

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**PEM YAKIT PİLLİ BİR MİKRO-KOJENERASYON SİSTEMİ İÇİN
KENDİ KENDİNİ AYARLAYAN Pİ DENETLEYİCİ**

DOKTORA TEZİ

Gaye SAĞLAM

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı

HAZİRAN 2013

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**PEM YAKIT PİLLİ BİR MİKRO-KOJENERASYON SİSTEMİ İÇİN
KENDİ KENDİNİ AYARLAYAN Pİ DENETLEYİCİ**

DOKTORA TEZİ

**Gaye SAĞLAM
(504072103)**

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Salman KURTULAN

HAZİRAN 2013

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504072103 numaralı Doktora Öğrencisi **Gaye SAĞLAM** ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**PEM YAKIT PİLLİ BİR MİKRO-KOJENERASYON SİSTEMİ İÇİN KENDİ KENDİNİ AYARLAYAN PI DENETLEYİCİ**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Salman KURTULAN**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Salman KURTULAN**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Leyla GÖREN
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Hasan DAĞ
Kadir Has Üniversitesi

Prof. Dr. Mehmet Turan SÖYLEMEZ
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Galip CANSEVER
Yıldız Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : **2 Mayıs 2013**
Savunma Tarihi : **19 Haziran 2013**

Aileme,

ÖNSÖZ

105G127 kodlu ve "Yakıt Pilli Mikro Kojenerasyon Sistemi" isimli proje, (1007) Kamu Kurumları Araştırma ve Geliştirme Projelerini Destekleme Programı (KAMAG) kapsamında Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından desteklenmiştir. Tezin yazarı, tezin oluşturulmasına bu proje ile katkıda bulunan TÜBİTAK başta olmak üzere, proje partnerleri olan İstanbul Teknik Üniversitesi'ne, Kocaeli Üniversitesi'ne ve Türk Demir Döküm Fabrikaları A.Ş. grubuna, yapıcı yorumları ve önerileriyle yol gösteren değerli tez danışmanı Prof. Dr. Salman KURTULAN'a ve jüri üyelerine teşekkürlerini sunmaktadır.

Haziran 2013

Gaye Sağlam
Elektrik Yüksek Mühendisi

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET.....	xvii
SUMMARY	xxi
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	2
1.2 Literatür Araştırması	3
2. PEM YAKIT PİLLİ MİKRO-KOJENERASYON SİSTEMİ.....	9
2.1 Kojenerasyon.....	9
2.2 Mikro-Kojenerasyon Sistemi	10
3. HTS REAKTÖRÜNÜN SICAKLIK KONTROLÜ.....	15
3.1 Sistem Tanıma.....	15
3.2 Denetleyici Tasarımı	18
3.2.1 Önerilen ayar yöntemi.....	20
3.2.2 Kontrolün etkisi.....	25
3.3 Diğer Ayar Yöntemleri İle Karşılaştırma	27
3.3.1 Ölü zaman denetleyici.....	27
3.3.2 İç model denetleyicisi	30
3.3.3 Parametre optimizasyonu	31
3.4 Benzetim Sonuçları	36
3.4.1 Bölge-1 için benzetim sonuçları	36
3.4.2 Bölge-2 için benzetim sonuçları	39
3.4.3 Bölge-3 için benzetim sonuçları	41
4. KARARLILIK ANALİZİ	45
4.1 Tek Parametre Belirsizliği.....	46
4.2 Çoklu Parametre Belirsizliği	47
5. PI DENETLEYİCİNİN AYARLANMASI.....	49
5.1 Ayar Noktası Değişiklikleri	49
5.2 Bozucular	51
5.3 Parametre Belirsizlikleri.....	54
5.3.1 Model uyumsuzluğu.....	56
5.3.2 Parametre değişikliği.....	60
6. SONUÇLAR	65
KAYNAKLAR	69
ÖZGEÇMİŞ.....	77

KISALTMALAR

AC	: Alternating Current
CHP	: Combined Heat and Power
DC	: Direct Current
DTC	: Dead Time Compensator
EFB	: Embedded Function Block
E_{ss}	: Steady-State Error
EMO	: Evolutionary Multi-objective Optimization
FB	: Function Block
FOPDT	: First Order Plus Dead Time
HTS	: High Temperature Shift
HPS	: Hydrogen Production System
IMC	: Internal Model Controller
ISE	: Integral of Squared Error
ITAD	: Integral of Time-weighted Absolute Derivative
ITAE	: Integral of Time-weighted Absolute Error
kWe	: Kilowatts (electrical)
kW_{th}	: Kilowatts (thermal)
LFC	: Liquid Flow Controller
LTS	: Low Temperature Shift
MCHP	: Micro Combined Heat and Power
MOP	: Multi-objective Optimization Problem
NSGA	: Non-dominated Sorting Genetic Algorithm
OS	: Overshoot
PEM	: Polymer Electrolyte Membrane
PI	: Proportional-Integral
PID	: Proportional-Integral-Derivative
PLC	: Programmable Logic Controller
PROX	: Preferential Oxidation
OS	: Overshoot
RTW	: Real Time Workshop
SCADA	: Supervisory Control and Data Acquisition
SCL	: Structured Control Language
SOP	: Single-objective Optimization Problem
SP	: Setpoint
UPS	: Uninterruptible Power Supply

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3.1 : Sistem modellerine ait parametreler.....	17
Çizelge 3.2 : Ayrık transfer fonksiyonları.	17
Çizelge 3.3 : Önerilen PI denetleyici için kontrol parametreleri.	24
Çizelge 3.4 : Örnekleme zamanının seçimi	24
Çizelge 3.5 : Ölü zaman denetleyicisi için kontrol parametreleri	28
Çizelge 3.6 : İç model denetleyicisi için kontrol parametreleri.....	31
Çizelge 4.1 : Kararlılık testi.....	46
Çizelge 4.2 : Test edilen parametre belirsizlik aralığı	46
Çizelge 4.3 : Çoklu parametre belirsizliği için sapma değerleri.....	47

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Enerji dönüşümü.....	11
Şekil 2.2 : Yakıt pilli mikro-kojenerasyon sistemi prototipi.....	12
Şekil 2.3 : Prototip sistemin şematik temsili, Ersöz (2008)’den uyarlanmıştır.....	13
Şekil 2.4 : HPS içindeki yakıt işleme adımları, Ersöz (2008)’den uyarlanmıştır.....	13
Şekil 3.1 : Tüm kontrol bölgeleri için model doğrulama.....	16
Şekil 3.2 : Alt program: Sistem tanıma bloğu.....	17
Şekil 3.3 : Kontrol sistemi prototipi.....	19
Şekil 3.4 : HPS kullanıcı arayüzü: (a) Proses şeması. (b) Grafik ekranı.....	19
Şekil 3.5 : HTS reaktörü için geribesleme sıcaklık kontrol sistemi.....	20
Şekil 3.6 : Bölge-1 için açık çevrim ve kapalı çevrim yanıtları.....	25
Şekil 3.7 : Bölge-2 için açık çevrim ve kapalı çevrim yanıtları.....	26
Şekil 3.8 : Bölge-3 için açık çevrim ve kapalı çevrim yanıtları.....	26
Şekil 3.9 : Üç bölge için kontrol işaretleri.....	27
Şekil 3.10 : DTC ile önerilen denetleyicinin kıyaslanması.....	29
Şekil 3.11 : Bölge-1: NSGA-II ile elde edilen tüm sonuçlar.....	36
Şekil 3.12 : Bölge-1: K_c ve T_i parametrelerinin Pareto eğrisi üzerindeki değişimi.....	37
Şekil 3.13 : Bölge-1: Sistem çıkış yanıtı ve kontrol işareti.....	38
Şekil 3.14 : Bölge-2: NSGA-II ile elde edilen tüm sonuçlar.....	39
Şekil 3.15 : Bölge-2: K_c ve T_i parametrelerinin Pareto eğrisi üzerindeki değişimi.....	40
Şekil 3.16 : Bölge-2: Sistem çıkış yanıtı ve kontrol işareti.....	41
Şekil 3.17 : Bölge-3: NSGA-II ile elde edilen tüm sonuçlar.....	42
Şekil 3.18 : Bölge-3: K_c ve T_i parametrelerinin Pareto eğrisi üzerindeki değişimi.....	42
Şekil 3.19 : Bölge-3: Sistem çıkış yanıtı ve kontrol işareti.....	43
Şekil 4.1 : Bölge-1 için kök yer eğrisi.....	45
Şekil 5.1 : Bölge-1 için ayar noktası değişikliği.....	49
Şekil 5.2 : Bölge-2 için ayar noktası değişikliği.....	50
Şekil 5.3 : Bölge-3 için ayar noktası değişikliği.....	50
Şekil 5.4 : Bölge-1 için birinci bozucu ($d_1(t)$) yanıtı.....	51
Şekil 5.5 : Bölge-2 için birinci bozucu ($d_1(t)$) yanıtı.....	52
Şekil 5.6 : Bölge-3 için birinci bozucu ($d_1(t)$) yanıtı.....	52
Şekil 5.7 : Bölge-1 için ikinci bozucu ($d_2(t)$) yanıtı.....	53
Şekil 5.8 : Bölge-2 için ikinci bozucu ($d_2(t)$) yanıtı.....	53
Şekil 5.9 : Bölge-3 için ikinci bozucu ($d_2(t)$) yanıtı.....	54
Şekil 5.10 : MATLAB/Simulink modelindeki “Otomatik PID Üretici” bloğu.....	56
Şekil 5.11 : Bölge-1 için model uyumsuzluğu (Denetleyici güncellemesi yok).....	57
Şekil 5.12 : Bölge-2 için model uyumsuzluğu (Denetleyici güncellemesi yok).....	57
Şekil 5.13 : Bölge-3 için model uyumsuzluğu (Denetleyici güncellemesi yok).....	58
Şekil 5.14 : Bölge-1 için model uyumsuzluğu (Denetleyici güncellemesi var).....	59
Şekil 5.15 : Bölge-2 için model uyumsuzluğu (Denetleyici güncellemesi var).....	59
Şekil 5.16 : Bölge-3 için model uyumsuzluğu (Denetleyici güncellemesi var).....	60
Şekil 5.17 : Bölge-1 için denetleyicinin gerçek-zamanlı ayarlanması.....	61

Şekil 5.18 : Bölge-2 için denetleyicinin gerçek-zamanlı ayarlanm.....	62
Şekil 5.19 : Bölge-3 için denetleyicinin gerçek-zamanlı ayarlanması.....	62

PEM YAKIT PİLLİ BİR MİKRO-KOJENERASYON SİSTEMİ İÇİN KENDİ KENDİNİ AYARLAYAN PI DENETLEYİCİ

ÖZET

Mikro-Kojenerasyon, dağıtık (merkezi olmayan) bir enerji üretim yöntemidir ve enerjinin tüketildiği yerde üretilmesini (lokal üretim) hedefler. Üniteler genellikle bir evi ya da küçük bir işletmeyi beslemek üzere maksimum 5 kW elektriksel üretim yapar. Yerinde (lokal) üretim, enerji iletim kaybını engelleyerek yakıt verimini, güç kalitesini ve zorlu hava koşullarında emniyeti arttırmaktadır. Bu şekilde, sürdürülebilirlik de sağlanır. TÜBİTAK projesi kapsamında geliştirilen mikro-kojenerasyon sistemi; hidrojen üretim, katalitik yakıcı, yakıt pili ve güç koşullandırma sistemleri olmak üzere dört alt sistemden oluşmaktadır.

Bu tezin amacı, Polimer Elektrolit Membran (PEM) yakıt pili temelli bir mikro-kojenerasyon sistemi içindeki Yüksek Sıcaklık Dönüşüm (HTS) reaktörünün katalizör bölgesindeki sıcaklık kontrolünün hassas, hatasız ve güvenli bir şekilde gerçekleşmesini sağlamaktır. Sistemde HTS reaktörünün içinde bulunan katalizörün bozulmaması (deaktive olmaması) için katalizör bölgesindeki sıcaklığın belirli bir aralıkta olması gerekmektedir. Ayrıca, HTS katalizörü sıcaklık çıkış yanıtı istenen bir referans değerini her türlü bozucu etki altında sürekli hal hatasız izlemelidir. Bu amaçla, bu sıcaklık kontrol problemi, model tabanlı bir kontrol yaklaşımı kullanılarak çözülmeye çalışılmış ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Model tabanlı kontrol yaklaşımında kontrol sisteminin başarımı, model yapısının doğru belirlenmesi ve uygun modelin seçimi ile doğrudan ilişkilidir. Ele alınan sistemin basamak girişe yanıtı analiz edilerek sistemin yapısal olarak birinci mertebeden ölü zamanlı bir sistem olarak modellenebileceği görülmüştür. Bu tür endüstriyel sistemlerde bir Oransal-İntegral (PI) denetleyici ile basamak girişe yanıtı kritik sönümlü (aşırı ve sürekli hal hatasız) olan bir kapalı çevrim sistem elde edilebilir. Kritik sönümlü yanıt, özellikle sıcaklığın kontrol edildiği endüstriyel proseslerde istenen bir özelliktir. Ancak, sistem modelleme (sistem tanıma) çalışması sonucunda elde edilen veriler incelendiğinde tüm çalışma bölgesi boyunca sisteme ilişkin ölü zaman, zaman sabiti ve kazanç değerlerinin farklı olduğu ve çalışma bölgesi içinde herhangi bir noktadaki sistem modeli için bulunan denetleyici parametreleri ile yapılan kontrolün diğer bir nokta için uygun olmadığı gözlemlenmiştir. Bu nedenle, mikro-kojenerasyon sistemindeki HTS reaktörünün tek bir sistem modeli ile temsil edilmesinin yeterli olmadığı sonucuna varılmış ve sıcaklık aralıklarına göre tanımlanmış farklı ve birden çok model oluşturulmuştur. Yapılan model geçerleme ve doğrulama süreçleri sonucunda, sistemin üç farklı proses modeli ile yüksek doğrulukla temsil edilebileceği görülmüştür. Böylece, sistem üç farklı çalışma bölgesinde incelenmiş ve bu bölgeler için üç ayrı denetleyici tasarlanarak hassas bir endüstriyel kontrol sistemi sağlanmıştır. Buna ek olarak, önerilen denetleyici ile kritik sönüm yanıtı öngörüldüğünden kontrol işaretinin değişiminin de yavaş olduğu gözlemlenmiştir. Bilindiği gibi, hızlı değişen kontrol işareti eyleyicilerde yıpranmaya yol açmakta ve bu nedenle ilgili donanımın yaşam döngüsünü kısaltmaktadır.

Önerilen denetleyici, yavaş değişen kontrol işareti özelliği ile endüstriyel proseslere uygulanabilir bir yapıdadır. Teze konu olan endüstriyel proseste de uygulanan denetleyici, her üç kontrol bölgesi için referans sıcaklık değerini takip eden kritik sönümlü bir dinamik sağlamakla birlikte eyleyiciler için kabul edilebilir bir kontrol işaretini de temin etmektedir.

Literatürde sisteme ilişkin modelin çıkarılması için çeşitli yöntem ve yaklaşımlar kullanılmaktadır. Röle uyarımı, en küçük kareler yöntemi vb. yöntemler genellikle karmaşıktır ve yüksek programlama yükü gerektirmektedir. Bu nedenle, kullanım kolaylığı, prosese uygunluğu ve basitliği nedeniyle basamak giriş işareti ile uyarım yöntemi tercih edilmiştir. Bu yöntem uygulanarak ve açık çevrim sistemin giriş-çıkış verileri gerçek veriler ile doğrulanarak üç geçerli sistem modeli elde edilmiştir. Katalizör sıcaklığının anlık ve referans değerlerine göre ilgili sistem modelinin belirlenmesi ve modele uygun denetleyicinin gerçekleştirilmesi yaklaşımı, hassas bir sıcaklık kontrol sistemi oluşturmaya olanak sağlamıştır.

Sistemde özellikle Bölge-1'de ölü zamanın baskın olması ve genelde s tanım bölgesinde ölü zamanın tam olarak temsil edilememesi nedeniyle PI denetleyici tasarımı, her üç bölge için z tanım bölgesinde yapılmış ve böylece basit bir ayar kuralı elde edilmiştir. Denetleyici parametrelerinin ayarı için literatürde birçok ayar yöntemi bulunmaktadır. Bu yöntemlerden biri Ölü Zaman Denetleyici (DTC) yapısıdır. Bu yapı, model tabanlı bir kestirimci PI denetleyicisi olup ölü zamanın büyük olduğu sistemlerde çıkış dinamiğini hızlandırmak için kullanılır. Üç bölge için de DTC denetleyici test edilmiştir ve beklendiği gibi, yöntem en hızlı sıcaklık yanıtını ölü zamanın büyük olduğu Bölge-1'de vermiştir. Fakat, DTC her bölgede hemen hemen sabit bir kontrol işareti uyguladığından Bölge-2 ve Bölge-3'deki sıcaklık dinamiği tezde önerilen yöntemle elde edilen dinamiğe göre daha yavaş kalmıştır. Smith Kestirimci konfigürasyonunda oluşturulan İç Model Denetleyicisi (IMC) tabanlı ayar yöntemi ise bir diğer sıkça kullanılan ayar yöntemidir. Ayar parametreleri, model parametreleri ve kapalı çevrim zaman sabitine bağlıdır. Fakat, hatanın Karesinin İntegrali (ISE) kriterinin tasarıma dahil edilmesi ile ayar parametreleri sadece model parametrelerine bağlı hale getirilebilmiştir. Bölge-3'de, IMC'nin uyguladığı kontrol işareti keskin bir süreksizlik şeklindedir. Kontrol işaretindeki bu ani değişim, endüstriyel sistemlerin kontrolünde eyleyicileri korumak adına istenmeyen bir durumdur. Bu ani ve hızlı değişim, IMC ile elde edilen sıcaklık yanıtında da bir aşımaya neden olmuştur. Ayrıca, sözkonusu sıcaklık kontrol sistemi, kritik sönümlü çıkış yanıtı ve sınırlı kontrol işareti değişimi hedeflerinden dolayı çok-ölçütlü bir optimizasyon problemi olarak da ele alınabilir. Bu nedenle, istenen kontrol hedeflerini (performans ölçütlerini) başarabilmek için, denetleyici parametrelerinin en uygun dağılımı bir evrimsel çok-ölçütlü optimizasyon (EMO) algoritması ile de araştırılmıştır. En bilinen ve en etkili evrimsel optimizasyon algoritması olarak Baskınlık Kurulmamış Sınıflandırma Genetik Algoritması (NSGA-II) yöntemi uygulanmıştır. NSGA-II ile elde edilen ve en yavaş çıkış yanıtını oluşturan $[K_c, T_i]$ çözümünün her üç bölgede de istenen performansı verdiği görülmüştür. Ayar parametreleri açısından tamamen model parametrelerine bağlı olan önerilen ayar kuralı, çoğu mevcut yöntemden farklı olarak basit, analitik, uygulaması kolay ve özellikle sıcaklığın kontrol edildiği endüstriyel proseslerde tercih edilen kritik sönümlü kapalı çevrim yanıtını sağlayan özelliktedir. Böylece, denetleyici parametreleri ek bir değişkenin hesaplanmasına gerek olmadan doğrudan model parametrelerinden belirlenebilmiştir. Ek olarak, önerilen ayar kuralı yardımı ile kontrol işaretindeki değişim sınırlandırılmış ve ani değişimler yapmayan bir

kontrol işareti elde edilmiştir. Bu sayede, önerilen PI denetleyicinin basitliği ve etkinliği sebebiyle güvenilir olduğu ve son kullanıcının herhangi bir optimizasyon prosedürüne gerek duymadan önerilen yöntemi endüstriyel sıcaklık kontrol sistemlerinde rahatlıkla kullanabileceği sonucuna varılmıştır.

Kapalı çevrim sistemin kararlılığı, genellikle ölçme ve modelleme hataları, değişen çevresel ortam koşulları nedeniyle ortaya çıkan parametre belirsizliği durumu için de incelenmiş ve denetleyicinin güncellenmediği durumda bile kapalı çevrim sistemin kararlılığının korunduğu görülmüştür. Ancak, bu belirsizlikler sistem performansını olumsuz etkileyerek istenen dinamiğin elde edilememesi sonucunu doğurabilir. Bu nedenle, kontrol sistemi adaptasyona (uyarlamaya) açık şekilde ve kendi kendini ayarlayan bir denetleyici biçiminde tasarlanmıştır. Parametre değişimlerinin ya da belirsiz parametrelerin sisteme etkisi geliştirilen kendi kendini ayarlama prosedürü ile azaltılmıştır. Uygulamada bu tür sistemlerde denetleyici parametrelerinin tam-otomatik olarak güncellenmesi güvenlik nedeniyle kabul edilmediğinden bir yarı-otomatik ayar yaklaşımı benimsenerek endüstriyel proses için daha elverişli bir kendi kendini ayarlama mekanizması kurulmuştur. Bu mekanizmaya göre denetleyici parametrelerinin güncellenmesi işlemi proses güvenliği açısından operatörün tercihinə bırakılmıştır. Böylece, kendi kendini ayarlayan "yarı-otomatik" bir endüstriyel kontrol sistemi gerçekleştirilmiştir. Önerilen bu kontrol sistemi için geliştirilmiş olan gerçek-zamanlı benzetim modelinde çıkış yanıtının anlık olarak görüntülenebilmesi ve operatörün karar mekanizmasının benzetim modeline dahil edilmesi ile, endüstriyel prosesin gerçek-zamanlı test prosedürü de başarıyla temsil edilebilmiştir.

SELF-TUNING PI CONTROLLER FOR A PEM FUEL CELL MICRO-COGENERATION SYSTEM

SUMMARY

Micro-Cogeneration is a methodology of distributed energy production and aims for the production of energy where the consumption occurs (Local generation). The installation usually generates a maximum 5 kW of electrical energy for feeding a house or small enterprise. On-site (local) power generation decreases energy transmission losses, so, increases fuel efficiency, power quality and reliability during severe weather conditions. Sustainability is also provided in this way. The developed micro-cogeneration system in the context of TUBITAK project is composed of four subsystems which are the hydrogen production, the catalytic burner, the fuel cell and the power conditioning systems.

The purpose of this thesis is to ensure an accurate, error-free and safe temperature control in the catalyst section of High Temperature Shift (HTS) reactor within a Polymer Electrolyte Membrane (PEM) fuel cell based micro-cogeneration system. For the catalyst in HTS reactor not to be degraded (deactivated) in the system, the temperature in the catalyst section should be in a certain range. Also, HTS catalyst's output temperature response should track the desired reference value without any steady-state error under all kind of disturbance effect. For this purpose, this temperature control problem was tried to be solved by using a model based control approach and successful results were achieved. The success of control system in model based control approach is directly related with true determination of the model structure and choice of the suitable model. By analysing the response of the concerned system to step input, it was seen that the system could be structurally modeled as a first order dead time system. In these kinds of industrial systems, a closed loop system whose step response is critically damped (without overshoot and steady-state error) can be obtained with a Proportional-Integral (PI) controller. Critically damped response is a desired feature especially in industrial processes where the temperature is controlled. However, after investigating the data acquired by system identification study, it was observed that the dead time, the time constant and the gain values of the system were different in the overall operation region and the control which was done with the controller parameters found for the system model in any point in the operation region was not appropriate for an another point. For this reason, it was concluded that the representation of the HTS reactor in micro-cogeneration system with a single system model was not sufficient and different and more than one model that were defined according to the temperature ranges were constructed. As a result of model validation and verification processes, it was seen that, the system could be represented with high accuracy by three different process models. Thus, the system was analysed in three operation regions and an accurate industrial control system was provided by designing three separate controller for these regions. In addition to this, because of the envision of critically damped response with the proposed controller, the variation of the control signal was

observed to be slow. As known, fast varying control signal causes a wear and tear effect in the actuators and thereof shortens the life cycle of therelevant hardware. The proposed controller is in an applicable structure to industrial processes with its speciality of slow varying control signal. The controller which was also applied to the industrial process concerned in the thesis, together with maintaining a critically damped dynamic that follows the reference temperature value for each three control regions, ensures an acceptable control signal for actuators, too.

In literature, various system identification methods and approaches are utilized for identifying system model. Methods such as relay excitation, least squares method, etc. are generally complex and lead to high programming burden. Therefore, step input excitation method was preferred due to its ease of use, fitness to the process and simplicity. By employing this method and verification of the input-output data of the open loop system with real data, three valid system models were acquired. The approach of determination of the relevant system model according to the instant and reference values of the catalyst temperature and implementation of the convenient controller for the model enabled to accomplish an accurate temperature control system.

Because the dead time in the system is dominant especially in Region-1 and the dead time can not be exactly represented in s domain generally, the design of PI controller was done in z domain for each three regions, hence an easy tuning rule was obtained. There are many methods for tuning of the controller parameters in the literature. One predictive PI controller and used for long dead time systems in order to speed up the output response. DTC was tested for three regions and it provided the fastest temperature response in long dead time Region-1, as expected. But, since DTC applies almost constant control signal in each region, the temperature dynamic in Region-2 and Region-3 remained slow compared with the dynamic obtained with the proposed method in the thesis. Internal Model Controller (IMC) based tuning method in a Smith Predictor configuration is another often used tuning method. The tuning parameters are dependent on the model parameters and the closed loop time constant. However, by including the Integral of Squared Error (ISE) criterion in the design, the tuning parameters could be made dependent only on the model parameters. In Region-3, the control signal that IMC applied was in a sharp discontinuity. This sudden variation in the control signal is not a desired condition in the control of industrial systems so as to protect the actuators. This sudden and fast variation also caused an overshoot in the temperature response obtained with IMC method. Moreover, the present temperature control system can be handled also as a multi-objective optimization problem because of both the objectives of critically damped output response and limited control signal. For this reason, in order to achieve the desired control objectives (performancecriteria), optimum distribution of the controller parameters was investigated by an evolutionary multi-objective optimization (EMO) algorithm. The Non-dominated Sorting Genetic Algorithm (NSGA-II) was applied as the most known and the most effective evolutionary optimization algorithm. It was seen that, the NSGA-II solution ($[K_c, T_i]$) which constituted the slowest output response, gave the desired performance in each three regions. Unlike most available methods, the proposed tuning rule depending totally on the model parameters as tuning parameters is simple, analytical, easy to implement and ensures the critically damped closed loop response which is preferred especially in industrial processes in which the temperature is controlled. So, the controller parameters could directly be determined from the model parameters

without calculating an extra variable. Furthermore, by the help of proposed tuning rule, the variation of the control signal was limited and a control signal not having sudden changes was achieved. Thanks to this, one can draw the conclusion that; the proposed PI controller is reliable for its easiness and effectiveness and the end user can comfortably make use of the proposed method in industrial temperature control systems without needing any optimization procedure.

The closed loop system stability was also tested for the parameter uncertainty issue which arises generally by the reason of measurement and modeling errors, changed ambient conditions and it was seen that the stability was preserved even in the case of no update for the controller. Yet, these uncertainties may have a negative impact on the system performance and may result in not getting the desired dynamic. On this account, the control system was designed open to adaptation and as a self-tuning controller structure. The effect of parameter variations or uncertain parameters on the system was decreased by the developed self-tuning procedure. Since, the fully-automatic update of the controller parameters is not accepted in practice because of safety reasons in this kind of systems, a more favourable self-tuning mechanism was established for the industrial process by embracing a semi-automatic tuning approach. According to this mechanism, the task of updating the controller parameters was left to the operator's preference for the purpose of process safety. Thus, a semi-automatic self tuning industrial control system was implemented. By instant viewing of the output response and inclusion of the operator's decision mechanism in the developed real-time simulation model for this proposed control system, the real-time test procedure of the industrial process could also be successfully represented.

1. GİRİŞ

Birçok proses (süreç) kontrol uygulamasında kullanılan Oransal-İntegral-Türev (PID) denetleyici, endüstride kullanılan standart bir denetleyici haline gelmiştir. Öte yandan, ısı atalet nedeniyle yavaş dinamikleri bulunan sıcaklık kontrol sistemlerinde Oransal-İntegral (PI) denetleyiciler de kullanılabilmekte ve çoğu zaman yeterli olmaktadır. Polimer Elektrolit Membran (PEM) yakıt pilli bir mikro-kojenerasyon sistemi içindeki Yüksek Sıcaklık Dönüşüm (HTS) reaktörünün sıcaklık kontrolü için de PI denetleyici yeterli olmakta ancak proseste değişen koşullar nedeniyle denetleyici parametrelerinin sürekli olarak güncellenmesi gerekmektedir. Bu amaçla, tezde yeni ve basit bir PI ayar kuralı önerilmiş ve bu kuralın bu tür endüstriyel proseslerde başarıyla uygulanabileceği gösterilmiştir.

PID denetleyicileri, endüstride genel olarak sıcaklık, basınç vb. fiziksel büyüklükleri istenen referans değerinde tutmak için kullanılır. Ancak, işletme şartlarında bir değişiklik olduğunda (sisteme değişken çevresel işaretlerin etkimesi, ölçme sisteminin hassasiyetinin düşmesi, sistemin farklı bir ayar noktasında (SP) çalıştırılması gibi durumlarda), parametreleri güncellenmemiş olan bir denetleyici yeni isterleri genelde karşılayamaz ve sistemde istenmeyen bir çıkış yanıtına neden olabilir. Bu nedenle, mevcut denetleyicinin adaptasyonu (uyarlanması) ya da yeniden ayarlanması gerekir. Eğer bu ayarlama, önceden belirlenmiş durumlara göre devreye giren bazı uyarlama algoritmalarıyla çevrimiçi ve otomatik olarak yapılıyorsa, bu prosedür “*Kendi kendini ayarlama*” ya da “*Otomatik ayarlama*” olarak adlandırılır. Böylece, otomatik olarak güncellenen denetleyici parametreleri aracılığıyla, rastgele değişen koşullara uyum sağlanmış olur.

Endüstriyel kontrol ve otomasyon sistemlerinin oluşturulmasında yaygın olarak Programlanabilir Mantık Denetleyici (PLC) birimleri kullanılır. PLC denetleyiciler IEC61131-3 belgesinde [1] tanımlanmış birçok programlama dili ile desteklenmiştir. Kontrol programlarının bu diller kullanılarak geliştirilebilmesi için ticari yazılım araçları mevcuttur. Teze konu olan mikro-kojenerasyon sistemi, yalnızca geleneksel geribesleme PI denetleyici yapısına değil, aynı zamanda devreye alma, devreden

çıkarma ve acil durum prosedürleri gibi endüstriyel otomasyon mekanizmalarına da ihtiyaç duymaktadır. Tüm bu prosedürler PLC programlama ortamında programlanmıştır. Ayrıca, hidrojen üretimi birimindeki eyleyiciyi ve reaktörü içeren açık çevrim sistemin modellenmesi de, oluşturulan PLC yazılım bloğunun yer aldığı bir program vasıtasıyla yapılmıştır. Tüm kapalı çevrim sıcaklık kontrol sistemi için ise, MATLAB/Simulink modeli geliştirilmiş ve gerekli benzetimler yapılmıştır. Simulink benzetim modelinde, giriş ve çıkış işaretleri PLC çevrim değerlerine uygun olacak şekilde ölçeklendirilerek iki yazılım aracı arasındaki geçişe olanak sağlanmıştır.

Bu bölümde, tezin amacı ve literatür araştırmasına yer verilmektedir. Bölüm 2, mikro-kojenerasyon sistemi ve ilgili alt sistemler hakkında bilgi vermektedir. Bölüm 3’de, hidrojen üretim birimi içindeki sıcaklık kontrolü ele alınmakta ve önerilen yeni ayar kuralı, literatürdeki diğer bazı yöntemlerle kıyaslanarak test edilmektedir. Bölüm 4, tek ve çoklu parametre belirsizlikleri için kararlılık analizlerini içermektedir. Kontrol sisteminin ayar noktası değişiklikleri, bozucular ve parametre belirsizlikleri için uyarlanması konusu Bölüm 5’de verilmektedir. Son olarak Bölüm 6, çalışmanın ana başarımlarını, sonuçları ve önerileri sunmaktadır.

1.1 Tezin Amacı

Tezin amacı, önerilen PI ayar kuralını PEM yakıt pilli mikro-kojenerasyon sistemi benzetim modelinde deneyip etkinliğini belirlemektir. Önerilen ayar kuralı, aynı zamanda diğer mevcut yöntemlerle de kıyaslanmıştır. Mikro-Kojenerasyon sistemi içindeki Hidrojen Üretim Sistemi (HPS) bünyesinde bulunan HTS reaktörünün katalizörünün bozulmaması (deaktif olmaması) için katalizör bölgesindeki sıcaklığın belirli bir aralıkta tutulması önemlidir. Bu nedenle, sistemde bulunan soğutma suyunun akış hızı (debisi), PI denetleyici ile kontrol edilerek istenen katalizör sıcaklık değerleri sağlanmaya çalışılmıştır.

Temel deneme ve yanılma yöntemi, bir başka deyişle sistem yanıtına göre denetleyici parametrelerinin rastgele artırılıp azaltılması yaklaşımı, işletme şartlarının dinamik yapısına cevap veremez, bu yüzden tüm olası değişikliklere karşı anında uyarılma sağlanması için PI denetleyici parametrelerinin ayarlanmasının otomatik olarak gerçekleştirilmesi zorunludur.

Tez kapsamında parametre değişikliklerine karşı kendi kendini ayarlayan bir PI denetleyici tasarlanmış ve test edilmiştir. Benzetim sonuçları, önerilen denetleyicinin uyarılma ve kontrol etkinliği açısından başarılı olduğunu göstermiştir.

1.2 Literatür Araştırması

Geliştirilen PEM yakıt pilli mikro-kojenerasyon sistemine ve tezde açıklanan yeni PI ayar kuralına tez çalışmaları ile ilgili makalede de [2] yer verilmiştir. Mikro-Kojenerasyon sistemleri hakkında daha detaylı bilgi [3, 4] çalışmalarında bulunabilir.

Model tabanlı bir kontrol sistemi için gerekli olan sistem modelinin belirlenmesinde çeşitli sistem tanıma yaklaşımları bulunmaktadır. Doğrusal ve doğrusal olmayan sistemler için sistem modelleri, o fiziksel sisteme ait mekanik ve enerji denklemleri çıkarılarak (beyaz-kutu modeli) ya da sistemden alınan giriş-çıkış verisi ile oluşturulabilir (kara-kutu modeli). Beyaz-kutu modelleme, endüstriyel uygulamaların karmaşık olması nedeniyle uygulama güçlüğü yaratmakta ve bu nedenle bu tür uygulamalar için kara-kutu modelleme tercih edilmektedir.

Kara-kutu sistem tanıma teknikleri, [5] çalışmasında tanımlandığı gibi genel olarak dört sınıfa ayrılabilir:

- Röle geribesleme (Röle uyarımı)
- Basamak testi
- Oransal kontrol
- En küçük kareler yöntemi

Diğer yöntemlerde ise bu temel dört yöntemin birkaçı birarada kullanılmıştır.

“Röle geribesleme testi”, kapalı çevrim yanıtı ile ilgilidir ve frekans tanım bölgesi analizidir. Yöntem literatürde oldukça fazla kullanılmıştır [6-14]. Bu yöntemde, sistem girişi bir röle ile uyarılır ve sistemin kendinden osilasyonlu (salınımlı) olmasına neden olan bir limit çevrimde olması sağlanır. Nyquist eğrisi üzerinde bir nokta belirlenir ve denetleyici tasarımı buna göre yapılır. Bu yöntemle yapılan sistem tanıma sonrasında oluşturulan denetleyicinin otomatik ayarlanması, limit çevrim salınımlarının frekansı ve genliği saptanarak, istenen kazanç ve faz payına göre gerçekleşir [6]. Bazı çalışmalarda röle girişinin n-adet zıt yöndeki basamak girişinden oluştuğu varsayılır ve birinci, ikinci ve daha yüksek mertebeden sistemler

için analitik ifadeler, röle çıkış yanıtlarından elde edilir [12]. Röle uyarımı yönteminde parametrik bir modele ihtiyaç yoktur fakat tasarımıda faz payının belirlenmesi kullanıcı açısından sezgisel bir anlam ifade etmemektedir. Ek olarak, eğer sistem tanıma sırasında sisteme beklenmeyen bir bozucu etkirse, proses değişkeni sürekli haldeki değerinden sapabilir [15]. Ayrıca, röle uyarımı, sistemi zorlayıp hasara neden olabilir (*Plant upset*). Normal işletim esnasındaki güvenlik gereksinimleri nedeniyle, endüstride sistemi zorlamayan uyarımsız modelleme yöntemleri daha çok tercih edilir [16].

Röle testi bahsedilen istenmeyen etkilere sebep olduğundan, “Basamak testi yöntemi” genelde daha elverişli bir yapıdır ve bazı çalışmalarda detaylı biçimde incelenmiştir [17-19]. Zaman tanım bölgesi analizidir. Açık evrim basamak testi için “proses girişine” basamak şeklinde bir işaret uygulanır ve çıkıştaki basamak yanıtı sürekli hale gelinceye kadar kaydedilir. Bu giriş-çıkış verisi değerlendirilerek model parametreleri ve böylece sistem transfer fonksiyonu belirlenir. Sistem tanıma sırasında sistemin modları değişmediğinden basamak testi basit ve kararlı bir yapı sunmaktadır. Kapalı evrim basamak testi için ise “ayar noktası olarak” basamak şeklinde bir işaret uygulanır, bu şekilde yk bozucularına karşı dayanıklılık arttırılır [20].

Büyük l zamanlı sistemlerin modellenmesinde sadece en yüksek (ultimate) kazancın (K_u) ve en yüksek frekansın (ω_u) belirlenmesi yeterli olmadığından, ek bir basamak testi ya da ikinci bir röle testi yapılabilir. Fakat bu ek testlerden kaçınmak adına, proses röle kontrol altındayken, model parametreleri sadece çıkış yanıtı eğrisinin şeklinin yorumlanmasıyla da belirlenebilir. Bu amaçla, çeşitli sistemler için, bir başka deyişle, birçok sistemi temsilen çok sayıda ölü zaman/zaman sabiti oranı (L/τ) için bazı çalışmalar gerçekleştirilmiş ve tek bir röle testi kullanılarak genelleştirilmiş şekil bilgileri elde edilmiştir [9, 10].

Literatürde “Oransal kontrol” yöntemini içeren bazı sistem tanıma çalışmaları da mevcuttur [21-24]. Esasen, Ziegler ve Nichols kapalı çevrim modelleme yöntemidir. Sistem girişindeki kazanç (K_p) arttırılarak geçici hal safhasında bir veri kümesine sahip olduktan sonra ölü zamanlı bir sistem modeli elde edilir. Bu yöntem, röle yöntemine göre daha fazla sezgisellik ve daha doğru değerli model parametrelerini vermektedir.

Uygun bir sistem frekans yanıtı elde etmek üzere bir aktivasyon işareti oluşturmak için röle ve oransal kontrol yöntemleri birarada kullanılabilir. Aktivasyon işareti olarak, basit biçimde, PID denetleyicide bir ayar noktası değişikliği yaratılabilir [15, 20]. Tek bir röle kontrolüne kıyasla bu yaklaşım, sisteme ilişkin düşük frekans bilgisini saptamak için daha uygundur ve sistemin düşük frekanslı bozuculara karşı dayanıklılığını artırır. Ancak, bu iki sistem tanıma yönteminin sonuçlanması uzun sürebilmekte ve modelleme esnasında oluşan ani bir bozucu etki otomatik ayarlama mekanizmasında aksaklığa yol açabilmektedir.

Sistem tanıma eğer çevrimiçi olarak belirli aralıklarla fiziksel sisteme bağlanarak ve giriş-çıkış verisi alarak gerçekleşiyorsa, sistem parametrelerinin belirlendiği/güncellendiği bu yönteme “*Çevrimiçi modelleme*” ya da “*Çevrimiçi kestirim*” adı verilir. Model parametrelerinin çevrimiçi kestirimiyle ilgili birçok çalışmada genel olarak “En küçük kareler yöntemi” kullanılır. [25] ile verilen çalışmada, parametre kestirimi için bu yönteme ve yöntemin çeşitli revizyonlarına odaklanılmıştır. En küçük kareler yöntemi, çözüme hızlı yakınsar fakat hesaplama yükü getirir. Bu nedenle, yöntem yinelemeli (iteratif) olarak gerçekleşmeli ve kestirilen model parametreleri her örnekleme zamanında güncellenmelidir. Bu ihtiyaç için “Yinelemeli en küçük kareler yöntemi” kullanılır [26-33]. Algoritma, giriş işaretlerine bağlı olan bir ağırlıklı, doğrusal amaç fonksiyonunu minimize eden filtre katsayılarını yinelemeli olarak bulmaya yöneliktir. Giriş işaretleri genellikle belirgin (deterministik) yapıdadır. “En küçük ortalama kareler yöntemi” gibi hatanın karesinin ortalamasını azaltmayı hedefleyen diğer yöntemlerde ise rastlantısal (stokastik) özelliktedir. “Sönümlü en küçük kareler yöntemi”, yinelemeli en küçük kareler yönteminin genişletilmiş versiyonudur ve [34] gibi bazı çalışmalarda önerilmiştir. Genellikle doğrusal olmayan bir fonksiyonun parametre uzayı boyunca minimize edilmesi problemine nümerik bir çözüm sağlar. “Kalman filtresi” de unutma faktörü dahil edilmiş yinelemeli en küçük kareler yöntemi ile yakından ilişkilidir [33]. Kalman filtresi temelli çalışmalar [26, 31, 32] çoğunlukla parametreler yerine durum değişkenlerinin kestirimi için bir gözleyici (observer) olarak uygulanır.

Yukarıda bahsedilen sistem tanıma çalışmaları [6-14, 21-34] karmaşık yapıları ve yüksek programlama yükü nedeniyle endüstriyel uygulamalar için pratik değildir. Bu nedenle, endüstriyel prosesler için daha uygun bir yaklaşım, basamak testi ile

sağlanır. Bu amaçla, tezde açık çevrim sistemin girişi basamak işareti ile uyarılmış ve çıkış verisi elde edilerek kara-kutu modelleme yapılmıştır. Sistem tanıma sadece bir kez gerçekleştirilmiş ve tüm çalışma bölgesi için transfer fonksiyonları belirlenmiştir (*Çevrimdışı Modelleme*). Sonrasında ise denetleyici parametreleri kapalı çevrim yanıtına göre gerekli oldukça güncellenmiştir (*Çevrimiçi Kontrol/Otomatik Ayarlama*).

PID tipi denetleyicilerin parametre ayar yöntemleri ile ilgili de literatürde oldukça fazla sayıda çalışma bulunmaktadır [19, 35-56]. Örneğin, Ziegler ve Nichols PID parametrelerinin belirlenmesi için çevrimdışı bir yöntem önermişlerdir [35]. Bu yöntemde, sistemin kararsız hale gelme riski bulunduğundan, ayarlama işlemi sadece uzman kişiler yapabilir. Dinamik sistemlerin kontrolünde çoğu çalışmada optimizasyon yöntemleri de kullanılmıştır ve bu çalışmaların çoğunda endüstriyel kontrol sistemlerindeki yaygın kullanımından ötürü PID parametrelerinin ayarı ile ilgili uygulamalar görülmektedir [37-42].

Tezde önerilen ayar kuralı, çoğu mevcut ayar yönteminden farklı olarak, basit, analitik, uygulaması kolay ve kapalı çevrim yanıtının kritik sönümlü (aşımsız ve sürekli hal hatasız) olmasını sağlayan özelliktedir. Ek olarak, ayar parametreleri sadece model parametrelerine bağlıdır. Oysa bazı diğer yöntemlerde model parametreleri dışında kapalı çevrim zaman sabiti gibi ek ayar parametreleri de bulunmaktadır [52]. Tezde önerilen yapıda, sistem modeli basamak testi vb. pratik bir yöntemle belirlendikten sonra PI denetleyici parametreleri doğrudan model parametrelerinden belirlenebilmekte, ek bir değişkenin hesabına gerek olmamaktadır. Diğer taraftan, hızlı değişen bir kontrol işareti, eyleyicilerde yıpranmaya (*Wear and tear effect*) yol açmakta ve ilgili donanımın yaşam döngüsünü kısaltmaktadır.

Önerilen denetleyici ile kontrol işaretindeki hızlı değişimler ve olası çatırtılar (*chattering*) önlenmekte ve düzgün (*smooth*) bir kontrol işareti oluşmaktadır. Sonuç olarak, önerilen denetleyici (literatürdeki yöntemlerde gözönünde bulundurulmayan) eyleyicilere zarar vermeyen yavaş değişen kontrol işareti özelliği ile endüstriyel uygulamalara uygun bir yapı sunmaktadır.

Kontrol sistemlerinde, istenen ayar noktası değiştirildiğinde son kullanıcının (örneğin operatörün) beklentisi, tasarlanan denetleyicinin yeni ayar noktasının takibini sağlamasıdır. Tezde önerilen PI denetleyici ile, değişen ayar noktasının takip edildiği de gözlemlenmiştir. Bazı denetleyicilerin ayar noktası takip performansları çeşitli çalışmalarda incelenmiştir [57-60].

Yük bozucuları, genelde denetleyicilerin çıkışında bulunur ve sistem çıkış yanıtında sapmalara neden olabilir. Bu bozucuların sistem çıkışına etkilerinin giderilebilmesi için düzeltici eylemler gerekir. Bazı sistemler için bozucuların etkilerini giderici kontrol mekanizmaları çeşitli yayınlarda [61-69] verilmiştir.

Modelleme sonucu belirlenen proses parametreleri zamanla değişebilir. Bunun nedeni, çalışma ortamındaki değişen koşullar ve ölçüm hassasiyetinin düşmesi, sensör arızaları, yanlış hesaplama ya da programlama hatası gibi modelleme safhasındaki bazı hatalar olabilir. Bu gibi etkiler model parametrelerinde belirsizliğe yol açmaktadır. Parametre belirsizliği durumu gözönüne alınarak, kontrol sistemi tasarımı uyarlamalara açık şekilde ve kendi kendini ayarlayan bir denetleyici yapısı olarak gerçekleştirilmelidir. Bu nedenle, tezde önerilen denetleyici değişen parametrelere göre uyarlama sağlamaktadır. Operatör, çıkış yanıtını gözlemler ve çıkış dinamiğini uygun olarak değerlendirmedeği durumda, tezde önerilen algoritmayla hesaplanan yeni parametreleri denetleyiciye gönderir. Denetleyici bu yeni parametrelerle güncellendiğinde, katalizör sıcaklık dinamiği tekrar kritik sönümlü hale gelir ve uygun bir soğutma kontrolü elde edilir. Çeşitli sistemler için parametre belirsizliğinin etkilerinin giderilmesi ile ilgili olarak literatürde de bazı çalışmalara yer verilmiştir [70-77]. Bulanık mantık kontrol, H-sonsuz optimizasyon gibi yöntemlerle uyarlamayı sağlayan çalışmalar da mevcuttur [78-87].

Ayrıca, işletim güvenliği ve endüstriyel prosesler için gerekli operatör bilgi ve deneyimi gözönüne alınarak geleneksel tam-otomatik kendi kendini ayarlama mekanizması yerine bu yarı-otomatik kendi kendini ayarlama mekanizması önerilmiştir. Böylece, PEM yakıt pilli mikro-kojenerasyon prosesi için güvenli ve gerçek-zamanlı kontrol uygulamasına yakın bir mekanizma gerçekleştirilebilmiştir.

2. PEM YAKIT PİLLİ MİKRO-KOJENERASYON SİSTEMİ

Bu bölümde, kojenerasyon ve mikro-kojenerasyon sistemleri ile birlikte tezde uygulama prototipi olarak kullanılan endüstriyel proses hakkında detaylı bilgilere yer verilmiştir.

2.1 Kojenerasyon

Kombine ısı ve güç üretim sistemi (CHP) olarak da bilinen kojenerasyon, temelde bir enerji dönüşüm sistemi olup doğalgaz, biyokütle, biyogaz, kömür, atıl ısı ya da akaryakıt gibi tek bir yakıt kaynağından hem ısı hem de elektrik elde edilmesine dayanır [88]. Dağıtık (merkezi olmayan) bir enerji üretim yöntemi olmakla birlikte elektrik enerjisinin ve ısı enerjisinin verimli, temiz ve güvenilir bir şekilde üretilmesine olanak sağlar. Üretilen ısı enerjisi, endüstriyel işletmeler, dağıtık enerji sistemleri ve ticari binalar vb. yerlerde soğutma ve ısıtma amaçlı kullanılmaktadır.

Genellikle sıcak su ve/veya buhar formunda bulunan ve geleneksel güç üretim sistemlerinde kullanılmayan ısı, kojenerasyon sistemlerinde kullanılmaktadır. Kojenerasyon ünitelerinde toplam enerjinin %80'i ısı, %15'i elektrik ve sadece %5'i egzoz ısı (atıl ısı) olarak elde edilir. Kojenerasyon sistemi kurulmuş olan bazı tesisler, sadece atıl ısıdan yararlanarak proses buharı vasıtasıyla elektrik üretir. Atıl ısının buhar, sıcak su, ısınma gibi ısı ihtiyaçlarında kullanılmasıyla CHP tesisleri %50-70 oranında verimlere ulaşmakta ve geleneksel fosil yakıtlı güç tesislerine göre %33 daha verimli olmaktadır. Bu şekilde, gerekli olan faydalı enerjinin üretimi daha az yakıtla sağlanabilmektedir. CHP sistemleri, ayrıca, ısı ve elektriğin tüketildiği yerde üretilmesini (lokal üretim) hedefler. Toplam verim, ısı CHP tesisinin kurulduğu bölgede tüketildiğinde maksimum, uzun mesafelere iletilindiğinde ise daha düşük değerlerdedir.

Bir CHP tesisi ile lokal elektrik üretimi, maliyet açısından şebekeden elektrik satın alımına göre daha avantajlı olmakla birlikte tüketicileri şebekeden bağımsız hale getirdiğinden herhangi bir elektrik kesintisinde uzak bölgeler için arz güvenliğini de sağlamaktadır.

Öte yandan, bilindiği gibi su buharı (H_2O), metan (CH_4), karbondioksit (CO_2), azot oksitleri (NO_x), kükürt dioksit (SO_2), ozon (O_3) ve partikül madde gibi sera gazı emisyonlarının küresel ısınma sorununda payı bulunmaktadır. Yüksek verimli kojenerasyon sistemleri ile bu emisyonlar da önemli ölçüde azaltılabilmekte ve çevre dostu bir sistem gerçekleştirilebilmektedir. Sonuç olarak, daha az maliyet, sürdürülebilirliğin artırılması, çevresel etkilerin azaltılması ve sınırlı fosil yakıt kaynaklarının korunumu gibi hususların kojenerasyon sistemlerinin en önemli avantajları olduğu söylenebilir.

2.2 Mikro-Kojenerasyon Sistemi

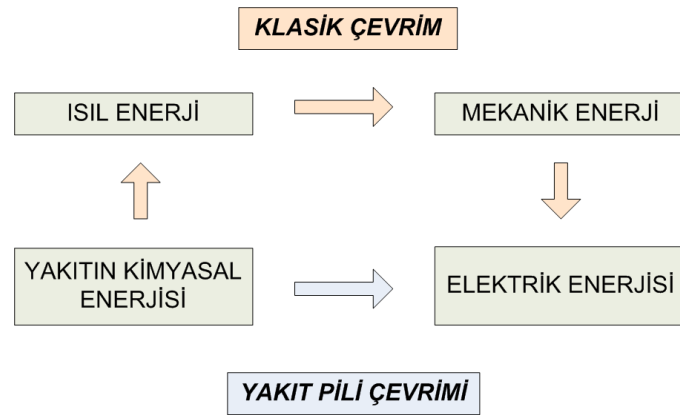
“Mikro-Kojenerasyon sistemleri”, bir ev ya da küçük bir işletme ölçeğinde maksimum 5 kW kapasiteli bir elektriksel güç (5 kWe) üretimi sağlarken, “Mini-Kojenerasyon sistemleri” kurulumu 5-500 kWe arasındaki üretim için yapılmaktadır [89]. 1 MWe’den küçük üretim sistemleri ise genel olarak “Küçük ölçekli kojenerasyon sistemleri” olarak adlandırılır.

Mikro-Kojenerasyon (MCHP), kojenerasyon fikrinin bir eve veya küçük bir işletmeye uyarlanmış halidir. Yine de, bazı büyük binalarda da (toplam verimi %90 değerini bulan küçük üniteler kurularak) mikro-kojenerasyon yapısının uygulanması için bir potansiyel mevcuttur [90].

Lokal üretim ile, enerji iletim kaybı engellenerek yakıt verimi, güç kalitesi, zorlu hava koşullarında emniyet artmakta ve sürdürülebilir bir enerji üretim sistemi oluşturulmaktadır.

Üniteler, mikro türbinler, içten yanmalı motorlar, stirling motorlar, buhar motorları ve yakıt pilleri olmak üzere beş farklı teknoloji kullanarak kurulabilir. Tez çalışması ise, PEM yakıt pili temelli bir mikro-kojenerasyon sistemi uygulamasını içermektedir.

Yakıt pilleri mevcut diğer teknolojilere göre yüksek verimli, emniyetli, sessiz ve çevre dostu bir alternatif teşkil etmektedir. Yakıt pili yardımıyla yakıtın kimyasal enerjisi herhangi bir yanma reaksiyonu olmaksızın doğrudan elektrik enerjisine dönüştürülür ve bünyesinde mekanik bir aksam bulunmadığından enerji üretiminde mekanik dönüşüm de yer almaz. Klasik sistemlerdeki ve yakıt pili sistemlerindeki enerji dönüşüm şeması, Şekil 2.1’de görülmektedir. Yakıt pilleri, yerleşik alanlarda merkezi olmayan elektrik üretiminde, ulaşımda, Kesintisiz Güç Kaynağı (UPS) benzeri bazı portatif güç besleme cihazlarında ve evsel uygulamalarda kullanılabilmektedir.



Şekil 2.1 : Enerji dönüşümü.

PEM yakıt pili çıkışında doğru akım (DC) üretilir. Evsel uygulama için, yakıt pili çıkış hattına eklenen güç şartlandırma ünitesi (evirici ünite) ile doğru akım alternatif akıma (AC) dönüştürülür. Projedeki tasarım, evsel ihtiyacı karşılamak üzere 5 kWe güç üretimi esasına göre yapılmıştır.

TÜBİTAK projesi kapsamında geliştirilen PEM yakıt pilli mikro-kojenerasyon sistemi prototipi; hidrojen üretim, katalitik yakıcı, yakıt pili ve güç şartlandırma sistemleri olmak üzere dört alt sistemden oluşmaktadır. Geliştirilen prototip, Şekil 2.2’de görülmektedir. Prototip sistemdeki mevcut ölçüm elemanları (enstrümanlar) ile düzenli olarak sıcaklık, basınç, debi, gerilim, akım ve tüketicinin talep ettiği güç (elektriksel yük) ölçümleri yapılmaktadır.

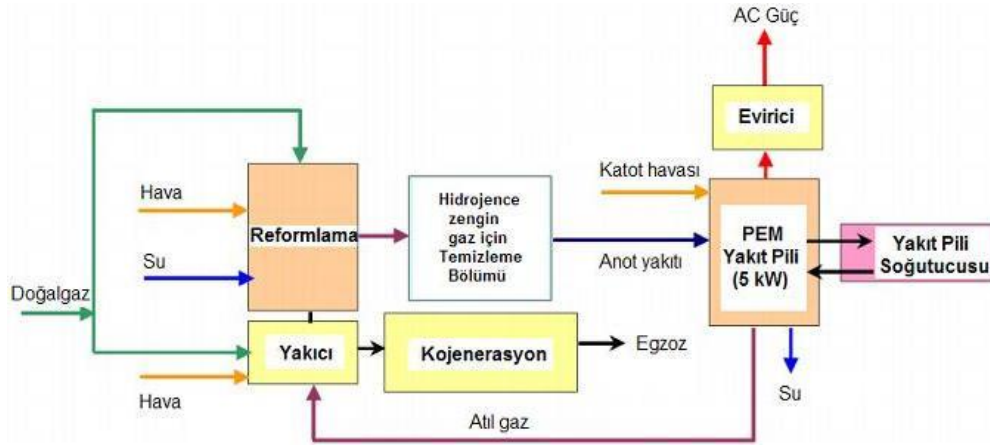


Şekil 2.2 : Yakıt pilli mikro-kojenerasyon sistemi prototipi.

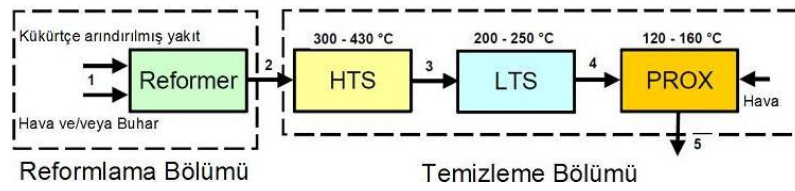
Bir yakıt pili, batarya gibi depolama kapasitesine sahip olmadığından üretilen gücün hepsi son kullanıcıya iletilir. Fakat, sürdürülebilirliği sağlamak için tüketicinin değişen yük taleplerine karşı sistemin yanıt süresinin kısa (örneğin, 2-4 sn.) olması gerektiği ve enerji depolama gereksinimi düşünüldüğünde yakıt pili tek başına yeterli olmamaktadır. Bu zorlukları aşmak için, güç şartlandırma ünitelerine batarya grubu da ilave edilmektedir. Prototip için geliştirilen güç şartlandırma ünitesinde batarya grubu ile birlikte evirici ve harmonik filtre mekanizmaları da mevcuttur. Ünite bu mekanizmalar ile, yakıt pili çıkış DC gücünü AC güce çevirmekte ve farklı anlık yük ihtiyaçlarını karşılamak üzere ünite çıkış gücünü büyüklük ve kalite açısından uygun hale getirmektedir. Eğer üretilen 5 kWe kapasitedeki güç anlık yük ihtiyacının üzerindeyse, batarya grubu aracılığıyla depolanır.

Böylece, yükün ihtiyacı arttığında ve 5 kWe'den yüksek bir güç gerektiğinde, gerekli olan ilave gücü batarya grubu sağlar. Ayrıca, sistemde çevresel üniteler olarak kompresör, ısı değiştiricileri, soğutucular, ısıtıcılar ve çeşitli pompalar bulunmaktadır. Üretilen gücün tamamının tüketiciye iletilebilmesi için sistemde bulunan çevresel ekipmanların elektrik ihtiyacı şebekeden karşılanmıştır, bir başka deyişle, kurulan prototip “şebeke-bağımlı” özelliktedir.

Prototip sistemin şematik gösterimi Şekil 2.3’de, HPS bünyesindeki yakıt işleme adımları (Reformlama ve Temizleme) Şekil 2.4’de görülmektedir [91]. Şekil 2.3’de görüldüğü gibi, mikro-kojenerasyon sisteminin egzoz (ısı) ve AC güç (elektrik) olmak üzere iki ana çıktısı bulunmaktadır.



Şekil 2.3 : Prototip sistemin şematik temsili, Ersöz (2008)'den uyarlanmıştır.



Şekil 2.4 : HPS içindeki yakıt işleme adımları, Ersöz (2008)'den uyarlanmıştır.

Şekil 2.4'de görülen temizleme bölümü, Yüksek Sıcaklık Dönüşüm (HTS), Düşük Sıcaklık Dönüşüm (LTS) ve Seçici Oksidasyon (PROX) reaktörlerinden oluşmaktadır. Reformlama bölümünde, doğalgaz, propan, gazolin ve dizel gibi hidrokarbon yakıtlar PEM yakıt pilleri için uygun olan hidrojen zengin gaza dönüştürülmelidir [92, 93]. Bu nedenle, PEM yakıt pili için karbonmonoksit (CO), metan ve kükürt olarak fakir, hidrojen zengin olan son ürün gazını elde etmek için en uygun işletme parametreleri, [91] ile verilen çalışmada belirlenmiştir.

Evsel uygulama için ısı gücü üretebilmek adına bir katalitik yakıcı sistemi gereklidir. Yakıcı, hava, doğalgaz ve PEM yakıt pilinden gelen atıl gaz karışımından faydalanarak kullanılabilir bir ısı çıkışı verir. Projedeki tasarım, evsel ihtiyacı karşılamak üzere 30 kW'lık ısı gücü (30 kWth) üretimi esasına göre yapılmıştır.

3. HTS REAKTÖRÜNÜN SICAKLIK KONTROLÜ

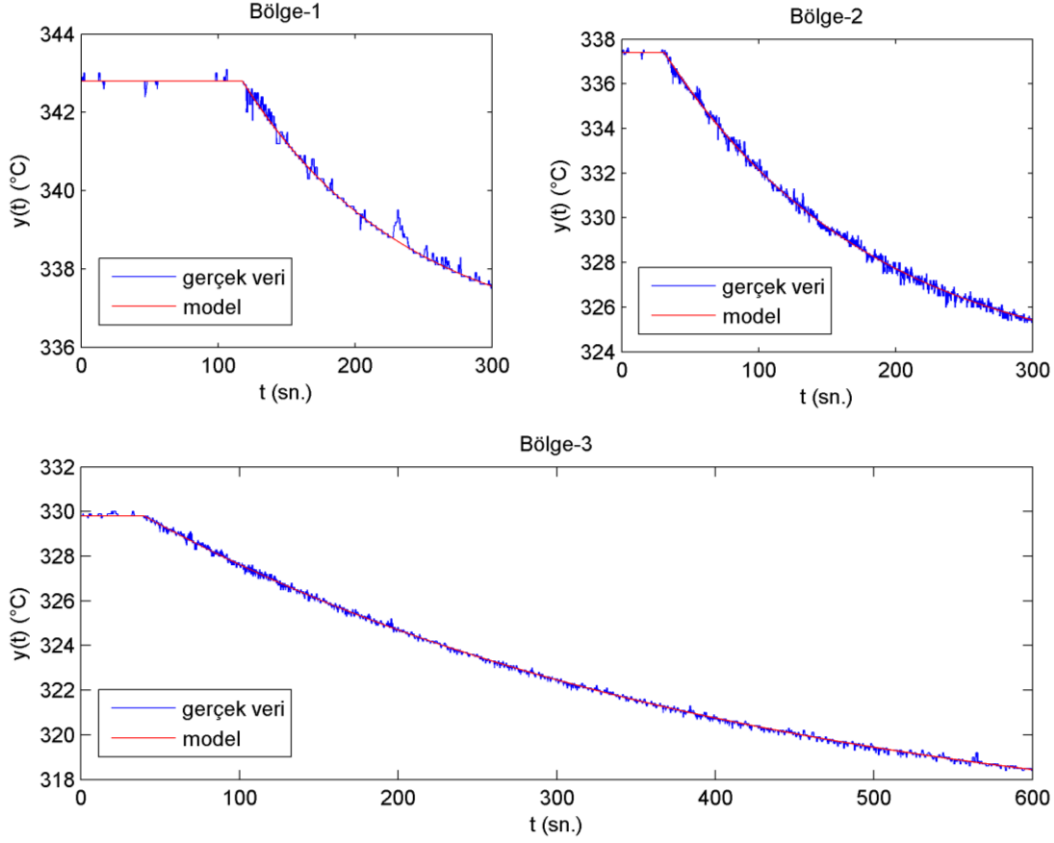
Bu bölümde, sistem tanıma prosedürü, önerilen denetleyici yapısı ve diğer ayar yöntemleri ile kıyaslama çalışmaları hakkında bilgi verilmiştir.

3.1 Sistem Tanıma

HTS reaktörüne ait katalizör sıcaklığının çıkış yanıtı istenen bir referans değerini her türlü bozucu etki altında sürekli hal hatasız izlemelidir. Bu amaçla, sözkonusu sıcaklık kontrol problemi, model tabanlı bir kontrol yaklaşımı kullanılarak çözülmeye çalışılmış ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Model tabanlı kontrol yaklaşımında kontrol sisteminin başarımı, model yapısının doğru belirlenmesi ve uygun modelin seçimi ile doğrudan ilişkilidir ve model tabanlı kontrol tekniklerini uygulamak için, öncelikle bir sistem modeli elde edilmelidir.

Sistem modelleme (Sistem tanıma) çalışması sonucunda elde edilen veriler incelendiğinde tüm çalışma bölgesi boyunca sisteme ilişkin ölü zaman, zaman sabiti ve kazanç değerlerinin farklı olduğu ve çalışma bölgesi içinde herhangi bir noktadaki sistem modeli için bulunan denetleyici parametreleri ile yapılan kontrolün diğer bir nokta için uygun olmadığı gözlemlenmiştir. Bu nedenle, mikro-kojenerasyon sistemindeki HTS reaktörünün tek bir sistem modeli ile temsil edilmesinin yeterli olmadığı sonucuna varılmış ve sıcaklık aralıklarına göre tanımlanmış farklı ve birden çok model oluşturulmuştur. Yapılan model geçerleme ve doğrulama süreçleri sonucunda, sistemin üç farklı proses modeli ile yüksek doğrulukla temsil edilebileceği görülmüştür. Bu amaçla, pratik bir yaklaşım olarak Sıvı Akış Denetleyicisi (LFC), ısı değiştirici ve HTS reaktöründen oluşan açık çevrim sistem üç kademeli basamak işaret ($u(t)$) ile uyarılmış ve çıkış (HTS reaktörünün katalizör bölgesindeki TC10 sıcaklığı) verisi elde edilmiştir. Giriş-çıkış verileri yardımıyla üç transfer fonksiyonuna ulaşılmış ve sistem tanıma prosedürü sonlandırılmıştır. Böylece, sistemi üç farklı çalışma bölgesinde inceleme imkanı oluşmuştur.

Modelleme ile elde edilen sistem transfer fonksiyonu parametreleri Şekil 3.1'deki model doğrulama grafiklerinden görüldüğü gibi prosesi yeterli derecede temsil etmektedir.



Şekil 3.1 : Tüm kontrol bölgeleri için model doğrulama.

Modellemede tasarım kolaylığı açısından genelde en düşük mertebeden modeller tercih edildiğinden, denetleyici tasarımı için model indirgeme yaklaşımlarının kullanılması da oldukça önemlidir [94]. Bu nedenle, prosesler genel olarak doğrusal “Birinci Dereceden Ölü Zamanlı (FOPDT) Sistemler” olarak modellenir [95]. Çizelge 3.1, elde edilen üç adet FOPDT sistem modeline ait parametreleri içermektedir. FOPDT sistem modelleri yapısal olarak (3.1) eşitliğindeki gibidir. Burada, K , τ ve L sırasıyla proses kazancı, zaman sabiti ve ölü zaman (zaman gecikmesi) parametreleridir. Ayrık hale getirilmiş transfer fonksiyonları ise Çizelge 3.2’de verilmiştir.

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-Ls} \quad (3.1)$$

Çizelge 3.1: Sistem modellerine ait parametreler.

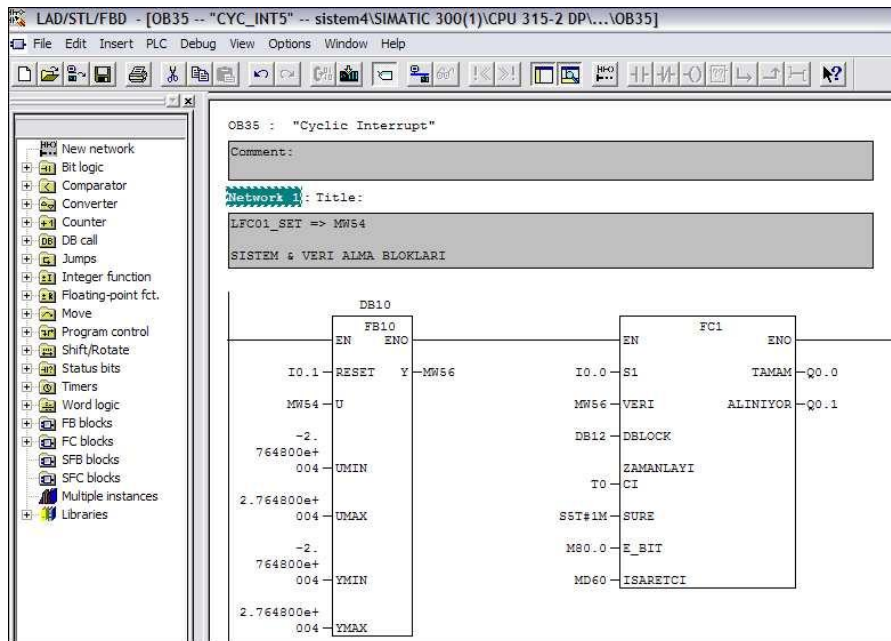
Sistem Parametreleri/Bölgeler	Bölge-1	Bölge-2	Bölge-3
K	0.01996	0.044054	0.045573
τ (sn.)	121.08	153.12	373.4
L (sn.)	117.6	30.9	39.6

Çizelge 3.2: Ayırık transfer fonksiyonları.

Bölgeler	Bölge-1	Bölge-2	Bölge-3
Transfer Fonksiyonları	$G_1(z) = \frac{0.00001648}{z - 0.9992} z^{-1176}$	$G_2(z) = \frac{0.00002876}{z - 0.9993} z^{-309}$	$G_3(z) = \frac{0.0000122}{z - 0.9997} z^{-396}$

Sistem tanıma yaklaşımıyla birlikte üç çalışma bölgesi ortaya çıktığından denetleyici tasarımı bu üç bölge için ayrı ayrı yapılmıştır. TC10 sıcaklığının anlık ve istenen (referans) değerlerine göre sistemin içinde bulunduğu kontrol bölgesi belirlenir ve o bölgedeki transfer fonksiyonu devreye alınarak denetleyici tasarımı yapılır. Bu şekilde, daha hassas ve esnek bir sıcaklık kontrol sistemi sağlanmış olur.

PLC ortamında okunabilir programlar oluşturmak ve etkili hata ayıklama (*debug*) işlemleri için, uzun bir programı işlevlerine göre gruplandırıp birkaç Fonksiyon Blok (FB) şeklinde yazmak daha avantajlıdır [96]. Fonksiyon blokları birer alt program niteliğinde olup sistem tanıma, PID kontrol, analog değer (debi, sıcaklık vb.) okunması gibi görevleri yerine getirebilir. Tezde Şekil 3.2’de görüldüğü gibi sistem tanıma işlevini yürüten bir fonksiyon bloğu oluşturulmuştur. Blok, PLC Yapısal Kontrol Dili (SCL) ile programlanmıştır.



Şekil 3.2 : Alt program: Sistem tanıma bloğu.

3.2 Denetleyici Tasarımı

Endüstriyel prosesler bazı işlevleri yerine getirmek için özel kontrol prosedürlerine ihtiyaç duyar. Bu prosedürler, endüstriyel otomasyonun temel bileşenleridir. Endüstriyel otomasyon ise, bir endüstriyel üretim sisteminin istenen ve amaçlanan biçimde çalışması için gerekli olan işlemlerin kendiliğinden yapılmasını sağlayan süreç olarak tanımlanabilir [97].

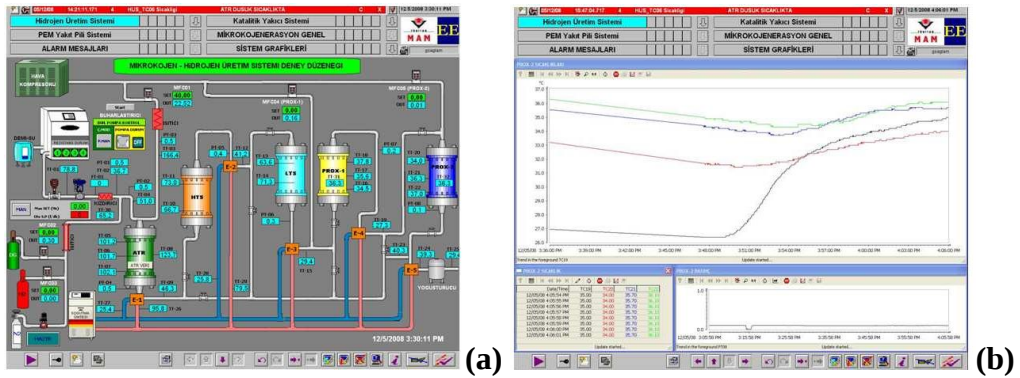
Bir endüstriyel otomasyon sistemi kumanda, kontrol ve veri iletişimi yapılarını kapsamaktadır. Kumanda, çeşitli giriş komutları uyarınca bazı çıkışların aktif ya da pasif edilmesidir. Kontrol sistemi, kontrol edilen değişkenin istenen değeri ile ölçülen değeri arasındaki farkı tüm bozucu etkilere karşı mümkün olan en kısa sürede minimize eder. Veri iletişim sistemi, birimler arasındaki gerçek-zamanlı bilginin iletimini sağlar. Etkileşim içinde olan kumanda, kontrol, veri iletişim ve gerçek-zamanlı izleme ünitelerinin çalışmasının düzenlenmesi, uygun Denetleyici Kontrol ve Veri Toplama (SCADA) programları ile PLC programlarının tasarlanmasıyla gerçekleşir.

PLC, endüstriyel otomasyon sistemlerinin kumanda ve kontrol devrelerini gerçeklemeye uygun yapıda giriş-çıkış birimleri ve iletişim arabirimleri ile donatılmış, bir sistem programı altında çalışan özel bir sayısal işlemci veya endüstriyel bilgisayar olarak tanımlanabilir [97]. PLC'ler, ilk olarak oldukça fazla elektrik bağlantısı içeren röle kontrol ünitelerinin yerini almak üzere otomotiv endüstrisinde tanıtılmıştır. Bunun nedeni, röle kontrol ünitesi kullanılan firmalarda üretilecek olan otomobillerin tasarımı değiştiğinde tüm üretim hattının yeniden düzenlenmesi gerekliliğidir. Bu durum büyük maddi giderlere ve gecikmelere neden olmuştur [98]. Oysa PLC sistemlerinde yapılan bazı donanım ve yazılım düzenlemeleriyle bu gibi değişiklikler rahatlıkla uygulanabilmektedir. Ayrıca, PLC'ler gibi modern sayısal bilgisayarlarda proses çalışırken dahi programda değişiklikler yapıp yeni programlar test edilebilir [99]. Bir diğer önemli avantaj ise, üretici firmalar tarafından geliştirilen yeni PLC denetleyici yapıları ile hem otomatik prosedürlerin hem de geribesleme kontrol gibi geleneksel kontrol işlevlerinin gerçekleştirilebilmesidir.

Şekil 3.3’de, oluşturulan kontrol sistemi, Şekil 3.4’de, HPS sistemi için SCADA programlama ile oluşturulmuş birkaç kontrol arayüzü (kullanıcı arayüzü) görülmektedir.



Şekil 3.3 : Kontrol sistemi prototipi.

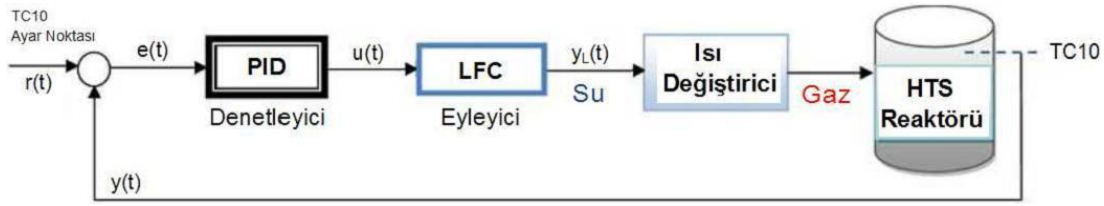


Şekil 3.4 : HPS kullanıcı arayüzü: (a) Proses şeması. (b) Grafik ekranı.

Tasarlanmış olan SCADA sistemi ile, ek olarak, prototipteki sıcaklık, basınç, debi vb. ölçümler sürekli olarak görüntülenip arşivlenebilmektedir.

HTS reaktörünün katalizör bölgesindeki sıcaklığın kontrolü için sistemi üç kontrol bölgesinde değerlendiren bir geribesleme kontrol sistemi geliştirilmiştir. Şekil 3.5’de geribesleme sıcaklık kontrol sistemi şematik olarak gösterilmektedir. Sistemde, su-gaz tipi ısı değiştirici girişindeki soğutma suyu debisi kontrol edilerek çıkışındaki gazın sıcaklığı ayarlanır. Örneğin, ısı değiştirici girişindeki soğutma suyu debisi arttırıldığında ısı değiştirici çıkış gazının dolayısıyla HTS reaktörü giriş gazının sıcaklığı düşer. HTS reaktöründe sıcaklık kontrolü bu şekilde dolaylı olarak yapılmaktadır. Soğutma suyu hacimsel debisini kontrol eden cihaz olarak Sıvı Akış Denetleyicisi (LFC) kullanılmaktadır. LFC cihazı, verilen sıvı debisi ayar noktasına göre çıkışında bulunan hattaki sıvı debisini regüle eden ticari bir denetleyicidir.

Tasarlanan kontrol sisteminde LFC, su debisini, PID tipi bir denetleyici (bu çalışmada; PI denetleyici) tarafından gönderilen $u(t)$ kontrol işareti ile kontrol etmektedir. LFC cihazının kontrol aralığı, sistemdeki soğutma suyu gereksinimine göre 0-1.2 l/sa. olarak belirlenmiştir. Şekil 3.5’de görülen TC10, sistem çıkış ($y(t)$) parametresidir ve HTS reaktörünün katalizör bölgesine yerleştirilmiş olan K-tipi ısılıçift ile ölçülen sıcaklık değerini temsil etmektedir. $r(t)$ ise, sistem referans parametresi, bir başka deyişle sistem ayar noktası olmakla birlikte HTS reaktöründe katalizör sıcaklığının istenen değerini göstermektedir.



Şekil 3.5 : HTS reaktörü için geribesleme sıcaklık kontrol sistemi.

Şekil 3.5’deki soğutma kontrol sistemi, MATLAB programının Simulink aracı kullanılarak modellenmiştir. Simulink’de oluşturulan geribesleme kontrol sisteminde gerçek birimlere uygunluk açısından tüm giriş değişkenleri 0-27648 aralığındaki PLC çevrim değeri cinsinden, çıkış değişkenleri ise K-tipi ısılıçiftin 0-1200°C olan ölçüm aralığını temsilen bu aralıkta ve gerçel sayı cinsinden ölçeklendirilmiştir.

3.2.1 Önerilen ayar yöntemi

Proses kontrol konusundaki tüm gelişmelere ve programlama imkanlarının artışına rağmen, PID tipi denetleyiciler basit ve dayanıklı olmaları nedeniyle hala en çok tercih edilen denetleyici olma özelliğini sürdürmektedir [53]. Bu nedenle, teze konu olan sistemin kontrolü için de bu tip bir denetleyici kullanılmıştır. Fakat esasen, genelde bir PI denetleyici de sıcaklık kontrol sistemlerinde istenen yanıtları verebildiğinden tasarımı daha basit kılmak adına PID denetleyici yerine PI denetleyici yapısı uygulanmıştır.

Model parametreleri Çizelge 3.1’deki gibi belirlendikten sonra, bu parametrelere uygun bir PI denetleyici tasarlanmıştır. PI denetleyici parametrelerinin ayarlanması, HTS reaktörü katalizör sıcaklığının anlık ve istenen değerine göre ($y(t)$) ve $r(t)$) LFC’nin ayar noktasının ($u(t)$) otomatik olarak belirlenmesine olanak sağlamıştır. Bu bölümde, önerilen parametre ayar yönteminin ayrıntıları verilmektedir.

PID denetleyicinin Laplace formundaki matematiksel ifadesi (3.2) eşitliğindeki gibidir. K_c , T_i , T_d , $e(s)$ ve $u_{PID}(s)$ sırasıyla, kritik kazanç, integral zaman sabiti, türev zaman sabiti, hata işareti ve denetleyici çıkış işaretidir.

$$u_{PID}(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) e(s) \quad (3.2)$$

(3.3) - (3.5) eşitliklerinde K_p , K_i ve K_d değişkenleri, sırasıyla denetleyici oransal kazancı, integral kazancı ve türev kazancıdır.

$$K_p = K_c \quad (3.3)$$

$$K_i = \frac{K_c}{T_i} \quad (3.4)$$

$$K_d = K_c T_d \quad (3.5)$$

s tanım bölgesinde ölü zamanın ancak Pade açılımı gibi bazı “yaklaşımlarla” ifade edilebilmesi nedeniyle PI denetleyici tasarımı, her üç bölge için z tanım bölgesinde yapılmış ve FOPDT sistemler için “Aşım (OS)” oluşturmayan en hızlı yanıtı (kritik sönümlü yanıtı) sağlayan basit bir ayar kuralı elde edilmiştir. Ayrıca, z tanım bölgesinde fark denklemi şeklinde oluşturulan kontrol kuralı, doğrudan, denetleyici için programlanan kontrol fonksiyon bloğunda kullanılabilir.

Elde edilen ayar kuralı, model parametreleri cinsinden yazılabilmektedir. Sistem modeline ait parametreler ((3.1) eşitliğindeki K , τ ve L), açık çevrim basamak yanıtından şu şekilde elde edilmiştir: **1)** $t = L$, $y(t)$ çıkış işaretinin $y(0)$ ilk çıkış değeri ile aynı olduğu süredir. **2)** $t = \tau$, (3.6) eşitliğinden bulunur. **3)** K , sürekli hal çıkış değeri ile ilk çıkış değeri arasındaki farkın girişteki sabit basamak işaretin değerine oranıdır ve (3.7) eşitliğinden bulunur. Sistemin ayrık modeli, (3.8) - (3.10) eşitliklerinde verilmiştir. T örnekleme zamanını, L ölü zamanı ifade etmektedir.

$$y(L + \tau) = y(0) + 0.632 \cdot y(t_{son}) - y(0) \quad (3.6)$$

$$K = \frac{y(t_{son}) - y(0)}{u(0)} \quad (3.7)$$

$$G(z) = K \left(\frac{1-A}{z-A} \right) z^{-d} \quad (3.8)$$

$$A = e^{-\frac{T}{\tau}} \quad (3.9)$$

$$d = \frac{L}{T} \quad (3.10)$$

PI denetleyiciye ait ayırık kutup-sıfır formundaki gösterim, (3.11) - (3.13) eşitliklerinde görülebilir.

$$G_{PI}(z) = K_c \left(1 + \frac{T}{T_i} \frac{1}{z-1} \right) = K_c \left(\frac{z - \frac{T_i - T}{T_i}}{z-1} \right) \quad (3.11)$$

$$G_{PI}(z) = K_c \left(\frac{z - \alpha}{z-1} \right) \quad (3.12)$$

$$\alpha = \frac{T_i - T}{T_i} \quad (3.13)$$

$$T_i = \frac{T}{1-\alpha}$$

Denetleyici sıfırı $\alpha = A$ olarak seçilirse, açık çevrim sistemi ve PI denetleyiciyi içeren ileri yol transfer fonksiyonu (3.14) eşitliğindeki gibi olmaktadır.

$$G_{PI}(z)G(z) = \frac{K_c K (1-A)}{z^d (z-1)} = \frac{K^*}{z^d (z-1)} \quad (3.14)$$

$$K^* = K_c K (1-A)$$

(3.15) eşitliği, kapalı çevrim transfer fonksiyonunu vermektedir. Kapalı çevrim kutuplarını içeren karakteristik denklem, kapalı çevrim transfer fonksiyonunun payda polinomudur ve (3.16)'da verilmektedir.

$$T(z) = \frac{G_{PI}(z)G(z)}{1 + G_{PI}(z)G(z)} = \frac{K^*}{z^{d+1} - z^d + K^*} \quad (3.15)$$

$$z^{d+1} - z^d + K^* = 0 \quad (3.16)$$

Eğer kapalı çevrim sistemin baskın kutuplarının kök yer eğrisinde “*kopma noktaları*” üzerinde olması sağlanırsa, kritik sönümlü bir kapalı çevrim basamak yanıtı elde etmek mümkün olur.

(3.17) denklemi çözülerek (3.18) ile verilen kopma noktaları elde edilmiştir. (3.18) eşitliğinde dikkate alınması gereken kopma noktası sıfırdan farklı değerdeki z_{b2} 'dir. Bu noktadaki kazanç, K^* olarak ifade edilir ve (3.16)'da verilen karakteristik denklemde z terimi yerine z_{b2} konularak bulunur. Bulunan K^* kazancı (3.19) denkleminde verilmektedir. Sistemin kök yer eğrisi çizilerek K^* değişimi ile kapalı çevrim kutuplarının nasıl değiştiği de gözlemlenebilir.

$$\frac{\partial K^*}{\partial z} = \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1-z}{z^{-d}} \right) = 0 \quad (3.17)$$

$$z_{b1} = 0$$

$$z_{b2} = \frac{d}{d+1} \quad (3.18)$$

$$K^* = K_c K (1-A) = \left(\frac{1}{d+1} \right) \left(\frac{d}{d+1} \right)^d = \left(\frac{d^d}{(d+1)^{(d+1)}} \right) \quad (3.19)$$

FOPDT sistemler için kritik sönümlü kapalı çevrim yanıtı elde edebilmek üzere kullanılması gereken analitik PI kontrol kuralı (3.13) - (3.19) eşitliklerinden faydalanılarak (3.20) ve (3.21)'deki gibi bulunur. Analitik kontrol kuralında A ve d değişkenleri, sırasıyla (3.9) ve (3.10) eşitliklerinde tanımlanmıştır.

$$K_c = \frac{d^d}{(d+1)^{(d+1)} K (1-A)} \quad (3.20)$$

$$T_i = \frac{T}{1-A} \quad (3.21)$$

Çizelge 3.3: Önerilen PI denetleyici için kontrol parametreleri.

Denetleyici Parametreleri/Bölgeler	Bölge-1	Bölge-2	Bölge-3
K_c	18.974	41.725	76.051
T_i (sn.)	125	142.86	333.3

Önerilen ayar yöntemi kullanılarak hesaplanan denetleyici parametreleri Çizelge 3.3’de verilmiştir.

Örnekleme zamanı, (3.23) ile verilen kurala göre seçilmelidir. Bu kural, "Sampling Theorem" teoremine dayanarak türetilmiştir. Bu örnekleme teoremine göre, "Bir işaretin örneklenmesi için en düşük örnekleme frekansı ($\omega_s = 2\omega_c$) olarak seçilmelidir. ω_c , işaretin içerdiği en yüksek kritik frekanstır. Fakat, genelde teorem ile ifade edilen teorik minimumdan daha yüksek bir örnekleme hızı seçilir ($\omega_s \geq 2\omega_c$)" [100]. Teorem, (3.22)’de formüle edilmiştir ve f_s örnekleme frekansını, T örnekleme zamanını ifade etmektedir. (3.23) ile verilen kural, (3.22) sonucu ortaya çıkmıştır.

$$\begin{aligned}\omega_c &= \frac{100}{\tau} \\ \omega_s &\geq 2\omega_c \\ \omega_s &= 2\pi f_s = \frac{2\pi}{T} \\ \frac{2\pi}{T} &\geq 2\frac{100}{\tau}\end{aligned}\tag{3.22}$$

$$T \leq \frac{\pi}{100} \tau\tag{3.23}$$

(3.23) kullanılarak her üç bölge için hesaplanan örnekleme zamanı üst sınır değerleri Çizelge 3.4’de verilmiştir. Bu üst sınır değerlerine uygun olarak, örnekleme zamanı 0.1 sn. olarak seçilmiş ve böylece, sık örnekleme ile, üç bölgedeki sistem dinamiğinin sistem modellerinde tam anlamıyla yansıtılması hedeflenmiştir.

Çizelge 3.4: Örnekleme zamanının seçimi.

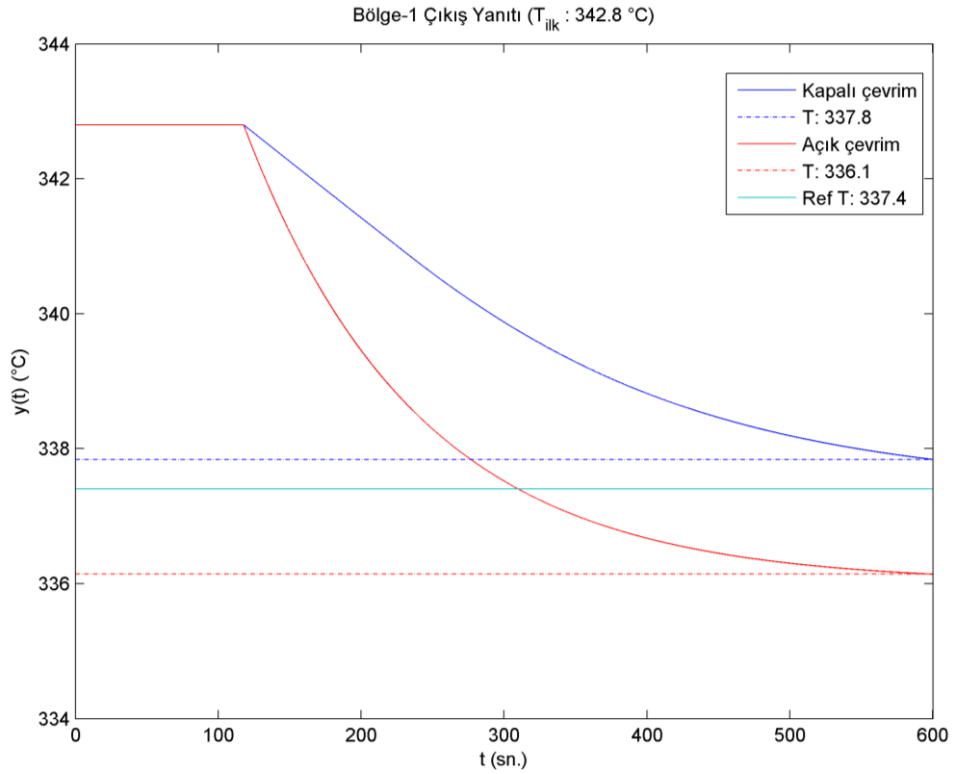
Zaman Sabiti ve Örnekleme Zamanı/Bölgeler	Bölge-1	Bölge-2	Bölge-3
τ (sn.)	121.08	153.12	373.4
T (sn.)	≤ 3.8	≤ 4.81	≤ 11.73

Önerilen ayar yöntemi, daha önce deneysel olarak “PT-326” isimli bir proses eğitim kitinde test edilmiştir [101]. Önerilen yöntem ile tasarlanan denetleyici, teze konu olan endüstriyel proseste de test edilmiş ve denetleyicinin HTS reaktöründe istenen referans sıcaklık değerlerini tüm çalışma bölgeleri için sağlayabildiği görülmüştür.

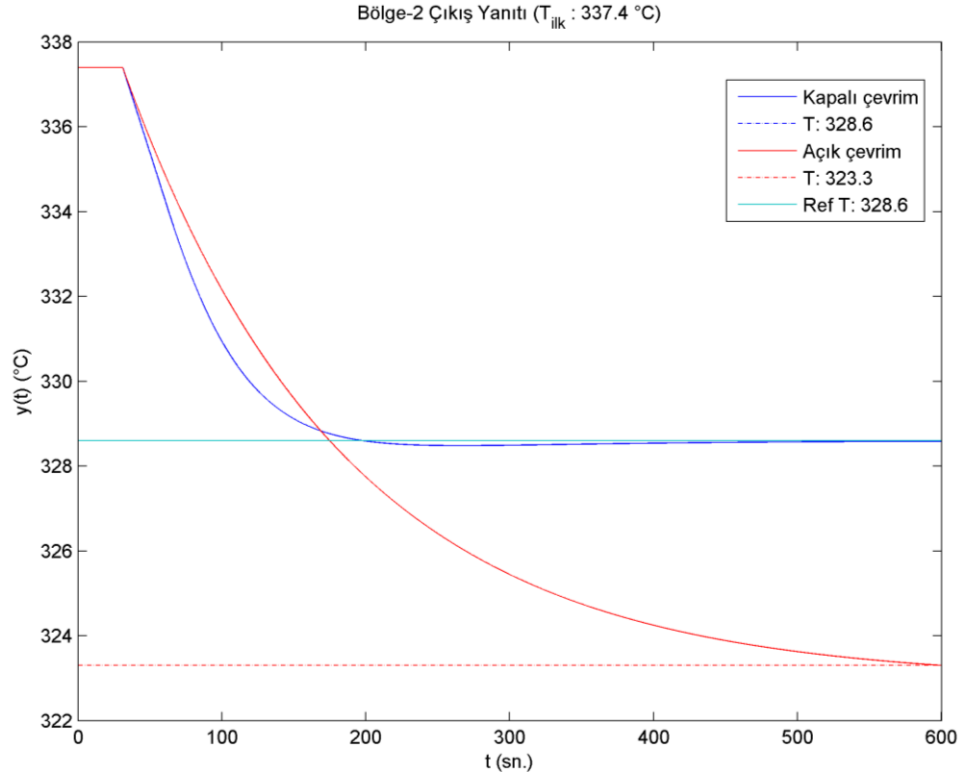
3.2.2 Kontrolün etkisi

Açık çevrim sistemde sistem kontrol altında değilken, kapalı çevrim sistemde sistem, önerilen PI denetleyici ile kontrol edilmektedir. Denetleyici performansını inceleyebilmek için, TC10 parametresine ait açık çevrim ve kapalı çevrim çıkış yanıtları karşılaştırılmıştır. Üç çalışma bölgesi için sistem çıkış yanıtları, Şekil 3.6 - Şekil 3.8’de, denetleyici çıkış (proses giriş) yanıtları Şekil 3.9’da görülmektedir.

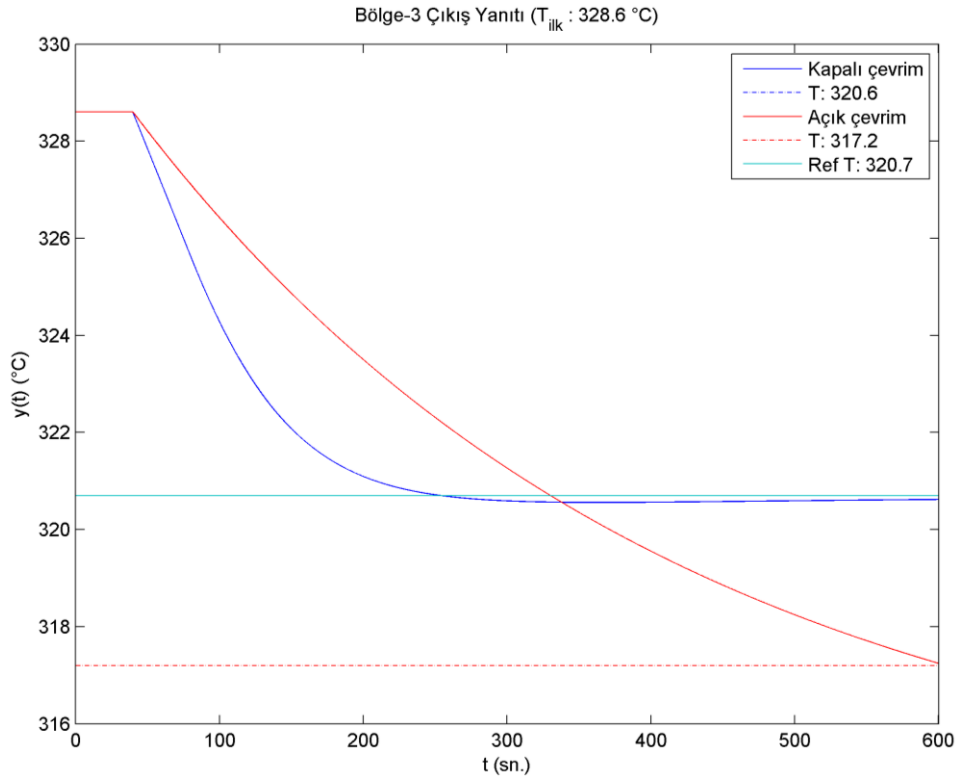
Eğer Bölge-1’de benzetim süresi 600 saniyeden daha uzun tutulursa, 337.4°C olan ayar noktasına tam olarak (sürekli-hal hatası olmaksızın) ulaşıldığı görülmüştür.



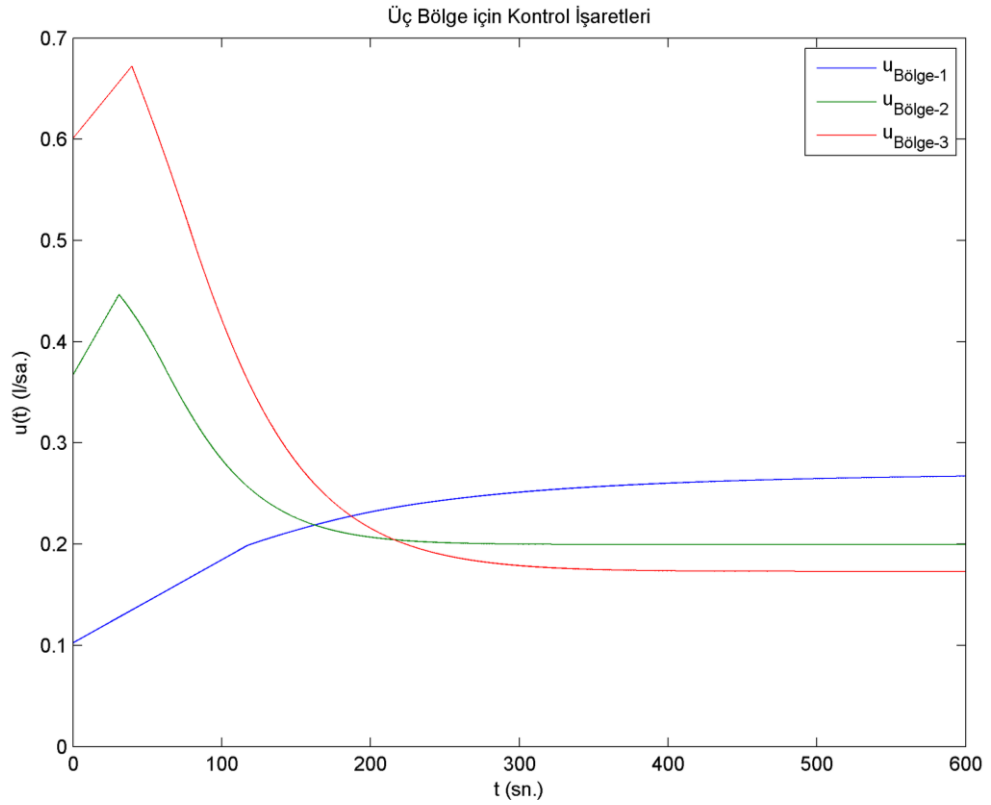
Şekil 3.6 : Bölge-1 için açık çevrim ve kapalı çevrim yanıtları.



Şekil 3.7 : Bölge-2 için açık çevrim ve kapalı çevrim yanıtları.



Şekil 3.8 : Bölge-3 için açık çevrim ve kapalı çevrim yanıtları.



Şekil 3.9 : Üç bölge için kontrol işaretleri.

Sekil 3.6 - Şekil 3.9'dan görüldüğü gibi, önerilen ayar kuralı ile gerçekleştirilen PI denetleyici ile, istenen katalizör sıcaklıkları herhangi bir sürekli-hal hatası, aşım ve hızlı değişen ani kontrol işareti olmaksızın tüm kontrol bölgelerinde sağlanmıştır. Tüm çıkış yanıtları, hedeflendiği gibi kritik sönümlü dinamiğe sahiptir.

3.3 Diğer Ayar Yöntemleri İle Karşılaştırma

Daha önce bahsedildiği gibi, PID tipi denetleyicilerin ayarlanması, denetleyicilerin endüstrideki sık kullanımından ötürü oldukça popüler bir konu haline gelmiştir. Bu nedenle, araştırmacılar tarafından bu konuda birçok yöntem önerilmiş ve çeşitli sistemlerde uygulanmıştır. Bu bölümde, önerilen analitik ayar yöntemi literatürdeki diğer yaklaşımlarla karşılaştırılmış ve sonuçlar ile ilgili tartışmalar yapılmıştır.

3.3.1 Ölü zaman denetleyici

Önerilen yöntem ile tatmin edici kapalı çevrim yanıtlarına ulaşılmasına rağmen, özellikle Bölge-1'de büyük bir ölü zaman mevcut olduğundan sıcaklık dinamiği oldukça yavaştır.

Hägglund, ölü zamanın büyük olduğu sistemlerde çıkış yanıtı dinamiğini hızlandırmak için model tabanlı bir kestirimci PI denetleyici önermiştir [43]. Yöntemde kestirim, kontrol işaretinin bir alçak geçiren filtre ile filtrelenmesi aracılığıyla yapılır.

Ölü zaman denetleyicisi (DTC), tüm bölgelerde test edilmiştir ve beklendiği gibi, yöntem en hızlı sıcaklık yanıtını ölü zamanın en yüksek olduğu Bölge-1’de vermiştir. Fakat, DTC her bölgede hemen hemen sabit bir kontrol işareti uyguladığından Bölge-2 ve Bölge-3’deki sıcaklık dinamiği tezde önerilen yöntemle elde edilen dinamğe göre daha yavaş kalmıştır.

(3.24) eşitliğinde, DTC yöntemindeki model tabanlı ayar kuralı ve seçilen DTC sabitleri görülmektedir. DTC sabitleri, [43] çalışmasındaki (5) eşitliğine göre belirlenmiştir. DTC kontrol işareti, (3.25) ile verilmiştir. (3.25)’de p ile ifade edilen parametre, türev operatörüdür. Üç kontrol bölgesi için hesaplanan DTC parametreleri ise Çizelge 3.5’de verilmiştir.

$$K_c = \frac{K_{DTC}}{K}$$

$$T_i = \frac{\tau}{\tau_{DTC}} \quad (3.24)$$

$$K_{DTC} = \tau_{DTC} = 1$$

$$u(t) = K_c \left(1 + \frac{1}{pT_i} \right) e(t) + \frac{1}{pT_i} u(t-L) - u(t)$$

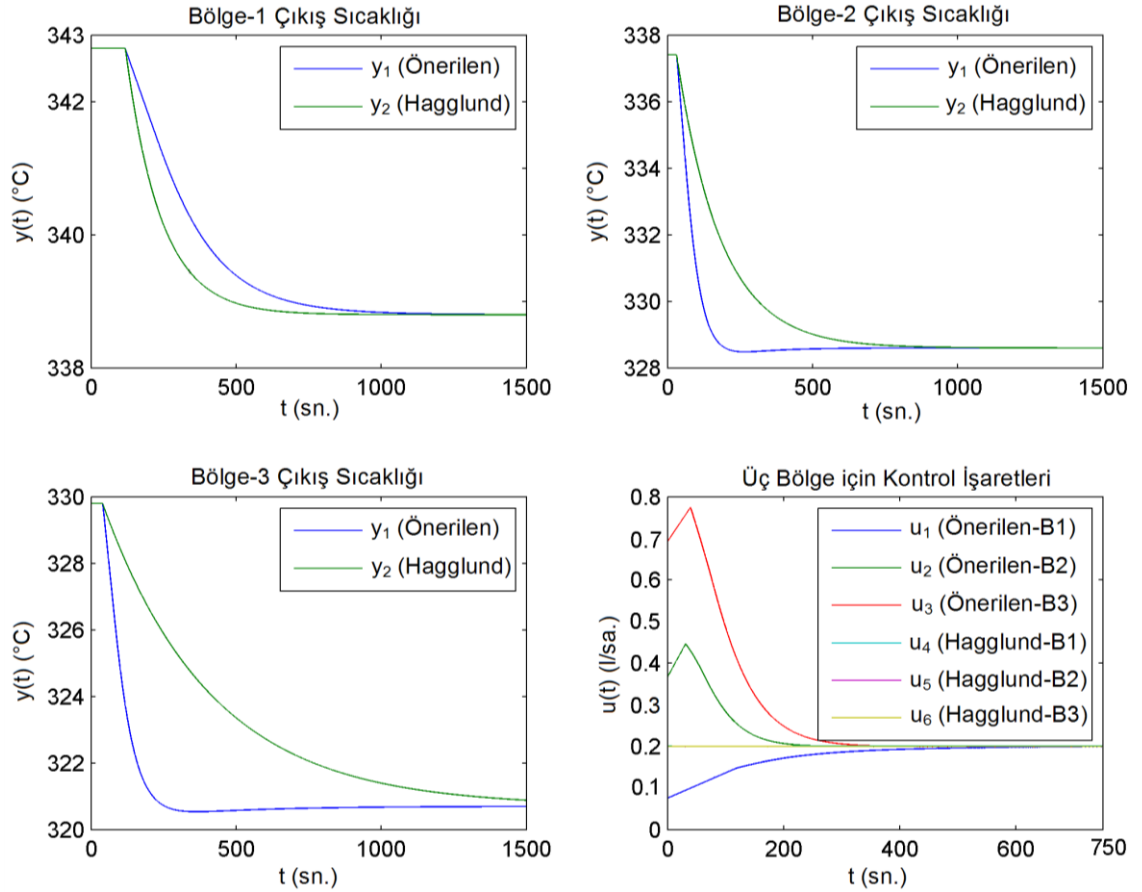
$$p = \frac{d}{dt} \quad (3.25)$$

Çizelge 3.5: Ölü zaman denetleyicisi için kontrol parametreleri.

Denetleyici Parametreleri/Bölgeler	Bölge-1	Bölge-2	Bölge-3
K_c	50.1	22.69	21.94
T_i (sn.)	121.08	153.12	373.4

Şekil 3.10'daki benzetim sonuçlarına göre, Bölge-1'de DTC önerilen denetleyiciye göre daha hızlı bir sıcaklık yanıtı sağlamışken, diğer iki bölgede önerilen denetleyici daha hızlı yanıtlar vermiştir. İki denetleyici de kritik sönümlü çıkış yanıtı açısından uygun görünse de, uyguladıkları kontrol işareti ile ilgili olarak da bir analiz yapılmıştır. DTC tüm bölgelerde çok hızlı değişen ve kısa sürede 0.2 l/sa. değerinde sürekli hale gelen bir kontrol işareti uygulamaktadır. DTC ile Bölge-1'e göre ölü zamanı düşük olan Bölge-2 ve Bölge-3'de daha yavaş yanıtlar ortaya çıkmıştır.

Fakat, önerilen yöntem ile hem düzgün hem de 0-1.2 l/sa. aralığında değişen bir kontrol işareti sağlandığından Bölge-2 ve Bölge-3'de daha hızlı yanıtlar elde edilebilmiştir. Kontrol işaretindeki yavaş değişim, eyleyicilerin korunması ve sistemin güvenli çalışması için de önemli bir avantaj oluşturmuştur.



Şekil 3.10 : DTC ile önerilen denetleyicinin kıyaslanması.

3.3.2 İç model denetleyicisi

Büyük ölü zamanlı bir proses, sisteme yüksek bir faz gecikmesi ilave ederek kapalı çevrim sistemi kararsız hale getirebilir. Bu sorun, Çizelge 3.3’de Bölge-1 için kullanılan K_c değeri gibi küçük değerli denetleyici kazancı kullanarak çözülebilir. Fakat bu durumda çıkış yanıtı genellikle yavaş olur. Eğer böyle sistemler için daha hızlı bir yanıt isteniyorsa, klasik PI denetleyici yerine Smith Kestirimci konfigürasyonunda oluşturulan PI denetleyici için İç Model Denetleyicisi (IMC) tabanlı ayar yöntemi [52] de kullanılabilir. Ayar parametreleri, model parametreleri ve kapalı çevrim zaman sabiti (α) değerine bağlıdır. Model parametreleri, sistem tanıma prosedürü ile elde edilmiş olduğundan denetleyici için tek bir ayar parametresi (α) bulunmaktadır. Fakat, çalışmada önerildiği gibi, Hatanın Karesinin Integrali (ISE) kriterinin tasarıma dahil edilmesi ile ayar parametreleri sadece model parametrelerine (K, τ, L) bağlı hale de getirilebilmiştir. (3.26) ve (3.27) eşitlikleri, IMC PI denetleyicinin ayar kuralını ifade etmektedir.

$$K_c = \frac{\tau}{KL} \quad (3.26)$$

$$T_i = \tau \quad (3.27)$$

Denetleyici tasarımı için sadece model parametrelerinin bulunması yeterli olmakla birlikte, büyük ölü zamanı bulunan sistemlerde kapalı çevrim dinamiğinin hızlandırılması için (3.28) eşitliğinden faydalanılarak $0.2 < \alpha < 1$ olmak üzere uygun bir α değeri de seçilebilir [52]. Bu nedenle, HTS reaktörünün sıcaklık kontrolünde kullanılacak olan IMC PI denetleyici parametrelerinin belirlenmesi için, Bölge-1’de $\alpha = 0.5$ olarak seçilmiştir.

$$K_c = \frac{\tau}{\alpha KL} \quad (3.28)$$

Tüm kontrol bölgeleri için hesaplanmış olan IMC tabanlı PI denetleyici parametreleri Çizelge 3.6’da verilmiştir.

Çizelge 3.6: İç model denetleyicisi için kontrol parametreleri.

Denetleyici Parametreleri/Bölgeler	Bölge-1	Bölge-2	Bölge-3
K_c	103.17	112.48	206.91
T_i (sn.)	121.08	153.12	373.4

Önerilen PI ayar kuralı yerine IMC gibi diğer ayar kurallarının kullanılması, model parametreleri dışında ek ayar parametreleri de gerektirdiğinden işlem karmaşasını arttırmaktadır. Aynı zamanda, ek ayar parametreleri kullanıcının kolay yorumlayamayacağı ve uygun değeri seçmekte zorlanabileceği parametrelerdir. Bu durum, sezgiselliğin azalmasına yol açarak denetleyici tasarımını zorlaştırır. Bu nedenle, büyük ölöl zamanlı sistemlerde de hala yalnızca model parametrelerine bağı basit yapıda PI ayar kuralları kullanılmaktadır.

Mevcut sıcaklık kontrol sistemi, olabilecek en hızlı aşısız çıkış yanıtı ve sınırlı kontrol işareti değışimi hedeflerinden dolayı çok-ölölölöl bir optimizasyon problemi olarak da ele alınabilir. Bu nedenle, istenen kontrol hedefleri (performans kriterleri) doğrultusunda belirlenen denetleyici parametrelerinin en uygun “dağılımı” bir Evrimsel Çok-ölölölöl Optimizasyon (EMO) algoritması ile de araştırılmıştır. En bilinen ve en etkili evrimsel optimizasyon algoritması olarak Baskınlık Kurulmamış Sınıflandırma Genetik Algoritması (NSGA-II) yöntemi [102] uygulanmıştır. Bölüm 3.3.3, belirlenen performans kriterlerini yerine getirmek üzere uygulanan parametre optimizasyon prosedürünü içermektedir. Mevcut optimizasyon probleminde, sürekli hal hatası ve maksimum aşım kısıtlarını sağlayacak şekilde iki adet hedef fonksiyon minimize edilmiştir. Bu fonksiyonlar şöyledir: **1)** Zaman-ağırlıklı mutlak değeri hatanın integrali (*ITAE*), **2)** Zaman-ağırlıklı mutlak değeri kontrol işareti değışiminin integrali (*ITAD*).

3.3.3 Parametre optimizasyonu

Çoğı kontrol uygulamasında, olabildiğince hızlı bir sistem yanıtı istenir. Hızlı sistem yanıtı, ısıtma sistemleri için düşük yükselme zamanına, soğıtma sistemleri için ise düşük düşme zamanına denk düşer. Fakat, ısıtma kontrol sistemlerinde hızlı yanıt genellikle bir üst aşım (overshoot), soğıtma kontrol sistemlerinde ise bir alt aşım (undershoot) eşlik eder. Özellikle sıcaklık kontrol sistemlerinde bu geçici hal dinamiğini mümkün olduğı kadar azaltmak hatta yok etmek amaçlanır. Görüldüğü gibi, hızlı sistem yanıtı ve aşımlı yanıtın olmaması birbiriyle çelişen hedeflerdir. Bir

başka deyişle, bir hedefteki kazanım, diğer hedefte ödüne neden olur. Buna benzer çelişkiler oluşturan birçok problem olabilir. Bu tip problemler, her bir hedef fonksiyonu için ağırlık faktörleri atanıp hedeflerin oluşturduğu vektörün skaler bir büyüklüğe dönüştürülmesiyle çözülebilir. Fakat, evrimsel algoritmaların kullanılması herhangi bir ağırlık ya da öncelik faktörü düşünülmezsizin tüm hedeflerin aynı öncelikte ele alınmasını sağlar. Bu yaklaşım, evrimsel algoritmanın tek bir defa yürütülmesi sonucunda çeşitliliği sağlayacak geniş bir çözüm kümesi elde edilmesi ve tüm en uygun çözümleri sunarak kullanıcıya çözüm seçme imkanını vermesi nedeniyle daha uygundur. Başka bir deyişle, bir çok-ölçütlü optimizasyon problemini (MOP) çözmek, en uygun “ödünleşim” (trade-off) çözüm kümesini verir. Evrimsel çok-ölçütlü optimizasyon (EMO) algoritmaları popülasyon (çözüm kümesi) tabanlı arama yaklaşımlarından ötürü bu tip problemlerin çözümü için oldukça uygundur.

Standart bir genetik algoritmayı bir çok-ölçütlü optimizasyon probleminde kullanabilmek için bazı uyarlamalar gereklidir. Tek ölçütlü optimizasyon probleminde (SOP) çözümlerin performansının değerlendirilmesi için her hedef fonksiyonunun bir uygunluk (fitness) değeri bulunur ve algoritma tarafından en iyi çözüm bu değere göre seçilerek kullanıcıya sunulur. Fakat bir MOP’da karşılanacak birden fazla performans ölçütü vardır. Bu nedenle, MOP’da çözümlerin üstünlüğünü belirleyebilmek üzere bir “rank tayini” prosedürü gereklidir ve bu karşılaştırma prosedürünü otomatik hale getirmek için bir “baskınlık kriteri” tanımlanır. Popülasyon içindeki her bir üye (çözüm) MOP içinde bir rank ya da baskınlık seviyesi ile ifade edilmektedir. MOP algoritması, bir fonksiyonu minimize etmek ya da maksimize etmek hedefinden bağımsız olarak, her iki durum için de çözümleri baskınlık kriterine göre karşılaştırır ve diğerine göre daha iyi olarak nitelendirilen çözümü saklar. Eğer bir çözüm tüm hedef ölçütleri açısından diğerinden daha iyi ise, “Baskınlık kurulmamış çözüm” olarak adlandırılır ve baskınlık kurduğu tüm çözümler “Baskınlık kurulmuş çözüm” sınıfına girer. Baskınlık kurulmamış çözümlerin rankı 1’dir ve biraraya getirildiğinde bir Pareto eğrisi oluşturur. Diğer çözümlerin rankı, probleme uygunluklarına göre ardışık değerler alır.

Algoritma ile çözüm (hedef) uzayı içinde birçok çözümün bulunabilmesi kullanıcılara ödünleşim çözümleri anlama ve yorumlama kabiliyeti verir. Çözüm uzayındaki çeşitliliği maksimize edebilmek için daha az yoğun alanlardaki farklı çözümler de çözüm kümesine dahil edilir. EMO algoritmaları geniş alana yayılmış

ve baskınlık kurulmamış (Pareto) çözümlerini bulmak için standart genetik operatörleri (seçim, çaprazlama ve mutasyon) kullanır.

Baskınlık kurulmamış çözümlerin belirlenmesi dışında iyi çözümlerin kaybı da engellenmelidir. Bunun için algoritmaya “elitizm operatörü” de eklenmiştir. Konuyla ilgili ayrıntılar [102] çalışmasında verilmiştir.

Denetleyici parametrelerinin (K_p , K_i ve K_d ya da K_c , T_i ve T_d) sistem yanıtına olan etkilerinde de bir ödünleşim mevcut olduğundan, literatürde PID parametre optimizasyon yöntemleri yaygın olarak kullanılmıştır. K_p oransal kazancı, sistem yanıtını hızlandırırken bir aşımaya neden olabilir. Aynı zamanda, K_p 'nin büyük değerleri sistemi kararsızlığa bile götürebilir. Benzer şekilde, K_i integral kazancının makul bir değeri sürekli-hal hatasını (E_{ss}) azaltır fakat bu değer doğru seçilmezse aşım artabilir. K_d türev kazancının uygun seçimi aşımı azaltırken, yüksek değerleri sistemi aşırı sönümlü hale getirerek sistemin oturma süresini uzatabilir. Görüldüğü gibi, bu etkiler kontrol sistemi tasarımında bir ödünleşim yaratmaktadır [103]. Bu nedenle, denetleyici parametrelerinin uygun seçimi konusu, bir çok-ölçütlü optimizasyon problemi oluşturur. Yine de, bir problem için tek bir çözümün mü (SOP) ya da parametre kombinasyonlarından oluşan birden fazla çözümün mü (MOP) gerektiği son kullanıcının tercihine bağlıdır. Parametre kombinasyonlarının sunulduğu bir MOP çözüm kümesi istendiği takdirde, SOP'dan farklı olarak, beklentilere uygun sistem yanıtını veren çözümü, çeşitli alternatifler arasından algoritma yerine kullanıcının seçmesi mümkün olur.

Bu bölümün kalan kısmında, gerçekleştirilen parametre optimizasyonu çalışması ile ilgili detaylı bilgi verilmektedir.

Denetleyicilerin parametrelerinin optimizasyonunda, tasarım problemine genel olarak bazı performans ölçütleri (indeksleri) dahil edilir. Örneğin, *ITAE* performans indeksinin minimize edilmesi literatürde oldukça yaygındır [104] ve bu ölçütün matematiksel ifadesi (3.29) eşitliğinde verilmiştir. (3.29)'da t , saniye cinsinden zamanı, $e(t)$ hata işaretini temsil eder. Hata işareti, ayar noktası ($r(t)$) ve kontrol edilen değişken ($y(t)$) değerleri arasındaki farktır.

$$ITAE = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \quad (3.29)$$

Denetleyici tasarımı için öncelikle tüm performans kriterleri tanımlanmalıdır. Bir sonraki adım, NSGA-II optimizasyon algoritması aracılığıyla uygun PI parametrelerinin belirlenmesidir. Bu çalışmada, (3.29) ile verilen birinci hedef fonksiyonu, “Simpson 1/3 kuralı” [104] ile hesaplanmıştır. Pratikte çoğu endüstriyel proseste hızlı değişen kontrol işareti istenmemektedir, bu nedenle düzgün bir kontrol işareti elde etmek için işaretin değişim hızının minimize edilmesi gerekir. Bu nedenle, ikinci hedef fonksiyonu, denetleyici çıkış işaretinin değişimi ile ilgilidir. *ITAD* adı verilen fonksiyon (3.30) eşitliğindeki gibi önerilmiştir. (3.30)’da $u(t)$, değişimi sınırlandırılacak olan kontrol işaretini ifade etmektedir.

$$ITAD = \int_0^{\infty} t \left| \frac{du(t)}{dt} \right| dt \quad (3.30)$$

Nümerik parametre optimizasyon uygulamalarında ya da analitik ayar yöntemlerinde kontrol işaretinin endüstriyel proseslere uyumlu hale getirilmesi için sınırlandırılması yaklaşımı çoğunlukla gözardı edilmiştir. Fakat önerilen ayar yönteminin sınırlı değişimli bir kontrol işareti sağlaması ve NSGA-II yöntemi ile *ITAD* fonksiyonunun minimize edilmesi, tez çalışmasında öne sürülen yeni bir fikri yansıtmaktadır.

Çıkış yanıtında herhangi bir üst aşım ya da alt aşım mevcut ise yani ayar noktasından pozitif ya da negatif yönde bir sapma varsa, bu sapmanın belirli sınırlar içinde bırakılarak olabildiğince azaltılması önemlidir. Her iki yöndeki aşımı temsilen aşımın mutlak değeri gözönüne alınmış ve sınırlandırılmıştır. İzin verilen aşımın maksimum mutlak değeri her üç bölgede ayar noktasının %0.1’i olarak tanımlanmıştır. Ayrıca, sürekli-hal hatasının maksimum mutlak değeri de aşım ile aynı sınır içinde tutulmak istenmiştir. Hedef fonksiyonları, kısıtlar ve tasarım değişkenlerine ait hedef uzayı (çözüm uzayı) dahil edilerek formülize edilen MOP, (3.31) eşitliğinde verilmiştir. (3.31) ifadesinde, f_1 ve f_2 iki hedef fonksiyonunu (performans indeksini), g_1 ve g_2 iki kısıtı, K_c oransal kazancı ve T_i integral zaman sabitinden oluşan x ise tasarım değişkenleri vektörünü temsil etmektedir.

$$\begin{aligned}
\text{Minimum} & : f_1(x) = ITAE, \\
\text{Minimum} & : f_2(x) = ITAD, \\
\text{Kısıtlar} & : g_1(x) = |OS| \leq \%0.1SP, \\
& g_2(x) = |E_{ss}| \leq \%0.1SP, \\
\text{Hedef Uzayı} : x & = \begin{Bmatrix} K_c \\ T_i \end{Bmatrix}, \begin{cases} K_c = 0.001, 100 \\ T_i = 0.001, 5 \end{cases}
\end{aligned} \tag{3.31}$$

Tez çalışmasında NSGA-II optimizasyon algoritmasının MATLAB’de programlanmış versiyonu kullanılmıştır. Bu versiyon, başka mühendislik problemlerinde de yüksek başarımlı sonuçlar vermiştir [105–107]. Geliştirilen MATLAB/Simulink modelinin ve MATLAB’de oluşturulan NSGA-II programının koşturulduğu bu optimizasyon çalışması için 8 çekirdekli, 3.47 GHz işlemcili ve 96 GB RAM kapasiteli bir iş istasyonu kullanılmıştır. Popülasyon tabanlı evrimsel çok-ölçütlü yaklaşımın doğasında bulunan paralellik, 8 farklı tasarımın aynı anda yapılmasına olanak sağlayacak şekilde kullanılmıştır. NSGA-II algoritmasının durma kriteri olarak 100 jenerasyon seçilmiştir. Popülasyon büyüklüğü (birey sayısı), işlemci sayısının 10 katı olarak 80 değerinde seçilmiştir. Evrimsel operatörlerin rastlantısal özelliklerinden kaynaklanan rastgelelik faktörünün etkisini azaltmak adına her bir bölge için toplam 10 adet NSGA-II analizi koşturulmuştur. Böylece, 100 jenerasyon x 80 birey x 10 analiz x 3 bölge olmak üzere toplam 240000 kez fonksiyon hesaplaması yapılmış, Simulink modeli 240000 kez çalıştırılarak sistem yanıtı değerlendirilmiştir (*post-processing*). Ayrıca, tasarım değişkenleri olan PI parametreleri tüm benzetim süresi (1500 saniye) boyunca sabit tutulmuştur.

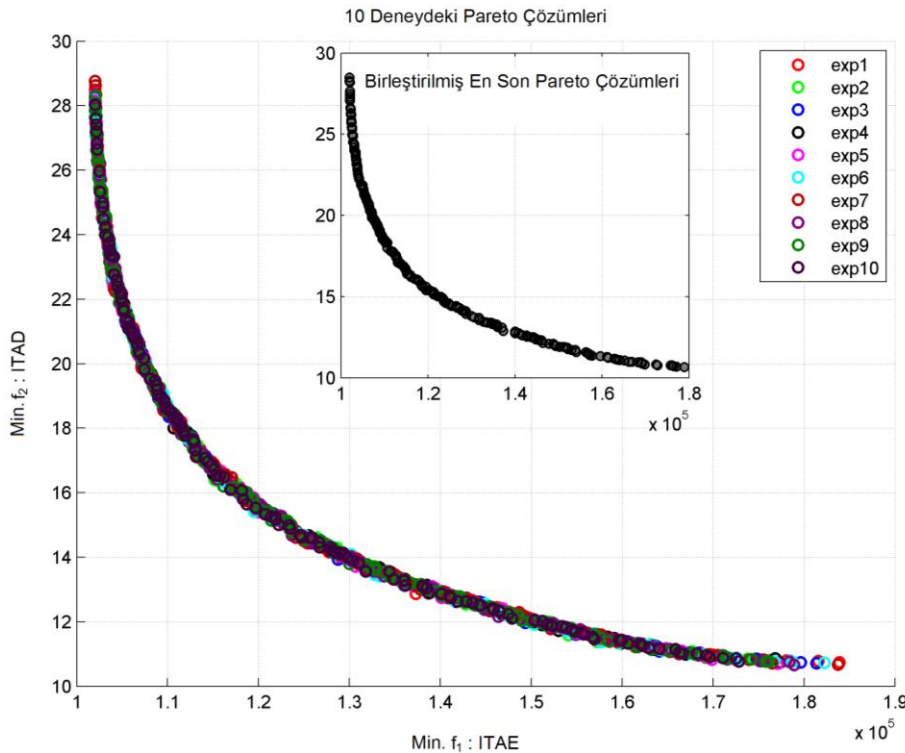
Bölüm 3.4’de öncelikle NSGA-II analizi sonuçlarına yer verilmiştir. Şekil 3.11, Şekil 3.14 ve Şekil 3.17, her biri birer deney olarak düşünülen ve *expi* kısaltması ile verilen on analiz sonucunda elde edilen Baskınlık kurulmamış (Pareto) çözümlerinden oluşur. Bu Pareto çözümleri baskınlık kriterine göre yeniden sıralanarak “Birleştirilmiş En Son Pareto Eğrisi” oluşturulmuştur. Minimize edilen fonksiyonların değerleri bu eğri ile görülebilir. Daha sonra, Şekil 3.12, Şekil 3.15 ve Şekil 3.18’de Pareto çözümlerine karşılık gelen parametre çiftleri ($x_i = [K_c, T_i]$) çizdirilmiştir. Son olarak, seçilen en yavaş ve en hızlı NSGA-II çözümlerini de içeren sistem çıkış (katalizör sıcaklığı) ve denetleyici çıkış (soğutma suyu debisi) yanıtları Şekil 3.13, Şekil 3.16 ve Şekil 3.19’da gösterilmiştir.

3.4 Benzetim Sonuçları

Bu bölüm, bahsedilen dört ayar yöntemi (Önerilen yöntem, DTC, IMC, NSGA-II) ile elde edilen sonuçların yorumunu içermektedir. Sonuçlar, hem sistem çıkış yanıtları hem de denetleyicilerin uyguladığı kontrol işaretleri yönünden karşılaştırılmıştır.

3.4.1 Bölge-1 için benzetim sonuçları

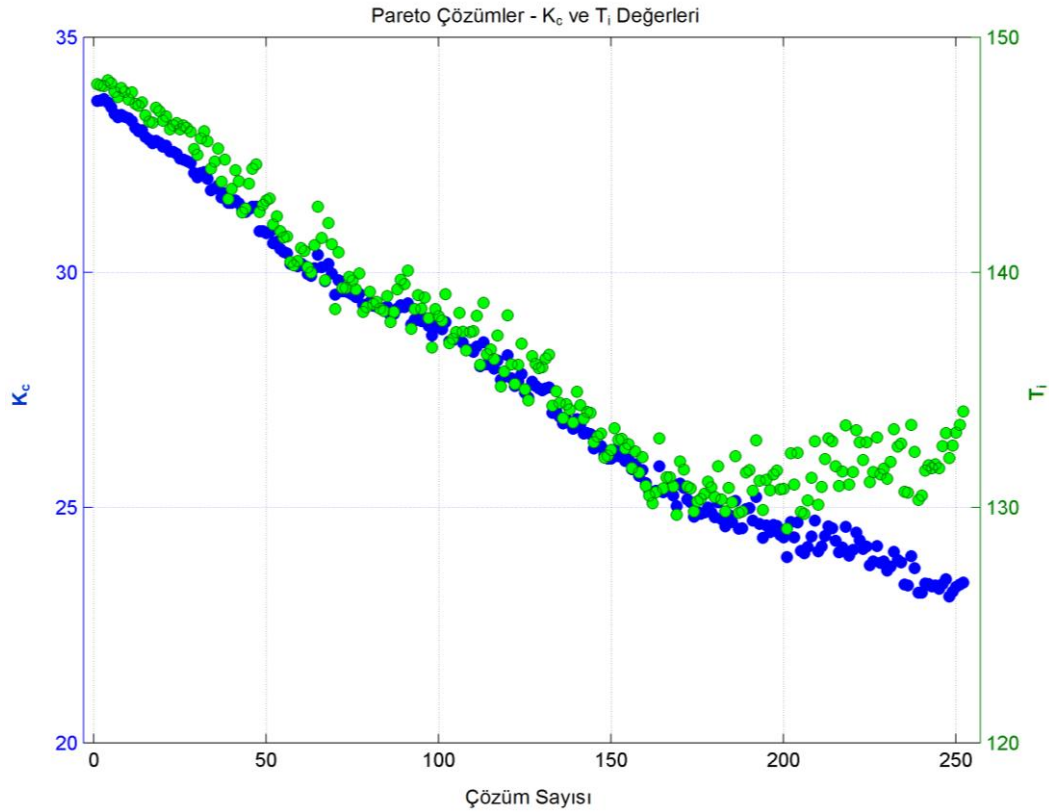
Burada ilk on NSGA-II analizinin sonuçları verilmiştir. Şekil 3.11’de görüldüğü gibi, tüm analizler sonucunda baskınlık kurulmamış Pareto eğrileri birbiriyle örtüşmüştür. Ayrıca Şekil 3.11 içine yerleştirilen en son pareto eğrisi konveks ve süreklidir. Bu özellikler, optimizasyon süreçleri sonunda gerekli olan bilgilerdir ve kullanıcının uygulanan optimizasyon yönteminin sonuçlarından emin olmasını sağlar. Yatay eksen, ilk hedef fonksiyonu (*ITAE*) için bulunan minimum değerleri, dikey eksen ikinci hedef fonksiyonu (*ITAD*) için bulunan minimum değerleri gösterir. Hızlı sistem yanıtları olarak yorumlanan düşük *ITAE* değerleri, hızlı değişen kontrol işareti olarak yorumlanan büyük değerli *ITAD* ile sağlanmaktadır.



Şekil 3.11 : Bölge-1: NSGA-II ile elde edilen tüm sonuçlar.

Şekil 3.12, Pareto çözümlere ait $[K_c, T_i]$ tasarım kümesi eğrisini göstermektedir. Eğrinin kaç çözümden oluştuğu yatay eksenindeki “Çözüm Sayısı” ile görülebilmektedir. Mavi renk ile gösterilen soldaki dikey eksen, değeri yaklaşık 23

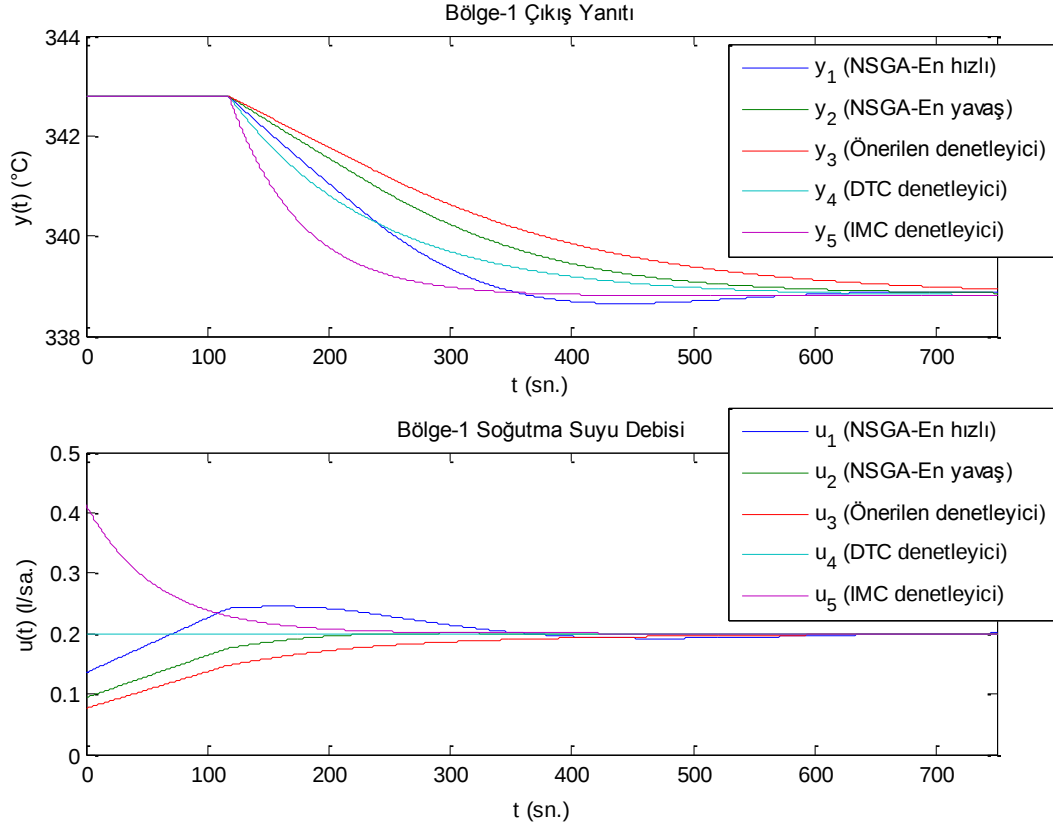
ile 33 arasında değişen K_c parametresini, yeşil renk ile gösterilen sağdaki dikey eksen, değeri yaklaşık 129 ile 148 arasında değişen T_i parametresini temsil etmektedir. Şekil 3.12, aynı zamanda her bir PI denetleyici parametresi için bazı tasarım ilkelerini ortaya çıkarmıştır: **1)** K_c doğrusal olarak azalmaktadır, **2)** T_i için doğrusallık iki zıt eğim ile mevcuttur. Bir kontrol sistemi tasarımcısı için bu tip bilgiler bir reçete özelliği taşıdığından kritiktir. Böylece, tasarımcı benzer problemler için yeni bir optimizasyon sürecine ihtiyaç duymadan bu bilgileri kullanarak birçok farklı sistem yanıtı elde edebilir [108].



Şekil 3.12 : Bölge-1: K_c ve T_i parametrelerinin Pareto eğrisi üzerindeki değişimi.

Şekil 3.13’de beş farklı parametre çifti için sistem ve denetleyici çıkış yanıtları verilmiştir. Sistem ve denetleyici çıkış işaretleri için zaman ekseninin 750 sn. olarak seçilmesi yeterlidir. Böylece başlangıçtaki geçici hal dinamiği daha net izlenebilmiştir. Beş parametre çifti şu sırayla test edilmiştir: **1)** NSGA-II kullanarak elde edilen Pareto eğrisinde en soldaki çözüme ait parametreler (kontrol işaretindeki hızlı değişime eşlik eden en hızlı sistem yanıtı [$K_c = 33.6$, $T_i = 148$]), **2)** NSGA-II kullanarak elde edilen Pareto eğrisinde en sağdaki çözüme ait parametreler (kontrol işaretindeki yavaş değişime eşlik eden en yavaş sistem yanıtı [$K_c = 23.4$, $T_i = 134$]), **3)** Kritik sönümlü çıkış yanıtını ve yavaş değişen kontrol işaretini sağlayan önerilen

PI denetleyici parametreleri [$K_c = 18.974$, $T_i = 125$]), 4) Kestirimci PI denetleyici (Ölü zaman denetleyici, DTC) parametreleri [$K_c = 50.1$, $T_i = 121.08$]), 5) İç model denetleyici (IMC) PI parametreleri [$K_c = 103.17$, $T_i = 121.08$]).

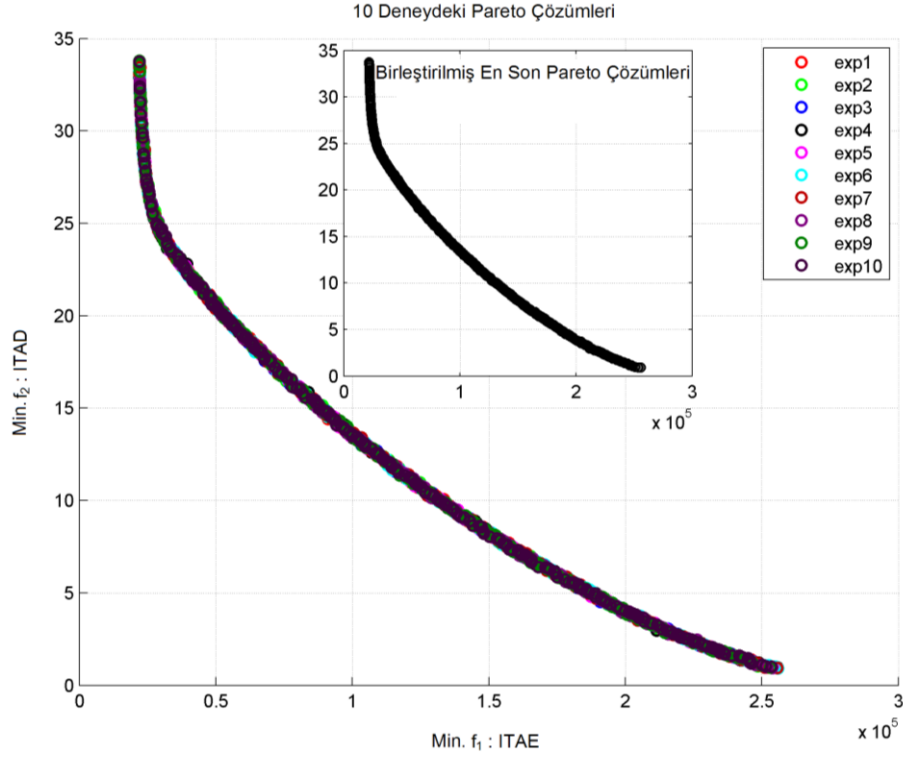


Şekil 3.13 : Bölge-1: Sistem çıkış yanıtı ve kontrol işareti.

Şekil 3.13'deki sistem çıkış $y(t)$ grafiğinden görülebileceği gibi, IMC en hızlı yanıt sağlamaktadır. İkinci en hızlı yanıt DTC ile elde edilmiştir. Mavi eğri ile gösterilen en hızlı NSGA-II çözümü ile yanıtta bir aşım gözlenmiştir. En yavaş NSGA-II çözümü yine kabul edilebilir bir yanıt oluşturmuştur. Sistem yanıtı açısından önerilen PI denetleyicinin performansı en yavaş NSGA-II denetleyicisine benzemekle birlikte önerilen denetleyicinin en yavaş çıkış yanıtını verdiği gözlemlenmiştir. Bu yanıt, tüm kabul edilebilir yanıtlar içinde bir üst sınır meydana getirmektedir. $u(t)$ denetleyici çıkış grafikleri, hızlı artan kontrol işareti uygulayan DTC dışındaki tüm denetleyicilerin kabul edilebilir kontrol işaretleri uyguladığını göstermektedir. DTC, $u(t)$ işaretinde çok kısa sürede, bir başka deyişle hızlı biçimde artış oluşturduğundan Şekil 3.13'deki benzetim süresi içinde sadece sürekli hale geldiği görülebilmektedir.

3.4.2 Bölge-2 için benzetim sonuçları

İkinci on NSGA-II analizi sonucunda ortaya çıkan Şekil 3.14'e göre, tüm baskınlık kurulmamış çözümlerin oluşturduğu eğriler hedef uzayında Bölge-1'deki gibi aynı alana yakınsamıştır. Bu da NSGA-II çözümlerinin hassas ve doğru biçimde elde edildiğini göstermektedir. En son Pareto eğrisi yine iç grafik olarak gösterilmiştir.



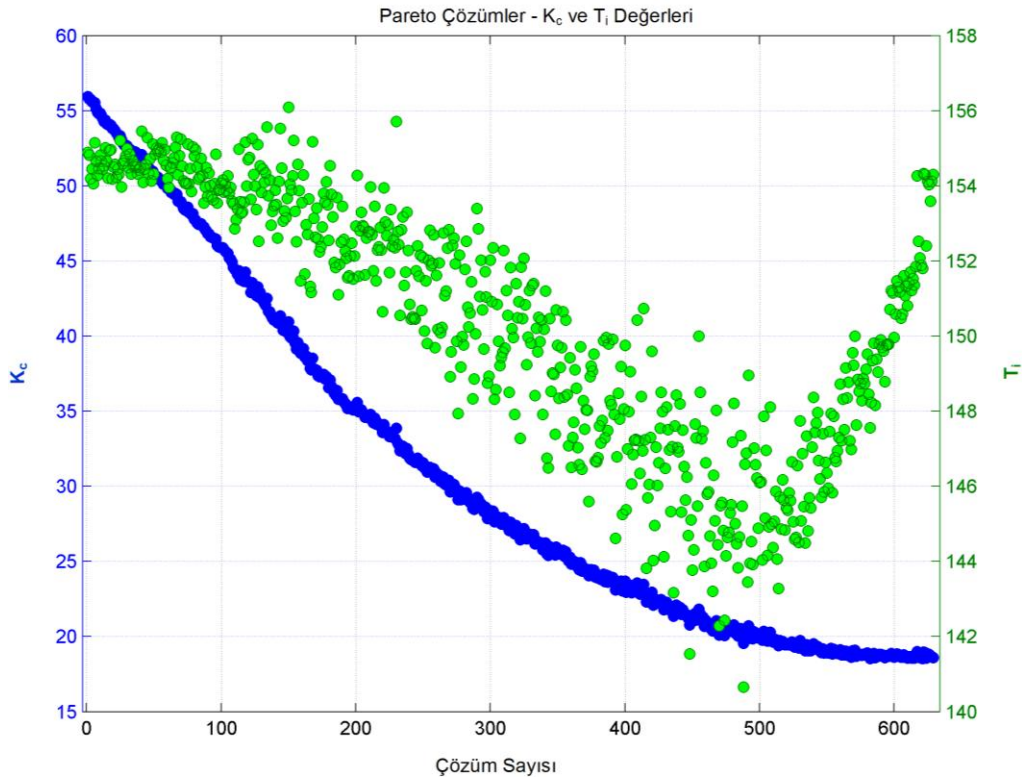
Şekil 3.14 : Bölge-2: NSGA-II ile elde edilen tüm sonuçlar.

Pareto eğrisinde $[f_1 = 0.3, f_2 = 24]$ noktasının, dirsek noktası (*knee point*) [109] olduğu görülmüştür. Dirsek noktasının sol tarafında yer alan farklı çözümler *ITAD* değerinde değişim oluştururken *ITAE* değerini etkilememektedir. Bir başka deyişle, kontrol işaretinin yavaş değişiminde verilecek olan bir ödün sistem yanıtında herhangi bir hızlanmaya neden olmamaktadır.

Şekil 3.12 ve Şekil 3.15'deki grafikler birbirine oldukça benzemektedir fakat Şekil 3.15'de T_i parametresindeki dağılım daha fazladır. Bu bölgede K_c parametresindeki değişim, başka bir deyişle, eksenindeki maksimum ve minimum değerlerin farkı, önceki kontrol bölgesine nazaran daha büyük iken T_i parametresindeki değişim benzerdir. T_i parametresinin Pareto eğrisinde Bölge-1'de olduğu gibi iki farklı eğim mevcuttur. Çözüm sayıları için de bir inceleme yapılmış ve Bölge-2'de toplam 629 baskınlık kurulmamış çözüm mevcutken Bölge-1'de

sadece 252 çözümün bulunduğu görülmüştür. Bu karşılaştırma, birinci kontrol bölgesindeki çözüm arama zorluğunu göstermiştir. Bu zorluk aslında beklenen bir durumdur çünkü Bölge-1, [110] ile belirtilen kontrol edilmesi zor sistemlere bir örnektir. Kontrol uygulamalarında, ölü zamanlı sistemler genellikle zaman sabiti/ölü zaman (τ/L) oranlarına göre kıyaslanırlar.

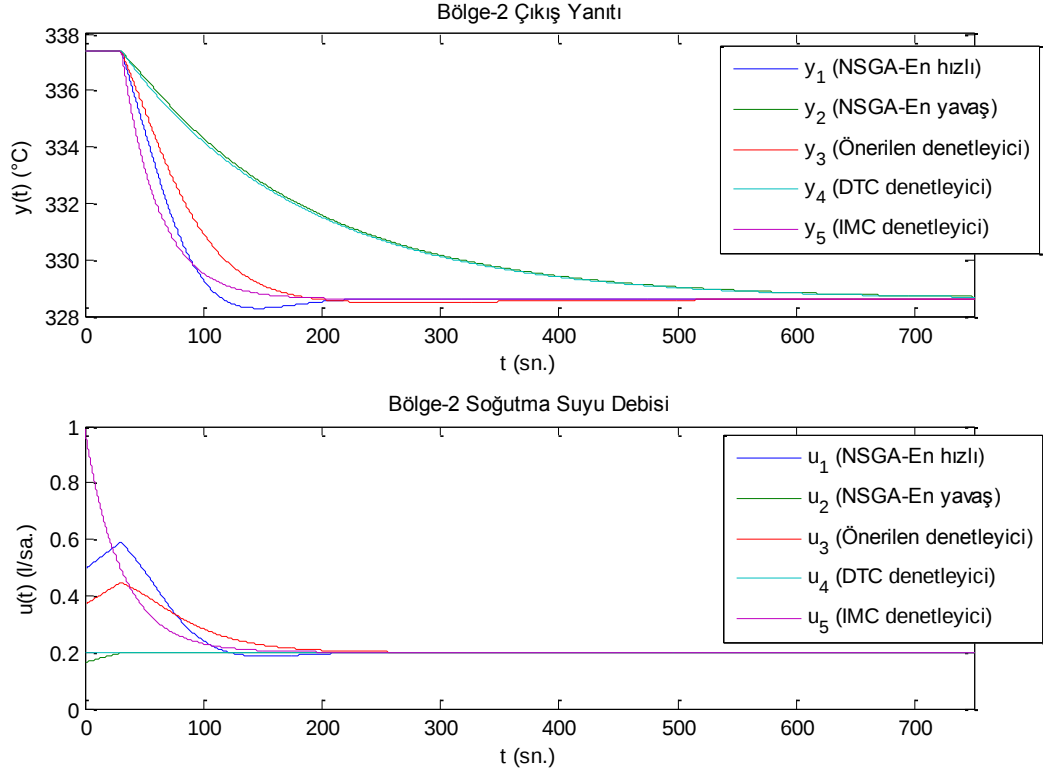
Eğer bu oran 3 değerinin altında ise proses “kontrol edilmesi zor” olarak sınıflandırılır [110]. Bölge-1’de bu değer 1.03 olduğundan kontrol yine mümkün olmakla birlikte diğer bölgelere göre daha zahmetli olmaktadır.



Şekil 3.15 : Bölge-2: K_c ve T_i parametrelerinin Pareto eğrisi üzerindeki değişimi.

Şekil 3.16’da görülebileceği gibi, NSGA-II çözümlerinden biri ve DTC en yavaş çıkış yanıtını oluşturmuştur. Önerilen PI denetleyici ve IMC bu bölgede fark edilir derecede üstündür. Diğer NSGA-II çözümü, bir önceki bölgede olduğu gibi hızlı yanıt için aşımından ödün vermiştir. Öte yandan, DTC’nin uyguladığı kontrol işareti dışında tüm kontrol işaretleri uygun görünmektedir ve DTC ile elde edilen çıkış yanıtı durağan $u(t)$ işareti nedeniyle daha yavaş kalmıştır.

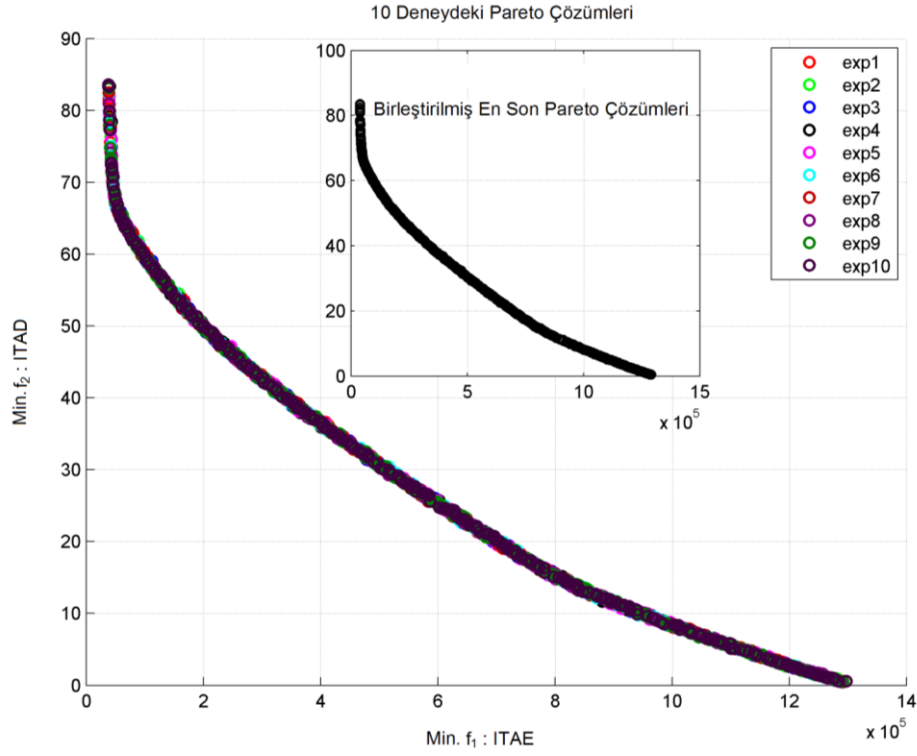
Bölge-2 için $y_1 - y_5$ ve $u_1 - u_5$ ifade edilen kapalı çevrim sistem çıkış ve denetleyici çıkış yanıtlarını oluşturan PI parametreleri sırasıyla şöyledir: $[K_c = 56, T_i = 155]$, $[K_c = 18, T_i = 154]$, $[K_c = 41.725, T_i = 142.86]$, $[K_c = 22.69, T_i = 153.12]$, $[K_c = 112.48, T_i = 153.12]$.



Şekil 3.16 : Bölge-2: Sistem çıkış yanıtı ve kontrol işareti.

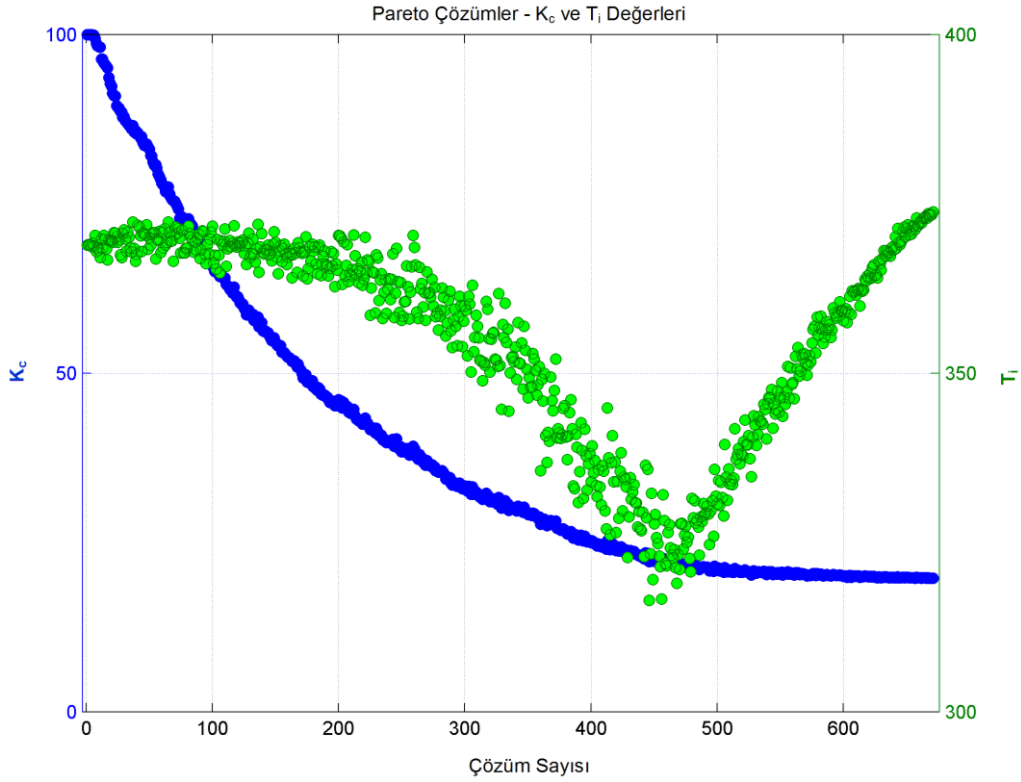
3.4.3 Bölge-3 için benzetim sonuçları

Son on NSGA-II analizinin sonuçları Şekil 3.17 - Şekil 3.19'da verilmiştir. En son Pareto eğrisi Şekil 3.17'de yine iç grafik olarak gösterilmiştir. Tüm baskınlık kurulmamış çözümler birleştirildiğinde, toplam 671 adet Pareto çözümü elde edilir. En son Pareto eğrisinin şekli ikinci kontrol bölgesindeki eğrinin şekline oldukça benzemektedir fakat Bölge-3'de *ITAE* ve *ITAD* fonksiyonlarının değeri daha yüksektir.



Şekil 3.17 : Bölge-3: NSGA-II ile elde edilen tüm sonuçlar.

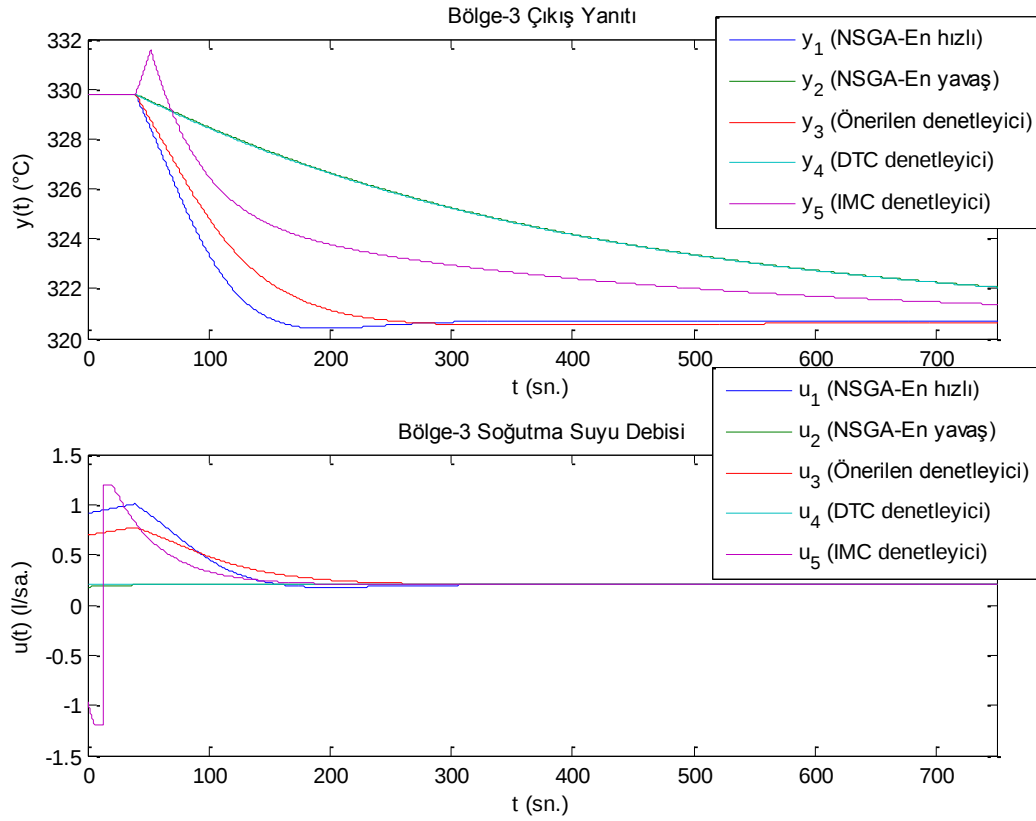
K_c ve T_i parametreleri, en büyük değişimi Şekil 3.18’de görüldüğü gibi Bölge-3’de gösterilmiştir.



Şekil 3.18 : Bölge-3: K_c ve T_i parametrelerinin Pareto eğrisi üzerindeki değişimi.

Şekil 3.19’da NSGA-II ile elde edilen en yavaş çözümün ve DTC’nin aynı çıkış karakteristiğini gösterdiği görülmektedir. En hızlı NSGA-II çözümü biraz aşmıslı yanıt verirken önerilen PI denetleyici aşısız en hızlı yanıtı oluşturan denetleyici olmuştur.

Bölge-3 için $y_1 - y_5$ ve $u_1 - u_5$ ifade edilen kapalı çevrim sistem çıkış ve denetleyici çıkış yanıtlarını oluşturan PI parametreleri sırasıyla şöyledir: $[K_c = 100, T_i = 370]$, $[K_c = 23, T_i = 375]$, $[K_c = 76.051, T_i = 333.3]$, $[K_c = 21.94, T_i = 373.4]$, $[K_c = 206.91, T_i = 373.4]$.



Şekil 3.19 : Bölge-3: Sistem çıkış yanıtı ve kontrol işareti.

Aynı zamanda, önerilen denetleyicinin uyguladığı kontrol işareti düzgün ve yavaş değişmesine rağmen, IMC denetleyici çıkışındaki kontrol işareti, Bölge-3’deki PI denetleyiciye ait yüksek K_c değerinden ötürü keskin bir süreksizlik şeklindedir. Daha önce de bahsedildiği üzere, kontrol işaretindeki bu ani değişim, endüstriyel sistemlerin kontrolünde istenmeyen bir durumdur. Bu ani ve hızlı değişim, IMC ile elde edilen sıcaklık yanıtında da aşım neden olmuştur.

Sonuç olarak, düşük değerli *ITAD* fonksiyonu (kontrol işaretindeki değişimin hızlı olmaması) *ITAE* fonksiyonunun yüksek değerli olması (ıkış yanıtının yavaş olması) ile sonuçlanır. Bu nedenle, en hızlı aşımsız (kritik sönümlü) yanıt ve yavaş değişen kontrol işareti gereksinimi bir ödünleşim problemi oluşturur. Eğer hedef fonksiyonlar arasında bir çelişki (*conflict*) mevcut değilse, örneğin yavaş bir sistem yanıtı hızlı değişen bir kontrol işareti ile elde edilmişse, evrimsel algoritma bu çözümü tutmaz. Çünkü, endüstriyel prosesin kontrolü hem yavaş değişen bir kontrol işaretini hem de nispeten hızlı bir yanıtı gerektirmektedir. elişki teşkil etmeyen çözümler, daha iyi performans oluşturan çözümler tarafından baskınlık kurularak doğal seçim mekanizması aracılığıyla yok edilir.

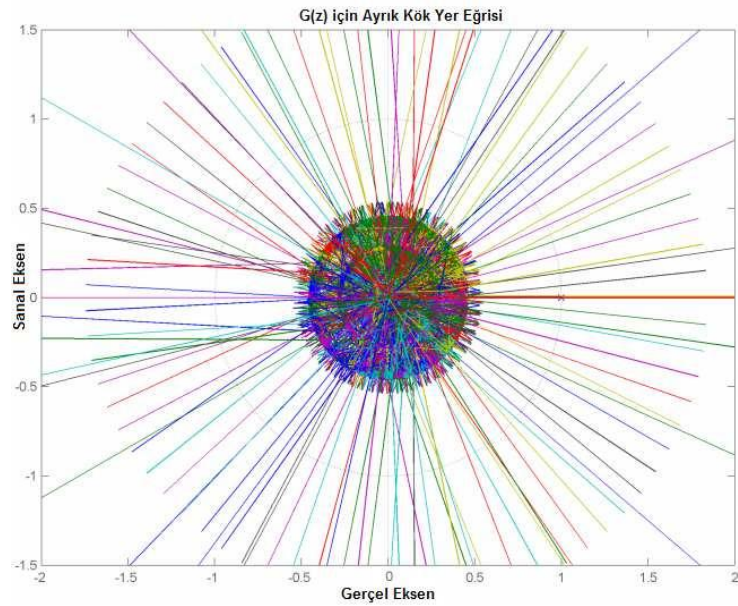
Özetlemek gerekirse, PI parametrelerinin tespiti için tezde, nerilen PI ayar kuralı, DTC l zaman denetleyicisi, IMC tabanlı PI ayar kuralı ve NSGA-II evrimsel optimizasyon prosedürü olmak üzere dört farklı ayar mekanizması test edilmiştir. Bu yöntemlerin oluşturduğu kapalı çevrim sistem ve denetleyici çıkış yanıtları karşılaştırıldığında, nerilen PI ayar kuralının ve NSGA-II ile elde edilen en yavaş çözümün endüstriyel proseslerde uygulanabilir bir kontrol işareti ürettiği ve istenen çıkış yanıtını sağladığı grlmştir. Dolayısıyla, bu iki ayar yönteminin de endüstriyel sıcaklık kontrol sistemlerinde uygulanmasının mümkün olduğu grlmştir. Ayrıca, tezde önerilen analitik PI ayar kuralının basitliği ve etkinliği sebebiyle güvenilir olduğu ve son kullanıcının bu yöntemi herhangi bir optimizasyon prosedürüne gerek duymadan uygun bir kontrol işareti ve çıkış yanıtı elde etmek üzere endüstriyel sıcaklık kontrol sistemlerinde rahatlıkla kullanabileceği sonucuna varılmıştır.

4. KARARLILIK ANALİZİ

Tasarlanan denetleyicinin ayar parametrelerinin değiştirilmediği fakat üç bölgedeki sistem transfer fonksiyonlarında herhangi bir parametre belirsizliği olması durumunda, kapalı çevrim sistemin kararlılığı incelenmiştir. Bu analizin sonuçları bu bölümde verilmiştir.

Bölge-1'deki ayrık açık çevrim transfer fonksiyonu ($G_1(z)$) için kök-yer eğrisi Şekil 4.1'de görülmektedir. Ölü zaman değerleri üç bölge için sırasıyla 117.6 sn., 30.9 sn. and 39.6 sn.'dir. Bu ölü zaman değerleri nedeniyle üç bölgedeki kök-yer eğrisinde fazla sayıda kutup bulunur ve Bölge-2 ile Bölge-3 için de Şekil 4.1'e benzer bir kök-yer eğrisi elde edilir. Fazla sayıdaki kutup nedeniyle, kök-yer eğrisi incelenerek sistem kararlılığı hakkında bir sonuca varılamaz.

Bir kontrol sisteminde denetleyicinin dahil edildiği kapalı çevrim sisteme ait tüm kökler, bir başka deyişle, kapalı çevrim transfer fonksiyonuna ait tüm sıfır ve kutuplar z -tanım bölgesindeki birim daire içinde yer alıyorsa ($|z|=1$), kararlılık koşulu sağlanmış olduğundan kontrol sistemi "Kararlıdır" [94].



Şekil 4.1: Bölge-1 için kök yer eğrisi.

Önerilen ayar kuralı ile hesaplanmış olan denetleyici parametreleri Çizelge 3.3’de yer almaktadır. Bölüm 3’de (3.11) eşitliği ile verilen ayrık formdaki PI denetleyici için Çizelge 3.3’deki denetleyici parametreleri kullanılarak ve kapalı çevrim ayrık transfer fonksiyonunun kökleri test edilerek, önerilen kontrol sisteminin tüm bölgeler için kararlılığı sağladığı görülmüştür. Çizelge 4.1’de bölgelere göre kapalı çevrim transfer fonksiyonları ve kararlılık testinin sonucu bulunmaktadır.

Çizelge 4.1: Kararlılık testi.

Bölgeler	Kapalı Çevrim Transfer Fonksiyonu	Kararlı/Kararsız
Bölge-1	$T_1(z) = \frac{0.0003127z - 0.0003126}{z^{1178} - 1.999z^{1177} + 0.9992z^{1176} + 0.0003127z - 0.0003126}$	Kararlı
Bölge-2	$T_2(z) = \frac{0.0012z - 0.0012}{z^{311} - 1.999z^{310} + 0.9993z^{309} + 0.0012z - 0.0012}$	Kararlı
Bölge-3	$T_3(z) = \frac{0.0009281z - 0.000928}{z^{398} - 2z^{397} + z^{396} + 0.0009281z - 0.000928}$	Kararlı

Öte yandan, sistem parametreleri genellikle zaman içinde değişir ya da henüz parametre belirlenmesi ve sistem modelinin elde edilmesi aşamasında bazı nümerik hatalar oluşur. Bu şartlarda bile, kapalı çevrim sistemin kararlılığı bozulmamalı ve gerektiğinde kontrol sistemi, parametre değişikliklerine karşı kendini uyarlamalıdır. Takip eden iki bölümde, olası tek veya çoklu parametre belirsizliklerinde denetleyici parametrelerinin sabit olması durumunda kapalı çevrim sistemin kararlılığı incelenmiştir. Sabit tutulan denetleyici parametreleri Çizelge 3.1’deki nominal model parametrelerine göre hesaplanan ve Çizelge 3.3’de verilen parametrelerdir. Fakat, detaylı olarak Bölüm 5.3’de açıklandığı gibi, denetleyici parametrelerinin sabit tutulmaması ve güncellenmesi gereken bazı belirsizlikler de mevcut olabilmektedir.

4.1 Tek Parametre Belirsizliği

Her bölgedeki sistem transfer fonksiyonunda sadece tek bir parametrede belirsizlik olduğu varsayımı yapılmış ve kararlılık incelenmiştir. Test edilen parametre belirsizlik aralıkları Çizelge 4.2’de verilmiştir.

Çizelge 4.2: Test edilen parametre belirsizlik aralığı.

Bölgeler/Belirsizlik Aralığı	K	τ (sn.)	L (sn.)
Bölge-1	[0.01-1]	[121-182]	[117.6-148]
Bölge-2	[0.01-1]	[76-153]	[15.5-46.5]
Bölge-3	[0.01-1]	[257.3-390]	[19.8-59.4]

Örneğin, Bölge-1 için verilen $K = 0.09$ sapma değeri, $\tau = 121.08$ nominal değeri ve $L = 117.6$ nominal değeri için kapalı çevrim ayırık transfer fonksiyonu (4.1) eşitliğinde yer almaktadır. (4.1) eşitliğindeki payda polinomunun, bir başka deyişle, karakteristik denklemin kökleri (kapalı çevrim sistem kutupları) ve kapalı çevrim sistem sıfırı birim daire içindedir, bu nedenle kapalı çevrim sistem kararlıdır.

$$T_1(z) = \frac{0.001449z - 0.001448}{z^{1178} - 1.999z^{1177} + 0.9992z^{1176} + 0.001449z - 0.001448} \quad (4.1)$$

Geliştirilen bir yazılım ile, Çizelge 4.2’de verilen belirsizlik aralıklarındaki küçük artımlar için aynı test gerçekleştirilmiştir. Belirlenmiş olan geniş belirsizlik aralığı için yapılan benzetim sonucunda kapalı çevrim sistemin kararlılığının korunduğu gözlemlenmiştir.

4.2 Çoklu Parametre Belirsizliği

Her bölgedeki sistem transfer fonksiyonunda aynı anda birden fazla parametrede belirsizlik olduğu varsayımı yapılmış ve kararlılık incelenmiştir. Seçilen sapma değerleri Çizelge 4.3’de verilmiştir.

Çizelge 4.3: Çoklu parametre belirsizliği için sapma değerleri.

Bölgeler/Sapma Değeri	K	τ (sn.)	L (sn.)
Bölge-1	0.09	60.5	58.8
Bölge-1	0.09	60.5	117.6
Bölge-1	0.09	181.6	117.6
Bölge-1	0.09	60.5	176.4
Bölge-1	0.09	181.6	176.4
Bölge-1	0.09	122.1	176.4
Bölge-2	0.09	149.6	46.4
Bölge-3	0.09	128.7	39.6
Bölge-3	0.09	257.3	59.4

Örneğin, Çizelge 4.3’ün son satırında Bölge-3 için verilen üç sapma değeri için ($K = 0.09$, $\tau = 257.3$, $L = 59.4$) kapalı çevrim ayırık transfer fonksiyonu (4.2) eşitliğinde yer almaktadır. Transfer fonksiyonunun kökleri (kutupları ve sıfırı) birim daire içindedir, bu nedenle kapalı çevrim sistem kararlıdır.

$$T_3(z) = \frac{0.002358z - 0.002357}{z^{596} - 2z^{595} + z^{594} + 0.002358z - 0.002357} \quad (4.2)$$

Aynı test, Çizelge 4.3'deki tüm sapma değerleri için gerçekleştirilmiştir. Belirlenmiş olan yüksek sapma değerleri için yapılan benzetim sonucunda kapalı çevrim sistemin kararlılığının korunduğu gözlemlenmiştir.

Parametre belirsizlikleri ile ilgili benzetim sonuçları, Bölüm 5.3'de verilmiştir. Tek parametre belirsizliği için Bölge-1'deki $K = 0.09$ belirsizliği, çoklu parametre belirsizliği için Bölge-2'deki ($K = 0.09$, $L = 46.35$) belirsizliği örnek gösterilebilir. Bu iki belirsizliğin etkisine ait benzetim sonuçları sırasıyla Şekil 5.14'de ve Şekil 5.15'de görülmektedir. Görüldüğü gibi, bu iki durum için de denetleyicinin yeni parametrelerle güncellenmesi gerekmiştir.

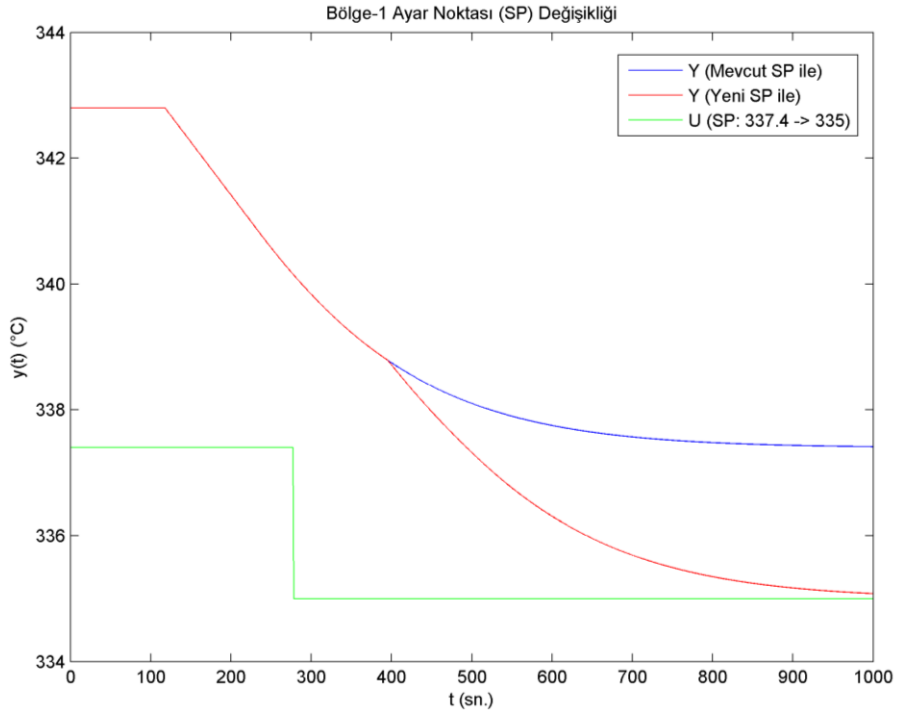
Sonuç olarak, kapalı çevrim sistemin kararlılığının test edilen geniş aralıklı parametre belirsizliklerinden etkilenmediği görülmüştür. Fakat, sistemde kararlılık şartının sağlanması, sistem performansının istenen dinamikte olacağını göstermemektedir. Belirsizlikler, sistem performansını olumsuz yönde etkileyebilir. Bu nedenle, eğer operatörün kararı sistem çıkış yanıtının düzelmesini gerektiriyorsa, kontrol sistemi parametre belirsizliklerine göre uyarlanmaktadır. Bazı uyarlama örnekleri Şekil 5.14 - Şekil 5.16 ile gösterilmiştir.

5. PI DENETLEYİCİNİN AYARLANMASI

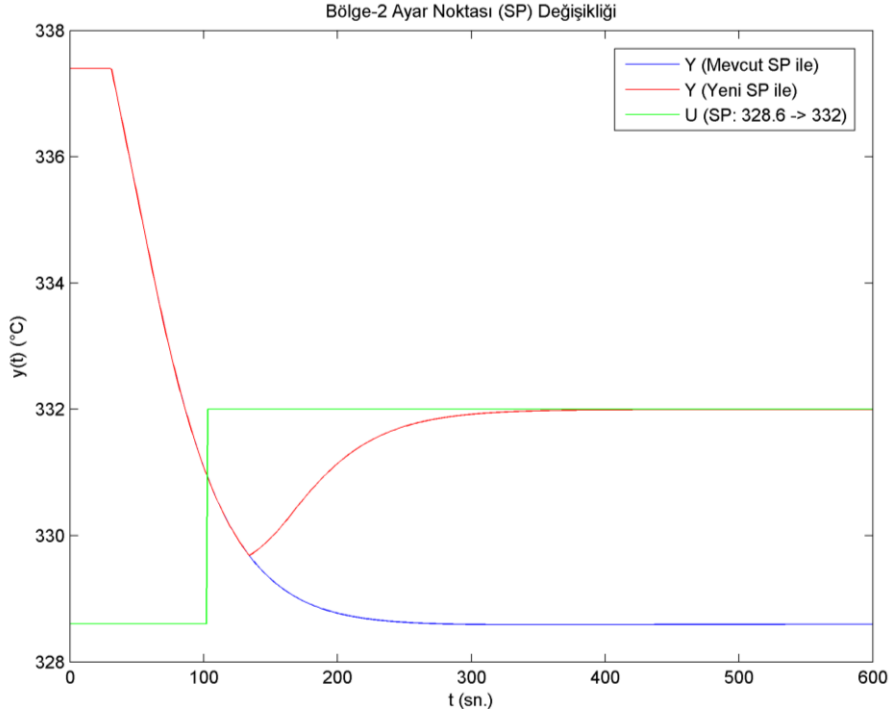
Sistem gereksinimleri için uygun denetleyici parametrelerinin (K_c ve T_i) belirlenmesi işi denetleyicinin ayarlanması olarak bilinir. Bu bölümde, denetleyicinin değişen durumlara göre uyarlanmasını sağlamak üzere “yeniden” ayarlanması konusuna yer verilmiştir. Öncelikle, sistem çıkış yanıtının değişen ayar noktasını takip edip etmediği gözlenmiş, daha sonrasında ise sistemin belirlenen bazı yük bozucularına karşı davranışı ve denetleyicinin performansı incelenmiştir. Son olarak, sistemde oluşabilecek parametre değişikliklerinin sisteme etkisi analiz edilmiştir.

5.1 Ayar Noktası Değişiklikleri

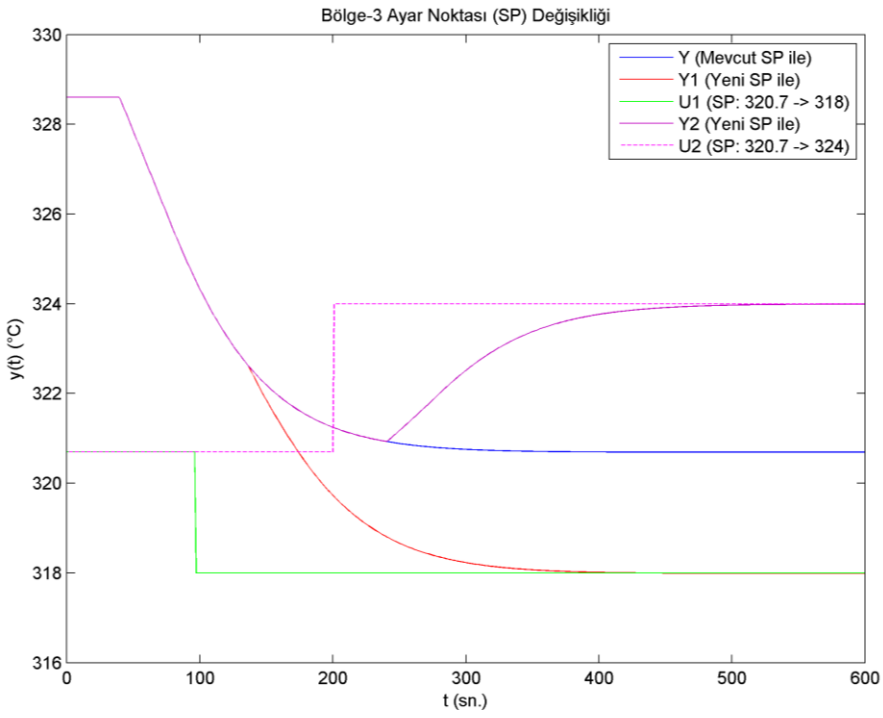
Çıkış yanıtı, önceden belirlenmiş olan ayar noktasına yaklaşırken, sistemde bulunan operatör ayar noktasını dolayısıyla işletme şartını değiştirdiğinde oluşacak olan yanıtlar Şekil 5.1 - Şekil 5.3’de verilmiştir.



Şekil 5.1 : Bölge-1 için ayar noktası değişikliği.



Şekil 5.2 : Bölge-2 için ayar noktası değişikliği.



Şekil 5.3 : Bölge-3 için ayar noktası değişikliği.

Şekil 5.1 - Şekil 5.3 ile görüldüğü gibi, çıkış yanıtları yeni ayar noktasını hiçbir aşım olmadan takip edebilmiştir.

5.2 Bozucular

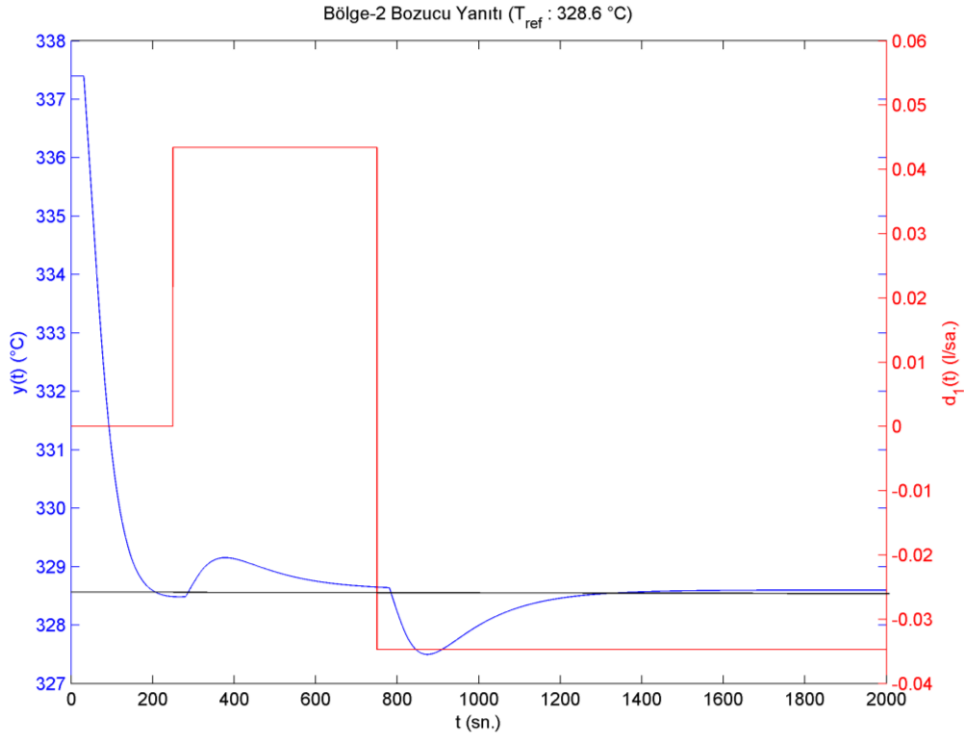
Proses parametrelerinin belirli bir aralıkta değişmesi durumunda, önerilen denetleyici yeniden ayarlanmaktadır. Öte yandan, kontrol sistemlerinde denetleyici çıkışında yük bozucuları da bulunabilir. Bu nedenle, sisteme ilave edilen bozucu işaretler altında kapalı çevrim sistemin, dolayısıyla önerilen denetleyicinin performansı incelenmiştir.

Şekil 3.9’da, denetleyici çıkış işaretinin $t = 200$ anındaki genliği 0.2 l/sa.’dır ($u(200) = 0.2$). $t = 250$ ve $t = 750$ anlarında sisteme iki adet bozucu işaret uygulanmıştır. $t = 250$ ’de birinci bozucu işaretin genliği $u(200)$ genliğinin %20’si, ikinci bozucu işaretin genliği ise $u(200)$ genliğinin %40’ıdır. ($d_1(250) = 0.04$ l/sa. ve $d_2(250) = 0.08$ l/sa.) $t = 750$ ’deki genlikler ise $d_1(750) = -0.035$ l/sa. ve $d_2(750) = -0.07$ l/sa. şeklindedir.

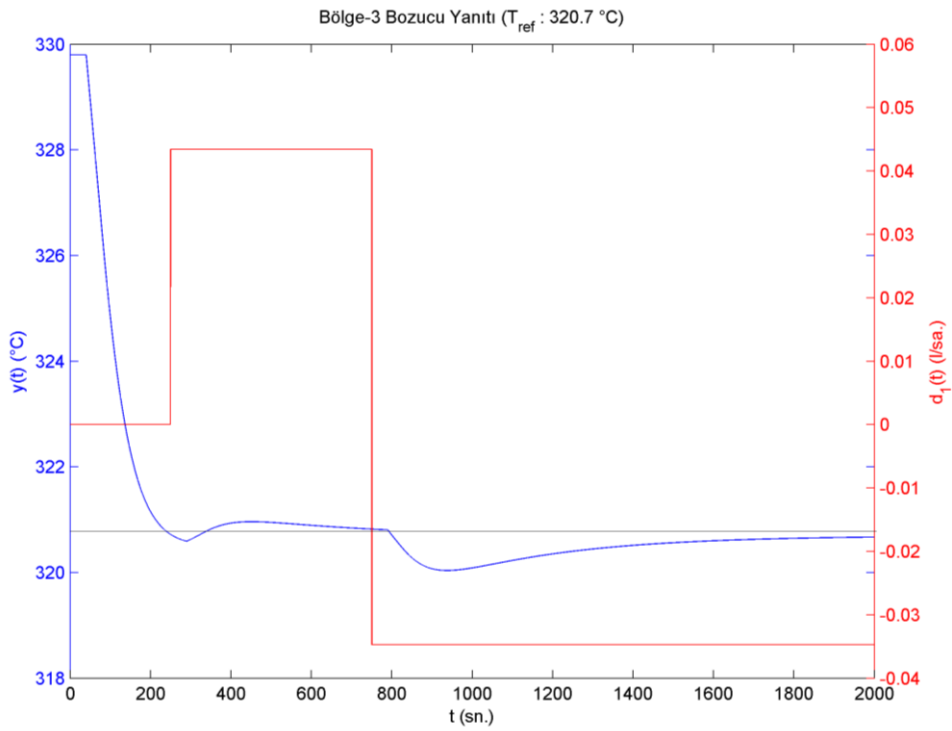
Birinci bozucu işaret için çıkış yanıtları Şekil 5.4 - Şekil 5.6’da görülmektedir.



Şekil 5.4 : Bölge-1 için birinci bozucu ($d_1(t)$) yanıtı.

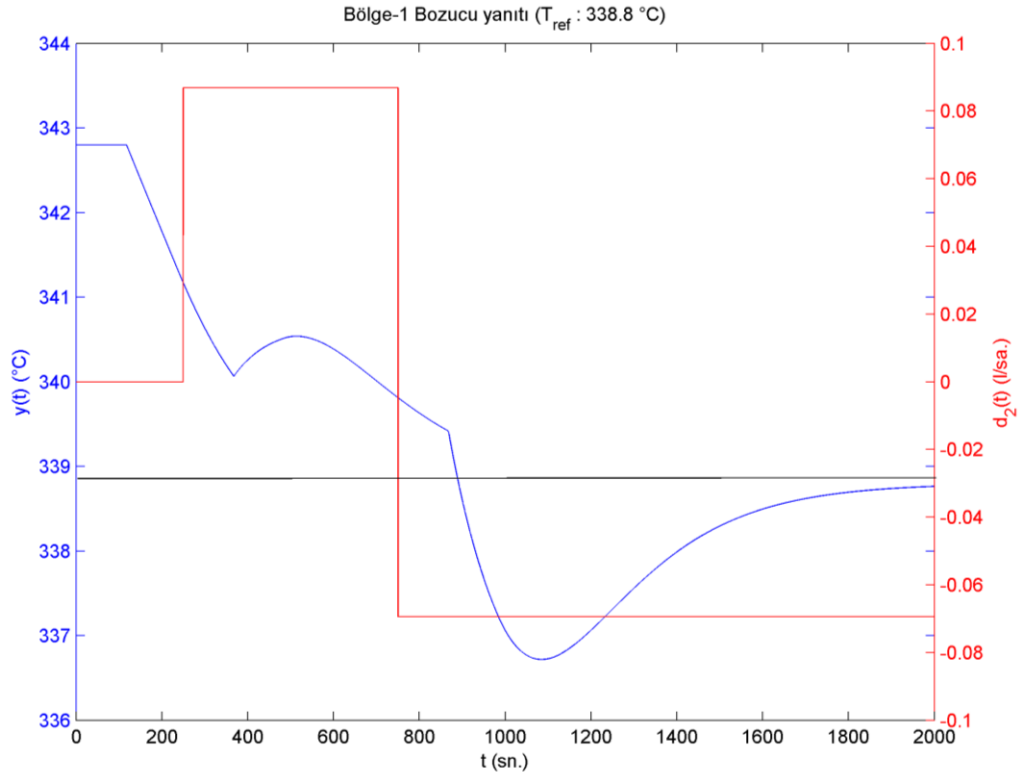


Şekil 5.5 : Bölge-2 için birinci bozucu ($d_1(t)$) yanıtı.

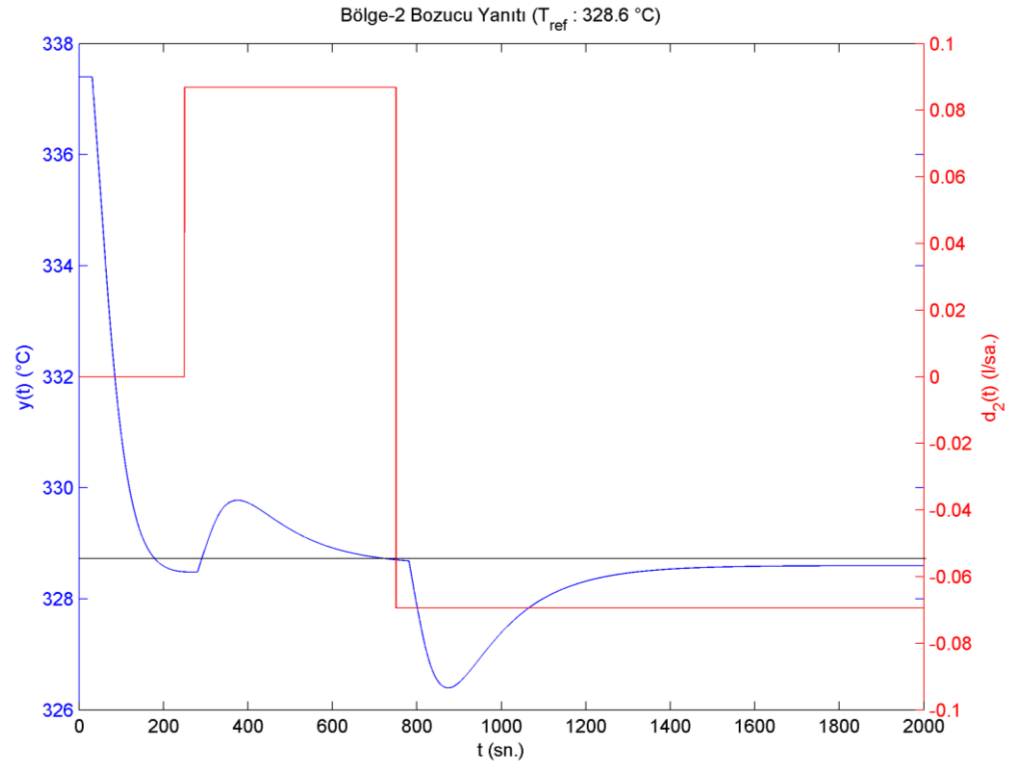


Şekil 5.6 : Bölge-3 için birinci bozucu ($d_1(t)$) yanıtı.

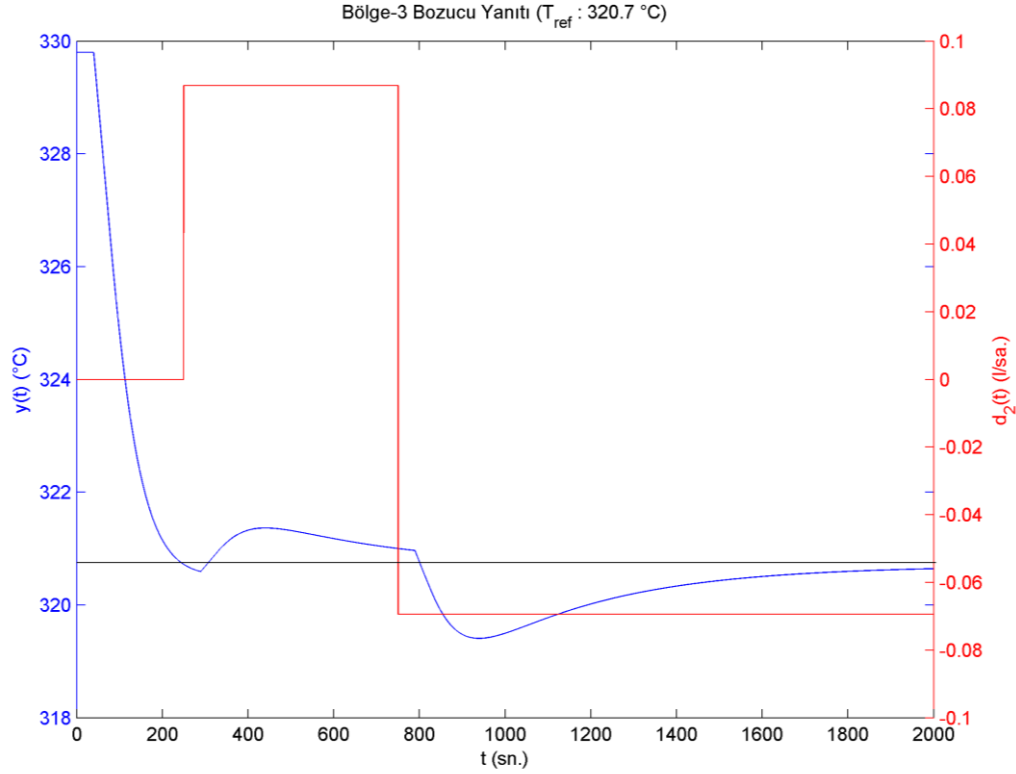
İkinci bozucu işaret için çıkış yanıtları Şekil 5.7 - Şekil 5.9'da görülmektedir.



Şekil 5.7 : Bölge-1 için ikinci bozucu ($d_2(t)$) yanıtı.



Şekil 5.8 : Bölge-2 için ikinci bozucu ($d_2(t)$) yanıtı.



Şekil 5.9 : Bölge-3 için ikinci bozucu ($d_2(t)$) yanıtı.

Şekil 5.4 - Şekil 5.9'dan da görüldüğü gibi, belirlenen bozucular çıkış yanıtlarında aşımına neden olmuştur. Fakat bozucuların varlığında, ayar noktasından maksimum sapma yaklaşık 2°C olarak gerçekleşmiş ve çıkış işareti belirli bir süre sonunda yeniden ayar noktasına oturmuştur. Çıkış yanıtının ayar noktasına oturmuş kabul edilmesi için, kısaca SP olarak ifade edilen ayar noktasının yaklaşık ± 0.2 'sine denk gelen ve $(\text{SP} \pm 0.6^{\circ}\text{C})$ olarak belirlenen histerezis bandı içinde bulunması yeterlidir.

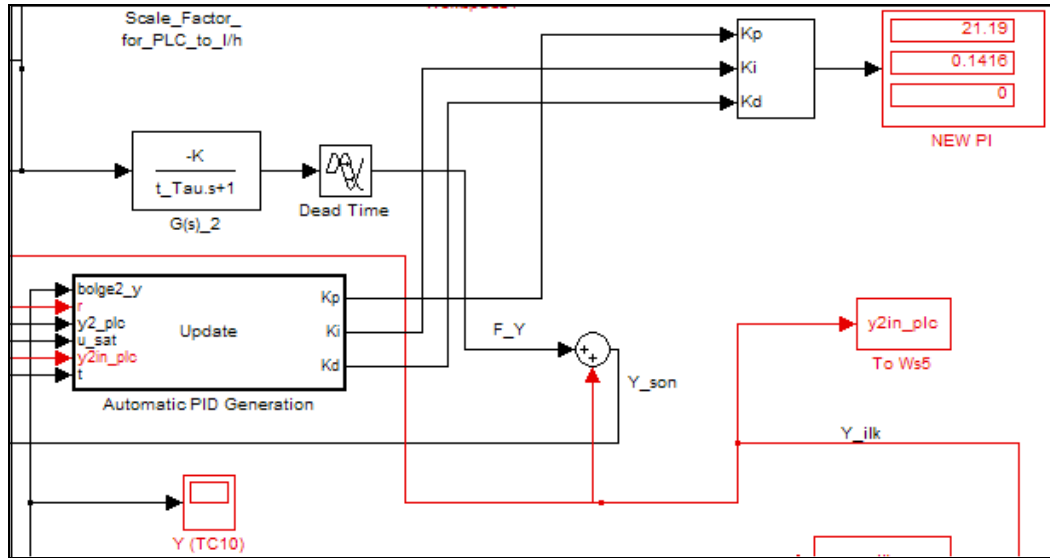
5.3 Parametre Belirsizlikleri

Proses transfer fonksiyonu parametrelerindeki değişim, ölçme hataları (ölçüm hassasiyetinin düşmesi, kalibre edilmemiş ya da bozuk sensörler), modelleme hataları (yanlış hesaplama ya da programlama hatası) veya değişen ortam koşulları ve çevresel parametreler nedeniyle olabilir.

Parametre değişiklikleri ile başa çıkabilmek için kontrol sistemine kendi kendini ayarlama mekanizması dahil edilmelidir. Bu sayede, model parametrelerine bağlı olan denetleyici parametreleri önerilen ayar kuralı kullanılarak yeniden hesaplanır ve güncellenen denetleyici ile yeni koşullara uyum sağlanır. Kendi kendini ayarlama özelliği içermeyen denetleyicilerin parametreleri dikkatli biçimde ayarlanmalıdır [111].

Çoğu endüstriyel proseste, tamamen otomatik kontrol yapılması genelde tercih edilmez. Bu da operatörün tercihlerinin bu gibi sistemlerde hala önemli bir rol oynadığını, sistemin işletiminde ve kontrolünde önceliğe operatörün sahip olduğunu gösterir. Örneğin, operatörün güncellenmiş bir denetleyiciye ihtiyaç duymadığı parametre belirsizlikleri durumlarında bile güncelleme kararını vererek ince ayar (*fine tuning*) yapma yetkisi bulunmaktadır.

Tez çalışmasında, “Bölge-Seçimi” ve “Otomatik-PID” isimli iki program geliştirilmiştir. İlk program, sistemin içinde bulunduğu kontrol bölgesini, anlık sıcaklık ve istenen sıcaklık (ayar noktası) değerlerine göre otomatik olarak belirler. Çıkış yanıtını sürekli olarak takip eden ikinci program ise, çıkış yanıtının ayar noktasını belirli bir sınırın (histerezis bandının) üzerinde aştığını tespit ettiğinde, birinci program ile belirlenen bölge için uygun PID parametre değerlerini (K_p , K_i ve K_d) hesaplayıp MATLAB/Simulink modelinde çıkış olarak gösterir. Şekil 5.10’da görülen “Automatic PID Generation” isimli MATLAB Gömülü Fonksiyon Bloğu (EFB) içinde, bahsedilen ikinci program (Otomatik-PID) bulunmaktadır. Kendi kendini ayarlayan uyarlamalı denetleyici tasarımı bu blok yardımıyla uygulamaya geçirilmiştir. Ayrıca, operatörün hesaplanmış denetleyici parametrelerini görebilmesi soğutma kontrolü için operatör kontrollü daha sezgisel ve esnek bir yapı sağlamıştır. Konu ile ilgili detaylı bilgi Bölüm 5.3.2’de verilmiştir.



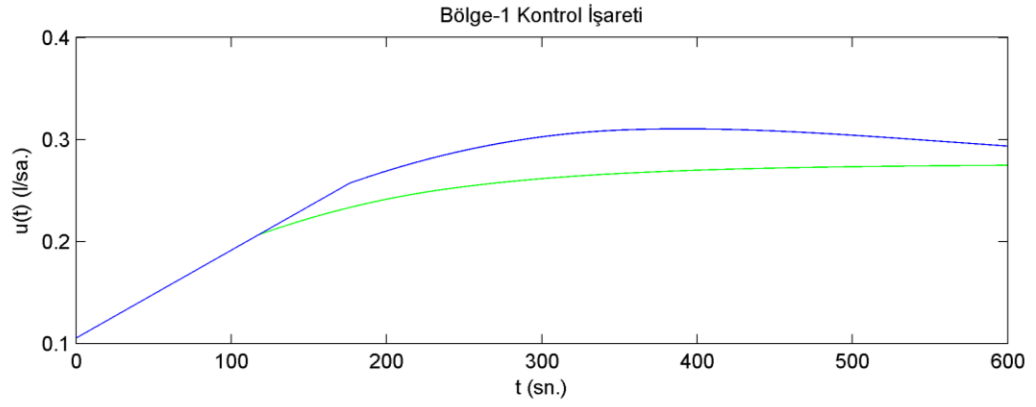
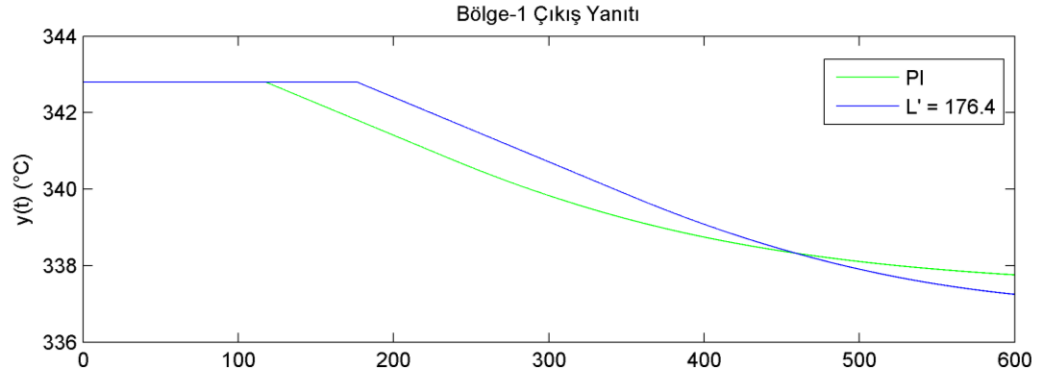
Şekil 5.10 : MATLAB/Simulink modelindeki “Otomatik PID Üretici” bloğu.

5.3.1 Model uyumsuzluğu

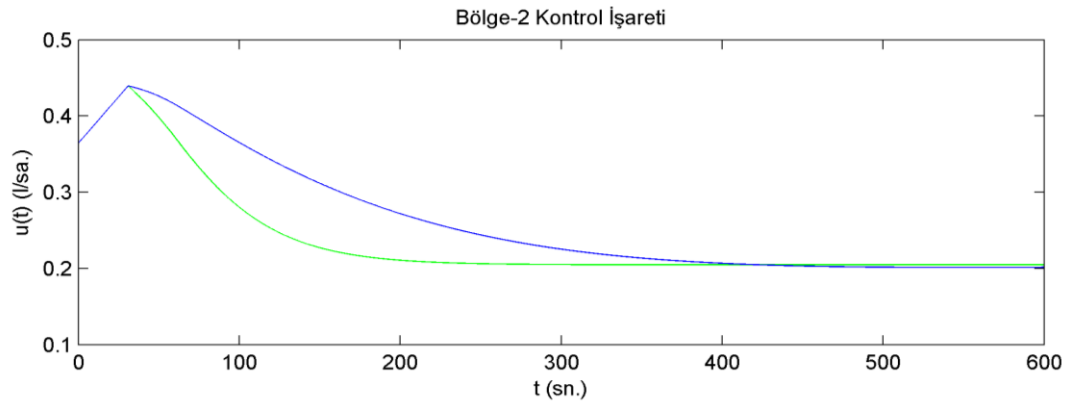
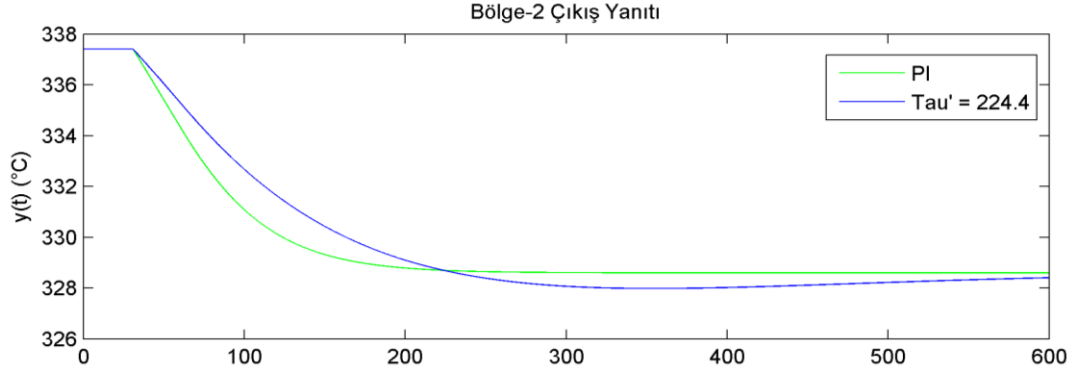
Bölüm 4’de vurgulandığı gibi, sistem tanıma safhasında bazı nümerik hatalar olabilir. Bu hataların sebebi, modellemede insan müdahalesi (yanlış hesaplama ya da programlama hatası) ya da ölçme sistemindeki hatalar olmaktadır. Bu hataların varlığında sistem modeli ile fiziksel sistemin kendisi uyumsuzluk içindedir. Model parametreleri fiziksel sistem parametrelerinin gerçek değerinden sapmıştır. Bu duruma “Model uyumsuzluğu” adı verilir. Bazı sapma değerleri için denetleyicinin yeniden ayarlanması gereksiz iken, bazı sapma değerlerinde çıkış yanıtı sıcaklık kontrol sistemlerinde istenmeyen yüksek bir aşımaya sahip olabilmekte, bu nedenle denetleyicinin güncellenmesi gerekli hale gelmektedir.

Tasarlanan denetleyicinin yeni durumda da işlevsel olabilmesi için şüphesiz ki modelleme hatalarının küçük ve kabul edilebilir bir sınır içinde olması gerekir.

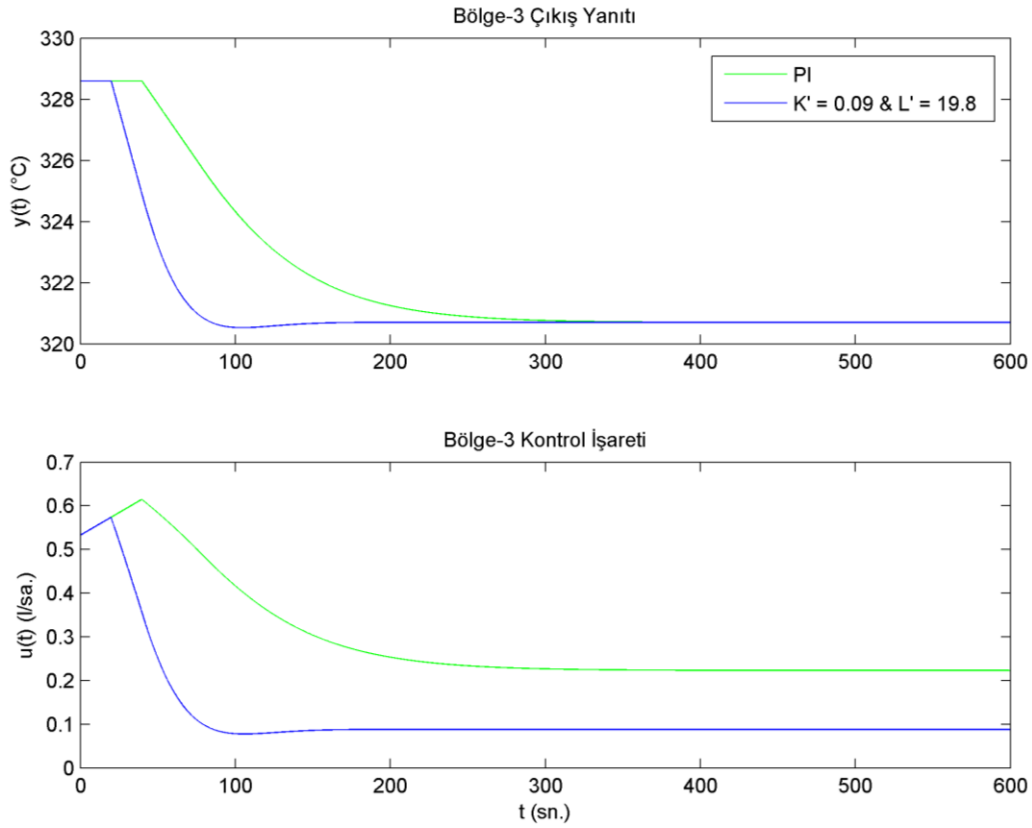
Denetleyicinin yeniden ayarlanmasına gerek duyulmayan tolere edilebilir bazı sapma değerleri için benzetim sonuçları Şekil 5.11 - Şekil 5.13 ile gösterilmiştir



Şekil 5.11 : Bölge-1 için model uyumsuzluğu (Denetleyici güncellemesi yok).

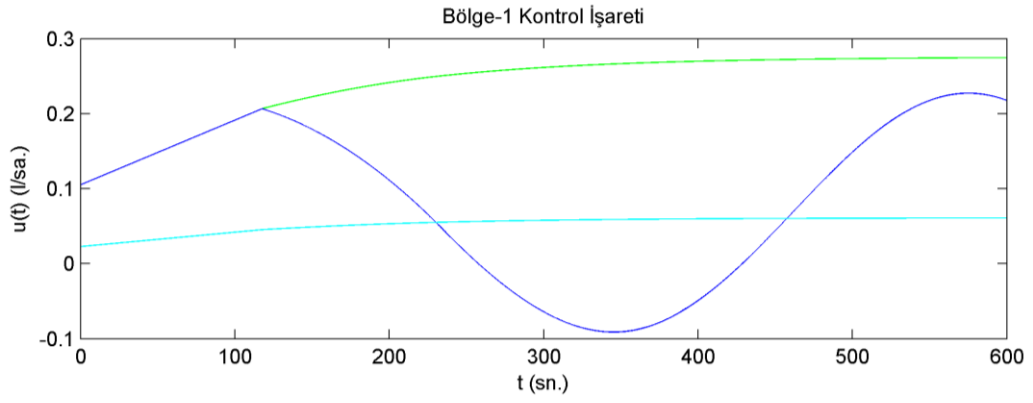
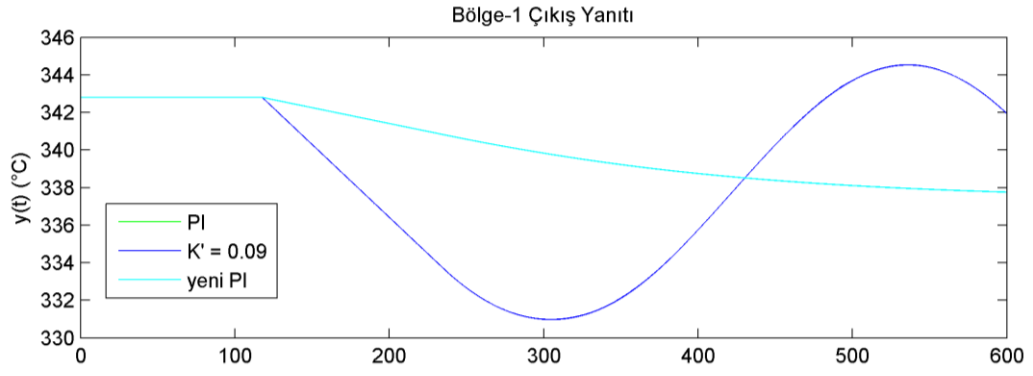


Şekil 5.12 : Bölge-2 için model uyumsuzluğu (Denetleyici güncellemesi yok).

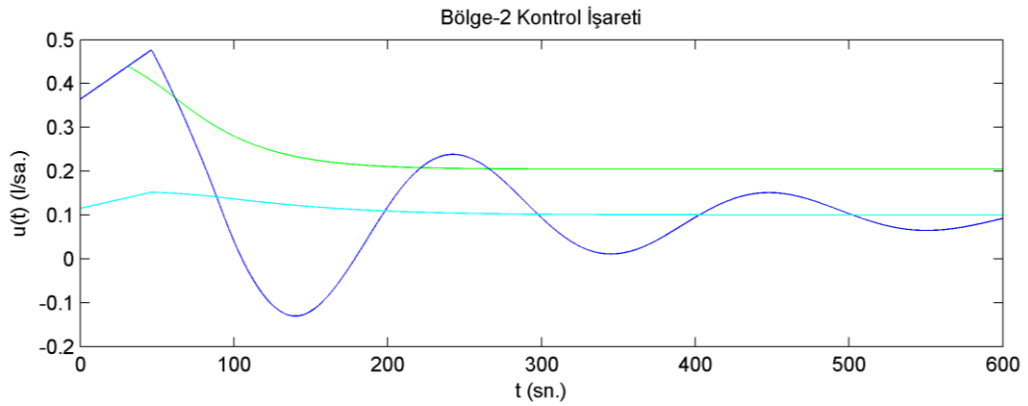
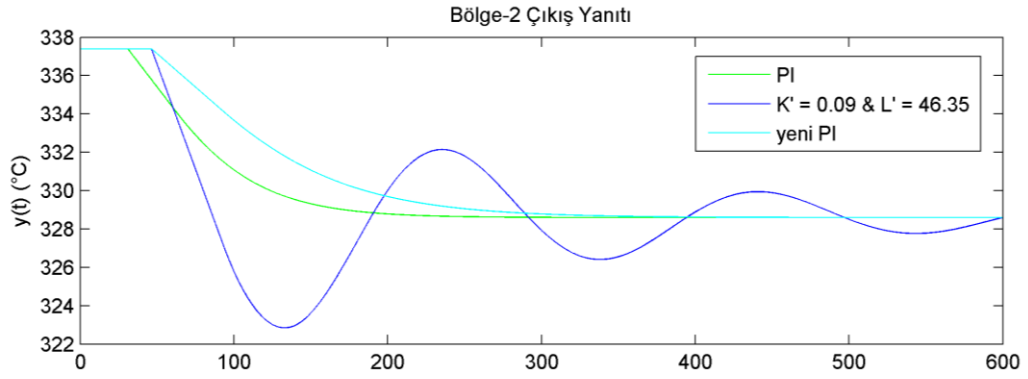


Şekil 5.13 : Bölge-3 için model uyumsuzluğu (Denetleyici güncellemesi yok).

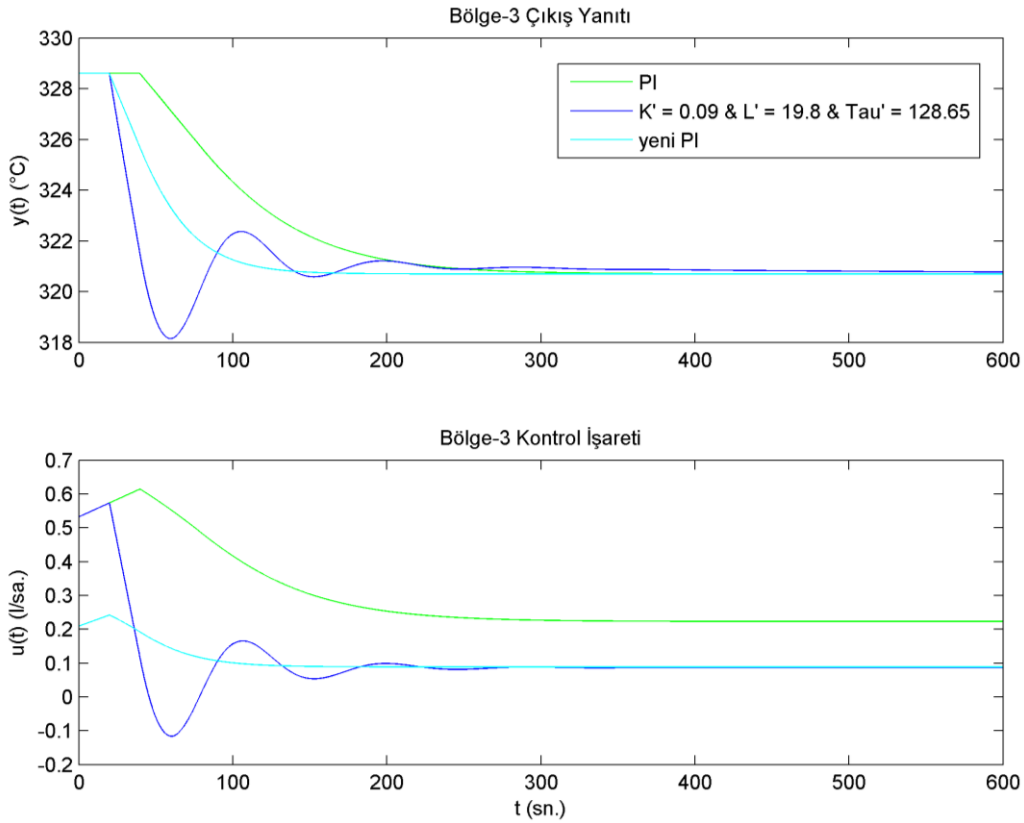
Bazı yüksek değerli sapmalarda, önceden hatalı tespit edilen model parametrelerine bağlı olarak hesaplanmış olan bir denetleyici yetersiz kaldığından kritik sönümlü çıkış dinamiği bozulabilir ve çıkışın ayar noktasından uzaklaşmasına neden olur. Bu durumda, denetleyici yeni parametre değerleriyle güncellenmelidir. Yüksek modelleme hatası sorununun da benzetimi yapılmış ve güncellenmenin etkisi Şekil 5.14 - Şekil 5.16'da gösterilmiştir. Benzetim sonucuna göre, denetleyici parametreleri önerilen ayar kuralı kullanılarak yeniden hesaplandığında çıkış yanıtının yeniden kritik sönümlü dinamiğe sahip olduğu görülmektedir. Bu yaklaşım sayesinde, parametre değişimlerinin ya da belirsiz parametrelerin sisteme etkisi, geliştirilen kendi kendini ayarlama (uyarlama) prosedürü ile azaltılmıştır.



Şekil 5.14 : Bölge-1 için model uyumsuzluğu (Denetleyici güncellemesi var).



Şekil 5.15 : Bölge-2 için model uyumsuzluğu (Denetleyici güncellemesi var).



Şekil 5.16 : Bölge-3 için model uyumsuzluğu (Denetleyici güncellemesi var).

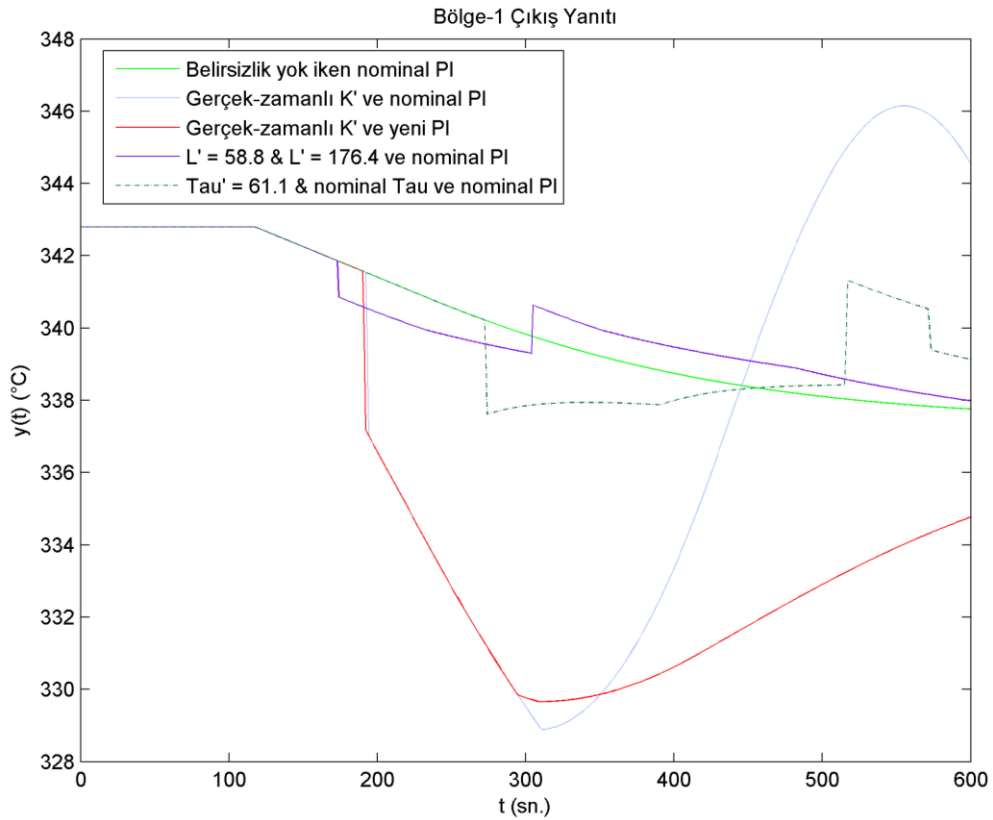
Denetleyicinin ayarlanması, operatörün kararlarını da devreye alabilmek adına “yarı-otomatik” olarak tasarlanmıştır. Böylece, denetleyicinin uyarlanması gerekliliği temel olarak operatörün tercihin ve performans ölçütüne bağlı hale getirilmiştir. Mikro-Kojenerasyon sistemindeki sıcaklık kontrolü için operatörün gözettiği performans ölçütü “aşım” kriteridir.

5.3.2 Parametre değişikliği

Sıcaklık ve basınç gibi değişen ortam koşulları nedeniyle proses parametreleri işletim esnasında da değişebilir. Bu yüzden, denetleyicinin işletim esnasında gerçek-zamanlı olarak güncellenmesi kritik hale gelebilmektedir.

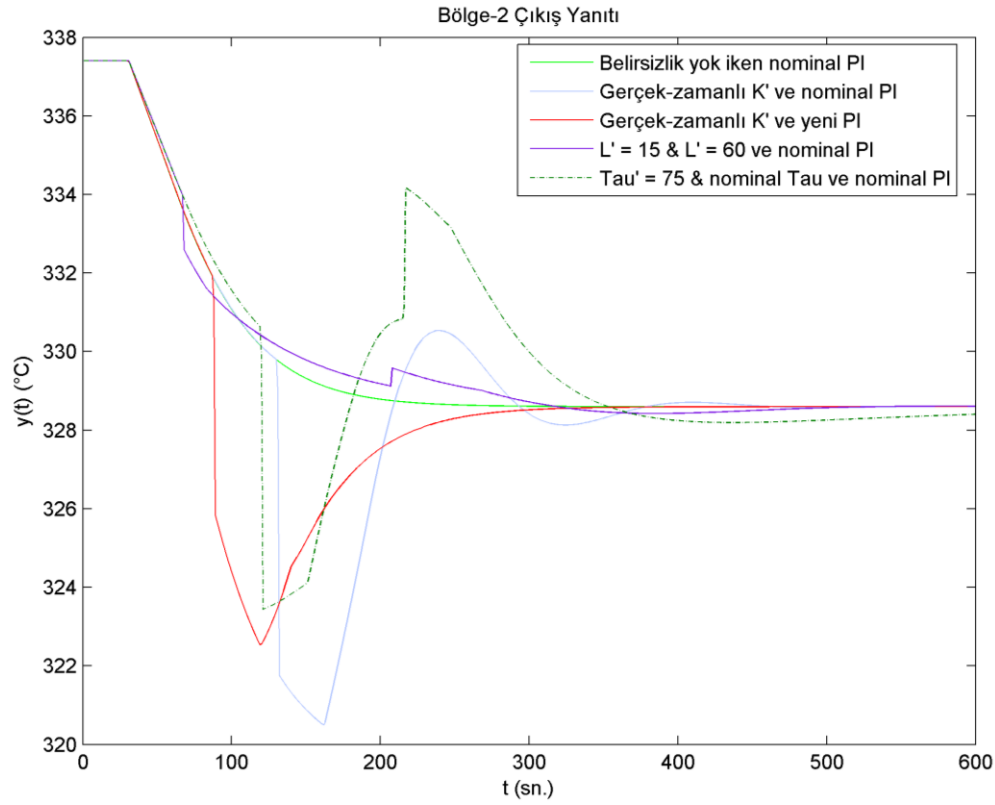
Önerilen denetleyiciyi doğrudan prototip sistemde test etmek için mekanik ve elektriksel açıdan eksiklikler mevcuttur. Bu nedenle, gerçek-zamanlı kontrol uygulaması benzetim ortamında gerçekleştirilmiştir. Yakıt pilli mikro-kojenerasyon sistemindeki gerçek-zamanlı test prosedürünü benzetebilmek için, Gerçek-Zaman Çalışma Alanı (RTW) isimli MATLAB araç kutusundan faydalanılmıştır. RTW araç kutusunda, C programlama dili ile programlanmış bir S-fonksiyonu kullanılarak MATLAB/Simulink modelinin çalışma hızı düşürülerek model gerçek-zamanlı

çalışmaya uygun hale getirilmiştir. Model, tüm benzetim süresi boyunca gerçek-zaman saati ile eşzamanlı (senkronize) olarak 1 saniye aralıklarla 600 saniye boyunca çalıştırılmıştır. Belirsizlik öncesi, sonrası ya da denetleyici güncellemesinden sonra TC10 çıkış sıcaklığı yanıtındaki değişim Simulink modelindeki “Scope” bloğuyla 600 saniye boyunca her an takip edilebilmiştir. Gerçek-zamanlı olası parametre belirsizliklerine ait çeşitli senaryolar oluşturulmuş ve modelde test edilmiştir. Benzetim sonuçları, Şekil 5.17 - Şekil 5.19 ile verilmiştir.

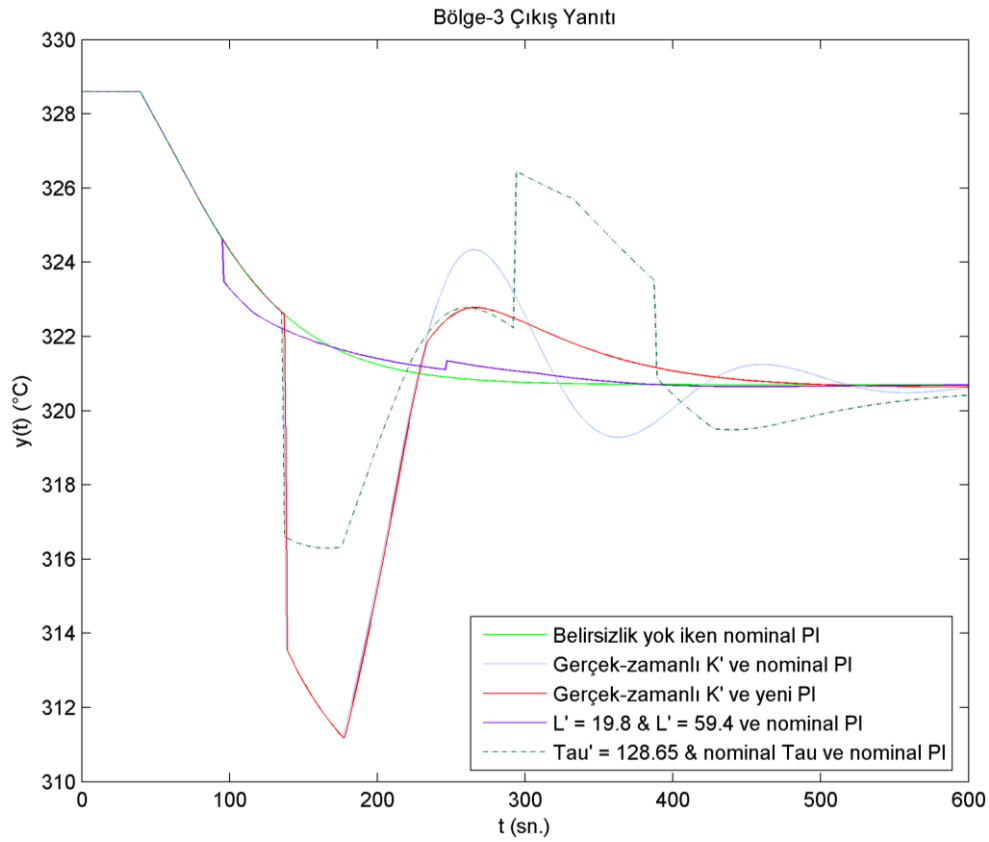


Şekil 5.17 : Bölge-1 için denetleyicinin gerçek-zamanlı ayarlanması.

Benzetim sonuçlarına göre, çıkış yanıtında en çok sapmaya neden olan baskın parametrenin K, proses kazancı olduğu görülmüştür. Diğer parametre değişimlerinde çıkış yanıtı kabul edilebilir bir süre sonra yeniden istenen çıkış sıcaklık değerine ulaşabilmiştir. Maksimum sapmanın K parametresindeki değişimden kaynaklandığı gözlemlendiğinden, öncelikle bu değişim hesaplanır. Çıkış yanıtı ayar noktasından anlık olarak ıraksadığında “Automatic PID Generation” bloğu içindeki Otomatik-PID programı bu ıraksamayı en iyi yansıtan proses kazanç değerini hesaplar ve bu değere uygun yeni denetleyici parametrelerini bulur.



Şekil 5.18 : Bölge-2 için denetleyicinin gerçek-zamanlı ayarlanması.



Şekil 5.19 : Bölge-3 için denetleyicinin gerçek-zamanlı ayarlanması.

Sürekli çalışan bu programda temel olarak iki kontrol vardır. Birincisi, çıkış sıcaklığı ayar noktasının üzerinde olduğunda ($TC_{10} > (SP + 0.6^{\circ}C)$) ve çıkıştaki ani düşüş ile $TC_{10} < (SP - 0.6^{\circ}C)$ olduğunda, algoritma bu düşüşü yansıtacak yeni K değerini hesaplar ve bu değişimi kontrol altına alacak denetleyici parametre değerlerini bulur. İkincisi, çıkış sıcaklığı ayar noktasına çok yakın ve histerezis bandı içinde olduğunda ($TC_{10} = (SP \pm 0.6^{\circ}C)$) ve o andan sonra çıkış, belirlenen bandın dışında kalacak şekilde ayar noktasından pozitif ya da negatif yönde ıraksarsa ($|TC_{10} - SP| > (0.6^{\circ}C)$), algoritma yeniden yeni proses kazancını ve yeni denetleyiciyi belirler. Yeni PID parametrelerini hesaplayan MATLAB bloğu ile birlikte operatöre görsel olarak sunulan denetleyici parametreleri de Şekil 5.10'da görülebilmektedir.

Kendi kendini ayarlama algoritması için başlangıç koşulu, çıkış yanıtında en az $0.6^{\circ}C$ 'lik bir sapma olmasıdır. Ayar noktasında $\pm 0.6^{\circ}C$ olarak düşünülen histerezis bandı, bahsedilmiş olduğu üzere üç bölge için aşımın yaklaşık $300^{\circ}C$ olan ayar noktasının %0.2'sini aşmaması kriterine göre belirlenmiştir. Fakat $0.6^{\circ}C$ 'den büyük bir sapma olması durumunda bile, eğer operatör çıkış yanıtını sistem gereksinimleri açısından uygun olarak değerlendiriyorsa, yeni PI parametrelerini Simulink modelindeki "PID Controller" bloğuna iletmeye gerek görmeyebilir. Bu nedenle, denetleyicinin yeni parametrelerle güncellenmesi işi operatörün kontrol sistemi için karar verebilmesi adına manuel bir prosedür olarak tasarlanmıştır. Endüstriyel prosesler için genelde bu yarı-otomatik uyarlamalı kontrol mekanizması daha avantajlıdır. Çünkü bu tip sistemlerin gerçek-zamanlı işletiminde, otomatik çalışan bir programın sistem çıkış yanıtını sürekli olarak takip ederek, sapma durumunda uygun denetleyici parametrelerini hesaplaması ve kullanıcıya görsel olarak sunması yeterlidir. Böylece, yeni parametreleri kullanıp kullanmama kararı, sistemde deney yapan operatöre bırakılarak yarı-otomatik, esnek ve güvenli bir kontrol sağlanmış olur.

6. SONUÇLAR

Bu tezde, PEM yakıt pilli mikro-kojenerasyon sistemindeki sıcaklık kontrolü için bir PI denetleyici önerilmiş ve denetleyicinin ayarlanması için basit ve kolay uygulanabilir bir ayar kuralı sunulmuştur. HTS reaktöründe katalizör bölgesindeki sıcaklık kontrolü, önerilen kontrol sistemi aracılığıyla soğutma suyunun debisi kontrol edilerek gerçekleştirilmiştir. Kontrol sisteminin tasarlanması için öncelikle sistemi temsil eden üç adet sistem modeli belirlenmiştir. Bu modeller için üç ayrı denetleyicinin belirlenmesi, üç kontrol bölgesi oluşturarak daha hassas bir kontrol sistemi sağlamıştır. Sistem tanıma işlemi PLC programlama ortamında yapılmış, geribesleme sıcaklık kontrol sistemi MATLAB/Simulink'te modellenmiştir.

PI denetleyici parametrelerinin ayarlanabilmesi için sadece model parametrelerine bağlı bir analitik PI ayar kuralı önerilmiştir. Bu sıcaklık kontrol problemi için karşılaştırma amaçlı olarak çeşitli ayar yöntemleri de uygulanmış ve önerilen ayar yönteminin pratik olması ve tüm kontrol bölgelerinde yavaş değişen kontrol işareti ile kritik sönümlü sıcaklık dinamiğini sağlaması bakımından üstün olduğu söylenebilmektedir. Yavaş değişen ve düzgün kontrol işareti ile, kontrol gücünde eyleyicilerde yıpranma oluşturacak ve ilgili donanımın yaşam döngüsünü kısaltacak ani bir değişim meydana gelmemiştir. Önerilen PI denetleyici, istenen katalizör sıcaklıklarını tüm kontrol bölgeleri için herhangi bir aşım, sürekli-hal hatası ve ani kontrol etkisi olmadan sağlamıştır.

Kontrol sistemlerinde, hızlı bir yanıt genellikle aşım da neden olabilir. Öte yandan, eğer yanıt yavaş ise ayar noktasına daha az aşım ya da aşımsız erişilebilir. Fakat sözkonusu sıcaklık kontrol sisteminde hem olabildiğince hızlı, aşımsız yanıt hem de yavaş değişen kontrol işareti beklendiğinden bu bir ödünleşim problemi yaratmaktadır ve bu problemin çözümü için uygun denetleyici parametrelerinin belirlenmesi amacıyla bir evrimsel çok-ölçütlü optimizasyon algoritması da kullanılabilir. Bu nedenle, önerilen ayar yöntemi NSGA-II çok ölçütlü optimizasyon yöntemi ile de kıyaslanmıştır. Parametre optimizasyonu amacıyla yararlanılan NSGA-II ile iki hedefin de aynı anda gerçekleştirilmesi için gerekli olan tüm uygun

$[K_c, T_i]$ çözümleri, bir başka deyişle, çözüm kümesi belirlenmiştir. Böylece, son kullanıcı ya da operatör, çıkış yanıtındaki performans ihtiyacına göre çeşitli $[K_c, T_i]$ çözümlerinden herhangi birini seçebilmektedir. Benzetim sonuçları, tezde önerilen parametre ayar yönteminin NSGA-II yöntemi kadar etkili olduğunu ve basit yapısı nedeniyle uygun PI parametrelerinin tespit edilebilmesi için ödünleşim problemlerinde kullanılan yinelemeli, uzun optimizasyon çalışmalarının yerine tercih edilebileceğini göstermektedir.

Denetleyici parametrelerinin güncellenmediği durumda olası tek parametre ve çoklu parametre belirsizlikleri için sistem kararlılığı da incelenmiştir. Kapalı çevrim sistem kararlılığı üç bölgede ele alınan geniş aralıklı sapma değerleri için analiz edilmiş ve bu sapmaların kararlılığı etkilemediği görülmüştür. Yine de, kararlılık koşulunun sağlanması sistem yanıtının istenen dinamikte olacağı anlamına gelmemektedir. Bu nedenle, Simulink benzetim modelinde ayar noktası değişiklikleri, yük bozucuları, model uyumsuzluğu veya gerçek-zamanlı parametre değişikliği şeklinde çeşitli senaryolar test edilmiş ve parametre belirsizliklerine karşı uyarlama gerçekleştirilmiştir. Böylece, parametre değişimlerinin ya da belirsiz parametrelerin sisteme etkisi, geliştirilen kendi kendini ayarlama prosedürü ile azaltılmıştır. Benzetim sonuçlarına göre, önerilen denetleyici ile elde edilen faydalar şu şekildedir:

- Düzgün bir kontrol işareti sayesinde çıkış yanıtları, değiştirilen ayar noktasını hiçbir aşım olmadan kritik sönümlü bir dinamik ile takip edebilmektedir.
- Belirlenen yük bozucularının varlığında çıkış, kendisini tolere edilebilir bir aşım ile tekrar ayar noktasına uyarlayabilmektedir.
- Eğer sistemde parametre değişikliği ya da model uyumsuzluğu mevcut ise ve çıkış yanıtı belirlenen bir histerezis bandının içinde değilse, geliştirilen kendi kendini ayarlama algoritması yeni denetleyici parametrelerini hesaplamaktadır. Parametre belirsizliklerinin etkisini gidermek için denetleyici parametreleri güncellendiğinde çıkış yanıtı düzelerek tekrar kritik sönümlü dinamiğe sahip olmaktadır.

Gerçek-zamanlı benzetim modeli içinde oluşturulan algoritma ile hesaplanan yeni denetleyici parametreleri model ekranında da gösterilmiştir. Ancak, proses güvenliğinden ödün vermemek için bu parametre değerlerinin denetleyici bloğuna aktarılması operatörün gerçekleştireceği manuel bir işlem olarak tasarlanmıştır. Endüstriyel prosesler için, genellikle bu “yarı-otomatik” ayar sistemiği daha uygundur. Bunun yanı sıra, gerçek-zamanlı benzetim, çıkış yanıtının anlık takibi avantajını sağlamıştır. Sonuç olarak, önerilen kendi kendini ayarlayan yarı-otomatik endüstriyel kontrol sistemi için geliştirilmiş olan gerçek-zamanlı benzetim modelinde çıkış yanıtının anlık olarak görüntülenebilmesi ve operatörün karar mekanizmasının benzetim modeline dahil edilmesi ile, sözkonusu endüstriyel prosesin gerçek-zamanlı test prosedürü başarıyla temsil edilebilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] **International Electrotechnical Commission.** (2003). IEC61131-3 ed. 2.0: Programmable Controllers (Part 3: Programming languages). *International Electrotechnical Commission*. Retrieved January 10, 2013, from <http://www.iec.ch>.
- [2] **Sağlam, G., Tutum, C. C., & Kurtulan, S.** (2013). A new PI tuning method for an industrial process: A case study from a micro-cogeneration system. *Energy Conversion and Management*, 67, 226–239.
- [3] **Dorer, V., Weber, R., & Weber, A.** (2005). Performance assessment of fuel cell micro-cogeneration systems for residential buildings. *Energy and Buildings*, 37(11), 1132–1146.
- [4] **Akorede, M. F., Hizam, H., & Pouresmaeil, E.** (2010). Distributed energy resources and benefits to the environment. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 14(2), 724–734.
- [5] **Ljung, L.** (1999). *System identification: Theory for the user* (2nd ed.). N. J: Prentice Hall.
- [6] **Aström, K.J., Hagglund, T.** (1984). Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins. *Automatica*, 20(5), 645–651.
- [7] **Kaya, İ., Atherton, D. P.** (2001). Parameter estimation from relay autotuning with asymmetric limit cycle data. *Journal of Process Control*, 11(4), 429–439.
- [8] **Hang, C. C., Aström, K. J., & Wang, Q. G.** (2002). Relay feedback auto-tuning of process controllers - A tutorial review, *Journal of Process Control*, 12(1), 143–162.
- [9] **Luyben, W. L.** (2001). Getting more information from relay feedback tests. *Ind. Eng. Chem. Res.*, 42(20), 4425–4440.
- [10] **Thyagarajan, T. V., Yu, C. C.** (2003). Improved autotuning using the shape factor from relay feedback. *Ind. Eng. Chem. Res.*, 42(20), 4425–4440.
- [11] **Srinivasan, K., Chidambaram, M.** (2003). Modified relay feedback method for improved system identification. *Comp. Chem. Eng.*, 27(5), 727–732.
- [12] **Panda, R. C., Yu, C. C.** (2003). Analytical expressions for relay feedback responses. *Journal of Process Control*, 13(6), 489–501.
- [13] **Vivek, S., Chidambaram, M.** (2005). Identification using single symmetrical relay feedback test. *Comp. Chem. Eng.*, 29(7), 1625–1630.

- [14] **Majhi, S.** (2007). Relay based identification of processes with time delay. *Journal of Process Control*, 17(2), 93–101.
- [15] **Yoo, C., Kim, M. H.** (2009). Industrial experience of process identification and set-point decision algorithm in a full-scale treatment plant. *Journal of Environmental Management*, 90(8), 2823–2830.
- [16] **Li, Y., Ang, K. H., & Chong, G. C.** (2006). Patents, software and hardware for PID control. *IEEE Control Systems*, 26(1), 42–54.
- [17] **Bi, Q., Cai, W. J., Lee, E., Wang, Q., Hang, C., & Zhang, Y.** (1999). Robust identification of first-order plus dead-time model from step response. *Control Engineering Practice*, 7(1), 71–77.
- [18] **Matausek, M. R., Kvascev, G. S.** (2003). A unified step response procedure for autotuning of PI controller and Smith predictor for stable processes. *Journal of Process Control*, 13(8), 787–800.
- [19] **Leva, A., Colombo, A. M.** (2004). On the IMC-based synthesis of the feedback block of ISA PID regulators, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 26(5), 417–440.
- [20] **Tao, L.** (2011). Closed-loop step response identification for improving on-line autotuning of load disturbance rejection. *30th Chinese Control Conference* (6328–6333).
- [21] **Yuwana, M., Seborg, D.** (1982). A new method for on-line controller tuning. *A.I.Ch.E.J.*, 28(3), 434–440.
- [22] **Jutan, A., Rodriguez, E.** (1984). Extensions of a new method for on-line controller tuning. *Can. J. Chem. Eng.*, 62(6), 802–807.
- [23] **Lee, J.** (1989). On-line PID controller tuning from a single, closed-loop test. *A.I.Ch.E.J.*, 35(2), 329–331.
- [24] **Sung, S. J., Park, H. J., Lee, I. B., & Yang, D. R.** (1994). On-line process identification and autotuning using P-controller. *Proceedings of Asian Control Conference* (411–414).
- [25] **Isermann, R., Münchhof, M.** (2010). *Identification of dynamical systems: An introduction with applications*. Berlin: Springer-Verlag.
- [26] **Kalman, R. E.** (1960). A new approach to linear filtering and prediction problems. *Transactions of the ASME-Journal of Basic Engineering*, 82, 35–45.
- [27] **Sripada, N. R., Fisher, D. G.** (1987). Improved least squares identification. *Int. J. Control*, 46(6), 1889–1913.
- [28] **Shah, S. L., Cluett, W. R.** (1991). Recursive least squares based estimation schemes for self-tuning control. *Can. J. Chem. Eng.*, 69(1), 89–96.
- [29] **Natarajan, K., Gilbert, A. F., & B. Patel, R. S.** (2006). Frequency response adaptation of PI controllers based on recursive least-squares process identification. *ISA Transactions*, 45(4), 517–528.
- [30] **Wang, D., Ding, F.** (2010). Input-output data filtering based recursive least squares identification for CARARMA systems. *Digital Signal Processing*, 20(4), 991–999.

- [31] **Wilson, J. A., Chew, M., & Jones, W. E.** (2006). State estimation-based control of a coal gasifier. *IEEE*, 153(3), 268–276.
- [32] **Prakash, J., Patwardhan, S. C., & Shah, S. L.** (2010). State estimation and nonlinear predictive control of autonomous hybrid system using derivative free state estimators. *Journal of Process Control*, 20(7), 787–799.
- [33] **Alaei, H. K., Salahshoor, K., & Alaei, H. K.** (2010). Model predictive control of distillation column based recursive parameter estimation method using HYSYS simulation. *International Conference on Intelligent Computing and Cognitive Informatics* (308–311).
- [34] **Chen, Z. Q., Lin, M. Q., & Yuan, Z. Z.** (2000). Global convergence of minimum variance self-tuning scheme based upon damped least squares. *Asian Journal of Control*, 2(1), 50–56.
- [35] **Ziegler, J., Nichols, N.** (1942). Optimum settings for automatic controllers. *Trans. ASME*, 64, 759–768.
- [36] **Cohen, G. H., Coon, G. A.** (1953). Theoretical consideration of retarded control. *Trans. ASME*, 75, 827–834.
- [37] **Popov, A., Farag, A., & Werner, H.** (2005). Tuning of a PID controller using a multi-objective optimization technique applied to a neutralization plant. *44th IEEE Conference on Decision and Control and the European Control Conference* (7139–7143).
- [38] **Pedersen, G., Yang, Z.** (2006). Multi-objective PID-controller tuning for a magnetic levitation system using NSGA-II. *GECCO'06 - Proceedings of the Genetic and Evolutionary Computation Conference* (1737–1744). N.Y: ACM.
- [39] **Xiang-Zhong, G.** (2009). Multi-objective PID controller based on NSGA-II algorithm with application to main steam temperature control. *IEEE International Conference on Artificial Intelligence and Computational Intelligence* (21–25). California: IEEE Computer Society
- [40] **Jie, L., Ding, F., & Bo, G.** (2009). Parameters Optimization of Aeroengine PID Controller Based on Genetic Algorithms. *IEEE International Forum on Computer Science-Technology and Applications* (418–421). California: IEEE Computer Society
- [41] **Kumar, C., Nair, N.** (2011). Tuning of a Proportional-Integral-Derivative controller using multi-objective non dominated sorting particle swarm optimization applied to pH control in continuous stirred tank reactor. *American Journal of Applied Sciences*, 8, 833–838.
- [42] **Hu, H., Xu, L., Wei, R., & Zhu, B.** (2011). Multi-objective control optimization for greenhouse environment using evolutionary algorithms. *Sensors*, 11, 5792–5807.
- [43] **Hagglund, T.** (1992). A predictive PI controller for processes with long dead times. *IEEE Control Systems Magazine*, 12(1), 57–60.

- [44] **Aström, K. J., Hang, C. C., & Lim, B .C.** (1994). A new Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 39(2), 343–345.
- [45] **Aström, K. J., Hagglund, T.** (1995). *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning* (2nd ed.). NC: ISA The Instrumentation, Systems, and Automation Society.
- [46] **Isaksson, A. J., Graebe, S. F.** (1999). Analytical PID parameter expressions for higher order systems. *Automatica*, 35(6), 1121–1130.
- [47] **Leva, A., Colombo, A. M.** (1999). Method for optimising set-point weights in ISA-PID autotuners. *IEE Proceedings on Control Theory and Applications*, 146(2), 137–146.
- [48] **Chen, D., Seborg, D.E.** (2002). PI/PID controller design based on direct synthesis and disturbance rejection. *Ind. Eng. Chem. Res.*, 41(19), 4807–4822.
- [49] **Hagglund, T., Aström, K. J.** (2002). Revisiting the Ziegler-Nichols tuning rules for PI control. *Asian Journal of Control*, 4(4), 364–380.
- [50] **Skogestad, S.** (2003). Simple analytical rules for model reduction and PID controller tuning. *Journal of Process Control*, 13(4), 291–309.
- [51] **Kaya, İ.** (2003). Obtaining controller parameters for a new PI-PD Smith predictor using autotuning. *Journal of Process Control*, 13(5), 465–472.
- [52] **Kaya, İ.** (2003). IMC based automatic tuning method for PID controllers in a Smith predictor configuration. *Computers and Chemical Engineering*, 28, 281–290.
- [53] **Aström, K. J., Hagglund, T.** (2004). Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control. *Journal of Process Control*, 14(6), 635–650.
- [54] **Gyöngy, I. J., Clarke, D. W.** (2006). On the automatic tuning and adaptation of PID controllers. *Control Engineering Practice*, 14(2), 149–163.
- [55] **Clarke, D. W.** (2006). PI auto-tuning during a single transient. *IEE Proceedings - Control Theory and Applications*, 153(6), 671–683.
- [56] **Camacho, O., Rojas, R., & Garcia-Gabin, W.** (2007). Some long time delay sliding mode control approaches. *ISA Transactions*, 46(1), 95–101.
- [57] **Zaheeruddin, M.** (1992). Multiple setpoint control of a heat recovery system. *Heat Recovery Systems and CHP*, 12(1), 23–37.
- [58] **Pannocchia, G.** (2004). Robust model predictive control with guaranteed setpoint tracking. *Journal of Process Control*, 14(8), 927–937.
- [59] **Ali, A., Majhi, S.** (2009). PI/PID controller design based on IMC and percentage overshoot specification to controller setpoint change. *ISA Transactions*, 48(1), 10–15.

- [60] **Yu, Z., Wang, J., Huang, B., & Bi, Z.** (2011). Performance assessment of PID control loops subject to setpoint changes. *Journal of Process Control*, 21(8), 1164–1171.
- [61] **Moness, M., Ziedan, I., & Mohamed, M.** (1992). Disturbance rejection in multiarea power systems - A decoupling approach. *Electric Power Systems Research*, 24(3), 173–181.
- [62] **Zaheeruddin, M.** (1993). Disturbance-rejection properties of a temperature controller for energy management control systems. *Energy Conversion and Management*, 34(6), 481–491.
- [63] **Shen, T., Mei, S., Lu, Q., Hu, W., & Tamura, K.** (2003). Adaptive nonlinear excitation control with L_2 disturbance attenuation for power systems. *Automatica*, 39(1), 81–89.
- [64] **Ding, Z.** (2007). Asymptotic rejection of asymmetric periodic disturbances in output-feedback nonlinear systems. *Automatica*, 43(3), 555–561.
- [65] **Messineo, S., Serrani, A.** (2009). Adaptive feedforward disturbance rejection in nonlinear systems. *Systems & Control Letters*, 58(8), 576–583.
- [66] **Vrancic, D., Strmcnik, S., Kocijan, J., & De Moura Oliveira, P.** (2010). Improving disturbance rejection of PID controllers by means of the magnitude optimum method. *ISA Transactions*, 49(1), 47–56.
- [67] **Commault, C., Dion, J. M., & Do, T. H.** (2011). Sensor location and classification for disturbance rejection by measurement feedback. *Automatica*, 47(12), 2584–2594.
- [68] **Huang, C. E., Li, D., & Xue, Y.** (2012). Active disturbance rejection control for the ALSTOM gasifier benchmark problem. *Control Engineering Practice*, 21(4), 556–564.
- [69] **Kapoor, R., Saini, M. K.** (2013). Detection and tracking of short duration variations of power system disturbances using modified potential function. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 47, 394–401.
- [70] **El-Madbouly, E., Nour, M. A.** (1996). On the evaluation of control systems. *Energy Conversion and Management*, 37(2), 167–181.
- [71] **Gallagher, M., Doherty, J.** (2007). Parameter estimation and uncertainty analysis for a watershed model. *Environmental Modelling & Software*, 22(7), 1000–1020.
- [72] **Chi, R. H., Sui, S. L., & Hou, Z. S.** (2008). A new discrete-time adaptive ILC for nonlinear systems with time-varying parametric uncertainties. *Acta Automatica Sinica*, 34(7), 805–808.
- [73] **Tanaka, Y., Momma, A., Kato, K., Negishi, A., Takano, K., Nozaki, K., & Kato, T.** (2009). Development of electrical efficiency measurement techniques for 10 kW-class SOFC system: Part II. Uncertainty estimation. *Energy Conversion and Management*, 50(3), 467–478.
- [74] **Zeinali, M., Notash, L.** (2010). Adaptive sliding mode control with uncertainty estimator for robot manipulators. *Mechanism and Machine Theory*, 45(1), 80–90.

- [75] **Nandar, C. S. A.** (2012). Robust PI control of smart controllable load for frequency stabilization of microgrid power system. *Renewable Energy*, 56, 16–23.
- [76] **Giffin, P. K.** (2013). Performance and cost results from a DOE Micro-CHP demonstration facility at Mississippi State University. *Energy Conversion and Management*, 65, 364–371.
- [77] **Chen, P. C.** (2013). Robust voltage tracking control for proton exchange membrane fuel cells. *Energy Conversion and Management*, 65, 408–419.
- [78] **Abbas, A.** (1997). A new set of controller tuning relations. *ISA Transactions*, 36(3), 183–187.
- [79] **Rabbani, M., Devotta, J., & Elangovan, S.** (1998). An adaptive fuzzy controlled superconducting magnetic energy storage unit for power systems. *Energy Conversion and Management*, 39(9), 931–942.
- [80] **Dadone, A., Dambrosio, L.** (2003). Estimator based adaptive fuzzy logic control technique for a wind turbine-generator system. *Energy Conversion and Management*, 44(1), 135–153.
- [81] **Bai, J., Zhang, X.** (2007). A new adaptive PI controller and its application in HVAC systems. *Energy Conversion and Management*, 48(4), 1043–1054.
- [82] **Qu, G., Zaheer-uddin, M.** (2010). Online H-inf adaptive tuning of PI controllers for discharge air temperature system. *Energy Conversion and Management*, 51(6), 1179–1195.
- [83] **Hasanien, H. M., Muyeen, S., & Tamura, J.** (2010). Speed control of permanent magnet excitation transverse flux linear motor by using adaptive neuro-fuzzy controller. *Energy Conversion and Management*, 51(12), 2762–2768.
- [84] **Hasanien, H. M.** (2011). FPGA implementation of adaptive ANN controller for speed regulation of permanent magnet stepper motor drives. *Energy Conversion and Management*, 52(2), 1252–1257.
- [85] **Wei, Q., Wang, W.** (2011). Research on fuzzy self-adaptive PI-Smith control in long time-delay system. *The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications*, 18(5), 114–117.
- [86] **Niknam, T., Azadfarsani, E., & Jabbari, M.** (2012). A new hybrid evolutionary algorithm based on new fuzzy adaptive PSO and NM algorithms for distribution feeder reconfiguration. *Energy Conversion and Management*, 54(1), 7–16.
- [87] **Kojabadi, H. M., Abarzadeh, M., & Farouji, S.A.** (2013). Robust stator resistance identification of an IM drive using model reference adaptive system. *Energy Conversion and Management*, 65, 507–517.
- [88] **U.S Environmental Protection Agency.** (2013). Combined Heat and Power Partnership. *U.S Environmental Protection Agency*. Retrieved March 15, 2013, from <http://www.epa.gov/chp/index.html>

- [89] **Waste Refinery Australia Project Association Incorporated.** (2009). Document 8 - Data Management Document Appendix S06 - Energy Research. (Report No: 091015). WRAPAI.
- [90] **International Energy Agency** (2011). World Energy Outlook - Are We Entering a Golden Age of Gas? (Report No: SBN: 978-92-64-12413-4). Paris: IEA Publications.
- [91] **Ersöz, A.** (2008). Investigation of hydrocarbon reforming processes for micro-cogeneration systems. *International Journal of Hydrogen Energy*, 33, 7084–7094.
- [92] **Danial, D. E., Kumar, R., Ahluwalia, R. K., & Krumpelt, M.** (2001). Fuel processor for automotive fuel cell system: A parametric analysis. *Journal of Power Sources*, 102(1-2), 1–15.
- [93] **Bernay, C., Marchand, M., & Cassir, M.** (2002). Prospects of different fuel cell technologies for vehicle applications. *Journal of Power Sources*, 108(1-2), 139–152.
- [94] **Kuo, B. C., Golnaraghi, F.** (2002). *Automatic Control Systems* (8th ed.). NJ: John Wiley & Sons Inc.
- [95] **Kurtulan, S., Gören, L.** (2005). A design method for a wide class of industrial processes (in Turkish). *Turkish Automatic Control Committee National Congress (TOK'05)*. İstanbul: İstanbul Technical University.
- [96] **Jack, H.** (2007). *Automating Manufacturing Systems with PLC*. Boston: Free Software Foundation.
- [97] **Kurtulan, S.** (2010). *PLC ile Endüstriyel Otomasyon* (6. bs.). İstanbul: Birsen.
- [98] **Morris, N. M.** (1991). *Control Engineering* (4th ed.). N.Y: McGraw-Hill
- [99] **Morriss, S. B.** (1995). *Automated Manufacturing Systems - Actuators, Controls, Sensors and Robotics*. Pennsylvania: McGraw-Hill.
- [100] **Kuo, B. C.** (1992). *Digital Control Systems* (2nd ed.). Oxford: Oxford University Press.
- [101] **Eris, O.** (2011). A new PI tuning rule for first order plus dead-time systems. *IEEE Africon*. Zambia: The Falls Resort and Conference Centre.
- [102] **Deb, K., Pratap, A., Agarwal, S., & Meyarivan, T.** (2002). A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 6, 182–197.
- [103] **Dorf, R., Bishop, R.** (1994). *Modern Control Systems*. Boston: Addison-Wesley Longman Publishing Co.
- [104] **Martins, F.** (2005). Tuning PID controllers using the ITAE criterion. *International Journal of Engineering Education*, 21(5), 867–873.
- [105] **Tutum, C. C., Deb, K., & Hattel, J.** (2010). Hybrid search for faster production and safer process conditions in Friction Stir Welding. *Proceedings of the 8th International Conference on Simulated Evolution and Learning* (603–612). Berlin: Springer-Verlag.

- [106] **Bandaru, S., Tutum, C. C., Deb, K., & Hattel, J.** (2011). Higher-level innovization: A case study from Friction Stir Welding process optimization. *IEEE Congress on Evolutionary Computation* (2782–2789). New Orleans.
- [107] **Deb, K., Bandaru, S., & Tutum, C. C.** (2012). Temporal evolution of design principles in engineering systems: Analogies with human evolution. *Parallel Problem Solving from Nature* (1–10). Berlin: Springer-Verlag.
- [108] **Deb, K., Srinivasan, A.** (2006). Innovization: Innovating design principles through optimization. *Proceedings of the Genetic and Evolutionary Computation Conference (GECCO'06)*, N.Y: ACM.
- [109] **Deb, K., Gupta, S.** (2011). Understanding knee points in bicriteria problems and their implications as preferred solution principles. *Engineering Optimization*, 43(11), 1175–1204.
- [110] **Siemens AG.** (1989). *Closed-Loop Control with SIMATIC S5 – Volume 1: Basic Concepts*. Nuremberg: Siemens AG.
- [111] **Jette, I., Zaheer-uddin, M., & Fazio, P.** (1998). PI-control of dual duct systems: manual tuning and control loop interaction. *Energy Conversion and Management*, 39(14), 1471–1482.

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Gaye Sağlam
Doğum Yeri ve Tarihi: İstanbul, 14.07.1983
E-Posta: gaye.saglam@tubitak.gov.tr
Lisans: Yıldız Teknik Üniversitesi - Elektrik Mühendisliği
Yüksek Lisans: İstanbul Teknik Üniversitesi -
Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği
Mesleki Deneyim ve Ödüller: TÜBİTAK Marmara Araştırma Merkezi
Enerji Enstitüsü
Uzman Araştırmacı
Gebze/Kocaeli
Mart 2007 - Halen

“Doğrudan Sodyum Bor Hidrürlü Yakıt Pili Üretimi ve Entegrasyonu” Projesi,
Ulusal Bor Araştırma Enstitüsü (BOREN) - *Başarı Ödülü, 2010.*

“Polimer Elektrolit Membranlı Yakıt Pili Modelleme, Membran ve Bipolar Plaka
Üretimi” Projesi, TÜBİTAK Marmara Araştırma Merkezi - *A Kategorisi Başarı
Ödülü, 200.9*

Yayın ve Patent Listesi:

- Korkmaz, Ö., Sarioğlu, A., Akgün, F., Akar, E., **Sağlam, G.**, Çamkerten, H. ve Sucu, Y. (2011). Hibrit Homojen Katalitik Yakma Sistemi. *İncelemeli patent müracaatı.*
- Akçakaya, H., Yıldız, H. A., **Sağlam, G.** & Gürleyen, F. (2009). Sliding Mode Control of Autonomous Underwater Vehicle. *IEEE Conference Proceeding - 6th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO'2009)*, November 5-8, 2009 Bursa, Turkey.
- Baranak, M., Özyönüm, G., Akar, E., İlhan, N., Kaytaç, A., Korkmaz, Ö., Bican, İ., **Sağlam, G.**, Erdör Türk, B., Ersöz, A., Sarioğlu, A. ve Akgün, F. (2009). Evsel Uygulamalar için Yakıt Pili Mikrokójenerasyon Sistemi. *4.Ulusal Hidrojen Enerjisi Kongresi ve Sergisi (UHK'2009)*, October 15-16, 2009 Kocaeli, Turkey.

- İlhan, N., Kaytaz, A., Ersöz, A., **Sağlam, G.** ve Akgün, F. (2009). Yakıt Pilli MikroKojenerasyon Sistemi. 3. *Uluslararası Doğalgaz Sempozyumu (INGAS'2009)*, June 10, 2009 Istanbul, Turkey.
- Akar, E., Genç, F., **Sağlam, G.**, Baranak, M., Korkmaz, Ö., Obut, S. ve Akgün, F. (2009). Evsel Mikro Kojenerasyon Uygulamaları ile Enerji Verimliliğinin Arttırılması. 2. *Enerji Verimliliği Toplantısı*, April 9-11, 2009 Kocaeli, Turkey.
- Boyacı, San F. G., Bican, İ., Uysal, S., Tekin, G., Erdör Türk, B., Okur, O., Tırıs, M., Akgün, F., Günen, E., Behmenyar, G., Şener, T., Genç, F. & **Sağlam, G.** (2009). A Method For Producing Recyclable Bipolar Plate. (Patent No: EP2015384 A1), January 14, 2009.

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR

- **Sağlam, G.**, Tutum, C. C., & Kurtulan, S. (2013). A New PI Tuning Method For an Industrial Process: A Case Study From a Micro-cogeneration System. *Energy Conversion and Management*, March, 2013.
- **Sağlam, G.**, Ersöz, A., Sarıoğlu, A., Boyacı San, F. G., ve Akgün, F. (2009). Evsel Uygulamalar için Yakıt Pilli Mikro-Kojenerasyon Sisteminin Kontrolü. *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK'2009)*, October 13-16, 2009 Istanbul, Turkey.
- **Sağlam, G.** (2009). Mikro Kojenerasyon Sistemleri Kontrol Teknolojileri. *Ulusal Seminer Sunuşu*, April 7, 2009 TÜBİTAK MAM Enerji Enstitüsü, Kocaeli, Turkey.

