

ÖNSÖZ

Çalışmalarım sırasında beni yönlendiren ve yardımını esirgemeyen tez danışmanım, Doç. Dr. Metin GÖKAŞAN'a teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca kalman filtresi konusunda desteği ile bu çalışmanın ortaya çıkmasında büyük payı olan Araş. Gör. Murat BARUT'a teşekkürü borç bilirim.

Son olarak bana her zaman destek olan aileme sonsuz teşekkürler ederim.

Aralık 2004

Menekşe OĞUR

İÇİNDEKİLER

ŞEKİL LİSTESİ	IV
SEMBOL LİSTESİ	VI
ÖZET	VIII
SUMMARY	IX
1. GİRİŞ	1
2. ASENKRON MOTORLARIN DİNAMİK DAVRANIŞI	5
2.1. Asenkron Motorların Fiziksel Prensibi	6
2.2. Sincap Kafesli Asenkron Motorun Genel Matematik Denklemleri	8
2.3. Uzay Vektörü Tanımı ve Sincap Kafesli Asenkron Motorun α-β ve d-q Eksen Takımlarındaki Modeli	11
2.3.1. Asenkron motorun simetrik bileşenler dönüşümü ile elde edilen modeli	13
2.3.2. Asenkron motorun α - β eksen takımındaki modeli	15
2.3.3. Asenkron motorun d-q eksen takımındaki modeli	20
3. ASENKRON MOTORLARDA KULLANILAN GÜÇ ELEKTRONİĞİ DEVRELERİ	23
3.1. Doğrudan Frekans Çeviriciler	24
3.2. Ara Devreli Çeviriciler	25
3.2.1. Akım ara devreli çeviriciler	30
3.2.2. Gerilim ara devreli çeviriciler	30
4. ASENKRON MOTOR HIZ KONTROL YÖNTEMLERİ	32
4.1. Alan Yönlendirme Prensibi	35
4.1.1. Rotor akısını yönlendirme prensibi	36
4.1.2. Stator akısını yönlendirme prensibi	37
4.1.3. Mıknatıslanma akısını yönlendirme prensibi	38
4.2. Vektör Kontrol Yönteminin Çeşitleri	39
4.2.1. Rotor akısı yönlendirilmiş doğrudan vektör kontrolü	40
4.2.2. Rotor akısı yönlendirilmiş dolaylı vektör kontrolü	42
4.3. Gözlemleyici Tabanlı Yöntemler	43
4.3.1. Genişletilmiş Kalman Filtresi tabanlı gözlemleyici	45
4.3.2. Genişletilmiş Leunberger gözlemleyicisi	46
4.3.3. Model Referans Adaptif Sistem tabanlı gözlemleyici	46
4.3.4. Kayan Kipli Kontrol tabanlı gözlemleyici	46
4.3.5. Yapay Zeka tabanlı gözlemleyici	47

5. KALMAN GÖZLEMLEYİCİSİ İLE ASENKRON MOTOR VEKTÖR KONTROLÜ	48
5.1. Kalman Filtresine Giriş	48
5.2. Genişletilmiş Kalman Filtresi (GKF)	54
5.3. Asenkron Motorlarda GKF ile Hız ve Akı Kestirimi	56
5.3.1. Tam dereceli GKF ile asenkron motor gözlemleyici modeli	56
5.3.2. Azaltılmış dereceli GKF ile asenkron motor gözlemleyici modeli	60
5.3.2.1. Hızın durum olarak varsayıldığı yaklaşım ile GKF tabanlı gözlemleyici modeli	61
5.3.2.2. Hızın Parametre olarak varsayıldığı yaklaşım ile GKF tabanlı gözlemleyici modeli	63
5.3.2.3. Sayısal benzetim sonuçları	63
5.4. GKF Tabanlı Gözlemleyicisi ile Sensörsüz Vektör Kontrolü	82
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	84
KAYNAKLAR	86
EKLER	88
ÖZGEÇMİŞ	102

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 : Moment – Kayma Grafiği.....	4
Şekil 2.2 : Statoru 3 fazlı rotoru m fazlı asenkron motorun eşdeğer devresi...	5
Şekil 2.3 : α - β eksen takımındaki stator akımlarının vektör diyagramı.....	5
Şekil 2.4 : d-q eksen takımındaki stator akımlarının vektör diyagramı.....	6
Şekil 2.5 : Stator ve rotor sargılarının α - β ve d-q eksen takımına göre konumları.....	20
Şekil 3.1 : Asenkron motorun sürücü blok diyagramı.....	23
Şekil 3.2 : Asenkron motor sürücülerin sınıflandırılması.....	24
Şekil 3.3 : Doğrudan frekans çeviricinin devre şeması.....	25
Şekil 3.4 : 3 fazlı eviricinin güç katı.....	26
Şekil 3.5 : Kare dalga eviricinin gerilim dalga şekilleri.....	27
Şekil 3.6 : Sinüs-üçgen karşılaştırmalı PWM dalga şekli.....	28
Şekil 3.7 : Histerisiz özellikli PWM evirici.....	28
Şekil 3.8 : Histerisiz özellikli PWM dalga şekli.....	29
Şekil 3.9 : Akım ara devreli frekans çevirici.....	30
Şekil 3.10 : Gerilim ara devreli frekans çevirici.....	31
Şekil 4.1 : Gerilim–frekans değişim eğrisi.....	33
Şekil 4.2 : Gerilim ve frekans değişimlerine göre moment-hız değişimi.....	34
Şekil 4.3 : Doğru akım motoru ile asenkron motorda moment oluşumu.....	36
Şekil 4.4 : d-q eksen takımında rotor akısının yönlendirilmesi.....	40
Şekil 4.5 : Asenkron motor vektör kontrolü blok şeması.....	41
Şekil 4.6 : Rotor akısı yönlendirilmiş doğrudan vektör kontrolü.....	44
Şekil 4.7 : Rotor akısı yönlendirilmiş dolaylı vektör kontrolü.....	
Şekil 5.1 : z_1 ve z_2 dataları ile ağırlıklı ortalamalarının normal dağılım eğrileri.....	51
Şekil 5.2 : Kalman filtreleme algoritması.....	53
Şekil 5.3 : Kalman filtresinin yapısı.....	54
Şekil 5.4 : Genişletilmiş Kalman Filtreleme algoritması.....	55
Şekil 5.5 : Başarım testi için R_s , R_r' ve m_L değişimlerinin grafikleri.....	68
Şekil 5.6 : Gerçek hız–zaman grafiği.....	69
Şekil 5.7 : Gerçek rotor akısı–zaman grafiği.....	70
Şekil 5.8 : Gerçek yük moment-zaman grafiği.....	71
Şekil 5.9 : Hızın durum değişkeni olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen hızın hata grafiği ($e_n = n - n_{Est}$).....	72
Şekil 5.10 : Hızın durum değişkeni olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen rotor akısının hata grafiği ($e_{\psi_r} = \psi_r - \psi_{r\ Est}$).....	73
Şekil 5.11 : Hızın durum değişkeni olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen yük momentinin hata grafiği ($e_{m_L} = M_L - m_{L\ Est}$).....	74

Şekil 5.12	: Hızın durum değişkeni olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen hızın grafiği.....	75
Şekil 5.13	: Hızın durum değişkeni olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen rotor akısının grafiği.....	76
Şekil 5.14	: Hızın durum değişkeni olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen yük momentinin grafiği.....	77
Şekil 5.15	: Hızın sistem parametresi olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen hızın hata grafiği ($e_n = n - n_{Est}$).....	78
Şekil 5.16	: Hızın sistem parametresi olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen rotor akısının hata grafiği ($e_{\psi_r} = \psi_r - \psi_{r Est}$).....	79
Şekil 5.17	: Hızın sistem parametresi olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen hızın grafiği.....	80
Şekil 5.18	: Hızın sistem parametresi olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen rotor akısının grafiği.....	81
Şekil 5.19	: Kalman gözlemleyicisi tabanlı rotor akısı yönlendirilmiş doğrudan vektör kontrolü.....	83
Şekil D.1	: Asenkron motorun ayrıklaştırılmış Simulink modeli.....	100
Şekil D.2	: Gözlemleyici ve asenkron motor modelinin Simulink diyagramı...	101

SEMBOL LİSTESİ

n_s	: Senkron hız (devir/dak)
f_s	: Stator sargılarına uygulanan gerilimin frekansı
p	: Kutup sayısı
E_s	: Stator sargılarında oluşan ters Elektro-Motor-Kuvvet'in efektif değeri
I_s	: Stator sargılarından geçen akım
V_s	: Stator sargılarına uygulanan gerilim
ϕ_m	: Mıknatıslanma akısı
$\underline{V}_r$	: Rotor çubuklarındaki gerilim vektörü(değeri sıfırdır).
$\underline{V}_s$	: Stator sargılarına uygulanan gerilim vektörü
$\underline{I}_r$	: Rotor çubuklarından geçen akım vektörü
$\underline{I}_s$	: Stator sargılarından geçen gerilim vektörü
$\underline{\lambda}_s$	: Stator akı vektörü
$\underline{\lambda}_r$	: Rotor akı vektörü
$\underline{R}_s$	: Stator direnç matrisi
$\underline{R}_r$	: Rotor direnç matrisi
R_s	: Stator bir faz sargı direnci
R'_r	: Rotor çubuk direncinin statora indirgenmiş değeri
$\underline{L}_{r,s}, \underline{L}_{s,r}$	: Stator ile rotor arasındaki ortak endüktans matrisi
θ_m	: Rotor sargı eksenini ile stator sargı eksenini arasındaki açı
θ_r	: Rotor sargı eksenini ile stator a fazı arasındaki açı
θ_s	: Stator sargı eksenini ile stator a fazı arasındaki açı
ω_m	: Kayma açısal hızı
ω_r	: Rotor sargılarının açısal hızı
ω_s	: Stator sargılarının açısal hızı
$\underline{L}_s$	: Stator sargılarının endüktans matrisi
$\underline{L}_r$	: Rotor çubuklarının endüktans matrisi
M_e	: Endüklenen moment
M_L	: Yük momenti
J_L	: Yük eylemsizlik momenti
B_L	: Yükün viskoz sürtünme katsayısı
$i_{sa} - i_{sb} - i_{sc}$	: Stator a, b ve c faz sargı akımları
$i_{s\alpha} - i_{s\beta}$	: Stator akım vektörünün α - β eksen takımındaki bileşenleri
$i_{sd} - i_{sq}$	: Stator akım vektörünün d-q eksen takımındaki bileşenleri

v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	: Stator a, b ve c faz sargılarına uygulanan gerilimler
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$	: Stator gerilim vektörünün α - β eksen takımındaki bileşenleri
v_{sd}, v_{sq}	: Stator gerilim vektörünün d-q eksen takımındaki bileşenleri
$\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}$	: Stator akı vektörünün α - β eksen takımındaki bileşenleri
ψ_{sd}, ψ_{sq}	: Stator akı vektörünün d-q eksen takımındaki bileşenleri
$\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$	: Rotor akı vektörünün α - β eksen takımındaki bileşenleri
ψ_{rd}, ψ_{rq}	: Rotor akı vektörünün d-q eksen takımındaki bileşenleri
$\psi_{m\alpha}, \psi_{m\beta}$	: Mıknatıslanma akısı vektörünün α - β eksen takımındaki bileşenleri
ψ_{md}, ψ_{mq}	: Mıknatıslanma akısı vektörünün d-q eksen takımındaki bileşenleri
Γ_s	: Stator büyüklükleri için simetrik bileşen dönüşüm matrisi
Γ_r	: Rotor büyüklükleri için simetrik bileşen dönüşüm matrisi
L_m	: Mıknatıslanma endüktansı
L'_r	: Rotor çubuk endüktansının statora indirgenmiş değeri
τ_r	: Rotor zaman sabiti
σ	: Kaçak faktörü
L_{ls}	: Stator kaçak endüktansı
L_{lr}	: Rotor kaçak endüktansı
Q	: Sistem gürültülerinin ortak değişim matrisi
R	: Stator akımlarının ölçüm hatalarının ortak değişim matrisi
S	: Stator gerilimlerinin ölçüm hatalarının ortak değişim matrisi
P	: Durum hatalarının ortak değişim matrisi
K	: Kalman kazancı
δ_{ij}	: Kronecker delta
A	: Sistem matrisi
B	: Giriş matrisi
C	: Ölçüm matrisi
x	: Durum vektörü
z	: Ölçüm vektörü
u	: Kontrol giriş vektörü
w_1 / w_2	: Sistem ve ölçme gürültü vektörleri

ASENKRON MOTOR VEKTÖR KONTROLÜ İÇİN GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ TABANLI GÖZLEMLEYİCİ TASARIMI

ÖZET

Teoride asenkron motor vektör kontrolü konusunda geliştirilen bir çok çalışmaya rağmen, asenkron motorun doğrusal olmayan matematiksel modeli, karmaşık hesaplamalar gerektirmesi ve motor parametrelerindeki belirsizlikleri, bu çalışmaların pratikte uygulanabilirliğini mümkün kılmamaktadır. Bu çalışmadaki amaç, Endüstride basit yapısı ve ucuz oluşu nedeniyle oldukça yaygın olarak kullanılan asenkron motorların bu olumsuz etkilerini ortadan kaldırarak yüksek performanslı hareket kontrol uygulamalarında kullanılabilirliğini sağlayan vektör kontrolü yöntemi geliştirmektir. Ayrıca vektör kontrolünde kullanılan maliyeti yüksek, hacimsel olarak fazla yer kaplayan ve motorun ısınması ve vibrasyonu gibi nedenlerle hatalı sonuçlar verebilen algılayıcılar yerine sistem durum değişkenlerinin kestirildiği gözlemleyici modelinin kullanılması önerilebilir. Asenkron motorun gürültülü yapısına uyan, doğrusal olmayan yapısını düzeltirken aynı zamanda sistem parametre kestirimi de yapabilen stokastik model tabanlı Genişletilmiş Kalman filtreleme algoritması bu amaç için en uygun yöntemlerden biridir.

Bu tezde de rotor akısı yönlendirmeli vektör kontrolü uygulaması için geliştirilen azaltılmış dereceli GKF tabanlı iki farklı gözlemleyicinin başarımlarının karşılaştırıldığı bir çalışma yapılmıştır. Bu yöntemlerin ilkinde rotor akısıyla beraber hız parametre olarak düşünülmüştür. Böylece hız denklemindeki yük momenti bilgisine gerek kalmamıştır. İkincisinde ise rotor akısı ve hız durum değişkeni olarak varsayılırken, yük momenti sistem parametresi olarak düşünülmüştür. Bu yöntemlerden rotor hızının durum değişkeni olarak varsayıldığı yaklaşımla elde edilen durum kestirimlerinin, rotor hızının parametre olarak varsayıldığı yaklaşımdakine göre çok daha az hata ile gerçeğe yakın sonuçlar verdiği görülmüştür.

Sonuçta asenkron makinalarda sensör kullanılmadan akı, hız ve yük momenti kestirimi yapan, dinamik cevap hızı yüksek kontrol sistemi elde edilmiştir.

REDUCED ORDER EXTENDED KALMAN FILTER BASED OBSERVER FOR AN INDUCTION MOTOR VECTOR CONTROL

SUMMARY

Abstract

In order to design an estimator for a rotor flux oriented sensorless vector control of IMs (Induction Motors), this paper compares the success of two reduced order EKF (Extended Kalman Filter) algorithms. Beside rotor flux, the first algorithm estimates load torque as a system parameter and angular velocity as a state variable, while the other one estimates only angular velocity as a parameter. Simulation results show that, considering the velocity as parameter results with much more error in transient-state than considering it as a state variable.

1. Introduction

After the development of microprocessor technology, field controlled induction motors have found intensive application. However, control methods, called vector control do not demonstrate a good performance at low speed range. Because the sensors used in these control methods cannot give an accurate knowledge while a mechanical vibration or increment of temperature is occurred on motor. On the other hand, these sensors increase the cost and size of the motor unnecessarily. Because of these undesired effects, after the development of DSP (Digital Signal Processor), an observer based sensorless vector control methods developed.

Nonlinear and complex structure of induction motor, and sensitivity of the system parameters to temperature and frequency makes the design of observers for IM's challenge. For this purpose, beside open/closed loop conventional approaches and extended Leunberger, model reference adaptive systems, sliding mode control (SMC), artificial neural networks (ANN), and extended Kalman filter (EKF) based closed loop modern approaches have been taken for the state and parameter estimation of IM's. Of all, EKF that takes the system and measurement noise into account with stochastic approach, is the best method for induction motor in which the noises is occurred spontaneously while switching the thyristors of inverter on and off. Moreover, EKF also demonstrates good performance for estimating the variable system parameters. Because EKF need much more math operation, to implement it to the microprocessor-based control circuit, the reduced order EKF algorithms are improved by only measuring not estimating the stator current. In this study, two reduced order EKF based observers designed. One of which, proposes an approach where velocity is estimated as a state while the load torque as a parameter. In order to reduce the calculations, the second one proposes an approach that estimates the velocity as a parameter. The performance and success of both algorithms under different conditions is compared.

2. Mathematical model of induction motor

The discrete state equations of induction motor in stator stationary frame can be given as follows:

$$i_{s\alpha}(k+1) = a_4 i_{s\alpha}(k) + a_5 \psi_{r\alpha}(k) + a_6 \omega_m(k) \psi_{r\beta}(k) + a_1 v_{s\alpha}(k) \quad (1)$$

$$i_{s\beta}(k+1) = a_4 i_{s\beta}(k) + a_5 \psi_{r\beta}(k) - a_6 \omega_m(k) \psi_{r\alpha}(k) + a_1 v_{s\beta}(k) \quad (2)$$

$$\psi_{r\alpha}(k+1) = a_8 i_{s\alpha}(k) + (1-a_7) \psi_{r\alpha}(k) - a_9 \omega_m(k) \psi_{r\beta}(k) \quad (3)$$

$$\psi_{r\beta}(k+1) = a_8 i_{s\beta}(k) + (1-a_7) \psi_{r\beta}(k) + a_9 \omega_m(k) \psi_{r\alpha}(k) \quad (4)$$

$$\omega_m(k+1) = a_{10} (\psi_{r\alpha}(k) i_{s\beta}(k) - \psi_{r\beta}(k) i_{s\alpha}(k)) + (1-a_{12}) \omega_m(k) - a_{11} t_L(k) \quad (5)$$

$$\begin{aligned} a_1 &= T / (L_s - L_m^2 / L_r'), & a_2 &= R_s a_1, & a_3 &= L_m^2 R_r' a_1 / L_r^2, \\ a_4 &= 1 - a_2 - a_3, & a_5 &= a_3 / L_m, & a_6 &= L_m p_p a_1 / L_r', \\ a_7 &= TR_r' / L_r' & a_8 &= L_m a_7, & a_9 &= p_p T, \\ a_{10} &= 1.5 p_p a_8 / (J_L R_r'), & a_{11} &= T / J_L, & a_{12} &= B_L a_{11}. \end{aligned} \quad (6)$$

where, p_p : number of pole pairs. L_s, R_s : stator inductance and resistance, respectively. L_r', R_r' : rotor inductance and resistance, referred to the stator side, respectively. $v_{s\alpha}, v_{s\beta}$: stator stationary axis components of stator voltages. $\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$: stator stationary axis components of rotor flux. $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$: stator stationary axis components of stator currents. ω_m : angular velocity. t_L : load torque. J_L : load inertia. B_L : viscous friction coefficient of load. T : sampling time.

3. Development of EKF Algorithm

Kalman Filter eliminates measurement noises and estimates state variables and/or system parameters by minimizing the mean estimation error variance for the state variables and/or system parameters. While Kalman Filter algorithm is used for a linear system, EKF is used for nonlinear system. Thus, in this study, EKF based algorithm will be used for the nonlinear induction motor. In order to reduce the mathematical operations, reduced order based EKF is developed. By rearranging the EKF form, reduced order state space model of IM in stator stationary axis can be given as follows:

$$\begin{aligned} \underline{x}_r(k+1) &= \underline{f}_r(\underline{x}_r(k), \underline{u}_r(k)) + \underline{w}_{r1}(k) \\ \underline{Z}(k) &= \underline{h}_r(\underline{x}_r(k)) + \underline{w}_2(k) \\ &= \underline{H}_r(\underline{x}_r(k)) \underline{x}_r(k) + \underline{w}_{r2}(k) \end{aligned} \quad (7)$$

A problem arises while estimating the speed of the motor shaft, the knowledge of the load torque is also required to estimate the motor speed exactly. (8)

$$t_e(t) = J_L \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B_L \omega_m(t) + t_L(t) \quad (8)$$

At that point, since it is in the structure of the Kalman filter to be able to estimate parameters of a system, two solutions can be proposed for this problem.

The first one is to estimate the motor speed by supposing it as a state variable while the load torque as a parameter of the model as the following,

$$t_L(t) = 0 \quad (9)$$

In the second one, the load torque is not taken account anymore. Only the motor speed is estimated but now by considering it as a model parameter as the following,

$$\omega_m(t) = 0 \quad (10)$$

So the state vectors of first (4) and second (5) approaches becomes, respectively,

$$\underline{x}_r(k) = [\Psi_{r\alpha}(k) \ \Psi_{r\beta}(k) \ \omega_m(k) \ t_L(k)]^T \quad (11)$$

$$\underline{x}_r(k) = [\Psi_{r\alpha}(k) \ \Psi_{r\beta}(k) \ \omega_m(k)]^T \quad (12)$$

And matrix forms of the nonlinear functions of the states of the first and second approaches are, respectively,

$$\underline{f}_r(\underline{x}_r(k), \underline{u}_r(k)) = \begin{bmatrix} a_8 i_{s\alpha}(k) + (1-a_7)\psi_{r\alpha}(k) - a_9 \omega_m(k) \psi_{r\beta}(k) \\ a_8 i_{s\beta}(k) + (1-a_7)\psi_{r\beta}(k) + a_9 \omega_m(k) \psi_{r\alpha}(k) \\ a_{10}(\psi_{r\alpha}(k) i_{s\beta}(k) - \psi_{r\beta}(k) i_{s\alpha}(k)) + (1-a_{12})\omega_m(k) - a_{11} t_L(k) \\ t_L(k) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\underline{f}_r(\underline{x}_r(k), \underline{u}_r(k)) = \begin{bmatrix} a_8 i_{s\alpha}(k) + (1-a_7)\psi_{r\alpha}(k) - a_9 \omega_m(k) \psi_{r\beta}(k) \\ a_8 i_{s\beta}(k) + (1-a_7)\psi_{r\beta}(k) + a_9 \omega_m(k) \psi_{r\alpha}(k) \\ \omega_m(k) \end{bmatrix} \quad (14)$$

The input vector and measurement matrix of the state space model will be same in both approaches:

$$\underline{u}_r(k) = [i_{s\alpha}(k) \ i_{s\beta}(k)]^T \quad (15)$$

$$\underline{Z}(k) = \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k+1) - a_4 i_{s\alpha}(k) - a_1 v_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k+1) - a_4 i_{s\beta}(k) - a_1 v_{s\beta}(k) \end{bmatrix} \quad (16)$$

EKF involves the linearization of the above nonlinear model around the states ($\hat{x}_r(k)$) and inputs ($\hat{u}_r(k)$) of the previous step, using

$$\underline{H}_r(k) = \left. \frac{\partial \underline{h}_r(\underline{x}_r(k))}{\partial \underline{x}_r(k)} \right|_{\hat{\underline{x}}_r(k)} \quad (17)$$

$$\underline{A}_r(k) = \left. \frac{\partial \underline{f}_r(\underline{x}_r(k), \underline{u}_r(k))}{\partial \underline{x}_r(k)} \right|_{\hat{\underline{x}}_r(k), \hat{\underline{u}}_r(k)} \quad (18)$$

$$\underline{B}_r(k) = \left. \frac{\partial \underline{f}_r(\underline{x}_r(k), \underline{u}_r(k))}{\partial \underline{u}_r(k)} \right|_{\hat{\underline{x}}_r(k), \hat{\underline{u}}_r(k)} \quad (19)$$

The EKF algorithm is thus obtained with the following recursive equations;

$$\begin{aligned}
\underline{N}(k+1) &= \underline{A}_r(k)\underline{P}(k)\underline{A}_r(k) + \underline{B}_r(k)\underline{S}\underline{B}_r(k) + \underline{Q} \\
\underline{P}(k+1) &= \underline{N}(k+1) - \underline{N}(k+1)\underline{H}_r(\underline{R} + \underline{H}_r\underline{N}(k+1)\underline{H}_r)\underline{H}_r\underline{N}(k+1) \\
\hat{\underline{x}}_r(k+1) &= \hat{\underline{f}}_r(\hat{\underline{x}}_r(k), \hat{\underline{u}}_r(k)) + \underline{P}(k+1)\underline{H}_r^T \underline{R}^{-1}(\underline{Z}(k) - \underline{h}_r(\hat{\underline{x}}_r(k)))
\end{aligned} \tag{20}$$

Here,

$\underline{Q}$: Covariance matrix of the model error (noise).

$\underline{R}$: Covariance matrix of measurement noise.

$\underline{S}$: Covariance matrix of control input.

$\underline{P}(k+1/k+1), \underline{N}(k+1/k)$: Covariance matrix of state estimation error and extrapolation error, respectively.

4. Conclusion

In this study, two EKF based reduced order estimators has been designed for the rotor flux oriented sensorless vector control of IMs. It proved that, although the estimation performance of the EKF is quite good even under both approaches, the approach that the motor speed assumed as state ve was resulted with the less estimation error in comparison with the other approach in which the speed is considered as a parameter of a model.

1. GİRİŞ

Asenkron motorlar ilk kez kullanıldığı günden bugüne en yaygın kullanılan motorlar olarak endüstride yerini almıştır. Boştaki çalışmadan nominal yüküne kadar yüklendiğinde hızının %6-%10 civarında değişmesi nedeniyle 70'lerin başlarına dek ve daha sonrasındaki çoğu uygulamalarda asenkron motorlar kontrolsüz olarak çalıştırılmıştır. Buna karşılık değişik hızla tahrik edilen sistemlerde motor hızının geniş bir aralıkta kontrol edilmesi gerektiğinden, bu tür uygulamalarda genellikle giriş gerilimi değiştirilerek kolaylıkla kontrol edilebilen doğru akım motorları tercih edilmiştir. Buna karşılık lineer olmayan karmaşık bir modele sahip asenkron motorun kontrolü doğru akım motor kontrolüne göre çok daha zordur.

Özellikle 70'li yıllardan sonra gelişen güç elektroniği teknolojisi ile birlikte skaler kontrol yönteminin ortaya çıkmasıyla, değişken hız istenen uygulamalarda da asenkron motorlar kullanılmaya başlanmıştır [1]. Artık sabit frekanslı sinüzoidal bir gerilim kaynağından beslemek yerine, aralarındaki oran sabit tutulmak şartıyla besleme geriliminin genliği ile frekansı değiştirilerek asenkron motorların hız ayarı yapılabilmektedir. Bu da güç yarı iletken teknolojisindeki en önemli adımlardan biri olan darbe genişlik modülasyonu yapan eviricilerin kullanıldığı frekans çeviricileri ile sağlanmaktadır. Böylece asenkron motorlar gittikçe artan bir oranda değişken hız ayarı istenen; örneğin pompa, fan vs. gibi uygulamalarda, tercih sebebi sadece kontrolündeki kolaylık olan doğru akım motorlarının yerini almaya başlamıştır.

Hız denetimindeki zorluklara çözüm üretilmesiyle birlikte asenkron motorların en çok tercih edilen olmasının sebebi diğer motorlara göre birçok üstünlüğünün olmasıdır. Özellikle sincap kafesli asenkron motor zor çevre şartlarında, patlayıcı gazların bulunduğu ortamlarda dahi, sürtünme sebebiyle kıvılcım çıkartabilecek fırça-kolektör düzeneğinin ve bileziklerinin olmaması, nedeniyle çok daha güvenilirdir. Ayrıca bakıma ihtiyaç duymadığından çok daha dayanıklı bir yapısı vardır. Ayrıca asenkron makinaların üretimi basit, verimi yüksek ve maliyeti de düşüktür. Asenkron motor kontrolünde kullanılan güç yarıiletkenlerinin maliyetinin düşmesi, zaten ekonomik ve yüksek verimli olan asenkron motorların enerji tasarrufu

açısından üstünlüğünü daha da arttırmıştır. Bu gibi üstünlüklerine rağmen skaler kontrol yöntemiyle kontrol edilen asenkron motorlar bazı hassas hız ve konum kontrolü gerektiren uygulamalarda doğru akım motorunun yerini alamamaktadır. Skaler kontrolde sabit tutulmaya çalışılan stator geriliminin, genlik ve frekansı, istenilen ve doğru akım motorundakine benzer sabit bir akı değişimi sağlayamamakta özellikle momentin geçici rejimdeki değişimi kontrol edilemediği için ancak düşük performanslı hız ayarı istenen fan ve pompa uygulamalarında tercih edilmektedir. Yani sistemin dinamik davranışı tam olarak kontrol edilememektedir. Bu yüzden de geçici rejimde makinanın kontrolünü yüksek doğrulukla sağlayan, yüksek performanslı moment ve hız ayarının istendiği asansör, elektrikli otomobil vs... gibi uygulamalarda, *vektör kontrolü yöntemi* asenkron motorlar için en uygun m olmuştur.

Literatürdeki bir başka adı da alan yönlendirmeli kontrol olan vektör kontrolündeki asıl amaç, moment kontrolünü geçici durumlarda da mümkün kılarak asenkron motoru fiziksel yapısından ötürü denetimi kolay olan doğru akım motoruna benzetmektir.

Doğru akım motorlarında moment ifadesi statorda oluşturulan alan akısı ile rotor akımına bağlıdır. Alan sargı akısına bağlı olarak fırçaların konumu ayarlanarak optimum moment elde edilebilir. Özellikle serbest uyarmalı doğru akım motorlarında stator akısı ile rotor akımı ayrı ayrı kaynaklardan beslendiğinden uyarma akımı sabit tutularak endüvi akımının değiştirilmesiyle moment kontrolü kolaylıkla sağlanmış olur. Ancak asenkron motorlarda stator akımının değişmesiyle alan akısı ile birlikte endüvi akımı da değiştiğinden ve aynı zamanda moment ifadesi bu iki büyüklük arasındaki açıya da bağlı olduğundan, moment kontrolü kolay yapılamaz. Bu nedenle asenkron makinanın d-q dönen eksen takımındaki modeli kullanılarak, prensibi stator akımının akıyı oluşturan tepkin bileşeni ile momentini oluşturan etkin bileşenini, doğru akım makinasında olduğu gibi uygun biçimde ayrıştırmak olan alan yönlendirme yöntemi uygulanarak moment kontrol edilir. Asenkron motorun karmaşık, lineer olmayan kontrol yapısını lineerleştiren bu ayrışmayı gerçekleyebilmek için stator veya rotor akısı kontrol büyüklüklerinin genliğinin ve açısının bilinmesi gerekir. Bu amaçla vektör kontrolü yöntemi; bu bilgilerin algılayıcılar yardımıyla elde edildiği *doğrudan vektör kontrolü* ve akının motorun kolaylıkla ölçülebilen akım ve gerilim büyüklükleri arasındaki bağıntılar ile

hesaplandığı, açının da yine algılayıcılar ile ölçüldüğü *dolaylı vektör kontrolü* olmak üzere ikiye ayrılır.

Bu yöntemle ilgili çalışmalar ilk olarak Hasse ve sonrasında Blaschke tarafından yapılmış. Karmaşık bir kontrol içeren bu çalışmalar kompleks donanım ve yazılım gerektirdiğinden ancak 80lerin başlarından sonra hızla gelişen mikroişlemci teknolojisiyle uygulama alanı bulabilmiştir [2].

Bütün bu gelişmelere rağmen vektör kontrolü yönteminden yeterli başarımlar elde edilememiştir. Uygulaması esnasında ortaya çıkan bazı önemli sorunlar bu kontrol metodunun yaygın bir kullanım alanı bulmasına engel olmuştur. Örneğin dolaylı vektör kontrolünde akı hesabı makinenin parametrelerine bağlıdır. **Hesaplamalar sırasında sabit olarak kabul edilen bu parametreler, makinanın çalışma sıcaklığının artmasıyla, yükünün değişmesiyle yaklaşık orantılı olarak değişen rotor frekansı ve lineer olmayan özelliğinden dolayı manyetik doymaya ulaştığı bölgelerde farklı değerler alırlar ve bunun sonucunda da gerçek akı değerlerinin hesaplanmasında zorluk çıkarır.** Doğrudan vektör kontrolünde kontrol büyüklükleri algılayıcılar ile ölçüldüğünden çok daha doğru sonuçlar vermektedir. Ancak bu yöntemde de özellikle düşük hızlarda sensörden alınan akı bilgisinin yeterince hassas olmaması ve makinanın çalışmasından dolayı meydana gelen sıcaklık ve vibrasyon gibi faktörlerin sensörleri olumsuz yönde etkilemesi sonucu oluşan sinyallerdeki harmonikler momentte dalgalanmalara neden olur. Bunların yanı sıra hız ölçen takometreler ile enkoderler ve akı ölçen Hall sensörleri ile araştırıcı bobinler pahalı oldukları gibi makinada gereksiz büyük yer kaplarlar.

Asenkron motor vektör kontrolündeki bu türden olumsuzlukların üstesinden gelebilmek için daha gelişmiş kontrol tekniklerine doğru bir eğilim olmuştur. Bu teknikler, parametre değişimlerini on-line olarak izleyebilen, akıyı sensör ile ölçmek yerine gözlemleyiciler ile kestiren kontrol teknikleri olup asenkron makinanın deterministik veya stokastik modeline ihtiyaç duyarlar.

Deterministik yaklaşımda matematiksel modelde sensörlerden edinilen gürültülü bilgiler hesaba katılmaz. Bu nedenle yapısında gürültülü ölçümler barındıran modellerin hatalarını minimize ederken aynı zamanda istenilen değişkenin kestirimini de yapan stokastik yaklaşımla çözüm üreten Kalman Filtresi tabanlı gözlemleyici tasarımları geliştirilmiştir. Bununla ilgili ilk çalışma, Rudolph E.

Kalman'ın 1960 yılında yayınlanan lineer filtreleme problemine tekrarlamalı bir çözüm getiren makalesi olmuştur [3].

Asenkron makinaların vektör kontrolünde kullanılan eviricilerin belli aralıklarla anahtarlanmasıyla üretilen besleme geriliminin dalga şeklinin tam bir sinüzoidal olmaması harmoniklerin oluşmasına neden olurlar. Uygulanan gerilimin zaten gürültülü bir yapıya sahip olması, Kalman gözlemleyicilerinin asenkron motorların vektör kontrolünde karşılaşılan sorunlara çözüm getirebilecek en uygun yöntem olabileceği kanısı bu tezin çalışma konusu olmuştur.

Bu yöntem karmaşık hesaplamalar gerektirdiğinden bu hesaplamalara hızlı cevap verecek işlemciler ihtiyacı duymaktadır. Bu nedenle son yıllarda gelişen mikroişlemcilerden daha hızlı sayısal işaret işleme cihazları bu soruna çözüm olmuştur. Tez şu şekilde düzenlenmiştir. 1. bölümü oluşturan giriş kısmından sonra ikinci bölümde sincap kafesli asenkron motorun matematiksel modeli çıkartılmıştır. Bölüm 3, asenkron makinaları süren güç elektroniği devrelerine ayrılmıştır. 4. bölümde genel hız kontrol yöntemlerinin ardından, asenkron motorun hem geçici hem kararlı hallerde de kontrolünü sağlayabilen vektör kontrol yöntemlerinden bahsedilmiştir. Yine bu bölümde asenkron motor vektör kontrolünde uygulanan gözlemleyici yöntemlerinin çeşitlerine değinilmiştir. 5. bölümde ise Kalman filtresi hakkında temel bilgiler verildikten sonra bu yöntemin asenkron motor doğrudan vektör kontrolüne uygulanabilirliği tartışılmıştır. Kalman gözlemleyicileri, matrislerin çarpımı ve tersi gibi kompleks işlem gerektirdiğinden uygulamada performansı yüksek işlemciler gerek duyarlar. Kontrol devrelerinde uygulanabilirliğini arttırmak amacıyla bu işlemlerin basitleştirilmeleri gerekir. Bu amaçla yine bu bölümde bu basitleştirmeyi gerçekleyen azaltılmış dereceli genişletilmiş Kalman filtresi algoritmasının sincap kafesli asenkron motora uygulandığı çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmaların Matlab-Simulink programındaki simülasyonları verilmiştir. Son olarak 6. bölümde ise sonuçlar tartışılmış ve çeşitli öneriler getirilmiştir.

2. ASENKRON MOTORUN DİNAMİK DAVRANIŞI

Elektrik motorlarında amaç, manyetik endüksiyon prensibi ile elektrik enerjisini, dönme hareketi yapan mekanik enerjiye dönüştürmektir. Bu hareketi gerçekleyebilmek için “manyetik alan içersinde kalan iletken akım geçirildiğinde itilir” prensibinden yararlanılır. Elektrik motorlarında başlıca bu manyetik alanı oluşturacak bir stator ve manyetik alan içinde hareket edecek akım taşıyan iletken/lerden oluşmuş rotor kısmı bulunur.

Asenkron motorlar da diğer elektrik motorları gibi statora verilen elektrik enerjisini endüksiyon yoluyla rotora aktarırlar. Statoru sabit olup manyetik alan meydana getirecek şekilde belli düzende yerleştirilmiş stator sargılarından oluşur. Dönme hareketi yapan rotoru ise stator ile aralarında birkaç mm.lik düzgün hava aralığı kalacak şekilde yerleştirilmiş olup iki farklı çeşitte olabilir. Bunlar ya kısa devre edilmiş çubuklardan oluşan sincap kafesli, ya da yine belli düzene göre yerleştirilmiş sargılarından oluşan bilezikli rotorlardır. Rotoru sargılı asenkron motorun bilezikler ve fırça yardımıyla makinanın dışına alınan sargı uçlarına direnç bağlanarak hız kontrolü yapılabilir. Ancak bu dirençlerin ısınmasıyla enerji kaybı oluşur. Rotoru sincap kafesli asenkron motorlarda ise rotor her iki ucu bileziklerle kısa devre edilmiş olup silindir kafes şeklindedir ve dışarıdan hiç bir müdahale yapılamaz. Buna karşılık sincap kafesli asenkron makinalar bilezikli asenkron makinalarda olduğu gibi sürekli fırça bakımı gerektirmediğinden daha dayanıklıdırlar.

Asenkron makinalar çok düşük güçlerden MW seviyelerine kadar çıkabilen çok geniş güç aralığına sahiptirler. Düşük güçlü makinalar genellikle bir fazlı yapılırken, üç fazlı makinalar büyük güçlerde yapıp değişken hız uygulamalarında en sık kullanılan makinalardır [4].

Bu çalışmada da amaç endüstriyel uygulamalarda dayanıklı hız ayarı yapılabilen asenkron motor sürücüsü tasarlamak olduğundan tüm çalışmalar üç fazlı, sincap kafesli asenkron motorlara göre yapılmıştır.

2.1. Asenkron motorların fiziksel prensibi

MMK ve döner alan: Manyetik alan meydana getirebilmek için uzayda aralarında $2\pi/3$ radyanlık faz farkı bulunan asenkron motorun üç fazlı stator sargılarına, zamana göre eksenleri arasında $2\pi/3$ radyanlık faz farkı bulunan gerilimler uygulanır. Böylece hava aralığında dönen, genliği tek fazınkinden 1.5 kat fazla olan sinüzoidal olarak dağılmış MMK'ı elde edilir ki bu da dönen bir mıknatısın oluşturduğu manyetik alan etkisine eşittir [5].

EMK: Oluşturulan bu manyetik alanın kuvvet çizgileri rotor sargılarını keser ve Faraday yasasına göre bu sargılarda gerilim endüklenir.

$$e = \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.1)$$

burada e , endüklenen gerilimi, λ de manyetik akıyı ifade eder. λ , sargıların L endüktansı üzerinden i akımı geçmesiyle oluşur.

$$\lambda = L.i \quad (2.2)$$

Oluşan bu EMK, kısa devre edilmiş rotor sargılarından, manyetik akı değişimine engel olacak yönde akım akmasına neden olur.

Tork: Dönen bir manyetik alan içerisinde kalan iletkenin akım geçerse mekanik bir kuvvetin etkisinde kalır. Stator sargılarında oluşup rotor sargılarından geçen manyetik akıya dik doğrultuda oluşan bu kuvvetler rotorun, döner alanla aynı yönde dönmesine sebep olurlar. Tork ise bu kuvvetin rotor eksenine dik olan bileşeni F ile rotor yarıçapı r 'nin çarpımıdır.

$$M = F.\sin(\delta).r \quad (2.3)$$

burada δ rotor eksenini ile kuvvet arasındaki açıdır. Tork stator manyetik alanı ile rotor manyetik alanlarını aynı doğrultuya getirecek yöndedir.

Kayma: İki kutuplu bir motorda hava aralığında oluşan döner alan, besleme geriliminin frekansı, f ile aynı frekansta olup senkron hızda döner. Kutup sayısı çiftine bağlı olarak senkron hız (n_s)da değişir. p , kutup çifti sayısı olmak üzere senkron hız;

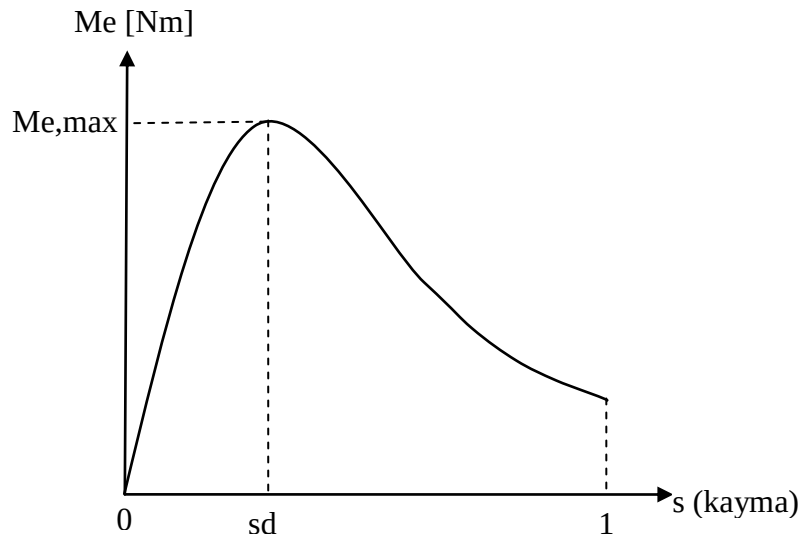
$$n_s = \frac{60 \cdot f}{p} \text{ rpm} \quad (2.4)$$

olur. n devir hızıyla dönen rotor hiçbir zaman senkron hıza ulaşamaz. Eğer ulaşırsa senkron bir şekilde döndüklerinden stator sargılarında oluşan akı rotor sargılarını kesemez, dolayısıyla gerilim endüklenmez ve dönmeyi sağlayacak bir tork oluşmaz. Bu yüzden rotor devir hızı her zaman senkron devir hızından küçüktür. Senkron devir sayısı ile rotor devir sayısı arasındaki fark kaymayı meydana getirir. Kayma yüzdesi, s ,

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2.5)$$

formülüyle ifade edilir.

T-s grafiği: Motorun ilk çalışma anında $n = 0$ olduğu için kaymanın değeri, 2.5'deki formülü göre 1 olur. Motor dönmeye başladıktan sonra $Me, \max$ devrilme kayması değerine ulaşır. Bu noktadaki s_d , devrilme kayması ile kaymanın sıfır olduğu nokta arasında kalan bölge motorun çalışma bölgesidir. Rotor hızı (n), senkron hız (n_s) seviyesine hiçbir zaman gelemeyeceğinden kayma hiçbir zaman sıfır olmaz.



Şekil 2.1 Moment – Kayma Grafiği

2.2. Sincap kafesli asenkron motorun genel matematik denklemleri

Bir sistemin dinamik davranışını inceleyebilmek için, sistem değişkenleri ve parametreleri yardımıyla giriş ve çıkış arasındaki bağıntıyı, fiziğin temel kanunlarından yararlanarak ifade etmeye yarayan matematiksel modelinin elde edilmesi gerekir. Bu nedenle bu bölümde asenkron motorun bazı varsayımlar doğrultusunda elektriksel yana ait matematiksel denklemleri ile mekaniksel yana ait matematiksel denklemleri verilecek.

Elektriksel yana ait eşitlikler:

Statoru 3, rotoru m fazlı olan sincap kafesli asenkron motorun her bir faza düşen gerilim ve akım denklemleri matris şeklinde ifade edilecek olursa, stator ile rotorun gerilim ve akım matrisleri sırasıyla;

$$\underline{V}_s = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}, \quad \underline{V}_r = \begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \\ \mathbf{M} \\ v_{rm} \end{bmatrix}, \quad \underline{I}_s = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, \quad \underline{I}_r = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \mathbf{M} \\ i_{rm} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

olur. Matris olduklarını belirtmek için değişkenler alt çizgi ile gösterilmiştir.

Dışarıdan gerilim kaynağı ile beslenmediği için rotor sargılarının gerilimleri sıfıra eşitlenebilir. Kirchhoff gerilim yasası göz önünde bulundurularak her bir sargı/çubuk gerilimi, sargı/çubuk dirençleri üzerinde düşen gerilim ile akının meydana getirdiği ters EMK' inden oluşacağı için stator ve rotor gerilim denklemleri matrissel olarak şu şekilde ifade edilebilir;

$$\begin{aligned} \underline{V}_s &= \underline{R}_s \cdot \underline{I}_s + \frac{d\underline{\lambda}_s}{dt} \\ \underline{V}_r &= \underline{0} = \underline{R}_r \cdot \underline{I}_r + \frac{d\underline{\lambda}_r}{dt} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Burada,

$$\underline{\lambda}_s : [3 \times 1] \text{ stator akı vektörü} \quad \underline{\lambda}_s = [\lambda_{sa} \quad \lambda_{sb} \quad \lambda_{sc}]^T$$

$$\underline{\lambda}_r : [m \times 1] \text{ rotor akı vektörü} \quad \underline{\lambda}_r = [\lambda_{r1} \quad \lambda_{r2} \quad \Lambda \quad \lambda_{rm}]^T$$

$$\underline{R}_s : [3 \times 3] \text{ stator direnç matrisi}$$

$\underline{R}_r : [m \times m]$ rotor direnç matrisi

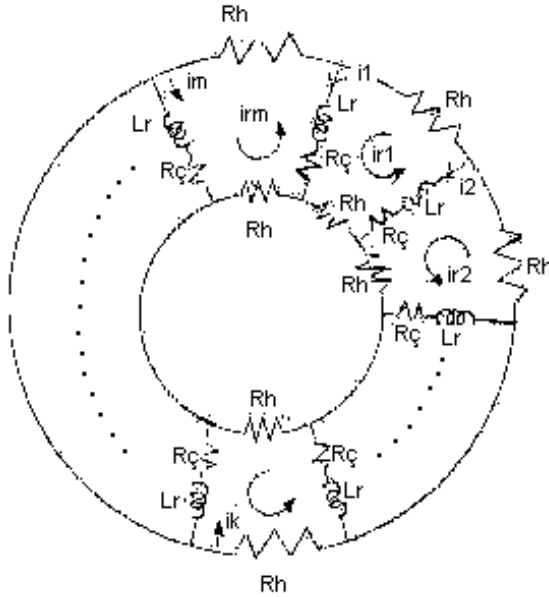
Stator faz sargı dirençlerinin birbirine eşit ve değerinin R_s olduğunu kabul edersek,

$$\underline{R}_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Rotorda ise her birinin değerinin R_ζ olduğu çubuk dirençleri ile bu çubukları uçlarından kısa devre eden R_h , halka dirençleri vardır (Şekil 2.2). Bu durumda $\underline{R}_r$ matrisi;

$$\underline{R}_r = \begin{bmatrix} 2(R_\zeta + R_h) & -R_\zeta & 0 & \Lambda & -R_\zeta \\ -R_\zeta & 2(R_\zeta + R_h) & -R_\zeta & \Lambda & 0 \\ M & M & M & \Lambda & M \\ -R_\zeta & 0 & 0 & \Lambda & 2(R_\zeta + R_h) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

olur.



Şekil 2.2 Statoru 3 fazlı rotoru m fazlı asenkron motorun eşdeğer devresi

Stator ve rotor devreleri için akım - akı bağıntıları matris şeklinde yazılacak olursa;

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

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

$\underline{L}_r : [m \times m]$ rotor çubukları arasındaki endüktans matrisi

$\underline{L}_{s,r} : [3 \times m]$ stator faz sargılarının rotor çubukları ile aralarındaki ortak endüktans matrisi

$\underline{L}_{r,s} : [m \times 3]$ rotor çubuklarının stator faz sargıları ile aralarındaki ortak endüktans matrisi

θ_m : Rotorun açısal konumu

L_{ss} , stator faz sargı endüktansı, M_{ss} , stator faz sargıları arasındaki endüktans olmak üzere, $\underline{L}_s$ matrisi yazılacak olursa;

$$\underline{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_{ss} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

L_{rr} , rotor çubuklarının endüktansı, M_{rr} rotor çubukları arasındaki endüktans olmak üzere, $\underline{L}_r$ matrisi de şu şekilde yazılır.

$$\underline{L}_r = \begin{bmatrix} L_{rr} & M_{rr} & \Lambda & M_{rr} \\ M_{rr} & L_{rr} & \Lambda & M_{rr} \\ M & M & M & M \\ M_{rr} & M_{rr} & \Lambda & L_{rr} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

M_{sr} , stator faz sargılarının rotor çubukları ile aralarındaki ortak endüktansın maksimum değerini, p kutup çifti sayısını ifade edecek olursa $\underline{L}_{s,r}$ matrisi,

$$\underline{L}_{s,r}(\theta_m) = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(p\theta_m) & \cos(p\theta_m + \frac{2\pi}{m}) & \Lambda & \cos(p\theta_m + \frac{2(m-1)\pi}{m}) \\ \cos(p\theta_m - \frac{2\pi}{m}) & \cos(p\theta_m - \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{m}) & \Lambda & \cos(p\theta_m - \frac{2\pi}{3} + \frac{2(m-1)\pi}{m}) \\ \cos(p\theta_m + \frac{2\pi}{m}) & \cos(p\theta_m + \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{m}) & \Lambda & \cos(p\theta_m + \frac{2\pi}{3} + \frac{2(m-1)\pi}{m}) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

olur. Asenkron makine tamamen simetrik bir yapıya sahip olduğu için

$$\underline{L}_{r,s}(\theta_m) = \underline{L}_{s,r}^T(\theta_m) \quad (2.14)$$

biçiminde yazılabilir.

Mekaniksel yana ait eşitlikler:

Manyetik akı koenerjisinin rotor açısal konumuna göre değişimi torku oluşturur. Bu bağıntıdan yararlanılarak endüklenen moment denklemi,

$$\begin{aligned} M_e &= \frac{dW'}{d\theta_m} \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \underline{I}_s^T & \underline{I}_r^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \frac{\partial \underline{L}_{s,r}(\theta_m)}{\partial \theta_m} \\ \frac{\partial \underline{L}_{r,s}(\theta_m)}{\partial \theta_m} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.15)$$

şeklinde yazılır. Bu moment, aynı zamanda mekaniksel yana ait moment denklemine eşittir.

$$M_e = J_L \frac{d\omega_m}{dt} + B_L \omega_m + M_L \quad (2.16)$$

Burada,

J_L : Yük eylemsizlik momenti

B_L : Yükün viskoz sürtünme katsayısı

M_L : Yük momenti

2.3. Uzay vektörü tanımı ve sincap kafesli asenkron motorun α - β ve d-q eksen takımlarındaki modeli

Asenkron motorlarının 3 fazlı sinüzoidal akım, gerilim ve akı büyüklüklerinin uzay vektörü, gerçek ve sanal büyüklük olmak üzere iki kısma ayrılarak analiz edilebilir. Örneğin kompleks bir değere sahip stator akımları, gücün sabit olduğu varsayımıyla şu şekilde tanımlanırsa;

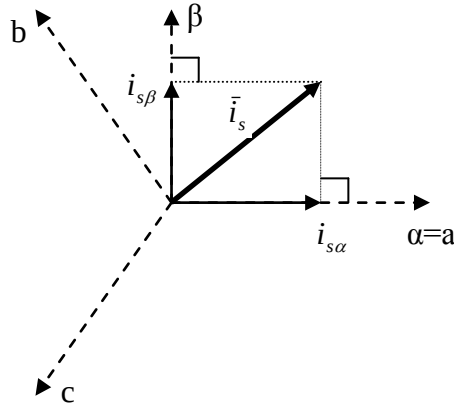
$$\underline{i}_s = i_{sa} + i_{sb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{sc} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (2.17)$$

bu kompleks ifadenin zamana bağılı gerçek ve sanal kısımlardan oluşan iki büyüklüğe dönüştürülmesi gerekir. Bu dönüşümün iki çeşidi vardır.

- $abc \rightarrow \alpha\beta$: a, b ve c sargı büyüklüklerini duran eksen takımına dönüştürme
- $abc \rightarrow dq$: a, b ve c sargı büyüklüklerini dönen eksen takımına dönüştürme

$abc \rightarrow \alpha\beta$ dönüşümü:

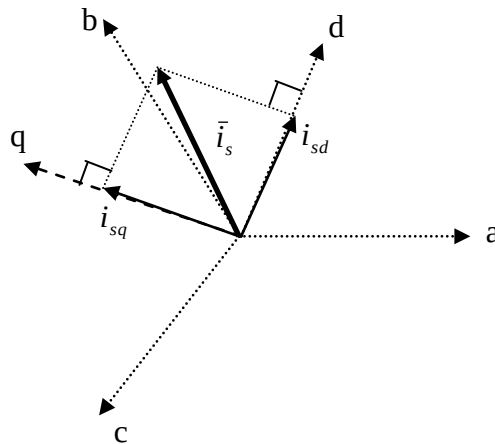
Bu dönüşümde, uzay vektörü büyüklüğü birbirine dik, duran iki eksen takımında tanımlanır. α eksenini ile β ekseninin aynı doğrultuda olduğu varsayılarak, ilgili vektör diyagramı Şekil 2.3’deki gibi olur.



Şekil 2.3. α - β eksen takımındaki stator akımlarının vektör diyagramı

$abc \rightarrow dq$ dönüşümü:

Bu dönüşümde, uzay vektörü büyüklüğü birbirine dik, dönen iki eksen takımında tanımlanır. İlgili vektör diyagramı Şekil 2.4’de gösterilmiştir.



Şekil 2.4. d-q eksen takımındaki stator akımlarının vektör diyagramı

2.3.1 Asenkron Motorun Simetrlili Bileşenler Dönüşümü ile elde edilen Modeli

3 fazlı olmayan sistemlere, 2.2'deki anlatılan dönüşümlerin uygulanabilmesi için, bu büyüklükleri 3 faza dönüştüren simetrlili bileşenler dönüşümünden yararlanılır.

Rotorunda m faz sargısı bulunan sincap kafesli asenkron motora simetrlili bileşenler dönüşümü uygulanarak stator ve rotorunda 3 faz sargı bulunan yapıya dönüştürülür. Stator büyüklüklerinin dönüşüm matrisi,

$$\underline{F}_s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}, \quad a = e^{j2\pi/3} \quad (2.18)$$

rotor büyüklüklerinin dönüşüm matrisi,

$$\underline{F}_r = \frac{1}{\sqrt{m}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \Lambda & 1 \\ 1 & b & \Lambda & b^{m-1} \\ M & M & M & M \\ 1 & b^{m-1} & \Lambda & b^{(m-1)^2} \end{bmatrix}, \quad b = e^{j2\pi/m} \quad (2.19)$$

şeklinde dir. Dönüşüm matrisleri akım, gerilim ve akı vektörlerine uygulandığında,

$$\underline{V}_{s(0,+, -)} = \underline{F}_s \underline{V}_s = [\underline{v}_{s0} \quad \underline{v}_{s+} \quad \underline{v}_{s-}]^T, \quad \underline{V}_s = \underline{F}_s^{-1} \underline{V}_{s(0,+, -)} \quad (2.20)$$

$$\underline{V}_{r(0,+, -)} = \underline{F}_r \underline{V}_r = [\underline{v}_{r0} \quad \underline{v}_{r1} \quad \underline{K} \quad \underline{v}_{r(m-1)}]^T, \quad \underline{V}_r = \underline{F}_r^{-1} \underline{V}_{r(0,+, -)} \quad (2.21)$$

$$\underline{I}_{s(0,+, -)} = \underline{F}_s \underline{I}_s = [\underline{i}_{s0} \quad \underline{i}_{s1} \quad \underline{i}_{s2}]^T, \quad \underline{I}_s = \underline{F}_s^{-1} \underline{I}_{s(0,+, -)} \quad (2.22)$$

$$\underline{I}_{r(0,+, -)} = \underline{F}_r \underline{I}_r = [\underline{i}_{r0} \quad \underline{i}_{r1} \quad \underline{K} \quad \underline{i}_{r(m-1)}]^T, \quad \underline{I}_r = \underline{F}_r^{-1} \underline{I}_{r(0,+, -)} \quad (2.23)$$

$$\underline{\lambda}_{s(0,+, -)} = \underline{F}_s \underline{\lambda}_s = [\underline{\psi}_{s0} \quad \underline{\psi}_{s+} \quad \underline{\psi}_{s-}]^T, \quad \underline{\lambda}_s = \underline{F}_s^{-1} \underline{\lambda}_{s(0,+, -)} \quad (2.24)$$

$$\underline{\lambda}_{r(0,+, -)} = \underline{F}_r \underline{\lambda}_r = [\underline{\psi}_{r0} \quad \underline{\psi}_{r+} \quad \underline{\psi}_{r-}]^T, \quad \underline{\lambda}_r = \underline{F}_r^{-1} \underline{\lambda}_{r(0,+, -)} \quad (2.25)$$

elde edilir. Öncelikle 2.10 denkleminde elde edilen değerler, 2.7 ifadesinde yerine konulup düzenlenir.

$$\underline{V}_s = \underline{R}_s \underline{I}_s + \underline{L}_s \frac{d\underline{I}_s}{dt} + \frac{d\theta_m}{dt} \frac{\partial \underline{L}_{s,r}(\theta_m)}{\partial \theta_m} \underline{I}_r + \underline{L}_{s,r}(\theta_m) \frac{d\underline{I}_r}{dt} \quad (2.26)$$

$$\underline{V}_r = 0 = \underline{R}_r \underline{I}_r + \underline{L}_r \frac{d\underline{I}_r}{dt} + \frac{d\theta_m}{dt} \frac{\partial \underline{L}_{r,s}(\theta_m)}{\partial \theta_m} \underline{I}_s + \underline{L}_{r,s}(\theta_m) \frac{d\underline{I}_s}{dt} \quad (2.27)$$

Stator gerilim ve akı denklemlerinin her iki tarafını $\underline{I}_s$, rotor gerilim ve akı denklemlerinin her iki tarafını ise $\underline{I}_r$ ile çarpıp, ifadelerdeki akım değişkenlerinin yerine 2.22 ve 2.23 eşitliklerinde elde edilen $\underline{I}_s$ ve $\underline{I}_r$ ifadeleri yazılıp düzenlenirse

$$\begin{aligned} \underline{V}_{s(0,+, -)} = & \underline{R}_s \underline{I}_{s(0,+, -)} + \underline{L}_{s(0,+, -)} \frac{d(\underline{I}_{s(0,+, -)})}{dt} \\ & + \underline{L}_{s,r(0,+, -)} \frac{d(\underline{I}_{r(0,+, -)})}{dt} + \frac{\partial(\underline{L}_{s,r(0,+, -)})}{\partial \theta_m} \frac{d\theta_m}{dt} \underline{I}_{r(0,+, -)} \end{aligned} \quad (2.28)$$

$$\begin{aligned} 0 = & \underline{R}_{r(0,+, -)} \underline{I}_{r(0,+, -)} + \underline{L}_{r(0,+, -)} \frac{d(\underline{I}_{r(0,+, -)})}{dt} \\ & + \underline{L}_{r,s(0,+, -)} \frac{d(\underline{I}_{s(0,+, -)})}{dt} + \frac{\partial(\underline{L}_{r,s(0,+, -)})}{\partial \theta_m} \frac{d\theta_m}{dt} \underline{I}_{s(0,+, -)} \end{aligned} \quad (2.29)$$

$$\underline{\lambda}_{s(0,+, -)} = \underline{L}_{s(0,+, -)} \underline{I}_{s(0,+, -)} + \underline{L}_{s,r(0,+, -)} \underline{I}_{r(0,+, -)} \quad (2.30)$$

$$\underline{\lambda}_{r(0,+, -)} = \underline{L}_{r(0,+, -)} \underline{I}_{r(0,+, -)} + \underline{L}_{r,s(0,+, -)} \underline{I}_{s(0,+, -)} \quad (2.31)$$

Bu ifadelerdeki dönüşüm sonrasında stator direnç matrisi yine aynı kalırken, $\underline{R}_r = 2(\underline{R}_\zeta + \underline{R}_h)$ olmak üzere rotor direnç matrisi,

$$\underline{R}_{r(0+-)} = \underline{I}_r \underline{R}_r \underline{I}_r^{-1} = \begin{bmatrix} \underline{R}_r & 0 & \underline{\Lambda} & 0 \\ 0 & \underline{R}_r & \underline{\Lambda} & 0 \\ \underline{M} & \underline{M} & \underline{M} & \underline{M} \\ 0 & 0 & \underline{\Lambda} & \underline{R}_r \end{bmatrix}_{(mxm)} \quad (2.32)$$

olur. Dönüşüm sonrasında elde edilmiş olan endüktans matrisleri ise,

$$\underline{L}_{s(0,+, -)} = \underline{I}_s \underline{L}_s \underline{I}_s^{-1} = \begin{bmatrix} \underline{L}_{s0} & 0 & 0 \\ 0 & \underline{L}_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & \underline{L}_{s2} \end{bmatrix}, \quad (2.33)$$

$$\underline{L}_{r(0,+, -)} = \underline{L}_r \underline{L}_r \underline{L}_r^{-1} = \begin{bmatrix} L_{r0} & 0 & \Lambda & 0 \\ 0 & L_{r1} & \Lambda & 0 \\ M & M & M & M \\ 0 & 0 & \Lambda & L_{r(m-1)} \end{bmatrix}, \quad (2.34)$$

$$\underline{L}_{s,r(0,+, -)} = \underline{L}_s \underline{L}_{s,r}(\theta) \underline{L}_r^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 0 & 0 & \Lambda & 0 \\ 0 & e^{jp\theta_m} & \Lambda & 0 \\ 0 & 0 & \Lambda & e^{-jp\theta_m} \end{bmatrix}, \quad (2.35)$$

$$\underline{L}_{r,s(0,+, -)} = \underline{L}_{s,r(0,+, -)}^T = \underline{L}_r \underline{L}_{r,s}(\theta) \underline{L}_s^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-jp\theta_m} & 0 \\ M & M & M \\ 0 & 0 & e^{jp\theta_m} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

şeklindedir. Burada,

$$L_{s0} = L_{ss} + 2M_{ss}, \quad L_{s1} = L_{s2} = L_{ss} - M_{ss} = L_s$$

$$L_{r0} = L_{rr} + m M_{ss}, \quad L_{r1} = L_{r2} = L_{rr} - M_{rr} = L_r, \quad L_{rk} = L_{r(m-k)} = L_{rr} - M_{rr}, \quad k=1,2,\dots,m-1$$

Son olarak da sistemin dengeli olduğunu varsayarak $i_{s1} = i_{s+}$, $i_{s2} = i_{s-}$, $i_{r1} = i_{r+}$, $i_{r(m-1)} = i_{r-}$ tanımlamalarıyla 2.15'deki moment denklemine, simetrlili bileşenleri uygulayalım.

$$M_e = \frac{\sqrt{3m}}{4} M_{sr} jp \left[(i_{s+} i_{r+} + i_{s-} i_{r-}) e^{jp\theta_m} - (i_{s-} i_{r-} + i_{s+} i_{r+}) e^{-jp\theta_m} \right] \quad (2.37)$$

Bundan sonraki konuda, elde ettiğimiz bu simetrlili bileşenlere dönüştürülmüş 2.28-2.31 ve 2.37 denklemlerinden oluşan motor modelini, kontrol algoritmalarına uygulanabilir hale getirmek için duran eksen takımı, α - β ve dönen eksen takımındaki, d - q modelleri elde edilecektir.

2.3.2. Asenkron motorun α - β Eksen Takımındaki Modeli

Rotor ve stator değişkenleri için aşağıda verilen dönüşüm matrisini kullanarak duran eksen takımındaki bileşenlerini elde edelim. Dengeli bir akım ve gerilim sisteminde sıfır bileşeni olmayacağından bu dönüşümü gerçekleyen dönüşüm matrisi 2x2 kare matris olarak düşünülebilir.

$$\underline{\Gamma}_{+ \rightarrow \alpha\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Simetrlili bileşenden duran eksen takımındaki bileşenlerin elde edildiği bu dönüşüm ile stator değişkenleri, zaten duran stator sargı eksenini baz alınarak bileşenlerine ayrılır. Ancak rotor değişkenleri kendilerine göre duran ancak stator sargı eksenine göre dönen rotor eksenini baz alarak bileşenlerine ayrılır. Rotor değişkenlerinin, rotor sargı eksenine göre bileşenlerine ayrıldığını belirtmek için üst R indisi kullanılmıştır. 2.38 denklemindeki dönüşüm matrisini kullanarak duran eksen takımındaki akım, gerilim ve akı vektörlerini yazalım.

$$\underline{V}_{s(\alpha,\beta)} = \underline{\Gamma}_{+ \rightarrow \alpha\beta} \underline{V}_{s(+,-)} = [v_{s\alpha} \quad v_{s\beta}]^T, \quad \underline{V}_{s(+,-)} = \underline{\Gamma}_{+ \rightarrow \alpha\beta}^{-1} \underline{V}_{s(\alpha,\beta)} \quad (2.39)$$

$$\underline{V}_{r(\alpha,\beta)}^R = \underline{\Gamma}_{+ \rightarrow \alpha\beta} \underline{V}_{r(+,-)} = [v_{r\alpha} \quad v_{r\beta}]^T, \quad \underline{V}_{r(+,-)} = \underline{\Gamma}_{+ \rightarrow \alpha\beta}^{-1} \underline{V}_{r(\alpha,\beta)}^R \quad (2.40)$$

$$\underline{I}_{s(\alpha,\beta)} = \underline{\Gamma}_{+ \rightarrow \alpha\beta} \underline{I}_{s(+,-)} = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T, \quad \underline{I}_{s(+,-)} = \underline{\Gamma}_{+ \rightarrow \alpha\beta}^{-1} \underline{I}_{s(\alpha,\beta)} \quad (2.41)$$

$$\underline{I}_{r(\alpha,\beta)}^R = \underline{\Gamma}_{+ \rightarrow \alpha\beta} \underline{I}_{r(+,-)} = [i_{r\alpha}^R \quad i_{r\beta}^R]^T, \quad \underline{I}_{r(+,-)} = \underline{\Gamma}_{+ \rightarrow \alpha\beta}^{-1} \underline{I}_{r(\alpha,\beta)}^R \quad (2.42)$$

$$\underline{\lambda}_{s(\alpha,\beta)} = \underline{\Gamma}_{+ \rightarrow \alpha\beta} \underline{\lambda}_{s(+,-)} = [\psi_{s\alpha} \quad \psi_{s\beta}]^T, \quad \underline{\lambda}_{s(+,-)} = \underline{\Gamma}_{+ \rightarrow \alpha\beta}^{-1} \underline{\lambda}_{s(\alpha,\beta)} \quad (2.43)$$

$$\underline{\lambda}_{r(\alpha,\beta)}^R = \underline{\Gamma}_{+ \rightarrow \alpha\beta} \underline{\lambda}_{r(+,-)} = [\psi_{r\alpha}^R \quad \psi_{r\beta}^R]^T, \quad \underline{\lambda}_{r(+,-)} = \underline{\Gamma}_{+ \rightarrow \alpha\beta}^{-1} \underline{\lambda}_{r(\alpha,\beta)}^R \quad (2.44)$$

Şimdi simetrlili bileşenleriyle ifade ettiğimiz 2.28-2.31'deki akı ve gerilim denklemlerini α - β eksen takımında elde edelim.

$$\underline{V}_{s(\alpha,\beta)} = \underline{R}_s \underline{I}_{s(\alpha,\beta)} + \underline{L}_{s(+,-)} \frac{d(\underline{I}_{s(\alpha,\beta)})}{dt} + \underline{L}_{s,r(\alpha,\beta)} \frac{d(\underline{I}_{r(\alpha,\beta)})}{dt} + \frac{\partial(\underline{L}_{s,r(\alpha,\beta)})}{\partial \theta_m} \frac{d\theta_m}{dt} \underline{I}_{r(\alpha,\beta)} \quad (2.45)$$

$$0 = \underline{R}_r \underline{I}_{r(+,-)}^R + \underline{L}_{r(+,-)} \frac{d(\underline{I}_{r(+,-)}^R)}{dt} + \underline{L}_{r,s(\alpha,\beta)} \frac{d(\underline{I}_{s(\alpha,\beta)})}{dt} + \frac{\partial(\underline{L}_{r,s(\alpha,\beta)})}{\partial \theta_m} \frac{d\theta_m}{dt} \underline{I}_{s(\alpha,\beta)} \quad (2.46)$$

$$\underline{\lambda}_{s(\alpha,\beta)} = \underline{L}_{s(+,-)} \underline{I}_{s(\alpha,\beta)} + \underline{L}_{s,r(\alpha,\beta)} \underline{I}_{r(\alpha,\beta)}^R \quad (2.47)$$

$$\underline{\lambda}_{r(\alpha,\beta)}^R = \underline{L}_{r(+,-)} \underline{I}_{r(+,-)}^R + \underline{L}_{r,s(\alpha,\beta)} \underline{I}_{s(\alpha,\beta)} \quad (2.48)$$

Bu ifadede ki ortak endüktans matrislerinin eşiti ise,

$$\underline{L}_{s,r(\alpha\beta)} = \underline{\Gamma}_{+ \rightarrow \alpha\beta} \underline{L}_{s,r(+,-)} \underline{\Gamma}_{+ \rightarrow \alpha\beta}^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(p\theta_m) & -\sin(p\theta_m) \\ \sin(p\theta_m) & \cos(p\theta_m) \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$\underline{L}_{r,s(0,\alpha,\beta)} = \underline{L}_{r,s(0,\alpha,\beta)}^T \quad (2.50)$$

olur. Son olarak 2.37'deki endüklenen moment ifadesini α - β eksen takımında elde edelim.

$$M_e = \frac{\sqrt{3m}}{4} M_{sr} p [(i_{s\beta} i_{r\alpha}^R - i_{s\alpha} i_{r\beta}^R) \cos(p\theta_m) - (i_{s\alpha} i_{r\alpha}^R - i_{s\beta} i_{r\beta}^R) \sin(p\theta_m)] \quad (2.51)$$

Elde edilen ortak endüktans matrislerinin θ_m 'e bağlı olması, modelin rotor değişkenlerinin dönen rotor eksenine göre bileşenlerine ayrılmasından kaynaklanır. Bu durum modeldeki karmaşıklığı azaltmamış olur. Bu nedenle rotor ekseninde tanımlanmış durum bileşenlerini, duran stator faz sargı eksen takımındaki bileşenlere dönüştürmek gerekir. Bu da aşağıdaki dönüşüm matrisi ile gerçekleştirilir.

$$\underline{\Gamma}_{R \rightarrow S} = \begin{bmatrix} \cos(p\theta_m) & -\sin(p\theta_m) \\ \sin(p\theta_m) & \cos(p\theta_m) \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

Bu dönüşümü dönen rotor sargı ekseninde tanımlanmış rotor gerilim, akım ve akı vektörlerine uygularsak,

$$\underline{V}_{r(\alpha,\beta)} = \underline{\Gamma}_{R \rightarrow S} \underline{V}_{r(\alpha,\beta)}^R = \begin{bmatrix} v_{r\alpha} & v_{r\beta} \end{bmatrix}^T \quad \underline{V}_{r(\alpha,\beta)}^R = \underline{\Gamma}_{R \rightarrow S}^{-1} \underline{V}_{r(\alpha,\beta)} \quad (2.53)$$

$$\underline{I}_{r(\alpha,\beta)} = \underline{\Gamma}_{R \rightarrow S} \underline{I}_{r(\alpha,\beta)}^R = \begin{bmatrix} i_{r\alpha} & i_{r\beta} \end{bmatrix}^T \quad \underline{I}_{r(\alpha,\beta)}^R = \underline{\Gamma}_{R \rightarrow S}^{-1} \underline{I}_{r(\alpha,\beta)} \quad (2.54)$$

$$\underline{\lambda}_{r(\alpha,\beta)} = \underline{\Gamma}_{R \rightarrow S} \underline{\lambda}_{r(\alpha,\beta)}^R = \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} & \psi_{r\beta} \end{bmatrix}^T \quad \underline{\lambda}_{r(\alpha,\beta)}^R = \underline{\Gamma}_{R \rightarrow S}^{-1} \underline{\lambda}_{r(\alpha,\beta)} \quad (2.55)$$

elde edilir. 2.54'deki eşitlikte elde edilen $\underline{I}_{r(\alpha,\beta)}^R$ ifadesi, 2.47 ve 2.48 denklemlerinde yerine koyulup düzenlenirse,

$$\underline{\lambda}_{s(\alpha,\beta)} = \underline{L}_{s(+,-)} \underline{I}_{s(+,-)} + \underline{L}_{m(\alpha,\beta)} \underline{I}_{r(\alpha,\beta)} \quad (2.56)$$

$$\underline{V}_{s(\alpha,\beta)} = \underline{R}_s \underline{I}_{s(\alpha,\beta)} + \underline{L}_{s(+,-)} \frac{d(\underline{I}_{s(\alpha,\beta)})}{dt} + \underline{L}_{m(\alpha,\beta)} \frac{d(\underline{I}_{r(\alpha,\beta)})}{dt} \quad (2.57)$$

elde edilir. Aynı şekilde $\underline{I}_{r(0,\alpha,\beta)}^R$ ifadesini 2.46 ve 2.48 ifadelerinde yerine koyulduktan sonra eşitliğin her iki tarafı $\underline{\Gamma}_{R \rightarrow S}$ dönüşüm matrisi ile çarpılıp düzenlenir.

$$\underline{\lambda}_{r(\alpha,\beta)} = \underline{L}_{r(+,-)} \underline{I}_{r(0,\alpha,\beta)} + \underline{L}_{m(\alpha,\beta)} \underline{I}_{s(\alpha,\beta)} \quad (2.58)$$

$$\begin{aligned} \underline{V}_{r(\alpha,\beta)} = \underline{R}_r \underline{I}_{r(\alpha,\beta)} + \underline{L}_{r(+,-)} \frac{d(\underline{I}_{r(\alpha,\beta)})}{dt} + \underline{L}_{m(\alpha,\beta)} \frac{d(\underline{I}_{s(\alpha,\beta)})}{dt} \\ + p \frac{d\theta}{dt} (\underline{L}_{r1(\alpha,\beta)} \underline{I}_{r(\alpha,\beta)} + \underline{L}_{m1(\alpha,\beta)} \underline{I}_{s(\alpha,\beta)}) \end{aligned} \quad (2.59)$$

olur. Bu ifadelerdeki ortak endüktans matrisi ve rotor endüktans matrisi,

$$\underline{L}_{m(\alpha,\beta)} = \underline{\Gamma}_{R \rightarrow S} \underline{L}_{r,s(\alpha,\beta)} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

$$\underline{L}_{m1(\alpha,\beta)} = \underline{\Gamma}_{R \rightarrow S} \frac{\partial(\underline{L}_{r,s(\alpha,\beta)})}{\partial \theta_m} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

$$\underline{L}_{r1(\alpha,\beta)} = \underline{\Gamma}_{R \rightarrow S} \underline{L}_{r(+,-)} \frac{d(\underline{\Gamma}_{R \rightarrow S})}{dt} = \underline{L}_r \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

Son olarak bu dönüşüm, 2.51’da elde ettiğimiz moment ifadesine uygulanırsa,

$$M_e = \frac{\sqrt{3m}}{2} p M_{sr} (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \quad (2.63)$$

ifadesi elde edilir.

İmalatçı tarafından motorun rotor parametrelerinin statora indirgenmiş değerleri verildiğinden, indirgeme katsayısı,

$$\ddot{u} = \frac{K_s N_s}{K_r N_r} \quad (2.64)$$

olacak şekilde rotor parametrelerinin indirgenmiş değerleri bulunmalıdır.

$$\begin{aligned}
v'_{r\alpha} &= v_{r\alpha} \ddot{u} & v'_{r\beta} &= v_{r\beta} \ddot{u} \\
i'_{r\alpha} &= \frac{i_{r\alpha}}{\ddot{u}} & i'_{r\beta} &= \frac{i_{r\beta}}{\ddot{u}} \\
R'_r &= R_r \ddot{u}^2 & L'_r &= L_r \ddot{u}^2 & L_m &= \frac{\sqrt{3m}}{2} M_{sr} \ddot{u}
\end{aligned} \tag{2.65}$$

Bu tanımlar doğrultusunda, 2.56-2.63 denklemlerinden elde edilen ifadelerin α - β eksen takımındaki bileşenlerini tekrar düzenleyelim. Bu durumda akı denklemleri,

$$\psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \tag{2.66}$$

$$\psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \tag{2.67}$$

$$\psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \tag{2.68}$$

$$\psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \tag{2.69}$$

olurken, rotor sargılarına dışarıdan gerilim uygulanmadığından α - β eksenindeki rotor gerilim bileşenleri sıfıra eşitlenerek, asenkron motor α - β eksen takımındaki gerilim ve moment denklemleri,

$$v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + L_m \frac{di_{r\alpha}}{dt} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \tag{2.70}$$

$$v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + L_m \frac{di_{r\beta}}{dt} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \tag{2.71}$$

$$\begin{aligned}
0 &= R_r i_{r\alpha} + L_r \frac{di_{r\alpha}}{dt} + L_m \frac{di_{s\alpha}}{dt} + p\omega_m (L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta}) \\
&= R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + p\omega_m \psi_{r\beta}
\end{aligned} \tag{2.72}$$

$$\begin{aligned}
0 &= R_r i_{r\beta} + L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + L_m \frac{di_{s\beta}}{dt} - p\omega_m (L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha}) \\
&= R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - p\omega_m \psi_{r\alpha}
\end{aligned} \tag{2.73}$$

$$M_e = pL_m (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \tag{2.74}$$

2.3.3. Asenkron motorun d-q Eksen Takımındaki Modeli

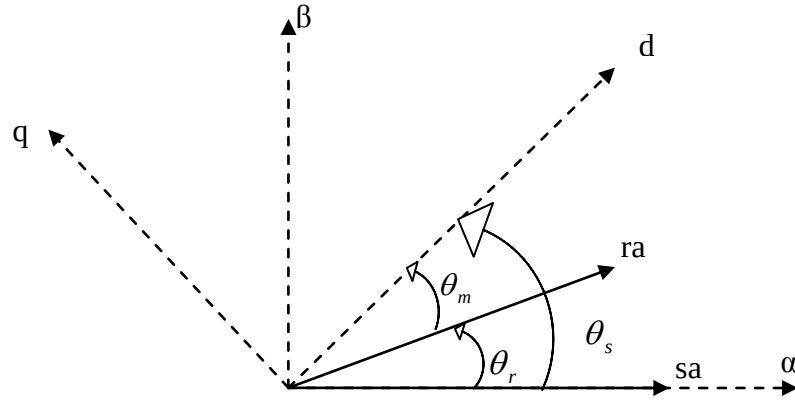
Rotor sargı akımları f_r frekansı ile ω_r hızıyla dönerken, stator sargıları f_s frekansı ile ω_s açısal hızıyla dönerler. Rotor açısal hızı da bu iki hız arasındaki farka eşittir.

$$p\omega_m = \omega_s - \omega_r \quad (2.75)$$

Bu ifadelerin zamana göre integralleri alınıp düzenlenirse,

$$p\theta_m = \theta_s - \theta_r \quad (2.76)$$

elde edilir. Bu ifadede ki θ_s , stator sargı akımlarının, θ_r ise rotor sargı akımlarının senkron hızda dönen eksen ile meydana getirdiği açıyı ifade ederken, θ_m da rotorun dönme açısını tanımlar (Şekil 2.5).



Şekil 2.5. Stator ve rotor sargılarının α - β ve d-q eksen takımına göre konumları

Duran eksen takımında elde ettiğimiz rotor bileşenlerini, senkron hızda dönen eksen takımına dönüştürmek için bu iki eksen arasındaki θ_s açısı göz önüne alınarak kullanılan dönüşüm matrisi,

$$T_{s(\alpha\beta \rightarrow dq)} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \quad (2.77)$$

iken, duran eksen takımında elde ettiğimiz stator bileşenlerini, senkron hızda dönen eksen takımına dönüştürmek için kullanılan dönüşüm matrisi, θ_r açısı göz önüne alınarak,

$$\underline{I}_{r(\alpha\beta \rightarrow dq)} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

şeklinde olur. Bu dönüşüm matrisleri ile bir önceki konuda duran eksen takımında elde edilen 2.45-2.48 ve 2.51 rotor denklemlerini kullanarak, duran eksen takımından dönen eksen takımına dönüşüm yapalım. Bunun için öncelikle duran eksen takımında tanımlanmış rotor ve stator gerilim, akım ve akı vektörlerine bu dönüşümü uygulayalım.

$$\underline{V}_{r(d,q)} = \underline{I}_{r(\alpha\beta \rightarrow dq)} \underline{V}_{r(\alpha,\beta)}^R = \begin{bmatrix} v_{rd} & v_{rq} \end{bmatrix}^T \quad (2.79)$$

$$\underline{V}_{s(d,q)} = \underline{I}_{s(\alpha\beta \rightarrow dq)} \underline{V}_{s(\alpha,\beta)} = \begin{bmatrix} v_{sd} & v_{sq} \end{bmatrix}^T \quad (2.80)$$

$$\underline{\lambda}_{r(d,q)} = \underline{I}_{r(\alpha\beta \rightarrow dq)} \underline{\lambda}_{r(\alpha,\beta)}^R = \begin{bmatrix} \Psi_{rd} & \Psi_{rq} \end{bmatrix}^T \quad (2.81)$$

$$\underline{\lambda}_{s(d,q)} = \underline{I}_{s(\alpha\beta \rightarrow dq)} \underline{\lambda}_{s(\alpha,\beta)} = \begin{bmatrix} \Psi_{sd} & \Psi_{sq} \end{bmatrix}^T \quad (2.82)$$

$$\underline{I}_{r(d,q)} = \underline{I}_{r(\alpha\beta \rightarrow dq)} \underline{I}_{r(\alpha,\beta)}^R = \begin{bmatrix} i_{rd} & i_{rq} \end{bmatrix}^T \quad \underline{I}_{r(\alpha,\beta)}^R = \underline{I}_{r(\alpha\beta \rightarrow dq)}^{-1} \underline{I}_{r(d,q)} \quad (2.83)$$

$$\underline{I}_{s(d,q)} = \underline{I}_{s(\alpha\beta \rightarrow dq)} \underline{I}_{s(\alpha,\beta)} = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} \end{bmatrix}^T \quad \underline{I}_{s(\alpha,\beta)} = \underline{I}_{s(\alpha\beta \rightarrow dq)}^{-1} \underline{I}_{s(d,q)} \quad (2.84)$$

2.45 ve 2.47 denklemlerinin her iki tarafı $\underline{I}_{s(\alpha\beta \rightarrow dq)}$ ile 2.48 ve 2.46 denklemlerin ise $\underline{I}_{s(\alpha\beta \rightarrow dq)}$ dönüşüm matrisi ile çarpılıp 2.83 ve 2.84 denklemlerdeki ters dönüşüm matrisleri ile elde ettiğimiz akım ifadeleri bu ifadelerde yerine konulup düzenlenirse,

$$\begin{aligned} \underline{V}_{s(d,q)} = & \underline{R}_s \underline{I}_{s(d,q)} + \underline{L}_{s(+,-)} \frac{d(\underline{I}_{s(d,q)})}{dt} + \underline{L}_{m(\alpha,\beta)} \frac{d(\underline{I}_{r(d,q)})}{dt} \\ & + \underline{L}_{r1(\alpha,\beta)}^T \frac{d\theta_s}{dt} \underline{I}_{s(d,q)} + \underline{L}_{m1(\alpha,\beta)}^T \frac{d\theta_s}{dt} \underline{I}_{r(d,q)} \end{aligned} \quad (2.85)$$

$$\begin{aligned} 0 = & \underline{R}_r \underline{I}_{r(d,q)} + \underline{L}_{r(+,-)} \frac{d(\underline{I}_{r(d,q)})}{dt} + \underline{L}_{m(\alpha,\beta)} \frac{d(\underline{I}_{s(d,q)})}{dt} \\ & + \underline{L}_{r1(\alpha,\beta)} \frac{d\theta_r}{dt} \underline{I}_{r(d,q)} + \underline{L}_{m1(\alpha,\beta)} \frac{d\theta_r}{dt} \underline{I}_{s(d,q)} \end{aligned} \quad (2.86)$$

$$\underline{\lambda}_{s(d,q)} = \underline{L}_{s(+,-)} \underline{I}_{s(d,q)} + \underline{L}_{m(\alpha,\beta)} \underline{I}_{r(d,q)} \quad (2.87)$$

$$\underline{\lambda}_{r(d,q)} = \underline{L}_{r(+,-)} \underline{I}_{r(d,q)} + \underline{L}_{m(\alpha,\beta)} \underline{I}_{s(d,q)} \quad (2.88)$$

elde edilir. Son olarak 2.51 denkleminde elde ettiğimiz moment ifadesine de aynı dönüşümler uygulanırsa,

$$M_e = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_{sr} p(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (2.89)$$

şeklinde d-q eksen takımında elde edilmiş moment ifadesi elde edilmiş olur.

İndirgenmiş rotor büyüklüklerini kullanarak 2.85-2.89 denklemlerinde elde edilen ifadelerin d-q eksen takımındaki bileşenleri tekrar düzenlenir.

d-q eksen takımındaki akı denklemleri,

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (2.90)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (2.91)$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (2.92)$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (2.93)$$

d-q eksen takımındaki gerilim ve moment denklemleri;

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + L_m \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_s (L_m i_{rq} + L_s i_{sq}) \quad (2.94)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + L_m \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_s (L_m i_{rd} + L_s i_{sd}) \quad (2.95)$$

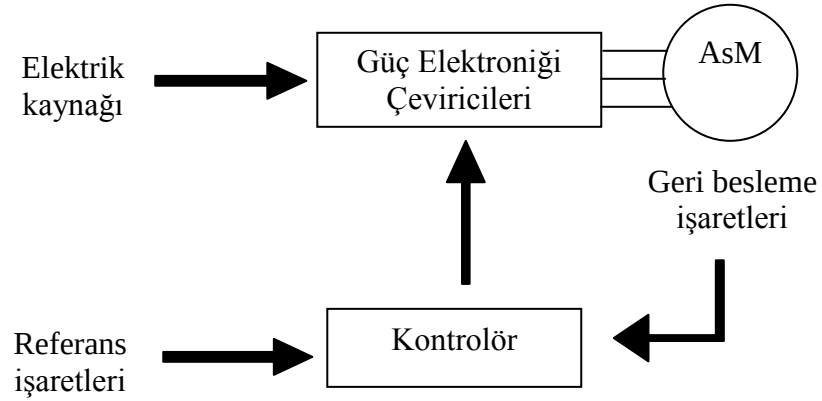
$$0 = R_r i_{rd} + L_r \frac{di_{rd}}{dt} + L_m \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_r (L_m i_{sq} + L_r i_{rq}) \quad (2.96)$$

$$0 = R_r i_{rq} + L_r \frac{di_{rq}}{dt} + L_m \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r (L_m i_{sd} + L_r i_{rd}) \quad (2.97)$$

$$M_e = p L_m (i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (2.98)$$

3. ASENKRON MAKİNADA KULLANILAN GÜÇ ELEKTRONİĞİ DEVRELERİ

Elektrik enerjisinin belirli güçlerde üretilip tüketiciye sunulduğu göz önüne alınacak olursa, yükün ihtiyacına göre farklı çalışma koşullarının sağlanabilmesi için sabit güç kaynağından motora gönderilen elektrik enerjisini ayarlayabilen bir ara devreye gerek vardır. Bu ara devreler yarı iletken malzemeden yapılmış anahtarlardan oluşmuş güç elektroniği çeviricileridir. Asenkron makina sürücülerinde, çeviricilerin bulunduğu güç katı ile anahtarlara tetikleme sinyali gönderen kontrol ünitesine ilişkin blok diyagramı Şekil 3.1.'de verilmiştir.

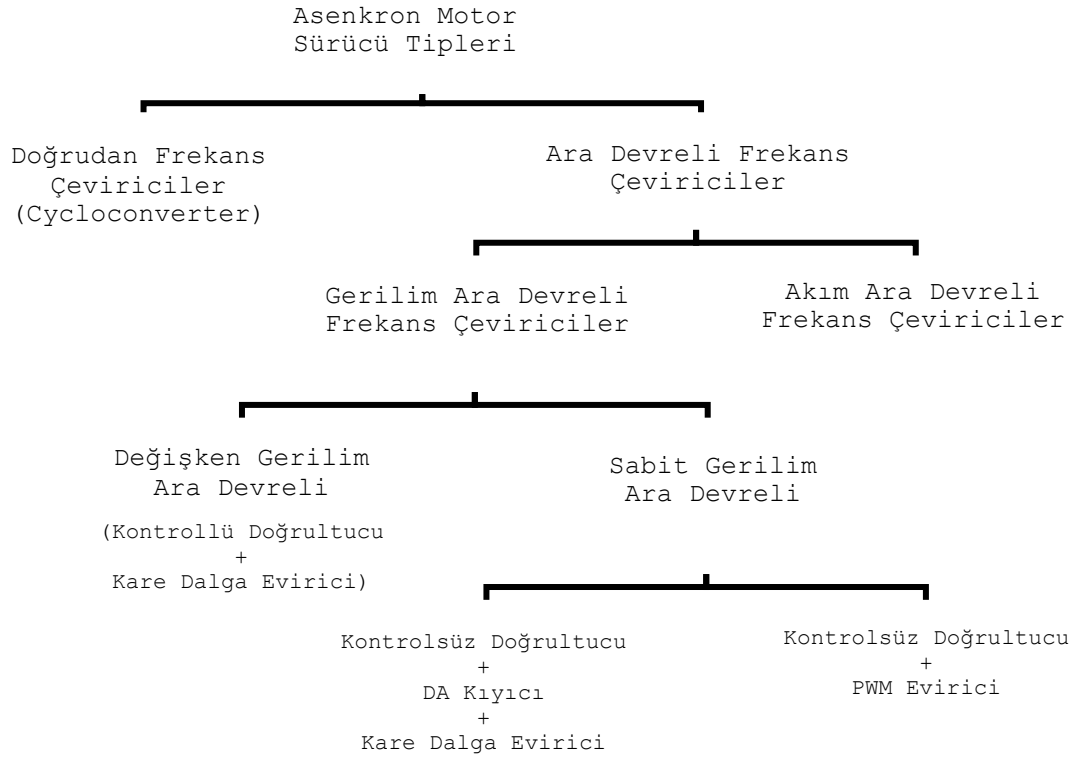


Şekil 3.1 Asenkron motorun sürücü blok diyagramı

Anahtarların belli aralıklarla açılıp kapanmasını sağlayan kontrol ünitesi ile giriş gücü istenilen değere ayarlanabilir. İstenilen çalışma koşulunu sağlayacak giriş referans sinyalleri ile motordan alınan geri besleme sinyalleri karşılaştırılarak, çevirici güç katında bulunan anahtarlara belirli aralıklarla tetikleme sinyalleri gönderilir. Düşük gerilim ve güçte çalışan bu kontrol üniteleri, sayısal entegre devreleri veya sayısal işaret işleyicilerinden (DSP) oluşmaktadır [6].

Asenkron motor ile sürülen sistemlerde değişken hız ayarının yapılabilmesi için motoru besleyen gerilim veya akımın genlik ve/veya frekansının ayarlanabilir olması gerekir. Bu amacı gerçekleyen güç elektroniği devrelerinin istenilen çalışma

kriterlerini sağlayan optimum sonucu verecek çeşitli tipleri vardır. Bunların sınıflandırılması Şekil 3.2.'de verilmiştir.

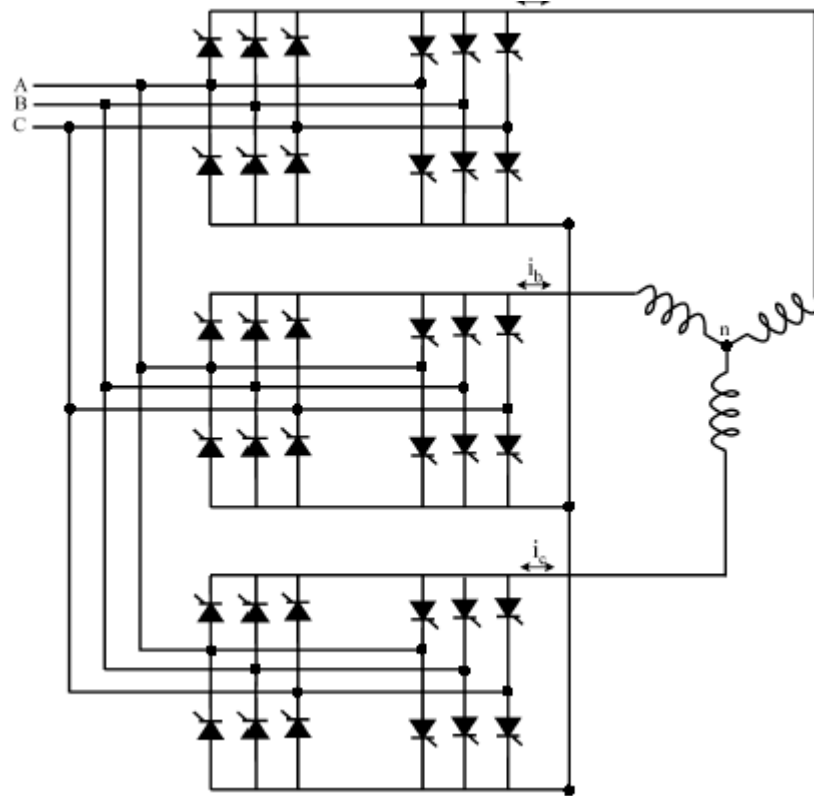


Şekil 3.2 Asenkron motor sürücülerin sınıflandırılması

3.1. Doğrudan frekans eviriciler (Cycloconverter)

Sabit gerilim kaynağının hem genlik hem de frekansını istenilen değerine dönüştürebilen güç elektroniği devreleridir. 1 fazdan 1 faza, 3 fazdan – 1 faza ve 3 fazdan – 3 faza dönüşüm yapabilen üç çeşitli vardır. 3 fazlı şebekeden beslenen doğrudan frekans çeviricinin yine 3 fazlı asenkron makinaya uygulanmasını gösteren devre şeması Şekil 3.3.'de gösterilmiştir. Motoru besleyen her bir fazda birbirine zıt paralel bağlı biri negatif diğeri pozitif olan kontrollü doğrultucu grupları bulunur. Bu doğrultucu gruplarının aynı anda iletimde olmaması için tristörler belli bir düzende tetiklenir. Gerilimin genlik ayarı tristörlerin tetikleme açıları değiştirilerek yapılır. Frekans ayarı yapabilmek için de her bir grubun devrede kalma süreleri yine tristörler yardımıyla ayarlanır. Ancak çıkışta, giriş frekansından daha yüksek frekanslı gerilimlerin elde edilememesi, bu tip sürücülerle geniş bir aralıkta hız ayarını mümkün kılmamaktadır. Yüksek frekansta gerilimin elde edilebildiği yeni

step – up doğrudan frekans çeviricileri de vardır ki bunların kullanımı pek yaygın değildir [7]. Doğrudan frekans çevirici devrelerinin güç katı için diğerlerine kıyasla daha pahalı olan hızlı tetiklemeli anahtarlarına gerek duyulmaz. Bunun yanı sıra çok fazla anahtarlama elemanı içermesi ancak yüksek güçlü sistemler için ekonomik bir çözüm sağlayabilmektedir. Bu nedenle doğrudan frekans çeviricilerin, 10 ile 1000 rpm gibi düşük hızla çalışması istenen, 5000 ile 50000 HP'lık büyük güçlü sistemlerde kullanılması en uygundur [8].



Şekil 3.3 Doğrudan frekans çeviricinin devre şeması

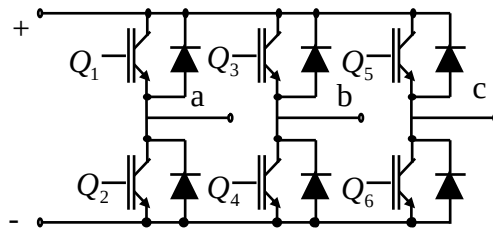
3.2. Ara devreli çeviriciler

Frekans ayarı yapan diğer bir yöntemde ise güç eviricileri kullanılır. Eviriciler doğru gerilimi istenilen frekansta alternatif gerilime dönüştürürler. Ancak şebeke geriliminin alternatif olduğu dikkate alınacak olursa, girişine doğru gerilim verilmesi gereken eviriciler direkt şebekeye bağlanamazlar. Bunun için alternatif gerilimi doğru gerilime dönüştüren doğrultuculara gerek vardır. Her ne kadar tam dalga köprü doğrultucu kullanılmış dahi olsa, evirici girişine uygulanacak olan bu akım/gerilimin dalga şekli tam doğru değildir. Akım/gerilimdeki bu dalgalanmaları azaltmak için

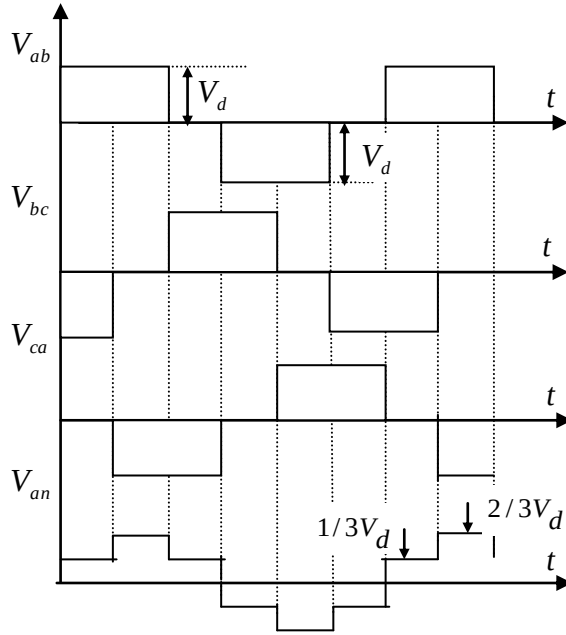
doğrultucu ile evirici arasına bir ara devre bağlanır. İşte doğrultucu, ara devre ve eviriciden oluşan bu üçlü devreye ara devreli çevirici adı verilir.

Ara devreli çevricilerde kullanılan eviriciler incelenecek olursa çıkışlarındaki dalga şeklinin elde ediliş yöntemine göre iki çeşit evirici vardır.

- **Kara Dalga Evirici:** (gerilim kontrollü) Bu yöntem ile eviricide bulunan anahtarların açılıp kapanması belli bir düzende yapılır ve çıkış gerilim/akımı kare dalga şeklinde edilir. Bu nedenle bu yöntemle doğru gerilim/akımı alternatif gerilim/akıma dönüştüren eviriciye kare dalga evirici adı verilmiştir. Şekil 3.4.'de üç fazlı köprü eviricinin güç katı devresi verilmiştir. Tristörlere ters paralel bağlı diyotlar makinanın generatör olarak çalışması durumunda ters yönde enerji geçişini sağlayabilmek için konulmuştur. Devrede bulunan 6 adet tristörden, her bir kolda bulunan tristörler aynı anda iletme sokulmayacak ve alt ve üst koldaki tristörlerin birbirlerine göre 60° faz farkı oluşturacak ve 180° iletimde kalacak şekilde tetiklenmeleri sağlanır. Eviricinin giriş büyüklüğü akım veya gerilim seçilebilir. Örnek olarak gerilim kaynaklı bir eviricinin dalga şekilleri Şekil 3.5.'de gösterilmiştir. a ile b noktası arasındaki gerilim, ortalaması sıfır olan kare dalga şeklindedir. a noktası ile motorun faz sargılarının nötr noktası arasındaki gerilim ise sinüse yakın kademeli kare dalga şeklindedir ve bu gerilimin tepe değeri uygulanan doğru gerilimin $2/3$ 'si kadardır [9]. Elde edilen akım/gerilimin harmonikli yapısından dolayı, 5Hz'in altındaki frekansta çalıştırılması istenen motorlarda momentte darbeler meydana gelir. Bu nedenle kare dalga eviriciler senkron hız ile senkron hızın $1/10$ 'i arasındaki hızlarda çalışması beklenen ve dinamik performansın önemli olmadığı uygulamalarda kullanılır [10].



Şekil 3.4 3 fazlı eviricinin güç katı



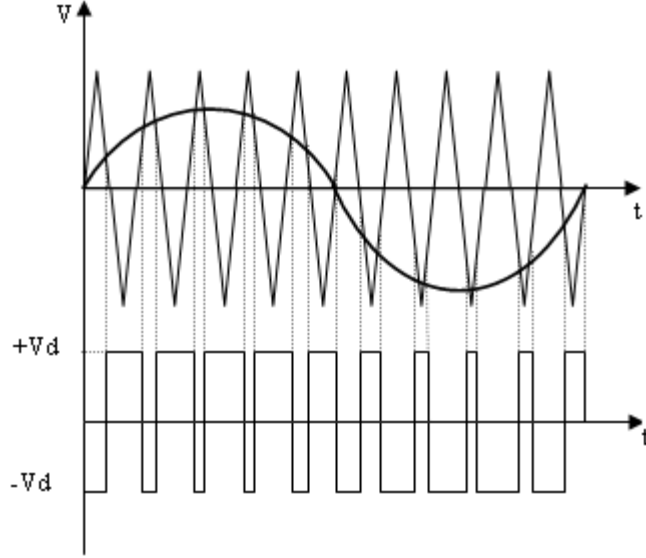
Şekil 3.5 Kare dalga eviricinin gerilim dalga şekilleri

- **PWM Evirici:** PWM eviricilerde de yine aynı güç katı devresi kullanılır. Ancak kare dalga eviriciden farklı olarak alt ve üst koldaki anahtarların iletimde olmasına göre, evirici çıkışında, bir yarım periyot içinde, genliği girişteki doğru gerilim/akımın genliğine eşit ancak genişliği farklı olan gerilim/akım değerleri elde edilir. Bu dalganın efektif değeri sinüs dalga şekline çok yakındır.

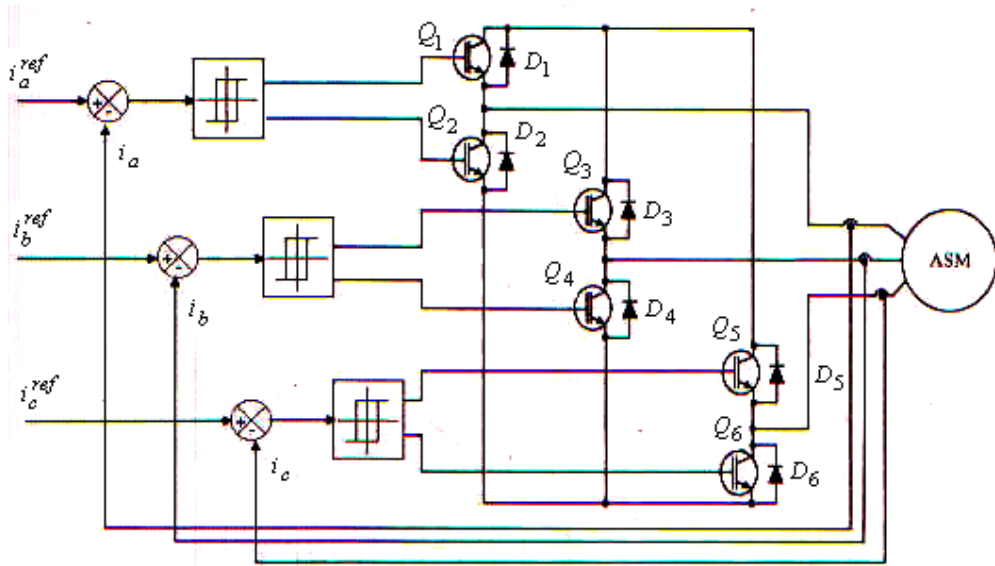
PWM eviricili ara devreli eviricilerde kontrollü doğrultucu kullanmaya gerek yoktur. Çünkü PWM ile gerilim/akımın hem genliği hem de frekansı ayarlanabilmektedir. PWM dalga şeklinin elde edilebilmesini sağlayan temel iki çeşit yöntem vardır.

Referans – üçgen karşılaştırması : Bunların ilki yüksek frekanslı bir üçgen dalganın düşük frekanslı bir referans dalga ile karşılaştırılması sonucu elde edilen PWM dalga şeklidir. Üçgen işaret yerine testere dişli veya trapezoidal bir işaretle de karşılaştırılan PWM yöntemleri vardır. Bu yöntem motorun sargı uçlarına sinüzoidal bir gerilim uygulaması beklenen eviricide olduğu için referans işaret yani PWM evirici çıkışında elde edilmesi beklenen işaret bir sinüs işarettir. Şekil 3.6’da sinüs üçgen karşılaştırmasıyla PWM dalganın üretilmesine ilişkin dalga şekilleri görülmektedir. Üçgen işaretin değeri sinüs işaretin değerinden büyük olduğunda yükten negatif yönde akım geçmesini sağlayan tristörler iletimde iken küçük olduğu durumda pozitif akım geçirecek tristörler iletime geçer. Böylece her bir periyotta tekrarlanan genişliği farklı ama genliği eviriciye uygulanan doğru gerilim/akımın

genliğine eşit olan bir dalga şekli elde edilmiş olur. Bu dalga şeklinin kare dalga evirici ile üretilen dalga ile kıyaslandığında sinüzoidal işarete çok daha yakın olduğu görülür ki bu da harmoniklerin azalması demektir. Böylece yüksek dereceli harmoniklerin etkisiyle düşük hızlarda meydana gelen moment darbeleri oldukça azaltılmış olur.



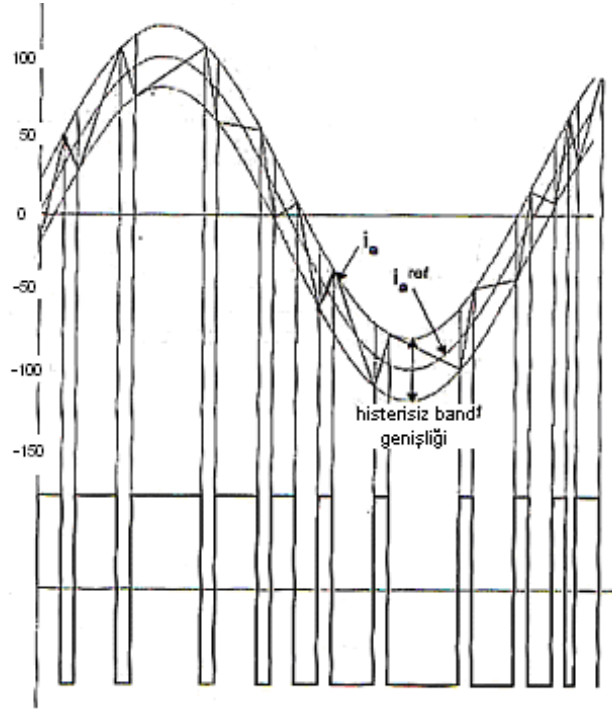
Şekil 3.6. Sinüs-üçgen karşılaştırmalı PWM dalga şekli



Şekil 3.7. Histerisiz özellikli PWM evirici

Histerisiz özellikli PWM Eviriciler (Akım kontrollü) Bu yöntemle tetikleme sinyallerini elde etmek için, sensörler ile elde edilen evirici çıkışındaki akım, referans akım ile karşılaştırılarak belirlenen histerisiz band genişliği içerisinde kalması

sağlanır. Şekil 3.7’de histerisiz özellikli bir PWM eviricinin blok şeması ve Şekil 3.8’de histerisiz özellikli PWM dalga şeklinin elde edilişi verilmiştir. Oluşan akım hatası pozitif ve histerisiz band genişliğinin yarısından büyük ise evirici çıkışındaki akım referans akımdan küçük demektir. Bu durumda evirici güç katının üst kolundaki yüke uygulanacak gerilimin artmasını sağlayan ilgili tristör devrededir. Evirici çıkışındaki akımın referans akımdan büyük olmasıyla oluşan hatanın negatif ve band genişliğinin yarısından küçük olması alt kolun gerilimi azaltacak ilgili tristörünü iletme sokar. Bu yöntem basitliği, geçici durumlardaki cevabının hızlı olması nedeniyle oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak frekansın sabit olmaması harmonik dalgalanmalara neden olur [9].

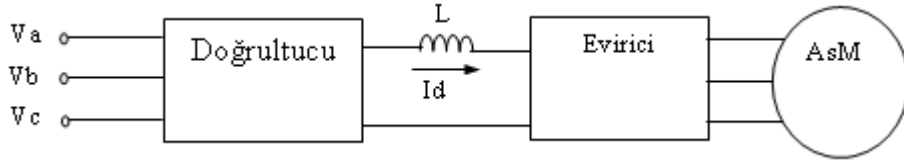


Şekil 3.8. Histerisiz özellikli PWM dalga şekli

Doğrultucu ile evirici arasına yerleştirilen ara devrenin çıkışındaki dalgalılığı azaltılacak büyüklük akım ise akım ara devreli, gerilim ise gerilim ara devreli çeviriciler olarak adlandırılırlar. Elektrikli araçlar gibi batarya ile beslenen sürücülerde doğrultucuya gerek yoktur. Ancak yine de batarya çıkışı akım kaynağı olarak kullanılmak istenildiğinde akım ara devresine, bataryayı eviricideki yüksek frekanslı akımdan korumak için de gerilim ara devresi kullanılır [11]. Şimdi de ara devre tipine göre frekans çevirici çeşitlerini inceleyelim.

3.2.1. Akım ara devreli çeviriciler

Endüktans üzerinden geçen akım değişimlerinin yavaş olması nedeniyle, değeri büyük bir endüktans değişken doğru gerilim kaynağına seri bağlanırsa çıkışta dalgalılığı azaltılmış değişken akım elde edilir. Böylece sistem bir akım kaynağı gibi davranır. Stator sargılarından geçen bu kare dalga veya PWM dalga şeklindeki akım sargı empedansları üzerinde gerilim düşümünün oluşmasına neden olur. Düzgün doğru akım kaynağı sayesinde çıkıştaki alternatif akım yük değişimlerinden etkilenmez. Şekil 3.9’da 3 fazlı şebekeden, 3 fazlı bir asenkron makinaı besleyen akım ara devreli çeviricinin blok şeması görülmektedir. Dördüncü bölümde açıklanacak olan skaler ve vektör kontrolünün her ikisinde de uygulama alanı bulan moment kontrollü sürücülerdir [11]. Akım ara devreli çeviricilerde komutasyon etkisinden dolayı evirici çıkışındaki gerilimlerde ani artışlar meydana gelir. Bunu önlemek için güç katındaki anahtarlar arasına büyük kapasiteli kondansatörler bağlanır [12].

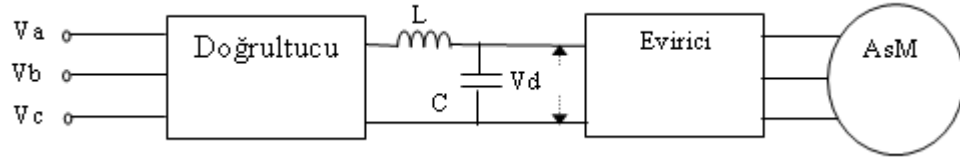


Şekil 3.9. Akım ara devreli frekans çevirici

3.2.2. Gerilim ara devreli çeviriciler

Kondansatör üzerinde düşen gerilimin anlık değişimlerinin yavaş olması sebebiyle, gerilim ara devreli çeviricilerde doğrultucuya paralel bağlı büyük kapasiteli kondansatör kullanılır. Bunun yanı sıra 4kW’ın üzerindeki uygulamalarda, akım ara devreli çeviricide kullanılan endüktans değerinden çok daha küçük olan, seri bağlı bir süzme endüktansı da bulunabilir [10]. Sistem artık bir gerilim kaynağı gibi davrandığından, bu gerilimin motor endüktansı üzerinde düşmesiyle de akım oluşur. Şekil 3.10’da 3 fazlı şebekeden, 3 fazlı bir asenkron makinaı besleyen gerilim ara devreli çeviricinin blok şeması görülmektedir. Gerilim ara devreli çeviriciler çıkışta değişken gerilim ve frekans verdiklerinden birçok makinanın aynı anda beslenmesine uygundur. Bu da eş zamanlı tahrik gerektiren tekstil sanayi gibi sistemlerde yarar sağlamaktadır. İleri beslemeli gerilim kontrollü gerilim ara devreli çeviriciler

çoğunlukla skaler kontrollü sistemlerde kullanılırken, akım geri beslemesiyle kontrol edilen çeviriciler ise hem skaler hem de vektör kontrolünde kullanılırlar [11].



Şekil 3.10. Gerilim ara devreli frekans çevirici

Evirici uçlarına uygulanan doğru gerilim/akım, ara devreden önce alternatif gerilimi doğrultan doğrultucu türüne bağlı olarak ya sabit ya da değişken olabilir. Eğer kontrollü bir doğrultucu kullanılmışsa ara devreden önce elde edilen gerilim değişken, kontrolsüz doğrultucu kullanılmışsa sabit gerilim elde edilmiş olur.

Asenkron motor hız kontrolünde amaç gerilimin hem genliğini hem de frekansını değiştirebilmek olduğundan, sadece frekans ayarı yapabilen kare dalga eviricinin kullanılması durumunda, genliği değiştirebilmek için kontrollü bir doğrultucuya gerek vardır. Kontrolsüz doğrultucu kullanılması durumunda doğrultucudan sonra gerilim genlik ayarı yapabilen doğru akım kıyıcılar kullanılmalıdır. Eğer hem genlik ayarı hem de frekans ayarı yapabilen PWM evirici kullanıldıysa sadece kontrolsüz doğrultucu kullanılması yeterlidir.

4. ASENKRON MOTOR HIZ KONTROL YÖNTEMLERİ

Bu bölümde bilezikli asenkron makinaya göre daha az bakım gerektiren dolayısıyla daha dayanıklı ve sağlam olan sincap kafesli asenkron motorlar temel alınarak hız kontrol yöntemleri incelenmiştir. Bahsedilen yöntemler her iki tipteki asenkron makineler için geçerlidir ancak bilezikli asenkron makinelere özgü hız kontrol yöntemlerine bu bölümde ayrıca değinilmemiştir. Asenkron motorlarda hız kontrolü için en kolay yol makinanın senkron hızını değiştirmektir. Senkron hızın da stator sargılarına uygulanan gerilimin frekansı ile kutup çifti sayısına bağlı olduğu 4.1'deki ifadede görülmektedir.

$$n_s = \frac{60 * f_s}{p} \quad (4.1)$$

Kutup çifti sayısının değiştirilmesi ile yapılan hız kontrol yönteminin, imalat sırasında stator sargıları özel yapıda hazırlanmış olan makinalar dışında uygulanması mümkün değildir. Daha genel bir çözüm için frekans ayarı yapılan yöntemleri inceleyelim.

Frekansın azaltılmasıyla senkron hız da azalır. Frekansın azaltılmasıyla değişen moment- kayma eğrisinin senkron hız ile devrilme momentine karşı düşen devrilme hızı arasında kalan kararlı çalışma bölgesinin, farklı yük momentlerini karşılayabilecek yetide olduğu [13] kaynakta ayrıntılı bir biçimde anlatılmıştır. Ancak senkron hızın azalmasıyla hem maksimum moment hem de şebekeden çekilen akımın çok büyük olması kayıpların artmasına neden olur. Aynı zamanda sürekli rejimdeki gerilim denklemi incelenecek olursa;

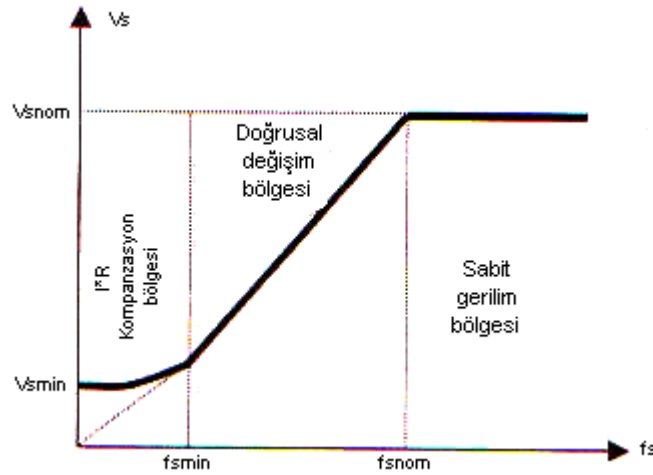
$$V_s = R_s I_s + E_s \quad (4.2)$$

stator sargı direncinin çok küçük olması, sargılarda düşen gerilimin, endüklenen E_s geriliminin yanında ihmal edilebilecek değerde olduğunu gösterir. Bu nedenle motora sabit bir gerilim uygulandığı taktirde endüklenen gerilimi de sabit kabul

edebiliriz. Bu durumda sürekli haldeki stator sargılarında oluşan ters EMK'nin efektif değerini tanımlayan

$$E_s = 4.44 f_s N_s \phi_m \quad (4.3)$$

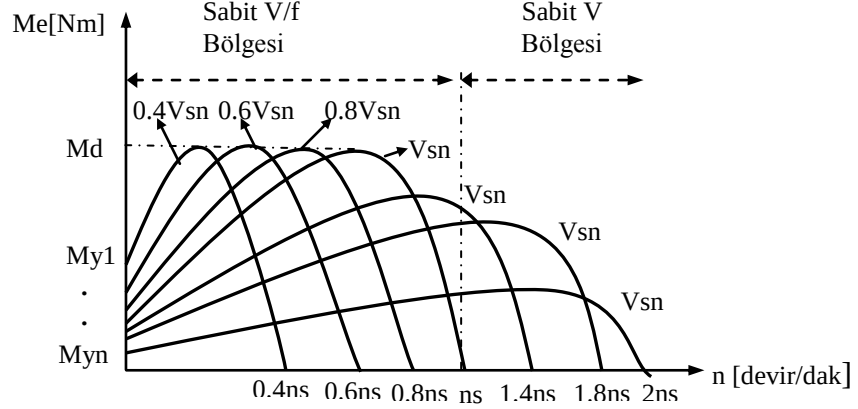
formülünden, E_s sabit iken frekansın çok düşürülmesiyle akının arttığı sonucu çıkarılır. Bu da akının dolaştığı nüvenin taşıyabileceği akı yoğunluğunun sınırlı olması nedeniyle belli bir noktadan sonra nüvenin doyuma gitmesi ve frekans azaltılmaya devam edildiği taktirde demir kayıplarının daha da artması ile sonuçlanır. Bu nedenle sargıları kesen akı her zaman anma değerinde sabit tutulmaya çalışılır. Bunun için de 4.3 denkleminde hareketle, E_s / f_s oranının sabit olması gerektiği sonucu çıkar. Frekans ile aralarındaki oran sabit kalacak şekilde endüklenen gerilimi değiştirmek için stator sargılarına uygulanan gerilim değiştirilir. Bu yüzden bu yöntem aynı zamanda V/f kontrolü denmektedir.



Şekil 4.1. Gerilim–frekans değişim eğrisi

Ancak her durumda bu oranın sabit tutmak mümkün olmayabilir. Örneğin sargılarının izolasyonundan dolayı gerilim, anma değerinin üstüne çıkartılamaz. Sabit gerilim bölgesi adı verilen bu bölgede, gerilim anma değerinde sabit kalırken frekansın artmasıyla hava aralığı akısı azalmakta dolayısıyla moment düşmektedir. Ayrıca motoru düşük hızlarda çalıştırabilmek için frekansla birlikte oldukça azalan gerilim nedeniyle artık stator sargı dirençleri üzerinde düşen gerilim ihmal edilemeyecek düzeye gelir. Bu durumda gerilim değişimlerinin frekans değişimlerine göre daha yavaş olduğu değişken bir V/f oranının uygulanması gerekir. Bu

değişimlerin uygulandığı bölgeye I^*R kompanzasyon bölgesi adı verilir. Bu bölge ile sabit gerilim bölgesi arasında kalan bölgede ise gerilim ile frekans değişimleri doğrusaldır (Şekil 4.1). Değişimlerin doğrusal olduğu bu bölgede hız değıştikçe maksimum moment değeri sabit kalarak hız eksenı boyunca moment grafiklerinin ötelendiğı görülecektir (Şekil 4.2). Böylece kayıplar engellemiş olur.



Şekil 4.2. Gerilim ve frekans değışimlerine göre moment-hız değışimi

Motorun statoruna uygulanacak gerilimin genlik ve frekansını ayarlayacak güç elektroniğı devrelerinden bir önceki bölümde bahsedilmişti. Bunlardan gerilim ara devreli frekans çeviriciler, gerilim ve frekans sadece çevirici anahtarlarının durumu ile kontrol etmesi bakımından V/f kontrolü için en uygun güç katıdır. Bu yöntemde istenen hız değeri verecek genlik ve frekans değeri sinüs fonksiyonuna gönderilerek sinüs şeklinde bir referans gerilim elde edilir. Yani bu yöntemle uygulanan gerilimin tam bir sinüzoidal olduğu varsayılır.

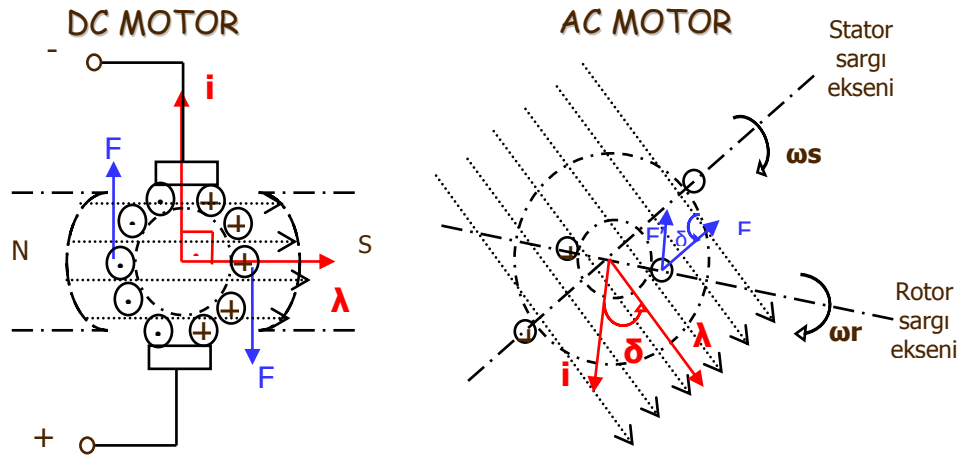
Hızı kontrol etmek için motora uygulanan gerilimin sadece genlik ve frekansı değıştirildiğı için bu yönteme aynı zamanda skaler kontrol yöntemi de denilmektedir. Bu yöntem ile sadece sürekli halde moment kontrolü sağlanabilmektedir. Geçici durumlarda gözlenen momentteki darbeler istenmeyen bir durumdur. Sistemdeki titremelerin önemli olmadığı taşıma bandı gibi uygulamalarda skaler kontrol yöntemi basitliğı, kolay ve hızlı programlanabilmesi ve az işlem kapasitesi gerektirmesi sebebiyle tercih edilmektedir.

Geçici hallerdeki momentin de kontrol edilmesi istenen uygulamalarda kullanılması bakımından, vektör tanımından yola çıkılarak kontrol edilmek istenen büyüklüğün genlik ve frekansının yanı sıra fazının da kontrol edildiğı alan yönlendirme prensibine dayalı vektör kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. 1980'lerden sonra,

mikroişlemci teknolojisinin gelişimi ile uygulama alanı bulan bu yöntemin temel prensibini ve çeşitleri hakkında daha detaylı bilgiyi bu bölümde inceleyelim.

4.1. Alan Yönlendirme Prensibi

Stator ile rotor akılarının etkileşimi sonucunda oluşan moment, elektriksel yan ile mekaniksel yan arasındaki bağıntının kurulmasını sağlar. DC motorlarda, rotor akısı endüvi akımı ile, stator akısı ise uyarma akımı ile doğru orantılı olarak değişir. Özellikle serbest uyarmalı DC motorda momenti oluşturan endüvi akımı ile uyarma akımı değişimlerinin birbirlerini etkilememesi momentin kolaylıkla kontrol edilebileceği anlamına gelir. Anlık değişimleri rotor zaman sabitinin etkisiyle yavaş olduğu için uyarma akımı değiştirilmez, sabit tutulur ve endüvi akımı ayarlanarak hızlı cevap veren moment kontrolü elde edilmiş olur. Aynı zamanda maksimum moment elde edilebilmesi için rotor sargılarından geçen akım ile stator sargılarının meydana getirdiği alanın birbirine dik olması gerekir [11]. DC motorlarda optimum moment koşulunun her zaman sağlanabilmesi için, endüvi akısını oluşturan akımı rotor sargılarına ileten fırçalar belirli bir düzende yerleştirilirler (Şekil 4.3).



Şekil 4.3. Doğru akım motoru ile asenkron motorda moment oluşumu

Asenkron motorlarda ise momenti oluşturan manyetik alan ile rotor sargı akımları arasındaki açı 90° değildir (Şekil 4.3). Ayrıca stator akımının değiştirilmesi ile hem mıknatıslanma akısı hem de mıknatıslanma akısının rotor sargılarında meydana getirdiği EMK sonucu oluşan rotor akısı değişmektedir. (Kuplaj etkisi) Sincap kafesli asenkron motorlarda, rotor sargılarına dışarıdan müdahale edilemediğinden momenti

meydana getiren akı bileşenlerini DC motorda olduğu gibi ayrı ayrı kontrol etmek mümkün değildir.

Asenkron motoru kontrol açısından DC motora benzetmek amacıyla değişimi ile hem mıknatıslanma akısını hem de momentı etkileyen stator akımı öyle iki bileşene ayrılmalı ki bu bileşenlerden birinin değişimiyle sadece mıknatıslanma akısı, diğerinin değişimiyle de sadece moment değişsin. Böylece mıknatıslanma akısı sabit tutularak momentı meydana getiren akım bileşeni ile moment lineer olarak değiştirilebilir. Momentı meydana getiren mıknatıslanma akısı ile rotor sargı akımları arasındaki açığı 90° yaparak bu koşulu gerçekleyen alan yönlendirme prensibine dayalı bu kontrol yöntemi ile moment cevabını yavaşlatan kuplaj etkisi yok edilerek, hem geçici ve hem de sürekli rejimlerde hızlı ve optimum moment kontrolü sağlanmış olur.

Zamanla değişen büyüklükler, senkron hızda dönen birbirine dik hayali iki eksen takımında (d-q eksen takımı) tanımlanarak sabit katsayılar haline getirilir. Kontrol edilecek büyüklük olan stator akımının vektör olarak tanımlandığı d-q eksen takımı, momentı meydana getiren akı vektörü baz alınarak ayarlanır. Bu nedenle 2.98 ifadesi, stator akımı ile rotor akısı, mıknatıslanma akısı veya stator akısı cinsinden olmak üzere 3 farklı biçimde yazılabilir [14]. Bu bakımdan üçe ayrılan yöntemin çeşitlerini inceleyelim.

4.1.1. Rotor Akısı Yönlendirme Prensibi

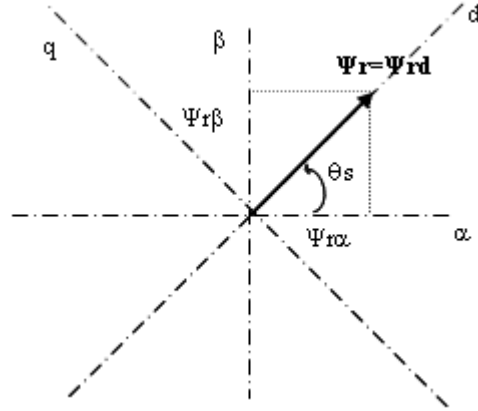
Bu yöntemde rotor akısı ile momentı meydana getiren stator akımı bileşeni arasındaki açı 90° yapılmaya çalışılır. Bu nedenle 2.98 denklemindeki moment ifadesi, gücün değiştiği varsayımıyla başına $3/2$ katsayısı getirilerek stator akımı ile rotor akısının d ve q bileşenleri cinsinden elde edilir.

$$M_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r'} (i_{sq} \psi_{rd} - i_{sd} \psi_{rq}) \quad (4.4)$$

Rotor akısının, dönen d-q eksen takımının d eksenini üzerinde olduğu varsayılırsa, bu durumda akının q bileşeni sıfır demektir (Şekil 4.4). Bu durumda moment ifadesi,

$$M_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r'} i_{sq} \psi_{rd} \quad (4.5)$$

olur.



Şekil 4.4. d-q eksen takımında rotor akısının yönlendirilmesi

Akının d bileşenin yani gerçekte akının kendisinin sabit tutulabilmesi durumunda, momentin stator akımının q bileşeni ile lineer olarak değişimi sağlanmış olur. Bölüm 2’de çıkartılan rotor akısının d bileşeni ifadesi (2.92), rotor akısının q bileşenin sıfır olduğu varsayımıyla tekrar düzenlenirse,

$$\psi_{rd} = \frac{L_m}{\tau_r s + 1} i_{sd} \quad (4.6)$$

ifadesinden stator akımının d bileşeni ayarlanarak sabit tutulabileceği sonucu çıkarılabilir. Görüldüğü gibi bu bileşenin sabitlenmesiyle aynı zamanda rotor zaman sabitinden dolayı yavaş cevap veren akı değişimleri sorunu da çözülmüş olur. Stator akımını ayrıklaştırma işleminin daha az olması nedeniyle yaygın olarak kullanılan yöntemdir.

4.1.2. Stator Akısı Yönlendirme Prensibi

Moment ifadesi stator akısı ile stator akımının d ve q bileşenlerinden meydana gelecek şekilde yeniden düzenlenir.

$$M_e = \frac{3}{2} p (i_{sq} \psi_{sd} - i_{sd} \psi_{sq}) \quad (4.7)$$

Bu yöntemde de stator akısının d ekseninde olduğu koşulu sağlandığı takdirde moment için,

$$M_e = \frac{3}{2} p i_{sq} \psi_{sd} \quad (4.8)$$

denkleminde olduğu gibi stator akımının q eksenine ile akısının d eksenine bileşenlerine bağlı bir ifade elde edilir. Moment ifadesini bu şekilde getirmek istememizde ki amaç, stator akısının d eksenine bileşenini referans olarak girip sadece stator akımının q eksenine bileşeni ile momenti kontrol edebilmektir. 2.90 ve 2.91 denklemlerindeki stator akısı bileşenleri, sadece stator akımı ve akısı bileşenlerine bağlı olarak ifade edildikten sonra,

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + \tau_r \omega_r \psi_{sq} - \tau_r \sigma \omega_r i_{sq} - \tau_r \frac{d\psi_{sd}}{dt} + \tau_r \sigma \frac{di_{sd}}{dt} \quad (4.9)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} - \tau_r \omega_r \psi_{sd} + \tau_r \sigma \omega_r i_{sd} - \tau_r \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \tau_r \sigma \frac{di_{sq}}{dt} \quad (4.10)$$

stator akısının q bileşeninin sıfır olduğu koşulu bu ifadelerde gerçekleştirilecek olursa,

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} - \tau_r \sigma \omega_r i_{sq} - \tau_r \frac{d\psi_{sd}}{dt} + \tau_r \sigma \frac{di_{sd}}{dt} \quad (4.11)$$

$$\tau_r \omega_r \psi_{sd} = L_s i_{sq} + \tau_r \sigma \omega_r i_{sd} + \tau_r \sigma \frac{di_{sq}}{dt} \quad (4.12)$$

sonucu elde edilir. 4.11 ifadesi ile referans stator akımı d bileşeni, 4.12 ifadesinden ise referans rotor açısal hızı elde edilir. Ancak bu ifadelerden stator akısı d eksenine bileşeninin, stator akımı bileşenlerinin her ikisine ve ayrıca rotor dönme hızına bağlı olduğu görülmektedir. ψ_{sd} ile ω_r arasındaki bu kuplaj etkisi, işlem sayısını arttıracığından sistem cevabını yavaşlatır. Ancak rotor akısı yönlendirme prensibine kıyasla akımın doymaya gitmesiyle değişen endüktans parametrelerine daha az bağımlı olduğundan tercih edilen bir yöntemdir.

4.1.3. Mıknatıslanma Akısı Yönlendirme Prensibi

Bu yöntemde de amaç mıknatıslanma akısını yönlendirmek olduğundan, momenti, stator akımı ve mıknatıslanma akısının d ve q bileşenleri ile ifade etmek gerekir.

$$M_e = \frac{3}{2} p (i_{sq} \psi_{md} - i_{sd} \psi_{mq}) \quad (4.13)$$

Alan yönlendirme yönteminin ilk koşulu olan moment ifadesindeki negatif terimleri yok etmek için, mıknatıslanma akısının senkron hızda dönen d ekseninde olduğunu varsayımı yapılırsa;

$$M_e = \frac{3}{2} p i_{sq} \psi_{md} \quad (4.14)$$

ifadesi elde edilir.

Mıknatıslanma akısının d bileşeni ifadesinin stator akımının d bileşeni ile kontrol edilebilirliğini görmek için mıknatıslanma akısı bileşenlerini stator akımı bileşenleri cinsinden elde edelim. Bunun için öncelikle stator akısı bileşenlerini mıknatıslanma akısı bileşenleri cinsinden ifade edilir.

$$\psi_{sd} = (L_{ls} + L_m) i_{sd} + L_m i_{rd} = L_{ls} i_{sd} + L_m (i_{sd} + i_{rd}) = L_{ls} i_{sd} + \psi_{md} \quad (4.15)$$

$$\psi_{sq} = (L_{ls} + L_m) i_{sq} + L_m i_{rq} = L_{ls} i_{sq} + L_m (i_{sq} + i_{rq}) = L_{ls} i_{sq} + \psi_{mq} \quad (4.16)$$

ψ_{md} : mıknatıslanma akısı d bileşeni

ψ_{mq} : mıknatıslanma akısı q bileşeni

L_{ls} : stator kaçak endüktansı

Daha sonra bu ifadeleri 4.9 ve 4.10 denklemlerinde yerine koyup, mıknatıslanma akısının q bileşenini sıfır yapan varsayım da göz önüne alınarak tekrar düzenlenirse, stator akısı yönlendirmeli yöntem de olduğu gibi i_{sd}, i_{sq} ve ω_r değişkenlerine bağlı iki ψ_{md} ifadesi elde edilir.

$$\psi_{md} = L_m i_{sd} - \tau_r \omega_r (\sigma - L_{ls}) i_{sq} - \tau_r \frac{d\psi_{md}}{dt} + \tau_r (\sigma - L_{ls}) \frac{di_{sd}}{dt} \quad (4.17)$$

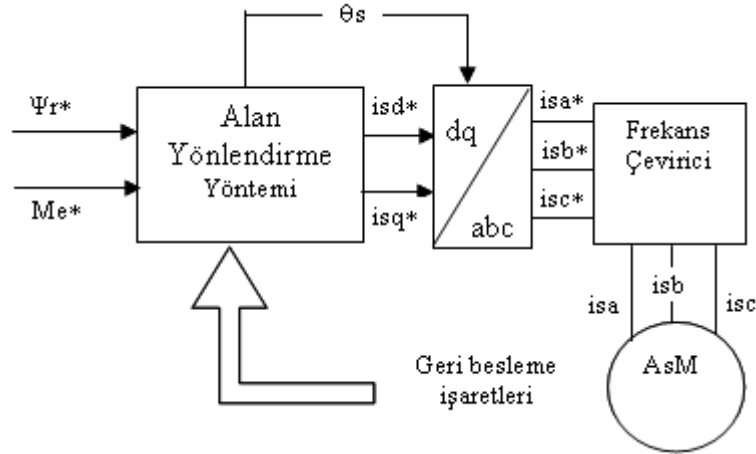
$$\tau_r \omega_r \psi_{md} = L_m i_{sq} + \tau_r \omega_r (\sigma - L_{ls}) i_{sq} + \tau_r (\sigma - L_{ls}) \frac{di_{sd}}{dt} \quad (4.18)$$

4.17 ifadesi ile referans stator akımı d bileşeni, 4.18 ifadesinden ise referans rotor açılal hızı elde edilir. Bu alan yönlendirme yöntemi de rotor akısına göre daha fazla işlem gerektirir. Ancak hem stator hem de rotor yönlendirme yönteminde ilerki konularda anlatılacağı üzere, bu akıların değerleri mıknatıslanma akısının d – q

bileşenlerini ölçen sensörlerden edinilen bilgiyle hesaplandığından, ayrıca mıknatıslanma akısını stator veya rotor akısına dönüştürmeye gerek kalmaz.

4.2. Vektör Kontrol Yönteminin Çeşitleri

Vektör tanımından yola çıkarak, stator akımının genliği ile birlikte fazını da kontrol ettiği için alan yönlendirme metodu ile yapılan kontrole vektör kontrolü de denir. Bu çalışmada, basit ayrıştırma işlemi gerektiren rotor akısı yönlendirme yönteminin eksik yanlarını tamamlayan öneriler getirildiği için, vektör kontrol yöntemlerinin çeşitleri anlatılırken rotor alan yönlendirme metodu baz alınmıştır. Alan yönlendirme ile referans olarak girilen rotor akısı ile moment giriş bilgilerine göre stator akımların d-q eksen takımındaki bileşenlerinin referans değerleri üretilir. Stator akımının bu d-q bileşenleri, referans stator faz akımlarına dönüştürüldükten sonra frekans çeviriciler, stator sargılarına gönderilecek faz akımlarını ayarlar (Şekil 4.5). $dq \rightarrow abc$ dönüşümünün gerçekleştirilmesi için rotor akısının stator a fazı eksenine (α eksenine) göre konumunu olan θ_s açısının bilinmesi gerekir (Şekil 4.4). Bu açının elde edilme yöntemine göre vektör kontrolü, dolaylı ve doğrudan vektör kontrolü olmak üzere ikiye ayrılır.



Şekil 4.5. Asenkron motor vektör kontrolü blok şeması

4.2.1. Rotor Akısı Yönlendirmeli Doğrudan Vektör Kontrolü

θ_s açısının ölçülebilmesi için Şekil 4.4’de de görüldüğü üzere rotor akısının α , β bileşenlerinin bilinmesine ihtiyaç vardır. Ancak rotor akısının direkt ölçümü mümkün olmadığı için hava aralığının α ve β eksenlerine yerleştirilmiş hall

sensörleri ile mıknatıslanma akısının α , β bileşenleri ölçülür. Böylece ölçülen bu bileşenler ve yine ölçülebilen bir büyüklük olan stator akımının $\alpha - \beta$ eksen takımındaki bileşenleri ile, rotor akısı elde edilebilir. Bunun için öncelikle,

$$\begin{aligned}\psi_{m\alpha} &= L_m(i_{s\alpha} + i_{r\alpha}) \\ \psi_{m\beta} &= L_m(i_{s\beta} + i_{r\beta})\end{aligned}\tag{4.19}$$

eşitliğinden $i_{r\alpha}$ ve $i_{r\beta}$ çekilerek, $\psi_{r\alpha}$ ve $\psi_{r\beta}$ ifadelerinde sırasıyla yerine konulur.

$$\begin{aligned}\psi_{r\alpha} &= \frac{L_r}{L_m}\psi_{m\alpha} - L_{lr}i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} &= \frac{L_r}{L_m}\psi_{m\beta} - L_{lr}i_{s\beta}\end{aligned}\tag{4.20}$$

Hesaplanan bu akı bileşenleri ile θ_s açısı ile birlikte rotor akısının genliği $|\psi_r|$ de bulunabilir.

$$\begin{aligned}\theta_s &= \tan^{-1}\left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}}\right) \\ |\psi_r| &= \sqrt{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2}\end{aligned}\tag{4.21}$$

Ölçülen akının genliği, akı giriş referansı ile karşılaştırılıp, PI kontrolörüne gönderilir. Şekil 4.6'de rotor akısı yönlendirmeli doğrudan vektör kontrolünün blok şeması verilmiştir. 4.6 denklemi göz önüne alınarak, rotor akısının d bileşeni yani referans rotor akısı ile aralarındaki doğrusal ilişkiden dolayı stator akımının d bileşeni kontrolör çıkışı büyüklüğü olarak kullanılabilir. Aynı şekilde 4.5 ifadesinde de stator akımının q bileşeni ile moment arasında doğrusal bir ilişki vardır. Yine bu denklem baz alınarak, ölçülen θ_s , ψ_{rd} ve $i_{sa,b,c}$ ile anlık moment değeri elde edilebilir. Bu ifade moment referans girişi ile karşılaştırılarak PI kontrolörünün girişine uygulanır. Kontrolörün çıkışı stator akımının q bileşenidir.

Hesaplanan bu stator akımının d, q bileşenleri ve θ_s değerleri ile $dq \rightarrow abc$ dönüşümü gerçekleştirilerek referans stator faz akımları elde edilir. Bu referans akımlar uygun frekans çeviricilere gönderilerek motorun statoruna uygulanması beklenen akımlar üretilir.

4.2.2. Rotor Akısı Yönlendirmeli Dolaylı Vektör Kontrolü

Dolaylı vektör kontrolünde ise θ_s değerini hesaplamak için rotorun miline yerleştirilmiş rotor konumu θ_m 'i ölçen enkoderlerden elde edilen bilgidен yararlanılır. θ_s , senkron hızda dönen rotor akısının, θ_m ise rotorun, stator a fazı eksenine göre konumunu belirttiğine göre bu iki açı arasındaki fark da senkron hız ile rotor hızı arasındaki farktan dolayı oluşan kayma hızı (ω_r)'nin integrali olmaktadır.

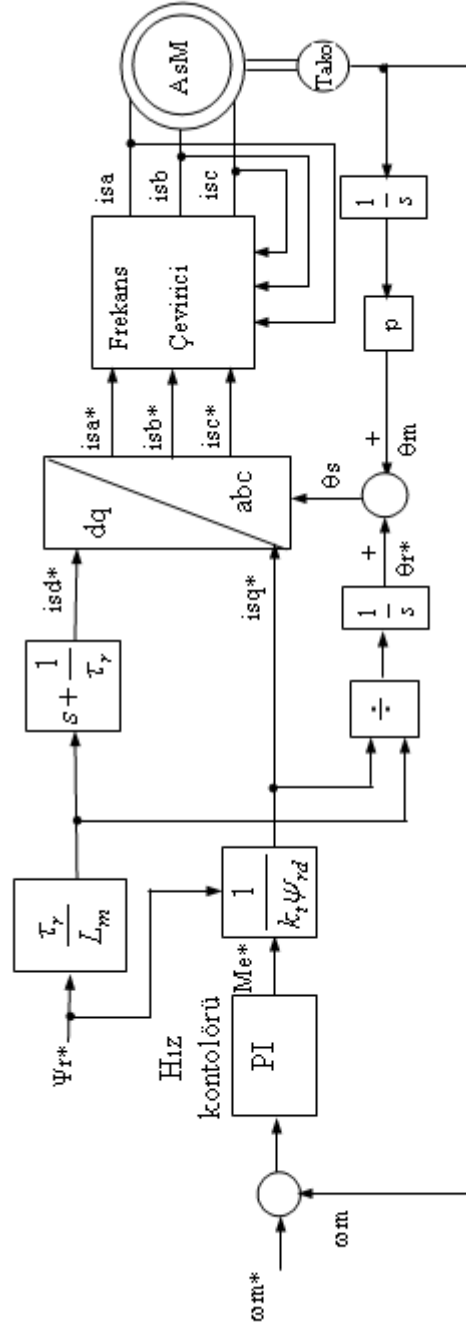
$$\theta_s = p\theta_m + \int \omega_r dt \quad (4.22)$$

Bu ifadeden de görüldüğü üzere θ_s 'nin hesaplanabilmesi için rotor konumunun ölçülmesi yeterli değildir. Rotor açısal hızının da bilinmesi gerekir. Bunun için yine bölüm 2'de çıkartılan rotor akısının q bileşeni ifadesi (2.93), değerinin sıfır olduğu varsayımıyla tekrar düzenlenecek olursa,

$$\omega_r = \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{sq}}{\lambda_{rd}} \quad (4.23)$$

gibi ω_r 'ye bağlı bir ifade elde edilir. Bu ifadede ki λ_{rd} , referans olarak girilen rotor akısına eşit olduğundan ve de i_{sq} , referans rotor akısı ve referans moment ifadesinden elde edilen akım bileşeni olduğundan, ω_r bu referans değerler ve bazı motor parametrelerine bağımlı olarak elde edilmiş olur.

Bu yöntemde doğrudan vektör kontrolünde olduğu gibi geri besleme kontrolüne gerek yoktur. Girilen moment ve akı referans değerlerini takip eden rotor açısal konum bilgisi ile motor parametrelerine bağımlı ileri besleme kontrolü yapılır. Doğrudan vektör kontrolünde olduğu gibi elde edilen d-q eksen takımındaki referans akım bileşenleri, hesaplanabilen θ_s açısı ile stator akımı a, b ve c fazı bileşenlerine dönüştürülür. Daha sonra uygun frekans çeviriciler ile ayarlanan bu akımlar motorun stator sargılarına uygulanır (Şekil 4.7).



Şekil 4.7 Rotor akısı yönlendirilmiş dolaylı vektör kontrolü

4.3. Gözlemleyici Tabanlı Yöntemler

Önceki bölümde dolaylı vektör kontrolünün motor parametrelerine bağımlı bir yöntem olduğundan bahsedilmişti. Motor hızının artmasıyla birlikte ısınan rotor sargılarının dirençleri normal şartlar altında sabit olmasına rağmen sıcaklıkla birlikte artar. Bunun yanı sıra düşük hızlarda azalan ters EMK değeri ile birlikte uygulanan gerilimin büyük çoğunluğunun üzerinde düştüğü, kontrol edilen akım büyüklüğünün oluşmasına sebep olan stator sargı direncindeki değişimler önem kazanır. Aynı zamanda doyma etkisiyle mıknatıslanma endüktansının değeri de değişir. Dolaylı vektör kontrolü uygulamalarında göz ardı edilen motor parametrelerindeki bu değişiklikler motor dinamik davranışının istenilen referans değerini takip edememesiyle sonuçlanır. Ayrıca hızı ölçmek için takometre veya enkoderler gibi boyutları ve maliyeti arttıran sensörlere ihtiyaç duyar.

Benzer problem, akı bilgisini ölçmek için imalatı sırasında makina içine yerleştirilmiş olması gereken Araştırma bobinleri veya Hall sensörlerine gereksinim duyması bakımından doğrudan vektör kontrolü yöntemi uygulamalarında da vardır. Bu nedenle motor parametrelerine bağlı olmamasına rağmen bu yöntem, her çeşit motorda uygulanabilirliği olan genel amaçlı bir sürücü için çözüm olamaz. Bütün bunların yanı sıra motorun ısınması, vibrasyonu gibi çeşitli faktörlerden etkilenen sensörler hatalı sonuçlar verebilirler. Motorun dinamik performansını azaltan bu sorunları gidermek için asenkron motor vektör kontrolü konusunda, 1990 yıllarından bu yana, sensörler yerine durum ve/veya parametre kestirimi yapan model tabanlı gözlemleyicilerin kullanıldığı çeşitli araştırmalar yapılmaktadır [22]. Karmaşık bir modele sahip olan asenkron motorların gözlemleyici modelindeki hesaplamaların süresi de uzun olacağından pratikte uygulanabilirliği ancak mikroişlemcilerden daha hızlı sayısal işaret işlemcileriyle (DSP-Digital Signal Processing) mümkün olabilmektedir.

Bu konuda yapılan araştırmaların çoğu akı ve hız kestirimi yapan aşağıdaki sıralanmış gelişmiş kontrol yöntemlerine dayanmaktadır;

- Genişletilmiş Kalman filtresi tabanlı gözlemleyici
- Genişletilmiş Leunberger gözlemleyicisi
- Model referans adaptif sistem tabanlı gözlemleyici

- Kayan kipli kontrol tabanlı gözlemleyici
- Yapay zeka tabanlı gözlemleyici

4.3.1. Genişletilmiş Kalman Filtresi Tabanlı Gözlemleyici

Kalman filtresi, gürültülü yapıya sahip bir sistemin ölçülebilen büyüklükleri ve matematiksel modelini kullanarak o sistemin durum değişkenleri ile parametrelerini kestiren bir yöntemdir. Bu gürültüler modelleme hatası, ölçmeden kaynaklanan hata ve hesaplamalar sırasında yapılan hata olabilir. Ölçülebilen büyüklükler, modeldeki diğer büyüklüklerle birlikte algoritma içersinde kestirilir. Kestirilen ve ölçülen bu büyüklükler arasındaki fark Kalman kazancı ile minimize edilerek çıkan sonuç modele geri beslenir. Kalman kazanç matrisi en küçük kareler yöntemini kullanarak kestirilen büyüklük ile ölçülen büyüklüğün ağırlıklı ortalaması olarak hesaplanır [16].

4.3.2. Genişletilmiş Leunberger Gözlemleyicisi

Bu gözlemleyici modelinde de Kalman gözlemleyicisinde olduğu gibi gözlemleyici çıkışı ile makinanın ölçülebilen büyüklükleri arasındaki fark Leunberger kazancı ile minimize edilir. Ancak bu yöntemle sistem ve ölçme gürültüleri hesaba katılarak durum kestirimi yapılmaz yani deterministik tabanlı bir modeldir. Aynı zamanda hatayı minimize eden kazanç matrisi, Kalman filtresinde olduğu gibi her kestirim sonunda güncellenmez, sabit kalır. Ölçme hatalarına duyarlı olmayacak şekilde bu gözlemleyici modelinin kutupları sistemin gerçek kutuplarından uzağa yerleştirilir [23].

4.3.3. Model Referans Adaptif Sistem (MRAS) Tabanlı Gözlemleyici

MRAS tabanlı gözlemleyicilerde, iki kestirici modelinin çıkışları karşılaştırılır. Kestirilmek istenen büyüklüğü kapsamayan kestirici modeli, asenkron motorun referans modeli olurken kestirilecek, büyüklüğü içeren diğer kestirici modeli de ayarlanabilir model olarak düşünülür. Bu iki gözlemleyici modelinin çıkışları karşılaştırılır ve daha sonra aralarındaki farktan dolayı oluşan hata sinyalini, sıfırlayacak genellikle PI tipi kontrolörün girişine verilir. Kontrolörün çıkışı kestirilecek olan büyüklük olarak kullanılır. Bilinen tüm model referanslı adaptif

sistem tekniklerinde, stator denklemleri referans modeli, rotor denklemleri ayarlanabilir modeli kurarken kullanılırlar. [24]

4.3.4. Kayan Kipli Kontrol Tabanlı Gözlemleyici

Yükteki ve sistem parametrelerindeki değişimlere duyarlı ve dayanıklı olması bakımından asenkron motor kontrolünde tercih edilen bir yöntemdir. Bu yöntemde önceden tanımlanmış faz yörüngelerini izleyecek biçimde bir referans model kurulur. Sistem, anahtarlama kontrol algoritması ile bu yörüngeleri takip eder veya bu yörüngeler üzerinde kayar. Bu yöntemin bir dezavantajı, sistem kayma yüzeyine ulaştığında oluşan süreksizlik halidir. Bu da sistemlerde çırtırtı olarak ortaya çıkar. Sistem dayanıklılığında taviz verilerek çırtırtıyı elimine eden çalışmalar yapılmaktadır [25].

4.3.5. Yapay Zeka Tabanlı Gözlemleyici

Yapay zeka tekniklerinde, geleneksel yöntemlerde olduğu gibi sistemin matematiksel modelinin bilinmesine gerek yoktur. Sistem modeli, bilinen giriş ve çıkışlara göre öğrenme süreci boyunca belirlenir. Yapay zeka tekniklerini bulanık mantık, yapay sinir ağları ve genetik algoritma olarak sınıflandırabiliriz. Bu tekniklerden birinin yetersiz olduğu durumlarda diğer teknikler ile kombine bir kontrol gerçekleştirilebilir. Bulanık mantık, 0 ile 1 arasında değerler alan fonksiyonları kullanarak parametre değişimi, nonlineerlik gibi belirsizlik problemleri olan sistemlere çözüm üretir. Geri yayılım yöntemi tabanlı yapay sinir ağları modelinin çıkışları ölçülen büyüklükler ile karşılaştırılır ve aralarındaki hatayı minimize edecek şekilde sinir ağlarındaki ağırlık katsayılar ayarlanarak tekrar geri yayılım yöntemiyle çıkış üretilir [26].

5. KALMAN GÖZLEMLEYİCİSİ İLE ASENKRON MOTOR VEKTÖR KONTROLÜ

Asenkron motor vektör kontrolünde, bazı sistem durum değişkenlerini teknik olarak ölçemediğinden veya pahalı olduklarından dolayı algılayıcılar yerine artık durum kestirimi yapan gözlemleyicilerin kullanılmaya başladığından önceki bölümde bahsetmiştik. Bunlardan Kalman Filtresi tabanlı gözlemleyici, stokastik bir yaklaşımla hem durum değişkenlerini hem de sistem parametrelerini kestirmesi bakımından tercih edilebilir. Çünkü deterministik yaklaşımla modelleme sırasında yapılan bazı varsayımların etkisiyle oluşan modelleme hataları, sistemi etkileyen bozulmalar ve hesaba katılmayan sensör hataları artık stokastik model içinde tanımlanır. Eviricideki anahtarlama stator sargılarından geçen akımın, yani sistem kontrol girişinin, dalga şekli gürültülü olduğundan asenkron motorlar stokastik yaklaşıma göre modellenmeye uygundur. Kalman Filtresi tabanlı gözlemleyiciler, doğada istatistiksel olarak bulunan bu gürültülüler ile bu akımların ölçülmesi sırasında oluşan hataları da içeren stokastik yapıda bir modeli baz aldığı için gerçeğe daha yakın durum kestirimi yapmış olurlar [3]. Bu nedenle bu çalışmada, Kalman Filtresi tabanlı gözlemleyici kullanılarak asenkron motor vektör kontrolü uygulaması yapılmıştır.

5.1. Kalman Filtresine Giriş

Tekrarlanabilir süreçlerin hepsinde olduğu gibi Kalman filtreleme algoritmasında da, o anki süreçte istenen sonucu hesaplamak için önceki tüm dataları kullanmak yerine, bir önceki süreçte elde edilen sonuç kullanılır. Böylece tüm dataları saklamaya gerek olmadığından, büyük hafızalı işlemci kullanmaya da gerek kalmaz. Ayrıca bu algoritmaya filtre denilmesinin sebebi, gürültülü datadan hataları en küçük kareler yöntemi ile minimize ederek temel datanın en iyi kestirimini elde etmeye çalışmasıdır [15]. Sistemdeki mevcut ölçümler işlenerek ilgili değişkenin anlık

değeri kestirilir. Bunu da istatistiksel olarak sistem ve ölçme gürültülerinin, sistem dinamiğinin ve ilgili değişkenin başlangıç koşullarının bilinmesiyle gerçekleştirir.

Kalman filtreleme algoritmasında sistem ve ölçme gürültülerini ifade etmek için *beyaz gürültü* kavramından yararlanılmıştır. Sistem girişinin cevap verebildiği frekans aralığı olan band genişliği içinde kalan frekanslarda, sistemde oluşan gürültünün spektral güç dağılımı genellikle sabittir [16]. Sistem açısından bakıldığında bu gürültüleri, spektral güç dağılımı tüm frekanslarda aynı olan beyaz gürültü ile ifade edebiliriz. Bu da tüm sistemi analiz edebilmek için tanımlanabilecek bir gürültü modelinin oluşturmasını sağlar.

Kalman filtresinde bu beyaz gürültüyü tanımlamak için gürültüyü meydana getiren dataların istatistiksel olarak sıfır ortalamaya sahip, gauss dağılımlı rastgele sayılar olduğu varsayımı yapılır [17]. Ayrıca sistem gürültüsü ile ölçme gürültüsünün istatistiksel olarak birbirleri ile bir ilişkisinin olmadığı da varsayılır.

$$E[\underline{w}_1(i)\underline{w}_1(j)^T] = \begin{cases} 0 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (5.1)$$

Bunun yanı sıra her bir gürültü için tanımlanan rasgele sayıların farklı süreçlerde birbirleriyle bir ilişkisi (ortak değişimi) vardır.

R ile isimlendirilen ölçme gürültü matrisinin ortak değişim matrisi,

$$E[\underline{w}_1(i)\underline{w}_1(j)^T] = \begin{cases} R & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (5.2)$$

Q ile isimlendirilen sistem gürültü matrisinin ortak değişim matrisi

$$E[\underline{w}_1(i)\underline{w}_1(j)^T] = \begin{cases} Q & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (5.3)$$

dır.

δ_{ij} : kronecker delta

Bu ifadelerde ‘ T ’ gösterimi, ifadenin matris olduğunu belirtirken, ‘ E ’, beklenen sonucu ifade etmekte kullanılan operatördür.

Kalman filtresi algoritmasının uygulanabilirliği için lineer yapıda olması gereken sistemin dinamik modeli, durum uzayı modeline göre ifade edilir [17]. Bu algoritma stokastik model tabanlı olduğu için, durum uzay modeline sistem ve ölçme gürültülerini de eklemek gerekir. Ayrıca bu tezde, asenkron motoru dijital ortamda kontrol edeceğimiz için, Kalman filtreleme algoritması ayrıklaştırılmış sistemlere uygulanabilecek şekilde düzenlenecektir. Bu durumda ayrık zamanlı lineer bir sistemin matris formundaki stokastik durum uzay modelini ifade eden durum ve çıkış denklemleri aşağıda verilmiştir.

Durum denklemi;

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + w_1(k) \quad (5.4)$$

Çıkış denklemi;

$$z(k) = Cx(k) + w_2(k) \quad (5.5)$$

A : Sistem matrisi

B : Giriş matrisi

C : Ölçüm matrisi

x : Durum vektörü

z : Ölçüm vektörü

u : Kontrol giriş vektörü

w_1 / w_2 : Sistem ve ölçme gürültü vektörleri

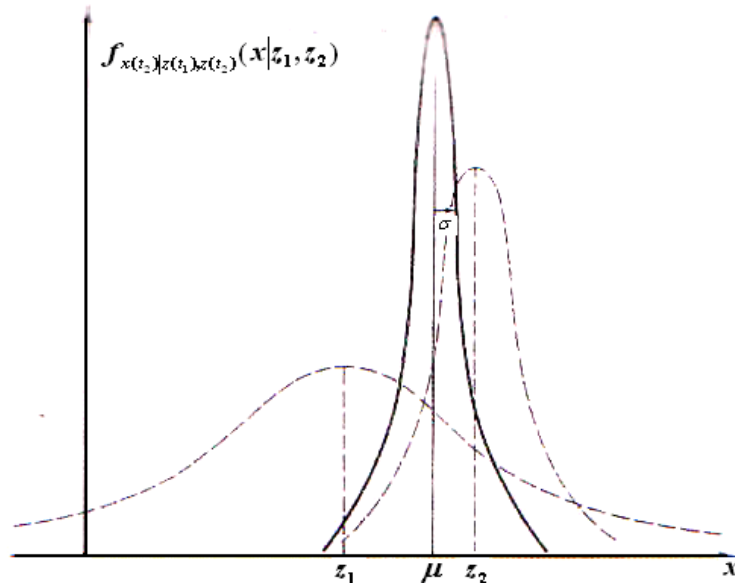
Kalman filtresi $k-1$. zamanda tahmin edilen sistem durum değişkenlerinin değeri ile hesaplanan ölçüm vektörü ile k . zamanda ölçülen $z(k)$ vektörünün ağırlıklı ortalaması alınarak bir önceki süreçte yapılan durum tahmini güncellenir.

$$\hat{x}(k) = (1 - K(k)C)\hat{x}(k|k-1) + K(k)z(k) \quad (5.6)$$

$\hat{x}(k|k-1)$: k zamanındaki durum değişkeni için k-1. süreçte yapılan durum tahmini

$\hat{x}(k)$: k sürecinde güncellenen durum kestirimi

$\hat{x}(k|k-1)$ ve $z(k)$ değişkenleri ile çarpım durumunda olan K terimi, bu değişkenlerden standart sapma değeri küçük olanın etkisini arttıracak, büyük olanın ise azaltacak şekilde belirlenir. Ölçme hatasının azalmasıyla artan ve artmasıyla azalan bu ifadeye Kalman kazancı denilir. Bu kazanç bir önceki kestirimin durum hata ortak değişimini minimize edecek şekilde hesaplanır. Şekil 5.1'de $k=1$ zamanında tahmin edilen durum değişkeninin, ölçülen durum değişkeninden daha hatalı olduğu varsayımıyla, bu değişkenlerin normal (Gauss) olasılık dağılımları ile ağırlıklı ortalamaları alınarak elde edilen normal olasılık dağılımı verilmiştir. Standart sapma değeri küçük olan Gauss dağılımı dar tepeli iken, büyük olanın daha geniş bir tepesi vardır. Böylece ölçülen değer ile bir önceki adımda kestirilen değer ağırlıklı ortalaması tüm süreç boyunca hesaplanarak optimum durum kestirimi yapılmış olur.



Şekil 5.1. z_1 ve z_2 dataları ile ağırlıklı ortalamalarının normal dağılım eğrileri

Kestirilen durumların güncellenmesi sonucunda elde edilen durum ile gerçek durum değerleri arasındaki fark, minimize edilmesi gereken hata terimini verir.

$$e(k) = x(k) - \hat{x}(k) \quad (5.7)$$

Bu algoritmada amaç hatayı minimize etmek olduğu için, bu hatanın varyansını temsil eden ortak değişim matrisi P minimize edilerek aynı sonuca varılabilir [3]. Bu noktada ortalama değerinin sıfır olduğu varsayılarak [17] hatanın ortak değişim matrisi,

$$P(k) = E[e(k)e(k)^T] = E[(x(k) - \hat{x}(k|k-1))(x(k) - \hat{x}(k|k-1))^T] \quad (5.8)$$

şeklinde ifade edilebilir. P ifadesini minimize eden K kalman kazanç matrisi, P 'nin K 'ya göre türevi alındıktan sonra sıfıra eşitlenmesiyle bulunabilir. Sonuçta,

$$K(k) = P(k|k-1)C^T (CP(k|k-1)C^T + R)^{-1} \quad (5.9)$$

elde edilir.

$P(k|k-1)$: k zamanındaki ortak değişim matrisi için $k-1$. süreçte yapılan tahmin

Bu ifadeden de görüldüğü üzere, ölçme hatasının ortak değişimi, R , artarsa K kazancı azalmaktadır. Böylece 5.6 ifadesindeki, kestirilen durum $\hat{x}(k|k-1)$ 'in ağırlığı artmaktadır. Eğer R küçük ise bu durumda ölçme matrisinin ağırlığı daha fazla olur.

Elde edilen K ifadesiyle P matrisi yeniden düzenlenirse,

$$P(k) = (I - K(k)C)P(k|k-1) \quad (5.10)$$

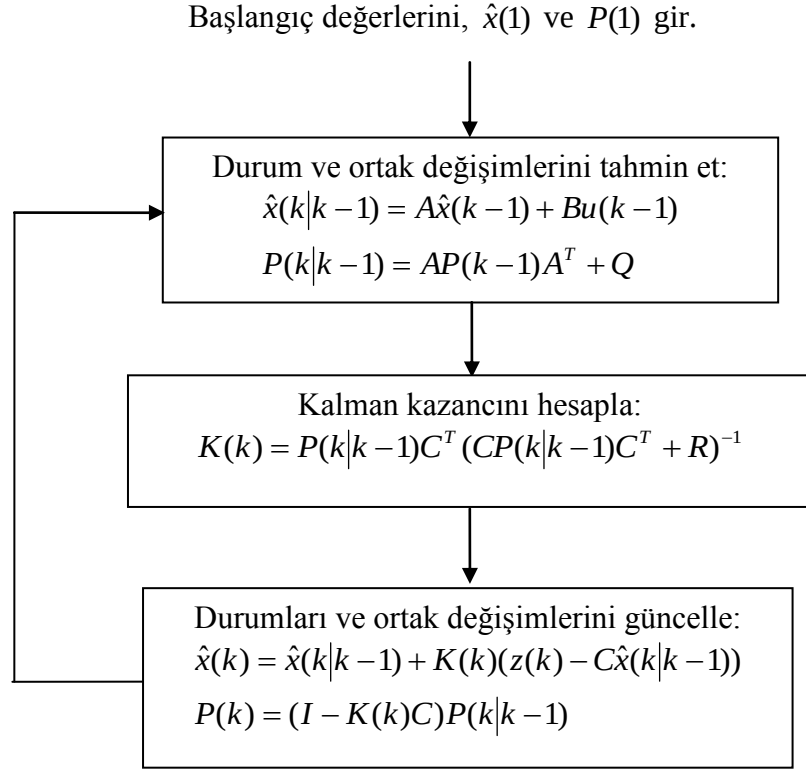
elde edilir. Bu ifadeden de görüldüğü gibi, anlık P matrisini hesaplayabilmek için bir önceki süreçte kestirilen durum değişkeni ile gerçek değer arasındaki farkın yani tahmin hatası, $e(k|k-1)$ 'nin ortak değişim matrisinin bilinmesi gerekir. Bu nedenle,

P_i^- ifadesi elde etmek için, (1) nolu denklemdeki ifade,

$$e(k|k-1) = x(k) - \hat{x}(k|k-1) \quad (5.11)$$

ifadesinde yerine konulur ve düzenlenir.

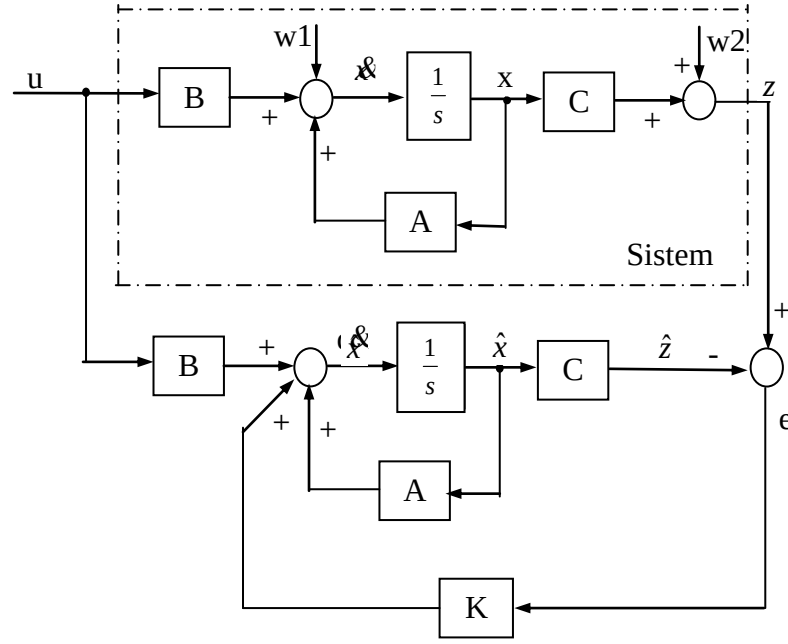
$$P(k|k-1) = E[e(k|k-1)e(k|k-1)^T] = AP(k-1)A^T + Q \quad (5.12)$$



Şekil 5.2 Kalman filtreleme algoritması

Kalman filtreleme algoritmasındaki her bir döngüde, bir önceki adımda yapılan kestirim sonuçları ile $\hat{x}(k|k-1)$ ve $P(k|k-1)$ tahminleri yapıldıktan sonra, $K(k)$ Kalman kazancı hesaplanır. Kalman kazancı, tahmin edilen durumlar ve ortak değişim matrisleri ile yapılan tahmindeki hatalar düzeltilerek durum ve durum hata kovaryans matrisinin kestirimi yapılır (Şekil 5.2).

Şekil 5.3’de Kalman filtresinin durum uzay modelinde modellenmiş bir sisteme uygulanan yapısı görülmektedir. Ölçülen gürültülü durumlar ile kestirilen durum değişkenleri arasındaki fark Kalman kazancı ile güncellenerek yeni durumlar kestirilir. $\hat{x}(k+1) = A\hat{x}(k) + Bu(k) + K(k+1)(z(k+1) - C\hat{x}(k+1|k))$



Şekil 5.3 Kalman filtresinin yapısı

5.2. Genişletilmiş Kalman Filtresi

Kalman filtreleme algoritması lineer sistemler için uygulanabilir. Bu algoritmayı doğrusal olmayan sistemlere uyarlayan Kalman filtresi çeşidine, İngilizce kısaltılmışı EKF (Extended Kalman Filter) olan Genişletilmiş Kalman Filtresi denilmektedir [3]. Doğrusal olmayan ayrık bir sistemin durum uzay modeli,

$$x_e(k+1) = f_e(x_e(k), u_e(k)) + w_{1e}(k) \quad (5.13)$$

$$z_e(k) = h_e(x_e(k), u_e(k)) + w_{2e}(k) \quad (5.14)$$

dir. Bu ifadelerdeki f ve h , lineer olmayan fonksiyonlardır. Bu yapıdaki bir modeli Kalman filtresine uygulayabilmek için; bu fonksiyonların o anki süreçte kestirilen durum değişkenleri civarında ve aynı zamanda f fonksiyonunun o anki giriş vektörü değerinde parçalı türevleri alınarak lineerleştirilir.

$$A_e(x_e(k), u_e(k)) = \left. \frac{\partial f_e(x_e(k), u_e(k))}{\partial x_e(k)} \right|_{\hat{x}_e(k), u_e(k)} \quad (5.15)$$

$$B_e(x_e(k), u_e(k)) = \frac{\partial f_e(x_e(k), u_e(k))}{\partial u_e(k)} \Big|_{\hat{x}_e(k), u_e(k)} \quad (5.16)$$

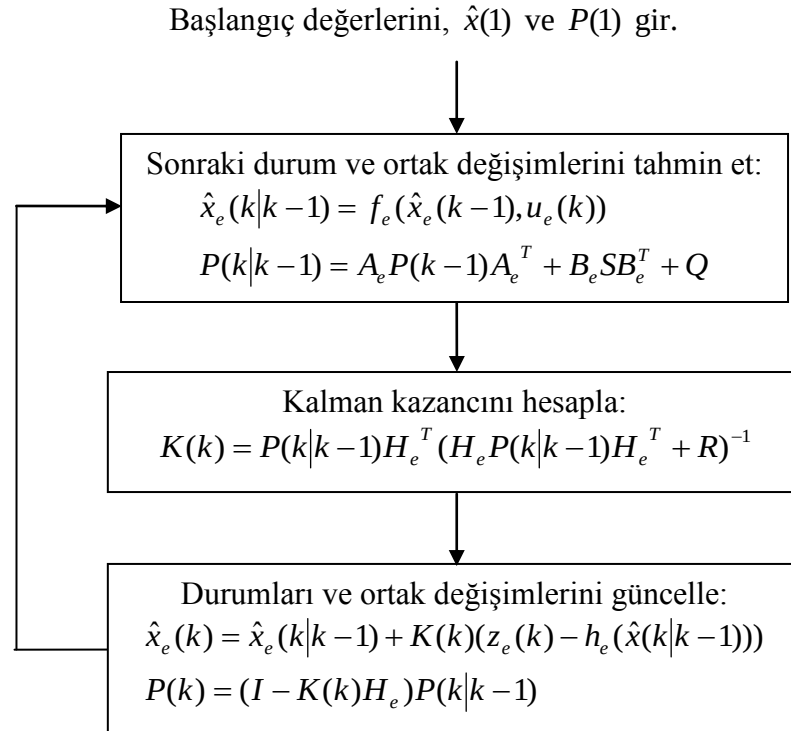
$$H_e(x_e(k), u_e(k)) = \frac{\partial h_e(x_e(k), u_e(k))}{\partial x_e(k)} \Big|_{\hat{x}_e(k), u_e(k)} \quad (5.17)$$

bu durumda lineerleştirilmiş durum uzay modeli

$$x_e(k+1) = A_e(x_e(k), u_e(k))x_e(k) + B_e(x_e(k), u_e(k))u_e(k) + w_1(k) \quad (5.18)$$

$$z_e(k) = H_e(x_e(k), u_e(k))x_e(k) + w_2(k) \quad (5.19)$$

şeklinde olur. S , giriş vektörünün ortak değişim matrisi olarak ifade edilirse Genişletilmiş Kalman algoritması Şekil 5.4 gibi olur.



Şekil 5.4 Genişletilmiş Kalman Filtreleme algoritması

5.3. Asenkron Motorlarda Genişletilmiş Kalman Filtresi ile Hız ve Akı kestirimi

Hız ve moment kontrolünün gerçekleştirilebildiği rotor akısı yönlendirmeli dolaylı vektör kontrolü, rotor akısının ve hızının algılayıcı kullanılmadan kestirilmesi durumunda, motor parametrelerine daha az bağımlı olması ve ayrıştırma işleminin daha basit olması bakımından (geçici ve kararlı durumlarda) en iyi sonucu veren vektör kontrolü yöntemi olur. Bu çalışmada sistemin donanımındaki karmaşıklığı ve maliyeti arttıran algılayıcı kullanımını azaltmak amacıyla, Kalman filtresi tabanlı gözlemleyiciler ile rotor akısı ve hız kestirimi yapılacaktır. Ancak beş durum değişkenin yanı sıra kestirilecek olan her parametre, gözlemleyici modelinin karmaşıklığını artırır [18]. Tüm durumların kestirildiği bu algoritmaya, tam dereceli genişletilmiş kalman filtreleme algoritması denilir. Karmaşık işlem içermesi, bu algoritmanın gerçek zamanlı uygulamasını kısıtlar. Bu nedenle gözlemleyici modelinin derecesinin düşürüldüğü azaltılmış dereceli Kalman algoritması kullanılarak matematiksel işlemler de azaltılmış olur.

5.3.1. Tam dereceli Genişletilmiş Kalman Filtresi ile Asenkron motor Gözlemleyici Modeli

Doğrudan vektör kontrolünde statorda birbirine dik olarak yerleştirilmiş iki akı sensörü ile ölçülen mıknatıslanma akısı bileşenleri α - β eksen takımındaki rotor akısı bileşenlerine dönüştürüldükten sonra bu bilgi kontrol sırasında kullanılır. Aynı kontrol metodunu uygulayabilmek için tasarlayacağımız Kalman gözlemleyicisi ile rotor akısının α - β eksen takımındaki bileşenleri kestirilmelidir. Bu nedenle bölüm 2’de elde ettiğimiz α - β eksen takımındaki model denklemlerini uygun durum uzayı formuna getirip, ayrıklaştırmalıyız. Amacımız rotor akısı ve hızını kestirmek olduğundan gözlemleyici modelinde bu değişkenler ile ölçülebilen stator akımları durum olarak kullanılır. Stator akımlarının ölçülebilen çıkış değişkenleri olarak seçilir. Durum değişkenlerinin, $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}, \omega_m$ olabilmesi için, bölüm 2 de elde ettiğimiz 2.66-2.73 denklemleriyle durumların türevlerini veren ifadeleri çıkarmalıyız.

Bunun için öncelikle 2.68 ve 2.69 denklemlerindeki rotor akısı ifadelerinden $i_{r\alpha}, i_{r\beta}$ ifadeleri çekilir.

$$\begin{aligned}
i_{r\alpha} &= \frac{1}{L'_r}(\psi_{r\alpha} - L_m i_{s\alpha}) \\
i_{r\beta} &= \frac{1}{L'_r}(\psi_{r\beta} - L_m i_{s\beta})
\end{aligned} \tag{5.20}$$

Bu ifadeler rotor gerilim denkleminde yerine konularak rotor akısı durum değişkenlerinin türevleri elde edilir.

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m R'_r}{L'_r} i_{s\alpha} - \frac{R'_r}{L'_r} \psi_{r\alpha} - p \omega_m \psi_{r\beta} \tag{5.21}$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m R'_r}{L'_r} i_{s\beta} - \frac{R'_r}{L'_r} \psi_{r\beta} + p \omega_m \psi_{r\alpha} \tag{5.22}$$

Ayrıca elde edilen $i_{r\alpha}$, $i_{r\beta}$ ifadeleri, 2.66 ve 2.67 bağıntılarında yerine konulup türevi alınır. Elde edilen bu ifade, 2.70 ve 2.71 denklemlerindeki stator gerilim ifadelerinde yerine konulup düzenlenerek, stator akımı durum değişkenlerinin türevleri elde edilir.

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{L_m R'_r}{\sigma L_s L_r'^2} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m p}{\sigma L_s L_r'} \omega_m \psi_{r\beta} - \left(\frac{R_s L_r'^2 + R'_r L_m^2}{\sigma L_s L_r'^2} \right) i_{s\alpha} + v_{s\alpha} \tag{5.23}$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{L_m R'_r}{\sigma L_s L_r'^2} \psi_{r\beta} - \frac{L_m p}{\sigma L_s L_r'} \omega_m \psi_{r\alpha} - \left(\frac{R_s L_r'^2 + R'_r L_m^2}{\sigma L_s L_r'^2} \right) i_{s\beta} + v_{s\beta} \tag{5.24}$$

2.74'deki moment bağıntısı da 5.20'deki elde edilen $i_{r\alpha}$, $i_{r\beta}$ ifadeleri ile yeniden düzenlenir ve mekaniksel yana ait moment ifadesine eşitlenerek, rotor açısal hız durum değişkeninin türevi çıkartılır.

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2} \frac{p}{J_L} \frac{L_m}{L_r'} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{B_L}{J_L} \omega_m - \frac{m_L}{J_L} \tag{5.25}$$

Bu ifadedeki durum değişkenleri ve m_L yük momenti dışında kalan diğer terimlerin hepsi sistem parametresidir. Bu ifadedeki durum değişkenlerini kestirilebilmesi için zamana bağlı değişken, m_L yük momentinin bilinmesi gerekir. Bu bölümün giriş kısmında da bahsedildiği gibi Kalman gözlemleyicisi ile aynı zamanda zaman içinde değişebilen parametrelerin kestirimi de yapılabilirdi. Bu yaklaşım doğrultusunda m_L yük momentini sistem parametresi gibi varsayıp, değerini bu gözlemleyici ile kestirebiliriz.

Elde ettiğimiz 5.21-5.25 bağıntılarını, genişletilmiş ayrık Kalman algoritmasına uygulayabilmek için, zamana bağlı durum değişkenlerini ayrıklaştırmak gerekir. Bunun için iki süreç arasındaki örnekleme zamanı için T ifadesi kullanıldığında, durumların türevleri,

$$\frac{d\underline{x}(t)}{dt} = \frac{\underline{x}(k+1) - \underline{x}(k)}{T}, \quad k=1,2,\dots \quad (5.26)$$

şeklini alır. Parametrelerin ayrıklaştırılmasında ise iki süreç arasındaki farkı sıfır alabiliriz. Bu işlemleri elde ettiğimiz durumların türev ifadelerinde gerçekleyelim.

$$i_{s\alpha}(k+1) = a_4 i_{s\alpha}(k) + a_5 \psi_{r\alpha}(k) + a_6 \omega_m(k) \psi_{r\beta}(k) + a_1 v_{s\alpha}(k) \quad (5.27)$$

$$i_{s\beta}(k+1) = a_4 i_{s\beta}(k) + a_5 \psi_{r\beta}(k) - a_6 \omega_m(k) \psi_{r\alpha}(k) + a_1 v_{s\beta}(k) \quad (5.28)$$

$$\psi_{r\alpha}(k+1) = a_8 i_{s\alpha}(k) + (1 - a_7) \psi_{r\alpha}(k) - a_9 \omega_m(k) \psi_{r\beta}(k) \quad (5.29)$$

$$\psi_{r\beta}(k+1) = a_8 i_{s\beta}(k) + (1 - a_7) \psi_{r\beta}(k) + a_9 \omega_m(k) \psi_{r\alpha}(k) \quad (5.30)$$

$$\omega_m(k+1) = a_{10} (\psi_{r\alpha}(k) i_{s\beta}(k) - \psi_{r\beta}(k) i_{s\alpha}(k)) + (1 - a_{12}) \omega_m(k) - a_{11} m_L(k) \quad (5.31)$$

$$m_L(k+1) = m_L(k) \quad (5.32)$$

Bu denklemlerde kullanılan katsayıların eşiti aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned}
a_1 &= T\sigma, & a_2 &= R_s a_1, & a_3 &= L_m^2 R'_r a_1 / L_r^2, \\
a_4 &= 1 - a_2 - a_3, & a_5 &= a_3 / L_m, & a_6 &= L_m p a_1 / L'_r, \\
a_7 &= TR'_r / L'_r, & a_8 &= L_m a_7, & a_9 &= p_p T, \\
a_{10} &= 1.5 p a_8 / (J_L R'_r), & a_{11} &= T / J_L, & a_{12} &= B_L a_{11}.
\end{aligned} \tag{5.33}$$

EKF algoritmasının yapısına uyması bakımından bu ifadelerle, sistem ve ölçme gürültülerini de ekleyerek matris formunda yazılacak olursa,

Durum uzay denklemi,

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k+1) \\ i_{s\beta}(k+1) \\ \psi_{r\alpha}(k+1) \\ \psi_{r\beta}(k+1) \\ \omega_m(k+1) \\ m_L(k+1) \\ \underline{x}_e(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_4 i_{s\alpha}(k) + a_5 \psi_{r\alpha}(k) + a_6 \omega_m(k) \psi_{r\beta}(k) + a_1 V_{s\alpha}(k) \\ a_4 i_{s\beta}(k) + a_5 \psi_{r\beta}(k) - a_6 \omega_m(k) \psi_{r\alpha}(k) + a_1 V_{s\beta}(k) \\ a_8 i_{s\alpha}(k) + (1 - a_7) \psi_{r\alpha}(k) - a_9 \omega_m(k) \psi_{r\beta}(k) \\ a_8 i_{s\beta}(k) + (1 - a_7) \psi_{r\beta}(k) + a_9 \omega_m(k) \psi_{r\alpha}(k) \\ a_{10} (\psi_{r\alpha}(k) i_{s\beta}(k) - \psi_{r\beta}(k) i_{s\alpha}(k)) + (1 - a_{12}) \omega_m(k) - a_{11} m_L(k) \\ m_L(k) \\ \underline{f}_e(\underline{x}_e(k), \underline{u}_e(k)) \end{bmatrix} + \underline{w}_{1e}(k) \tag{5.34}$$

Çıkış uzay denklemi,

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \psi_{r\alpha}(k) \\ \psi_{r\beta}(k) \\ \omega_m(k) \\ m_L(k) \\ \underline{z}_e(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \psi_{r\alpha}(k) \\ \psi_{r\beta}(k) \\ \omega_m(k) \\ m_L(k) \\ \underline{x}_e(k) \end{bmatrix} + \underline{w}_2(k) \tag{5.35}$$

şeklinde olur. Görüldüğü üzere kurulan bu modelde $\underline{H}_e$ zaten lineer bir matristir. Lineer olmayan $\underline{f}_e$ matrisinin lineerleştirilmesi için ise kestirilen durumlara göre türevinin alındığı, 5.15 ve 5.16'daki $\underline{A}_e$ ve $\underline{B}_e$ matrisleri elde edilmelidir. Bu durumda GKF tabanlı gözlemleyicinin lineerleştirilmiş durum uzay modeli aşağıdaki gibi olur.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k+1) \\ i_{s\beta}(k+1) \\ \psi_{r\alpha}(k+1) \\ \psi_{r\beta}(k+1) \\ \omega_m(k+1) \\ m(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_4 & 0 & a_5 & a_6\omega_m(k) & a_6\psi_{r\beta}(k) & 0 \\ 0 & a_4 & -a_6\omega_m(k) & a_5 & -a_6\psi_{r\alpha}(k) & 0 \\ a_8 & 0 & 1-a_7 & -a_9\omega_m(k) & -a_9\psi_{r\beta}(k) & 0 \\ 0 & a_8 & a_9\omega_m(k) & 1-a_7 & a_9\psi_{r\alpha}(k) & 0 \\ -a_{10}\psi_{r\beta}(k) & a_{10}\psi_{r\alpha}(k) & a_{10}i_{s\beta}(k) & -a_{10}i_{s\alpha}(k) & 1-a_{12} & -a_{11} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \psi_{r\alpha}(k) \\ \psi_{r\beta}(k) \\ \omega_m(k) \\ m(k) \end{bmatrix} \\
\underline{x}_e(k+1) &= \underline{A}_e(\underline{x}_e(k)) + \underline{B}_e \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ u_e(k) \end{bmatrix} + \underline{w}_{1e}(k)
\end{aligned} \tag{5.36}$$

5.3.2. Azaltılmış dereceli Genişletilmiş Kalman Filtresi ile Asenkron motor Gözlemleyici Modeli

Elde edilen bu modeldeki hesaplama karmaşıklığı, işlem süresini uzatacağından bu algoritmayı işleyecek işlemcinin çok hızlı olması gerekir. Bu işlem fazlalığını azaltmak için azaltılmış dereceli Genişletilmiş Kalman Filtresi algoritması geliştirilmiştir [19].

Bu algoritmada zaten ölçülen durum olan stator akımın bileşenleri ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$) kestirilmek yerine ölçüm sonucunda elde edilen değerleri kullanılır. Bunun için stator akım bileşenlerini ifadelerini durum uzay denkleminde ayırıp, ölçülebilen tüm durumlar ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}$) eşitliğin sol tarafına toplanıp yeni çıkış uzay denklemini elde edilir.

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k+1) - a_4 I_{s\alpha}(k) - a_1 V_{s\alpha}(k) \\ I_{s\beta}(k+1) - a_4 I_{s\beta}(k) - a_1 V_{s\beta}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_5 \psi_{r\alpha}(k) + a_6 \omega_m(k) \psi_{r\beta}(k) \\ a_5 \psi_{r\beta}(k) - a_6 \omega_m(k) \psi_{r\alpha}(k) \end{bmatrix} + \underline{w}_2(k) \tag{5.37}$$

$\underline{Z}_r(k)$ $\underline{h}_r(\underline{x}_r(k))$

5.3.1’de de anlatıldığı üzere ω_m durum değişkeninin kestirilebilmesi için m_L yük momentinin de bilinmesi gerekir. Bu noktada iki çözüm üretilebilir. Birincisi, işlem

sayısını azaltmak amacıyla, Kalman Algoritmasının yapısına uyması bakımından, w_m durum değişkenini sistem parametresi olarak varsaymak, [18] ikincisi ise, ω_m durum değişkeninin türevini veren 5.25 ifadesindeki bilinmeyen m_L yük momentini parametre olarak varsayarak algoritmayı [20] geliştirmektedir. Sistem hızını fiziksel olarak tanımlayan bir ifadeyi yok sayarak geliştiren birinci algoritma ile işlem fazlalığının ikinciye nazaran biraz daha fazla olduğu ancak hızın matematiksel bilgisinin elde edildiği ikinci algoritmanın performanslarını karşılaştırmak amacıyla bu iki yaklaşım için gözlemleyici modelini kuralım.

5.3.2.1. Hızın Durum olarak varsayıldığı yaklaşım ile EKF Tabanlı Gözlemleyici Modeli

Durum uzay denklemindeki akım ifadeleri çıkış denklemini oluşturmak amacıyla ifadeden çıkarıldığından, durum denkleminde $\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}, \omega_m, m_L$ durumları kalır. Çıkış denkleminde kullanılan giriş vektörü ise artık $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ olur. Bunlar göz önüne alındığında yeni durum uzay denklemi şu şekilde olur.

$$\begin{bmatrix} \psi_{r\alpha}(k+1) \\ \psi_{r\beta}(k+1) \\ \omega_m(k+1) \\ m_L(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_8 I_{s\alpha}(k) + (1-a_7)\psi_{r\alpha}(k) - a_9 \omega_m(k) \psi_{r\beta}(k) \\ a_8 I_{s\beta}(k) + (1-a_7)\psi_{r\beta}(k) + a_9 \omega_m(k) \psi_{r\alpha}(k) \\ a_{10}(\psi_{r\alpha}(k)I_{s\beta}(k) - \psi_{r\beta}(k)I_{s\alpha}(k)) + (1-a_{12})\omega_m(k) - a_{11}m_L(k) \\ m_b(k) \end{bmatrix} + \underline{w}_{1r}(k)$$

$$\begin{matrix} \underline{x}_r(k+1) & \underline{f}_r(\underline{x}_r(k), \underline{u}_r(k)) \end{matrix} \quad (5.38)$$

Bu ifadedeki lineer olmayan $\underline{f}_r$ matrisi ve 5.37'deki $\underline{h}_r$ matrisini lineerleştirmek için yine kestirilen durumlara göre türevleri alınır.

$$\underline{A}_r(\underline{x}_r(k), \underline{u}_r(k)) = \frac{\partial \underline{f}_r(\underline{x}_r(k), \underline{u}_r(k))}{\partial \underline{x}_r(k)} \bigg|_{\hat{\underline{x}}_r(k), \underline{u}_r(k)} \quad (5.39)$$

$$\underline{B}_r(\underline{x}_r(k), \underline{u}_r(k)) = \frac{\partial \underline{f}_r(\underline{x}_r(k), \underline{u}_r(k))}{\partial \underline{u}_r(k)} \bigg|_{\hat{\underline{x}}_r(k), \underline{u}_r(k)} \quad (5.40)$$

$$\underline{H}_r(\underline{x}_r(k), \underline{u}_r(k)) = \frac{\partial \underline{h}_r(\underline{x}_r(k))}{\partial \underline{x}_r(k)} \Big|_{\hat{\underline{x}}_r(k), \underline{u}_r(k)} \quad (5.41)$$

$$\underline{x}_r(k) = [\psi_{r\alpha}(k) \quad \psi_{r\beta}(k) \quad \omega_m(k) \quad m_L(k)]^T \quad (5.42)$$

$$\underline{u}_r(k) = [I_{s\alpha}(k) \quad I_{s\beta}(k)]^T \quad (5.43)$$

Bu ifadeler kullanılarak durum ve çıkış uzay denklemleri yeniden düzenlenirse,

durum uzay denklemi,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha}(k+1) \\ \psi_{r\beta}(k+1) \\ \omega_m(k+1) \\ m_L(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1-a_7 & -a_9\omega_m(k) & -a_9\psi_{r\beta}(k) & 0 \\ a_9\omega_m(k) & 1-a_7 & a_9\psi_{r\alpha}(k) & 0 \\ a_{10}I_{s\beta}(k) & -a_{10}I_{s\alpha}(k) & 1-a_{12} & -a_{11} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha}(k) \\ \psi_{r\beta}(k) \\ \omega_m(k) \\ m_L(k) \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} a_8 & 0 \\ 0 & a_8 \\ -a_{10}\psi_{r\beta}(k) & a_{10}\psi_{r\alpha}(k) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k) \\ I_{s\beta}(k) \end{bmatrix} + \underline{w}_{1r}(k) \end{aligned} \quad (5.44)$$

çıkış uzay denklemi,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k+1) - a_4I_{s\alpha}(k) - a_1V_{s\alpha}(k) \\ I_{s\beta}(k+1) - a_4I_{s\beta}(k) - a_1V_{s\beta}(k) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_5 & a_6\omega_m(k) & a_6\psi_{r\beta}(k) & 0 \\ -a_6\omega_m(k) & a_5 & -a_6\psi_{r\alpha}(k) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha}(k) \\ \psi_{r\beta}(k) \\ \omega_m(k) \\ m_L(k) \end{bmatrix} \\ &\quad + \underline{w}_{2r}(k) \end{aligned} \quad (5.45)$$

olur.

5.3.2.2. Hızın Parametre olarak varsayıldığı yaklaşım ile EKF Tabanlı Gözlemleyici Modeli

Hızın parametre olarak varsayıldığı bu yaklaşımda durum uzay denklemi şu şekilde olur.

$$\begin{bmatrix} \psi_{r\alpha}(k+1) \\ \psi_{r\beta}(k+1) \\ \omega_m(k+1) \\ \underline{x}_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_8 I_{s\alpha}(k) + (1-a_7)\psi_{r\alpha}(k) - a_9 \omega_m(k) \psi_{r\beta}(k) \\ a_8 I_{s\beta}(k) + (1-a_7)\psi_{r\beta}(k) + a_9 \omega_m(k) \psi_{r\alpha}(k) \\ \omega_m(k) \\ \underline{f}_r(\underline{x}_r(k), \underline{u}_r(k)) \end{bmatrix} + \underline{w}_{1r}(k) \quad (5.46)$$

Bu denklem ve çıkış denklemi kestirilen durumlar civarında lineerleştirilirse,

durum uzay denklemi,

$$\begin{bmatrix} \psi_{r\alpha}(k+1) \\ \psi_{r\beta}(k+1) \\ \omega_m(k+1) \\ \underline{x}_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-a_7 & -a_9 \omega_m(k) & -a_9 \psi_{r\beta}(k) \\ a_9 \omega_m(k) & 1-a_7 & a_9 \psi_{r\alpha}(k) \\ 0 & 0 & 1 \\ \underline{A}_r(\underline{x}_r(k)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha}(k) \\ \psi_{r\beta}(k) \\ \omega_m(k) \\ \underline{x}_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_8 & 0 \\ 0 & a_8 \\ 0 & 0 \\ \underline{B}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k) \\ I_{s\beta}(k) \\ \underline{u}_r(k) \end{bmatrix} + \underline{w}_{1r}(k) \quad (5.47)$$

çıkış uzay denklemi,

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k+1) - a_4 I_{s\alpha}(k) - a_1 V_{s\alpha}(k) \\ I_{s\beta}(k+1) - a_4 I_{s\beta}(k) - a_1 V_{s\beta}(k) \\ \underline{Z}_r(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_5 & a_6 \omega_m(k) & a_6 \psi_{r\beta}(k) \\ -a_6 \omega_m(k) & a_5 & a_6 \psi_{r\alpha}(k) \\ \underline{H}_r(\underline{x}_r(k)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha}(k) \\ \psi_{r\beta}(k) \\ \omega_m(k) \\ \underline{x}_r(k) \end{bmatrix} + \underline{w}_{2r}(k) \quad (5.48)$$

olur.

5.3.2.3. Sayısal Benzetim Sonuçları

Rotor akısının, rotor hızının ve rotor akısının duran eksen takımına göre pozisyonunun kestirildiği azaltılmış dereceli Genişletilmiş Kalman Filtresi tabanlı bu iki algoritmanın başarımlarının karşılaştırılması amacıyla Matlab ortamında sayısal benzetimleri yapılmıştır. Bu yöntemlerin uygulandığı asenkron motorun anma

değerleri Ek A’de, algoritmaların yazıldığı Matlab m-File uygulamaları Ek B ve Ek C’de, Matlab-Simulink şeması Ek D’de verilmiştir.

Şekil 5.4’de verilen kalman filtreleme algoritmasının yazılabilmesi için öncelikle başlangıç koşulları ve gerekli sistem ortak değişim matrislerinin belirlenmesi gerekir. Ortak değişim matrislerin değerleri, deneme yanılma yöntemiyle algoritmanın sonuçlarını iyileştirecek şekilde belirlenir. Bir gürültü veya hatanın farklı zamanlardaki değerleri ile diğer gürültü veya hatalar arasında istatistiksel olarak bir ilişki olmadığı varsayıldığı için, bu matrisler köşegensel matrislerdir. Durum hata ortak değişim matrisinin köşegenindeki değerler olabilecek hatanın karesi alınarak bulunabilir. Bu nedenle durum denklemlerinin başlangıçtaki değerlerinin sıfır olduğu varsayılmıştır. Sistem ve ölçme gürültüleri ile durum hatalarının başlangıçtaki ortak değişim matrislerinin köşegen değerleri, sırasıyla yaklaşık olarak tahmin edilecek sistem ve ölçme gürültüleri ile durum hatalarının karesi şeklinde olacaktır [21].

Hızın durum olarak varsayıldığı yaklaşım ile tasarlanan algoritmadaki ortak değişim matrislerinin başlangıç değerleri,

$$P(1) = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10 \end{bmatrix} \quad (5.49)$$

$$Q = \begin{bmatrix} 10^{-12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-12} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-5} \end{bmatrix} \quad (5.50)$$

$$R = \begin{bmatrix} 10^{-8} & 0 \\ 0 & 10^{-8} \end{bmatrix} \quad (5.51)$$

$$S = \begin{bmatrix} 10^{-5} & 0 \\ 0 & 10^{-5} \end{bmatrix} \quad (5.52)$$

Hızın parametre olarak varsayıldığı yaklaşım ile tasarlanan algoritmadaki ortak değişim matrislerinin başlangıç değerleri,

$$P(1) = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 10 \end{bmatrix} \quad (5.53)$$

$$Q = \begin{bmatrix} 10^{-11} & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-11} & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-5} \end{bmatrix} \quad (5.54)$$

$$R = \begin{bmatrix} 10^{-8} & 0 \\ 0 & 10^{-8} \end{bmatrix} \quad (5.55)$$

$$S = \begin{bmatrix} 10^{-5} & 0 \\ 0 & 10^{-5} \end{bmatrix} \quad (5.56)$$

Bu ifadelerin yardımıyla her döngüde aşağıdaki denklemler hesaplanıp, tüm kestirilen ve gerçek durum değişkenlerinin zamana göre değişimlerini gösteren şekilleri elde edebilmek için algoritmada her bir durum birer diziye atanmıştır (Ek B-Ek C).

$$N = Ar * P * Ar^T + Br * S * Br^T + Q \quad (5.57)$$

$$P = (I - N * Hr^T * (Hr * N * Hr^T + R)^{-1} * Hr) * N \quad (5.58)$$

$$Xr = fr + P * Hr^T * R^{-1} * (Zr - hr) \quad (5.59)$$

Her iki algoritmada örnekleme zamanı 100 µs olarak seçilmiştir. Sistem gürültülerinin beyaz gürültü özelliğinde olması nedeniyle gürültülerin genliği, aralığı 0 ile 1 arasında olan rasgele sayılar ile çarpılmıştır. Ayrıca stator gerilim işaretlerine de sensörlerden gelen farklı genlikteki gürültülü bilgiyi eklemek için belirlenen sabit genlikli gürültü rasgele sayılar ile çarpılmıştır.

Farklı durumlardaki değişimleri izleyebilmek için algoritma her biri birer saniyelik 6 farklı zaman dilimi için yazılmıştır. Buna ilişkin şekil, Şekil 5.5’de verilmiştir. İlk

dilimde, başlangıçta yük momenti sıfır olan motor birden basamak şeklinde bir yük ile yüklenmektedir. İkinci 1sn'lik zaman diliminde yük momenti birden sıfıra düşürülüyor. Üçüncü zaman diliminde ise motor yüksüz durumda dönerken birden ters yönde dönmeye başlıyor. 3. ile 4. sn'ler arasında motor ters yönde dönerken anma yükünde yükleniyor. Değişen parametrelere karşı sistem cevabını gözlemleyebilmek için, motor anma yük değerinde yüklüken ve ters yönde dönerken 4. ile 5. sn'ler arasında stator direnci, anma değerinin 1,4 katına, 5. ile 6. sn'ler arasında ise rotor direnci, anma değerinin 1,5 katına çıkartılıyor.

Motor parametreleri ile motor modeli kurularak gerçek durum değişkenleri hesaplanmıştır. Daha sonra bilinen motor parametreleri ile gözlemleyici modeli kurulup durum değişkenleri ve/veya sistem parametreleri kestirilmiştir. Hızın durum olarak varsayıldığı algoritmada, B_L , yük sürtünme katsayısının bilinmediği yani sıfır olduğu düşünülerek yük momentine ek olarak $B_L \omega_m$ çarpımı da kestirilmiştir [20]. Bu durumda anlık yük momenti,

$$m_L = m_e - J_L \frac{d\omega_m}{dt} - B_L \omega_m \quad (5.60)$$

olurken, kestirilen değer,

$$\hat{m}_L = m_e - J_L \frac{d\omega_m}{dt} \quad (5.61)$$

olacaktır. Bu durumda kestirilen değer ile anlık yük momenti arasında, o anda kestirilen hız ile motorun gerçek sürtünme katsayısının çarpımını verecek şekilde fark oluşacaktır.

$$\hat{m}_L - m_L = B_L \hat{\omega}_m \quad (5.62)$$

Öncelikle her iki simülasyon çalışmasında aynı olan gerçek hız, gerçek rotor akısı ve gerçek yük momenti grafiklerinin zamana bağlı değişimleri Şekil 5.6-5.8'da verilmiştir. ω_m 'nin durum olarak varsayıldığı gözlemleyici modelinin simülasyon sonuçlarında gerçek büyüklükler ile kestirilen büyüklükler arasındaki fark grafikleri

Şekil 5.9-5.11’da, kestirilen büyüklüklerin grafikleri ise Şekil 5.12-5.14’de verilmiştir. ω_m ’nin parametre olarak varsayıldığı gözlemleyici modelinin simülasyon sonuçlarında ise gerçek büyüklükler ile kestirilen büyüklükler arasındaki fark grafikleri Şekil 5.15-5.16’da, kestirilen büyüklüklerin grafikleri ise Şekil 5.17-5.18’de verilmiştir .

Simülasyon analizi,

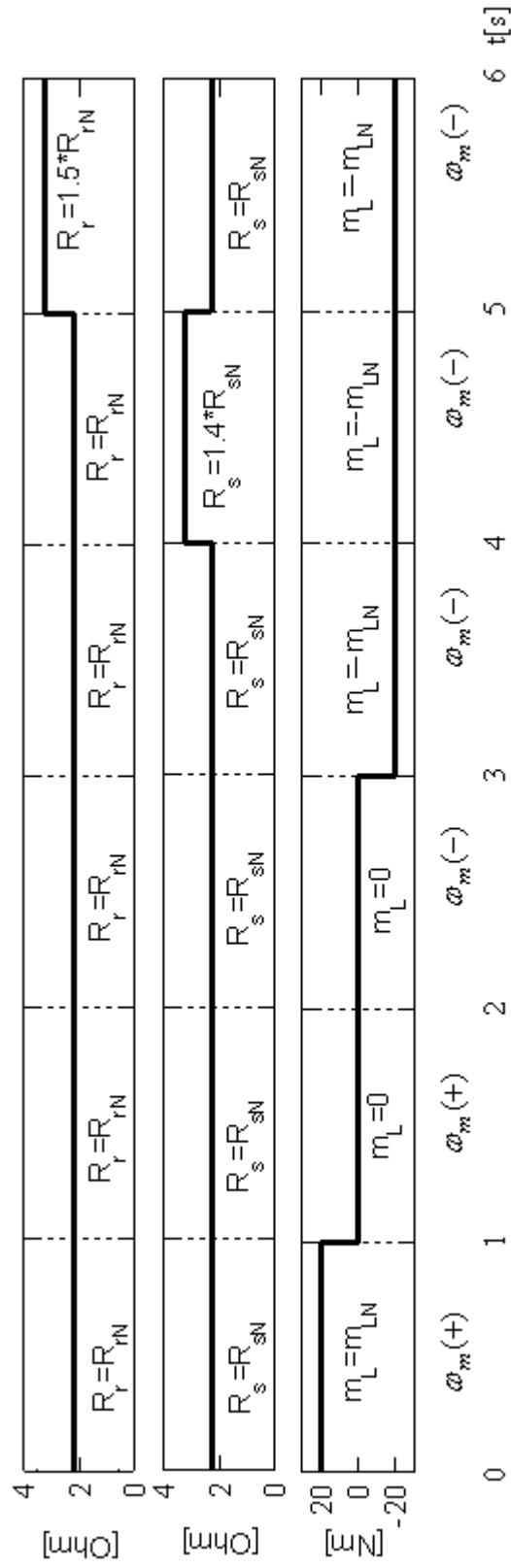
- Genel olarak başlangıç değerlerinin sıfır alındığı her iki yaklaşım sonucunda kestirilen durum değişkenleri, gerçek durum değişkenlerine yakın çıkmıştır. Ancak hızın parametre olarak varsayıldığı yaklaşımda yük, direnç ve hız değişimlerinde oluşan hatalar çok daha büyük olmakla birlikte sistemin kararlı hal cevabının çok daha uzun sürede gerçekleştiği gözlenmiştir.

- 4. ve 6. sn’ler arasında motor anma yükünde yüklü iken, kestirilmeyen parametrelerden stator direnci ile rotor direncinde yapılan değişimler kestirim hatalarının oluşmasına neden olmuştur. Bu nedenle motorun ısınması ve vibrasyonu gibi sebeplerle değişebilecek olan bu parametrelerden özellikle rotor direnci daha fazla kestirim hatasına neden olduğu için, gözlemleyici modelinde kestirilmelidir.

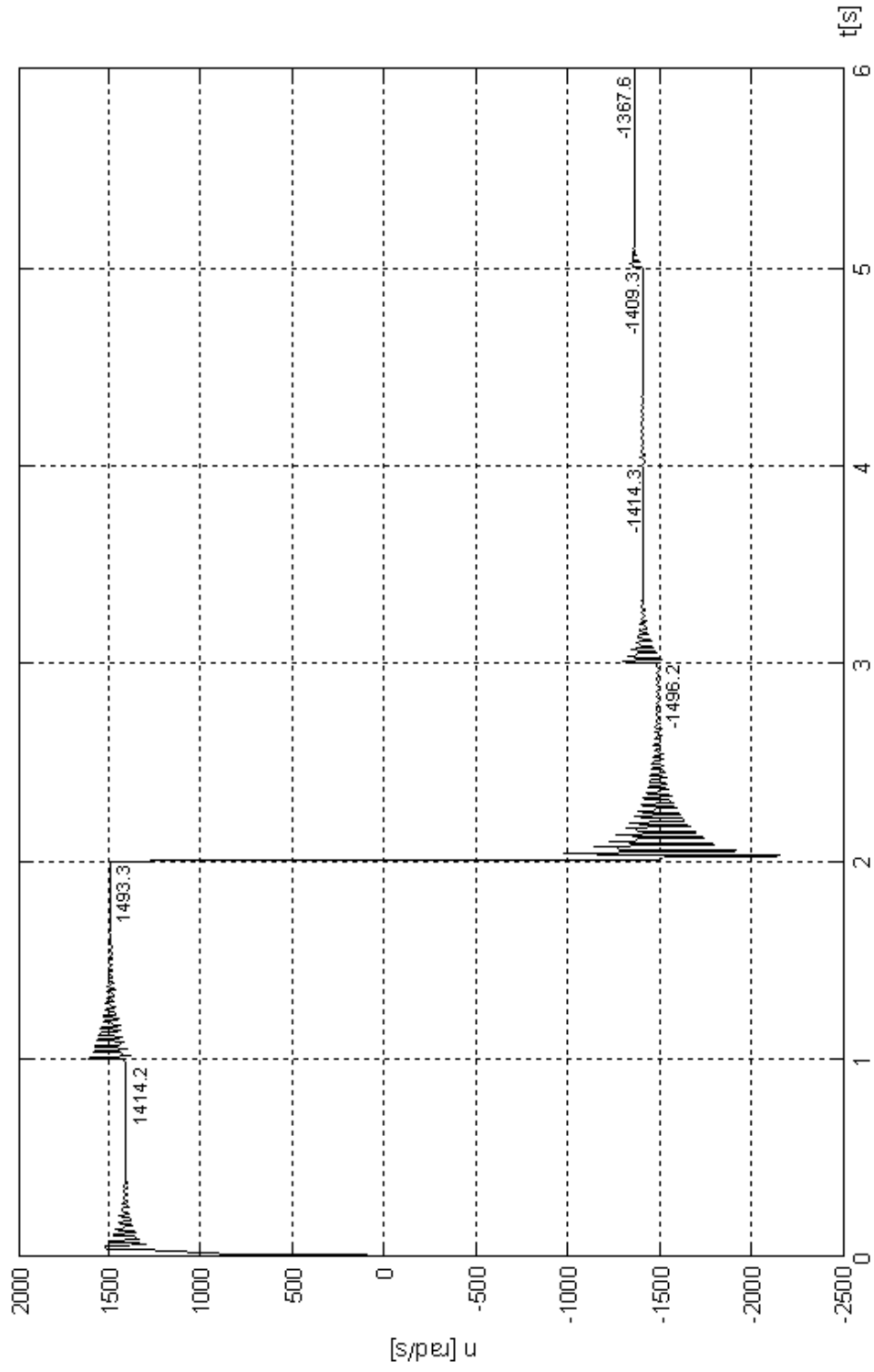
- Hızın durum olarak varsayıldığı algoritmada parametre olarak düşünülen yük momentindeki basamak şeklindeki değişimlerde dahi, yük momenti oldukça hızlı bir şekilde bu değişimlere cevap verebilmektedir. Aynı zamanda motor yönündeki anlık değişimden diğer algoritmaya göre çok daha az hata oluşturacak şekilde etkilenmektedir.

- Yükün sürtünme katsayısı, bilinmeyen motor parametresi olarak düşünüldüğünden, anma yükünde kestirilen yük momenti değeri aslında gerçek yük momenti ile birlikte o anki rotor açısal hızının viskoz sürtünme katsayısı ile çarpımına karşı düşmektedir. Örneğin, $t=1\text{sn}$ ’deki kestirilen yük momenti ifadesi 20 Nm olması gerekirken aşağıdaki gibi olmuştur.

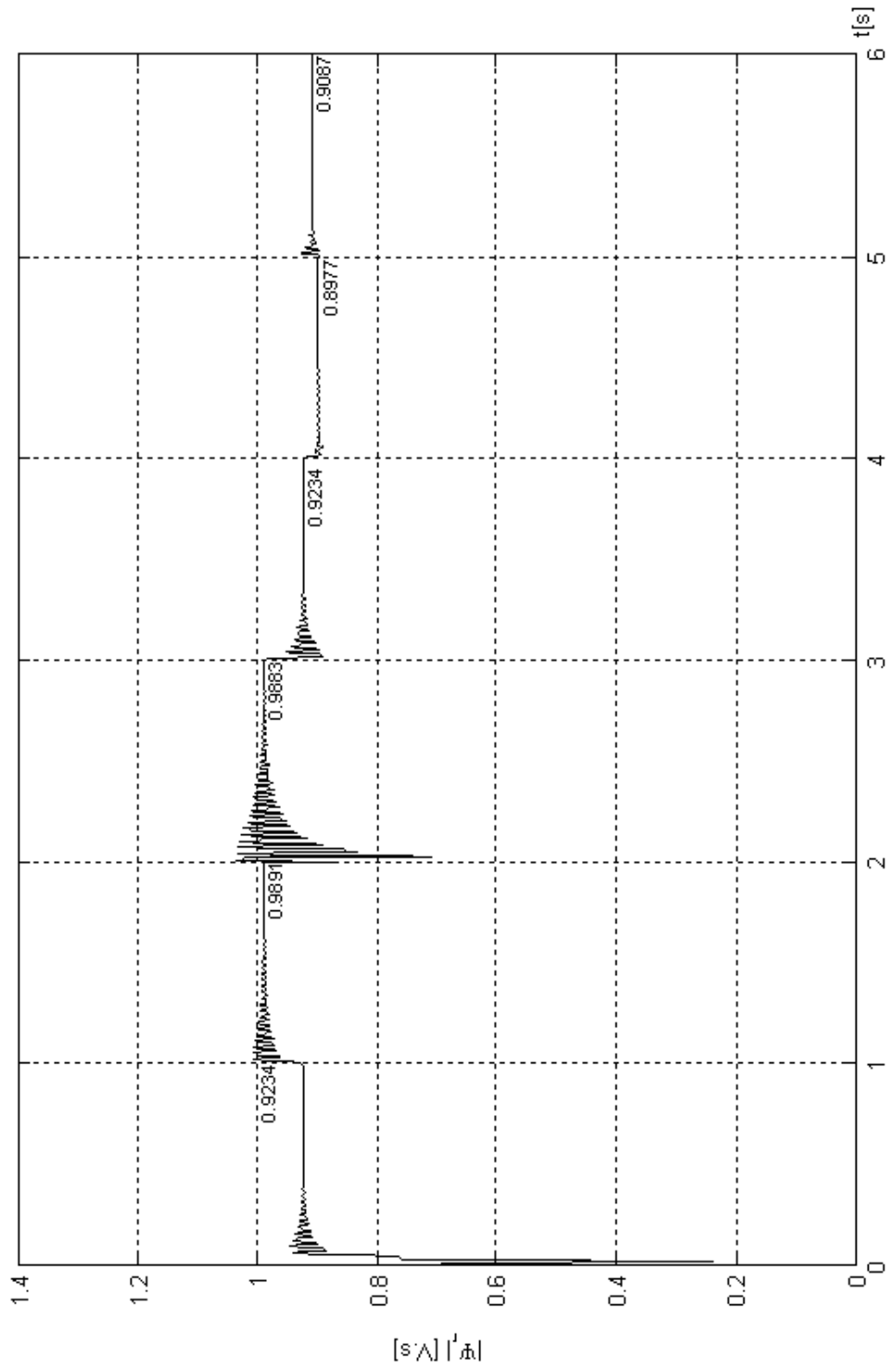
$$\begin{aligned}\hat{t}_L(1) &= t_L(1) + B_L \hat{\omega}_m(1) \\ &= 20 + 0,01 \times 148,0936 = 21,480936[Nm]\end{aligned}\tag{5.63}$$



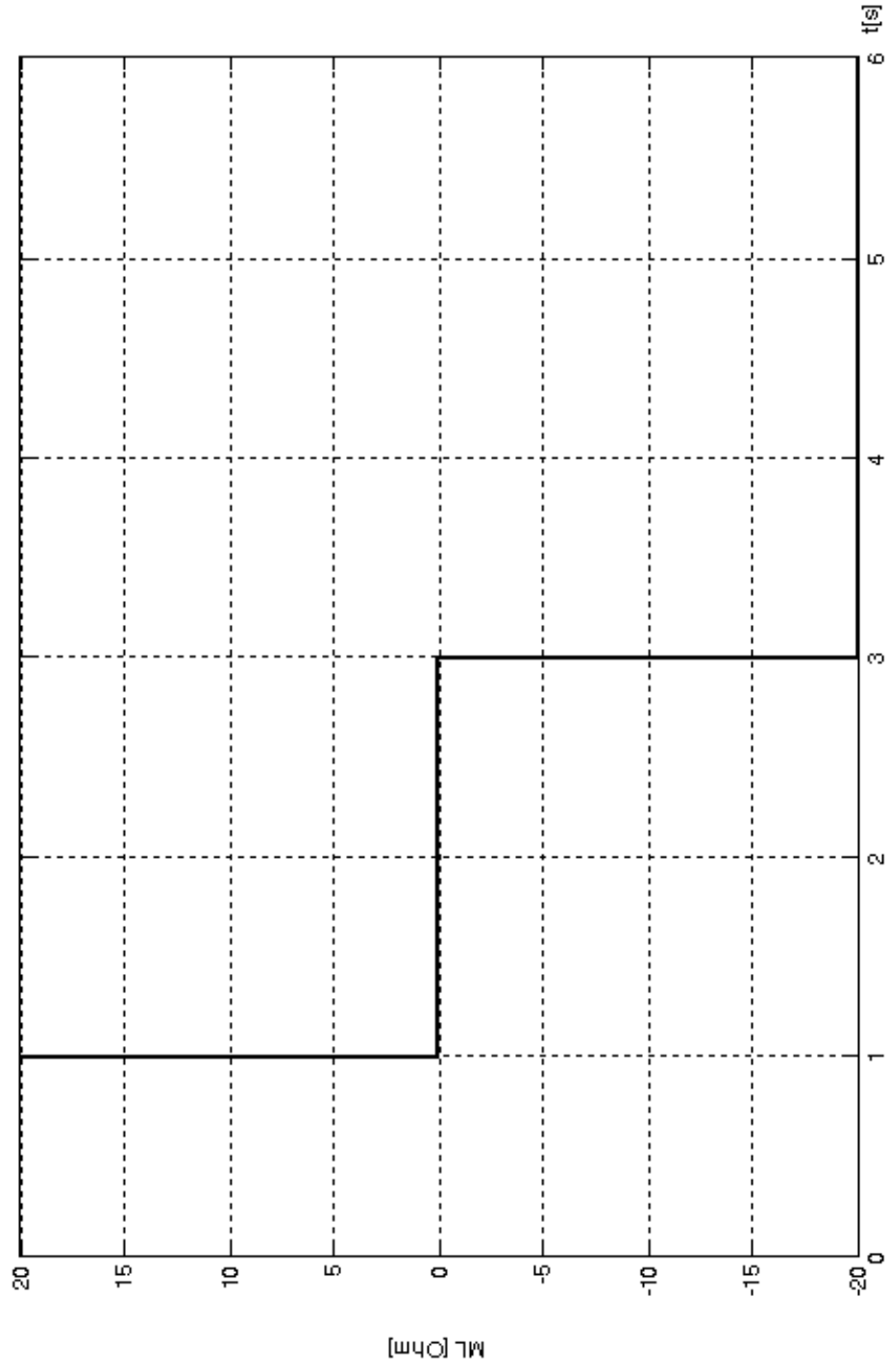
Şekil 5.5. Başarım testi için R_s , R_y ve m_L değişimlerinin grafikleri



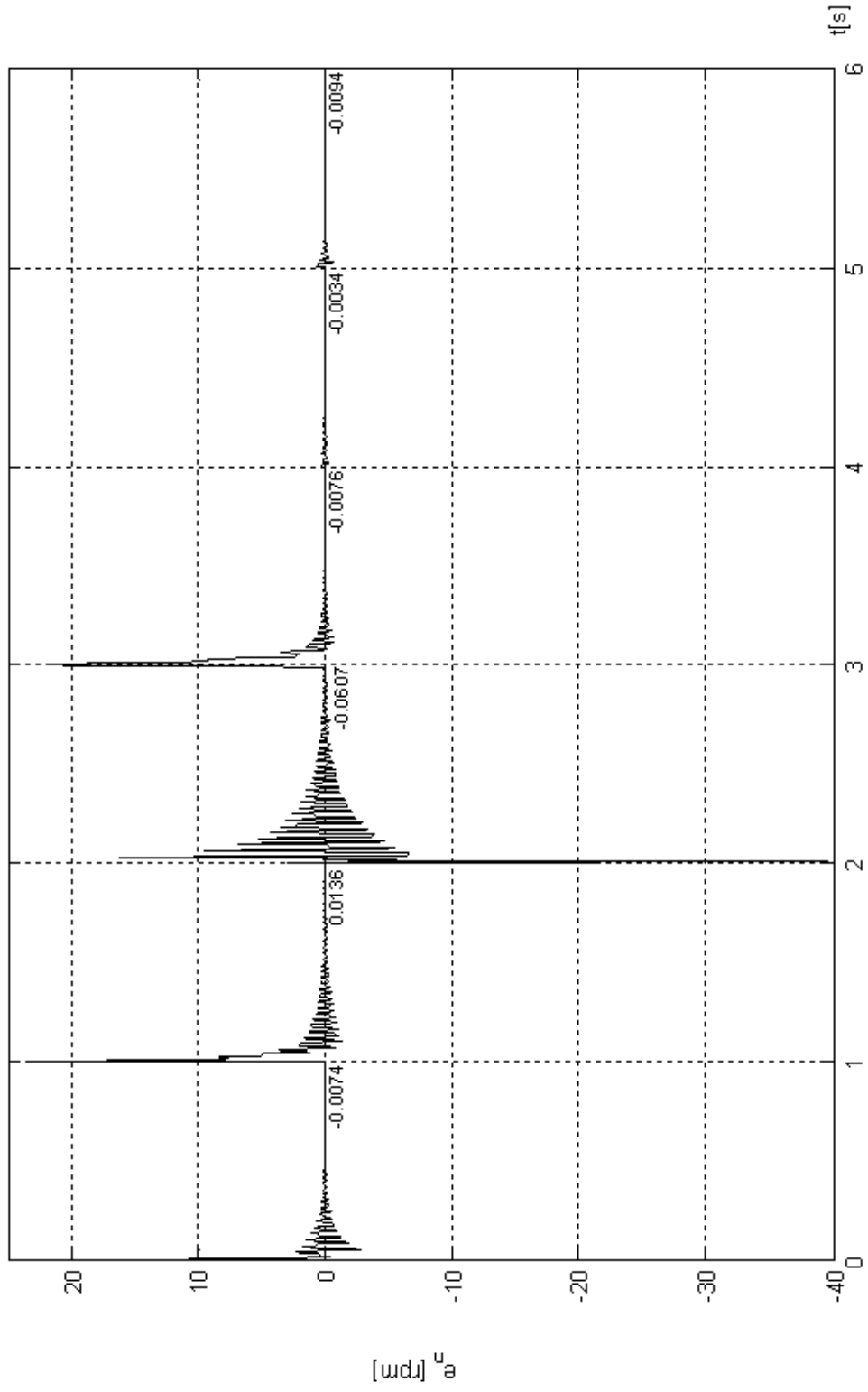
Şekil 5.6 Gerçek hız–zaman grafiği



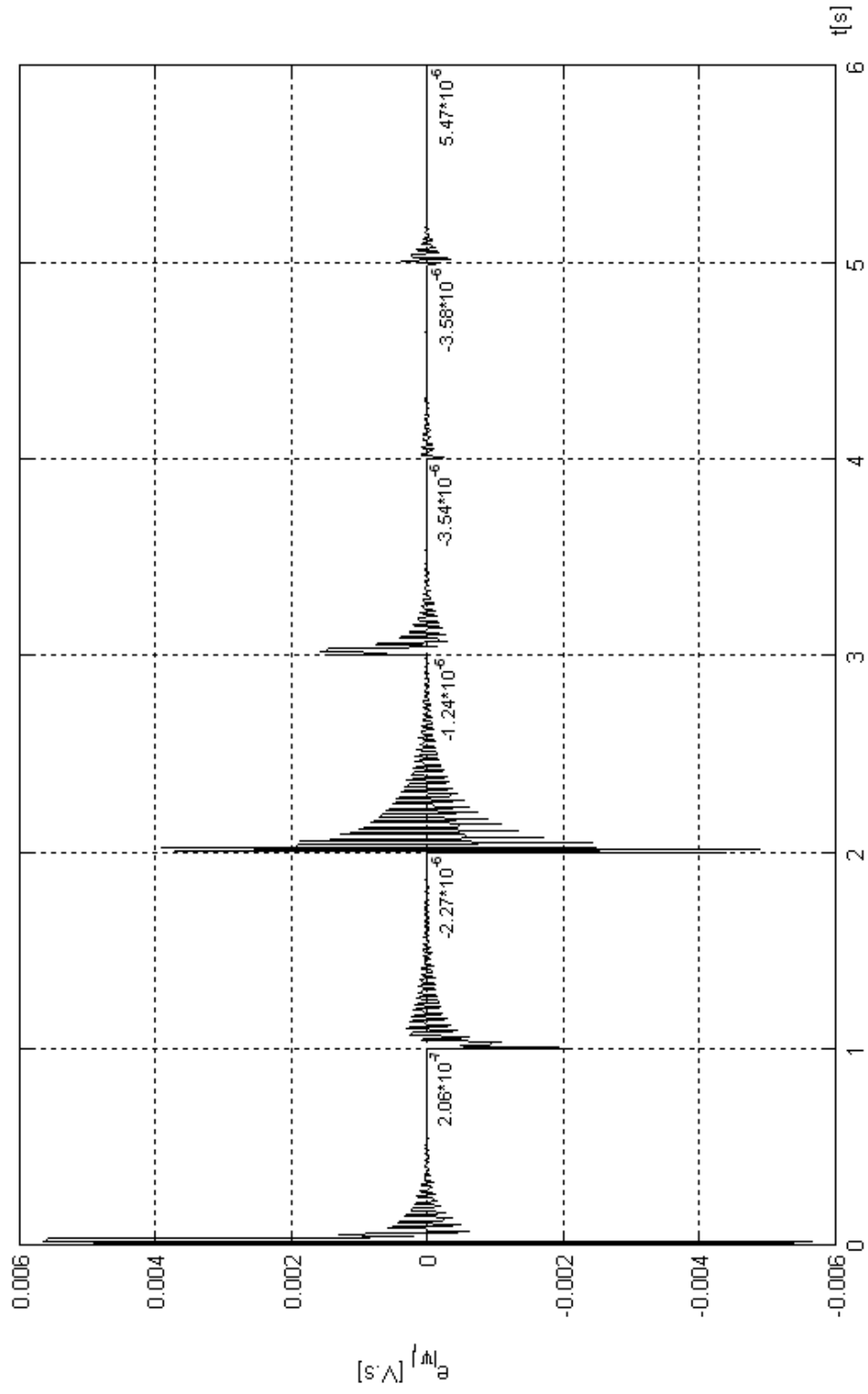
Şekil 5.7 Gerçek rotor akısı-zaman grafiği



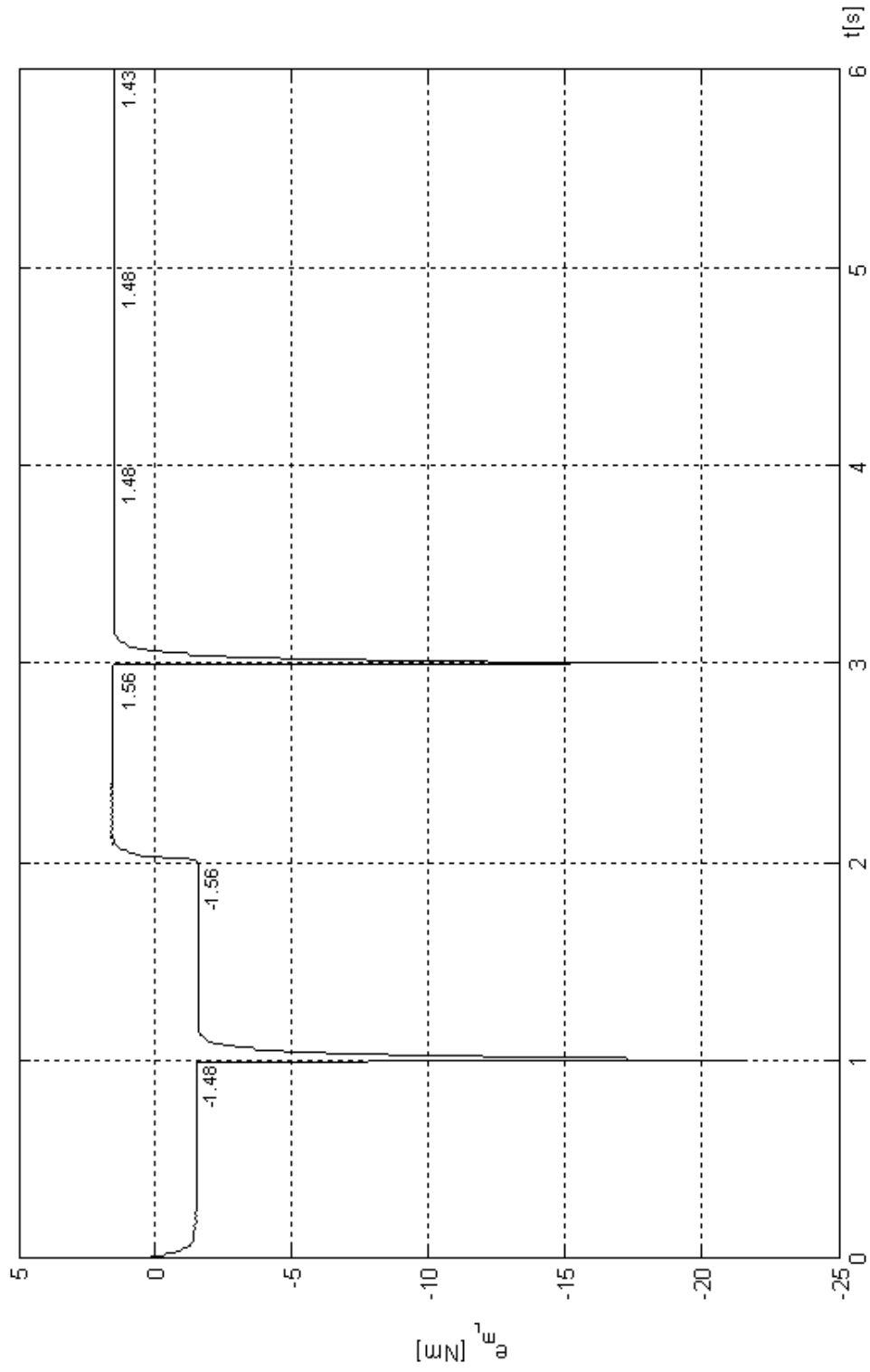
Şekil 5.8 Gerçek yük moment-zaman grafiği



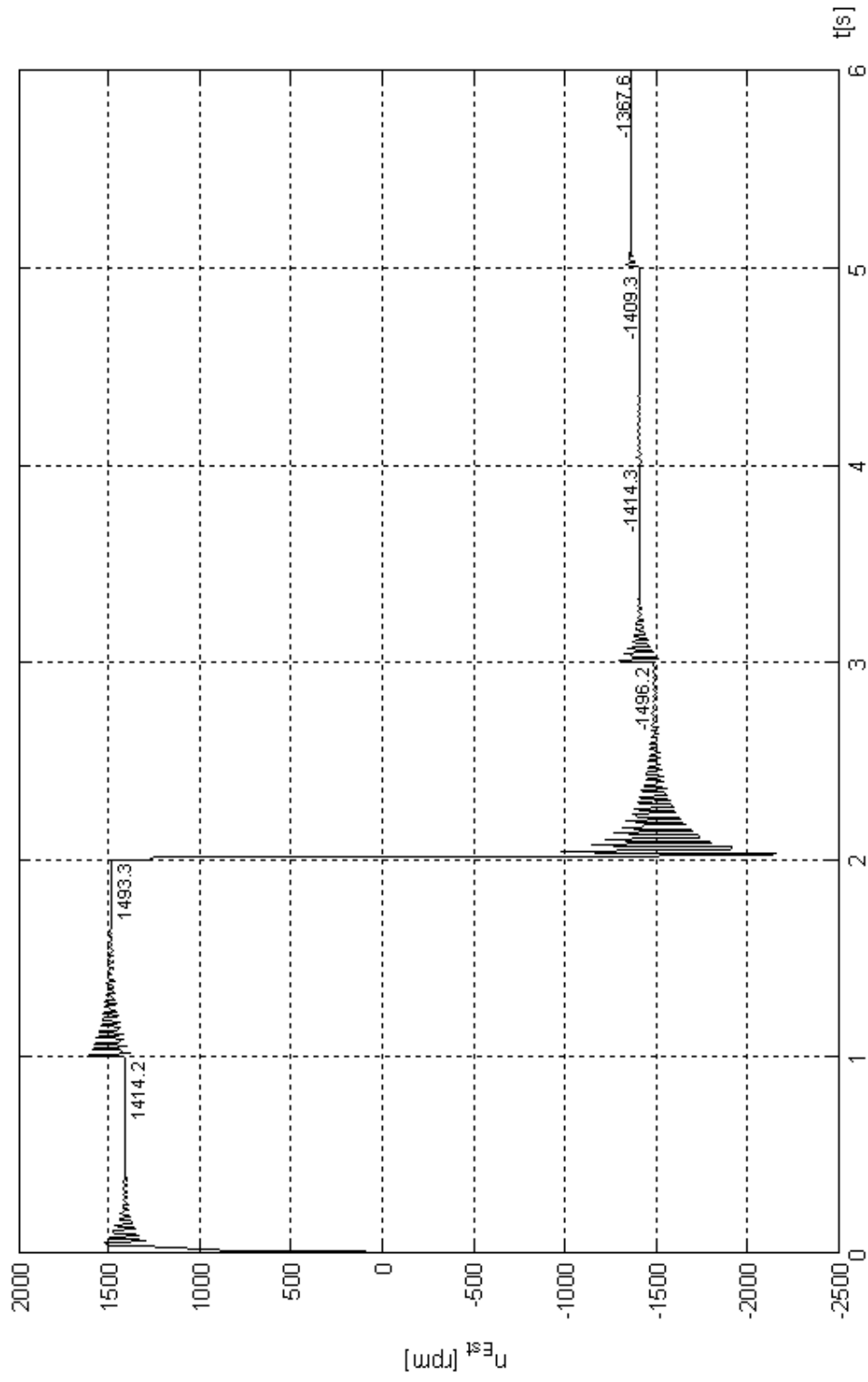
Şekil 5.9 Hızın durum değişkeni olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen hızın hata grafiği ($e_n = n - n_{Est}$)



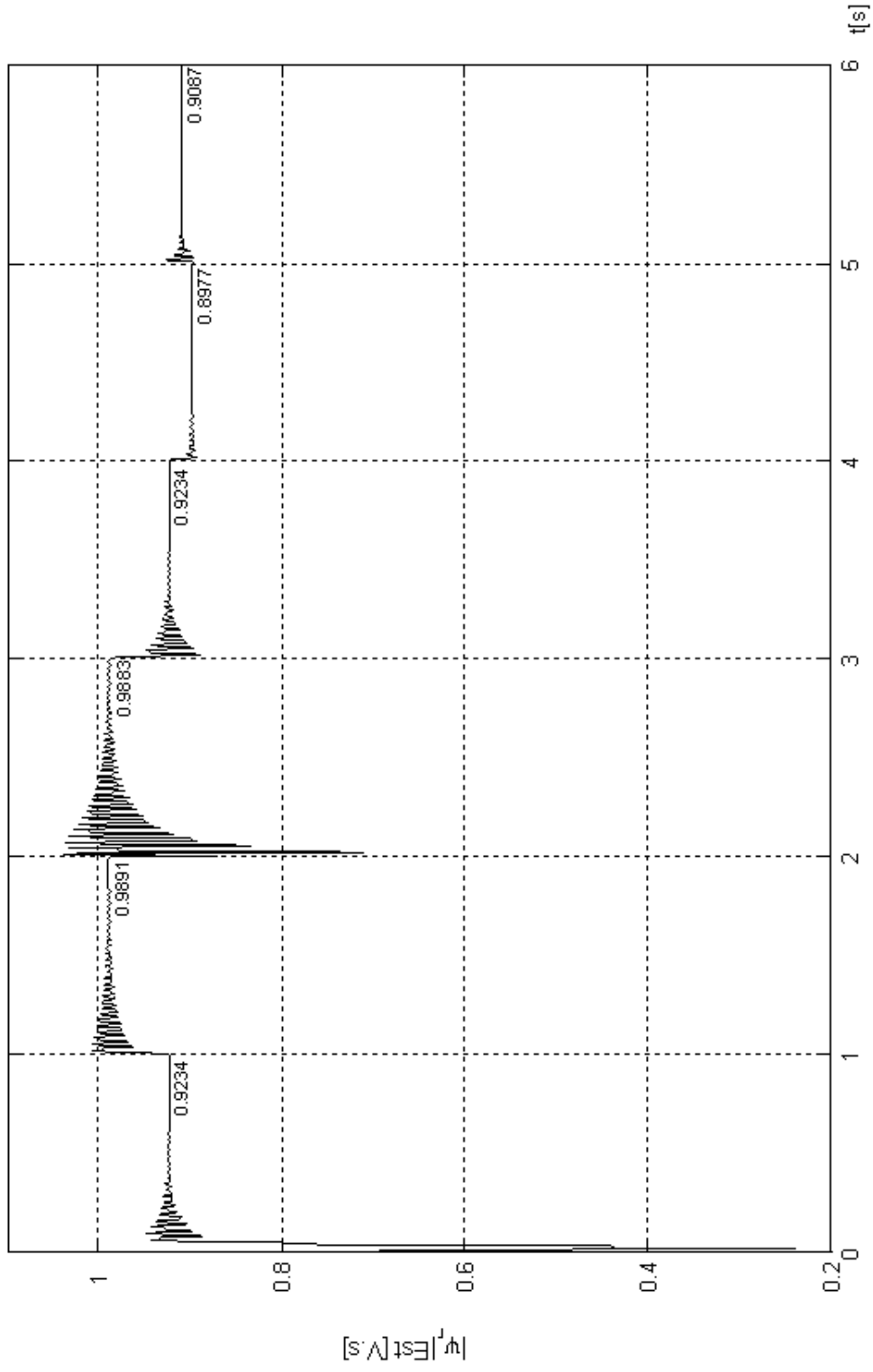
Şekil 5.10 Hızın durum değişkeni olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen rotor akısının hata grafiği ($e_{\psi_r} = \psi_r - \psi_{r_Est}$)



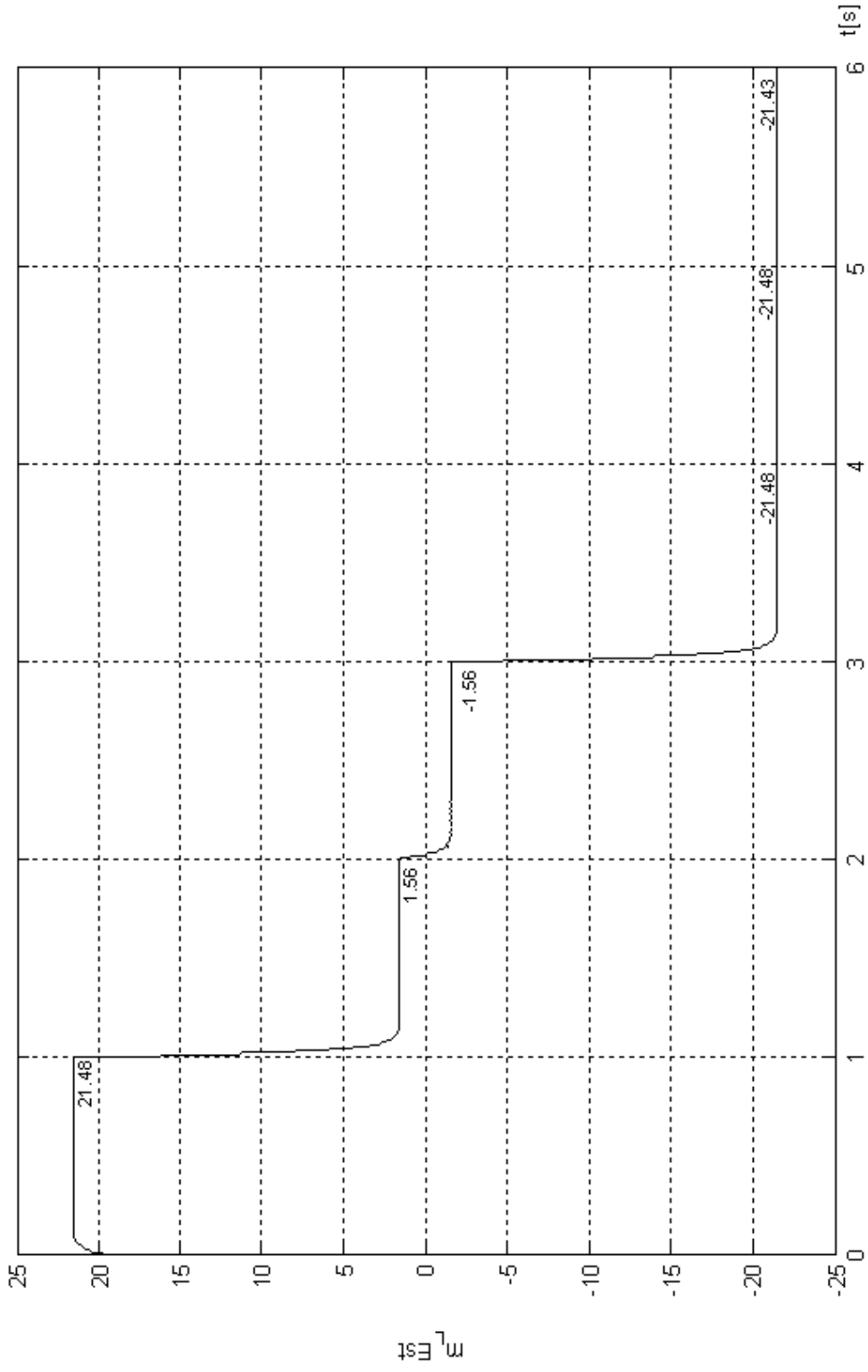
Şekil 5.11 Hızın durum değişkeni olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen yük momentinin hata grafiği ($e_m = M_L - m_L \hat{z}_H$)



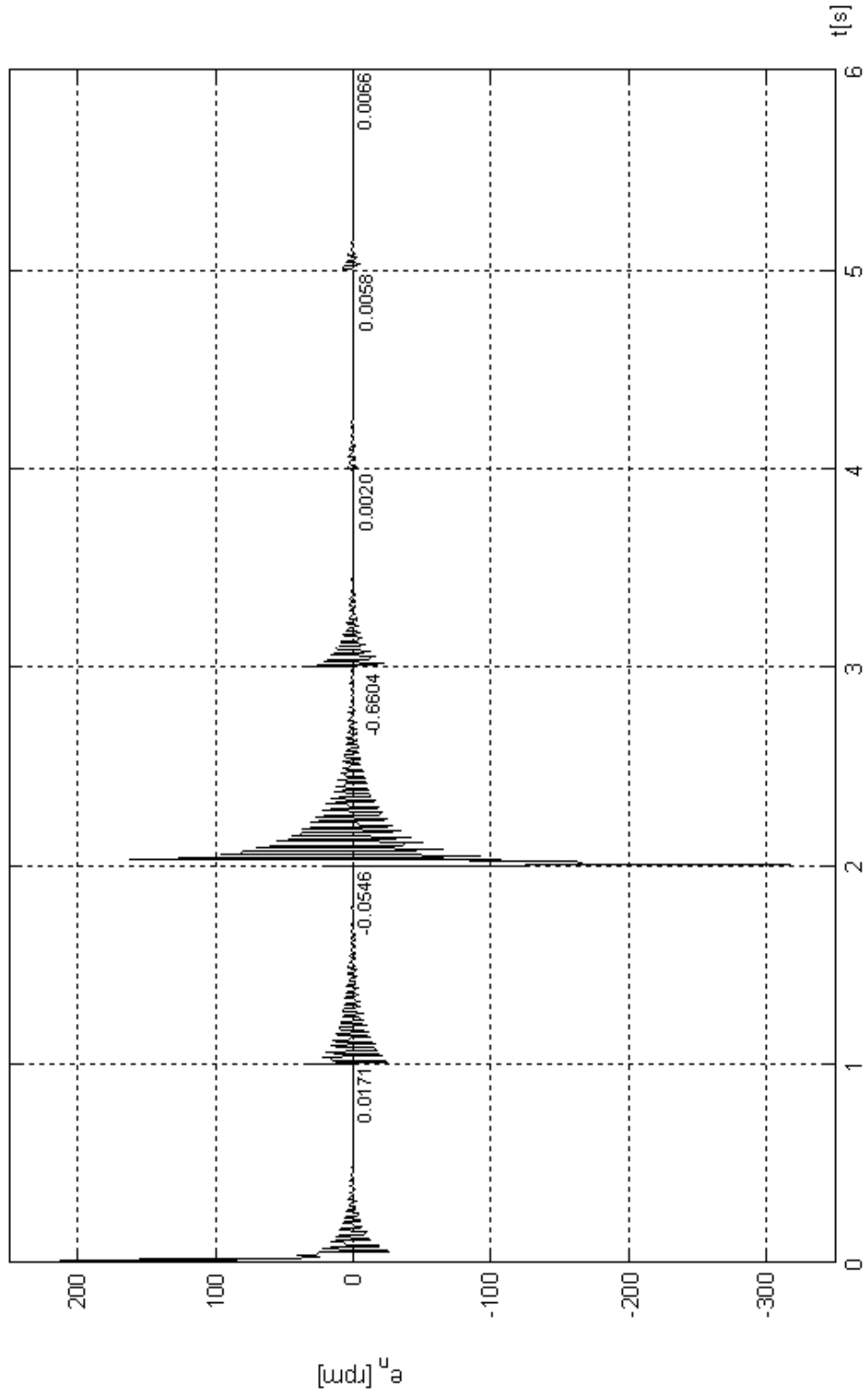
Şekil 5.12 Hızın durum değişkeni olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen hızın grafiği



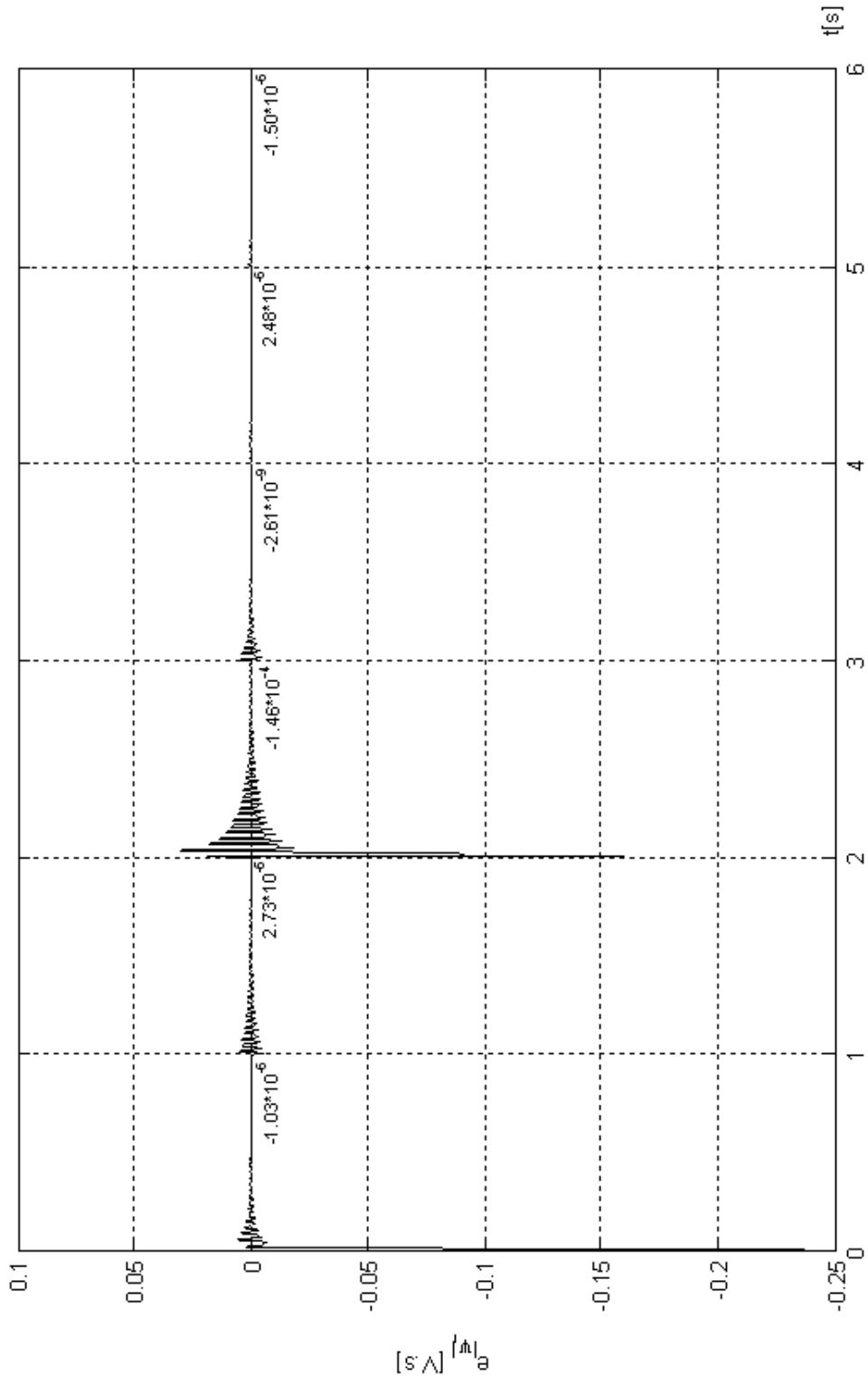
Şekil 5.13 Hızın durum değişkeni olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen rotor akısının grafiği



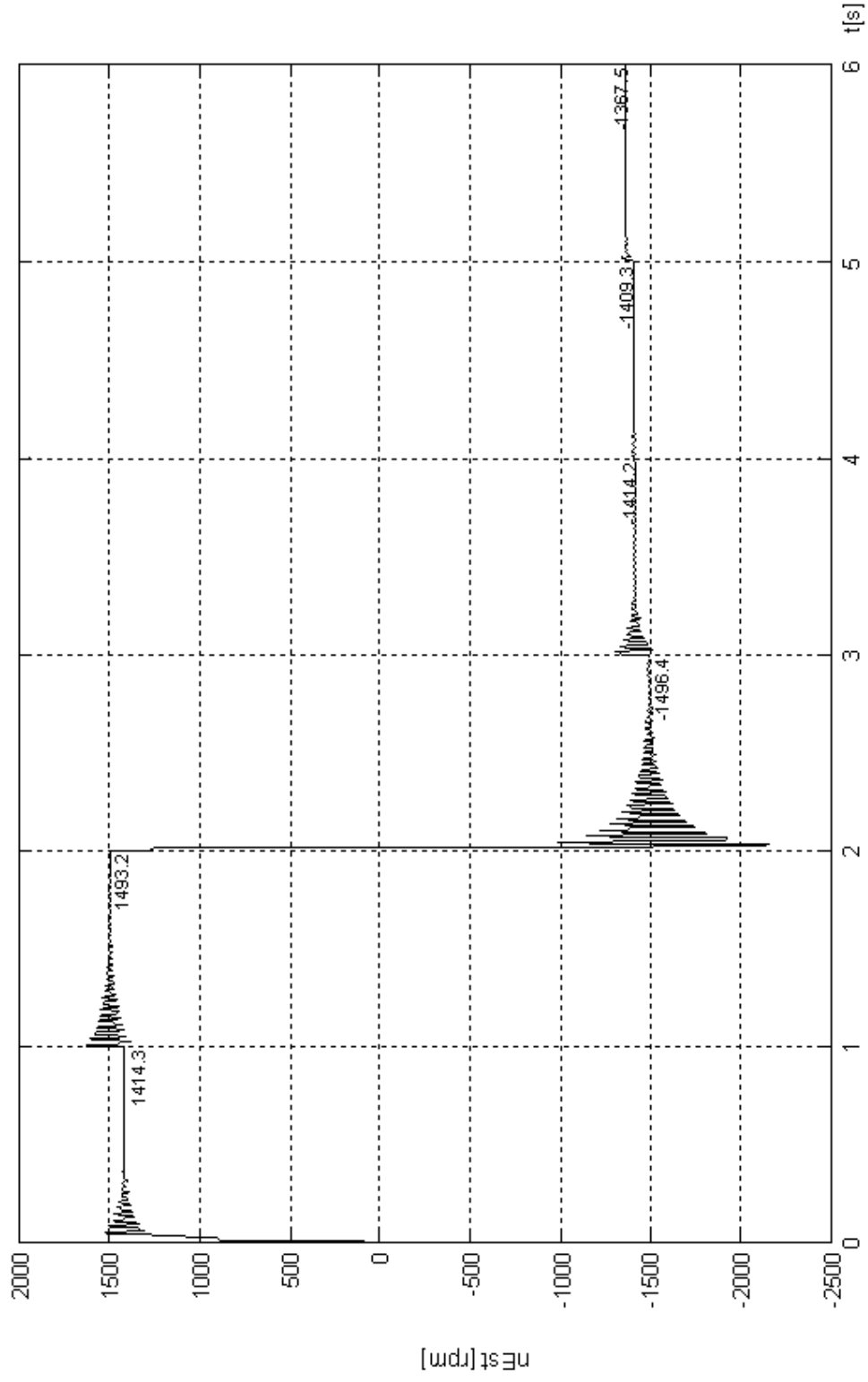
Şekil 5.14 Hızın durum değişkeni olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen yük momentinin grafiği



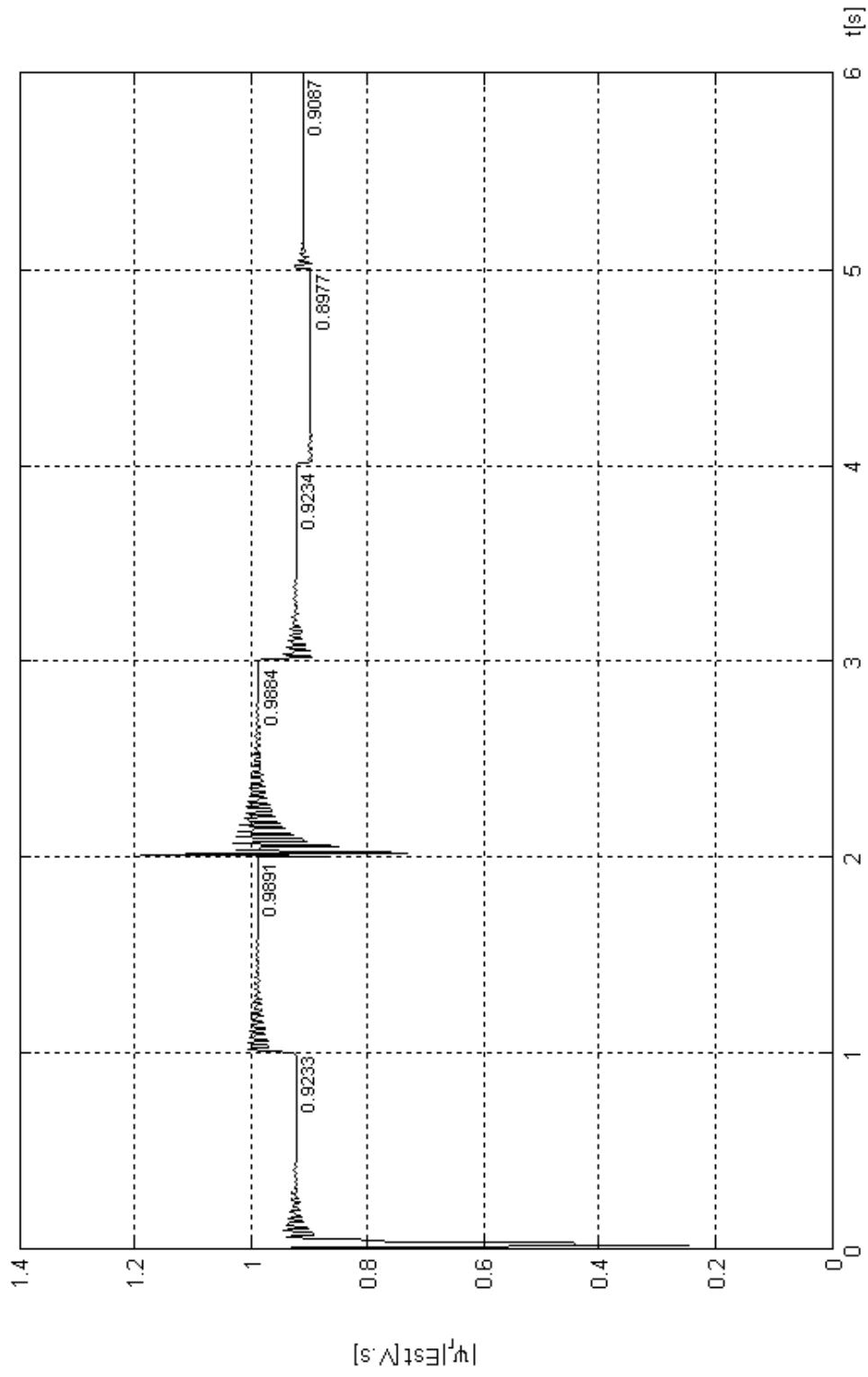
Şekil 5.15 Hızın sistem parametresi olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen hızın hata grafiği ($e_n = n - n_{est}$)



Şekil 5.16 Hızın sistem parametresi olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen rotor akısının hata grafiği ($e_{\psi_r} = \lambda_r - \psi_r$)



Şekil 5.17 Hızın sistem parametresi olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen hızın grafiği



Şekil 5.18 Hızın sistem parametresi olarak varsayıldığı GKF gözlemleyicisi ile kestirilen rotor akısının grafiği

5.5. GKF ile sensörsüz vektör kontrolü

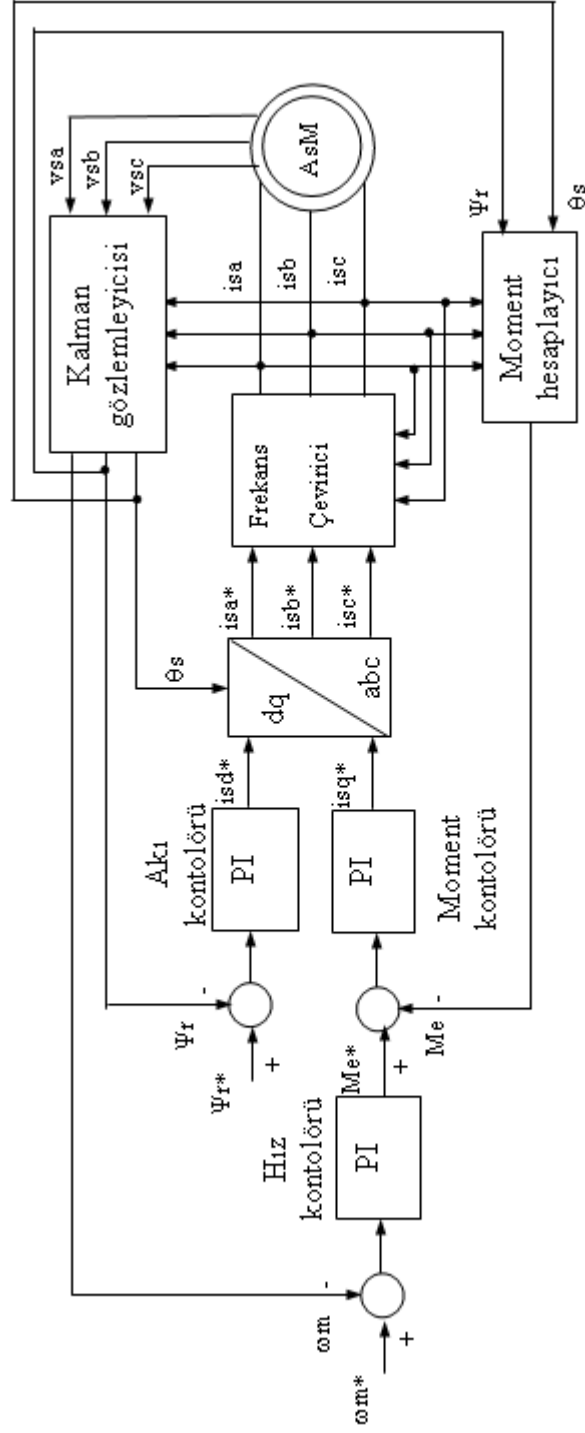
Hız (ω_m), akı (ψ_r) ve akının duran eksen takımına göre pozisyonunu veren açı (θ_m) bilgileri edinildiği takdirde doğrudan vektör kontrolü yöntemi uygulanabilir. 5.3.2.1 veya 5.3.2.2’ de tasarladığımız gözlemleyicilerden elde edilen $\psi_{r\alpha}$, $\psi_{r\beta}$ akı bileşenlerinin genliği hesaplanarak akı bilgisine, açısı hesaplanarak θ_m , pozisyon bilgisine ulaşılabilir.

$$\psi_r = \sqrt{\psi_{r\beta}^2 + \psi_{r\alpha}^2} \quad (5.64)$$

$$\theta_m = \arctan\left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}}\right) \quad (5.65)$$

Bu hesaplamalar yapılarak asenkron motor için gözlemleyici tabanlı doğrudan vektör kontrol sisteminin şekli, Şekil 5.19’da verilmiştir.

Burada kullanılan hız, akı ve moment kontrolörleri PI (oransal-integral) tipi kontrolörlerdir. Referans hız bilgisi ile gözlemleyiciden gelen kestirilmiş hız bilgisi arasındaki farktan dolayı oluşan hata işareti, hız kontrolörünün girişine verilir ve çıkışı moment referans değeri olarak kullanılır. Referans moment bilgisi ile endüklenen gerçek moment değeri karşılaştırılır. Endüklenen bu moment değerini hesaplamak için ölçülen stator akımları öncelikle kestirilen θ_m değişkeni kullanılarak d-q bileşenlerine dönüştürülür. Dönüşüm sonunda elde edilen akımın q bileşeni ve kestirilen akı, 4.6 eşitliğinde yerine konularak endüklenen momentin değeri hesaplanır. Moment hata işareti PI tipi kontrolörün girişine verilir ve çıkışı referans stator akımı q bileşeni olarak kullanılır. Referans stator akımı q bileşenini elde etmek için ise, girişine referans akı bilgisi ile kestirilen akı bilgisi arasındaki hata işareti uygulanan akı kontrolörünün çıkış işareti kullanılır.



Şekil 5.19 Kalman gözlemleyicisi tabanlı rotor akısı yönlendirilmiş doğrudan vektör kontrolü

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, 3 fazlı sincap kafesli asenkron motorlarda moment ve akı kontrolü yapılan geleneksel vektör kontrolü uygulamaları sonucunda sistem dinamik cevabındaki hataları gidermek amacıyla gözlemleyici tabanlı vektör kontrolü yöntemi geliştirilmiştir. Bunun için 4. bölümde bahsedilen gözlemleyici yöntemlerinden stokastik bir yaklaşımla çözüm üretmesi bakımından asenkron motorun gürültülü yapısına daha uygun olan Kalman Filtreleme algoritması kullanılarak iki farklı yaklaşımla akı ve hız kestiriminin yapıldığı gözlemleyiciler tasarlanmış ve sayısal benzetimleri yapılarak performansları karşılaştırılmıştır. Kalman Filtresinin yapısal özelliğinden dolayı bu iki yaklaşımın ilkinde hız büyüklüğü, durum değişkeni olarak kabul edilirken, diğerinde, işlem sayısını azaltmak amacıyla hız sistem parametresi olarak düşünülmüştür. Birinci yöntemdeki işlem sayısındaki fazlalık durum denklemindeki hız ifadesindeki yük momentinin de sistem parametresi olarak kestirilmesinden kaynaklanmaktadır. Ancak modelin derecesinde yapılan bu indirgeme ile tasarlanan ikinci gözlemleyici modelinde, kestirilen hız ve akı bilgisinde meydana gelen büyük hatalar nedeniyle, işlem sayısı fazla olmasına rağmen birinci yöntemin, işlemci hızı yüksek olan DSP'ler ile uygulanabilirliğinin deneysel olarak ispatlanması durumunda daha optimum bir çözüm olabileceği sonucuna varılmıştır. Bunun için öncelikle bölüm 2'de elde edilen asenkron motorun d-q eksen takımdaki modeli yardımıyla, bölüm 4'te vektör kontrolü yöntemlerinin prensiplerinden ve çeşitlerinden bahsedilmiştir.

Hızın parametre olarak varsayıldığı yaklaşımda, matematiksel modelde yapılan indirgemenin diğer yaklaşıma göre 10 kat daha büyük kestirim hatasına sebep olması, GKF tabanlı gözlemleyici ile durumları kestirilecek olan bir sistemin matematiksel modelinin tam olarak bilinmesi gerektiği sonucunun çıkarılması sonucuna varılmıştır.

Bu çalışmada GKF tabanlı gözlemleyicinin asenkron motor vektör kontrolü yöntemine uygulanabilirliğinin test edildiği sayısal benzetim çalışması

yapılmamıştır. Bundan sonraki anlık yük ve hız değişimlerinde bu yöntemin başarımı değerlendirildiği çalışmalar yapılabilir.

Yapılan çalışmalarda sıcaklık vibrasyon gibi etkilerle R_s ve R_r , manyetik doyma sonucu L_r gibi değişen asenkron motor parametrelerinin kestirildiği bir çalışmaya bu tezde yer verilememiştir. Yapılan çalışmadaki ω_m , m_L ve Ψ_r değişkenlerinin yanı sıra yukarıda bahsedilen parametre değişimlerinin de kestirildiği optimum gözlemleyici modeli, yine genişletilmiş kalman filtresi yöntemiyle tasarlanabilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Atalay, F.**, 1990. Asenkron Motorlarda Darbe Genişlik Modülasyonlu Frekans Çevirici ile Hız Denetimi, *Yüksek Lisans Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [2] **Lee, E. C.**, 2001. Review of Variable Speed Drive Technology, *Powertec Industrial Corporation*.
- [3] **Welch, G., Bishop, G.**, 2001. An Introduction to Kalman Filtering, SIGGRAPH, Los Angeles.
- [4] **Vas, P.**, 1990. Electrical Machines and Drives: A Space-Vector Theory Approach, Clarendon Press, Oxford.
- [5] **Ong, C.**, 1998. Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab®/Simulink, Prentice Hall PTR, USA.
- [6] **Bejerke, S.**, 1996. Digital Signal Processing Solutions for Motor Control Using the TMS320F240 DSP-Controller, *I. European DSP Education and Research Conference*, ESIEE, Paris.
- [7] **Boldea, I., Nasar, S. A.**, 1992. Vector Control of AC Drives, CRC Press, Boca Raton.
- [8] http://www.sea.siemens.com/drives/product/ldsim_d1.html
- [9] **Bose, B. K.**, 2002. Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ.
- [10] **Drury, B.**, 2001. The Control Techniques Drives and Controls Handbook, Cambridge University Press, Cambridge.
- [11] **Trzynadlowski, A. M.**, 1994. The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors, Kluwer Academic Publishers, USA.
- [12] **Vas, P.**, 1990. Vector Control of AC Machines, Clarendon Press, Oxford.
- [13] **Sarioğlu, M.K., Gökaşan, M., Boğaysan, S.**, 2003. Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsan Yayınevi, İstanbul.
- [14] **Boldea, I., Nasar, S.A.**, 1999. Electric Drives, CRC Press LCC, USA.
- [15] **Barut, M., Boğaysan, O. S., Gökaşan, M.**, 2003. Sensorless Direct Vector Control of Induction Motors Using EKF Algorithm, MII-2003 Greece.

- [16] **Maybeck, P. S.**, 1999. Stochastic Models, Estimation, and Control, Academic Press, INC.
- [17] **Brown, R. G., Hwang, P. Y. C.**, 1997. Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering with Matlab Exercises and Solutions, John Wiley & Sons, Canada.
- [18] **Wenqiang, Y., Zhengchun, J. Qiang X.**, 2001. A New Algorithm for Flux and Speed Estimation in Induction Machine, IEEE, Proceedings Electrical Machines and Systems.
- [19] **Bellini, A., Bifaretti, S., Costantini S.**, 2001. A Reduced Order Kalman Observer for Induction Motor Flux Estimation, *European Conference on Power Electronics and Applications*, Graz.
- [20] **Barut, M., Boğasyan, O.S., Gökaşan, M.**, 2002. EKF Based Estimation for Direct Vector Control of Induction Motors, IEEE 28th Industrial Electronics Society.
- [21] **Simon, D.**, 2001. Kalman Filtering, www.embedded.com.
- [22] **Jansen, P. L., Lorenz, R. D., Novotny D. W.**, 1994. Observer-based Direct Field Orientation: Analysis and Comparison of Alternative Methods, *IEEE Tran. On Industry Applications*.
- [23] **Du, T., Vas, P., Stronach, F.**, 1995. Design and Application of Extended Observers for Joint State and Parameter Estimation in High Performance AC Drives, IEE Proceedings-Electric Power Applications, 142.
- [24] **Vas, P.**, 1998. Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, Oxford.
- [25] **Ayday, A.**, 1998. Asenkron Motorun Kayan Kip Kontrolü, *Yüksek Lisans Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [26] **Bose, B.K.**, High Performance Control of Induction Motor Drives, IEEE.

EK A

Sayısal Benzetimi Yapılan Asenkron Motorun Anma Değerleri

Yıldız bağlı

$$f_{sn} = 50 \text{ Hz}$$

$$I_{sn} = 6,9 \text{ A}$$

$$V_{sn} = 380 \text{ V}$$

$$P_o = 3,1 \text{ kW}$$

$$p = 2$$

$$R_s = 2,283 \text{ } \Omega$$

$$R'_r = 2,133 \text{ } \Omega$$

$$L_s = 0,23 \text{ H}$$

$$L'_r = 0,23 \text{ H}$$

$$L_m = 0,22 \text{ H}$$

$$J_L = 0,005 \text{ kg m}^2$$

$$B_L = 0,01 \text{ Nm/(rad / sn)}$$

EK B

Hızın Durum Varsayıldığı Genişletilmiş Kalman Filtreleme Algoritmasının Matlab Ortamındaki M-File Dosyası

Algoritmada ayırt edebilmeleri amacıyla kestirilen durumların baş harfi küçük, gerçek durumların baş harfi büyük yazılmıştır.

```
% aki,wm,tL kestiriliyor
clear;

% Başlangıçtaki gerçek ve kestirilecek olan durumların değerleri
IsAlp(1)=0; IsBet(1)=0; PsiAlp(1)=0; PsiBet(1)=0; Wm(1)=0;

psiAlp(1)=0; psiBet(1)=0; wm(1)=0; tL(1)=0;

% Durum hata ortak değişim matrisinin başlangıç koşulları
P(1,1)=10; P(2,2)=10; P(3,3)=10; P(4,4)=10;

% Ölçme gürültülerinin kovaryans matrisi
Inoise=0.0001;
R(1,1)=Inoise^2; R(2,2)=Inoise^2;

S(1,1)=10^(-5); S(2,2)=10^(-5);

% Sistem gürültüsünün kovaryans matrisi
qnoise=10^-11; q=qnoise*rand;
qtnoise=10^-6; qt=qtnoise*rand;
qwnoise=10^-5; qw=qwnoise*rand;

Q(1,1)=q; Q(2,2)=q; Q(3,3)=qw; Q(4,4)=qt;

% Sabit motor parametreleri
Ls=0.23; Lr=0.23; Lm=0.22; Pp=2; JL=0.005; BL=0.01; bL=0;
Vnoise=2.5*10^(-1);
T=10^(-4);

% 6 sn'lik döngünün başlangıcı
for k=1:60000
    t(k)=k*T;

%VsAlp ve VsBet'in üretilmesi
Vm=220*sqrt(2);
V=Vnoise*rand;

VsAlp(k)=(Vm+V)*cos(100*pi*t(k));
VsBet(k)=(Vm+V)*sin(100*pi*t(k));
```

```

% 0. ile 1. saniye arasindaki zamanda yapilan degisiklikler
    TL(k)=20;
    Rs(k)=2.283;
    Rr(k)=2.133;

% 1. ile 2. saniye arasindaki zamanda yapilan degisiklikler
if (k>10000) & (k<=20000)
    TL(k)=0;
    Rs(k)=2.283;
    Rr(k)=2.133;
end

% 2. ile 3. saniye arasindaki zamanda yapilan degisiklikler
if (k>20000) & (k<=30000)

    TL(k)=0;
    Rs(k)=2.283;
    Rr(k)=2.133;

    % Motor ters yönde döndürülüyor
    Temp(k)=VsAlp(k); VsAlp(k)=VsBet(k); VsBet(k)=Temp(k);

% 3. ile 4. saniye arasindaki zamanda yapilan degisiklikler
if (k>30000) & (k<=40000)

    TL(k)=-20;
    Rs(k)=2.283;
    Rr(k)=2.133;

    % Motor ters yönde döndürülmeye devam ediliyor
    Temp(k)=VsAlp(k); VsAlp(k)=VsBet(k); VsBet(k)=Temp(k);

% 4. ile 5. saniye arasindaki zamanda yapilan degisiklikler
if (k>40000) & (k<=50000)

    Rs(k)=1.4*2.283;
    Rr(k)=2.133;
    TL(k)=-20;

    % Motor ters yönde döndürülmeye devam ediliyor
    Temp(k)=VsAlp(k); VsAlp(k)=VsBet(k); VsBet(k)=Temp(k);

% 5. ile 6. saniye arasindaki zamanda yapilan degisiklikler
if (k>50000)

    Rr(k)=1.5*2.133;
    Rs(k)=2.283;
    TL(k)=-20;

    % Motor ters yönde döndürülmeye devam ediliyor
    Temp(k)=VsAlp(k); VsAlp(k)=VsBet(k); VsBet(k)=Temp(k);
end

%Gerçek motor modeli
Lsigma = (Ls-(Lm^2)/Lr);

Wm(k+1)=(3*Pp*Lm/(2*JL*Lr))*(PsiAlp(k)*IsBet(k)-
PsiBet(k)*IsAlp(k))*T+(1-BL*T/JL)*Wm(k)-TL(k)*T/JL;

```

```
IsAlp(k+1)=(1-(Rs(k)/Lsigma +Lm^2*Rr(k)/(Lsigma*Lr^2))*T)*IsAlp(k)+
Lm*Rr(k)*T*PsiAlp(k)/(Lsigma*Lr^2)+
Lm*Pp*Wm(k)*T*PsiBet(k)/(Lsigma*Lr)+T*VsAlp(k)/Lsigma;
```

```
IsBet(k+1)=(1-(Rs(k)/Lsigma+Lm^2*Rr(k)/(Lsigma*Lr^2))*T)*IsBet(k)+
Lm*Rr(k)*T*PsiBet(k)/(Lsigma*Lr^2)-
Lm*Pp*Wm(k)*T*PsiAlp(k)/(Lsigma*Lr)+T*VsBet(k)/Lsigma;
```

```
PsiAlp(k+1)=Rr(k)*Lm*T*IsAlp(k)/Lr+(1-Rr(k)*T/Lr)*PsiAlp(k)-
Pp*Wm(k)*T*PsiBet(k);
```

```
PsiBet(k+1)=Rr(k)*Lm*T*IsBet(k)/Lr+(1-Rr(k)*T/Lr)*PsiBet(k)+
Pp*Wm(k)*T*PsiAlp(k);
```

%Kalman gözlemleyici modeli

% Güncellenen degerler ile sistem matrisinin hesaplanmasi

```
Ar11=1-Rr(k)*T/Lr;
```

```
Ar12=-Pp*wm(k)*T;
```

```
Ar13=-Pp*T*psiBet(k);
```

```
Ar14=0;
```

```
Ar21=Pp*wm(k)*T;
```

```
Ar22=1-Rr(k)*T/Lr;
```

```
Ar23=Pp*T*psiAlp(k);
```

```
Ar24=0;
```

```
Ar31=3/2*Pp*Lm/JL/Lr*IsBet(k)*T;
```

```
Ar32=-3/2*Pp*Lm/JL/Lr*IsAlp(k)*T;
```

```
Ar33=1-bL*T/JL;
```

```
Ar34=-1*T/JL;
```

```
Ar44=1;
```

```
Ar=[Ar11,Ar12,Ar13,Ar14; Ar21,Ar22,Ar23,Ar24; Ar31,Ar32,Ar33,Ar34;
0,0,0,Ar44];
```

% Güncellenen degerler ile giriş matrisinin hesaplanmasi

```
Br11=Rr(k)*Lm*T/Lr;
```

```
Br22=Rr(k)*Lm*T/Lr;
```

```
Br31=-3/2*Pp*Lm/JL/Lr*psiBet(k)*T;
```

```
Br32=3/2*Pp*Lm/JL/Lr*psiAlp(k)*T;
```

```
Br=[Br11 0; 0 Br22; Br31 Br32; 0 0];
```

% Güncellenen degerler ile nonlinear durum matrisinin tahmini

```
f11=Rr(k)*Lm*T*IsAlp(k)/Lr+(1-Rr(k)*T/Lr)*psiAlp(k)-
```

```
Pp*wm(k)*T*psiBet(k);
```

```
f21=Rr(k)*Lm*T*IsBet(k)/Lr+(1-
```

```
Rr(k)*T/Lr)*psiBet(k)+Pp*wm(k)*T*psiAlp(k);
```

```
f31=(3*Pp*Lm/(2*JL*Lr))* (psiAlp(k)*IsBet(k)-
```

```
psiBet(k)*IsAlp(k))*T+(1-bL*T/JL)*wm(k)-tL(k)*T/JL;
```

```
f41=tL(k);
```

```
f=[f11;f21;f31;f41];
```

% Güncellenen durumlar ve durum hata ortak değişim matrisi ile yeni durum hata ortak değişim matrisinin tahmini

```
N=Ar*P*Ar'+Br*S*Br'+Q;
```

```

% Güncellenen degerler ile ölçüm matrisinin hesaplanması
Hr11=Lm*Rr(k)*T/(Ls-Lm^2/Lr)/Lr^2;
Hr12=Lm*Pp*wm(k)*T/(Ls-Lm^2/Lr)/Lr;
Hr13=Lm*Pp*T*psiBet(k)/(Ls-Lm^2/Lr)/Lr;
Hr14=0;

Hr21=-Lm*Pp*wm(k)*T/(Ls-Lm^2/Lr)/Lr;
Hr22=Lm*Rr(k)*T/(Ls-Lm^2/Lr)/Lr^2;
Hr23=-Lm*Pp*T*psiAlp(k)/(Ls-Lm^2/Lr)/Lr;
Hr24=0;

Hr=[Hr11,Hr12,Hr13,Hr14; Hr21,Hr22,Hr23,Hr24];

% Çıkış vektörünün hesaplanması
I13=Inoise*rand;
I24=Inoise*rand;

I1=IsAlp(k)+I13;
I2=IsAlp(k+1)+I24;
I3=IsBet(k)+I13;
I4=IsBet(k+1)+I24;

Z=[I2-(1-(Lm^2*Rr(k)/(Lsigma*Lr^2)+Rs(k)/Lsigma)*T)*I1-
T*VsAlp(k)/Lsigma; I4-(1-(Lm^2*Rr(k)/(Lsigma*Lr^2)+
Rs(k)/Lsigma)*T)*I3-T*VsBet(k)/Lsigma];

% Kestirilen durumlarla ölçme matrisinin güncellenmesi
h=[Lm*Rr(k)*T*psiAlp(k)/(Lsigma*Lr^2)+Lm*Pp*wm(k)*T*psiBet(k)/(Lsigma
a*Lr)
Lm*Rr(k)*T*psiBet(k)/(Lsigma*Lr^2)-
Lm*Pp*wm(k)*T*psiAlp(k)/(Lsigma*Lr)];

% Durum hata ortak değişim matrisinin güncellenmesi
P=N-N*Hr'*inv(R+Hr*N*Hr')*Hr*N;

% Durum vektörünün güncellenmesi
x=f+P*Hr'*inv(R)*(Z-h);

% Tahmin edilen durumların bir sonraki adimdaki durumlara atanması
psiAlp(k+1)=x(1,1);
psiBet(k+1)=x(2,1);
wm(k+1)=x(3,1);
tL(k+1)=x(4,1);

% Gerçek durumların bir sonraki adimdaki durumlara atanması
IsAlp(k)=IsAlp(k+1);
IsBet(k)=IsBet(k+1);
PsiAlp(k)=PsiAlp(k+1);
PsiBet(k)=PsiBet(k+1);
Wm(k)=Wm(k+1);

end

% Kestirilen rotor akisinin genliğinin hesaplanması
psiMod=sqrt(psiAlp(1:k).^2+psiBet(1:k).^2);

% Gerçek rotor akisinin genliğinin hesaplanması
PsiMod=sqrt(PsiAlp(1:k).^2+PsiBet(1:k).^2);

```

```

% Gerçek rotor akisi ile kestirilen rotor akisinin farkinin
hesaplanması
PsiMod_e=(sqrt(PsiAlp(1:k).^2+PsiBet(1:k).^2)-sqrt(psiAlp(1:k).^2+
psiBet(1:k).^2));

% Gerçek hiz ile kestirilen hizin farkinin hesaplanması
n_e=(Wm-wm)*60/2/pi;

% Kestirilen hizin hesaplanması
n_Est=wm*60/2/pi;

% Gerçek hizin hesaplanması
n=Wm*60/2/pi;

% Gerçek yük momenti ile kestirilen yük momenti arasındaki farkın
hesaplanması
tL_e=TL(1:k)-tL(1:k);

figure(1);
plot(t,psiMod(1:k),'k');
xlabel('t[s]');
ylabel('|psi_r|Est [V.s]');
title('Kestirilen rotor akisinin grafigi')

figure(2);
plot(t,PsiMod_e(1:k),'k');
xlabel('t[s]');
ylabel('|psi_r|_e [V.s]');
title('Gerçek rotor akisi ile kestirilen rotor akisi arasındaki
hatanin grafigi')

figure(3);
plot(t,psiMod(1:k),t,PsiMod(1:k),'r');
xlabel('t[s]');
ylabel('|psi_r|Est & |Psi_r| [V.s]');
title('Gerçek rotor akisi ve kestirilen rotor akisi grafikleri')

figure(4);
plot(t,n_Est(1:k),'k');
xlabel('t[s]');
ylabel('nEst [rad/s]');
title('Kestirilen rotor hizinin grafigi')

figure(5);
plot(t,n_e(1:k),'k');
xlabel('t[s]');
ylabel('n_e [rad/s]');
title('Gerçek rotor hizi ile kestirilen rotor hizi arasındaki
hatanin grafigi')

figure(6);
plot(t,n_Est(1:k),t,n(1:k),'r');
xlabel('t[s]');
ylabel('nEst % n [rad/s]');
title('Gerçek rotor hiz ve kestirilen rotor hiz grafikleri')

```

```
figure(7);  
plot(t,tL_e(1:k),'k');  
xlabel('t[s]');  
ylabel('tL_e [Ohm]');  
title('Kestirilen yuk momenti grafigi')
```

```
figure(8);  
plot(t,tL(1:k),t,TL(1:k),'r');  
xlabel('t[s]');  
ylabel('tL [Ohm]');  
title('Gercek yuk momenti ve kestirilen yuk momenti grafikleri')
```

EK C

Hızın Parametre Varsayıldığı Genişletilmiş Kalman Filtreleme Algoritmasının Matlab Ortamındaki M-File Dosyası

Algoritmada ayırt edebilmeleri amacıyla kestirilen durumların baş harfi küçük, gerçek durumların baş harfi büyük yazılmıştır.

```
% aki,wm kestiriliyor
clear;

% Başlangıçtaki gerçek ve kestirilecek olan durumların değerleri
IsAlp(1)=0; IsBet(1)=0; PsiAlp(1)=0; PsiBet(1)=0; Wm(1)=0;

psiAlp(1)=0; psiBet(1)=0; wm(1)=0;

% Durum hata ortak değişim matrisinin başlangıç koşulları
P(1,1)=10; P(2,2)=10; P(3,3)=10;

% Ölçme gürültülerinin kovaryans matrisi
Inoise=0.0001;
R(1,1)=Inoise^2; R(2,2)=Inoise^2;

S(1,1)=10^(-5); S(2,2)=10^(-5);

% Sistem gürültüsünün kovaryans matrisi
qnoise=10^-11; q=qnoise*rand;
qwnoise=10^-5; qw=qwnoise*rand;

Q(1,1)=q; Q(2,2)=q; Q(3,3)=qw;

% Sabit motor parametreleri
Ls=0.23; Lr=0.23; Lm=0.22; Pp=2; JL=0.005; BL=0.01;
Vnoise=2.5*10^(-1);
T=10^(-4);

% 6 sn'lik döngünün başlangıcı
for k=1:60000
    t(k)=k*T;

% VsAlp ve VsBet'in üretilmesi
Vm=220*sqrt(2);
V=Vnoise*rand;

VsAlp(k)=(Vm+V)*cos(100*pi*t(k));
VsBet(k)=(Vm+V)*sin(100*pi*t(k));
```

```

% 0. ile 1. saniye arasindaki zamanda yapilan degişiklikler

    TL(k)=20;
    Rs(k)=2.283;
    Rr(k)=2.133;

% 1. ile 2. saniye arasindaki zamanda yapilan degişiklikler
if (k>10000) & (k<=20000)

    TL(k)=0;
    Rs(k)=2.283;
    Rr(k)=2.133;
end

% 2. ile 3. saniye arasindaki zamanda yapilan degişiklikler
if (k>20000) & (k<=30000)

    TL(k)=0;
    Rs(k)=2.283;
    Rr(k)=2.133;

    % Motor ters yönde döndürülüyor
    Temp(k)=VsAlp(k); VsAlp(k)=VsBet(k); VsBet(k)=Temp(k);
end

% 3. ile 4. saniye arasindaki zamanda yapilan degişiklikler
if (k>30000) & (k<=40000)

    TL(k)=-20;
    Rs(k)=2.283;
    Rr(k)=2.133;

    % Motor ters yönde döndürülmeye devam ediliyor
    Temp(k)=VsAlp(k); VsAlp(k)=VsBet(k); VsBet(k)=Temp(k);
end

% 4. ile 5. saniye arasindaki zamanda yapilan degişiklikler
if (k>40000) & (k<=50000)

    Rs(k)=1.4*2.283;
    Rr(k)=2.133;
    TL(k)=-20;

    % Motor ters yönde döndürülmeye devam ediliyor
    Temp(k)=VsAlp(k); VsAlp(k)=VsBet(k); VsBet(k)=Temp(k);
end

% 5. ile 6. saniye arasindaki zamanda yapilan degişiklikler
if (k>50000)

    Rr(k)=1.5*2.133;
    Rs(k)=2.283;
    TL(k)=-20;

    % Motor ters yönde döndürülmeye devam ediliyor
    Temp(k)=VsAlp(k); VsAlp(k)=VsBet(k); VsBet(k)=Temp(k);
end

```

%Gerçek motor modeli

$L_{\sigma} = (L_s - (L_m^2)/L_r);$

$W_m(k+1) = (3 \cdot P_p \cdot L_m / (2 \cdot J_L \cdot L_r)) \cdot (\Psi_{iAlp}(k) \cdot I_{sBet}(k) - \Psi_{iBet}(k) \cdot I_{sAlp}(k)) \cdot T + (1 - B_L \cdot T / J_L) \cdot W_m(k) - T \cdot L(k) \cdot T / J_L;$

$I_{sAlp}(k+1) = (1 - (R_s(k) / L_{\sigma} + L_m^2 \cdot R_r(k) / (L_{\sigma} \cdot L_r^2)) \cdot T) \cdot I_{sAlp}(k) + L_m \cdot R_r(k) \cdot T \cdot \Psi_{iAlp}(k) / (L_{\sigma} \cdot L_r^2) + L_m \cdot P_p \cdot W_m(k) \cdot T \cdot \Psi_{iBet}(k) / (L_{\sigma} \cdot L_r) + T \cdot V_{sAlp}(k) / L_{\sigma};$

$I_{sBet}(k+1) = (1 - (R_s(k) / L_{\sigma} + L_m^2 \cdot R_r(k) / (L_{\sigma} \cdot L_r^2)) \cdot T) \cdot I_{sBet}(k) + L_m \cdot R_r(k) \cdot T \cdot \Psi_{iBet}(k) / (L_{\sigma} \cdot L_r^2) - L_m \cdot P_p \cdot W_m(k) \cdot T \cdot \Psi_{iAlp}(k) / (L_{\sigma} \cdot L_r) + T \cdot V_{sBet}(k) / L_{\sigma};$

$\Psi_{iAlp}(k+1) = R_r(k) \cdot L_m \cdot T \cdot I_{sAlp}(k) / L_r + (1 - R_r(k) \cdot T / L_r) \cdot \Psi_{iAlp}(k) - P_p \cdot W_m(k) \cdot T \cdot \Psi_{iBet}(k);$

$\Psi_{iBet}(k+1) = R_r(k) \cdot L_m \cdot T \cdot I_{sBet}(k) / L_r + (1 - R_r(k) \cdot T / L_r) \cdot \Psi_{iBet}(k) + P_p \cdot W_m(k) \cdot T \cdot \Psi_{iAlp}(k);$

%Kalman gözlemleyici modeli

% Güncellenen degerler ile sistem matrisinin hesaplanması

$A_{r11} = 1 - R_r(k) \cdot T / L_r;$

$A_{r12} = -P_p \cdot w_m(k) \cdot T;$

$A_{r13} = -P_p \cdot T \cdot \psi_{iBet}(k);$

$A_{r21} = P_p \cdot w_m(k) \cdot T;$

$A_{r22} = 1 - R_r(k) \cdot T / L_r;$

$A_{r23} = P_p \cdot T \cdot \psi_{iAlp}(k);$

$A_{r33} = 1;$

$A_r = [A_{r11}, A_{r12}, A_{r13}; A_{r21}, A_{r22}, A_{r23}; A_{r31}, A_{r32}, A_{r33}; 0, 0, 1];$

% Güncellenen degerler ile giriş matrisinin hesaplanması

$B_{r11} = R_r(k) \cdot L_m \cdot T / L_r;$

$B_{r22} = R_r(k) \cdot L_m \cdot T / L_r;$

$B_r = [B_{r11} \ 0; \ 0 \ B_{r22}; \ 0 \ 0];$

% Güncellenen degerler ile nonlinear durum matrisinin tahmini

$f_{11} = R_r(k) \cdot L_m \cdot T \cdot I_{sAlp}(k) / L_r + (1 - R_r(k) \cdot T / L_r) \cdot \psi_{iAlp}(k) -$

$P_p \cdot w_m(k) \cdot T \cdot \psi_{iBet}(k);$

$f_{21} = R_r(k) \cdot L_m \cdot T \cdot I_{sBet}(k) / L_r + (1 - R_r(k) \cdot T / L_r) \cdot \psi_{iBet}(k) +$

$P_p \cdot w_m(k) \cdot T \cdot \psi_{iAlp}(k);$

$f_{31} = w_m(k);$

$f = [f_{11}; f_{21}; f_{31}];$

% Güncellenen durumlar ve durum hata ortak değişim matrisi ile yeni durum hata ortak değişim matrisinin tahmini

$N = A_r \cdot P \cdot A_r' + B_r \cdot S \cdot B_r' + Q;$

% Güncellenen degerler ile ölçüm matrisinin hesaplanması

$H_{r11} = L_m \cdot R_r(k) \cdot T / (L_s - L_m^2 / L_r) / L_r^2;$

$H_{r12} = L_m \cdot P_p \cdot w_m(k) \cdot T / (L_s - L_m^2 / L_r) / L_r;$

$H_{r13} = L_m \cdot P_p \cdot T \cdot \psi_{iBet}(k) / (L_s - L_m^2 / L_r) / L_r;$

$H_{r21} = -L_m \cdot P_p \cdot w_m(k) \cdot T / (L_s - L_m^2 / L_r) / L_r;$

$H_{r22} = L_m \cdot R_r(k) \cdot T / (L_s - L_m^2 / L_r) / L_r^2;$

```

Hr23=-Lm*Pp*T*psiAlp(k)/(Ls-Lm^2/Lr)/Lr;

Hr=[Hr11,Hr12,Hr13; Hr21,Hr22,Hr23];

% Çıkış vektörünün hesaplanması
I13=Inoise*rand;
I24=Inoise*rand;

I1=IsAlp(k)+I13;
I2=IsAlp(k+1)+I24;
I3=IsBet(k)+I13;
I4=IsBet(k+1)+I24;

Z=[I2-(1-(Lm^2*Rr(k)/(Lsigma*Lr^2)+Rs(k)/Lsigma)*T)*I1-
T*VsAlp(k)/Lsigma; I4-(1-
(Lm^2*Rr(k)/(Lsigma*Lr^2)+Rs(k)/Lsigma)*T)*I3-T*VsBet(k)/Lsigma];

% Kestirilen durumlarla ölçme matrisini güncellenmesi
h=[Lm*Rr(k)*T*psiAlp(k)/(Lsigma*Lr^2)+
Lm*Pp*wm(k)*T*psiBet(k)/(Lsigma*Lr)
Lm*Rr(k)*T*psiBet(k)/(Lsigma*Lr^2)-
Lm*Pp*wm(k)*T*psiAlp(k)/(Lsigma*Lr)];

% Durum hata ortak değişim matrisinin güncellenmesi
P=N-N*Hr'*inv(R+Hr*N*Hr')*Hr*N;

% Durum vektörünün güncellenmesi
x=f+P*Hr'*inv(R)*(Z-h);

% Tahmin edilen durumların bir sonraki adimdaki durumlara atanması
psiAlp(k+1)=x(1,1);
psiBet(k+1)=x(2,1);
wm(k+1)=x(3,1);

% Gerçek durumların bir sonraki adimdaki durumlara atanması
IsAlp(k)=IsAlp(k+1);
IsBet(k)=IsBet(k+1);
PsiAlp(k)=PsiAlp(k+1);
PsiBet(k)=PsiBet(k+1);
Wm(k)=Wm(k+1);

end

% Kestirilen rotor akisinin genliğinin hesaplanması
psiMod=sqrt(psiAlp(1:k).^2+psiBet(1:k).^2);

% Gerçek rotor akisinin genliğinin hesaplanması
PsiMod=sqrt(PsiAlp(1:k).^2+PsiBet(1:k).^2);

% Gerçek rotor akisi ile kestirilen rotor akisinin farkının
hesaplanması
PsiMod_e=(sqrt(PsiAlp(1:k).^2+PsiBet(1:k).^2)-
sqrt(psiAlp(1:k).^2+psiBet(1:k).^2));

% Gerçek hız ile kestirilen hızın farkının hesaplanması
n_e=(Wm-wm)*60/2/pi;

% Kestirilen hızın hesaplanması
n_Est=wm*60/2/pi;

```

```

% Gerçek hızın hesaplanması
n=Wm*60/2/pi;

% Gerçek yük momenti ile kestirilen yük momenti arasındaki farkın
hesaplanması
tL_e=TL(1:k)-tL(1:k);

figure(1);
plot(t,psiMod(1:k),'k');
xlabel('t[s]');
ylabel('|psi_r|Est [V.s]')
title('Kestirilen rotor akisinin grafiği')

figure(2);
plot(t,PsiMod_e(1:k),'k');
xlabel('t[s]');
ylabel('|psi_r|_e [V.s]')
title('Gerçek rotor akisi ile kestirilen rotor akisi arasındaki
hatanın grafiği')

figure(3);
plot(t,psiMod(1:k),t,PsiMod(1:k),'r');
xlabel('t[s]');
ylabel('|psi_r|Est & |Psi_r| [V.s]')
title('Gerçek rotor akisi ve kestirilen rotor akisi grafikleri')

figure(4);
plot(t,n_Est(1:k),'k');
xlabel('t[s]');
ylabel('nEst [rad/s]');
title('Kestirilen rotor hızının grafiği')

figure(5);
plot(t,n_e(1:k),'k');
xlabel('t[s]');
ylabel('n_e [rad/s]')
title('Gerçek rotor hızı ile kestirilen rotor hızı arasındaki
hatanın grafiği')

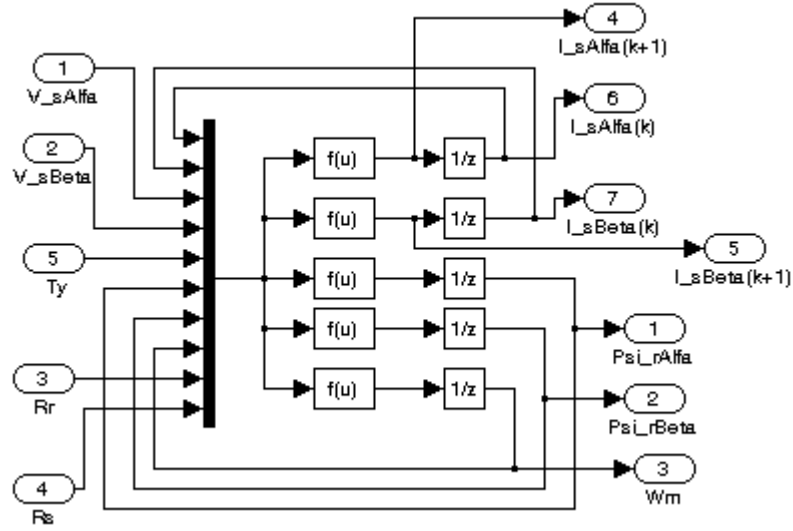
figure(6);
plot(t,n_Est(1:k),t,n(1:k),'r');
xlabel('t[s]');
ylabel('nEst % n [rad/s]');
title('Gerçek rotor hız ve kestirilen rotor hız grafikleri')

```

EK D

Hızın Parametre Ve Durum Varsayıldığı Genişletilmiş Kalman Filtreleme Algoritmalarının Matlab Ortamındaki Simulink Dosyaları

Şekil D.1’de ayrık asenkron motorun α - β eksen takımındaki modelinin Matlab 6.5’de yapılan sayısal benzetiminin Simulink diyagramı verilmiştir. Hızın durum değişkeni olarak varsayıldığı gözlemleyici modelinin Simulink diyagramı Şekil D.2’de verilmiştir. Hızın parametre olarak varsayıldığı gözlemleyici modelini simulink diyagramında ise sadece kullanılan gözlemleyici alt bloğu (Kalman Gözlemleyicisi) farklı olup diğer kısımları aşağıdaki şekil ile aynıdır.



Şekil D.1. Asenkron motorun ayrıklaştırılmış Simulink modeli

Şekil D.2. Gözlemleyici ve asenkron motor modelinin Simulink diyagramı

ÖZGEÇMİŞ

Menekşe OĞUR 13 Kasım 1978 yılında Kocaeli’nde doğdu. İlk öğrenimini Kocaeli Albay İbrahim Karaoğlanoğlu İlkokulu’nda ve orta okulu Körfez Yarımca Ortaokulu’nda tamamladı. Liseyi Kocaeli Anadolu Meslek Lisesi’nin Elektrik bölümünde tamamlayan Menekşe OĞUR, 1997 yılında girdiği İstanbul Teknik Üniversitesi’nin Elektrik Mühendisliği Bölümü’nden 2002 yılında mezun oldu. Yine İstanbul Teknik Üniversitesi Mekatronik Mühendisliği Bölümü’nde yüksek lisans çalışmasını 2002 yılından itibaren devam etmektedir.