

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



**GERİLİM SENSÖR ARIZASI DURUMUNDA KENDİNDEN
UYARTIMLI ASENKRON GENERATÖR İÇİN HATA TOLERANSLI
GÜRBÜZ KONTROLÖR TASARIMI**

HARİS ÇALGAN

DOKTORA TEZİ

Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Metin DEMİRTAŞ (Tez Danışmanı)
Doç. Dr. Yusuf ALTUN
Dr. Öğr. Üyesi Mustafa NALBANTOĞLU
Dr. Öğr. Üyesi Serhat KÜÇÜKDERMENCİ
Dr. Öğr. Üyesi Bayram ESEN

BALIKESİR, ARALIK - 2020

ETİK BEYAN

Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak tarafımda hazırlanan “Gerilim Sensör Arızası Durumunda Kendinden Uyarımlı Asenkron Generatör için Hata Toleranslı Gürbüz Kontrolör Tasarımı” başlıklı tezde;

- Tüm bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Kullanılan veriler ve sonuçlarda herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Tüm bilgi ve sonuçları bilimsel araştırma ve etik ilkelere uygun şekilde sunduğumu,
- Yararlandığım eserlere atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,

beyan eder, aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Haris ÇALGAN

Haris ÇALGAN, TUBİTAK tarafından 2211-E Doğrudan Yurt İçi Doktora Burs Programı 2016/1 kapsamında desteklenmiştir. Bu tez çalışmasında Balıkesir Üniversitesi BAP.2018/03 numaralı proje kapsamında kurulan deney düzeneği kullanılmıştır.

ÖZET

**GERİLİM SENSÖR ARIZASI DURUMUNDA KENDİNDEN UYARTIMLI
ASENKRON GENERATÖR İÇİN HATA TOLERANSLI GÜRBÜZ KONTROLÖR
TASARIMI
DOKTORA TEZİ
HARİS ÇALGAN
BALIKESİR ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
(TEZ DANIŞMANI: PROF. DR. METİN DEMİRTAŞ)
BALIKESİR, ARALIK - 2020**

Kendinden Uyartımlı Asenkron Generatör (KUAG) içeren rüzgar türbin sisteminin en önemli dezavantajı çıkış geriliminin ve frekansının uyartım kondansatörüne, generatör hızına ve yük miktarına bağlı olmasıdır. Bu tez çalışmasında sabit kapasitör ve tristör kontrollü reaktör (FC-TCR) yapısı kullanılarak çıkış geriliminin hata toleranslı kontrolü (HTK) amaçlanmıştır. FC-TCR'nin tetikleme açılarının ayarlanmasıyla çıkış gerilimi, generatör hızının ayarlanmasıyla frekans kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Sistemde bulunan kontrol yapısı için kayan kip kontrolör (KKK) ve gürbüz doğrusal kuadratik regülatör-kesirli oransal-integral-türevsel ($LQR-FOPID^{\mu}$) kontrolör tasarlanmıştır. KKK'nın tasarımında dq dönüşümleri kullanılmıştır. Gürbüz $LQR-FOPID^{\mu}$ tasarımı için nominal performans (NP)/gürbüz kararlılık (RS) kayma duyarlılık probleminin çözümüne dayanan bir yaklaşım kullanılmıştır. Optimal çalışma koşulları ele alınarak küçük sinyal modeli oluşturulmuş ve bu model kullanılarak gürbüz $LQR-FOPID^{\mu}$ kontrolör tasarlanmıştır.

KUAG'ın çıkışlarının kestirebilmesi için radyal tabanlı fonksiyon yapay sinir ağları (RBFNN) modeli ve küçük sinyal modeli olmak üzere iki farklı model kullanılmıştır. RBFNN ile KKK beraber kullanılarak ilk HTK yapısı oluşturulmuştur. Küçük sinyal modeli ile gürbüz $LQR-FOPID^{\mu}$ kontrolör beraber kullanılarak ikinci HTK yapısı oluşturulmuştur. Tasarlanan HTK içeriklerinde gerilim hata indeksine bağlı çalışan bir seçici birim bulunmaktadır. Kestirim biriminden gelen hata sinyaliyle beraber seçici birim kontrolör geri beslemesini sensör çıkışının yerine kestirilen değere anahtarlamaktadır. Böylelikle sensör hatası esnasında çıkış geriliminin doğru bir şekilde kontrol edilmesi sağlanmıştır.

Tasarlanan her iki HTK yapısının başarısı simülasyon çalışmalarıyla kanıtlanmıştır. Bozucu yükler, referans değişimleri ve sensör gürültüleri içeren KUAG sisteminin çıkış gerilimi ve frekansı, gerilim sensörünün arızalanması durumunda başarılı bir şekilde kontrol edilmiştir. Gürbüz $LQR-FOPID^{\mu}$ kontrolör içeren HTK yapısının performansı deneysel olarak test edilmiştir. Elde edilen deneysel sonuçlara bakıldığında, tasarlanan HTK'nın referans değişimlerinde, sensör gürültülerinde ve gerilim sensörü arızalarında çıkış gerilimini güvenli bir şekilde istenen seviyede tuttuğu gözlemlenmiştir.

ANAHTAR KELİMELELER: Kendinden uyartımlı asenkron generatör, gerilim kontrolü, hata toleranslı kontrol, kayan kip kontrol, yapay sinir ağları, karma duyarlılık problemi.
Bilim Kod / Kodları: 90514, 90526 Sayfa Sayısı : 117

ABSTRACT

FAULT TOLERANT ROBUST CONTROLLER DESIGN FOR SELF-EXCITED INDUCTION GENERATOR SUBJECT TO VOLTAGE SENSOR FAULT

PH.D THESIS

HARİS ÇALGAN

BALIKESİR UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE

ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING

(SUPERVISOR: PROF. DR. METİN DEMİRTAŞ)

BALIKESİR, DECEMBER - 2020

The most important disadvantage of a wind turbine system with a Self-Excited Induction Generator (SEIG) is that the output voltage and frequency depend on excitation capacitor, generator speed and the amount of load. In this thesis, fault tolerant control of the output voltage (FTC) is aimed by using the fixed capacitor thyristor controlled reactor (FC-TCR) structure. By adjusting the trigger angles of FC-TCR, output voltage was controlled, and frequency control was achieved by adjusting generator speed.

Sliding mode controller (SMC) and robust linear quadratic regulator-fractional proportional-integral-derivative (LQR-FOPID ^{λ}) controller were designed for the control structure in the system. dq transformations were used in the designing of SMC. An approach based on solving nominal performance (NP)/robust stability (RS) mixed sensitivity problem was used for robust LQR-FOPID ^{λ} design. The small signal model was created by considering optimal operating conditions, and a robust LQR-FOPID ^{λ} controller was designed by using this model.

Two different models, namely the radial-based functional artificial neural network (RBFNN) model and the small signal model, were used to predict the outputs of SEIG. The first FTC structure was created by using RBFNN and SMC with together. The second FTC structure was created by using the small signal model and robust LQR-FOPID ^{λ} controller together. There is a selector unit operating depending on the voltage error index in the designed FTC. Along with the error signal from taking the estimation unit, the selector unit switches the controller feedback to the predicted value instead of the sensor output. In this way, it is ensured that the output voltage is controlled correctly during sensor fault.

The performances of both FTC structures were proven by simulation studies. The output voltage and frequency of the SEIG system, which includes disturbances, reference variations and sensor noise, successfully tracked the reference voltage in case the voltage sensor faults. The performance of the FTC structure containing the designed robust LQR-FOPID ^{λ} controller was tested experimentally. Considering the obtained experimental results, the designed FTC keeps the output voltage safely at the desired level in reference changes, sensor noise and voltage sensor faults.

KEYWORDS: Self-excited induction generator, voltage control, fault tolerant control, sliding model control, artificial neural networks, mixed sensitivity problem.

Science Code / Codes : 90514, 90526

Page Number : 117

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
İÇİNDEKİLER	iii
ŞEKİL LİSTESİ	v
TABLO LİSTESİ	vii
SEMBOL LİSTESİ	viii
KISALTMALAR LİSTESİ	xi
ÖNSÖZ	xii
1. GİRİŞ	1
2. RÜZGAR ENERJİSİ DÖNÜŞÜM SİSTEMLERİ	8
2.1 Rüzgar Türbini	8
2.2 Rüzgar Türbinlerinde Kullanılan Generatör Çeşitleri.....	9
2.2.1 Senkron Generatörler	9
2.2.2 Asenkron Generatörler	9
3. KENDİNDEN UYARTIMLI ASENKRON GENERATÖR	11
3.1 KUAG'ın Matematiksel Modeli ve Kendinden Uyartımı	12
3.1.1 Miknatıslanma Eğrisi ve Gerilim Oluşumu	14
3.1.2 KUAG'ın Doxey Basitleştirilmiş Tek Faz Eşdeğer Devresi.....	16
3.1.3 KUAG'ın Sürekli Durum Analizinin İteratif Çözümle Hız ve Kapasitans Değerinin Bulunması	19
3.1.4 KUAG'ın Dinamik Modeli ve Analizi.....	21
3.1.4.1 Eksen Dönüşümü.....	21
3.1.4.2 KUAG'ın dq Modeli	23
3.2 KUAG'ın Gerilim Regülasyonu	24
3.2.1 FC-TCR Yapısı	25
3.2.2 FC-TCR ile KUAG'ın Gerilim Regülasyonu	26
3.3 KUAG'ın Frekans Regülasyonu	27
4. FC-TCR'Lİ KUAG SİSTEMİ	28
4.1 FC-TCR'li KUAG'ın Blok Diyagramı	28
4.2 Deney Düzenegi.....	29
4.2.1 Kontrol Sisteminin Tasarlanması.....	31
4.2.2 Mikrodenetleyicinin Simulink ile Kodlanması	33
4.2.3 Gerilim Ölçümü	34
4.2.4 Frekans Ölçümü	34
4.2.5 Rüzgar Gücünün Üretimi	34
4.3 KUAG'ın Eşdeğer Devre Parametrelerinin Bulunması	35
4.3.1 Stator Direnci için DC Deneyi	35
4.3.2 Kilitli Rotor Deneyi	36
4.3.3 Boşta Çalışma Deneyi	37
4.4 FC-TCR'li KUAG Sisteminin Simulink Ortamında Oluşturulması.....	38
5. KUAG İÇİN KONTROLÖR TASARIMLARI VE UYGULAMALARI	41
5.1 YYY ile Optimum Hız ve Tetikleme Açılarının Bulunması	41

5.2 KUAG'ın Çıkış Gerilimi için KKK ve PI Kontrolör Tasarımı.....	51
5.2.1 KUAG'ın Çıkış Gerilimi için KKK Tasarımı	52
5.2.2 Akım Tarafı için PI Kontrolör Tasarımı	56
5.2.3 Tasarlanan KKK ve PI Kontrolörün KUAG'a Uygulanması	56
5.3 KUAG'ın Çıkış Gerilimi için Gürbüz LQR-FOPID ile Kontrolü	59
5.3.1 KUAG'ın Küçük Sinyal Modeli	59
5.3.2 Küçük Sinyal Modeli Kullanarak Optimal Çok-Çevrimli Kontrolör Tasarımları.....	61
5.3.2.1 Gürbüz PID Frekans Kontrolörü Tasarımı	63
5.3.2.2 LQR Gerilim Kontrolörü Tasarımı.....	63
5.3.2.3 LQI Gerilim Kontrolörü Tasarımı	65
5.3.2.4 LQFOI ^λ Gerilim Kontrolörü Tasarımı	66
5.3.2.5 LQR-FOPI ^λ D ^μ Gerilim Kontrolörü Tasarımı.....	68
5.3.2.6 Gürbüz LQR-FOPI ^λ D ^μ Gerilim Kontrolör Tasarımı.....	69
5.3.2.7 Tasarlanan Çok-Çevrimli Kontrolörün Uygulanması	75
6. KUAG'IN ÇIKIŞ GERİLİMİNİN HATA TOLERANSLI KONTROLÜ	82
6.1 Hata Toleranslı Kontrol	82
6.1.1 Asenkron Generatörde Meydana Gelebilecek Arızalar	85
6.1.2 Aktüatörde veya Sensörde Meydana Gelebilecek Arızalar	85
6.2 KUAG'ın Çıkış Gerilimi için Sensör Hatalarına Maruz Kalan Hata Toleranslı KKK Tasarımı.....	87
6.2.1 KUAG'ın YSA ile Modellenmesi.....	87
6.2.2 RBFNN Tabanlı Gerilim Sensörü HTK Tasarımı	90
6.2.3 Simülasyon Sonuçları	92
6.3 KUAG'ın Çıkış Gerilimi için Sensör Hatalarına Maruz Kalan Hata Toleranslı Gürbüz LQR-FOPI ^λ D ^μ Tasarımı.....	95
6.3.1 Küçük Sinyal Modeli Tabanlı Gerilim Sensörü HTK Tasarımı	95
6.3.2 Deneysel Sonuçlar.....	97
7. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	102
8. KAYNAKLAR	106
ÖZGEÇMİŞ	115

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1: Şebekeye bağlı rüzgar türbin sistemi genel yapısı.....	8
Şekil 2.2: Rüzgar türbinlerinde kullanılan generatör çeşitleri.	10
Şekil 3.1: KUAG'ın genel yapısı.....	12
Şekil 3.2: KUAG'ın tek faz eşdeğer devresi.	13
Şekil 3.3: KUAG'ın mıknatıslanma eğrisi.....	14
Şekil 3.4: KUAG'ın basitleştirilmiş tek faz eşdeğer devresi.	16
Şekil 3.5: Doxey basitleştirilmiş asenkron generatör modeli.....	17
Şekil 3.6: KUAG'ın basitleştirilmiş devresi.	20
Şekil 3.7: KUAG'ın dq tek faz eşdeğer devresi.....	23
Şekil 4.1: Önerilen FC-TCR'li KUAG sisteminin genel yapısı.	28
Şekil 4.2: Sistemin blok diyagramı.	29
Şekil 4.3: Kurulan sistemin görüntüsü.	30
Şekil 4.4: Kullanılan mikrodenetleyicinin pin şeması ve filtre yapısı.	31
Şekil 4.5: KUAG'ın gerilim ve frekans kontrolü.	32
Şekil 4.6: Stator direnci için DC deneyi.	35
Şekil 4.7: Kilitli rotor deneyi devre şeması.....	36
Şekil 4.8: Boşta çalışma deneyi devre şeması.....	37
Şekil 4.9: Önerilen sistemin simulink ortamında oluşturulması.	40
Şekil 5.1: Merkezi kompozit tasarımları.....	42
Şekil 5.2: Dengesiz yükü besleyen üç fazlı KUAG'ın gerilim üretme süreci.	44
Şekil 5.3: YYY optimizasyon sonuçları.	47
Şekil 5.4: Referans gerilimlere karşı ölçülen yük gerilimleri.	49
Şekil 5.5: Referans frekansa karşı ölçülen frekans.	50
Şekil 5.6: Tasarlanan çok çevrimli kontrolörün genel blok diyagramı.	52
Şekil 5.7: SIMO PI kontrolör blok diyagramı.....	56
Şekil 5.8: KUAG'ın çalıştırılma sürecinde yük akımının değişimi.	57
Şekil 5.9: Tasarlanan kontrol yapısının değişken yükler altında performansı.	58
Şekil 5.10: KUAG sisteminden elde edilen giriş-çıkış verileri.....	60
Şekil 5.11: Küçük sinyal modellerinin test edilmesi.....	61
Şekil 5.12: KUAG'ın çok-çevrimli geri beslemeli kontrol sistemi.....	62
Şekil 5.13: LQR kontrolör blok diyagramı.	65
Şekil 5.14: LQI kontrolör blok diyagramı.	65
Şekil 5.15: LQFOI ^λ kontrolör blok diyagramı.	67
Şekil 5.16: LQR-FOPI ^λ D ^μ kontrolör blok diyagramı.	69
Şekil 5.17: NP/RS karma duyarlılık problemi konfigürasyonu.	71
Şekil 5.18: NP ve RS kapalı çevrim frekans cevaplarını içeren bode diyagramları.	74
Şekil 5.19: NP/RS oranının bode diyagramı.	74
Şekil 5.20: Gürbüz PID frekans kontrolörün cevabı.	75
Şekil 5.21: Tasarlanan gerilim kontrolörlerinin zaman cevabı.	76
Şekil 5.22: Bozucu yük ve sensör gürültüsü altında çalışan kontrolörlerin zaman cevabı.	78
Şekil 5.23: Gürbüz PID frekans kontrolörünün zaman cevabı ve kontrol sinyali.	78
Şekil 5.24: LQR, LQI ve LQFOI ^λ yöntemlerinin karşılaştırılması.	79
Şekil 5.25: ITAE tabanlı LQR-FOPI ^λ D ^μ kontrolörün zaman cevabı ve kontrol sinyali.	81
Şekil 5.26: Gürbüz LQR-FOPI ^λ D ^μ kontrolörün zaman cevabı ve kontrol sinyali.	81
Şekil 6.1: Oluşabilecek hataların sınıflandırılması.	83

Şekil 6.2: HTK genel yapısı.....	84
Şekil 6.3: RBFNN genel yapısı.....	88
Şekil 6.4: Giriş eğitim veri seti.	89
Şekil 6.5: Çıkış eğitim veri seti.	89
Şekil 6.6: Gerçek çıkışlar ile RBFNN çıkışlarının karşılaştırılması.	90
Şekil 6.7: Tasarlanan gerilim sensörü için HTK yapısı.	91
Şekil 6.8: Sensör hatası durumunda kontrolörün davranışı.	92
Şekil 6.9: HTK'nın sensör hatası durumunda performansı.	94
Şekil 6.10: Küçük sinyal modeli tabanlı HTK genel yapısı.....	96
Şekil 6.11: HTK ile HTK'sız sistemin karşılaştırılması.	98
Şekil 6.12: Sürekli hesaplanan çıkış gerilimi hata indeksi.....	99
Şekil 6.13: Tasarlanan LQR-FOPI ^λ D ^μ 'nın hata durumunda performansı.	100
Şekil 6.14: Küçük sinyal modeli tabanlı hata toleranslı LQR-FOPI ^λ D ^μ kontrolörün gerçek zamanlı uygulaması.....	101

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Tablo 4.1: Eşdeğer devre parametrelerinin karşılaştırılması.	38
Tablo 5.1: Deney tasarımında kullanılan girişler ve sınır değerleri.	43
Tablo 5.2: Deney tasarımı ve ölçülen sonuçlar.	45
Tablo 5.3: Gerçek çıkışlar ile kestirilen çıkışların karşılaştırılması için yapılan test deneyleri.	46
Tablo 5.4: İstenen referans değerleri için YYY optimizasyon sonuçları.	48
Tablo 5.5: Gerilim kontrolörlerinin izleme dinamiklerinin karşılaştırılması.	77

SEMBOL LİSTESİ

A, B, C, D	: Durum denklemleri katsayıları
a_i, b_i, c_i	: İkinci derece polinom katsayıları
B	: Viskoz katsayısı
B_L	: FC-TCR eşdeğer devre süseptansı (S)
c_k	: Gizli katmanda bulunan k'nci nöron
C_{ext}	: Uyarım kondansatörü (C)
C_{eff}	: KUAG'ın tek faz eşdeğer devresindeki etkin kapasitif reaktansı
C_v	: Gerilim kontrolörü
C_f	: Frekans kontrolörü
C_{Cf}	: Frekans kontrolörü transfer fonksiyonu
e	: Referans ile gerçek değer arasındaki fark
F	: Frekans (Hz)
F_u	: Frekans p.u. cinsinden (Hz)
F_{est}	: Kestirilen frekans (Hz)
F_{ref}	: Referans çıkış frekansı (Hz)
f_u(t), f_y(t)	: Sisteme eklenen ilave hata sinyali
f_{exc}	: Uyarım frekansı (Hz)
f_b	: Baz frekans (Hz)
G_{Cv}	: Gerilim kontrolörü transfer fonksiyonu
G_v	: Çıkış gerilimi transfer fonksiyonu
G_f	: Çıkış frekansı transfer fonksiyonu
I₁	: Tek faz basitleştirilmiş eşdeğer devre çevre akımı
I_{rms}	: Çıkış akımı etkin değeri (A)
I_{dq}	: Çıkış akımı dq bileşenleri (A)
I_L	: Yükün çektiği akım (A)
I_{dqs}	: Stator akımları dq bileşenleri (A)
I_{dqr}	: Rotor akımları dq bileşenleri (A)
I_{dq}^R	: Omik yük tarafından çekilen akım dq bileşenleri (A)
I_{dq}^C	: Uyarım akımı dq bileşeni (A)
I_{dq}^{TCR}	: TCR üzerinden geçen akımın dq bileşenleri (A)
I_{dq_ref}	: dq akımları referans değerleri (A)
I_{TCR}	: TCR akımı etkin değeri (A)
J	: Atalet momenti
J(K)	: Ricatti denklemi
K	: Geri besleme katsayısı değeri
K_i	: İntegral katsayısı
K_p	: Oransal katsayı
K_d	: Türev katsayısı
K_v(s)	: Gürbüz gerilim kontrolörü transfer fonksiyonu
L_{TCR}	: TCR endüktansı (H)
L_s	: Stator kaçak endüktansı (H)
L_r	: Rotor kaçak endüktansı (H)
L_m	: Ortak endüktans (H)
Ms, Mu	: H _∞ tepe değerleri
N_f	: Ölçekleme katsayısı

n_p	: Çift kutup sayısı
N_r	: Generatör hızı (d/d)
O_k	: Gizli katmandaki k'nci nöron çıkışı
P_L	: Yükün çektiği aktif güç (W)
P_{out}	: Çıkış gücü (W)
P, Q	: Ricatti denklemleri pozitif katsayıları
P_{in}	: Giriş gücü (W)
P_{loss}	: Çekirdek güç kaybı (W)
Q_E	: Uyarım kondansatörü reaktif gücü (VAr)
Q_G	: Generatörün mıknatıslanma için çektiği reaktif güç (VAr)
Q_L	: Yükün çektiği reaktif güç (VAr)
$R(s)$: Kontrolör duyarlılık fonksiyonu
R_s, R_1	: Stator direnci (Ω)
R_r, R_2	: Rotor direnci (Ω)
R_m	: Çekirdek direnci (Ω)
R_{Lp}	: Faz başı omik yük (Ω)
R_L	: Omik yük (Ω)
R_p	: Generatör tarafı eşdeğer direnç (Ω)
$r(t)$: Referans sinyali
$S_d(s)$: Doğrudan duyarlılık fonksiyonu
s	: Kayma
T_1, T_2, T_3	: TCR gerilim cinsinden tetikleme açıları (V)
T_{elec}	: Elektromanyetik tork
T_{mec}	: Mekanik tork
$u(t)$: Giriş vektörü (m/s^2)
u_{dq}	: Kontrol sinyali d ve q parçaları
u_{eq}	: KKK eşdeğer parçası
u_n	: KKK doğrusal olmayan parça
V_{est}	: Kestirilen gerilim (V)
V_t	: Terminal gerilimi (V)
V_{rms}	: Çıkış gerilimi etkin değeri (V)
V_{dq}	: Çıkış gerilimi dq bileşenleri (V)
V_{ph}	: Faz gerilimi (V)
V_g	: Hava aralığı gerilimi (V)
v	: Rotor hızı p.u. değeri
V_o	: Çıkış gerilimi (V)
V_{o_indeks}	: Çıkış gerilimi hata indeksi
\bar{V}_o	: Kestirilen çıkış gerilimi (V)
V_{ref}	: Referans çıkış gerilimi (V)
V_a, V_b, V_c	: Faz gerilimleri etkin değerleri (V)
V_{dq_ref}	: Dq gerilimleri referans değerleri (V)
W_1, W_2	: Ağırlık matrisleri
W_j	: j'nci nöron ağırlık katsayısı
w_1	: Ağırlık katsayısı
ω_{exc}	: Uyarım açısal frekansı (rad/s)
ω_b	: Baz açısal frekansı (rad/s)
ω_t	: Terminal gerilimi açısal frekansı (rad/s)

ω_s	: Stator açısal frekansı (rad/s)
ω_r	: Mekanik rotor hızı (rad/s)
ω_{sl}	: Kayma açısal frekansı (rad/s)
ω_c	: Kapalı çevrim sistemi geçiş frekansı (rad/s)
$\omega_B^*, \omega_{BC}^*$: Kapalı çevrim bant genişlikleri (rad/s)
X_1	: Stator reaktansı (Ω)
X_2	: Rotor reaktansı (Ω)
X_m	: Mıknatıslanma reaktansı (Ω)
X_{Lp}	: Endüktif yük reaktansı (Ω)
X_p	: Generatör tarafı eşdeğer endüktif reaktans (Ω)
X_c	: Uyarım kapasitesinin reaktansı (Ω)
$x(t)$: Durum vektörü
\bar{y}_j	: j'nci nöron çıkışı
Z_L	: Stator tarafı eşdeğer empedans (Ω)
Z_1, Z_2, Z_3	: Tek faz basitleştirilmiş eşdeğer devre kol empedansları (Ω)
z_1, z_2	: Sözde hata değişkenler
φ	: İletim açısı ($^\circ$)
α	: Tetikleme açısı ($^\circ$)
σ	: Kayma yüzeyi
σ_i	: Tekil değer ayrışımı
λ_s	: Kayma yüzeyi eğimi
λ	: Kesirli integral derecesi
β	: Pozitif katsayı
μ	: Kesirli türev derecesi
γ	: Performans katsayısı
η	: Verim (%)
$\varepsilon_s, \varepsilon_U$: Sürekli durumda beklenen izleme hatası ve ilave hata

KISALTMALAR LİSTESİ

CCD	: Merkezi kompozit tasarımı
ÇBAG	: Çift beslemeli asenkron generatör
ESR	: Eşdeğer seri rezistans
FC-TCR	: Sabit kapasitör ve tristör kontrollü reaktör (Fixed capacitor thyristor controlled reactor)
HTK	: Hata toleranslı kontrolör
IM	: Asenkron motor
ITAE	: Zaman ağırlıklı mutlak hatanın integrali (Integral of time weighted absolute error)
KUAG	: Kendinden uyarımlı asenkron generatör
KKK	: Kayan kip kontrolör
LQR	: Doğrusal kuadratik regülatör (Linear quadratic regulator)
LQI	: Doğrusal kuadratik integral (Linear quadratic integral)
MSE	: Ortalama karesel hata (Mean squared error)
NP	: Nominal performans (Nominal performance)
PSO	: Parçacık sürü optimizasyonu
P.U	: Birim başına değer (Per unit)
PWM	: Darbe genişlik modülasyonu (Pulse width modulation)
RS	: Gürbüz kararlılık (Robust stability)
RBFNN	: Radyal tabanlı fonksiyon yapay sinir ağları (Radial basis function neural networks)
SIMO	: Tek giriş çoklu çıkış (Single input multi output)
SSR	: Katı hal rölesi (Solid state relay)
STATCOM	: Statik senkron kompanzatör
SVC	: Statik VAr kompanzatör
VAr	: Volt-Amper-Reaktif
YYY	: Yanıt yüzey yöntemi

ÖNSÖZ

Tez çalışmamın gelişimi boyunca emek, tecrübe, bilgi ve tavsiyelerini benden esirgemeyen, akademik hayatım boyunca bana en büyük desteği veren danışmanım Prof. Dr. Metin DEMİRTAŞ'a; tavsiyeleriyle tezin gelişmesine katkı sağlayan jüri üyelerine; manevi olarak yanımda olan başta eşim Elif ÇALGAN olmak üzere tüm aileme; deney sisteminin kurulumunda maddi katkı sağlayan KZ Mekatronik firmasına ve öğrenim hayatım boyunca 2211-E doğrudan yurtiçi doktora burs programı 2016/1 kapsamında vermiş olduğu destekten dolayı TÜBİTAK'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca lisansüstü eğitim hayatım boyunca bilgilerini esirgemeyen Balıkesir Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyeleri ve çalışma arkadaşlarıma; kesirli analiz alanında yaptığı katkılardan dolayı Doç. Dr. Derya AVCI'ya; hata toleranslı kontrol alanında çalışmalar yapmak üzere beni üç ay boyunca ağırlayan Derby Üniversitesi ve Dr. Jose Manuel Andrade'ye; gürbüz kontrolör tasarımları konusunda paylaştığı bilgilerden dolayı Prof. Dr. Moussa Sedraoui'ye teşekkür ederim.

Balıkesir, 2020

Haris ÇALGAN

1. GİRİŞ

Son yıllarda, fosil yakıtların (kömür, doğalgaz, yağ) sınırlı rezervlere sahip olduğu bilinci ve petrol fiyatlarının artması nedeniyle enerji üretimi için yenilenebilir enerji kaynaklarına yönelim olmuştur. Özellikle fosil yakıtların enerji üretiminde kullanılırken doğaya zararlı gazlar vermesi ve hava kirliliğine sebep olması bu yönelimi hızlandırmıştır. Fosil yakıtlar yerine hiç tükenmeyecek güneş, rüzgar, su, biokütle, jeotermal ve okyanus gibi yenilenebilir enerji kaynakları kullanılarak maliyeti düşük ve çevreye daha az zararlı enerji üretimi gerçekleştirilebilmektedir [1].

Sera gazı emisyonunun artışıyla beraber yenilenebilir enerji kaynaklarına olan ilgi artmıştır. Çevre dostu elektrik üretiminde özellikle rüzgar türbinlerinin dikkat çektiği söylenebilir. Rüzgar enerjisi, temiz ve bitmeyecek bir kaynak olmasıyla beraber enerji üretiminde kirli gazların atmosfere salınmasına olanak vermemesinden dolayı tercih edilmektedir. Elektrik şebekelerinin genişletilmesinin ekonomik olarak elverişli olmadığı kırsal bölgelerde de tüketicilerin enerji ihtiyacının karşılanması için şebekeden bağımsız rüzgar türbin sistemleri kurulumu da en büyük opsiyonlardan birisidir [2].

Asenkron generatörler elektrik üretimi için başta şebekeye ihtiyaç duymama özelliği olmak üzere birçok avantajı sayesinde şebekeden bağımsız rüzgar türbinlerinin yapısında çokça kullanılmaktadır. Ancak asenkron generatörün gerilim üretebilmesi için ihtiyacı olan reaktif gücü, stator terminallerine bağlanan dengeli AC kondansatör gruplarından temin etmesi gerekmektedir. Daha önce en az bir kere harici bir kaynağa bağlanarak çalıştırılmış olan asenkron makinenin çekirdeğinde kalan artık mıknatısiyet, stator sargılarında elektromotor kuvveti üretir ve kondansatör grubunun üzerinde akım dolaşımını sağlar [3]. Uyarım kondansatörü olarak adlandırılan bu birim, stator terminallerinde üretilen küçük elektromotor kuvvetini indükleyerek çıkış geriliminin yükseltilmesini sağlar. Uyarım kondansatörünün bu gerilimi yükseltebileceği maksimum değer kondansatörün büyüklüğüne ve makinenin nüve özelliklerine bağlıdır. Bu yöntem ile çalıştırılan ve kondansatör grubu vasıtasıyla gerilim indükleyen makinaya kendinden uyarımlı asenkron generatör (KUAG) denilmektedir ve 1930'lu yıllarda bu şekilde çalıştırılabileceği keşfedilmiştir [4].

Şebekeden bağımsız rüzgar türbinlerinde kullanılan KUAG'ın en büyük avantajları olarak düşük kurulum maliyetleri, değişken hızlarda çalışabilmesi, fırçasız yapısı ve gürbüz yapısı gösterilebilir. Fakat bu özelliklerine rağmen uyarım kondansatörlerinin miktarı, generatör hızı, yük empedans değeri ve mıknatıslanma reaktansı KUAG'ın indüklediği gerilime etki eder. Bu parametrelerdeki değişim, çıkış geriliminin değişimine neden olur. Bu da KUAG'ın en büyük dezavantajı olan kötü gerilim ve frekans regülasyonu özelliğini doğurmaktadır [5]. Gerilim ve frekans regülasyonu probleminin üstesinden gelmek için literatürde genellikle düğüm admitansları [6] veya çevre empedansları [7] yöntemiyle asenkron makinenin tek faz eşdeğer devresi üzerinden sürekli durum analizi yaparak generatör hızı ve bağlanması gereken kapasitans değeri hesaplanmaktadır [8]. Klasik yöntemlerin yanında istenen çıkış geriliminin elde edilmesi amacıyla uygun kapasitans değerinin bulunması için birçok çalışma yapılmıştır. Sawetsakulanond ve Kinnares, basit bir kapasitans bulma yöntemi önermişlerdir. Kapasitans tabanlı eşdeğer devre modeli kullanarak, KUAG'ın performansını yüksüz, omik yüklü ve endüktif-omik yüklü durumunda test etmişlerdir. Önerdikleri yöntem ile geniş bir çalışma aralığında başarılı sonuçlar elde etmişlerdir [9]. Saif ve Khan, tek fazlı KUAG ile sabit gerilim çıkışı elde edebilmek için analiz çalışmaları yapmışlardır. Kendinden uyarım için statik kondansatör grubu kullanmışlardır. Bu yöntem ile değişken yüklerde ve değişken shaft hızlarında sabit gerilim elde edilebileceğini kanıtlamışlardır [10]. Haque, doğrusal olmayan küçük kareler algoritmasını kullanarak üç fazlı KUAG'ın kapasitans ihtiyacı üzerine çalışmalar yapmıştır. Simülasyon ve deneysel çalışmalar yaparak optimum uyarım kondansatör değerini elde etmiştir [11]. Aly vd., üç fazlı üçgen bağlı KUAG'ın geçici ve sürekli durum performanslarını inceleyerek gerilim üretimi için minimum uyarım kondansatör değerini hesaplamışlardır. Routh-Hurwitz kararlılık kriteri ele alınarak yapılan bu hesaplamalarda çekirdek kayıplarını da hesaba katmışlardır. Deneysel çalışmalarla önerdikleri yöntemin kullanılabilirliğini kanıtlamışlardır [12]. Haque ve Maswood, üç fazlı KUAG'ın yüksüz çalıştırılması durumunda ihtiyacı olan uyarım kapasitans değerini basit bir yöntem ile hesaplamışlardır. İstenen çıkış gerilimini deneysel olarak elde etmişlerdir [13]. Phumiphak ve Chat-uthai, KUAG'ın çıkış gerilimini istenen seviyede tutabilmek ve gerilim regülasyonunun kalitesini arttırabilmek için değişken yük durumlarında optimal kapasitans değerini bulan bir yöntem geliştirmişlerdir. Önerilen yöntem ile elde edilen kapasitans kullanıldığında, değişken endüktif yükler altında çalıştırılan makinenin ± 0.06 p.u. sınırları arasında gerilim regülasyonu sağladığı deneysel olarak kanıtlanmıştır [14]. Khan vd., altı fazlı KUAG'ın detaylı dinamik modelini kullanarak elde ettikleri optimal uyarım

kondansatörüyle çalışmalar yapmışlardır. Simülasyon çalışmalarıyla önerdikleri sistemin etkinliğini kanıtlamışlardır [15]. Haque, KUAG'ın çıkış geriliminin regülasyonu için kullandığı anahtarlama bir kapasitör devresinin yanında uyartım kapasitörü seçimi üzerine optimizasyon çalışmaları yapmıştır. Böylelikle, anahtarlama kapasitör devresinin maliyetini düşürmeyi amaçlamıştır [16]. Ardanuy vd., seri kompanzasyonlu, şebekeden bağımsız KUAG sistemini incelemiştir. Kullanılan yapının performansı, simülasyon ve deneysel çalışmalarla test edilerek seri kompanzasyon biriminin etkinliği kanıtlanmıştır [17]. Joshi vd., genetik algoritmalar ile KUAG'ın tek faz eşdeğer devresi üzerinde sürekli durum analizi yaparak belirlenen yük için gerekli olan uyartım kapasitansını kestirmişlerdir. Elde edilen sonuçlara göre kurulan deneysel sistemin istenen sabit gerilim çıkışı verdiği keşfedilmiştir [18]. Iqteit vd., sabit hızlı bir rüzgar türbini için optimal çalışma koşullarını sağlayacak uygun uyartım kondansatörünün hesaplanmasını hedeflemiştir. KUAG içeren bu rüzgar türbin sisteminde admitans matrisinin optimizasyonu ile elde edilen çalışma koşullarında optimal yük, dengeli yük değerinin ± 6 civarında bulunmuştur [19]. Paliwal vd. ise KUAG sisteminde istenen gerilim çıkışı için uyartım kondansatörünün akıllı algoritmalar kullanılarak hesaplanması üzerine literatür taraması yaparak sonuçlarını derleme makale olarak sunmuştur [20]. Bahsedilen makalelere bakıldığında, birçok çalışmada KUAG'ın istenen çıkış gerilimi ve frekansını elde etmek için uyartım kondansatörünün uygun değerde seçilmesi hedeflenmiştir. Ancak, bağlanan bu kapasitans değeri, yükteki değişimler neticesinde istenen gerilimin indüklenmesine yetmeyebilir veya fazla gelebilmektedir. Bu da sürekli bir optimizasyon problemini ortaya çıkarmaktadır. Uyartım kondansatörleri KUAG sisteminin dinamiklerinin değişimlerinde tekrar hesaplanmalı ve sisteme bağlanmalıdır. Eğer KUAG sisteminde istenen çıkış gerilimini elde etmek için sabit uyartım kondansatörleri kullanılıyorsa, çalışan sisteme yeni bir kondansatörün bağlanması imkânsızdır. Murthy vd., önerdikleri özgün anahtarlama kapasitör devresi [21] ile bu problemi bir miktar çözebilmekte ancak bu durumda KUAG'a bağlanabilecek yük aralığı daralmaktadır. Yapılan bu çalışmaların ortak noktası KUAG'ın istenen gerilim ve frekansı verebilmesi için bağlanması gereken uyartım kondansatörünün, makinenin eşdeğer devresine bağlı olarak sürekli durum analizleri sonucu elde edildiği görülmektedir. Dolayısıyla makinenin eşdeğer devre parametrelerine ihtiyaç duyulmaktadır.

KUAG'ın değişken reaktif güç ihtiyacını karşılayabilmek için araştırmacılar senkron kondenser veya statik uyartıcılar gibi farklı VAr kaynağı yapılarına da yönelmişlerdir

[22]. Özellikle son yıllardaki yarıiletken malzemelerdeki gelişimler sayesinde, KUAG'ın değişken reaktif güç ihtiyacını karşılamak için doyurulabilir çekirdek reaktörü, kontrol edilebilir şönt kapasitör, statik VAR kompanzator (SVC) veya akım kaynaklı konvertör tabanlı statik senkron kompanzatorler (STATCOM) gibi yapılar kullanılmaktadır. Bu bağlamda literatürde yapılan çalışmalar şöyle sıralanabilir. Kenne vd., DC yükleri besleyen KUAG sisteminde konvertör kullanmışlardır. Yük tarafında kullanılan invertörün tetikleme açılarını ayarlayarak yük geriliminin regülasyonu sağlamıştır [23]. Akrabali ve Subramanium, üç fazlı PWM doğrultucu sayesinde KUAG ile yük arasındaki reaktif ve aktif güç akışını kontrol etmişlerdir [24]. Singh vd., doğrusal olmayan yükleri besleyen KUAG'ın statik kompanzator tabanlı gerilim regülatörü ile çalıştırılmasını analiz etmişlerdir. Yapılan simülasyon çalışmalarıyla KUAG'ın çıkış gerilimini isteyen seviyede tutmayı başarmışlardır [25]. Tischer vd., KUAG'ın gerilim ve frekans kontrolü için akım kaynaklı konvertör tabanlı ayırık statik senkron kompanzator (DSTATCOM) kullanmışlardır. Kullanılan sistemin performansı deneysel olarak incelenmiştir [26].

Son yıllarda KUAG içeren çalışmalara bakıldığında SVC ve STATCOM yapılarının daha fazla yer aldığı görülmektedir. SVC ve STATCOM gibi statik uyartıcıların kullanılması durumunda KUAG'ın çıkış geriliminin ve frekansının istenen seviyede tutulabilmesi için aynı zamanda gerilim ve frekans kontrolörüne ihtiyaç duyduğu bu çalışmalarda belirtilmektedir. Dolayısıyla KUAG sistemlerinde değişken reaktif güç kaynakları kullanılırken, en önemli noktalardan biri de bu yapılar için kontrol sistemi tasarımı olarak karşımıza çıkmaktadır. STATCOM, SVC'ye göre daha hızlı tepki süresine sahiptir ve düşük seviyelerde harmonik üretmektedir [27]. Bu yüzden birçok çalışmada tercih edilmiştir. Tandekar vd., PI kontrolör ile STATCOM'un tetikleme açılarını belirleyerek çıkış geriliminin regülasyonunu sağlamışlardır [28]. Pati vd., STATCOM içeren KUAG sistemini PI, bulanık mantık ve kayan kip kontrolör ile çalıştırarak performanslarını karşılaştırmışlardır [27]. Dhanapal ve Anita da STATCOM'un referans akımlarının bulunması için bulanık mantık kontrolörü kullanmışlardır. STATCOM'un birçok avantajına rağmen, KAUG içeren rüzgar türbinlerinde kullanıldığında yüksek kurulum ve çalıştırma maliyetleri bulunmaktadır [29]. Bu yüzden, kırsal alanlarda kurulan KUAG sisteminde, basitliğin ve maliyetin önemli kriterler olması nedeniyle, birçok araştırmacı SVC yapısına yönelmiştir. SVC'nin avantajları arasında ise düzgün bir gerilim profili sunması, kolay kontrol edilebilmesi, aktif güç dalgalanmalarını azaltması gösterilebilir [30]. Mehta vd., senkron ve asenkron generatörleri beraber kullanarak şebeken bağımsız

bir enerji üretimini amaçlamıştır. Çıkış geriliminin kontrolü için SVC yapısını ele almışlardır. Değişken aktif ve reaktif yükler altında gerilim ve frekansın küçük dalgalanmalarla istenen seviyede tutulduğunu göstermişlerdir [31]. Ahmet vd., SVC'li bir KUAG sistemini PI kontrolör ile çalıştırarak kapalı çevrim performansını incelemiştir [32]. Taoufik ve Lassad, yine SVC yapısı bulunduran KUAG'ın çıkış gerilimini bulanık mantık kontrolör kullanarak istenen seviyede tutmuşlardır [33]. Elkholy, SVC ile beraber akıllı bir eğitim tabanlı optimizasyon algoritması kullanarak, optimal kapasitansı hesaplamıştır ve çıkış geriliminin regülasyonunu sağlamıştır [34]. SVC yapılarından biri olan sabit kapasitörlü tristör kontrollü reaktör (FC-TCR) de düşük maliyetli olması ve kolay kontrol edilebilme özelliğinden dolayı çeşitli çalışmalarda gerilim regülasyonu amacıyla kullanılmıştır [35], [36]. Yazara göre, yapılan çalışmalara ve kullanılan kontrolör çeşitlerine bakıldığında KUAG'lı rüzgar türbin sistemlerinde kayan kip kontrolör STATCOM ile kullanılmış, SVC ile kullanılmamıştır.

KUAG içeren rüzgar türbinlerinin yapısında FC-TCR kullanılarak gerilim ve frekans kontrolünün sağlandığı birçok çalışma mevcuttur. Kırsal kesimler dikkate alındığında, FC-TCR'nin kullanılabilirliği ve düşük maliyetinden dolayı, şebekeden bağımsız rüzgar türbinlerinde kullanımının daha uygun olacağı sonucuna varılmaktadır. FC-TCR'nin basit yapısıyla beraber KUAG sisteminin matematiksel modeli bilinirse LQR veya kesirli kontrolörler gibi birçok ileri seviye kontrolör tasarlanıp, çıkış gerilimi ve frekansının regülasyonu için uygulanabilir. Bu tip kontrolörlerin tasarımı için KUAG'ın mıknatıslanmasındaki doyma etkisi dikkate alınmayarak giriş/çıkış transfer fonksiyonunun elde edilmesi gerekmektedir [37]. Ancak, KUAG'ın mükemmel bir modelinin elde edilmesi mümkün değildir. Çünkü KUAG'ın doğrusal olmayan iç dinamikleri, bilinmeyen veya modellenemeyen dinamikleri bu matematiksel modellerde ele alınamamaktadır. Yine de Kiselychnyk vd., kapasitans değişimiyle çıkış gerilimi arasında beşinci dereceden bir transfer fonksiyonu oluşturmayı başarmış ve deneysel olarak modelin doğruluğunu kanıtlamışlardır. Diğer taraftan birinci dereceden tutucu yöntemi [38] veya güç denge teorisi [26] kullanılarak da asenkron generatörün giriş/çıkış transfer fonksiyonları türetilmiştir. Ancak bahsedilen transfer fonksiyonlarının elde edilmesi için asenkron generatörün bütün eşdeğer devre parametrelerinin bilinmesi gerekmektedir. KUAG'ın doğrusal olmayan yapısı göz önünde bulundurulduğunda, küçük sinyal analizi [39] veya yapay sinir ağları [40] gibi akıllı algoritmalar kullanılarak, nominal çalışma aralığında giriş/çıkış transfer fonksiyonunun yüksek doğrulukta elde edileceği düşünülmektedir.

Oluşturulacak bu modeller deneysel verilere bağlı olduğu için aynı zamanda bilinmeyen model dinamiklerini de içerecektir. Bu modeller kullanılarak, FC-TCR'li KUAG sistemi için çeşitli kontrolörlerin tasarlanması ve uygulanabilmesi mümkündür.

Yukarıda bahsedilen çalışmalarda kullanılan asenkron makinenin ve sensörlerin doğru ve arızasız çalıştığı durumlar ele alınmıştır. Fakat, KUAG'lı rüzgar türbin sisteminde beklenmedik hataların meydana gelmesi göz önünde bulundurulduğunda kontrolör tasarımı daha karışık hale gelmektedir. Daha önce bahsedildiği üzere KUAG'ın çıkış gerilimi ve frekansı doğrudan yüklenme durumuna, kontrolör performansına ve makinenin mıknatıslanma karakteristiğine bağlıdır. Bu yüzden, şebekeden bağımsız çalıştırılan rüzgar türbin sistemlerinde hata tespit sistemleri de çalışılmıştır. Dalei ve Mohanty, KUAG'ın kısa devre, tek faz kapasitörün açık devre olması ve tek faz yükün açık devre olması durumlarında geçici performansını analiz ederek her hatalı durumun istatistiksel özelliklerini çıkartmışlardır. Hilber-Huang dönüşüm yöntemiyle bu hataları sınıflandırmış ve hata tespit sistemi tasarlamışlardır [41]. Iyer vd., KUAG'ın stator terminallerinde oluşabilecek kısa devreleri teşhis etmek için yapay sinir ağları tabanlı hata tespit sistemi önermişlerdir. Önerilen yöntemin KUAG'ın çalıştırılırken oluşabilecek elektriksel hataların tespiti için iyi bir seçenek olduklarını göstermişlerdir [42]. Derbal ve Toubakh, KUAG sisteminin bir diğer önemli kısmı olan uyarım kondansatörlerine odaklanmıştır. Kondansatörlerin eşdeğer seri rezistansının (ESR) çıkış gerilimine olan etkileri dikkate alınarak, çıkabilecek arızaların erken tespiti için çalışmalar yapmışlardır. Kondansatörlerin kimyasal olarak yaşlanmalarının ESR'yi etkilediğini belirterek, bu değer izlenmesini amaçlamışlardır [43]. Sboui vd., generatör hızındaki dalgalanmaların KUAG'a olan etkilerini inceleyerek bir hata tespit sistemi oluşturmuşlardır [44]. Sonuç olarak KUAG'da oluşabilecek problemler çıkış gerilimi ve frekansının doğru şekilde kontrol edilmesini engelleyebilmekte ve güç kayıplarına sebep olmaktadır. Bunun yanında, sensörlerde oluşabilecek hatalar da kontrol sisteminin düzgün şekilde çalışmasını engelleyerek KUAG'ın çıkış geriliminin hatalı değerlerde tutulmasını sağlayabilmekte ve bağlanan yüklerle zarar vermesine zemin hazırlamaktadır. Dahası, KUAG'ın hatalı kontrolü makinenin artık mıknatısiyet özelliğini kaybetmesine sebep olabilmektedir. Bu durumda makinenin şebekeye bağlanarak motor olarak çalıştırılması ve tekrar remenans gerilimine sahip olması gerekmektedir. Özellikle bu olanakların yetersiz olduğu, şebekenin olmadığı kırsal kesimler düşünüldüğünde, KUAG sistemindeki arızaların önceden tespiti ve

bu hataların tolere edilerek sistemin çalışmasına devam ettirilmesi oldukça önem kazanmaktadır.

Bu tez çalışmasında KUAG'ın çıkış geriliminin ve frekansının hata toleranslı kontrolü gerçekleştirilmiştir. Uygun maliyeti ve kolay kontrol edilmesinden dolayı gerilim kontrolü için FC-TCR yapısı kullanılmıştır. Frekans kontrolü ise generatör hızının kontrolü ile gerçekleştirilmiştir. Yazarın düşüncesine göre FC-TCR içeren KUAG'lı rüzgar türbin sistemlerinde sensör hatalarına dayanan hata tespit veya hata toleranslı kontrol yapıları uygulamalı olarak ele alınmamıştır. Bu yüzden, sensör hatalarına maruz kalan iki ayrı hata toleranslı gerilim kontrolörü tasarlanmıştır. İlk hata toleranslı kontrolör dq dönüşümleri kullanılarak tasarlanmış KKK içermektedir ve RBFNN ile hata tespiti yapmaktadır. İkinci kontrolör ise gürbüz bir kontrolör içermektedir ve küçük sinyal modeline dayanarak hata tespiti yapmaktadır. Gerilim kontrolörüne paralel olarak sistemde gürbüz bir frekans kontrolörü de kullanılmaktadır. Tasarlanan sistemde 3 faz, 400 V, 5.5 kW asenkron generatör KUAG olarak kullanılmaktadır. Birincil hareketi sağlamak için 3 fazlı 7.5 kW'lık farklı bir asenkron motor kullanılmıştır. Değişken generatör hızı ise motoru süren 11 kW'lık sürücünün darbe girişinin değiştirilmesiyle sağlanmaktadır. Oluşturulan deney sisteminin parametreleri kullanılarak Matlab/Simulink ortamında simülasyon düzeneği oluşturulmuştur. Tasarlanan kontrolörler hem simülasyon çalışmalarıyla hem de deneysel çalışmalar ile test edilmiştir.

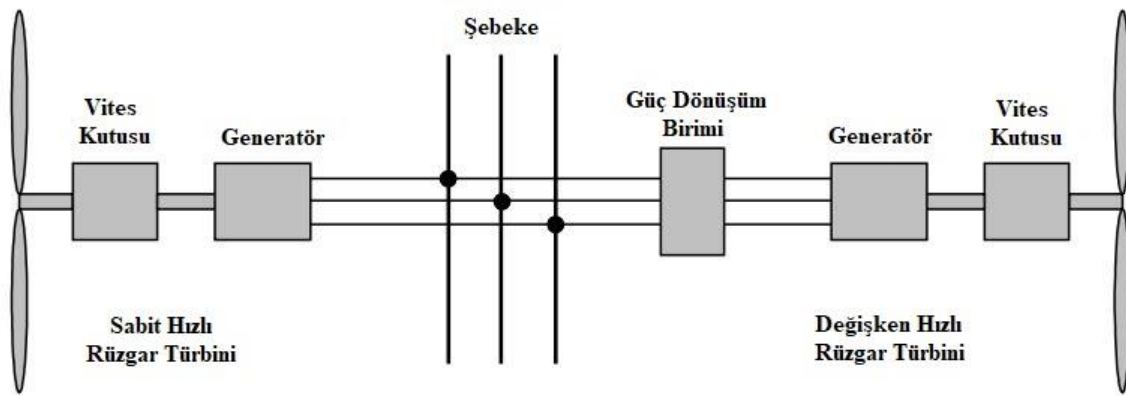
Çalışmanın giriş kısmında detaylı literatür taraması verildikten sonra önerilen yöntemden ve özgünlükten bahsedilmiştir. İkinci kısımda rüzgar türbinlerinden ve bu türbinlerde kullanılan generatör çeşitlerinden bahsedilmiştir. Üçüncü bölümde KUAG'ın yapısı, matematiksel modeli, çıkış geriliminin ve frekansının regülasyonu anlatılmıştır. Dördüncü bölümde FC-TCR'li KUAG sisteminin kurulumu ve simülasyonu anlatılmıştır. Beşinci bölümde kontrolör tasarımları yapılmış ve sisteme uygulanmıştır. Altıncı bölümde sensör hatalarına maruz kalan hata toleranslı kontrolörler tasarlanmış ve uygulanmıştır. Yedinci bölümde elde edilen sonuçlar ve gelecekteki çalışmalar için öneriler sunulmuştur.

2. RÜZGAR ENERJİSİ DÖNÜŞÜM SİSTEMLERİ

Rüzgar, atmosferdeki havanın yer değiştirmesi sonucu ortaya çıkmaktadır. Bu hareket ekvator bölgesindeki sıcak havanın yükselerek kutup bölgesine doğru yol alması, kutup bölgesindeki serin havanın ise ekvatora doğru yönelmesiyle oluşur. Diğer taraftan dünyanın kendi etrafında ve güneş etrafında dönüşü de rüzgarı etkileyen faktördür. Yerel rüzgarlar ise deniz ve kara parçası arasındaki sıcaklık farkından kaynaklanmaktadır. Karadaki sıcak hava ısınarak yükselir ve alçak basınç oluşturur. Bu alçak basınçta deniz tarafındaki havayı çekmektedir. Günümüzde hava hareketlerinden kaynaklanan bu rüzgarlar kullanılarak elektrik enerjisi üretimi gerçekleştirilmektedir. Rüzgar türbini kullanılarak yapılan bu enerji üretimi sistemiyle karbon emisyonuna engel olunmaktadır. Bu bölümde rüzgar türbini ve türbin içinde kullanılan makine çeşitleri anlatılmıştır.

2.1 Rüzgar Türbini

Rüzgar olarak isimlendirilen hava değişimleri kinetik enerjiye sahiptir. Rüzgarın özel yapıdaki kanatlara çarpması ve bu kanatlara dairesel hareket yaptırması sonucu kinetik enerjinin mekanik enerjiye dönüşümü sağlanır. Dairesel olarak dönen mile elektrik makinesi bağlanmasıyla mekanik enerji elektrik enerjisine dönüştürülmüş olur. Son zamanlarda artan enerji talebiyle beraber rüzgar türbin sistemlerinin sayısı da hızla artmaya devam etmiştir. Şekil 2.1’de şebekeye bağlı rüzgar türbin sistemlerinin genel yapısı gösterilmiştir.



Şekil 2.1: Şebekeye bağlı rüzgar türbin sistemi genel yapısı.

Şekil 2.1’den görüleceği üzere rüzgar türbinleri sabit hızlı veya değişken hızlı olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Sabit hızlı rüzgar türbininin generatörü doğrudan şebekeye bağlıdır ve çalıştırılması daha kolaydır. Ancak, rotor hızının şebeke frekansından düşük olduğu

durumlarda üretilen enerjide dalgalanmalar oluşturması ve şebekenin güç kalitesini bozması en önemli dezavantajlarından [45]. Değişken hızlı rüzgar türbinlerinde ise generatör hızı değiştirilerek maksimum güç üretimi sağlanmaktadır. Güç elektroniği birimi sayesinde rotor hızı düşük seviyelerde olsa bile güç dalgalanmalarını minimize etme yeteneğine sahiptir [46]. Dolayısıyla düşük rüzgar hızlarında, değişken hızlı rüzgar türbinleri sabit hızlı rüzgar türbinlerine göre daha verimli çalışmaktadırlar.

2.2 Rüzgar Türbinlerinde Kullanılan Generatör Çeşitleri

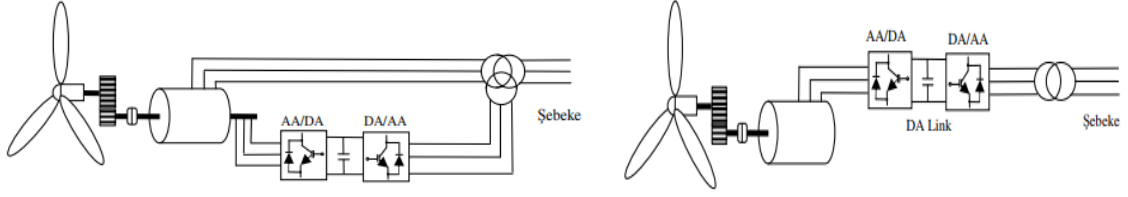
Rüzgar türbinlerinde mekanik enerjiyi elektrik enerjisine çeviren ve bir elektrik makinası olan generatör, ana birimlerden biri olarak karşımıza çıkmaktadır. Rüzgar santralinin bulunduğu ortama veya üreticinin tercihlerine göre türbin içerisinde çeşitli generatör çeşitleri kullanılabilir. Bu generatörler DC, senkron ve asenkron olmak üzere üçe ayrılmaktadır. Küçük güçlü rüzgar türbinlerinde çok fazla kullanılan DC generatörler, son zamanlarda yerini diğer generatörlere bırakmıştır [47].

2.2.1 Senkron Generatörler

Senkron generatörler alan sargılı ve sürekli mıknatıslı olmak üzere ikiye ayrılır. Manyetik alan üreten uyartım devresi ve stator sargılarından oluşmaktadır. Sürekli mıknatıslı senkron generatörün manyetik alan sargısının olmaması bir avantaj olarak görünmesine rağmen, aktif ve reaktif güç kontrolü için ayrıca bir güç elektroniği birimi kullanma ihtiyacı maliyet yönünden dezavantajdır [48].

2.2.2 Asenkron Generatörler

Asenkron generatörün senkron generatörden farkı rotor yapısıdır. Rotoru sargılı veya sincap kafesli olmak üzere iki çeşidi mevcuttur. Bakım maliyetinin düşük olması, güvenli olması ve kurulum maliyetlerinin düşük olmasından dolayı rüzgar türbinlerinde çokça tercih edilmektedir. Bilezikli yapıdaki asenkron generatörün statoru doğrudan şebekeye bağlanırken rotor sargısı güç elektroniği birimi üzerinden şebekeye bağlanabilmektedir. Şekil 2.2a'da gösterilen bu yapı, çift beslemeli asenkron generatör (ÇBAG) olarak adlandırılır ve senkron generatörlerle karşılaştırıldığında bozucu etkilere karşı daha dayanıklı ve kararlı olduğu bilinmektedir [49]. Diğer taraftan Şekil 2.2b'de yapısı görülen sincap kafesli asenkron generatörün statoru güç elektroniği birimiyle şebekeye bağlanır. Fırçasız, güvenilir, ekonomik ve sağlam yapısı sayesinde oldukça kullanışlıdır.



a. Çift beslemeli asenkron generatör

b. Sincap kafesli asenkron generatör

Şekil 2.2: Rüzgar türbinlerinde kullanılan generatör çeşitleri.

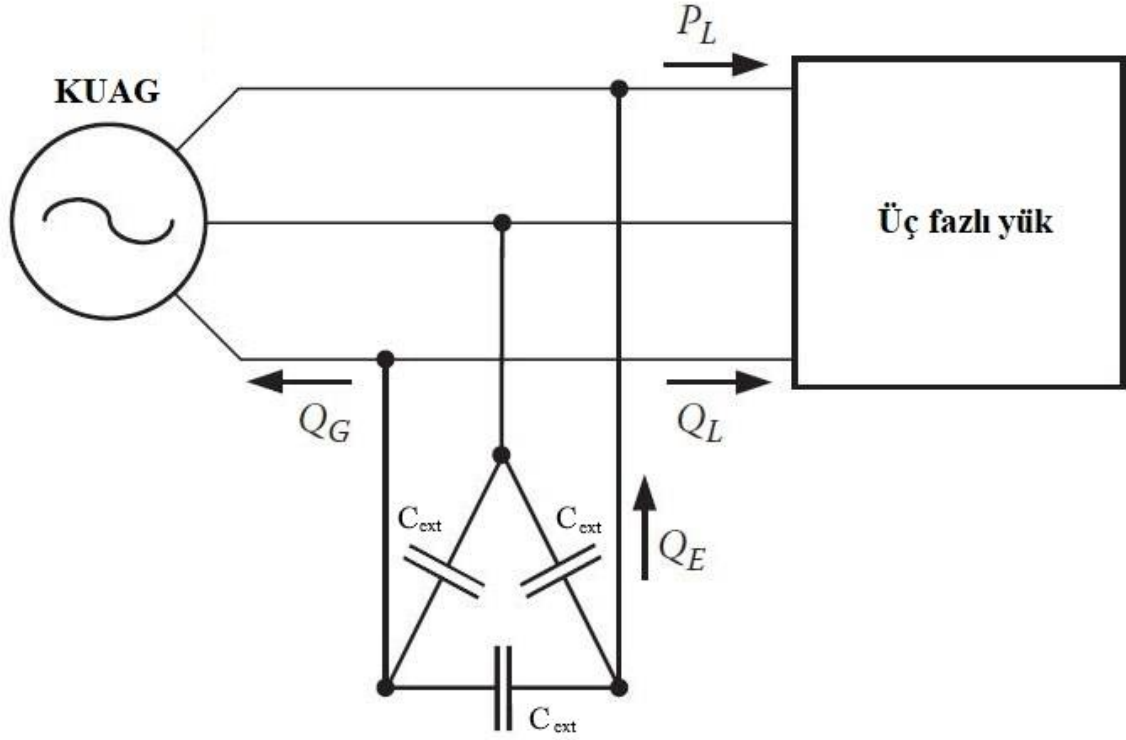
Asenkron generatörün elektrik üretebilmesi için en büyük ihtiyacı mıknatıslanma akımıdır. Şebekeye bağlı sistemlerde kolayca temin edilebilen bu reaktif bileşenli akım generatörün güç üretmesine sebep olmaktadır. Birçok rüzgar türbinin şebekeye bağlı olmasına karşın, coğrafi zorluklardan dolayı şebekenin ulaşamadığı veya ekonomik olarak şebekenin genişletilemediği kırsal kesimlerde ise şebekeden bağımsız sistemler kullanılmaktadır [12]. Asenkron generatörü içeren şebekeden bağımsız rüzgar türbin sistemleri, mıknatıslanma akımını şebeke yerine stator terminallerine bağlanan uyarım kapasitörlerinden karşılamaktadır. Bu şekilde, kendinden uyarımlı olarak çalıştırılan asenkron generatörün uç gerilimi ve frekansı şebeke tarafından ayarlanmadığı için harici güç sistemleriyle kontrol edilebilmektedir. Bir sonraki başlıkta şebekenin olmadığı kırsal kesimlerde bulunan rüzgar türbin sistemlerinde kullanılan KUAG'ın detaylı incelenmesi yapılmıştır.

3. KENDİNDEN UYARTIMLI ASENKRON GENERATÖR

Elektrik şebekesinin olmadığı kırsal kesimlerde, KUAG içeren rüzgar türbinleri ekonomik olarak en iyi seçeneklerden birisidir. Düşük çalıştırılma maliyetleri, farklı hızlarda çalışabilmesi, fırçasız yapısı ve gürbüz yapısı kırsal kesimlerde tercih edilmesinin en önemli sebeplerindendir. Ancak ihtiyacı olan mıknatıslanma akımını şebekeden çekemeyeceği için tek başına gerilim indükleyememektedir. Bu yüzden genellikle harici bir kondansatör grubuyla ihtiyacı olan reaktif güç temin edilmektedir.

KUAG'ın gürbüzlüğünün yanında önemli bir eksikliği vardır. Mıknatıslanma akımını sağlayan kondansatör grubu, üretilen gerilimin değerini ve frekansını doğrudan etkilemektedir. Ayrıca generatör hızı, yük empedansı ve mıknatıslanma reaktansı da çıkış gerilimini etkileyen faktörlerdir. Buradan, KUAG'ın kötü gerilim ve frekans regülasyonuna sahip olduğu ve çıkış gerilimini etkileyen parametrelerin doğru şekilde kontrol edilmesi gerektiği sonucu çıkmaktadır [5]. Diğer taraftan, KUAG'ın performansı asenkron makinenin parametrelerine, yükün özelliklerine, kendinden uyartım işlemine ve türbini çeviren kaynağa bağlıdır.

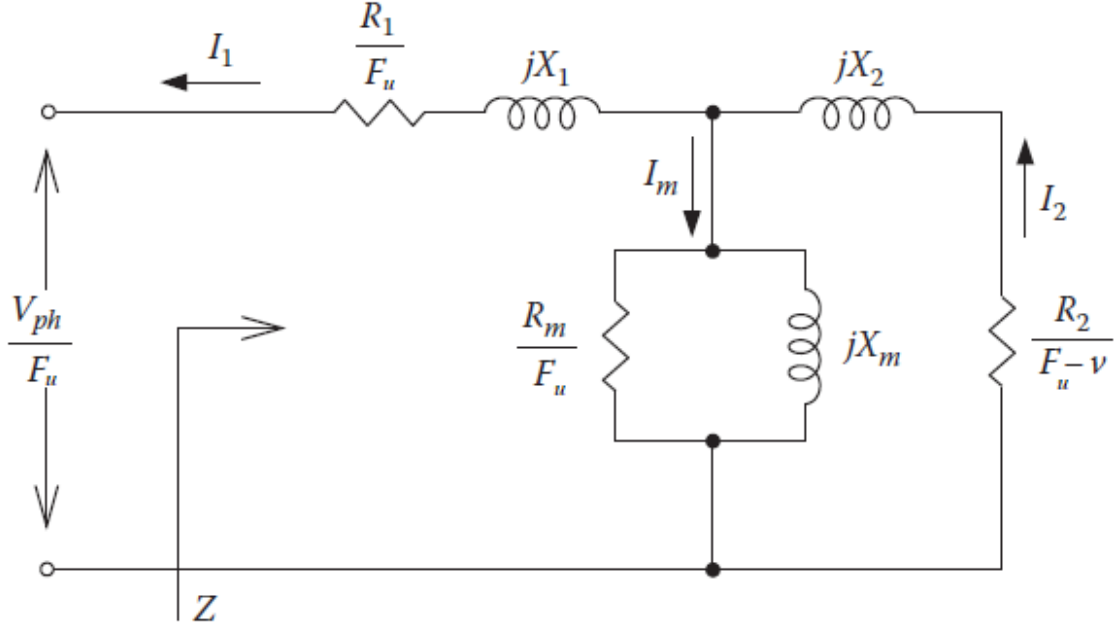
Şekil 3.1'de genel yapısı görülen üç fazlı KUAG sisteminde, stator terminallerine yıldız veya üçgen olarak bağlanan uyartım kondansatörü ihtiyaç olan reaktif gücü üretir. Bağlanması gereken kapasitansın, istenen çıkış gerilimi ve anlık yük kriterleri dikkate alındığında doğru şekilde seçilmesiyle KUAG'ın daha verimli çalışması sağlanır. Şekil 3.1'de uyartım kondansatör grubu üçgen şeklinde bağlı ve sisteme Q_E uyartım reaktif gücünü vermektedir. Şekilde yükün çektiği aktif güç P_L , reaktif güç Q_L ve generatörün mıknatıslanma için kullandığı reaktif güç ise Q_G olarak verilmiştir.



Şekil 3.1: KUAG'ın genel yapısı.

3.1 KUAG'ın Matematiksel Modeli ve Kendinden Uyartımı

Asenkron generatörlerin uyartım kapasitörü bağlanarak KUAG olarak kullanılabilceği ilk olarak 1935 yılında Basset ve Potter tarafından öne sürülmüştür [4]. Eğer makine belirli bir hızda dönerse ve ihtiyacı olan endüktif reaktif güç, uyartım kondansatörlerinden karşılanabilirse KUAG gerilim indükleyebilir. KUAG'ın 1935'te keşfedilmesinden sonra geçen sürede çeşitli çalışmalar yapılmıştır. Ancak ciddi çalışmalar son 20-30 yıl aralığında gelişmiştir. Bunun sebebinin de son yıllardaki yenilebilir enerji kaynaklarına olan önem ve ilginin artmasından kaynaklandığı söylenebilir [50].



Şekil 3.2: KUAG'ın tek faz eşdeğer devresi.

Şekil 3.1'de genel yapısı gösterilen üç fazlı KUAG'ın sürekli durumda per-unit (p.u.) tek faz eşdeğer devresi Şekil 3.2'de verilmiştir. En yalın haliyle gösterimi yapılan bu devrede, frekansın değişimi devredeki tüm reaktansların değişimine etkisi olmaktadır. Bu etki dikkate alındığında makine parametrelerinin ölçümünde baz frekansının kullanımı daha uygun olacaktır. Bu amaçla F_u , p.u. frekansı olarak alındığında uyartım frekansı (f_{exc}) ve baz frekansı (f_b) arasındaki ilişki şöyle açıklanır.

$$F_u = \frac{f_{exc}}{f_b} = \frac{\omega_{exc}}{\omega_b} \quad (3.1)$$

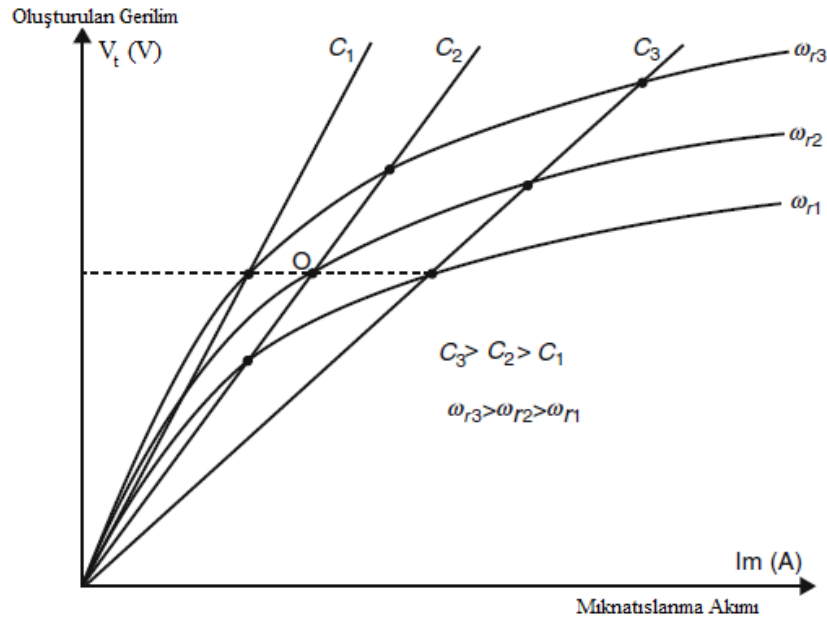
Daha genel bir ifadeyle tanımlamak gerekirse endüktif reaktans p.u cinsinden parametreleri $X = F_u \omega L$ şeklinde hesaplanabilir. Şekil 3.2'de bütün devre parametreleri F_u değerine bölünerek çıkış geriliminin V_{ph}/F_u olması sağlanır. Şekildeki verilen parametreler R_1 , R_2 , R_m , X_1 , X_2 , X_m sırasıyla stator, rotor ve çekirdek direncini, stator, rotor ve mıknatıslanma reaktansını göstermektedir. Asenkron makinadaki rotor direncinin kaymaya bağlı formülü ise Denklem (3.2)'deki şekli almaktadır.

$$\frac{R_2}{s} = \frac{R_2}{F_u \left(1 - \frac{n_r}{n_s}\right)} = \frac{R_2}{F_u - v} \quad (3.2)$$

Denklem (3.2)'deki v sembolü rotor hızının p.u. değerini göstermektedir. Mıknatıslanma reaktansı X_m 'nin çıkış gerilimi üzerinde doğrudan etkisi bulunmaktadır. Hava aralığı gerilimi V_g/F_u ve mıknatıslanma akımı arasındaki ilişki KUAG'ın mıknatıslanma karakterini vermektedir ve senkron hız testleri sonucu elde edilmektedir [51]. Dolayısıyla X_m değeri KUAG'ın geçici durum çalışmalarında sabit olarak alınamamaktadır.

3.1.1 Mıknatıslanma Eğrisi ve Gerilim Oluşumu

KUAG'ın saturasyon veya uyartım eğrisi olarak bilinen mıknatıslanma akımı, makinenin malzemesine, çekirdeğinin boyutlarına, geometrisine ve sarımlarına doğrudan bağlıdır. Diğer bir deyişle asenkron generatörün karakteristik özellikleri, statora paralel bağlanan uyartım kondansatörü ve generatör hızıyla beraber çıkış geriliminin genliğini belirler. KUAG'ın gerilim oluşturma sürecinde ise uyartım kondansatörlerinden ya da remenans gerilimden sağlanmaktadır. Ancak çıkış geriliminin oluşmasına etki eden en büyük faktör mıknatıslanma akımıdır (I_m). Şekil 3.3'te senkron hız testiyle beraber elde edilen örnek bir mıknatıslanma eğrisi verilmiştir.



Şekil 3.3: KUAG'ın mıknatıslanma eğrisi.

Şekil 3.3'teki mıknatıslanma eğrisinde oluşturulan gerilimin sıfırdan başlamadığı görülmektedir. Remenans geriliminden başlayan bu gerilim, KUAG'ın rotorunun belli bir limit değerinin üzerinde dönmesiyle beraber yükseltilerek doyma değerine kadar ulaşabilir. Uyarım kondansatörünün fonksiyonu ise ihtiyaç duyulan reaktif gücün teminini sağlamaktır. Kesikli çizgilerle gösterilen 'O' noktasında reaktif güç dengesi sağlanmakta ve nominal terminal geriliminin oluşturulduğu görülmektedir. Şekilde C_3 , C_2 ve C_1 olarak belirtilen uyarım kondansatörleri büyükten küçüğe doğru sıralanmış ve uyarım kondansatörlerinin terminal gerilimine olan etkisi de incelenmiştir. Uyarım kondansatörünün kapasitansı belirli bir değerin altında kalırsa KUAG'ın gerilim oluşturamama ihtimali mevcuttur. Eğer çok yüksek kapasitans bağlanırsa da yüksek gerilim oluşturulacağı için terminallere bağlanan yükler veya diğer komponentler (sensörler vb.) zarar görebilecektir. Aynı şekilde w_{r3} , w_{r2} ve w_{r1} açışal hızları büyükten küçüğe sıralanmıştır ve KUAG'ın açışal hız değerleri de terminal gerilimini etkilemektedir. Yüksek hız değerleri mıknatıslanma eğrisinin eğimini artırırken, düşük hız değerleri de eğimi düşürmektedir. Sonuç olarak 'O' noktasındaki dengeyi sağlayabilmek ve nominal gerilimi elde edebilmek için w_{r2} hızıyla rotoru dönen KUAG'ın terminallerine C_2 kondansatörünün bağlanması gerekmektedir.

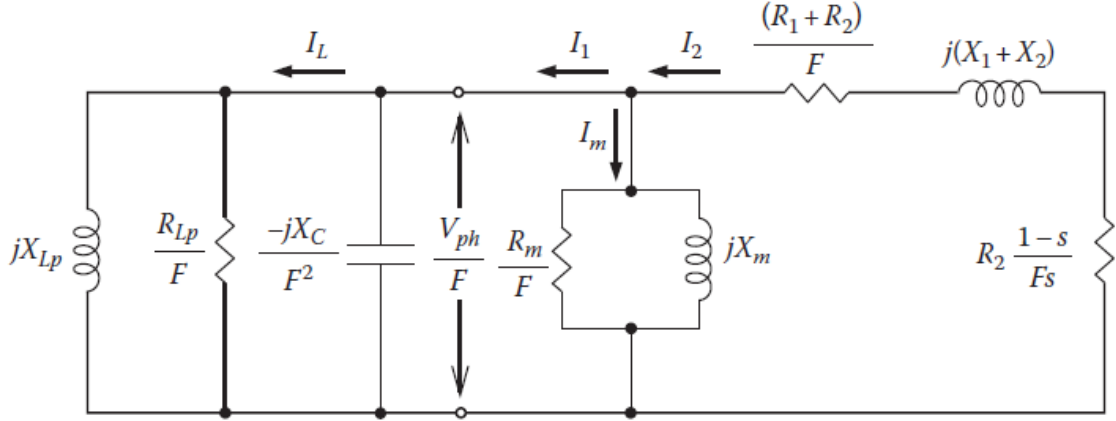
KUAG'ın uyarımında dikkat çeken ve vurgulanması gereken nokta gerilim oluşumuna neden olan artık mıknatısiyetin kaybedilmemesidir. Aksi durumda, asenkron generatörün tekrar şebekeye bağlanarak çekirdeğe artık mıknatısiyet kazandırılması gerekmektedir. Şekil 3.3'te verilen mıknatıslanma eğrisi çeşitli eğri uydurma yöntemleriyle yüksek dereceden polinomlar veya doğrusal olmayan eşitlikler ile gösterilebilir. Denklem (3.3)'te bu tez çalışmasında kullanılan örnek bir dördüncü dereceden mıknatıslanma eğrisi verilmiştir. Denklemdeki V_g hava aralığı gerilimini göstermektedir.

$$\frac{V_g}{F_u} = k_0 + k_1 I_m + k_2 I_m^2 + k_3 I_m^3 + k_4 I_m^4 \quad (3.3)$$

Kondansatör ile uyarılan KUAG'ın mıknatıslanma akımı makinanın kayıplarına ve yüksüz koşullarına bağlı olarak terminal geriliminin 90° derece gerisindedir.

3.1.2 KUAG'ın Doxey Basitleştirilmiş Tek Faz Eşdeğer Devresi

Şekil 3.2'de verilen eşdeğer devrenin sürekli durum analizi yapılarak kendinden uyarımın ve terminal gerilim oluşumunun matematiksel modeline ulaşılabilir. Şekil 3.4'te stator terminallerine uyarım kondansatörü ve paralel R-L yük bağlanan KUAG'ın basitleştirilmiş tek-faz eşdeğer devresi görülmektedir.



Şekil 3.4: KUAG'ın basitleştirilmiş tek faz eşdeğer devresi.

Şekil 3.4'te kayma s , uyarım kondansatörü reaktansı X_c , omik yük R_{Lp} , endüktif yük reaktansı X_{Lp} ve çekirdek kayıpları R_m direnci ile gösterilmiştir. Boşta çalıştırma ve kısa devre deneyleriyle beraber asenkron makinenin eşdeğer devre parametreleri bulunabilmektedir. Ancak R_m direnci bulunurken harici bir makinayla asenkron generatörün senkron hızda dönmesi sağlanır ($s=0$). Daha sonra çekirdek direnci Denklem (3.4)'teki formül ile hesaplanabilmektedir [52].

$$R_m = \frac{V_{ph}^2}{P_{ph} - I_1^2 R_1} \quad (3.4)$$

Denklem (3.4)'teki P_{ph} yüksüz çalıştırmada faz başı aktif gücü, V_{ph} faz gerilimini ve I_{ph} da faz akımını göstermektedir. Şekil 3.4'te paralel bağlı yüklerin empedansları toplanırsa Denklem (3.5)'te verilen Z_L eşdeğer empedansı bulunmaktadır.

$$\frac{Z_L}{F} = \frac{R_{Lp}}{F} + jX_{Lp} = \frac{jX_{Lp} \frac{R_{Lp}}{F}}{\frac{R_{Lp}}{F} + jX_{Lp}} \quad (3.5)$$

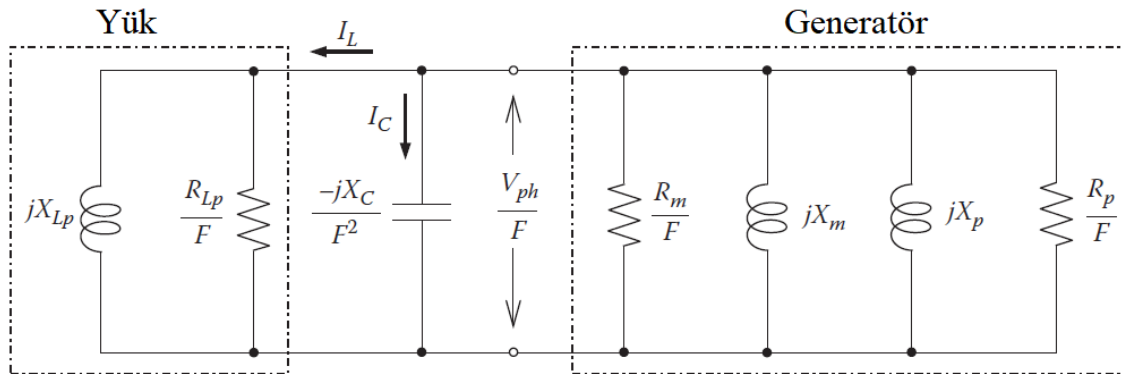
Denklem (3.5)'te eşdeğer empedansı verilen yük eşitliği kullanılarak gerilime bağlı faz gücü Denklem (3.6)'daki gibi elde edilir.

$$P_L = \frac{V_{ph}^2}{FR_{Lp}} = \frac{V_{ph}^2}{|Z_L|^2} R_L \quad (3.6)$$

Yüksüz çalışan KUAG'a bağlanan endüktif yük, uyarım kondansatörünün etkisini düşüreceği için kendinden uyarımı azaltıcı yönde etki etmektedir. Geriye kalan kapasitansın etkin değeri ise Denklem (3.7)'de verilmiştir.

$$C_{eff} = C - \frac{L}{R_L^2 + (\omega_s L)^2} \quad (3.7)$$

Bu denklemden anlaşılacağı üzere küçük değerlerdeki endüktif yükün L değeri C_{eff} 'e büyük bir etki etmeyecektir. Fakat bu değer yüksek olması uyarım kondansatörünü azaltıcı etki yapmaktadır ve terminal geriliminin azalmasına sebep olmaktadır. Endüktif yükün olumlu yönü ise şöyle özetlenebilir. Omik yükün (R_L) çok düşük olduğu durumlarda, endüktif yük uyarım kondansatörünün hızlıca deşarj olmasını sağlar ve KUAG'ın yüksek akıma ve kısa devreye karşı doğal koruma işlevini görmektedir. Diğer taraftan uyarım kondansatörünün artırılması sonucu uyarım doyuma ulaşır. Sarımlar bu durumda daha çabuk ısınmaya başlar ve yalıtım malzemelerine kalıcı hasarlar verebilir [53].



Şekil 3.5: Doxey basitleştirilmiş asenkron generatör modeli.

KUAG'ın performansını daha iyi değerlendirebilmek için Şekil 3.5'teki Doxey'in basitleştirilmiş modeli kullanılmıştır [54]. Bu modelde görüleceği üzere makineye güç

girişi sadece rotor tarafından aktif güç olarak girmektedir. Diğer taraftan reaktif güç de dengelenmiştir. Denklem (3.8) ve (3.9)'da $X_m = \omega_s L_m$ için KUAG'ın aktif ve reaktif güç dengeleri verilmiştir.

$$\sum P = I_2^2 R_2 \frac{1-s}{s} + I_2^2 (R_1 + R_2) + \frac{V_{ph}^2}{R_m} + \frac{V_{ph}^2}{R_{Lp}} = 0 \quad (3.8)$$

$$\sum Q = \frac{V_{ph}^2}{X_p} + \frac{V_{ph}^2}{X_m} - \frac{V_{ph}^2}{X_c} + \frac{V_{ph}^2}{X_{Lp}} = 0 \quad (3.9)$$

Denklem (3.8)'deki ilk terim generatöre verilen mekanik enerjiyi göstermektedir ve şafta bağlanan hareket kaynağı tarafından sağlanır. Denklem (3.8)'in I_2^2 'ye bölünerek sadeleştirilmesi sonucu Denklem (3.10) elde edilir.

$$\frac{R_2}{s} + R_1 + \frac{V_{ph}^2}{I_2^2} \left(\frac{1}{R_m} + \frac{1}{R_{Lp}} \right) = 0 \quad (3.10)$$

Şekil 3.5'teki basitleştirilmiş modelin generatör tarafındaki devre için Denklem (3.11) elde edilebilir.

$$\frac{V_{ph}^2}{F^2 I_2^2} = \left(\frac{R_2}{Fs} + \frac{R_1}{F} \right)^2 + (X_1 + X_2)^2 \quad (3.11)$$

Denklem (3.11), Denklem (3.10)'da yerine konulduğunda Denklem (3.12) elde edilir.

$$\frac{R_2}{s} + R_1 + \left[\left(\frac{R_2}{s} + R_1 \right)^2 + F^2 (X_1 + X_2)^2 \right] \left(\frac{1}{R_m} + \frac{1}{R_{Lp}} \right) = 0 \quad (3.12)$$

Denklem (3.12)'deki ifade ikinci derecedendir ve makinenin diğer parametreleri sabit ise bu denklem kayma olan s 'i hesaplamada kullanılabilir [54]. Bu hesaplama sonucu kayma, Denklem (3.13)'teki gibi bulunur.

$$s = \frac{2R_2}{-2R_1 - \left(\frac{1}{R_m} + \frac{1}{R_{Lp}}\right) \pm \sqrt{\left(\frac{1}{R_m} + \frac{1}{R_{Lp}}\right)^2 - 4F^2(X_1 + X_2)^2}} \quad (3.13)$$

Denklem (3.13)'teki verilen ifadenin payda kısmındaki $X_1 + X_2$ ifadesi çok küçük bir değer olduğunda, paydanın değeri her zaman negatif olacaktır. Bu yüzden kayma denkleminin çözümünde bazen farklı yaklaşımlar kullanılmaktadır [55]. Diğer taraftan Denklem (3.9)'a bakıldığında KUAG'ın gerilim regülasyonunun X_m 'e bağlı olduğu görülmektedir ve bu denklemde X_m yalnız bırakıldığında Denklem (3.14) elde edilir [55].

$$X_m = \frac{1}{F^2 \omega_s C - \frac{1}{X_p} - \frac{1}{X_{Lp}}} \quad (3.14)$$

Generatörün verimliliği ise Denklem (3.15)'teki gibi hesaplanır.

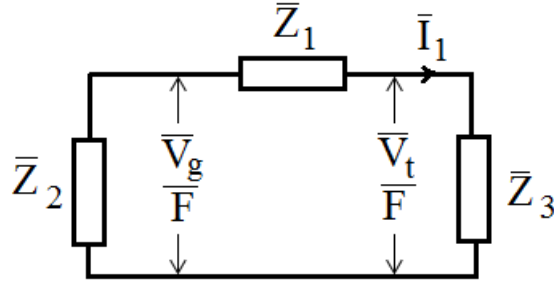
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - P_{losses}}{P_{in}} \quad (3.15)$$

P_{in} olarak tabir edilen güç mekanik gücü göstermektedir, P_{loss} ise R_m tarafından harcanan güç göstermektedir.

3.1.3 KUAG'ın Sürekli Durum Analizinin İteratif Çözümle Hız ve Kapasitans

Değerinin Bulunması

Omik yükü besleyen KUAG'ın tek faz eşdeğer devresi en basit haliyle ve üç adet seri empedans ile Şekil 3.6'da verilmiştir. Bu eşdeğer devreden sürekli durum performans analizi yapılabilir. Böylelikle istenen çıkış gerilimi ve frekansına ulaşmak için KUAG'a bağlanması gereken uyartım kondansatörü ve generatör hızının değerine ulaşılır.



Şekil 3.6: KUAG'ın basitleştirilmiş devresi.

Şekilde verilen empedansların denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}\bar{z}_1 &= (R_1 / F_u + jX_1) \\ \bar{z}_2 &= \left(\frac{1}{R_m / F_u} + \frac{1}{j / X_m} + \frac{1}{R_2 / (F_u - v) + jX_2} \right)^{-1} \\ \bar{z}_3 &= \left(\frac{1}{-jX_C / F_u^2} + \frac{1}{R_L / F_u} \right)^{-1}\end{aligned}\quad (3.16)$$

Kirchoff'un çevre gerilimi kuralına göre aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\bar{I}_1(\bar{z}_1 + \bar{z}_2 + \bar{z}_3) = 0 \quad (3.17)$$

Bu denklemde \bar{I}_1 akımının değeri sıfır olamayacağı için empedansların toplamı sıfır olacaktır. Dolayısıyla aktif ve reaktif bileşenlerden oluşan bu empedansların toplamının hem gerçel hem de sanal parçalarının sıfır olması gerekmektedir. Bu durum Denklem (3.18)'de gösterilmiştir.

$$\begin{aligned}g_1 &= \text{gerçel}(\bar{z}_1 + \bar{z}_2 + \bar{z}_3) = 0 \\ g_2 &= \text{sanal}(\bar{z}_1 + \bar{z}_2 + \bar{z}_3) = 0\end{aligned}\quad (3.18)$$

Denklem (3.16)'ya göre makine parametreleriyle beraber X_m ve rotor hızı bilirse, F ve uyarım kondansatörünün değeri (C), Denklem (3.18)'e göre bulunabilir. Buradaki X_m değerinin de hava aralığı geriliminin belirlenmesinde önemli rol oynadığı daha önce Denklem (3.3)'te belirtilmişti. Sonuç olarak, KUAG'ın eşdeğer devre parametreleri bilirse, istenen terminal gerilimi ve frekansı için öncelikle makinenin miktatıslanma

eğrisinden X_m belirlenip, Denklem (3.16) ve (3.18) üzerinde genetik algoritmalar [56] veya Newton-Rapson [57] gibi çeşitli yöntemler kullanılarak KUAG'ın uyarım kondansatörü ve rotor hızı değerlerine ulaşılabilmektedir. Hava aralığı gerilimi ve terminal gerilimi arasındaki bağlantı klasik devre çözümleri yöntemiyle aşağıdaki denklemdeki gibi bulunabilir.

$$\bar{V}_t = \bar{V}_g \cdot \frac{\bar{Z}_3}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_3} \quad (3.19)$$

Denklem (3.19)'daki terminal gerilimi ifadesi \bar{V}_t aynı zamanda yük gerilimini de ifade etmektedir. KUAG'a bağlanan yükün sadece omik karakterde olması sonucu yük tarafından çekilen akım şöyle olur.

$$\bar{I}_L = \frac{\bar{V}_t}{R_L} \quad (3.20)$$

Yük tarafından çekilen aktif güç ve uyarım kondansatörünün ürettiği reaktif güç ise aşağıda verilen denklemdeki gibi hesaplanabilir [58].

$$\begin{aligned} P_L &= 3 \cdot \bar{I}_L^2 \cdot R_L \\ Q_c &= \frac{3 \cdot V_t^2}{X_c} \end{aligned} \quad (3.21)$$

3.1.4 KUAG'ın Dinamik Modeli ve Analizi

3.1.4.1 Eksen Dönüşümü

Matematiksel dönüşümler karmaşık sistemleri basitçe analiz edebilmek ve çözmek için kullanılmaktadır. Elektrik makinalarında da üç eksenli sistemler iki eksenli sistemlere dönüştürülerek farklı parametrelerin daha anlaşılır şekilde denklemlerde yer edinmesi sağlanır.

Eksen dönüşümleri, zamanla değişen katsayıları içeren zorlu denklemlerin çözümünü kolaylaştırır. Üç eksen, gerçek bir üç fazlı güç sistemini temsil etmektedir. Ancak iki eksen, doksan derecelik açıyla birbirine dik olan iki fazı gösterir. İki eksene dönüşüm

işlemi durağan veya dönen referans düzlemi kullanılarak yapılabilir. Dönen referans düzlemine dönüşüm durağana göre daha kapsamlıdır ve durağan sisteme dönüşümü de içerir. Referans düzlemin hızının sıfır olması durağan referans düzlem olduğunu gösterir.

Referans düzleminin hızı uyartım frekansıyla (ω_{exp}) dönerken, üç fazlı sistemin değişkenleri bu dönen referans düzlemine dönüştürülürse, zamana bağlı değişkenler yerine sabit değişkenler olarak karşımıza çıkar. Böylelikle hesaplamalar oldukça basit hale dönüşmektedir. abc eksenlerinden durağan dq eksenlerine dönüşüm için kullanılan dönüşüm formülleri Denklem (3.22)'de verilmiştir [59]. Bu denklemde f_{abc} üç fazlı düzlemdeki eksenleri, f_{dq0} 'da dq eksenindeki dönüşümlerini göstermektedir.

$$\begin{bmatrix} f_q^s \\ f_d^s \\ f_0^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a^s \\ f_b^s \\ f_c^s \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Denklem (3.22)'de verilen ifade durağan sisteme dönüşümü göstermektedir. Uyartım frekansı (ω_{exc}) eksenin dönüş hızı olarak alındığında ise Denklem (3.23) elde edilir.

$$\begin{bmatrix} f_q^e \\ f_d^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_q^s \\ f_d^s \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Denklemdaki θ açısı açısal hızın bir fonksiyonudur ve takip eden eşitlikteki gibi hesaplanır.

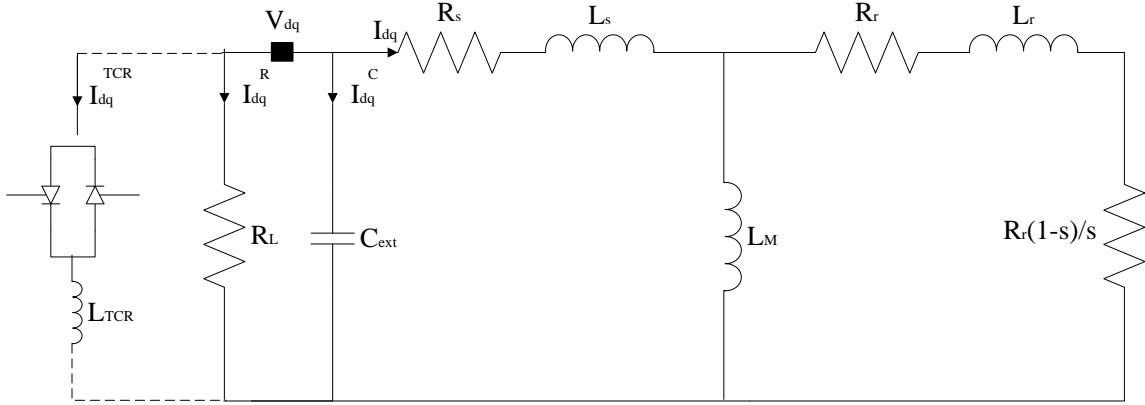
$$\theta(t) = \int_0^t \omega_{exc}(t) dt \quad (3.24)$$

Uyartım frekansı eksen dönüş hızı olarak alındığında akım ve gerilimlerin etkin değerleri V_{rms} ve I_{rms} Denklem (3.25)'teki gibi hesaplanmaktadır [60].

$$\begin{aligned} V_{rms} &= V_{dq} / \sqrt{2} \\ I_{rms} &= I_{dq} \end{aligned} \quad (3.25)$$

3.1.4.2 KUAG'ın dq Modeli

KUAG'ın dq eksenindeki basitleştirilmiş eşdeğer devresi Şekil 3.7'de verilmiştir [22]. dq eşdeğer modelinin kullanılmasının en büyük avantajı KUAG'ın geçici durum analizinin yapılmasına olanak sağlamasıdır. Şekilde verilen L_s , L_r ve L_m sırasıyla stator, rotor ve ortak endüktansı, R_s ve R_r 'de stator ve rotor dirençlerini göstermektedir. Uyartım kondansatörü C_{ext} ve yük direnci R_L olarak belirtilmiştir. Şekilde ayrıca, stator terminallerine L_{TCR} değerinde dengeli bir endüktif yük grubu tetiklemeli bir birim ile beraber bağlanması durumu gösterilmiştir.



Şekil 3.7: KUAG'ın dq tek faz eşdeğer devresi.

KUAG'ın tek faz eşdeğer devresine göre dinamik modeli Denklem (3.26)'deki gibi verilir [22].

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt}L_s & -\omega_s L_s & \frac{d}{dt}L_m & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & R_s + \frac{d}{dt}L_s & \omega_s L_m & \frac{d}{dt}L_m \\ \frac{d}{dt}L_m & -s\omega_s L_m & R_r + \frac{d}{dt}L_r & -s\omega_s L_r \\ \omega_s L_m & \frac{d}{dt}L_m & s\omega_s L_r & R_r + \frac{d}{dt}L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Şekilde belirtilen R_L tarafından çekilen akımın dq bileşeni (I_{dq}^R) ve uyartım akımının dq bileşeni (I_{dq}^C) takip eden eşitliklerdeki gibi hesaplanmaktadır.

$$\begin{pmatrix} I_d^R \\ I_q^R \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{R} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} \quad (3.27)$$

$$\begin{pmatrix} I_d^C \\ I_q^C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C \frac{d}{dt} & -C\omega_s \\ C\omega_s & C \frac{d}{dt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} \quad (3.28)$$

Benzer olarak stator terminallerine L_{TCR} değerinde dengeli bir endüktif yük grubu bağlanırsa, üzerinden akan akımın dq eksenindeki bileşenleri (I_d^{TCR} ve I_q^{TCR}), Denklem (3.29)'daki gibi bulunur.

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{TCR} \frac{d}{dt} & L_{TCR}\omega_s \\ -L_{TCR}\omega_s & L_{TCR} \frac{d}{dt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d^{TCR} \\ I_q^{TCR} \end{pmatrix} \quad (3.29)$$

Şekil 3.7'ye tekrar bakıldığında V_{dq} olarak belirtilen noktaya sadece uyarım kondansatörü ve omik yükün bağlı olduğu görülmektedir. Aynı noktaya TCR bağlanıp Kirchhoff'un akım kanunu uygulandığında takip eden denklemler bulunur.

$$I_d + I_d^C + I_d^R + (I_d^{TCR}) = 0 \quad (3.30)$$

$$I_q + I_q^C + I_q^R + (I_q^{TCR}) = 0 \quad (3.31)$$

Denklem (3.30) ve (3.31)'de verilen I_q ve I_d , stator akımlarının dq bileşenlerini göstermektedir. Ayrıca denklemlerde parantez içerisinde verilen I_d^{TCR} ve I_q^{TCR} stator terminallerine endüktif yük bağlandığı durumda bu denklemlere eklenmektedir.

3.2 KUAG'ın Gerilim Regülasyonu

KUAG'ın matematiksel modellerine bakıldığında, terminal geriliminin reaktif güç dengesine, dolayısıyla stator terminallerine bağlanan kapasitif reaktansına bağlı olduğu görülmektedir. KUAG'a reaktif güç sağlamak için çeşitli yapılar kullanılmaktadır. Bunlar;

senkron kondenser, kapasitör-doymuş reaktör ve statik uyarıcılar olarak gruplandırılabilir. Statik uyarıcılar da şöyle gruplandırılabilir [61];

- Invertör tabanlı yapılar
- Sabit kondansatör ve tristör kontrollü reaktör (FC-TCR)
- Tristör anahtarlama kondansatör
- Tristör kontrollü endüktör ve tristör anahtarlama kondansatör birleşimi

Literatüre bakıldığında, KUAG'ın gerilim regülasyonu için yapılan birçok çalışmanın invertör tabanlı yapılardan biri olan STATCOM'u kullandığı görülmektedir. STATCOM'un en büyük özellikleri tepki hızının yüksek olması, endüktif ve aktif güç kontrolüne sahip olması, düşük harmonik üretmesi olarak gösterilebilir [27]. Ancak maliyet yönünden STATCOM'un büyük bir dezavantaja sahip olduğu bilinmektedir. Bunun yerine FC-TCR yapısının basit, maliyetinin düşük olması ve kolay kontrol edilebilir olması birçok çalışmada kullanılmasına sebep olmuştur. Bu tez çalışmasında KUAG'ın gerilim indüklemesi için ihtiyacı olan uyarım kondansatörünün yanında gerilim regülasyonu için FC-TCR yapısı kullanılmıştır.

3.2.1 FC-TCR Yapısı

Statik kompanzatörlerin endüstride, elektrik güç sistemlerinin kararlılığını arttırmak, güç katsayısını düzeltmek ve gerilim düşümünü engellemek için birçok uygulaması mevcuttur [22]. Statik kompanzatörlerden biri olan FC-TCR yapısında iki adet ters kutuplanmış simetrik tetiklenen tristör bulunmaktadır. Tristörlerin tetiklenmesiyle reaktör üzerinden geçen akımın ana bileşeni kontrol edilmektedir. Reaktör üzerinden akan akımın tetikleme açısına bağlı anlık değeri Denklem (3.32)'de verilmiştir [22].

$$i = \begin{cases} \frac{\sqrt{2}V_t}{X_L} (\cos \alpha - \cos \omega_t t), & \alpha < \omega_t < \alpha + \varphi \\ 0, & \alpha + \varphi < \omega_t < \alpha + \pi \end{cases} \quad (3.32)$$

Denklemdaki ω_t , X_L ($2\pi fL$), α ve φ sırasıyla terminal gerilimin açısal frekansını, reaktörün temel frekanstaki reaktansını (Ohm), tetikleme açısını ve iletim açısını vermektedir. TCR üzerindeki akım, gerilimden 90° geridedir. Bu yüzden, $\alpha = 90^\circ$ olması durumunda reaktör üzerinden maksimum akım akmaktadır. $\alpha = 180^\circ$ olduğunda ise

reaktörün kesime gitmesi yani akımın sıfır olması durumunu göstermektedir. Bu yüzden TCR üzerindeki akımı ayarlayabilmek için tetikleme açısı $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ aralığında seçilmelidir. Fourier analizi sonucu FC-TCR'nin akımının temel bileşeni Denklem (3.33)'teki gibi bulunur [29].

$$I_{TCR} = \frac{\varphi - \sin \varphi}{\pi X_L} V_t \quad (3.33)$$

İletim açısı (φ) ile tetikleme açısı arasındaki ilişki $\alpha + \varphi / 2 = \pi$ şeklindedir. Bu bağlamda FC-TCR'nin eşdeğer endüktif süseptansı B_L , iletim açısının bir fonksiyonu olarak Denklem (3.34)'teki gibi yazılabilir.

$$B_L(\varphi) = \frac{\varphi - \sin \varphi}{\pi X_L} \quad (3.34)$$

Bu tez çalışmasında FC-TCR'nin ayarlanabilir süseptansı, kapasitans etkisini azaltmak ve terminal gerilimini istenen seviyede tutmak amacıyla kontrol edilmektedir.

3.2.2 FC-TCR ile KUAG'ın Gerilim Regülasyonu

KUAG'ın basitleştirilmiş eşdeğer devresinden çıkış terminal geriliminin hesabı Denklem (3.19)'da gösterilmişti. Stator terminallerine paralel olarak bağlanan FC-TCR'nin empedansı (\bar{Z}_{TCR}) ile Denklem (3.19)'daki \bar{Z}_3 değeri paralel olacağı için iki paralel empedansın toplamı takip eden eşitlikteki gibi bulunur.

$$\bar{Z}_t = \left(\frac{1}{-jX_C / F^2} + \frac{1}{R_L / F} + \frac{\pi I_{TCR}}{2\omega_t(\varphi - \sin \varphi).V_t} \right)^{-1} \quad (3.35)$$

Tetikleme açısı değiştirilerek FC-TCR'nin süseptansının ayarlanmasıyla, sisteme reaktans eklenir veya sistemden reaktans çıkartılır. İletim açısı 0° ile 180° derece arasındayken, \bar{Z}_{TCR} 'nin karakteristiği de endüktiften kapasitife doğru değişmektedir. Bu yüzden, TCR'nin iletim açısı sayesinde terminal gerilimi V_t ayarlanabilmektedir.

3.3 KUAG'ın Frekans Regülasyonu

KUAG, sürekli durum çalışma anına ulaştığında, generatörün açısal frekansı (ω_s) sabitlenecektir. Bu açısal frekans, Denklem (3.36)'daki gibi bulunmaktadır [62].

$$\omega_s(t) = n_p \omega_r(t) - \omega_{sl}(t) \quad (3.36)$$

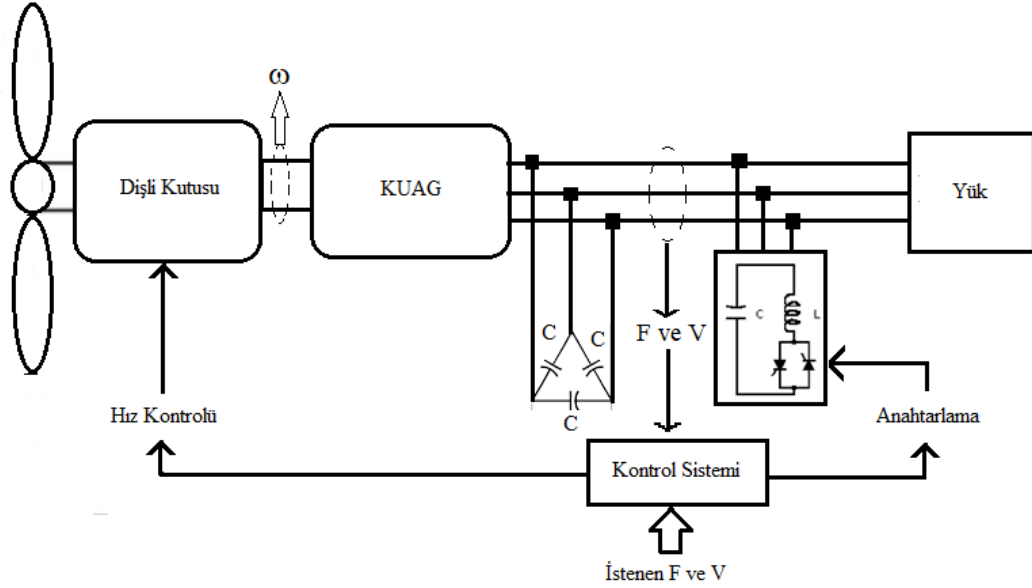
Denklemdaki n_p çift kutup sayısını, ω_r mekanik rotor hızını ve ω_{sl} ise kayma açısal frekansını göstermektedir. Bu denkleme göre rotor hızı değiştirilerek generatör frekansı istenen seviyede tutulabilir. Sonuç olarak, frekans kontrolü, harici olarak uygulanan tork yerine rotor hızının değiştirilmesiyle gerçekleştirilebilir. Rotor dinamikleri de Denklem (3.37)'deki gibi modellenabilir [62].

$$\dot{\omega}_r(t) = \frac{1}{J} (-B\omega_r(t) - T_{elec}(t) + T_{mec}(t)) \quad (3.37)$$

Denklem (3.37) verilen J atalet momentini, B viskoz katsayısı, T_{elec} elektromanyetik torku, T_{mec} ise makineye uygulanan harici mekanik torku vermektedir. Belirtilen denklemlerden anlaşılacağı üzere generatörün harici torku veya rotor mekanik hızı ayarlanarak frekans regülasyonu sağlanabilmektedir. Ayrıca hız kontrolünün parametre varyasyonlarına karşı sağlam ve duyarsız olması gerekmektedir [62].

4. FC-TCR'Lİ KUAG SİSTEMİ

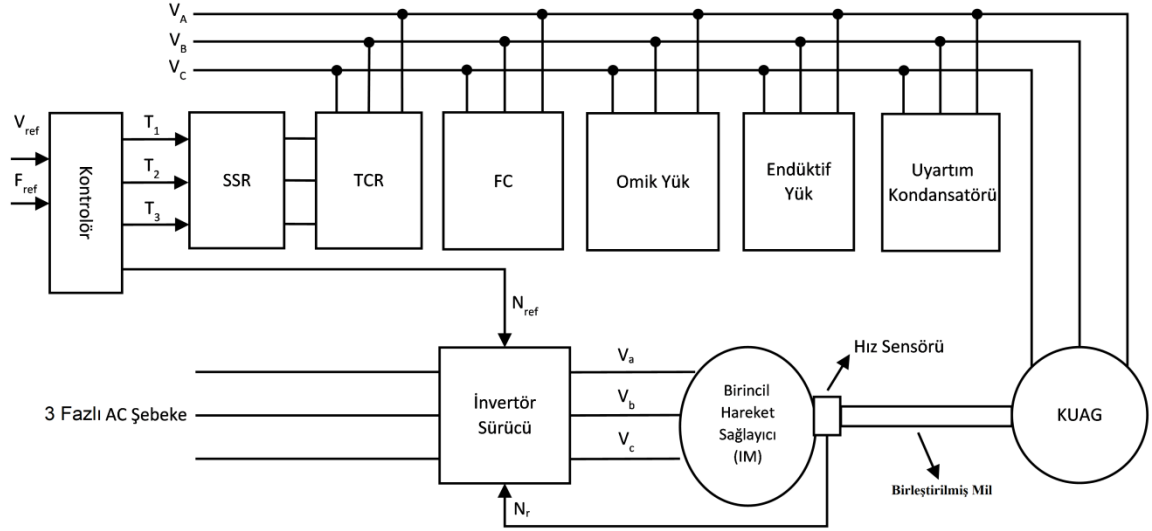
Bu tez çalışmasında, kırsal kesimlerde kullanılan üç fazlı KUAG içeren şebekeden bağımsız rüzgar türbininin kötü gerilim ve frekans regülasyonu sorununa çözüm getirmek için çeşitli kontrolör tasarımları gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Rüzgar türbininin çıkış geriliminin ayarlanabilmesi için FC-TCR yapısı kullanılmıştır. Frekansı ise generatör hızının kontrolüyle sağlanmıştır. Şekil 4.1'de önerilen sistemin genel yapısı gösterilmiştir.



Şekil 4.1: Önerilen FC-TCR'li KUAG sisteminin genel yapısı.

4.1 FC-TCR'li KUAG'ın Blok Diyagramı

Laboratuvar ortamı düşünüldüğünde önerilen sistemde rüzgar türbinini simüle edebilmek ve rüzgardan elde edilen gücü şafta aktarabilmek için harici bir asenkron motor kullanılmıştır. Oluşan hareketle beraber KUAG'ın gerilim indükleyebilmesi için stator terminallerine üçgen uyartım kondansatör grubu bağlanmıştır. KUAG'ın terminal gerilimi ve frekansı çeşitli sensörler ile ölçülerek kontrol altında tutulmuştur. Kullanılan sistemin blok diyagramı Şekil 4.2'de verilmiştir.

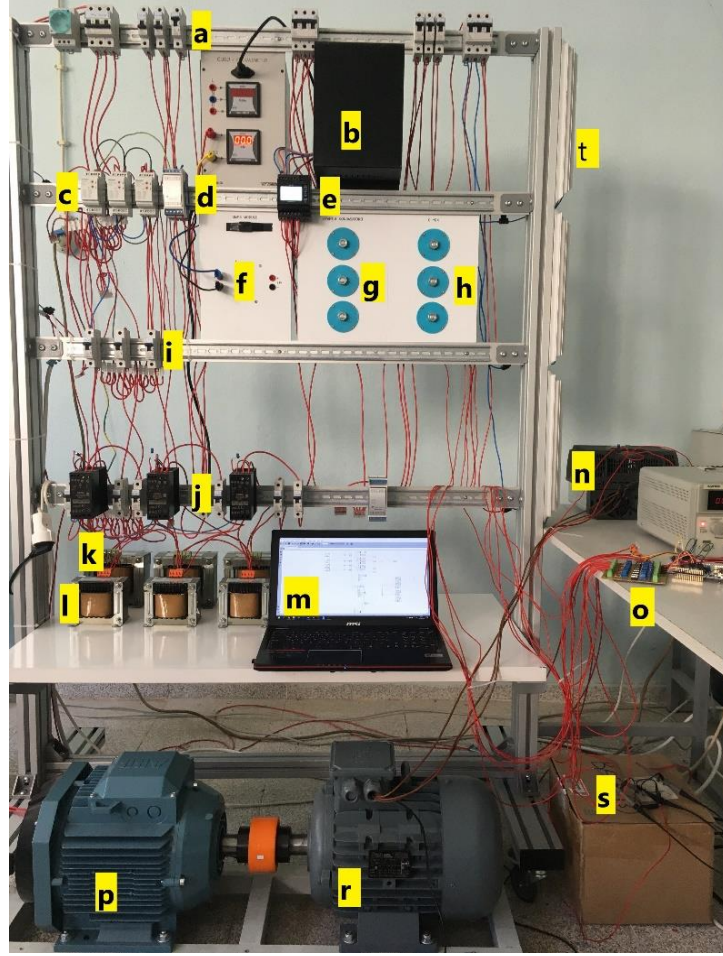


Şekil 4.2: Sistemin blok diyagramı.

Bu sistemde birincil hareket sağlayıcısı olarak asenkron motor (IM) kullanılmıştır. Asenkron motorun hız ayarı için şebekeden beslenen invertör sürücü kullanılmıştır. KUAG'ın çıkış gerilimi ve frekansının ölçülmesi için RMS transdüserleri kullanılmıştır. Böylelikle 0-500V aralığındaki çıkış gerilimi ve 40-60 Hz arasındaki frekans değeri ölçülerek, düşük DC gerilimlere indirgenmesi ve mikrodenetleyici kartı tarafından girdi olarak alınabilmesi sağlanmıştır. Sistemde ayrıca FC-TCR'nin sabit kapasitör tarafı için daha küçük değerlerde bir kondansatör grubu kullanılmış ve yıldız şeklinde terminallere bağlanmıştır. Omik yükler yine yıldız bağlı çeşitli değerlere sahip farklı yük gruplarından oluşmaktadır. Şekil 4.2'de SSR olarak ifade edilen birim solid state röleleri temsil etmektedir ve DC gerilimle kontrolü sağlanmaktadır. Birincil hareketi sağlayan motor KUAG ile aküple edilmiş ve şaftlar birleştirilmiştir.

4.2 Deney Düzenegi

Kullanılan sistemin yapısı Şekil 4.3'te gösterilmiştir. Sistemde, şebekeden bağımsız olarak çalıştırılan üç fazlı asenkron generatör mevcuttur. Üçgen bağlı kondansatör grubu gerilim oluşturulması için ihtiyaç duyulan reaktif gücü sağlamaktadır. Sistemdeki tüm birimler koruma amacıyla çeşitli sigortalar ile baralara bağlanmıştır. Kullanılan RMS sensörleri harici bir DC kaynak ile beslenmektedir.



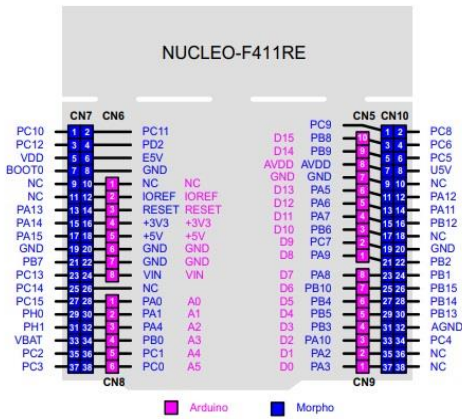
Şekil 4.3: Kurulan sistemin görüntüsü.

Deney düzeneğinin olduğu şekilde verilen komponentler sırasıyla şöyledir:

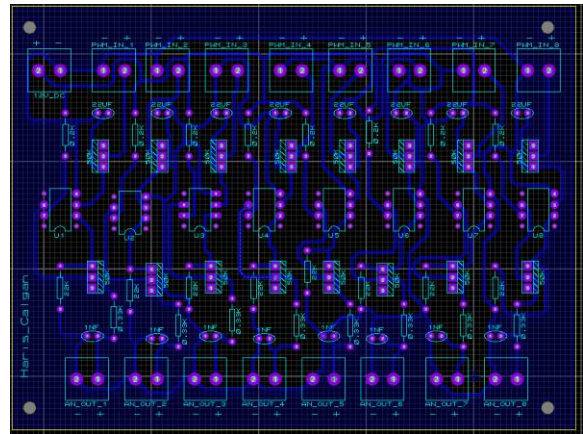
- a) Genel koruma amaçlı sigortalar,
- b) 40/5 A akım trafoları,
- c) 500 V AC - 20 mA DC gerilim transdüserleri
- d) 40-60 Hz – 20 mA DC frekans transdüseri
- e) Üç fazlı şebeke analizörü
- f) 12 V ve 24 V DC güç kaynağı
- g) Uyarım kapasitörü
- h) FC-TCR'nin sabit kapasitör tarafı
- i) FC-TCR'nin sigortaları
- j) 0-10 V DC solid state röleler
- k) FC-TCR'nin tristör kontrollü reaktör tarafı
- l) Dengeli endüktif yükler
- m) Bilgisayar üzerindeki Matlab/Simulink programı

- n) Birincil hareketi sağlayan IM'yi süren Siemens V20 invertör sürücü
- o) STM32 Nucleo F411RE mikrodenetleyici kartı
- p) Birincil hareketi sağlayan IM
- r) Üç fazlı KUAG
- s) Osiloskop problemleri
- t) Omik yükler

Bu çalışmada, veri alışverişi için Matlab/Simulink ile uyumlu çalışabilen, programlaması basit ve düşük maliyetli STM32 Nucleo-F411RE kartı kullanılmıştır. Çeşitli kontrolörler tasarlanarak Simulink ortamında yazılmış ve bu karta kolaylıkla yüklenmiştir. Ancak kartın en önemli eksikliklerinden birisi analog sinyal girişinin 0-3.3 V aralığında olması ve çıkış olarak sadece PWM çıkışlarına sahip olmasıdır. Dolayısıyla KUAG sisteminin çıkışlarının kontrol kartlarının girişine uyumlu olması gerekmektedir. Bu yüzden, RC filtresi kullanılarak STM32 kartının PWM çıkışları analog sinyallere çeviren bir kart tasarlanmıştır. Bu kart Şekil 4.3'te (o) karakteriyle gösterilmiştir. Şekil 4.4a'da kullanılan mikrodenetleyicinin pin şeması, Şekil 4.4b'de ise tasarlanan RC filtrenin baskı devresi verilmiştir.



a. STM32 Nucleo pin yapısı



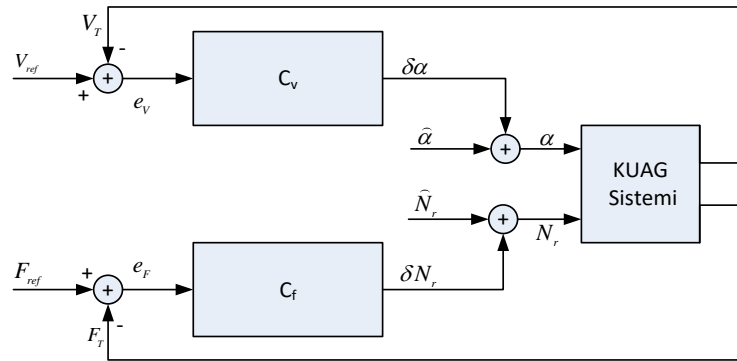
b. Tasarlanan filtre kartının baskı devresi

Şekil 4.4: Kullanılan mikrodenetleyici pin şeması ve filtre yapısı.

4.2.1 Kontrol Sisteminin Tasarlanması

Kullanılan KUAG sisteminde dengeli veya dengesiz kademeli yükler altında terminal gerilimi ve frekansının istenen referans değerlerde tutulması amaçlanmıştır. Gerilim kontrolü için FC-TCR yapısının tetikleme açıları çeşitli kontrolörler ile belirlenip SSR'lere

tetikleme sinyalleri ileilmektedir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, kullanılan SSR'lerin 0-10 V DC gerilim ile çalışması, ancak mikrodenetleyici STM32 kartının 3.33 V PWM çıkışlarına sahip olmasıdır. Tasarlanan filtre ile işlemsel yükseltici devresi beraber kullanılarak STM32'nin %0-100 arası doluluk oranına sahip 3.3 V PWM çıkışları, 0-10 V aralığına yükseltilerek SSR'ler sürülmektedir. İşlemsel yükseltici devresinde simetrik kaynağa ihtiyaç duymayan LT1006 kullanılmıştır. Aynı filtre ve işlemsel yükseltici devre, 0-10 V çalışma gerilimine sahip invertörün sürülmesinde de kullanılmıştır. Rüzgar türbininin simülasyonu olarak kullanılan ve birincil hareketi sağlayan harici IM'nin hızı istenen frekans değerini kontrol edilebilmesi için ayarlanmaktadır. Şekil 4.5'te KUAG'ın gerilim ve frekans regülasyonu için tasarlanan kontrol sistemi verilmiştir.



Şekil 4.5: KUAG'ın gerilim ve frekans kontrolü.

Şekil 4.5'te FC-TCR içeren KUAG'ın gerilim ve frekans kontrolörü görülmektedir. Bu tez çalışmasında gerilim ve frekans ayrı ayrı kontrol edilmektedir. Stator terminallerine bağlanan sensörler, yükler ve diğer birimlerin 50 Hz frekansta çalışmasından dolayı frekans kontrolörünün temel amacı çıkış frekansının bu değerde tutulmasını sağlamaktır. Diğer yandan, KUAG sisteminin doğrusal olmayan bir yapıya sahip olmasından dolayı, gerilim ve frekans kontrol döngülerinin ayrık olması gerekmektedir. Aksi takdirde frekanstaki dalgalanmalar sistemdeki reaktansları etkilemekte ve terminal gerilim kontrolünde kararsızlık oluşturmaktadır. Bu yüzden öncelikle frekans değeri istenen seviyeye sabitlenmelidir. Bu problemin sorun çıkartmaması için bu tez de gerilim kontrolörünün yanında daha hızlı bir frekans kontrolü içeren çok döngülü (multi-loop) kontrolör yapısı kullanılmıştır.

Şekil 4.5'te gerilim kontrolörü C_v ve frekans kontrolörü de C_f olarak gösterilmektedir. Kontrolör çıkışları $\delta\alpha$ tetikleme açısını ve δN_r generatör hızını göstermektedir. Kurulan deney sisteminin ve mikrodenetleyicinin yapısından dolayı burada belirtilen tetikleme açısı ve hız değerleri darbe genişlik modülasyonunun % doluluk oranı cinsinden kullanılacaktır. KUAG sisteminin gerilim oluşturabilmesi için belirli bir hızda dönüyor olması gerektiği önceki bölümlerde belirtilmişti. Bu çalışmada KUAG ilk gerilimi oluşturduktan belirli bir süre sonra kontrolörler devreye alınmaktadır. Dolayısıyla şekilde verilen $\hat{\alpha}$ başlangıç tetikleme açısını, \hat{N}_r de başlangıç hız değerini vermektedir. Yapılan bütün çalışmalarda ilk 10 saniye KUAG'ın gerilim oluşturabilmesi için ayrılmıştır. 10. saniyeden sonra ise çok dögülü kontrolörler devreye alınmıştır.

4.2.2 Mikrodenetleyicinin Simulink ile Kodlanması

Tez de kullanılan STM32F4 kartı 32-bit RISC yüksek performansa sahip, ARM ailesine ait Cortex-M4 çekirdeğini içermektedir. 180 MHz çalışma frekansına ve dijital sinyal işleme setine sahiptir. Flash 512 kB ve SRAM 128 kB olmak üzere iki farklı hafıza tipine sahiptir. STM32F4 kartı aynı zamanda birçok çevre birimine sahiptir ve aşağıda liste olarak verilmiştir [63].

- A/D Dönüştürücüler: 3 adet 12-bit A/D dönüştürücü 16 kanalı paylaşmaktadır. Tekil, sürekli zamanlı, tarama ve kesikli mod ile çalışabilmektedirler.
- D/A Dönüştürücüler: Bir adet 12-bit D/A dönüştürücü 2 harici kanalı paylaşmaktadır.
- Zamanlayıcı/Sayıcı: Mikrodenetleyici 14 zamanlayıcıyı üç ayrı gruba bölmektedir. Bunlar ileri kontrol, genel amaçlı zamanlayıcılar ve basit zamanlayıcıdır.
- USART/UART: Seri haberleşme için dört adet USART ve iki adet UART içermektedir.
- SPI ve I²C: Mikrodenetleyici 4 adet I²C ve 4 adet SPI seri arayüz içermektedir.

Bunların yanında bazı modeller de kamera arayüzü, CAN bus, HDMI arayüzü, SDIO ve SAI ara yüzlerini içermektedir.

Matlab/Simulink tarafından yayınlanan donanım destek araç kiti (Simulink Coder Support Package for STMicroelectronics Nucleo Boards) sayesinde Nucleo kartı ile bilgisayar arasında USB üzerinden kolaylıkla haberleşme sağlanabilmektedir. Simulink ortamında tasarlanan kodlar 'embedder coder' tarafından derlenerek STM32 Nucleo

kartına yüklenebilmektedir. Özellikle kartın 'External' modda çalışabiliyor olması, sistem çalışırken çeşitli katsayılara müdahale etme ve anlık olarak sistem çıkışlarını izleme avantajını sağlamaktadır. Dolayısıyla yapılan çalışmalarda Simulink External modda çalıştırılmıştır.

4.2.3 Gerilim Ölçümü

Bu tez çalışmasında RMS transdüser tabanlı gerilim ölçümü tercih edilmiştir. Böylelikle generatör ile kontrol kartı arasında bir izolasyon sağlanmış olmaktadır. İzolasyonlu ölçümün en büyük avantajı, herhangi beklenmedik gerilim yükselmelerinde veya gürültülü sinyallerde kontrol ünitelerinin zarar görmesini engellemektir. Deney düzeneğinde 0-450 V arası AC gerilim 0-20 mA DC akıma dönüştürülmektedir. Transdüser çıkışından gelen bu akım değeri 120 Ω 'luk omik dirence bağlanarak, kontrol kartına 0-3.3 V arası DC gerilim girişi sağlanmıştır. RMS transdüseri olarak Klemsan 600106 VT3-ACDC-24 modeli seçilmiştir ve her faza bir adet seri olacak şekilde bağlanmıştır.

4.2.4 Frekans Ölçümü

Frekans ölçümünde WBF152H25 model frekans transdüseri kullanılmıştır. Bu sensörün çalışma mantığı da voltmetre gibidir. Faz-nötr arasına paralel bağlanan bu sensör ile 40-60 Hz arasındaki frekans değerleri 0-20 mA DC akım olarak ölçülmektedir. İzolasyonlu ölçümü mevcuttur. Çıkışına bağlanan uygun direnç ile frekans değeri mikrodenetleyiciye 0-3.3 V giriş olarak verilmektedir.

4.2.5 Rüzgar Gücünün Üretimi

KUAG'ın birincil hareketini oluşturmak için asenkron motor kullanılmıştır. Asenkron motor karakteristiği gereği değişken hızlarda çalıştırılabilmektedir. KUAG'ın büyük bir aralıkta frekans kontrolünün yapılabilmesi için 3000 d/d nominal hıza sahip IM seçilmiştir. 7.5 kW, 400V, 3 fazlı bu makine, 11 kW Siemens V20 invertör tarafından sürülmektedir. İntvertörün makro programlama menüsünden analog sinyal ile sürme özelliği seçilerek, 0-10 V DC kaynak ile IM'nin hızı ayarlanabilmektedir. Bu tez çalışmasında frekans hatasına göre kontrolörün ürettiği hız komutu V20 sürücüsüne girerek generatörün hız ayarlaması yapılmıştır.

IM ile KUAG mekanik bir kaplin üzerinden akuple edilerek olası mekanik sarsıntıların önüne geçilmiştir. KUAG olarak ABB markasının 3 fazlı, 4 kutuplu, 5.5 kW, 400 V, 1500

d/d nominal çalışma özelliklerine sahip asenkron makinesi seçilmiştir. Güçlü bir motor grubuna dahil olduğundan üçgen modunda çalıştırılmaktadır.

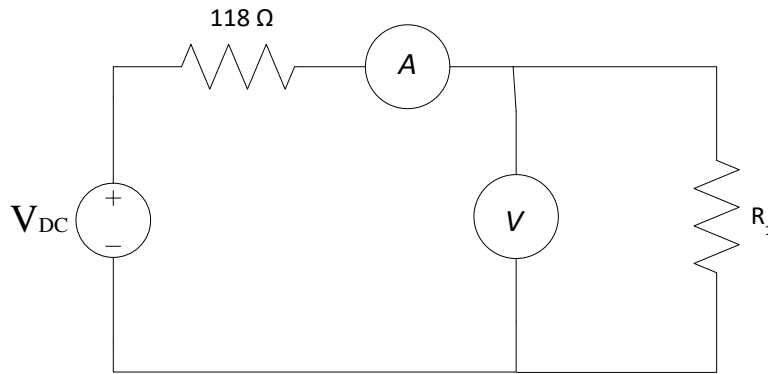
4.3 KUAG'ın Eşdeğer Devre Parametrelerinin Bulunması

Makinenin modellenmesi için eşdeğer devre parametrelerinin bilinmesi gerekmektedir. KUAG'ın eşdeğer devre parametreleri bilinirse, simülasyon programları üzerinde çeşitli analizler yapılabilen, model üzerinden kontrolör tasarlanabilmekte ve bağlanması gereken uyartım kondansatörünün değeri bulunabilmektedir. Asenkron generatörün parametrelerinin bulunması faz gerilimine, faz akımlarına ve rotor hızına bağlıdır.

Bir makinenin eşdeğer devresi yük değişimlerine karşı makinenin cevabının belirlenmesinde çok yararlı bir araçtır. Transformatördeki R_1 , R_2 , X_1 , X_2 ve X_m değerlerini bulmak için açık ve kısa devre deneylerine benzer bir şekilde asenkron makine içinde deneyler yaparak bulunur. Bu deneylerin nasıl yapılması gerektiği IEEE standart 112'de tanımlıdır [64]. Bu standarda göre kısaca stator direnci için DC deneyi, boşta çalışma deneyi, kısa devre deneyi yapılarak devre parametreleri bulunabilir.

4.3.1 Stator Direnci için DC Deneyi

Asenkron makinada R_1 direncinin bulunması için yapılacak deney diğer parametrelerden bağımsız olarak gerçekleştirilmektedir. Temel olarak asenkron makinenin stator sargılarına bir DC gerilim uygulanır. Akım DC olduğundan dolayı rotor devresinde gerilim indüklemey ve rotordan akım akmaz. Keza, DC akımda motorun reaktansı da sıfır olacaktır. Dolayısıyla motorda akan akımı sınırlayan tek büyüklük stator direncidir.



Şekil 4.6: Stator direnci için DC deneyi.

Şekil 4.6’da bu deney için devre şeması verilmiştir. Asenkron makinenin stator uçlarındaki yıldız üçgen bağlantıları sökülerek, DC bir kaynaktan 10 V ile beslenmiştir. Devrede akımı sınırlamak için 118 Ω bir direnç kullanılmıştır. Ayrıca kaynak ile makine arasındaki kablonun da iç direnci 0.7 Ω olarak ölçülmüştür. Bu durumda Denklem (4.1)’deki işlemlerden stator direnci $R_1=0.93 \Omega$ olarak hesaplanmıştır. DC devredeki R_1 direncinin AC devredeki değerinin bulunması için kullanılan çarpım katsayısı 1.1 olarak seçilmiştir.

$$V_{dc} = 10 V$$

$$R_{es} = R_1 + 118.5\Omega + 0.7\Omega$$

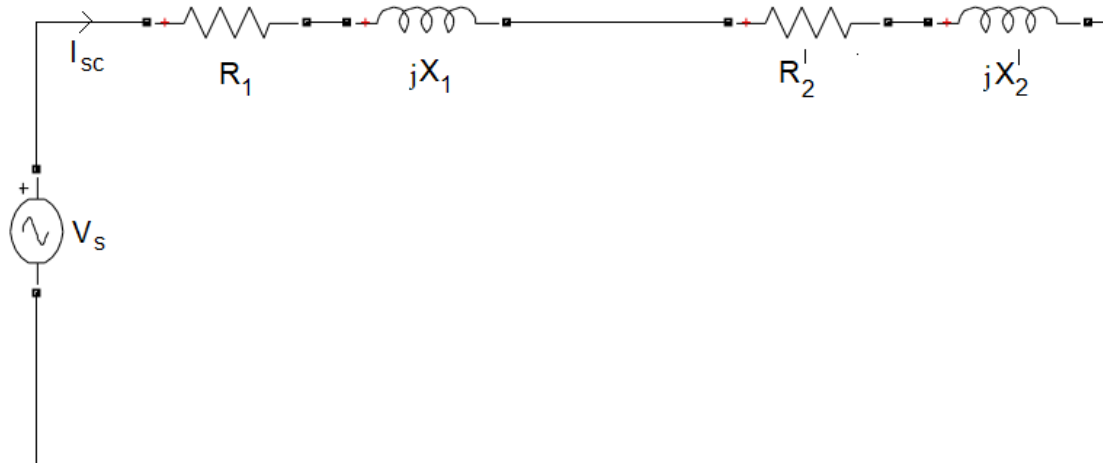
$$Ampermetre = 83.3mA$$

$$R_1 = 1.1 * 0.85\Omega = 0.93\Omega$$

(4.1)

4.3.2 Kilitli Rotor Deneyi

Bu deneye kilitli rotor veya kısa devre deneyi denmektedir. Rotor hareket etmemesi için tutulur ve statora gerilim uygulanır. Devreye uygulanan gerilim, çekilen akım ve güçler ölçülür. Bu deneyde, rotor kilitlenerek statora uygulanan gerilim nominal akım çekilene kadar arttırılır. Akım nominal değere ulaştığı zaman akım, gerilim ve güç değerleri ölçülür. Rotor hareket etmediği için kayma değeri 1’dir ve böylece yük kısmı kısa devre olacaktır. Kilitli rotor deneyinde eşdeğer devre Şekil 4.7’ye indirgenir.



Şekil 4.7: Kilitli rotor deneyi devre şeması.

R_2 ve X_2 değerleri, mıknatıslanma reaktansından çok küçük olduğundan dolayı akım R_2 ve X_2 üzerinden akacaktır. Bu deney sonucunda tüketilen aktif güç sayesinde R_2 direnci, reaktif güç sayesinde ise X_1 ve X_2 reaktansları bulunabilir. Denklem (4.2)’de bu

parametrelerinin bulunması için yapılan hesaplamalar verilmiştir. Burada X_1 ve X_2 arasındaki bağıntı NEMA elektrik motor tasarım kodlarından gelmektedir [65]. Yapılan kısa devre deneyinde kısa devre akımı $I_{sc}= 11.24$ A, aktif gücü $P_{sc}=235$ W ve reaktif gücü $Q_{sc}=1.70$ kVAr olarak okunmuştur.

$$\frac{P_{sc}}{I_{sc}^2} = \frac{235}{11.24^2} = 1.86 \Omega = R_1 + R_2$$

$$R_1 = 0.93 \Omega \text{ (DA deneyi)}$$

$$R_2 = 0.93 \Omega$$

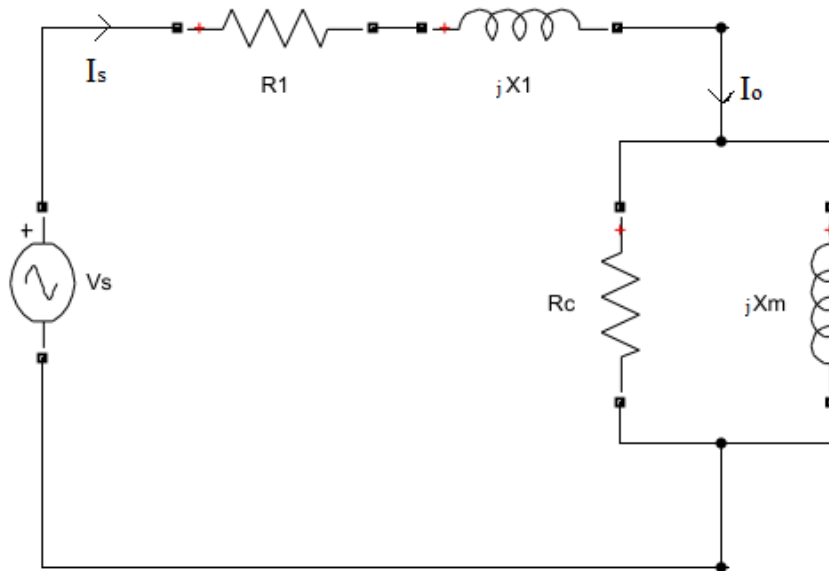
(4.2)

$$Q_{sc} = \frac{1700}{11.24^2} = 4.47 \Omega = X_1 + X_2 = X_{toplam}$$

$$X_1 = 0.3X_{toplam} = 1.341 \Omega, X_2 = 0.7X_{toplam} = 3.129 \Omega.$$

4.3.3 Boşta Çalışma Deneyi

Asenkron motorun boşta çalışma deneyi, motorun sürtünme kayıplarını ölçer ve mıknatıslanma akımı hakkında bilgi verir. Bu deney için eşdeğer devre Şekil 4.8'de görülmektedir. Bu deneyde motorun üstündeki tek yük sürtünme ve rüzgar kayıplarıdır. Motorun kayması çok küçüktür. Çok küçük olan kayma değeri yük direncini maksimum yapar ve bu kol Şekil 4.8'deki devreye indirgenir.



Şekil 4.8: Boşta çalışma deneyi devre şeması.

Boşta çalışma deneyi sonucu stator akımı $I_s=4.88$ A, stator gerilimi $V_s=227.23$ V, aktif güç $P_{toplam}=84$ W ve reaktif güç $Q_{toplam}=1100$ VAR ölçülmüştür. Denklem (4.3)'te ölçülen bu değerler ile yapılan hesaplamalar verilmiştir. Yapılan kısa devre deneyi sonucu makinenin R_c ve X_m değerleri elde edilmiştir.

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= \sqrt{R_1^2 + X_1^2} = 1.632 \Omega. \\
 V_{ag} &= V_s - I_s \cdot Z_1 = 227.23 - 4.88 \cdot 1.632 = 219.26 \text{ V}. \\
 P_{ag} &= P_{toplam} - P_{R_1} = 84 - 4.88^2 \cdot 0.93 = 61.85 \text{ W}. \\
 Q_{ag} &= Q_{toplam} - Q_{X_1} = 1100 - 4.88^2 \cdot 1.341 = 1068 \text{ VAR}. \\
 R_c &= \frac{V_{ag}^2}{P_{ag}} = \frac{219.26^2}{61.85} = 777.28 \Omega. \\
 X_m &= \frac{V_{ag}^2}{Q_{ag}} = \frac{219.26^2}{1068} = 45.01 \Omega.
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

Hesaplamalar sonucu elde edilen değerler tabloya aktarılmıştır. Ayrıca kullanılan ABB marka makinenin modeli firmaya sorularak veri kağıdı temin edilmiştir. Yapılan deneyler sonucu elde edilen değerler ile veri kağıdındaki değerlerin karşılaştırılması Tablo 4.1'de verilmiştir.

Tablo 4.1: Eşdeğer devre parametrelerinin karşılaştırılması.

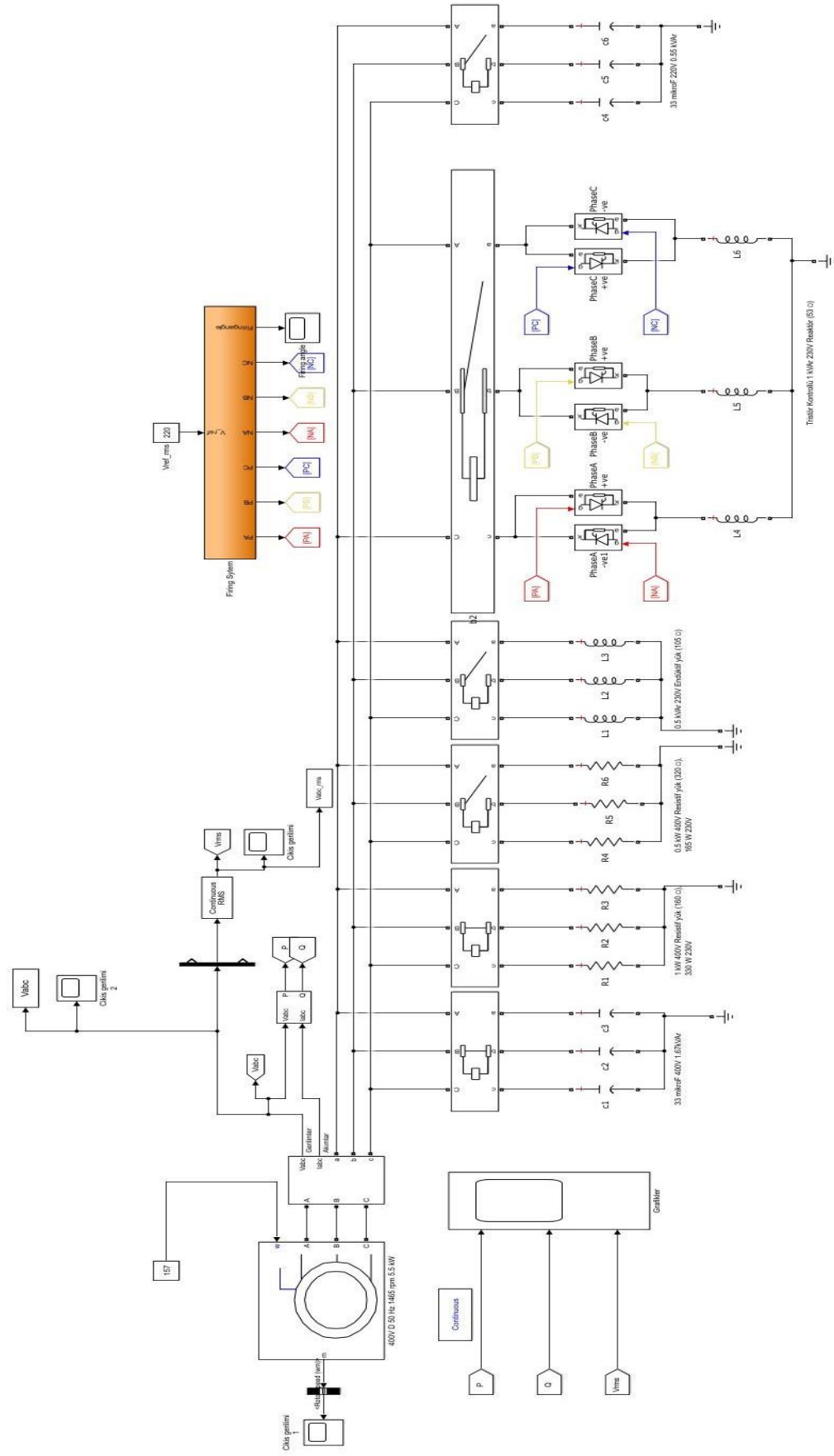
	ABB Datasheet	Deney Sonucu
R_1	0.90 Ω	0.93 Ω
R_2	0.61 Ω	0.93 Ω
X_1	1.50 Ω	1.34 Ω
X_2	4.20 Ω	3.13 Ω
$R_{fr} + R_{iron} (R_c)$	886 Ω	777 Ω
X_m	44 Ω	45 Ω

4.4 FC-TCR'li KUAG Sisteminin Simulink Ortamında Oluşturulması

Bu bölümde tasarlanan sistemin Matlab/Simulink ortamında kurulması gösterilecektir. Önceki bölümde parametreleri belirlenen KUAG için Simulink'te hazır asenkron makine modeli kullanılmıştır. Blok içerisine gerekli eşdeğer devre parametreleri girilmiştir. Daha sonra deney düzeneğinde bulunan yıldız veya üçgen bağlı birimler simülasyona

eklenmiştir. İki adet paralel zıt bağlı tristörler ile TCR yapısı oluşturularak, sabit kapasitörlere paralel bağlanmıştır.

Deney setindeki birimlerin gerçek değerleri kullanılarak oluşturulan simülasyon düzeneği Şekil 4.9'da verilmiştir. Simülasyon çalıştırıldığında ilk iki saniyede kontrolörler devrede olmayıp, KUAG'ın gerilim oluşturma süreci beklenmektedir. İkinci saniyeden sonra gerilim ve frekans kontrolörleri devreye alınarak, yük değişimlerinde veya sistemin diğer dinamiklerinin değişimlerinde KUAG'ın performansı tasarlanan simülasyon üzerinde kolayca test edilebilmektedir. Bu düzeneğin en büyük amacı çeşitli kontrolör yapıları tasarlandığında, ilk önce Simulink üzerinde test edilmesi sağlanarak zamandan tasarruf yapılmaktadır.



Şekil 4.9: Önerilen sistemin simülünk ortamında oluşturulması.

5. KUAG İÇİN KONTROLÖR TASARIMLARI VE UYGULAMALARI

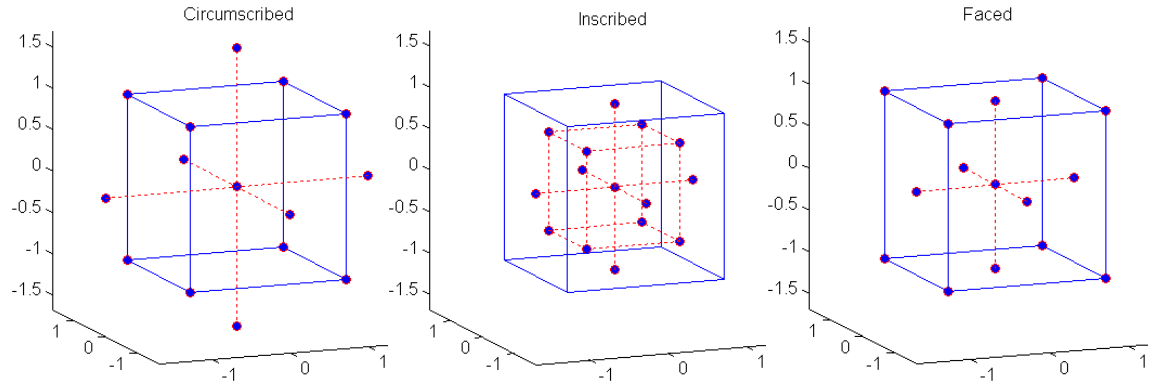
KUAG'ın çıkış geriliminin kontrolü için iki farklı kontrolör tasarımı hedeflenmiştir. Her iki kontrolörün tasarımında ilk adım olarak KUAG'ın optimal çalışma koşullarının belirlenmesi gerekmektedir. Bu yüzden KUAG'ın ilk önce Yanıt Yüzey Yöntemi (YYY) ile yaklaşık bir modeli elde edilerek optimal tetikleme ve hız değerlerine ulaşılmaya çalışılmıştır. Daha sonra KKK ile PI kontrolörün birleşiminden oluşan ilk kontrolör, KUAG'ın akım ve gerilim dq bileşenleri kullanılarak tasarlanmıştır. İkinci kontrolör için optimal çalışma koşulları ele alınarak KUAG'ın küçük sinyal modeli oluşturulmuştur. Bu model üzerinden karma duyarlılık problemi çözülerek gürbüz bir kontrolör tasarımı ve uygulaması gerçekleştirilecektir. Her iki kontrolörün tasarlama aşamaları ve performanslarının incelenmesi bu bölümde detaylıca anlatılmıştır.

5.1 YYY ile Optimum Hız ve Tetikleme Açılarının Bulunması

KUAG'ın karmaşık yapısı araştırmacıları çıkış gerilimi ve frekansının regülasyonu konusunda oldukça zorlamaktadır. Ancak yine de birçok regülasyon çalışmasında eşdeğer devre parametreleri bilinen KUAG'ın matematiksel modellere bağlı kontrol yöntemleri kullanılmıştır. Makine parametrelerinin bilinmediği durumlarda ise bu yöntemlerin kullanışsız olacağı açıkça görülmektedir. Tez çalışmasının bu bölümünde dengesiz yüklü KUAG'ın çıkış gerilimi ve frekansının istenen seviyelerde tutulması için YYY kullanılmıştır. Böylelikle FC-TCR'nin tetikleme açıları ve shaft hızı optimize edilmektedir. Kullanılan yöntemin en önemli avantajı, eşdeğer devre parametrelerine ihtiyaç olmadan istenen gerilim ve frekans için optimal parametrelerin bulunabilmesidir.

YYY, istatistiksel ve matematiksel teknikleri kullanarak süreçleri formüle edebilme ve geliştirebilme yeteneğine sahiptir [66]. Aynı zamanda girişler ve çıkışlar arasında bağlantı bulunan çeşitli sistemlerin deneysel tasarımını yapma konusunda etkili bir yöntemdir. Sınırlı deney sayısı ile karmaşık sistemleri oldukça başarılı bir şekilde modelleyebilmektedir. YYY'nin uygulanması üç aşamadan oluşmaktadır. Başlangıç deneyleriyle bağımsız girişler (faktörler) ve bu girişlerin sınırları belirlenmektedir. İkinci olarak, deney tasarımı belirlenmekte ve model tasarlanmaktadır. Son olarak ise kontur grafikleri ile bağımsız girişlerin çıkışlara olan etkilerinin saptanması ve optimum noktaların bulunması gelmektedir.

Merkezi kompozit YY tasarımı (CCD) standart tekniklerden biridir ve minimum deney sayısına sahip deney tasarımı için kullanılır. Merkezi kompozit tasarımları çevrelenmiş (Circumscribed), içine çizilmiş (Inscribed), yüzey merkezli (Faced) olmak üzere üç farklı yapıya sahiptir. Şekil 5.1’de verilen bu tasarımlar giriş sayısına bağlı olarak istenen özelliklere göre seçilir.



Şekil 5.1: Merkezi kompozit tasarımları.

Bu tez çalışmasında yüzey merkezli ikinci dereceden merkezi kompozit tasarımı seçilmiş ve YY modelinin oluşturulmasında kullanılmıştır. YY modeli için FC-TCR yapısının tetikleme açıları ve shaft hızı giriş olarak, yük üzerine düşen gerilim ve frekans değerleri de çıkış olarak ele alınmıştır. Dengesiz olarak yüklenen üç fazlı KUAG’ın her bir fazının gerilimi istenen referans seviyelerinde tutulması amaçlanmıştır. İkinci dereceden merkezi kompozit YY modelinin yapısı Denklem (5.1)’te verilmiştir.

$$\hat{G}(X) = a + \sum_{i=1}^n b_i x_i + \sum_{i=1}^n c_i x_i^2 \quad (5.1)$$

$\hat{G}(X)$ çıkışları içeren ikinci dereceden polinomu göstermektedir. a, b_i, c_i ise hesaplanması gereken polinom katsayılarını belirtmektedir. Denklem (5.1)’de verilen modelin giriş ve çıkışlar arasında bağlantı kurmak, girişlerin önem katsayılarını ve istenen çıkış değerleri için optimum girişleri belirlemek olmak üzere üç farklı amacı vardır [67]. Bu amaçların başarılabilmesi için yapılması gereken toplam deney sayısı Denklem (5.2)’deki gibi hesaplanır.

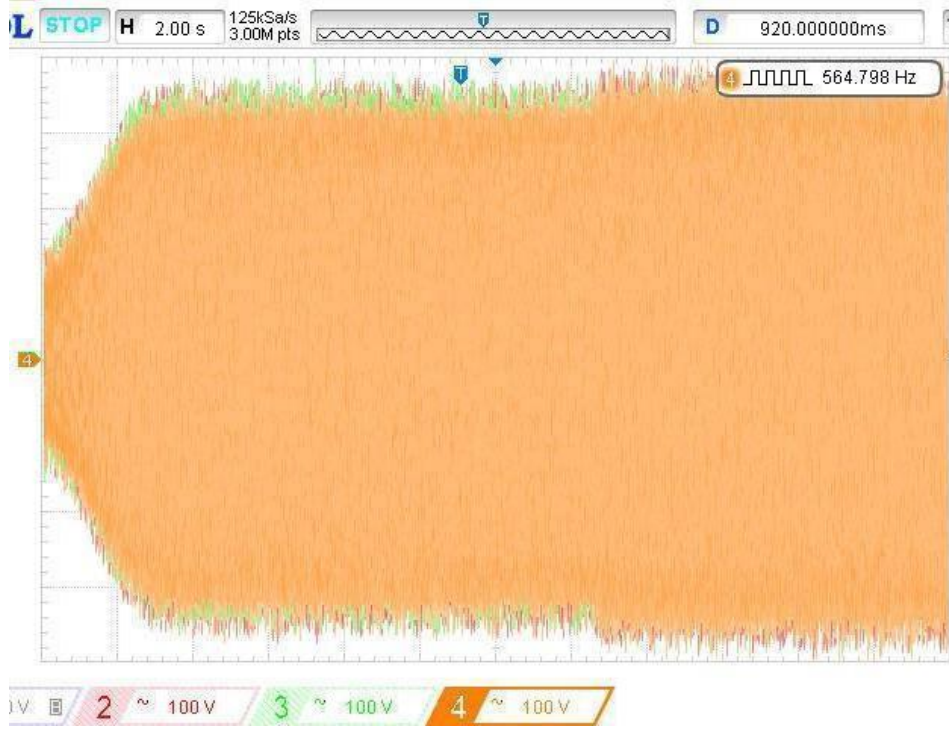
$$N_{\text{exp}} = 2^k + 2k + nc \quad (5.2)$$

Denklemdaki k giriş sayısını, nc merkez noktasındaki deney tekrar sayısını ve N_{exp} toplam deney sayısını belirtmektedir. FC-TCR'li üç fazlı KUAG sisteminde yük gerilimi ve frekansı çıkış olarak, TCR'nin tetikleme açıları ve şaft hızı da giriş olarak düşünülmüştür. Toplamda dört adet giriş ve iki adet çıkış bulunmaktadır. Dengesiz olarak yüklenen sistemin giriş-çıkış değerleri Tablo 5.1'de verilmiştir. Yapılan ön deneyler sayesinde sınır değerleri belirlenmiş ve tablo sınır değerlerine göre oluşturulmuştur. Merkezi kompozit tasarımına uygun olarak hazırlanan bu tabloda maksimum giriş seviyesi (+1 olarak kodlanmış), minimum giriş seviyesi (-1 olarak kodlanmış) ve merkezi seviye (0 olarak kodlanmış) olarak belirtilmiştir. TCR'nin iletim açıları ($\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$) ve şaft hızının (N_r) giriş değerleri limitleri aşağıdaki tabloya yazılmıştır.

Tablo 5.1: Deney tasarımında kullanılan girişler ve sınır değerleri.

Girişler	Minimum Seviye	Merkezi Seviye	Maksimum Seviye
Kodlanmış	-1	0	1
N_r (d/d)	1500	1550	1600
φ_1 (derece)	36	54	72
φ_2 (derece)	36	54	72
φ_3 (derece)	36	54	72

Şekil 5.2'de üç fazlı KUAG'ın ilk gerilim oluşturma süreci verilmiştir. Laboratuvar koşulları düşünüldüğünde çıkış geriliminin yüksek değerlere çıkmaması için KUAG faz başına 1.5 kW olmak üzere yüklü olarak çalıştırılmıştır. 17. saniyeden sonra c fazına bağlı olan yük miktarı 1 kW değerine düşürülmüştür. Bu noktadan sonra sistem dengesiz olarak çalıştırılmaktadır. Dengesiz yükler altında çalışan bu sistemde faz başı yük gerilimlerinin etkin değerleri sırasıyla 245 V, 235 V ve 260 V olarak ölçülmektedir. Herhangi bir fazdaki yük değişiminin bütün faz gerilimlerini etkilediği görülmektedir. Bu da gerilim regülasyonunda karmaşıklığa yol açmaktadır. Tasarlanan yöntem ile TCR'ler doğru bir şekilde tetiklenerek yük gerilimlerinin referans seviyelerinde tutulması hedeflenmiştir.



Şekil 5.2: Dengesiz yükü besleyen üç fazlı KUAG'ın gerilim üretme süreci.

İletim açısı olarak belirlenen girişler gerçek deney düzeneğinde bulunan SSR'ler düşünüldüğünde T1, T2, T3 olmak üzere üç farklı tetikleme açısına (gerilimine) dönüştürülmelidir. Böylelikle, iletim açıları yerine 0-10 V DC kaynak ile kontrol edilebilen SSR'lerin tetikleme gerilimleri devreye girmektedir ve deney tasarımı da bu kritere göre yeniden şekillenmiştir. Bu dönüşüm işleminde, TCR yapısının tam iletimde olduğu ve tetikleme açısı 90° olduğu dikkate alınarak T1 değeri 10 V, TCR'nin kesimde olduğu durumda (0° iletim açısı) tetikleme açısı 180° ve T1, 0 V değerini almaktadır. Dengesiz olarak yüklenen üç fazlı KUAG'ın deney tasarımı ve YY modeli için Minitab programı kullanılmıştır. Bu programa göre deney tasarımı ve yapılması gereken deneyler sonuçlarıyla beraber Tablo 5.2'de verilmiştir.

Deney tasarımı ve sonuçları yine Minitab istatistik programı vasıtasıyla eğri uydurma yöntemi kullanılarak ikinci dereceden (quadratic) bir polinom olan YY modeline yerleştirilmiştir. Elde edilen YY modellerinin başarısı R^2 (regresyon) değerine bakıldığında oldukça yüksektir. Takip eden denklemler elde edilen faz gerilimi ve frekans YY modellerini göstermektedir.

Tablo 5.2: Deney tasarımı ve ölçülen sonuçlar.

Deney Sayısı	T1 (V)	T2 (V)	T3 (V)	Hız (d/d)	V _a (V)	V _b (V)	V _c (V)	F (Hz)
1	2	2	2	1500	245,0	260,0	230,0	49,77
2	4	2	2	1500	196,0	286,0	220,0	49,82
3	2	4	2	1500	223,7	207,3	261,0	49,74
4	4	4	2	1500	159,5	205,7	217,8	49,73
5	2	2	4	1500	277,0	248,0	184,6	49,76
6	4	2	4	1500	201,2	244,5	160,2	49,72
7	2	4	4	1500	231,8	180,2	192,3	49,70
8	4	4	4	1500	148,3	158,0	144,2	49,71
9	2	2	2	1600	298,0	317,5	275,0	52,93
10	4	2	2	1600	242,0	352,0	272,9	52,99
11	2	4	2	1600	277,0	259,4	322,3	52,96
12	4	4	2	1600	222,8	295,0	305,2	53,01
13	2	2	4	1600	340,0	306,0	223,3	52,92
14	4	2	4	1600	282,0	331,3	217,1	52,98
15	2	4	4	1600	315,0	245,0	266,5	52,97
16	4	4	4	1600	248,2	264,0	240,1	52,90
17	2	3	3	1550	275,3	250,0	247,0	51,52
18	4	3	3	1550	211,6	261,4	222,4	51,39
19	3	2	3	1550	262,3	294,6	222,8	51,50
20	3	4	3	1550	227,5	225,0	239,8	51,38
21	3	3	2	1550	230,0	275,3	264,0	51,50
22	3	3	4	1550	250,8	247,0	205,0	51,37
23	3	3	3	1500	200,0	212,0	192,0	49,88
24	3	3	3	1600	278,0	297,5	265,5	53,07
25	3	3	3	1550	240,0	256,0	230,0	51,29

$$\begin{aligned}
\text{Frekans} = & 2,9 + 0,008T1 - 0,180T2 + 0,160T3 + 0,0307 \text{ Hız} - 0,0199T1*T1 \\
& - 0,0349T2*T2 - 0,0399T3*T3 - 0,0094T1*T2 - 0,0119T1*T3 \\
& + 0,000113T1*\text{Hız} - 0,0019T2*T3 + 0,000262T2*\text{Hız} + 0,000063T3*\text{Hız}
\end{aligned} \quad (5.3)$$

$$\begin{aligned}
V_a = & -1592 - 101,4T1 - 132,4T2 - 177,8T3 + 2,54 \text{ Hız} + 2,33T1*T1 + 3,78T2*T2 \\
& - 0,72T3*T3 - 0,00085 \text{ Hız} * \text{Hız} - 1,87T1*T2 - 3,79T1*T3 + 0,0469T1*\text{Hız} \\
& - 3,68T2*T3 + 0,0711T2*\text{Hız} + 0,1391T3*\text{Hız}
\end{aligned} \quad (5.4)$$

$$\begin{aligned}
V_b = & -1829 - 185,1T1 - 118,6T2 - 115,0T3 + 2,84 \text{ Hız} - 1,38T1*T1 + 2,72T2*T2 \\
& + 4,07T3*T3 - 0,00093 \text{ Hız} * \text{Hız} - 3,22T1*T2 - 4,74T1*T3 + 0,1446T1*\text{Hız} \\
& - 2,16T2*T3 + 0,0549T2*\text{Hız} + 0,0634T3*\text{Hız}
\end{aligned} \quad (5.5)$$

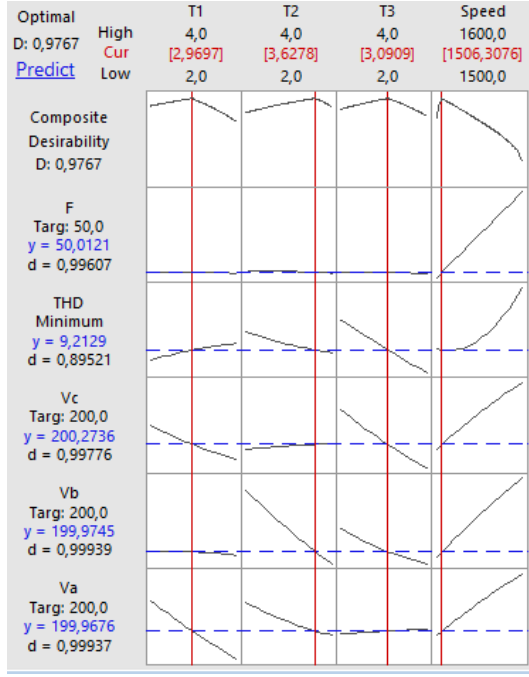
$$\begin{aligned}
V_c = & -2487 - 147,9T1 - 202,3T2 - 66,8T3 + 3,72 \text{ Hız} + 2,81T1*T1 - 0,59T2*T2 \\
& + 2,61T3*T3 - 0,001255 \text{ Hız} * \text{Hız} - 5,756T1*T2 - 2,044T1*T3 \\
& + 0,0924T1*\text{Hız} - 3,156T2*T3 + 0,1566T2*\text{Hız} + 0,0239T3*\text{Hız}
\end{aligned} \quad (5.6)$$

Elde edilen YY modellerinin regresyon değerleri sırasıyla %99.88, %99.68, %99.51 ve %99.63 olarak hesaplanmıştır. Regresyon değerleri yüksek olmasına rağmen modellerin güvenilirliğini kanıtlamak için beş farklı test deneyi yapılmış ve sonuçları kaydedilmiştir. Yapılan test deneyleri sonucunda elde edilen YY modelinin kestirdiği ıkışlar ve ölçülen ıkışlar karşılaştırmalı olarak Tablo 5.3'te verilmiştir. Tablodan görüldüğü üzere YYY ile kestirilen gerilim gerçek sonuçlara çok yakındır ve maksimum %2.8 kestirim hatası elde edilmiştir. Diğer taraftan frekans kestirim hatası ise maksimum %0.2'dir. Test deneylerinde elde edilen kestirim hataları KUAG'ın YYY ile mkemmell bir şekilde modellendiğini kanıtlamaktadır.

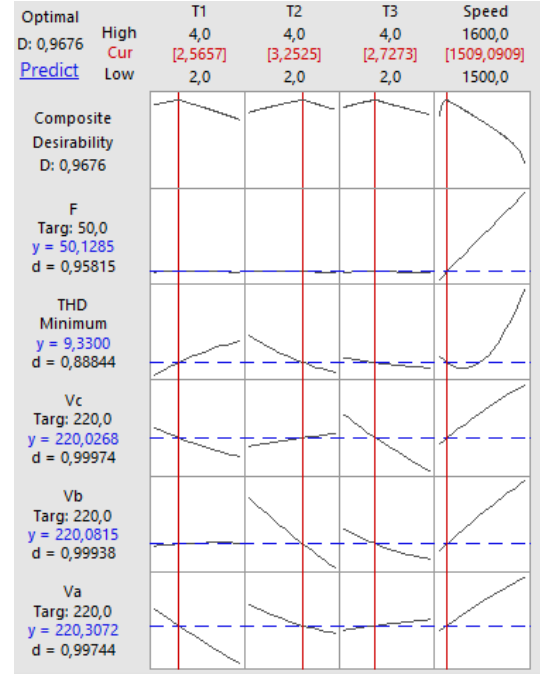
Tablo 5.3: Gerçek ıkışlar ile kestirilen çıkışların karşılaştırılması için yapılan test deneyleri.

Deney Sayısı	T1 (V)	T2 (V)	T3 (V)	N _r (d/d)	V _a (V)		V _b (V)		V _c (V)		F (Hz)	
					Ger.	YYY	Ger.	YYY	Ger.	YYY	Ger.	YYY
1	2,25	2,75	3,25	1525	259	256	242	240	218	216	50,53	50,63
2	3,50	2,50	3,00	1570	251	248	296	293	236	234	52,16	52,08
3	3,00	3,50	2,50	1540	224	222	242	241	246	245	51,07	51,11
4	2,75	3,25	2,25	1515	220	214	241	234	244	237	50,28	50,31
5	3,75	2,25	2,75	1560	242	237	308	301	235	233	51,66	51,75

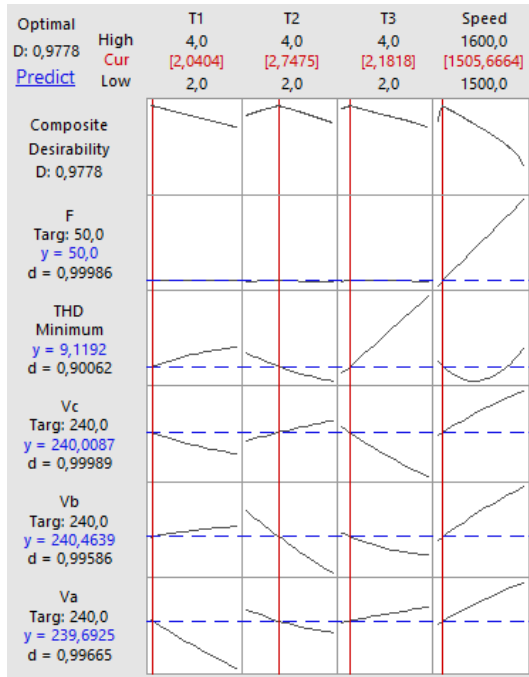
YY modellerinin kesinlikleri kanıtlandıktan sonra dengesiz yüklü KUAG sistemi üzerinde performansı değerlendirilmiştir.  farklı yük geriliminin aynı seviyede ve değişken referans değerlerinde olması için elde edilen YY modelleri kullanılarak T1, T2 ve T3 optimize edilmiştir. Referans gerilim değerleri sırasıyla 200 V, 220 V and 240 V olarak seçilmiştir. Aynı zamanda referans frekansı 50 Hz olarak belirlenerek yine YY modeli vasıtasıyla şaft hızı (N_r) optimize edilmiştir. İstenen yk gerilimleri ve frekans için YYY optimizasyon sonuçları şekil 5.3'te verilmiştir.



a. Faz başı $V_{ref}=200V$



b. Faz başı $V_{ref}=220V$



c. Faz başı $V_{ref}=240V$

Şekil 5.3: YYY optimizasyon sonuçları.

Şekil 5.3a'da görüldüğü üzere, dengesiz yüklü KUAG'ın faz başı 200 V yük gerilimine sahip olması için T1, T2 ve T3 reaktörlerinin sırasıyla 2.96, 3.62 ve 3.09 DC gerilimle tetiklenmesi gerekmektedir. Şaft hızı ise 1506.3 d/d olmalıdır. Böylelikle, F'in 50 Hz; V_a , V_b ve V_c 'nin de 200 V olması hedeflenmiştir. Şekil 5.3'te yatay olarak çekilen eğriler tetikleme ve hıza göre çıkış değişimlerini göstermektedir. Dikey olarak çizilen kırmızı

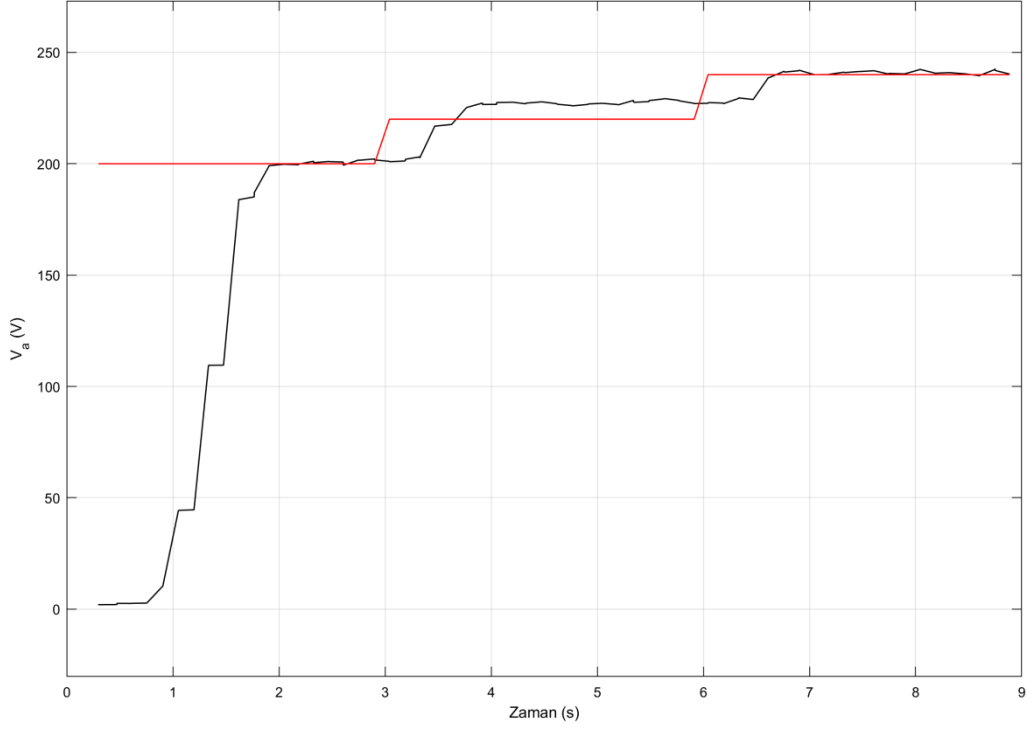
doğrular ile eğrilerin çakıştığı nokta ise optimum giriş değerlerini vermektedir. Tablo 5.4'te optimizasyon sonucu elde edilen bütün veriler detaylı olarak verilmiştir. Tablodaki V_{est} ve F_{est} YYY tarafından kestirilen çıkışları göstermektedir.

Tablo 5.4: İstenen referans değerleri için YYY optimizasyon sonuçları.

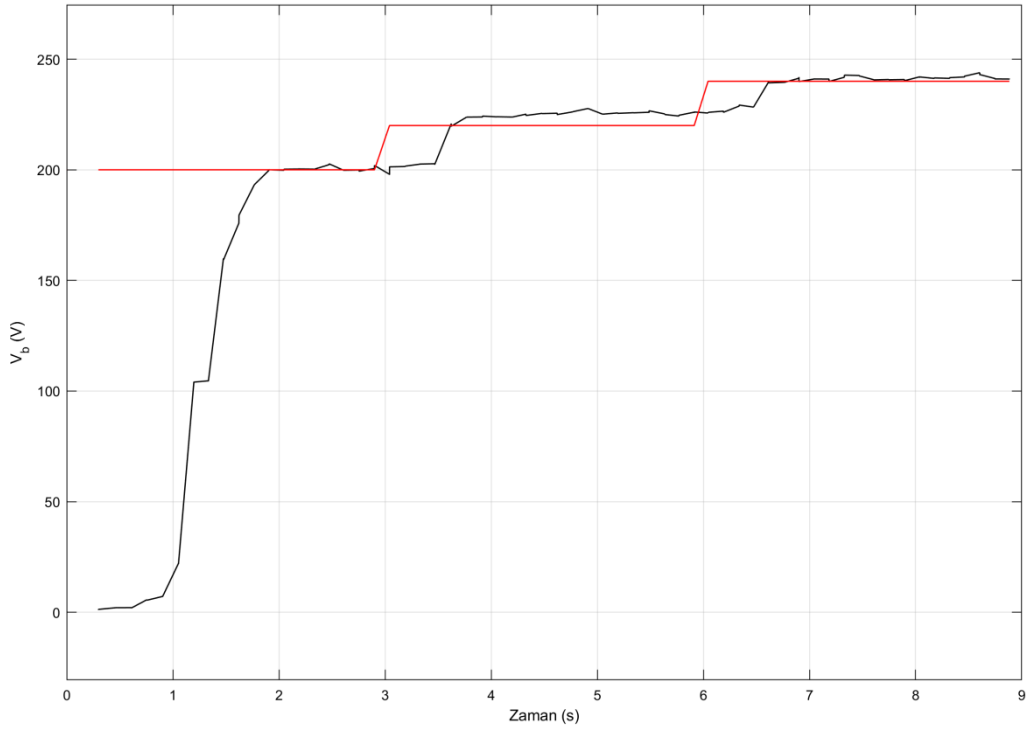
Referans değerleri		Optimum giriş değişkenleri				Kestirilen çıkışlar			
Gerilim (V)	Frekans (Hz)	T1 (V)	T2 (V)	T3 (V)	N_r (d/d)	V_{a_est} (V)	V_{b_est} (V)	V_{c_est} (V)	F_{est} (Hz)
200 V	50 Hz	2,97	3,68	3,09	1506	199,96	199,97	200,27	50,01
220 V	50 Hz	2,56	3,25	2,72	1509	220,30	220,08	220,02	50,12
240 V	50 Hz	2,04	2,74	2,18	1505	239,69	240,46	240,00	50,00

Bu noktadan sonra KUAG sistemi $V_{ref}=200$ V olacak şekilde çalıştırılmış ve gerilim oluşturulması sağlanmıştır. Üçüncü saniyede referans gerilimi 220 V'a çıkarılmış ve son olarak altıncı saniyede 240 V seviyesine çıkarılmıştır. Tüm çalıştırılma süreci boyunca referans frekans 50 Hz olarak ele alınmıştır. YYY, KUAG'ın çalışma süresince Tablo 5.4'te verildiği gibi optimum tetikleme ve hız değerlerini belirleyerek referans değerleri elde etmeye çalışmaktadır. Şekil 5.4 ve Şekil 5.5'te dengesiz yüklü üç fazlı KUAG sisteminin YYY ile çalıştırılması sonucu elde edilen deneysel sonuçlar verilmiştir.

Üçüncü ve altıncı saniyelerde, TCR'ler istenen yük gerilimlerine ulaşmak için YYY tarafından belirlenen açılarla tetiklenmiştir. Sonuç grafiklerinden görüleceğe üzere V_a , V_b ve V_c gerilimleri kabul edilebilir hata oranları ile referans gerilimler üzerinde tutulmuştur. Tasarlanan yöntem ile gerilim hatası maksimum %2.27 oranında ve 3 ile 6. saniyeler arasında gerçekleşmiştir. Diğer taraftan ölçülen frekans 50 Hz civarında sabitlenmiştir ve sadece 3 ile 6. saniyeler arasında maksimum %2 hata ile regüle edilmiştir. Yapılan bu çalışma ile istenen gerilim ve frekans çıkışı için KUAG sistemine bağlı FC-TCR yapısının hangi aralıklarda tetikleneceği ve shaft hızı hakkında bilgi edinilmiştir. Böylece sistem eşdeğer devre parametrelerine ve sürekli durum analizine gerek duyulmadan tatmin edici bir şekilde çalıştırılmıştır. Optimum giriş değerleri kontrolör tasarımlarında referans olarak alınmış ve ilerleyen çalışmaları kolaylaştırmıştır.

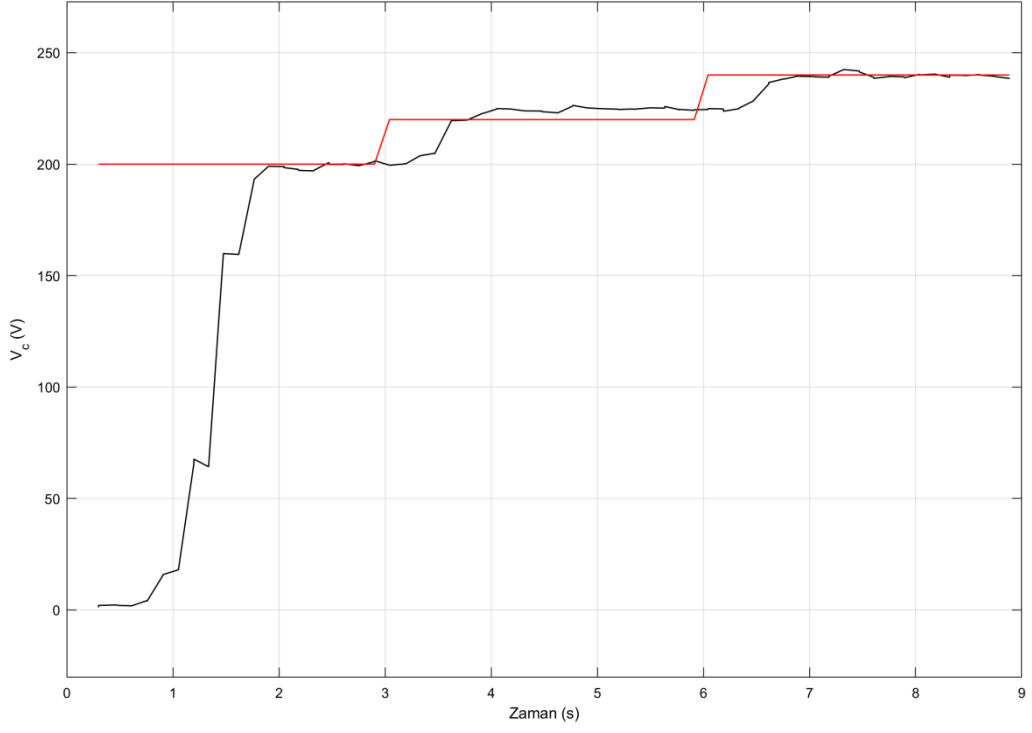


a. A fazının yük gerilimi



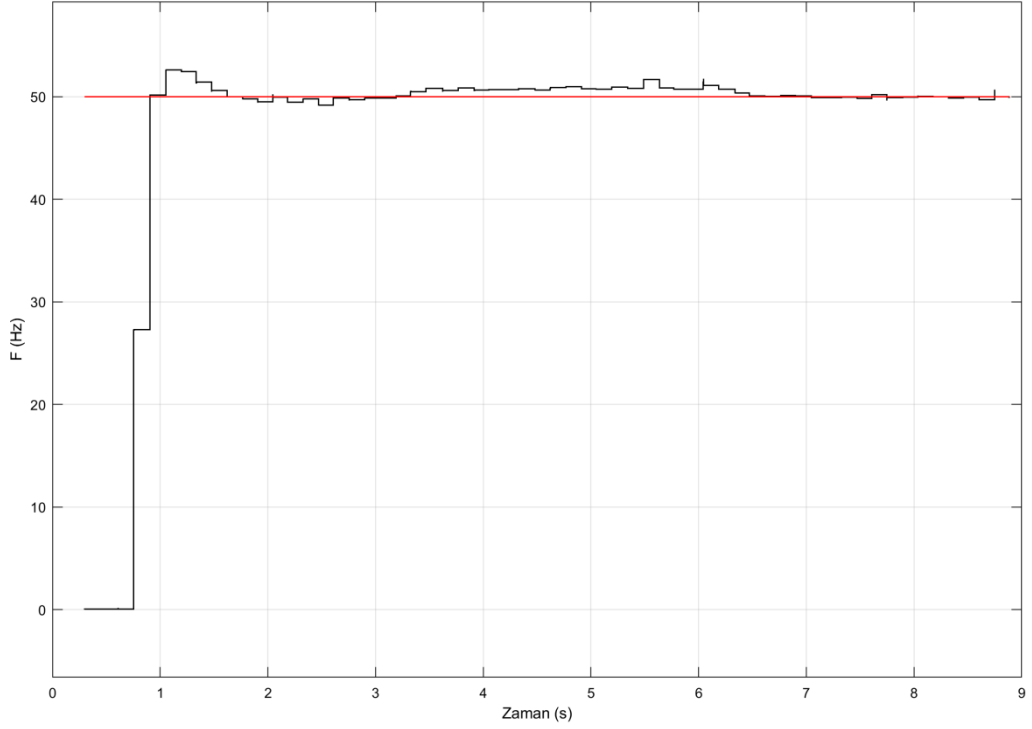
b. B fazının yük gerilimi

Şekil 5.4: Referans gerilimlere karşı ölçülen yük gerilimleri.



c. C fazının yük gerilimi

Şekil 5.4 (devam)



Şekil 5.5: Referans frekansa karşı ölçülen frekans.

5.2 KUAG'ın Çıkış Gerilimi için KKK ve PI Kontrolör Tasarımı

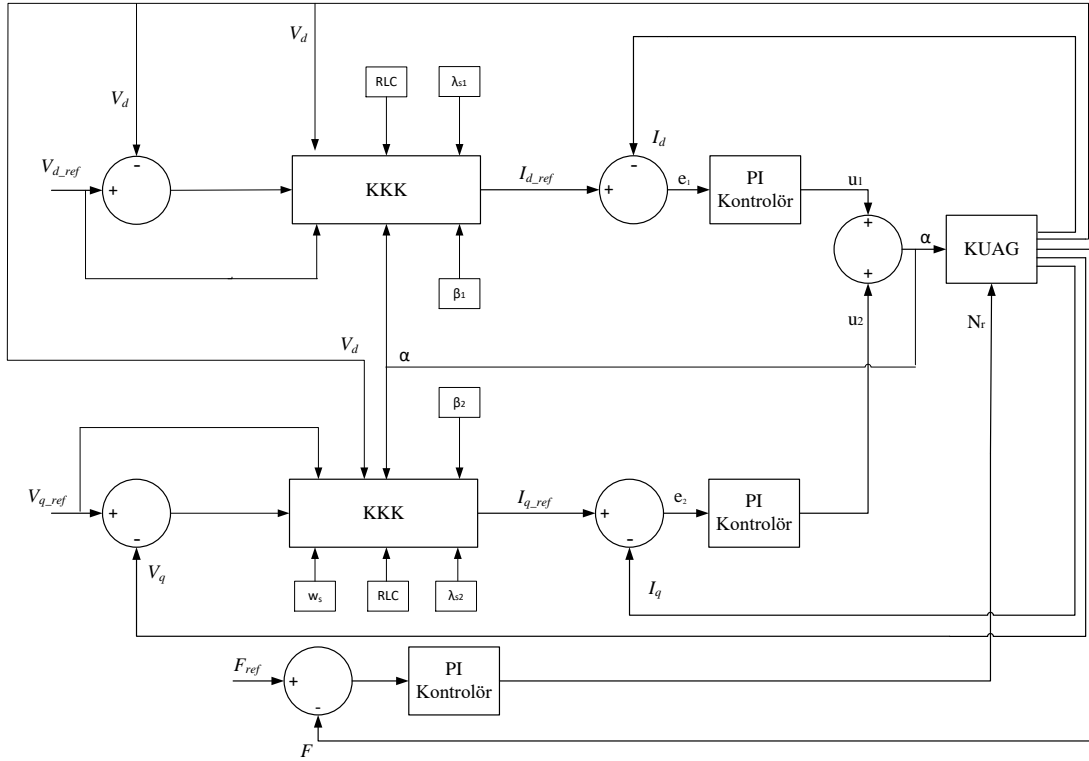
Doğrusal olmayan sistem dinamiklerinin önceden belirlenen bir kayma yüzeyinin üzerinde tutmak için yüksek hızlı bir anahtarlamaya sahip olan KKK, gürbüz yapısı ve bozuculara karşı etkin performansı sayesinde dayanıklılığını garantilemiş bir kontrol yöntemidir [49]. İki amaç üzerinde dayandırılan KKK'de ilk önce sistem durumları kayma yüzeyine itilir ve daha sonra bu yüzey üzerinden sıfır noktasına gitmesi amaçlanır. Kayma yüzeyine oturan sistemin bundan sonra dış bozuculardan ve parametre değişimlerinden etkilenmesi düşük seviyede olacaktır. Gürbüzlük ve dayanıklılık gibi avantajlarının yanında KKK'nin çatırtı olarak adlandırılan kontrol sinyalindeki yüksek frekanslı salınımlar dezavantajdır. Bunun yanında kontrol sinyalinin parçalarından biri olan eşdeğer kontrolün elde edilmesindeki zorluk diğer bir dezavantajdır. Çünkü eşdeğer kontrolün uygulamasında sistemin tüm dinamiklerinin hesaba katılması gerekmektedir [68].

KUAG içeren rüzgar türbin sistemlerinde gerilim ve frekans olmak üzere iki adet bağımsız kontrolörün olması gerektiği önceki bölümlerde belirtilmişti. Diğer taraftan, asenkron makinenin iç reaktansları ve terminallerine bağlı reaktif yükler frekans değişiminden etkilenmektedir. Bu durum KUAG sistemini dengesiz bir duruma sokmaktadır. Bu yüzden bu bölümde frekans kontrolü için sabit bir PI kontrolör kullanılmıştır. Böylelikle generatör hızı ayarlanarak frekansın istenen seviye de sabit bir şekilde kalması sağlanmıştır. Diğer taraftan bu bölümün temel amacı gerilim kontrolörü tasarlamaktır. Terminal uçlarında FC-TCR bağlı olan KUAG sisteminin Denklem (3.30) ve (3.31)'de verilen akım dq bileşenlerinin toplanmasıyla Denklem (5.7) elde edilir.

$$I_d + I_d^C + I_d^R + I_d^{TCR} + I_q + I_q^C + I_q^R + I_q^{TCR} = 0 \quad (5.7)$$

Denklemdaki I^C ve I^R akımları çıkış gerilimine bağlıdır. Ancak, I^{TCR} akımı hem çıkış gerilimine, hem de tristörlerin tetikleme açısı olan α 'ya bağlıdır. Çıkış gerilimleri sabit olarak düşünüldüğünde tetikleme açısının değişimiyle, reaktörler üzerinden akan akım I^{TCR} 'nin değiştirilebileceği görülmektedir. Bu da makinenin stator akımları olan I_d ve I_q 'ya doğrudan etki etmektedir. Diğer bir deyişle, KUAG'ın çıkış geriliminin kontrolü için stator akımlarının regülasyonu gereklidir, bu da dolaylı olarak FC-TCR'nin tetikleme açısının doğru şekilde belirlenmesiyle yapılır. Bu yüzden, bu bölümde KUAG'ın stator referans akımlarının dq bileşenlerini üreten yeni bir KKK tasarımı yapılmıştır. Ayrıca

akımlar ile tetikleme açısı arasında çok giriş tek çıkışlı bir sistem olduğu için iki ayrı PI kontrolör kullanılarak tetikleme açıları belirlenmiştir. Böylelikle kaskat yapıda bir kontrolör tasarlanmış olacaktır. Frekans kontrolörünün yanında önerilen kaskat gerilim kontrolörü ile beraber Şekil 5.6’da verilen çok çevrimli (multi-loop) kontrol yapısı oluşturulmuştur.



Şekil 5.6: Tasarlanan çok çevrimli kontrolörün genel blok diyagramı.

Bu bölümde, daha önceden optimum kapasitans ve hız değerleri belirlenen KUAG sisteminin değişken ve dengeli yükler altında gerilim ve frekans kontrolü yapılmıştır. FC-TCR'nin uygun değerlerde tetiklenmesi amacıyla bir KKK tasarlanarak çıkış geriliminin kontrol edilmesi amaçlanmıştır. Bölüm 0'te verilen KUAG'ın dinamik modeli kullanılarak tasarlanan KKK'nın başarısı deney düzeneğinin parametreleriyle Simulink ortamında oluşturulan simülasyon çalışmalarıyla test edilmiştir.

5.2.1 KUAG'ın Çıkış Gerilimi için KKK Tasarımı

Tez çalışmasının bu bölümünde KUAG'ın çıkış geriliminin dq eksenlerinin kontrolü için yeni bir KKK tasarlanmıştır. Bu yüzden biri d ekseni diğeri q ekseni olmak üzere birbirleriyle paralel çalışacak şekilde iki ayrı KKK tasarlanmıştır. Kayma yüzeyinin genel formülü Denklem (5.8)'de verilmiştir.

$$\sigma = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_s \right)^{n-1} e \quad (5.8)$$

Bu denklemdeki e , λ_s ve n sırasıyla hatayı, kayma yüzeyinin eğimini ve sistemin derecesini vermektedir. Sistemin hata sinyalleri d eksen gerilim hatası e_{v_d} ve q eksen gerilim hatası e_{v_q} olmak üzere Denklem (5.9)'daki gibi yazılabilir. Aynı zamanda bu denklemdeki V_{d_ref} ve V_{q_ref} d ve q eksenlerinin referans gerilimlerini göstermektedir.

$$\begin{aligned} e_{v_d} &= V_{d_ref} - V_d \\ e_{v_q} &= V_{q_ref} - V_q \end{aligned} \quad (5.9)$$

Sistemin derecesini $n=2$ olarak alırsak, kayma yüzeyleri takip eden denklemdeki gibi bulunur.

$$\begin{aligned} \sigma(V_d) &= \frac{d}{dt}(V_{d_ref} - V_d) + \lambda_s(V_{d_ref} - V_d) \\ \sigma(V_q) &= \frac{d}{dt}(V_{q_ref} - V_q) + \lambda_s(V_{q_ref} - V_q) \end{aligned} \quad (5.10)$$

Kayma yüzeylerinin eşitlikleri bulunduktan sonra, her iki KKK için kontrol kuralı Denklem (5.11)'deki gibi bulunur.

$$\begin{aligned} u_d &= u_d^{eq} + u_d^n \\ u_q &= u_q^{eq} + u_q^n \end{aligned} \quad (5.11)$$

Bu denklemdeki u^n doğrusal olmayan kontrol kısmını, u^{eq} ise eşdeğer kontrol kısmını göstermektedir. Eşdeğer kontrol kısmı takip edilen denklemde verilen kayma yüzeyinin türevinin sıfıra eşitlenmesiyle ($\dot{\sigma} = 0$) bulunur.

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}(V_d) &= \ddot{V}_{d_ref} - \ddot{V}_d + \lambda_s(\dot{V}_{d_ref} - \dot{V}_d) \\ \dot{\sigma}(V_q) &= \ddot{V}_{q_ref} - \ddot{V}_q + \lambda_s(\dot{V}_{q_ref} - \dot{V}_q) \end{aligned} \quad (5.12)$$

Denklem (3.28)'de verilen \dot{V}_d , \dot{V}_q ve Denklem (3.29)'da verilen \dot{I}_d^{TCR} , \dot{I}_q^{TCR} değerleri Denklem (5.12)'de yerine konulursa Denklem (5.13) bulunur.

$$\begin{aligned}
0 &= \ddot{V}_{d-ref} - \frac{d}{dt} \left(\frac{I_d^C}{C} + \omega_s V_q \right) + \lambda_{s1} \left(\dot{V}_{d-ref} - \frac{I_d^C}{C} - \omega_s V_q \right) \\
0 &= \ddot{V}_{q-ref} - \frac{d}{dt} \left(\frac{I_q^C}{C} - \omega_s V_d \right) + \lambda_{s2} \left(\dot{V}_{q-ref} - \frac{I_q^C}{C} + \omega_s V_d \right)
\end{aligned} \tag{5.13}$$

Kirchoff akımlar kanunundan elde edilen Denklem (3.30) ve (3.31)'deki I_d^C ve I_q^C Denklem (5.13)'te yerine konulursa Denklem (5.14) elde edilir.

$$\begin{aligned}
0 &= \ddot{V}_{d-ref} + \frac{d}{dt} \left(\frac{I_d}{C} + \frac{V_d}{RC} \right) + \frac{V_d}{LC} + \frac{\omega_s I_q^{TCR}}{C} - \frac{d}{dt} (\omega_s V_q) \\
&\quad + \lambda_{s1} \left(\dot{V}_{d-ref} + \frac{I_d}{C} + \frac{I_d^{TCR}}{C} + \frac{V_d}{RC} - \omega_s V_q \right) \\
0 &= \ddot{V}_{q-ref} + \frac{d}{dt} \left(\frac{I_q}{C} + \frac{V_q}{RC} \right) + \frac{V_q}{LC} - \frac{\omega_s I_d^{TCR}}{C} + \frac{d}{dt} (\omega_s V_d) \\
&\quad + \lambda_{s2} \left(\dot{V}_{q-ref} + \frac{I_q}{C} + \frac{I_q^{TCR}}{C} + \frac{V_q}{RC} + \omega_s V_d \right)
\end{aligned} \tag{5.14}$$

ω_{exc} hızıyla dönen referans düzlemine göre, bir eksenin DC değer olması beklenirken diğer eksenin sıfır olması beklenir [60]. Denklem (5.14) ele alındığında uyartım frekansının hızıyla dönen referans düzleminde, stator geriliminin q eksenini V_q , uyartım akımının d eksenini I_d^C ve TCR akımının d eksenini I_d^{TCR} 'nin sıfır olacağı varsayılmaktadır. Bu varsayım sonucu Denklem (5.14) takip eden eşitlikteki hali alır.

$$\begin{aligned}
0 &= \ddot{V}_{d-ref} + \frac{d}{dt} \left(\frac{I_d}{C} + \frac{V_d}{RC} \right) + \frac{V_d}{LC} + \frac{\omega_s \frac{\varphi - \sin \varphi}{\pi 2\pi fL} V_d}{C} + \lambda_{s1} \left(\dot{V}_{d-ref} + \frac{I_d}{C} + \frac{V_d}{RC} \right) \\
0 &= \ddot{V}_{q-ref} + \frac{d}{dt} \left(\frac{I_q}{C} \right) + \frac{d}{dt} (\omega_s V_d) + \lambda_{s2} \left(\dot{V}_{q-ref} + \frac{I_q}{C} + \frac{\omega_s \frac{\varphi - \sin \varphi}{\pi 2\pi fL} V_d}{C} + \omega_s V_d \right)
\end{aligned} \tag{5.15}$$

Bu denklemdeki I_q^{TCR} akımının yerine Denklem (3.33)'te verilen TCR'nin tetikleme açısına bağlı akım değeri yazılmıştır. Denklemdeki I_d ve I_q eşitliğin sol tarafına alındığında, KKK'nın eşdeğer kontrol parçası Denklem (5.16)'daki şekilde elde edilir.

$$I_d^{eq} = -\frac{\left(\frac{V_d(\pi + \varphi - \sin \varphi)}{\pi L} + \lambda_{s1} \frac{V_d}{R} + \frac{\dot{V}_d}{R} + C\ddot{V}_{d_ref} + C\lambda_{s1}\dot{V}_{d_ref} + \dot{I}_d\right)}{\lambda_{s1}} \quad (5.16)$$

$$I_q^{eq} = -\frac{\left(\frac{V_d(\pi w_s + \varphi - \sin \varphi)}{\pi L} + Cw_s\dot{V}_d + C\ddot{V}_{q_ref} + C\lambda_{s2}\dot{V}_{q_ref} + \dot{I}_q\right)}{\lambda_{s2}}$$

KKK'nın doğrusal olmayan parçası ise sistemi kayma yüzeyinde tutan kısımdır ve (5.17)'deki gibi yazılabilir.

$$I_d^n = \beta_1 \text{sign}(\sigma(V_d)) \quad (5.17)$$

$$I_q^n = \beta_2 \text{sign}(\sigma(V_q))$$

Denklemdeki β_1 ve β_2 pozitif katsayılardan oluşur. Aynı denklemdeki signum fonksiyonu Denklem (5.18)'deki gibi gösterilir.

$$\text{sign}(\sigma) = \begin{cases} 1, & \text{eğer } \sigma > 0 \\ 0, & \text{eğer } \sigma = 0 \\ -1, & \text{eğer } \sigma < 0 \end{cases} \quad (5.18)$$

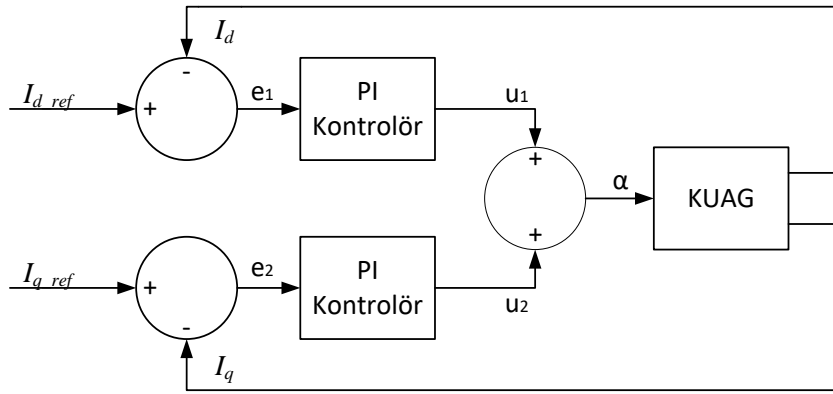
KKK'nın elde edilen eşdeğer kısmı ve doğrusal olmayan kısmı toplandığında elde edilen kontrol sinyalleri Denklem (5.19)'da verilmiştir.

$$I_{d_ref} = -\frac{\left(\frac{V_d(\pi + \varphi - \sin \varphi)}{\pi L} + \lambda_{s1} \frac{V_d}{R} + \frac{\dot{V}_d}{R} + C\ddot{V}_{d_ref} + C\lambda_{s1}\dot{V}_{d_ref} + \dot{I}_d\right)}{\lambda_{s1}} + \beta_1 \text{sign}(\sigma(V_d)) \quad (5.19)$$

$$I_{q_ref} = -\frac{\left(\frac{V_d(\pi w_s + \varphi - \sin \varphi)}{\pi L} + Cw_s\dot{V}_d + C\ddot{V}_{q_ref} + C\lambda_{s2}\dot{V}_{q_ref} + \dot{I}_q\right)}{\lambda_{s2}} + \beta_2 \text{sign}(\sigma(V_q))$$

5.2.2 Akım Tarafı için PI Kontrolör Tasarımı

FC-TCR'li KUAG sisteminde önerilen kaskat kontrol yapısında gerilim kontrol sisteminin V_d ve V_q olmak üzere iki adet çıkışı olduğu açıkça görülmektedir. Bu durumda FC-TCR'nin tetikleme açısı ise tek giriş olarak karşımıza çıkmaktadır. Kaskat yapının akım tarafı ise tek giriş çoklu çıkış (SIMO) sistemlere uygun bir örnektir. Bu yüzden doğrusal olmayan KUAG sisteminin akımlarının kontrolünde SIMO PI kontrolör [69] iyi bir yaklaşım olacaktır. Akım tarafı SIMO PI kontrolörün blok diyagramı Şekil 5.7'de verilmiştir.



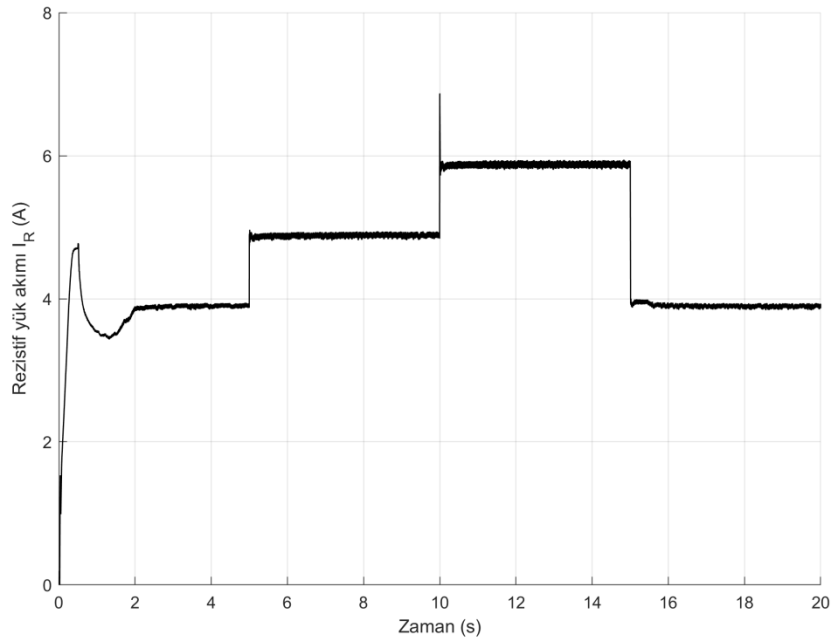
Şekil 5.7: SIMO PI kontrolör blok diyagramı.

Şekil 5.7'ye bakıldığında iki adet bağımsız kontrolörün kullanıldığı görülmektedir. Ancak, dönen referans düzlemine göre V_q 'nin sıfır olacağı beklenmektedir. Yine de dış bozucular, makinenin akımındaki ani dalgalanmalar veya I^{TCR} 'nin harmonikli olmasından dolayı V_q geriliminde değişkenlikler olacaktır. Bu yüzden I_q akımının kontrolüyle V_q geriliminin sıfırda tutulması gerekmektedir.

5.2.3 Tasarlanan KKK ve PI Kontrolörün KUAG'a Uygulanması

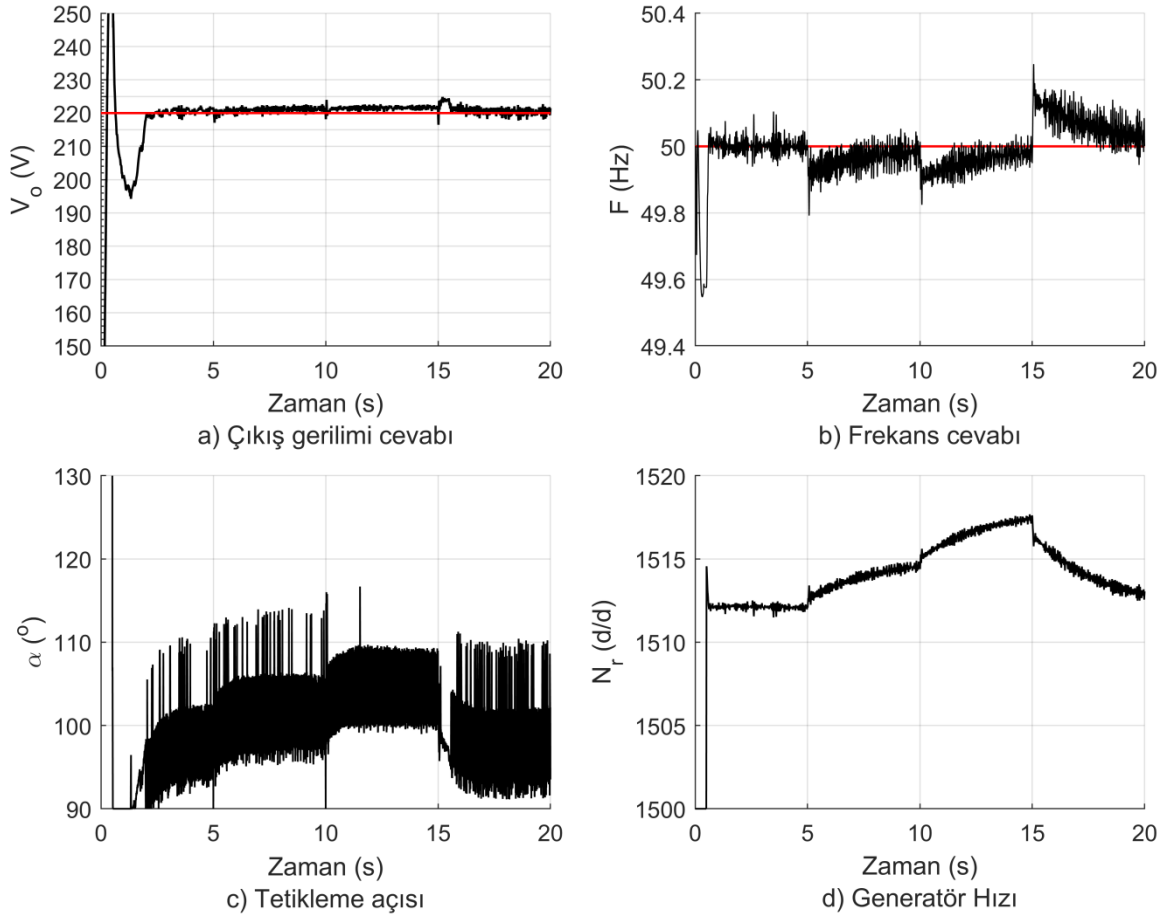
Bu bölümde tasarlanan KKK'nin etkinliğinin gözlemlenmesi için Bölüm 4.4'de bahsedilen Matlab/Simulink ortamında hazırlanan simülasyon üzerinde çalışmalar yapılmıştır. Şekil 4.9'da Simulink çizimi verilen sistemde değişken omik yükler kullanılmıştır. Simülasyonda kullanılan KUAG ve FC-TCR'nin parametreleri ise gerçek sistemin parametreleridir. KKK'nin katsayıları sırasıyla $\lambda_{s1} = 60000$, $\lambda_{s2} = 126875$, $\beta_1 = \beta_2 = 1$ olarak seçilmiştir. SIMO PI kontrolörün parametreleri ise $K_p=4$ ve $K_i=8$ olarak ele alınmıştır. Simülasyon çalışmalarında referans frekans F_{ref} sabit ve 50 Hz olarak

belirlenmiştir. Frekans kontrolörünün katsayıları sırasıyla $K_{p_f} = 6$ ve $K_{i_f} = 12$ olarak belirlenmiştir. Referans çıkış gerilimi de sabit $V_{o_ref} = 220$ V olan elektrik şebeke gerilimi olarak seçilmiştir. KUAG'ın çalıştırılmasında ilk $t=0.5$ saniye makinenin kendinden uyartım süreci için ayrılmıştır. Bu süre sonunda kontrolör aktif hale getirilerek TCR'nin tetiklemesi başlamaktadır. Sonraki süreçte farklı zaman aralıklarında değişken yükler stator terminallerine bağlanarak kontrolörün performansı incelenmiştir. Şekil 5.8'de sabit gerilim altında stator terminallerine bağlanan omik yükün üzerinden akan akım değişimi verilmiştir.



Şekil 5.8: KUAG'ın çalıştırılma sürecinde yük akımının değişimi.

Şekil 5.8'den açıkça görüleceği üzere ilk beş saniye terminallere bağlı olan omik yük $R_1=80 \Omega$ ve sabittir. Beşinci saniyede $R_2=320 \Omega$ ekstra yük R_1 'e paralel olarak bağlanmıştır. Onuncu saniyede ise R_2 devreden çıkarılarak $R_3=160 \Omega$ bağlanmıştır. On beşinci saniyede her iki yük R_2 ve R_3 devreden çıkarılmıştır. Bu yüklenme koşulları altında çalıştırılan KUAG sisteminde kullanılan gerilim ve frekans kontrolörlerinin performansları Şekil 5.9'da verilmiştir. Çalışma boyunca gerçek sistemi doğru şekilde simüle edebilmek için sensör çıkışlarına, gerilim için ± 2 V, frekans için ± 0.01 Hz değerinde yapay gürültüler eklenmiştir.



Şekil 5.9: Tasarlanan kontrol yapısının değişken yükler altında performansı.

Şekil 5.9a’da KUAG’ın çıkış gerilimi verilmiştir. Şekil 5.9c’de ise kontrol sinyali olan FC-TCR’nin tetikleme açısı verilmiştir. Kontrolör 0.5 s’de aktif hale getirildiğinde KKK uygun açığı (α) üreterek TCR’leri tetiklemiştir. Böylelikle çıkış gerilimi neredeyse iki saniye içerisinde herhangi bir aşma olmadan referans gerilime oturmaktadır. Bu noktadan sonra herhangi bir yük değişiminde bile KKK, çıkış gerilimini sabit ve dayanıklı bir şekilde referansta tutmuştur. On beşinci saniyede sistemden tüm ekstra yükün çıkması %2.22’lik bir aşmaya sebep olmaktadır. Fakat yine de kontrolör kısa süre içerisinde sistemi toparlayarak çıkış geriliminin tekrar referansa oturmasını sağlamaktadır. Diğer taraftan frekans kontrolörü, Şekil 5.9d’de görüldüğü üzere generatör hızını (N_r) ayarlayarak frekansın istenen referans seviyesinde tutulmasını sağlamaktadır. Şekil 5.9b’de KUAG’ın çıkış frekansı görülmektedir. Elde edilen sonuçlara bakıldığında tasarlanan KKK’nın tetikleme açısını ayarlayarak çıkış gerilimini değişken yükler altında başarılı bir şekilde kontrol ettiği sonucu çıkarılmıştır.

5.3 KUAG'ın Çıkış Gerilimi için Gürbüz LQR-FOPID ile Kontrolü

Tez çalışmasının bu bölümünde KUAG'ın çıkış geriliminin kontrolü için optimal ve gürbüz kontrolör tasarımları yapılmıştır. Ayrıca KUAG'ın çıkış frekansının kontrolü için gürbüz bir kontrolör tasarımı yapılmıştır. Bu kontrolörlerin tasarımında en büyük eksiklik KUAG'ın mükemmel modelinin bulunmamasıdır. Bu yüzden gerçek deney sistemi kullanılarak giriş-çıkış veri seti oluşturulmuş ve KUAG'ın küçük sinyal modellemesi yapılmıştır. Gerilimin küçük sinyal modeli kullanılarak sırasıyla LQR, LQI, LQFOI^λ ve LQR-FOPID^μ tasarımları yapılmıştır. Frekansın küçük sinyal modeli kullanılarak gürbüz bir PID kontrolör tasarlanmıştır. Tasarlanan kontrolörler hem simülasyon ortamında hem de deney düzeneğinde uygulanarak performansları incelenmiştir.

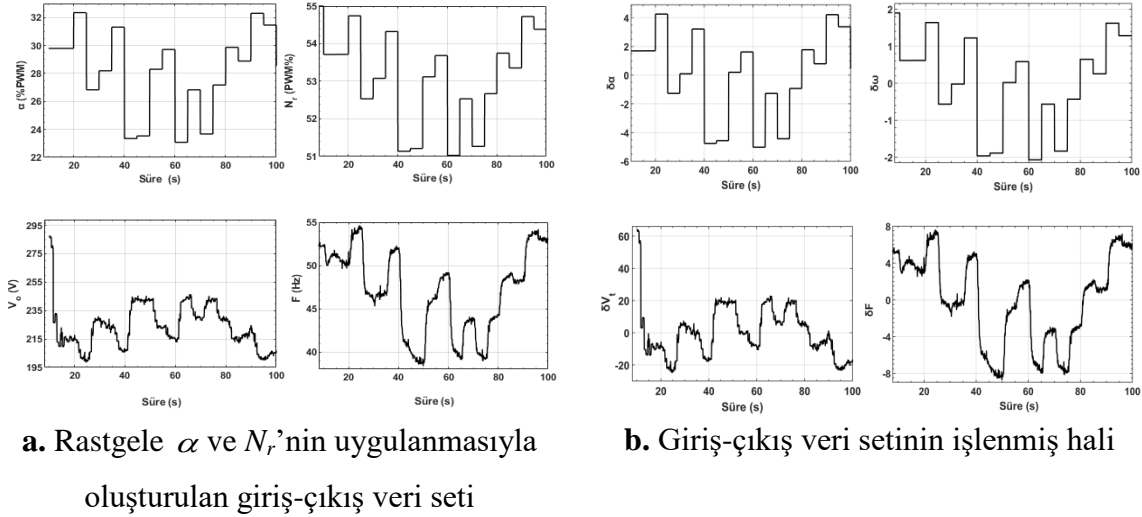
5.3.1 KUAG'ın Küçük Sinyal Modeli

Daha önce optimum çalışma koşulları bulunan KUAG, küçük sinyal modelleme aşamasında bu koşullar etrafında rastgele tetikleme ve hız değerleri girilerek çalıştırılmıştır. KUAG'ın çıkışında ölçülen gerilim ve frekans değeri de gerçek zamanlı olarak kaydedilmiştir. Böylelikle 0.05 s örnekleme zamanına sahip 2000 örnekten oluşan veri seti oluşturulmuştur. Bu süreçte KUAG'ın terminallerine bağlanan rezistif yükler sabit ve faz başına 1.5 kW olacak şekilde seçilmiştir. Şekil 5.10a'da rastgele tetikleme açısı (α) ve hız değeriyle (N_r) çalıştırılan KUAG'tan elde edilen çıkış gerilimi (V_o) ve frekans (F) değerleri verilmiştir. Bu grafiklerde elde edilen veriler ile küçük sinyal modelinin oluşturulması için ortalama değişkenler yöntemi kullanılmıştır [39]. Küçük sinyal modelleme işleminin temel amacı küçük sinyal tetikleme açısı (δa) ve küçük sinyal shaft hızına (δN_r) göre küçük sinyal transfer fonksiyonlarının elde edilmesidir. Ortalama değişkenler yöntemine göre KUAG'ın giriş-çıkış değişkenleri takip eden denklemdeki gibi yazılır.

$$\left. \begin{aligned} V_t &= \delta V_t + \bar{v} \\ F &= \delta F + \bar{f} \\ a &= \delta a + \bar{a} \\ N_r &= \delta N_r + \bar{n}_r \end{aligned} \right\} \quad (5.20)$$

Denklem (5.20)'de \bar{v} , \bar{f} , \bar{a} , \bar{n}_r sırasıyla çıkış gerilimi, frekans, tetikleme açısı ve hızın ayırık zamanlı ortalama değerlerini, δV_o , δF , δa , δN_r ise küçük sinyalleri göstermektedir.

Ortalama değerler her bir sinyalden çıkarıldığında Şekil 5.10b’de verilen grafik elde edilir. Ölçülen sinyallerden elde edilen ortalama değerler sırasıyla $\bar{v} = 217.82$, $\bar{f} = 49.952$, $\bar{a} = 29.137$, $\bar{N}_r = 53.55$ olarak bulunmuştur.



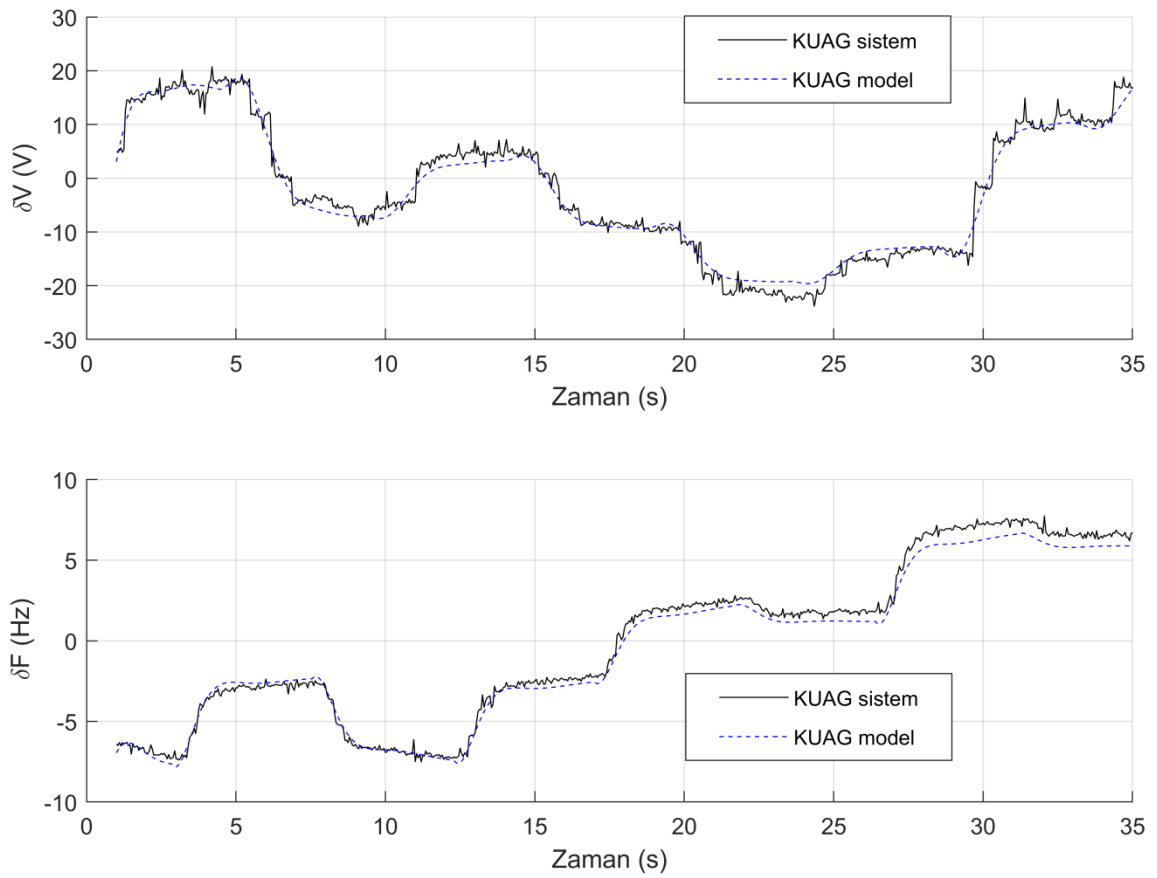
Şekil 5.10: KUAG sisteminden elde edilen giriş-çıkış verileri.

Şekil 5.10’da KUAG sisteminin rastgele giriş değerleriyle çalıştırılması sonucu elde edilen giriş-çıkış veri seti verilmiştir. Şekil 5.10a’daki veriler, Denklem (5.20) kullanılarak işlenmiş ve Şekil 5.10b’de verildiği gibi KUAG’ın küçük sinyalleri bulunmuştur. Bu sinyaller de Matlab programının ‘*identification*’ araç kitiyle analiz edilerek küçük sinyal transfer fonksiyonları bulunmuştur. $\delta G_v(s)$ ile gösterilen gerilim küçük sinyal modeli %82.16 doğrulukla elde edilmiş, dört adet sıfır ve altı adet kutuptan oluşmaktadır. $\delta G_f(s)$ ile gösterilen %88.43 doğrulukla elde edilen frekans küçük sinyal modeli ise iki sıfır ve iki kutuptan oluşmaktadır. Her iki değişkenin transfer fonksiyonu Denklem (5.21)’de verilmiştir. Matlab’ın *ssdata(G)* komutu uygulanarak Denklem (5.21)’de verilen transfer fonksiyonlarından gerilimin durum denklemlerinin katsayıları $[A_v \ B_v \ C_v \ D_v]$ ve frekans durum denklemlerinin katsayıları $[A_f \ B_f \ C_f \ D_f]$ elde edilir. Bu matrisler ilerleyen bölümlerde kontrolör tasarımlarında kullanılacaktır.

$$\delta G_v(s) = \frac{6.9318(s-2.209)(s+0.0163)(s^2+1.17s+2.913)}{(s+0.7209)(s+0.01636)(s^2+0.8554s+2.075)(s^2+1.335s+6.312)} \quad (5.21)$$

$$\delta G_f(s) = \frac{-0.7679(s+0.4044)(s-5.724)}{(s+1.438)(s+0.2619)}$$

Elde edilen modellerin güvenilirliğini değerlendirmek için test veri seti oluşturulmuştur. Test veri setinde bulunan değerler KUAG'ın farklı giriş parametreleriyle çalıştırılması sonucu elde edilmiştir. 0.05 s örnekleme zamanıyla 700 örnekten oluşan test veri seti Şekil 5.11'de gösterildiği gibi gerçek çıkış ve küçük sinyal model çıkışlarının karşılaştırılmasında kullanılmıştır. Karşılaştırma grafiğine bakıldığında farklı koşullarda çalıştırılan KUAG sisteminin küçük sinyal frekans ve gerilim modelleri gerçek sonuçları doğru bir şekilde takip etmiştir. Bu da elde edilen modellerin güvenilirliği bakımından kontrolör tasarımında kullanılabileceği sonucunu doğurmaktadır. Ayrıca küçük sinyal modeli hata tespit sisteminde de kullanılacaktır.

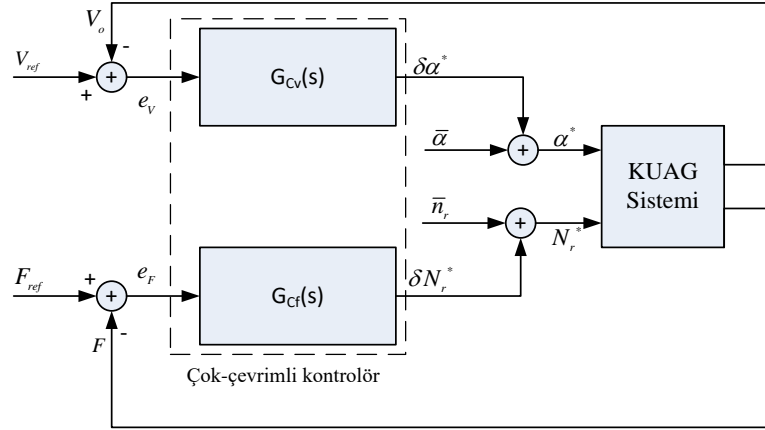


Şekil 5.11: Küçük sinyal modellerinin test edilmesi.

5.3.2 Küçük Sinyal Modeli Kullanarak Optimal Çok-Çevrimli Kontrolör Tasarımları

Bir önceki bölümde gerilim ve frekansın çıkış olduğu, tetikleme açısı ve hızın da giriş olduğu küçük sinyal modelleri elde edilmiştir. Çıkış gerilimi ve frekansın transfer fonksiyonları $\delta G_v(s)$ ve $\delta G_f(s)$ olarak ele alındığında, gerilim kontrolörün transfer

fonksiyonu $G_{cv}(s)$, frekans kontrolörünün transfer fonksiyonu da $G_{cf}(s)$ olarak isimlendirilebilir. Bu durumda KUAG sisteminin çıkış gerilimi ve frekansını kontrol eden geri beslemeli kontrol sistemi Şekil 5.12’de verilmiştir.



Şekil 5.12: KUAG’ın çok-çevrimli geri beslemeli kontrol sistemi.

Çok-çevrimli geri beslemeli kontrol sistemine bakıldığında $G_{cv}(s)$ gerilim kontrolörünün optimal tetikleme açısının değişimi olan $\delta\alpha^*$ ’yı ürettiği görülmektedir. Diğer taraftan $G_{cf}(s)$ frekans kontrolörü de optimal hız değişimini üretmektedir. Şekil 5.12’de görülen çok-çevrimli yapıda iki ayrı kontrolör paralel şekilde ve aynı zamanda çalışmaktadır. KUAG sistemine aktarılan kontrol sinyalleri ise tetikleme açısı için $\alpha^* = \delta\alpha^* + \bar{\alpha}$, generatör hızı için de $N_r^* = \delta N_r^* + \bar{n}_r$ şeklinde hesaplanır. Aynı şekildeki e_v referans gerilimi ve çıkış gerilimi arasındaki hatayı belirtirken, e_f referans frekans ile anlık frekans arasındaki hatayı göstermektedir.

KUAG’ın çıkış geriliminin ve frekansının sistemdeki birçok parametreye ve birbirlerine bağımlı olduğu önceki bölümlerde anlatılmıştı. Çok-çevrimli kontrolör yapısındaki frekans kontrolörünün çıkış gerilimini etkilememesi için bu tez çalışmasında hızlı bir frekans kontrol döngüsü kullanılmıştır. Böylece frekansın hızlı bir şekilde istenen referansa gelerek sabit kalması ve sistemdeki frekansa bağlı reaktansların kararsızlık oluşturmaması sağlanmıştır. Bu sebeple tez çalışmasının bu bölümünde ilk olarak gürbüz bir frekans kontrolörü tasarlanmıştır.

5.3.2.1 Gürbüz PID Frekans Kontrolörü Tasarımı

Düşünülen frekans kontrolörü küçük sinyal modeli ele alınarak tasarlanmıştır. Matlab'ın 'Pidtool' araç kiti kullanılarak küçük sinyal frekans modelinin birim basamak cevabının gürbüzlük ve kararlılık oranı seçilmiştir. $\delta G_f(s)$ 'nin birim basamak cevabına göre takip eden koşullar seçilmiştir.

- İstenen cevap süresi $t_r = 2.588$ saniye olmalıdır.
- İstenen geçici davranış $t_b = \%88$ olmalıdır.

Pidtool araç kitine göre frekans düzleminde geçerli bant genişliğinin $\omega_{ol} = 0.773$ rad/s, uygun faz marjının da $\Delta\varphi = 88^\circ$ olduğu durumda istenen kararlılık ve gürbüzlüğün sağlanması beklenmektedir. Sonuç olarak gürbüz PID frekans kontrolörünün transfer fonksiyonu Denklem (5.22)'deki gibi elde edilir.

$$G_{cf}(s) = 0.2594 + \frac{0.1423}{s} - \frac{0.1s}{1 + 0.4782s} \quad (5.22)$$

5.3.2.2 LQR Gerilim Kontrolörü Tasarımı

LQR kontrolör Denklem (5.23)'te verilen fonksiyonunu minimize etmek amacıyla tasarlanan geri durum beslemeli bir optimal kontrolördür [70]. Bu amaç fonksiyonu durum vektörü ve sistem girişinin ağırlıklarını ayarlayan Q ve P parametrelerine bağlıdır. Optimal LQR kontrolörü sistemin durum uzay modeli üzerinden Riccati denklemi çözülerek bulunur [71].

$$J(K) = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} [x^T(t)Qx(t) + u^T(t)Ru(t)]dt \quad (5.23)$$

Denklem (5.23)'teki $x(t)$ durum vektörünü, $u(t)$ giriş vektörünü göstermektedir. Q pozitif ve P pozitif simetrik matrislerdir. Sistemin kararlılığı için P ve Q matrisleri deneme yanılma yöntemiyle veya değişik optimizasyon yöntemleriyle seçilebilir. Diğer taraftan sistemin durum denklemlerindeki katsayılar $[A_v \ C_v]$ bilinirse Q matrisi $Q = C'C$ olarak seçilebilir. Optimal LQR kontrolörün formülü Denklem (5.24)'te verilmiştir.

$$u(t) = -Kx(t) \quad (5.24)$$

Burada $K = R^{-1}B^T P(t)$ olarak hesaplanır. K değeri Denklem (5.24)'te yerine yazılırsa kontrol sinyali Denklem (5.25)'teki gibi olur.

$$u(t) = -R^{-1}(t)B'(t)P(t)x(t) \quad (5.25)$$

Denklemdaki $P(t)$, Riccati eşitliğinin çözülmesiyle elde edilir. Bu tez çalışmasında, Matlab'ın $lqr(A,B,Q,R)$ komutu kullanarak durum geri beslemesi olan K 'yı bulmak için $P(t)$ kolayca çözülmektedir. Bu komutun sonucu doğrudan K geri besleme katsayı matrisini vermektedir. Q matrisinde işlem kolaylığı açısından w_1 ağırlık katsayısıyla çarpım olan $Q = w_1 C_v' C_v$ kullanılmıştır [72]. Optimizasyon problemi olarak maksimum aşma, oturma süresi, yükselme süresi ve kalıcı durum hatası yönünden üstün sonuç veren ITAE kriteri seçilmiştir [73]. Denklem (5.26)'da KUAG'ın çıkış geriliminin kontrolü için optimal LQR kontrolörünün tasarımında kullanılan ITAE kriteri ve kısıtlar verilmiştir.

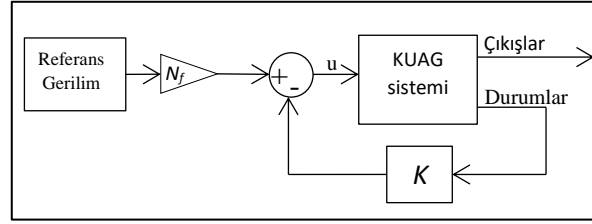
$$\begin{aligned} \min & \left\{ ITAE = \int_0^t |e_v(t)| dt \right. \\ \text{kısıtlar} & \left. \begin{cases} 1 < R < 50 \\ 0 < w_1 < 3 \end{cases} \right. \end{aligned} \quad (5.26)$$

ITAE kriterinin minimize edilmesi için PSO algoritması uygulanmıştır. Böylelikle optimum K ve Q elde edilmiştir. Ayrıca Matlab'ın $rscaler(A,B,C,D,K)$ komutu uygulanarak referans girişin ölçeklendirilmesi yapılmıştır. N_f katsayısı ölçekleme katsayısı olarak elde edilmiş ve ön düzenleyici olarak sisteme eklenmiştir. Optimizasyon sonucu elde edilen değerler Denklem (5.27)'de verilmiştir.

$$K = \begin{bmatrix} 1.0929 \\ 1.0984 \\ 1.4634 \\ 0.9617 \\ 0.8397 \\ 0.1074 \end{bmatrix}^T ; Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2,2523 & -1.1515 & 0.1759 & -3.6202 & -0.4725 \\ 0 & -1,1515 & 0.5887 & -0.0899 & 1.8508 & 0.2415 \\ 0 & 0,1759 & -0.0899 & 0.0137 & -0.2828 & -0.0369 \\ 0 & -3,6202 & 1.8508 & -0.2828 & 5.8190 & 0.7595 \\ 0 & -0,4725 & 0.2415 & -0.0369 & 0.7595 & 0.0991 \end{bmatrix} ; N_f = -0.803 \quad (5.27)$$

Şekil 5.13'te blok diyagramı verilen LQR kontrolör genellikle durum geri besleme için kullanılır. Ancak, LQR kontrolörde integral etkisinin olmaması çıkış sinyalinde kalıcı

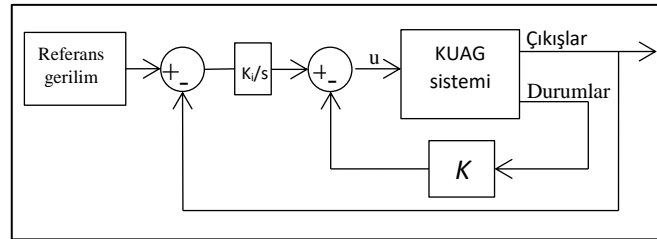
durum hatalarına sebep olabilmektedir. Bir sonraki bölümde kalıcı durum hatasının önüne geçmek için LQI kontrolörü tasarlanmıştır.



Şekil 5.13: LQR kontrolör blok diyagramı.

5.3.2.3 LQI Gerilim Kontrolörü Tasarımı

Şekil 5.14'te blok diyagramı verilen LQI kontrolör, LQR kontrolörün sebep olabileceği kalıcı durum hatasını çözmek amacıyla birçok çalışmada kullanılmaktadır [74]. Kalıcı durum hatasının ortadan kaldırılması için referansı izleyecek bir integral parçası mevcuttur. Bu integral parça durum uzay matrisini bir satır uzatmaktadır. Ayrıca, LQI kontrolörün durum geri besleme parçasını LQR kontrolör oluşturmaktadır.



Şekil 5.14: LQI kontrolör blok diyagramı.

LQI kontrol sinyali Denklem (5.28)'de verilmiştir.

$$u(t) = -Kx(t) + K_i \xi(t) \quad (5.28)$$

Denklemdaki $\xi(t)$ hatanın integrali olarak karşımıza çıkmaktadır ve $\dot{\xi}(t) = r(t) - y(t)$ olarak hesaplanır. Buradaki $r(t)$ referans sinyalini, $y(t)$ çıkış sinyalini, K_i de integral katsayı matrisini belirtmektedir. Durum matrislerinin genişletilmesi sonucu yeni sürekli durum modelleri takip eden denklemdaki gibi olur.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{\xi}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}}_{\bar{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} x(t) \\ \xi(t) \end{bmatrix}}_{\bar{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}}_{\bar{B}} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} r(t) \quad (5.29)$$

Denklemdaki I birim matrisini göstermektedir. Eğer $\bar{K} = [K \ -K_i]$ olarak kabul edilirse, Denklem (5.29)'un sürekli durum formu kullanılarak Denklem (5.30)'daki kontrol sinyali elde edilir [75].

$$u(t) = -Kx(t) + K_i \xi(t) = -\bar{K}e(t) \quad (5.30)$$

Sonuç olarak, LQI kontrolörün katsayı matrisi olan \bar{K} , hata sinyali $e_v(t)$ 'nin sifıra gitmesi için uygun şekilde seçilmelidir. Bu noktada integral katsayısı K_i optimizasyon problemine yeni bir katsayı olarak entegre edilmelidir ($-1 < K_i < 1$). Burada, LQI'nin integral parçasından dolayı ölçeklendirme katsayısına ihtiyaç kalmamıştır. PSO algoritması uygulandıktan sonra K , K_i ve Q değişkenleri Denklem (5.31)'deki gibi bulunur.

$$K = \begin{bmatrix} 0.5132 \\ 0.4414 \\ 0.6080 \\ 0.3767 \\ 0.3261 \\ 0.0416 \end{bmatrix}^T ; K_i = -0.1558; Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2.2523 & -1.1515 & 0.1759 & -3.6202 & -0.4725 \\ 0 & -1.1515 & 0.5887 & -0.0899 & 1.8508 & 0.2415 \\ 0 & 0.1759 & -0.0899 & 0.0137 & -0.2828 & -0.0369 \\ 0 & -3.6202 & 1.8508 & -0.2828 & 5.8190 & 0.7595 \\ 0 & -0.4725 & 0.2415 & -0.0369 & 0.7595 & 0.0991 \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

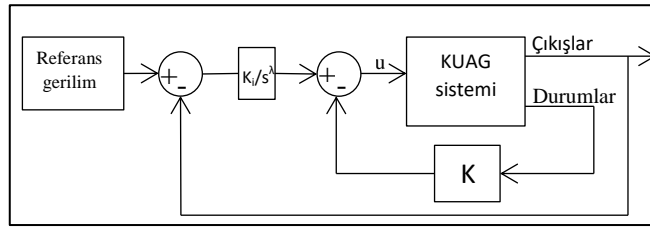
5.3.2.4 LQFOI^λ Gerilim Kontrolörü Tasarımı

Son yıllarda kesirli dereceden türev ve integralin, klasik operatörlere göre daha üstün performansa sahip olduğu kanıtlanmıştır [66]. Kesirli matematiğin gelişimiyle araştırmacılar kesirli dereceden denklemler kullanarak dinamik sistemleri daha iyi karakterize edebilmişlerdir. Bu bölümde LQI kontrolörün integral parçası yerine kesirli integral kullanılarak kontrolör performansının iyileştirilmesi amaçlanmıştır. Kesirli matematik biliminde, Riemann ve Liouville tanımlamasına göre kesirli integral ve türev Denklem (5.32)'e göre hesaplanmaktadır.

$$D^\nu f(x) = \frac{1}{\Gamma(n-\nu)} \left(\frac{d}{dx} \right)^n \int_0^x (x-t)^{n-\nu-1} f(t) dt \quad (5.32)$$

Denklemdaki ν kesir derecesini, $\Gamma(\nu) = (\nu-1)!$ Euler Gama fonksiyonunu, n de kesir derecesini belirleyen tam sayı değerini göstermektedir ($n-1 < \nu < n$) [76]. Kesir derecesi $\nu = -\lambda$ olarak seçilirse, Denklem (5.32)'de verilen yaklaşım kesirli dereceli integral FOI^λ halini alır. Tam sayı dereceden integrale göre kesirli integral daha fazla parametreye sahiptir ve bu da sistemi daha hassas yapmaktadır [38]. Matlab'ın kesirli matematik için kullanılan *nid*, *ninteger*, *FOMCON* gibi birçok araç kiti bulunmaktadır. Bu tez çalışmasında kullanılan *ninteger* araç kiti sayesinde FOI^λ kolayca hesaplanabilmektedir. Denklem (5.28)'de verilen $\xi(t)$ yerine, hata fonksiyonunun kesirli integral formu $FOI^\lambda e(t)$ kullanılırsa yeni kontrol sinyali Denklem (5.33)'deki hali alır. LQFOI $^\lambda$ kontrolörün blok diyagramı Şekil 5.15'te verilmiştir.

$$u(t) = -Kx(t) + K_i \cdot FOI^\lambda e(t) \quad (5.33)$$



Şekil 5.15: LQFOI $^\lambda$ kontrolör blok diyagramı.

Denklemden görüleceği üzere kontrol sinyaline kesirli integralin derecesi olan λ eklenmiş olup yeni optimizasyon problemi Denklem (5.34)'deki hale dönüşmüştür.

$$\min \left\{ ITAE = \int_0^t |e(t)| dt \right.$$

$$\left. \begin{array}{l} 1 < R < 50 \\ 0 < w_1 < 3 \\ -1 < K_i < 1 \\ 0.01 < \lambda < 0.99 \end{array} \right. \quad (5.34)$$

PSO algoritması ITAE amaç fonksiyonuna uygulandığında problemdeki K , K_i , λ ve Q katsayıları Denklem (5.35)'deki gibi elde edilir.

$$K = \begin{bmatrix} 0.5133 \\ 0.4415 \\ 0.6080 \\ 0.3767 \\ 0.3262 \\ 0.0417 \end{bmatrix}^T; \begin{bmatrix} K_i \\ \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.1934 \\ 0,1819 \end{bmatrix}; Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2.2523 & -1.1515 & 0.1759 & -3.6202 & -0.4725 \\ 0 & -1.1515 & 0.5887 & -0.0899 & 1.8508 & 0.2415 \\ 0 & 0.1759 & -0.0899 & 0.0137 & -0.2828 & -0.0369 \\ 0 & -3.6202 & 1.8508 & -0.2828 & 5.8190 & 0.7595 \\ 0 & -0.4725 & 0.2415 & -0.0369 & 0.7595 & 0.0991 \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

5.3.2.5 LQR-FOPID^{λμ} Gerilim Kontrolörü Tasarımı

İntegral kontrolör yerine PID kontrolör kullanıldığında sistemin hem geçici durum hem de kalıcı durum davranışının daha iyi olacağı bilinmektedir. Bu yüzden PID kontrolörler endüstride geleneksel olarak kabul edilir. Önceki bölümlerde tasarlanan LQR, LQI ve LQI^λ kontrolörlerin KUAG'ın çıkış gerilimini istenen referans seviyesinde tutması beklenmektedir. Ancak tasarlanan kontrolörlerdeki integral parçanın yerine PID kontrolör kullanılarak hibrit bir LQR-PID kontrolör oluşturulmasıyla daha iyi sonuçlar alınabileceği yapılan çalışmalarla kanıtlanmıştır [77], [78]. Bunun yanında, FOPID^{λμ} kontrolörün PID kontrolöre göre içerdiği ekstra kesir dereceleri sayesinde hem referans takip performansında hem de gürbüz kararlılığında daha iyi olduğu gösterilmiştir [79]. Bu özellikleri göz önünde alınarak hibrit LQR-FOPID^{λμ} kontrolörün kullanımının KUAG sisteminde daha iyi performansa sahip olacağı düşünülmektedir. Bu yüzden tez çalışmasının bu bölümünde önceden tasarlanan optimal LQR kontrolör ile FOPID^{λμ} kontrolör birleştirilerek Şekil 5.16'da blok diyagramı verilen yeni bir LQR-FOPID^{λμ} formülasyonu oluşturulmuştur. FOPID^{λμ}'un transfer fonksiyonu Denklem (5.36)'daki gibi verilir [80].

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (5.36)$$

FOPID^{λμ} kontrolörün Denklem (5.33)'teki integral parçanın yerine konmasıyla Denklem (5.37) elde edilir.

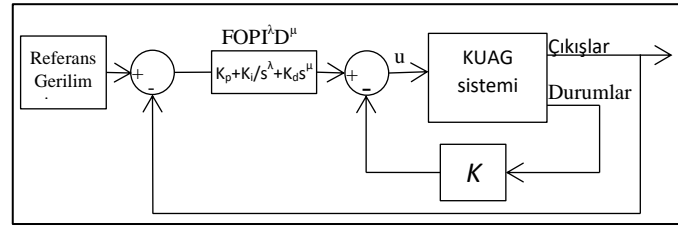
$$u(t) = -Kx(t) + FOPID^\lambda D^\mu e(t) \quad (5.37)$$

Denklem (5.37)'de verilen kontrolör ele alındığında, yeni optimizasyon problemi Denklem (5.38)'deki gibi elde edilir.

$$\min \left\{ \begin{array}{l} ITAE = \int_0^t |e(t)| dt \\ -1 < K_p < 1 \\ -1 < K_i < 1 \\ -1 < K_d < 1 \\ 0.01 < \lambda < 0.99 \\ 0.01 < \mu < 0.99 \end{array} \right. \quad (5.38)$$

Elde edilen optimizasyon problemine PSO algoritmasının uygulanması sonucu hibrit kontrolörün FOPI^λD^μ parçası Denklem (5.39)'daki gibi elde edilir.

$$G_c(s) = 0.2319 - \frac{0.5628}{s^{0.89}} - 0.44s^{0.18} \quad (5.39)$$



Şekil 5.16: LQR-FOPI^λD^μ kontrolör blok diyagramı.

5.3.2.6 Gürbüz LQR-FOPI^λD^μ Gerilim Kontrolör Tasarımı

Bu bölüme kadar tasarlanan kontrolörlerin kararlılığı ITAE performans indeksine göre belirlenmişti. Ancak, KUAG çalışırken ortaya çıkabilecek ani belirsizliklerde bu kontrolörler gürbüz kararlılığı garanti etmemektedir. Bu yüzden dış bozucular, sensör gürültüleri ve takip dinamikleri dikkate alındığında KUAG için gürbüz kararlılığı yönünden tutarlı bir kapalı çevrim kontrol sistemi tasarlanmıştır.

Hibrit LQR-FOPI^λD^μ kontrolörün LQR tarafı daha önce Denklem (5.27)'de elde edilmişti. Bu bölümde FOPI^λD^μ parça nominal performans (Nominal performance (NP)) ve gürbüz kararlılık (Robust stability (RS)) arasındaki oran ayarlanarak H_∞ karma duyarlılık problemi (mixed sensitivity problem) çözümüyle elde edilmiştir. Bu yöntem ile tasarlanan LQR-FOPI^λD^μ kontrolörün aşağıdaki özelliklere sahip olması beklenir.

- İyi bir RS 'ye sahip olmak: Kapalı çevrim sistemi KUAG'ın bozucu yükler altında ve sensör gürültülerinde kararlı olmasını sağlar.
- İyi bir NP 'ye sahip olmak: Hızlı cevap, düşük aşma, iyi bir yükselme zamanı ve model dengesizliklerini engelleme gibi takip dinamiklerine sahip olur.

Doğrudan duyarlılık fonksiyonu $S_d(s)$ bozucular ile çıkış arasındaki transfer fonksiyonu olarak ele alındığında, kontrol sinyali ile bozucular arasındaki transfer fonksiyonu, kontrolör duyarlılık fonksiyonu $R(s)$ olarak karşımıza çıkmaktadır. $\|S_d(s)\|_\infty$ fonksiyonunu minimum seviyelerde tutmak referans izlemede ve bozucu etkilerini bastırmada iyi sonuçlar vermektedir. Diğer taraftan, $\|K_v(s)S_d(s)\|_\infty$ fonksiyonunu minimize etmek için kontrol sinyaline belli bir limit uygulanması gerekmektedir [81]. $S_d(s)$ ve $R(s)$ bahsedilen gereklilikleri yerine getirmek için frekans düzleminde ele alındığında Denklem (5.40) ve (5.41) elde edilir [82].

$$S_d(s) = [I + L(s)]^{-1} \quad (5.40)$$

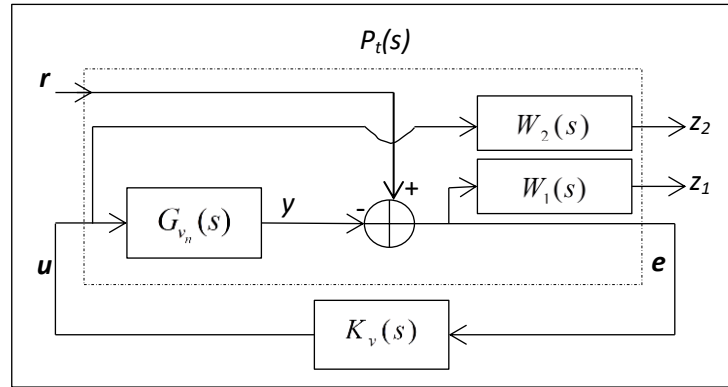
$$R(s) = K_v(s)[I + L(s)]^{-1} \quad (5.41)$$

Bu denklemlerdeki $L(s) = G_{v_n}(s) \cdot K_v(s)$ açık çevrim sistemini vermektedir ve $S_d(s) + R(s) = I$ değerine sahiptir. $K_v(s)$ tasarlanması gereken kontrolörü simgeler. Model belirsizlikleri, yük bozucuları, sensör gürültüleri, kontrol başarımı ve ihmal edilen dinamiklerin varlığında gürbüz kontrolör tasarlamak için duyarlılık fonksiyonlarının tekil değer ayrıştırılma eğrileri anahtar görevi görmektedir. Her iki duyarlılığın birbirine bölümüyle (S_d/R), Şekil 5.17'de genelleştirilmiş yapısı görülen karma duyarlılık problemi ortaya çıkmaktadır. Bu şekilde $P_I(s)$ genelleştirilmiş sistemi, $W_1(s)$ ve $W_2(s)$ ağırlık matrislerini, z_1 ve z_2 de sözde hata değişkenlerini göstermektedir. r , y ve u sırasıyla referans girişi, ölçülen çıkışı ve kontrol sinyalini göstermektedir. Optimal H_∞ kontrol problemine göre sözde hata vektörü $[z_1 \ z_2]^T$ ile referans (r) arasındaki oran (γ) minimize edilerek kontrolör tasarlanmalıdır. Bu yüzden, asıl amaç γ oranının mümkün olduğunda minimize etmektir. Bu durumda, $W_1(s)$ ağırlığı NP için ele alınırsa, gürbüzlük özelliği için seçilen $W_2(s)$ ağırlığı da RS için ele alınmaktadır. Bu ağırlık fonksiyonları gerekli kapalı

çevrim davranışının elde edilmesi için kullanılır. Tipik alçak geçiren veya yüksek geçiren filtreler olarak da düşünülebilir. Sonuç olarak optimal H_∞ kontrol probleminin formülasyonu NP ve RS kullanılarak Denklem (5.42) ve (5.43)'teki gibi yapılabilir.

$$NP \text{ condition : } \|S_d(s)\|_\infty \leq 1 / \|W_1(s)\| \quad (5.42)$$

$$RS \text{ condition : } \|K_v(s)S_d(s)\|_\infty \leq 1 / \|W_2(s)\| \quad (5.43)$$



Şekil 5.17: NP/RS karma duyarlılık problemi konfigürasyonu.

NP/RS arasındaki oran olan γ performans indeksi olarak ele alındığında ise H_∞ normu Denklem (5.44)'deki gibi elde edilir.

$$\left\| \frac{W_1(s) \cdot S_d(s)}{W_2(s) \cdot K_v(s) \cdot S_d(s)} \right\|_\infty \leq \gamma < 1 \Leftrightarrow \max \{W_1(s) \cdot S_d(s), W_2(s) \cdot K_v(s) \cdot S_d(s)\} \leq \gamma < 1 \quad (5.44)$$

Bu bağlamda gürbüz LQR-FOPID^λD^μ kontrolörü tasarlamak için KUAG'ın sürekli durum eşitliğinin Denklem (5.45)'deki gibi genişletilmesi gerekmektedir. Buradaki $A_{ex} = A_v - B_v \cdot K$ ve $C_{ex} = C_v - D_v \cdot K$ sürekli durum katsayı matrislerinin genişletilmiş versiyonlarıdır. Matlab'ın 'ssdata' komutu kullanılarak gerilimin küçük sinyal modelinden elde edilen katsayı matrisleri Denklem (5.46)'da verilmiştir.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_{ex} + B_v \cdot u_{FOPID^\lambda D^\mu} \\ y(t) &= C_{ex} + D_v \cdot u_{FOPID^\lambda D^\mu} \end{aligned} \quad (5.45)$$

$$A_{ex} = \begin{bmatrix} -5,11 & -4,98 & -4,83 & -3,12 & -2,29 & -0,29 \\ 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,12 & 0 \end{bmatrix}, B_v = \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C_{ex} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0,86 \\ -0,44 \\ 0,06 \\ -1,39 \\ -0,18 \end{bmatrix}^T, D_v = 0 \quad (5.46)$$

Bu genişletme sonucu tasarlanan optimal LQR kontrolörü sürekli durum eşitliğinin içine gömülmüştür. Bu durumda Şekil 5.17’de gösterilen KUAG’ın nominal sistem modeli $G_{v_n}(s)$, genişletilmiş form olan $G_{v_n,exp}(s)$ ’e dönüşmüştür. Sonuç olarak Şekil 5.17’deki $K_v(s)$ olarak gösterilen kontrolör FOPI^λD^μ’ye denk hale gelmiştir ve karma duyarlılık problemi bu genişletilmiş model kullanılarak çözümlenmiştir.

Ağırlık Matrislerinin Seçimi

Doğrudan duyarlılık fonksiyonunun tekil değerleri $\sigma_i[S_d(j\omega)]$ düşük frekanslarda küçük değerlerde tutulması, yüksek frekanslarda ise bire yakın olması; kontrolörün duyarlılık fonksiyonunun tekil değerleri $\sigma_i[K_v(j\omega)S_d(j\omega)]$ yüksek frekanslarda düşük değerlerde tutulması ve düşük frekanslarda bire yakın olmasıyla kontrolörün gürbüzlüğü ve performansı ayarlanabilir [83]. Bu yüzden ağırlık fonksiyonlarının doğru şekilde seçilmesi gürbüz kontrolör tasarımında en önemli bölümdür. Bu tez çalışmasında ağırlık fonksiyonları Denklem (5.47)’deki gibi kullanılmıştır [84].

$$W_1(s) = \frac{s / M_s + \omega_B^*}{s + \omega_B^* \varepsilon_s}, \quad W_2(s) = \frac{s + \omega_{BC}^* / M_U}{\varepsilon_U s + \omega_{BC}^*} \quad (5.47)$$

Denklemdaki ε_s ve ε_U , sürekli durumda beklenen izleme hatası ve ilave hataları; M_s ve M_U , $\|S_d(s)\|_\infty \leq M_s$ ve $\|T(s)\|_\infty \leq M_U$ koşullarını sağlayan istenen minimum H_∞ pik değerini gösterir. ω_B^* ve ω_{BC}^* sırasıyla doğrudan duyarlılık fonksiyonunun ve duyarlılık fonksiyonunun kapalı çevrim bant genişliklerini göstermektedir. ω_B^* değeri genellikle açık çevrim sistemin geçiş frekansından (ω_c) daha büyük seçilir. Bu parametreler, referans [82]’de verilen kurallar dikkate alınarak seçildiğinde elde edilen ağırlık fonksiyonları Denklem (5.48)’deki gibi ortaya çıkmaktadır.

$$W_1(s) = \frac{s/2 + 0.24}{s + 0.24 \times 10^{-3}}, \quad W_2(s) = \frac{s + 0.31}{10^{-3} \cdot s + 0.45} \quad (5.48)$$

Seçilen filtre parametreleri ile oluşturulan W_1 ve W_2 ağırlıkları duyarlılık fonksiyonlarında (Denklem (5.44)) yerlerine konulduğunda düşük veya yüksek frekanslarda istenen kazançla sahip olması beklenmektedir. Bu nedenle W_1 'in pay kısmının sıfırı -0.12 olacak şekilde birinci dereceden; paydasının sıfırı ise düşük frekanslarda küçük kazanç sağlamak için -0.24×10^{-3} gibi sıfıra yakın değerlerde olacak şekilde seçilmiştir. W_2 'nin pay kısmının sıfırı -0.31 olacak şekilde birinci dereceden; paydasının sıfırı ise yüksek frekanslarda küçük kazanç sağlamak için 450 gibi büyük bir değer seçilmiştir.

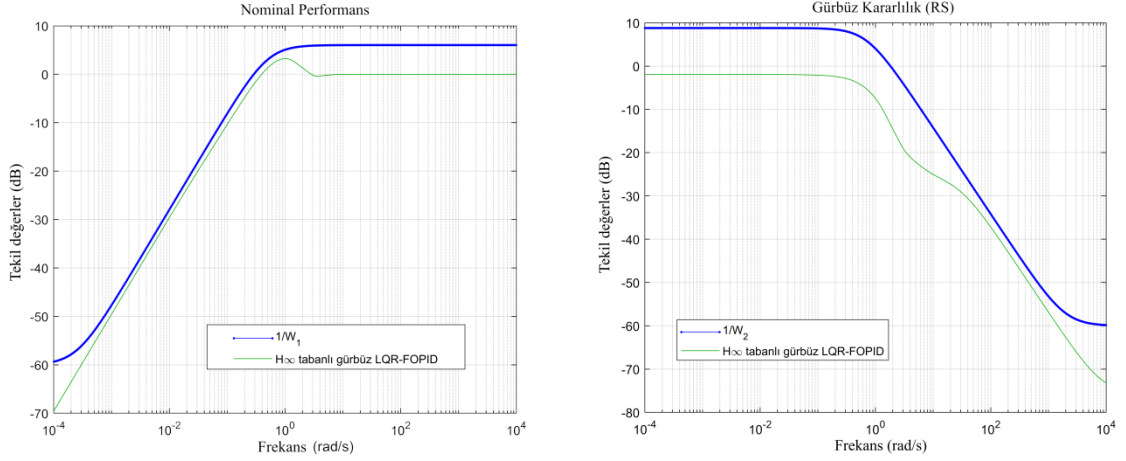
Karma Duyarlılık Problemine Göre Gürbüz Kontrolörün Tasarımı

Denklem (5.44)'te verilen karma duyarlılık probleminin çözümü için 10^{-4} ve 10^{+4} aralığında frekans düzlemi seçilmiştir. Gürbüz FOPI $^{\lambda\mu}$ kontrolörün katsayılarının belirlenmesi için gereken parametre vektörü $tp = [K_p, K_i, K_d, \lambda, \mu]^T$ şeklindedir. Belirlenen karma duyarlılık ağırlık fonksiyonlarına göre PSO algoritması kullanılarak tp vektörü bulunacaktır. Bu durumda optimizasyon problemi ve gürbüz LQR-FOPI $^{\lambda\mu}$ kontrolörün alt ve üst limitleri Denklem (5.49)'da verilmiştir.

$$\begin{aligned} & \min \{ \gamma \leq 1 \\ \text{kısıtlar} & \begin{cases} -1 \leq K_p, K_i, K_d \leq 0.1 \\ 0.001 \leq \lambda, \mu \leq 0.999 \end{cases} \end{aligned} \quad (5.49)$$

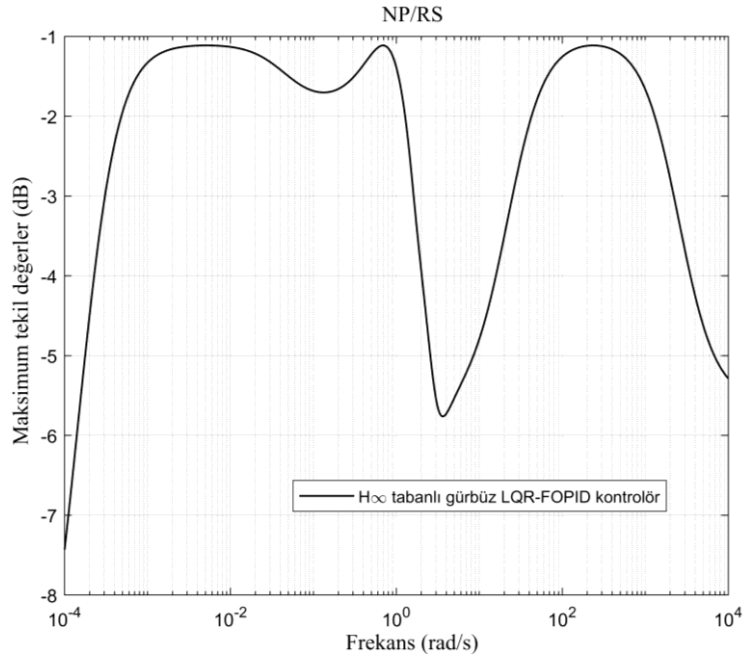
Yapılan optimizasyon çalışması sonucu performans indeksi $\gamma = 0.88$ olarak bulunmuş ve Denklem (5.50)'de verilen gürbüz LQR-FOPI $^{\lambda\mu}$ kontrolör elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} u(t) = & -[1.0929, 1.0984, 1.4634, 0.96164, 0.83965, 0.1074] \cdot x(t) \\ & + (-0.087 - 0.27D^{-0.97} + 0.037D^{0.18}) \cdot e(t) \end{aligned} \quad (5.50)$$



Şekil 5.18: NP ve RS kapalı çevrim frekans cevaplarını içeren bode diyagramları.

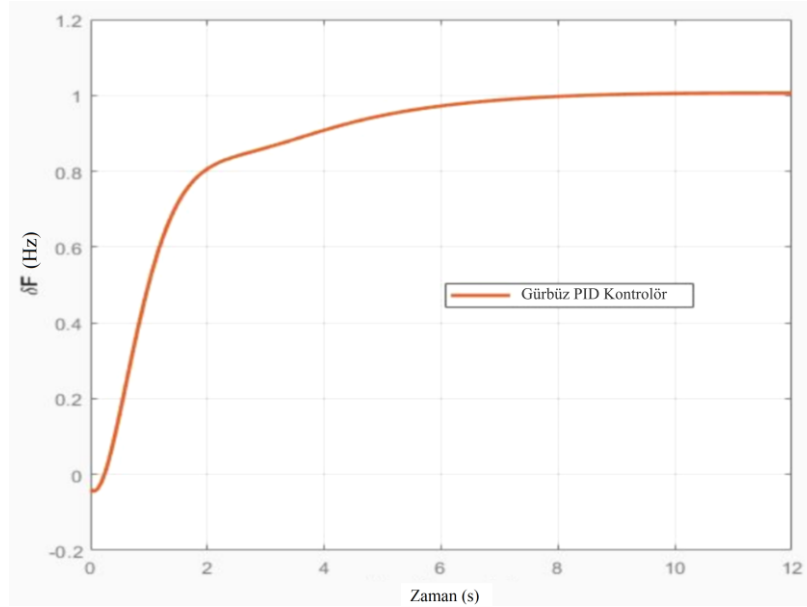
Ağırlık fonksiyonları olan W_1 ve W_2 'nin tersinin frekans cevapları Şekil 5.18'de verilmiştir. Bu şekilde açıkça görüldüğü üzere duyarlılık fonksiyonlarının tekil değerleri Denklem (5.42) ve (5.43)'te verilen NP ve RS 'nin limit değerlerini karşılamaktadır. Bu yüzden istenen nominal performansın ve kararlılığın elde edildiği düşünülebilir. Bunun yanında Şekil 5.19'da verilen NP/RS oran grafiğine göre maksimum tekil değerler güvenlik marjı olan -1'in altında kalmaktadır.



Şekil 5.19: NP/RS oranının bode diyagramı.

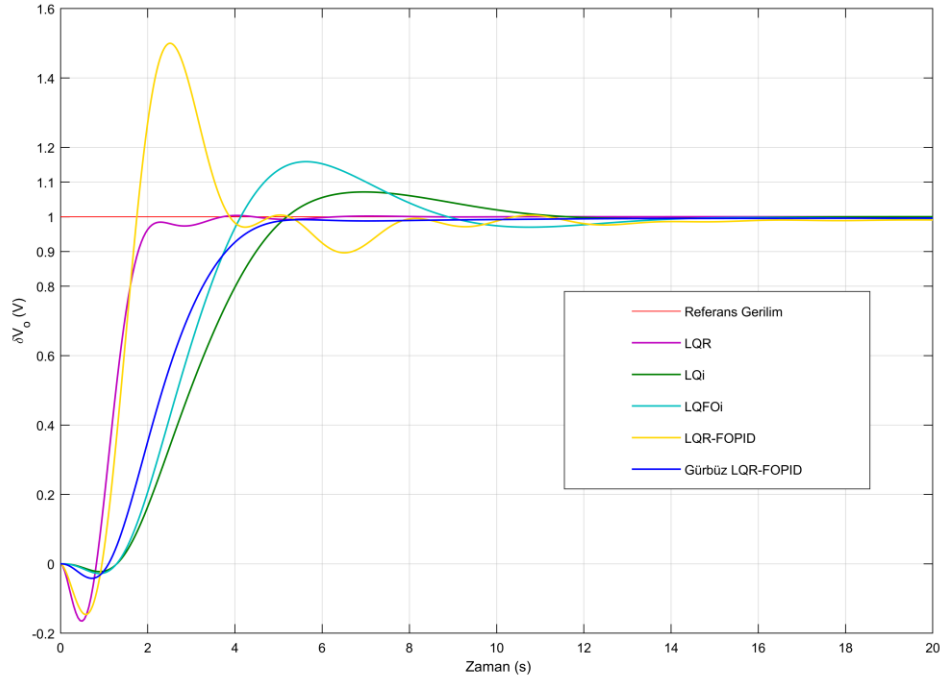
5.3.2.7 Tasarlanan Çok-Çevrimli Kontrolörün Uygulanması

Tasarlanan kontrolörlerin performansı önce Matlab/Simulink ortamında KUAG'ın küçük sinyal modeli kullanılarak test edilmiştir. Simülasyon çalışmalarının temel amacı KUAG çıkış gerilimi küçük sinyali δV_o 'ın ve çıkış frekansı küçük sinyali δF 'nin istenen birim seviyeler olan 1 V ve 1 Hz değerlerinde kontrol edilmesidir. KUAG sisteminin çok-çevrimli kontrolör ile çalıştırıldığı önceki bölümlerde belirtilmişti. Dolayısıyla simülasyon çalışmalarında da frekans kontrolör generatör hızını ayarlarken gerilim kontrolörü FC-TCR'nin tetikleme açılarını ayarlamaktadır. Gerilimin kontrolünden önce gürbüz PID frekans kontrolörü uygulanmış ve δF 'nin değeri kaydedilerek Şekil 5.20'de verilmiştir.

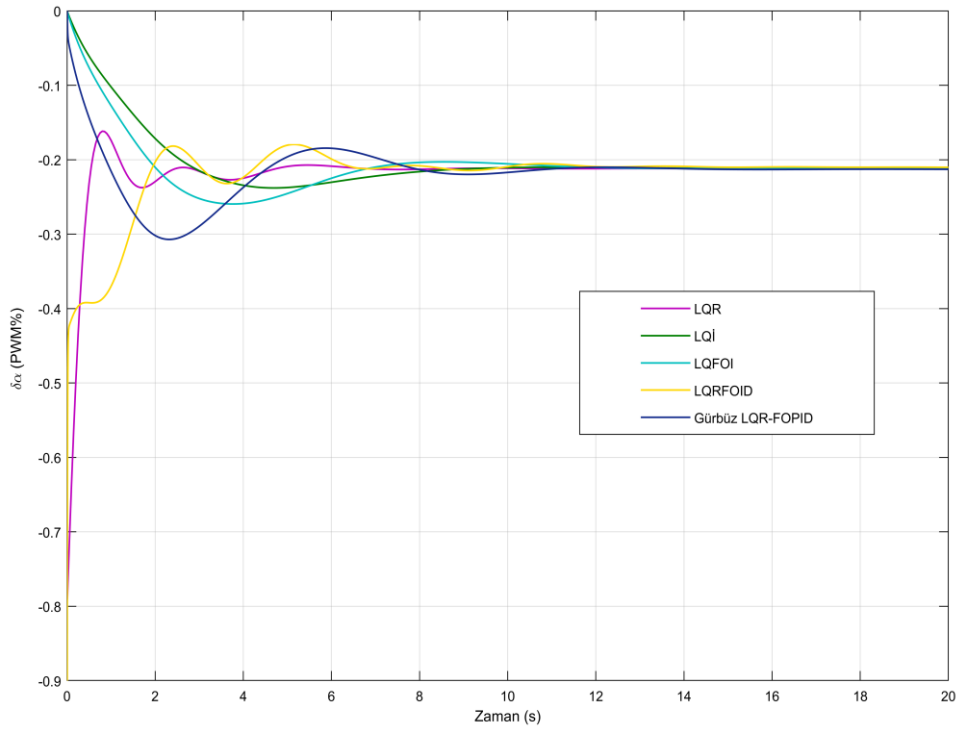


Şekil 5.20: Gürbüz PID frekans kontrolörünün cevabı.

Gürbüz PID frekans kontrolörünün başarılı sonuçlar vermesinden sonra ITAE tabanlı tasarlanan gerilim kontrolörleri LQR (Denklem (5.27)), LQI (Denklem (5.31)), LQFOI (Denklem (5.35)), LQR-FOPI ^{λ D ^{μ}} (Denklem (5.39)) ve karma duyarlılık fonksiyonu tabanlı tasarlanan gürbüz LQR-FOPI ^{λ D ^{μ}} (Denklem (5.50)) simülasyon üzerinde çalıştırılmıştır. Simülasyon çalışmaları ilk önce herhangi bir bozucu veya gürültü olmadan yapılmıştır. Daha sonra KUAG sistemine sensör gürültüleri ve bozucu yükler girilerek tasarlanan kontrolörlerin izleme performansı ve bozucu bastırma özelliği test edilmiştir. Tasarlanan kontrolörlerin birim basamak cevapları ve ilgili kontrol sinyalleri Şekil 5.21'de verilmiştir.



a. Çıkış gerilimi küçük sinyali cevabı



b. Kontrol sinyalleri

Şekil 5.21: Tasarlanan gerilim kontrolörlerinin zaman cevabı.

Şekil 5.21'e göre sabit bir referans gerilimi için LQR kontrolör çok iyi sonuç vermektedir. Aşma olmadan referans seviyesine çok hızlı bir şekilde ulaşmaktadır. Diğer taraftan LQI ve LQFOI^λ kontrolörlerin arasında oturma süresi ve aşma bakımından çok büyük

farklılıklar yoktur. ITAE tabanlı LQR-FOPID^μ kontrolör kısa zaman içerisinde çok hızlı tepki göstermektedir. Ancak, en büyük aşmaya bu kontrolör sahiptir. Gürbüz LQR-FOPID^μ kontrolör ise izleme dinamikleri ve kontrol sinyali yönünden en iyi sonuçları göstermektedir. Çünkü LQR ve ITAE tabanlı LQR-FOPID^μ kontrolörlerin kontrol sinyallerinin genlikleri yüksek görünmektedir. Gerçek sistemin bu kontrol sinyallerini karşılama kapasitesi olmayabilir. Sabit referans gerilimi için yapılan simülasyon çalışmaları sonucu kontrolörlerin izleme dinamikleri bakımından karşılaştırılması Tablo 5.5’de verilmiştir.

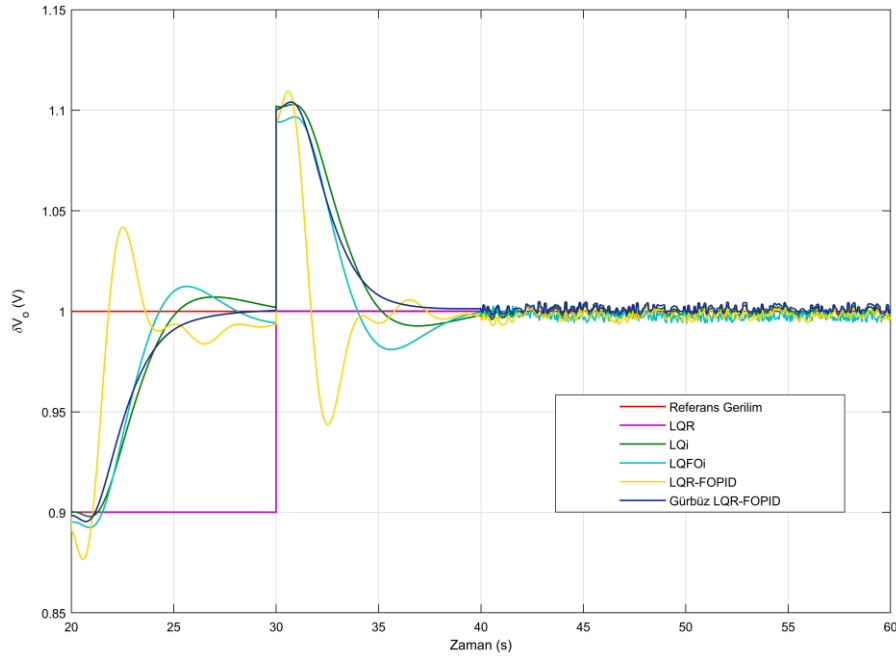
Tablo 5.5: Gerilim kontrolörlerinin izleme dinamiklerinin karşılaştırılması.

Gerilim Kontrolörü	Maksimum Aşma (%)	Oturma Süresi (s)
LQR	0	2.89
LQI	7	11
LQFOI ^λ	16	9
LQR-FOPID ^μ	47	7.75
Gürbüz LQR-FOPID ^μ	0	4.52

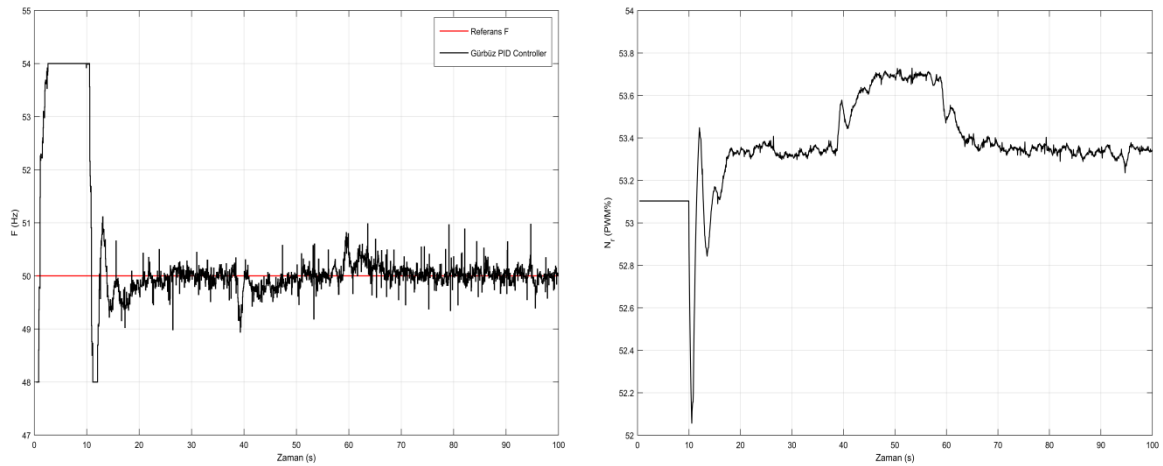
Kontrolörlerin davranışını gözlemlemek için sistem çalışırken 20. saniyede ekstra yük devreye alınmış ve 30. saniyede devreden çıkarılmıştır. 40. saniyeden sonra da çıkış gerilimine yapay bir gürültü eklenmiştir. Şekil 5.22’de verilen simülasyon sonuçlarına göre, LQR yöntemi geri besleme yapısından dolayı bozucu yüke karşı etkisiz kalmıştır. Diğer kontrolörler arasında, gürbüz LQR-FOPID^μ yük değişimini çok hızlı bir şekilde toparlamış ve en iyi izleme dinamiklerine sahiptir. ITAE tabanlı LQR-FOPID^μ kontrolör yine kabul edilemeyecek büyüklükte bir aşmaya sahiptir. LQI ve LQFOI^λ kontrolörler benzer sonuçlar vermiştir. LQR kontrolör hariç diğer bütün kontrolörler sensör gürültüsü durumunda referansı izlemede iyi sonuçlar vermişlerdir.

Tasarlanan kontrolörlerin performansları simülasyon üzerinde test edildikten sonra gerçek zamanlı kontrol çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Kontrolörlerin etkinliğini kanıtlamak için yapılan çalışmalarda çıkış gerilimi referansı 220 V, çıkış frekansı referansı ise 50 Hz olarak seçilmiştir. Gerçek zamanlı çalışmada, KUAG’ın ilk çalıştırılmasında gerilim üretme sürecinin unutulmaması gerekmektedir. Bu yüzden ilk çalıştırmada ilk 10 saniye herhangi bir kontrolör devreye alınmamış ve bu süre gerilim üretimi için ayrılmıştır. Laboratuvar ortamı düşünüldüğünde çıkış geriliminin yüksek değerlere çıkmaması ve sistemdeki diğer araçlara zarar vermemesi için KUAG sistemi ilk çalıştırmada sabit yüklü

olarak başlatılmıştır. Tasarlanan kontrolörlerin gürbüzlüğünün ve bozucuları bastırma etkinliğinin test edilmesi için sisteme Şekil 5.22’de gösterildiği 20. saniyede bozucu yük eklenmiş ve 30. saniyede devreden çıkarılmıştır. Diğer taraftan 40. saniye de gerilim sensörüne yapay bir gürültü eklenmesi yapılmıştır.



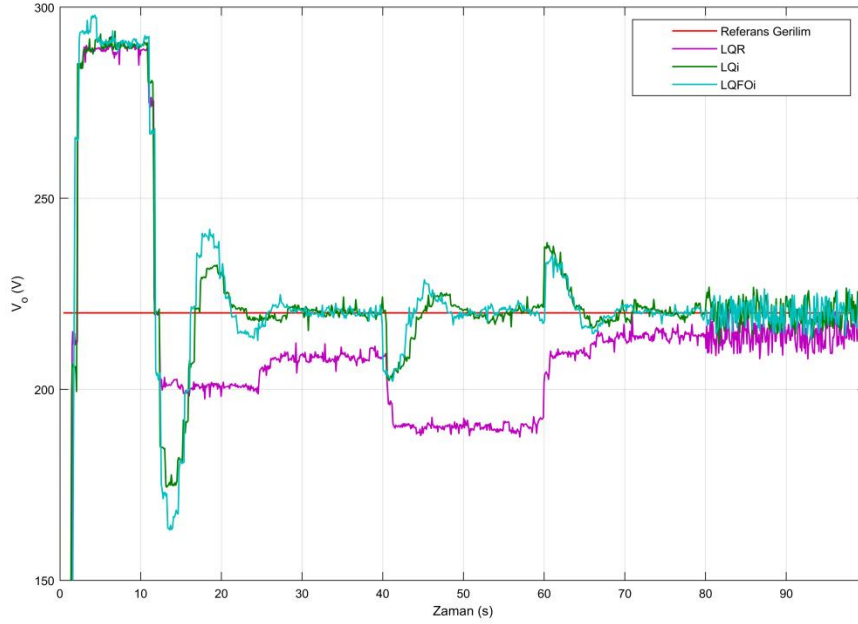
Şekil 5.22: Bozucu yük ve sensör gürültüsü altında çalışan kontrolörlerin zaman cevabı.



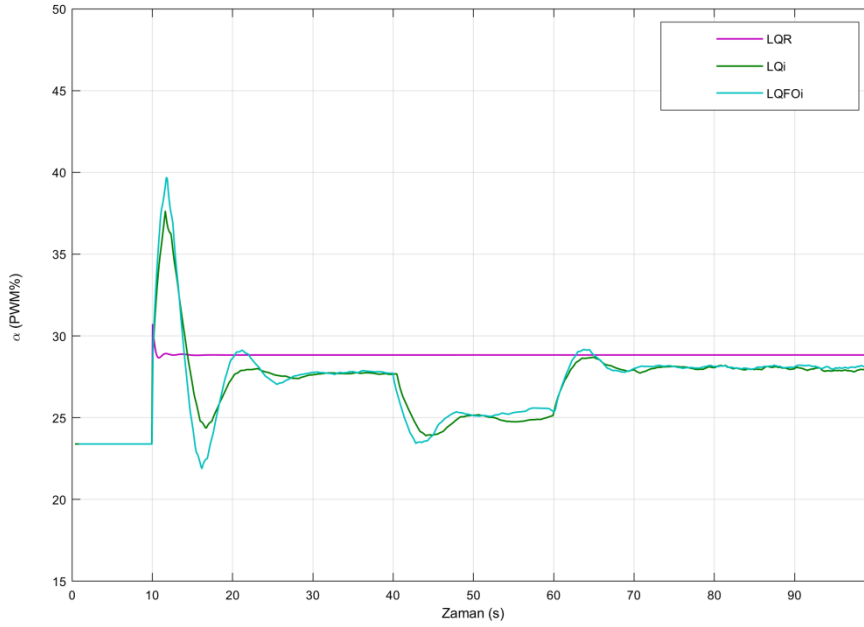
Şekil 5.23: Gürbüz PID frekans kontrolörünün zaman cevabı ve kontrol sinyali.

Başarılı bir şekilde gerilim üretme süreci tamamlandıktan sonra 10. saniyede sırasıyla LQR, LQI ve LQFOI^λ gerilim kontrolörleri devreye alınmıştır. Aynı zamanda gürbüz PID frekans kontrolörü de devreye alınmıştır. Şekil 5.23'te açıkça görüldüğü üzere çıkış

frekansı referansı her koşulda takip etmiştir. 40. saniyede sisteme ekstra yük girmesi durumunda bile gürbüz PID başarılı bir şekilde çıkış frekansını kontrol etmiştir. Frekans kontrolörünün oturma süresi 10 saniye civarında, maksimum aşma değeri %6 seviyelerindedir.



a. Çıkış gerilimi zaman cevabı



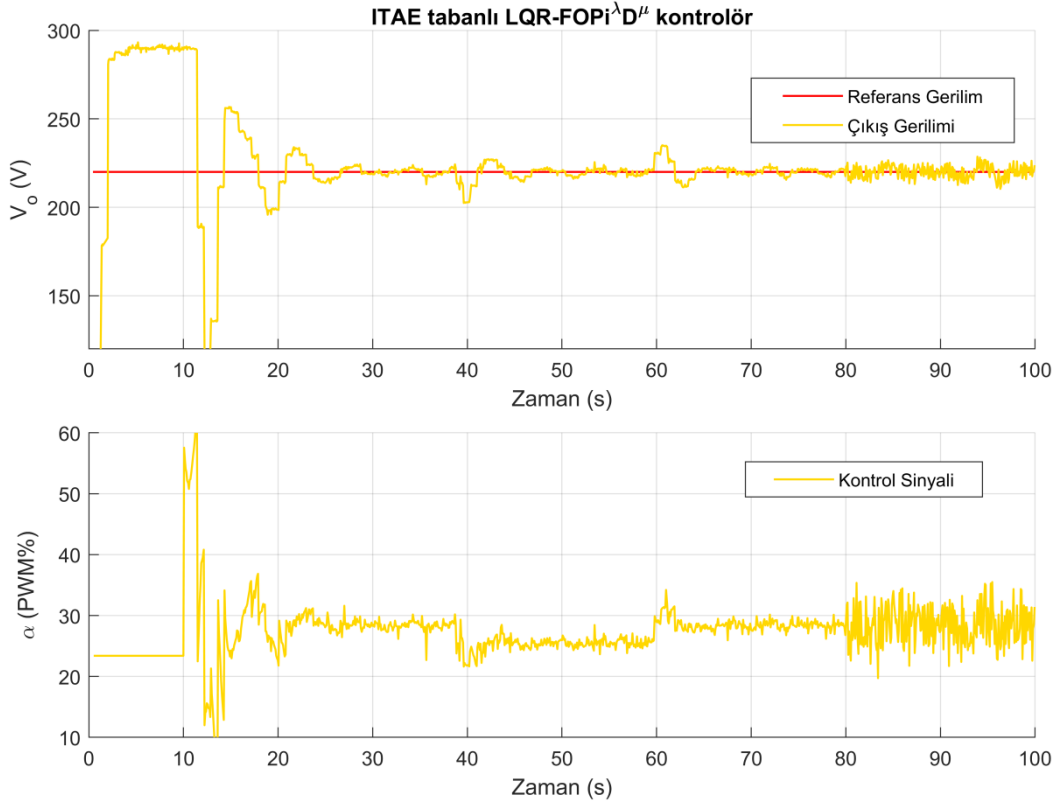
b. Kontrol sinyalleri

Şekil 5.24: LQR, LQI ve LQFOI¹ yöntemlerinin karşılaştırılması.

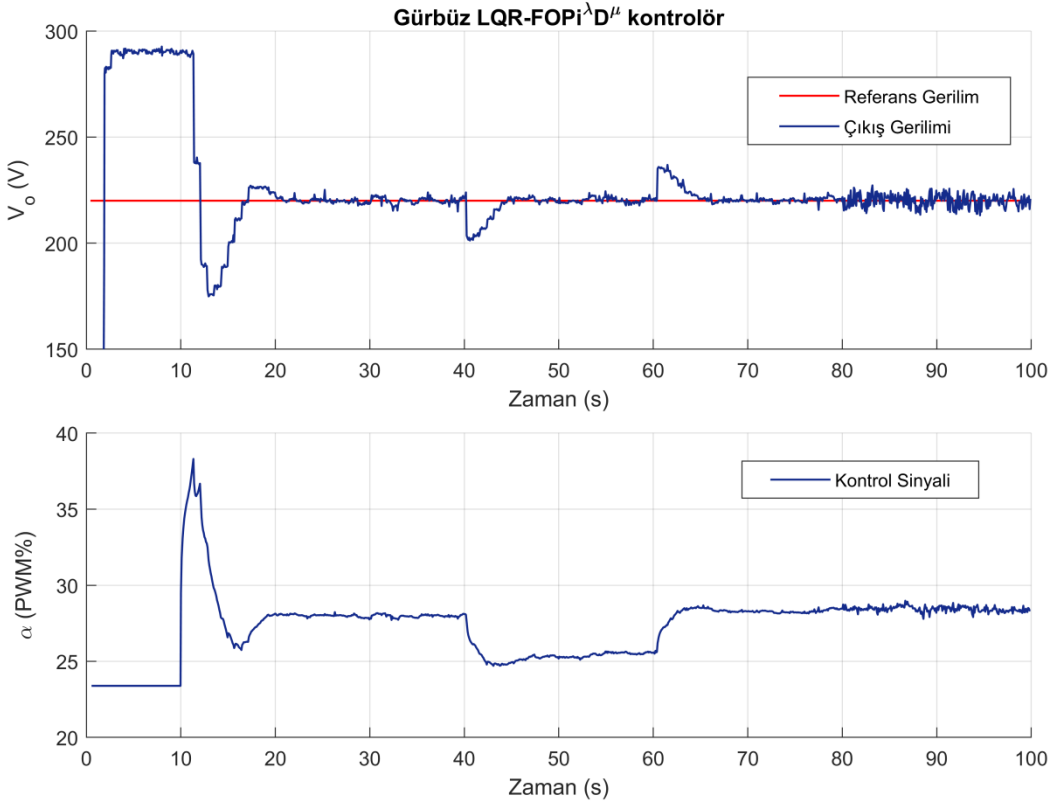
Frekans kontrolörünün yanında üç farklı gerilim kontrolörü ile ayrı ayrı çalıştırılan sistemin çıkış gerilimi ve ilgili kontrol sinyallerinin karşılaştırılması Şekil 5.24'te verilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre LQR kontrolör en kötü performansı göstermiştir. %4.54 sürekli durum hatasına sahip olan LQR, bozucular da devreye girdiğinde toparlaması zor bir hal almaktadır. Ancak, LQR kontrolör simülasyon sonuçlarına benzer olarak 2 saniye gibi çok hızlı bir yükselme süresine sahiptir. LQI ve LQFOI^λ kontrolörler birbirine yakın dinamik cevaplara sahiptirler. LQI kontrolör düşük aşmaya yavaş oturma süresine sahipken, LQFOI^λ kontrolör yüksek aşma, hızlı oturma süresine sahiptir. Her iki kontrolör de bozucu yük ve sensör gürültüleri devreye girdiğinde kararlılığını bozmamıştır.

Diğer taraftan ITAE tabanlı LQR-FOPI^{λD^μ} kontrolör kullanılarak hızlı bir cevap alınabilmektedir. Fakat KUAG sisteminin yavaşlığı ve mikrodenetleyicinin kısıtlılığından dolayı tasarlanan kontrolörün uygulamasında zorluklar yaşanmaktadır. Dolayısıyla kontrol sinyalinde herhangi bir kısıtlama yapmadan ITAE tabanlı LQR-FOPI^{λD^μ} kontrolör uygulanmıştır ve sonuçları Şekil 5.25'teki gibi kaydedilmiştir. Simülasyon çalışmalarından ziyade, gerçek zamanlı çalışmada bu kontrolör çok yavaş oturma süresi ve benzer olarak büyük bir aşmaya sahiptir. Bozucu yükleri bastırarak referans gerilimi takip etmektedir. Ancak sensör gürültülerine karşı çok hassas olduğu görülmektedir. Bu yüzden gürbüz LQR-FOPI^{λD^μ} kontrolör tasarlanmış ve uygulanmıştır. Şekil 5.26'daki sonuçlar, bu kontrolörün performansının etkinliğini ve gürbüzlüğünü kanıtlamaktadır.

ITAE tabanlı LQR-FOPI^{λD^μ}'nin aksine gürbüz kontrolör sensör gürültülerine karşı üstün bir performans göstermektedir. Ayrıca, devreye giren yüklere karşı kısa bir süre içerisinde sistemi toparlayarak çıkış gerilimini referans değerine getirmektedir. Bu yüzden, kontrolörün kapalı çevrim gürbüzlüğü kanıtlanmıştır. Diğer taraftan tasarlanan gürbüz kontrolör 10 saniye oturma süresi ve %2.27 aşma oranıyla en iyi izleme dinamiklerine sahip kontrolördür. Sonuç olarak gürbüz LQR-FOPI^{λD^μ} kontrolör kullanılarak *NP/RS* şartı garantilenmiştir.



Şekil 5.25: ITAE tabanlı LQR-FOPi^λD^μ kontrolörün zaman cevabı ve kontrol sinyali.



Şekil 5.26: Gürbüz LQR-FOPi^λD^μ kontrolörün zaman cevabı ve kontrol sinyali.

6. KUAG'IN ÇIKIŞ GERİLİMİNİN HATA TOLERANSLI KONTROLÜ

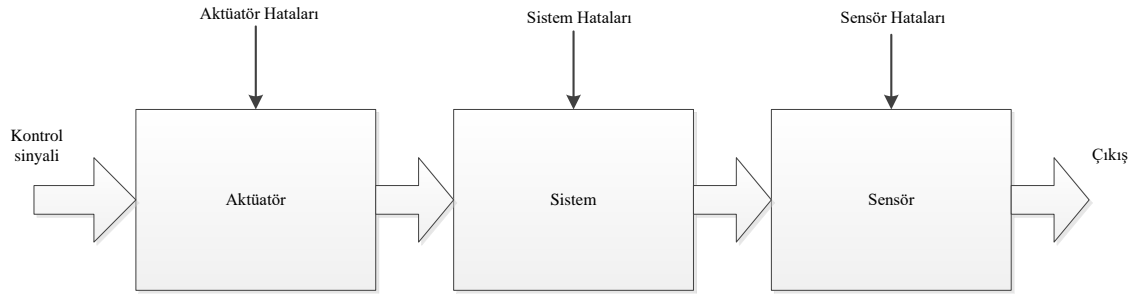
Genel anlamda arızalar bir sistemin davranışını etkileyen ve sistemin çalışmasında tatmin etmeyen sonuçlar veren hatalardır. Bu hatalar sistemin içinden veya dışından kaynaklanarak güç kaynağını ve haberleşme ağını kesebilir veya sisteme kalıcı hasar verebilirler. Her türlü durumda, hata sistemin yapısında veya parametrelerinde değişimlere neden olmakta ve sistemin performansının düşmesinde etkin rol oynamaktadır. Bu yüzden makinelere ve insanlara zarar vermeden sistemlerdeki bozulmayı engellemek için ortaya çıkabilecek hatalar mümkün olduğunca en kısa sürede bulunmalı ve sisteme olan etkileri ortadan kaldırılmalıdır. Bu işlem de hata toleranslı kontrol yapılarıyla gerçekleştirilmektedir. Hata toleranslı kontrol başarılı bir şekilde gerçekleştirilebilirse, herhangi bir hata durumunda, sistemin çalışmasına olan etkiler ufak bir anlık performans düşüklüğü olsa da büyük ölçüde azaltılmış olacaktır. Böylece kontrol algoritması hatalı ortama veya tüm sisteme adapte olacak ve sistem istenen performansı tekrar gösterecektir.

Bu bölüme kadar KUAG için tasarlanan kontrolörler, gürültüleri veya bozucu etkilere karşı başarılı olmalarına rağmen sistemde oluşabilecek herhangi bir hataya karşı etkisiz kalacaklardır. Bu bölümde, hata toleranslı kontrolün genel prensipleri anlatılarak asenkron makine içeren KUAG sisteminde oluşabilecek hatalar ele alınmıştır. KUAG sisteminde meydana gelebilecek olası hatalardan bahsedilmiştir. Sisteme yapay sensör hataları eklenerek tasarlanan kontrolörlerin performansı incelenmiştir. Tasarlanan hata toleranslı kontrol yapılarıyla meydana gelebilecek sensör hataları tespit edilmiş ve hata anında bile sistemin çıkış geriliminin başarılı bir şekilde istenen seviyelerde kalması sağlanmıştır.

6.1 Hata Toleranslı Kontrol

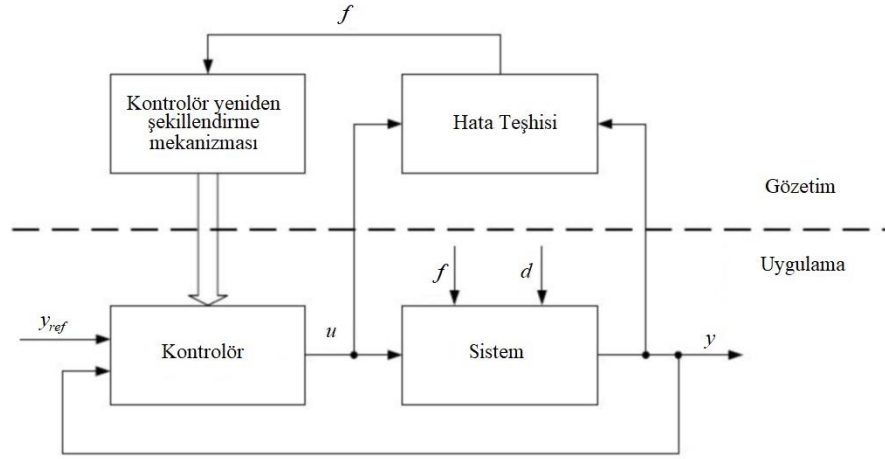
Kontrolörler genellikle sistemlerde hata olmadığı durumlar için tasarlanırlar ve bu yüzden kapalı çevrim performans kriterlerini sağlamaktadırlar. Hata toleranslı kontrol ise hataya maruz kalan sistemi dikkate almaktadır. Hatanın varlığında sistemin davranışına göre kendisini ayarlayabilen bir yapıya sahiptir. Genel olarak hata tolerans yapısı hata teşhisi ve yeniden tasarlanan kontrol olmak üzere iki aşamadan oluşmaktadır. Hata teşhis sisteminde hata tespit edilir ve tanımlanır. Daha sonra kontrolör teşhis edilen hataya göre adaptasyon süreci geçirir ve sistemin çıkışlarının hedefe ulaşmasını sağlar.

Hata teşhisinde, oluşabilecek spesifik arızaları tespit etmek için klasik olarak limit denetleme veya spektral analiz yöntemleri kullanılmaktadır. Hata anında, hazırda bekleyen bir yedek bileşen devreye alınır. Bu yüzden geleneksel HTK yöntemlerinde her bir hata için bir tespit sistemi kurulmalı ve her bir hata için yedek bileşen hazırda beklemelidir. Bu da HTK içeren sistemleri pahalı bir hale getirmektedir. Hatalar gibi bozucuların ve belirsizliklerin de sistemin davranışını etkilediği göz önünde bulundurulduğunda hem maliyet hem de tasarım zorluğu yönünden HTK içinden çıkılmayacak bir hal almaktadır. Ancak gürbüz bir şekilde tasarlanan kontrolör sayesinde veya filtre kullanılarak bozucu ve gürültülerin etkisi oldukça azaltılabilmektedir. Böylelikle, ortaya çıkan hataları kabul edilebilir bir seviyede tutacak veya elimine edecek HTK tasarımı kalmaktadır.



Şekil 6.1: Oluşabilecek hataların sınıflandırılması.

Hataların sınıflandırılması Şekil 6.1’de görüldüğü üzere üç şekilde olmaktadır. Sistem hataları sistemin dinamik I/O özelliklerini değiştirir. Sensör hatalarında sistem özellikleri etkilenmez ancak sensör okumaları önemli ölçüde yanılgılar vermektedir. Aktüatör hatalarında yine sistem özellikleri etkilenmez ancak kontrolörün sistem üzerindeki etkisinde önemli değişiklikler olmaktadır. Aktüatör ve sensörlerin etki-tepki mekanizmasının başlangıcında ve bitişinde olmasından dolayı oluşabilecek hatalar için spesifik tespit sistemleri tasarlanabilmektedir.



Şekil 6.2: HTK genel yapısı.

HTK sistemleri, aktif ve pasif olmak üzere iki başlığa ayrılmaktadır. Her iki HTK arasındaki farklar, avantajlar ve dezavantajlar referans [85]'de detaylı olarak anlatılmıştır. Pasif HTK sistemleri daha önceden bahsedildiği üzere gürbüz kontrolör içererek olası hataları tolere edebilmektedir. Hata ile ilgili herhangi bir tespit sistemi bulunmamaktadır. Bunun yanında Şekil 6.2'de genel blok diyagramı verilen aktif HTK sistemi yapısı gereği hata tespit modülü içererek kontrolörün yeniden şekillenmesine olanak sağlar. Böylelikle sistemde oluşabilecek hata kaynaklı sıkıntılar en kısa sürede tespit edilerek, sistemin performans kaybına engel olmak amaçlanmaktadır. Şekilde verilen f ve d sırasıyla hata ve bozucuları göstermektedir. Aktif HTK klasik geri beslemeli kontrolörün yanında bir gözetim katmanı bulundurulur. Gözetim katmanında hata teşhis (HTS) ve kontrolör yeniden şekillendirme mekanizması bulunur. HTK'nın etkili çalışabilmesi için gözetim katmanının çok iyi bir şekilde tasarlanması gerekmektedir. Gözetim katmanının yanında uygulama katmanında geri beslemeli kontrol yapısı bulunmaktadır. Bu katmanda ise ayarlanabilir bir kontrolör mevcuttur. Etkili bir HTK tasarlamak için her katmandaki her bir birimin ayrı ayrı tasarlanıp test edilmesi gerekmektedir [86].

HTK'nın gözetim katmanında bulunan HTS tasarımı performansı etkileyen önemli bir birimdir. HTS yapıları modele bağlı olan veya modele bağlı olmayan yaklaşımlar olarak ikiye ayrılmaktadır. Modele bağlı olmayan yaklaşımlar da yapay zeka, istatistiksel veya sinyal işleme vb. yöntemleri içermektedir [87]. Yapay zeka yaklaşımları yapay sinir ağları, bulanık mantık, bulanık yapay sinir ağları veya destek vektör makinesi gibi yöntemleri içerebilir. Analitik yöntemlerin aksine, YSA'nın doğrusal olmayan sistemleri çok iyi bir şekilde modelleyebilmesi onu bir adım daha ileri taşımaktadır [88]. Ayrıca, gürültülere

karşı daha az hassastır. Modele bağlı yaklaşımlar genellikle rezidü tabanlıdır. Rezidüleri, sistemin gerçek çıkışı ile arızalı çıkış arasındaki farka dayanan bilgileri ele alır. Bu yöntemde sistemin davranışını tanımlayan model belirlenir ve bu model ile deneysel veriler arasındaki rezidüleri hesaplanır. Rezidüleri analiz edilmesi sonucunda ise hata tespiti ve teşhisi gerçekleştirilir. Model tabanlı yöntemlerde de sistemin modeli olarak eşdeğer devreler, fiziksel denklemler veya YSA gibi yapay zeka modelleme yöntemleri de kullanılabilir [86].

KUAG sistemindeki asenkron generatör bir sistem olarak ele alındığında kırsal bir bölgede kurulu olan sistemde asenkron makinede oluşabilecek herhangi bir arıza, sistemin performansını önemli ölçüde etkileyecektir. Bunun yanında aktüatör olarak kullanılan SSR'lerde arıza meydana gelebilmekte ve kontrolörün performansı istenen değerleri vermemektedir. Diğer taraftan çıkış gerilimi ve frekansını ölçen sensörlerdeki hatalar kontrolörün sistemi tamamen yanlış bir referansta tutmasına sebep olabilmektedir. Sistem olarak ele alınan asenkron generatördeki arızalar bir alt başlıkta incelenmiştir.

6.1.1 Asenkron Generatörde Meydana Gelebilecek Arızalar

Elektrik makinalarında oluşabilecek arıza çeşitleri elektriksel veya mekaniksel olarak ikiye ayrılmaktadır. Rulman ve eksenden kaçıklık arızaları mekaniksel arızalara girmekle beraber aşırı ve dengesiz yüklenme, nem, toz, üretim hataları vb. etkenler mekaniksel arızaları tetikler. Bunun yanında stator sargı hataları, rotor arızaları ve sürücü arızaları elektriksel hatalara girer. Asenkron makinalarda meydana gelen arızalar ve arıza tespit yöntemleri yapılan bir doktora tezinde detaylı olarak incelenmiştir [89]. Bu tez çalışmasında uygulamadaki zorluklardan dolayı sistem hataları dikkate alınmamış olup, makinede meydana gelebilecek arızaların kestirimi tez sonrası çalışmalara bırakılmıştır.

6.1.2 Aktüatörde veya Sensörde Meydana Gelebilecek Arızalar

KUAG sisteminin doğrusal dinamik model denklemi aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$\begin{aligned}x(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{6.1}$$

Denklemdaki $x(t)$, $y(t)$ ve $u(t)$ sırasıyla KUAG'ın durumlarını, çıkışlarını ve kontrol sinyalini vermektedir. Daha önceden de belirtildiği üzere A , B ve C çeşitli tanımlama

yöntemleriyle belirlenebilecek sürekli durum denklemlerinin katsayı matrisleridir. Giriş ve çıkışlar genellikle sensörler tarafından ölçülmektedir ve gürültüleri içermektedirler. Diğer taraftan sensörler ile gerçekleştirilen ölçümlerde hata oluşması durumunda toplam ölçüm değerine katkı sinyalleri eklenebilir. Bu durumda giriş ve çıkış sinyalleri Denklem (6.2)'deki hali alır.

$$\begin{aligned} u(t) &= \hat{u}(t) + \tilde{u}(t) + f_u(t) \\ y(t) &= \hat{y}(t) + \tilde{y}(t) + f_y(t) \end{aligned} \quad (6.2)$$

Denklem (6.2)'de $\hat{u}(t)$ ve $\hat{y}(t)$ gerçek sinyalleri, $\tilde{u}(t)$ ve $\tilde{y}(t)$ sensör gürültülerini, $f_u(t)$ ve $f_y(t)$ ek hataları göstermektedir. Bu durumda sensör tarafından ölçülen sinyaller $u(t)$ ve $y(t)$ ile tanımlanabilir. Aktüatörde meydana gelebilecek hatalar kontrol sinyaline $f_u(t)$ büyüklüğünde katkı yaparak KUAG'ın çıkış gerilimi kontrolünde dengesizlikler ortaya çıkarabilmektedir. Diğer taraftan gerilim sensörü hataları çıkış geriliminin yüksek değerlere çıkmasına ve stator terminallerine bağlı olan çeşitli komponentlerin (sensörler, yükler, röleler vb.) arızalanmasına sebebiyet vermektedir. Hatta çıkış gerilimdeki ani düşmeler KUAG'ın mıknatıslanmasını kaybetmesine sebep olabilmektedir. Kırsal kesimler düşünüldüğünde bu istenmeyen büyük bir problemdir. Frekans sensöründeki hatalar ise çıkış frekansının yanlış seviyede tutulmasına sebep olmakta, sistemdeki reaktansların etkisini değiştirmektedir. Böylelikle KUAG sistemi kararsız bir duruma düşmektedir.

Bu tez çalışmasında çıkış gerilim sensöründeki arızalar ele alınmış ve model tabanlı yaklaşımlar kullanılarak hata tespit sistemleri tasarlanmıştır. KUAG'ın YSA modeli ve küçük sinyal modelleri kullanılarak simülasyon çalışmalarında ve gerçek uygulamalarda iki farklı HTK yapısı ele alınmıştır. Bir önceki bölümde tasarlanan KKK ve gürbüz LQR-FOPID^m iki ayrı HTK yapısının uygulama katmanlarında bulunmaktadır. KKK içeren HTK yapısında RBF yapay sinir ağları KUAG modeli olarak kullanılırken, gürbüz LQR-FOPID^m kontrolör içeren HTK'da yine küçük sinyal modeli kullanılmıştır. Her iki uygulamanın detayları ve sonuçları takip eden başlıklarda verilmiştir.

6.2 KUAG'ın Çıkış Gerilimi için Sensör Hatalarına Maruz Kalan Hata Toleranslı

KKK Tasarımı

Bu bölümde sensör arızaları durumunda FC-TCR'li KUAG'ın çıkış geriliminin kontrolü amaçlanmıştır. Bölüm 5.2'de tasarlanan KKK ile HTK'nın uygulama katmanı oluşturulmuştur. FC-TCR'nin tetikleme açıları bu katman tarafından belirlenmekte ve çıkış geriliminin kontrolü sağlanmaktadır. Sensör hataları olmadığı durumda mükemmel bir şekilde çalışan KKK'nın, gerilim sensörünün arızalanması durumunda çıkış gerilimini yanlış bir referans değerinde tutması beklenmektedir. Bu yüzden çıkış geriliminin kestirimi için bir yapay sinir ağları çeşidi olan RBFNN modeli oluşturularak HTK'nın gözetim katmanının ana bileşeni olan HTS oluşturulmuştur. Gözetim katmanının diğer bir bileşeni olan kontrolör yeniden şekillendirme mekanizmasında ise gerilim hata indeksi olarak adlandırılan bir limit değere bağlı anahtarlama sistemi mevcuttur. Bu mekanizmanın çalışması ile ilgili detaylar ilerleyen başlıklarda verilmiştir. Tasarlanan HTK, Matlab/Simulink platformunda oluşturulan FC-TCR'li KUAG sistemine uygulanmıştır.

6.2.1 KUAG'ın YSA ile Modellenmesi

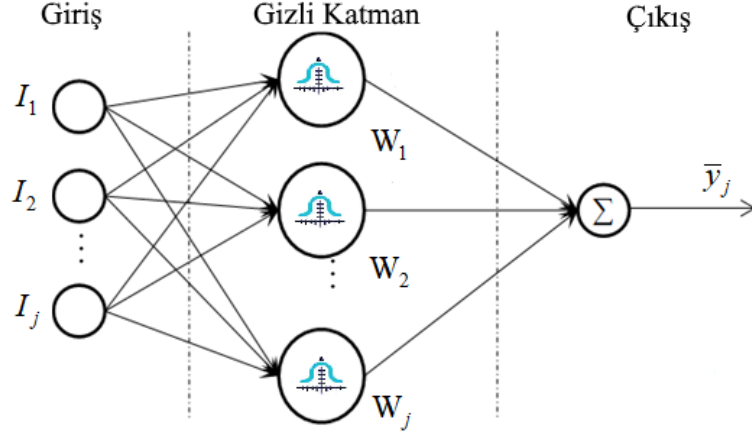
Şekil 6.3'te genel yapısı verilen RBFNN giriş katmanı, gizli katman ve çıkış katmanlarından oluşmaktadır. Doğrusal olmayan sistemleri modellemede ve HTK yapılarında oldukça kullanılmaktadır [90]. Bulanık mantık sistemlerine benzerliği ve eğitim sürecinin çok hızlı olması gibi üstün özelliklere sahiptir [91]. Gizli katmanında Gaussian transfer fonksiyonlarını, çıkış katmanında doğrusal fonksiyonları kullanan tipik bir RBFNN'nin çıkış katmanı formülasyonu Denklem (6.3) ve (6.4)'teki gibi verilir [23].

$$O_k = \exp\left(\frac{-[I - c_k]^T [I - c_k]}{2\Theta_k^2}\right) \quad (6.3)$$

Denklemdaki k gizli katmandaki nöron sayısını, O_k gizli katmandaki k . nöronun çıkışını, I giriş vektörünü, c_k gizli katmanda bulunan RBFNN'nin merkezindeki k . nöronu, Θ ise k . RBF'nin yayılımını göstermektedir. j . nöron çıkışı da Denklem (6.4)'te verilmiştir.

$$\bar{y}_j = W_j^T O_j \quad (6.4)$$

Bu denklemde j çıkış katmanındaki nöron sayısını, \bar{y}_j j 'nci nöronun çıkışını, W_j j 'nci nöronun ağırlık katsayısını, O_j 'de j 'nci gizli katmandaki nörondan gelen çıkış vektörünü göstermektedir.



Şekil 6.3: RBFNN genel yapısı.

RBFNN yapay sinir ağları KUAG sisteminin gerçek çıkışlarının kestirimi için kullanılmıştır. KUAG'ın RBFNN modelinin oluşturulabilmesi için başlangıç olarak Denklem (6.5)'te verilen giriş ve çıkış vektörlerinin belirlenmesi gerekmektedir.

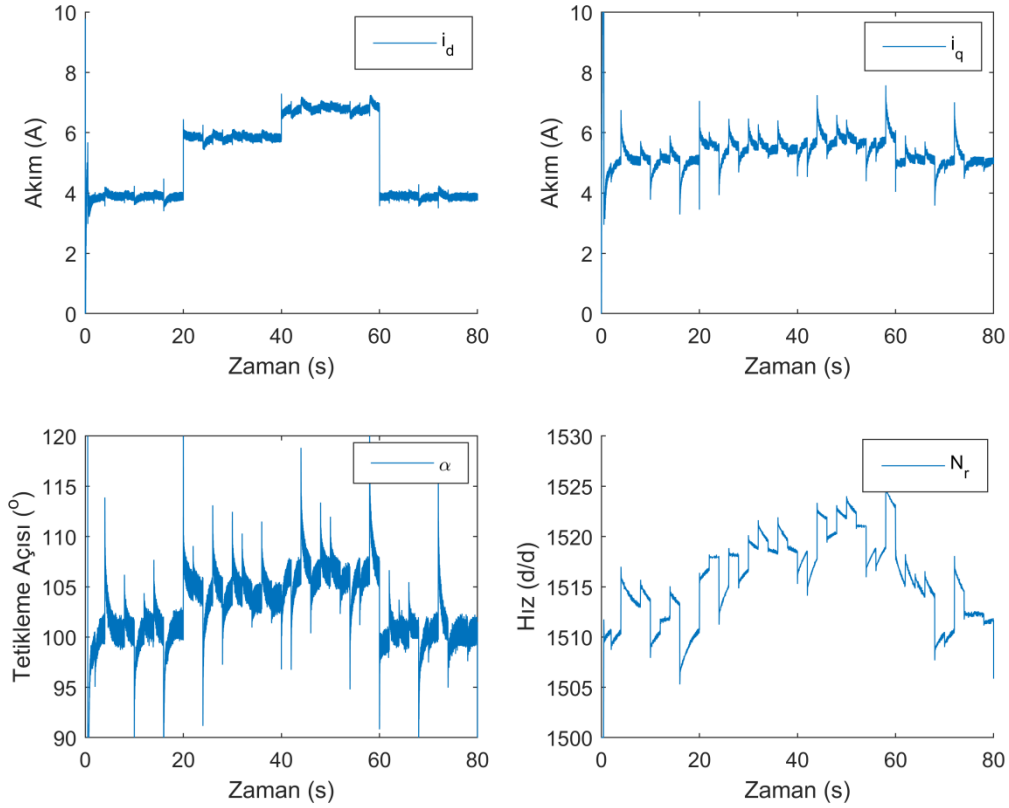
$$I = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \alpha \\ N_r \end{bmatrix}, y = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ F \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

Doğrusal olmayan KUAG sisteminin RBFNN modelinin elde edilmesi için yapılan eğitim işleminde temel amaç gizli katmandaki ağırlık fonksiyonlarının optimize edilerek ortalama karesel hatanın (MSE) minimize edilmesidir. MSE kriteri Denklem (6.6)'da verilmiştir.

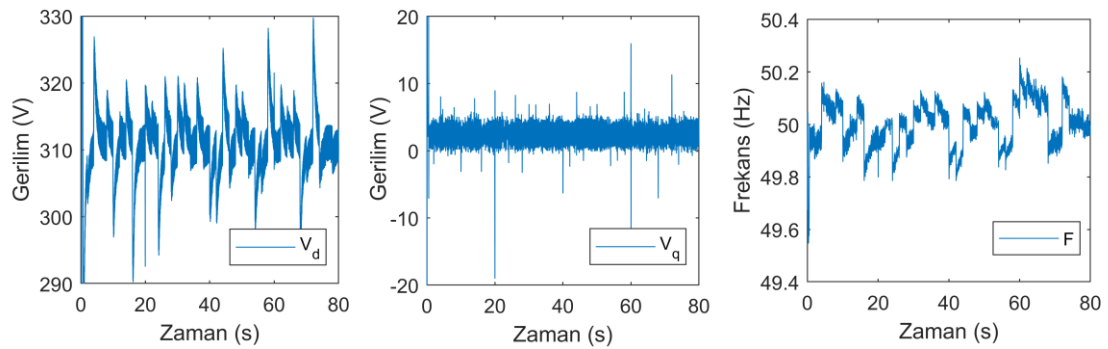
$$MSE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n e_i^2 \quad (6.6)$$

Bu denklemde $e_i = y - \bar{y}$ gerçek çıkış ile kestirilen çıkış (RBFNN çıkışı) arasındaki farkı, n değeri de veri setinde bulunan örnek sayısını göstermektedir. Eğitim işlemi için, simülasyon süresi olarak 80 saniye seçilmiş, KUAG sistemi bu süre zarfında rastgele

tetikleme açısı ve rastgele hız değerleriyle çalıştırılmıştır. Diğer bir deyişle, Denklem (6.5) 'te verilen giriş-çıkış veri seti 80 saniyede gerçekleştirilen simülasyon çalışması sonucu 160 bin veriden oluşturulmuştur. Eğitim veri setinde bulunan giriş-çıkış sinyalleri sırasıyla Şekil 6.4 ve Şekil 6.5'da verilmiştir.



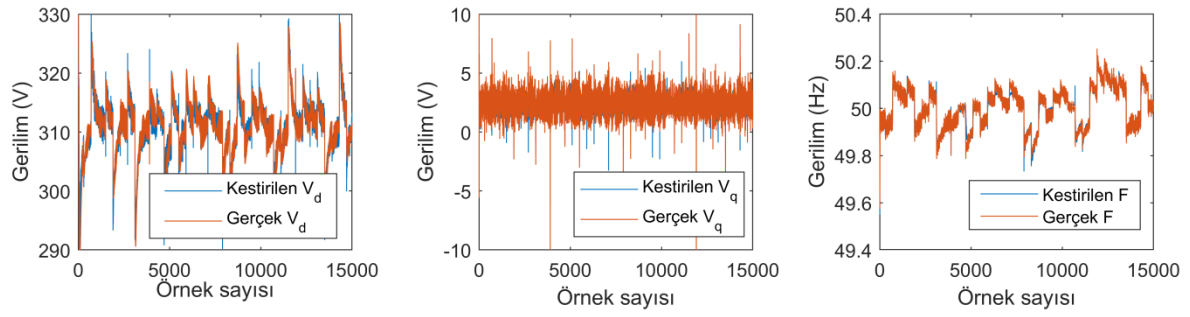
Şekil 6.4: Giriş eğitim veri seti.



Şekil 6.5: Çıkış eğitim veri seti.

Matlab programında '*newrb*' komutu kullanılarak verilen giriş-çıkış veri seti için RBFNN modeli kolayca oluşturulabilmektedir. Modelleme sırasında MSE hedefi 0.1, radyal tabanlı

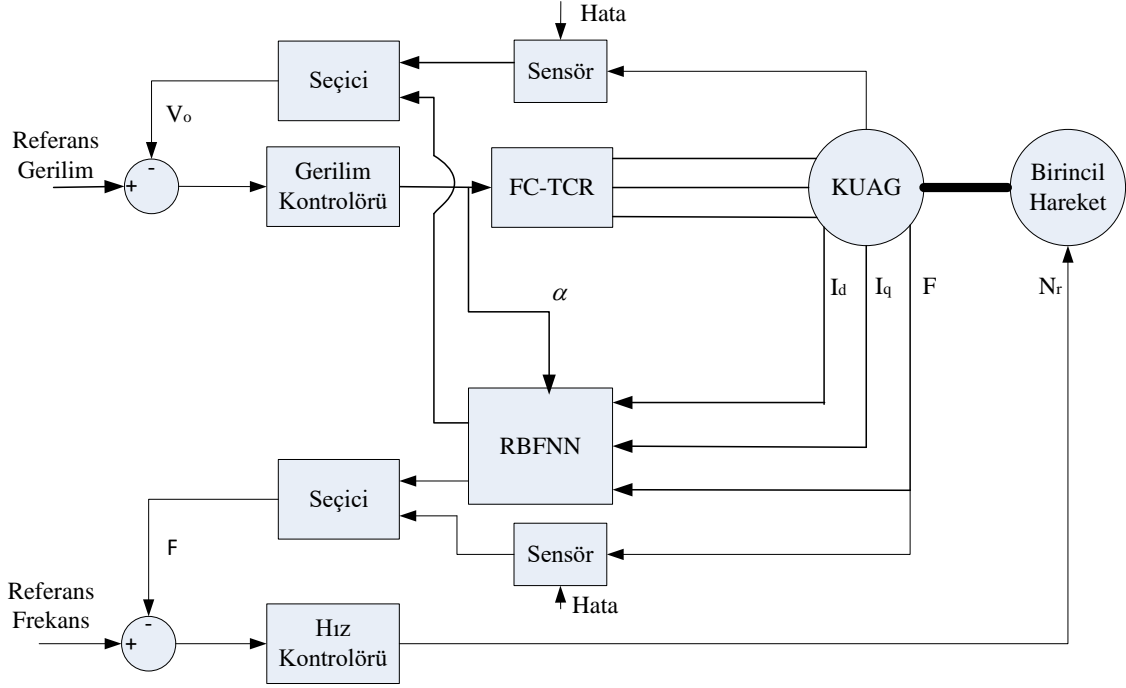
fonksiyon yayılımı 5 ve maksimum nöron sayısı 30 olarak seçilmiştir. Yayılım değerinin yüksek seçilmesi fonksiyonlarda yumuşak bir yaklaşıma sebep olmaktadır. Ancak bu durumda birçok nöron gereklidir. Yayılım değeri düşük seçildiğinde ise ağıın genelleştirme kapasitesi düşebilmektedir. Bu yüzden belirlenen ağ özellikleri deneme yanılma yöntemiyle seçilerek en düşük MSE değerine ulaşılması amaçlanmıştır. Veri setleri kullanılarak yapılan modelleme sonucu 2.26 MSE değeriyle bir RBFNN oluşturulmuştur. Bu da ağıın KUAG sistemini başarılı bir şekilde modellediğini göstermektedir. Şekil 6.6'da kestirilen çıkış değerleri ile gerçek çıkış değerlerinin karşılaştırıldığı grafikler verilmiştir. MSE değerinin yanı sıra karşılaştırma grafikleri de RBFNN'nin sensör hatalarının tespitinde kullanılabileceğini kanıtlamaktadır.



Şekil 6.6: Gerçek çıkışlar ile RBFNN çıkışlarının karşılaştırılması.

6.2.2 RBFNN Tabanlı Gerilim Sensörü HTK Tasarımı

Bu bölümün temel amacında gerilim sensöründe hata olsun veya olmasın KUAG'ın çıkış geriliminin istenen seviyede tutulması hedeflenmiştir. Böylelikle KUAG'ın çıkış gerilimi kontrol sisteminin performansının artırılması beklenmektedir. Sensör hatalarının çok büyük olduğu durumlarda, yükün büyük bölümünün devreden çıkması durumunda veya rüzgar hızının yeterli değerde olmaması durumunda KUAG sistemini kapatmak daha güvenli olabilir. Ancak, bu çalışmada hata oranı için belli bir aralık ele alınmış ve sistemi kapatma seçeneği düşünülmemiştir. Gerilim sensörü için tasarlanan HTK'nın genel blok diyagramı Şekil 6.7'de verilmiştir.



Şekil 6.7: Tasarlanan gerilim sensörü için HTK yapısı.

HTK'nın çalışmasındaki adımlar sırasıyla şöyle belirlenebilir:

- Eğitilen RBFNN anlık ve sürekli olarak çıkış gerilimini kestirmektedir.
- Kestirilen ve ölçülen gerilim arasındaki hataya dayanan bir hata tespit sistemi, sensör hatalarını tespit eder.
- HTS sonucuna göre seçici birim ölçülen veya kestirilen gerilim arasında anahtarlama yapar.
- Önceden tasarlanan KKK'nın girişindeki kontrol hatası hesaplanan birime, seçicinin tercihine göre uygun sinyal girişi yapılır.

HTS tasarımında bulunan eşik değeri seçilirken yanlış hata alarmı alınmaması için parametre belirsizlikleri ve sensör gürültüleri dikkate alınmıştır. Hata tespiti için belirlenen bu eşik değeri gerilim hata indeksi olarak adlandırılmış ve Denklem (6.7)'de verilmiştir.

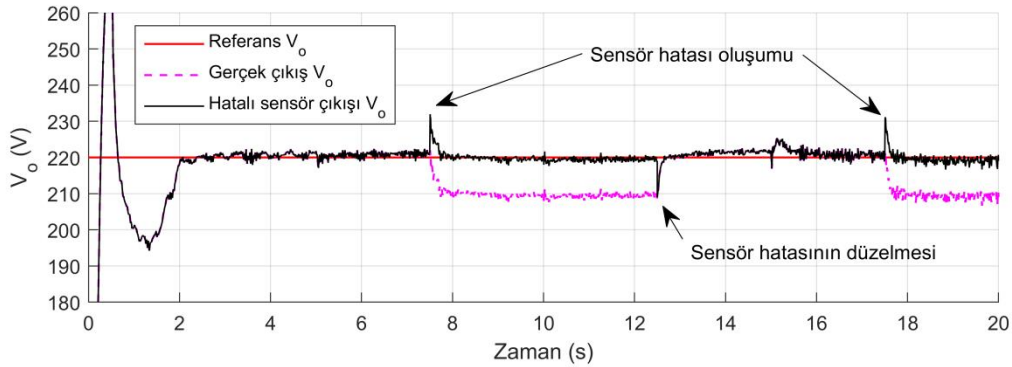
$$V_{o_indeks} = \bar{V}_o - V_o \quad (6.7)$$

Denklemdaki \bar{V}_o ve V_o sırasıyla kestirilen ve ölçülen değerleri vermektedir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta sensör tarafından ölçülen V_o değeri Denklem (3.25)'te verilen etkin gerilim değeridir. Eğer çıkış gerilimi hata indeksi önceden belirlenen eşik değerini geçerse, gerilim sensöründe hata tespit edilir. HTS sonucuna göre akıllı seçici kestirilen

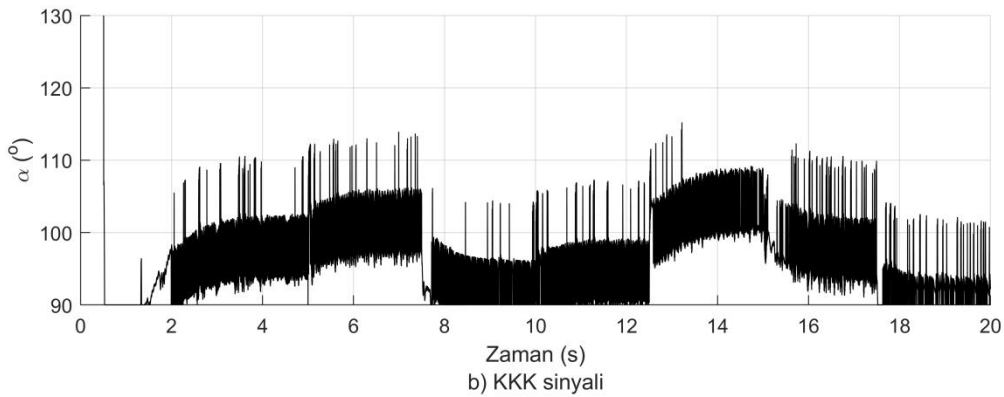
gerilim ile ölçülen gerilim arasında seçim yaparak kontrolörün geri beslemesini ayarlar. Hata durumunda kontrol kuralı, çıkış gerilimini referansı izlemesi için zorlamaktadır. Bu çalışma süreci, sensörsüz kontrole çok benzemektedir.

6.2.3 Simülasyon Sonuçları

Tasarlanan HTK tasarımının performansını araştırmak için Matlab/Simulink platformunda oluşturulan simülasyon çalışmaları yapılmıştır. Şekil 4.9’da verilen simülasyon düzeneği kullanılmıştır. Simülasyon çalışmalarında değişken rezistif yüklü 3 fazlı, 400 V, 50 Hz KUAG kullanılmıştır. Simülasyonda kullanılan KUAG’ın eşdeğer devre parametrelerine ise daha önce belirtildiği şekilde gerçek sistemin parametreleri girilmiştir. Simülasyon çalışmalarında HTK’nın uygulama katmanında kullanılan KKK’nın katsayıları sırasıyla $\lambda_{s1} = 60000$, $\lambda_{s2} = 126875$ ve $\beta_1 = \beta_2 = 1$, SIMO PI kontrolörün katsayıları ise $K_p=4$ ve $K_i=8$ olarak seçilmiştir. Bölüm 5.2’de tasarlanan kontrolörün sensör hataları olmadığı durumda çok iyi performans gösterdiği kanıtlanmıştı. Ancak, sensör hatası olduğu durumda aynı kontrolör, HTK olmadan çalıştırıldığında Şekil 6.8’deki sonuçlar elde edilmiştir.



a) HTK olmadan çıkış geriliminin davranışı

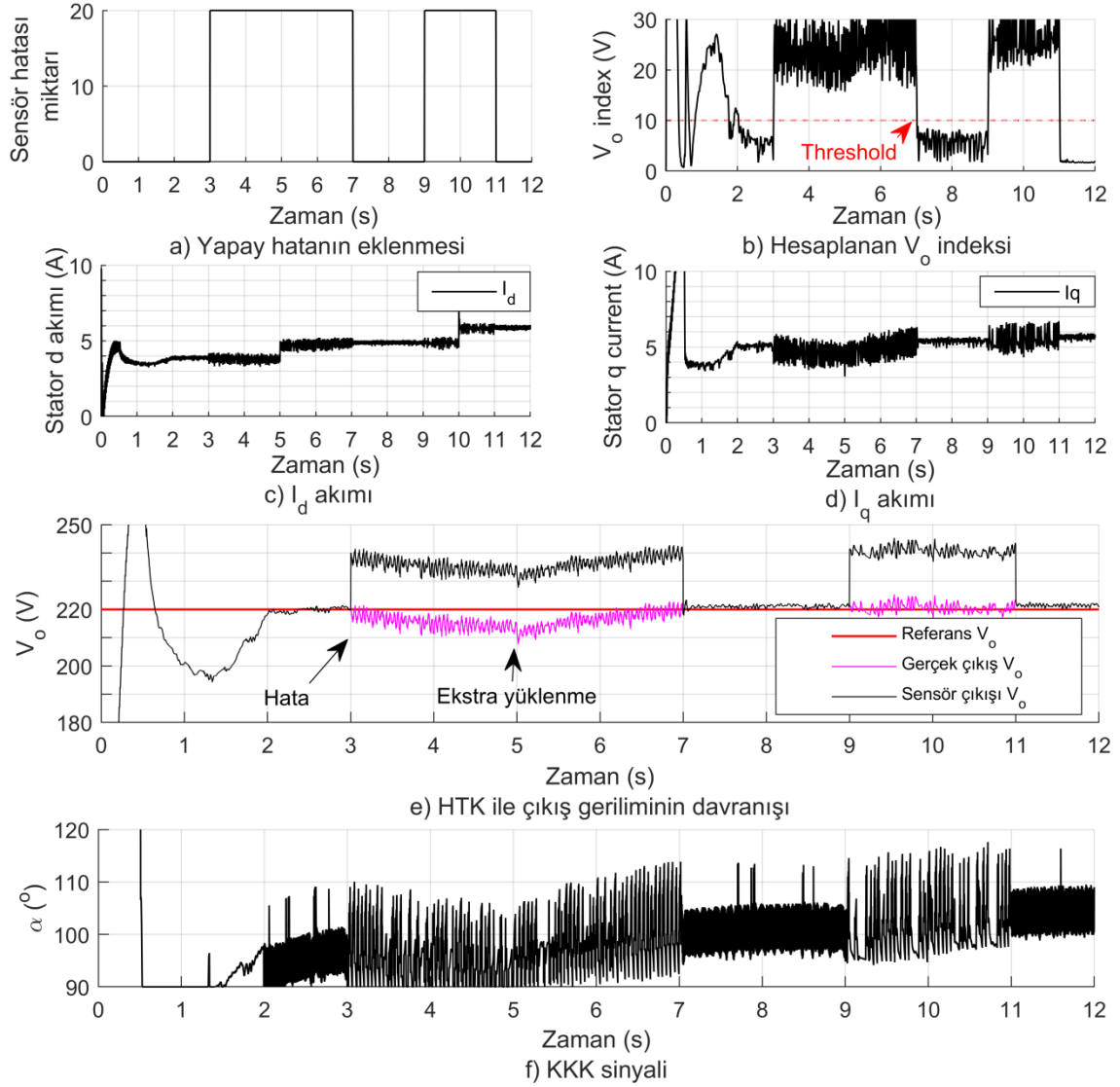


b) KKK sinyali

Şekil 6.8: Sensör hatası durumunda kontrolörün davranışı.

Hatalı durumda çalıştırmada bölüm 5.2’de verilen aynı yüklenme koşulları ele alınmıştır. 5 saniyelik bir zaman aralığı olan $t=7.5$ s ve $t=12.5$ s aralığında gerilim sensörüne yapay bir sensör hatası (+10 V) eklenmiştir. $t=17.5$ s’den sonra aynı miktardaki yapay sensör hatası tekrar eklenmiştir. Şekil 6.8a’da görüldüğü üzere tasarlanan KKK’nin sensör çıkışından alınan gerilime göre sistemi çok iyi bir şekilde kontrol ettiği, fakat gerçek gerilimi yanlış bir referans değerinde tuttuğu (210 V) belirlenmiştir. Şekil 6.8b’de kontrol sinyali verilmiştir. KUAG sisteminin bu şekilde çalıştırılmasının stator terminallerine bağlanan birçok komponente zarar vermesine sebep olabileceği açıkça görülmektedir. Bu yüzden, KKK’ya hata tolerans yeteneğinin eklenmesi gerekmektedir. Bir sonraki simülasyon çalışmalarında KKK’ye RBF tabanlı HTS yapısı eklenerek Şekil 6.7’de verilen HTK oluşturulmuş ve KUAG’ın sensör hataları durumunda çıkış geriliminin kontrolü sağlanmıştır.

Bir sonraki simülasyon çalışmasında, sensör hataları olduğu durumda ve ekstra yüklenme durumunda HTK’nın performansı incelenmiştir. Sensör gürültüleri ve kestirim hataları göz önünde bulundurularak çıkış geriliminin hata indeksinde eşik değeri olarak 10 V seçilmiştir. Ancak KUAG’ın geçici durum davranışı süresi olan $t=2$ s’ye kadar HTS devreye alınmamış ve gerilim oluşumunun tamamlanması beklenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 6.9’da verilmiştir. Şekil 6.9a’da sensöre yapay bir şekilde eklenen hatanın değeri ve eklenme süreleri görülmektedir. Şekil 6.9b’de Denklem (6.7)’ye göre eş zamanlı olarak hesaplanan V_{o_indeks} değeri verilmiştir. HTK’nın kontrolörü tekrar düzenleme stratejisine göre hata sinyalinin hesabında kullanılan çıkış gerilimi için bir seçim yapılmaktadır. Tasarlanan HTK’de, V_{o_indeks} değeri eşik değerini geçtiğinde RBFNN tarafından kestirilen çıkış gerilimi, eşik değerinin altında kaldığında ise sensör çıkışı seçilmektedir. Şekil 6.9b’de görüldüğü üzere $t=3$ ile 7 s aralığında ve $t=9$ ile 11 s aralığında V_{o_indeks} eşik değerini aşmaktadır. Bu durumda HTS yapısında bulunan seçici birim geri beslemeyi sensör yerine RBFNN kestirim çıkışına anahtarlama yapmaktadır. Ayrıca $t=5$ s ve $t=10$ s’de KUAG’a ekstra yük bağlanmıştır. Ekstra bağlanan yükün Şekil 6.9c’de verilen I_d akımına ve Şekil 6.9d’de verilen I_q akımına etkileri görülmektedir.



Şekil 6.9: HTK'nın sensör hatası durumunda performansı.

Şekil 6.9e'de verilen çıkış gerilimi grafiğine göre hata olduğu durum olan $t=3$ ile 9 s aralığında hatalı sensör çıkışı bir basamak yukarı çıkmıştır. HTK'sız yapılan çalışmanın aksine (Şekil 6.8) bu noktada, $V_{o_indeks} > 10$ V olduğu için seçici birim geri besleme için RBFNN çıkışını ele alarak işlem yapmıştır. Bu yüzden KUAG'ın gerçek gerilim çıkışı, referans gerilimi $t=5$ s süresine kadar kabul edilebilir bir maksimum sürekli durum hatasıyla (%2) izlemiştir. Bu süreçte hatalı sensör çıkış gerilimini yanlış ölçmektedir. Diğer taraftan $t=5$ s'de sisteme ekstra yük bağlandığında ve sensör hatası devredeyken, V_o değeri referans gerilimi herhangi bir sürekli durum hatası veya aşma olmadan izlemektedir. $t=7$ s'den sonra sensörde bulunan hata kalkmış ve V_{o_indeks} değeri limitin altına düşmüştür. Seçici birim RBFNN yerine sensör çıkışını geri besleme için kullanmaya başlamıştır. Hatanın aniden ortadan kaybolması durumunda bile KKK yüksek bir performans

göstererek çıkış geriliminin belirlenen limitler içerisinde kontrol edilmesini sağlamıştır. HTK'nın performansından iyice emin olabilmek için çıkış gerilimi tekrar stabil duruma geçtikten sonra $t=9$ s ile 11 s aralığında sensöre tekrar yapay bir hata eklenmiş ve test edilmiştir. Ayrıca $t=10$ s'de terminallere ek bir yük daha bağlanmıştır. Şekil 6.9e'de verilen çıkış gerilimi grafiğine göre tasarlanan KKK'lı HTK yapısı sensör hataları durumunda, yük değişimlerinde ve sensör gürültülerinde mükemmel bir performans göstermektedir. Şekil 6.9f'de FC-TCR'nin tetikleme açısı ve kontrol sinyali olan α verilmiştir.

6.3 KUAG'ın Çıkış Gerilimi için Sensör Hatalarına Maruz Kalan Hata Toleranslı

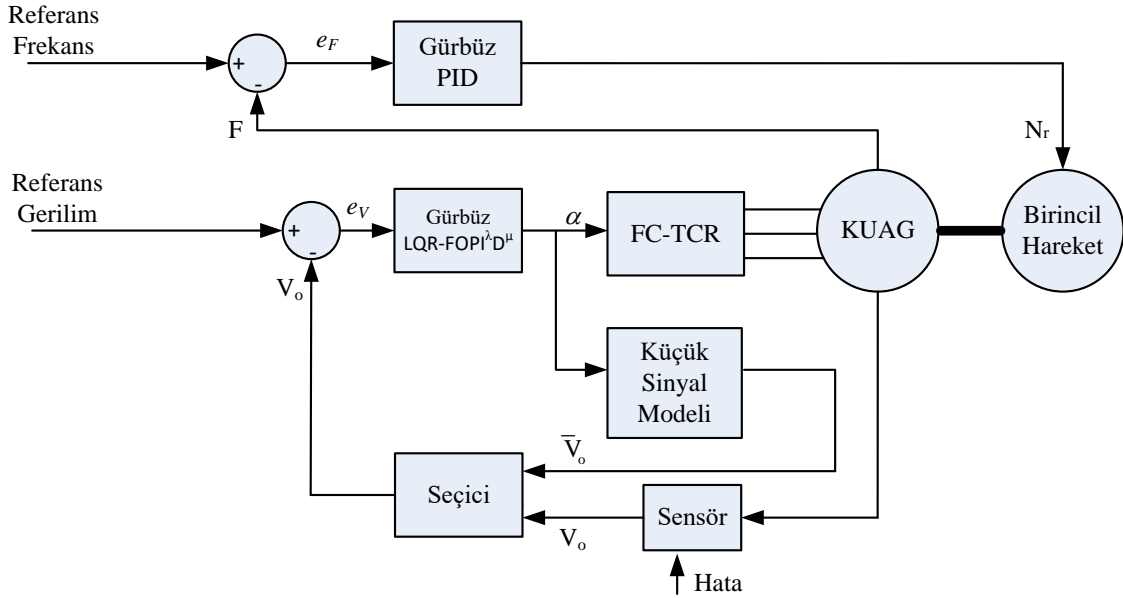
Gürbüz LQR-FOPID^u Tasarımı

Bu bölümde sensör arızaları durumunda FC-TCR'li KUAG'ın çıkış geriliminin kontrolü uygulamalı bir şekilde gerçekleştirilmiştir. Bölüm 5.3'te tasarlanan Gürbüz LQR-FOPID^u ile HTK'nın uygulama katmanı oluşturulmuştur. FC-TCR'nin tetikleme açıları bu katmanda bulunan gürbüz kontrolör tarafından belirlenmektedir. Bozuculara ve gürültülere karşı üstün performansa sahip olduğu kanıtlanan gürbüz kontrolör kullanılarak aslında pasif bir HTK'ye sahip olduğu belirtilebilir. Bunun yanında, çıkış geriliminin kontrolünde etkili sonuçlar veren Gürbüz LQR-FOPID^u kontrolörün gerilim sensöründe meydana gelebilecek arızalarda nasıl tepki verdiği incelenmiştir. İncelemeler sonucunda sensör arızaları durumunda çıkış geriliminin yanlış bir referans üzerinde kontrol edildiği görülmüştür. Bu yüzden daha önce oluşturulan küçük sinyal modeli kullanılarak çıkış geriliminin sensör ölçümüne paralel bir şekilde kestirilmesi hedeflenmiştir. Kontrolörün yeniden şekillendirme sürecinde ise yine bir gerilim hata indeksi kullanılarak hata sinyalinin hesaplanmasında akıllı bir seçici birim ele alınmıştır. Tasarlanan HTK, Matlab/Simulink platformunda oluşturulan simülasyon üzerinde test edilmiştir. Daha sonra FC-TCR'li KUAG sistemine uygulanmış ve elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.

6.3.1 Küçük Sinyal Modeli Tabanlı Gerilim Sensörü HTK Tasarımı

Küçük sinyal modeli tabanlı HTK yapısında temel amaç gerilim sensörünün arızalanması durumunda kontrolörün çıkış gerilimini doğru bir şekilde istenen seviyede tutmasıdır. Böylelikle KUAG'ın çıkışında istenmeyen ani gerilim dalgalanmaları engellenmiş olacaktır. Ayrıca kontrolör performansı geliştirilmiş olacaktır. Bu bölümde sınırlı bir oranda sensör hatası ele alınmış, sensör hatalarının çok büyük olduğu durumda sistemde kapatmaya gidilmemiştir. Tasarlanan HTK'nın genel yapısı Şekil 6.10'da verilmiştir.

Şekilde görülen frekans kontrolü için daha önce tasarlanan gürbüz PID kontrolör kullanılmıştır. Tez çalışmasında frekans sensöründeki arızalar dikkate alınmamıştır. Dolayısıyla sadece çıkış gerilimi için HTK tasarlanmış ve uygulanmıştır.



Şekil 6.10: Küçük sinyal modeli tabanlı HTK genel yapısı.

Bu bölümde tasarlanan HTK, bir önceki bölümdekiyle benzerlikler göstermektedir. Ancak temel farkları kullanılan kontrolör ve kestirim için kullanılan modeldir. HTK'nın çalışmasındaki adımlar sırasıyla şöyle belirlenebilir.

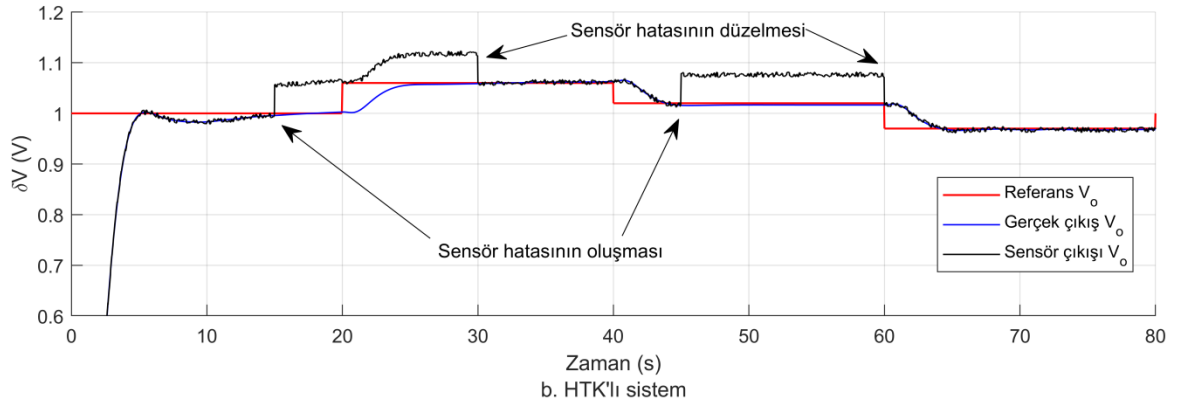
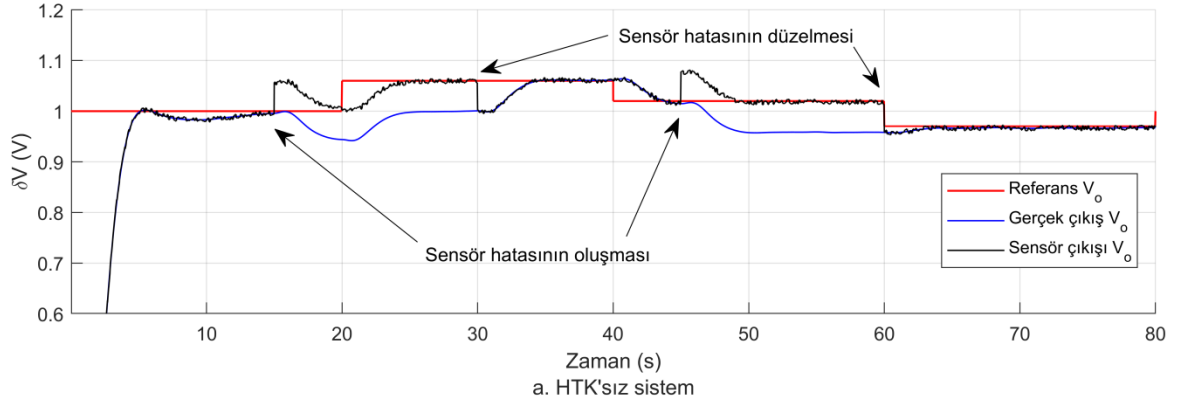
- Küçük sinyal modeli anlık ve sürekli olarak çıkış gerilimini kestirmektedir.
- HTS birimi kestirilen ve ölçülen gerilim arasındaki hatayı tespit eder ve sensörün arızalı olduğunu belirler.
- HTS'den gelen bilgiye göre seçici birim ölçülen veya kestirilen gerilim arasında tercih yapar.
- Gürbüz LQR-FOPID^λ kontrolörün girişindeki kontrol hatası seçici birimin anahtarladığı değer ile hesaplanır.

HTS'de yine çıkış gerilimi hata indeksinin hesabı için bir eşik değeri belirlenmiştir. Denklem (6.7)'de verildiği şekilde hesaplanan hata indeksi eşik değeri aştığında seçici birim kestirilen gerilimi, aşmadığında ise ölçülen gerilimi işleme almaktadır. Bir sonraki bölümde tasarlanan HTK'nın gerçek sistemde uygulanması sonucu performansı analiz edilmiştir.

6.3.2 Deneysel Sonuçlar

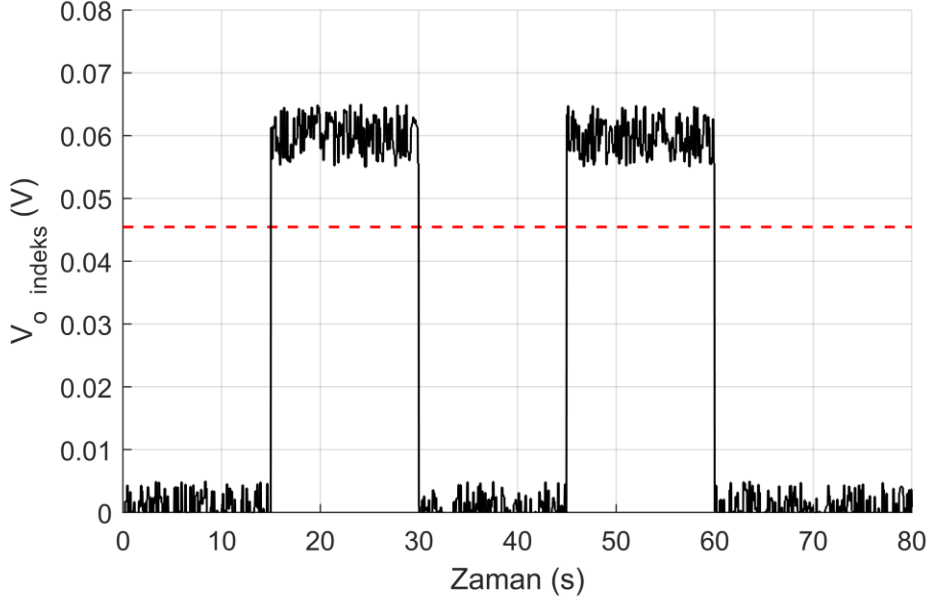
Œekil 4.3'te görüntüsü verilen deney düzeneği faz baŒına 106.66 Ω 'luk reziftif yüke ve 105.8 Ω 'luk endüktif yüke sahiptir. Faz baŒı uyarıtım kapasitörü 33.22 μ F ve FC-TCR'nin FC tarafındaki kapasitif reaktans değeri de 96.18 Ω 'dur. TCR'nin endüktif reaktans değeri 52.9 Ω 'dur. Deney düzeneğinde TCR'nin yerine 0-10 V DC gerilimle kontrol edilen SSR'ler kullanılmıŒtır. Böylelikle kontrol sinyali olarak 90-180° tetikleme açıları yerini 0-100 aralığına sahip PWM sinyalleri almıŒtır. Birincil hareketi sağlayan IM'nin hızı da 0-10 V DC kaynakla beslenen invertör sürücüyle sağlanmaktadır. Burada da hız ayarı için 0-100 aralığına sahip PWM sinyalleri invertörün analog giriŒine verilmiŒtir. Sonuç olarak iki ayrı PWM sinyali tetikleme açılarını ve Œaft hızını ayarlamak için kullanılmıŒtır.

Önerilen HTK'da bulunan LQR-FOPID^m'nin ıkıŒ geriliminin kontrolünde çok iyi performans gösterdiği Bölüm 5.3'te kanıtlanmıŒtır. Ancak, gerilim sensöründe oluŒabilecek hatalar hata tolerans yetisi olmayan kontrolörde ciddi izleme hatalarına sebep olmaktadır. Tasarlanan HTK'nın performansı ilk önce küçük sinyal modeline dayanan simülasyon alıŒmalarıyla test edilmiŒtir. Simülasyon üzerinde gerilim sensörüne +12 V yapay bir arıza eklendiğinde sensör tarafından ölçülen gerilim çok iyi Œekilde, fakat yanlış bir referansta kontrol edilmektedir. t=12 ve t=24 s anında eklenen bu yapay arıza sonucu elde edilen grafikler Œekil 6.11'de verilmiŒtir. Bu Œekilde hata toleransına sahip olan ve olmayan kontrol yapıları karŒılaŒtırılmıŒtır. Œekil 6.11a'da sabit bir gerilim referansı verilerek alıŒtırılan sistemde, gerilim sensöründe hata olması durumunda gerçek ıkıŒ gerilimi 200 V civarında tutulurken sensörden ölçülen gerilim yine 220 V değerinde kontrol edilmektedir. Œekil 6.11b'de ise deđiŒken referans değerleriyle alıŒtırılan sistemin ıkıŒ gerilimlerinin karŒılaŒtırılması verilmiŒtir. Bu sonuçlara göre kontrol sistemine sensör hataları durumunda da sistemin dinamiklerini toparlayacak bir hata tolerans yapısının eklenmesi elzemdir.



Şekil 6.11: HTK ile HTK'sız sistemin karşılaştırılması.

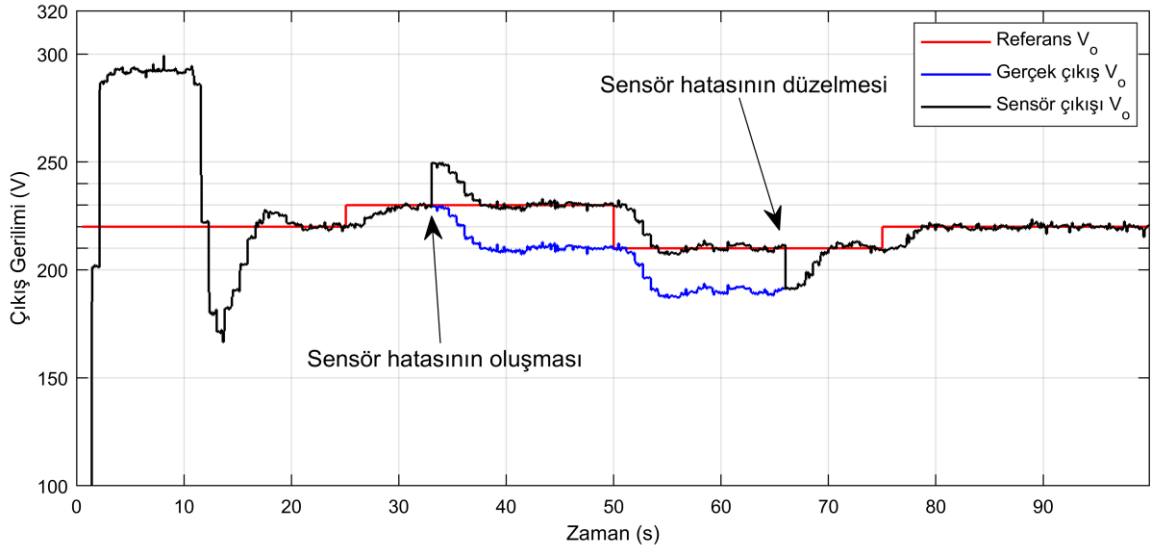
Sensör hatası olduğu durumlarda, Şekil 6.10'da yapısı verilen HTK kullanılarak çalıştırılan sistemin performansının karşılaştırılması Şekil 6.11'de verilmiştir. Küçük sinyal modeli ele alınarak yapılan simülasyon çalışmalarında gürültüler ve bozucular dikkate alınarak V_{o_indeks} 'in eşik değeri olarak 0.045 V (10 V) seçilmiştir. Şekil 6.11a'dan görüleceği üzere $t=15$ ile 30 s ve $t=45$ ile 60 s aralığında, sisteme sensör hatası girdiğinde hata tolerans özelliği olmayan gürbüz LQR-FOPID^μ kontrolör sensörden okunan çıkış gerilimini istenen referans değerinde tutmaktadır. Hatta aynı hatalı çalışma koşullarında değişken referanslar alındığında tasarlanan kontrolör iyi bir performans göstermektedir. Hatalı çalışma durumunda V_{o_indeks} sürekli hesaplanmış ve seçici birime bilgi aktarımı sağlamıştır. Bu indeks değerinin eşik değerini aştığı durumda, seçici birim gürbüz LQR-FOPID^μ kontrolörün geri beslemesini sensör yerine kestirim sonucuna aktarmaktadır. Şekil 6.11b'de görüleceği üzere HTK'lı çalıştırılan sistemde gerçek gerilim çıkışı istenen referans seviyesini takip etmektedir. Şekil 6.12'de sabit referans ile çalıştırılan KUAG'ın sürekli olarak hesaplanan V_{o_indeks} 'i verilmiştir.



Şekil 6.12: Sürekli hesaplanan çıkış gerilimi hata indeksi.

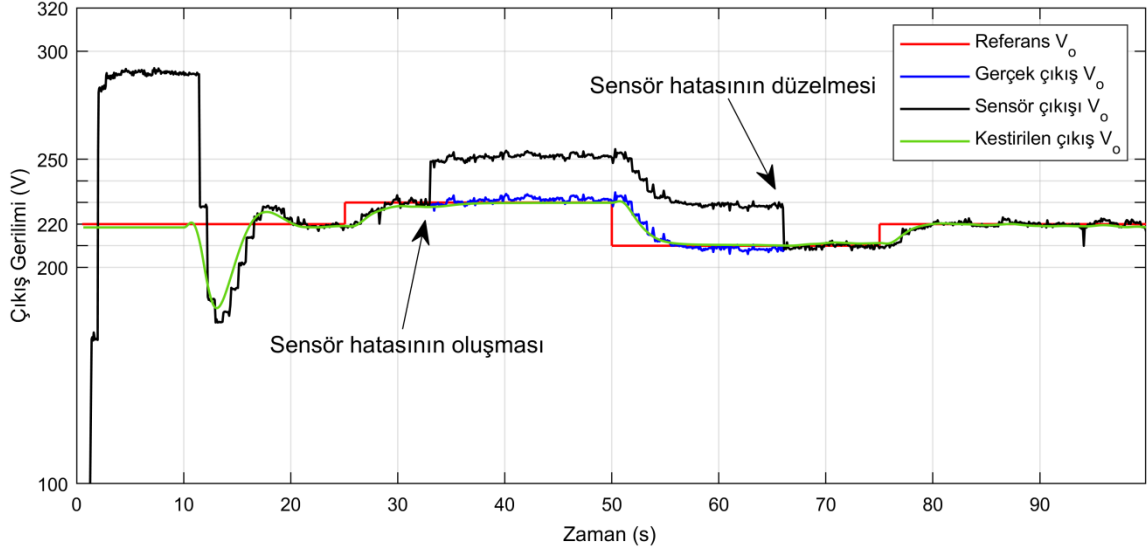
Tasarlanan HTK yapısının simülasyon çalışmalarında güzel sonuçlar verdiği kanıtlandıktan sonra gerçek sistem üzerinde çalışmalar yapılmıştır. Sabit yükler altında çalıştırılan KUAG sisteminin değişken referans değerleri farklı zaman aralıklarında sırasıyla $V_{ref1}=220$ V, $V_{ref2}=230$ V, $V_{ref3}=210$ V ve $V_{ref4}=220$ V olarak belirlenmiştir. Gerçek zamanlı çalışmalarda daha önce belirtildiği şekilde ilk 10 saniye kendinden uyarım süreci için ayrılmış ve bu süreçte herhangi bir kontrolör kullanılmamıştır. $t=10$ s'den sonra hem frekans kontrolörü hem de gerilim kontrolü devreye alınmaktadır.

Gerçek sistemde meydana gelebilecek sensör hatalarının KUAG sistemine etkisini vurgulamak için $t=33$ ile 66 s aralığında sisteme yapay bir sensör hatası eklenmiştir. Bunun yanında verilen değişken referanslar ile KUAG sistemi çalıştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 6.13'te verilmiştir. Şekil 6.13'de görüleceği üzere gerçek sistemde gerilim sensörüne $t=33$ s anında +20 V değerinde yapay bir hata eklendiğinde, LQR-FOPID^u kontrolör sensörden ölçülen çıkış gerilimini referans değerine taşımıştır. Ancak gerçek çıkış gerilimi hatalı bir referans değerinde tutulmaktadır. Diğer taraftan kestirilen V_o değeri gerçek çıkış değerine yakın sonuçlar vermektedir. Bu da küçük sinyal modelinin HTS ve HTK'da kullanılabileceğinin en büyük kanıtıdır. $t=66$ s anında sensör hatasının düzelmesiyle kontrolör gerçek çıkış gerilimini yine istenen referans seviyesine taşımıştır.



Şekil 6.13: Tasarlanan LQR-FOPI^λD^μ'nin hata durumunda performansı.

Bir sonraki aşamada küçük sinyal modeli tabanlı HTK kullanılarak, farklı referans gerilimleri altında KUAG sistemi çalıştırılmış ve sonuçlar kaydedilmiştir. Bu süreçte aynı çalışma koşulları ele alınmıştır. HTK yapısındaki küçük sinyal modeli çıkış gerilimini sürekli bir şekilde kestirmekte ve kestirilen değer sensör tarafından ölçülen gerilim ile sürekli karşılaştırılmaktadır. Değişken referanslarda ve $t=33$ s'de sisteme giren sensör arızasıyla beraber çalıştırılan KUAG sisteminde uygulanan HTK'nın performansı test edilmiş ve sonuçları Şekil 6.14'de verilmiştir. Gerçek zamanlı uygulamalarda V_{o_indeks} eşik değeri olarak 15 V seçilmiştir. Bu eşik değerinin aşılması sonucu Seçici birim küçük sinyal modeli tarafından kestirilen çıkış gerilimi değerini işleme alacaktır. Şekil 6.14'e bakıldığında $t=33$ s anında sensör hatası devreye girdiğinde bile çıkış gerilimi referans değerden ayrılmamıştır. Hatta $t=50$ s'de referans gerilim 210 V'a düşürülmüş ve sensör hatası sistemde kalmaya devam etmiştir. Bu süreçte HTK'nın performansı test edilmiştir. Sonuç olarak hem değişken referanslarda hem de sensör arızaları olduğu durumda küçük sinyal modeli tabanlı hata toleranslı LQR-FOPI^λD^μ kontrolör mükemmel bir performans göstermiştir. Tabiki bu sonuç küçük sinyal modelinin gerçek çıkış gerilimi doğru bir şekilde kestirmesiyle elde edilmiştir.



Şekil 6.14: Küçük sinyal modeli tabanlı hata toleranslı LQR-FOPID^μ kontrolörün gerçek zamanlı uygulaması.

Şekil 6.14'e bakıldığında tasarlanan HTK'nın sensör hataları oluştuğu durumda çok iyi sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. Hatta gerilim referansı değişimlerinde, çıkış gerilimi yeni referansı çok kısa bir sürede ve herhangi bir aşma olmadan izlemektedir. Bu yüzden, KUAG sisteminde kullanılan küçük sinyal modeli tabanlı hata toleranslı LQR-FOPID^μ kontrolör sayesinde çıkış geriliminin güvenli bir şekilde kontrolü gerçekleştirilmiştir.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında şebekeden bağımsız çalışan ve bünyesinde elektrik enerjisi üretimi için üç fazlı KUAG barındıran rüzgar türbin sistemi ele alınmıştır. Üç fazlı yük üzerine düşen çıkış geriliminin istenen seviyede tutulması için hem kontrolü kolay hem de maliyeti daha az olan FC-TCR yapısı kullanılmıştır. FC-TCR'nin tetikleme açılarının ayarlanmasıyla çıkış geriliminin kontrolü sağlanmıştır. Diğer taraftan çıkış frekansının da 50 Hz değerinde tutulması hedeflenmiştir. İntertör ile sürülen ve şaftta birincil hareketi sağlayan IM'nin hızı ayarlanarak çıkış frekansı kontrol edilmiştir.

Tez çalışmasında sensör hatalarına maruz kalan KUAG sisteminin hata toleranslı kontrolü gerçekleştirilmiştir. HTK'nın tasarımı optimal çalışma koşullarını bulmak, kontrolör tasarımı ve HTS tasarımı olmak üzere üç aşamada gerçekleştirilmiştir. Dengesiz bir yük grubunu besleyen üç fazlı KUAG sisteminin her bir fazındaki TCR'nin optimal tetikleme açıları T1, T2, T3 ve optimal generatör hızı N_r 'nin elde edilmiştir. Yapılan 25 farklı ayrıklı zamanlı deney sonucu elde edilen değerler kaydedilmiş ve Minitab programı kullanılarak sırasıyla %99.88, %99.68, %99.51, %99.63 regresyon değerlerine sahip YY modelleri elde edilmiştir. YY modelinin doğruluğu modelleme aşamasında kullanılmayan beş farklı deney ile test edilmiş ve maksimum %2.8 kestirim hatası elde edilmiştir. Yapılan optimizasyon çalışmaları sonucu elde edilen verilerle ve dengesiz yüklenecek çalıştırılan KUAG'ın çıkış faz gerilimleri sırasıyla 220.3 V, 220.8 V ve 220.02 V olarak ölçülmüştür. Diğer taraftan frekans değeri 50.12 Hz olarak ölçülmüştür. Bu sonuçlar ile KUAG'ın eşdeğer devre parametreleri ve klasik eşdeğer devre çözümü yöntemleri kullanılmadan istenen gerilim seviyesi için optimal çalışma koşullarının YYY ile kolayca elde edilebileceği kanıtlanmıştır.

KUAG'ın dq akım ve gerilimleri kullanılarak iki adet KKK iki adet PI içeren çok çevrimli kontrolör tasarlanmıştır. Tasarlanan kontrolör yapısının performansı simülasyon çalışmalarıyla test edilmiştir. KUAG'ın çıkış gerilimi 2 saniyede istenen referansa oturmuş ve aşma olmamıştır. Farklı yüklenme koşullarında ve sensör gürültüleri altında çalıştırılan sistemde maksimum %2.22'lik bir aşma olmuş ve çıkış gerilimi daima referansı takip etmiştir. Tasarlanan KKK kurulan KUAG sistemine akım sensörü entegre edilemediğinden dolayı ve kullanılan mikrodenetleyicinin hafıza probleminden dolayı gerçek sistemde test edilememiştir.

Sonraki adımda KUAG için sırasıyla ITAE tabanlı LQR, LQI, LQFOI^λ ve LQR-FOPI^λD^μ tasarlanmıştır. Daha sonra H_{∞} karma duyarlılık problemi çözülerek gürbüz LQR-FOPI^λD^μ tasarlanmıştır. Tasarlanan gürbüz kontrolörün performans indeksi $\gamma = 0.88$ olarak bulunmuş ve maksimum tekil değerleri grafiklerinden istenen *NP/RS* kriterlerini sağladığı kanıtlanmıştır. Tasarlanan kontrolörün performansı bozucu yükler ve sensör gürültüleri altında hem simülasyon çalışmalarıyla hem de gerçek zamanlı çalışmalar ile test edilmiştir. Simülasyon sonuçlarına göre ITAE tabanlı LQR'nin geri besleme yapısı olmadığından dolayı bozuculara karşı tepkisiz kaldığı, LQI ve LQFOI^λ'ın benzer sonuçlar verdiği görülmüştür. Tasarlanan gürbüz LQR-FOPI^λD^μ ise en iyi izleme dinamiklerine sahiptir. Referans gerilimini 4.52 s içerisinde yakalamakta ve aşma olmadan referansa oturmaktadır. Yük değişimlerine karşı çok hızlı toparlanma süreci geçirmiş ve sensör gürültülerine karşı başarılı performans göstermiştir. Benzer sonuçlar gerçek zamanlı kontrol çalışmalarında da alınmıştır. Gerilim üretme süreci bittikten sonra devreye alınan gerilim kontrolörlerinden LQR kontrolör en kötü performansı sergilemiştir. LQI ve LQFOI^λ kontrolörler birbirine yakın takip cevapları vermişlerdir. LQI referansa daha yavaş otururken, LQFOI^λ daha büyük aşmaya sahiptir. Her iki kontrolör de bozucu yük ve sensör gürültüleri devreye girdiğinde kararlılığını bozmamıştır. Gürbüz LQR-FOPI^λD^μ diğer kontrolörlerin aksine 10 saniyelik en düşük oturma süresi ve %2.27'lik düşük aşma ile en iyi performansa sahiptir. Ayrıca 80. saniyeden sonra sensörde meydana gelen gürültülere karşı başarılı bir performans göstermiştir.

Kontrolör tasarımından sonra HTK'nın HTS bölümü tasarlanmıştır. RBF tabanlı HTS yapısı KKK ile beraber kullanılmış ve elde edilen HTK simülasyon çalışmalarıyla test edilmiştir. HTK'lı ve HTK'sız olarak çalıştırılan sistemin her iki durumda çıkış gerilimleri karşılaştırılmıştır. HTK'sız olarak yapılan simülasyon çalışmalarında KKK'nın çıkış gerilimi yanlış bir referansta tuttuğu gözlemlenmiştir. Elde edilen sonuçlara bakıldığında hem sensör hatası hem de ekstra yük değişimi olduğu durumda maksimum sürekli durum hatası %2 olacak şekilde referans izlemesi gerçekleşmiştir. KKK yük değişimlerinde çok iyi bir performans sergilemiş ve çıkış geriliminin kontrolünde güven vermiştir. Bu çalışmalar yine kullanılan STM32 kartının hafıza yetersizliğinden dolayı gerçek sistem üzerinde test edilememiştir.

Tasarlanan küçük sinyal modeli tabanlı HTS yapısı gürbüz LQR-FOPI^{AD} kontrolör ile beraber kullanılmış ve elde edilen HTK gerçek sistem üzerinde denenmiştir. HTK'lı ve HTK'sız olarak çalıştırılan sistemin her iki durumda çıkış gerilimleri karşılaştırılmıştır. HTK'sız yapılan çalışmalarda, kontrolör çıkış gerilimini istenen referans değerin dışında bir noktada tutmaktadır. HTK ile yapılan uygulamalarda ise gerilim sensöründe meydana gelen hatalarda (+20 V) küçük sinyal modeli tabanlı HTS yapısı uyarı vermekte ve seçici birim kestirilen sonucu geri besleme olarak anahtarlamaktadır. Dolayısıyla gürbüz LQR-FOPI^{AD} kontrolör hatalı sensör çıkışından okunan değeri yanlış bir referansta tutarken, gerçek çıkış gerilimini istenen referansta tutmaktadır. Hem farklı referans değeri hem de sensör hatası girilerek çalıştırılan sistemde HTK'nın sensör arızalarına karşı başarılı bir performans gösterdiği ve referans değişimlerine çok hızlı tepki verdiği gözlemlenmiştir. Böylelikle sensör hatalarına maruz kalan KUAG sistemi için güvenilir bir kontrolör yapısı tasarlanarak her koşulda istenen referans seviyesinde çıkış alınmıştır.

Genel olarak bakıldığında tasarlanan her iki HTK birbirlerine yakın sonuçlar vermiştir. Ancak simülasyon çalışmalarıyla başarısı kanıtlanan RBFNN tabanlı KKK'nın içerdiği birçok sensör ve kullanılan RBFNN'nin karmaşık yapısı sebebiyle uygulaması maliyetli olacaktır. Diğer taraftan küçük sinyal modeli hem kontrolör tasarımında hem de HTS yapısında kullanıldığı için zamandan da tasarruf sağlanmıştır. STM32 Nucleo kartı ele alındığında bu yapının hem maliyet hem de uygulanabilirlik yönünden önde olduğu görülmektedir. Her iki HTK yapısıyla da çıkış geriliminin ve frekansının çeşitli yüklenme şartlarında, referans değişimlerinde, sensör gürültülerinde ve bozucular altında iyi bir şekilde kontrol edildiği görülmüştür. Sensör hataları durumunda ise tasarlanan HTS yapıları sayesinde KUAG'ın gerçek çıkış gerilimi istenen referans seviyelerinde tutularak hatalı kontrolün önüne geçilmiştir. Böylelikle, kırsal kesimlerde kurulan şebekeden bağımsız rüzgar türbin sistemlerindeki elektrikselsel yüklerin güvenliği sağlanmış, sensör arızalarından kaynaklanabilecek kesintilere engel olunmuştur.

Bu tez çalışmasında kırsal kesimlerde şebekeden bağımsız bir şekilde çalışan yapısında KUAG bulduran ve gerilim sensörü arızalarına maruz kalan bir rüzgar türbin sisteminin çıkış gerilimi ve frekansının kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sonraki çalışmalar için yazarın önerileri şöyle sıralanabilir:

- KUAG sisteminde kullanılan STM32 Nucleo kartı çok ucuz ve basit bir yapıdadır. Yerine kullanılacak FPGA tabanlı kartlar ile çok daha performanslı kontrol sistemleri tasarlanabilir.

- Yine hafıza değerleri yüksek kartlar kullanılarak çok döngülü kontrolör tasarımı yerine çok girişli çok çıkışlı kontrol yapıları tasarlanabilir.

- Sistemde kullanılan FC-TCR yapısı da kontrolü kolay ve basit yapıda bir SVC sistemidir. Ancak yapısında bulundurduğu tristör kontrollü reaktörler yüzünden toplam harmonik distorsiyon değerleri yüksek çıkmaktadır. FC-TCR'nin alternatifi olarak STATCOM kullanılabilir ancak bu durumda maliyetler artacaktır. Wang vd. tarafından önerilen ve FC-TCR'ye göre daha iyi sonuçlar verdiği belirtilen tristör kontrollü LC kompanseör (TCLC) [92] sayesinde KUAG sisteminde harmoniklerin azaltılması ve kontrolör performansının artırılması önerilmektedir.

- KUAG'da meydana gelebilecek elektriksel veya mekanik hatalar ele alınarak HTK yapısı tasarlanabilir.

- FC-TCR yapısında bulunan sabit kapasitörler veya uyartım kapasitörlerinin zamana bağlı eskime faktörlerine dayanan eşdeğer seri direnç (ESR) değerleri mevcuttur. Stator terminallerine bağlanan kapasitörlerin ESR değerleri KUAG'ın gerilim üretme sürecini ve çıkış gerilimi genliğini doğrudan etkilemektedir. KUAG sisteminde ESR hatalarını ele alan HTS veya HTK yapılarının tasarlanması önerilmektedir.

- Bu tez çalışmasında sabit ve doğrusal yükler ele alınmıştır. KUAG'ın terminallerine doğrusal olmayan yükler bağlanarak HTK yapısı tasarlanabilir.

8. KAYNAKLAR

- [1] H. Calgan, J. M. Andrade, and M. Demirtas, “RSM-based optimization of excitation capacitance and speed for a self-excited induction generator,” in *Mathematical Modelling and Optimization of Engineering Problems*, Springer, 2020, pp. 139–155.
- [2] H. Çalgan, E. Ilten, and M. Demirtas, “Thyristor controlled reactor-based voltage and frequency regulation of a three-phase self-excited induction generator feeding unbalanced load,” *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, vol. 30, no. 6, 2020.
- [3] H. Calgan, J. M. Andrade, and M. Demirtas, “Optimization of capacitance and speed values for self-excited induction generators using the response surface method,” in *1st Int. Conf. on Applied Mathematics in Engineering*, Burhaniye, Turkey, June 2018, p. 218.
- [4] E. D. Bassett and F. M. Potter, “Capacitive excitation for induction generators,” *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 54, no. 5, pp. 540–545, 1935.
- [5] S. Dewangan, G. Dyanamina, and N. Kumar, “Performance improvement of wind-driven self-excited induction generator using fuzzy logic controller,” *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, vol. 29, no. 8, 2019.
- [6] M. Ouali, M. B. A. Kamoun, and M. Chaabene, “Investigation on the excitation capacitor for a wind pumping plant using induction generator,” in *Sustainability in Energy and Buildings*, Springer, 2012, pp. 121–131.
- [7] Y. K. Chauhan, V. K. Yadav, and B. Singh, “Optimum utilisation of self-excited induction generator,” *IET Electr. Power Appl.*, vol. 7, no. 9, pp. 680–692, 2013.
- [8] S. S. Murthy, O. P. Malik, and A. K. Tandon, “Analysis of self-excited induction generators,” in *IEE Proceedings C (Generation, Transmission and Distribution)*, vol. 129, no. 6, pp. 260–265, 1982.
- [9] B. Sawetsakulanond and V. Kinnares, “A simple approach to capacitance determination of self-excited induction generators for terminal voltage regulation,” in *2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Bangkok, Thailand, Nov. 2007, pp. 1319–1324.
- [10] M. A. N. Saif and B. H. Khan, “A simplified analysis of a constant voltage single phase self-excited induction generator,” *Electr. Power Components Syst.*, vol. 33, no. 1, pp. 103–112, 2005.
- [11] M. H. Haque, “Capacitance requirement in a three-phase SEIG under no-load and

- load conditions,” in *2012 IEEE International Conference on Power System Technology (POWERCON)*, Auckland, New Zeland, Nov. 2012, pp. 1–6.
- [12] A. A. Abdel-Aziz, R. A. Hamdy, and A. S. Abdel-Khalik, “Design and performance evaluation of a three-phase self-excited induction generator feeding single-phase loads,” *Electr. Power Components Syst.*, vol. 47, no. 6, pp. 486–500, 2019.
- [13] M. H. Haque and A. I. Maswood, “Determination of excitation capacitance of a three-phase self-excited induction generator,” in *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, San Diego, USA July 2012, pp. 1–6.
- [14] P. Phumiphak and C. Chat-uthai, “Optimal capacitances compensation for short-shunt self-excited induction generator under inductive load,” in *2009 Int. Conf. on Electrical Machines and Systems*, Tokyo, Japan, Nov. 2009, pp. 1–5.
- [15] M. F. Khan and M. R. Khan, “Generalized model for investigating the attributes of a six-phase self-excited induction generator over a three-phase variant,” *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, vol. 28, no. 10, 2018.
- [16] M. H. Haque, “Selection of capacitors to regulate voltage of a short-shunt induction generator,” *IET Gener. Transm. Distrib.*, vol. 3, no. 3, pp. 257–265, 2009.
- [17] J. Fraile-Ardanuy, J. Fraile-Mora, and P. García-Gutiérrez, “Voltage control of isolated self-excited induction generator through series compensation,” *Przeegląd Elektrotechniczny*, vol. 88, no. 1a, pp. 132–136, 2012.
- [18] D. Joshi, K. S. Sandhu, and M. K. Soni, “Constant voltage constant frequency operation for a self-excited induction generator,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 1, pp. 228–234, 2006.
- [19] N. Iqteit, G. Kurt, and B. Cakir, “Optimal range of loading for operating a fixed-speed wind turbine using a self-excited induction generator,” *Turkish J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, vol. 27, no. 2, pp. 973–984, 2019.
- [20] S. Paliwal, S. K. Sinha, and Y. K. Chauhan, “Performance optimization of self excited induction generator: a state of art,” in *2017 Recent Developments in Control, Automation & Power Engineering (RDCAPE)*, Noida, India, Oct. 2017, pp. 416–420.
- [21] S. S. Murthy, U. K. Kalla, and G. Bhuvaneshwari, “A novel electronic controller implementation for voltage regulation of single phase self-excited induction generator,” in *2010 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, Houston, USA, Oct. 2010, pp. 1–8.
- [22] A. Caliskan, “Constant voltage, constant frequency operation of a self-excited

- induction Generator.” Master thesis, Middle East Technical Uni., Ankara, 2005.
- [23] G. Kenné, A. S. Fotso, and F. Lamnabhi-Lagarrigue, “A new adaptive control strategy for a class of nonlinear system using RBF neuro-sliding-mode technique: application to SEIG wind turbine control system,” *Int. J. Control*, vol. 90, no. 4, pp. 855–872, 2017.
- [24] M. S. Akbarali, S. K. Subramaniam, and K. Natarajan, “Real and reactive power control of SEIG systems for supplying isolated DC loads,” *J. Inst. Eng. Ser. B*, vol. 99, no. 6, pp. 587–595, 2018.
- [25] B. Singh, S. S. Murthy, and S. Gupta, “STATCOM-based voltage regulator for self-excited induction generator feeding nonlinear loads,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1437–1452, 2006.
- [26] C. B. Tischer, J. R. Tibola, L. G. Scherer, and R. F. de Camargo, “Proportional-resonant control applied on voltage regulation of standalone SEIG for micro-hydro power generation,” *IET Renew. Power Gener.*, vol. 11, no. 5, pp. 593–602, 2017.
- [27] S. Pati, K. B. Mohanty, and S. K. Kar, “Performance improvement of a STATCOM using fuzzy controller for isolated generator,” *World J. Eng.*, vol. 15, no. 2, pp. 273–282, 2018.
- [28] J. K. Tandekar, A. Ojha, and S. Jain, “SEIG-based renewable generation for MVDC ship power system with improved power quality,” *Electr. Power Components Syst.*, vol. 47, no. 1–2, pp. 27–42, 2019.
- [29] D. Chermiti and A. Khedher, “Self excited induction generator using a thyristor controlled reactor: Frequency regulation and reactive power compensation,” in *2014 15th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, Hammamet, Tunisia, Dec. 2014, pp. 661–667.
- [30] M. H. Shawon, Z. Hanzelka, and A. Dziadecki, “Voltage-current and harmonic characteristic analysis of different FC-TCR based SVC,” in *2015 IEEE Eindhoven PowerTech*, Eindhoven, Netherlands, July 2015, pp. 1–6.
- [31] P. Mehta, P. Bhatt, and V. Pandya, “Optimized coordinated control of frequency and voltage for distributed generating system using Cuckoo Search Algorithm,” *Ain Shams Eng. J.*, vol. 9, no. 4, pp. 1855–1864, 2018.
- [32] T. Ahmed, O. Noro, E. Hiraki, and M. Nakaoka, “Terminal voltage regulation characteristics by static VAR compensator for a three-phase self-excited induction generator,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 4, pp. 978–988, 2004.
- [33] M. Taoufik and S. Lassad, “Experimental stand-alone self-excited induction

- generator driven by a diesel motor,” *J. Electr. Syst. Inf. Technol.*, vol. 4, no. 3, pp. 377–386, 2017.
- [34] M. M. Elkholy, “Steady state and dynamic performance of self-excited induction generator using FACTS controller and teaching learning-based optimization algorithm,” *COMPEL-The Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng.*, vol. 37, no.1, pp. 77-97, 2018.
- [35] T. Ouchbel, S. Zouggar, M. Sedik, M. Oukili, M. Elhafyani, and A. Rabhi, “Control of the output voltage of asynchronous wind turbine with variable speed using a static VAR compensator (SVC),” in *Sustainability in Energy and Buildings*, Springer, 2012, pp. 17–30.
- [36] M. I. Mosaad, “Control of self excited induction generator using ANN based SVC,” *Int. J. Comput. Appl.*, vol. 23, no. 5, pp. 975–8887, 2011.
- [37] H. Geng, D. Xu, B. Wu, and W. Huang, “Direct voltage control for a stand-alone wind-driven self-excited induction generator with improved power quality,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 8, pp. 2358–2368, 2011.
- [38] L. G. Scherer, C. B. Tischer, F. C. Posser, C. M. Franchi, and R. F. de Camargo, “Hybrid topology for voltage regulation applied in three-phase four-wire micro hydro power station,” in *IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vienna, Austria, Nov. 2013, pp. 7169–7174.
- [39] M. G. Villalva, T. G. De Siqueira, and E. Ruppert, “Voltage regulation of photovoltaic arrays: small-signal analysis and control design,” *IET Power Electron.*, vol. 3, no. 6, pp. 869–880, 2010.
- [40] M. Demirtas, E. Ilten, and H. Calgan, “Pareto-based multi-objective optimization for fractional order PI^λ speed control of induction motor by using Elman neural network,” *Arab. J. Sci. Eng.*, vol. 44, no. 3, pp. 2165–2175, 2019.
- [41] J. Dalei and K. B. Mohanty, “Fault classification in SEIG system using Hilbert-Huang transform and least square support vector machine,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 76, pp. 11–22, 2016.
- [42] K. L. V. Iyer, X. Lu, K. Mukherjee, and N. C. Kar, “Fault detection in copper-rotor SEIG system using artificial neural network for distributed wind power generation,” in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, Marseille, France, Sept. 2012, pp. 1700–1705.
- [43] M. Derbal and H. Toubakh, “Early fault diagnosis in exciting capacitors of self-excited induction generator for wind energy applications,” in *2018 International*

- Conference on Communications and Electrical Engineering (ICCEE)*, El Oued, Algeria, Dec. 2018, pp. 1–5.
- [44] A. Sboui, M. Salah, A. El Fahem, K. Bacha, A. Chaari, and M. Gharbi, “Speed ripples effects on the SEIG performances for isolated-site wind-turbine application,” in *2018 15th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, Hammamet, Tunisia, March 2018, pp. 88–93.
- [45] A. Grauers, “Efficiency of three wind energy generator systems,” *Energy Conversion, IEEE Trans.*, vol. 11, no. 3, pp. 650–657, 1996.
- [46] R. D. Richardson and W. L. Erdman, “Variable speed wind turbine.” Google Patents, 16-Nov-1999.
- [47] N. Tutkun and F. Arslan, “Determination of capacitance range in the self-excited induction generator through the hybrid genetic algorithms,” in *SPEEDAM 2010*, Pisa, Italy, June 2010, pp. 1613–1617.
- [48] B. Çavuş, “Fırçasız çift beslemeli asenkron generatörün analizi ve arıza tespiti,” Yüksek lisans tezi, Ondokuz Mayıs Üni., Samsun, 2019.
- [49] H. Çalgan, “Çift beslemeli asenkron generatörün PI ve adaptif kayan kip güç kontrolü,” Yüksek lisans tezi, Balıkesir Üni. Balıkesir, 2016.
- [50] D. Ma, “Self-excited induction generator: a study based on nonlinear dynamic methods,” PhD thesis, Newcastle University, Newcastle, 2012.
- [51] B. Singh, S. S. Murthy, and S. Gupta, “Analysis and design of STATCOM-based voltage regulator for self-excited induction generators,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 19, no. 4, pp. 783–790, 2004.
- [52] A. S. Langsdorf, *Theory of alternating current machinery*. Tata McGraw-Hill Education, 2001.
- [53] D. Seyoum, C. Grantham, and M. F. Rahman, “The dynamic characteristics of an isolated self-excited induction generator driven by a wind turbine,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 936–944, 2003.
- [54] B. C. Doxey, “Theory and application of the capacitor-excited induction generator (Generation of electric power using a squirrel-cage induction motor excited by means of capacitors and employing no external supply),” *The Engineer*, vol. 216, pp. 893–897, 1963.
- [55] M. G. Simões and F. A. Farret, *Modeling and Analysis with Induction Generators*. CRC Press, 2014.
- [56] Y. K. Chauhan, S. K. Jain, and B. Singh, “Genetic algorithm-based optimum

- performance of compensated self-excited induction generator,” *Int. J. Model. Simul.*, vol. 31, no. 4, pp. 263–270, 2011.
- [57] S. S. Murthy and A. J. P. Pinto, “A generalized dynamic and steady state analysis of self excited induction generator (SEIG) based on matlab,” in *2005 International Conference on Electrical Machines and Systems*, Nanjing, China, Sept. 2005, pp. 1933–1938.
- [58] G. Dastagir and L. A. C. Lopes, “Voltage and frequency regulation of a stand-alone self-excited induction generator,” in *2007 IEEE Canada Electrical Power Conference*, Montreal, Canada, Oct. 2007, pp. 502–506.
- [59] J. L. Afonso, C. Couto, and J. S. Martins, “Active filters with control based on the pq theory,” *IEEE Industrial Electronics Society Newsletter*, vol. 47, no.3, pp. 5-10, 2000.
- [60] D. Seyoum, “The dynamic analysis and control of a self-excited induction generator driven by a wind turbine,” PhD thesis, University of New South Wales, Australia, 2003.
- [61] M. Ermiş, “Modelling and analysis of a wind turbine driven self excited induction generator,” PhD thesis, Middle East Technical Uni., Ankara, Turkey, 1982.
- [62] E. Suarez and G. Bortolotto, “Voltage-frequency control of a self-excited induction generator,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 3, pp. 394–401, 1999.
- [63] P. Jacko, D. Kováč, R. Bučko, T. Vince, and O. Kravets, “The parallel data processing by nucleo board with STM32 microcontrollers,” in *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, Nov. 2017, pp. 264–267.
- [64] “IEEE standard test procedure for polyphase induction motors and generators,” *IEEE Std 112-2017 (Revision of IEEE Std 112-2004)*. pp. 1–115, 2018.
- [65] W. D. Bidgood Jr and S. C. Horii, “Introduction to the ACR-NEMA DICOM standard,” *Radiographics*, vol. 12, no. 2, pp. 345–355, 1992.
- [66] E. Ilten and M. Demirtas, “Off-line tuning of fractional order PI^λ controller by using response surface method for induction motor speed control,” *J. Control Eng. Appl. Informatics*, vol. 18, no. 2, pp. 20–27, 2016.
- [67] A. I. Khuri and S. Mukhopadhyay, “Response surface methodology,” *Wiley Interdiscip. Rev. Comput. Stat.*, vol. 2, no. 2, pp. 128–149, 2010.
- [68] G. Bartolini, A. Ferrara, and E. Usai, “Chattering avoidance by second-order sliding mode control,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 43, no. 2, pp. 241–246, 1998.

- [69] S. Omatu, T. Fujinaka, and M. Yoshioka, "Neuro-pid control for inverted single and double pendulums," in *Smc 2000 conference proceedings. 2000 ieee international conference on systems, man and cybernetics*, Nashville, USA, Oct. 2000, vol. 4, pp. 2685–2690.
- [70] Y. Altun, "Çeyrek taşıt aktif süspansiyon sistemi için LQR ve LQI denetleyicilerinin karşılaştırılması," *Gazi Üniversitesi Fen Bilim. Derg. Part C Tasarım ve Teknol.*, cilt 5, no 3, ss. 61–70.
- [71] E. V. Kumar and J. Jerome, "Robust LQR controller design for stabilizing and trajectory tracking of inverted pendulum," *Procedia Eng.*, vol. 64, pp. 169–178, 2013.
- [72] W. C. Messner, D. M. Tilbury, and R. Hill, "Control tutorials for MATLAB® and Simulink®." Addison-Wesley, 1999.
- [73] M. S. Ayas, E. Sahin, and İ. H. Altaş, "Performance of PSO based classical and fractional PID controllers for an unmanned surface vehicle," in *2018 26th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, İzmir, Turkey, May. 2018, pp. 1–4.
- [74] M. D. Boyer *et al.*, "First-principles-driven model-based current profile control for the DIII-D tokamak via LQI optimal control," *Plasma Phys. Control. Fusion*, vol. 55, no. 10, p. 105007, 2013.
- [75] N. Gurung, R. Bhattarai, and S. Kamalasan, "Optimal linear-quadratic-integral controller design for doubly-fed induction generator," in *2017 IEEE Power & Energy Society General Meeting*, Chicago, USA, July 2017, pp. 1–5.
- [76] D. Boudjehem, M. Sedraoui, and B. Boudjehem, "A fractional model for robust fractional order Smith predictor," *Nonlinear Dyn.*, vol. 73, no. 3, pp. 1557–1563, 2013.
- [77] A. H. Heidari, S. Etedali, and M. R. Javaheri-Tafti, "A hybrid LQR-PID control design for seismic control of buildings equipped with ATMD," *Front. Struct. Civ. Eng.*, vol. 12, no. 1, pp. 44–57, 2018.
- [78] K. Anurag and S. Kamlu, "Design of LQR-PID controller for linearized magnetic levitation system," in *2018 2nd International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC)*, Coimbatore, India, Jan. 2018, pp. 444–447.
- [79] B. Hekimoğlu, "Optimal tuning of fractional order PID controller for DC motor speed control via chaotic atom search optimization algorithm," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 38100–38114, 2019.

- [80] H. Senberber and A. Bagis, "Fractional PID controller design for fractional order systems using ABC algorithm," in *2017 Electronics*, Palanga, Lithuania, June 2017, pp. 1–7.
- [81] M. Y. Hammoudi, R. Saadi, A. J. M. Cardoso, M. E. H. Benbouzid, and M. Sahraoui, "Practical implementation of H-infinity control for fuel cell-interleaved boost converter," *Int. J. Model. Simul.*, vol. 40, no. 1, pp. 44–61, 2020.
- [82] T. Amieur, M. Sedraoui, and O. Amieur, "Design of robust fractional-order PID controller for DC motor using the adjustable performance weights in the weighted-mixed sensitivity problem," *Int. J. Robot. Autom.*, vol. 7, no. 2, pp. 108–118, 2018.
- [83] B. Alikoç, "Kızaklı sarkaç sisteminin H-sonsuz optimal kontrol yöntemleri ile salınımsız kontrolü." Yüksek lisans tezi, İstanbul Teknik Üni., İstanbul, 2010.
- [84] H. Oloomi and B. Shafai, "Weight selection in mixed sensitivity robust control for improving the sinusoidal tracking performance," in *42nd IEEE International Conference on Decision and Control*, Maui, USA, Dec. 2003, pp. 300–305.
- [85] J. Jiang and X. Yu, "Fault-tolerant control systems: A comparative study between active and passive approaches," *Annu. Rev. Control*, vol. 36, no. 1, pp. 60–72, 2012.
- [86] C. Lebreton *et al.*, "Fault Tolerant Control Strategy applied to PEMFC water management," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 40, no. 33, pp. 10636–10646, 2015.
- [87] Z. Zheng *et al.*, "A review on non-model based diagnosis methodologies for PEM fuel cell stacks and systems," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 38, no. 21, pp. 8914–8926, 2013.
- [88] K.-Y. Chang, "The optimal design for PEMFC modeling based on Taguchi method and genetic algorithm neural networks," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 36, no. 21, pp. 13683–13694, 2011.
- [89] Z. Doğan, "Ayrıklaştırma yöntemleri ve yapay sinir ağı kullanarak asenkron motorlarda arıza teşhisi," Doktora tezi, Marmara Üni., İstanbul, 2012.
- [90] S. Gao, H. Dong, B. Ning, Y. Chen, and X. Sun, "Adaptive fault-tolerant automatic train operation using RBF neural networks," *Neural Comput. Appl.*, vol. 26, no. 1, pp. 141–149, 2015.
- [91] K. G. Narendra, V. K. Sood, R. Patel, and K. Khorasani, "A neuro-fuzzy VDCL unit to enhance the performance of an HVDC system," in *Proceedings 1995 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, Montreal, Canada, Sept. 1995, pp. 441–446.
- [92] L. Wang, C.-S. Lam, and M.-C. Wong, "Design of a thyristor controlled LC

compensator for dynamic reactive power compensation in smart grid,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 8, no. 1, pp. 409–417, 2016.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Adı Soyadı : Haris ÇALGAN

Doğum tarihi ve yeri : 05.06.1991 / Karşıyaka / İZMİR

e-posta : mr.hariscalgan@gmail.com

Öğrenim Bilgileri

Derece	Okul/Program	Yıl
Y. Lisans	Balıkesir Üniversitesi / Elektrik Elektronik Mühendisliği	2016
Lisans	Gediz Üniversitesi / Elektrik-Elektronik Mühendisliği (Tam Burslu)	2014
Lise	Özcan Anadolu Lisesi	2009

Yayın Listesi

Makaleler

- [1] H. Çalgan, E. İlten, and M. Demirtas, “Thyristor controlled reactor-based voltage and frequency regulation of a three-phase self-excited induction generator feeding unbalanced load,” *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, vol. 30, no. 6, 1-11, 2020 [**Tezden türetilmiştir**].
- [2] H. Gündüz, M. Demirtaş, E. İlten, H. Calgan, “Paralel Aktif Güç Filtresi için Bulanık Uyarlamalı Kesirli PI Denetleyici Tasarımı,” *Düzce Üniversitesi Bilim ve Teknoloji Dergisi*, cilt 8, no 3, s 1975-1994, 2020.
- [3] M. Demirtas, E. İlten, and H. Calgan, “Pareto-Based Multi-objective Optimization for Fractional Order PI^λ Speed Control of Induction Motor by Using Elman Neural Network,” *Arab. J. Sci. Eng.*, vol. 44, no. 3, pp. 2165–2175, 2019.
- [4] H. Çalgan, R. Yaman, E. İlten, M. Demirtaş, “Fırçasız DA motorunun hız kontrolünde PI katsayılarının Pareto tabanlı çok amaçlı optimizasyonu,” *Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, cilt 20, no 2, s 330-346, 2020.
- [5] A. Akgul, H. Calgan, I. Koyuncu, I. Pehlivan, and A. Istanbulu, “Chaos-based engineering applications with a 3D chaotic system without equilibrium points,” *Nonlinear dynamics*, vol. 84, no. 2, pp. 481-495, 2016.

- [6] H. Calgan and M. Demirtas, “An adaptive sliding mode controller design for DFIG based wind turbine system on LABVIEW,” *J. Environ. Sci.*, vol. 5, pp. 36-41, 2016.

Kitap Bölümü

- [1] H. Calgan, J. M. Andrade, and M. Demirtas, “RSM-Based Optimization of Excitation Capacitance and Speed for a Self-Excited Induction Generator,” in *Mathematical Modelling and Optimization of Engineering Problems*, Springer, 2020, pp. 139–155 [Tezden türetilmiştir].

Bildiriler

- [1] H. Calgan, J. M. Andrade, and M. Demirtas, “Optimization of capacitance and speed values for self-excited induction generators using the response surface method,” in *1st International Conference on Applied Mathematics in Engineering*, Burhaniye, Balıkesir, June 2018 [Tezden türetilmiştir].
- [2] H. Calgan, M. Demirtas, and M. E. Balci, “Capacitive power and torque estimation for self-excited induction generator with Elman neural network,” in *3th International Conference on Engineering and Natural Science*, Budapest, Hungary, May 2017, pp. 878-883.
- [3] M. Demirtas and H. Calgan, “Design of an adaptive sliding mode controller with optimal coefficients and without chattering for coupled tanks system,” in *3th International Conference on Engineering and Natural Science*, Budapest, Hungary, May 2017, pp. 870-877.
- [4] H. Calgan, E. İlten, and M. Demirtas, “Adaptive FOPI^λ Controller Design based on artificial neural network scheme for coupled tank system,” in *International Congress on Engineering and Life Science*, Kastamonu, Turkey, April 2018, p. 427.
- [5] H. Calgan, R. Yaman, E. İlten, and M. Demirtas, “Multi objective optimization of PI controller coefficients for speed control of brushless DC motor by using Elman neural network and Pareto front,” in *International Conference on Engineering Technologies*, Konya, Turkey, Dec. 2017, p. 45 .
- [6] E. Dağ, M. Demirtas, H. Calgan, and E. İlten, “Modeling and optimizing of the intelligent traffic light system by using PLC,” in *1st International Conference on Applied Mathematics in Engineering*, Burhaniye, Balıkesir, June 2018, p. 190.

- [7] E. İlten, H. Çalgan, and M. Demirtas, “PLC tabanlı iki tanklı sıvı seviye sistemi kontrolörünün yanıt yüzey metodu ile optimizasyonu,” in *International Engineering Research Symposium*, Düzce, Turkey, Sept. 2017, pp. 164-165.
- [8] H. Calgan and M. Demirtas, “An adaptive sliding mode controller design for DFIG based wind turbine system on Labview,” in *International Conference on Environment and Renewable Energy*, Munich, Germany, 2016.
- [9] T. Amieur, M. Demirtas, H. Calgan and E. İlten, “Adaptive fuzzy sliding mode control based LMIs of MIMO nonlinear uncertain systems,” in *1st International Conference on Applied Mathematics in Engineering*, Burhaniye, Balıkesir, June 2018.
- [10] H. Calgan, E. İlten, and M. Demirtas, “Using of renewable energy sources in electric energy need of greenhouses,” in *International Congress of the New Approaches and Technologies for Sustainable Development*, Isparta, Turkey, Sept. 2017, pp. 409-410.
- [11] H. Calgan, E. İlten, and M. Demirtas, “Fault tolerant control of coupled tanks system with Elman neural network and response surface,” in *International Conference on Engineering Technologies*, Konya, Turkey, Dec. 2017, p. 48.

Ödüller

- [1] Tübitak 2210-A Genel yurt içi yüksek lisans burs programı 2014/2 bursiyeri.
- [2] Tübitak 2211-E Doğrudan yurt içi doktora burs programı 2016/1 bursiyeri.