

**T.C.
BALIKESİR ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM
DALI**



**ASENKRON MOTOR İÇİN ADAPTİF KESİRLİ KAYAN
KİPLİ GÖZLEMÇİ TASARIMI**

DOKTORA TEZİ

ERDEM İLTEN

BALIKESİR, MAYIS - 2019

T.C.
BALIKESİR ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM
DALI



ASENKRON MOTOR İÇİN ADAPTİF KESİRLİ KAYAN
KİPLİ GÖZLEMCI TASARIMI

DOKTORA TEZİ

ERDEM İLTEN

Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Metin DEMİRTAŞ (Tez Danışmanı)

Prof. Dr. Ercüment KARAKAŞ

Doç. Dr. Murat Erhan BALCI

Dr. Öğr. Üy. Yusuf ALTUN

Dr. Öğr. Üy. Derya AVCI

BALIKESİR, MAYIS - 2019

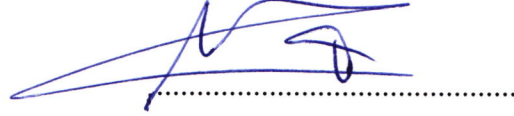
KABUL VE ONAY SAYFASI

Erdem İLTEN tarafından hazırlanan “**ASENKRON MOTOR İÇİN ADAPTİF KESİRLİ KAYAN KIPLI GÖZLEMCİ TASARIMI**” adlı tez çalışmasının savunma sınavı 02.05.2019 tarihinde yapılmış olup aşağıda verilen jüri tarafından **oy birliği** ile Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Doktora Tezi olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

İmza

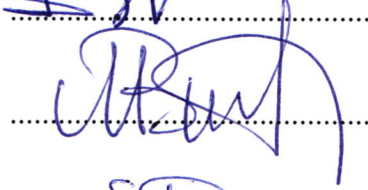
Danışman
Prof. Dr. Metin DEMİRTAŞ



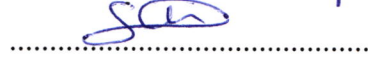
Üye
Prof. Dr. Ercüment KARAKAŞ



Üye
Doç. Dr. Murat Erhan BALCI



Üye
Dr. Öğr. Üy. Yusuf ALTUN



Üye
Dr. Öğr. Üy. Derya AVCI



Jüri üyeleri tarafından kabul edilmiş olan bu tez Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulunca onanmıştır.

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Prof. Dr. Necati ÖZDEMİR

.....

Bu tez çalışması Balıkesir Üniversitesi Rektörlüğü Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) Birimi tarafından 2017/072 nolu proje ile desteklenmiştir. Tez çalışmasında elde edilen sonuçlar “Fractional Order Super-Twisting Sliding Mode Observer for Sensorless Control of Induction Motor” isimli makale ile “COMPEL - The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering” isimli dergide yayınlanmıştır (<https://doi.org/10.1108/COMPEL-08-2018-0306>).

ÖZET

**ASENKRON MOTOR İÇİN ADAPTİF KESİRLİ KAYAN KIPLI
GÖZLEMCİ TASARIMI
DOKTORA TEZİ
ERDEM İLTEN
BALIKESİR ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
(TEZ DANIŞMANI: PROF. DR. METİN DEMİRTAŞ)**

BALIKESİR, MAYIS - 2019

Tez çalışmasında, bir asenkron motorun sensörsüz hız kontrolü için adaptif kesirli kayan kipli gözlemci tasarlanmıştır. Bu gözlemcide, ikinci derece üstün burulmalı kayan kipli algoritma kullanılmıştır. Klasik kayan kipli kontrolörler dayanıklı bir yapıya sahip olmasına rağmen kontrol işaretindeki çattırtı etkisi bir dezavantaj olarak ortaya çıkmaktadır. Asenkron motorun hız kestiriminde kullanılan kayan kipli gözlemcideki çattırtı etkisinin azaltılması için üstün burulmalı algoritma önerilmiştir. Tasarlanan gözlemcinin duyarlılık ve kararlılığını artırmak için hafıza tabanlı yapıya sahip kesirli integral kontrolör bu algoritmayla birlikte kullanılmıştır. Önerilen gözlemcinin kararlılık analizi Lyapunov kriterlerine göre yapılmıştır. Gözlemcinin başarısını göstermek için PI, kesirli PI^λ , kayan kip, üstün burulmalı kayan kip ve kesirli kayan kip olmak üzere beş farklı gözlemci yöntemi analiz edilmiştir. Benzetim çalışmaları motorun 500 dev/dk, 1000 dev/dk ve 1500 dev/dk referans hız değerlerindeki çalışma durumları için yapılmış ve elde edilen sonuçlar grafiksel ve sayısal olarak birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Her bir hız kademesi için motor %50 ve %100 oranında yüklenerek çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmaları, parametre değişimlerinin gözlemcilere olan etkisinin incelenmesi için her bir hız kademesinde, eylemsizlik momenti J ve sürtünme katsayısı F değerleri değiştirilerek yapılmıştır. Kullanılan tüm gözlemcilerin katsayıları, Yanıt Yüzey Yöntemi ile optimize edilmiştir. Optimizasyon işleminde, minimize edilmesi için seçilen sistem çıktıları sürekli hal hatası ve çattırtı genliğidir. Yapılan çalışmalar incelendiğinde kayan kip tabanlı gözlemcilerde sürekli hal hatasının daha az olduğu gözlemlenmektedir. Kesirli integral kontrolör tabanlı gözlemcilerde ise çattırtı genliği daha az olmaktadır. Sürekli hal hatası ve çattırtı genliği değerlerine aynı anda bakıldığında, en iyi sonuçların her iki kontrolör yapısına da sahip olan önerilen gözlemci ile elde edildiği görülmektedir. Önerilen gözlemcinin diğer yöntemlere göre, sürekli hal hatası ve çattırtı genliğinin azaltılmasında daha başarılı, parametre değişikliklerine karşı daha dayanıklı olduğu görülmüştür.

ANAHTAR KELİMELELER: Asenkron motor, gözlemci, kesirli dereceli kontrol, kayan kip kontrol, optimizasyon.

ABSTRACT

ADAPTIVE FRACTIONAL ORDER SLIDING MODE OBSERVER DESIGN FOR INDUCTION MOTOR

PH.D THESIS

ERDEM ILTEN

BALIKESIR UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE
ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING
(SUPERVISOR: PROF. DR. METİN DEMİRTAŞ)

BALIKESİR, MAY - 2019

In the thesis, adaptive fractional sliding mode observer is designed for sensorless speed control of an induction motor. In this observer, the second order super twisting sliding mode algorithm is used. Although the classical sliding mode controllers have a robust structure, the chattering of the control signal appears to be a disadvantage. The super twisting algorithm is proposed to reduce the chattering effect of the sliding mode observer used in the speed estimation of the induction motor. In order to increase the sensitivity and stability of the designed observer, the fractional integral controller with memory-based structure was used with this algorithm. Stability analysis of the proposed observer was performed according to Lyapunov criteria. Five different observer methods PI, fractional PI^λ , sliding mode, super twisting sliding mode and fractional sliding mode were studied to analyze the success of the observer. Simulation studies were carried out for 500 rpm, 1000 rpm and 1500 rpm reference speed and the results were compared graphically and numerically. For each speed level, the motor has been loaded with 50% and 100% loads. In order to investigate the effect of parameter changes on observers, simulation studies were carried out by changing the moment of inertia J and friction coefficient F in each speed level. The coefficients of all observers used are optimized with Response Surface Method. In the optimization process, the system outputs selected for minimization are the steady state error and the chattering amplitude. The studies show that that sliding mode based observers have less steady state error. Fractional integral controller based observers have less chattering amplitude. When the steady state error and chattering amplitude values are examined at the same time, it is seen that the best results are obtained with the proposed observer having both controller structures. It is seen that the proposed observer was more successful in decreasing the steady state error and chattering amplitude compared to other methods and more robust to parameter changes.

KEYWORDS: Induction motor, observer, fractional order control, sliding mode control, optimization.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	i
ABSTRACT	ii
İÇİNDEKİLER	iii
ŞEKİL LİSTESİ	v
TABLO LİSTESİ	vii
SEMBOL LİSTESİ	ix
ÖNSÖZ.....	x
1. GİRİŞ.....	1
2. ASENKRON MOTORLAR	12
2.1 Asenkron Motorun Yapısı	12
2.2 Üç Fazlı Sargılar ve Döner Alan	14
2.3 Üç Fazlı Asenkron Motorda Moment	16
2.4 Asenkron Motorda Kayma	19
2.5 Döner Alana Bağlı Olarak Zaman Domenindeki Gerilim Denklemleri..	20
2.6 Rotorun Statora İndirgenmesi	24
2.7 Asenkron Makinanın Matematiksel Modeli	28
2.7.1 $\alpha\beta$ Eksen Dönüşümü	37
2.7.2 dq Eksen Dönüşümü	43
2.8 Asenkron Motorda Hız Kontrol Yöntemleri	48
2.8.1 Stator Gerilimi ile Hız Kontrolü	49
2.8.2 Stator Frekansı ile Hız Kontrolü	51
2.8.3 Stator Geriliminin Genlik ve Frekansı ile Hız Kontrolü.....	52
2.8.4 Skaler Kontrol Yöntemi	52
2.8.5 Vektör Kontrol Yöntemi	53
2.8.5.1 Doğrudan Vektör Kontrol Yöntemi	58
2.8.5.2 Dolaylı Vektör Kontrol Yöntemi	59
2.9 Asenkron Motor Sürücü Devresi.....	61
3. ASENKRON MOTORLAR İÇİN HIZ GÖZLEMCİSİ TASARIMI	63
3.1 PI Gözlemci	64
3.2 Kesirli PI^λ Gözlemci.....	66
3.3 Kayan Kipli Gözlemci	71
3.4 Üstün Burulmalı Kayan Kipli Gözlemci	76
3.5 Kesirli Kayan Kipli Gözlemci	77
3.6 Kesirli Üstün Burulmalı Kayan Kipli Gözlemci	79
4. GÖZLEMCİ PARAMETRELERİNİN OPTİMİZASYONU	84
4.1 Yanıt Yüzey Yöntemi.....	84
4.2 Parametre Optimizasyonu	86
4.2.1 PI Gözlemci Parametrelerinin Optimizasyonu	86
4.2.2 $FOPI^\lambda$ Gözlemci Parametrelerinin Optimizasyonu	93
4.2.3 SM Gözlemci Parametrelerinin Optimizasyonu	102
4.2.4 STSM Gözlemci Parametrelerinin Optimizasyonu	111
4.2.5 FOSM Gözlemci Parametrelerinin Optimizasyonu	117
4.2.6 FOSTSM Gözlemci Parametrelerinin Optimizasyonu	131
5. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI	145
5.1 PI Gözlemci Simülasyonları.....	152

5.2	FOPI ^λ Gözlemci Simülasyonları	154
5.3	SM Gözlemci Simülasyonları	156
5.4	STSM Gözlemci Simülasyonları	158
5.5	FOSM Gözlemci Simülasyonları	160
5.6	FOSTSM Gözlemci Simülasyonları.....	162
5.7	Gözlemcilerin Karşılaştırılması.....	164
6.	SONUÇ VE ÖNERİLER	166
7.	KAYNAKLAR.....	168

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1: Sincap kafesli asenkron motor.	13
Şekil 2.2: Sincap kafesli asenkron motorun yıldız bağlantı şeması.....	14
Şekil 2.3: Stator oluklarına yerleştirilen aa', bb' ve cc' bobinlerinde manyetik alanların oluşumu.	15
Şekil 2.4: Asenkron makinanın motor, generatör ve fren çalışma durumları.....	20
Şekil 2.5: Statora indirgenmiş asenkron motorun bir fazı için eşdeğer devre şeması.	27
Şekil 2.6: Üç fazlı sincap kafesli asenkron makine kesiti.	28
Şekil 2.7: Üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun eşdeğer devresi.....	29
Şekil 2.8: Asenkron makinanın $\alpha\beta$ eksen modeli.	42
Şekil 2.9: Rotor akı vektörleri.	43
Şekil 2.10: Asenkron motorun gerilim/frekans oranı ile çalışma eğrisi.	53
Şekil 2.11: Asenkron makinanın dq eksen takımındaki giriş ve durum değişkeni ifadeleri.....	55
Şekil 2.12: d eksen rotor akısı ile stator akımı arasındaki transfer fonksiyonu.....	57
Şekil 2.13: Statorun dq eksen akım bileşenleri ile moment arasındaki ilişki.	57
Şekil 2.14: q eksen takımındaki gerilim ile akımın arasındaki ilişki.....	58
Şekil 2.15: d ekseninde referans rotor akısı ile referans stator akımı arasındaki ilişki.....	59
Şekil 2.16: Dolaylı vektör kontrolü blok şeması.	61
Şekil 2.17: İnverter sürücü devresi.	61
Şekil 3.1: Açık çevrim gözlemcinin blok şeması.	64
Şekil 3.2: Luenberger gözlemcisinin blok şeması.	65
Şekil 3.3: PI gözlemcinin blok şeması.....	65
Şekil 3.4: $f(t)$ 'nin kesirli türev yorumu.....	69
Şekil 3.5: Kesirli PI^λ gözlemcinin blok şeması.	70
Şekil 3.6: Değişken eylemsizlik içeren bir sistem için kontrolör şeması.	72
Şekil 3.7: Kayan kip için faz portresi.	73
Şekil 3.8: Yörüngelerde oluşan zaman gecikmesi.....	74
Şekil 3.9: Kayan kipli gözlemcinin blok şeması.	75
Şekil 3.10: Üstün burulmalı kayan kipli gözlemcinin blok şeması.	77
Şekil 3.11: Kesirli kayan kipli gözlemcinin blok şeması.	79
Şekil 3.12: Kesirli üstün burulmalı kayan kipli gözlemcinin blok şeması.	82
Şekil 4.1: Asenkron motor hız kontrol sistemindeki gözlemci testleri için hazırlanan blok şeması.	84
Şekil 5.1: PI gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması.	146
Şekil 5.2: PI gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması (yakınlaştırılmış).	146
Şekil 5.3: $FOPI^\lambda$ gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması.....	147
Şekil 5.4: $FOPI^\lambda$ gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması (yakınlaştırılmış).	147
Şekil 5.5: SM gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması.	148
Şekil 5.6: SM gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması (yakınlaştırılmış).	148
Şekil 5.7: STSM gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması.	149

Şekil 5.8: STSM gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması (yakınlaştırılmış).	149
Şekil 5.9: FOSM gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması.	150
Şekil 5.10: FOSM gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması (yakınlaştırılmış).	150
Şekil 5.11: FOSTSM gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması.	151
Şekil 5.12: FOSTSM gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması (yakınlaştırılmış).	151
Şekil 5.13: PI gözlemci için deney sonuçları.	153
Şekil 5.14: FOPI ^λ gözlemci için deney sonuçları.	155
Şekil 5.15: SM gözlemci için deney sonuçları.	157
Şekil 5.16: STSM gözlemci için deney sonuçları.	159
Şekil 5.17: FOSM gözlemci için deney sonuçları.	161
Şekil 5.18: FOSTSM gözlemci için deney sonuçları.	163
Şekil 5.19: 500 dev/dk referans hız için gözlemcilerin karşılaştırılması.	164
Şekil 5.20: 1000 dev/dk referans hız için gözlemcilerin karşılaştırılması.	165
Şekil 5.21: 1500 dev/dk referans hız için gözlemcilerin karşılaştırılması.	165

TABLO LİSTESİ

Sayfa

Tablo 2.1: Döner manyetik alan elde edilmesi için değerler.	15
Tablo 4.1: RSM tasarımı için mevcut biçimler.	85
Tablo 4.2: PI gözlemci katsayılarının sınır değerleri.	86
Tablo 4.3: PI gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	87
Tablo 4.4: PI gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	88
Tablo 4.5: PI gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	89
Tablo 4.6: PI gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	90
Tablo 4.7: PI gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	91
Tablo 4.8: PI gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	92
Tablo 4.9: PI gözlemci için optimum katsayılar.	93
Tablo 4.10: FOPI ^λ gözlemci katsayılarının sınır değerleri.	93
Tablo 4.11: FOPI ^λ gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	94
Tablo 4.12: FOPI ^λ gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	95
Tablo 4.13: FOPI ^λ gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	96
Tablo 4.14: FOPI ^λ gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	97
Tablo 4.15: FOPI ^λ gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	99
Tablo 4.16: FOPI ^λ gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	100
Tablo 4.17: FOPI ^λ gözlemci için optimum katsayılar.	101
Tablo 4.18: SM gözlemci katsayılarının sınır değerleri.	102
Tablo 4.19: SM gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	103
Tablo 4.20: SM gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	104
Tablo 4.21: SM gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	105
Tablo 4.22: SM gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	106
Tablo 4.23: SM gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	108
Tablo 4.24: SM gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	109
Tablo 4.25: SM gözlemci için optimum katsayılar.	110
Tablo 4.26: STSM gözlemci katsayılarının sınır değerleri.	111

Tablo 4.27: STSM gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	111
Tablo 4.28: STSM gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	112
Tablo 4.29: STSM gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	113
Tablo 4.30: STSM gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	114
Tablo 4.31: STSM gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	115
Tablo 4.32: STSM gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	116
Tablo 4.33: STSM gözlemci için optimum katsayılar.	117
Tablo 4.34: FOSM gözlemci katsayılarının sınır değerleri.	117
Tablo 4.35: FOSM gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	118
Tablo 4.36: FOSM gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	120
Tablo 4.37: FOSM gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	122
Tablo 4.38: FOSM gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	124
Tablo 4.39: FOSM gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	126
Tablo 4.40: FOSM gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	128
Tablo 4.41: FOSM gözlemci için optimum katsayılar.	130
Tablo 4.42: FOSTSM gözlemci katsayılarının sınır değerleri.	131
Tablo 4.43: FOSTSM gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	132
Tablo 4.44: FOSTSM gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	134
Tablo 4.45: FOSTSM gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	136
Tablo 4.46: FOSTSM gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	138
Tablo 4.47: FOSTSM gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	140
Tablo 4.48: FOSTSM gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.	142
Tablo 4.49: FOSTSM gözlemci için optimum katsayılar.	144
Tablo 5.1: Asenkron motor parametreleri.	145
Tablo 5.2: PI gözlemci için deney sonuçları tablosu.	152
Tablo 5.3: FOPI ^λ gözlemci için deney sonuçları tablosu.	154
Tablo 5.4: SM gözlemci için deney sonuçları tablosu.	156
Tablo 5.5: STSM gözlemci için deney sonuçları tablosu.	158
Tablo 5.6: FOSM gözlemci için deney sonuçları tablosu.	160
Tablo 5.7: FOSTSM gözlemci için deney sonuçları tablosu.	162

SEMBOL LİSTESİ

DC	:	Doğru Akım (Direct Current)
AC	:	Alternatif Akım (Alternatif Current)
EMK	:	Elektromotor kuvvet
PI	:	Oransal-İntegral (Proportional-Integral)
PID	:	Oransal-İntegral-Türev (Proportional-Integral-Derivative)
FOPI^λ	:	Kesirli PI ^λ (Fractional Order PI ^λ)
SM	:	Kayan Kip (Sliding Mode)
STSM	:	Üstün Burulmalı Kayan Kip (Super Twisting Sliding Mode)
FOSM	:	Kesirli Kayan Kip (Fractional Order Sliding Mode)
FOSTSM	:	Kesirli Üstün Burulmalı Kayan Kip (Fractional Order Super Twisting Sliding Mode)
RSM	:	Yanıt Yüzey Yöntemi (Response Surface Method)
K_p	:	Oransal kontrol kazancı
K_i	:	İntegral kontrol kazancı
λ	:	İntegral kontrol mertebesi
ε	:	Kayma yüzeyi bant genişliği
K₁	:	Kayan kip kontrol kazancı 1
K₂	:	Kayan kip kontrol kazancı 2
C₁	:	Üstün burulmalı kayan kip kontrol kazancı 1
C₂	:	Üstün burulmalı kayan kip kontrol kazancı 2
e_{ss}	:	Sürekli hal hatası (steady state error)
cht	:	Çatırtı genliği

ÖNSÖZ

Bu tez çalışması sürecinde bilgi birikimi ve tecrübeleriyle bana yol gösteren danışmanım Prof. Dr. Metin DEMİRTAŞ'a ve maddî-manevî her türlü desteği için aileme teşekkür ederim.

1. GİRİŞ

Günümüzde endüstriyel sistemlerde bulunan doğrusal veya döner hareket eden mekanizmalar için gerekli olan mekanik enerji elektrik motorları ile sağlanmaktadır. Bu sistemlerin büyük çoğunluğunda asenkron motorlar kullanılmaktadır. Hız ve konum kontrolünde kolay kullanım imkânı sağlayan doğru akım (Direct Current (DC)) motorlarına kıyasla asenkron motorların daha fazla tercih edilmelerinin sebepleri oldukça önemlidir. Asenkron motorlar kollektör ve fırça gibi parçalara sahip olmadığı için aynı güç değerindeki DC motorlar ile karşılaştırıldığında daha küçük boyutlara sahiptir. Bu özellik, kullanıldığı sistemin hacmini ve ağırlığını azaltacağı için avantaj sağlamaktadır. Fırça ve kollektör yapısından kaynaklı oluşabilecek arkların yanıcı ve patlayıcı madde barındıran ortamlarda tehlike oluşturması, bu yapıya sahip olmayan asenkron motorların tercih edilmesinin bir diğer sebebidir. Ayrıca, fırça ve kollektör gibi sürtünmeli parçalara sahip olmadığı için daha az bakım gerektirir. Bunlara ilave olarak, maliyetinin çok daha ucuz olması da önemli bir tercih sebebidir.

Asenkron motorların DC motorlara göre oldukça fazla avantaja sahip olmasına karşılık bazı dezavantajları da vardır. DC motorlarda hız ve konum kontrolü yapabilmek için sadece DC besleme değerinin ayarlanması yeterlidir. Bu işlem basit olarak DC/DC kıyıcı mantığı ile çalışan sürücüler ile yapılabilmektedir. Sürücünün, sadece bir adet yarıiletken anahtarlama elemanı ve anahtarlama sinyali kaynağı içermesi bile çoğu zaman yeterli olmaktadır. Basit devre yapısı ve anahtarlama mantığına sahip olan bu doğru akım motoru sürücülerinin kullanım kolaylığı bir avantaj olarak sayılabilir. Asenkron motorlarda hız ve konum kontrolü yapabilmek için alternatif akım (Alternating Current (AC)) besleme değerinin gerilim ve frekansının değiştirilmesi gerekir. Bu iş için kullanılan alternatif akım motoru sürücülerinde anahtarlama yapısı daha karmaşıktır. Üç fazlı bir asenkron motor sürücüsünde temel olarak 6 adet yarıiletken anahtarlama elemanı bulunur. Bunun için genelde MOSFET veya IGBT yapısındaki elemanlar kullanılmaktadır.

Endüstriyel sistemlerin maliyetini düşürmek için elektrik makinalarında sensörsüz kontrol uygulamaları günden güne artmaktadır. Değişken hızlı kontrol

sistemlerinin maliyetini azaltmanın en önemli yolu optik veya manyetik yapıdaki konum sensörlerinden kurtulmaktır. Sensör olmadan motorun açısal hızı, ölçülen diğer değerler (akı, akım, gerilim vb.) üzerinden hesaplanabilmektedir. Bunu yapabilmek için öncelikle motorun matematiksel modeli kurulur. Daha sonra, konum sensörlerine kıyasla oldukça ucuz olan akım ve gerilim dönüştürücülerinden faz akımları ve gerilimleri elde edilir. Elde edilen akım ve gerilim bilgileri modelde kullanılır ve motor konumu tahmin edilmeye çalışılır. Bu süreç, model referanslı adaptif sistem (MRAS) tabanlı konum gözlemcisi olarak adlandırılır.

2002'de Mehmet Gedikpınar, fırçasız DC motorların kayan kip gözlemcili algılayıcısız hız kontrolü üzerine bir tez çalışması yapmıştır. Stator direnci ve endüktansındaki değişimleri belirleyebilmek bir kestirim modeli tasarlanmış ve kayan kip gözlemleyicide kullanılarak hız tahmini hatası azaltılmıştır [1].

2006'da İbrahim Ertürk, asenkron motorun sayısal işaret işleyici tabanlı vektör kontrolü konulu bir tez çalışması yapmıştır. Bu çalışmada hız kestirimi için MRAS ve genişletilmiş Kalman filtresi kullanılmıştır. MRAS simülasyon ortamında düşük rotor hızları haricinde iyi sonuçlar vermiştir. Fakat pratikte anlamlı sonuçlar elde edilememiştir. Genişletilmiş Kalman filtresi karmaşık bir algoritmaya sahip olmasına rağmen parametre değişimlerine ve ölçüm gürültülerine karşı bağışıklığı nedeniyle hem simülasyon ortamında hem de pratikte sıfırdan nominal değerine kadar tüm rotor hızlarında uygun sonuçlar vermiştir [2].

2007'de Ömer Akyazı ve diğerleri, asenkron motor için uyarlamalı akı gözlemcisi tabanlı hız algılayıcısız doğrudan moment kontrolü üzerine bir çalışma yapmışlardır. Yapılan simülasyonlarda kestirilen hız ile gerçek hızın birbirine yakın çıktığı görülmüştür [3].

2007'de Cafer Bal, asenkron motorun kayan kip ve sinirsel bulanık gözlemcilerle algılayıcısız hız denetimi konulu bir tez çalışması yapmıştır. Önerilen sinirsel bulanık akım gözlemcisi, akı ve hız tahmini yapmak yerine doğrudan denetleyici olarak kullanıldığından mevcut gözlemcilerden farklı bir yaklaşım getirmiştir. Akım denetimi için ise kayan kip denetleyici tasarlanmıştır. Sinirsel bulanık akım gözlemcisi ile motorun dinamik modeline göre tasarlanan akım gözlemcisinin başarısı karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Farklı hız ve yük

koşullarında elde edilen simulasyon ve deneysel sonuçlarla, önerilen algılayıcısız denetim yönteminin performansı gösterilmiştir [4].

2008’de Yusuf Altun, hiyerarşik kayan kipli kontrol yönteminin ters sarkaç sistemlerine uygulanması konulu bir tez çalışması yapmıştır. Önerilen hiyerarşik kayan kipli kontrolör ile, klasik kayan kipli kontrolörde karşılaşılan yüksek salınım miktarının ve oturma süresinin azaltıldığı görülmektedir [5].

2008’de Ceyhun Yıldız, asenkron motorun vektör kontrolünde bulanık mantık algoritması kullanarak bir çalışma yapmıştır. Çalışmada bulanık mantık ve genetik algoritma birlikte kullanılarak önce simülasyon üzerinde çalışılmış daha sonra deney düzeneği üzerinde uygulanmıştır. Sonuç olarak genetik algoritma destekli bulanık mantık kontrolörün performansının klasik kontrolörlere göre daha iyi olduğu belirtilmiştir [6].

2008’de Rüstem Tolga Büyükbaş, kayan kipli kontrolör kullanarak aktif manyetik yataklama sistemi için doğrusal olmayan bozucu gözlemcisi tasarlamıştır [7].

2009’da Necmi Altın, bulanık adaptif PI kontrolör ile şebeke etkileşimli evirici üzerine MATLAB/Simulink ortamında bir çalışma yapmıştır. Bu çalışmada, sistemin farklı çalışma bölgelerine adapte olabilmesi için PI kontrolörün kazançları K_p ve K_i , bulanık mantık kuralları ile eş zamanlı olarak ayarlanmıştır. Evirici çıkış akımının sinüs şeklinde olduğu ve harmoniklerinin de uluslararası standartlara uygun olduğu görülmüştür. Bulanık adaptif PI kontrolörün geleneksel PI kontrolörden daha başarılı olduğu belirtilmiştir [8].

2009’da Barış Ragıp Mutlu ve diğerleri, kayan kipli DC motor konum kontrolünün FPGA ile gerçekleştirilmesi üzerine bir çalışma yapmışlardır. Bu çalışmada kayan kip ile oransal integral türev (proportional-integral-derivative (PID)) ileri beslemeli kontrolörlerin performansları karşılaştırılmıştır. Kayan kipli kontrolörün diğerlerine göre daha fazla kaynak kullanmasına rağmen bozucu etkilere daha iyi cevap verdiği belirtilmiştir [9].

2009’da Ajith Abraham ve diğerleri, Kesirli $PI^{\lambda}D^{\delta}$ kontrolörlerin optimizasyonu üzerine bir simülasyon çalışması yapmışlardır. Bu çalışmada “Particle

Swarm Optimization” yöntemi ve “Bacterial Foraging Optimization” yöntemlerinin karşılaştırılması yapılmıştır [10].

2009’da Ivo Petráš, sürekli mıknatıslı bir DC motor için kesirli $PI^\lambda D^\delta$ kontrol yönteminin uygulanması üzerine bir simülasyon çalışması yapmıştır. Bu çalışmada Kesirli $PI^\lambda D^\delta$ kontrolörlerin analog ve dijital devreler ile nasıl tasarlanabileceği hakkında önerilere yer verilmiştir [11].

2009’da Metin Demirtaş, Asenkron motorun hız kontrolünde DSP tabanlı bir kontrolör kullanarak kayan kipli kontrol üzerine bir çalışma yapmıştır. Çalışmada kayan kip yöntemi, genetik algoritma kullanılarak optimize edilmiş ve asenkron motora uygulanmıştır. Yapılan deneylerin neticesinde, uygulanan yöntemin karmaşık ve doğrusal olmayan sistemler için iyi sonuç verdiği ortaya konulmuştur [12].

2009’da Akif Birol Dumanay, PID, bulanık mantık ve kayan kip yöntemleri ile DC motor kontrolü üzerine bir tez çalışması yapmıştır. DC motor ile yapılan boşta çalışma ve bozucu etki altında çalışma durumlarında her bir kontrolör performansları incelenmiştir. Kayan kipli kontrolörün sistemdeki parametre değişimlerine ve bozuculara karşı daha dayanıklı olmasına rağmen çatırtı problemi olduğu görülmüştür [13].

2010’da R. Aruzmozhiyal ve diğerleri, MATLAB programının “Real Time” arayüzünü kullanarak dsPIC30F4011 ile asenkron motorun hızının kontrolü üzerine bir çalışma yapmışlardır. Çalışmada referans hız değerinin ani olarak artırılması veya azaltılması durumunda sistemin verdiği tepkiler incelenmiştir [14].

2010’da Manuel A. Duarte-Mermoud ve diğerleri, alan yönlendirmeli asenkron motorun hız kontrolünde kesirli PI kontrol yöntemini simülasyon ortamında uygulamışlardır. Sonuç olarak, iyi seçilen integral değişkenlerinin sistemin tepki süresini ve maksimum aşma miktarını iyileştirdiği ortaya konulmuştur [15].

2010’da Vishal Mehra ve diğerleri, DC motorun hız kontrolünde genetik algoritma kullanarak $FOPI^\lambda D^\delta$ (Fractional Order $PI^\lambda D^\delta$ – Kesirli $PI^\lambda D^\delta$) kontrolörün parametrelerinin optimizasyonu üzerine bir çalışma yapmışlardır. $FOPI^\lambda D^\delta$ kontrolörün IOPID (Integer Order PID – Klasik PID) kontrolöre göre daha iyi performans verdiğini simülasyon çalışmalarıyla ortaya koymuşlardır [16].

2011'de Ersagun Kürşat Yaylacı, asenkron motorlarda kayan kip yöntemi ile hız kontrolü üzerine bir tez çalışması yapmıştır. Önerilen yöntem, dolaylı vektör kontrollü bir asenkron motor hız kontrol sistemine simülasyon ortamında uygulanmıştır. Sonuç olarak, kayan kipli kontrolörün PI kontrolöre göre sistemdeki değişmelere karşı çok daha hızlı tepki verdiği görülmüştür [17].

2012'de Rinku Singhal ve diğerleri, DC motorun hız kontrolünde klasik PID kontrolör ile kesirli $PI^{\lambda}D^{\delta}$ kontrolörün performanslarının karşılaştırılması üzerine bir simülasyon çalışması yapmışlardır. Kazanç katsayılarının ayarlanmasında Ziegler-Nicholas yöntemini kullanmışlardır [18].

2012'de Jorge Villagra ve diğerleri, DC motor kontrollü robot eklemleri için serbest-modelli kontrol yapısı kullanarak kesirli türev yönteminin sağlamlık ve dinamik cevaba etkisini incelemişlerdir. Kesirli ve tamsayı serbest-modelli PID kontrolörlerin performanslarını simülasyon ortamında karşılaştırmışlardır [19].

2012'de Andrzej Ruszewski ve Andrzej Sobolewski, DC motorun hız kontrolü için National Instruments firmasının sbRIO-9631 kontrolörünü kullanarak LabVIEW ortamında kesirli $PI^{\lambda}D^{\delta}$ kontrol yöntemi ile klasik PID kontrol yöntemlerinin performanslarını karşılaştırmışlardır. Kesirli $PI^{\lambda}D^{\delta}$ yönteminde maksimum aşmanın daha az olduğu görülmüştür [20].

2012'de Sandip A. Waskar ve diğerleri, dsPIC tabanlı SPWM kontrollü 3 fazlı asenkron motorun hız kontrolü üzerine simülasyon ve deneysel çalışmalar yapmışlardır. Skaler kontrol yöntemi olan V/f oranının kontrolünü bulanık mantık algoritması kullanarak gerçekleştirmişlerdir. Deneysel çalışmalarda, değişken yükler altında sistemin dayanıklılığını incelemişler ve tasarlanan sürücünün endüstriyel alanda kullanılabilir olduğunu belirtmişlerdir [21].

2012'de Yeong-Hwa Chang ve diğerleri, alan yönlendirmeli asenkron makinalar için kesirli integral kayan kipli gözlemci tasarımı üzerine bir çalışma yapmışlardır. Tamsayı ve kesirli kontrol yöntemleri simülasyon ortamında ve gerçek sistemde uygulanmıştır. Sistemin bozucu yükler altındaki cevabının sürekli hal durumunda ve geçiş bölgesinde, kesirli yöntemin tamsayı yöntemine göre daha iyi

performans sergilediği görülmüştür. Kesirli kontrolörün adaptif kurallarla optimize edildiğinde daha iyi performans vereceği belirtilmiştir [22].

2013'te Zhaowei Qiao ve diğerleri sürekli mıknatıslı senkron motorun (permanent magnet synchronous motor (PMSM)) sensörsüz konum kestirimi için yeni bir kayan kipli gözlemci yöntemi önermişlerdir. Klasik kayan kipli gözlemciye işaret fonksiyonu yerine sigmoid fonksiyonu kullanılarak çaptırtı etkisinin azaltılması hedeflenmiştir. Önerilen gözlemcinin doğruluğunu kanıtlamak için simülasyon ve deneysel çalışmalar yapılmıştır. Önerilen gözlemcinin klasik kayan kipli gözlemciye göre daha basit yapıda olduğu ve daha başarılı kestirim yaptığı belirtilmiştir [23].

2013'te Xi Zhang, elektrikli araçlarda kullanılan sensörsüz asenkron motor sürücülerini için kayan kipli gözlemci üzerine bir çalışma yapmıştır. Bu çalışmada bant genişliği sabit olan kayan kipli bir gözlemci önerilmiştir. Bu gözlemci ile yük momentinin bilinmesine gerek olmadan akı ve hız bilgisi kestirilebilmektedir. Yapılan deneysel çalışmalarla önerilen yöntemin başarısı gösterilmiştir [24].

2014'te Lihang Zhao ve diğerleri, sensörsüz asenkron motor sürücülerini için ikinci derece kayan kipli gözlemci ile parametre kestirimi üzerine bir çalışma yapmışlardır. Bu çalışmada MRAS kullanılarak rotor hızı, stator ve rotor dirençleri kestirilmiştir. Önerilen yöntem, birinci derece kayan kip ile kıyaslandığında çaptırtı etkisini azaltmaktadır. Önerilen yöntemin doğruluğu yapılan deneysel çalışmalarla ispatlanmıştır [25].

2014'te Stefano Di Gennaro ve diğerleri, asenkron motorun sensörsüz kontrolü için yüksek dereceli kayan kipli gözlemci kullanmışlardır. Stator direncinin değiştiği durumlar için sistem test edilmiş ve önerilen yöntemin iyi sonuçlar verdiği belirtilmiştir [26].

2014'te Rodrigo Padilha Vieira ve diğerleri, asenkron makinaların rotor hızı kestirimi için kayan kip tabanlı bir gözlemci üzerine çalışma yapmışlardır. Bu çalışmada mıknatıslanma akımları kestirilmiştir. Bu iş için zıt elektromotor kuvvet (EMK), ölçülen stator akımı ve gerilimi kullanılarak hesaplanmıştır. Mıknatıslanma akımları ise hesaplanan zıt EMK üzerinden bulunmuştur. Kararlılık analizi için

Lyapunov yaklaşımı kullanılmıştır. Önerilen yöntemin başarısı, simülasyon ve deneysel çalışmalarla sunulmuştur [27].

2014 yılında Oscar Barambones ve diğerleri, asenkron motorun sensörsüz konum kontrolü için adaptif kayan kip tabanlı bir çalışma yapmışlardır. Bu çalışmada ticari bir asenkron motor kullanılarak simülasyonlar ve gerçek deneyler yapılmıştır. Önerilen konum kestirim yönteminin sistem parametrelerindeki belirsizlikler, yük momenti altında çalışma ve sargı dirençlerindeki değişimler gibi bozucu etkilere karşı başarılı olduğu gösterilmiştir [28].

2015'te Abdelkarim Ammar ve diğerleri, asenkron motorun sensörsüz doğrudan moment kontrolü (direct torque control (DTC)) için kayan kipli gözlemci kullanmışlardır. DTC'de oluşan moment dalgalanmalarının giderilmesi için uzay vektör modülasyonu (space vector modulation (SVM)) kullanılmıştır. Önerilen sistem için MATLAB/Simulink arayüzü kullanılarak deney düzeneği üzerinde çalışmalar yapılmıştır [29].

2015'te Ying Fan ve diğerleri, yeni bir akı modülasyonlu PMSM için sensörsüz SVM ve DTC tabanlı geniş hız aralıklı kayan kipli gözlemci üzerine bir çalışma yapmışlardır. Geleneksel kayan kipli gözlemciyle kıyaslandığında önerilen gözlemcinin çatırtıyı azalttığı, düşük hızlarda rotor konumu kestiriminin doğruluğunun artırıldığı vurgulanmıştır. Önerilen sistemin başarısı, yapılan simülasyonlar ve deneysel çalışmalarla gösterilmiştir [30].

2015 yılında Anissa Hosseyni ve diğerleri, sensörsüz beş fazlı PMSM sürücüsü için kayan kip tabanlı bir gözlemci önermişlerdir. Önerilen gözlemci PMSM'nin zıt EMK'sı kullanılarak tasarlanmıştır. Gözlemcinin kararlılığı Lyapunov kararlılık kriteri ile analiz edilmiştir. Önerilen yöntemin Lyapunov'a göre asimptotik olarak kararlı olduğu gösterilmiştir. Yapılan simülasyon çalışmaları ile önerilen gözlemcinin etkili ve gerçek sistemlerde uygulanabilir olduğu söylenmiştir [31].

2015'te Djordje Stojic ve diğerleri, sensörsüz asenkron motor hız kontrol sürücüleri için geliştirilmiş stator akı kestiricisi önermişlerdir. Önerilen bu kestirici, yeni bir integral alma yöntemi kullanan kapalı çevrim bir DC ofset kompanzasyon algoritması temelinde tasarlanmıştır. Yapılan simülasyonlar ve deneysel çalışmalar,

önerilen sistemin özellikle düşük stator frekanslarında olmak üzere bütün çalışma şartları için isabetli ve kararlı sonuçlar verdiğini göstermektedir [32].

2015 yılında Idriss Benlaloui ve diğerleri, asenkron makinanın sensörsüz kontrolü için yeni bir MRAS önermişlerdir. Önerilen yöntemde klasikten farklı olarak iki bileşen kullanılmaktadır. Bunlar rotor akısı ve elektromanyetik moment değerleridir. Önerilen sistem Lyapunov yaklaşımı kullanılarak tasarlanmıştır. Önerilen hız kestirim yönteminin düşük ve sıfır hızda çalışma bölgelerinde etkili sonuçlar verdiği simülasyon ve deneysel çalışmalarla gösterilmiştir. Ayrıca önerilen yöntem parametre değişimlerine, ölçüm hatalarına ve gürültülere karşı sağlam bir yapıda çalışmaktadır [33].

2016 yılında Mihai Comanescu, asenkron motorun sensörsüz kontrolü için yüksek sağlamlığı olan kayan kipli gözlemci üzerine bir çalışma yapmıştır. Bu çalışmadaki yenilik, doğruluğu zayıf olan bir giriş hızının kullanılmasına rağmen, tasarlanan gözlemcinin akı kestirimini doğru yapmasıdır. Tasarlanan kayan kipli gözlemci, açık çevrim bir gözlemci ile karşılaştırılmış ve parametre değişimlerine karşı daha dayanıklı olduğu gösterilmiştir. Önerilen sistem, simülasyonlar ve deneysel çalışmalarla desteklenmiştir [34].

2016'da Xiaoguang Zhang ve Zhengxi Li, PMSM mekanik parametrelerinin kestirimi için kayan kip tabanlı bir gözlemci önermişlerdir. Tasarlanan gözlemci ile mekanik parametreler, kestirilen sistem gürültüleri üzerinden elde edilmektedir. Kayan kipteki çatırtı etkisinin azaltılması için alçak geçiren filtre kullanılmıştır. Deneysel sonuçlar, önerilen parametre kestirim yaklaşımının geçerliliğini göstermektedir [35].

2016'da Andrew N. Smith ve diğerleri, sensörsüz asenkron motor sürücülerinin düşük hızda çalışma durumları için geliştirilmiş rotor akı gözlemcisi üzerine bir çalışma yapmışlardır. Önerilen sistemin performansı, 7,5 kW'lık bir asenkron motor kullanılarak simülasyon ve deneysel çalışmalarla sunulmuştur. Sonuçlar incelendiğinde önerilen sistemin geleneksel sisteme göre düşük ve sıfır rotor hızı bölgelerinde daha sağlam çalıştığı gösterilmiştir [36].

2017'de Donglai Liang ve diğeri, sensörsüz PMSM kontrolü için ikinci dereceden kayan kip kullanarak stator direnci kestirimi yapan bir gözlemci tasarlamışlardır. İkinci derece kayan kip yöntemi olarak üstün burulma algoritması kullanılmıştır. Klasik kayan kip yönteminde karşılaşılan çatırtı probleminin giderilmesi için önerilen gözlemciye anahtarlama fonksiyonunun genliği azaltılmıştır. Lyapunov kararlılık teoremi kullanılarak önerilen gözlemcinin kararlılığı gösterilmiştir. Son olarak, önerilen metod simülasyonlar ve deneysel çalışmalarda geleneksel bir yöntemle karşılaştırılmıştır [37].

2017 yılında Fengxiang Wang ve diğeri, asenkron motorun tahmini moment kontrolü için dayanıklı adaptif bir gözlemci önermişlerdir. Önerilen gözlemci kayan kip yapısını temel almaktadır. Kayan kipte oluşan çatırtı etkisinin azaltılması için kayan kip fonksiyonu ve katsayıları H sonsuz (H_∞) yöntemi ile optimize edilmiştir. Önerilen sistem, geniş hız aralığında ve bozucu yükler altında kararlı performans göstermiştir [38].

2017'de Oussama Saadaoui ve diğeri, sensörsüz PMSM kontrolünde rotor konumu kestirimi için kayan kipli gözlemci üzerine bir çalışma yapmışlardır. Rotor konumu ve hızının kestirimi için zıt EMK gerilim bilgisini kullanan kayan kip tabanlı bir gözlemci önerilmiştir. İlk rotor konumu, stator sargılarına yüksek frekansta gerilim darbe dizisi verilerek tespit edilmiştir. Önerilen gözlemcinin kararlılığı Lyapunov yöntemi kullanılarak doğrulanmıştır. Sayısal simülasyonlar ve deneyler sonucunda, önerilen yöntem ile rotor konumu ve hızının etkili bir şekilde tahmin edilebildiği görülmüştür [39].

2017 yılında Hechmi Ben Azza ve diğeri, geliştirilmiş kayan kipli gözlemci ve hata toleranslı kontrolör kullanarak sensörsüz bir PMSM kontrol uygulaması yapmışlardır. Deneysel çalışmalar 1.4 kW gücünde üç kutuplu ve üç fazlı PMSM kullanılarak yapılmıştır. Sonuç olarak, önerilen hata tolerans tespiti ve izolasyonu algoritmasının PMSM sürücüsündeki faz arızasını tespit edip izole edebildiği gösterilmiştir [40].

2018'de Bo Wang ve diğeri, asenkron motor sürücülerinde tahmini akım kontrolü için ikinci dereceden kayan kip kullanarak bir bozucu gözlemcisi

önermişlerdir. Bu çalışma özellikle sürekli hal hatasının azaltılması amacıyla yapılmıştır. Deneysel sonuçlar önerilen yöntemin geçerliliğini doğrulamıştır [41].

2018 yılında Huimin Wang ve diğerleri, sensörsüz vektör kontrollü doğrusal asenkron motor sürücüleri için ikinci dereceden bir kayan kipli gözlemci üzerine bir çalışma yapmışlardır. Bu çalışmada stator akımı gözlemcisi, üstün burulmalı kayan kip tabanlı olarak tasarlanmıştır. Önerilen gözlemci, Luenberger gözlemcisi ve klasik kayan kipli gözlemci ile karşılaştırılmıştır. Önerilen gözlemcinin daha başarılı kestirim yaptığı vurgulanmıştır. Önerilen hız kestirim yönteminin etkinliği ve uygulanabilirliği, simülasyon ve deneysel çalışmalar ile doğrulanmıştır [42].

2018'de Bo Wang ve diğerleri, asenkron motorun hız kontrolü için yüksek dereceli terminal kayan kip tabanlı yük momenti gözlemcisi önermişlerdir. Bu çalışmada öncelikle klasik PI kontrolör kullanılmış fakat sistemin ani yük momenti değişimleri altında performansının düştüğü görülmüştür. Bu sorunun çözümü için klasik PI kontrolör ile önerilen yüksek dereceli terminal kayan kipli yük momenti gözlemcisi birlikte kullanılmıştır. Ayrıca, tasarlanan gözlemci, kayan kipte oluşan çatırtı etkisini de azaltmaktadır. Karşılaştırmalı deneyler sonucunda, asenkron motorun hız kontrolünde yük momentindeki değişimlerden kaynaklanan bozucu etkilerin önerilen yaklaşım kullanılarak önemli ölçüde azaltıldığı gösterilmektedir [43].

2018 yılında Mohammad Hosein Holakooie ve diğerleri, altı fazlı asenkron motorun doğrudan moment kontrolü için ikinci dereceden kayan kip tabanlı bir gözlemci önermişlerdir. Akı gözlemcisi olarak, iyi bilinen bir ikinci dereceden kayan kip yöntemi olan üstün burulma algoritması kullanılmıştır. Önerilen gözlemci, parametre belirsizliklerine ve DC ofsetlere karşı dayanıklıdır. Simülasyon ve deneysel sonuçlar, önerilen yaklaşımın geçerliliğini ve etkinliğini doğrulamaktadır [44].

Çalışmanın birinci kısmında literatürdeki çalışmalar verildikten sonra ikinci kısmında asenkron motorların yapısı ve dinamik modeli açıklanmıştır. Üçüncü kısımda, asenkron motorların sensörsüz kontrolünde kullanılan gözlemci çeşitleri alt başlıklar halinde anlatılmaktadır. Dördüncü kısımda, kullanılan çeşitli gözlemciler için uygulanan parametre optimizasyonu anlatılmaktadır. Beşinci kısımda, yapılan simülasyon çalışmaları ve alınan veriler sunulmaktadır. Altıncı bölümde ise bu tez

alışması ile elde edilen sonuçlar ve ilerleyen çalışmalar için birtakım öneriler yer almaktadır.

2. ASENKRON MOTORLAR

Endüstriyel sistemlerde kullanımı giderek yaygınlaşan asenkron motorlar düşük maliyetli olmaları, az bakım gerektirmeleri, çevre şartlarından fazla etkilenmemeleri gibi önemli özelliklere sahiptir. Bu özellikler asenkron motorların diğer motorlara göre daha fazla tercih edilmelerini sağlamaktadır.

Bu bölümde asenkron motorların yapısı, dinamik modeli ve sürücü devresi hakkında bilgiler verilmektedir.

2.1 Asenkron Motorun Yapısı

Asenkron motorlar stator ve rotor olmak üzere iki kısımdan oluşur. Stator ve rotorda sargılar bulunmaktadır.

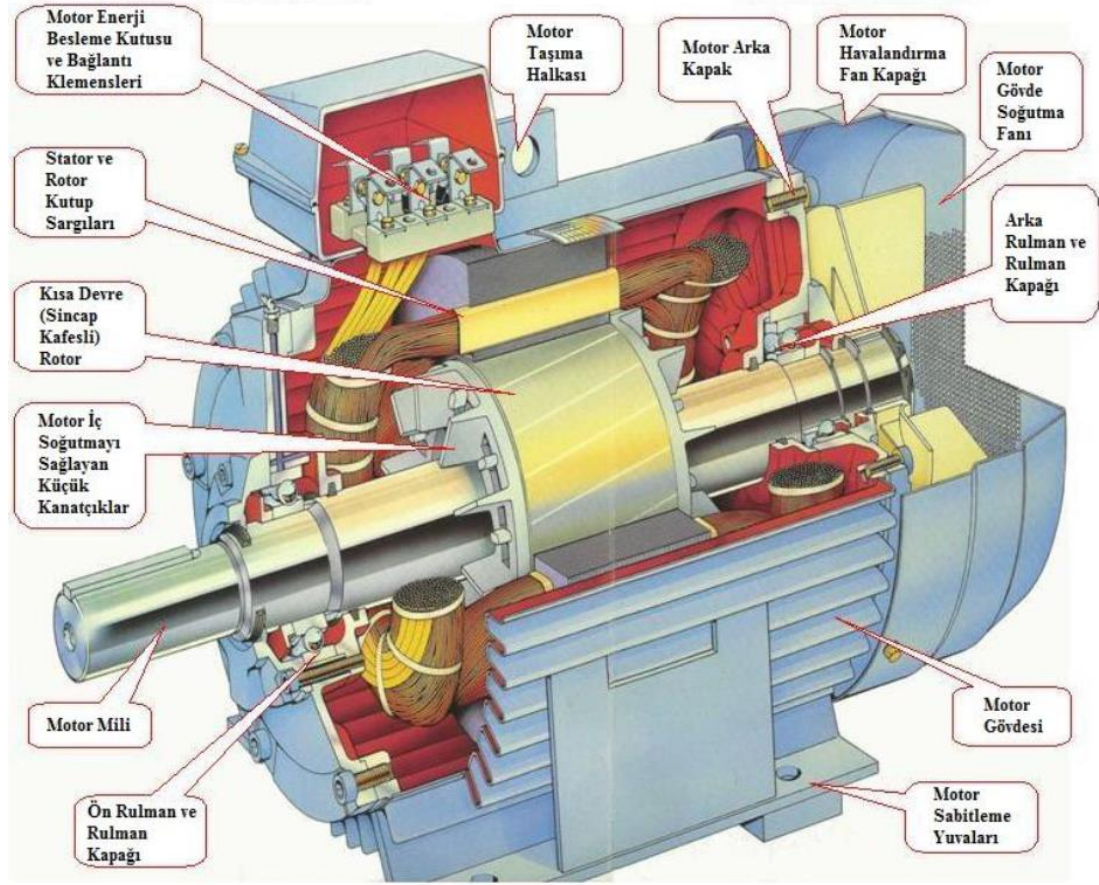
Stator, asenkron makinanın hareketli olmayan kısmıdır. Stator, silisyumlu ince demir saclardan imâl edilir. Saclar üretilirken üzerlerine sargıların yerleştirileceği oluklar açılır. Daha sonra bu saclar preslenerek paket haline getirilir. Sac paketindeki oluklara stator sargıları yerleştirilir.

Rotor, asenkron makinanın hareketli kısmıdır. Rotor da silisyumlu ince saclardan imâl edilmektedir. Rotor sacları üretilirken üzerlerine sargıların yerleştirileceği oluklar açılır. Sonra bu saclar paket haline getirilir. Sincap kafesli asenkron makina rotor oluklarına sargılar yerine alüminyum veya bakır çubuklar yerleştirilmektedir. Bu çubuklar, halkalar ile her iki uçtan kısa devre edilir.

Asenkron makina, motor olarak çalıştırılmak istendiğinde stator sargılarına elektrik enerjisi verilir. Bu enerji rotorda dönme hareketi oluşturur yani mekanik enerjiye dönüşür. Generatör olarak çalıştırıldığında ise rotora mekanik enerji uygulanır, stator sargılarından elektrik enerjisi elde edilir.

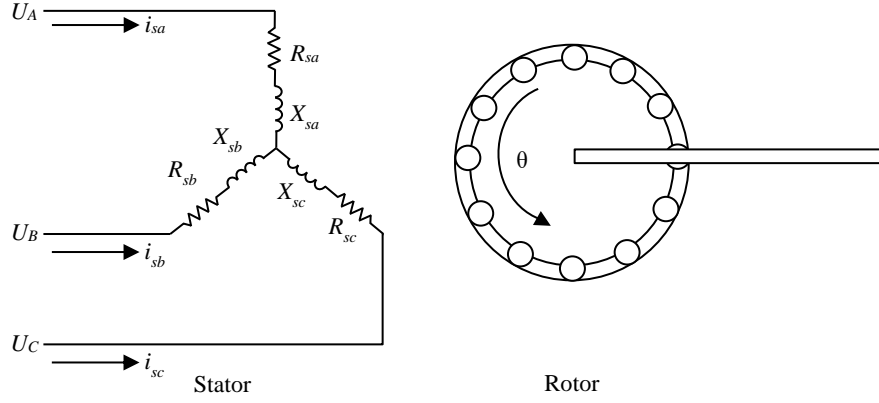
Asenkron makinalar motor olarak çok yaygın şekilde kullanılmasına rağmen generatör olarak kullanılması, son yıllarda rüzgâr enerji santrallerinin çoğalmasıyla birlikte artmıştır. Devir hızları sabit değildir, ancak yüklemeye bağlı olarak çok fazla

da değişmemektedir. Şekil 2.1’de sincap kafesli asenkron motorun kesit alınmış resmi ve üzerinde çeşitli kısımları verilmektedir [45].



Şekil 2.1: Sincap kafesli asenkron motor.

Üç fazlı asenkron motorlarda stator sargıları 120° derece aırlarla yerleştirilmektedir. Sargılar, alışma durumuna göre üçgen veya yıldız olarak bağlanabilmektedir. Stator oluklarına yerleştirilmiş olan sargılar seri bağlanarak faz sargıları oluşturulur. Sincap kafesli olmayan asenkron makinalarda rotor sargı uçları bileziklere bağlanır. Bu uçlar bilezikler ve fırçalar üzerinden dışarıya alınır. Şekil 2.2’de sincap kafesli asenkron motorun yıldız bağlantı Şeması verilmektedir.



Şekil 2.2: Sincap kafesli asenkron motorun yıldız bağlantı şeması.

2.2 Üç Fazlı Sargılar ve Döner Alan

Şekil 2.3'te gösterildiği gibi eksenleri arasında 120° derecelik açılar bulunan aa', bb' ve cc' faz bobinlerinden oluşan sargılar olduğunu kabul edelim. Bu üç fazlı sargılardan aralarında 120° derecelik faz farkı olan sinüzoidal akımlar akıtılırsa her bir bobin üzerinde bir manyetik alan oluşur. Faz sargılarında geçen akımların ifadeleri aşağıda verilmektedir.

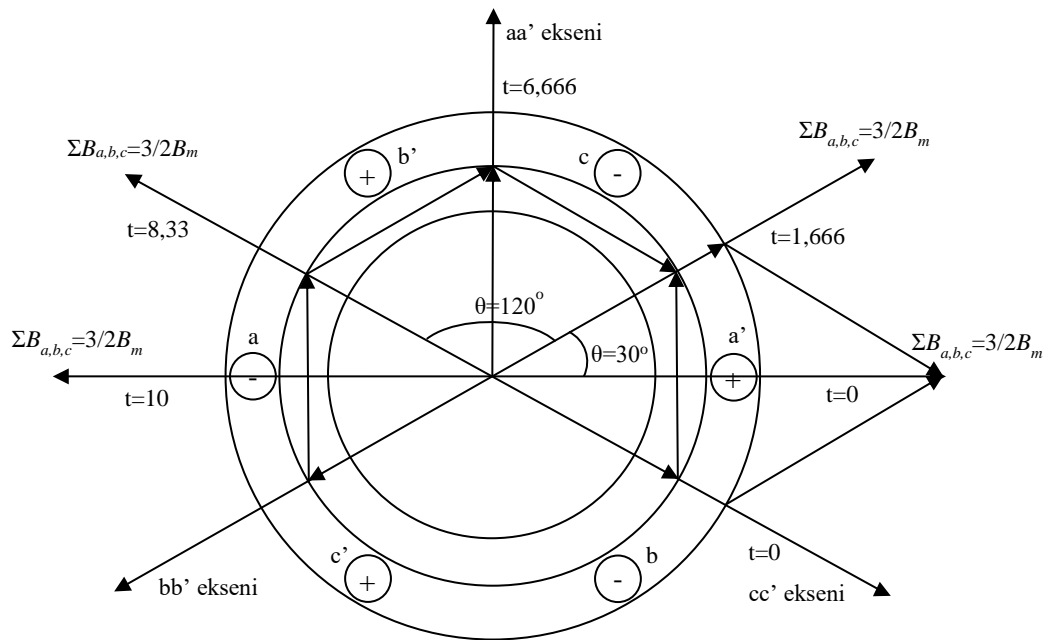
$$\begin{aligned}
 i_a &= I_m \sin \omega t \\
 i_b &= I_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \\
 i_c &= I_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

t değeri için sıfırdan başlayarak çeşitli değerler verdiğimiz zaman döner manyetik alanın nasıl oluştuğunu anlayabiliriz. Manyetik alan oluşturulması için kullanılan değerler Tablo 2.1'de sunulmuştur [46].

Tablo 2.1: Döner manyetik alan elde edilmesi için değerler.

t (ms)	0	5/3	10/3	5	20/3	25/3	10
i_a	0	1/2	$\sqrt{3}/2$	1	$\sqrt{3}/2$	1/2	0
i_b	$-\sqrt{3}/2$	-1	$-\sqrt{3}/2$	-1/2	0	1/2	$\sqrt{3}/2$
i_c	$\sqrt{3}/2$	1/2	0	-1/2	$-\sqrt{3}/2$	-1	$-\sqrt{3}/2$
B_a	0	$B_m/2$	$(\sqrt{3}/2)B_m$	B_m	$(\sqrt{3}/2)B_m$	$B_m/2$	0
B_b	$-(\sqrt{3}/2)B_m$	$-B_m$	$-(\sqrt{3}/2)B_m$	$-B_m/2$	0	$B_m/2$	$(\sqrt{3}/2)B_m$
B_c	$(\sqrt{3}/2)B_m$	$B_m/2$	0	$-B_m/2$	$(\sqrt{3}/2)B_m$	$-B_m$	$-(\sqrt{3}/2)B_m$
$\Sigma B_{a,b,c}$	$3B_m/2$	$3B_m/2$	$3B_m/2$	$3B_m/2$	$3B_m/2$	$3B_m/2$	$3B_m/2$
θ	0°	30°	60°	90°	120°	150°	180°

Şekil 2.3'te stator oluklarına yerleştirilen aa', bb' ve cc' bobinlerinde manyetik alanların oluşumu verilmektedir.



Şekil 2.3: Stator oluklarına yerleştirilen aa', bb' ve cc' bobinlerinde manyetik alanların oluşumu.

Şekil 2.3 incelendiğinde, (iki kutuplu bir makinada $\omega t = \theta_{elk}$) elektrik açısı θ_{elk} ile mekanik dönme açısı θ_{mek} birbirine eşittir. Makinanın bir tam tur dönmesi (yani 360° derece dönmesi) için her fazda $2p = 2$ adet kutup bulunmaktadır. Faz akımlarının periyodu zaman domeninde de 360° derecedir. İki veya daha fazla kutuplu makinalar için mekanik ve elektrik açıları arasındaki ilişki $\theta_{elk} = p\theta_{mek}$ şeklinde bir eşitlik ile tanımlanabilir. Burada p değeri çift kutup sayısını göstermektedir. İki kutuplu bir makina için çift kutup sayısı bir olduğu için elektrik açısı mekanik açığa eşittir. $2p$ kutuplu bir makinanın mekanik olarak bir tam tur dönebilmesi için, bir bobindeki N - S kutupları elektriksel olarak 360° derecelik açığa karşılık geldiğinden p kadarlık açı (360°) taranmaktadır. Döner manyetik alanın açısal hızı, mekanik dönme açısının zamana göre türevi alınarak bulunabilir. İki çift kutup sayısına sahip bir makine için bu değer

$$\omega_s = \frac{d\theta_{mek}}{dt} \quad (2.2)$$

şeklindedir. Elektriksel hız için ise

$$\omega_e = \frac{d\theta_{elk}}{dt} \quad (2.3)$$

şeklindedir. Kutup sayısı $2p$ olan bir makina için $\theta_{elk} = p\theta_{mek}$ olduğundan dolayı döner manyetik alanın açısal hızı

$$\omega_s = \frac{d}{dt} \left(\frac{\theta_{elk}}{p} \right) = \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega_e t}{p} \right) = \frac{\omega_e}{p} \quad (2.4)$$

olarak ifade edilebilir.

2.3 Üç Fazlı Asenkron Motorda Moment

Asenkron motorun besleme kaynağından aldığı elektrik enerjisini sürekli olarak mekanik enerjiye çevirebilmesi yani rotorun sürekli dönebilmesi için gerek ve yeter şart ortalama moment değerinin sıfırdan farklı olmasıdır. Stator-rotor akımları

etkileşimi ile üretilen ani moment ifadesi $m_e(t, \theta)$ olarak tanımlanırsa sürekli dönme hareketi için gerek şart

$$M_e(i) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} m_e(i, \theta) d\theta \neq 0 \quad (2.5)$$

şeklindedir. Yeter şart ise

$$\frac{d\theta}{dt} \neq 0 \quad (2.6)$$

şeklinde ifade edilebilir. Üç fazlı bilezikli bir asenkron motor için moment ifadesi aşağıdaki şekilde tanımlanabilir.

$$m_e = (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}, \theta) = -\frac{1}{2} [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc} \ i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}] \frac{\partial}{\partial \theta} [L_{s,r}(\theta)] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Burada $L_{s,r}(\theta)$ matrisi

$$L_{s,r}(\theta) = \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{sa,sb} & M_{sa,sc} & M_{sa,ra}(\theta) & M_{sa,rb}(\theta) & M_{sa,rc}(\theta) \\ M_{sb,sa} & L_{sb} & M_{sb,sc} & M_{sb,ra}(\theta) & M_{sb,rb}(\theta) & M_{sb,rc}(\theta) \\ M_{sc,sa} & M_{sc,sb} & L_{sc} & M_{sc,ra}(\theta) & M_{sc,rb}(\theta) & M_{sc,rc}(\theta) \\ M_{ra,sa}(\theta) & M_{ra,sb}(\theta) & M_{ra,sc}(\theta) & L_{ra} & M_{ra,rb} & M_{ra,sc} \\ M_{rb,sa}(\theta) & M_{rb,sb}(\theta) & M_{rb,sc}(\theta) & M_{rb,ra} & L_{rb} & M_{rb,rc} \\ M_{rc,sa}(\theta) & M_{rc,sb}(\theta) & M_{rc,sc}(\theta) & M_{rc,ra} & M_{rc,rb} & L_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

şeklindedir. Bu $L_{s,r}(\theta)$ matrisinin Denklem (2.7)'deki türevi alınır

$$\frac{\partial}{\partial \theta} [L_{s,r}(\theta)] = -M_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \sin \theta & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & 0 & 0 & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin \theta & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & 0 & 0 & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin \theta \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin \theta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

ifadesi elde edilir. Bu ifade Denklem (2.7)'de yerine yazıldığında anlık moment ifadesi aşağıdaki gibi olur.

$$\begin{aligned} m_e(i_{s,abc}, i_{r,abc}, \theta) = & -M_m [(i_{sa}i_{ra} + i_{sb}i_{rb} + i_{sc}i_{rc}) \sin \theta \\ & + (i_{sb}i_{ra} + i_{sc}i_{rb} + i_{sa}i_{rc}) \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ & + (i_{sc}i_{ra} + i_{sa}i_{rb} + i_{sb}i_{rc}) \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)] \end{aligned} \quad (2.10)$$

Stator ve rotor akımlarının sinüzoidal olduğunu kabul edilirse aşağıdaki ifadeler elde edilebilir.

$$\begin{aligned} i_{sa} &= I_s \sin(\omega_s t + \varphi_s) \\ i_{ra} &= I_r \sin(\omega_r t + \varphi_r) \\ i_{sb} &= I_s \sin\left(\omega_s t + \varphi_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{rb} &= I_r \sin\left(\omega_r t + \varphi_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{sc} &= I_s \sin\left(\omega_s t + \varphi_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{rc} &= I_r \sin\left(\omega_r t + \varphi_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Bu akım ifadelerini Denklem (2.10)'da yerine koyup, θ yerine $\theta = \omega t + \delta$ yazıldığında aşağıdaki anlık moment ifadesi elde edilir [46].

$$\begin{aligned}
m_e(i_{s,abc}, i_{r,abc}, \theta) = & -\frac{3}{2} M_m I_s I_r \left\{ \sin(\omega t + \delta) \cos[(\omega_s - \omega_r)t + \varphi_s - \varphi_r] \right. \\
& + \sin\left(\omega t + \delta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left[(\omega_s - \omega_r)t + \varphi_s - \varphi_r - \frac{2\pi}{3}\right] \\
& \left. + \sin\left(\omega t + \delta + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left[(\omega_s - \omega_r)t + \varphi_s - \varphi_r + \frac{2\pi}{3}\right] \right\} \quad (2.12)
\end{aligned}$$

2.4 Asenkron Motorda Kayma

Asenkron motorun devir hızı, çalışma prensibi gereği senkron devir hızına ulaşamaz, daha düşük hızlarda çalışır. Asenkron makinanın çalışma şeklini tanımlamak için kayma ifadesi öne sürülmüştür. Bu kayma ifadesi

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} = 1 - \frac{n_r}{n_s} \quad (2.13)$$

şeklinde ve s olarak tanımlanmıştır. Burada s ve r indisleri stator ve rotoru ifade etmektedir. Ayrıca kayma değeri s

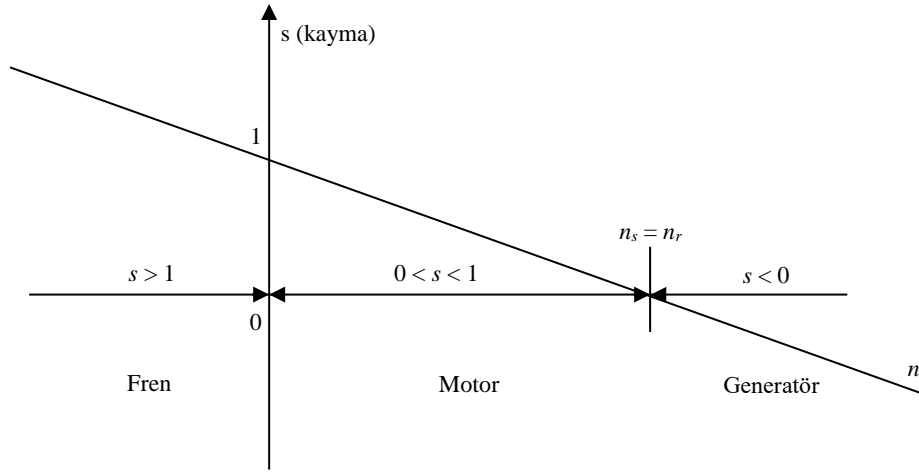
$$s = \frac{f_r}{f_s} \quad (2.14)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Buradan da görüleceği gibi kayma değeri, rotor akımlarının frekansının stator akımlarının frekansına oranıdır. Stator akımlarının frekansının sabit olduğu durumlar için rotor akımlarının frekansının artması kaymayı artırmakta ve dolayısıyla da motorun dönüş hızını azaltmaktadır. Rotor akımlarının frekansının azalması durumunda ise tam tersi olmaktadır. Statorda oluşan döner manyetik alanın rotoru kesme hızı rotor akımlarını doğrudan etkilemektedir. Denklem (2.13)'deki ifadede motor hareket etmiyorken yani $n_r = 0$ iken $s = 1$ olmaktadır. Motorun senkron hıza ulaştığını kabul edersek yani $n_r = n_s$ olduğunda $s = 0$ olur ancak bu pratikte mümkün değildir. Asenkron makinaya dışarıdan döndürme kuvveti uygulandığında $n_r > n_s$ olmakta ve kayma değeri $s < 0$ olmaktadır. Makina bu şekilde çalıştırıldığında adına asenkron generatör denilmektedir. Asenkron

generatörde mekanik enerji elektrik enerjisine çevrilmektedir. Asenkron generatör için kayma ifadesi

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} < 0 \quad (2.15)$$

şeklindedir. Burada $n_r < 0$ olduğu durumda rotor, döner manyetik alanın tersi yönünde dönmeye çalışır ve $s > 1$ olur. Bu duruma fren denilmektedir. Asenkron makinanın motor, generatör ve fren çalışma durumları Şekil 2.4’de verilmektedir.



Şekil 2.4: Asenkron makinanın motor, generatör ve fren çalışma durumları.

2.5 Döner Alana Bağlı Olarak Zaman Domenindeki Gerilim Denklemleri

Asenkron motorda stator sargılarına uygulanan gerilimlerin akımları statorda döner manyetik alan oluşmasına sebep olur. Bu döner manyetik alanın etkisinde kalan rotorda akımlar endüklenir ve rotor için bir döner manyetik alan oluşur. Bu iki döner manyetik alanın hızları, sabit bir sistem için eşittir. Bu hıza senkron hız denilmektedir. Stator döner manyetik alanının etkisiyle statorun bir faz sargısından geçen akıya ψ_s bu alanın rotorun bir fazından geçirdiği akıya ise $\psi_{r,s}$ diyelim. Rotor döner manyetik alanının rotorun bir fazından geçirdiği akıya ψ_r bu alanın statorun bir fazından

geçirdiği akıya ise $\psi_{s,r}$ diyelim. Stator ve rotor sargılarının gerilimlerini sırasıyla v_s ve v_r olarak isimlendirelim. Sincap kafesli yani kısa devre rotorlu asenkron motor için burada $v_r = 0$ olmaktadır [46]. Stator ve rotorun bir fazı için Kirchhoff gerilim ifadeleri

$$v_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} - \frac{d\psi_{s,r}}{dt} \quad (2.16)$$

$$v_r = R_r i_r + \frac{d\psi_r}{dt} - \frac{d\psi_{r,s}}{dt} \quad (2.17)$$

şeklinindedir. Statorun bir faz sargısı için özendüktans değerini L_s , rotor için ise L_r olarak tanımlayalım. Bu özendüktans değerlerini mıknatıslanma özendüktansı ve kaçak özendüktans cinsinden şu şekilde ifade edebiliriz

$$L_s = L_{sm} + L_{s\sigma} \quad (2.18)$$

$$L_r = L_{rm} + L_{r\sigma} \quad (2.19)$$

Yukarıdaki denklemlerde L_{sm} ve L_{rm} stator ve rotor özendüktanslarıdır. $L_{s\sigma}$ ve $L_{r\sigma}$ ise kaçak özendüktanslardır. Üç fazlı sargılarda oluşan döner manyetik alanın akı değeri bir fazın akı değerinin $3/2$ katı olmaktadır. Stator faz sayısına m_s , rotor faz sayısına m_r dersek stator ve rotor için döner manyetik alan akıları bir fazın akı değerinin $m_s/2$ ve $m_r/2$ katı olur. Stator ve rotor için döner manyetik alan akıları aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\psi_s = \frac{m_s}{2} [L_{sm} + L_{s\sigma}] i_s \quad (2.20)$$

$$\psi_r = \frac{m_r}{2} [L_{rm} + L_{r\sigma}] i_r \quad (2.21)$$

Stator ve rotorun birer faz sargıları arasında dönme açısına bağlı olarak değişen zıt endüktansın maksimum değerine $M_{s,r}$ diyelim. Rotor sargıları ω açısal hızı ile hareket eder. Akı ifadesi

$$\psi_{s,r} = \frac{m_r}{2} M_{s,r} i_r e^{-j\omega t} \quad (2.22)$$

şeklindedir. Stator döner manyetik alanının rotorun bir faz sargısında oluşturduğu akı ise

$$\psi_{r,s} = \frac{m_s}{2} M_{r,s} i_s e^{-j\omega t} \quad (2.23)$$

şeklindedir. Denklem (2.16) ve Denklem (2.17)'deki akı ifadeleri yerine Denklem (2.22) ve Denklem (2.23) yazılırsa stator ve rotor için bir faz sargısının zaman domenindeki gerilim denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$v_s = R_s i_s + \frac{m_s}{2} L_{s\sigma} \frac{di_s}{dt} + \frac{m_s}{2} L_{sm} \frac{di_s}{dt} - \frac{d}{dt} \left(\frac{m_r}{2} i_r M_m e^{j\omega t} \right) \quad (2.24)$$

$$v_r = R_r i_r + \frac{m_r}{2} L_{r\sigma} \frac{di_r}{dt} + \frac{m_r}{2} L_{rm} \frac{di_r}{dt} - \frac{d}{dt} \left(\frac{m_s}{2} i_s M_m e^{-j\omega t} \right) \quad (2.25)$$

Denklem (2.24) ve (2.25)'teki stator ve rotor için verilen gerilim diferansiyel denklemlerinde ω açısal hız değeri sabit alınırsa i_s ve i_r değerleri kolayca elde edilebilir. ω açısal hız değerinin değişken olması durumunda ise motorun dönme hareketinin de bir denklem ile tanımlanması gerekir.

Stator ve rotorun akım ve gerilimlerinin açısal frekans değerlerini ω_s ve ω_r olarak kabul edelim. Stator ve rotor gerilimleri ve akımlarının reel ve kompleks ifadeleri

$$\begin{aligned} \dot{v}_s(t) &= V_{sm} e^{j\omega_s t} & , & \quad v_s(t) = \text{reel}(V_{sm} e^{j\omega_s t}) \\ \dot{v}_r(t) &= V_{rm} e^{j\omega_r t} & , & \quad v_r(t) = \text{reel}(V_{rm} e^{j\omega_r t}) \\ \dot{i}_s(t) &= I_{sm} \cos(\omega_s t - \varphi_s) & , & \quad i_s(t) = \text{reel}(I_{sm} e^{j(\omega_s t - \varphi_s)}) \\ \dot{i}_r(t) &= I_{rm} \cos(\omega_r t - \varphi_r) & , & \quad i_r(t) = \text{reel}(I_{rm} e^{j(\omega_r t - \varphi_r)}) \end{aligned} \quad (2.26)$$

şeklinde elde edilir. Bu gerilim ve akım ifadeleri Denklem (2.24) ve (2.25)'te kullanılırsa

$$\begin{aligned}
\text{reel} \left\{ V_{sm} e^{j\omega_s t} = R_s I_{sm} e^{j(\omega_s t - \varphi_s)} + \frac{m_s}{2} L_{s\sigma} \frac{d}{dt} (I_{sm} e^{j(\omega_s t - \varphi_s)}) \right. \\
+ \frac{m_s}{2} L_{sm} \frac{d}{dt} (I_{sm} e^{j(\omega_s t - \varphi_s)}) \\
\left. - \frac{m_r}{2} M_m \frac{d}{dt} (I_{rm} e^{j(\omega_r t - \varphi_r)} e^{j\omega t}) \right\}
\end{aligned} \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned}
\text{reel} \left\{ V_{rm} e^{j\omega_r t} = R_r I_{rm} e^{j(\omega_r t - \varphi_r)} + \frac{m_r}{2} L_{r\sigma} \frac{d}{dt} (I_{rm} e^{j(\omega_r t - \varphi_r)}) \right. \\
+ \frac{m_r}{2} L_{rm} \frac{d}{dt} (I_{rm} e^{j(\omega_r t - \varphi_r)}) \\
\left. - \frac{m_s}{2} M_m \frac{d}{dt} (I_{sm} e^{j(\omega_s t - \varphi_s)} e^{j\omega t}) \right\}
\end{aligned} \quad (2.28)$$

ifadeleri elde edilir. Akım ve gerilimler için fazör ifadeleri ise

$$\begin{aligned}
\dot{V}_s = V_{sm} e^{-j0} \quad , \quad \dot{V}_r = V_{rm} e^{-j\alpha} \\
\dot{I}_s = I_{sm} e^{-j\varphi_s} \quad , \quad \dot{I}_r = I_{rm} e^{-j\varphi_r}
\end{aligned} \quad (2.29)$$

şeklinde tanımlanabilir. Denklem (2.29)'daki ifadeler Denklem (2.27) ve (2.28)'de kullanılırsa ve $\omega_s - \omega = \omega_r$ olarak alınırsa gerilim ifadeleri

$$\dot{V}_s = R_s \dot{I}_s + j \frac{m_s}{2} \omega_s L_{s\sigma} \dot{I}_s + j \frac{m_s}{2} \omega_s L_{sm} \dot{I}_s - j \frac{m_r}{2} (\omega_r + \omega) M_m \dot{I}_r \quad (2.30)$$

$$\dot{V}_r = R_r \dot{I}_r + j \frac{m_r}{2} \omega_r L_{r\sigma} \dot{I}_r + j \frac{m_r}{2} \omega_r L_{rm} \dot{I}_r - j \frac{m_s}{2} (\omega_s + \omega) M_m \dot{I}_s \quad (2.31)$$

olarak elde edilir. Sincap kafesli asenkron motorda $v_r = 0$ olur, ayrıca $\omega_r + \omega = \omega_s$ ve $\omega_s - \omega = \omega_r = s\omega$ olarak alınıp Denklem (2.31) s değerine bölünürse

$$\dot{V}_s = R_s \dot{I}_s + j \frac{m_s}{2} \omega_s L_{s\sigma} \dot{I}_s + j \frac{m_s}{2} \omega_s L_{sm} \dot{I}_s - j \frac{m_r}{2} \omega_s M_m \dot{I}_r \quad (2.32)$$

$$0 = \frac{R_r}{s} \dot{I}_r + j \frac{m_r}{2} \omega_s L_{r\sigma} \dot{I}_r + j \frac{m_r}{2} \omega_s L_{rm} \dot{I}_r - j \frac{m_s}{2} \omega_s M_m \dot{I}_s \quad (2.33)$$

ifadeleri elde edilir.

2.6 Rotorun Statora İndirgenmesi

Asenkron motorun rotorunda döner manyetik alan tarafından üretilen gerilimi \dot{E}_r , akımı ise \dot{I}_r olarak kabul edelim. Ayrıca rotorun faz sayısı m_r olarak kabul edildiğinde rotorun görünür güç ifadesi aşağıdaki gibi olmaktadır [46].

$$S_r = m_r \dot{E}_r \dot{I}_r \quad (2.34)$$

\dot{E}_r ve \dot{I}_r 'nin statora indirgenmiş değerlerini \dot{E}'_r ve \dot{I}'_r olarak kabul edelim. Rotorun görünür güç değerinin sabit tutulup, gerilim ve akım değerlerinin stator ve rotor gerilimleri oranına göre değiştirilmesi işlemi “rotorun statora indirgenmesi” olarak adlandırılmaktadır. İndirgeme işleminden sonra görünür güç ifadesi

$$S_r = m_r \dot{E}'_r \dot{I}'_r = m_s \dot{E}'_r \dot{I}'_r \quad (2.35)$$

şeklinde yazılabilir. Stator gerilimi \dot{E}_s ile rotor gerilimi arasındaki bağıntı şu şekilde bulunabilir

$$\dot{E}_s = \frac{K_s N_s}{K_r N_r} \dot{E}_r \quad (2.36)$$

Burada dönüştürme oranı $a = \frac{K_s N_s}{K_r N_r}$ olarak alındığında

$$\dot{E}_s = a \dot{E}_r \quad (2.37)$$

elde edilir. Statora indirgenen akım ve gerilim değerleri aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\begin{aligned} \dot{E}'_r &= \left(\frac{K_s N_s}{K_r N_r} \right) \dot{E}_r = a \dot{E}_r = \dot{E}_s \\ \dot{I}'_r &= \frac{m_r \dot{E}_r \dot{I}_r}{m_s \dot{E}'_r} = \frac{m_r}{m_s} \frac{1}{a} \dot{I}_r \end{aligned} \quad (2.38)$$

Statora indirgenen rotor empedansları ise aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$Z_r' = \frac{\dot{V}_r'}{\dot{I}_r'} = \frac{a\dot{V}_r'}{m_r \dot{I}_r'} = a^2 \frac{m_s}{m_r} Z_r \quad (2.39)$$

Denklem (2.33)'te rotorun bir faz sargısı için verilen gerilim ifadesini statora indirgemek için ifadenin her iki tarafı a ile çarpıldığında

$$\begin{aligned} 0 = (a) \frac{R_r}{s} \left(\frac{m_s}{m_r} a \right) \dot{I}_r' + (a) j \frac{m_r}{2} \omega_s L_{r\sigma} \left(\frac{m_s}{m_r} a \right) \dot{I}_r' \\ + (a) j \frac{m_r}{2} \omega_s L_{rm} \left(\frac{m_s}{m_r} a \right) \dot{I}_r' - (a) j \frac{m_s}{2} \omega_s M_m \dot{I}_s \end{aligned} \quad (2.40)$$

ifadesi elde edilir. Denklem (2.39)'daki empedans ifadesi Denklem (2.40)'ta kullanıldığında

$$0 = \frac{R_r'}{s} \dot{I}_r' + j \frac{m_r}{2} \omega_s L_{r\sigma}' \dot{I}_r' + j \frac{m_r}{2} \omega_s L_{rm}' \dot{I}_r' - (a) j \frac{m_s}{2} \omega_s M_m \dot{I}_s \quad (2.41)$$

ifadesi elde edilir. Burada

$$a^2 \left(\frac{m_s}{m_r} R_r \right) = R_r' \quad , \quad a^2 \left(\frac{m_s}{m_r} L_{r\sigma} \right) = L_{r\sigma}' \quad , \quad a^2 \left(\frac{m_s}{m_r} L_{rm} \right) = L_{rm}' \quad (2.42)$$

şeklindedir. Ayrıca

$$\begin{aligned} M_m &= \mu_0 \frac{(K_s N_s)(K_r N_r) S_g}{2g} \\ L_{rm}' &= \mu_0 \frac{(K_r N_r)^2 S_g}{2g} \end{aligned} \quad (2.43)$$

olarak ifade edilebilir. Burada μ_0 boşluğun manyetik geçirgenliğini, g hava aralığının radyal uzunluğunu, N_s ve N_r stator ve rotor sargılarının sarım sayısını, K_s ve K_r stator ve rotor sargılarının toplam sargı faktörünü, S_g ise bir kutup için hava aralığı alanını göstermektedir.

Denklem (2.43)'deki M_m ve L_{sm} ifadeleri Denklem (2.41)'de yerlerine yazılırsa son iki terim

$$a \left[j \frac{m_s}{2} \mu_0 \frac{(K_s N_s)(K_r N_r)}{2g} S_g \omega_s \right] \left[-\dot{I}_s + \frac{\frac{m_r}{2} \mu_0 (K_r N_r)^2}{2g} S_g \left(a^2 \frac{m_s}{m_r} \right) \frac{\dot{I}_r}{a} \right] \quad (2.44)$$

şeklinde olur. Denklem (2.44)'deki ifade sadeleştirilse

$$\left(j \frac{m_s}{2} L_{sm} \omega_s \right) (-\dot{I}_s + \dot{I}_r) \quad (2.45)$$

elde edilir. Bu ifade Denklem (2.41)'de yerine yazılırsa ve $L_{sm} \omega_s = X_{sm}$ olarak alınır

$$0 = \frac{R_r}{s} \dot{I}_r + j \frac{m_r}{2} X_{r\sigma} \dot{I}_r + j \frac{m_s}{2} X_{sm} (\dot{I}_r - \dot{I}_s) \quad (2.46)$$

ifadesi elde edilir. Denklem (2.32)'deki M_m ve L_{sm} yerine son iki terim için

$$\begin{aligned} M_m &= \mu_0 \frac{(K_s N_s)(K_r N_r) S_g}{2g} \\ L_{sm} &= \mu_0 \frac{(K_s N_s)^2 S_g}{2g} \end{aligned} \quad (2.47)$$

ifadeleri yazıldığında

$$j \frac{m_s}{2} X_{sm} \left[\dot{I}_s - \frac{\frac{m_r}{2} \mu_0 \frac{(K_s N_s)(K_r N_r)}{2g} S_g}{\frac{m_s}{2} \mu_0 \frac{(K_s N_s)^2}{2g} S_g} \left(\frac{m_s}{m_r} \right) \frac{K_s N_s}{K_r N_r} \dot{I}_r \right] = j \frac{m_s}{2} X_{sm} (\dot{I}_s - \dot{I}_r) \quad (2.48)$$

elde edilir. Buradan statora indirgenmiş rotor ve stator sargısı için gerilimlerin fazör denklemleri

$$\dot{V}_s = R_s \dot{I}_s + j \frac{m_s}{2} X_{s\sigma} \dot{I}_s + j \frac{m_s}{2} X_{sm} (\dot{I}_s - \dot{I}_r) \quad (2.49)$$

$$0 = \frac{R_r'}{s} \dot{I}_r + j \frac{m_r}{2} X_{r\sigma} \dot{I}_r - j \frac{m_s}{2} X_{sm} (\dot{I}_s - \dot{I}_r) \quad (2.50)$$

şeklinde olur. Stator ve rotorda endüklenen gerilimler ise

$$\dot{E}_s = j \frac{m_s}{2} X_{sm} [\dot{I}_s - \dot{I}_r] = \dot{E}_r = j \frac{m_s}{2} X_{sm} [\dot{I}_s - \dot{I}_r] \quad (2.51)$$

şeklinindedir. Denklem (2.51)'deki endüklenen gerilim ifadeleri Denklem (2.49) ve (2.50)'de kullanılırsa

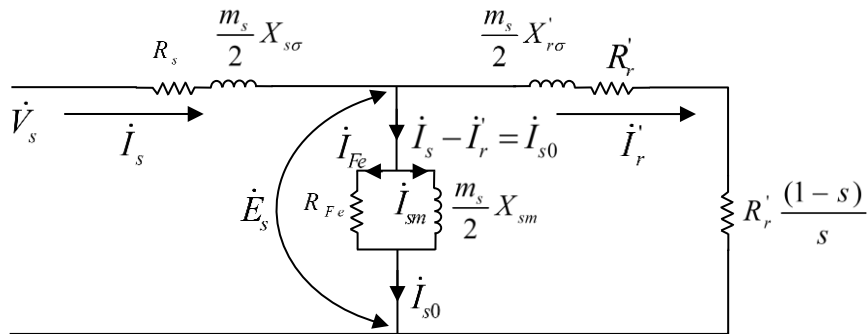
$$\dot{V}_s = R_s \dot{I}_s + j \frac{m_s}{2} X_{s\sigma} \dot{I}_s + \dot{E}_s \quad (2.52)$$

$$\dot{E}_r = \frac{R_r'}{s} \dot{I}_r + j \frac{m_r}{2} X_{r\sigma} \dot{I}_r \quad (2.53)$$

ifadeleri elde edilir. Burada rotorda endüklenen gerilim denklemindeki R_r'/s değeri

$$\frac{R_r'}{s} = R_r' + \frac{R_r'(1-s)}{s} \quad (2.54)$$

olarak yazıldığında Denklem (2.52) ve (2.53) ifadeleri Şekil 2.5'teki eşdeğer devre üzerinde gösterilebilir [46].

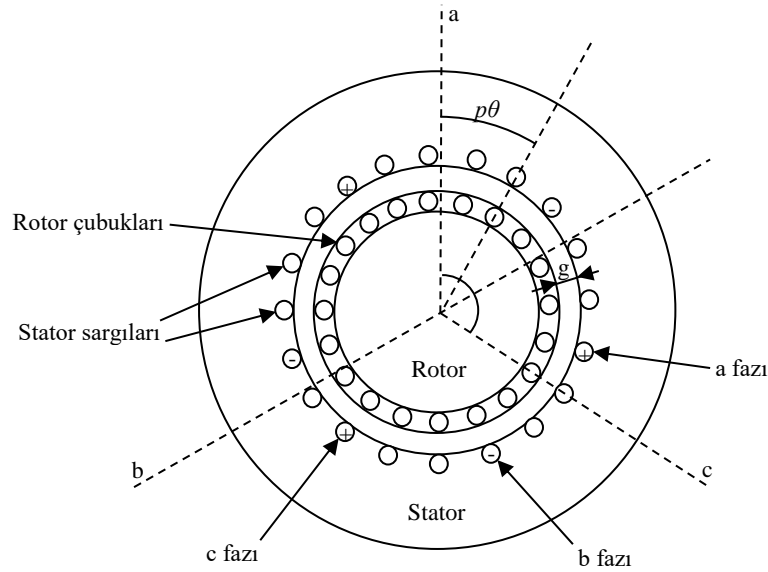


Şekil 2.5: Statora indirgenmiş asenkron motorun bir fazı için eşdeğer devre şeması.

Şekil 2.5'teki R_{Fe} değeri asenkron motor sürtünme ve demir kayıplarını, X_{sm} ortak endüktansı, R_s stator direncini, $X_{s\sigma}$ stator endüktansını, R_r rotor direncini, $X'_{r\sigma}$ rotor endüktansını ifade eder.

2.7 Asenkron Makinanın Matematiksel Modeli

Üç fazlı sincap kafesli bir asenkron makinanın kesit alınmış görüntüsü Şekil 2.6'da verilmektedir.



Şekil 2.6: Üç fazlı sincap kafesli asenkron makine kesiti.

Şekil 2.7'de üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun eşdeğer devresi verilmektedir. Şekil 2.7'deki devrede L_s stator sargı endüktansdır ve

$$L_s = \frac{N_s^2 \mu_0 A}{g} \quad (2.55)$$

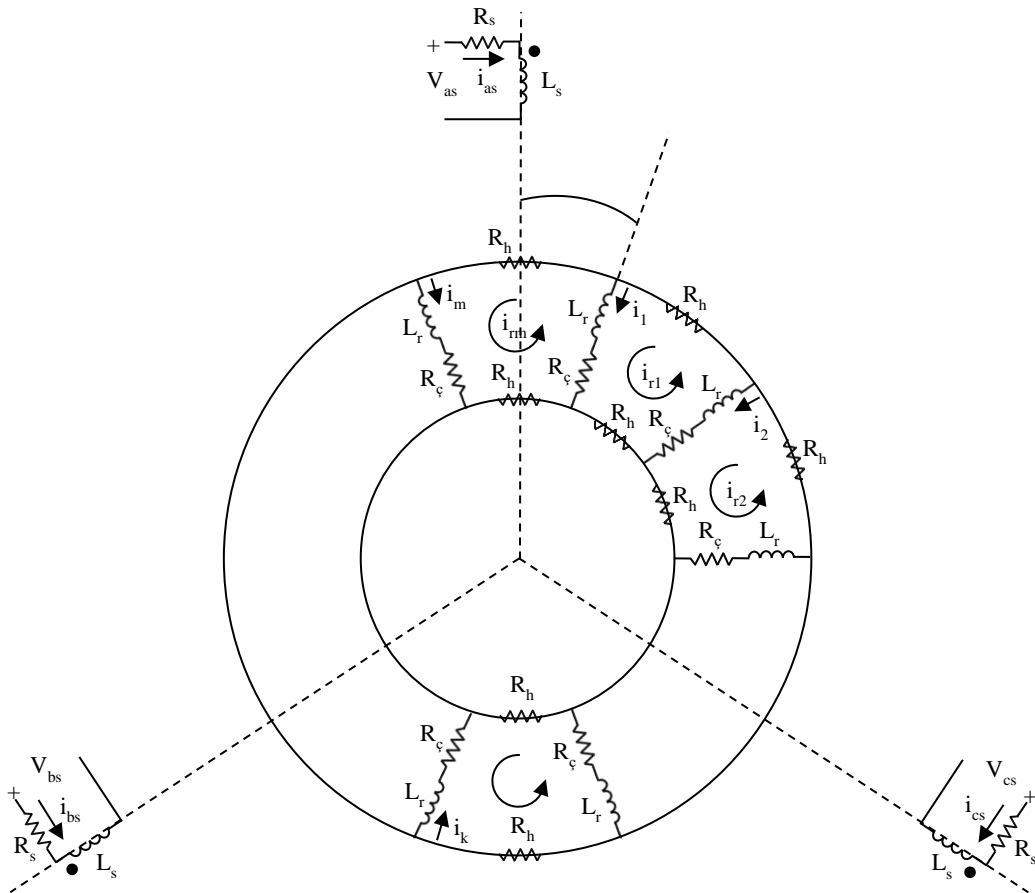
şeklindedir. L_r rotor çevresindeki iletkenlerin endüktansdır ve ifadesi aşağıda verilmektedir.

$$L_r = \frac{N_r^2 \mu_0 A}{g} \quad (2.56)$$

M_m ise stator ve rotor arasındaki ortak endüktansı ifade eder ve aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$M_m = \frac{N_s N_r \mu_0 A}{g} \quad (2.57)$$

M_{ss} statorun fazları arasındaki zıt endüktans, M_{rr} rotor çubuklarının arasındaki ortak endüktans, μ_0 boşluğun manyetik geçirgenliği ($4\pi \cdot 10^{-7}$), g hava aralığı, A hava aralığı kesiti, N_r rotorun çubuk sayısı, N_s statorun sargı sayısı, m ise rotorun faz sayısıdır. Şekil 2.7'deki devrede R_s ve L_s statorun bir fazının direncini ve endüktansını, R_h ve L_r rotorun iki çubuğu arasındaki ortak direnci ve endüktansı, R_c rotor çubuğunun direncini göstermektedir.



Şekil 2.7: Üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun eşdeğer devresi.

Stator ve rotor dirençleri ile rotor endüktansları için aşağıdaki ifadeler tanımlanabilir.

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

$$L_s = \begin{bmatrix} L_s & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_s & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_s \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

$$R_r = \begin{bmatrix} 2(R_h + R_\zeta) & -R_\zeta & 0 \cdots & 0 \cdots & -R_\zeta \\ -R_\zeta & 2(R_h + R_\zeta) & -R_\zeta & 0 \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -R_\zeta & 0 & 0 \cdots & -R_\zeta & 2(R_h + R_\zeta) \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_r & M_{rr} & \cdots & \cdots & M_{rr} \\ M_{rr} & L_r & \ddots & \ddots & M_{rr} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ M_{rr} & \cdots & \cdots & \cdots & L_r \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

Stator ve rotor arasındaki ortak endüktans ifadesi makinanın açışal konumuna bağlı olarak $p > 1$ için aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$M_{s,r}(\theta) = M_m \begin{bmatrix} \cos p\theta & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{m}\right) & \cdots & \cos\left(p\theta + \frac{2(m-1)\pi}{m}\right) \\ \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{m}\right) & \cdots & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3} + \frac{2(m-1)\pi}{m}\right) \\ \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3} - \frac{2\pi}{m}\right) & \cdots & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3} + \frac{2(m-1)\pi}{m}\right) \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

Stator ve rotor arasındaki zıt endüktans ise

$$M_{r,s}(\theta) = M_{s,r}(\theta)^T \quad (2.63)$$

şeklindedir. Stator ve rotor için toplam endüktans matrisi aşağıdaki şekilde tanımlanabilir.

$$L_{s,r}(\theta) = \begin{bmatrix} L_s & M_{s,r}(\theta) \\ M_{r,s}(\theta) & L_r \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

Denklem (2.63)'de L_s 3×3 boyutunda, $M_{s,r}$ $3 \times m$ boyutunda, L_r ise $m \times m$ boyutunda bir matristir. Gerilim ve akım ifadeleri vektörel olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} V_s &= \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}, \quad I_s = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \\ V_r &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad I_r = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rm} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.65)$$

Rotor ve stator için faz akıları ise vektörel olarak aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\psi_s = \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix}, \quad \psi_r = \begin{bmatrix} \psi_{r1} \\ \psi_{r2} \\ \vdots \\ \psi_{rm} \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

Burada, ψ_s ve ψ_r sırasıyla stator ve rotor akı vektörleridir. Stator ve rotor akılarının akımlarla olan ilişkisi ise

$$\psi_s = [L_s][I_s] + [M_{s,r}(\theta)][I_r] \quad (2.67)$$

$$\psi_r = [L_r][I_r] + [M_{r,s}(\theta)][I_s] \quad (2.68)$$

olarak tanımlanabilir. Stator ve rotor için eşdeğer devre denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V_s = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\psi_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}\{[L_s][I_s] + [M_{s,r}(\theta)][I_r]\} \quad (2.69)$$

$$0 = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\psi_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}\{[L_r][I_r] + [M_{r,s}(\theta)][I_s]\} \quad (2.70)$$

Asenkron makinanın elektriksel denklemlerinin yanında dönme hareketini de tanımlamak için denklemler verilmelidir. Asenkron makinanın hareketi aşağıdaki ifade ile tanımlanabilir.

$$M_e = \frac{1}{2} \left[\begin{matrix} [I_s]^T & [I_r]^T \end{matrix} \right] \frac{\partial}{\partial \theta} \left[L_{s,r}(\theta) \right] \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + F \frac{d\theta}{dt} \quad (2.71)$$

Burada s ve r indisleri stator ve rotora ait bir değer olduğunu ifade etmektedir. θ rotorun dönme açısıdır. J rotorun eylemsizlik momentini, F ise rotorun viskoz sürtünme katsayısını ifade etmektedir.

Sincap kafesli bir asenkron motorun modellenbilmesinde stator için 3 adet, rotor için m adet ve 1 adet de döner manyetik alan için olmak üzere toplam $3+m+1$ adet denkleme ihtiyaç vardır. Rotor faz sayısının $m > 3$ olduğu dikkate alındığında makinanın modelinin çok sayıda denklemden meydana geleceği görülmektedir. Asenkron makinanın bu şekilde doğrusal olmayan bir modele sahip olması, zıt endüktans katsayısının θ 'ya bağlı olması gibi sebeplerden dolayı kontrol yöntemi geliştirilmesi ve bilgisayar simülasyonlarının yapılabilmesi için uygun değildir. Bu sorunun çözümü için modelin basit bir yapıya dönüştürülmesi gerekmektedir. Bu iş için çeşitli yöntemler geliştirilmiştir.

Asenkron makinanın modelindeki denklem sayısı simetrik bileşenler yöntemi kullanılarak $3+m+1$ adetten $6+1$ adete indirgenebilir. Aşağıdaki dönüşüm matrisleri gücün değişmezliği prensibine göre oluşturulmuştur yani $\Gamma^{-1} = \Gamma^{T*}$ dir. Bu şekilde ifade edilen dönüşüm matrisine “simetrik bileşenler matrisi” adı verilmektedir. Stator ve rotor faz sayılarının farklı olması sebebi ile stator için Γ_s rotor için ise Γ_R dönüşüm matrisleri kullanılır.

$$\Gamma_s = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}, \quad \Gamma_R = \frac{1}{\sqrt{m}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & b & \dots & b^{m-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & b^{m-1} & \dots & b^{(m-1)^2} \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

Bu matrislerde

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \quad b = e^{j\frac{2\pi}{m}}, \quad b^{-1} = b^{m-1}, \quad b^{(m-1)^2} = b \quad (2.73)$$

şeklindedir. Stator akım ve gerilimi ile rotor akımının dönüştürülmüş ifadeleri aşağıda verilmektedir.

$$V_s = [\Gamma_S][V_s], \quad I_s = [\Gamma_S][I_s], \quad I_r = [\Gamma_R][I_r] \quad (2.74)$$

Ayrıca

$$V_s = \begin{bmatrix} V_{s0} \\ V_{s+} \\ V_{s-} \end{bmatrix}, \quad I_s = \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s+} \\ i_{s-} \end{bmatrix}, \quad I_r = \begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{r1} \\ \vdots \\ i_{r_{m-1}} \end{bmatrix} \quad (2.75)$$

olarak ifade edilebilir. Denklem(2.75)'te V_{s0} stator geriliminin sıfır bileşenidir, V_{s+} birinci simetrik bileşen veya pozitif bileşendir, V_{s-} ise ikinci simetrik bileşen veya negatif bileşendir. Aynı şekilde akımlar $i_{r0}, i_{r1}, i_{r2}, \dots, i_{r_{m-1}}$ rotor akımının sırasıyla sıfır, birinci, ikinci $m-1$ 'inci bileşeni olarak ifade edilebilir. Tüm bu dönüşüm işlemleri asenkron makinanın elektrik ve mekanik denklemleri için yani $3+m+1$ adet denkleme uygulandığında aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$V_s = [\Gamma_S][R_s][\Gamma_S]^{-1}[I_s] + [\Gamma_S] \frac{d}{dt} \left\{ [L_s][\Gamma_S]^{-1}[I_s] + [M_{s,r}(\theta)][\Gamma_R]^{-1}[I_r] \right\} \quad (2.76)$$

$$0 = [\Gamma_R][R_r][\Gamma_R]^{-1}[I_r] + [\Gamma_R] \frac{d}{dt} \left\{ [L_r][\Gamma_R]^{-1}[I_r] + [M_{r,s}(\theta)][\Gamma_S]^{-1}[I_s] \right\} \quad (2.77)$$

$$\begin{aligned} M_e &= \frac{1}{2} \left[[I_s]^*{}^T [\Gamma_S]^{-1*} : [I_r]^*{}^T [\Gamma_R]^{-1*} \right] \frac{\partial}{\partial \theta} [M_{s,r}(\theta)] \begin{bmatrix} [\Gamma_S]^{-1} & [I_s] \\ [\Gamma_R]^{-1} & [I_r] \end{bmatrix} \\ &= J \frac{\partial^2 \theta}{dt^2} + F \frac{d\theta}{dt} \end{aligned} \quad (2.78)$$

Denklem (2.75), (2.76) ve (2.77)'deki ifadeler yeniden düzenlenirse

$$\begin{aligned}
V_s &= [\Gamma_s][R_s][\Gamma_s]^{-1}[I_s] + [\Gamma_s][L_s][\Gamma_s]^{-1} \frac{d[I_s]}{dt} \\
&+ [\Gamma_s] \frac{\partial[M_{s,r}(\theta)]}{\partial\theta} [\Gamma_R]^{-1} \frac{d\theta}{dt} \\
&+ [\Gamma_s][M_{s,r}(\theta)][\Gamma_R]^{-1} \frac{d[I_r]}{dt}
\end{aligned} \tag{2.79}$$

$$\begin{aligned}
0 &= [\Gamma_R][R_r][\Gamma_R]^{-1}[I_r] + [\Gamma_R][L_r][\Gamma_R]^{-1} \frac{d[I_r]}{dt} \\
&+ [\Gamma_R] \frac{\partial[M_{r,s}(\theta)]}{\partial\theta} [\Gamma_s]^{-1} \frac{d\theta}{dt} \\
&+ [\Gamma_R][M_{r,s}(\theta)][\Gamma_s]^{-1} \frac{d[I_s]}{dt}
\end{aligned} \tag{2.80}$$

$$L_s = [\Gamma_s][L_s][\Gamma_s]^{-1} = \begin{bmatrix} L_{s0} & 0 & 0 \\ 0 & L_{s+} & 0 \\ 0 & 0 & L_{s-} \end{bmatrix} \tag{2.81}$$

$$L_r = [\Gamma_R][L_r][\Gamma_R]^{-1} = \begin{bmatrix} L_{r0} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & L_{r1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & L_{r2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & L_{r(m-1)} \end{bmatrix} \tag{2.82}$$

elde edilir. Ayrıca

$$\begin{aligned}
L_{s0} &= L_s + 2M_{ss} \\
L_{s+} &= L_{s-} = L_s + M_{ss} \\
L_{r0} &= L_r + mM_{rr} \\
L_{rk} &= L_{r(m-k)} = L_r + M_{rr}, \quad k=1,2,\dots,m-1 \\
L_{r+} &= L_{r-} = L_r + M_{rr}
\end{aligned} \tag{2.83}$$

$$L_{s,r} = [\Gamma_s][M_{s,r}(\theta)][\Gamma_R]^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{jp\theta} & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & e^{-jp\theta} \end{bmatrix} \tag{2.84}$$

$$L_{r,s} = L_{s,r}^T = [\Gamma_R][M_{r,s}(\theta)][\Gamma_S] = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-jp\theta} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & e^{jp\theta} \end{bmatrix} \quad (2.85)$$

$$\frac{\partial [L_{s,r}]}{\partial \theta} = [\Gamma_S] \frac{\partial [M_{s,r}(\theta)]}{\partial \theta} [\Gamma_R]^{-1} = jp \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{jp\theta} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & e^{-jp\theta} \end{bmatrix} \quad (2.86)$$

$$\frac{\partial [M_{r,s}]}{\partial \theta} = \frac{\partial [M_{s,r}]^T}{\partial \theta} = [\Gamma_R] \frac{\partial [M_{r,s}(\theta)]}{\partial \theta} [\Gamma_S]^{-1} = jp \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-jp\theta} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & e^{jp\theta} \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

$$M_e = \frac{1}{2} \left[[I_s]^*T [\Gamma_S]^{-1*T} \frac{\partial [M_{s,r}(\theta)]}{\partial \theta} [\Gamma_R]^{-1} [I_r] \right. \\ \left. + [I_r]^*T [\Gamma_R]^{-1*T} \frac{\partial [M_{r,s}(\theta)]}{\partial \theta} [\Gamma_S]^{-1} [I_s] \right] \quad (2.88)$$

şeklindedir. Burada

$$[\Gamma_S]^{-1*T} \frac{\partial [M_{s,r}(\theta)]}{\partial \theta} [\Gamma_R]^{-1} = [\Gamma_S] \frac{\partial [M_{s,r}(\theta)]}{\partial \theta} [\Gamma_R]^{-1} \\ [\Gamma_R]^{-1*T} \frac{\partial [M_{r,s}(\theta)]}{\partial \theta} [\Gamma_S]^{-1} = [\Gamma_R] \frac{\partial [M_{r,s}(\theta)]}{\partial \theta} [\Gamma_S]^{-1} \quad (2.89)$$

olarak ifade edilebilir. Moment ifadesi ise

$$\begin{aligned}
M_e = & \begin{bmatrix} i_{s0}^* & i_{s1}^* & i_{s2}^* \end{bmatrix} j \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{jp\theta} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & e^{-jp\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rm-1} \end{bmatrix} \\
& + \begin{bmatrix} i_{r0}^* & i_{r1}^* & i_{r2}^* & \cdots & i_{rm-1}^* \end{bmatrix} jp \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-jp\theta} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & e^{jp\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} \quad (2.90) \\
M_e = & \frac{\sqrt{3m}}{4} jp M_m \left[(i_{s1}^* i_{r1} + i_{m-1}^* i_{s1}) e^{jp\theta} - (i_{s2}^* i_{rm-1} + i_{r1}^* i_{s1}) e^{-jp\theta} \right] = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + F \frac{d\theta}{dt}
\end{aligned}$$

olarak yazılabilir. Dengeli bir sistemde sıfır bileşeni oluşmaz, sistemin moment ifadesi sadece $i_{s1} = i_{s+}$, $i_{s2} = i_{s-}$, $i_{r+} = i_{r1}$, $i_{r-} = i_{rm-1}$ bileşenlerinden oluşur. Rotor bileşenlerinin geri kalan kısmı olan $m-3$ adet terim bağımsız lineer denklem takımı oluşturmaktadır.

$$0 = R_r i_{rk} + L_{rk} \frac{di_{rk}}{dt} \quad (2.91)$$

Burada $k = 2, 3, 4, \dots, m-2$ olmak üzere toplamda $m-3$ adet bağımsız terim bulunmaktadır. Moment ifadesinde etkisi olmayan bu terimler göz ardı edildiğinde sistem stator için iki, rotor için iki ve hareket denklemi için bir adet olmak üzere toplam beş adet denklem ile modellenebilir. $i_{r1} = i_{r+}$, $i_{m-1} = i_{r-}$ tanımlamaları da eklendiğinde model

$$\begin{bmatrix} V_{s+} \\ V_{s-} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s+} \\ i_{s-} \\ i_{r+} \\ i_{r-} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{s+} & 0 & \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{jp\theta} & 0 \\ 0 & L_{s-} & 0 & \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{-jp\theta} \\ \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{jp\theta} & 0 & L_{r+} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{-jp\theta} & 0 & L_{r-} \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s+} \\ i_{s-} \\ i_{r+} \\ i_{r-} \end{bmatrix} + \frac{d\theta}{dt} M_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{jp\sqrt{3m}}{2} e^{jp\theta} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{jp\sqrt{3m}}{2} e^{jp\theta} \\ \frac{j\sqrt{3m}}{2} e^{-jp\theta} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{j\sqrt{3m}}{2} e^{jp\theta} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s+} \\ i_{s-} \\ i_{r+} \\ i_{r-} \end{bmatrix} \quad (2.92)$$

$$M_e = jp \frac{\sqrt{3m}}{4} M_m \left[(i_{s+} i_{r+} + i_{r-} i_{s-}) e^{jp\theta} - (i_{s-} i_{r-} + i_{r+} i_{s+}) e^{-jp\theta} \right] \quad (2.93)$$

şeklinde yazılabilir.

2.7.1 $\alpha\beta$ Eksen Dönüşümü

Asenkron makine için kontrol algoritmaları geliştirilebilmesi için abc hareketli eksen takımından $\alpha\beta$ duran eksen takımına dönüşüm yapılması gereklidir. Rotor ve stator için ortogonal yapıdaki dönüşüm matrisleri kullanılarak çözüm üretilebilir. $\alpha\beta$ ekseninden simetrik bileşenlere dönüşüm

$$[\Gamma]_{(\alpha\beta),(+-)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \quad (2.94)$$

şeklinde sağlanabilir. Ters dönüşüm işlemi ise

$$[\Gamma]_{(+-),(\alpha\beta)} = [\Gamma]_{(\alpha\beta),(+-)}^{T*} \quad (2.95)$$

olarak ifade edilebilir. Rotor ve statorun gerilim ve akım ifadelerinin pozitif ve negatif bileşenleri ile $\alpha\beta$ eksen takımı arasında şöyle bir bağıntı kurulabilir

$$\begin{aligned}
[V_s^S]_{\alpha\beta} &= [\Gamma]_{(\alpha\beta),(+-)} [V_s]_{+-} \\
[I_s^S]_{\alpha\beta} &= [\Gamma]_{(\alpha\beta),(+-)} [I_s]_{+-} \\
[I_r^R]_{\alpha\beta} &= [\Gamma]_{(\alpha\beta),(+-)} [I_r]_{+-}
\end{aligned} \tag{2.96}$$

Asenkron makinada rotor ve statorun gerilim ve akım ifadeleri için $\alpha\beta$ eksenindeki modeli

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} V_{s\alpha}^S \\ V_{s\beta}^S \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^S \\ i_{s\beta}^S \\ i_{r\alpha}^R \\ i_{r\beta}^R \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} L_{s\alpha} & 0 & \frac{\sqrt{3m}}{2} M_{s,r} \cos p\theta & -\frac{\sqrt{3m}}{2} M_{s,r} \sin p\theta \\ 0 & L_{s\beta} & \frac{\sqrt{3m}}{2} M_{s,r} \sin p\theta & \frac{\sqrt{3m}}{2} M_{s,r} \cos p\theta \\ \frac{\sqrt{3m}}{2} M_{s,r} \cos p\theta & \frac{\sqrt{3m}}{2} M_{s,r} \sin p\theta & L_{s\alpha} & 0 \\ -\frac{\sqrt{3m}}{2} M_{s,r} \sin p\theta & \frac{\sqrt{3m}}{2} M_{s,r} \cos p\theta & 0 & L_{s\beta} \end{bmatrix} \\
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^S \\ i_{s\beta}^S \\ i_{r\alpha}^R \\ i_{r\beta}^R \end{bmatrix} &+ \frac{d\theta}{dt} \frac{p\sqrt{3m}}{2} M_{s,r} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\sin p\theta & \cos p\theta \\ 0 & 0 & \cos p\theta & -\sin p\theta \\ -\sin p\theta & \cos p\theta & 0 & 0 \\ \cos p\theta & -\sin p\theta & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^S \\ i_{s\beta}^S \\ i_{r\alpha}^R \\ i_{r\beta}^R \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.97}$$

$$M_e = p \frac{\sqrt{3m}}{4} M_{s,r} \left[(i_{r\alpha}^R i_{s\beta}^S - i_{r\beta}^R i_{s\alpha}^S) \cos p\theta - (i_{r\alpha}^R i_{s\alpha}^S + i_{r\beta}^R i_{s\beta}^S) \sin p\theta \right] \tag{2.98}$$

şeklinde ifade edilebilir. Model içinde geçen ortak endüktans ifadeleri θ değerine bağlı olduğundan sinüzoidal olarak değişmektedirler. Modeli daha basit ve kullanışlı hale getirebilmek için duran eksen takımı olan $\alpha\beta$ eksen takımına indirgeme yapılacaktır. Bunun için rotorun duran eksen takımı ifadeleri statora indirgenecektir. Kullanılacak dönüşüm matrisi aşağıdaki gibidir.

$$\Gamma_{R,S} = \begin{bmatrix} \cos p\theta & -\sin p\theta \\ \sin p\theta & \cos p\theta \end{bmatrix} \tag{2.99}$$

Rotorun duran eksen takımındaki akım ifadeleri statora indirgenildiğinde aşağıdaki ifade elde edilir.

Asenkron motorun $\alpha\beta$ eksen takımındaki modeli aşağıda verilmektedir. Burada bütün ifadeler statora aittir.

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r' & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r' & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r' \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.100)$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & -L_s & L_m & 0 \\ L_s & 0 & 0 & L_m \\ L_m & 0 & 0 & -L_r' \\ 0 & L_m & L_r' & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} p\omega$$

$$M_e = L_m (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \quad (2.101)$$

Rotorun duran eksen takımı değerleri statora indirgendikten sonra yine stator-rotor arasındaki indirgeme oranı kullanılarak rotor büyüklükleri statora indirgenecektir. İndirgeme katsayısı \ddot{u} olarak tanımlanmıştır.

$$\ddot{u} = \frac{K_s N_s}{K_r N_r} \quad (2.102)$$

$$i_{r\alpha}^S = \frac{i_{r\alpha}^R}{\ddot{u}} = i_{r\alpha} \quad , \quad i_{r\beta}^S = \frac{i_{r\beta}^R}{\ddot{u}} = i_{r\beta} \quad (2.103)$$

$$R_r' = \ddot{u}^2 R_r \quad , \quad L_r' = \ddot{u}^2 L_r \quad , \quad L_m = \ddot{u}^2 \frac{\sqrt{3m}}{2} M_{sr} \quad (2.104)$$

Asenkron makinanın stator tarafında duran eksen takımı parametreleri zamanla değişmemektedir. $\alpha\beta$ eksen takımındaki gerilim ve akım ifadeleri ise sinüs ve cosinüs fonksiyonu şeklinde değişmektedir. Duran eksen takımı için akı ve akım arasındaki bağıntılar aşağıda verilmektedir.

$$\begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \\ \psi_{r\alpha} &= L_r' i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} &= L_r' i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \end{aligned} \quad (2.105)$$

Stator ve rotor için endüktans ifadeleri, hava aralığı akısı ve zıt endüktanslar cinsinde aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\begin{aligned} L_s &= L_{s\sigma} + L_m \\ L_r' &= L_{r\sigma}' + L_m \end{aligned} \quad (2.106)$$

Denklem (2.106)'da $L_{s\sigma}$ statorun, $L_{r\sigma}'$ ise rotorun statora indirgenmiş kaçak endüktans bileşenidir. Denklem (2.105)'teki akı ifadeleri ile Denklem (2.106)'daki kaçak endüktans ifadeleri göz önüne alınarak hava aralığı akısı aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= L_{s\alpha} i_{s\alpha} + L_m (i_{r\alpha} + i_{s\alpha}) \\ \psi_{m\alpha} &= L_m (i_{r\alpha} + i_{s\alpha}) \\ \psi_{r\alpha} &= L_{r\sigma}' i_{r\alpha} + L_m (i_{r\alpha} + i_{s\alpha}) \\ \psi_{s\beta} &= L_{s\sigma} i_{s\beta} + L_m (i_{r\beta} + i_{s\beta}) \\ \psi_{m\beta} &= L_m (i_{r\beta} + i_{s\beta}) \\ \psi_{r\beta} &= L_{r\sigma}' i_{r\beta} + L_m (i_{r\beta} + i_{s\beta}) \end{aligned} \quad (2.107)$$

Yukarıda verilen tanımlamalar dikkate alınarak asenkron makinanın moment ifadesi farklı şekillerde ifade edilebilir. Stator akımı ve rotor akısı cinsinden

$$M_e = p \frac{L_m}{L_r} (i_{s\beta} \psi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \psi_{r\beta}) \quad (2.108)$$

şeklinde, stator ve rotor akıları cinsinden

$$M_e = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\psi_{s\beta} \psi_{r\alpha} - \psi_{s\alpha} \psi_{r\beta}) \quad (2.109)$$

şeklinde, stator akımı ve hava aralığı akısı cinsinden

$$M_e = p (i_{s\beta} \psi_{m\alpha} - i_{s\alpha} \psi_{m\beta}) \quad (2.110)$$

şeklinde tanımlanabilir. Burada $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ ifadesi kaçak faktörüdür.

Asenkron makinanın aralarında 120° faz farkı bulunan stator faz gerilimleri olan abc eksen takımından $\alpha\beta$ eksen takımına dönüşümü aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.111)$$

Burada $V_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(V_{sa} + V_{sb} + V_{sc})$ 'dir. Dengeli sistemler için ise $V_0 = 0$ 'dır. Motorun faz gerilimleri

$$\begin{aligned} V_{sa} &= V_m \sin \theta_s \\ V_{sb} &= V_m \sin \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{sc} &= V_m \sin \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (2.112)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada $\theta_s = \int_0^t \omega_s dt = 2\pi \int_0^t f_s dt$ dir. f_s değeri ise stator gerilimine ait frekansı göstermektedir. Buradan $\alpha\beta$ gerilim bileşenleri

$$\begin{aligned} V_\alpha &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_m \sin \theta_s \\ V_\beta &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_m \cos \theta_s \end{aligned} \quad (2.113)$$

olarak elde edilir. Denklem (2.112)'den görüleceği gibi gerilim bileşenleri sinüzoidaldir. Asenkron makinanın $\alpha\beta$ eksenini için durum denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[\frac{L_m}{L_r} \left(\frac{R_r'}{L_r} \psi_{r\alpha} + p\omega \psi_{r\beta} \right) - R_E i_{s\alpha} + V_{s\alpha} \right] \quad (2.114)$$

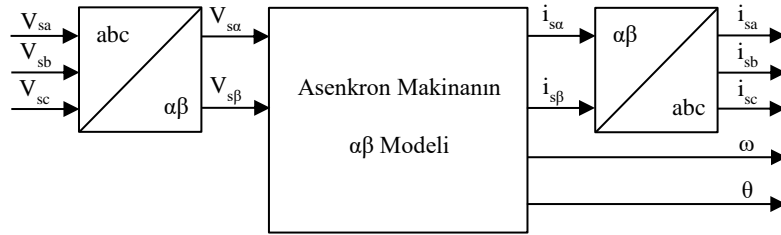
$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[\frac{L_m}{L_r} \left(\frac{R_r'}{L_r'} \psi_{r\beta} - p\omega \psi_{r\alpha} \right) - R_E i_{s\beta} + V_{s\beta} \right] \quad (2.115)$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{R_r'}{L_r'} \psi_{r\alpha} - p\omega \psi_{r\beta} + \frac{R_r' L_m}{L_r'} i_{s\alpha} \quad (2.116)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = -\frac{R_r'}{L_r'} \psi_{r\beta} + p\omega \psi_{r\alpha} + \frac{R_r' L_m}{L_r'} i_{s\beta} \quad (2.117)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} \frac{L_m}{L_r'} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{F}{J} \omega + \frac{1}{J} T_L \quad (2.118)$$

Burada eşdeğer direnç $R_E = R_s + \frac{R_r' L_m^2}{L_r'^2}$ şeklinde tanımlanır. Asenkron makinanın $\alpha\beta$ eksen modeli aşağıda verilmektedir.

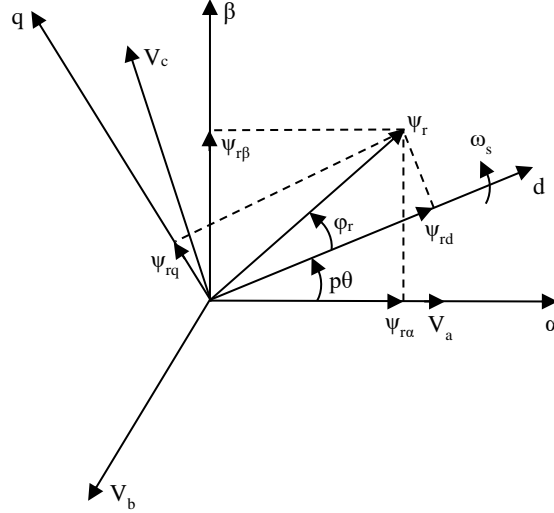


Şekil 2.8: Asenkron makinanın $\alpha\beta$ eksen modeli.

$\alpha\beta$ eksen modeli asenkron makinanın kontrolü için geliştirilen bir algoritma olup bu modeldeki değişkenler sinüzoidaldir. dq eksen modeli ise stator tarafına göre senkron bir hızla dönen eksen takımındır. Bu sebeple gerilim, akım ve akı bileşenlerindeki değişimler doğru akım tipinde olmaktadır. dq modelinin en büyük avantajı, asenkron makinanın serbest uyarımlı bir doğru akım makinası gibi modellenebilmesini sağlamasıdır.

2.7.2 dq Eksen Dönüşümü

Asenkron makinanın dq eksen takımındaki akım ve gerilim bileşenleri doğru akım büyüklükleri şeklindedir. dq eksenine geçiş için önceki bölümde tanımlanan $\alpha\beta$ eksenini üzerinden dönüşüm yapılacaktır. Aşağıdaki şekilde rotor akı vektörü için $\alpha\beta$ ve dq eksenlerindeki fazör ifadeleri verilmektedir.



Şekil 2.9: Rotor akı vektörleri.

Asenkron makinanın dq eksen bileşenlerinin elde edilmesi için $\alpha\beta$ eksenindeki modelden dönüşüm yapılacaktır. Bu dönüşümler aşağıdaki gibi yapılabilir.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \\ [\Gamma]_{dq} &= \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \\ [I_s]_{dq} &= [\Gamma]_{dq} [I_s]_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (2.119)$$

Bu dönüşüm ifadeleri Denklem (2.97) ve (2.98)'de verilen $\alpha\beta$ eksen modelinde kullanılırsa asenkron makinanın dq eksen modeli aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r' & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r' & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r' \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.120)$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s L_s & \omega_s L_m & 0 \\ \omega_s L_s & 0 & 0 & \omega_s L_m \\ \omega_r L_m & 0 & 0 & -\omega_r L_r \\ 0 & \omega_r L_m & \omega_r L_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}$$

$$M_e = pL_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) = J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + F \frac{d\theta}{dt} \quad (2.121)$$

Burada $\omega_s = \omega_r + p\omega$ olarak ifade edilebilir. ω_s stator akımının açısal hızı, ω_r rotor akımının açısal hızı, ω ise rotorun mekanik açısal hızıdır. Ayrıca

$$\omega_s = \frac{d\theta}{dt} = 2\pi \frac{n_s}{60}, \quad n_s = \frac{60f_s}{p}, \quad \omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.122)$$

şeklindedir. Burada n_s senkron hızı, f_s ise stator geriliminin frekansını ifade etmektedir.

Akı ve akımlar arasındaki bağıntılar dq eksen takımı için aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} \psi_{sd} &= L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \psi_{sq} &= L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \psi_{rq} &= L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{aligned} \quad (2.123)$$

dq eksenini için elde edilen akım ve gerilim ifadelerinin abc eksenindeki karşılıkları dönüşüm yaparak bulunabilir. Dönüşüm matrisi Γ_{0dq} olarak tanımlanmıştır. Aşağıdaki denklemlerde dönüşüm ifadeleri verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} V_{s0} \\ V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.124)$$

$$[\Gamma]_{0dq} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} [\Gamma]_{0dq}^T \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.125)$$

Dengeli sistemler için i_{s0} ve V_{s0} sıfır olmaktadır. Kontrol algoritmalarında rotor için genelde akım ifadeleri yerine akılar üzerinden gidilmektedir. Bu sebeple akı ifadeleri aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \quad (2.126)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rq} \quad (2.127)$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \Rightarrow i_{rd} = \frac{1}{L_r} \psi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \quad (2.128)$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \Rightarrow i_{rq} = \frac{1}{L_r} \psi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \quad (2.129)$$

Buradan gerilim ifadeleri ise aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$V_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \left[\sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rq} \right] + \frac{d}{dt} \left[\sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \right] \quad (2.130)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} - \omega_s \left[\sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \right] + \frac{d}{dt} \left[\sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rq} \right] \quad (2.131)$$

$$0 = R_r \left[\frac{1}{L_r} \psi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \right] - \omega_r \psi_{rq} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (2.132)$$

$$0 = R_r \left[\frac{1}{L_r} \psi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \right] + \omega_r \psi_{rd} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} \quad (2.133)$$

$$M_e = p \frac{L_m}{L_r} (i_{sq} \psi_{rd} - i_{sd} \psi_{rq}) = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (2.134)$$

Sistemin dq eksen takımında stator ve rotor için durum uzay modeli ise aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_E i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{L_m R_r'}{L_r'^2} \psi_{rd} + p\omega \frac{L_m}{L_r} \psi_{rq} + V_{sd} \right] \quad (2.135)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_E i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + p\omega \frac{L_m R_r'}{L_r'^2} \psi_{rd} + \frac{L_m}{L_r'^2} \psi_{rq} + V_{sq} \right] \quad (2.136)$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{R_r' L_m}{L_r'} i_{sd} - \frac{R_r'}{L_r'} \psi_{rd} + \omega_r \psi_{rq} \quad (2.137)$$

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = \frac{R_r' L_m}{L_r'} i_{sq} - \omega_r \psi_{rd} - \frac{R_r'}{L_r'} \psi_{rq} \quad (2.138)$$

$$M_e = p \frac{L_m}{L_r} (i_{sq} \psi_{rd} - i_{sd} \psi_{rq}) = J \frac{d\omega}{dt} + F\omega \quad (2.139)$$

Asenkron motorun matris haline getirilen modeli aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_E}{\sigma L_s} & \sigma L_s \omega_s & \frac{L_m R_r'}{L_r'^2} & p\omega \frac{L_m}{L_r'} \\ -\sigma L_s \omega_s & -\frac{R_E}{\sigma L_s} & -p\omega \frac{L_m}{L_r'} & \frac{L_m R_r'}{L_r'^2} \\ \frac{R_r' L_m}{L_r'} & 0 & -\frac{R_r'}{L_r'} & \omega_r \\ 0 & \frac{R_r' L_m}{L_r'} & -\omega_r & -\frac{R_r'}{L_r'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.140)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{pL_m}{JL_r'} (i_{sq}\psi_{rd} - \psi_{rq}i_{sd}) - \frac{F}{J}\omega \quad (2.141)$$

Yukarıda ifadesi verilen modelde beş adet durum denklemi bulunmaktadır. Denklemlere dikkat edildiğinde, açısal hız ifadeleri (ω , ω_s , ω_r) ile diğer durum değişkenlerinin çarpım ifadeleri yer almaktadır. Bu durum, modelin lineer olmayan bir yapıda olduğunu göstermektedir. Kontrol algoritmaları geliştirilirken makinanın bu yapısı göz önüne alınmalıdır.

Asenkron makinanın dq eksen takımı için çeşitli moment ifadeleri tanımlanabilir. Stator akımı ile rotor akısı cinsinden moment ifadesi

$$M_e = p \frac{L_m}{L_r'} (i_{sq}\psi_{rd} - i_{sd}\psi_{rq}) \quad (2.142)$$

şeklindedir. Stator akısı ile rotor akısı cinsinden

$$M_e = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r'} (\psi_{sq}\psi_{rd} - \psi_{sd}\psi_{rq}) \quad (2.143)$$

olarak ifade edilebilir. Stator akımı ile hava aralığı akısı cinsinden ise

$$M_e = p (i_{sq}\psi_{md} - i_{sx}\psi_{mq}) \quad (2.144)$$

şeklindedir. Burada $\alpha\beta$ eksen takımındaki gibi kaçak akı ifadesi kaldırılan hava aralığı mıknatıslanma akısına benzer biçimde dq eksenini için akı ile akım arasındaki bağıntılar aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$\begin{aligned}\psi_{md} &= L_m (i_{rd} + i_{sd}) \\ \psi_{mq} &= L_m (i_{rq} + i_{sq})\end{aligned}\quad (2.145)$$

2.8 Asenkron Motorda Hız Kontrol Yöntemleri

Asenkron motorlar doğru akım motorlarına göre daha ucuz olmaları, kötü çevre şartlarından fazla etkilenmemeleri gibi avantajlarından dolayı endüstriyel uygulamalarda, özellikle değişken hızlı tahrik sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Asenkron motorun değişken hızlarda çalıştırılabilmesi için eşdeğer devresi incelendiğinde modelin sinüzoidal yapıda olduğu görülmektedir. Moment ifadesi dikkate alındığında asenkron motorun değişken hızlarda çalıştırılabilmesi için

- Stator geriliminin
- Stator frekansının
- Stator sargısı kutup sayısının
- Rotor direncinin

değiştirilmesi gerekir. Burada rotor direnci sadece bilezikli asenkron motorların yapısında bulunmaktadır. Kutup çifti 1'den büyük olan asenkron makina için moment ifadesi

$$M_e = \frac{m_s R_r' p}{s \omega_s} \frac{V_s^2}{\left[R_s + \frac{R_r'}{s} \right]^2 + \left[\frac{m_s}{2} X_{s\sigma} + \frac{m_r}{2} X_{r\sigma}' \right]^2} \quad (2.146)$$

şeklindedir. Rotor akımı ise

$$I_r' = \frac{V_s}{\sqrt{\left[R_s + \frac{R_r'}{s} \right]^2 + \left[\frac{m_s}{2} X_{s\sigma} + \frac{m_r}{2} X_{r\sigma}' \right]^2}} \quad (2.147)$$

şeklindedir. Yukarıdaki denklemlerde m_s stator faz sayısı, m_r rotor faz sayısıdır.

$X_{s\sigma} = \omega_s L_{s\sigma}$ 'dir ve stator kaçak reaktansını ifade etmektedir. $X_{r\sigma}' = \omega_s L_{r\sigma}'$ 'dir ve

statora indirgenmiş rotor kaçak reaktansdır. s kaymayı ifade eder ve $s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$

şeklindedir. ω_s senkron açısal hızdır ve $\omega_s = 2\pi f_s = \frac{2\pi p n_s}{60}$ şeklinde ifade edilir. p

kutup çifti sayısıdır. n_s senkron hızdır, f_s senkron frekanstır. Senkron hız

$$n_s = \frac{60 f_s}{p} \quad (2.148)$$

şeklinde ifade edilebilir. Asenkron motorun devrilme kayması şöyledir

$$s_m \cong \pm \frac{R_r'}{\frac{m_s}{2} X_{s\sigma} + \frac{m_r}{2} X_{r\sigma}'} \quad (2.149)$$

Devrilme momenti yani maksimum moment ise

$$M_{e_{\max}} = \frac{m_s p}{\omega_s} \frac{V_s^2}{\frac{m_s}{2} X_{s\sigma} + \frac{m_r}{2} X_{r\sigma}'} = \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \frac{m_s p}{\frac{m_s}{2} L_{s\sigma} + \frac{m_r}{2} L_{r\sigma}'} \quad (2.150)$$

şeklindedir. Denklem (2.146)'da s yerine Denklem (2.149)'daki ifade konularak Denklem (2.150) elde edilmiştir. Denklem (2.146)'da $s = 1$ alınırsa yol alma momenti aşağıdaki gibi elde edilir.

$$M_{ey} = \frac{m_s R_r' p}{\omega_s} \frac{V_s^2}{\left[R_s + R_r' \right]^2 + \left[\frac{m_s}{2} X_{s\sigma} + \frac{m_r}{2} X_{r\sigma}' \right]^2} \quad (2.151)$$

2.8.1 Stator Gerilimi ile Hız Kontrolü

Asenkron motorun nominal yükte yüklenme durumunda gerilimin frekans değeri, senkron hız değeri ile devrilme momentindeki hız değeri aralığında değiştirilebilir. Yalnız bu aralık dar bir aralıktır. Asenkron motorun hızı senkron hız değeri ile bu değer %10 kadar düşük bir değeri arasında değiştirilebilmektedir.

Denklem (2.150) ve (2.151) incelendiğinde V_s değerinin değişimi ile motorun maksimum ve yol alma moment değerleri V_s 'nin karesi oranında değişmektedir. Asenkron motora verilebilecek gerilimin genliği sargıların izolasyonu sebebiyle ancak $0 < V_s < V_{sn}$ aralığında olabilir. Stator geriliminin genliğinin değiştirilmesi motorun ürettiği moment değerine karesel bir etki yapmaktadır (diğer değerlerin sabit olduğu kabul edilirse). Gerilimin genliği ile üretilen moment arasındaki ilişki aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\begin{aligned} M_{e_{\max}} &= -k_{m_{\max}} V_s^2 \\ M_e &= -k_m V_s^2 \\ M_{ey} &= -k_{my} V_s^2 \end{aligned} \quad (2.152)$$

Stator geriliminin değiştirilmesi ile yapılan hız kontrol yöntemiyle motor en fazla nominal değeri kadar yüklenebilir. Yük momenti, motorun moment değerinden fazla olduğu durumda motor yükü kaldıramaz ve hızı sıfıra doğru gider. Sabit yük altında stator geriliminin genliği $V_{s_{\min}} < V_s < V_{sn}$ aralığında değiştirilebilir. $M_{e_{\max}}$ ve $V_{s_{\min}}$ için aşağıdaki ifadeler tanımlanabilir.

$$\begin{aligned} M_{e_{\max}} &= M_{ey} = -k_{m_{\max}} V_{s_{\min}}^2 \\ V_{s_{\min}} &= \sqrt{\frac{|M_y|}{k_{m_{\max}}}} \end{aligned} \quad (2.153)$$

Stator gerilimindeki değişimin moment üzerinde karesel bir etkisinin olması gerilimdeki ufak bir değişimin moment üzerinde büyük bir değişim yapmasına neden olmaktadır. Bu sebeple stator gerilimi genliği dar bir aralıkta değiştirilebilmektedir. Bu şekilde dar bir aralıkta hız kontrolü yapılabilmesi, sabit yük momentine sahip olan yüklerin değişken hızlarda tahrik edilebilmesine elverişli değildir.

2.8.2 Stator Frekansı ile Hız Kontrolü

Alternatif akım motorlarında stator gerilimi ve frekansı değerleri değiştirilerek hız kontrolü yapılabilmektedir. Stator frekansı ile senkron hız arasındaki bağıntı Denklem (2.148)'de verilmektedir. Motorda yüksüz çalışma durumunda bile mildeki sürtünmeden kaynaklanan yük etkisi olduğundan dolayı senkron hıza ulaşamamaktadır.

Asenkron motor senkron hız değerine sadece yüksüz çalışırken yaklaşabilmektedir. Asenkron motorun hızı bir önceki bölümde söylendiği gibi senkron hız değeri ile devrilme momentindeki hız değeri aralığında değiştirilebilir. Stator gerilimi sabit tutulup sadece stator frekansı değiştirilirse motorun maksimum moment ifadesi ve rotor akımı ifadesi (stator direncinin ihmal edildiği kabul edilirse) aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$M_{e_{\max}} = -\frac{m_s p}{4\pi^2 f_s^2} \frac{V_s^2}{\left[\frac{m_s}{2} L_{s\sigma} + \frac{m_r}{2} L_{r\sigma} \right]} \quad (2.154)$$

$$I_r' = \frac{V_s}{\sqrt{\left[\frac{R_r'}{\omega_r} \right]^2 + \left[\frac{m_s}{2} L_{s\sigma} + \frac{m_r}{2} L_{r\sigma} \right]^2}} \frac{1}{2\pi f_s} \quad (2.155)$$

Denklem (2.148) incelendiğinde senkron frekans değeri azaltılarak düşük hızlara inilebileceği görülmektedir. Denklem (2.154) ve (2.155)'te ise senkron frekansın azaltılması asenkron motorun maksimum momentini ve rotor akımını artırmaktadır. Asenkron motorun düşük hızlarda yüksek moment üretmesi olumlu bir özellik gibi görünmesine rağmen çekilecek akımın da büyük oranlarda artması tehlikeli bir durum oluşturabilir. Makinanın manyetik devresindeki doyma etkisi göz önüne alındığında hız düşüşü moment artışını sonsuza götürememektedir. Ayrıca makinanın kullanılacağı sistemlere göre tasarlandığından dolayı hiçbir zaman büyük yükler altında çalıştırılmayacağı göz önüne alındığında üretilen fazla momentin gereksiz olduğu görülmektedir. Bununla birlikte hız değerinin sıfıra yaklaştığı durumlarda çekilen akım değeri (sargı dirençleri ihmal edildiği takdirde) sonsuza doğru gittiğinden dolayı sargıların yanmasına sebebiyet vereceğinden dolayı tehlikelidir.

Sadece stator geriliminin frekansı değiştirilerek yapılan hız kontrol yöntemi, düşük hızlarda yüksek akımların çekilmesi sebebiyle oluşan kayıplar ve momentteki doyma etkisinden dolayı istenilen değerlere çıkılamamasından dolayı kullanışlı değildir.

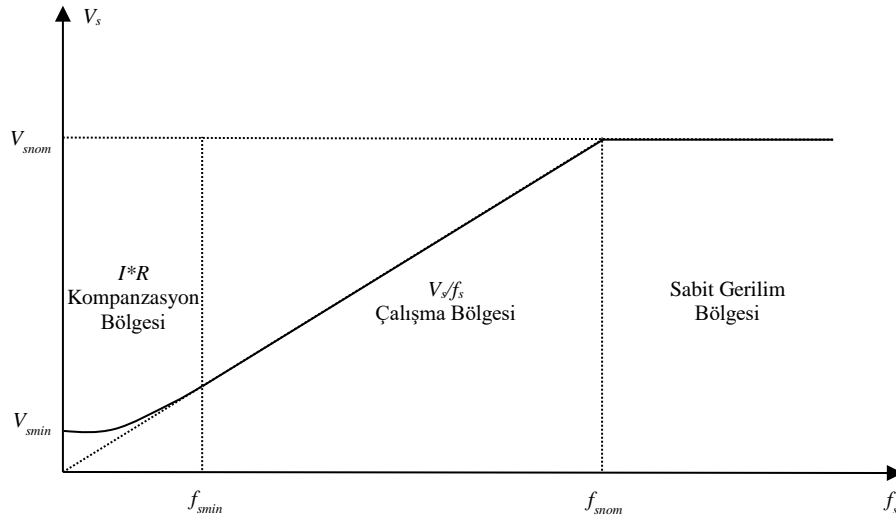
2.8.3 Stator Geriliminin Genlik ve Frekansı ile Hız Kontrolü

Asenkron makinada stator geriliminin sadece frekansının düşürülmesi çekilen akımda aşırı artışa sebep olmaktadır. Bu akım artışını engellemek için stator geriliminin genliğinin de azaltılması gerekmektedir. Asenkron makinanın maksimum moment ve akım ifadeleri dikkate alındığında sağlıklı bir hız kontrolü yapılabilmesi için genlik ve frekans değerlerinin birlikte değiştirilmesi gerektiği görülmektedir. Asenkron motor kullanılan değişken hızlı tahrik sistemlerinde genlik ve frekans değişimine dayanan hız kontrol yöntemleri skaler kontrol ve vektör kontrol olmak üzere iki temel başlık altında toplanmaktadır.

2.8.4 Skaler Kontrol Yöntemi

Asenkron motorun hız kontrolünde stator geriliminin frekans ve genlik değerlerinin birlikte değiştirilmesi en sağlıklı yöntemdir. Denklem (2.146)'daki moment ifadesinde $R_s = 0$ olduğu durum için gerilim frekans oranının V_s / f_s sabit tutulması asenkron motorun hızının geniş bir aralıkta kontrol edilebilmesine olanak sağlamaktadır. Böylece oluşacak maksimum moment değeri sabit tutulabilmektedir. Ayrıca çekilen akım değeri de kontrol edilen hız aralığı içerisinde iken sabit kalmaktadır. Ancak bu yöntem düşük hız bölgelerinde çalışma için pek uygun değildir. Düşük hızlarda V_s / f_s oranından dolayı gerilimin genliği düştüğünden dolayı stator direncine de bağlı olarak gerekli moment üretilmemektedir. Düşük hız bölgeleri için $R_s I_s$ ifadesinden dolayı oluşacak gerilim düşümünün dengelenmesi için gerilimin genliği yüksek olmalıdır. Özellikle kalkış sırasında düşük hızlarla yol almaya çalışan motorda gerekli moment üretilmesi için daha önce belirlenen V_s / f_s oranı bu hız bölgesi için kullanılmamalıdır. Bu düşük hızlarda meydana gelen gerilim düşümünün

kompanze edilebilmesi için uygulanması gereken gerilim değeri V_s / f_s oranı ile belirlenen gerilim değerinden daha yüksek olmalıdır. Bu yöntem I^*R kompanzasyonu şeklinde adlandırılmaktadır. Asenkron makinanın senkron hızın üzerine çıkması gereken durumlar için gerilim değeri V_s / f_s oranına göre artırılırsa sargı izolasyonlarında problemler meydana gelmektedir. Bu sebeple senkron hızın üzerine çıkılması gereken durumlar için stator geriliminin genliği sabit tutulur. Şekil 2.10'da asenkron motorun gerilim/frekans oranı ile çalışma eğrisi verilmektedir.



Şekil 2.10: Asenkron motorun gerilim/frekans oranı ile çalışma eğrisi.

2.8.5 Vektör Kontrol Yöntemi

Asenkron makinalar doğrusal olmayan yapısı nedeniyle birçok dönüşüm ve kontrol algoritmasına ihtiyaç duymaktadırlar. Buna karşılık doğru akım makinaları ise doğrusal bir kontrol yapısıyla çalışabilmektedir. Bunun sebebi doğru akım makinalarında moment ve akıyı oluşturan bileşenlerin birbirinden bağımsız şekilde kontrol edilebiliyor olmasıdır. Akı sabit tutulduğunda akım değeri değiştirilerek moment kontrolü yapılabilmektedir. Serbest uyarımlı bir doğru akım makinası matematiksel modeli (endüvi reaksiyonu, histerisiz ve doyma etkileri ihmal edildiğinde) aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (2.156)$$

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_b \quad (2.157)$$

Burada v_f uyarma devresi gerilimi, i_f uyarma devresi akımı, R_f uyarma devresi direnci, L_f ise uyarma devresi endüktansdır. Ayrıca v_a endüvi devresi gerilimini, i_a endüvi devresi akımını, R_a endüvi devresi direncini, L_a endüvi devresi endüktansını, e_b ise zık emk'yı ifade etmektedir. Akı ve akım arasındaki bağıntı ise

$$\psi = L_f i_f \quad (2.158)$$

şeklinde doğrusal olarak değiştiği varsayılır. Zıt emk ifadesi ise aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$e_b = k_b' \psi \omega \quad (2.159)$$

Burada k_b' emk sabitidir, ψ uyarma akısıdır, ω ise makinanın açısal hızıdır. Moment ifadesi ise

$$M_e = k_m' \psi i_a = k_m' L_f i_f i_a = k_m' i_f i_a \quad (2.160)$$

şeklinindedir. Burada uyarma ve endüvi akım eksenleri birbirine diktir ve asenkron makinadaki dq eksen takımına benzemektedir.

Asenkron makinanın dq eksen takımı için verilen kartezyen büyüklükler açı ve genlik değerleriyle birlikte kutupsal biçimde de ifade edilebilir. Giriş ve durum değişkenlerinin vektörel gösterimi aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\begin{aligned} \vec{V}_s &= v_{sd} + jv_{sq} = |\vec{V}_s| e^{j\phi_v} \\ \vec{I}_s &= i_{sd} + ji_{sq} = |\vec{I}_s| e^{j\phi_i} \\ \vec{\Psi}_r &= \psi_{rd} + j\psi_{rq} = |\vec{\Psi}_r| e^{j\phi_\psi} \end{aligned} \quad (2.161)$$

Yukarıdaki ifadeler kullanılarak

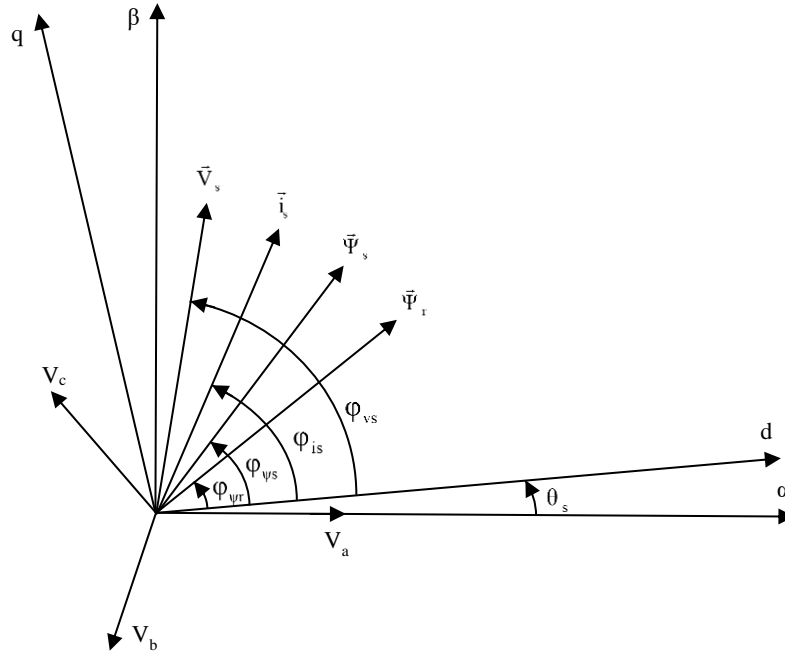
$$\vec{V}_s = (R_E + j\omega_s \sigma L_s) \vec{i}_s + \sigma L_s \frac{d\vec{i}_s}{dt} - \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{R_r'}{L_r} - jp\omega \right) \vec{\psi}_r \quad (2.162)$$

$$\frac{d\vec{\psi}_r}{dt} = \frac{R_r' L_m}{L_r} \vec{i}_s - \left(\frac{R_r'}{L_r} + j\omega_r \right) \vec{\psi}_r \quad (2.163)$$

$$\vec{\psi}_s = \sigma L_s \vec{i}_s + \frac{L_m}{L_r} \vec{\psi}_r \quad (2.164)$$

$$M_e = p \frac{L_m}{L_r} (\vec{i}_s \times \vec{\psi}_r) \quad (2.165)$$

ifadeleri elde edilir. Vektörel ifadeler ve dq eksenindeki izdüşümleri aşağıdaki şekilde verilmektedir.



Şekil 2.11: Asenkron makinanın dq eksen takımındaki giriş ve durum değişkeni ifadeleri.

Rotor akısı ifadesinin d ekseninde olduğu kabul edilirse, yani $|\vec{\psi}_r| = \psi_{rd}$ ise $\psi_{rq} = 0$ 'dır. Rotor akısı dikkate alınarak oluşturulan model aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$V_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \quad (2.166)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \left[\sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \right] + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \quad (2.167)$$

$$0 = R_r \left[\frac{1}{L_r} \psi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \right] + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (2.168)$$

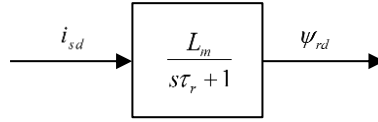
$$0 = -\frac{L_m}{L_r} R_r i_{sq} + \omega_r \psi_{rd} \rightarrow \frac{L_m}{\tau_r} i_{sq} = \omega_r \psi_{rd} \quad (2.169)$$

$$M_e = p \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \psi_{rd} \quad (2.170)$$

Denklem (2.170)'deki moment ifadesi incelendiğinde Denklem (2.160)'daki doğru akım makinasının moment ifadesine benzediği görülmektedir. Asenkron makinanın rotor akısının sadece d ekseninde bileşeni bulunmaktadır. Rotor akısı burada doğru akım makinasındaki uyarma akısına karşılık gelmektedir. Asenkron makinanın q eksenini ise doğru akım makinasındaki q eksenini endüvi akımına karşılık gelmektedir. Serbest uyarımlı bir doğru akım makinasında akı değeri uyarma akımı ile kontrol edilebilirken asenkron makinada ise d eksenindeki rotor akısı d eksenindeki stator akımı ile kontrol edilebilmektedir. Denklem (2.168)'deki ifade durum denklemi şeklinde aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

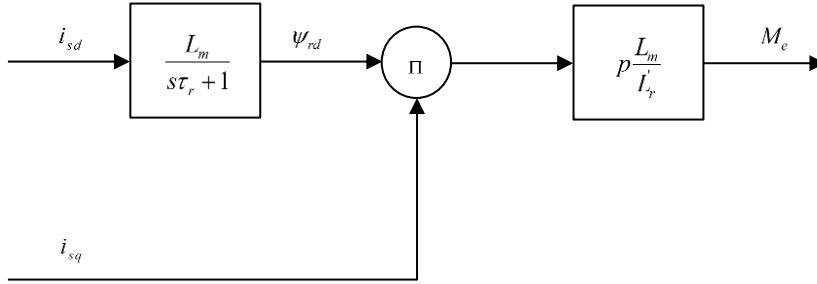
$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} + \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} \quad (2.171)$$

Asenkron makinanın d eksenini rotor akısı ile stator akımı arasındaki transfer fonksiyonu ise aşağıda verilmektedir.



Şekil 2.12: d eksenli rotor akısı ile stator akımı arasındaki transfer fonksiyonu.

Burada rotor devresi için zaman sabiti $\tau_r = L_r / R_r$ şeklindedir. Denklem (2.170) ve (2.171)'den görüleceği gibi asenkron makinanın akı ifadesi sadece d eksenli akım bileşenine, moment ifadesi ise q eksenindeki akımın bileşenine bağlıdır. Bu şekilde moment ifadesi, birbirine dik olan ve birbirini etkilemeyen iki akım bileşeni ile kontrol edilebilmektedir. Statorun dq eksenli akım bileşenleri ile moment arasındaki ilişki aşağıdaki blok şemasında verilmektedir.



Şekil 2.13: Statorun dq eksenli akım bileşenleri ile moment arasındaki ilişki.

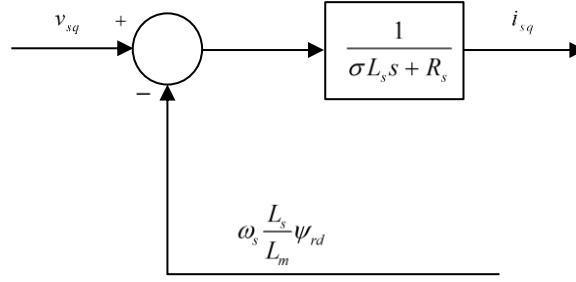
Denklem (2.171)'deki akımın sürekli hal için değerinin akım ile ilişkisini veren ifade aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\psi_{rd} = L_m i_{sd} \quad (2.172)$$

Buradan gerilim ifadesi

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + E_{sq} \quad (2.173)$$

şeklinde elde edilir. Denklem (2.173)'teki gerilim ifadesi sabit uyartımlı doğru akım makinasındaki endüvi ifadesine benzemektedir. Burada $E_{sq} = \omega_s \frac{L_s}{L_m} \psi_{rd}$ 'dir ve zıt emk ifadesine karşılık gelmektedir. Asenkron makinanın rotor akısının d ekseninde olduğu durum için dq eksenli modeli aşağıdaki blok şemasında verilmektedir.



Şekil 2.14: q eksen takımındaki gerilim ile akımın arasındaki ilişki.

Denklem (2.165)'teki ψ_r rotor akısıdır, i_{sd} ve i_{sq} ise stator akımının bileşenleridir. Burada ψ_r ifadesini oluşturan akım bileşenlerinden i_{sd} doğru akım makinasındaki uyarma akımı i_f değerine, i_{sq} ise endüvi akımı i_a değerine karşılık gelmektedir. Akı değeri i_{sd} kontrol edilerek sabit tutulabilirken, moment ise i_{sq} bileşeninin kontrol edilmesiyle doğrusal olarak değiştirilebilmektedir. Böylece rotor döner alanı üzerindeki bu değerler doğru akım ifadelerine benzer hale getirilmiştir. Akım değerinin iki bileşene ayrılabilmesi için rotor akısının açısı değerinin bilinmesi gerekmektedir. Rotor akısı doğrudan ölçülebilecek bir değer olmadığından dolayı ölçülebilen diğer değerler üzerinden hesaplanarak bulunabilir. Rotor akı bilgisinin elde edilebilmesi için doğrudan vektör kontrol yöntemi ve dolaylı vektör kontrol yöntemi olmak üzere iki farklı yöntem vardır. Bu tez çalışmasında dolaylı vektör kontrol yöntemi kullanıldığından dolayı bu yöntem daha ayrıntılı anlatılacaktır.

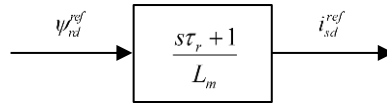
2.8.5.1 Doğrudan Vektör Kontrol Yöntemi

Doğrudan vektör kontrol yöntemi, geliştirilen ilk vektör kontrol yöntemidir. Bu yöntem, bir Siemens çalışanı olan F. Blaschke tarafından ortaya atılmıştır. Önerilen yöntemde rotor akısı değeri hava aralığı akısının sensörler ile ölçülmesiyle elde edilmektedir. Hava aralığı akısının bileşenleri, asenkron makinada yapılan fiziksel bir düzenleme sonucu stator üzerine dik olarak iki adet akı sensörünün yerleştirilmesi ile doğrudan ölçülebilmektedir [46]. Bu eksenler α ve β eksenleridir. Asenkron makinanın akı ve rotor açısı bilgisinin hesaplanabilmesi ve dq eksen takımı akım bileşenlerinin elde edilebilmesi için ayrıca abc faz akımı değerlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu

akımlar ise makinanın besleme girişindeki her bir faz için bağlanan akım sensörleri vasıtasıyla elde edilmektedir.

2.8.5.2 Dolaylı Vektör Kontrol Yöntemi

Dolaylı vektör kontrol yöntemi, rotor akısı kullanılarak geliştirilmiştir. Bu yöntemde akı vektörü genliği ve abc'den dq eksen takımına dönüşüm sağlayan fazın üretilmesi gerekir. Burada ψ_{rd}^{ref} referans akı değeri ile i_{sd}^{ref} referans akım değeri arasındaki ilişki aşağıda verilmektedir.



Şekil 2.15: d ekseninde referans rotor akısı ile referans stator akımı arasındaki ilişki.

Makinanın moment ifadesi ise

$$M_e = p \frac{\psi_{rd}^2}{R_r} \omega_r \quad (2.174)$$

şeklinindedir. Burada moment ifadesi içindeki rotor akısı yerine $\psi_{rd} = \psi_{rd}^{ref}$ alınır ve $\omega_r = \omega_s - p\omega$ ifadesi kullanılırsa moment ile hız arasındaki ilişki aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$M_e = p \frac{(\psi_{rd}^{ref})^2}{R_r} (\omega_s - p\omega) = K (\omega_s - p\omega) \quad (2.175)$$

Burada $K = p \frac{(\psi_{rd}^{ref})^2}{R_r}$ 'dir. Referans moment değeri hız hatası üzerinden bulunabilir.

Hız hatasının bir katsayı ile çarpılması referans momentin bulunabilmesi için tek başına yeterli değildir. Asenkron makinanın yüklenmesi ile oluşan sabit hız hatasının da dikkate alınması gerekir. Bu sabit hız hatası $e_\omega = \omega_{ref} - \omega$ şeklindedir ve kompanze edilebilmesi için hız hatasının integralinin alındığı ilave bir terime ihtiyaç

duyulmaktadır. Bu şekilde PI tipinde bir kontrolör kullanılarak referans moment değeri elde edilebilir.

$$M_e^{ref} = K_p (\omega_{ref} - \omega) + K_I \int (\omega_{ref} - \omega) dt \quad (2.176)$$

Buradan referans akım değeri

$$i_{sq}^{ref} = \frac{L_r}{pL_m} \frac{1}{\psi_{rd}^{ref}} M_e^{ref} \quad (2.177)$$

şeklinde elde edilebilir. Rotor akımlarının açısal hız ifadesi ise aşağıdaki gibidir.

$$\omega_r = \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{sq}^{ref}}{\psi_{rd}^{ref}} \quad (2.178)$$

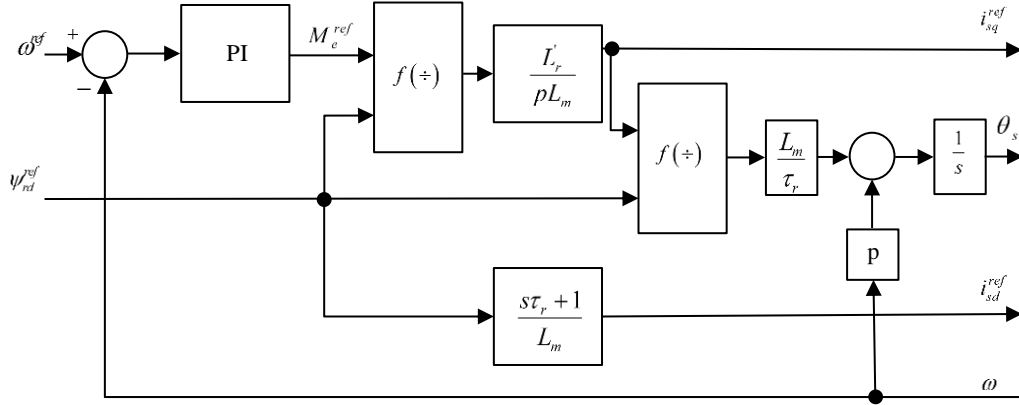
Motor milinin açısal hız ifadesinin bulunması için açısal hız bilgisi mil üzerinden bir sensör yardımıyla ölçülür ve çift kutup sayısı p ile çarpılarak rotor akımlarının açısal hız değeri ile toplanır.

$$\omega_s = \omega_r + p\omega \quad (2.179)$$

Buradan dönüşüm açısı θ_s ise şöyle elde edilir

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (2.180)$$

Dolaylı vektör kontrol yönteminin blok şeması aşağıda verilmektedir [46].

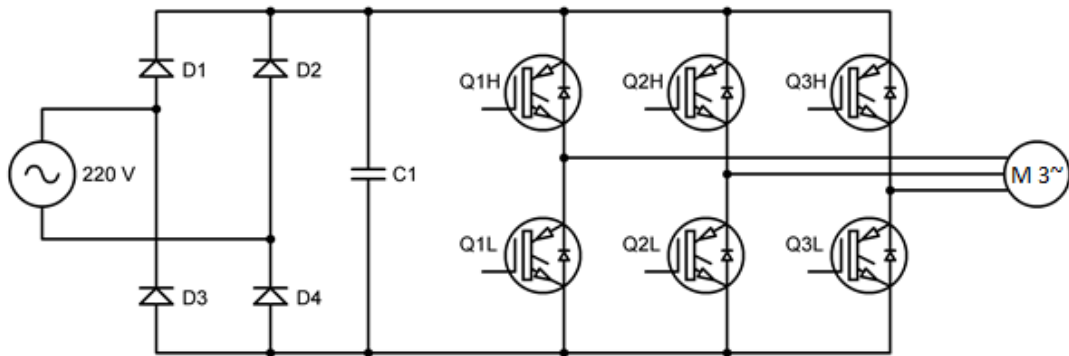


Şekil 2.16: Dolaylı vektör kontrolü blok şeması.

2.9 Asenkron Motor Sürücü Devresi

Endüstriyel motor tahrik sistemlerinde doğru akım motorları, alternatif akım motorlarına göre kontrolü kolay olması bakımından tercih edilmekteydi. Fakat son yıllarda mikroişlemci tabanlı motor sürücü sistemlerinin gelişimiyle birlikte alternatif akım motorları daha çok tercih edilmeye başlanmıştır.

Alternatif akım motor sürücüleri istenilen genlik ve frekansta AC gerilim üretebilen güç elektroniği devreleridir. Sürücü girişi tek fazlı veya üç fazlı AC gerilim kaynağına bağlanır. AC gerilim doğrultucu devresi ile DC gerilime dönüştürülür. DC gerilim, yarı iletken anahtarlama elemanları kullanılarak sinüs dalga şekline dönüştürülür. Şekil 2.17’de sürücü için kullanılan inverter devresinin şeması verilmektedir [45].



Şekil 2.17: İverter sürücü devresi.

Şekil 2.17'deki inverter devresinde asenkron motor sargılarının çekeceği sinüsoidal akımların oluşturulabilmesi için darbe genişlik modülasyonlu (Pulse width modulation (PWM)) anahtarlama yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemde giriş genliği sabit tutulur. Çıkışa uygulanacak bu sabit genlikli darbenin genişliği sinüs dalgası oluşturacak şekilde modüle edilerek bir darbe dizisi oluşturulur [46]. Oluşturulan sinüs formundaki darbe dizisi asenkron motorun bir fazı için gerekli olan gerilimi sağlamaktadır. Bu darbe dizisine 120° ve 240° faz farkı ekleyerek diğer iki fazın besleme gerilimleri elde edilir. Faz gerilimlerinin üretildiği denklemler aşağıda verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 V_a &= V_m \sin(\theta) \\
 V_b &= V_m \sin(\theta + 2\pi / 3) \\
 V_c &= V_m \sin(\theta - 2\pi / 3)
 \end{aligned}
 \tag{2.181}$$

Burada V_m maksimum gerilimi; V_a , V_b ve V_c ise üretilen faz gerilimlerini göstermektedir.

3. ASENKRON MOTORLAR İÇİN HIZ GÖZLEMCİSİ TASARIMI

Son yıllarda endüstride rekabetin artmasıyla birlikte, kurulan sistemlerin maliyetinin azaltılması bir zorunluluk haline gelmiştir. Asenkron motor kullanılan değişken hızlı tahrik sistemlerinde bu konu, yüksek maliyetli olan hız ve konum algılayıcı cihazlardan kurtulma üzerine yoğunlaşmıştır. Algılayıcı kullanılmadan hız veya konum kontrolü yapılabilmesi için bu değerlerin gözlemci tarafından hesaplanması gerekmektedir. Asenkron motor sürücülerinde kullanılan temel algılayıcısız kontrol yöntemleri şunlardır [2]:

- a) Stator gerilimi ve akımını kullanan açık döngü kestiriciler [47].
- b) Hacimsel doyma stator üçüncü harmonik faz gerilimini kullanan kestiriciler [47].
- c) Geometrik doyma ve diğer etkileri kullanan kestiriciler [47].
- d) Model referanslı adaptif sistemler [48].
- e) Gözlemleyiciler (Kalman filtresi, Luenberger, Genişletilmiş Kalman Filtresi, Genişletilmiş Luenberger vb.) [49,50].
- f) Yapay zeka tabanlı (Yapay sinir ağları, bulanık mantık vb.) kestiriciler [51], [52].

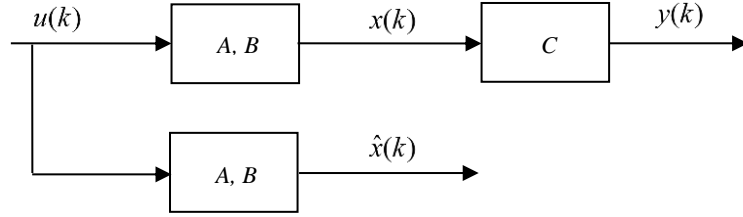
Kestirici tabanlı yöntemlerde örnekleme frekansı yüksektir ve fazla hesap yükü getirir. Model referans uyarlamalı sistemler genellikle asenkron motorun direnç parametrelerini hesaplamak için kullanılır.

Gözlemciler genel olarak algılayıcıların sayısının azaltılması, maliyetin düşürülmesi, güvenilirliğin artırılması, performansın iyileştirilmesi gibi avantajlara sahiptirler. Bunun yanında karmaşık yapıda olmaları, kontrolörlere fazla hesap yükü getirmeleri gibi dezavantajları vardır. Ayrıca kontrol döngüsünü biçimlendirmelerinden dolayı sistemin kararsız çalışmasına sebep olabilirler [2].

3.1 PI Gözlemci

PID kontrolör, basit algoritma yapısı ve çok eskilerden beri bilinmesi sebebiyle kapalı çevrim kontrol sistemlerinde en yaygın olarak kullanılan yöntemdir. Motor kontrol uygulamalarında ise genellikle PID'nin türev kontrolörü kısmı, sistemin performansını çoğu zaman bozduğu gerekçesiyle kullanılmamaktadır [45].

PI gözlemcinin yapısının iyi anlaşılabilmesi için önce açık çevrim bir gözlemci yapısından bahsedilecektir. Açık çevrim gözlemci blok şeması Şekil 3.1'de verilmektedir.



Şekil 3.1: Açık çevrim gözlemcinin blok şeması.

Şekil 3.1'de $u(k)$ giriş sinyali, $y(k)$ çıkış sinyali, $x(k)$ gerçek değer, $\hat{x}(k)$ ise kestirilen değerdir. Ayrıca k değeri iterasyon numarasını göstermektedir. Gerçek değer için sistemin durum denklemi ise

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (3.1)$$

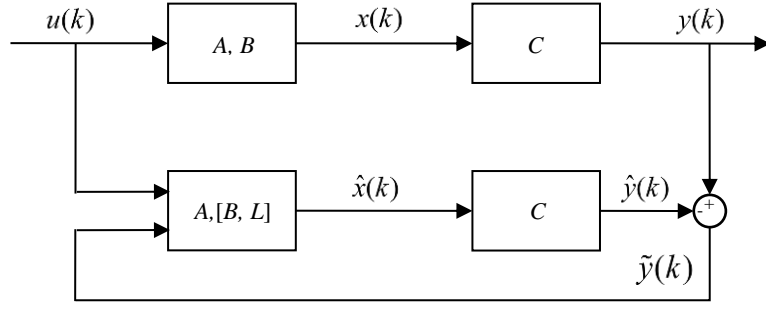
şeklinde ifade edilebilir. Kestirilen değer için ise şu şekildedir

$$\hat{x}(k+1) = A\hat{x}(k) + Bu(k) \quad (3.2)$$

Burada kestirim hatası ise aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\tilde{x}(k+1) = x(k) - \hat{x}(k) \quad (3.3)$$

PI gözlemciye oransal kontrolör kısmı aslında ilk olarak David G. Luenberger tarafından önerilen Luenberger gözlemcisidir. Luenberger gözlemcisinin blok şeması Şekil 3.2'de verilmektedir.



Şekil 3.2: Luenberger gözlemcisinin blok şeması.

Burada L Luenberger gözlemcisinin kazanç matrisidir. Gerçek sistemin çıktısı $y(k)$ ile gözlemcinin çıktısı $\hat{y}(k)$ 'nın farkı $\tilde{y}(k)$ kestirim hatasını vermektedir. Luenberger gözlemci eklenen sistemin durum denklemleri aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

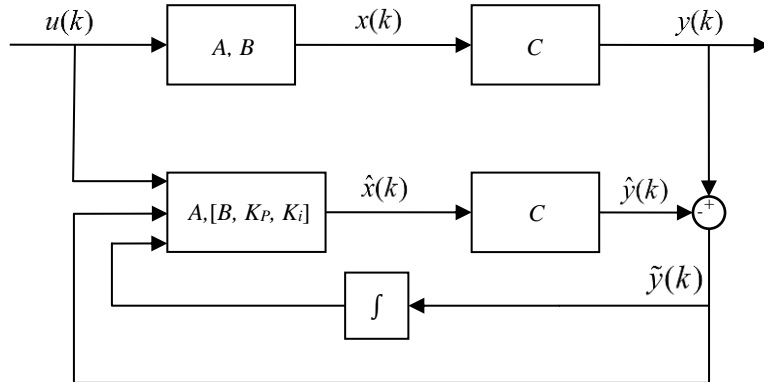
$$\hat{x}(k+1) = A\hat{x}(k) + Bu(k) + L[y(k) - C\hat{x}(k)] \quad (3.4)$$

Asenkron motor vektör kontrolü için I_d ve I_q akımları, Luenberger gözlemci kullanılarak aşağıdaki gibi kestirilebilir.

$$\hat{I}_d(k+1) = A\hat{I}_d(k) + Bu(k) + L[I_d(k) - \hat{I}_d(k)] \quad (3.5)$$

$$\hat{I}_q(k+1) = A\hat{I}_q(k) + Bu(k) + L[I_q(k) - \hat{I}_q(k)] \quad (3.6)$$

Burada PI gözlemcinin P kısmı Luenberger gözlemcisi ile aynı olduğuna göre sisteme sadece integral kontrol eklersek PI gözlemciyi elde edebiliriz. PI gözlemcinin blok şeması Şekil 3.3'te verilmektedir.



Şekil 3.3: PI gözlemcinin blok şeması.

PI gözlemci eklenen sistemin durum denklemi

$$\hat{x}(k+1) = A\hat{x}(k) + Bu(k) + K_p[y(k) - C\hat{x}(k)] - K_i \int [y(k) - C\hat{x}(k)]d(k) \quad (3.7)$$

şeklinde ifade edilebilir. Asenkron motor vektör kontrolü için I_d ve I_q akımları, PI gözlemci kullanılarak aşağıdaki gibi kestirilebilir.

$$\hat{I}_d(k+1) = A\hat{I}_d(k) + Bu(k) + K_p[I_d(k) - \hat{I}_d(k)] + K_i \int [I_d(k) - \hat{I}_d(k)]d(k) \quad (3.8)$$

$$\hat{I}_q(k+1) = A\hat{I}_q(k) + Bu(k) + K_p[I_q(k) - \hat{I}_q(k)] + K_i \int [I_q(k) - \hat{I}_q(k)]d(k) \quad (3.9)$$

3.2 Kesirli PI^λ Gözlemci

300 yıllık bir geçmişe sahip olan kesirli hesaplamanın matematiksel olarak tanımlanması büyük ölçüde 19. yüzyılda olmuştur. Mühendisler başta olmak üzere bilim insanlarının ilgisini çekmesi ise 20. yüzyılın sonlarını bulmuştur. Kesirli analiz yöntemi, klasik analizin tamsayı mertebeli integral ve türev kavramlarının reel veya kompleks mertebeye genişletilmesi olarak tanımlanabilir. Son yıllarda kesirli analiz fizik, kimya, biyoloji, matematik ve mühendislik alanlarında geniş uygulama alanları bulmuştur. Bunun sebepleri kaos, yayılım ve dalga hareketleri, filtreleme ve tersinmezlik, viskoelastiklik ve sönüm, kontrolör tasarımı gibi çok sayıda konunun kesirli analiz yöntemi kullanılarak gerçeğe daha uygun olarak açıklanabilmesi ve modellenmesidir.

Klasik PID kontrolör yerine kesirli $PI^\lambda D^\delta$ kontrolörün kullanılması son yıllarda yaygınlaşmıştır. Sistemin dinamiklerini oluşturan diferansiyel denklemler kesirli türevler barındırıyorsa bu sistemin analizi kesirli hesaplamalarla yapılabilmektedir. Ancak söz konusu olan bu sistemin kontrolü ise tasarlanacak kontrolör klasik veya kesirli yapıda olabilir. Yani kontrolör kesirli integral veya türev barındırıyorsa kesirli kontrolördür. Örnek olarak, bir sistemdeki titreşim hareketlerinin sönümlenmesinde sistemin elemanları viskoelastik davranışlar gösteriyorsa, kesirli kontrolörün klasik kontrolöre göre daha iyi çalıştığı söylenebilir [45,53]. Kesirli kontrolörün yaygın

olduğu bir diğer alan ise nöral mühendislik uygulamalarıdır. Biyolojik sistemlerin analizinde de kesirli kontrolör kullanılabilir. Geleneksel analitik yöntemler ile sistemlerin davranışları tam anlamıyla açıklanamadığı durumlarda kesirli analiz yöntemlerinin uygulanması gündeme gelmektedir.

Histerisis [54,55], sönme, gerilim ve hafıza faktörlerinin ortaya çıktığı viskoelastik materyallerin (kas, deri, kıkırdak vb.) fiziksel davranışlarının modellenmesinde kesirli hesaplamaların kullanılmasına olan ihtiyaç doğal olarak ortaya çıkmaktadır [56].

Eğer zaman bölgesinde tanımlanmış olan bir sistem çok yavaş sönüm yapıyorsa, aniden hızlanıyorsa, kendi yayılım hızında yavaşlamaya neden olabiliyorsa veya kendisine ait değerlerin ifade edilebilmesi için çok sayıda üstel fonksiyonun toplamına ihtiyaç duyup hesaplamaları zorlaştırıyorsa, bu durumda kesirli analiz kullanmak sistemin tanımlanabilmesini ve analiz edilebilmesini oldukça kolaylaştırmaktadır [45].

Kesirli Analiz/Kalkülüs, heuristik olarak L'Hospital'ın 1965 yılında, türev için $\frac{d^n y}{dx^n}$ notasyonunu bulan kişi olan Leibniz'e yazdığı bir mektup ile başlamıştır.

Mektubunda şöyle bir soru sormuştur “ $n = 1/2$ için $\frac{d^n y}{dx^n}$ notasyonu neyi ifade eder?”.

Buna karşılık Leibniz, yine bir paradoks olmasına rağmen daha sonra çok önemli

sonuçları görülecek olan $\frac{d^{1/2} y}{dx^{1/2}} = 2\sqrt{\frac{x}{\pi}}$ şeklinde bir yanıt verir. Bu konuda başta Euler,

Lagrange, Laplace ve Fourier gibi bilim insanları ile 18. ve 19. yüzyıllardaki çok sayıda matematikçinin çalışmaları da eklenmiş ve yeni bir teori meydana gelmiştir.

Lagrange, diferansiyel denklemlerde üsler kanununu çalıştığı sırada

$$\frac{d^m}{dx^m} \frac{d^n}{dx^n} y = \frac{d^{n+m}}{dx^{n+m}} y \quad (3.10)$$

eşitliğini elde etmiştir.

Tarihi kayıtlarda geçen ilk kesirli dereceli türev formülünü ortaya atan kişi olan Lacroix, $y = x^m$ fonksiyonunun tam sayılı n . dereceden türevinin

$$\frac{d^n y}{dx^n} = \frac{m!}{(m-n)!} x^{m-n}, \quad m \geq n \quad (3.11)$$

şeklinde olduğunu ifade etmiştir. Sonra Gamma fonksiyonunu kullanmış ve Denklem (3.11)'deki formülü kesirli dereceli olarak

$$\frac{d^n y}{dx^n} = \frac{\Gamma(m+1)}{\Gamma(m-n+1)} x^{m-n} \quad (3.12)$$

şeklinde tanımlayarak genelleştirme yapmıştır.

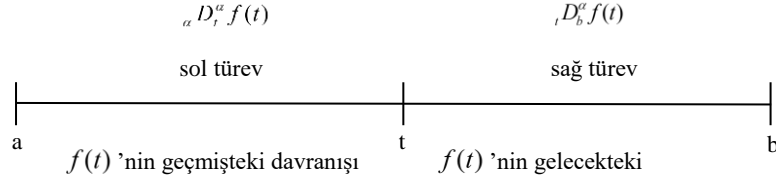
Denklem (3.11)'deki faktöriyel fonksiyonunun yerine konulan Gamma fonksiyonu

$$\Gamma(z) = \int_0^{\infty} t^{z-1} e^{-t} dt \quad (3.13)$$

şeklinde ve z 'nin tam sayılı değerleri için $\Gamma(z) = (z-1)!$ olarak tanımlanabilir [57].

Kesirli analizin klasik analizeden en önemli farkı, kesirli analizde klasikteki gibi tek çeşit bir türev tanımının olmamasıdır. Kesirli analizde çok sayıda türev tanımının olması, çözülecek olan problemin türüne en uygun tanımın seçilerek kullanılması ve böylece problem için en iyi çözümün bulunması fırsatını sağlar. Başlıca çeşitleri Caputo, Riemann-Liouville, Grünwald-Letnikov, Riesz, Weyl ve Marchaud kesirli türev ifadeleridir. Birbirleri arasında benzerlikler olmasına rağmen tanımları ve fiziksel yorumları bakımından farklılık göstermektedirler [57-61].

Genel halde, rastgele bir $[a,b]$ üzerinde tanımlanmış ve bir sistemin fiziksel sürecini ifade eden $f(t)$ fonksiyonunu göz önüne alalım. Burada ${}_a D_t^a$ ve ${}_t D_b^a$ kesirli türev notasyonlarıdır, sol ve sağ kesirli türev ifadeleri için kullanılır. Buradan $f(t)$ fonksiyonuna ait sol ve sağ kesirli türevler fiziksel olarak Şekil 3.4'teki gibi ifade edilebilmektedir.



Şekil 3.4: $f(t)$ 'nin kesirli türev yorumu.

Günümüzde, literatürde geçen kesirli mertebeli türev ve integral operatörü tanımlamaları için farklı yaklaşımlar ve hesaplama yöntemleri için birçok tanım mevcuttur. Kullanılacak tanımlamalar problemlerin yapısına uygun olarak seçilmelidir [62]. Şekil 3.5'te kesirli PI^λ gözlemcinin blok şeması verilmektedir. Riemann-Liouville yaklaşımında, Cauchy yaklaşımının n katlı integral ifadesi için Gamma fonksiyonu kullanıldığında genelleştirilmiş hali

$$I^\alpha f(t) = f_\alpha(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_0^t (t-\tau)^{\alpha-1} f(\tau) d\tau \quad (3.14)$$

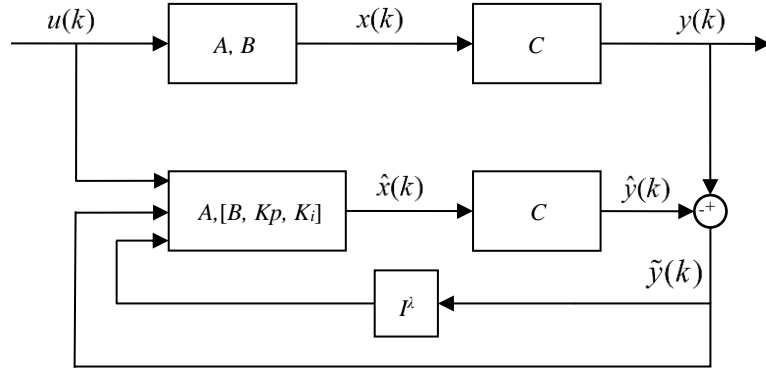
olarak ifade edilebilir. Çok katlı integral ifadesi yerine, n. mertebeden türev üzerinden ilerleyen Grünwald-Letnikov yaklaşımında n. mertebeden türev, geri farklar cinsinden ele alınır. Bu ifade ise aşağıdaki şekilde tanımlanabilir.

$$\frac{d^n f(t)}{dt^n} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sum_{i=0}^n (-1)^i \binom{n}{i} f(t - i\Delta t) \quad (3.15)$$

$$\Delta t = \frac{t}{N} \text{ ve } \binom{n}{i} = \frac{n!}{(n-i)!i!} \text{ ifadelerindeki faktöriyel fonksiyonları yerine}$$

Gamma fonksiyonunu kullanırsak, kesirli mertebeler için geçerli olan Grünwald-Letnikov'un α . dereceden türev tanımı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$D^\alpha f(t) = f(x) = \begin{cases} \frac{d^n}{dt^n} \left[\frac{1}{\Gamma(\alpha-n)} \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha+1-n}} d\tau \right], & (n-1 < \alpha < n) \\ \frac{d^n}{dt^n} f(t) & , \quad \alpha = n \end{cases} \quad (3.16)$$



Şekil 3.5: Kesirli PI^λ gözlemcinin blok şeması.

Bu çalışmada Grünwald-Letnikov tanımı seçilmiştir ve aşağıdaki şekilde ifade edilmiştir.

$${}_0D_t^\alpha x(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^\alpha} \sum_{k=0}^{\lfloor t/h \rfloor} (-1)^k \binom{\alpha}{k} x(t - kh) \quad (3.17)$$

$$\binom{\alpha}{k} = \frac{\Gamma(\alpha + 1)}{\Gamma(k + 1)\Gamma(\alpha - k + 1)} \quad (3.18)$$

Burada α türev mertebesidir ($n-1 \leq \alpha < n$, $n \in \mathbb{N}^+$). Γ ise Euler gama fonksiyonu olarak tanımlanmıştır. x zamana bağlı bir fonksiyonu ifade etmektedir. h ise zaman artımıdır. α türev mertebesi $-\lambda$ ile değiştirilse, kesirli mertebeli integral ifadesi I^λ şeklinde gösterilebilir. Eğer Denklem (3.17)'deki limit operatörü kaldırılırsa kesirli integral, $[0, T]$ zaman aralığı N eşit parçaya ayrılarak hesaplanabilir. Her bir parça $h=1/N$ boyutunda olur. Düğüm noktaları $0, 1, 2, 3, \dots, N$ şeklinde etiketlendirilebilir ve M 'inci düğüm için I^λ ifadesi ise aşağıdaki gibi olur [45,63,64].

$${}_0I_t^\lambda x(t) = {}_0D_t^{-\lambda} x(hM) = \frac{1}{h^{-\lambda}} \sum_{j=0}^M w_j^{(-\lambda)} x(hM - jh) \quad (3.19)$$

$$w_0^{(-\lambda)} = 1, \quad w_j^{(-\lambda)} = \left(1 - \frac{-\lambda + 1}{j}\right) w_{j-1}^{(-\lambda)}, \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (3.20)$$

Asenkron motor vektör kontrolü için I_d ve I_q akımları, kesirli PI^λ gözlemci kullanılarak

$$\hat{I}_d(k+1) = A\hat{I}_d(k) + Bu(k) + K_p[I_d(k) - \hat{I}_d(k)] + K_i I^\lambda [I_d(k) - \hat{I}_d(k)] \quad (3.21)$$

$$\hat{I}_q(k+1) = A\hat{I}_q(k) + Bu(k) + K_p[I_q(k) - \hat{I}_q(k)] + K_i I^\lambda [I_q(k) - \hat{I}_q(k)] \quad (3.22)$$

şeklinde kestirilebilir.

3.3 Kayan Kipli Gözlemci

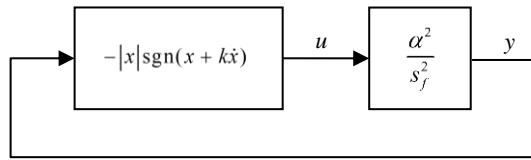
Kayan kipli kontrol teorisi ilk olarak S. V. Emelyanov ve çalışma ekibi tarafından 1950'li yıllarda önerilmiştir [65]. Fakat böyle bir sistem önerisi yapıldığı günlerde yeterli tasarım yöntemlerinin geliştirilememesi, kontrolörün uygulanabileceği ilgili alanların oluşmaması, çatırtı sorunu gibi sebeplerden dolayı 1970'li yıllara kadar pek gündeme gelmemiştir. 1970'li yılların sonlarına doğru araştırmacılar kayan kip üzerinde çalışmaya başlamış, kontrolörün farkına varılmayan bazı özelliklerini ortaya çıkarmış ve kontrolör tasarımı konusunda gelişmeler yapmışlardır [66,67]. Bu çalışmalarda kayan kip ile ilgili genel tasarım yöntemleri öne sürülmüş ve bu yöntemler doğrusal olmayan sistemlere, ayrık zamanlı sistemlere, çok giriş-çıkışlı sistemlere uygulanmıştır. Yapılan çalışmalarda, kayan kipli kontrolörün özellikle sistemin kararlılığı olmak üzere kontrolör performansını önemli ölçüde iyileştirdiği gösterilmiştir. Çalışmalar sonucunda kayan kipli kontrolörün, parametre belirsizlikleri ve dış bozucu etkilere karşı oldukça dayanıklı olduğu kanıtlanmıştır. Kayan kipli kontrolör sadece teorik ifadelerle sınırlı kalmayarak birçok simülasyon ve deneysel uygulamalarla kontrolörün geçerliliği ispatlanmıştır [68,69].

Kayan kipli kontrolör yaklaşımının son yıllarda özellikle güç elektroniği ve motor sürücü kontrolü sistemlerinde çok sayıda uygulaması yapılmış olup başarılı sonuçlar elde edilmiştir [67,70]. Öne çıkan özellikleri dayanıklılık, derece indirgeme ve kontrolörde çatırtı meydana getirmesidir [71-73]. Dayanıklılık özelliği, sistemdeki parametre belirsizliklerine ve dış bozuculara karşı kontrol sisteminin etkilenmediğini ifade eder. Kayan kipli kontrolör tasarımındaki esas hedef, hata değerini kayma yüzeyine doğru itmek ve bu yüzeyde kalmasını sağlamaktır. Böylece sistem kayma kipine girer ve matematiksel model hataları, parametre değişimleri ve dış bozucu faktörlerden etkilenmez [5].

Kayma yüzeyi ifadesi, sistemin durum değişkenlerinin doğrusal bir fonksiyonu olarak tanımlandığından dolayı durum değişkenleri kayma yüzeyi üzerinde doğrusal olarak bağımlı hale gelir. Böylece sistemin mertebesi, bağımsız girişlerin sayısı kadar indirgenir ve mertebesi indirgenmiş bir kontrolör elde edilir. Sistemin mertebesi girişlerin sayısına eşit olan bir sistemin çıkışı birinci mertebeden olmaktadır [65].

Kayan kipli kontrolörlerin iki önemli sorunu bilinmektedir. Bunlar çatırtı etkisi ve eşdeğer kontrolün zor hesaplanmasıdır. Çatırtı etkisi, kontrolör çıkışında meydana gelen yüksek frekanslı salınımlardır. Eşdeğer kontrolün zor olmasının sebebi ise sistemin dinamiklerinin tam olarak bilinmemesinden kaynaklanmaktadır [67]. Bu iki sorunun çözümüne yönelik yapılan çalışmalar literatürde mevcuttur. Çatırtının giderilmesi için işaret fonksiyonu yerine doyma fonksiyonu kullanılmıştır [72]. Eşdeğer kontrolün hesaplanması için ise en küçük kareler yöntemi kullanılarak sistemin dinamikleri kestirilmeye çalışılmıştır [74].

Şekil 3.6’da eylemsizliği α^2 / s_f^2 şeklinde olan örnek bir sistem üzerinden kayan kipli kontrolör ifade edilebilir.



Şekil 3.6: Değişken eylemsizlik içeren bir sistem için kontrolör şeması.

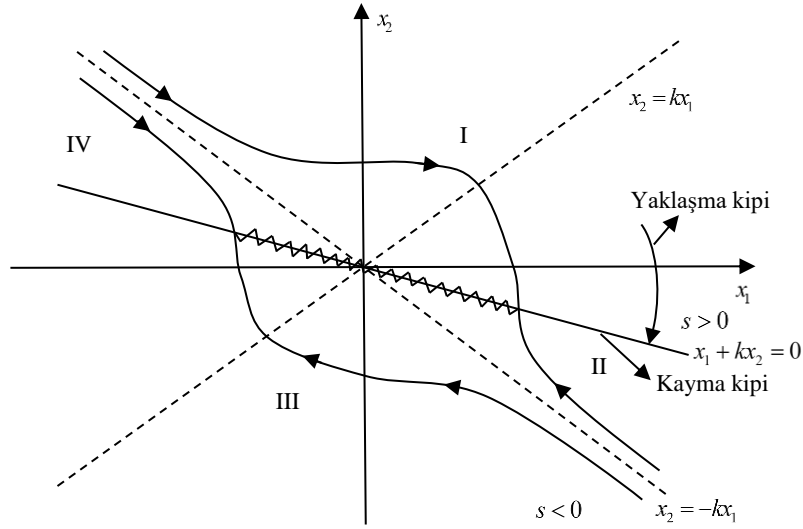
Sistemin durum değişkenlerini $x_1 = x$, $x_2 = \dot{x}$ olarak ifade edelim. Böylece sistem Denklem (3.23)’deki gibi durum uzay şeklinde gösterilebilir.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \alpha^2 u \end{aligned} \quad (3.23)$$

Kontrolör işareti ise Denklem (3.24)’deki gibi olabilir.

$$u = -|x_1| \text{sign}(x_1 + kx_2) \quad (3.24)$$

Buradan, $s = x_1 + kx_2 = 0$ ifadesi anahtarlama fonksiyonu olarak tanımlanır. Kontrolör işareti $s = 0$ 'dan her geçişinde değişerek sistemi merkeze doğru kaydırmaya çalışır. Şekil 3.7'de kayan kip için faz portresi verilmektedir [69].



Şekil 3.7: Kayan kip için faz portresi.

Şekil 3.7'de görüldüğü gibi faz düzlemi 4 bölgeye ayrılmaktadır. I. ve III. bölgeler için işaret $x_1 \text{sign}(x_1 + kx_2) > 0$ şeklindedir ve yörüngeler $\alpha^2 x_1^2 + x_2^2$ şeklinde eliptik olarak değişmektedir. II. ve IV. bölgelerde ise işaret $x_1 \text{sign}(x_1 + kx_2) < 0$ şeklindedir ve yörüngeler $x_2 = \pm \alpha x_1$ şeklinde hiperbolik olarak değişmektedir.

Kontrolör işareti sadece $x_1 + kx_2 = 0$ sınır yüzeyinde değişmektedir. k katsayısı için uygun bir değer seçildiğinde yörüngeler kayma yüzeyine doğru yönlendirilmektedir. Yörüngeler kayma yüzeyine ilk defa eriştiğinde bu yüzey boyunca kayma hareketi yapmaya devam ederler.

Diferansiyel eşitlikler teorisinin klasik yöntemleri ile bu kayma hareketleri açıklanamaz. u bir Lipschitz fonksiyonu ise ve sürekliliğe sahipse Denklem (3.23)'ün tek çözümü vardır. Bu duruma uygun yöntemler tasarlanması gerekmektedir. Filippov'un bir çalışmasında [75] ve diferansiyel kapsamlar teorisinde [68] gerekli çözümler önerilmiştir.

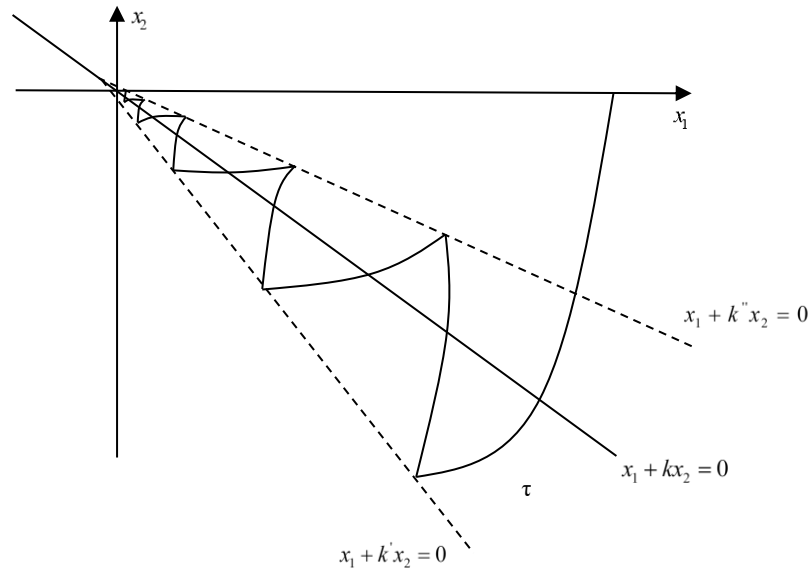
Kayan kipli kontrolörü fiziksel olarak ifade edebilmek için bazı kayıp değerlerin olduğu dikkate alınmalıdır. Bunlardan birisi τ zaman gecikmesidir. Kontrolör işareti eliptik ve hiperbolik şekilde küçük atlamalar halinde ilerler [5].

$$\begin{aligned} k' &= \frac{k - \tau}{1 + \alpha^2 k \tau} \\ k'' &= \frac{k - \tau}{1 - \alpha^2 k \tau} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Kontrolör işareti

$$\begin{aligned} x_1 + k' x_2 &= 0 \\ x_1 + k'' x_2 &= 0 \end{aligned} \quad (3.26)$$

doğruları arasında kalan bölgede salınım yaparak başlangıç noktasına doğru yaklaşır. τ değeri sıfıra yaklaşırken salınımların genlikleri de sıfıra yaklaşır. $x + kx = 0$ doğrusu üzerinde salınan kontrolör işaretinde oluşan kayma noktaları Şekil 3.8'de verilmektedir [69].



Şekil 3.8: Yörüngelerde oluşan zaman gecikmesi.

Burada $\dot{s} = 0$ için kayma ifadesinin dinamik ifadesi Denklem (3.27)'deki gibidir.

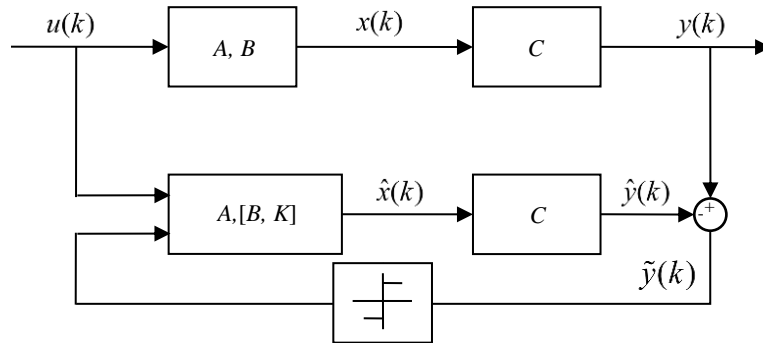
$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{k} \dot{x}_1 \quad (3.27)$$

İkinci dereceden olan sistem bu sebeple sadece k sabitinin etkisi ile (α eylemsizlik katsayısından bağımsız olarak) birinci derece bir sistem gibi davranış gösterir ve yörüngesi $s = 0$ üzerinden orijine doğru kayar. Buradan görüleceği gibi süreksiz kontrol uygulandığında sistem, kazançları sonsuz olan bir PD geri beslemeli sisteme eşdeğer olur [69].

Kayma yüzeyinde yapılan hareket $\dot{s} = 0$ ve $x_2 + k\alpha^2 u = 0$ şeklindedir. Süreksiz kontrol işareti

$$u_e = -\frac{x_2}{k\alpha^2} \quad (3.28)$$

gibi bir eşdeğer ile değiştirilebilir. Kayan kipli gözlemcinin blok şeması Şekil 3.9'da verilmektedir.



Şekil 3.9: Kayan kipli gözlemcinin blok şeması.

Kayan kipli gözlemci eklenen sistemin durum denklemleri ise aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\hat{x}(k+1) = A\hat{x}(k) + Bu(k) + K \text{sign}[y(k) - C\hat{x}(k)] \quad (3.29)$$

Burada K Kayan kipli gözlemcinin kazanç matrisidir. Asenkron motorun vektör kontrolü için I_d ve I_q akımları, Kayan kipli gözlemci kullanılarak

$$\hat{I}_d(k+1) = A\hat{I}_d(k) + Bu(k) + K \text{sign}[I_d(k) - \hat{I}_d(k)] \quad (3.30)$$

$$\hat{I}_q(k+1) = A\hat{I}_q(k) + Bu(k) + K\text{sign}[I_q(k) - \hat{I}_q(k)] \quad (3.31)$$

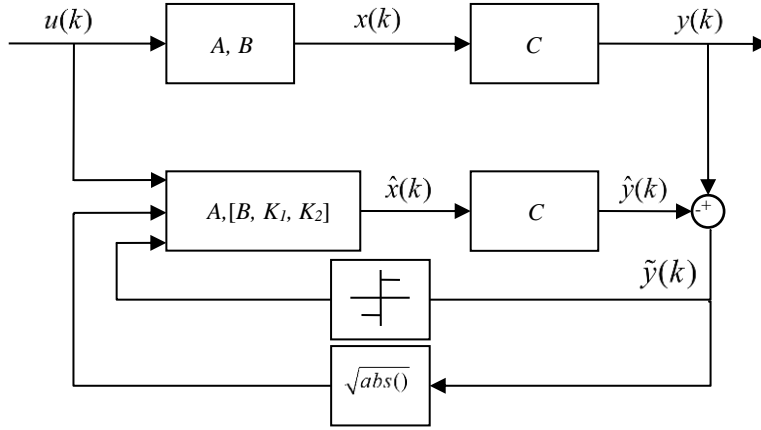
şeklinde kestirilebilir.

3.4 Üstün Burulmalı Kayan Kipli Gözlemci

Klasik kayan kip yönteminde karşılaşılan en büyük problemlerden biri de çatırtı etkisidir. Bu çatırtı problemi kontrolörlerdeki doğruluğun azalmasına, sistemlerdeki hareketli mekanik parçaların aşınmasına ve güç elektroniği devrelerindeki elemanların aşırı ısınmasına sebebiyet vermektedir. Bu tür olumsuz durumların meydana gelmesi klasik kayan kip yönteminin pratikte uygulanabilirliğini azaltmaktadır. Yüksek dereceli kayan kip yöntemlerinden biri olan üstün burulmalı kayan kip yöntemi (super twisting sliding mode (STSM)), bu sorunu ortadan kaldırmak için kullanılabilir [76]. Kayma yüzeyi s için tanımlanan temel STSM ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned} u &= -K_1\sqrt{|s|}\text{sign}(s) + v \\ \dot{v} &= -K_2\text{sign}(s) \end{aligned} \quad (3.32)$$

Üstün burulmalı kayan kipli gözlemcinin blok şeması Şekil 3.10'da verilmektedir.



Şekil 3.10: Üstün burulmalı kayan kipli gözlemcinin blok şeması.

Üstün burulmalı kayan kipli gözlemci eklenen sistemin durum denklemi ise aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{aligned}\hat{x}(k+1) &= A\hat{x}(k) + Bu(k) + K_1\sqrt{|y(k) - C\hat{x}(k)|}\text{sign}[y(k) - C\hat{x}(k)] + v \\ \dot{v} &= K_2\text{sign}[y(k) - C\hat{x}(k)]\end{aligned}\quad (3.33)$$

Asenkron motorun vektör kontrolü için I_d ve I_q akımları, üstün burulmalı kayan kipli gözlemci kullanılarak

$$\begin{aligned}\hat{I}_d(k+1) &= A\hat{I}_d(k) + Bu(k) + K_1\sqrt{|I_d(k) - C\hat{I}_d(k)|}\text{sign}[I_d(k) - C\hat{I}_d(k)] + v \\ \dot{v} &= K_2\text{sign}[I_d(k) - C\hat{I}_d(k)]\end{aligned}\quad (3.34)$$

$$\begin{aligned}\hat{I}_q(k+1) &= A\hat{I}_q(k) + Bu(k) + K_1\sqrt{|I_q(k) - C\hat{I}_q(k)|}\text{sign}[I_q(k) - C\hat{I}_q(k)] + v \\ \dot{v} &= K_2\text{sign}[I_q(k) - C\hat{I}_q(k)]\end{aligned}\quad (3.35)$$

olacak şekilde kestirilebilir.

3.5 Kesirli Kayan Kipli Gözlemci

Klasik kayan kipteki türev kısmı kesirli integral ile değiştirilerek kontrolör performansının artırılması hedeflenmiştir. Kayma yüzeyi s aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$s = K_1 e + K_2 I^\lambda e \quad (3.36)$$

Burada e hata fonksiyonudur. K_1 ve K_2 kontrolör katsayılarıdır. d-q eksenleri için s kayma yüzeyi ifadeleri

$$\begin{aligned} s_d &= K_1 e_d + K_2 I^\lambda e_d \\ s_q &= K_1 e_q + K_2 I^\lambda e_q \end{aligned} \quad (3.37)$$

şeklindedir. Klasik kayan kipli kontrolörün çıkış ifadesi

$$y = u_0 \text{sign}(s) \quad (3.38)$$

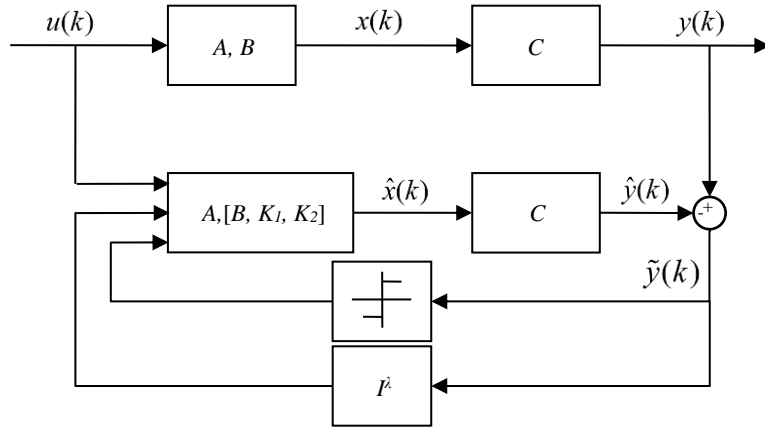
şeklindedir. Burada u_0 kontrolör işaretinin genliğidir. Klasik kayan kipte oluşan çatırtı probleminin çözümü için bir saturasyon fonksiyonu tanımlanmıştır. Saturasyon fonksiyonu aşağıda verilmektedir.

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} \text{sign}(s / \varepsilon) , & |s / \varepsilon| \geq 1 \\ s / \varepsilon & , |s / \varepsilon| < 1 \end{cases} \quad (3.39)$$

Saturasyon eklenen kayan kipli kontrolörün çıkış ifadesi

$$y = u_0 \text{sat}(s) \quad (3.40)$$

şeklindedir. Kesirli kayan kipli (fractional order sliding mode (FOSM)) gözlemcinin blok şeması Şekil 3.11'de verilmektedir.



Şekil 3.11: Kesirli kayan kipli gözlemcinin blok şeması.

Kesirli kayan kipli gözlemci eklenen sistemin durum denklemi ise aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} \hat{x}(k+1) = A\hat{x}(k) + Bu(k) + sat[K_1[y(k) - C\hat{x}(k)] \\ + K_2I^\lambda[y(k) - C\hat{x}(k)]] \end{aligned} \quad (3.41)$$

Asenkron motorun vektör kontrolü için I_d ve I_q akımları, kesirli kayan kipli gözlemci kullanılarak

$$\begin{aligned} \hat{I}_d(k+1) = A\hat{I}_d(k) + Bu(k) + sat[K_1[I_d(k) - C\hat{I}_d(k)] \\ + K_2I^\lambda[I_d(k) - C\hat{I}_d(k)]] \end{aligned} \quad (3.42)$$

$$\begin{aligned} \hat{I}_q(k+1) = A\hat{I}_q(k) + Bu(k) + sat[K_1[I_q(k) - C\hat{I}_q(k)] \\ + K_2I^\lambda[I_q(k) - C\hat{I}_q(k)]] \end{aligned} \quad (3.43)$$

şeklinde kestirilebilir.

3.6 Kesirli Üstün Burulmalı Kayan Kipli Gözlemci

Bu çalışmada, üstün burulmalı kayan kipli gözlemcinin dayanıklı yapısı ile kesirli integral gözlemcinin hafıza tabanlı yapısı birleştirilerek, dayanıklı ve esnek yapıda bir gözlemci önerilmiştir. Önerilen gözlemci ile sensörsüz motor kontrolü uygulamasında devir hızı kestirimindeki sürekli hal hatası ve maksimum aşma

değerlerinin azaltılması hedeflenmiştir. dq eksenleri için s kayma yüzeyi ifadeleri aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$s_d = \begin{cases} e_d, & |e_d| \leq e_d^0 \text{ ise} \\ e_d^0, & |e_d| > e_d^0 \text{ ise} \end{cases} \quad (3.44)$$

$$s_q = \begin{cases} e_q, & |e_q| \leq e_q^0 \text{ ise} \\ e_q^0, & |e_q| > e_q^0 \text{ ise} \end{cases} \quad (3.45)$$

dq eksen bileşenleri için kesirli üstün burulmalı kayan kipli (fractional order super-twisting sliding mode (FOSTSM)) gözlemci çıkışı y aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\begin{aligned} y_d &= -C_1 \sqrt{|s_d|} \text{sign}(s_d) + v_d + I^\lambda s_d \\ \dot{v}_d &= -C_2 \text{sign}(s_d) \end{aligned} \quad (3.46)$$

$$\begin{aligned} y_q &= -C_1 \sqrt{|s_q|} \text{sign}(s_q) + v_q + I^\lambda s_q \\ \dot{v}_q &= -C_2 \text{sign}(s_q) \end{aligned} \quad (3.47)$$

Burada I^λ Denklem (3.19)'daki kesirli integraldir. C_1 ve C_2 gözlemci katsayılarıdır. Önerilen gözlemcinin kararlı olduğunun kanıtlanması için Denklem (3.46) ve (3.47)'ye Lyapunov aday fonksiyonu uygulanmıştır. Eşitlikler aşağıda verilmektedir.

$$\begin{aligned} V_d &= 2C_2 |s_d| + \frac{1}{2} v_d^2 + \frac{1}{2} \left(C_1 \sqrt{|s_d|} \text{sign}(s_d) - v_d \right)^2 + |I^\lambda s_d| \\ &= \beta^T P \beta \end{aligned} \quad (3.48)$$

$$\begin{aligned} V_q &= 2C_2 |s_q| + \frac{1}{2} v_q^2 + \frac{1}{2} \left(C_1 \sqrt{|s_q|} \text{sign}(s_q) - v_q \right)^2 + |I^\lambda s_q| \\ &= \beta^T P \beta \end{aligned} \quad (3.49)$$

Burada $\beta_d^T = (\sqrt{|s_d|} \text{sign}(s_d) v_d)$, $\beta_q^T = (\sqrt{|s_q|} \text{sign}(s_q) v_q)$ ve $P = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 4C_2 + C_1^2 & -C_1 \\ -C_1 & 2 \end{pmatrix}$

dir.

Denklem (3.48) ve (3.49)'un türevi alınırsa

$$\dot{V}_d = -\frac{1}{|\sqrt{s_d}|} \beta^T Q \beta + \frac{s_d}{|\sqrt{s_d}|} \gamma^T \beta \quad (3.50)$$

$$\dot{V}_q = -\frac{1}{|\sqrt{s_q}|} \beta^T Q \beta + \frac{s_q}{|\sqrt{s_q}|} \gamma^T \beta \quad (3.51)$$

elde edilir. Burada $Q = \frac{C_1}{2} \begin{pmatrix} 2C_2 + C_1^2 & -C_1 \\ -C_1 & 1 \end{pmatrix}$ ve $\gamma^T = \left(2C_2 + \frac{1}{2}C_1^2 - \frac{1}{2}C_1 \right)$. Moreno ve

Osorio tarafından önerilen karışıklıklar için sınırlandırmayı uygularsak [77], Lyapunov fonksiyonunun türevi aşağıdaki denklemlere indirgenebilir.

$$\dot{V}_d = -\frac{C_1}{2|\sqrt{s_d}|} \beta^T \tilde{Q} \beta \quad (3.52)$$

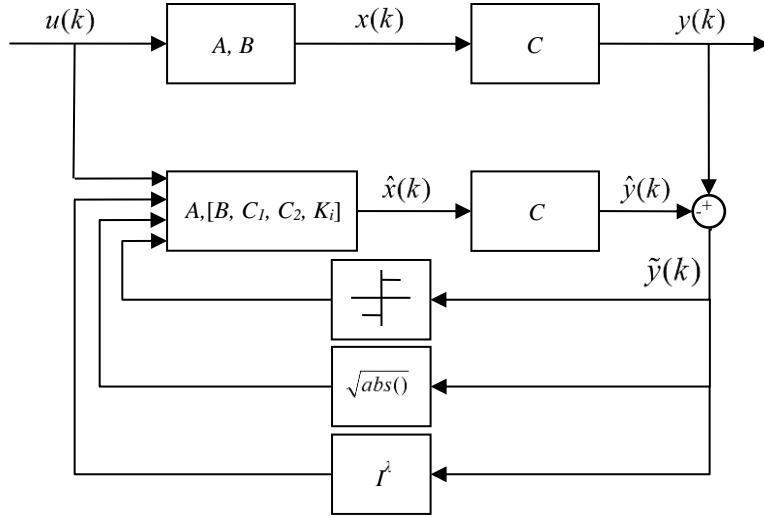
$$\dot{V}_q = -\frac{C_1}{2|\sqrt{s_q}|} \beta^T \tilde{Q} \beta \quad (3.53)$$

Burada $\tilde{Q} = \begin{pmatrix} 2C_2 + C_1^2 - \left(\frac{4C_2}{C_1} + C_1 \right) \delta & -C_1 + 2\delta \\ -C_1 + 2\delta & 1 \end{pmatrix}$, dir. Gözlemci katsayıları C_1 ve

C_2 aşağıdaki ifadeleri sağlarsa sistem Lyapunov kuralına göre kararlı demektir.

$$C_1 > 2\delta, \quad C_2 > C_1 \frac{5\delta C_1 + 4\delta^2}{2(C_1 - 2\delta)}, \quad \tilde{Q} > 0 \quad (3.54)$$

FOSTSM gözlemcinin blok şeması Şekil 3.12'de verilmektedir.



Şekil 3.12: Kesirli üstün burulmalı kayan kipli gözlemcinin blok şeması.

FOSTSM gözlemci eklenen sistemin durum denklemi ise

$$\begin{aligned}\hat{x}(k+1) &= A\hat{x}(k) + Bu(k) + C_1\sqrt{|y(k) - C\hat{x}(k)|}\text{sign}[y(k) - C\hat{x}(k)] \\ &\quad + v + I^\lambda[y(k) - C\hat{x}(k)] \\ \dot{v} &= C_2\text{sign}[y(k) - C\hat{x}(k)]\end{aligned}\quad (3.55)$$

şeklinde ifade edilebilir. Asenkron motorun vektör kontrolü için I_d ve I_q akımları, FOSTSM gözlemci kullanılarak aşağıdaki gibi kestirilebilir.

$$\begin{aligned}\hat{I}_d(k+1) &= A\hat{I}_d(k) + Bu(k) + C_1\sqrt{|I_d(k) - C\hat{I}_d(k)|}\text{sign}[I_d(k) - C\hat{I}_d(k)] \\ &\quad + v + I^\lambda[I_d(k) - C\hat{I}_d(k)] \\ \dot{v} &= C_2\text{sign}[I_d(k) - C\hat{I}_d(k)]\end{aligned}\quad (3.56)$$

$$\begin{aligned}\hat{I}_q(k+1) &= A\hat{I}_q(k) + Bu(k) + C_1\sqrt{|I_q(k) - C\hat{I}_q(k)|}\text{sign}[I_q(k) - C\hat{I}_q(k)] \\ &\quad + v + I^\lambda[I_q(k) - C\hat{I}_q(k)] \\ \dot{v} &= C_2\text{sign}[I_q(k) - C\hat{I}_q(k)]\end{aligned}\quad (3.57)$$

Kestirilen akı denklemleri aşağıda verilmektedir.

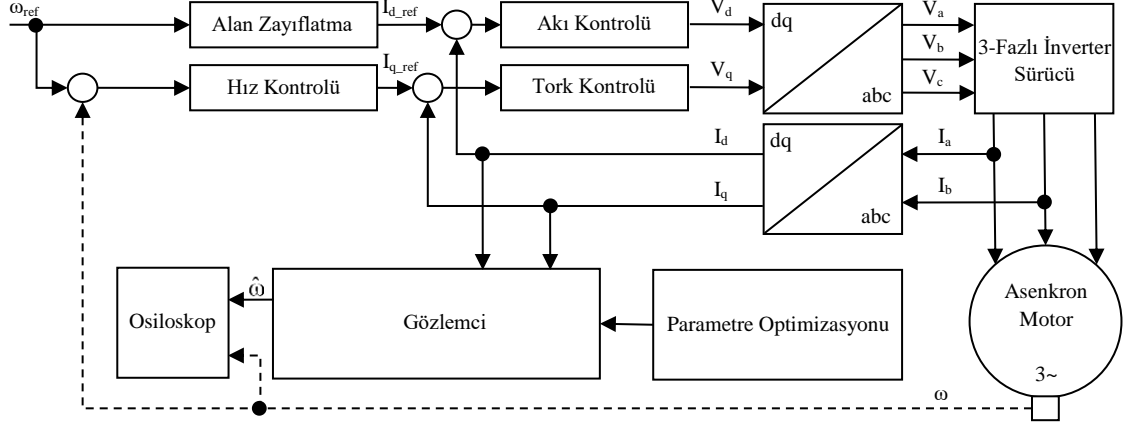
$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\phi}}_{dr} \\ \dot{\hat{\phi}}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1 k_1} y_d - \frac{k_2}{k_1} \tilde{i}_{ds} + \frac{C_2}{C_1 k_1} I^\lambda \tilde{i}_{ds} \\ \frac{1}{C_1 k_1} y_q - \frac{k_2}{k_1} \tilde{i}_{qs} + \frac{C_2}{C_1 k_1} I^\lambda \tilde{i}_{qs} \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

Asenkron motorun kestirilen hız ifadesi ise Denklem (3.59)'daki gibi elde edilebilir.

$$\hat{\omega}_r = \frac{\hat{\phi}_{dr} \dot{\hat{\phi}}_{qr} - \dot{\hat{\phi}}_{dr} \hat{\phi}_{qr} - \eta L_m (\hat{i}_{qs} \hat{\phi}_{dr} - \hat{i}_{ds} \hat{\phi}_{qr})}{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2} \quad (3.59)$$

4. GÖZLEMCİ PARAMETRELERİNİN OPTİMİZASYONU

Şekil 4.1’de asenkron motor hız kontrol sistemindeki gözlemci testleri için hazırlanan blok şeması verilmektedir.



Şekil 4.1: Asenkron motor hız kontrol sistemindeki gözlemci testleri için hazırlanan blok şeması.

Şekil 4.1’deki şema, önerilen gözlemci yöntemlerinin optimizasyonunda kullanılmak üzere hazırlanmıştır. Daha sonra kesik çizgili kısımlar kaldırılarak sistem sensörsüz çalışır hale getirilmiştir. Hız kestiriminde kullanılan gözlemcilerin parametrelerinin optimizasyonu için yanıt yüzey yöntemi kullanılmıştır.

4.1 Yanıt Yüzey Yöntemi

Bu çalışmada kullanılan gözlemci yöntemlerinin katsayıları, Yanıt Yüzey Yöntemi (Response Surface Method (RSM)) ile optimize edilmiştir. RSM ile katsayıların optimize edilmesi için sistemin matematiksel modelinin bilinmesine gerek yoktur. RSM, faktörler (katsayılar) ve sistemin yanıtları arasındaki ilişkileri kullanarak yüksek doğrulukta bir matematiksel model oluşturur. RSM’nin bu yapısı ona, diğer optimizasyon yöntemleri ile kıyaslandığında avantaj sağlamaktadır. Tablo 4.1’de gösterildiği gibi RSM için kullanılacak beş ayrı tasarım biçimi vardır.

Tablo 4.1: RSM tasarımı için mevcut biçimler.

Design		Factors								
		2	3	4	5	6	7	8	9	10
Central Composite full	unblocked	13	20	31	52	90	152			
	blocked	14	20	30	54	90	160			
Central Composite half	unblocked				32	53	88	154		
	blocked				33	54	90	160		
Central composite quarter	unblocked							90	156	
	blocked							90	160	
Central Composite eighth	unblocked									158
	blocked									160
Box-Behnken	unblocked		15	27	46	54	62		130	170
	blocked			27	46	54	62		130	170

Faktörler giriş parametrelerinin sayısını temsil eder. Örnek olarak; PI gözlemci iki faktöre (K_p ve K_i) sahiptir, FOPI^λ gözlemci de ise üç faktör vardır (K_p , K_i ve λ). SM gözlemci için üç faktör (K_1 , K_2 ve ε), STSM gözlemci için iki faktör (K_1 ve K_2), FOSM gözlemci için dört faktör (K_1 , K_2 , λ ve ε), FOSTSM gözlemci için ise dört faktör (C_1 , C_2 , K_i ve λ) bulunmaktadır. Görüldüğü üzere, kullanılan tüm gözlemci yöntemlerinde en fazla dört faktör olduğu için RSM tasarım biçimi olarak “Central Composite Full” seçilmiştir. Yanıt yüzeyinin ikinci dereceden polinom matematiksel modeli (tam ikinci-derece model) Denklem (4.1)’de verilmektedir [78].

$$Y_u = \beta_0 + \sum_{i=1}^n \beta_i X_{iu} + \sum_{i=1}^n \beta_{ii} X_{iu}^2 + \sum_{i < j}^n \beta_{ij} X_{iu} X_{ju} + e_u \quad (4.1)$$

Denklem (4.1)’de Y_u çıkış ifadesidir. X_{iu} , i ’inci giriş parametresinin kodlanmış değerleridir. β_0 , β_i , β_{ii} ve β_{ij} regresyon katsayılarıdır. i ve j doğrusal ve ikinci dereceden katsayılarıdır, e_u ise u ’uncu terim için deneysel kalıntı hatasıdır [79,80].

RSM’de faktörler için üst ve alt sınırlar tanımlanmalıdır. Üst ve alt sınır değerleri, tasarımcının deneyimlerine göre tanımlanır. Bu sınır değerler içinde sistem kararlı çalışmaktadır.

4.2 Parametre Optimizasyonu

Bu çalışmada kullanılan gözlemci metotlarının katsayıları RSM ile optimize edilmiştir. Optimizasyon için yapılan deneylerde, asenkron motor 500, 1000 ve 1500 dev/dk hızında çalışırken ölçülen sürekli hal hatası (steady-state error (e_{ss})) ve oluşan çadırının genliği (cht) minimize edilmeye çalışılmıştır. Burada cht ve e_{ss} değerlerinin elde edilmesi işlemi aşağıdaki ifadelerle yapılmaktadır. Ölçülen değerler, sistem sürekli hal durumunda iken alınmıştır.

$$cht = üst_tepe_{ort} - alt_tepe_{ort} \quad (4.2)$$

$$e_{ss} = \frac{üst_tepe_{ort} + alt_tepe_{ort} - gerçek_hız}{2} \quad (4.3)$$

PI, FOPI^λ, SM, STSM, FOSM, FOSTSM gözlemciler, simülasyon ortamında aynı şartlar altında çalıştırılarak katsayıları optimize edilmiştir. Sıradaki başlıklarda yapılan optimizasyon çalışmaları, elde edilen veriler ile birlikte sunulmaktadır.

4.2.1 PI Gözlemci Parametrelerinin Optimizasyonu

PI gözlemci optimizasyonu için belirlenen faktör (K_p ve K_i) sınır değerleri Tablo 4.2'de verilmektedir. Tablo 4.3'te 500 dev/dk referans hız ve %100 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir. Tasarımda, kübik ve eksenel noktalar için sekiz adet standart deneyin yanında beş adet merkez nokta (0.0) deneyi ile toplam 13 adet deney yapılmıştır.

Tablo 4.2: PI gözlemci katsayılarının sınır değerleri.

Katsayı	Alt sınır	Üst sınır
K_p	5000	100000
K_i	5000	100000

Tablo 4.3: PI gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_p	K_i	e_{ss}	cht
1	5000	5000	-0,49	0,11
2	100000	5000	0,15	0,73
3	5000	100000	0,16	0,11
4	100000	100000	0,17	0,71
5	5000	52500	0,14	0,18
6	100000	52500	0,15	0,7
7	52500	5000	0,1	0,63
8	52500	100000	0,15	0,58
9	52500	52500	0,15	0,63
10	52500	52500	0,15	0,63
11	52500	52500	0,15	0,63
12	52500	52500	0,15	0,63
13	52500	52500	0,15	0,63

Tablo 4.3'te e_{ss} ve cht sırasıyla sürekli-hal hatası ve çatırtı genliğidir. 500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.4) ve (4.5)'te verilmektedir.

$$e_{ss} = -0,461 + 0,000009K_p + 0,000010K_i - 0,000000K_p^2 - 0,000000K_i^2 - 0,000000K_pK_i \quad (4.4)$$

$$cht = 0,0536 + 0,000015K_p + 0,000001K_i - 0,000000K_p^2 - 0,000000K_i^2 - 0,000000K_pK_i \quad (4.5)$$

Tablo 4.4'te 500 dev/dk referans hız ve %50 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.4: PI gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_p	K_i	e_{ss}	cht
1	5000	5000	-0,06	0,10
2	100000	5000	0,09	0,72
3	5000	100000	0,11	0,10
4	100000	100000	0,10	0,72
5	5000	52500	0,10	0,10
6	100000	52500	0,10	0,72
7	52500	5000	0,08	0,63
8	52500	100000	0,11	0,63
9	52500	52500	0,10	0,63
10	52500	52500	0,10	0,63
11	52500	52500	0,10	0,63
12	52500	52500	0,10	0,63
13	52500	52500	0,10	0,63

500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.6) ve (4.7)'de verilmektedir.

$$e_{ss} = -0,0600 + 0,000002K_p + 0,00003K_i - 0,000000K_p^2 - 0,000000K_i^2 - 0,000000K_pK_i \quad (4.6)$$

$$cht = 0,023929 + 0,000017K_p + 0,0000K_i - 0,000000K_p^2 - 0,000000K_i^2 - 0,000000K_pK_i \quad (4.7)$$

Tablo 4.5'te 1000 dev/dk referans hız ve %100 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.5: PI gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_p	K_i	e_{ss}	cht
1	5000	5000	-1,21	0,25
2	100000	5000	0,40	1,40
3	5000	100000	0,39	0,23
4	100000	100000	-0,05	2,30
5	5000	52500	0,37	0,25
6	100000	52500	0,35	1,30
7	52500	5000	0,24	1,28
8	52500	100000	0,45	1,30
9	52500	52500	0,42	1,15
10	52500	52500	0,42	1,15
11	52500	52500	0,42	1,15
12	52500	52500	0,42	1,15
13	52500	52500	0,42	1,15

1000 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.8) ve (4.9)'da verilmektedir.

$$e_{ss} = -1,258 + 0,000028K_p + 0,000029K_i - 0,000000K_p^2 - 0,000000K_i^2 - 0,000000K_pK_i \quad (4.8)$$

$$cht = 0,327 + 0,000024K_p - 0,000012K_i - 0,000000K_p^2 + 0,000000K_i^2 + 0,000000K_pK_i \quad (4.9)$$

Tablo 4.6'da 1000 dev/dk referans hız ve %50 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.6: PI gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_p	K_i	e_{ss}	cht
1	5000	5000	-0,22	0,17
2	100000	5000	0,21	1,23
3	5000	100000	0,24	0,18
4	100000	100000	0,23	1,23
5	5000	52500	0,21	0,18
6	100000	52500	0,22	1,23
7	52500	5000	0,18	1,07
8	52500	100000	0,23	1,07
9	52500	52500	0,22	1,07
10	52500	52500	0,22	1,07
11	52500	52500	0,22	1,07
12	52500	52500	0,22	1,07
13	52500	52500	0,22	1,07

1000 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.10) ve (4.11)'de verilmektedir.

$$e_{ss} = -0,2102 + 0,000006K_p + 0,000007K_i - 0,000000K_p^2 - 0,000000K_i^2 - 0,000000K_pK_i \quad (4.10)$$

$$cht = 0,03579 + 0,000028K_p + 0,000000K_i - 0,000000K_p^2 - 0,000000K_i^2 - 0,000000K_pK_i \quad (4.11)$$

Tablo 4.7'de 1500 dev/dk referans hız ve %100 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.7: PI gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_p	K_i	e_{ss}	cht
1	5000	5000	-0,01	0,38
2	100000	5000	1,35	2,30
3	5000	100000	1,65	0,35
4	100000	100000	1,75	1,90
5	5000	52500	1,60	0,40
6	100000	52500	1,60	2,20
7	52500	5000	1,27	2,05
8	52500	100000	1,60	1,80
9	52500	52500	1,45	1,90
10	52500	52500	1,45	1,90
11	52500	52500	1,45	1,90
12	52500	52500	1,45	1,90
13	52500	52500	1,45	1,90

1500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.12) ve (4.13)'te verilmektedir.

$$e_{ss} = 0,105 + 0,000014K_p + 0,000025K_i - 0,000000K_p^2 - 0,000000K_i^2 - 0,000000K_pK_i \quad (4.12)$$

$$cht = 0,1427 + 0,000051K_p + 0,000001K_i - 0,000000K_p^2 - 0,000000K_i^2 - 0,000000K_pK_i \quad (4.13)$$

Tablo 4.8'de 1500 dev/dk referans hız ve %50 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.8: PI gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_p	K_i	e_{ss}	cht
1	5000	5000	0,36	0,37
2	100000	5000	0,71	2,30
3	5000	100000	0,85	0,38
4	100000	100000	0,75	2,30
5	5000	52500	0,83	0,38
6	100000	52500	0,74	2,30
7	52500	5000	0,68	2,09
8	52500	100000	0,77	2,09
9	52500	52500	0,75	2,09
10	52500	52500	0,75	2,09
11	52500	52500	0,75	2,09
12	52500	52500	0,75	2,09
13	52500	52500	0,75	2,09

1500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.14) ve (4.15)'te verilmektedir.

$$e_{ss} = 0,3911 + 0,000004K_p + 0,000008K_i - 0,000000K_p^2 - 0,000000K_i^2 - 0,000000K_pK_i \quad (4.14)$$

$$cht = 0,10602 + 0,000055K_p + 0,000000K_i - 0,000000K_p^2 - 0,000000K_i^2 - 0,000000K_pK_i \quad (4.15)$$

e_{ss} ve cht değerlerini minimize edecek gözlemci katsayıları K_p ve K_i RSM ile hesaplanmıştır. Optimum PI gözlemci katsayıları Tablo 4.9'da verilmektedir.

Tablo 4.9: PI gözlemci için optimum katsayılar.

Çalışma durumu	Katsayı	Optimum Değer
500 dev/dk %100 yük	K_p	11016,2323
	K_i	49676,4975
500 dev/dk %50 yük	K_p	41423,1824
	K_i	45332,6475
1000 dev/dk %100 yük	K_p	6672,3823
	K_i	50379,0519
1000 dev/dk %50 yük	K_p	39685,6424
	K_i	29154,9089
1500 dev/dk %100 yük	K_p	17966,3923
	K_i	29694,7874
1500 dev/dk %50 yük	K_p	16228,8523
	K_i	24482,1674

4.2.2 FOPI ^{λ} Gözlemci Parametrelerinin Optimizasyonu

FOPI ^{λ} gözlemci optimizasyonu için belirlenen faktör (K_p , K_i ve λ) sınır değerleri Tablo 4.10’da verilmektedir. Tablo 4.11’de 500 dev/dk referans hız ve %100 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir. Tasarımda, kübik ve eksenel noktalar için 14 adet standart deneyin yanında altı adet merkez nokta (0.0) deneyi ile toplam 20 adet deney yapılmıştır.

Tablo 4.10: FOPI ^{λ} gözlemci katsayılarının sınır değerleri.

Katsayı	Alt sınır	Üst sınır
K_p	5000	100000
K_i	5000	100000
λ	0,5	1

Tablo 4.11: FOPI^λ gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K _p	K _i	λ	e _{ss}	cht
1	5000	5000	0,50	3,00	76,00
2	100000	5000	0,50	1,25	5,50
3	5000	100000	0,50	12,50	265,00
4	100000	100000	0,50	20,00	100,00
5	5000	5000	1,00	-1,36	0,21
6	100000	5000	1,00	0,10	0,80
7	5000	100000	1,00	-1,27	1,85
8	100000	100000	1,00	0,10	0,70
9	5000	52500	0,75	0,20	29,40
10	100000	52500	0,75	0,50	2,00
11	52500	5000	0,75	0,17	0,75
12	52500	100000	0,75	0,77	5,95
13	52500	52500	0,50	10,50	89,00
14	52500	52500	1,00	0,13	0,67
15	52500	52500	0,75	0,50	3,60
16	52500	52500	0,75	0,50	3,60
17	52500	52500	0,75	0,50	3,60
18	52500	52500	0,75	0,50	3,60
19	52500	52500	0,75	0,50	3,60
20	52500	52500	0,75	0,50	3,60

500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.16) ve (4.17)'de verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{ss} = & 39,41 + 0,000036K_p + 0,000272K_i - 110,8\lambda - 0,000000K_p^2 \\
 & - 0,000000K_i^2 + 72,1\lambda^2 + 0,000000K_pK_i \\
 & - 0,000031K_p\lambda - 0,000296K_i\lambda
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

$$\begin{aligned}
 cht = & 509,7 - 0,002685K_p + 0,003136K_i - 1172\lambda - 0,000000K_p^2 \\
 & - 0,000000K_i^2 + 657\lambda^2 + 0,000000K_pK_i \\
 & - 0,002473K_p\lambda - 0,002968K_i\lambda
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

Tablo 4.12’de 500 dev/dk referans hız ve %50 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.12: FOPİ^λ gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K _p	K _i	λ	e _{ss}	cht
1	5000	5000	0,50	14,16	267,60
2	100000	5000	0,50	54,27	265,08
3	5000	100000	0,50	14,17	267,60
4	100000	100000	0,50	54,37	265,07
5	5000	5000	1,00	14,16	267,60
6	100000	5000	1,00	54,27	265,08
7	5000	100000	1,00	14,17	267,60
8	100000	100000	1,00	54,37	265,07
9	5000	52500	0,75	14,17	267,60
10	100000	52500	0,75	54,30	265,08
11	52500	5000	0,75	34,30	266,33
12	52500	100000	0,75	34,52	266,32
13	52500	52500	0,50	34,50	266,32
14	52500	52500	1,00	34,50	266,32
15	52500	52500	0,75	34,50	266,32
16	52500	52500	0,75	34,50	266,32
17	52500	52500	0,75	34,50	266,32
18	52500	52500	0,75	34,50	266,32
19	52500	52500	0,75	34,50	266,32
20	52500	52500	0,75	34,50	266,32

500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.18) ve (4.19)’da verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{ss} = & 12,249 + 0,000433K_p + 0,00003K_i - 0,841\lambda \\
 & - 0,000000K_p^2 - 0,000000K_i^2 + 0,560\lambda^2 \\
 & + 0,000000K_pK_i - 0,000000K_p\lambda - 0,000000K_i\lambda
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

$$\begin{aligned}
cht = & 267,726 - 0,000027K_p - 0,000000K_i + 0,0529\lambda \\
& + 0,000000K_p^2 + 0,000000K_i^2 - 0,0353\lambda^2 \\
& - 0,000000K_pK_i + 0,000000K_p\lambda - 0,000000K_i\lambda
\end{aligned} \tag{4.19}$$

Tablo 4.13'te 1000 dev/dk referans hız ve %100 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.13: FOPI^λ gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K _p	K _i	λ	e _{ss}	cht
1	5000	5000	0,50	12,22	236,32
2	100000	5000	0,50	49,14	234,00
3	5000	100000	0,50	12,24	236,32
4	100000	100000	0,50	49,24	233,99
5	5000	5000	1,00	12,22	236,32
6	100000	5000	1,00	49,14	234,00
7	5000	100000	1,00	12,24	236,32
8	100000	100000	1,00	49,24	233,99
9	5000	52500	0,75	12,23	236,32
10	100000	52500	0,75	49,16	234,00
11	52500	5000	0,75	31,28	235,12
12	52500	100000	0,75	31,56	235,10
13	52500	52500	0,50	31,52	235,11
14	52500	52500	1,00	31,52	235,11
15	52500	52500	0,75	31,52	235,11
16	52500	52500	0,75	31,52	235,11
17	52500	52500	0,75	31,52	235,11
18	52500	52500	0,75	31,52	235,11
19	52500	52500	0,75	31,52	235,11
20	52500	52500	0,75	31,52	235,11

1000 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.20) ve (4.21)'de verilmektedir.

$$\begin{aligned}
e_{ss} = & 10,403 + 0,000425K_p + 0,000004K_i - 1,023\lambda \\
& - 0,000000K_p^2 - 0,000000K_i^2 + 0,682\lambda^2 \\
& + 0,000000K_pK_i + 0,000000K_p\lambda + 0,000000K_i\lambda
\end{aligned} \tag{4.20}$$

$$\begin{aligned}
cht = & 236,437 - 0,000027K_p - 0,000000K_i + 0,0643\lambda \\
& + 0,000000K_p^2 + 0,000000K_i^2 - 0,0429\lambda^2 \\
& - 0,000000K_pK_i + 0,000000K_p\lambda - 0,000000K_i\lambda
\end{aligned} \tag{4.21}$$

Tablo 4.14'te 1000 dev/dk referans hız ve %50 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.14: FOPI^λ gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K _p	K _i	λ	e _{ss}	cht
1	5000	5000	0,50	12,21	236,32
2	100000	5000	0,50	48,23	234,06
3	5000	100000	0,50	12,22	236,32
4	100000	100000	0,50	48,31	234,05
5	5000	5000	1,00	12,21	236,32
6	100000	5000	1,00	48,23	234,06
7	5000	100000	1,00	12,22	236,32
8	100000	100000	1,00	48,31	234,05
9	5000	52500	0,75	12,22	236,32
10	100000	52500	0,75	48,25	234,05
11	52500	5000	0,75	30,47	235,17
12	52500	100000	0,75	30,68	235,16
13	52500	52500	0,50	30,65	235,16
14	52500	52500	1,00	30,65	235,16
15	52500	52500	0,75	30,65	235,16
16	52500	52500	0,75	30,65	235,16
17	52500	52500	0,75	30,65	235,16
18	52500	52500	0,75	30,65	235,16
19	52500	52500	0,75	30,65	235,16
20	52500	52500	0,75	30,65	235,16

1000 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.22) ve (4.23)'te verilmektedir.

$$\begin{aligned} e_{ss} = & 10,463 + 0,000397K_p + 0,000003K_i - 0,780\lambda \\ & - 0,000000K_p^2 - 0,000000K_i^2 + 0,520\lambda^2 \\ & + 0,000000K_pK_i - 0,000000K_p\lambda + 0,000000K_i\lambda \end{aligned} \quad (4.22)$$

$$\begin{aligned} cht = & 236,433 - 0,000025K_p - 0,000000K_i + 0,0491\lambda \\ & + 0,000000K_p^2 + 0,000000K_i^2 - 0,0327\lambda^2 \\ & - 0,000000K_pK_i + 0,000000K_p\lambda - 0,000000K_i\lambda \end{aligned} \quad (4.23)$$

Tablo 4.15'te 1500 dev/dk referans hız ve %100 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.15: FOPI^λ gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K _p	K _i	λ	e _{ss}	cht
1	5000	5000	0,50	8,68	205,13
2	100000	5000	0,50	45,38	202,83
3	5000	100000	0,50	8,69	205,13
4	100000	100000	0,50	45,42	202,83
5	5000	5000	1,00	8,68	205,13
6	100000	5000	1,00	45,38	202,83
7	5000	100000	1,00	8,69	205,13
8	100000	100000	1,00	45,42	202,83
9	5000	52500	0,75	8,69	205,13
10	100000	52500	0,75	45,39	202,83
11	52500	5000	0,75	29,11	203,85
12	52500	100000	0,75	29,24	203,84
13	52500	52500	0,50	29,22	203,84
14	52500	52500	1,00	29,22	203,84
15	52500	52500	0,75	29,22	203,84
16	52500	52500	0,75	29,22	203,84
17	52500	52500	0,75	29,22	203,84
18	52500	52500	0,75	29,22	203,84
19	52500	52500	0,75	29,22	203,84
20	52500	52500	0,75	29,22	203,84

1500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.24) ve (4.25)'te verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{ss} = & 6,411 + 0,000487K_p + 0,000002K_i - 0,472\lambda \\
 & - 0,000000K_p^2 - 0,000000K_i^2 + 0,315\lambda^2 \\
 & + 0,000000K_pK_i - 0,000000K_p\lambda + 0,000000K_i\lambda
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

$$\begin{aligned}
 cht = & 205,282 - 0,000031K_p - 0,000000K_i + 0,0297\lambda \\
 & + 0,000000K_p^2 + 0,000000K_i^2 - 0,0198\lambda^2 \\
 & - 0,000000K_pK_i + 0,000000K_p\lambda - 0,000000K_i\lambda
 \end{aligned} \tag{4.25}$$

Tablo 4.16’da 1500 dev/dk referans hız ve %50 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.16: FOPI^λ gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K _p	K _i	λ	e _{ss}	cht
1	5000	5000	0,50	10,46	205,02
2	100000	5000	0,50	44,07	202,91
3	5000	100000	0,50	10,47	205,02
4	100000	100000	0,50	44,11	202,91
5	5000	5000	1,00	10,46	205,02
6	100000	5000	1,00	44,07	202,91
7	5000	100000	1,00	10,47	205,02
8	100000	100000	1,00	44,11	202,91
9	5000	52500	0,75	10,47	205,02
10	100000	52500	0,75	44,08	202,91
11	52500	5000	0,75	27,95	203,92
12	52500	100000	0,75	28,05	203,92
13	52500	52500	0,50	28,04	203,92
14	52500	52500	1,00	28,04	203,92
15	52500	52500	0,75	28,04	203,92
16	52500	52500	0,75	28,04	203,92
17	52500	52500	0,75	28,04	203,92
18	52500	52500	0,75	28,04	203,92
19	52500	52500	0,75	28,04	203,92
20	52500	52500	0,75	28,04	203,92

1500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.26) ve (4.27)’de verilmektedir.

$$\begin{aligned}
e_{ss} = & 8,6363 + 0,000389K_p + 0,000001K_i - 0,359\lambda \\
& - 0,000000K_p^2 - 0,000000K_i^2 + 0,239\lambda^2 \\
& + 0,000000K_pK_i - 0,000000K_p\lambda + 0,000000K_i\lambda
\end{aligned} \tag{4.26}$$

$$\begin{aligned}
cht = & 205,142 - 0,000024K_p - 0,000000K_i + 0,0225\lambda \\
& + 0,000000K_p^2 + 0,000000K_i^2 - 0,0150\lambda^2 \\
& - 0,000000K_pK_i - 0,000000K_p\lambda - 0,000000K_i\lambda
\end{aligned} \tag{4.27}$$

e_{ss} ve cht değerlerini minimize edecek gözlemci katsayıları K_p , K_i ve λ RSM ile hesaplanmıştır. Optimum FOPI ^{λ} gözlemci katsayıları Tablo 4.17’de verilmektedir.

Tablo 4.17: FOPI ^{λ} gözlemci için optimum katsayılar.

Çalışma durumu	Katsayı	Optimum Değer
500 dev/dk %100 yük	K_p	53909,0516
	K_i	5000,0000
	λ	0,8229
500 dev/dk %50 yük	K_p	51995,9933
	K_i	28030,3030
	λ	1,0000
1000 dev/dk %100 yük	K_p	50601,8777
	K_i	21313,1313
	λ	1,0000
1000 dev/dk %50 yük	K_p	51393,7590
	K_i	65454,5455
	λ	1,0000
1500 dev/dk %100 yük	K_p	47026,7373
	K_i	13636,3636
	λ	1,0000
1500 dev/dk %50 yük	K_p	50392,9675
	K_i	25151,5152
	λ	1,0000

4.2.3 SM Gözlemci Parametrelerinin Optimizasyonu

SM gözlemci optimizasyonu için belirlenen faktör (K_1 , K_2 ve ε) sınır değerleri Tablo 4.18’de verilmektedir. Tablo 4.19’da 500 dev/dk referans hız ve %100 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir. Tasarımda, kübik ve aksenal noktalar için 14 adet standart deneyin yanında altı adet merkez nokta (0.0) deneyi ile toplam 20 adet deney yapılmıştır.

Tablo 4.18: SM gözlemci katsayılarının sınır değerleri.

Katsayı	Alt sınır	Üst sınır
K_1	10	100
K_2	2E-8	2E-4
ε	0,05	1

Tablo 4.19: SM gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_1	K_2	ε	e_{ss}	cht
1	10	2,0000E-08	0,050	-0,03	0,53
2	100	2,0000E-08	0,050	0,12	0,69
3	10	2,0000E-04	0,050	-0,03	0,11
4	100	2,0000E-04	0,050	1,86	88,43
5	10	2,0000E-08	1,000	-4,93	0,04
6	100	2,0000E-08	1,000	-0,22	0,35
7	10	2,0000E-04	1,000	-4,93	0,05
8	100	2,0000E-04	1,000	-0,22	0,34
9	10	1,0001E-04	0,525	-2,09	0,08
10	100	1,0001E-04	0,525	-0,04	0,51
11	55	2,0000E-08	0,525	-0,20	0,36
12	55	2,0000E-04	0,525	-0,20	0,34
13	55	1,0001E-04	0,050	0,15	0,60
14	55	1,0001E-04	1,000	-0,54	0,20
15	55	1,0001E-04	0,525	-0,20	0,35
16	55	1,0001E-04	0,525	-0,20	0,35
17	55	1,0001E-04	0,525	-0,20	0,35
18	55	1,0001E-04	0,525	-0,20	0,35
19	55	1,0001E-04	0,525	-0,20	0,35
20	55	1,0001E-04	0,525	-0,20	0,35

500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.28) ve (4.29)'da verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{ss} = & -0,602 + 0,0494K_1 + 1411K_2 - 4,70\varepsilon \\
 & - 0,000425K_1^2 + 272509K_2^2 + 0,07\varepsilon^2 \\
 & + 48,4K_1K_2 + 0,04301K_1\varepsilon - 4566K_2\varepsilon
 \end{aligned} \tag{4.28}$$

$$\begin{aligned}
 cht = & -9,7 + 0,010K_1 - 6555K_2 + 13,6\varepsilon \\
 & + 0,00194K_1^2 + 399114142K_2^2 + 17,9\varepsilon^2 \\
 & + 2449K_1K_2 - 0,514K_1\varepsilon - 229811K_2\varepsilon
 \end{aligned} \tag{4.29}$$

Tablo 4.20’de 500 dev/dk referans hız ve %50 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.20: SM gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_1	K_2	ε	e_{ss}	cht
1	10	2,0000E-08	0,050	0,06	0,57
2	100	2,0000E-08	0,050	0,10	0,78
3	10	2,0000E-04	0,050	0,04	0,08
4	100	2,0000E-04	0,050	0,98	88,49
5	10	2,0000E-08	1,000	-1,21	0,03
6	100	2,0000E-08	1,000	0,01	0,37
7	10	2,0000E-04	1,000	-1,21	0,03
8	100	2,0000E-04	1,000	0,00	0,36
9	10	1,0001E-04	0,525	-0,52	0,08
10	100	1,0001E-04	0,525	0,06	0,54
11	55	2,0000E-08	0,525	0,01	0,38
12	55	2,0000E-04	0,525	0,01	0,36
13	55	1,0001E-04	0,050	0,10	0,76
14	55	1,0001E-04	1,000	-0,09	0,22
15	55	1,0001E-04	0,525	0,01	0,37
16	55	1,0001E-04	0,525	0,01	0,37
17	55	1,0001E-04	0,525	0,01	0,37
18	55	1,0001E-04	0,525	0,01	0,37
19	55	1,0001E-04	0,525	0,01	0,37
20	55	1,0001E-04	0,525	0,01	0,37

500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.30) ve (4.31)’de verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{ss} = & -0,145 + 0,01346K_1 + 55K_2 - 1,167\varepsilon \\
 & - 0,000104K_1^2 + 3046588K_2^2 + 0,118\varepsilon^2 \\
 & + 24,9K_1K_2 + 0,00846K_1\varepsilon - 2252K_2\varepsilon
 \end{aligned} \tag{4.30}$$

$$\begin{aligned}
cht = & -9,6 + 0,012K_1 - 6400K_2 + 13,4\varepsilon \\
& + 0,00193K_1^2 + 396850608K_2^2 + 18,1\varepsilon^2 \\
& + 2450K_1K_2 - 0,514K_1\varepsilon - 229591K_2\varepsilon
\end{aligned} \tag{4.31}$$

Tablo 4.21’de 1000 dev/dk referans hız ve %100 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.21: SM gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K ₁	K ₂	ε	e _{ss}	cht
1	10	2,0000E-08	0,050	0,15	1,01
2	100	2,0000E-08	0,050	0,48	1,34
3	10	2,0000E-04	0,050	0,10	0,14
4	100	2,0000E-04	0,050	1,64	57,04
5	10	2,0000E-08	1,000	-16,97	0,06
6	100	2,0000E-08	1,000	-0,22	0,67
7	10	2,0000E-04	1,000	-16,97	0,06
8	100	2,0000E-04	1,000	-0,22	0,65
9	10	1,0001E-04	0,525	-4,76	0,13
10	100	1,0001E-04	0,525	0,14	0,97
11	55	2,0000E-08	0,525	-0,19	0,69
12	55	2,0000E-04	0,525	-0,19	0,67
13	55	1,0001E-04	0,050	0,42	1,07
14	55	1,0001E-04	1,000	-0,91	0,40
15	55	1,0001E-04	0,525	-0,19	0,68
16	55	1,0001E-04	0,525	-0,19	0,68
17	55	1,0001E-04	0,525	-0,19	0,68
18	55	1,0001E-04	0,525	-0,19	0,68
19	55	1,0001E-04	0,525	-0,19	0,68
20	55	1,0001E-04	0,525	-0,19	0,68

1000 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.32) ve (4.33)’te verilmektedir.

$$\begin{aligned}
e_{ss} = & -0,84 + 0,1366K_1 + 12692K_2 - 14,91\varepsilon \\
& - 0,001341K_1^2 - 59582965K_2^2 - 2,86\varepsilon^2 \\
& + 34K_1K_2 + 0,1849K_1\varepsilon - 2904K_2\varepsilon
\end{aligned} \tag{4.32}$$

$$\begin{aligned}
cht = & -5,61 + 0,015K_1 - 6882K_2 + 8,0\varepsilon \\
& + 0,00120K_1^2 + 255183032K_2^2 + 11,6\varepsilon^2 \\
& + 1571K_1K_2 - 0,328K_1\varepsilon - 144353K_2\varepsilon
\end{aligned} \tag{4.33}$$

Tablo 4.22’de 1000 dev/dk referans hız ve %50 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.22: SM gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K ₁	K ₂	ε	e _{ss}	cht
1	10	2,0000E-08	0,050	0,14	0,96
2	100	2,0000E-08	0,050	0,23	1,34
3	10	2,0000E-04	0,050	0,10	0,14
4	100	2,0000E-04	0,050	0,83	57,09
5	10	2,0000E-08	1,000	-3,29	0,05
6	100	2,0000E-08	1,000	0,02	0,63
7	10	2,0000E-04	1,000	-3,28	0,05
8	100	2,0000E-04	1,000	0,02	0,61
9	10	1,0001E-04	0,525	-1,22	0,12
10	100	1,0001E-04	0,525	0,14	0,92
11	55	2,0000E-08	0,525	0,03	0,65
12	55	2,0000E-04	0,525	0,03	0,62
13	55	1,0001E-04	0,050	0,27	1,24
14	55	1,0001E-04	1,000	-0,18	0,36
15	55	1,0001E-04	0,525	0,03	0,63
16	55	1,0001E-04	0,525	0,03	0,63
17	55	1,0001E-04	0,525	0,03	0,63
18	55	1,0001E-04	0,525	0,03	0,63
19	55	1,0001E-04	0,525	0,03	0,63
20	55	1,0001E-04	0,525	0,03	0,63

1000 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.34) ve (4.35)'te verilmektedir.

$$\begin{aligned} e_{ss} = & -0,172 + 0,0338K_1 + 1161K_2 - 3,31\varepsilon \\ & - 0,000307K_1^2 - 4125060K_2^2 - 0,159\varepsilon^2 \\ & + 17,6K_1K_2 + 0,03398K_1\varepsilon - 1435K_2\varepsilon \end{aligned} \quad (4.34)$$

$$\begin{aligned} cht = & -5,63 + 0,016K_1 - 5955K_2 + 7,6\varepsilon \\ & + 0,00119K_1^2 + 251770701K_2^2 + 11,9\varepsilon^2 \\ & + 1571K_1K_2 - 0,329K_1\varepsilon - 144641K_2\varepsilon \end{aligned} \quad (4.35)$$

Tablo 4.23'te 1500 dev/dk referans hız ve %100 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.23: SM gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_1	K_2	ε	e_{ss}	cht
1	10	2,0000E-08	0,050	1,01	1,67
2	100	2,0000E-08	0,050	1,62	2,10
3	10	2,0000E-04	0,050	1,01	0,24
4	100	2,0000E-04	0,050	2,23	25,60
5	10	2,0000E-08	1,000	-1472,16	0,18
6	100	2,0000E-08	1,000	0,25	1,13
7	10	2,0000E-04	1,000	-1472,23	0,15
8	100	2,0000E-04	1,000	0,25	1,10
9	10	1,0001E-04	0,525	-18,14	0,14
10	100	1,0001E-04	0,525	0,98	1,62
11	55	2,0000E-08	0,525	0,33	1,17
12	55	2,0000E-04	0,525	0,33	1,12
13	55	1,0001E-04	0,050	1,56	1,93
14	55	1,0001E-04	1,000	-1,24	0,64
15	55	1,0001E-04	0,525	0,33	1,14
16	55	1,0001E-04	0,525	0,33	1,14
17	55	1,0001E-04	0,525	0,33	1,14
18	55	1,0001E-04	0,525	0,33	1,14
19	55	1,0001E-04	0,525	0,33	1,14
20	55	1,0001E-04	0,525	0,33	1,14

1500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.36) ve (4.37)'de verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{ss} = & 15 + 5,12K_1 + 2608530K_2 - 961\varepsilon \\
 & - 0,0688K_1^2 - 13039190637K_2^2 - 579\varepsilon^2 \\
 & + 19K_1K_2 + 17,21K_1\varepsilon - 1786K_2\varepsilon
 \end{aligned} \tag{4.36}$$

$$\begin{aligned}
 cht = & -1,36 + 0,024K_1 - 7428K_2 + 1,8\varepsilon \\
 & + 0,00041K_1^2 + 109385841K_2^2 + 5,46\varepsilon^2 \\
 & + 693K_1K_2 - 0,1397K_1\varepsilon - 58243K_2\varepsilon
 \end{aligned} \tag{4.37}$$

Tablo 4.24'te 1500 dev/dk referans hız ve %50 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.24: SM gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_1	K_2	ε	e_{ss}	cht
1	10	2,0000E-08	0,050	0,60	1,89
2	100	2,0000E-08	0,050	0,74	2,38
3	10	2,0000E-04	0,050	0,54	0,28
4	100	2,0000E-04	0,050	1,13	25,67
5	10	2,0000E-08	1,000	-19,10	0,06
6	100	2,0000E-08	1,000	0,41	1,29
7	10	2,0000E-04	1,000	-19,11	0,07
8	100	2,0000E-04	1,000	0,41	1,26
9	10	1,0001E-04	0,525	-2,41	0,24
10	100	1,0001E-04	0,525	0,60	1,83
11	55	2,0000E-08	0,525	0,43	1,33
12	55	2,0000E-04	0,525	0,43	1,28
13	55	1,0001E-04	0,050	0,70	2,22
14	55	1,0001E-04	1,000	0,02	0,75
15	55	1,0001E-04	0,525	0,43	1,30
16	55	1,0001E-04	0,525	0,43	1,30
17	55	1,0001E-04	0,525	0,43	1,30
18	55	1,0001E-04	0,525	0,43	1,30
19	55	1,0001E-04	0,525	0,43	1,30
20	55	1,0001E-04	0,525	0,43	1,30

1500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.38) ve (4.39)'da verilmektedir.

$$\begin{aligned}
e_{ss} = & 0,12 + 0,1148K_1 + 24223K_2 - 14,96\varepsilon \\
& + 0,001260K_1^2 - 120653221K_2^2 - 5,65\varepsilon^2 \\
& + 13K_1K_2 + 0,2242K_1\varepsilon - 883K_2\varepsilon
\end{aligned} \tag{4.38}$$

$$\begin{aligned}
cht = & -1,15 + 0,027K_1 - 7499K_2 + 1,4\varepsilon \\
& + 0,00039K_1^2 + 105442046K_2^2 + 5,47\varepsilon^2 \\
& + 690K_1K_2 - 0,1372K_1\varepsilon - 57083K_2\varepsilon
\end{aligned} \tag{4.39}$$

e_{ss} ve cht değerlerini minimize edecek gözlemci katsayıları K_1 , K_2 ve ε RSM ile hesaplanmıştır. Optimum SM gözlemci katsayıları Tablo 4.25'te verilmektedir.

Tablo 4.25: SM gözlemci için optimum katsayılar.

Çalışma durumu	Katsayı	Optimum Değer
500 dev/dk %100 yük	K_1	50,9390
	K_2	0,0001
	ε	0,4071
500 dev/dk %50 yük	K_1	34,7804
	K_2	0,0001
	ε	0,3181
1000 dev/dk %100 yük	K_1	54,8886
	K_2	0,0001
	ε	0,5298
1000 dev/dk %50 yük	K_1	45,3501
	K_2	0,0001
	ε	0,4484
1500 dev/dk %100 yük	K_1	56,3732
	K_2	0,0001
	ε	0,6162
1500 dev/dk %50 yük	K_1	55,0000
	K_2	0,0001
	ε	0,6162

4.2.4 STSM Gözlemci Parametrelerinin Optimizasyonu

STSM gözlemci optimizasyonu için belirlenen faktör (K_1 ve K_2) sınır değerleri Tablo 4.26'da verilmektedir. Tablo 4.27'de 500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir. Tasarımda, kübik ve aksenal noktalar için sekiz adet standart deneyin yanında beş adet merkez nokta (0.0) deneyi ile toplam 13 adet deney yapılmıştır.

Tablo 4.26: STSM gözlemci katsayılarının sınır değerleri.

Katsayı	Alt sınır	Üst sınır
K_1	500	3000
K_2	0,01	20

Tablo 4.27: STSM gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_1	K_2	e_{ss}	cht
1	500	0,010	-1,41	0,06
2	3000	0,010	0,10	0,70
3	500	20,000	-0,32	0,15
4	3000	20,000	0,17	0,85
5	500	10,005	-0,79	0,07
6	3000	10,005	0,18	0,77
7	1750	0,010	0,08	0,54
8	1750	20,000	0,12	0,75
9	1750	10,005	0,09	0,63
10	1750	10,005	0,09	0,63
11	1750	10,005	0,09	0,63
12	1750	10,005	0,09	0,63
13	1750	10,005	0,09	0,63

500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.40) ve (4.41)'de verilmektedir.

$$e_{ss} = -2,021 + 0,001570K_1 + 0,0605K_2 - 0,000000K_1^2 - 0,000251K_2^2 - 0,000020K_1K_2 \quad (4.40)$$

$$cht = -0,2902 + 0,000725K_1 + 0,00191K_2 - 0,000000K_1^2 + 0,0001741K_2^2 + 0,00001K_1K_2 \quad (4.41)$$

Tablo 4.28’de 500 dev/dk referans hız ve %50 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.28: STSM gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K ₁	K ₂	e _{ss}	cht
1	500	0,010	-0,37	0,04
2	3000	0,010	0,10	0,72
3	500	20,000	-0,00	0,12
4	3000	20,000	0,10	0,77
5	500	10,005	-0,14	0,07
6	3000	10,005	0,10	0,75
7	1750	0,010	0,08	0,49
8	1750	20,000	0,10	0,70
9	1750	10,005	0,09	0,59
10	1750	10,005	0,09	0,59
11	1750	10,005	0,09	0,59
12	1750	10,005	0,09	0,59
13	1750	10,005	0,09	0,59

500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.42) ve (4.43)’te verilmektedir.

$$e_{ss} = -0,5471 + 0,000467K_1 + 0,02179K_2 - 0,000000K_1^2 - 0,000124K_2^2 - 0,000007K_1K_2 \quad (4.42)$$

$$cht = -0,2877 + 0,000678K_1 + 0,00533K_2 - 0,000000K_1^2 + 0,0000K_2^2 - 0,000001K_1K_2 \quad (4.43)$$

Tablo 4.29’da 1000 dev/dk referans hız ve %100 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.29: STSM gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_1	K_2	e_{ss}	cht
1	500	0,010	-8,63	0,03
2	3000	0,010	0,37	1,06
3	500	20,000	-3,38	0,05
4	3000	20,000	0,43	1,17
5	500	10,005	-5,45	0,04
6	3000	10,005	0,40	1,11
7	1750	0,010	0,07	0,53
8	1750	20,000	0,27	0,70
9	1750	10,005	0,18	0,61
10	1750	10,005	0,18	0,61
11	1750	10,005	0,18	0,61
12	1750	10,005	0,18	0,61
13	1750	10,005	0,18	0,61

1000 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.44) ve (4.45)'te verilmektedir.

$$e_{ss} = -0,5471 + 0,000467K_1 + 0,02179K_2 - 0,000000K_1^2 - 0,000124K_2^2 - 0,000007K_1K_2 \quad (4.44)$$

$$cht = -0,2877 + 0,000678K_1 + 0,00533K_2 - 0,000000K_1^2 + 0,000053K_2^2 - 0,000001K_1K_2 \quad (4.45)$$

Tablo 4.30'da 1000 dev/dk referans hız ve %50 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.30: STSM gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K ₁	K ₂	e _{ss}	cht
1	500	0,010	-2,03	0,03
2	3000	0,010	0,21	1,01
3	500	20,000	-0,77	0,05
4	3000	20,000	0,23	1,14
5	500	10,005	-1,31	0,04
6	3000	10,005	0,22	1,07
7	1750	0,010	0,12	0,50
8	1750	20,000	0,19	0,66
9	1750	10,005	0,16	0,57
10	1750	10,005	0,16	0,57
11	1750	10,005	0,16	0,57
12	1750	10,005	0,16	0,57
13	1750	10,005	0,16	0,57

1000 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.46) ve (4.47)'de verilmektedir.

$$e_{ss} = -0,5471 + 0,000467K_1 + 0,02179K_2 - 0,000000K_1^2 - 0,000124K_2^2 - 0,000007K_1K_2 \quad (4.46)$$

$$cht = -0,2877 + 0,000678K_1 + 0,00533K_2 - 0,000000K_1^2 + 0,000053K_2^2 - 0,000001K_1K_2 \quad (4.47)$$

Tablo 4.31'de 1500 dev/dk referans hız ve %100 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.31: STSM gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_1	K_2	e_{ss}	cht
1	500	0,010	-1307,41	0,29
2	3000	0,010	1,28	1,48
3	500	20,000	-54,09	0,04
4	3000	20,000	1,46	1,74
5	500	10,005	-1051,31	0,23
6	3000	10,005	1,38	1,61
7	1750	0,010	0,38	0,63
8	1750	20,000	1,01	0,90
9	1750	10,005	0,73	0,75
10	1750	10,005	0,73	0,75
11	1750	10,005	0,73	0,75
12	1750	10,005	0,73	0,75
13	1750	10,005	0,73	0,75

1500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.48) ve (4.49)'da verilmektedir.

$$e_{ss} = -2002 + 1,550K_1 + 46,9K_2 - 0,000279K_1^2 + 0,90K_2^2 - 0,02508K_1K_2 \quad (4.48)$$

$$cht = 0,1784 + 0,000135K_1 - 0,01192K_2 + 0,000000K_1^2 - 0,000055K_2^2 + 0,000010K_1K_2 \quad (4.49)$$

Tablo 4.32'de 1500 dev/dk referans hız ve %50 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.32: STSM gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_1	K_2	e_{ss}	cht
1	500	0,010	-62,53	34,38
2	3000	0,010	0,70	1,68
3	500	20,000	-3,35	0,06
4	3000	20,000	0,74	1,98
5	500	10,005	-7,83	0,04
6	3000	10,005	0,72	1,83
7	1750	0,010	0,46	0,72
8	1750	20,000	0,65	1,02
9	1750	10,005	0,57	0,85
10	1750	10,005	0,57	0,85
11	1750	10,005	0,57	0,85
12	1750	10,005	0,57	0,85
13	1750	10,005	0,57	0,85

1500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.50) ve (4.51)'de verilmektedir.

$$e_{ss} = -72,1 + 0,0448K_1 + 4,28K_2 - 0,00007K_1^2 - 0,0607K_2^2 - 0,001183K_1K_2 \quad (4.50)$$

$$cht = 36,63 - 0,02025K_1 - 2,607K_2 + 0,000003K_1^2 + 0,0416K_2^2 + 0,000692K_1K_2 \quad (4.51)$$

e_{ss} ve cht değerlerini minimize edecek gözlemci katsayıları K_1 ve K_2 RSM ile hesaplanmıştır. Optimum STSM gözlemci katsayıları Tablo 4.33'te verilmektedir.

Tablo 4.33: STSM gözlemci için optimum katsayılar.

Çalışma durumu	Katsayı	Optimum Değer
500 dev/dk %100 yük	K ₁	1618,5414
	K ₂	7,2172
500 dev/dk %50 yük	K ₁	1732,8532
	K ₂	11,9702
1000 dev/dk %100 yük	K ₁	992,6006
	K ₂	20,0000
1000 dev/dk %50 yük	K ₁	1049,0883
	K ₂	20,0000
1500 dev/dk %100 yük	K ₁	879,0673
	K ₂	20,0000
1500 dev/dk %50 yük	K ₁	1308,0808
	K ₂	12,4365

4.2.5 FOSM Gözlemci Parametrelerinin Optimizasyonu

FOSM gözlemci optimizasyonu için belirlenen faktör (K_1 , K_2 , λ ve ε) sınır değerleri Tablo 4.34’te verilmektedir. Tablo 4.35’te 500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir. Tasarımda, kübik ve eksenel noktalar için 24 adet standart deneyin yanında yedi adet merkez nokta (0.0) deneyi ile toplam 31 adet deney yapılmıştır.

Tablo 4.34: FOSM gözlemci katsayılarının sınır değerleri.

Katsayı	Alt sınır	Üst sınır
K ₁	10	100
K ₂	0,1	20
λ	0,5	1
ε	0,01	1

Tablo 4.35: FOSM gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_1	K_2	λ	ε	e_{ss}	cht
1	10	0,10	0,50	0,010	0,13	0,15
2	100	0,10	0,50	0,010	1,14	99,04
3	10	20,00	0,50	0,010	6,83	22,39
4	100	20,00	0,50	0,010	0,74	103,76
5	10	0,10	1,00	0,010	0,10	0,68
6	100	0,10	1,00	0,010	0,97	100,15
7	10	20,00	1,00	0,010	0,08	0,14
8	100	20,00	1,00	0,010	0,88	102,59
9	10	0,10	0,50	1,000	-4,92	0,10
10	100	0,10	0,50	1,000	-0,20	0,08
11	10	20,00	0,50	1,000	-3,59	18,86
12	100	20,00	0,50	1,000	-0,07	2,06
13	10	0,10	1,00	1,000	-4,93	0,04
14	100	0,10	1,00	1,000	-0,22	0,35
15	10	20,00	1,00	1,000	-4,93	0,01
16	100	20,00	1,00	1,000	-0,24	0,23
17	10	10,05	0,75	0,505	-1,97	0,30
18	100	10,05	0,75	0,505	-0,03	0,10
19	55	0,10	0,75	0,505	-0,19	0,37
20	55	20,00	0,75	0,505	-0,18	0,11
21	55	10,05	0,50	0,505	-0,04	1,88
22	55	10,05	1,00	0,505	-0,18	0,27
23	55	10,05	0,75	0,010	1,76	78,78
24	55	10,05	0,75	1,000	-0,54	0,06
25	55	10,05	0,75	0,505	-0,18	0,09
26	55	10,05	0,75	0,505	-0,18	0,09
27	55	10,05	0,75	0,505	-0,18	0,09
28	55	10,05	0,75	0,505	-0,18	0,09
29	55	10,05	0,75	0,505	-0,18	0,09
30	55	10,05	0,75	0,505	-0,18	0,09
31	55	10,05	0,75	0,505	-0,18	0,09

500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.52) ve (4.53)'te verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{ss} = & 2,51 + 0,0192K_1 + 0,308K_2 - 2,8\lambda - 11,12\varepsilon \\
 & - 0,000456K_1^2 - 0,00107K_2^2 - 0,56\lambda^2 + 2,82\varepsilon^2 \\
 & - 0,001171K_1K_2 + 0,0438K_1\lambda + 0,0590K_1\varepsilon \\
 & - 0,1985K_2\lambda - 0,0603K_2\varepsilon + 2,66\lambda\varepsilon
 \end{aligned} \tag{4.52}$$

$$\begin{aligned}
 cht = & -18,0 + 1,080K_1 + 2,11K_2 + 49\lambda - 140,3\varepsilon \\
 & - 0,00166K_1^2 - 0,0335K_2^2 - 39,7\lambda^2 + 146,3\varepsilon^2 \\
 & - 0,00439K_1K_2 + 0,217K_1\lambda - 1,118K_1\varepsilon \\
 & - 1,154K_2\lambda - 0,105K_2\varepsilon + 0,7\lambda\varepsilon
 \end{aligned} \tag{4.53}$$

Tablo 4.36'da 500 dev/dk referans hız ve %50 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.36: FOSM gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K₁	K₂	λ	ϵ	e_{ss}	cht
1	10	0,10	0,50	0,010	0,11	0,162
2	100	0,10	0,50	0,010	0,01	100,463
3	10	20,00	0,50	0,010	6,81	22,393
4	100	20,00	0,50	0,010	-0,20	103,42
5	10	0,10	1,00	0,010	0,10	0,76
6	100	0,10	1,00	0,010	0,05	101,94
7	10	20,00	1,00	0,010	0,06	0,16
8	100	20,00	1,00	0,010	-0,28	102,74
9	10	0,10	0,50	1,000	-1,20	0,10
10	100	0,10	0,50	1,000	-0,01	0,11
11	10	20,00	0,50	1,000	-0,25	18,99
12	100	20,00	0,50	1,000	0,14	2,06
13	10	0,10	1,00	1,000	-1,21	0,03
14	100	0,10	1,00	1,000	0,01	0,37
15	10	20,00	1,00	1,000	-1,21	0,01
16	100	20,00	1,00	1,000	-0,01	0,28
17	10	10,05	0,75	0,505	-0,48	0,30
18	100	10,05	0,75	0,505	0,04	0,10
19	55	0,10	0,75	0,505	0,01	0,37
20	55	20,00	0,75	0,505	0,01	0,11
21	55	10,05	0,50	0,505	0,15	1,88
22	55	10,05	1,00	0,505	-0,01	0,26
23	55	10,05	0,75	0,010	0,93	78,31
24	55	10,05	0,75	1,000	-0,09	0,05
25	55	10,05	0,75	0,505	0,01	0,09
26	55	10,05	0,75	0,505	0,01	0,09
27	55	10,05	0,75	0,505	0,01	0,09
28	55	10,05	0,75	0,505	0,01	0,09
29	55	10,05	0,75	0,505	0,01	0,09
30	55	10,05	0,75	0,505	0,01	0,09
31	55	10,05	0,75	0,505	0,01	0,09

500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.54) ve (4.55)'te verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{ss} = & 3,47 - 0,0267K_1 + 0,288K_2 - 4,6\lambda - 6,18\varepsilon \\
 & - 0,000123K_1^2 - 0,00019K_2^2 + 0,69\lambda^2 + 1,58\varepsilon^2 \\
 & - 0,001120K_1K_2 + 0,0419K_1\lambda + 0,0324K_1\varepsilon \\
 & - 0,2009K_2\lambda - 0,0635K_2\varepsilon + 2,87\lambda\varepsilon
 \end{aligned} \tag{4.54}$$

$$\begin{aligned}
 cht = & -17,0 + 1,082K_1 + 2,07K_2 + 46\lambda - 139,7\varepsilon \\
 & - 0,00160K_1^2 - 0,0322K_2^2 - 37,8\lambda^2 + 145,9\varepsilon^2 \\
 & - 0,00487K_1K_2 + 0,222K_1\lambda - 1,126K_1\varepsilon \\
 & - 1,154K_2\lambda - 0,059K_2\varepsilon + 0,1\lambda\varepsilon
 \end{aligned} \tag{4.55}$$

Tablo 4.37'de 1000 dev/dk referans hız ve %100 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.37: FOSM gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_1	K_2	λ	ϵ	e_{ss}	cht
1	10	0,10	0,50	0,010	0,49	0,30
2	100	0,10	0,50	0,010	5,02	106,67
3	10	20,00	0,50	0,010	14,03	44,84
4	100	20,00	0,50	0,010	4,84	111,44
5	10	0,10	1,00	0,010	0,44	1,31
6	100	0,10	1,00	0,010	4,86	106,11
7	10	20,00	1,00	0,010	0,43	0,21
8	100	20,00	1,00	0,010	4,79	110,89
9	10	0,10	0,50	1,000	-16,93	0,20
10	100	0,10	0,50	1,000	-0,20	0,14
11	10	20,00	0,50	1,000	-12,27	37,51
12	100	20,00	0,50	1,000	0,07	4,12
13	10	0,10	1,00	1,000	-16,96	0,05
14	100	0,10	1,00	1,000	-0,22	0,67
15	10	20,00	1,00	1,000	-16,96	0,03
16	100	20,00	1,00	1,000	-0,18	0,38
17	10	10,05	0,75	0,505	-4,44	0,61
18	100	10,05	0,75	0,505	0,13	0,17
19	55	0,10	0,75	0,505	-0,13	0,58
20	55	20,00	0,75	0,505	-0,14	0,23
21	55	10,05	0,50	0,505	0,12	3,77
22	55	10,05	1,00	0,505	-0,10	0,38
23	55	10,05	0,75	0,010	1,60	51,52
24	55	10,05	0,75	1,000	-0,90	0,11
25	55	10,05	0,75	0,505	-0,15	0,16
26	55	10,05	0,75	0,505	-0,15	0,16
27	55	10,05	0,75	0,505	-0,15	0,16
28	55	10,05	0,75	0,505	-0,15	0,16
29	55	10,05	0,75	0,505	-0,15	0,16
30	55	10,05	0,75	0,505	-0,15	0,16
31	55	10,05	0,75	0,505	-0,15	0,16

1000 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.56) ve (4.57)'de verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{ss} = & 5,8 + 0,0697K_1 + 0,655K_2 - 9,1\lambda - 24,39\varepsilon \\
 & - 0,001033K_1^2 - 0,0008K_2^2 + 1,2\lambda^2 + 1,69\varepsilon^2 \\
 & - 0,00253K_1K_2 + 0,0993K_1\lambda + 0,1641K_1\varepsilon \\
 & - 0,461K_2\lambda - 0,105K_2\varepsilon + 4,48\lambda\varepsilon
 \end{aligned} \tag{4.56}$$

$$\begin{aligned}
 cht = & 36,4 + 0,728K_1 + 2,45K_2 - 99\lambda - 101,0\varepsilon \\
 & + 0,00074K_1^2 + 0,0154K_2^2 + 51,0\lambda^2 + 109,9\varepsilon^2 \\
 & - 0,00942K_1K_2 + 0,427K_1\lambda - 1,181K_1\varepsilon \\
 & - 2,192K_2\lambda - 0,153K_2\varepsilon + 2,0\lambda\varepsilon
 \end{aligned} \tag{4.57}$$

Tablo 4.38'de 1000 dev/dk referans hız ve %50 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.38: FOSM gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_1	K_2	λ	ϵ	e_{ss}	cht
1	10	0,10	0,50	0,010	0,27	0,29
2	100	0,10	0,50	0,010	3,89	111,11
3	10	20,00	0,50	0,010	13,78	44,83
4	100	20,00	0,50	0,010	3,51	114,50
5	10	0,10	1,00	0,010	0,22	1,30
6	100	0,10	1,00	0,010	3,70	112,55
7	10	20,00	1,00	0,010	0,22	0,20
8	100	20,00	1,00	0,010	3,57	110,67
9	10	0,10	0,50	1,000	-3,27	0,20
10	100	0,10	0,50	1,000	0,02	0,14
11	10	20,00	0,50	1,000	-1,22	37,95
12	100	20,00	0,50	1,000	0,31	4,12
13	10	0,10	1,00	1,000	-3,28	0,04
14	100	0,10	1,00	1,000	0,02	0,63
15	10	20,00	1,00	1,000	-3,28	0,03
16	100	20,00	1,00	1,000	0,04	0,42
17	10	10,05	0,75	0,505	-1,12	0,61
18	100	10,05	0,75	0,505	0,14	0,16
19	55	0,10	0,75	0,505	0,05	0,63
20	55	20,00	0,75	0,505	0,05	0,23
21	55	10,05	0,50	0,505	0,32	3,77
22	55	10,05	1,00	0,505	0,07	0,46
23	55	10,05	0,75	0,010	0,80	51,36
24	55	10,05	0,75	1,000	-0,18	0,11
25	55	10,05	0,75	0,505	0,05	0,14
26	55	10,05	0,75	0,505	0,05	0,14
27	55	10,05	0,75	0,505	0,05	0,14
28	55	10,05	0,75	0,505	0,05	0,14
29	55	10,05	0,75	0,505	0,05	0,14
30	55	10,05	0,75	0,505	0,05	0,14
31	55	10,05	0,75	0,505	0,05	0,14

1000 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.58) ve (4.59)'da verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{ss} = & 10,0 - 0,0308K_1 + 0,498K_2 - 19,0\lambda - 11,78\varepsilon \\
 & - 0,000099K_1^2 + 0,0035K_2^2 + 7,8\lambda^2 + 2,46\varepsilon^2 \\
 & - 0,00220K_1K_2 + 0,0848K_1\lambda + 0,0318K_1\varepsilon \\
 & - 0,392K_2\lambda - 0,1351K_2\varepsilon + 5,76\lambda\varepsilon
 \end{aligned} \tag{4.58}$$

$$\begin{aligned}
 cht = & 38,0 + 0,766K_1 + 2,47K_2 - 105\lambda - 102,4\varepsilon \\
 & + 0,00087K_1^2 + 0,0182K_2^2 + 55,8\lambda^2 + 110,6\varepsilon^2 \\
 & - 0,01059K_1K_2 + 0,423K_1\lambda - 1,221K_1\varepsilon \\
 & - 2,333K_2\lambda - 0,044K_2\varepsilon + 2,4\lambda\varepsilon
 \end{aligned} \tag{4.59}$$

Tablo 4.39'da 1500 dev/dk referans hız ve %100 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.39: FOSM gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_1	K_2	λ	ε	e_{ss}	cht
1	10	0,10	0,50	0,010	1,63	0,44
2	100	0,10	0,50	0,010	4,48	49,05
3	10	20,00	0,50	0,010	9,49	25,51
4	100	20,00	0,50	0,010	4,44	49,54
5	10	0,10	1,00	0,010	1,54	2,01
6	100	0,10	1,00	0,010	4,45	49,33
7	10	20,00	1,00	0,010	1,50	0,36
8	100	20,00	1,00	0,010	4,43	48,83
9	10	0,10	0,50	1,000	-1472,33	0,01
10	100	0,10	0,50	1,000	0,29	0,29
11	10	20,00	0,50	1,000	-1470,47	1,05
12	100	20,00	0,50	1,000	0,69	5,77
13	10	0,10	1,00	1,000	-1472,16	0,18
14	100	0,10	1,00	1,000	0,25	1,13
15	10	20,00	1,00	1,000	-1472,24	0,04
16	100	20,00	1,00	1,000	0,27	0,85
17	10	10,05	0,75	0,505	-15,62	0,84
18	100	10,05	0,75	0,505	1,01	0,30
19	55	0,10	0,75	0,505	0,39	1,18
20	55	20,00	0,75	0,505	0,42	0,32
21	55	10,05	0,50	0,505	0,80	5,28
22	55	10,05	1,00	0,505	0,39	0,95
23	55	10,05	0,75	0,010	2,23	21,33
24	55	10,05	0,75	1,000	-1,23	0,16
25	55	10,05	0,75	0,505	0,40	0,25
26	55	10,05	0,75	0,505	0,40	0,25
27	55	10,05	0,75	0,505	0,40	0,25
28	55	10,05	0,75	0,505	0,40	0,25
29	55	10,05	0,75	0,505	0,40	0,25
30	55	10,05	0,75	0,505	0,40	0,25
31	55	10,05	0,75	0,505	0,40	0,25

1500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.60) ve (4.61)'de verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{ss} = & -818 + 4,76K_1 + 20,6K_2 + 2380\lambda - 1165\varepsilon \\
 & - 0,0530K_1^2 - 1,01K_2^2 - 1589\lambda^2 - 406\varepsilon^2 \\
 & - 0,0013K_1K_2 + 0,05K_1\lambda + 16,51K_1\varepsilon \\
 & - 0,3K_2\lambda - 0,07K_2\varepsilon + 3\lambda\varepsilon
 \end{aligned} \tag{4.60}$$

$$\begin{aligned}
 cht = & 30,7 + 0,368K_1 + 0,957K_2 - 79,9\lambda - 50,2\varepsilon \\
 & + 0,00019K_1^2 + 0,0057K_2^2 + 46,9\lambda^2 + 43,1\varepsilon^2 \\
 & - 0,00267K_1K_2 + 0,111K_1\lambda - 0,4537K_1\varepsilon \\
 & - 0,871K_2\lambda - 0,220K_2\varepsilon + 9,6\lambda\varepsilon
 \end{aligned} \tag{4.61}$$

Tablo 4.40'ta 1500 dev/dk referans hız ve %50 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.40: FOSM gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	K_1	K_2	λ	ε	e_{ss}	cht
1	10	0,10	0,50	0,010	0,84	0,46
2	100	0,10	0,50	0,010	3,14	49,11
3	10	20,00	0,50	0,010	8,72	25,56
4	100	20,00	0,50	0,010	3,06	49,99
5	10	0,10	1,00	0,010	0,73	2,34
6	100	0,10	1,00	0,010	3,17	49,06
7	10	20,00	1,00	0,010	0,69	0,48
8	100	20,00	1,00	0,010	3,17	49,07
9	10	0,10	0,50	1,000	-19,02	0,28
10	100	0,10	0,50	1,000	0,43	0,54
11	10	20,00	0,50	1,000	-12,41	26,52
12	100	20,00	0,50	1,000	0,84	5,78
13	10	0,10	1,00	1,000	-19,10	0,05
14	100	0,10	1,00	1,000	0,41	1,29
15	10	20,00	1,00	1,000	-19,08	0,04
16	100	20,00	1,00	1,000	0,42	1,18
17	10	10,05	0,75	0,505	-2,18	0,84
18	100	10,05	0,75	0,505	0,59	0,36
19	55	0,10	0,75	0,505	0,45	1,36
20	55	20,00	0,75	0,505	0,48	0,33
21	55	10,05	0,50	0,505	0,86	5,29
22	55	10,05	1,00	0,505	0,48	1,24
23	55	10,05	0,75	0,010	1,12	21,37
24	55	10,05	0,75	1,000	0,03	0,17
25	55	10,05	0,75	0,505	0,46	0,30
26	55	10,05	0,75	0,505	0,46	0,30
27	55	10,05	0,75	0,505	0,46	0,30
28	55	10,05	0,75	0,505	0,46	0,30
29	55	10,05	0,75	0,505	0,46	0,30
30	55	10,05	0,75	0,505	0,46	0,30
31	55	10,05	0,75	0,505	0,46	0,30

1500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.62) ve (4.63)'te verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{ss} = & -0,2 + 0,0561K_1 + 0,603K_2 + 5,8\lambda - 19,26\varepsilon \\
 & - 0,000933K_1^2 - 0,0064K_2^2 - 6,8\lambda^2 - 2,11\varepsilon^2 \\
 & - 0,00197K_1K_2 + 0,0810K_1\lambda + 0,1970K_1\varepsilon \\
 & - 0,372K_2\lambda - 0,009K_2\varepsilon + 0,41\lambda\varepsilon
 \end{aligned} \tag{4.62}$$

$$\begin{aligned}
 cht = & 33,9 + 0,279K_1 + 1,501K_2 - 93,2\lambda - 38,7\varepsilon \\
 & + 0,00039K_1^2 + 0,0105K_2^2 + 55,3\lambda^2 + 44,7\varepsilon^2 \\
 & - 0,00607K_1K_2 + 0,251K_1\lambda - 0,5233K_1\varepsilon \\
 & - 1,493K_2\lambda + 0,092K_2\varepsilon - 3,22\lambda\varepsilon
 \end{aligned} \tag{4.63}$$

e_{ss} ve cht değerlerini minimize edecek gözlemci katsayıları K_1 , K_2 , λ ve ε RSM ile hesaplanmıştır. Optimum FOSM gözlemci katsayıları Tablo 4.41'de verilmektedir.

Tablo 4.41: FOSM gözlemci için optimum katsayılar.

Çalışma durumu	Katsayı	Optimum Değer
500 dev/dk %100 yük	K_1	55,0000
	K_2	10,0500
	λ	0,5737
	ε	0,5500
500 dev/dk %50 yük	K_1	18,3086
	K_2	20,0000
	λ	0,7133
	ε	0,8780
1000 dev/dk %100 yük	K_1	72,8767
	K_2	13,7687
	λ	0,8052
	ε	0,6374
1000 dev/dk %50 yük	K_1	15,4639
	K_2	10,6989
	λ	0,5000
	ε	0,7280
1500 dev/dk %100 yük	K_1	43,7098
	K_2	11,7586
	λ	0,7121
	ε	0,4475
1500 dev/dk %50 yük	K_1	55,0000
	K_2	9,9495
	λ	0,6515
	ε	0,6020

4.2.6 FOSTSM Gözlemci Parametrelerinin Optimizasyonu

FOSTSM gözlemci optimizasyonu için belirlenen faktör (C_1 , C_2 , K_i ve λ) sınır değerleri Tablo 4.42’de verilmektedir. Tablo 4.43’te 500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir. Tasarımda, kübik ve aksenal noktalar için 24 adet standart deneyin yanında yedi adet merkez nokta (0.0) deneyi ile toplam 31 adet deney yapılmıştır.

Tablo 4.42: FOSTSM gözlemci katsayılarının sınır değerleri.

Katsayı	Alt sınır	Üst sınır
C_1	500	3000
C_2	0,01	20
K_i	0,01	1000
λ	0,5	1

Tablo 4.43: FOSTSM gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	C ₁	C ₂	K _i	λ	e _{ss}	cht
1	500	0,010	0,01	0,50	-1,28	0,04
2	3000	0,010	0,01	0,50	0,15	0,75
3	500	20,000	0,01	0,50	-0,30	0,11
4	3000	20,000	0,01	0,50	0,20	0,75
5	500	0,010	1000,00	0,50	0,00	18,90
6	3000	0,010	1000,00	0,50	0,25	1,10
7	500	20,000	1000,00	0,50	0,00	4,50
8	3000	20,000	1000,00	0,50	0,27	0,87
9	500	0,010	0,01	1,00	-0,28	0,05
10	3000	0,010	0,01	1,00	0,15	0,71
11	500	20,000	0,01	1,00	-0,31	0,12
12	3000	20,000	0,01	1,00	0,20	0,75
13	500	0,010	1000,00	1,00	-0,29	0,08
14	3000	0,010	1000,00	1,00	0,15	0,72
15	500	20,000	1000,00	1,00	-0,30	0,12
16	3000	20,000	1000,00	1,00	0,15	0,78
17	500	10,005	500,01	0,75	-0,74	0,16
18	3000	10,005	500,01	0,75	0,17	0,71
19	1750	0,010	500,01	0,75	0,10	0,50
20	1750	20,000	500,01	0,75	0,15	0,65
21	1750	10,005	0,01	0,75	0,15	0,61
22	1750	10,005	1000,00	0,75	0,15	0,55
23	1750	10,005	500,01	0,50	0,15	1,00
24	1750	10,005	500,01	1,00	0,15	0,59
25	1750	10,005	500,01	0,75	0,15	0,56
26	1750	10,005	500,01	0,75	0,15	0,56
27	1750	10,005	500,01	0,75	0,15	0,56
28	1750	10,005	500,01	0,75	0,15	0,56
29	1750	10,005	500,01	0,75	0,15	0,56
30	1750	10,005	500,01	0,75	0,15	0,56
31	1750	10,005	500,01	0,75	0,15	0,56

500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.64) ve (4.65)'te verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{ss} = & -1,470 + 0,001269C_1 + 0,0314C_2 + 0,000990K_i - 0,59\lambda \\
 & - 0,000000C_1^2 + 0,00040C_2^2 + 0,000000K_i^2 + 1,04\lambda^2 \\
 & - 0,000004C_1C_2 - 0,000000C_1K_i - 0,000124C_1\lambda \\
 & - 0,000013C_2K_i - 0,0260C_2\lambda - 0,000900K_i\lambda
 \end{aligned} \tag{4.64}$$

$$\begin{aligned}
 cht = & 14,0 - 0,00418C_1 - 0,457C_2 + 0,01592K_i - 24,7\lambda \\
 & + 0,000000C_1^2 + 0,0035C_2^2 + 0,000001K_i^2 + 9,1\lambda^2 \\
 & + 0,000070C_1C_2 - 0,000002C_1K_i + 0,00453C_1\lambda \\
 & - 0,000184C_2K_i + 0,370C_2\lambda - 0,01182K_i\lambda
 \end{aligned} \tag{4.65}$$

Tablo 4.44'te 500 dev/dk referans hız ve %50 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.44: FOSTSM gözlemcinin 500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	C ₁	C ₂	K _i	λ	e _{ss}	cht
1	500	0,010	0,01	0,50	-1,53	0,03
2	3000	0,010	0,01	0,50	0,10	0,65
3	500	20,000	0,01	0,50	-0,34	0,11
4	3000	20,000	0,01	0,50	0,11	0,65
5	500	0,010	1000,00	0,50	-0,45	18,60
6	3000	0,010	1000,00	0,50	0,22	0,64
7	500	20,000	1000,00	0,50	-0,12	3,32
8	3000	20,000	1000,00	0,50	0,14	0,16
9	500	0,010	0,01	1,00	-1,54	0,04
10	3000	0,010	0,01	1,00	0,10	0,65
11	500	20,000	0,01	1,00	-0,34	0,11
12	3000	20,000	0,01	1,00	0,11	0,65
13	500	0,010	1000,00	1,00	-1,54	0,01
14	3000	0,010	1000,00	1,00	0,10	0,65
15	500	20,000	1000,00	1,00	-0,33	0,03
16	3000	20,000	1000,00	1,00	0,11	0,65
17	500	10,005	500,01	0,75	-0,80	0,15
18	3000	10,005	500,01	0,75	0,04	0,36
19	1750	0,010	500,01	0,75	0,03	0,09
20	1750	20,000	500,01	0,75	0,05	0,49
21	1750	10,005	0,01	0,75	0,07	0,55
22	1750	10,005	1000,00	0,75	0,08	0,11
23	1750	10,005	500,01	0,50	0,12	0,45
24	1750	10,005	500,01	1,00	0,07	0,55
25	1750	10,005	500,01	0,75	0,10	0,14
26	1750	10,005	500,01	0,75	0,10	0,14
27	1750	10,005	500,01	0,75	0,10	0,14
28	1750	10,005	500,01	0,75	0,10	0,14
29	1750	10,005	500,01	0,75	0,10	0,14
30	1750	10,005	500,01	0,75	0,10	0,14
31	1750	10,005	500,01	0,75	0,10	0,14

500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.66) ve (4.67)'de verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{ss} = & -1,420 + 0,001446C_1 + 0,0476C_2 + 0,000974K_i - 1,55\lambda \\
 & - 0,000000C_1^2 - 0,000171C_2^2 + 0,000000K_i^2 + 0,62\lambda^2 \\
 & - 0,000020C_1C_2 - 0,000000C_1K_i + 0,000230C_1\lambda \\
 & - 0,000012C_2K_i + 0,0246C_2\lambda - 0,000725K_i\lambda
 \end{aligned} \tag{4.66}$$

$$\begin{aligned}
 cht = & 14,2 - 0,00447C_1 - 0,480C_2 + 0,01461K_i - 24,6\lambda \\
 & + 0,000000C_1^2 + 0,0035C_2^2 + 0,000002K_i^2 + 9,0\lambda^2 \\
 & + 0,000073C_1C_2 - 0,000002C_1K_i + 0,00447C_1\lambda \\
 & - 0,000199C_2K_i + 0,394C_2\lambda - 0,01068K_i\lambda
 \end{aligned} \tag{4.67}$$

Tablo 4.45'te 1000 dev/dk referans hız ve %100 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.45: FOSTSM gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	C ₁	C ₂	K _i	λ	e _{ss}	cht
1	500	0,010	0,01	0,50	-8,63	0,01
2	3000	0,010	0,01	0,50	0,37	1,06
3	500	20,000	0,01	0,50	-3,38	0,03
4	3000	20,000	0,01	0,50	0,43	1,17
5	500	0,010	1000,00	0,50	-2,73	65,93
6	3000	0,010	1000,00	0,50	0,65	2,45
7	500	20,000	1000,00	0,50	-0,98	34,90
8	3000	20,000	1000,00	0,50	0,62	1,26
9	500	0,010	0,01	1,00	-8,63	0,03
10	3000	0,010	0,01	1,00	0,37	1,06
11	500	20,000	0,01	1,00	-3,38	0,05
12	3000	20,000	0,01	1,00	0,43	1,17
13	500	0,010	1000,00	1,00	-8,62	0,07
14	3000	0,010	1000,00	1,00	0,37	0,82
15	500	20,000	1000,00	1,00	-3,38	0,03
16	3000	20,000	1000,00	1,00	0,43	1,01
17	500	10,005	500,01	0,75	-5,38	0,91
18	3000	10,005	500,01	0,75	0,40	0,27
19	1750	0,010	500,01	0,75	0,07	0,13
20	1750	20,000	500,01	0,75	0,28	0,13
21	1750	10,005	0,01	0,75	0,18	0,61
22	1750	10,005	1000,00	0,75	0,19	0,16
23	1750	10,005	500,01	0,50	0,36	2,55
24	1750	10,005	500,01	1,00	0,20	0,39
25	1750	10,005	500,01	0,75	0,18	0,13
26	1750	10,005	500,01	0,75	0,18	0,13
27	1750	10,005	500,01	0,75	0,18	0,13
28	1750	10,005	500,01	0,75	0,18	0,13
29	1750	10,005	500,01	0,75	0,18	0,13
30	1750	10,005	500,01	0,75	0,18	0,13
31	1750	10,005	500,01	0,75	0,18	0,13

1000 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.68) ve (4.69)'da verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{ss} = & -8,89 + 0,00818C_1 + 0,200C_2 + 0,00590K_i - 6,7\lambda \\
 & - 0,000002C_1^2 + 0,00032C_2^2 + 0,000000K_i^2 + 2,15\lambda^2 \\
 & - 0,000087C_1C_2 - 0,000001C_1K_i + 0,001562C_1\lambda \\
 & - 0,000045C_2K_i + 0,0895C_2\lambda - 0,00437K_i\lambda
 \end{aligned} \tag{4.68}$$

$$\begin{aligned}
 cht = & 55,2 - 0,0194C_1 - 1,11C_2 + 0,0650K_i - 104\lambda \\
 & + 0,000001C_1^2 + 0,0132C_2^2 + 0,000006K_i^2 + 42,5\lambda^2 \\
 & + 0,000151C_1C_2 - 0,000010C_1K_i + 0,01976C_1\lambda \\
 & - 0,000404C_2K_i + 0,809C_2\lambda - 0,0513K_i\lambda
 \end{aligned} \tag{4.69}$$

Tablo 4.46'da 1000 dev/dk referans hız ve %50 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.46: FOSTSM gözlemcinin 1000 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	C ₁	C ₂	K _i	λ	e _{ss}	cht
1	500	0,010	0,01	0,50	-2,03	0,01
2	3000	0,010	0,01	0,50	0,21	1,01
3	500	20,000	0,01	0,50	-0,77	0,02
4	3000	20,000	0,01	0,50	0,23	1,14
5	500	0,010	1000,00	0,50	1,49	66,46
6	3000	0,010	1000,00	0,50	0,47	2,45
7	500	20,000	1000,00	0,50	0,97	35,09
8	3000	20,000	1000,00	0,50	0,41	1,26
9	500	0,010	0,01	1,00	-2,03	0,03
10	3000	0,010	0,01	1,00	0,21	1,01
11	500	20,000	0,01	1,00	-0,77	0,05
12	3000	20,000	0,01	1,00	0,23	1,14
13	500	0,010	1000,00	1,00	-2,02	0,07
14	3000	0,010	1000,00	1,00	0,21	1,01
15	500	20,000	1000,00	1,00	-0,77	0,03
16	3000	20,000	1000,00	1,00	0,23	1,14
17	500	10,005	500,01	0,75	-1,26	0,92
18	3000	10,005	500,01	0,75	0,28	0,25
19	1750	0,010	500,01	0,75	0,12	0,12
20	1750	20,000	500,01	0,75	0,18	0,11
21	1750	10,005	0,01	0,75	0,16	0,57
22	1750	10,005	1000,00	0,75	0,16	0,16
23	1750	10,005	500,01	0,50	0,32	2,55
24	1750	10,005	500,01	1,00	0,12	0,49
25	1750	10,005	500,01	0,75	0,15	0,11
26	1750	10,005	500,01	0,75	0,15	0,11
27	1750	10,005	500,01	0,75	0,15	0,11
28	1750	10,005	500,01	0,75	0,15	0,11
29	1750	10,005	500,01	0,75	0,15	0,11
30	1750	10,005	500,01	0,75	0,15	0,11
31	1750	10,005	500,01	0,75	0,15	0,11

1000 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.70) ve (4.71)'de verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{ss} = & -0,40 + 0,001447C_1 + 0,0142C_2 + 0,00363K_i - 4,94\lambda \\
 & - 0,000000C_1^2 + 0,00048C_2^2 + 0,000000K_i^2 + 1,94\lambda^2 \\
 & - 0,000016C_1C_2 - 0,000000C_1K_i + 0,000964C_1\lambda \\
 & - 0,000023C_2K_i + 0,0464C_2\lambda - 0,002859K_i\lambda
 \end{aligned} \tag{4.70}$$

$$\begin{aligned}
 cht = & 56,1 - 0,0196C_1 - 1,12C_2 + 0,0654K_i - 106\lambda \\
 & + 0,000001C_1^2 + 0,0132C_2^2 + 0,000006K_i^2 + 43,6\lambda^2 \\
 & + 0,000153C_1C_2 - 0,000010C_1K_i + 0,01997C_1\lambda \\
 & - 0,000410C_2K_i + 0,816C_2\lambda - 0,0515K_i\lambda
 \end{aligned} \tag{4.71}$$

Tablo 4.47'de 1500 dev/dk referans hız ve %100 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.47: FOSTSM gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	C ₁	C ₂	K _i	λ	e _{ss}	cht
1	500	0,010	0,01	0,50	-1307,50	15,00
2	3000	0,010	0,01	0,50	1,35	1,70
3	500	20,000	0,01	0,50	-14,63	0,25
4	3000	20,000	0,01	0,50	1,49	1,98
5	500	0,010	1000,00	0,50	-1033,80	9,50
6	3000	0,010	1000,00	0,50	1,40	1,80
7	500	20,000	1000,00	0,50	0,64	0,92
8	3000	20,000	1000,00	0,50	1,09	1,07
9	500	0,010	0,01	1,00	0,90	0,80
10	3000	0,010	0,01	1,00	0,93	1,15
11	500	20,000	0,01	1,00	1,25	5,50
12	3000	20,000	0,01	1,00	0,90	0,80
13	500	0,010	1000,00	1,00	0,93	0,95
14	3000	0,010	1000,00	1,00	0,93	0,95
15	500	20,000	1000,00	1,00	0,93	0,95
16	3000	20,000	1000,00	1,00	0,93	0,95
17	500	10,005	500,01	0,75	0,93	0,95
18	3000	10,005	500,01	0,75	0,93	0,95
19	1750	0,010	500,01	0,75	0,93	0,95
20	1750	20,000	500,01	0,75	-1307,50	15,00
21	1750	10,005	0,01	0,75	1,35	1,70
22	1750	10,005	1000,00	0,75	-14,63	0,25
23	1750	10,005	500,01	0,50	1,49	1,98
24	1750	10,005	500,01	1,00	-1033,80	9,50
25	1750	10,005	500,01	0,75	1,40	1,80
26	1750	10,005	500,01	0,75	0,64	0,92
27	1750	10,005	500,01	0,75	1,09	1,07
28	1750	10,005	500,01	0,75	0,90	0,80
29	1750	10,005	500,01	0,75	0,93	1,15
30	1750	10,005	500,01	0,75	1,25	5,50
31	1750	10,005	500,01	0,75	0,90	0,80

1500 dev/dk referans hız ve %100 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.72) ve (4.73)'te verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{ss} = & -1593 + 1,580C_1 + 63,7C_2 - 0,199K_i - 1255\lambda \\
 & - 0,000298C_1^2 + 0,519C_2^2 + 0,000208K_i^2 + 833\lambda^2 \\
 & - 0,02589C_1C_2 - 0,000001C_1K_i + 0,003C_1\lambda \\
 & + 0,00006C_2K_i - 0,1C_2\lambda - 0,007K_i\lambda
 \end{aligned} \tag{4.72}$$

$$\begin{aligned}
 cht = & 29,5 - 0,0185C_1 + 1,20C_2 + 0,0363K_i - 55\lambda \\
 & + 0,000003C_1^2 + 0,0012C_2^2 + 0,000000K_i^2 + 36,3\lambda^2 \\
 & - 0,000117C_1C_2 - 0,000006C_1K_i + 0,01036C_1\lambda \\
 & + 0,000723C_2K_i - 1,687C_2\lambda - 0,0330K_i\lambda
 \end{aligned} \tag{4.73}$$

Tablo 4.48'de 1500 dev/dk referans hız ve %50 yükleme çalışma durumu için yapılan deneyler listelenmiştir.

Tablo 4.48: FOSTSM gözlemcinin 1500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için deney tablosu.

Deney No	C ₁	C ₂	K _i	λ	e _{ss}	cht
1	500	0,010	0,01	0,50	-11,46	0,01
2	3000	0,010	0,01	0,50	0,71	1,70
3	500	20,000	0,01	0,50	-2,23	0,04
4	3000	20,000	0,01	0,50	0,75	1,99
5	500	0,010	1000,00	0,50	1,46	128,43
6	3000	0,010	1000,00	0,50	1,19	5,08
7	500	20,000	1000,00	0,50	1,64	65,66
8	3000	20,000	1000,00	0,50	1,07	2,45
9	500	0,010	0,01	1,00	-11,45	0,03
10	3000	0,010	0,01	1,00	0,71	1,70
11	500	20,000	0,01	1,00	-2,24	0,07
12	3000	20,000	0,01	1,00	0,75	1,99
13	500	0,010	1000,00	1,00	-11,43	0,15
14	3000	0,010	1000,00	1,00	0,71	1,62
15	500	20,000	1000,00	1,00	-2,23	0,07
16	3000	20,000	1000,00	1,00	0,75	1,99
17	500	10,005	500,01	0,75	-4,67	1,85
18	3000	10,005	500,01	0,75	0,68	0,52
19	1750	0,010	500,01	0,75	0,53	0,22
20	1750	20,000	500,01	0,75	0,69	0,23
21	1750	10,005	0,01	0,75	0,61	0,86
22	1750	10,005	1000,00	0,75	0,63	0,31
23	1750	10,005	500,01	0,50	0,92	5,18
24	1750	10,005	500,01	1,00	0,61	0,66
25	1750	10,005	500,01	0,75	0,61	0,20
26	1750	10,005	500,01	0,75	0,61	0,20
27	1750	10,005	500,01	0,75	0,61	0,20
28	1750	10,005	500,01	0,75	0,61	0,20
29	1750	10,005	500,01	0,75	0,61	0,20
30	1750	10,005	500,01	0,75	0,61	0,20
31	1750	10,005	500,01	0,75	0,61	0,20

1500 dev/dk referans hız ve %50 yük altında çalışma durumu için sistemin e_{ss} ve cht tabanlı matematiksel modeli Denklem (4.74) ve (4.75)'te verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 e_{ss} = & -8,77 + 0,00795C_1 + 0,292C_2 + 0,01261K_i - 10,3\lambda \\
 & - 0,000002C_1^2 - 0,0003C_2^2 - 0,000000K_i^2 + 1,9\lambda^2 \\
 & - 0,000139C_1C_2 - 0,000002C_1K_i + 0,00320C_1\lambda \\
 & - 0,000115C_2K_i + 0,229C_2\lambda - 0,00879K_i\lambda
 \end{aligned} \tag{4.74}$$

$$\begin{aligned}
 cht = & 108,0 - 0,0377C_1 - 2,22C_2 + 0,1262K_i - 204\lambda \\
 & + 0,000002C_1^2 + 0,0252C_2^2 + 0,000012K_i^2 + 83\lambda^2 \\
 & + 0,000306C_1C_2 - 0,000019C_1K_i + 0,0380C_1\lambda \\
 & - 0,000823C_2K_i + 1,64C_2\lambda - 0,0989K_i\lambda
 \end{aligned} \tag{4.75}$$

e_{ss} ve cht değerlerini minimize edecek gözlemci katsayıları C_1 , C_2 , K_i ve λ RSM ile hesaplanmıştır. Optimum STSM gözlemci katsayıları Tablo 4.49'da verilmektedir.

Tablo 4.49: FOSTSM gözlemci için optimum katsayılar.

Çalışma durumu	Katsayı	Değer
500 dev/dk %100 yük	C_1	1410,6206
	C_2	7,8842
	K_i	222,8004
	λ	0,8087
500 dev/dk %50 yük	C_1	1818.306
	C_2	4.5433
	K_i	782.3337
	λ	0.9549
1000 dev/dk %100 yük	C_1	1317.3953
	C_2	11.6435
	K_i	472.6829
	λ	0.7728
1000 dev/dk %50 yük	C_1	1044.1712
	C_2	14.1923
	K_i	928.0517
	λ	0.9545
1500 dev/dk %100 yük	C_1	1772.7687
	C_2	0.5380
	K_i	627.5083
	λ	0.7728
1500 dev/dk %50 yük	C_1	2273.5669
	C_2	0.0100
	K_i	113.8983
	λ	0.5000

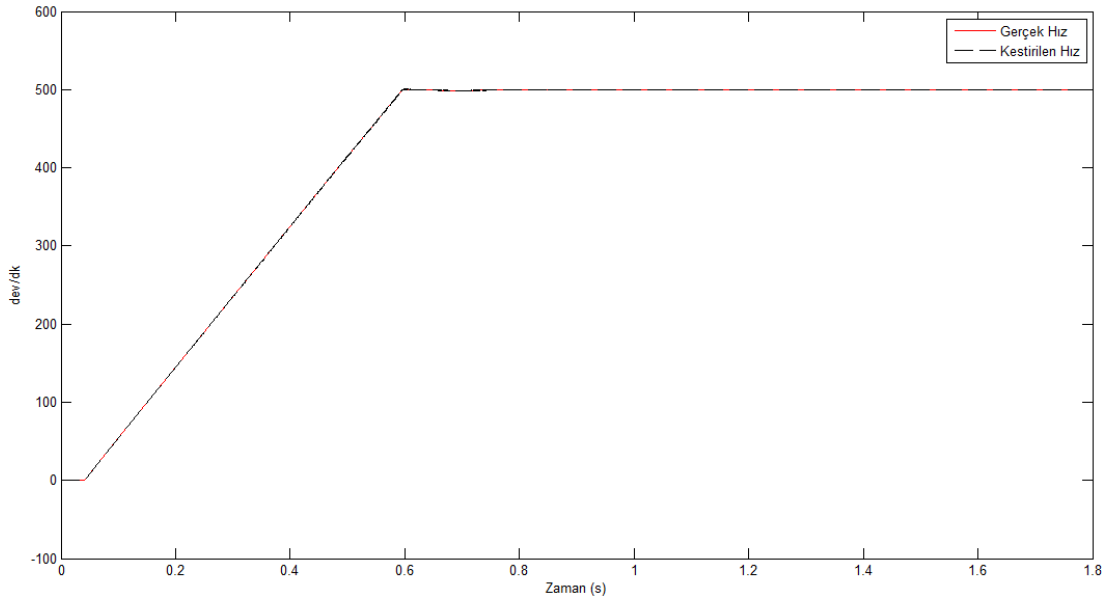
5. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

Bu tez çalışmasında 150 kW sincap kafesli asenkron motor kullanılmıştır. Asenkron motor parametreleri Tablo 5.1’de verilmektedir. Önerilen simülasyon modeli “AC3 - Sensorless Field-Oriented Control Induction Motor Drive” başlıklı MATLAB/Simulink programı içindeki örnek uygulama temel alınarak oluşturulmuştur [81]. Simülasyonlar için Şekil 4-1’deki blok şema hazırlanmıştır. Kestirilen rotor hızı ve gerçek rotor hızı, osiloskop kullanılarak çizdirilmiştir. Kullanılan gözlemci yöntemlerinin hepsi aynı blok şema kullanılarak simülasyon ortamında çalışmaları yapılmıştır.

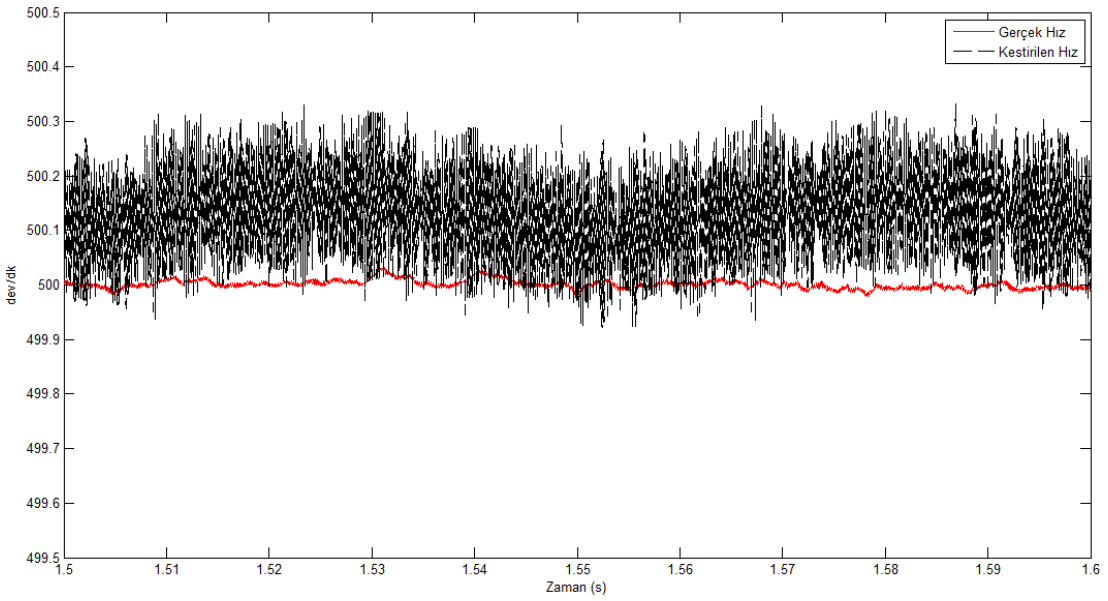
Tablo 5.1: Asenkron motor parametreleri.

Parametre	Değer
Anma Gerilimi (faz-faz)	460 V
Stator Direnci (R_s)	0,01485 Ω
Stator Endüktansı (L_s)	0,0003027 H
Rotor Direnci (R_r)	0,009295 Ω
Rotor Endüktansı (L_r)	0,0003027 H
Ortak Endüktans (L_m)	0,01046 H
Rotor Eylemsizlik Momenti (J)	3,1 kg.m ²
Sürtünme Katsayısı (F)	0,08 N.m.s
Çift Kutup Sayısı (p)	2

Simülasyon şu şekilde hazırlanmıştır: Asenkron motor önce yüksüz hareket etmektedir; devir hızı 6’ncı saniyede 500 dev/dk’ya ulaşmakta, 7’nci saniyede motor tam yüklenmektedir. Kullanılan tüm gözlemciler için kestirilen hız ile gerçek hız değerleri grafik olarak karşılaştırılmıştır. Ayrıca her bir karşılaştırmayı detaylı incelemek amacıyla yakınlaştırılmış grafikler de verilmiştir. Şekil 5.1 ve 5.2’de PI gözlemcideki gerçek hız ve kestirilen hız değerleri için elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.

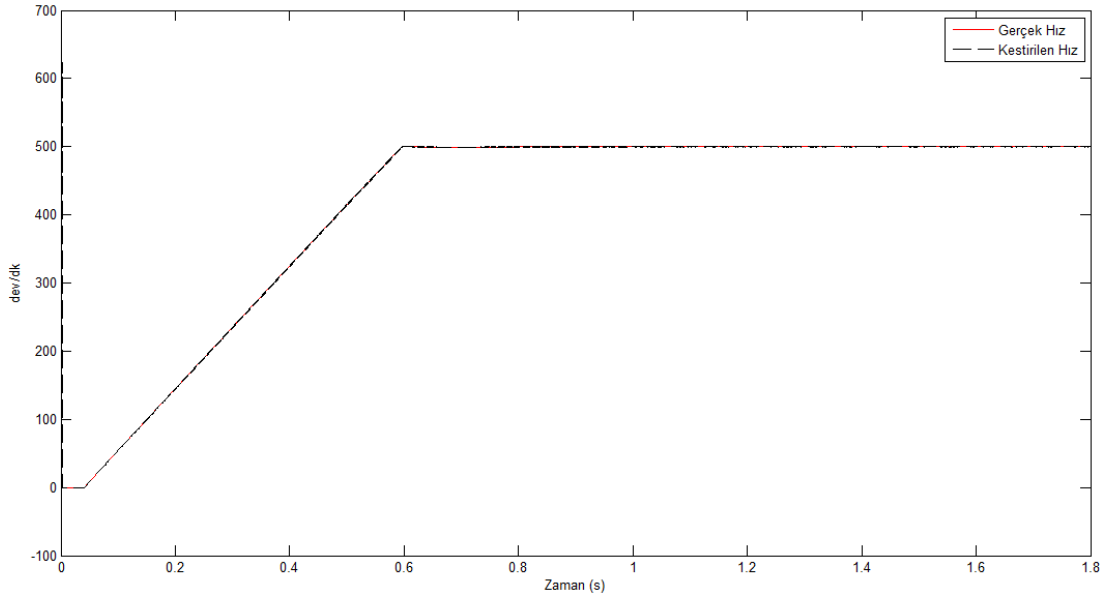


Şekil 5.1: PI gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması.

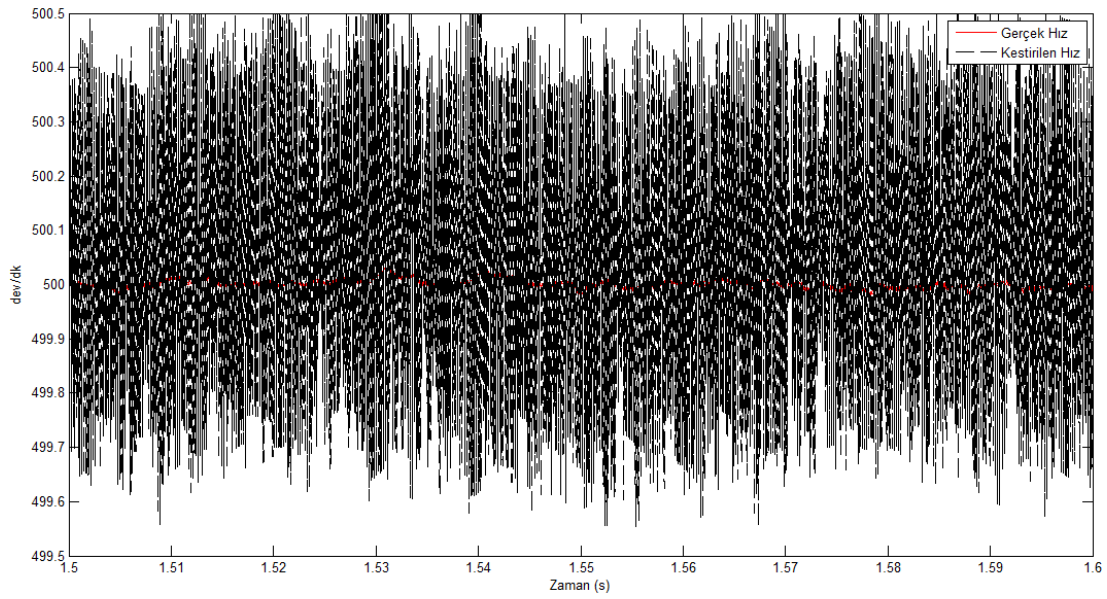


Şekil 5.2: PI gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması (yakınlaştırılmış).

Şekil 5.1 incelendiğinde PI gözlemcinin gerçek hız değerini başarılı şekilde takip ettiği gözlemlenmektedir. Şekil 5.2 incelendiğinde PI gözlemci için çıkış değerleri $e_{ss}=0,13$ ve $cht=0,22$ olarak bulunmuştur. Şekil 5.3 ve 5.4'de $FOPI^\lambda$ gözlemci için gerçek hız ve kestirilen hız değerleri karşılaştırılmıştır.

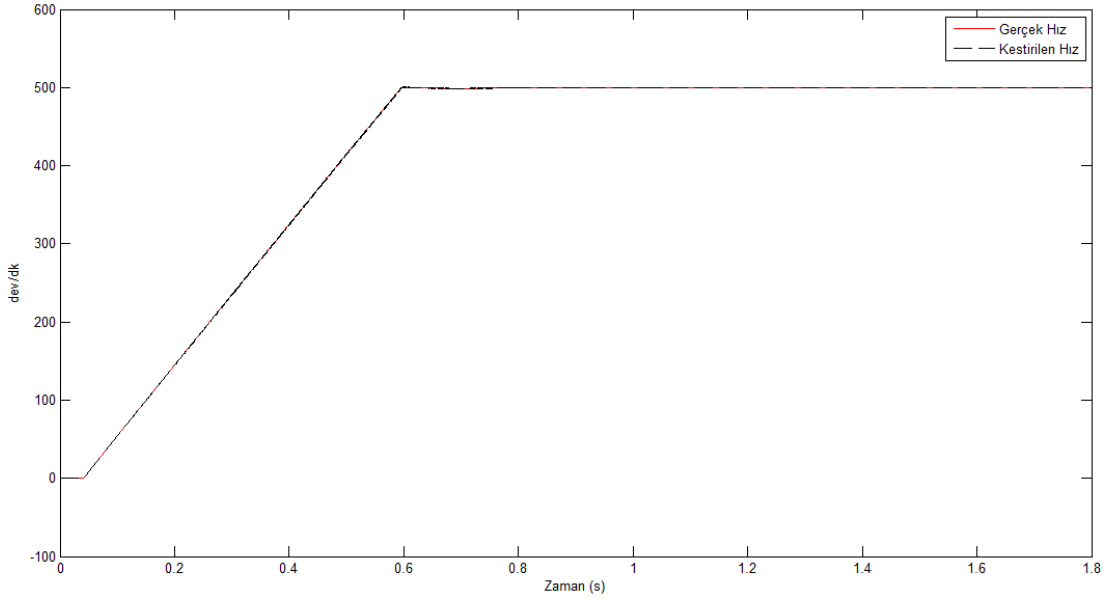


Şekil 5.3: FOPI^λ gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması.

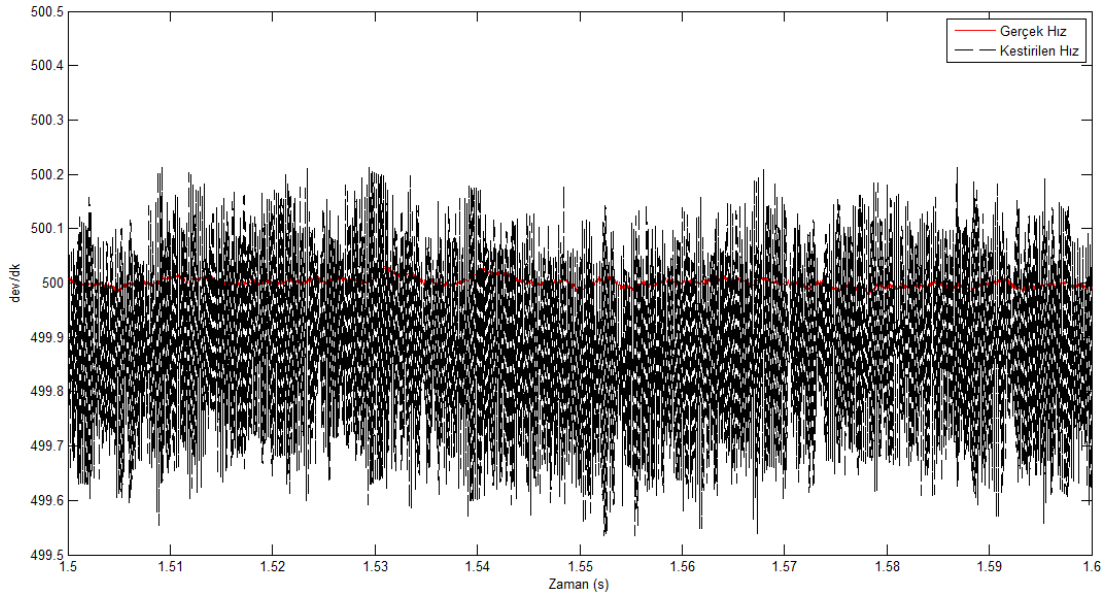


Şekil 5.4: FOPI^λ gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması (yakınlaştırılmış).

Şekil 5.3 incelendiğinde FOPI^λ gözlemcinin gerçek hız değerini başarılı şekilde takip ettiği gözlemlenmektedir. Şekil 5.4 incelendiğinde FOPI^λ gözlemci için çıkış değerleri $e_{ss}=0,06$ ve $cht=0,13$ olarak bulunmuştur. Şekil 5.5 ve 5.6'da SM gözlemci için gerçek hız ve kestirilen hız değerleri karşılaştırılmıştır.

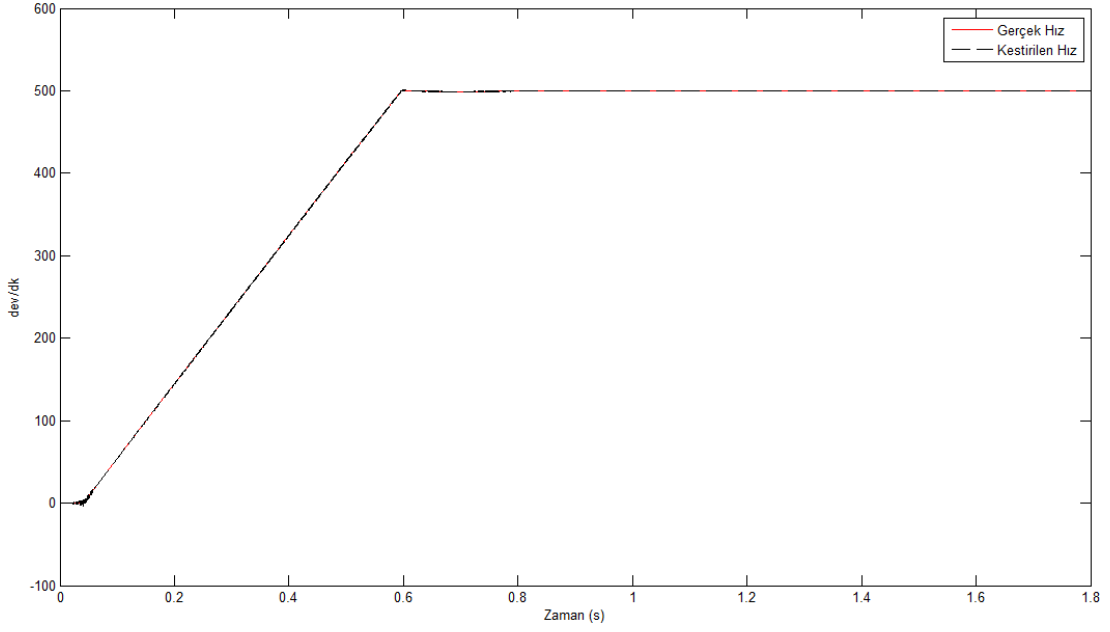


Şekil 5.5: SM gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması.

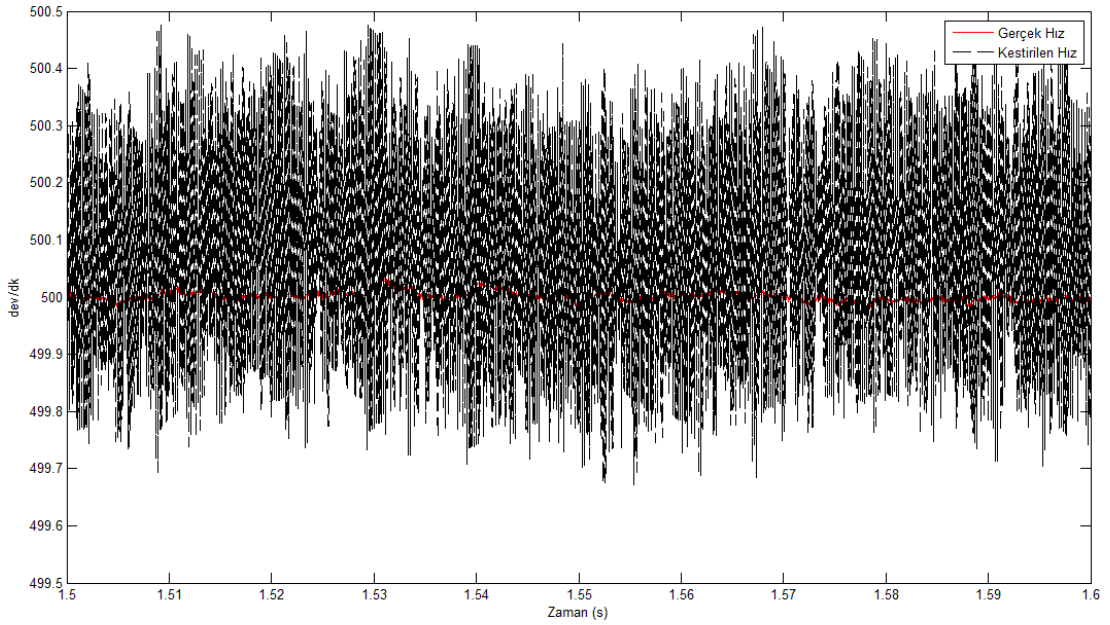


Şekil 5.6: SM gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması (yakınlaştırılmış).

Şekil 5.5 incelendiğinde SM gözlemcinin gerçek hız değerini başarılı şekilde takip ettiği gözlemlenmektedir. Şekil 5.6 incelendiğinde SM gözlemci için çıkış değerleri $e_{ss}=-0,16$ ve $cht=0,42$ olarak bulunmuştur. Şekil 5.7 ve 5.8'de STSM gözlemci için gerçek hız ve kestirilen hız değerleri karşılaştırılmıştır.

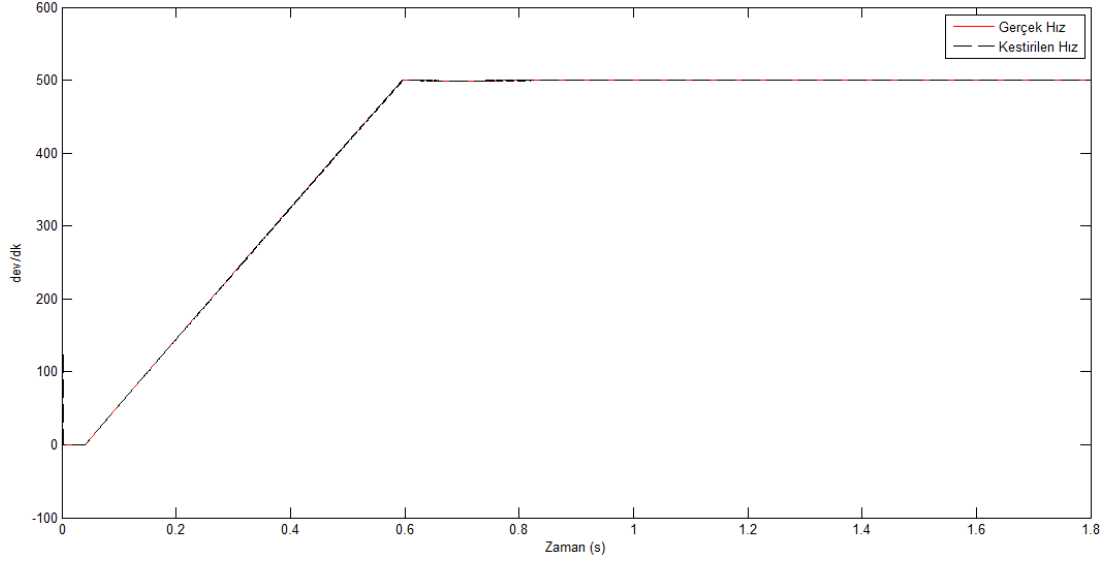


Şekil 5.7: STSM gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması.

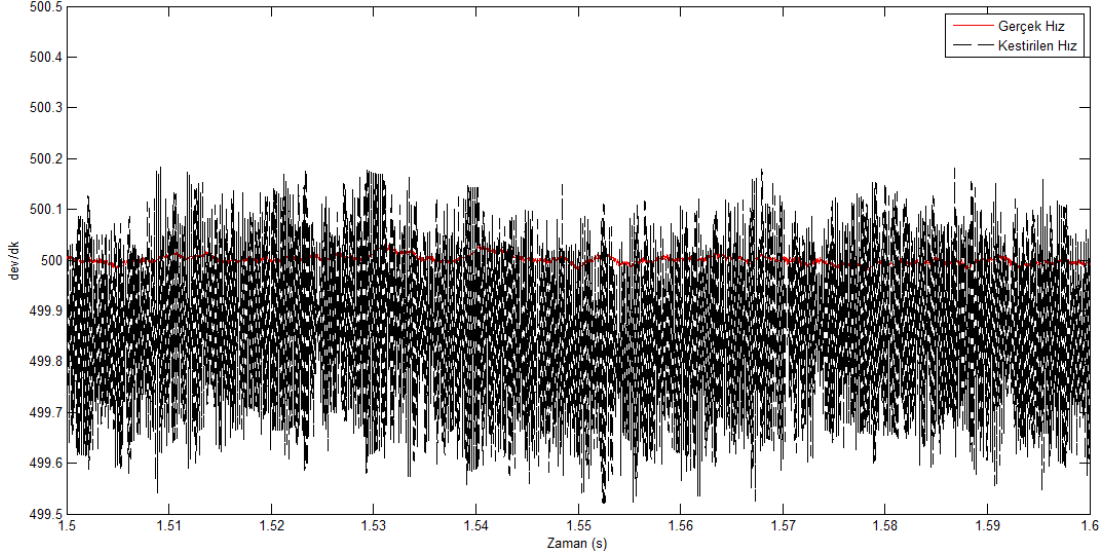


Şekil 5.8: STSM gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması (yakınlaştırılmış).

Şekil 5.7 incelendiğinde STSM gözlemcinin gerçek hız değerini başarılı şekilde takip ettiği gözlemlenmektedir. Şekil 5.8 incelendiğinde STSM gözlemci için çıkış değerleri $e_{ss}=0,13$ ve $cht=0,56$ olarak bulunmuştur. Şekil 5.9 ve 5.10'da FOSM gözlemci için gerçek hız ve kestirilen hız değerleri karşılaştırılmıştır.

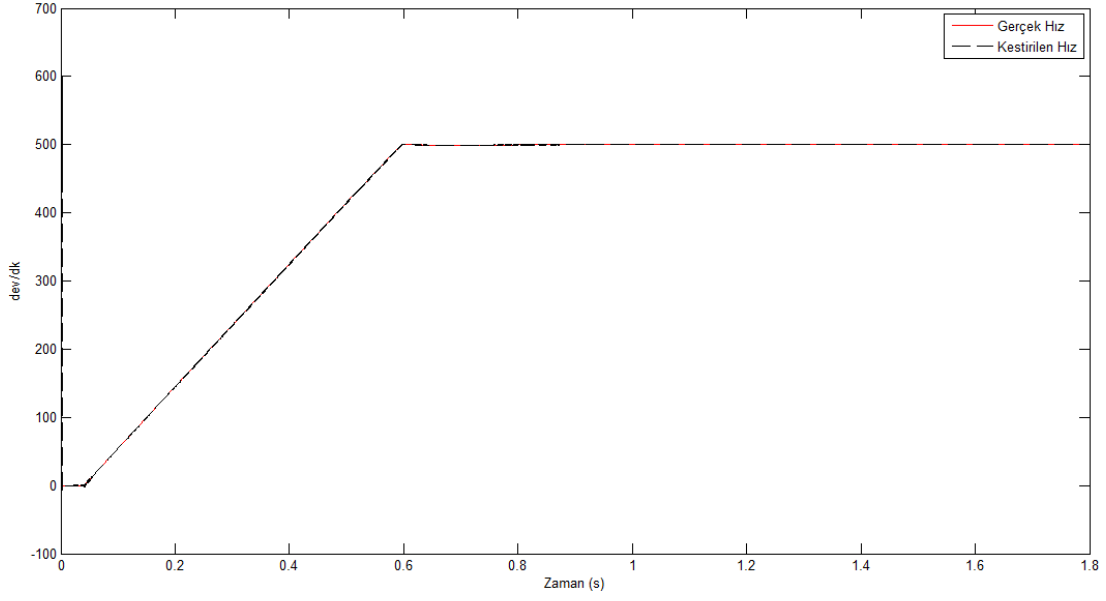


Şekil 5.9: FOSM gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması.

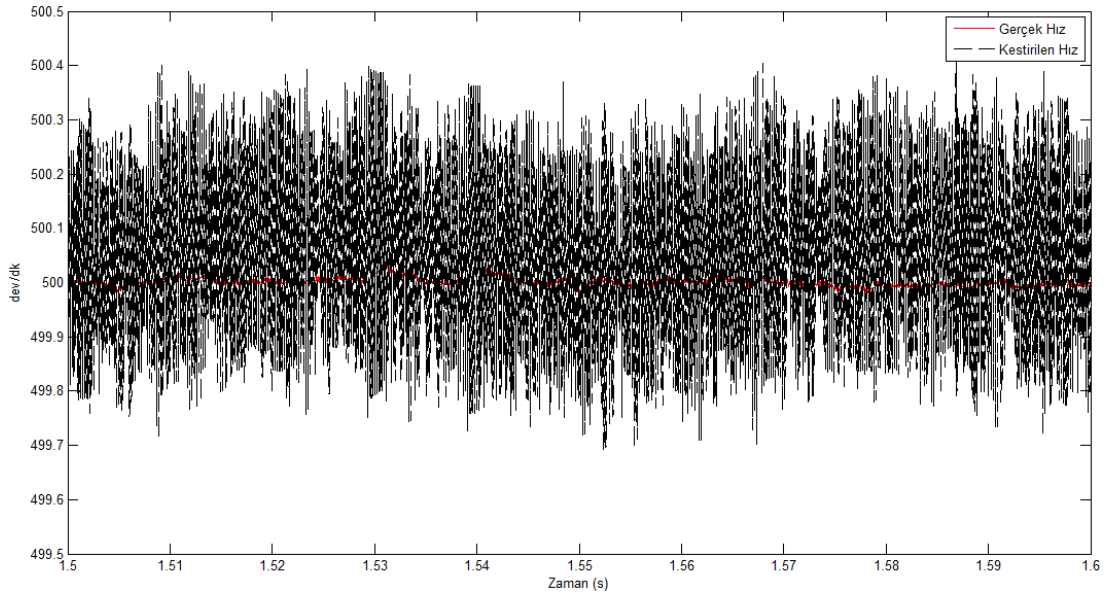


Şekil 5.10: FOSM gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması (yakınlaştırılmış).

Şekil 5.9 incelendiğinde FOSM gözlemcinin gerçek hız değerini başarılı şekilde takip ettiği gözlemlenmektedir. Şekil 5.10 incelendiğinde FOSM gözlemci için çıkış değerleri $e_{ss}=-0,22$ ve $cht=0,62$ olarak bulunmuştur. Şekil 5.11 ve 5.12'de FOSTSM gözlemci için gerçek hız ve kestirilen hız değerleri karşılaştırılmıştır.



Şekil 5.11: FOSTSM gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması.



Şekil 5.12: FOSTSM gözlemci için gerçek ve kestirilen hız karşılaştırması (yakınlaştırılmış).

Şekil 5.11 incelendiğinde FOSTSM gözlemcinin gerçek hız değerini başarılı şekilde takip ettiği gözlemlenmektedir. Şekil 5.12 incelendiğinde FOSTSM gözlemci için çıkış değerleri $e_{ss}=0,07$ ve $cht=0,42$ olarak bulunmuştur.

500 dev/dk referans hız için yapılan deneylerden sonra 1000 ve 1500 dev/dk referans hız değerleri için de deneyler yapılmıştır. Her bir hız kademesi için %50 ve %100 yükleme deneyleri de yapılmıştır. Ayrıca parametre değişimlerinin gözlemciler

etkisinin incelenmesi için her bir hız kademesinde eylemsizlik momenti J ve sürtünme katsayısı F değerleri değiştirilerek deneyler yapılmıştır.

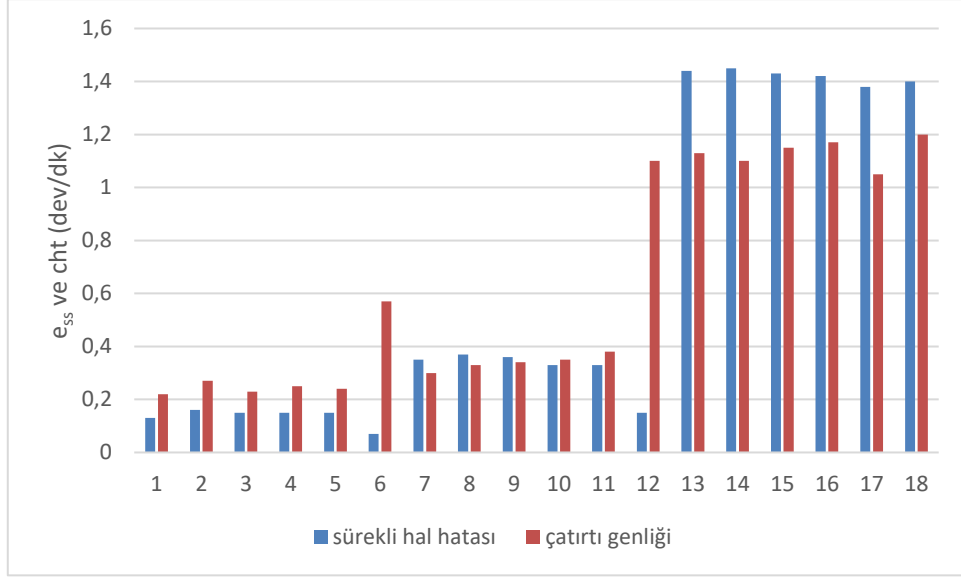
5.1 PI Gözlemci Simülasyonları

500, 1000 ve 1500 dev/dk referans hız değerleri, %50 ve %100 yükleme durumları, J ve F katsayılarının %80, %100 ve %120 oranlarında değiştirildiği toplamda 18 farklı çalışma durumu için deneyler yapılmıştır. Tablo 5.2’de PI gözlemci için deney sonuçları verilmektedir.

Tablo 5.2: PI gözlemci için deney sonuçları tablosu.

Çalışma durumu	Hız (dev/dk)	Yük (%)	J (%)	F (%)	e_{ss} (dev/dk)	cht (dev/dk)
1	500	100	100	100	0,13	0,22
2	500	100	80	100	0,16	0,27
3	500	100	120	100	0,15	0,23
4	500	100	100	80	0,15	0,25
5	500	100	100	120	0,15	0,24
6	500	50	100	100	0,07	0,57
7	1000	100	100	100	0,35	0,30
8	1000	100	80	100	0,37	0,33
9	1000	100	120	100	0,36	0,34
10	1000	100	100	80	0,33	0,35
11	1000	100	100	120	0,33	0,38
12	1000	50	100	100	0,15	1,10
13	1500	100	100	100	1,44	1,13
14	1500	100	80	100	1,45	1,10
15	1500	100	120	100	1,43	1,15
16	1500	100	100	80	1,42	1,17
17	1500	100	100	120	1,38	1,05
18	1500	50	100	100	1,40	1,20

Tablo 5.2’deki veriler Şekil 5.13’te grafiksel hale getirilmiştir.



Şekil 5.13: PI gözlemci için deney sonuçları.

Tablo 5.2 ve Şekil 5.13 incelendiğinde PI gözlemcinin parametre değişimlerinden etkilendiği görülmektedir. Ayrıca düşük hızlar için daha iyi e_{ss} ve cht değerleri vermektedir.

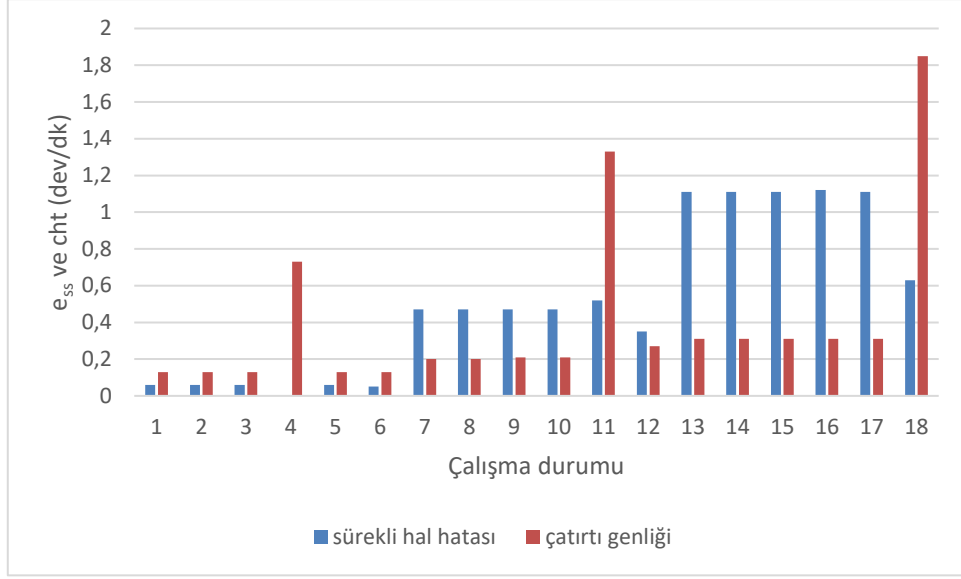
5.2 FOPI^λ Gözlemci Simülasyonları

500, 1000 ve 1500 dev/dk referans hız değerleri, %50 ve %100 yükleme durumları, J ve F katsayılarının %80, %100 ve %120 oranlarında değiştirildiği toplamda 18 farklı çalışma durumu için deneyler yapılmıştır. Tablo 5.3'te FOPI^λ gözlemci için deney sonuçları verilmektedir.

Tablo 5.3: FOPI^λ gözlemci için deney sonuçları tablosu.

Çalışma durumu	Hız (dev/dk)	Yük (%)	J (%)	F (%)	e _{ss} (dev/dk)	cht (dev/dk)
1	500	100	100	100	0,06	0,13
2	500	100	80	100	0,06	0,13
3	500	100	120	100	0,06	0,13
4	500	100	100	80	0,09	0,73
5	500	100	100	120	0,06	0,13
6	500	50	100	100	0,05	0,13
7	1000	100	100	100	0,47	0,20
8	1000	100	80	100	0,47	0,20
9	1000	100	120	100	0,47	0,21
10	1000	100	100	80	0,47	0,21
11	1000	100	100	120	0,52	1,33
12	1000	50	100	100	0,35	0,27
13	1500	100	100	100	1,11	0,31
14	1500	100	80	100	1,11	0,31
15	1500	100	120	100	1,11	0,31
16	1500	100	100	80	1,12	0,31
17	1500	100	100	120	1,11	0,31
18	1500	50	100	100	0,63	1,85

Tablo 5.3'teki veriler Şekil 5.14'te grafiksel hale getirilmiştir.



Şekil 5.14: FOPI^λ gözlemci için deney sonuçları.

Tablo 5.3 ve Şekil 5.14 incelendiğinde FOPI^λ gözlemcinin eylemsizlik momentindeki değişimlere karşı dayanıklı olduğu görülmektedir. Buna karşılık olarak sürtüme katsayısı değişimlerinden etkilenmektedir. Ayrıca düşük hızlar için daha iyi e_{ss} ve cht değerleri vermektedir.

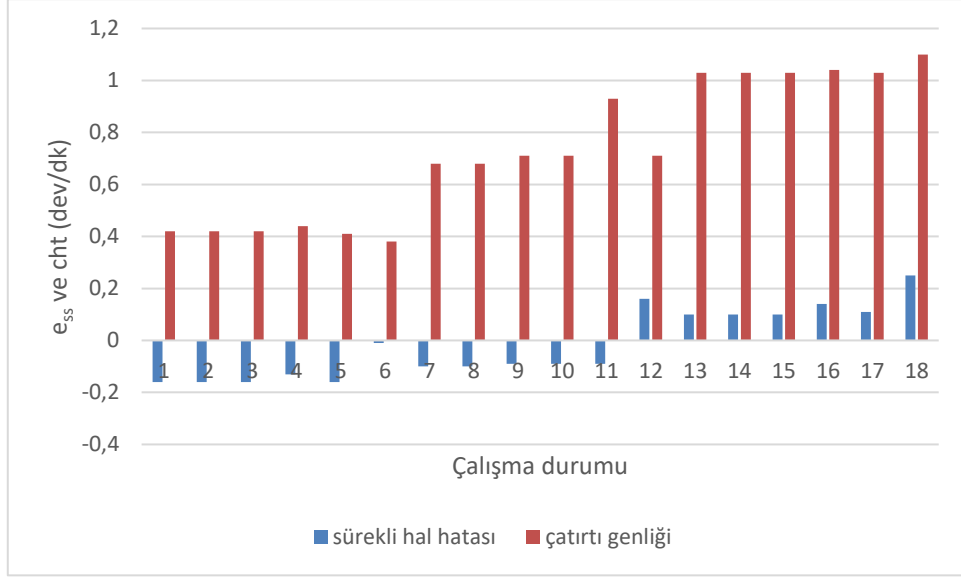
5.3 SM Gözlemci Simülasyonları

500, 1000 ve 1500 dev/dk referans hız değerleri, %50 ve %100 yükleme durumları, J ve F katsayılarının %80, %100 ve %120 oranlarında değiştirildiği toplamda 18 farklı çalışma durumu için deneyler yapılmıştır. Tablo 5.4'te SM gözlemci için deney sonuçları verilmektedir.

Tablo 5.4: SM gözlemci için deney sonuçları tablosu.

Çalışma durumu	Hız (dev/dk)	Yük (%)	J (%)	F (%)	e_{ss} (dev/dk)	cht (dev/dk)
1	500	100	100	100	-0,16	0,42
2	500	100	80	100	-0,16	0,42
3	500	100	120	100	-0,16	0,42
4	500	100	100	80	-0,13	0,44
5	500	100	100	120	-0,16	0,41
6	500	50	100	100	-0,01	0,38
7	1000	100	100	100	-0,10	0,68
8	1000	100	80	100	-0,10	0,68
9	1000	100	120	100	-0,09	0,71
10	1000	100	100	80	-0,09	0,71
11	1000	100	100	120	-0,09	0,93
12	1000	50	100	100	0,16	0,71
13	1500	100	100	100	0,10	1,03
14	1500	100	80	100	0,10	1,03
15	1500	100	120	100	0,10	1,03
16	1500	100	100	80	0,14	1,04
17	1500	100	100	120	0,11	1,03
18	1500	50	100	100	0,25	1,10

Tablo 5.4'teki veriler Şekil 5.15'te grafiksel hale getirilmiştir.



Şekil 5.15: SM gözlemci için deney sonuçları.

Tablo 5.4 Şekil 5.15 incelendiğinde SM gözlemcinin eylemsizlik momentindeki değişimlere karşı dayanıklı olduğu görülmektedir. Buna karşılık olarak sürtüme katsayısı değişimlerinden etkilenmektedir. Her hız kademesi için yaklaşık olarak aynı e_{ss} değerleri alınmasına rağmen cht değerinin yüksek hızlarda arttığı gözlemlenmektedir.

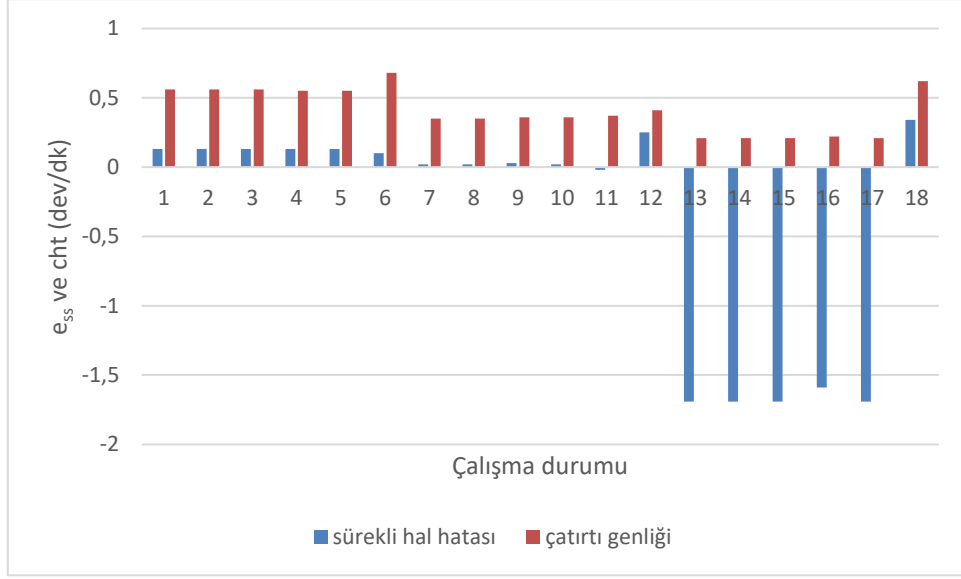
5.4 STSM Gözlemci Simülasyonları

500, 1000 ve 1500 dev/dk referans hız değerleri, %50 ve %100 yükleme durumları, J ve F katsayılarının %80, %100 ve %120 oranlarında değiştirildiği toplamda 18 farklı çalışma durumu için deneyler yapılmıştır. Tablo 5.5'te STSM gözlemci için deney sonuçları verilmektedir.

Tablo 5.5: STSM gözlemci için deney sonuçları tablosu.

Çalışma durumu	Hız (dev/dk)	Yük (%)	J (%)	F (%)	e_{ss} (dev/dk)	cht (dev/dk)
1	500	100	100	100	0,13	0,56
2	500	100	80	100	0,13	0,56
3	500	100	120	100	0,13	0,56
4	500	100	100	80	0,13	0,55
5	500	100	100	120	0,13	0,55
6	500	50	100	100	0,10	0,68
7	1000	100	100	100	0,02	0,35
8	1000	100	80	100	0,02	0,35
9	1000	100	120	100	0,03	0,36
10	1000	100	100	80	0,02	0,36
11	1000	100	100	120	-0,02	0,37
12	1000	50	100	100	0,25	0,41
13	1500	100	100	100	-1,69	0,21
14	1500	100	80	100	-1,69	0,21
15	1500	100	120	100	-1,69	0,21
16	1500	100	100	80	-1,59	0,22
17	1500	100	100	120	-1,69	0,21
18	1500	50	100	100	0,34	0,62

Tablo 5.5'teki veriler Şekil 5.16'da grafiksel hale getirilmiştir.



Şekil 5.16: STSM gözlemci için deney sonuçları.

Tablo 5.5 ve Şekil 5.16 incelendiğinde STSM gözlemcinin eylemsizlik momentindeki ve sürtünme katsayısındaki değişimlere karşı dayanıklı olduğu görülmektedir. Orta hızlarda daha iyi e_{ss} değerleri alınmasına rağmen cht değeri hız arttıkça iyileşmektedir. STSM gözlemcinin en iyi performansı orta hız değerlerinde verdiği gözlemlenmektedir.

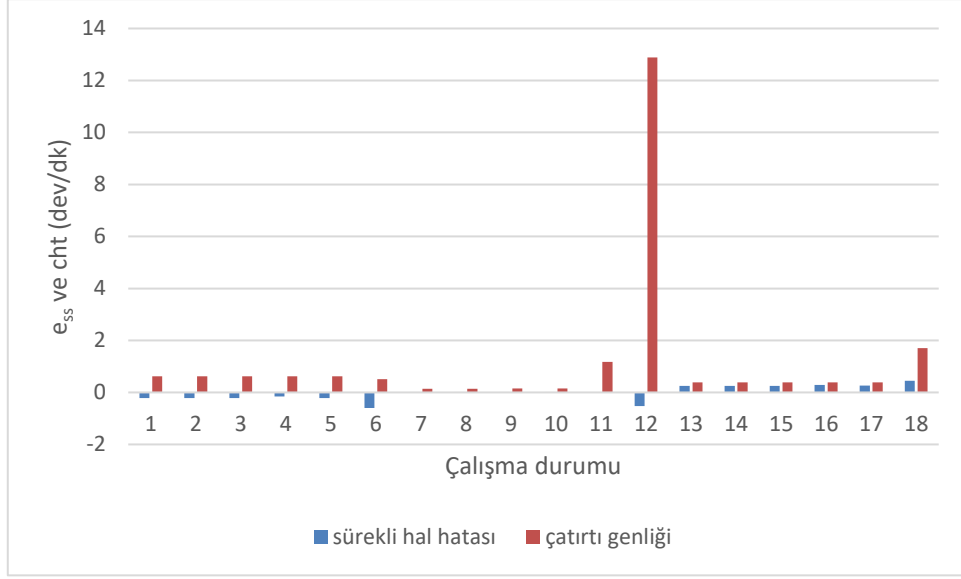
5.5 FOSM Gözlemci Simülasyonları

500, 1000 ve 1500 dev/dk referans hız değerleri, %50 ve %100 yükleme durumları, J ve F katsayılarının %80, %100 ve %120 oranlarında değiştirildiği toplamda 18 farklı çalışma durumu için deneyler yapılmıştır. Tablo 5.6'da FOSM gözlemci için deney sonuçları verilmektedir.

Tablo 5.6: FOSM gözlemci için deney sonuçları tablosu.

Çalışma durumu	Hız (dev/dk)	Yük (%)	J (%)	F (%)	e_{ss} (dev/dk)	cht (dev/dk)
1	500	100	100	100	-0,22	0,62
2	500	100	80	100	-0,22	0,62
3	500	100	120	100	-0,22	0,62
4	500	100	100	80	-0,16	0,62
5	500	100	100	120	-0,22	0,62
6	500	50	100	100	-0,60	0,51
7	1000	100	100	100	0,01	0,14
8	1000	100	80	100	0,01	0,14
9	1000	100	120	100	0,01	0,15
10	1000	100	100	80	0,01	0,15
11	1000	100	100	120	-0,01	1,18
12	1000	50	100	100	-0,53	12,88
13	1500	100	100	100	0,25	0,39
14	1500	100	80	100	0,25	0,39
15	1500	100	120	100	0,25	0,39
16	1500	100	100	80	0,29	0,39
17	1500	100	100	120	0,26	0,39
18	1500	50	100	100	0,45	1,7

Tablo 5.6'daki veriler Şekil 5.17'de grafiksel hale getirilmiştir.



Şekil 5.17: FOSM gözlemci için deney sonuçları.

Tablo 5.6 ve Şekil 5.17 incelendiğinde FOSM gözlemcinin eylemsizlik momentindeki değişimlere karşı dayanıklı olduğu görülmektedir. Fakat sürtünme katsayısındaki değişimlere karşı az da olsa etkilendiği görülmektedir. Orta hızlarda daha iyi e_{ss} ve cht değerleri alındığı gözlemlenmektedir. Bu bilgiler dikkate alındığında STSM gözlemcinin en iyi performansı orta hız değerlerinde verdiği söylenebilir.

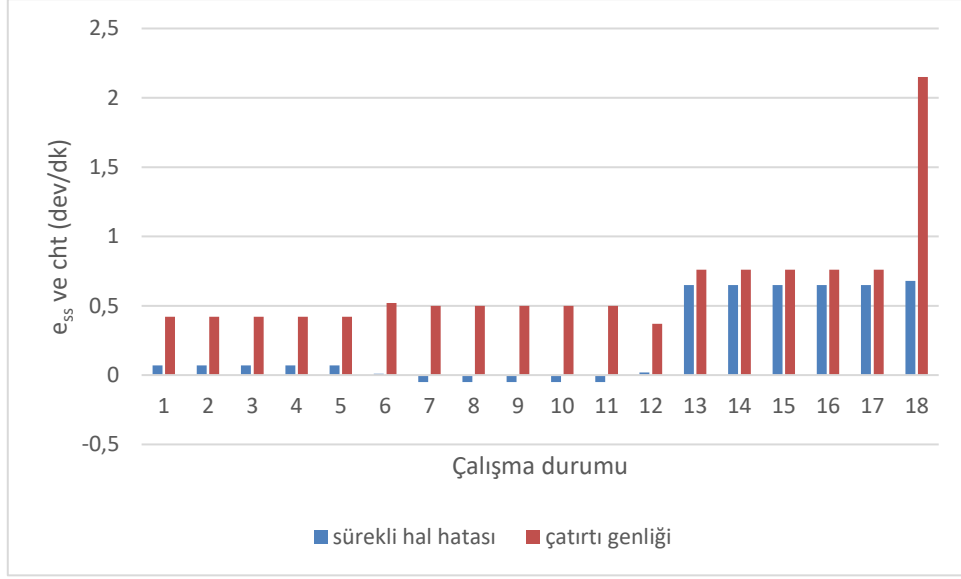
5.6 FOSTSM Gözlemci Simülasyonları

500, 1000 ve 1500 dev/dk referans hız değerleri, %50 ve %100 yükleme durumları, J ve F katsayılarının %80, %100 ve %120 oranlarında değiştirildiği toplamda 18 farklı çalışma durumu için deneyler yapılmıştır. Tablo 5.7’de FOSTSM gözlemci için deney sonuçları verilmektedir.

Tablo 5.7: FOSTSM gözlemci için deney sonuçları tablosu.

Çalışma durumu	Hız (dev/dk)	Yük (%)	J (%)	F (%)	e_{ss} (dev/dk)	cht (dev/dk)
1	500	100	100	100	0,07	0,42
2	500	100	80	100	0,07	0,42
3	500	100	120	100	0,07	0,42
4	500	100	100	80	0,07	0,42
5	500	100	100	120	0,07	0,42
6	500	50	100	100	0,01	0,52
7	1000	100	100	100	-0,05	0,50
8	1000	100	80	100	-0,05	0,50
9	1000	100	120	100	-0,05	0,50
10	1000	100	100	80	-0,05	0,50
11	1000	100	100	120	-0,05	0,50
12	1000	50	100	100	0,02	0,37
13	1500	100	100	100	0,65	0,76
14	1500	100	80	100	0,65	0,76
15	1500	100	120	100	0,65	0,76
16	1500	100	100	80	0,65	0,76
17	1500	100	100	120	0,65	0,76
18	1500	50	100	100	0,68	2,15

Tablo 5.7’deki veriler Şekil 5.18’de grafiksel hale getirilmiştir.

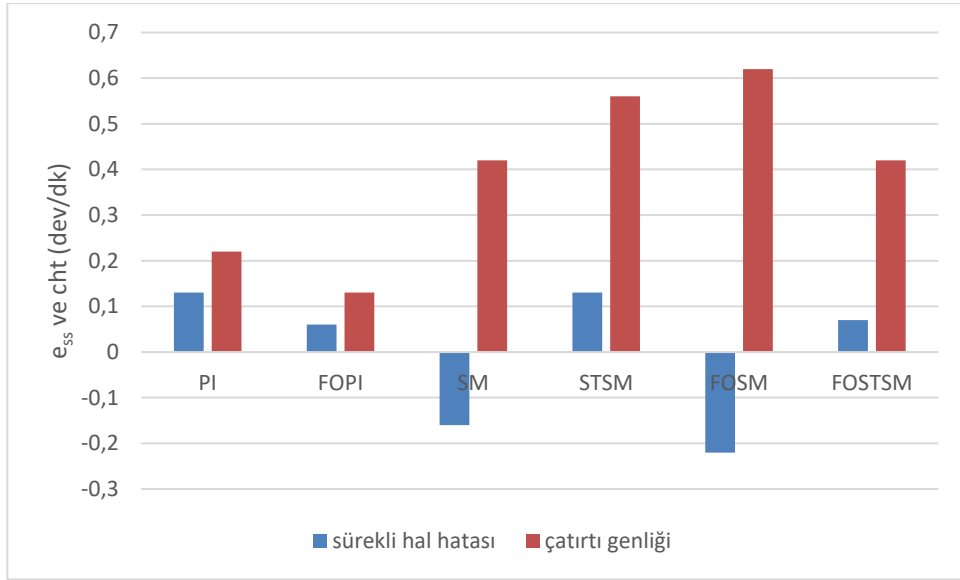


Şekil 5.18: FOSTSM gözlemci için deney sonuçları.

Tablo 5.7 incelendiğinde FOSTSM gözlemcinin eylemsizlik momenti ve sürtünme katsayısındaki değişimlere karşı dayanıklı olduğu görülmektedir. Orta ve düşük hızlarda daha iyi e_{ss} ve cht değerleri alındığı gözlemlenmektedir. Bu tespitler dikkate alındığında FOSTSM gözlemcinin en iyi performansı orta ve düşük hız değerlerinde verdiği söylenebilir.

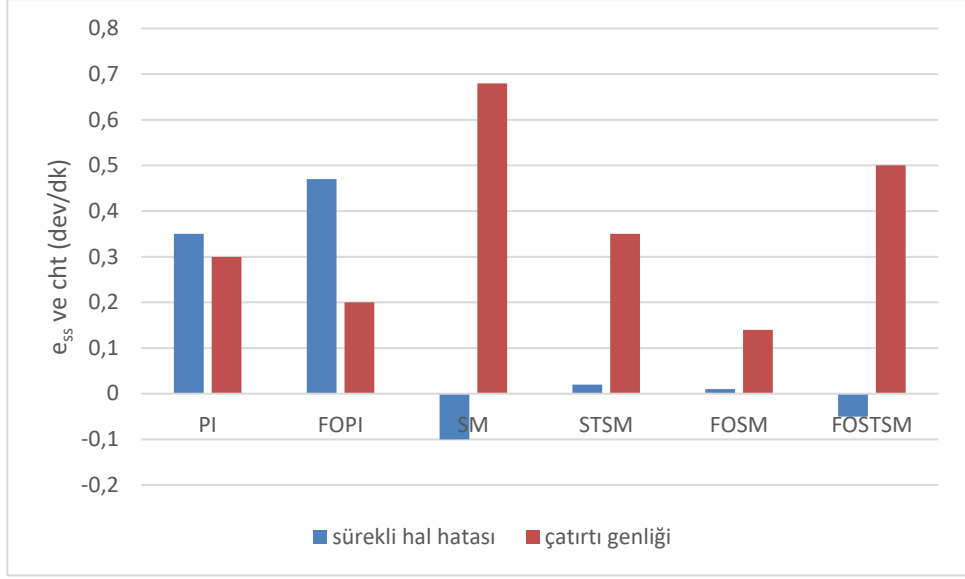
5.7 Gözlemcilerin Karşılaştırılması

Şekil 5.19’da parametre belirsizliklerinin olmadığı, 500 dev/dk referans hızda ve %100 yükleme durumu için gözlemcilerin karşılaştırılması verilmektedir



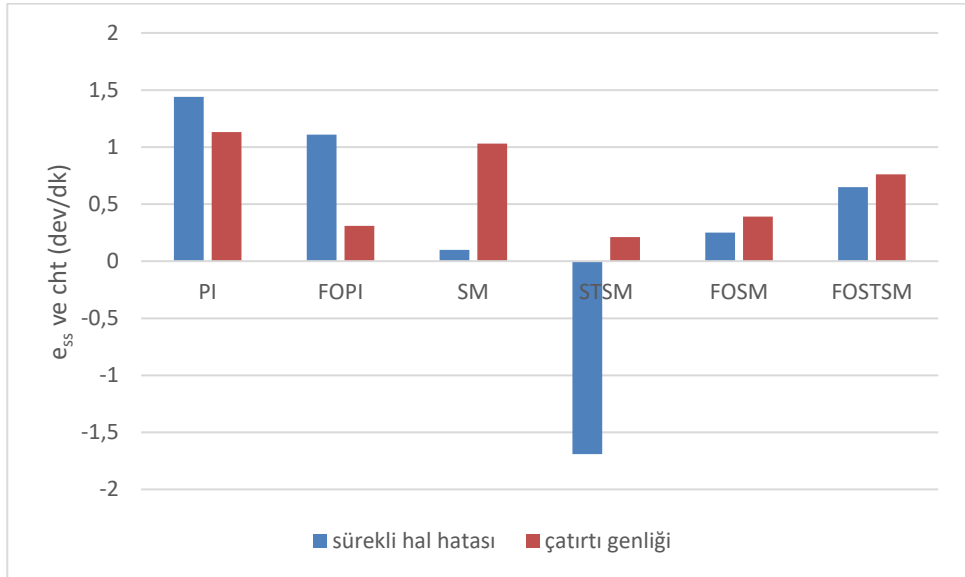
Şekil 5.19: 500 dev/dk referans hız için gözlemcilerin karşılaştırılması.

Şekil 5.19 incelendiğinde en iyi sonuçlar FOPI^λ gözlemci ile alınırken en kötü sonuçların ise FOSM gözlemci ile alındığı görülmektedir. Şekil 5.20’de parametre belirsizliklerinin olmadığı, 1000 dev/dk referans hızda ve %100 yükleme durumu için gözlemcilerin karşılaştırılması verilmektedir



Şekil 5.20: 1000 dev/dk referans hız için gözlemcilerin karşılaştırılması.

Şekil 5.20 incelendiğinde en iyi sonuçlar FOSM gözlemci ile alınırken en kötü e_{ss} değerinin FOPI^λ gözlemci ile en kötü cht değerinin ise SM gözlemci ile alındığı görülmektedir. Şekil 5.21’de parametre belirsizliklerinin olmadığı, 1500 dev/dk referans hızda ve %100 yükleme durumu için gözlemcilerin karşılaştırılması verilmektedir.



Şekil 5.21: 1500 dev/dk referans hız için gözlemcilerin karşılaştırılması.

Şekil 5.21 incelendiğinde en iyi e_{ss} değerinin SM gözlemci ile, en iyi cht değerinin STSM gözlemci ile alındığı görülmektedir. Burada en kötü e_{ss} değeri STSM gözlemci ile alınırken en kötü cht değeri ise PI gözlemci ile alınmaktadır.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında asenkron motorların sensörsüz hız kontrolü için kullanılacak yeni bir gözlemci yöntemi önerilmektedir. Tasarlanan gözlemci model referanslı adaptif kontrolör yapısındadır. Gözlemci, ikinci dereceden bir kayan kip yöntemi olan üstün burulma algoritması temel alınarak tasarlanmıştır. Kayan kipli kontrolörler bilindiği gibi dayanıklı bir yapıya sahip olmasına rağmen çatırtı etkisinden kurtulamamaktadır. Kayan kipli gözlemciyle yapılan hız kestiriminde oluşan çatırtı etkisinin zayıflatılması hedeflenerek üstün burulma algoritması kullanılmıştır. Kullanılan kesirli integral kontrolörün hafıza tabanlı yapısı, önerilen gözlemcinin kararlılığının artırılmasının sağlamıştır. Önerilen gözlemcinin kararlılığının gösterilmesi için Lyapunov'un kararlılık analizi kullanılmıştır.

Önerilen gözlemcinin performansının test edilmesi için beş ayrı gözlemci ile kıyaslaması yapılmıştır. Tüm gözlemci yöntemleri aynı deney şartları altında çalıştırılmıştır. Bu gözlemciler sırasıyla PI gözlemci, kesirli PI^λ gözlemci, kayan kipli gözlemci, üstün burulmalı kayan kipli gözlemci ve kesirli kayan kipli gözlemcidir.

Tez çalışmasında kullanılan tüm gözlemcilerin katsayıları Yanıt Yüzey Yöntemi ile optimize edilmiştir. Gözlemciler için optimize edilen çıktılar, gerçek hız ile kestirilen hız arasında oluşan sürekli hal hatası e_{ss} (dev/dk) ve kestirilen hız verisinde meydana gelen çatırtı genliği cht (dev/dk) değerleridir. 500, 1000 ve 1500 dev/dk referans değerler olmak üzere üç farklı hız kademesinde, %100 ve %50 oranlarında iki farklı yük değeri için, eylemsizlik momenti J ve sürtünme katsayısı F 'nin üç farklı değeri (%100, %120 ve %80) için deneyler yapılmıştır.

Deney sonuçlarına göre, PI gözlemcinin parametre değişimlerinden etkilendiği görülmektedir. Ayrıca düşük hızlar için daha iyi e_{ss} ve cht değerleri vermektedir. $FOPI^\lambda$ gözlemcinin eylemsizlik momentindeki değişimlere karşı dayanıklı olduğu görülmektedir. Buna karşılık sürtünme katsayısı değişimlerinden etkilenmektedir. Ayrıca düşük hızlar için daha iyi e_{ss} ve cht değerleri vermektedir. SM gözlemci eylemsizlik momentindeki değişimlere karşı dayanıklıdır, fakat sürtünme katsayısı değişimlerinden etkilenmektedir. SM gözlemci ile her hız kademesi için yaklaşık olarak aynı e_{ss} değerleri alınmasına rağmen cht değerinin yüksek hızlarda arttığı gözlemlenmektedir. STSM gözlemcinin eylemsizlik momentindeki ve sürtünme

katsayısındaki değişimlere karşı dayanıklı olduğu görölmektedir. Orta hızlarda daha iyi e_{ss} değerleri alınmasına rağmen cht değeri hız arttıkça iyileşmektedir. STSM gözlemci incelendiğinde ise en iyi performansı orta hız değerlerinde verdiği gözlemlenmektedir. FOSM gözlemcinin eylemsizlik momentindeki değişimlere karşı dayanıklı olmasına rağmen sürtünme katsayısındaki değişimlere karşı az da olsa etkilendiği görölmektedir. Bu gözlemci ile orta hızlarda daha iyi e_{ss} ve cht değerleri alındığı gözlemlenmektedir. Bu bilgiler dikkate alındığında STSM gözlemcinin en iyi performansı orta hız değerlerinde verdiği söylenebilir. FOSTSM gözlemcinin eylemsizlik momenti ve sürtünme katsayısındaki değişimlere karşı dayanıklı olduğu görölmektedir. Orta ve düşük hızlarda daha iyi e_{ss} ve cht değerleri alındığı gözlemlenmektedir. Bu tespitler dikkate alındığında FOSTSM gözlemcinin en iyi performansı orta ve düşük hız değerlerinde verdiği söylenebilir.

Genel olarak bakıldığında kayan kip tabanlı gözlemcilerde e_{ss} değerlerinin daha iyi olduğu gözlemlenmektedir. Kesirli integral kontrolör tabanlı gözlemcilerde ise cht değerleri daha iyidir. e_{ss} ve cht değerlerine aynı anda bakıldığında ve parametre belirsizliklerine karşı yapılan deneyler de dikkate alındığında en iyi sonuçların her iki kontrolör yapısına da sahip olan FOSTSM gözlemci ile alındığı görölmektedir.

Önerilen FOSTSM gözlemci, değişken hızlarda başarılı sonuçlar vermektedir ve dayanıklı yapısı sayesinde sistem parametrelerindeki belirsizliklere karşı da kararlı çalışmaktadır. Gözlemcinin kesirli integral hesaplama kısmında karşılaşılan yoğun işlem yükünün sorunsuz bir şekilde yapılabilmesi için iyi bir işlemciye ihtiyaç duyulması bir dezavantaj olarak görülebilir. Her geçen gün, işlemci kapasitelerinin artması ve maliyetlerinin düşmesi ile birlikte ilerleyen zamanlarda bu dezavantaj önemini yitirecektir. Önerilen yöntem ayrıca, çift beslemeli asenkron generatör ve senkron generatör gibi çeşitli elektrik makinaları uygulamalarındaki arıza tespit probleminin çözümü için de etkili bir şekilde kullanılabilir.

7. KAYNAKLAR

- [1] Gedikpınar, M. ve Güldemir, H., “Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Algılayıcısız Hız Kontrolü”, *Politek. Derg.*, 5, 4, (2002).
- [2] Ertürk, İ., “Asenkron Motorun Sayısal İşaret İşleyici Tabanlı Vektör Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya, (2006).
- [3] Akyazı, Ö., Okumuş, H. İ. ve Özkop, E., “Asenkron Motor için Uyarlamalı Akı Gözlemleyici Tabanlı Hız Algılayıcısız Doğrudan Moment Kontrolü”, *TOK'07*, 580, (2007).
- [4] Bal, C., “Asenkron Motorun Kayma Kipli ve Sinirsel Bulanık Gözlemleyicilerle Algılayıcısız Hız Denetimi”, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, (2007).
- [5] Altun, Y., “Hiyerarşik Kayan Kip Kontrolün Ters Sarkaç Sistemlerine Uygulanması”, Yüksek Lisans Tezi, Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Balıkesir, (2008).
- [6] Yıldız, C., “Genetik Algoritma Destekli Bulanık Mantık Denetim Kullanarak Vektör Esaslı Asenkron Motor Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kahramanmaraş, (2008).
- [7] Büyükbaş, R. T., “Aktif Manyetik Yataklama Sisteminin Doğrusal Olmayan Bozucu Gözleyicisi Kullanarak Kayma Yüzeyleli Kontrollör İle Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, (2008).
- [8] Altın, N., “Bulanık Adaptif PI Denetimli Şebeke Etkileşimli Eviricinin Benzetimi”, *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilim. Derg.*, 15, 3, 325–335, (2009).
- [9] Mutlu, B. R., Yaman, U., Dölen, M. ve Koku, A. B., “Kayan Kipli DC Motor Konum Denetiminin FPGA ile Gerçekleştirilmesi”, *TOK'09*, (2009).
- [10] Biswas, A., Das, S., Abraham, A. and Dasgupta, S., “Design of Fractional-Order $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Controllers with an Improved Differential Evolution”, *Eng. Appl.*

- Artif. Intell.*, 22, 2, 343-350, (2009).
- [11] Petras, I., “Fractional-Order Feedback Control of a DC Motor”, *J. Electr. Eng.*, 60, 3, 117-128, (2009).
- [12] Demirtas, M., “DSP-Based Sliding Mode Speed Control of Induction Motor Using Neuro-Genetic Structure”, *Expert Syst. Appl.*, 36, 3, 5533-5540, (2009).
- [13] Dumanay, A. B., “PID, Bulanık Mantık ve Kayan Kip Kontrol Yöntemleri ile İnternet Üzerinden DC Motor Hız Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Balıkesir, (2009).
- [14] Arulmozhiyal, R., Baskaran, K., Devarajan, N. and Kanagaraj, J., “Real Time MATLAB Interface for Speed Control of Induction Motor Drive Using dsPIC 30F4011”, *Int. J. Comput. Appl.*, 1, 5, 85-90, (2010).
- [15] Duarte-Mermoud, M. A., Mira, F. J., Pelissier, I. S. and Travieso-Torres, J. C., “Evaluation of a Fractional Order PI Controller Applied to Induction Motor Speed Control”, *Control and Automation (ICCA), 2010 8th IEEE International Conference on*, 573-577, (2010).
- [16] Mehra, V., Srivastava, S. and Varshney, P., “Fractional-Order PID Controller Design for Speed Control of DC Motor”, *Emerging Trends in Engineering and Technology (ICETET), 2010 3rd International Conference on*, 422-425, (2010).
- [17] Yaylacı, E. K., “Asenkron Motorlarda Kayan Kip Yöntemi ile Hız Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya, (2011).
- [18] Singhal, R., Padhee, S. and Kaur, G., “Design of Fractional Order PID Controller for Speed Control of DC Motor”, *Int. J. Sci. Res. Publ.*, 2, 6, 1-8, (2012).
- [19] Villagra, J., Vinagre, B. and Tejado, I., “Data-Driven Fractional PID Control: Application to DC Motors in Flexible Joints”, *IFAC conference on advances in PID control*, 12, 28-30, (2012).
- [20] Ruszewski, A. and Sobolewski, A., “Comparative Studies of Control Systems with Fractional Controllers”, *Przeгляд Elektrotechniczny*, 88, 4b, 204-208, (2012).
- [21] Waskar, S. A., Bombale, U. L. and Sonawane, T. B., “dsPIC Based SPWM

- Controlled Three Phase Inverter Fed Induction Motor Drive”, *Int. J. Comput. Appl.*, 47, 16, (2012).
- [22] Chang, Y. H., Wu, C. I., Lin, H. W., Chen, H. C. and Chang, C. W., “Fractional Order Integral Sliding-Mode Flux Observer for Direct Field-Oriented Induction Machines”, *Int. J. Innov. Comput. Inf. Control*, 8, 7, 4851-4868, (2012).
- [23] Qiao, Z., Shi, T., Wang, Y., Yan, Y., Xia, C. and He, X., “New Sliding-Mode Observer for Position Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 60, 2, 710-719, (2013).
- [24] Zhang, X., “Sensorless Induction Motor Drive Using Indirect Vector Controller and Sliding-Mode Observer for Electric Vehicles”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 62, 7, 3010-3018, (2013).
- [25] Zhao, L., Huang, J., Liu, H., Li, B. and Kong, W., “Second-Order Sliding-Mode Observer with Online Parameter Identification for Sensorless Induction Motor Drives”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61, 10, 5280-5289, (2014).
- [26] Di Gennaro, S., Dominguez, J. R. and Meza, M. A., “Sensorless High Order Sliding Mode Control of Induction Motors with Core Loss”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61, 6, 2678-2689, (2014).
- [27] Vieira, R. P., Gastaldini, C. C., Azzolin, R. Z. and Grundling, H. A., “Sensorless Sliding-Mode Rotor Speed Observer of Induction Machines Based on Magnetizing Current Estimation”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61, 9, 4573-4582, (2014).
- [28] Barambones, O. and Alkorta, P., “Position Control of the Induction Motor Using an Adaptive Sliding-Mode Controller and Observers”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61, 12, 6556-6565, (2014).
- [29] Ammar, A., Bourek, A. and Benakcha, A., “Modified Load Angle Direct Torque Control for Sensorless Induction Motor Using Sliding Mode Flux Observer”, *2015 4th International Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, Boumerdes, Algeria, (2015).
- [30] Fan, Y., Zhang, L., Cheng, M. and Chau, K. T., “Sensorless SVPWM-FADTC of a New Flux-Modulated Permanent-Magnet Wheel Motor Based on a Wide-Speed Sliding Mode Observer”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 62, 5, 3143-3151,

- (2015).
- [31] Hosseyni, A., Trabelsi, R., Mimouni, M. F., Iqbal, A. and Alammari, R., “Sensorless Sliding Mode Observer for a Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Drive”, *ISA Trans.*, 58, 462-473, (2015).
 - [32] Stojic, D., Milinkovic, M., Veinovic, S. and Klasnic, I., “Improved Stator Flux Estimator for Speed Sensorless Induction Motor Drives”, *IEEE Trans. Power Electron.*, 30, 4, 2363-2371, (2015).
 - [33] Benlaloui, I., Drid, S., Chrifi-Alaoui, L. and Ouriagli, M., “Implementation of a New MRAS Speed Sensorless Vector Control of Induction Machine”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, 30, 2, 588-595, (2015).
 - [34] Comanescu, M., “Design and Implementation of a Highly Robust Sensorless Sliding Mode Observer for the Flux Magnitude of the Induction Motor”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, 31, 2, 649-657, (2016).
 - [35] Zhang, X. and Li, Z., “Sliding-Mode Observer-Based Mechanical Parameter Estimation for Permanent Magnet Synchronous Motor”, *IEEE Trans. Power Electron.*, 31, 8, 5732-5745, (2016).
 - [36] Smith, A. N., Gadoue, S. M., and Finch, J. W., “Improved Rotor Flux Estimation at Low Speeds for Torque MRAS-Based Sensorless Induction Motor Drives”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, 31, 1, 270-282, (2016).
 - [37] Liang, D., Li, J. and Qu, R., “Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machine Based on Second-Order Sliding-Mode Observer with Online Resistance Estimation”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 53, 4, 3672-3682, (2017).
 - [38] Wang, F., Davari, S. A., Chen, Z., Zhang, Z., Khaburi, D. A., Rodríguez, J. and Kennel, R., “Finite Control Set Model Predictive Torque Control of Induction Machine with a Robust Adaptive Observer”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 64, 4, 2631-2641, (2017).
 - [39] Saadaoui, O., Khlaief, A., Abassi, M., Chaari, A. and Boussak, M., “A Sliding-Mode Observer for High-Performance Sensorless Control of PMSM with Initial Rotor Position Detection”, *Int. J. Control*, 90, 2, 377-392, (2017).
 - [40] Ben Azza, H., Moujahed, M., Jemli, M. and Boussak, M., “Implementation of

- Improved Sliding Mode Observer and Fault Tolerant Control for a PMSM Drive”, *J. Circuits, Syst. Comput.*, 26, 2, (2017).
- [41] Wang, B., Dong, Z., Yu, Y., Wang, G. and Xu, D., “Static-Errorless Deadbeat Predictive Current Control Using Second-Order Sliding-Mode Disturbance Observer for Induction Machine Drives”, *IEEE Trans. Power Electron.*, 33, 3, 2395-2403, (2018).
- [42] Wang, H., Ge, X. and Liu, Y. C., “Second-Order Sliding-Mode MRAS Observer Based Sensorless Vector Control of Linear Induction Motor Drives for Medium-Low Speed Maglev Applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 65, 12, 9938-9952, (2018).
- [43] Wang, B., Luo, C., Yu, Y., Wang, G. and Xu, D., “Antidisturbance Speed Control for Induction Machine Drives Using High-Order Fast Terminal Sliding-Mode Load Torque Observer”, *IEEE Trans. Power Electron.*, 33, 9, 7927-7937, (2018).
- [44] Holakooie, M. H., Ojaghi, M. and Taheri, A., “Modified DTC of Six-Phase Induction Motor with a Second-Order Sliding-Mode MRAS-Based Speed Estimator”, *IEEE Trans. Power Electron.*, 34, 1, 600-61, (2018).
- [45] İlten, E., “Asenkron Motorun dsPIC Tabanlı Kesirli PI^{λ} Hız Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, (2013).
- [46] Sarioğlu, M. K., Gökaşan, M. and Boğosyan, S., *Asenkron Makinalar ve Kontrolü*, Birsen Yayınevi, (2003).
- [47] Vas, P., *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford Univ. Press, (1998).
- [48] Orłowska-Kowalska, T. and Dybkowski, M., “Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction-Motor Drive”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 57, 4, 1296-1308, (2010).
- [49] Orłowska-Kowalska, T., “Application of Extended Luenberger Observer for Flux and Rotor Time-Constant Estimation in Induction Motor Drives”, *IEE Proceedings D (Control Theory and Applications)*, 136, 6, 324-330, (1989).
- [50] Shi, K. L., Chan, T. F., Wong, Y. K. and Ho, S. L., “Speed Estimation of an Induction Motor Drive Using an Optimized Extended Kalman Filter”, *IEEE*

- Trans. Ind. Electron.*, 49, 1, 124-133, (2002).
- [51] Vas, P., Stronach, A. F. and Neuroth, M., “DSP-Based Speed-Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drives Using AI-Based Speed Estimator and Two Current Sensors”, *Power Electronics and Variable Speed Drives. Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 456)*, 442-446, (1998).
- [52] Karanayil, B., Rahman, M. F. and Grantham, C., “Stator and Rotor Resistance Observers for Induction Motor Drive Using Fuzzy Logic and Artificial Neural Networks”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, 20, 4, 771-780, (2005).
- [53] Karadeniz, D., “Kesirli Yayılım-Dalga Denklemlerinin Silindirik Koordinatlarda İncelenmesi”, Yüksek Lisans Tezi, Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, (2008).
- [54] İskender, B. B., “Duhem Histerisis Girişli Doğrusal Sistemlerin Oransal İntegral Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, (2007).
- [55] İskender, B. B., “Histerisis Yapısına Sahip Olan Sistemler için Kontrol Tasarımları”, Doktora Tezi, Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, (2011).
- [56] Magin, R. L., *Fractional Calculus in Bioengineering*, Begell House Redding, (2006).
- [57] Podlubny, I., *Fractional Differential Equations: An Introduction to Fractional Derivatives, Fractional Differential Equations, to Methods of Their Solution and Some of Their Applications*, Elsevier, (1998).
- [58] Oldham, K. and Spanier, J., *The Fractional Calculus Theory and Applications of Differentiation and Integration to Arbitrary Order*, Elsevier, (1974).
- [59] Samko, S. G., Kilbas, A. A. and Marichev, O. I., *Fractional Integrals and Derivatives: Theory and Applications*, CRC Press, (1993).
- [60] Miller, K. S. and Ross, B., *An Introduction to the Fractional Calculus and Fractional Differential Equations*, Wiley-Interscience, (1993).
- [61] Rudolf, H., *Applications of Fractional Calculus in Physics*, World Scientific, (2000).
- [62] Petras, I., *Fractional-Order Nonlinear Systems: Modeling, Analysis and*

- Simulation*, Springer Science & Business Media, (2011).
- [63] Ilten, E. and Demirtas, M., “Off-Line Tuning of Fractional Order PI^λ Controller by Using Response Surface Method for Induction Motor Speed Control”, *J. Control Eng. Appl. Informatics*, 18, 2, 20-27, (2016).
- [64] Ilten, E. and Demirtas, M., “Fractional Order PI^λ Controller Application for Limited Memory System”, *El-Cezeri Fen ve Mühendislik Derg.*, 5, 1, 237-242, (2018).
- [65] Edwards, C. and Spurgeon, S., *Sliding Mode Control: Theory and Applications*, CRC Press, (1998).
- [66] Young, K. K. D., “Controller Design for a Manipulator Using Theory of Variable Structure Systems”, *IEEE Trans. Syst. Man. Cybern.*, 8, 2, 101-109, (1978).
- [67] Utkin, V. I., *Sliding Modes in Control and Optimization*, Springer Science & Business Media, (2013).
- [68] Clarke, F. H., Ledyaev, Y. S., Stern, R. J. and Wolenski, P. R., *Nonsmooth Analysis and Control Theory*, Springer Science & Business Media, (2008).
- [69] Perruquetti, W. and Barbot, J. P., *Sliding Mode Control in Engineering*, CRC Press, (2002).
- [70] Sangwongwanich, S., “Generalized Controllers for Induction Motor Drive Systems”, *Power Conversion Conference*, Yokohama, 450-455, (1993).
- [71] Hung, J. Y., Gao, W. and Hung, J. C., “Variable Structure Control: A Survey”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 40, 1, 2-22, (1993).
- [72] Sahin, C., Sabanovic, A. and Gokasan, M., “Robust Position Control Based on Chattering Free Sliding Modes for Induction Motors”, *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, Proceedings of the 1995 IEEE IECON 21st International Conference on*, 1, 512-517, (1995).
- [73] Slotine, J. J. E. and Li, W., *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall Englewood Cliffs, (1991).
- [74] Astrom, K. J. and Wittenmark, B., *Adaptive Control*, Courier Corporation, (2013).
- [75] Filippov, A. F., *Differential Equations with Discontinuous Righthand Sides*:

Control Systems, Springer Science & Business Media, (2013).

- [76] Rivera, J., Garcia, L., Mora, C. and Ortega, S., “Super-Twisting Sliding Mode in Motion Control Systems”, *Sliding mode control*, InTech, (2011).
- [77] Moreno, J. A. and Osorio, M., “A Lyapunov Approach to Second-Order Sliding Mode Controllers and Observers”, *Decision and Control, CDC 2008. 47th IEEE Conference on*, 2856-2861, (2008).
- [78] Demirtas, M. and Karaoglan, A. D., “Optimization of PI Parameters for DSP-Based Permanent Magnet Brushless Motor Drive Using Response Surface Methodology”, *Energy Convers. Manag.*, 56, 104-111, (2012).
- [79] Yalcinkaya, O. and Bayhan, G. M., “Modelling and Optimization of Average Travel Time for a Metro Line by Simulation and Response Surface Methodology”, *Eur. J. Oper. Res.*, 196, 1, 225-233, (2009).
- [80] Rashid, U., Anwar, F., Ashraf, M., Saleem, M. and Yusup, S., “Application of Response Surface Methodology for Optimizing Transesterification of Moringa Oleifera Oil: Biodiesel Production”, *Energy Convers. Manag.*, 52, 8-9, 3034-3042, (2011).
- [81] Njoya, S., Dessaint, L. A., “AC3 - Sensorless Field-Oriented Control Induction Motor Drive”, MATLAB, Montreal.