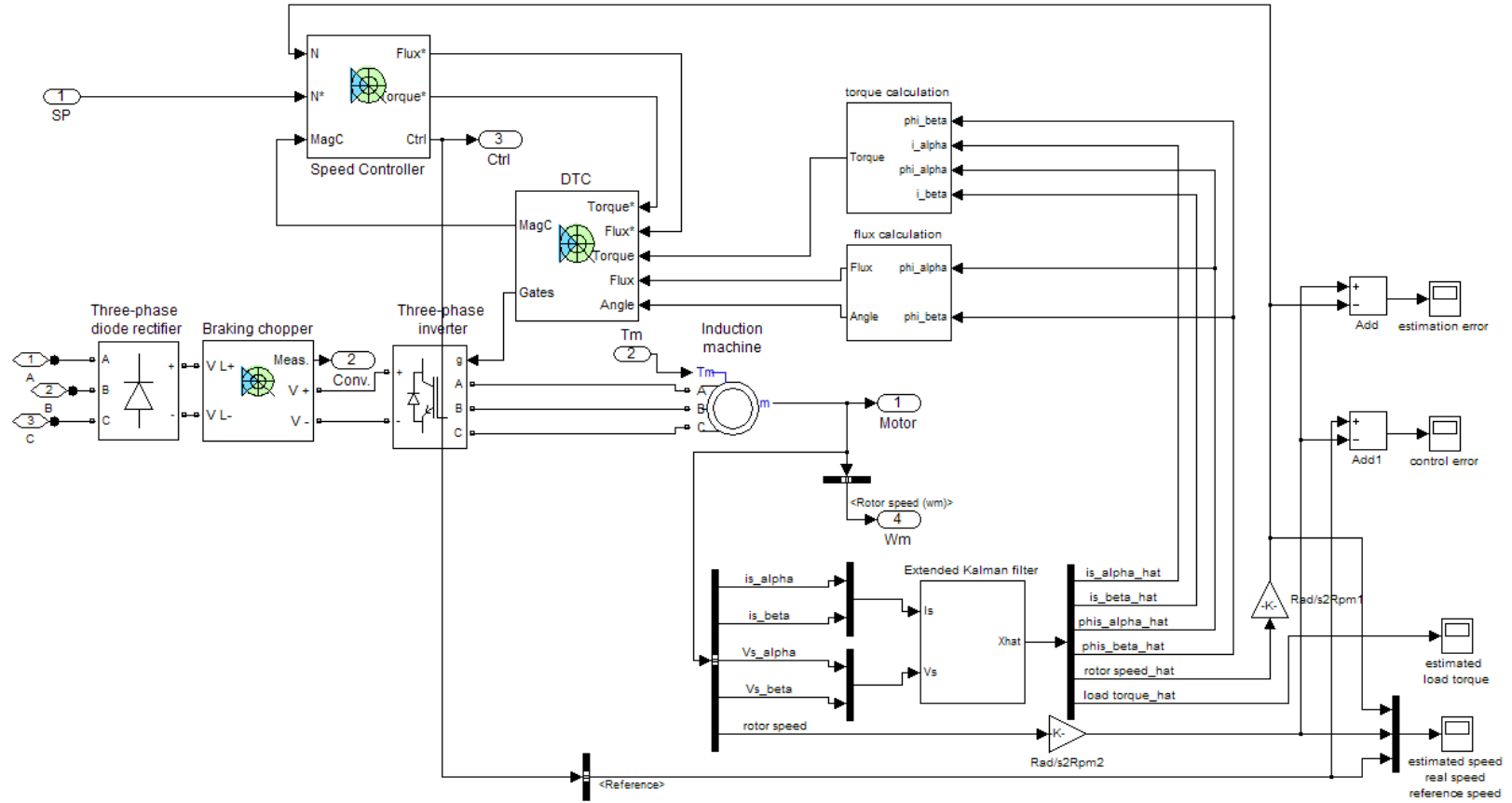
Şekil B.1 : Doğrudan Moment kontrollü sürücü ile hız kontrolü modeli.



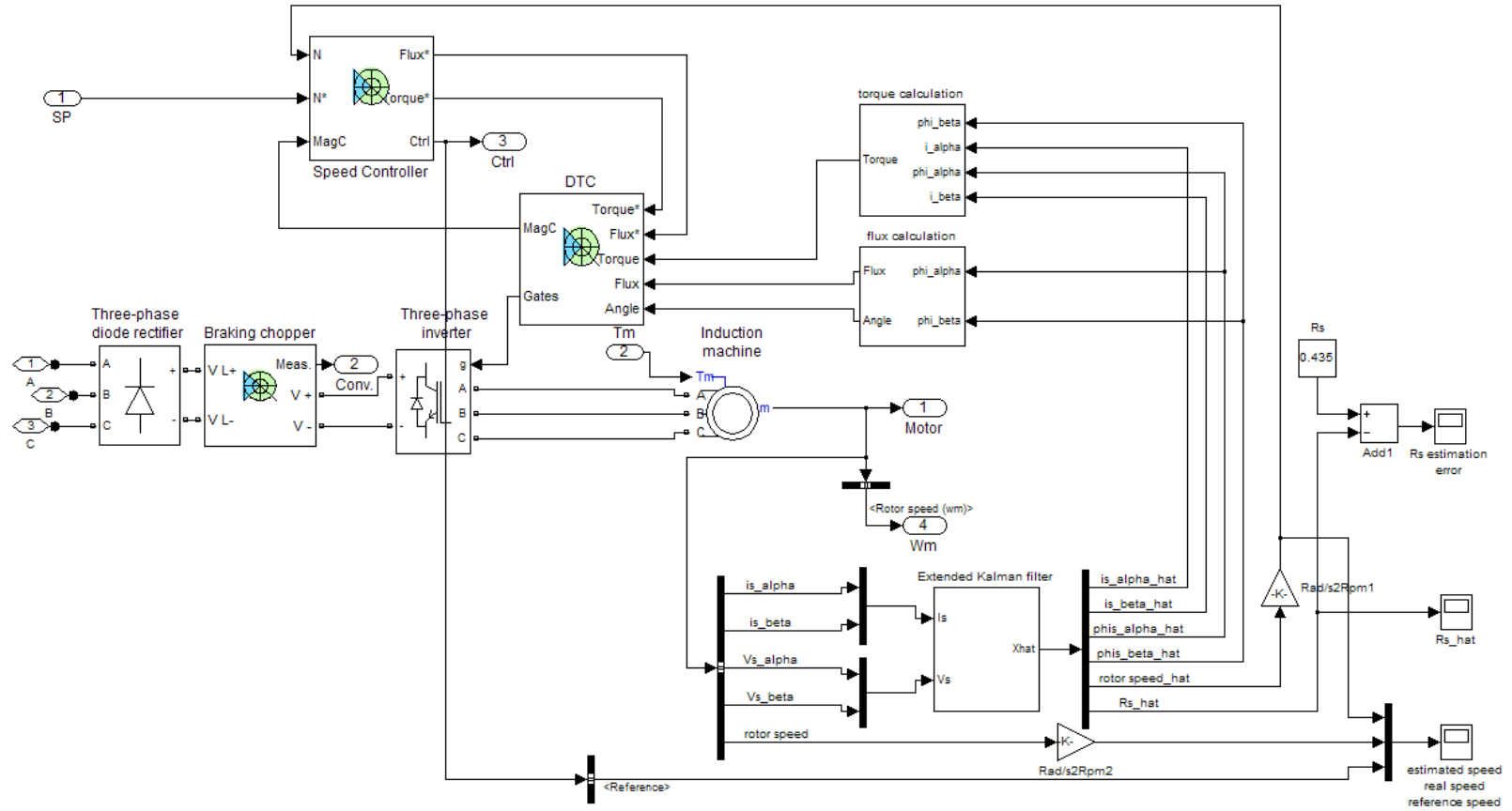
Şekil B.2 : Doğrudan Moment kontrollü sürücünün yapısı.



Şekil B.3 : Hızın parametre olarak düşünüldüğü GKF ile sensörsüz DMK modeli.



Şekil B.4 : Hızın durum olarak düşünüldüğü GKF ile sensörsüz DMK modeli.



Şekil B.5 : Stator direncinin kestirildiği GKF ile sensörsüz DMK modeli.

EK C

Hızın Parametre Olarak Düşünüldüğü GKF M-file

```
function Xout = fcn(a1, a2, a3, a4, a5, a6, a7, T, X0, P0, Q, R,
Yreal, u)
% Matrislerin tanımlanması
persistent X; % Kestirilen durum vektörü
persistent P; % Hata kovaryans matrisi
persistent A; % Sistem matrisi
persistent B; % Giriş matrisi
persistent F; % Doğrusallaştırılmış sistem matrisi
persistent IminusKC; % (I-K*C)
% Başlangıç değerlerinin atanması ve güncellenmesi
if isempty(X)
    X = X0;
    P = P0;
    A = zeros(5,5);
    F = zeros(5,5);
    B=zeros(5,2);
    A(1,1) = 1-a2-a4;
    A(2,2) = A(1,1);
    F(1,1) = A(1,1);
    F(2,2) = A(1,1);
    A(1,2) = -a5*X(5);
    A(2,1) = -A(1,2);
    F(1,2) = A(1,2);
    F(2,1) = A(2,1);
    A(1,3) = a3;
    F(1,3) = A(1,3);
    A(2,4) = A(1,3);
    F(2,4) = A(2,4);
    A(3,1) = -a7;
    A(3,3) = 1;
    F(3,1) = A(3,1);
    F(3,3) = 1;
    A(4,2) = -a7;
    A(4,4) = 1;
    F(4,2) = A(4,2);
    F(4,4) = 1;
    A(1,4) = a6*X(5);
    A(2,3) = -A(1,4);
    F(1,4) = A(1,4);
    F(2,3) = A(2,3);
    A(5,5) = 1;
    F(5,5) = 1;
    F(1,5) = -a5*X(2)+a6*X(4);
    F(2,5) = a5*X(1)-a6*X(3);
    B(1,1)=a1;
    B(2,2)=B(1,1);
    B(3,1)=T;
    B(4,2)=B(3,1);
    IminusKC = eye(5);
else
    % Gerekli güncellemelerin yapılması
    A(1,2) = -a5*X(5);
    A(2,1) = -A(1,2);
    F(1,2) = A(1,2);
    F(2,1) = A(2,1);
    A(1,4) = a6*X(5);
```

```

A(2,3) = -A(1,4);
F(1,4) = A(1,4);
F(2,3) = A(2,3);
F(1,5) = -a5*X(2)+a6*X(4);
F(2,5) = a5*X(1)-a6*X(3);
end
P = F * P * F' + Q; % Hata kovaryansi tahmini
PCdash = P(:,1:2); % P * C' un hesaplanmasi, PCdash = P * C'
K = PCdash/(PCdash(1:2,:) + R); % Kalman kazanci hesabi
% (I-K*C) nin hesaplanmasi
IminusKC(1,1) = 1 - K(1,1);
IminusKC(2,1) = -K(2,1);
IminusKC(3,1) = -K(3,1);
IminusKC(4,1) = -K(4,1);
IminusKC(5,1) = -K(5,1);
IminusKC(1,2) = -K(1,2);
IminusKC(2,2) = 1 - K(2,2);
IminusKC(3,2) = -K(3,2);
IminusKC(4,2) = -K(4,2);
IminusKC(5,2) = -K(5,2);
P = IminusKC * P; % Hata kovaryansi guncelleme
% Durum vektorunun guncellenmesi
X = A*X + [a1 0;0 a1;T 0;0 T;0 0]*[u(1);u(2)];
X = X + K * (Yreal - [X(1); X(2)]);
Xout = X; % Kestirilen durum vekturu

```

Hızın Durum Olarak Düşünüldüğü GKF M-file

```

function Xout = fcn(a1, a2, a3, a4, a5, a6, a7, a8, a9, T, X0, P0,
Q, R, Yreal, u)
% Matrislerin tanımlanması
persistent X; % Kestirilen durum vekturu
persistent P; % Hata kovaryans matrisi
persistent A; % Sistem matrisi
persistent B; % Giriş matrisi
persistent F; % Doğrusallaştırılmış sistem matrisi
persistent IminusKC; % (I-K*C)
% Başlangıç değerlerinin atanması ve guncellenmesi
if isempty(X)
X = X0;
P = P0;
A = zeros(6,6);
F = zeros(6,6);
B=zeros (6,2);
A(1,1) = 1-a2-a4;
A(2,2) = A(1,1);
F(1,1) = A(1,1);
F(2,2) = A(1,1);
A(1,2) = -a5*X(5);
A(2,1) = -A(1,2);
F(1,2) = A(1,2);
F(2,1) = A(2,1);
A(1,3) = a3;
F(1,3) = A(1,3);
A(2,4) = A(1,3);
F(2,4) = A(2,4);
A(3,1) = -a7;
A(3,3) = 1;
F(3,1) = A(3,1);
F(3,3) = 1;
A(4,2) = -a7;

```

```

A(4,4) = 1;
F(4,2) = A(4,2);
F(4,4) = 1;
A(1,4) = a6*X(5);
A(2,3) = -A(1,4);
F(1,4) = A(1,4);
F(2,3) = A(2,3);
A(5,5) = 1;
F(5,5) = 1;
F(1,5) = -a5*X(2)+a6*X(4);
F(2,5) = a5*X(1)-a6*X(3);
A(5,1)=-a8*X(4);
F(5,1)=A(5,1);
A(5,2)=a8*X(3);
F(5,2)=A(5,2);
F(5,3)=a8*X(2);
F(5,4)=-a8*X(1);
A(5,6)=-a9;
F(5,6)=-a9;
A(6,6)=1;
F(6,6)=1;
B(1,1)=a1;
B(2,2)=B(1,1);
B(3,1)=T;
B(4,2)=B(3,1);
IminusKC = eye(6);
else
% Gerekli guncellemelerin yapılması
A(1,2) = -a5*X(5);
A(2,1) = -A(1,2);
F(1,2) = A(1,2);
F(2,1) = A(2,1);
A(1,4) = a6*X(5);
A(2,3) = -A(1,4);
F(1,4) = A(1,4);
F(2,3) = A(2,3);
F(1,5) = -a5*X(2)+a6*X(4);
F(2,5) = a5*X(1)-a6*X(3);
A(5,1)=-a8*X(4);
F(5,1)=A(5,1);
A(5,2)=a8*X(3);
F(5,2)=A(5,2);
F(5,3)=a8*X(2);
F(5,4)=-a8*X(1);
end
P = F * P * F' + Q; % Hata kovaryansi tahmini
PCdash = P(:,1:2); % P * C' un hesaplanması, PCdash = P * C'
K = PCdash/(PCdash(1:2,:) + R); % Kalman kazancı hesabı
% (I-K*C) nin hesaplanması
IminusKC(1,1) = 1 - K(1,1);
IminusKC(2,1) = -K(2,1);
IminusKC(3,1) = -K(3,1);
IminusKC(4,1) = -K(4,1);
IminusKC(5,1) = -K(5,1);
IminusKC(6,1) = -K(6,1);
IminusKC(1,2) = -K(1,2);
IminusKC(2,2) = 1 - K(2,2);
IminusKC(3,2) = -K(3,2);
IminusKC(4,2) = -K(4,2);
IminusKC(5,2) = -K(5,2);
IminusKC(6,2) = -K(6,2);

```

```

P = IminusKC * P; % Hata kovaryansi guncelleme
% Durum vektorunun guncellenmesi
X = A*X + [a1 0;0 a1;T 0;0 T;0 0;0 0]*[u(1);u(2)];
X = X + K * (Yreal - [X(1); X(2)]);
Xout = X; % Kestirilen durum vekturu

```

Stator Direncinin Kestirildiği GKF M-file

```

function Xout = fcn(a1, a3, a4, a5, a6, T, X0, P0, Q, R, Yreal, u)
% Matrislerin tanimlanmasi
persistent X; % Kestirilen durum vekturu
persistent P; % Hata kovaryans matrisi
persistent A; % Sistem matrisi
persistent B; % Giris matrisi
persistent F; % Dogrusallastirilmis sistem matrisi
persistent IminusKC; % (I-K*C)
% Baslangic degerlerinin atanmasi ve guncellenmesi
if isempty(X)
    X = X0;
    P = P0;
    A = zeros(6,6);
    F = zeros(6,6);
    B=zeros(6,2);
    A(1,1) = 1-a1*X(6)-a4;
    A(2,2) = A(1,1);
    F(1,1) = A(1,1);
    F(2,2) = A(1,1);
    A(1,2) = -a5*X(5);
    A(2,1) = -A(1,2);
    F(1,2) = A(1,2);
    F(2,1) = A(2,1);
    A(1,3) = a3;
    F(1,3) = A(1,3);
    A(2,4) = A(1,3);
    F(2,4) = A(2,4);
    A(3,1) = -T*X(6);
    A(3,3) = 1;
    F(3,1) = A(3,1);
    F(3,3) = 1;
    A(4,2) = -T*X(6);
    A(4,4) = 1;
    F(4,2) = A(4,2);
    F(4,4) = 1;
    A(1,4) = a6*X(5);
    A(2,3) = -A(1,4);
    F(1,4) = A(1,4);
    F(2,3) = A(2,3);
    A(5,5) = 1;
    F(5,5) = 1;
    A(6,6)=1;
    F(6,6)=1;
    F(1,5) = -a5*X(2)+a6*X(4);
    F(2,5) = a5*X(1)-a6*X(3);
    F(1,6)=-a1*X(1);
    F(2,6)=-a1*X(2);
    F(3,6)=-T*X(1);
    F(4,6)=-T*X(2);
    B(1,1)=a1;
    B(2,2)=B(1,1);
    B(3,1)=T;
    B(4,2)=B(3,1);

```

```

IminusKC = eye(6);
else
% Gerekli guncellemelerin yapilmasi
A(1,1) = 1-a1*X(6)-a4;
A(2,2) = A(1,1);
F(1,1) = A(1,1);
F(2,2) = A(1,1);
A(1,2) = -a5*X(5);
A(2,1) = -A(1,2);
F(1,2) = A(1,2);
F(2,1) = A(2,1);
A(3,1) = -T*X(6);
F(3,1) = A(3,1);
A(4,2) = -T*X(6);
F(4,2) = A(4,2);
A(1,4) = a6*X(5);
A(2,3) = -A(1,4);
F(1,4) = A(1,4);
F(2,3) = A(2,3);
F(1,5) = -a5*X(2)+a6*X(4);
F(2,5) = a5*X(1)-a6*X(3);
F(1,6)=-a1*X(1);
F(2,6)=-a1*X(2);
F(3,6)=-T*X(1);
F(4,6)=-T*X(2);
end
P = F * P * F' + Q; % Hata kovaryansi tahmini
PCdash = P(:,1:2); % P * C' un hesaplanmasi, PCdash = P * C'
K = PCdash/(PCdash(1:2,:) + R); % Kalman kazanci hesabi
% (I-K*C) nin hesaplanmasi
IminusKC(1,1) = 1 - K(1,1);
IminusKC(2,1) = -K(2,1);
IminusKC(3,1) = -K(3,1);
IminusKC(4,1) = -K(4,1);
IminusKC(5,1) = -K(5,1);
IminusKC(6,1) = -K(6,1);
IminusKC(1,2) = -K(1,2);
IminusKC(2,2) = 1 - K(2,2);
IminusKC(3,2) = -K(3,2);
IminusKC(4,2) = -K(4,2);
IminusKC(5,2) = -K(5,2);
IminusKC(6,2) = -K(6,2);
P = IminusKC * P; % Hata kovaryansi guncelleme
% Durum vektorunun guncellenmesi
X = A*X + [a1 0 ;0 a1 ;T 0 ;0 T ;0 0 ;0 0]*[u(1);u(2)];
X = X + K* (Yreal - [X(1); X(2)]);
Xout = X; % Kestirilen durum vekturu

```


ÖZGEÇMİŞ

Serhat YUMUŞAK 11 Kasım 1983' de Kocaeli' de doğdu. İlk ve orta öğretimini Kocaeli Derince Piri Reis İlköğretim Okulu' nda tamamladı. Liseyi Kocaeli Derince Lisesi' nde tamamladıktan sonra 2001 yılında girdiği Yıldız Teknik Üniversitesi Makina Mühendisliği Bölümünden 2006 yılında mezun oldu. Aynı yıl girdiği İstanbul Teknik Üniversitesi Makina Mühendisliği Anabilim Dalı Sistem Dinamiği ve Kontrol Programında yüksek lisans çalışmasına devam etmektedir.