

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ENDÜSTRİYEL SİSTEMLERDE İLERİ KONTROL
ALGORİTMALARININ UYGULANMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Elektronik Müh. Cengiz UÇAR**

Anabilim Dalı : MAKİNA MÜHENDİSLİĞİ

Programı : SİSTEM DİNAMİĞİ ve KONTROL

OCAK 2007

**ENDÜSTRİYEL SİSTEMLERDE İLERİ KONTROL
ALGORİTMALARININ UYGULANMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Elektronik Müh. Cengiz UÇAR
(503031618)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 25 Aralık 2006
Tezin Savunulduğu Tarih : 29 Ocak 2007

Tez Danışmanı :
Diğer Jüri Üyeleri

Doç.Dr. Şeniz ERTUĞRUL

Doç.Dr. Ekrem TÜFEKÇİ

Yar.Doç.Dr. Levent OVACIK



ÖNSÖZ

Tez çalışmalarımda beni yönlendiren ve değerli zamanını ayıran danışman hocam Sayın Doç. Dr. Şeniz ERTUĞRUL'a, çalışmamda kullanılan deney tesisatını tasarlarlarken maddi, manevi desteğini esirgemeyen babam Halit UÇAR'a, beni her zaman motive eden annem Ayşe UÇAR'a ve ablam Esin Elif UÇAR'a tüm içtenliğimle teşekkür ederim.

Mekanik tasarımda kullanılan donanımların teminini sağlayan ve bizzat yapımında da bana destek olan UÇAR METAL Makine Otomotiv Parça San. Ve Tic. A.Ş. çalışanlarına ayrıca teşekkür ederim.

İstanbul, Ocak 2007

Cengiz UÇAR

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	vi
TABLO LİSTESİ	vii
ŞEKİL LİSTESİ	viii
SEMBOL LİSTESİ	x
ÖZET	xii
SUMMARY	xv
1. GİRİŞ	1
1.1 Konu ile İlgili Çalışmalar	3
2. ISIL SÜREÇ İLKELERİ ve SİSTEM DİNAMİĞİ	6
2.1 Isıl Süreç Tasarımı	6
2.2 Isıl Süreç Tasarımında Öncelikler	9
2.3 Isı Ölçme Teknikleri ve Teknolojisi	10
2.4 Isıl Süreç Tasarımı Sorgu Listesi	11
2.5 Isıl Sistemin Tanımlanması	13
2.6 Isıl Sistemin Dinamiği	14
3. SİSTEM TASARIMI	17
3.1 Mekanik Kısım	17
3.2 Elektrik Kısım	18
3.3 Elektronik Kısım	18
3.3.1 PLC	19
3.3.2 Analog Modül	20
3.3.3 Isılçift Şartlandırıcısı/Vericisi	20
3.3.4 V/f Yük Sürücüsü ve Akım/Voltaj Çeviricisi	21
3.4 Yazılım Süreci	21
4. KONTROL TEKNİKLERİ	22
4.1 İkili Kontrol	22
4.2 Sürekli Kontrol	23
4.3 Sisteme Uygun Denetleyici Ayarı	24
4.4 Sistem Güvenliği	25
5. ISIL SÜREÇLERDE İKİLİ KONTROL	26
5.1 Isıl Süreç Modeli	26
5.2 Aç-Kapa Isıl Denetleyici	27
5.3 Kontrol Edilen Süreç ve Salınım Karakteristiği	27
5.4 Aç-Kapa Denetleyicide Salınım Hesabı	30
5.5 Ölü Bölgesiz Aç-Kapa Kontrol	31
5.6 Ölü Bölgesi Aç-Kapa Kontrol	33
5.7 Ölü Bölgesiz Bang-Bang Kontrol	34

5.8 Ölü Bölge Bang-Bang Kontrol	36
5.9 Oransal İkili Kontrol	37
5.10 Hız Geri Beslemeli İkili Kontrol	38
5.11 Kayan Rejimli Kontrol	40
6. ISIL SİSTEM BENZETİMİ	43
6.1 Isıl Sistemin Sayısal Benzetimi	43
6.2 Isıl Sistemin PID Kontrol Benzetimi	45
6.2.1 P Kontrollü Benzetim	45
6.2.2 PI ve PID Kontrollü Benzetim	47
7. PID KONTROL	49
7.1 PID	49
7.1.1 Sistem Tanıma Adımı	50
7.1.2 Ziegler-Nichols Reaksiyon Eğrisi Metodu	51
7.1.3 Denetleyici Tasarımı Adımı	52
7.1.4 Uyarlama Adımı	52
7.2 İdeal PID Denetleyici	53
7.2.1 Sayısal PID Denetleyicinin Gerçeklenmesi	54
7.2.2 Integral Yığılması	57
8. PID KONTROL ALGORİTMALARI VE DENEYLERİ	59
8.1 Sistem Tanıma Deneyleri	59
8.1.1 Sistem Tanıma Metodu	59
8.1.2 Örnekleme Periyodu	60
8.1.3 Isıl Sisteme Uygulanan Açık Çevrim Sistem Tanıma Sinyali	62
8.1.4 Benzetim ile Gerçek Sistem Kıyaslaması	63
8.2 PID Algoritmalarının Denenmesi	64
8.2.1 İdeal P, PI ve PID Kontrolörü	65
8.2.2 Birinci Dereceden Alçak Geçiren Filtre Çıkışlı PID Denetleyici	72
8.2.3 Birinci Dereceden Alçak Geçiren Sayısal Filtre Tasarımı	74
8.2.4 PI-D Etkileşimsiz Kontrol	76
8.2.5 Etkileşimsiz Kontrol 2	79
8.3 Uyarlamalı PID	83
8.3.1 Sistem Çıkışının Filtrelenmesi	83
8.3.2 Uyarlama	86
9.SONUÇLAR VE TARTIŞMA	89
9.1 Isıl Süreç Tasarımı	89
9.2 İkili Kontrol Algoritmaları	91
9.3 PID Kontrol	92
9.3.1 Sistem Tanıma Adımı	93
9.3.2 PID Algoritmaları	93
9.3.3 Uyarlamalı PID	94
9.4 Sonuçlar ve Öneriler	95
KAYNAKÇA	97

EKLER	100
EK A	100
EK B	103
ÖZGEÇMİŞ	108

KISALTMALAR

KEB	: Kontrol Edilen Bölge
PLC	: Programlanabilir Mantık Denetleyicisi (Programm. Logic Controller)
P	: Oransal (Proportional)
PI	: Oransal Integral (Proportional Integral)
PID	: Oransal Integral Türevsel (Proportional Integral Derivative)
ODE	: Kısmi Diferansiyel Denklem (Ordinary Differential Equation)
RTD	: Sıcaklık Duyarlı Algılayıcı (Resistive Temperature Detector)
OLE	: Nesne Bağlama ve Yerleştirme (Object Linking and Embedding)
OPC	: Süreç Kontrolü için OLE (OLE for Process Control)
TC	: Isılçift (Thermocouple)
NO	: Normalde Açık (Normally Open)
NC	: Normalde Kapalı (Normally Closed)
PPI	: Eş Zamanlı İletişim Arayüzü (Peer to Peer Interface)
CPU	: Merkezi İşlem Birimi (Central Processing Unit)
ADC	: Analog-Sayısal Çevirici (Analog-Digital Converter)
STL	: Yapısal Metin Listesi (Structured Text List)
IL	: Komut Listesi (Instructions List)
ERP	: Kurumsal Kaynak Planlama (Enterprise Resource Planning)
V/f	: Gerilim/frekans Oranı (Voltage/frequency ratio)
FOPDT	: Birinci Dereceden Gecikmeli (First Order Plus Delay Time)

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1 Taşınım Isı İletim Katsayısı.....	9
Tablo 2.2 En Çok Kullanılan Sıcaklıkölçer Tipleri ve Özellikleri.....	11
Tablo 3.1 Mikro PLC Özellikleri.....	19
Tablo 3.2 EM 235 Analog Modül Özellikleri.....	20
Tablo 5.1 Doğal Salınımında Hesaplanan&Ölçülen Sistem Verileri.....	31
Tablo 6.1 Birinci Dereceden Gecikmeli Sistem Benzetimi Parametreleri.....	45
Tablo 6.2 Kapalı Çevrim Kontrol Katsayılarının Sistem Cevabına Etkisi....	46
Tablo 6.3 PI ve PID Ayar Kuralları.....	48
Tablo 7.1 Örnek PID Ayar Kuralları.....	57
Tablo 8.1 Isıl Sistemde Kullanılan Isılçiftin Özellikleri.....	61
Tablo 8.2 Ziegler-Nichols Açık Çevrim Metodu Sistem Parametreleri.....	63
Tablo 8.3 Ziegler-Nichols Kapalı Çevrim PID Ayar Kuralları.....	67
Tablo 8.4 PID Kontrol Sinyali ve Filtre Zaman Sabiti Ayar Kuralı.....	73
Tablo 8.5 PI-D Etkileşimsiz Kontrol Ayar Kuralları.....	77
Tablo 8.6 PID Katsayı Atama Çizelgesi.....	86

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa No
Şekil 3.1 Mikro PLC.....	19
Şekil 4.1 Kontrol Döngüsü.....	22
Şekil 4.2 Geliştirilmiş PID Döngüsü.....	24
Şekil 5.1 Birinci Dereceden Gecikmeli Bir Sistemin Aç-Kapa Blok Diyagramı.....	27
Şekil 5.2 Farklı Zaman Sabitli Bir Isıl Sistemin Aç-Kapa Blok Diyagramı....	28
Şekil 5.3 Isıl Sistemin Referans Etrafındaki Doğal Salınımı (Teorik).....	29
Şekil 5.4 Isıl Sistemin Referans Etrafındaki Doğal Salınımı (Deneysel).....	30
Şekil 5.5 Ölü Bölgesiz Aç-Kapa Kontrol.....	32
Şekil 5.6 Ölü Bölgesi Aç-Kapa Kontrol.....	33
Şekil 5.7 Ölü Bölgesiz Bang-Bang Kontrol.....	35
Şekil 5.8 Ölü Bölgesi Bang-Bang Kontrol.....	36
Şekil 5.9 Oransal İkili Kontrol.....	38
Şekil 5.10 Hız Geri Beslemeli İkili Kontrol $K_v = 1$	39
Şekil 5.11 Hız Geri Beslemeli İkili Kontrol $K_v = 20$	39
Şekil 5.12 Hız Geri Beslemeli İkili Kontrol $K_v = 100$	40
Şekil 5.13 Kayan Rejimli İkili Kontrol $K_v = 50$	41
Şekil 6.1 Birinci Dereceden Gecikmeli Bir Isıl Sistemin P-Kontrol ($K_c = 1$) Cevabı.....	46
Şekil 6.2 Birinci Dereceden Gecikmeli Bir Isıl Sistemin P-Kontrol ($K_c = 2$) Cevabı.....	47
Şekil 6.3 İdeal PID Kontrollü 1.dereceden Gecikmeli Bir Isıl Sistemin Blok Şeması.....	47
Şekil 6.4 Oppelt PI ve Liptak PID Benzetim Çıkışı.....	48
Şekil 7.1 Uyarlayıcı.....	50
Şekil 7.2 Ziegler-Nichols Reaksiyon Eğrisi.....	51
Şekil 7.3 Integral Yığılması ve Türev Vuruşu Kısıtlanmış İdeal PID Blok Diyagramı.....	53
Şekil 7.4 Integral Yığılmasını Engelleyici Devre Blok Diyagramı.....	58
Şekil 8.1 Isılçift Isınma Eğrisi.....	61
Şekil 8.2 Sistemin $u(k)=1.7V$ Açık Çevrim Sinyal Davranışı (1.deney).....	62
Şekil 8.3 Sistemin $u(k)=10V$ Açık Çevrim Sinyal Davranışı (2.deney).....	63
Şekil 8.4 Isıl Sistem ile 1.Dereceden Gecikmeli Benzetim Kıyaslaması.....	64
Şekil 8.5 İdeal PID ile Kontrol Edilen Isıl Sistem (FOPDT model).....	65
Şekil 8.6 P Kontrol ($K_c = 5$).....	65
Şekil 8.7 P Kontrol ($K_c = 50$).....	66
Şekil 8.8 P Kontrol ($K_c = 25$).....	67
Şekil 8.9 PI Kontrol ($K_c = 25$, $T_i = 166$ integral yığılması engellenmemiş)...	68

Şekil 8.10	PI Kontrol ($K_C=25$, $T_I=166$ integral yığılması engellenmiş).....	69
Şekil 8.11	Sınırlandırılmış P, I ve D Etkisi ile Toplam Kontrol Sinyali.....	70
Şekil 8.12	PID Kontrol ($K_C=34$, $T_I=100$, $T_D=25$ ve yığılma engellenmiş)...	71
Şekil 8.13	PID Kontrol ($K_C=34$, $T_I=100$, $T_D=25$ ve yığılma engellenmiş)...	71
Şekil 8.14	Birinci Dereceden Alçak Geçiren Filtre Çıkışlı PID Kontrolör.....	73
Şekil 8.15	PID Kontrol ($K_C=5.8$, $T_I=1025$, $T_D=24$, $T_F=20$ ve Yığılma Engellenmiş).....	74
Şekil 8.16	PI-D Etkileşimsiz Kontrol (Non-interacting control 3).....	76
Şekil 8.17	PI-D Etkileşimsiz Kontrol (K_C Kuvvetlendirmesi Varken).....	78
Şekil 8.18	PI-D Etkileşimsiz Kontrol 2 (Non-interacting control 2b).....	79
Şekil 8.19	PI-D Etkileşimsiz Kontrol 2 (K_C Kuvvetlendirmesi Yokken).....	79
Şekil 8.20	PI-D Etkileşimsiz Kontrol (Çıkış Sinyali Filtreden Geçirilmiş)....	81
Şekil 8.21	Filtrelenmiş Hata ve Çıkışa Bağlı u_I , u_D ve u_P Kontrol Sinyalleri	81
Şekil 8.22	Alçak Geçiren Filtre Çıkışlı Hata ve Filtresiz Hata Kıyaslaması...	82
Şekil 8.23	Filtre Zaman Sabiti 10 sn. olan Filtreli Çıkış Sinyali Karşılaştırması.....	84
Şekil 8.24	Filtre Zaman Sabiti 20 sn. olan Filtreli Çıkış Sinyali.....	85
Şekil 8.25	Uyarlamalı PI-D Kontrol.....	88

SEMBOL LİSTESİ

R_T	: Isıl direnç
θ	: Kontrol edilen değişken (sıcaklık)
h	: Taşınım ısı iletim katsayısı
A	: Yüzey alanı
C_T	: Isıl kapasite
m	: Kütle
C	: Özgül ısı kapasitesi
ρ	: Yoğunluk
v	: Hacim değişkeni
A_R	: Isıtıcı yüzey alanı
θ_R	: Isıtıcı yüzey sıcaklığı
h_0	: Hava (ortam) ısı iletim katsayısı
A_{tank}	: Tank yüzey alanı
θ_∞, θ_u	: Hava sıcaklığı (ortam)
σ	: Işınım ısı iletim katsayısı
ε	: Emisyon sabiti
τ, τ_2	: Zaman sabiti
q, Q	: Süreç esnasında iletilen ısı
h_e	: Entalpi
C_p	: Sabit basınçta özgül ısı kapasitesi
θ_2	: Son sıcaklık
θ_1	: İlk sıcaklık
k	: Kondüksiyon ısı iletim katsayısı
G	: Isıtıcı kazancı
R_1	: Isıtıcıdan KEB'e ısı geçişi esnasında oluşan eşlenik ısı yitimi
R_2	: KEB'ten havaya (ortam) ısı geçişi esnasında oluşan eşlenik ısı yitimi

t_d	: Gecikme zamanı
τ_A	: Isınma zaman sabiti
τ_P	: Soğuma zaman sabiti
F	: Isıtıcıdan KEB'e ısı geçişi esnasında oluşan eşlenik ısıt zayıflama
θ_r	: Referans sıcaklık
t_0	: Isıtıcı çalışma süresi
t_p	: Isıtıcı çalışmama süresi
t_q	: Salınım periyodu
θ_d	: Salınım genliği
$\theta_{\max}$	: Maksimum sıcaklık değeri
$\theta_{\min}$	: Minimum sıcaklık değeri
Δ	: Ölü bölge aralığı
T	: Örnekleme zamanı
K	: Sistem kazancı
K_V	: Hız geri besleme katsayısı
K_C	: Oransal katsayı
T_I	: Integral katsayısı
T_D	: Türev katsayısı
u_p	: Oransal kontrol sinyali
u_I	: İntegral kontrol sinyali
u_D	: Türevsel kontrol sinyali
n, N	: Filtre faktörü
T_F	: Filtre zaman sabiti
y_f	: Filtrelenmiş sistem çıkışı

ENDÜSTRİYEL SİSTEMLERDE İLERİ KONTROL ALGORİTMALARININ UYGULANMASI

ÖZET

Isı akışı ve sıcaklık kontrolü genellikle kimya, gıda ve hizmet sektöründe kullanılmaktadır. Bu ısı sistemlerinin tasarımı ve kontrolü çıkan ürün veya hizmet için büyük önem arz etmektedir. Endüstride sürekli kullanılan ısı süreçleri modern cihazlara sahiplerdir fakat endüstriyel çevre koşulları bu süreçlerin kontrolünü güçleştirmekte dolayısıyla bu koşullarda da gerçek zamanlı çalışan ve ileri kontrol algoritmalarını da destekleyen PLC denilen bütünleşik kontrol cihazları yaygın olarak kullanılmaktadır.

Bu çalışmanın amacı, basit bir mikro PLC ile kontrol edilen ekonomik bir ısı sistem tasarlamak ve ısı sistem tasarımı, geliştirilmesi ve kontrolü sürecinde karşılaşılan sorunları irdelemek ve çözüm bulmaktır. Ayrıca kullanılan mikro PLC ile hassas bir sıcaklık kontrolü elde edilmeye çalışılmış, bu amaç için ısı sistem tasarımının ve kontrol donanımının yeterliliği ve gerekliliği tartışılmıştır.

Isı süreç tasarımındaki temel nokta ısı dağılımını ve akışını yönetmektir. Bunun için bu çalışmada termodinamiğin birinci kuralından, gizli ısı, ısı iletim katsayısı ve özgül ısı kapasitesi kavramlarından bahsedilmiştir. Süreç tasarımında gerekli malzeme ve enerji ihtiyaçları ile ısı geçişi yöntemi ve ısı sistemin performansını etkileyen kısıtlar belirlenmiştir. Sıcaklık ölçme sistemi için gerekli algılayıcı özellikleri ve ısıtma süreci için seçilen elektrik ısıtıcıları özellikleri ile beraber ısı süreç tasarımı sorgu listesi hazırlanmıştır.

Bu çalışmada ısı sistemin analitik modeli olarak birinci dereceden gecikmeli bir model (FOPDT) seçilmiş (1) ve bu modelin zaman sabitinin ısı direnç ve ısı kapasiteye bağlı olduğu tespit edilmiştir (2).

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K}{1 + \tau s} e^{-t_d s} \quad (1)$$

$$R_T C_T \frac{d\theta}{dt} + \theta = \theta_R \quad (2)$$

Bu çalışmada tasarlanan ısı sistem mekanik, elektrik, elektronik ve yazılım kısımlarından oluşur. Mekanik kısım; besleme, ısıtma ve tahliye tankları, elektrik ısıtıcıları, su pompası ve solenoid valflerden, elektrik kısmı; sigortalar, kontaktörler, röleler ve butonlardan, elektronik kısım; mikro PLC, analog modül, iletişim kabloları, ısı çift şartlandırıcısı ve ısı çift, ayrıca V/f yük sürücüsü ve akım/gerilim çeviricisinden oluşturulmuştur. Mikro PLC'yi programlamak için STL makine dili programı, Excel ile PLC'yi ve süreci gözlemlemek için ise bir OPC sunucu ihtiyacı karşılanmıştır.

Bir ısı sistem genel olarak denetleyici, eyleyici, algılayıcı ve kontrol edilmek istenen sistemden oluşur. Aç-kapa kontrol, bang-bang kontrol ve sürekli kontrollerden P, PI ve PID kontrol, endüstride en çok kullanılan kontrol algoritmalarıdır. Bu algoritmaların avantajları ve dezavantajları teorik olarak bilinmekte ve bu çalışmada deneysel olarak da test edilmektedir. Endüstride kontrol kadar önemli bir başka konu da sistemin güvenliğidir. Güvenlik için algılayıcı dikkatle seçilmelidir, çünkü hata zinciri genelde algılayıcıdan kaynaklanır. Sistemi kontrol etmeden önce sistemin karmaşıklığına göre kullanılacak PLC sayısı, kontrol döngüsünün tarama veya çoklu döngülü olup olmaması ve güvenlik algoritması önceden belirlenir.

Isıl süreçlerde aç-kapa kontrol uygulandığında referans değeri etrafında kontrolden kaynaklanan doğal bir salınım görülür. Belirlenen birinci dereceden gecikmeli bir sistemin referans değer etrafındaki bu salınım değerleri teorik olarak da hesaplanabilir. Isıl sistemlerin ısınma ve soğuma eğrileri farklı olduğundan bu teorik hesap önem kazanmaktadır. Bu çalışmada referans değer etrafındaki salınım deneylerinden veriler toplanmış, bu verilerle teorik değerler kıyaslanmış ve sonuçları ortaya konmuştur. Tablo 1’de ölçülen ve hesaplanan değerlerden de anlaşıldığı gibi referans değer etrafındaki aç-kapa kontrolden kaynaklanan salınım hesabı, ısı sistem tasarımını oluşturmada ve geliştirmede katkıda bulunabilir.

Tablo 1: Doğal Salınımda Hesaplanan&Ölçülen Sistem Verileri

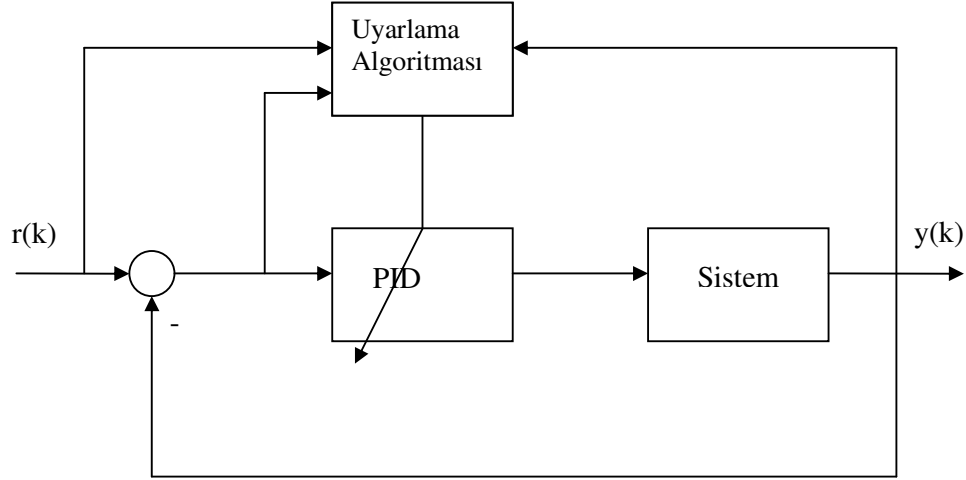
Referans etrafındaki doğal salınım	Hesaplanan	Ölçülen
$\theta_{\min}$ (minimum sıcaklık)	49,0°C	48,9°C
$\theta_{\max}$ (maksimum sıcaklık)	49,8°C	49,7°C
t_0 (ısıtıcılar enerjili)	59 sn	60 sn
t_p (ısıtıcılar enerjisiz)	273 sn	280 sn
t_q (salınım periyodu)	332 sn	340 sn
θ_d (salınım genliği)	0,8°C	0,8°C

Bu çalışmada deneysel olarak ikili kontrol çeşitlerinden aç-kapa ve bang-bang kontrol ile birlikte hız geri beslemeli ikili kontrol ve ikili kayan rejim kontrolü de test edilmiştir. Aç-kapa ve bang-bang kontrolde ölü bölge aralığının olup olmamasının dar ya da geniş olmasının sisteme etkileri incelenmiş, hız geri beslemeli ve kayan rejim ikili kontrol deneylerinde de hız geri besleme katsayısının sistem üzerindeki etkileri üzerine çalışılmıştır.

Benzetimler fiziksel sistemlerde öngülemeyen hataları engellemede çok ciddi rol oynarlar, fakat ısı sistemin sayısal benzetim cevabı ile gerçek sistem cevabı farklılıklar gösterebilir. Bu çalışmada birinci dereceden gecikmeli ısı sistemin benzetimi (3) mikro PLC kullanılarak yapılmış ve ileri kontrol algoritmaları denenmiştir. Deney sonuçları ise fiziksel sistemdeki problemler, benzetimde oluşmadığından tam beklenildiği gibi çıkmıştır.

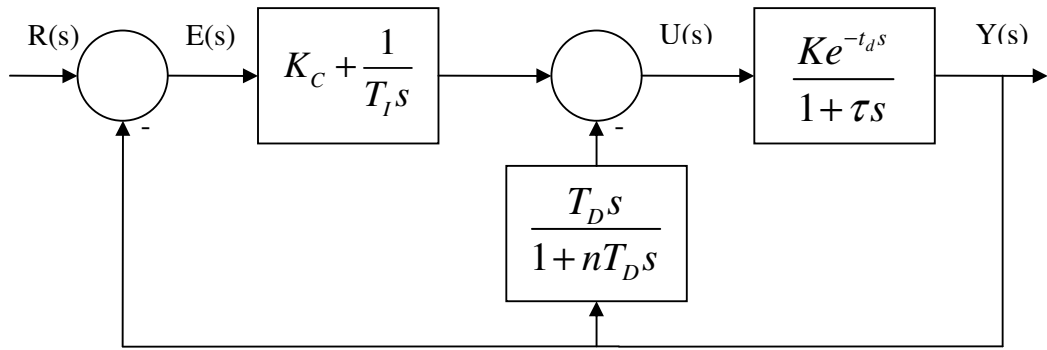
$$y(k) = A_T y(k-1) + K_T (x(k-d) + x(k-d-1)) \quad (3)$$

Endüstride PID algoritması pek çok yerde kullanılmakta fakat bu algoritma çoğu zaman verimsiz ve ilk kurulum aşamasındaki değerlerde kullanılmaktadır. Bu çalışmada PID kontrolünün en etkin biçimde kullanılması amaçlanmıştır. Bu sebepten PID katsayılarını bulmak ve kendi kendine uyarlamak için sırasıyla üç adım gerçekleştirilmiştir (Şekil 1).



Şekil 1: 3 Adımda Uyarlamalı PID

Birinci adım sistem tanıma adımıdır. Bu adım sonucunda ısıl sistemin lineer çalışma aralığı ve parametreleri bulunarak, literatürdeki ayar kuralları yardımıyla etkin PID katsayıları bulunmuş ve sisteme entegre edilmiştir. İkinci adım da ise bu katsayılar sistem üzerinde test edilmiş ve sistem çıkışı gözlenmiştir. Bu aşamada birçok farklı PID algoritması incelenmiş, gürültüleri engellemek için sayısal filtreler kullanılmış, algoritmadan kaynaklanan integral yığılması ve türev vuruşu ile sistemden ve ölçmeden kaynaklanan sorunlar engellenmeye çalışılmıştır (Şekil 2).



Şekil 2: PI-D Etkileşimsiz Kontrol

Son adımda ise kendi kendine ayarlamalı bir PID algoritması için algoritmanın her yeni referans değerinde sistem cevabını incelenmesi ve yükselme zamanı, aşma ve kararlı hal hatasına göre başlangıçtaki PID katsayılarını iyileştirmesi düşünülmüş ve algoritmada otomatik olarak mikro PLC içinde gerçekleştirilmeye çalışılmıştır.

ADVANCED CONTROL ALGORITHM APPLICATIONS in INDUSTRIAL SYSTEMS

SUMMARY

Heat transfer methods and temperature control have already been known and used by chemistry, food industry and by serving (e.g. in restaurants and hotels). Therefore thermal design and temperature control of these processes have a great importance in order to manufacture appropriate products and to serve better for the clients and other people. The industry has already modern devices to make it happen but industrial environment (e.g. dust, humidity, oily surrounding and very high temperature) in which the process working, is inappropriate to control the process exactly via computers. From this point of view PLCs are used to control these kind of processes in hostile industrial environments.

The purpose of this study is to find solutions of the problems which occur during the control of a thermal process. In addition to this purpose a robust temperature control has been tried and realized via mikro PLC. During the experiments the necessity and sufficiency of the mechanical, electrical components and the design concept of the thermal system have been argued.

The cornerstones of a thermal process design are heat distribution and heat transfer method. For this reason thermodynamics first law has been studied and latent heat, heat transfer coefficients and specific heat capacitance concepts have been taken into consideration. The physical needs and limitations (e.g. material properties, energy, electrical heaters etc.), heat transfer methods (e.g. convection, conduction and radiation), instrumentation devices and actuators have been determined and a checklist of applied thermal process design has been prepared.

For this thermal system a first order plus delay time model has been selected (1). Thermal resistance and capacitance have been taken into the consideration for the FOPDT model carefully (2).

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K}{1 + \tau s} e^{-t_d s} \quad (1)$$

$$R_T C_T \frac{d\theta}{dt} + \theta = \theta_R \quad (2)$$

This thermal system includes four parts to combine; mechanical, electrical, electronics parts and the software support. Mechanical components are; electrical heaters, water pump, solenoid valves and three different tanks in order to supply, heat and empty water. Electrical components are; fuses, contactors, communication cables, thermocouple conditioning instrument and thermocouple itself, V/f load driver and current/voltage converter. Software support is; a STL machine language compiler to download into mikro PLC, an OPC server to serve the data into the

computer and Microsoft Excel to observe the data during the process and to command remotely if necessary.

An ordinary thermal system includes at least a controller, an actuator, a transducer and a system to control. On-off control, bang-bang control and continuous control such as P, PI and PID control, are being used by industry very frequently. The advantages and disadvantages of these algorithms have been already known but in this study they have been ideally simulated so as to compare the simulation vs. real thermal system. Another important matter of the control is system security. The transducers are much more important than another components, because the fault chain generally begins with error or fault of the transducer. Initially it must be considered to choose the control loop format, whether the control format is a scanning system (uses only a microchip or a distributed system (uses a network among microchips).

The output oscillation around the setpoint is a natural typical characteristics of a two-position control. The switching time (on and off time) of the actuators and the peak values of oscillation could be calculated theoretically and these calculations might be helpful in order to design, control and improve the thermal system. In this study the theoretical and experimental values have been compared and interpreted (Table 1).

Table 1: Calculated and Measured System Data During Natural Oscillation

Natural Oscillation around the Setpoint	Calculated	Measured
$\theta_{\min}$ (minimum temp.)	49,0°C	48,9°C
$\theta_{\max}$ (maksimum temp.)	49,8°C	49,7°C
t_0 (on time of heaters)	59 sn	60 sn
t_p (off time of heaters)	273 sn	280 sn
t_q (oscillation period)	332 sn	340 sn
θ_d (amp. of oscillation)	0,8°C	0,8°C

In this study, two position controls (e.g. on-off control, bang-bang control, two position velocity feedback control and two position sliding mode control) have been experimentally studied. The effects of various deadbands have been examined for on-off and bang-bang control. The effects of various velocity feedback coefficients have also discussed for the two position velocity feedback and sliding mode control.

Simulation has a dazzling role to prevent unpredictable errors in real systems, but the real time response and the simulation response are obviously not identical for most systems. In this study a simulation for the FOPDT model (3) has been developed via Tustin method and examined using a micro PLC. Because of the absence of the real time problems, the results of the simulation were very accurate as expected.

$$y(k) = A_T y(k-1) + K_T (x(k-d) + x(k-d-1)) \quad (3)$$

PID control algorithm is used frequently by industry but operators in the field are unable to choose and tune the right algorithm specifically for each process. To find the appropriate algorithm and suitable PID tuning coefficients, three steps have been applied to the system (Figure 1).

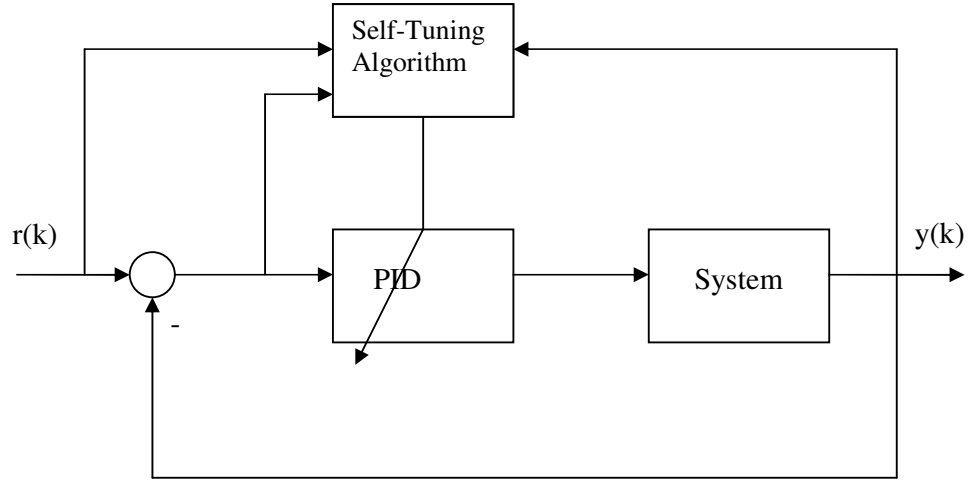


Figure 1: Self-Tuning PID in three steps

First step is the system identification phase. In this phase design level of operation and system parameters have been calculated to form the FOPDT model. Second step is the test phase. Initial PID coefficients have been tuned according to system parameters. To prevent the negative effects of distortion, integral windup and derivative kick some PID algorithms have been applied to obtain a robust control (Figure 2).

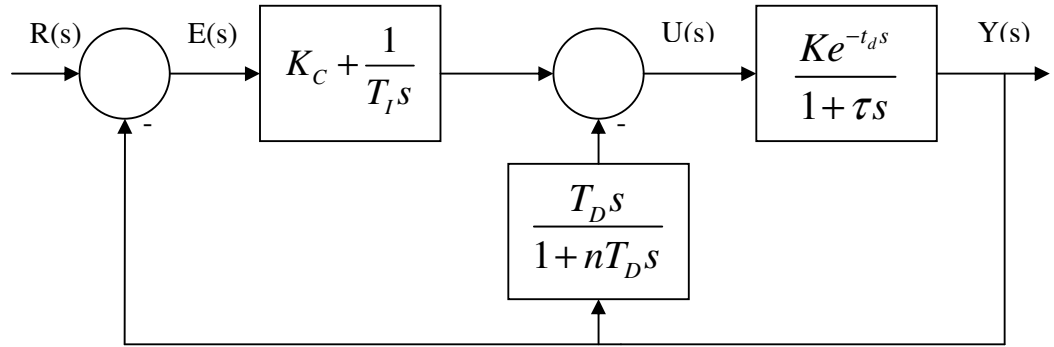


Figure 2: PI-D Non-Interacting Control

At the third step for every setpoint change, the PID algorithm calculates the system response data such as rise time, overshoot and steady state error and then improves the recent PID algorithm coefficients automatically if necessary.

1. GİRİŞ

Günümüzde yüksek verim, kaliteli üretim ve hızlı hizmet için sistemlerin kontrolü hızla bilgisayarla bütünleşmekte ve böylece modernleşmektedir. Fakat bir endüstriyel sistem için özellikle çevresel koşulların uygun olmadığı durumlarda, bilgisayarlar zarar görmekte ve bilgisayar üzerinde çalışan alt sistem birimlerinin asıl döngüyü kesmesi sonucu gerçek zamanlı hassas kontrol yapılamamaktadır. Sadece sistem kontrol etmek için bilgisayar kullanılması ise çoğu zaman oldukça masraflı olmaktadır. Özellikle 1970’li yıllardan sonra yalnızca sistem kontrolü yapan, veri toplayan ve gözlemleyen, çevre şartlarına da dayanabilen denetleyici sistemler geliştirilmeye başlandı, böylelikle otomasyon ve ileri kontrol yöntemleri endüstride kolayca uygulanabilir hale geldi. Bu tarz endüstriyel sistemlerde, artık sadece sıralı mantık işlemlerini yapmakla yetinmeyen ek olarak geri beslemeli ileri kontrol algoritmaları da işletebilen programlanabilir mantık denetleyicileri (PLC) kullanılmaya başlanmıştır [15].

PLC, boyutlarına göre fabrikadaki tüm sistemleri aynı anda ve eş zamanlı kontrol edebileceği gibi sadece pek az giriş ve çıkış birimine sahip ufak bir sistemi veya bu sistemin tek bir operasyonunu da yönetip kontrol edebilir. Bu cihazlar endüstri koşullarına çok uygundurlar, birçoğu enerjisini doğrudan şebekeden alır veya bir güç kaynağı vasıtasıyla doğru akımda da çalışabilirler.

Çeşitli özellikteki motorlar, pompalar, ısıtıcılar, sürücüler, kontaktörler ve solenoid valfler, elektronik algılayıcılardan gelen sinyallere göre kontrol edilirler. Bu sistem donanımları uygun elektrik devreleri ile PLC’ye bağlanıp, PLC içine yüklenmiş olan algoritmayla örneğin ardışık mantık kapıları veya ileri kontrol algoritmaları kullanarak, kontrol edildiği sürece sistemi sorunsuz çalıştırırlar. Böylece sistemden çıkan ürünler veya hizmetler kaliteli ayrıca kullanılan kaynaklar da israf edilmemiş olurlar.

Endüstrideki bazı sistemler için devre kartı üzerine yerleştirilmiş ve yalnızca o sistem için tasarlanmış mantık denetleyicileri yeterli gelmektedir. Bu devre kartı üzerindeki

mantık denetleyicileri ile ikili kontrol algoritmalarını kullanarak çalışan sistemler belli toleranslar içinde ve eğer sistemin tasarımı da uygunsa istenilen kontrolü sağlarlar. Bu tarz ikili kontrol sistemleri PLC’de de rahatça işleyebilir. İkili kontrol sistemleri oransal olarak kontrol edilen sistemlere kıyasla daha sert rejimler gösterirler fakat daha düşük maliyetle gerçekleştirilebilirler.

Hassas ve oransal kontrol için genelde sistemi kontrol eden PLC ile kontrol edilen sistem arasına oransal kontrol sinyallerini yükselten ve filtreleyen sürücü sistemler konulmaktadır. Sisteme göre tercih edilen bu sürücüler toplam maliyeti artırmakta fakat uzun vadede kullanılan kaynakları örneğin elektrik sarfiyatını veya işlenen hammadde sarfiyatını azaltıp, kalitede de gözle görülür bir gelişme sağlarlar.

İyi bir kontrol için, kontrol edilecek sistemin büyüklüğüne, dinamik davranışına ve sistemin doğrusal veya doğrusal olmayan tepkisine göre ve son olarak kontrol hassaslığına bağlı olarak yukarıda bahsi geçen kontrol algoritmalarından birini seçmek gerekir.

Bu çalışmada ilkin endüstriyel bir ısıtma sistemi tasarlanmış ve mekanik tasarım problemleri çözülmeye çalışılmıştır. Sistemin deneysel ve analitik olarak birinci dereceden gecikmeli dinamik modeli çıkarılmış, hem sistemin enerji kayıplarını önlemek için hem de sistem parametrelerinin sürekli değişmesini engellemek için gerekli tasarım önerileri sıralanmıştır ve uygulanmıştır.

Daha sonra daha az maliyetli, basit ve ileri ikili kontrol algoritmaları ile maliyeti yüksek fakat daha verimli ve daha hassas olan oransal kontrol algoritmaları araştırılmış ve sistem üzerinde denenmiştir. En son endüstride çok sık kullanılan ama çoğu işletmenin verimli kullanamadığı PID kontrolünün PLC üzerinde kendi kendini ayarlaması istenmiştir. Bu çalışmada denenmiş algoritmalarla kontrol edilmesi istenen sisteme göre en uygun ileri kontrol algoritmasının seçilmesine yardımcı olmaya çalışılmıştır.

Deney tesisatının elektriksel tertibatı için kullanılan tüm donanım şebeke gerilimi ve 24V sabit gerilimle çalışır. Sistem kontrolü için 3 adet faz-nötr sigorta, 3 adet kontaktör, 2 adet röle, 1 adet SIEMENS S-200 CPU 224 PLC, 1 adet SIEMENS EM235 analog modül, 1 adet SIEMENS MM420 V/f motor sürücüsü, 1 adet SIEMENS SITRANS TK-H ısı çifti, RTD ve termistör sinyal şartlandırıcısı, 1 adet RS485-RS232 eş zamanlı iletişim kablosu ve 1 adet J tipi ısı çifti kullanılmıştır.

Kurulan deney tesisatının mekanik kısmı için 3 adet çeşitli hacimlerde galvanizli ve yalıtkan tanklar, 2 adet solenoid valf ve tankları birbirine bağlamak için çeşitli boyutlarda rakorlar ile ısıtma tankı tabanına yerleştirilmiş su ile çalışan oksitlenmemiş-metal alaşımlı elektrik ısıtıcıları ile bir civalı termometre kullanılmıştır. Isıyı eşit yaymak için ise şebeke gerilimiyle çalışan bir su pompası ve suyu dağıtıcı boru sistemi kurulmuştur.

Kurulan deney tesisatının bilgisayar tarafında ise veri toplama ve gözlemlleme için 1 adet SIEMENS PC Access 1.0 OPC sunucu yazılımı, bilgisayar yardımıyla sistem durumunu uzaktan anlık olarak gözlemllemek için Microsoft EXCEL, makine dilinde kontrol algoritması yazmak ve PLC'ye yüklemek için 1 adet SIEMENS STEP-7 MicroWin 4.0 yazılımına ihtiyaç duyulmuştur.

1.1 Konu ile İlgili Çalışmalar

Tasarım için gerekli metal malzemeler, tanklar, pompa ve elektrik ısıtıcıları, solenoid valfler ve kontaktörler, sigortalar ve PLC ile ek modülleri, motor sürücüsü, endüstride kullanılan birinci ve ikinci dereceden sistemler gözlemlenerek ve incelenerek seçilmişlerdir. Sistem minimum maliyetle tasarlanmaya çalışılmış, mekanik ve elektrik kısmı endüstride kolayca bulunabilen donanımlardan seçilerek oluşturulmuştur. Sistem tamamıyla esnek, tüm parçalar birbirinden kolayca ayrılabilir ve/veya başka araştırmalar için de kullanılabilir.

[1] nolu kaynakta ısı sistemlerinin ikili kontrolleri üzerinde durulmuş, birinci dereceden gecikmeli ısı sistemlerinde kullanılan ikili kontrolün dinamiğinden kaynaklanan salınımların analitik hesapları yapılmıştır. Ayrıca birçok ısı sistemde ısıtma süreciyle soğutma farklı davranışlar sergilediği belirtilmiş ve bu durum değişikliği de dikkate alınarak hesaplar yapılmıştır.

[3] nolu kaynakta PID kontrolünün analitiği üzerinde durulmuş, deneysel olarak bir ısı fırınının yüklü ve yüksüz sistem dinamiği çıkarılmış ayrıca denetleyici olarak bir PLC kullanılmıştır.

[5] nolu kaynakta, sistem parametrelerini teorik olarak bulmak için PLC kullanılarak Ziegler-Nichols yöntemi uygulanmıştır. Bulunan sistem parametreleri ile PID denetleyicinin kendi kendini ayarlaması ve sistem değişikliklerine karşı PID

katsayılarını uyarlaması incelenmiş, sonuçlar birinci mertebeden ve ikinci mertebeden benzetimler üzerinde denenmiştir.

[14] nolu kaynakta tank seviye kontrolü üzerinde çalışılmış ve mikro denetleyici yardımıyla PID kontrolü için gerekli olan sistem dinamiği kestirim yöntemleri anlatılmış ve çeşitli PID ayarları ile integral yığılması engelleyici algoritmalar üzerinde durulmuştur. Sistemin sayısal olarak kontrol edilebilmesi için sayısal bölge dönüşümleri üzerinde de çalışılmıştır.

[4] nolu kaynakta birinci dereceden bir ısıtıl sistemin önce parametreleri deneysel olarak kestirilmiş ve mikrodenetleyici kullanılarak PID ayarlaması yapılmıştır. Belli sürelerde sistem limitler dışına çıktığında sistem parametreleri kendilerini deneysel olarak tekrar ayarlamaktadırlar.

[6] nolu kaynakta Ziegler-Nichols kapalı çevrim parametre kestirim yöntemi kullanılarak ideal bir PID ile geliştirilmiş bir PID kontrolü arasındaki farklar ortaya konmuştur.

[2] nolu kaynakta Ziegler-Nichols kapalı ve açık çevrim parametre kestirim yöntemleri ile sistem dinamiği oluşturulmuş ve geliştirilmiş PID algoritması denenmiştir.

[12] nolu kaynakta kendi kendini ayarlayan bulanık PID algoritması kullanılarak elektrik ısıtıcılı bir fırının sistem cevabı, kararlılığı ve enerji sarfiyatı azaltılmıştır. Denetleyici belli kısıtlara göre, bang-bang, PID ve bulanık mantık algoritmalarından birini seçebildiği gibi hassas bir ayar için bulanık mantık destekli PID algoritması da kullanılabilir. Bu şekilde referans değerinde hassaslık sağlanmak istenmiştir.

[7] nolu kaynakta kendi kendine ayarlamalı doğrusal olmayan bir sistem endüstriyel PLC'ye uygulanmış ve bazı pilot uygulamalarda denenmiştir. Tipik PI kontrol yaklaşımı ile bulanık mantık kontrol karşılaştırılmış, ayrıca otomatik olarak sistem parametreleri çevrimiçi sistem tanıma algoritması kullanılarak bulunmuş, parametre sonuçları örnek model ile kıyaslanarak kararlılık vs. testlerden geçirilmiş, kontrol ayarları da buna göre yapılmıştır.

Yukarıdaki çalışmaların hepsi son zamanlarda endüstride kullanılan ileri otomasyon tekniklerini anlatmaktadır. Bu çalışmayla birlikte yukarıda bahsi geçen çalışmalar

hem ısıt sistemleri hem de diğ er endüstriyel sistemleri verimli kullanmak, hassas kontrol edebilmek ve doğ ru bir tasarım oluşturabilmek için değ erli birkaç kaynaktır.

Ger ekleştirdiğ imiz tesisat sadece ısıt sistemde değ il, uygun özelliklere sahip bir motor ve algılayıcı kullanıldığında bir konum veya hız kontrolü, uygun algılayıcılar ve oransal solenoid valfler ve pompa kullanıldığında sıvı seviye kontrolü veya sıvı karıştırma kontrolü, ısıtmayla beraber dozajlama tekniğ i ile kimyasal reaksiyonlar için çok rahat uygulanabilir yapıdadır. PLC için tasarlanan ısıt sistem ve kontrolü bir sayısal veri toplama kartı ile bilgisayara da çok rahat uyarlanabilir ve ileri seviyede analiz ve kontrol algoritmaları bilgisayar üzerinden de yapılabilir.

Bulanık mantık, yapay sinir ağ ları, dâhili model kontrolü, model referanslı tahmini kontrol algoritmaları bu çalışma sonrasında çalışmayı geliştirme amacıyla uygulanabilir.

2. ISIL SÜREÇ İLKELERİ ve SİSTEM DİNAMİĞİ

Isıl süreç tasarımı termodinamiğin birinci kuralı temel alınmalıdır:

“Var olan enerji kaybolmaz ve enerji vermeden enerji oluşturulamaz, toplam enerji başka enerjilere dönüşebilir ama her zaman sabittir.”

Üç çeşit ısı geçişi metodundan ısı iletimi (kondüksiyon), ısı taşınımı (konveksiyon) ve ısı ışıınımı (radyasyon) tercih edilen ısıl sürece göre seçilerek ısıl süreç tasarımı yapılır, fakat endüstrideki birçok ısıl sistem termodinamik kuralları ve kontrol kuralları ihlal edilerek tasarlanmakta, bu tasarımlar da ciddi maddi kayıplara ve hasarlara yol açabilmektedir.

2.1 Isıl Süreç Tasarımı

Verimli çalışması istenen bir ısıl süreç için aşağıdaki maddeleri sırasıyla gerçekleştirmek gerekir:

1. Isıl kontrolün amacının ne olduğu bilmek ve tanımlamak
2. Yakın bir analitik model çıkarmak
3. Isı iletim oranlarını, sıcaklık dağılımını ve termodinamik sınırları bilmek
4. Malzeme ihtiyacını belirlemek ve malzeme seçimini doğru yapmak
5. Isıl güç ve enerji ihtiyaçlarını ve ısı geçişi yöntemini belirlemek

Isıl süreçte entalpi ve özgül ısı kapasitesi denklem (2.1)'de görüldüğü gibi etkin rol oynayan iki parametredir. Sabit basınçta sisteme verilen ısı, sistemdeki entalpi değişimine denktir.

$$C_p = \left(\frac{\delta h_e}{\delta \theta} \right)_p \quad (2.1)$$

Burada;

C_p : Sabit basınçta özgül ısı kapasitesi

h_e : Entalpi

θ : Sıcaklık

olarak tanımlanır.

Özgül ısı kapasitesi C_p sistemin sıcaklık değişimlerinde ısı geçişini hesaplamada kullanılır.

Bu hesap (2.2) denklemini kullanılarak yapılır.

$$Q = \int_{\theta_1}^{\theta_2} mCdt \quad (2.2)$$

Burada;

Q : Süreç esnasında iletilen ısı enerjisi

m : Kütle

C : Özgül ısı kapasitesi

θ_2 : Son sıcaklık

θ_1 : İlk sıcaklık.

Küçük ısı farklarında, özgül ısı kapasitesi değişimi de küçük olduğundan (2.2) denklemini

$$Q = mC(\theta_2 - \theta_1) \quad (2.3)$$

olarak yorumlamak mümkündür.

C_p ya da genel manada C genellikle sıcaklığa bağlı bir fonksiyondur. Bundan dolayı sıvılar için özgül ısı kapasiteleri sürece bağlı değil sıcaklığa bağlı bir değişken olarak belirlenir.

Termodinamik bir sistem sabit bir hacim için tanımlanır. Isı ve iş dışarıdan bu hacme etkir. Termodinamiğin birinci kuralı uyarınca sınırları çizilmiş hacmin belli zaman sıklığı içinde aldığı net ısı akışı, sabit hacmin aldığı ısıya eşit olmalıdır. Bundan dolayı bir ısı sistem tanımlanacaksa sabitlenmiş bir hacim ve kütleyle göre tanımlanmalıdır. Kararlı bir sisteme giren enerji akışı ise denklem (2.4) gibi

$$\sum_{i=1}^n Q_i = 0 \quad (2.4)$$

olmalıdır, çünkü ısıl süreç tasarımında çoğu zaman ısı iletimi, ısı taşınımı ve ısı ışıınımı beraber ortaya çıkarlar. Bu durum göz önüne alınmalıdır.

Isı iletimi deneysel olarak (2.5) denklemine, ısı taşınımı ise deneysel olarak (2.6) denklemine dayanır.

$$Q = -kA \frac{d\theta}{dx} \quad (2.5)$$

Burada;

k : Kondüksiyon ısı iletim katsayısı

A : Yüzey alanı

Isı taşınım süreci, genelde taşınım ısı iletim katsayısı h ile karakterize edilir ve partiküler karakteristiğine, akış alanına ve yüzey durumuna göre değişir.

$$Q = hA(\theta_2 - \theta_1) \quad (2.6)$$

Doğal ve serbest akışlı ısı geçişi hareketi buoyant etkisi sonucu oluşur. Bu etki süreç kontrolünü iyileştirebilir veya zorlaştırabilir. Bu sebepten zorlanmış ısı taşınımı yöntemleri endüstride daha yaygın kullanılır. Bu yöntem mekanik anlamda sıvının hareketi yönlendirilerek yapılır, böylece zorlanmış ısı geçişiyle ısıнын hem daha çabuk hem de tüm sıvıya eşit dağılması sağlanır.

Akış rejiminin tabaka tabaka veya burgaç şeklinde olması, taşınım ısı iletim katsayısına etki eder. Bazı tabaka tabaka akış durumları hariç taşınım ısı iletim katsayısının analitik olarak bulunması mümkün değildir. Taşınım ısı iletim katsayısı kesin olarak bulunamadığından tasarım ilkeleri açısından toleranslar arasında seçilmesi gerekmekte ve sistem belli bir yanılma payı bırakılarak tasarlanmalıdır. Tablo 2.1’de görüldüğü gibi sıvının metal özellikleri taşınması ve faz değiştirme aşamasında olması ısı iletim katsayısını değiştirmektedir [17].

Tablo 2.1: Taşınım Isı İletim Katsayısı (h)

Sıvı	Taşınım Isı İletim Katsayısı (h) [$W/m^2.K$]
Metalik olmayan, akan	50-25.000
Metalik olan akan	5.000-250.000
Kaynayan	1.000-250.000
Yoğunlaşan sıvı buharı	2.500-25.000

2.2 Isıl Süreç Tasarımında Öncelikler

Bir ısııl süreç tasarımı için problemin belirlenmesi ilk yapılacak iştir. İstenen ısııl etki için ısııl geçişine ve ısııl dağılımına etki eden etkenler belirlenmeli ve tanımlanmalıdır.

Bir ısııl süreç tasarımında ortaya çıkan öncelikli noktalar şunlardır:

1. Sıcaklığı sabit tutabilmek ve tüm maddeye eşit olarak yaymak
2. Sıcaklık döngüsü oluşturabilmek
3. Dış ısııl kazancını ve kaybını engellemek

Bazı fiziksel yetersizlikler de baş gösterebilir:

1. Isııl geçişi uygulanan maddenin ısıyı eşit dağıtmaması
2. Isıtıcı sistemin ısııl güç kapasitesinin yetersizliği ve sıcaklık limitleri
3. Yetersiz alan

Bir ısııl sistemin analitik modelinin kısmi diferansiyel denklemlerle ifade edilmesi ve ısııl sistemin veriminin yüksek ve kullanılan malzemelerin uygun olması isteniyorsa temelde dikkat etmesi gerekenler şunlardır:

- Isıl iletkenlik
- Özgül ısııl kapasitesi
- Gizli ısııl
- Isıl genleşme
- Yüzey durumu

- Yüzey ısı direnci
- Azami kullanılabilir sıcaklık

Isıl sistem tasarımında, ısı geçişi yöntemine göre seçilen madde türü ve fazı da önem arz eder. Gaz fazındaki maddelerin ısıl iletkenliğinin çok düşük, metallerin ise oldukça yüksek olduğu bilinmektedir. Suyun özgül ısı kapasitesi çok yüksektir. Bu durum suyun ısıyı iyi hapsedtiğini gösterir [17].

Gizli ısı, faz değişimlerinde ve katı-katı faz geçişlerinde görülen bir olgudur. Buharlaşma gizli ısı, yoğuşma gizli ısısından yüksektir ve endüstride ısıl süreci etkileyen asıl gizli ısı tipi, daha çok ısı aktarımı için kullanılan sıvılarda olur.

Kullanılan malzemelerin ve sıvıların genleşme özellikleri dikkate alınmazsa tasarlanan sistem düzgün çalışmayabilir. Saf sıvıların hacimsel genleşmeleri, saf olmayan sıvılara göre daha düşüktür. Azami kullanılabilir sıcaklık malzemenin kimyasal ve mekanik özelliklerine bağlı olarak değişir ve bazı malzemeler çok yüksek sıcaklıkta form ve özelliklerini kaybetmezken bazıları belli sıcaklık değişimlerinde form ve faz değişimine uğrayabilirler.

Isıl sistemlerin belli verimlilikleri vardır. Elektrik ısıtıcıların temas etme yüzeylerine göre verimlilikleri artar veya azalırken, ihtiyaç duyulan ısı enerjisi matematik hesaplarla kolayca bulunabilir fakat bu hesaplar yapıldıktan sonra % 10-20 kadar ek ısı gücüne sahip olan elektrik ısıtıcıları seçilmelidir, çünkü her halükarda engellenemeyen ısı kayıpları olacaktır [17].

2.3 Isı Ölçme Teknikleri ve Teknolojisi

Isıl süreç tasarımı içinde sıcaklık kontrolü büyük önem kazanmaktadır. Tüm fiziksel problemler mekanik tasarımda aşılmaya gayret gösterilmiş olsa bile ölçme ve kontrolle ilgili problemler doğru ölçme teknolojisi kullanılarak çözülebilir.

Sıcaklık ölçümü için tasarlanmış sıcaklık algılayıcıları mevcuttur, bu teknolojiler kalibrasyona bağlı olarak 1°C 'den 0.01°C'ye kadar hassas ölçüm yapabilirler, fakat hassas sıcaklık ölçümü sürece göre gerekli veya gereksiz olabilir. Uygun fizibilite hesaplarından sonra sıcaklık algılayıcısı seçilir.

Endüstride belli özelliklerine göre birçok farklı sıcaklık algılayıcısı bulunur. Bunlardan en çok kullanılanları ve özellikleri Tablo 2.2'de görülmektedir. Burada

ısılcıft en yaygın ve en çok kullanılan tip algılayıcı olmakla birlikte hassaslığı sistemden sisteme değişmektedir [17].

Tablo 2.2: En Çok Kullanılan Sıcaklıkölçer Tipleri ve Özellikleri

Sıcaklıkölçer Tipi	Sıcaklık Aralığı [C°]	Özelliği
Isılçift (TC)	-200 ila 2800	Ucuz, yüksek ısılara dayanıklı, çok çeşitli
Sıcaklık duyarlı algılayıcı (RTD)	-250 ila 700	Yüksek keskinlik ve kararlılık
Termistör	-195 ila 300	Yüksek duyarlılık, ufak boyut

Bir ısılcıft ölçümünde $\pm\%$ 5 hata toleransı tasarım için göz önünde tutulmalıdır, çünkü ısılcıftlar elektriksel olarak korunmamışlardır ve dış etkilere duyarlıdırlar. Isılçift kalibrasyonu sistemden sisteme değişir, her sistem için tekrar kalibre edilmelidir. Genlik ve yön değişimi ortam sıcaklığına, zamana ve daldırma derinliğine, atmosfere ve çevresel koşullara göre farklılık gösterir. Bundan dolayı anlık kalibrasyon toleransı daha önemlidir ve ısılcıft sapmalarını daha net gösterir.

Bu ısıl sistemde kullanılan J tipi ısılcıftın pozitif ucu demir, negatif ucu ise konstantan denilen tellerden oluşur. Bu tip ısılcıft doğrudan ısıнын üretildiği mekânlara örneğin bir fırının içine konabilir [17].

2.4 Isıl Süreç Tasarımı Sorgu Listesi

Bir ısıl sürecin başarılı olması için yukarıda da bahsi geçen faktörlerin dikkate alınması gerekmektedir. Aşağıdaki sorgu listesi tasarım öncesi birçok konuda yardımcı olacaktır:

1. Malzeme faktörleri

- Sıcaklığa bağlı olarak ısı iletimi ve mekanik özelliklerin değişimi: Isıl sistemlerde fiziksel özellikler sıcaklıkla beraber değişir. Verimli bir ısıl iletim için katıların elastisite özelliklerinin, sıvıların viskozitelerinin sıcaklıkla değiştiği

unutulmamalıdır. Ayrıca birçok malzeme sıcaklık yükseldikçe direncini kaybeder.

2. Isı geçişi ve ısı dengesi

- a. Harici ısı kayıpları veya kazançları: Harici ısı kazançları veya kayıpları ısı dengesini ciddi biçimde etkileyebilir.
- b. Genel ısıl denge: Genel ısıl denge için belirli bir hacim seçilmeli ve değişmemesine özen gösterilmelidir.
- c. Isı kaynağının kapasitesi: Isıl yüklerle karşı zamanla kapasite değişimi olup olmadığı bilinmelidir.
- d. Faz değişimi ve kimyasal ısı etkileri: Buharın yoğunlaşması veya suyun buharlaşması ısı ihtiyaçlarını gözle görünür bir şekilde etkileyebilir.

3. Biçim ve işleyiş

- a. Isı kaybından dolayı doğan güvenlik: Isı kayıpları fazla ise sistem operatöre ve tasarıma zarar verebilir.
- b. Ortam koşullarının ısıl tasarıma etkisi: Isıl sürece doğrudan güneş etkisi veya bir başka ısıl kütlenin etki etmesi, eğer ısıl tasarım dış etkilere duyarlıysa sürecin çalışmasını değiştirebilir.

4. Ölçüm ve Kontrol

- a. Sıcaklık algılayıcısının kapasitesi: Sıcaklık algılayıcısı hassas kontrol için gerekli özelliklere sahip olmalıdır. Hassaslık, tekrarlanabilirlik ve ölçme limitleri gibi.
- b. Sıcaklık algılayıcısının yeri: Sıcaklık algılayıcısının yeri ısıl süreç tasarımında önemli rol oynar, algılayıcının ısı kaynağından uzağa konması aşımara, yakına konması da yetersiz ısı geçişine sebep olur. Bu durumu engellemek için ısı geçişine maruz kalan madde mümkünse karıştırılmalı ve ısı tüm maddeye eşit olarak yayılmalıdır.
- c. Algılayıcı ısı-geçiş etkisi: Algılayıcının kabloları ve elektriksel bağlantılarının iyi yapılması, dış etkilere maruz bırakılmaması ısıl sistem için gerekli bir tasarım zorunluluğudur [17].

2.5 Isıl Sistemin Tanımlanması

Endüstride ısı sistemlerinin sistem dinamiklerini dağılmış parametreler yöntemi ile belirlemek zordur. Mühendisler bunun yerine bazı parametreleri kümelendirerek veya sabit kabul ederek sistem tasarımına giderler [19].

Bir ısı sistemi en genel manada ısı kapasite ve ısı direnciyle sembolize edilirler. Tekrar etmek gerekirse;

1. Isıyı iletme için üç yol vardır:

- İletim (kondüksiyon)
- Taşınım (konveksiyon)
- Işınmım (radyasyon)

2. İki madde arasındaki ısı geçişinde ısı direnci:

$$R_T = \frac{d(\Delta\theta)}{dq} = \frac{1}{hA} \quad (2.7)$$

Burada;

R_T : Isı direnci

$\Delta\theta$: Sıcaklık farkı

q : Süreç esnasında iletilen ısı

olduğundan (2.7) denkleminde ısı iletim katsayısı (h) sabit kabul edilir, ayrıca ısı yüzey alanı (A) değişmediğine göre, ısı direnci (R_T) ısı sistemi için sabittir diyebiliriz [19].

3. Bir maddenin ısı kapasitesi:

$$C_T = mC \quad (2.8)$$

Burada;

C_T : Isı kapasite

olduğundan (2.8) denkleminde, ısıtılan maddenin kütlesinin hemen hemen değişmediği kabul edilirse ve maddenin özgül ısı kapasitesi de ısıtılan maddeye farklı kimyasallar karışmadığı sürece değişmeyeceğinden, ısıl kapasite de sistem için sabittir diyebiliriz [19].

2.6 Isıl Sistemin Dinamiği

Bir ısıl sistemin dağılmış parametrelili dinamik denklemi, sisteme enerji verilmediği sürece ve tüm ısıtılan maddeye eşit yayılması sağlandığı sürece;

$$\frac{d}{dt} \int_V \rho C \theta dv = h A_R (\theta_R - \theta) - h_0 A_{tank} (\theta - \theta_\infty) - \sigma \varepsilon (\theta^4 - \theta_\infty^4) \quad (2.9)$$

Burada;

ρ : Yoğunluk

v : Hacim değişkeni

A_R : Isıtıcı yüzey alanı

θ_R : Isıtıcı yüzey sıcaklığı

h_0 : Hava ısı iletim katsayısı

A_{tank} : Tank yüzey alanı

θ_∞ : Hava sıcaklığı

σ : Isı ışıınımı iletim katsayısı

ε : Emisyon sabiti

olduğundan, (2.9) dağılmış parametrelili analitik denklemini, ısıl direnç ve ısıl kapasite sembollerini kullanarak, birinci dereceden kısmi diferansiyel denkleme (ODE) çevirebilmek için bazı varsayımlar yapmak ve ısıl tasarımı da bunları göze alarak tasarlamak gerekmektedir.

$$Q_R(t) = \sigma \varepsilon (\theta^4 - \theta_\infty^4) \quad (2.10)$$

(2.10) denklemi ışıınımdan kaynaklanan enerji kayıplarını temsil etmektedir. Bu çalışmada düşük sıcaklıklarda çalışıldığından ışıınım kayıpları dikkate alınmamaktadır.

$$Q_E(t) = h_0 A_{tank} (\theta - \theta_\infty) \quad (2.11)$$

(2.11) denklemi ısınan maddeyi çevreleyen tankın emdiği enerjiyi ve bu enerjiyi çevreye iletmesi sonucu oluşan enerji kayıplarını temsil eder. Bu enerji kaybını engellemek için ısıl sistemin ısıtma tankı yalıtılmıştır. Isı kayıpları bertaraf edilince yani denklem (2.10) ve (2.11) sıfırlanırsa ana denklem

$$\frac{d}{dt} \int_V \rho C \theta dv = h A_R (\theta_R - \theta) - 0 - 0 \quad (2.12)$$

(2.12) denklemi gibi olur. (2.12) denkleminin geçerli olması için θ değişkeninin ısıtılan sıvı kütlesinin tamamında aynı olması gerekmektedir. Isıtılan sıvı daha yoğunluğunun azalması sonucu üst katmanlara doğru hareket eder. Bu durum ısıнын doğal yollardan eşit dağılmadığını gösterir. Isıtılan sıvı sıcaklığının maddenin tümünde eşit olması için sürekli karıştırılmasını sağlamak gerekmektedir. Bu problem aşıldığında (2.12) denkleminin sol tarafı şu şekilde düzenlenir:

$$\frac{d}{dt} \int_V \rho C \theta dv = \rho V C \frac{d\theta}{dt} = m C \frac{d\theta}{dt} = C_T \frac{d\theta}{dt} \quad (2.13)$$

(2.12)'deki denklemin sağ tarafı ise, (2.7) denkleminde,

$$h A_R (\theta_R - \theta) = \frac{1}{R_T} (\theta_R - \theta) \quad (2.14)$$

olur.

Böylece (2.12) denkleminde, (2.13) ve (2.14) denklemleri kullanılırsa;

$$R_T C_T \frac{d\theta}{dt} + \theta = \theta_R \quad (2.15)$$

(2.15) denklemi gibi istenilen birinci dereceden kısmi diferansiyel denkleme ulaşmış oluruz ve

$$C_T R_T = \tau \quad (2.16)$$

ise sistemin zaman sabiti olarak kabul edilir.

Böylelikle ısıl sistemde görülen ve çevresel şartlardan dolayı sürekli değişime meyilli olan zaman sabiti, sistem kazancı ve ölü zaman parametreleri yukarıda bahsedilen önlemler alınarak sabitlenmektedir.

3. ISIL SİSTEM TASARIMI

Isıl sistem tasarlanırken dört farklı kısma ayrılmış ve ayrı ayrı tasarlanmıştır. Ayrı ayrı tasarlanan mekanik, elektrik, elektronik kısımlar daha sonra birleştirilmiş ve yazılım desteğiyle birlikte ısıl sistem ortaya çıkmıştır. Bu dört kısım farklı sistemlerde ve farklı çalışmalarda da kullanılabilir, uyumlu çalışabilirler.

3.1 Mekanik Kısım

Isıl sistemin mekanik kısmı;

- Besleme tankı
- Isıtma tankı
- Tahliye tankı
- 3 adet 800 W oksitlenmemiş-metal alaşımlı elektrik ısıtıcısı
- Su pompası
- 2 adet ½’’ genel kullanıma uygun solenoid valf
- 1 adet küresel vana
- Tüm mekanik aksamı taşıyabilmesi için profil iskelet
- Civalı termometre
- Klemens rayları ve pano

dan oluşur.

Tüm ısıl sistem profil bir iskelet üzerine kurulmuş olup, ısıtma tankına su akışını sağlamak için besleme tankı ve ısıtma tankındaki suyu boşaltmak için de bir tahliye tankı hazırlanmıştır. Besleme tankından ısıtma tankına ve ısıtma tankından tahliye tankına su geçişi esnasında basınç uygulanmadığından çekmeli, diyaframsız aç-kapa solenoid valflerle su akışı sağlanmış, ayrıca ısıtma tankında oluşan ısı kayıplarını önlemek için ise ısıtma tankı çevresine köpük döşenmiştir.

Isıtma tankı tabanına yerleştirilmiş olan üç adet elektrik ısıtıcısı oksitlenmemiş olup susuz çalıştırıldığında hızla kararır ve işlevlerini yitirirler. Isıtma tankındaki suyun tamamına ısıyı eşit olarak yaymak gerekmektedir, bu sebepten elektriksel olarak

üçgen bağlanmış bir su pompası kullanılarak ısıtma tankındaki sıcak su ile soğuk suyun karışması sağlanmıştır. Bir civalı termometre ile de hem ısılıçiftin ölçme doğruluğu, hem de ısıtının eşit yayılıp yayılmadığı kontrol edilmiştir.

3.2 Elektrik Kısım

Isıl sistemin elektrik kısmı:

- 2 adet 10A, 1 adet 2A faz-nötr sigorta
- 3 adet 3.4 kW NO kontaktör
- 2 adet 8A 220V NO-NC röle
- 4A start, stop ve mantar butonları
- Elektrik kablolarından

oluşur.

İki çeşit sigorta seçilmesinin nedeni mikro PLC ile diğer elektrik donanımlarının farklı maksimum sürme akımlarına ve gerilimlerine dayanmasındandır. Kullanılan sigortalardan düşük amperli olanı sistemdeki en pahalı aygıt olan mikro PLC'yi ve modüllerini korumak için şarttır. Elektrik ısıtıcılarına seri olarak bağlanmış olan kontaktörler ve solenoid valfleri kontrol eden röleler ise yüksek amper çıkışlarına dayanabilirler. Isıl sistemi başlatmak, durdurmak ve ileri kontrol algoritmasına müdahale edebilmek için operatör paneli olmadığından şebeke voltajına dayanıklı butonlar ve kablolar tercih edilmiştir.

3.3 Elektronik Kısım

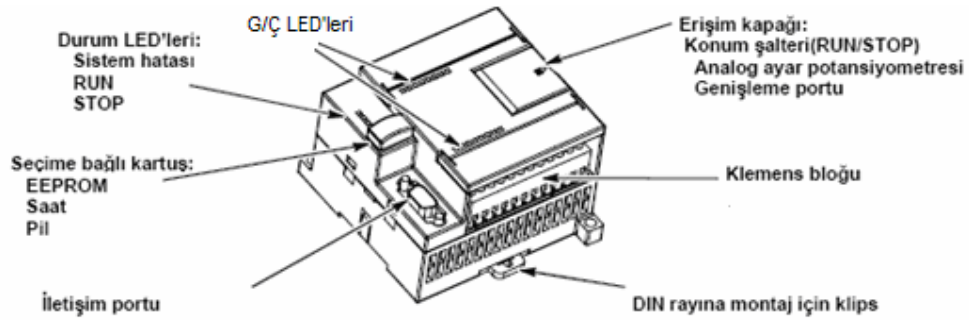
Isıl sistemin elektronik kısmı:

- 1 adet mikro PLC
- 1 adet Isılçift, Termistör ve RTD sinyal şartlandırıcısı
- 1 adet analog giriş/çıkış modülü
- 1 adet J tipi ısılıçift
- 1 adet V/f yük sürücüsü ve akım/gerilim çeviricisi
- 1 adet RS485-RS232 çeviriciden

oluşur.

3.3.1 Mikro PLC

Kontrol algoritmasını yazmak, uygulamak ve ısıl sistemi kumanda etmek için Şekil 3.1'deki SIEMENS S7-200 CPU 224 mikro PLC seçilmiştir. Bu mikro PLC'nin seçilmesinin nedeni, endüstride çalışma koşullarının bilgisayar ve devre kartları için pek elverişli olmaması ve ekonomik olmasındandır. Bu mikro PLC, bir mikroişlemci, dâhili güç kaynağı ve giriş/çıkış devrelerini içinde barındırır.



Şekil 3.1: Mikro PLC

Seçilen mikro PLC'nin dâhili özellikleri Tablo 3.1'de belirlenmiştir:

Tablo 3.1: Mikro PLC Özellikleri

Özellik	S7-200 CPU 224 Mikro PLC
Boyut [mm]	120.5x80x62
Program hafızası	4096 word
Veri hafızası	2560 word
Entegre Sayısal Giriş/Çıkış	14 Giriş/ 10 Çıkış
Analog ayar potansiyometresi	2
Gerçek Zaman Saati	Entegre
İletişim Portu	RS-485
Reel Sayı Aritmetiği	Var
Bole işlem hızı	0.37 mikrosaniye

S7-200 PLC ihtiyaca göre doğru akım veya alternatif akımla çalışabilir. Bu çalışmada Siemens mikro PLC ailesinden alternatif akımla çalışan, röle çıkışlı bir mikro PLC seçilmiştir. Bu mikro PLC tarama temelli bir mikro PLC olup sistem kontrolü için ayrılmış özel bellek alanlarına, alt-programlara ve program kesmelerine sahiptir. Bilgisayar ile mikro PLC arasındaki veri iletişimi için ise özellikleri

üzerindeki dip anahtarlarla ayarlanabilen bir PPI kablosuna ihtiyaç duyulmaktadır, çünkü Siemens mikro PLC'ler RS-485 arayolunu kullanırlar [30].

3.3.2 Analog Modül

Sistem için seçilen analog modül SIEMENS EM235 4 analog giriş ve 1 analog gerilim ve akım çıkışına sahiptir, 2W ve 60mA akımla çalışır. Analog modül özellikleri Tablo 3.2'de görülmektedir.

Tablo 3.2: EM 235 Analog Modül Özellikleri

Özellik	EM235 Analog Modül
Çift ve tek yönlü g/ç aralığı (word)	-32000 ila 32000 ve 0 ila 32000
Çözünürlük	12 bit ADC
Giriş Tipi	Diferansiyel
Giriş aralıkları (çift ve tek yönlü)	0-50mV/10V, ± 25 mV/10V, 0-20mA
A/D çevirme süresi	250 mikrosaniye
Sinyal aralığı	± 10 V, 0-20 mA
Hassasiyet	Tam skalanın % 0.5'i

Analog modül kalibrasyonu sistem sıcaklığını doğru ölçmek için gerekli olan süreçlerden biridir. Analog modülün kalibrasyonu uygun ölçme aralığı seçildikten sonra modül üzerindeki offset ve gain potansiyometreleri ile yapılır [30].

Analog Modül EM235'in kalibrasyon ayarlarının yapılması için potansiyometreler kullanılırken giriş aralığının çözünürlüğünü seçmek için dip anahtarları yerleştirilmiştir. EM235 analog modül veri girişini AIW bellek alanlarını, veri çıkışını AQW bellek alanlarını kullanarak gerçekleştirir [30].

Dört analog giriş diferansiyel şekilde bağlanarak ve RC alçak geçiren filtreden geçirilerek bir yükseltici vasıtasıyla daha önceden kalibre edilmiş bir analog-sayısal çeviriciye gönderilir.

3.3.3 Isılçift Şartlandırıcısı/Vericisi

SIEMENS SITRANS TK-H sıcaklıkölçer şartlandırıcı ile iki kablolu ısılçiftin sıcaklık farkından dolayı ürettiği çok düşük gerilim, endüstride ölçme standardı olan 4-20 mA boyutuna oranlanır ve düzenlenir, böylece sıcaklık kıyaslaması için ikinci bir ısılçifte gerek kalmaz. SITRANS TK-H sinyal şartlandırıcısı, kendine has bir elektronik el aleti ile kalibre edilir [28]. Örneğin; su için 0-100°C bir aralık

kullanılacaksa 4 mA, 0 °C'ye denk düşmeli, 100 °C ise 20 mA olarak ayarlanmalıdır. Bu şartlandırıcı ısılcıftın oluşturduğu mV seviyelerindeki gerilim farkını doğrusal hale getirir, yükseltir, yalıtır ve analog veri girişine gönderir.

J-tipi seçilen ısılcıft demir-konstantan tellerden oluşur ve kablo boyu 2 m.'dir. Isılcıft çapı 6 mm ve ölçme aralığı 0-400 °C arası sınırlandırılmıştır. Kablo uçlarından mavi olan taraf pozitif, siyah olan taraf negatif olarak belirlenmiştir.

3.3.4 V/f Yük Sürücüsü ve Akım/Gerilim Çeviricisi

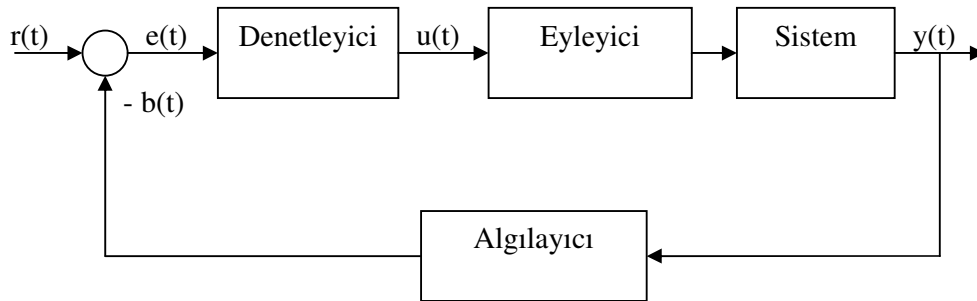
PLC'nin analog modülünün en çok 10V olan çıkış gerilimini ısıtıcıların sürüleceği şebeke gerilimine yükseltmek gerekmektedir. Bundan dolayı 0-10V arası aralık değerini 0-220V aralığına yükseltecek doğrusal bir V/f akım/gerilim çeviricisi tercih edilmiş, bu cihaz 800 W'lık üç ısıtıcıyı 2.2 kW'a kadar güç verecek şekilde hesaplanarak seçilmiştir. Aslında seçilen cihaz SIEMENS MICROMASTER 420 gerilim/akım çeviricisinden daha çok motor sürücüsü olarak kullanılır, bundan dolayı ısıtıcılar üç adet olmalı ve üçgen bağlanmak zorundadır. Motor sürücüsü olarak kullanıldığında dahili PI kontrolü ve senkron-asenkron motor sürme seçenekleri gibi bir çok ek özelliğinden de yararlanmak mümkündür. Yük sürücüsü basit operatör paneli ile birlikte kullanılır, böylece PLC olmadan da sürücüye müdahale etmek mümkündür [27].

3.4 Yazılım Desteği

Mikro PLC'ye istenilen kontrol algoritmasını yazmak ve yüklemek için SIEMENS Microwin 4.0 yazılımı ve bu yazılımın desteklediği IL dil grubuna ait STL makine dili, ayrıca uzaktan müdahale edebilmek, gözlemlemek ve veri toplamak için ise etiket mantığını temel alan, bilgisayar ile mikro PLC belleklerini eşitleyen Siemens'in PC Access 1.0 OPC sunucusu kullanılmıştır. OPC sunucu desteği ile ERP programları gibi bilgisayar üzerinde çalışan yönetim karar/destek sistemleri için de otomatik veri sağlanır. Bu çalışmada kullanılan Microsoft Excel gibi analiz yazılımları kullanılarak sürecin anlık durumu kolayca gözlemlenmiş ve uzun vadede veriler analiz edilerek firma veya süreç için stratejik kararlar alınma ortamı yaratılmıştır [30].

4. KONTROL TEKNİKLERİ

Şekil 4.1'deki gibi en az bir denetleyici, bir algılayıcı, bir eyleyici ve bir sistemle, kapalı çevrim kontrol döngüsü sağlanır. Birden fazla denetleyicinin kullanılması gerektiğinde bir iletişim ağı kurularak haberleşme sağlanır. Denetleyiciler analog veya sayısal tür de olabilirler. Denetleyicinin türüne göre kontrol döngüsünde geri besleme işlevini yapan sıcaklıkölçerler sinyal şartlandırıcıları ile doğrusallaştırılarak, filtrelenerek ve yükseltilerek denetleyicinin işleyebileceği sinyallere çevrilirler. Denetleyici çıkış sinyali de algılayıcıdan gelen geri besleme sinyali gibi çoğu zaman doğrudan sisteme iletilmez. Sayısal denetleyici kontrol sinyalini ürettikten sonra sisteme etki etmesi için bazı fiziksel eyleyicilere ihtiyaç duyar, çünkü kontrol sinyali genliği endüstriyel sistemlerin çoğu şebeke gerilimi ile çalıştığından yetersiz kalır. İşte kontrol sinyalini sisteme sürmek için eyleyicilere ihtiyaç vardır. Kontrol algoritmasına göre bu eyleyiciler kontaktörler ve röleler gibi aç-kapa eyleyiciler veya V/f yük sürücüler gibi oransal akım/gerilim süren eyleyici tipi olan sürücü sistemler olurlar [17].



Şekil 4.1: Kontrol Döngüsü

4.1 İkili Kontrol

Bir ikili aç-kapa kontrolörü hatanın işaretine göre ısıtıcıya ya tam güç verir ya da hiç güç vermez. Çoğu zaman referans sinyali etrafında bir ölü bölge vardır, bu bölge sıcaklığın hızlı değişimine veya hızlı çevrimden kaynaklanan hızlı anahtarlamaı engelleyerek sistemin ömrünün tükenmesine engel olur. Yine başka bir ikili kontrol

çeşidi olan bang-bang kontrolde ise hem ısıtıcılara hem de soğutuculara güç verilerek kontrol sağlanır.

4.2 Sürekli Kontrol

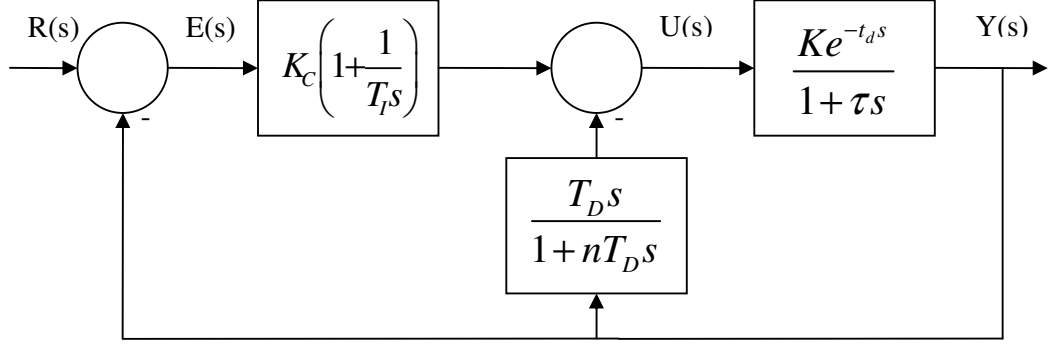
Bir sürekli PID kontrol algoritması oransal, oransal-integral ve oransal-türev veya oransal-integral-türev etkisi devrede olmak suretiyle çalışabilir.

Oransal kontrolün amacı hata işaretinin küçük olduğu durumlarda küçük, büyük olduğu durumlarda büyük kontrol işareti üreterek hatayı azaltmaktır. Oransal kontrolör kazancının küçük değerlerinde kararlı hal hatası oluşurken, büyük değerlerinde sistem dinamiğinden kaynaklanan bir salınım görülebilir.

Integral kontrolün amacı sistem çıkışında oluşan kararlı hal hatasını yok etmektir. Integral etki hata pozitif olduğunda matematiksel olarak sürekli toplandığı için eklenerek büyük değerlere ulaşabilir, negatif değerli bir hata da ise hızla azalan bir kontrol işaretine yol açar. Integral etkisi eğer doğru oransal etki seçilmediyse salınıma yol açabilir, çünkü integral etki büyük değerli hatalarda etkisini artırır, Bu duruma integral yığılması denir. Integral yığılması kontrolde baskın duruma gelirse, kontrol sinyali işlevini yitirebilir.

Türev kontrolün asıl amacı kapalı çevrim kararlılığını artırmak ve referans değeri etrafındaki salınımı engellemektir. Türev etkisi sistemin nasıl davranabileceğini ölçer, hatayı tahmin eder ve hata eğrisinin eğimi dikkate alınarak hesaplanır. Çoğu endüstriyel uygulamada türevsel etki doğrudan hataya uygulanmaz bunun yerine çıkış sinyali uygulanır, bu durum türev vuruşu denilen olayı önlemek için yapılır. Referansın sık değiştiği durumlarda bu şekilde anlık büyük türev değerleri engellenmiş olur. Türev etkisi gürültüye de oldukça duyarlıdır, gürültünün türevi sistemi doğrudan etkilediğinden, türev etkiye, alçak geçiren bir filtre eklenmeli veya çıkış sinyali yumuşatılmalıdır. Denklem (4.1)'deki s-tanım bölgesi denklemi ve Şekil 4.2 yukarıda bahsedilen, çıkışa bağlı ve filtrelenmiş türev etkisinin nasıl uygulanacağını göstermektedir [14,16].

$$U(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) E(s) - \frac{T_d s}{1 + n T_d s} Y(s) \quad (4.1)$$



Şekil 4.2: Geliştirilmiş PID Döngüsü

Burada;

$U(s)$: Kontrol sinyali

K_C : Oransal katsayı

T_I : İntegral katsayısı

$E(s)$: Hata sinyali

T_D : Türev katsayısı

n : Filtre faktörü

$Y(s)$: Çıkış sinyali

$R(s)$: Referans sinyali

K : Sistem kazancı

t_d : Gecikme zamanı

τ : Sistem zaman sabiti

olarak tanımlanır.

4.3 Sisteme Uygun Denetleyici Ayarı

İkili kontrol denetleyicisinin hassas ayarı için ölü bölge aralığını doğru seçmek gerekmektedir. Sistemin fiziksel yeterliliğine bağlı olarak ölü bölge aralığını daraltmak veya genişletmek verimi artırabilir. Ölü bölgenin daralması anahtarlamayı sıklaştırır. Sık anahtarlama sonucu kullanılan mekanik aç-kapa eyleyicileri tutulabilir, bozulabilir veya yapışabilir.

Sürekli kontrol hassas ayarı için ise sistem tanıma metotlarından faydalanılır. Bu çalışmada kullanılan deneysel sistem tanıma metotlarından biri olan açık çevrim metodu ise sabit bir kontrol sinyaline kararlı tepki veren, çok salınım yapmayan

sistemler için geçerli bir sonuç verir. Bu metotta sistem açık çevrime alınır ve sistem kararlı durumdayken sabit bir kontrol sinyali gönderilir. Sistem, bu sabit kontrol sinyali devrede iken tekrar kararlı hale gelene kadar beklenir. Ortaya çıkan cevap eğrisinden PID için gerekli olan sistem parametreleri bulunur ve daha önceden belirlenmiş tablolar yardımıyla PID ayarı yapılır. İdeal PID denetleyicilerini ayarlamak için kullanılan bir başka deneysel sistem tanıma yöntemi de Ziegler-Nichols'un ilk defa tanımladığı kapalı çevrim metodudur. Bu metot daha çok salınım yapmaya elverişli sistemlerde kullanılır [17,19].

4.4 Sistem Güvenliği

Tüm kontrol sistemleri herhangi bir ciddi problemde en azından hata zinciri büyümeden kendini kapatacak veya operatörü uyaracak şekilde tasarlanmalıdır ve bilinmelidir ki hata zinciri daha çok algılayıcı problemlerinden oluşur.

Algılayıcının bozulmasını algılayan kontrol sistemi, kontrol edilen sistemi sürekli soğutma konumuna veya sürekli ısıtma konumuna ya da her iki eyleyiciyi de devre dışı bırakma konumuna geçer. Eğer sistemi eski haline getirmek uzun sürecekse sistem açık çevrime alınır ve daha önceden belirlenen bir kontrol sinyali ile kontrol edilerek güvenlik sınırlarında tutulur [17].

5. ISIL SÜREÇLERDE İKİLİ KONTROL

Isıl sürecin kontrolü için denetleyicilere ihtiyaç duyulmaktadır. Isıl süreç denetleyicilerinden aç-kapa ikili kontrol denetleyicileri kolay ve ekonomik olduklarından endüstride sıkça kullanılırlar. Bu denetleyicilerin davranışlarının, ısıl süreçlere kurulmadan önce analitik ve/veya grafiksel açıdan incelenmesinde fayda vardır. Bilindiği gibi ısıl süreçlerde ısıtma ve soğutma genelde farklı karakteristikler gösterirler, çünkü ısınma zaman sabiti ile soğuma zaman sabiti değerleri farklıdır.

Bu çalışmada sırasıyla;

1. Ölü bölgesiz Aç-Kapa Kontrolü
2. Ölü bölgesli Aç-Kapa Kontrolü
3. Ölü bölgesiz Bang-Bang Kontrol
4. Ölü bölgesli Bang-Bang Kontrol
5. Oransal İkili Kontrol
6. Hız Geri Beslemeli İkili Kontrol
7. Kayan Rejim İkili Kontrol

denenmiştir.

5.1 Isıl Süreç Modeli

Çoğu zaman ısıl süreci modellemek büyük çaba ister, çünkü zaman-sıcaklık ilişkisi birçok parametreye bağlıdır ve bazı parametreleri belirlemek çok zordur. Fakat bazı kısıtlamalar yapılırsa bir analitik model oluşturma imkânı vardır. Bu analitik model genelde birinci dereceden gecikmeli kısmi bir diferansiyel denklemdir.

Bu modelin dinamik denklemi (5.1)'deki gibi birinci dereceden kısmi diferansiyel denklemlerle (ODE) gösterilir.

$$\tau \dot{\theta}(t) + \theta(t) = \theta_u(t) + FG u(t - t_d) \quad (5.1)$$

$$\dot{\theta} = \frac{d\theta}{dt}, t_d = R_e C_T, R_e = (1/R_1 + 1/R_2)^{-1} \text{ ve } F = R_e / R_1 \quad (5.2)$$

Burada;

θ_u : Hava sıcaklığı

F : Isıtıcıdan KEB'e ısı geçişinde oluşan eşlenik ısııl zayıflama

G : Isıtıcı kazancı

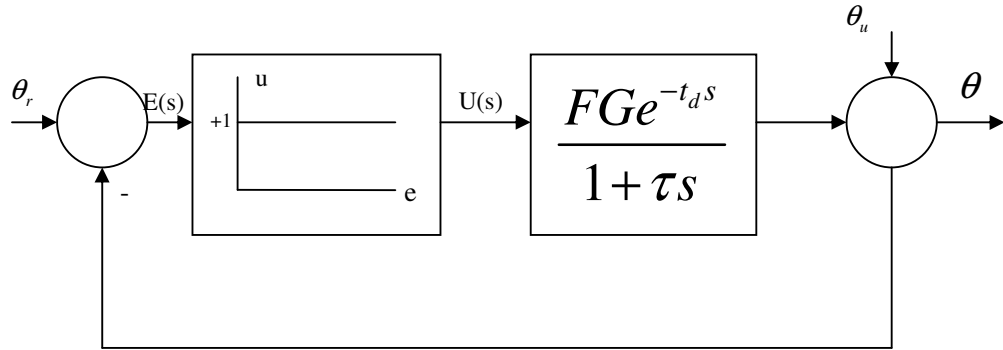
R_1 : Isıtıcıdan KEB'e ısı geçişinde oluşan eşlenik ısı yitimi

R_2 : KEB'den havaya ısı geçişinde oluşan eşlenik ısı yitimi

olarak tanımlanır [1].

5.2 Aç-Kapa Isıl Denetleyici

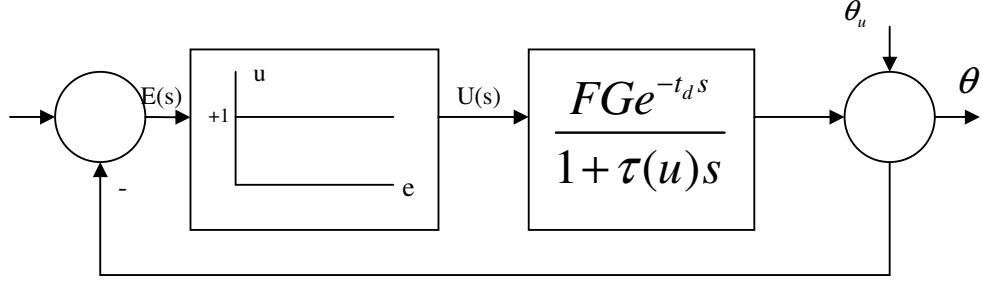
İdeal bir aç-kapa denetleyici, kontrol sinyaline müdahale eder ve hata sinyaline göre eyleyicileri tam güçle çalıştırır veya hiç çalıştırmaz. Denetleyici, kontrol edilen bölgenin sıcaklığını referans sıcaklığa getirmeye çalışır. İdeal bir aç-kapa denetleyiciyi endüstride gerçekleştirmek zordur fakat uygun donanım kullanarak ideale çok yakın bir sinyal üretilebilmesi mümkündür. Şekil 5.1'de ideal bir süreksiz aç-kapa denetleyici ile birlikte ısıl süreç görülmektedir.



Şekil 5.1: Birinci Dereceden Gecikmeli Bir Sistemin Aç-Kapa Blok Diyagramı

5.3 Kontrol Edilen Süreç ve Salınım Karakteristiği

Kontrol edilen süreçte referans sıcaklık değiştirilmezse bir süre sonra ikili kontrol denetleyicisinin yapısından dolayı sıcaklık değişkeni Şekil 5.3'de de görülen referans sıcaklığı etrafında salınacaktır ve soğuma zaman sabiti, ısınma zaman sabitinden de çoğu zaman farklı olacağından Şekil 5.1, Şekil 5.2'teki gibi değiştirilmelidir.



Şekil 5.2: Farklı Zaman Sabitli Bir Isıl Sistemin Aç-Kapa Blok Diyagramı

Soğuma zaman sabiti ile ısınma zaman sabitinin farklı olması referans etrafındaki salınımı değiştirmez, sadece üstel sıcaklık eğrisi ve üstel soğuma eğrisi farklı olur. Fakat bu durum ısıl sistemin analitik hesaplamalarını ciddi biçimde değiştirebilir.

Şöyle ki θ_r ortam sıcaklığı olup $\theta_u = 0$ ve değişmediği varsayılırsa ve θ_r referans sıcaklık olursa,

$$\theta = 0 \Big|_{t \rightarrow \infty}^{u=0} \text{ ve } \theta = FG \Big|_{t \rightarrow \infty}^{u=1} \quad (5.3)$$

$$\tau(u) = \tau_p \Big|_{u=0} \rightarrow \text{Soğuma zaman sabiti}$$

$$\tau(u) = \tau_A \Big|_{u=1} \rightarrow \text{Isınma zaman sabiti}$$

olarak alınırsa ve analitik olarak ısıl süreçte hesap kolaylığı sağlayacak gerekli olan parametreler

$$\alpha = e^{(t_d / \tau_p)}, \beta = \frac{\theta_r}{FG} \Big|_{\theta_u=0}, \gamma = e^{(t_d / \tau_A)} \text{ ve } \delta = \frac{\tau_A}{\tau_p} \quad (5.4)$$

şeklinde atanırsa, Minimum sıcaklık ($\theta_{\min}$):

$$\frac{\theta_{\min}}{FG} = \frac{\beta}{\alpha} \quad (5.5)$$

Maksimum sıcaklık ($\theta_{\max}$):

$$\frac{\theta_{\max}}{FG} = \frac{\alpha + \beta - 1}{\alpha} \quad (5.6)$$

Isıtıcıların çalıştığı zaman (t_o):

$$\frac{t_o}{\tau_p} = \delta \ln \left[\frac{(\beta - \alpha)\gamma}{(\beta - 1)\alpha} \right] \quad (5.7)$$

Isıtıcıların çalışmadığı zaman (t_p):

$$\frac{t_p}{\tau_p} = \ln \left[\frac{(\gamma + \beta - 1)\alpha}{\beta\gamma} \right] \quad (5.8)$$

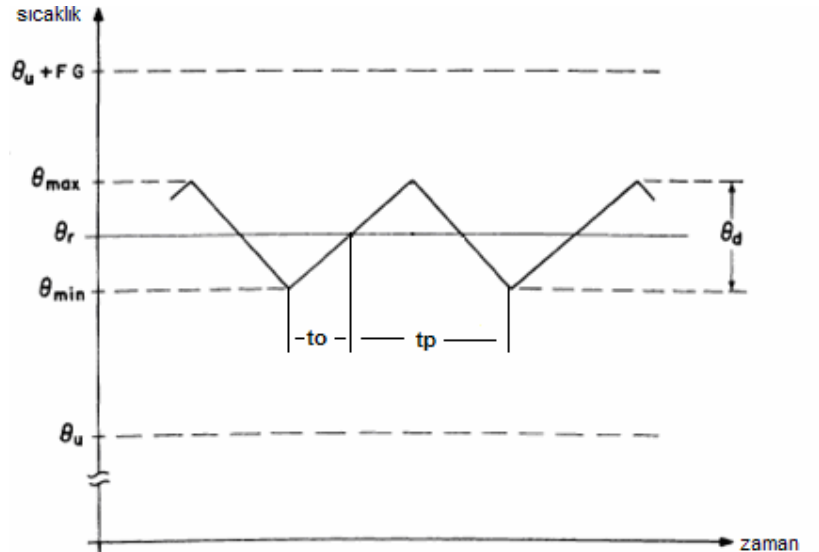
Periyot (t_q):

$$\frac{t_q}{\tau_p} = \frac{t_o}{\tau_p} + \frac{t_p}{\tau_p} \quad (5.9)$$

Genlik (θ_d):

$$\frac{\theta_d}{FG} = \frac{\theta_{\max}}{FG} - \frac{\theta_{\min}}{FG} \quad (5.10)$$

olarak hesaplanır [1].

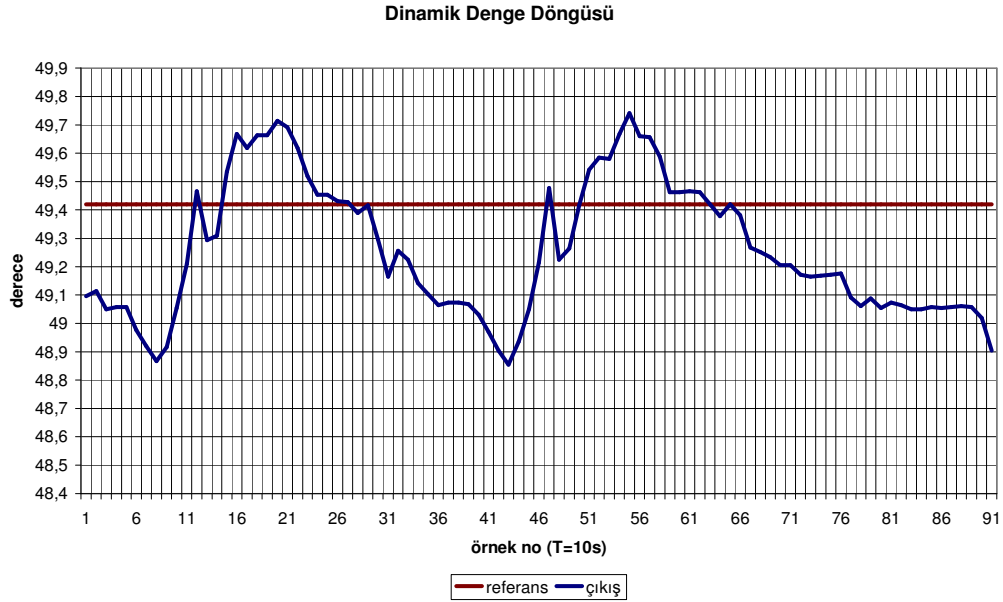


Şekil 5.3: Isıl Sistemin Referans Etrafındaki Doğal Salınımı (Teorik)

5.4 Aç-Kapa Denetleyicide Salınım Hesabı

Şekil 5.4’da görüldüğü gibi aç-kapa denetleyicili ısıtım sistemi $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$ ölü bölge içinde salınıma girmiştir. Yukarıda bahsi geçen denklemleri kullanarak bu ısıtım sisteminde salınım karakteristiği bulunabilir.

Ortam sıcaklığı θ_a bu deneyde 17°C olup değişmemektedir ve denklem (5.3)’e göre eyleyiciler sonsuza kadar tam güçle çalışsalar bile ısıtım sistemi sıcaklığı 100°C ’yi geçemeyeceğinden $FG = 83^{\circ}\text{C}$ kabul edilir. Yine bu deney için daha önceden hesaplanmış olan $t_d = 50$ saniye, $\tau_p = 3870$ saniye, $\tau_A = 1000$ saniye değerleri ile Şekil 5.4’ten okunan $\theta_r = 49,4$ değeri kullanılarak ve (5.4) denklemlerinden faydalanılarak $\alpha = 1,01$, $\beta = 0,39$, $\gamma = 1,05$ ve $\delta = 0,26$ olarak hesaplanır.



Şekil 5.4: Isıtım Sistemin Referans Etrafında Doğal Salınımı (DeneySEL)

Bulunan bu değerlere göre (5.5-5.10) denklemleri kullanılarak hesaplanan veriler bulunurken, Şekil 5.4’deki deneysel veriler okunarak da ölçüsel veriler bulunur. Tablo 5.1’deki gibi bir karşılaştırma yapılırsa hesaplanan değerlerle ölçülen değerlerin hemen hemen denk oldukları görülür. Ölçülen değerler için % 5 tolerans aralığı ölçme gürültüleri sebebiyle kabul edilebilir [1].

Tablo 5.1: Doğal Salınımında Hesaplanan&Ölçülen Sistem Verileri

Referans etrafındaki doğal salınım	Hesaplanan	Ölçülen
$\theta_{\min}$ (minimum sıcaklık)	49,0°C	48,9°C
$\theta_{\max}$ (maksimum sıcaklık)	49,8°C	49,7°C
t_0 (ısıtıcılar enerjili)	59 sn	60 sn
t_p (ısıtıcılar enerjisiz)	273 sn	280 sn
t_q (periyot)	332 sn	340 sn
θ_d (salınım genliği)	0,8°C	0,8°C

Böylelikle yukarıdaki hesaplardan aç-kapa ısı denetleyicilerin istenilen verimi sağlaması önceden belirlenir ve tasarım bu verilere göre şekillendirilir [1].

5.5 Ölü Bölgesiz Aç-Kapa Kontrol

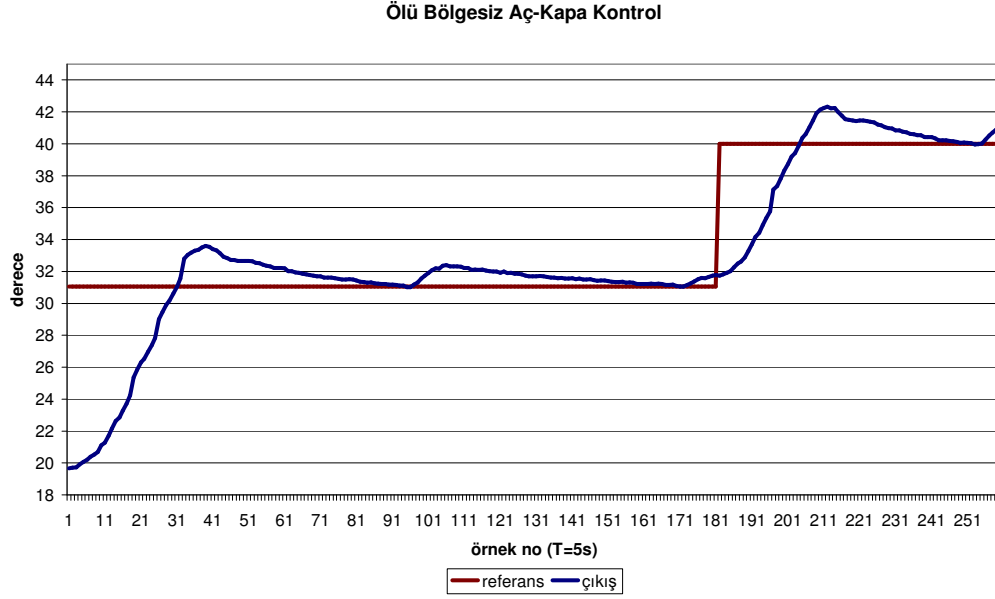
Sisteme uygulanan kontrol algoritması $e(k) = \theta_r(k) - \theta(k)$ kabul edilirse,

$e(k) \geq 0$ olduğu sürece sisteme $u_1(k) = +1$, $e(k) < 0$ olduğu sürece sisteme $u_1(k) = 0$ sinyalleri gönderilir. Burada;

$u_1(k) = +1$: Kontaktör devreleri kapalı, elektrik ısıtıcıları enerjili,

$u_1(k) = 0$: Kontaktör devreleri açık, elektrik ısıtıcıları enerjisiz olarak yorumlanmalıdır.

Şekil 5.5’de görüldüğü üzere bu tip bir kontrol referans konumu etrafında sürekli salınıma giren bir çıkış sinyali vermiştir.



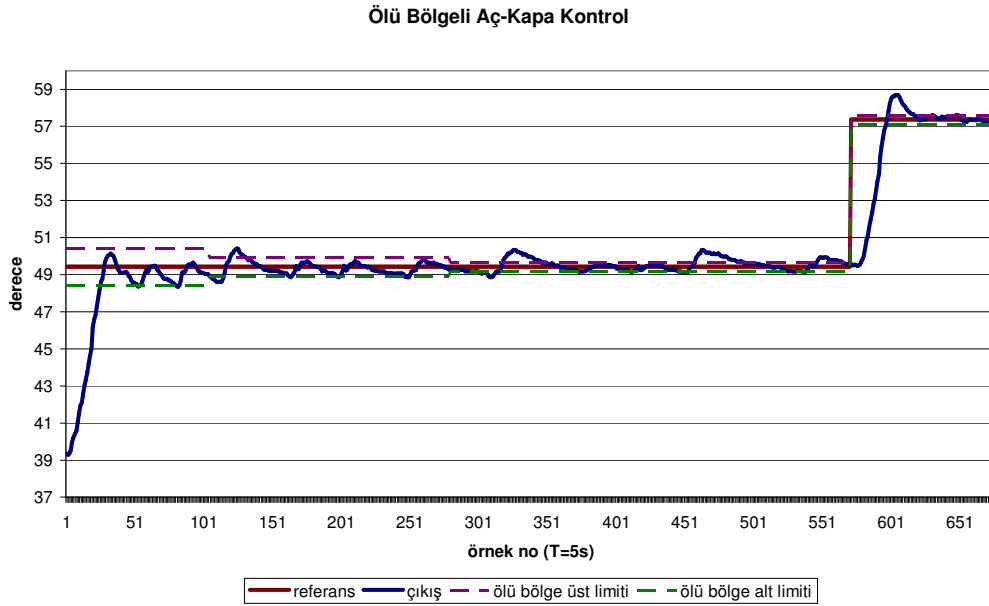
Şekil 5.5: Ölü Bölgesiz Aç-Kapa Kontrol

Çıkış sinyali referans sinyalinin altında iken kontaktörler +1 konumunda kalmışlar, referans sinyalinin aşar aşmaz 0 konumuna geçmişlerdir, fakat elektrik ısıtıcılarının yüzey sıcaklığı su sıcaklığından çok yüksek olduğu için her iki madde arasındaki taşınım bir süre daha devam etmiştir. İlk aşım kontaktörlerin uzun süre +1 konumunda kalmalarından dolayı ve elektrik ısıtıcıların yüzeyinin çok sıcak durumda olmasından kaynaklanmaktadır. Kontaktörler +1 konumuna hemen geçmelerine rağmen ısıtıcılar hemen tepki göstermezler, çünkü elektrik ısıtıcılarının bir süre kızmaya ihtiyaçları vardır, bu da gecikmeye neden olmaktadır. Referans değeri değiştirildiğinde çıkış sinyali farklı bir tepki göstermemiştir. Bu kontrolde çıkış sinyali, referans değerin altına düşme eğilimi pek göstermez, çünkü dinamik denge döngüsüne giren sistemin ısınma zaman sabiti ile soğuma zaman sabiti farklıdır. Ayrıca ısılıçiftin zaman sabitinden dolayı da kısa bir gecikme söz konusudur, fakat ısılıçiftin zaman sabitinin ortalama 5 saniye olması, çıkış örnekleme zamanı da 5 saniye olduğundan, ısılıçift gecikmesi göz ardı edilebilir.

5.6 Ölü Bölgesi Aç-Kapa Kontrol

Ölü bölgesiz aç-kapa kontrole ek olarak kontrol algoritmasına bir ölü bölge (Δ) eklenmiştir. Kontrol algoritması sisteme, $e(k) > \Delta$ ise $u_1(k) = +1$, $e(k)$ 'nin diğer durumlarında sisteme $u_1(k) = 0$ sinyali gönderir.

Şekil 5.6'deki ölü bölge aç-kapa kontrol algoritması ile ölü bölgesiz aç-kapa kontrol algoritması arasında pek fark görülmez sadece ölü bölgesiz kontroldeki fazla aşım burada ölü bölge içinde kalmıştır çünkü elektrik ısıtıcıları devreden çıkmalarına rağmen yaydıkları kontrolsüz ısı, ölü bölge tarafından dengelenir.



Şekil 5.6: Ölü Bölge Aç-Kapa Kontrol

Kontrol sinyalinin referansa ulaşmadan alt ölü bölge limitinde kesilmiş olmasından dolayı sistem ölü bölgesiz aç-kapa kontroldeki gibi fazla ısınmaz. Ölü bölge daraltıldıkça ilk aşım ölü bölgenin dışında kalmaya başlar. Ölü bölgenin daraltılması ilk aşım sonrasında genelde bir problem çıkarmamasına rağmen, ölü bölgeyi daraltmak çıkış sinyalinin kararsızlığına sebep olabilir. Geniş ölü bölge ve orta genişlikteki ölü bölge içerisindeki salınım genliği büyükken, salınım ölü bölge içerisinde kalır. Dar bir ölü bölge içerisinde çıkış sinyali çoğu zaman ölü bölgenin dışına çıkar veya nadiren de çıkmaz. Bu kararsızlıktan kurtulmak için referans değeri değiştirildiğinde şekilde görülen en dar ölü bölgedeki çıkış sinyali kararsızlıktan kurtulabilir.

Ölü bölge genişletildiğinde salınım genliği büyür, hassaslık azalır ve kararlılık artar. Ölü bölge daraltıldığında salınım genliği küçülür buna karşın kararsızlık artar ve salınım ölü bölge dışına çıkabilir. Ayrıca ölü bölgenin daraltılması kontaktörlerin sık anahtarlama yapmasına sebep olur ve bu durum kontaktörlerin ömrünü kısaltır.

5.7 Ölü Bölgesiz Bang-Bang Kontrol

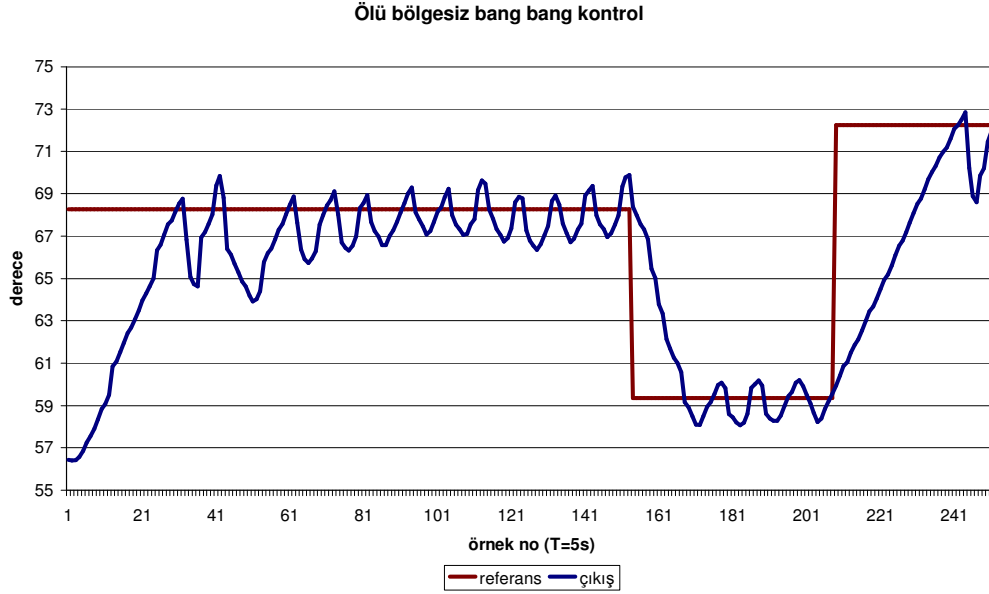
Sisteme uygulanan kontrol algoritması $e(k) = \theta_r(k) - \theta(k)$ kabul edilirse,

$e(k) \geq 0$ olduğu sürece sisteme $u_1(k) = +1$, $e(k) < 0$ olduğu sürece sisteme $u_2(k) = -1$ sinyalleri gönderilir. Burada;

$u_1(k) = +1$: Kontaktör devreleri kapalı, elektrik ısıtıcıları enerjili, solenoid valf devreleri açık, enerjisiz,

$u_2(k) = -1$: Kontaktör devreleri açık, elektrik ısıtıcıları enerjisiz, solenoid valf devreleri kapalı, enerjili olarak yorumlanmalıdır.

Şekil 5.7’te görüldüğü üzere ölü bölgesiz bang-bang kontrol, referans değeri etrafında sürekli salınıma giren bir çıkış sinyali vermiştir. Çıkış sinyali referans sinyalinin altında iken kontaktörler +1 konumunda kalmışlar, referans sinyalini aşar aşmaz, kontaktörlerin enerjisi kesilmiş, solenoid valflere -1 enerji verilmiştir. Elektrik ısıtıcılarının yüzey sıcaklığı, su sıcaklığından çok yüksek olduğu için her iki madde arasındaki taşınım ısı geçişi bir süre daha devam etmektedir, fakat solenoid valflerin açılmasıyla besleme tankındaki su, bu sıcaklık farkını çok çabuk dengelemiştir.



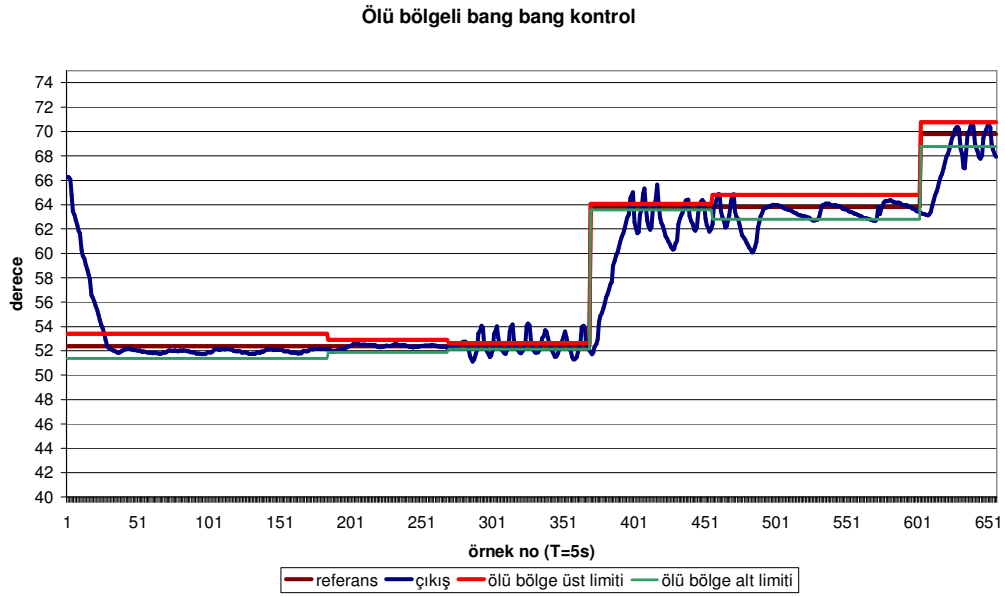
Şekil 5.7: Ölü Bölgesiz Bang-Bang Kontrol

Şekil 5.7 sistemin soğutma etkisinin ısıtma etkisinden daha baskın olduğunu gösterir ve hem ısıtma hem soğutma devrede olduğu zaman, ısıtma sistemde soğutma baskın olduğundan ısıtma sistemi ısı kaybetmeye başlayacaktır. Üçüncü salınımda her iki işlem beraber yapılmış ve elektrik ısıtıcıları devrede olmasına rağmen suyun soğuduğu görülmüştür. Soğutma etkisi devreye girdiğinde tankın içindeki su hacmini sabit tutmak adına boşaltma için kullanılan solenoid valf de aynı anda devreye girer ve ısıtma sistemdeki su artışını engeller. Bu çalışmada sistemin soğutma etkisi ile ısıtma etkisi aynı güçte olmadığından Şekil 5.7’de görülen genliği yüksek salınımlar oluşmuştur. Ayrıca elektrik ısıtıcılarının bir süre kızmaya ihtiyaçları oldukları unutulmamalıdır, soğutma da ise böyle bir durum söz konusu değildir. Referans sinyali değiştirildiğinde çıkış sinyali eski referans değeri etrafında gösterdiği tepkiden farklı bir tepki göstermemiştir. Salınım durumunda bu sistemin ısıtma zaman sabiti ile soğutma zaman sabiti pek farklı gözükmemektedir. Sistemde bulunan solenoid valfler aç-kapa çalıştığı için ve sistemin soğutma etkisiyle ısıtma etkisi aynı güçte olmadığından ölü bölgesiz bang-bang kontrol yapmak özellikle hassas bir kontrol isteniyorsa pek akla yatkın değildir.

5.8 Ölü Bölgesi Bang-Bang Kontrol

Ölü bölgesiz bang-bang kontrole ek olarak kontrol algoritmasına bir ölü bölge eklenmiştir. Kontrol algoritması sisteme, $e(k) > \Delta$ ise $u_1(k) = +1$, $e(k) < -\Delta$ ise $u_2(k) = -1$ ve $-\Delta < e(k) < \Delta$ durumlarında ise $u_1(k) = u_2(k) = 0$ kontrol sinyali gönderir.

Ölü bölge bang-bang kontrol algoritması ile ölü bölgesiz bang-bang algoritması arasında ciddi farklar görülür. Şekil 5.8’te süreç başlangıcındaki referans değerin, sistemin çıkış değerinden düşük olduğu gözükmemektedir. Bu durumda solenoid aç-kapa valfler devrede olup çıkış sinyali referans değere ulaşana kadar besleme tankındaki soğuk su ısıtma tankına gönderilir, aynı esnada ısıtma tankındaki sıcak su da tahliye tankına gönderilmektedir.



Şekil 5.8: Ölü Bölge Bang-Bang Kontrol

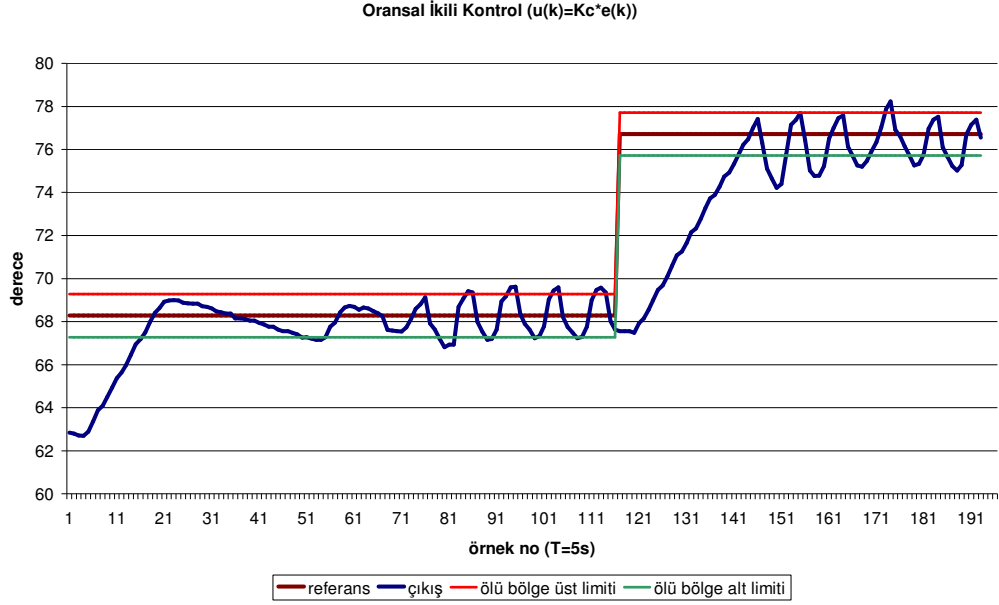
Solenoid valfler bu sayede eş zamanlı açılıp kapanarak su hacmini dengede tutmaktadırlar. Ölü bölgenin geniş olduğu durumda sistem çıkış sinyali ile referans sinyali birbirine çok yakın seyrederler. Ölü bölge aralığı daraltılsa bile çıkış sinyali değişim göstermez ve ölü bölge aralığını aşmadan çok ufak salınımlar yaparak referans değere oturur. Olabilecek en hassas kontrol budur. Ölü bölge daha da daraltıldığında çıkış sinyali ölü bölgesiz bang-bang kontrolde olduğu gibi tekrar aynı şekilde salınıma girer ve ölü bölge işlevini yitirir. Bu problem elektrik ısıtıcıların

gecikme zamanından ve solenoid valflerin aç-kapa çalışmasından dolayı meydana gelir. Sistem bir kere kararlı durumdan çıkınca tekrar ölü bölge aralığı içine oturmaz, çünkü ölü bölgeyi daraltmak gibi bir müdahale çıkış sinyalinin kararsızlığına sebep olur. Ölü bölge aralığını genişletmek ise sistemin hızlı salınımını ve ölü bölge aralığı dışına çıkmasını engeller. Böyle bir davranış ölü bölge aralığının önemini ortaya koyar. Ölü bölge aralığı hassas ve kararlı bir ikili kontrol için ölümcül önem taşır. Sistem geniş ölü bölge içerisindeyken, referansın değişmesi sistemi tekrar kararsız hale getirmiştir. Bu şekilde bir hassas kontrol bu senaryoya göre sadece geniş ölü bölge seçilirse veya sistem sıcakken soğutmaya başlanırsa mümkün gözükmektedir. Ölü bölge dar iken genişletildiğinde salınım genliği ve frekansı azalır, ölü bölge genişken daraldığında ölü bölgenin daralma oranına göre salınım genliği küçülür veya büyür ve frekansı artar ya da azalır, kararsızlık ortaya çıkabilir. Ayrıca ölü bölgenin daraltılması kontaktörlerin ve solenoid valflerin sık anahtarlama yapmasına sebep olur.

5.9 Oransal İkili Kontrol

Oransal ikili kontrol algoritması $u(k) = K_C \cdot e(k)$ olmak şartıyla $u(k) > \Delta$ ise $u_1(k) = +1$, $u(k) < -\Delta$ ise $u_2(k) = -1$ ve $-\Delta < u(k) < \Delta$ durumunda ise sisteme $u_1(k) = u_2(k) = 0$ kontrol sinyali gönderir.

Şekil 5.9’da görüldüğü üzere oransal kontrol deneylerinde ölü bölge etkisi üzerinde durulmamış daha çok oransal katsayı K_C ’nin değişmesi ile çıkış sinyali gözlemlenmiştir. Oransal ikili kontrolde kalıcı hal hatası gözükmez, sürekli oransal kontrol gibi değildir, fakat K_C artırıldıkça şekilde de görüldüğü gibi salınım frekansı artmakta, yine de salınım ölü bölge içinde kalmaktadır. Referans değeriyle beraber $K_C = 100$ değerine artırıldığında bu salınım sıklaşmakta ve ölü bölge limitlerinde gezmektedir. En başta $K_C = 1$ seçilmiş ve sistem gözlenmiştir. Sistem ölü bölgeli bang-bang kontrolör ile aynı sonucu vermiştir. K_C daha sonra artırılıp 5 yapıldığında ölü bölge değiştirilmediği halde sistem yüksek frekanslı salınıma girmiştir. İkili oransal kontrol uygun bir K_C katsayısı ve ölü bölge aralığı seçildiğinde daha hassas davranabilir.

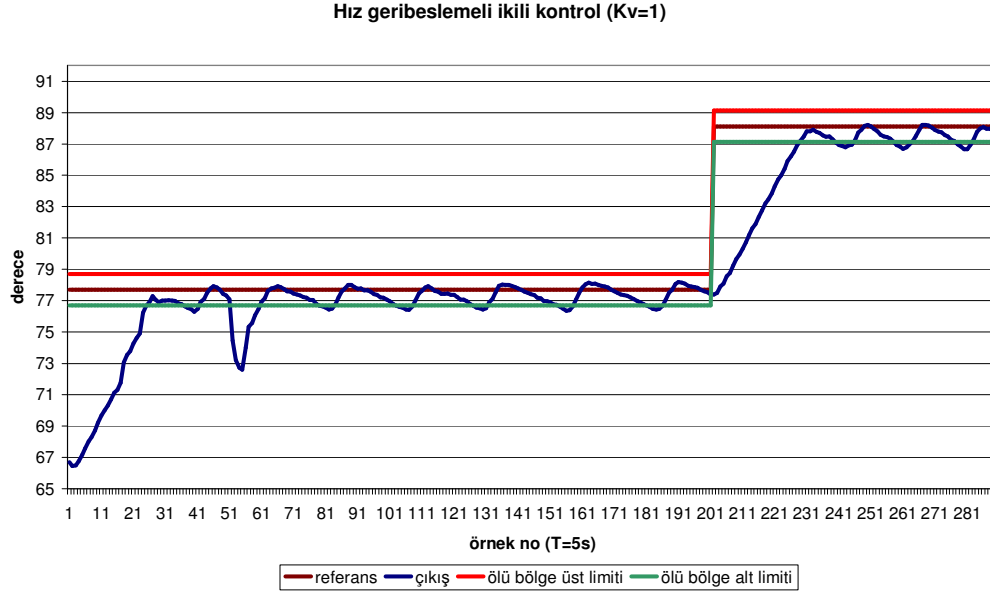


Şekil 5.9: Oransal İkili Kontrol

5.10 Hız Geri Beslemeli İkili Kontrol

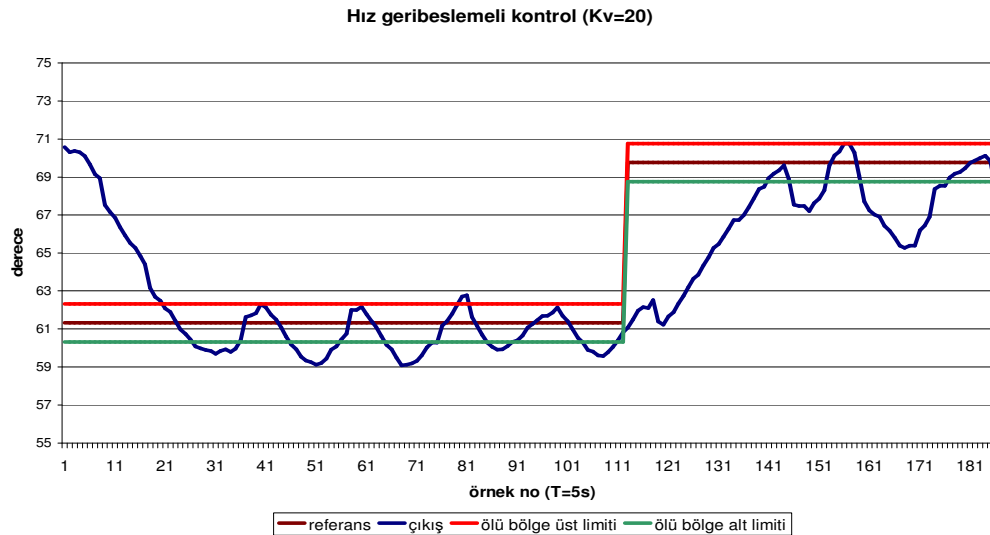
Hız geri beslemeli ikili kontrol algoritması $u(k) = e(k) - K_v \cdot \dot{e}(k)$ ve K_v hız geri besleme katsayısı olmak şartıyla $u(k) > \Delta$ ise $u_1(k) = +1$, $u(k) < -\Delta$ ise $u_2(k) = -1$ ve $-\Delta < u(k) < \Delta$ durumunda ise sisteme $u_1(k) = u_2(k) = 0$ kontrol sinyali gönderir. Çıkış örnekleme zamanı $T=5$ saniyedir.

Şekil 5.10'da görüldüğü üzere hız geri besleme katsayısı $K_v=1$ seçilmiş, hız geri beslemesi düşük olduğu için sistem çıkışı ölü bölgesi aç-kapa kontrol çıkışı gibi davranmıştır. Bir süre uygulanan bozucu etki ise sistem davranışını geçici değiştirmiş sonrasında sistem aynı davranışa devam etmiştir.



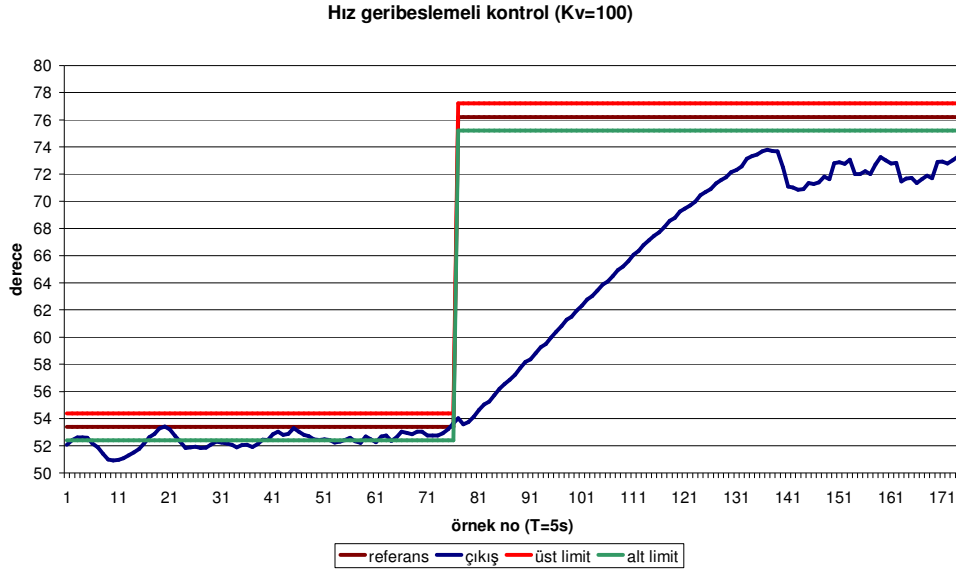
Şekil 5.10: Hız Geri Beslemeli İkili Kontrol $K_v=1$

Deneyde ölü bölge etkisi üzerinde durulmamış daha çok hız geri beslemesi katsayının değişmesi ile çıkış sinyali gözlemlenmiştir. K_v katsayısı 20 seçilirse kontrol sinyali sık yön değiştirmekte, bu yüzden çıkış değeri Şekil 5.11’de görüldüğü gibi salınım yapmakta, salınım genliği büyümekte ve $K_v=20$ iken referans değeri değiştirildiğinde çıkış değeri düzensizleşmektedir.



Şekil 5.11: Hız Geri Beslemeli İkili Kontrol $K_v=20$

Salınım, kontrol sinyali referans değerine yakinken sık yön değiştirdiği için çıkış sinyali ölü bölge içinde kalmamaktadır. Şekil 5.12’de K_v 100 değerine artırıldığında ise kontrol sinyali referans değerine yaklaştıkça sık anahtarlama yapmış ve bu nedenden ötürü çıkış sinyali hiçbir zaman referans değerine ulaşamamıştır.



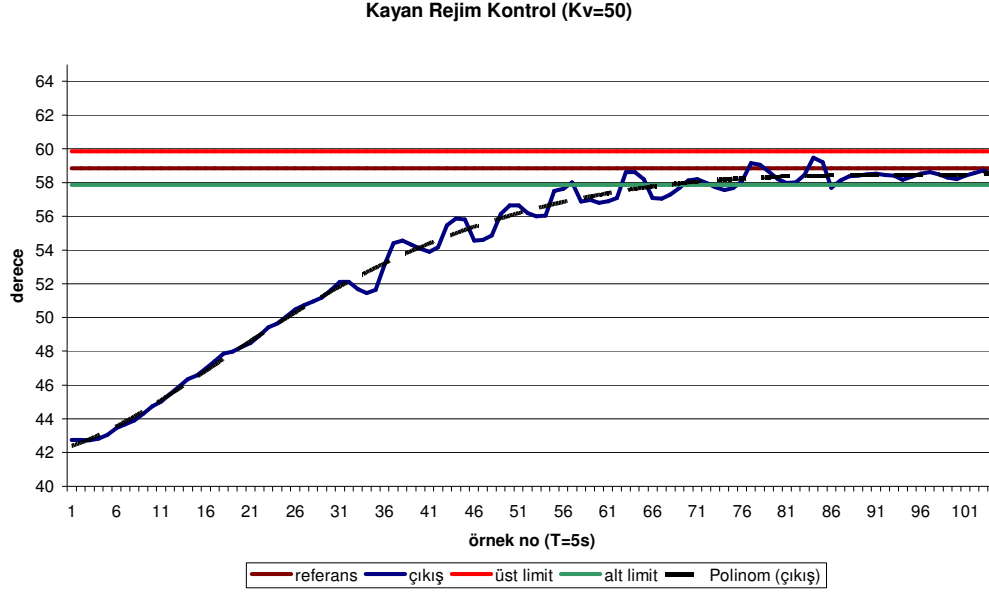
Şekil 5.12: Hız Geri Beslemeli İkili Kontrol $K_v=100$

Bunun nedeni hatanın değişim oranının K_v katsayısı çok yüksek olduğundan kontrol sinyalini ters yönde etkilemesi ve sıcaklığın istenilen referans değerine ulaşmasını engellemesidir. İkili hız geri beslemesi kontrol sinyali, yeteri kadar küçük bir K_v değeri ile referans değeri etrafındaki anahtarlamasını en aza indirir ve kararlı hale geçer. K_v değeri yüksek seçildiğinde ise sistem çıkışı çok uzun sürede kararlı hale gelir veya hiçbir zaman gelmez. Ölü bölge aralığının değişmesi ise deneyde test edilmemiş ama aç-kapa kontrol gibi davranacağı tahmin edilmektedir. İkili hız geri beslemesi uygun bir K_v katsayısı ve ölü bölge aralığı seçildiğinde hassas davranabilir.

5.11 Kayan Rejim İkili Kontrol

Kayan rejimli ikili kontrol algoritması $u(k) = e(k) + K_v \cdot \dot{e}(k)$ olmak şartıyla $u(k) > \Delta$ ise $u_1(k) = +1$, $u(k) < -\Delta$ ise $u_2(k) = -1$ ve $-\Delta < u(k) < \Delta$ durumunda ise sisteme $u_1(k) = u_2(k) = 0$ kontrol sinyali gönderir. Çıkış örnekleme zamanı $T=5$ saniyedir.

Şekil 5.13 görüldüğü üzere $K_v = 50$ seçildiğinde, kayan rejimli ikili kontrol tam olarak teorikteki gibi davranmıştır. Kayan rejimli kontrolde K_v 'yi artırmak sistemin yerleşme zamanını yükseltirken hatayı azaltmakta, K_v 'yi azaltmak ise sistemin yerleşme zamanını azaltmakta fakat hatayı büyötmektedir.



Şekil 5.13: Kayan Rejimli İkili Kontrol $K_v=50$

Ölü bölgeyi kayan rejimli ikili kontrol çıkış sinyali, referansa yaklaştıkça salınım yapmaya, kontaktörler ve valfler anahtarlama başlarlar ve sistem şekilde görülen ideal polinom regresyonu etrafında kayarak referans değerine yerleşir. Çıkış sinyali hiçbir zaman aşma yapmaz, ancak sistem referans değerine, K_v değerine bağlı olarak uzun sürede oturabilir. Referans değerine yaklaştıkça çıkış sinyalinde kuvvetli duraksamalar görülür. Kontrol sinyali hem solenoid valfleri hem de kontaktörleri sürekli açıp kapar, bu şekilde çıkış sinyalinin hızlı değişmesini yavaşlatır. Deneyde ölü bölge etkisi üzerinde durulmamış daha çok kayan rejimin salınımı gözlemlenmiştir. Kayan rejimli kontrolde ölü bölge aralığı çok etkili değildir. Kontrol sinyali, K_v değeri büyük olduğu sürece büyük değerler oluşturacağı için ölü bölge aralığında pek seyretmez. Bunun nedeni hatanın değişim oranının yüksek K_v katsayısı ile çarpılmasından dolayı kontrol sinyaline etkisinin fazla olması ve dolayısıyla ölü bölge aralığını sürekli aşan bir kontrol sinyali oluşturmasındandır. Kayan rejimli ikili kontrol anahtarlama sıklığı sisteme zarar vermeyecekse ve sistem

ıkış sinyalinin referans değerine yerleşene kadar salınım yapması çok önemli değilse hassas kontrol için kullanılabilir.

6. ISIL SİSTEM BENZETİMİ

Sayısal benzetim birçok aşamada asıl sistem kadar önemli rol oynar. Fiziksel sistemle teorik olarak aynı davranışı gösteren benzetim yazılımları, sistem analizini yaparken, sistem tasarımını ve denetleyici ayarlarını belirlerken kolaylık sağlarlar. Sayısal benzetim ve çözümleme için z-tanım bölgesi dönüşümleri kullanılır.

6.1 Isıl Sistemin Sayısal Benzetimi

Benzetim için yine sıfırıncı mertebeden tutucunun (ZOH) ve s-tanım bölgesinden z-tanım bölgesine geçişi sağlayan bir matematiksel dönüşüm olan Tustin yaklaşımını kullanmak benzetimin gerçek sisteme uygun görünmesini sağlar.

$$z = e^{sT} \quad (6.1)$$

eşitliğinden

$$e^{sT} = \frac{e^{sT/2}}{e^{-sT/2}} \cong \frac{1 + sT/2}{1 - sT/2} \quad (6.2)$$

yaklaşımıyla

$$s = \frac{2(z-1)}{T(z+1)} = \frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})} \quad (6.3)$$

Tustin dönüşümü kullanılarak,

birinci dereceden ölü zamanlı bir sistemin transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K}{1 + \tau s} e^{-t_d s} \quad (6.4)$$

alındığında ve ölü zamanın örnekleme zamanına oranı $d = \frac{t_d}{T}$ kabul edilirse ve sıfırıncı mertebeden tutucu ile,

$$G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = (1 - z^{-1})Z \left\{ \frac{1}{s} \frac{K}{1 + \tau s} e^{-t_d s} \right\} = K \frac{1 - e^{-T/\tau}}{z - e^{-T/\tau}} z^{-d} \quad (6.5)$$

$$A = e^{-T/\tau} \quad (6.6)$$

olarak tanımlanırsa

$$G(z) = \frac{K(1 - A)}{z - A} z^{-d} \quad (6.7)$$

elde edilir ve (6.1), (6.2) ve (6.3) denklemleri kullanılırsa,

$$G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{K}{\tau \frac{2(z-1)}{T(z+1)} + 1} e^{-t_d s} = \frac{KT(z+1)}{z(2\tau + T) + T - 2\tau} z^{-d} \quad (6.8)$$

ifadesinden

$$G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{KT}{2\tau + T} \frac{z+1}{z - \frac{2\tau - T}{2\tau + T}} z^{-d} = K_T \frac{z+1}{z - A_T} z^{-d} \quad (6.9)$$

ile ifade edilir. Bu z-fonksiyonu için fark denklemi

$$y(k) = A_T y(k-1) + K_T (x(k-d) + x(k-d-1)) \quad (6.10)$$

olur ve

$$A_T = \frac{2\tau - T}{2\tau + T} \quad (6.11)$$

$$K_T = \frac{KT}{2\tau + T} \quad (6.12)$$

şeklinde tanımlanırsa benzetim üzerinde çalışarak analiz yapılmaya başlanabilir. Gecikme zamanını tam olarak belirlemek için T örnekleme zamanını gecikme zamanının katı seçmek gerekir. Yukarıdaki fark denkleminde göre $x(k)$ 'nin $d+1$ kadar önceki değeri gerekli olduğundan $x(k)$ girişinin $d+1$ kadar önceki örneği PLC hafızasına kayıt edilmelidir [15,18].

6.2 Isıl Sistemin PID Kontrol Benzetimi

(6.10) fark denklemini kullanarak benzetilen birinci dereceden gecikmeli bir sisteme yine PLC üzerinden P, PI ve PID kontrol algoritmaları uygulanarak sistem cevabı çok rahat gözlenebilir. Böyle bir benzetim için sadece PLC'nin kendisi yeterli olacağından, ısılıçift ölçüm gürültüleri, çevresel şartlar ve ısıl sistemin ısıtma ve soğutma kapasitelerinden kaynaklanan yetersizlikler bertaraf edilmiş olur. Fakat bu tarz bir çalışmanın endüstride kullanılan sistemler üzerinde etkisi genelde yetersizdir ve yalnızca bir öngörü niteliği taşır.

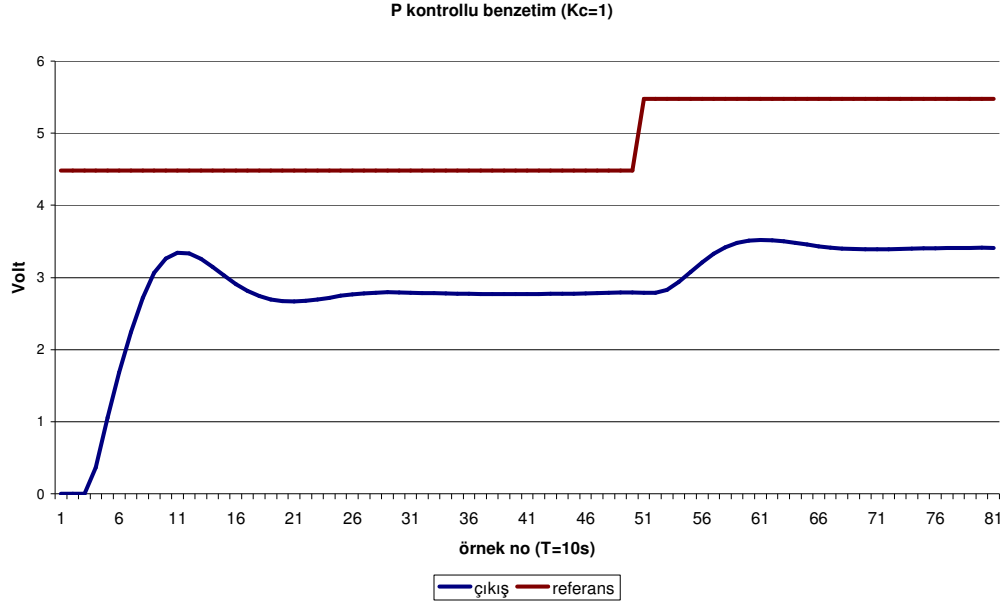
6.2.1 P Kontrollü Benzetim

Bu benzetimde birinci dereceden gecikmeli bir sistemin parametreleri Tablo 6.1'deki gibi belirlenmiş ve (6.10) denklemi kullanılarak PLC içine gömülmüştür.

Tablo 6.1: Birinci Dereceden Gecikmeli Sistem Benzetimi Parametreleri

Sistem zaman sabiti (τ)	100 saniye
Gecikme zamanı (t_d)	30 saniye
Örnekleme zamanı (T)	10 saniye

(6.11) ve (6.12) denklemleri için Tablo 6.1'deki parametre değerleri kullanılarak A_T ve K_T değerleri belirlenmiş, benzetime sadece oransal kontrol uygulanarak oransal katsayı değişiminin sistem cevabına etkisi Şekil 6.1'de ve Şekil 6.2'te incelenmiştir. Şekil 6.1'de görülen ilk deneyde benzetim çıkış sinyali referans sinyalinin oldukça altında kalmış ve kararlı hal hatası oluşmuştur, burada oransal kontrol katsayısına 1 değeri verilmiştir.

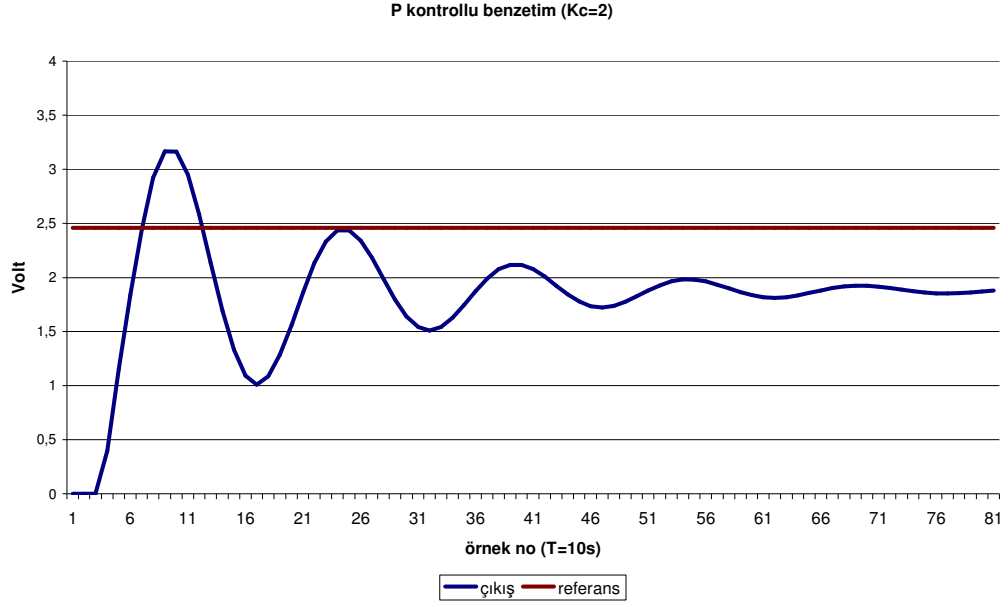


Şekil 6.1: Birinci Dereceden Gecikmeli Bir Isıl Sistemin P-Kontrol ($K_c=1$) Cevabı

Şekil 6.2’deki ikinci deneyde ise oransal kontrol katsayısı iki katına çıkarılmış ve beklenildiği gibi kararlı hal hatası ile yükselme zamanı ilk deneye göre azalma göstermiş, fakat diğer taraftan salınım ve aşma artmıştır. Tablo 6.2’de benzetim üzerinde çalışan kontrolün P, I ve D kontrol katsayılarının değişimlerinin sistemi nasıl etkileyeceği görülmektedir. Endüstriyel sistemlerde ise bu tablo sistem tasarımlarından ve çevresel şartlardan kaynaklanan durumlardan dolayı aynı tepkileri vermeyebilir.

Tablo 6.2: Kapalı Çevrim Kontrol Katsayılarının Sistem Cevabına Etkisi

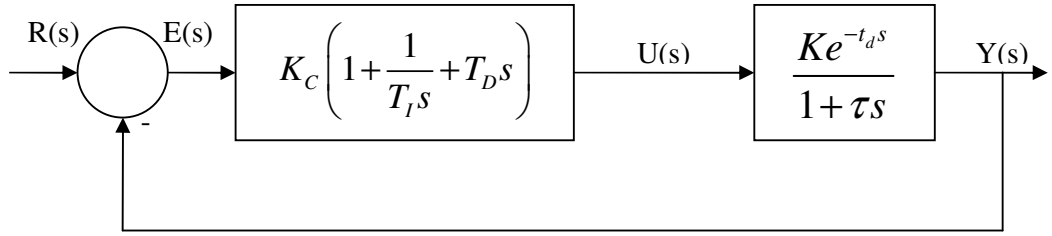
Kontrol Katsayıları	Yükselme Zamanı	Aşma	Yerleşme Zamanı	Kararlı Hal Hatası
$P = K_c$	azalır	artar	değişmez	azalır
$I = \frac{K_c}{T_i}$	azalır	artar	artar	yok eder
$D = K_c T_d$	değişmez	azalır	azalır	değişmez



Şekil 6.2: Birinci Dereceden Gecikmeli Bir Isıl Sistemin P-Kontrol ($K_c=2$) Cevabı

6.2.2 PI ve PID Kontrollü Benzetim

Tablo 6.1'deki sistem parametreleri ile literatüre Oppelt ve Liptak'ın kazandırdığı ideal PI ve PID algoritması için hazırlanmış Şekil 6.3'deki algoritma ve Tablo 6.3'de belirtilen ayar kuralları ile Şekil 6.4'teki iki benzetim çıkışı karşılaştırılmıştır [16].

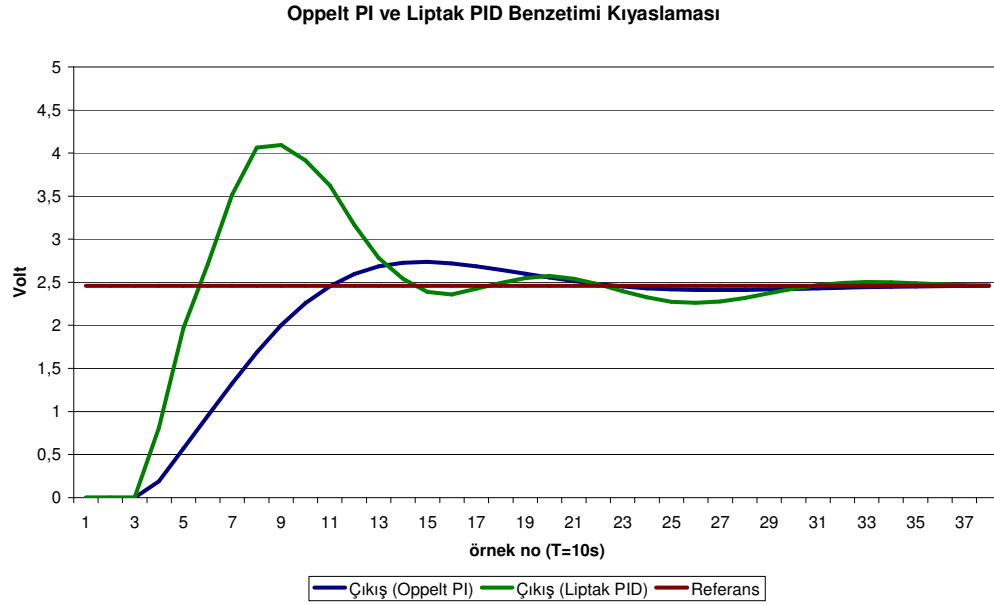


Şekil 6.3: Ideal PID Kontrollü 1.dereceden Gecikmeli Bir Isıl Sistemin Blok Şeması

Tablo 6.3: PI ve PID Ayar Kuralları

PI ve PID Ayar Kuralları	K_C	T_I	T_D
Oppelt (1951)	$\frac{1}{K} \left[0.77 \frac{\tau}{t_d} - 1 \right]$	$3.32t_d$	-
Liptak (2001)	$\frac{0.85\tau}{Kt_d}$	$1.6t_d$	$0.6t_d$

Anlaşıldığı gibi Liptak PID kontrolü ile sistem çıkışı ciddi bir aşma göstermiştir. Fakat bununla bağlantılı olarak yükselme zamanı azalmış ve yerleşme zamanı kısalmıştır. Oppelt PI kontrolünde ise aşma engellenmiş fakat yükselme zamanı uzamıştır. Her iki kontrolde de yerleşme zamanları yaklaşık eşit sürmüştür.

**Şekil 6.4:** Oppelt PI ve Liptak PID Benzetim Çıkışı

Kullanılan sisteme göre aşmanın veya yükselme zamanının istenmediği durumlarda iki kontrolden biri seçilerek uygun kontrol yapılabilir.

7. PID KONTROL

PID kontrolü endüstride kullanılan süreçlerde en çok tercih edilen algoritma türüdür. Yapılan araştırmalarda kullanılan ileri kontrol algoritmalarının % 95'inin PID tipi olduğu ve genelde tek giriş tek çıkış (SISO) sistemlerde kullanıldığını ortaya koymuştur. Ufak zaman gecikmelerine sahip birinci mertebeden veya ikinci mertebeden olan sistemler, katsayıları doğru seçilmiş bir PI veya PID ile başarılı sonuçlar vermektedir, fakat endüstride firmaların PID denetleyicilere sahip olmalarına rağmen kontrol hala operatörler tarafından yapılmaktadır ve PID katsayılarının hatalı seçilmesinden dolayı üretim süreçleri aksamaktadır.

Başka bir araştırmada süreçlerde PID kullanılsa bile % 80'inin katsayılarının çok kötü ayarlandığı ve % 20'sinin ise ilk alındığı ayarda kullanıldığı saptanmıştır.

PID katsayıları hassas bir şekilde ayarlansa da, çevre şartlarının değişmesinden dolayı sistemin dinamiği (örn. sistem kazancı) değişmekte ve daha önce kullanılan PID katsayıları yeterli olmamakta, katsayıların yeniden ayarlanması gerekmektedir.

Bu sonuçlardan yola çıkarak sistem için uygun PID katsayılarını otomatik bulan ve çevre şartlarına göre de sistemi teste tabii tutup, katsayıları otomatik değiştiren bir PID algoritması yazılması zorunluluğu doğmuştur [16].

7.1 PID

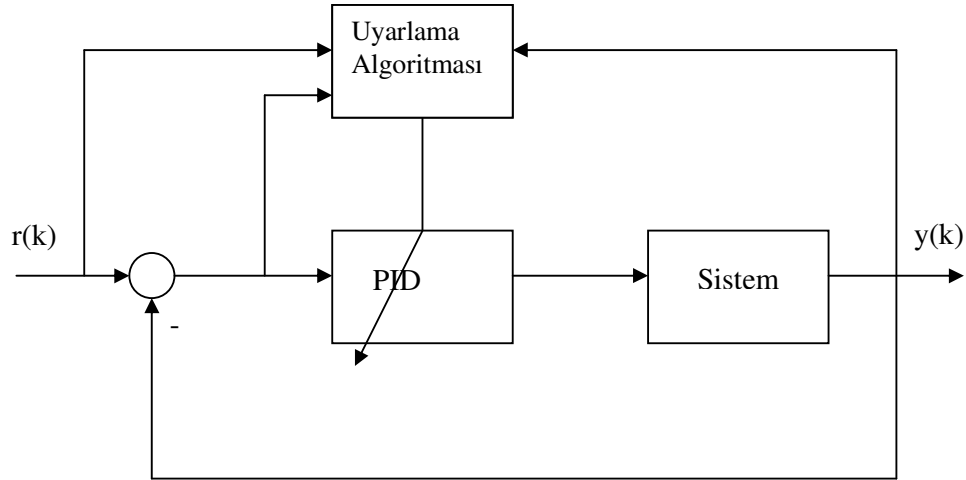
PID katsayılarını bulmak için birçok akademik ve endüstriyel yöntem vardır. Akademik yöntemler için yüksek matematik gerekirken ve sistemin dinamik denklemlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Çoğu zaman sistemlerin dinamik denklemlerini bulmak çok zor hatta imkânsızdır. Sistemin dinamik denklemleri bulunsa bile, PID katsayıları için literatürde geçen frekans cevabı yöntemi, kök eğrisi yöntemi vs. gibi matematiksel yöntemlere başvurmak gerekirken ve bu yöntemler ilgili kişiler için bıkırtıcı olabilmektedir.

Endüstride sistem dinamiğini ve buna bağlı olarak PID katsayılarını bulmak için 1940'lı yıllarda ve sonrasında bazı kolay ve pratik yöntemler belirlenmiştir. Bunlardan biri de kendinden uyarlama yöntemidir.

Kendinden uyarlama yöntemi üç adımda gerçekleştirilen bir yöntemdir.

1. Sistem tanıma adımı
2. Denetleyici tasarımı adımı
3. Uyarlama adımı

Şekil 7.1'de Sistem Tanıma adımı sonrası PID katsayıları atanır ve test edilir, daha sonra uyarlama süreci başlar ve çevrimiçi veya çevrimdışı olarak referansa, hata ve çıkış sinyaline göre sistem dâhilinde gerçekleştirilir.



Şekil 7.1: Kendinden Uyarlayıcı

7.1.1 Sistem Tanıma Adımı

Sistem tanıma adımına başlamadan önce sistem çıkışı kararlı olmalı ve değişmemelidir. Bu adımda sadece iki parametre önceden (a priori) belirlenir. Açık çevrim sistem tanıma sinyal genliği $u(k)$ ve sistem tanıma adımının süresi. Sinyal tanıma sinyal genliği $u(k)$, cevabı etkileyen gürültü sinyalinin üstünde olmalıdır ki, sistem cevabı rahat okunabilsin. Daha önceden belirlenmesi gereken sistemi tanıma süresini kestirmek de eğer sistem hiç bilinmiyorsa çok güçtür. Bu problem ancak çıkış sinyalinde uzun bir süre değişim görülmediği zaman, test süresi kabul edilirse çözülebilir.

Çoğu ısı sistem zaman gecikmeli birinci mertebeden bir sistem dinamiği ile tanımlanır.

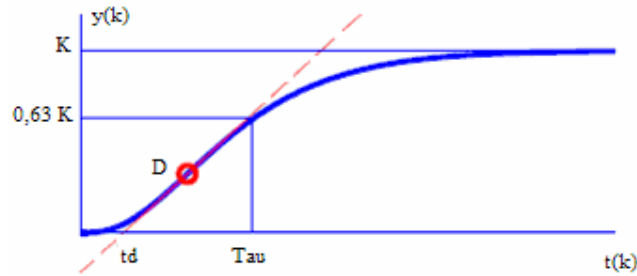
$$G(s) = \frac{K}{1 + \tau s} e^{-t_d s} \quad (7.1)$$

(7.1) denklemdeki parametreler yukarıdaki özelliklere uygun basamak sinyali uygulanarak bulunurlar. Bu sistem tanıma yöntemine Ziegler-Nichols Reaksiyon Eğrisi Metodu veya Açık Çevrim Metodu denir, en çok kullanılan yöntemdir [14].

7.1.2 Ziegler-Nichols Reaksiyon Eğrisi Metodu

Reaksiyon Eğrisi Metodu deneysel bir açık çevrim metodudur ve sadece açık çevrim kararlı sistemler için geçerlidir. Bu metot sistem parametrelerini açık çevrim basamak cevabından yola çıkarak bulur.

Şekil 7.2’de açık çevrim $u(k)$ basamak girişine verilen sistem cevabı $y(k)$ gözükmemektedir [19].



Şekil 7.2: Ziegler-Nichols Reaksiyon Eğrisi

Sistem Tanıma Algoritması Şekil 7.2 eğrisi temel alınarak şöyle belirlenir:

1. Sisteme uygun basamak sinyali uygulanır uygulanmaz program gecikme zamanını hesaplamaya başlar. Program; çıkış sinyali $y(k)$, o anki kararlı başlangıç değerinden operatör tarafından belirlenen belli bir üst limiti aşmadığı sürece gecikmeyi hesaplamaya devam eder. Gecikme zamanı, sistemin referans sinyaline tepki vermesine kadar geçen süre olarak tanımlanır. $y(k)$, belirlenen üst limiti aşınca gecikme zamanı hesaplanmış olur.
2. Program daha sonra sistem basamak yanıtındaki en büyük eğimi denklem (7.2) deki gibi aramaya başlar. Bunu o anki ve bir önceki eğimi kıyaslayarak yapar. O anki eğim bir öncekinden büyük olduğu sürece aramaya devam eder.

$$\frac{y(k) - y(k-1)}{T} = D \quad (7.2)$$

Program bu hesabı anlık yapar, herhangi bir veritabanı kullanmaz. Yukarıdaki kıstas tersine döner dönmez o andaki zamanlayıcı değerini daha önce belirlenen bir hafıza alanına atar.

3. Son olarak program yine operatör tarafından belirlenen bir alt limite göre sistem çıkışının kararlı hale geçtiğine karar verir. O anki çıkış sinyali $y(k)$ ile bir önceki çıkış sinyali $y(k-1)$ arasındaki fark alt limitten az olduğu anda sistem testi bitirir ve son çıkış sinyali değerini ayrılan hafıza alanına atar.
4. Son çıkış sinyali bulunur bulunmaz, ilk başta önceden belirlenen sistem tanıma sinyali $u(k)$ 'ya bağlı olarak sistem kazancı ve sistem zaman sabiti hafıza alanlarına ayrı ayrı atanır [5].

Sistem tanıma sinyali kesildiğinde sinyalin zaman gecikmeli birinci dereceden (FOPDT) sistem dinamiği için gerekli olan t_d , K ve τ parametreleri bilinmiş olur.

7.1.3 Denetleyici Tasarımı Adımı

PID denetleyicinin ilk amacı geri beslemeli bir kapalı çevrim sisteminde en iyi performansı sağlamaktır, bu sebepten gürültü engellenmeli, kararlı hal hatası en aza indirilmeli ve sistemin istenen referansa hızlı ulaşması sağlanmalıdır. Fakat pratik olarak hepsini elde etmek mümkün değildir, örneğin sistemin istenen referans değerine hızla gelmesi çıkışın salınım yapmasına ve referans değerini aşması anlamına gelebilir. Asıl önem verilen ne ise PID katsayıları ona göre hesaplanmalıdır. Bu durum birçok PID algoritmasının geliştirilmesine neden olmuştur. Isıl sisteme uygun bir PID algoritması bu kıstaslara göre seçilir.

7.1.4 Uyarılama Adımı

Program referans, hata ve çıkış sinyal değerlerine göre ilk atanan PID katsayılarını güncelleyerek, bir sonraki referans değişiminde sistem çıkışının daha hassas bir cevap vermesini sağlar. Bu işlem, sistem istenilen performansı sağlayana kadar sürer.

7.2 İdeal PID Denetleyici

PID denetleyicinin sürekli zamanda matematiksel ifadesi genel olarak

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (7.3)$$

veya endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak

$$u(t) = K_C \left(e(t) + \frac{1}{T_I} \int e(t) dt + T_D \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (7.4)$$

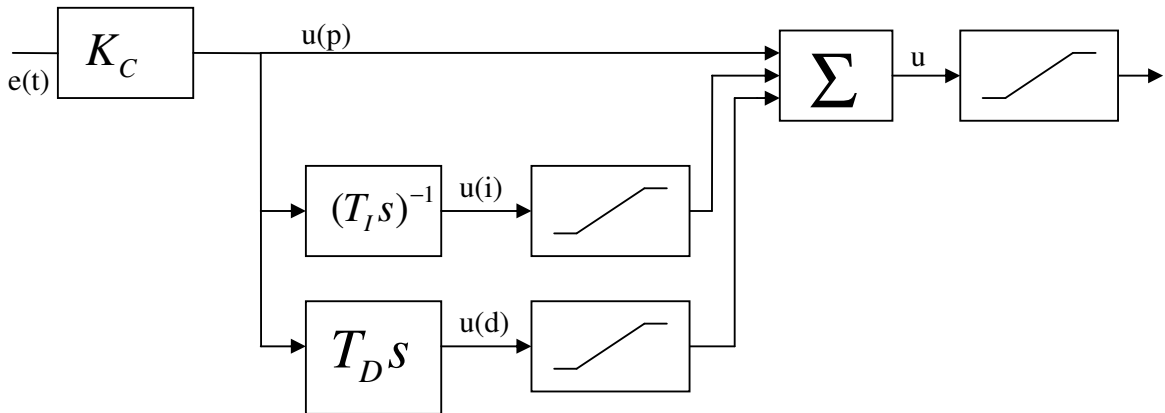
biçiminde verilir, (7.3) ve (7.4) denkleminde de çıkarılacağı gibi

$$K_p = K_C, \quad K_I = \frac{K_C}{T_I} \quad \text{ve} \quad K_D = K_C T_D \quad (7.5)$$

olarak hesaplanır.

Bir sayısal denetleyicide sürekli zamanda kontrol yapılamayacağı için denetleyici sayısal çözümleme yöntemleri ve fark denklemleri kullanılarak tasarlanır.

Endüstriyel PID denetleyicilerinin fiziksel sınırlarından dolayı türev etkisi ve integral etkisi sinyal çıkışına Şekil 7.3'deki gibi sınırlar konur, böylelikle sinyal, sayısal denetleyici tarafından anlaşılır hale gelir, ek olarak integral yığılması ve türev vuruşunun önüne büyük ölçüde geçilmiş olur [14,15]



Şekil 7.3: Integral Yığılması ve Türev Vuruşu Kısıtlanmış İdeal PID Blok Diagramı

Burada;

u_p : Oransal kontrol sinyali

u_D : Türev kontrol sinyali

u_I : Integral kontrol sinyali

olarak kabul ediliyor.

7.2.1 Sayısal PID Denetleyicinin Gerçeklenmesi

Sürekli PID denetleyicinin sayısal PID denetleyiciye çevrilebilmesi için sıfırıncı dereceden bir tutucu kullanılır (ZOH). Sıfırıncı mertebeden tutucu sayısal denetleyicinin örnekleme zamanına göre belirlenir ve z-tanım bölgesi ile fark denklemleri kavramları kullanılarak s-tanım bölgesinden dönüştürülür.

$$G_{ZOH}(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \quad (7.6)$$

$$G_{PID}(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s = \frac{K_p s + K_I + K_D s^2}{s} \quad (7.7)$$

$$G(z) = Z \{ G_{ZOH}(s) G_{PID}(s) \} \quad (7.8)$$

$$z = e^{sT} \quad (7.9)$$

olduğu bilinirse

$$\begin{aligned} G_{PID}(z) &= (1 - z^{-1}) Z \left(\frac{K_p s + K_I + K_D s^2}{s^2} \right) = \\ &= (1 - z^{-1}) Z \left(\frac{K_p}{s} + \frac{K_I}{s^2} + K_D \right) = \frac{(z-1)}{z} \left(K_p \frac{z}{z-1} + K_I \frac{Tz}{(z-1)^2} + K_D \right) = \\ &= K_p + K_I \frac{T}{z-1} + K_D \frac{z-1}{z} \end{aligned} \quad (7.10)$$

veya

$$G_p(z) = K_p, \quad G_I(z) = K_I \frac{T}{z-1}, \quad G_D(z) = K_D \frac{z-1}{z} \text{ olarak gösterilir.}$$

Aynı zamanda kontrol sinyali çıkışı da aşağıdaki gibi olur.

$$u(k) = u_p(k) + u_I(k) + u_D(k) \quad (7.11)$$

Burada oransal kontrol terimi,

$$u_p(k) = K_c e(k) \quad (7.12)$$

İntegral terimi,

$$u_I(k) = Z^{-1} \{G_I(z)\} \text{ 'den}$$

$$\frac{u_I(z)}{e(z)} = \frac{Tz^{-1}}{T_I(1-z^{-1})} \quad (7.13)$$

ve buna dayanarak fark denklemi

$$u_I(k) = u_I(k-1) + \frac{T}{T_I} e(k-1) \quad (7.14)$$

bu şekilde elde edilir, fakat iki hata örneklemesinin ortalamasını kullanmak endüstride daha yaygındır. Bu yaklaşıma trapez integrasyon kuralı denir.

$$G_I(z) = \frac{T(1+z^{-1})}{2T_I(1-z^{-1})} \text{ 'den}$$

$$u_I(k) = u_I(k-1) + \frac{T}{2T_I} (e(k) + e(k-1)) \quad (7.15)$$

bulunur.

Türev terimi ise,

$$\frac{de(t)}{dt} = \frac{e(k) - e(k-1)}{T} \quad (7.16)$$

yazılabilir ve buradan fark denklemi

$$u_D(k) = T_D \frac{e(k) - e(k-1)}{T} \quad (7.17)$$

z-tanım bölgesinde ise

$$G_D(z) = \frac{T_D(z-1)}{Tz} \quad (7.18)$$

şeklindedir [15,18,20].

Endüstride kullanılan ideal PID yönteminden daha farklı PID yöntemleri de vardır, Bu yöntemlerin bir kısmı referans değerinin hızlı değişmesine duyarlılık gösterirken, bir kısmı hatanın türevi yerine kontrol edilen sinyalin türevini dikkate alır. Genelde endüstride ana hatları yukarıda belirtilen bir ideal PID verimli değildir.

İyi bir PID denetleyici tasarlamak için dikkat edilmesi gereken hususlar şunlardır:

1. Gürültü ve Yüksek Frekans Etkisi
2. Referans Avantajı
3. Yığılma
4. Uyarlama
5. Sayısal Tasarımda Oluşan Örneklemeden Dolayı Frekansa bağlı Veri Kayıpları

Sistemdeki büyük ve hızlı referans değişikliklerinden doğan aşımı engellemek için, referans avantajı etkisine sahip bir PID algoritması tercih edilebilir. Bu tarz bir algoritma bozucu etkileri daha güçlü bastırdığı için de tercih nedenidir [21]. Integral terimindeki hata gerçek hata olmalıdır, çünkü kararlı hal hatası sadece bu şekilde yok edilir. PID algoritması şöyledir;

$$u(t) = K_c \left(br(t) - y(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \left(\frac{cd r(t) - dy(t)}{dt} \right) \right) \quad (7.19)$$

Burada;

b : Referans avantajı katsayısı 1

c : Referans avantajı katsayısı 2

Eğer sistem çıkışı $y(k)$ 'da gürültü veya bozulma varsa, sistem cevabı referans değerlerinde salınım gösterebilir. Bundan dolayı türev terimi ideal PID algoritmasındaki gibi hataya bağlı değil, çıkış sinyali $y(k)$ 'ya bağlıdır. Ölçme gürültülerinden dolayı türev etkisi için ayrıca filtrelenmiş türev de kullanılır.

Filtrelenmiş türev terimi şu şekilde yazılırsa;

$$y_f = \frac{y(s)}{1 + \frac{T_d s}{N}} \quad (7.20)$$

sistem çıkışı referans değerlerine yaklaştığında salınım yapmaz. Burada N filtreleme faktörü olarak kullanılır ve ortalama 6-10 arası bir sayıdır [14]. Filtrelenmiş türev çıkışlı ve referans avantajına sahip PID algoritması da şu şekilde olur:

$$u(t) = K_c \left[(by_{sp} - y) + \frac{1}{T_i} \int e dt - T_d \frac{d(y_f)}{dt} \right] \quad (7.21)$$

Çeşitli başka PID algoritmaları da vardır, ısıl sisteme uygun birinci mertebeden bir denklem (7.1) ve ideal PID algoritması (7.3) seçilirse sistem parametrelerine bağlı PID katsayıları Tablo 7.1'den belirlenebilir [16].

Tablo 7.1: Örnek PID Ayar Kuralları

Kural	Kc	Ti	Td
Ziegler ve Nichols (1942)	$\frac{1.2\tau}{Kt_d}$	$2t_d$	$0.5t_d$
Parr (1989)	$\frac{1.25\tau}{Kt_d}$	$2.5t_d$	$0.4t_d$
Liptak (2001)	$\frac{0.85\tau}{Kt_d}$	$1.6t_d$	$0.6t_d$
Garry (1999) $\lambda = 2(\tau + t_d)$	$\frac{\tau}{K(\lambda + 0.5t_d)}$	τ	$0.5t_d$

7.2.2 Integral Yığılması

PID denetleyicilerin pratik uygulamaları teoriden biraz farklı olabilir. Denetleyiciler bazı durumlarda eyleyicilerin fiziksel çalışma limitlerine takılabilirler. Bu tarz bir durumda geri besleme döngüsü kırılır ve sistem açık döngü şeklinde çalışır, kontrol sinyali ne olursa olsun eyleyici fiziksel sınırlarını aşamaz. Bir denetleyici integral terimi de kullanılıyorsa, bu terim hatanın sürekli toplandığını gösterir ve hızla integral etkisinin artmasını da beraberinde getirerek integral teriminin zamanla çok büyük olmasına yani yığılmasına sebep olur. Denetleyici içinde de diğer etkilere oranla baskın olmaya başlar. Bu baskınlığın eski haline dönmesi için uzun bir süre

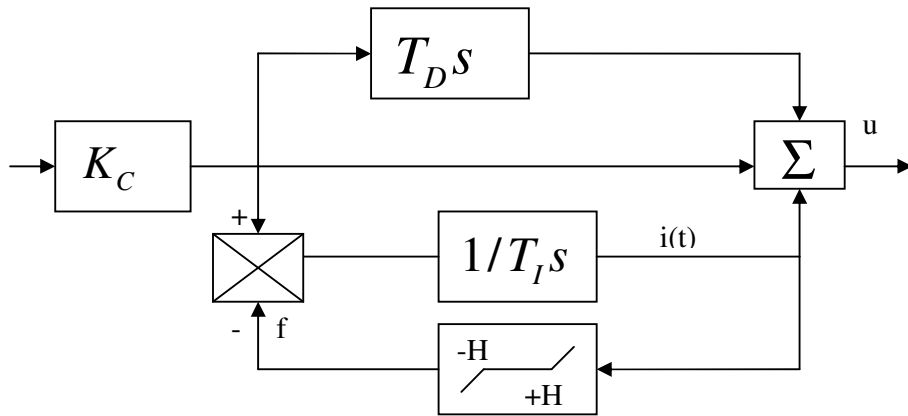
hatanın negatif seyretmesi gerekmektedir. Bu problemi çözmek için birkaç yöntem vardır.

- Şartlı integrasyon

Bu metot da integrasyon bazı koşullar oluştuğunda devreden çıkar. Bu koşul oluştuğunda integral teriminin sabit tutulması ve integrasyona devam etmemesi eyleyicinin hep aynı işaretle kalmasını ve başarılı sonuçlar vermesini sağlar.

- Sınırlı integrasyon

İntegratör çıkışından bir geri besleme döngüsü kurularak sinyal, yüksek kazançlı bir ölü bölgeye gönderilir, böylece ölü bölge çıkışı integratörün girişini düşürür. Ölü bölge sınırları eyleyicinin fiziksel limitlerine uygun ayarlanırsa eyleyiciden tam randıman alınabilir. İntegratör değeri ölü bölge limiti H 'ı aşarsa, geri besleme sinyali tekrar integratöre verilir ve yeni bir integratör sinyali üretilir, eğer sinyal ölü bölge sınırları içerisinde ise normal integratör gibi davranır. Bu tarz bir yaklaşım sinyali tekrar gerçekleştirilebilir sınırlar içinde tutar. b kazancının yeterince büyük olması integral teriminin eyleyici sınırlarına uygun olmasını sağlar. Şekil 7.4'de integral yığılmasının sınırlı entegrasyon yöntemi ile engellenmesi anlatan blok diagramı görülmektedir.



Şekil 7.4: Integral Yığılmasını Engelleyici Devre Blok Diagramı

$f = b(i(t) - H)$ denklemi aşağıdaki eşitsizlikler integral yığılmasını engeller [14].

$$i(t) \geq H, f(t) = b[i(t) - H]$$

$$i(t) \leq -H, f(t) = b[i(t) - (-H)]$$

8. PID KONTROL ALGORİTMALARI ve DENEYLERİ

Bu bölümde bir önceki bölümde bahsedilen üç aşamalı kendinden uyarlayıcı mantığı kullanılarak gerçek zamanlı PID denetleyiciye sahip bir ısıt sistem üzerinde çalışılmıştır. Ziegler-Nichols Açık Çevrim Metodu kullanarak hassas kontrol için PID başlangıç katsayılarını bulmakla başlayan deneyler, örnekleme zamanını belirleme, ısıtıcı tepki süresini ölçme, ölçme gürültüsünden arındırma, ideal PID kontrolünün oluşturduğu kontrol sinyali çıkışına birinci dereceden alçak geçiren bir filtre eklemeye etkileşimsiz kontrol algoritmaları deneyleri ile sürdürülmüştür. Ayrıca ısıt sistemin gerçek parametre değerleri, birinci dereceden gecikmeli PLC benzetimi ile kıyaslanarak ısıt sistemin çalışma sınırları belirlenmiştir. En son ısıt sisteme en uygun PID algoritması belirlenerek, test sürecine geçilmiş ve yine testten elde edilen kapalı çevrim parametreleri ile otomatik olarak kendini uyarlayan PID ayar algoritması oluşturulmuştur.

8.1 Sistem Tanıma Deneyleri

Sistem tanıma deneyleri sistem parametrelerini kestirmek ve bu verilerle sistem dinamiğini yaklaşık olarak bulmak, ayrıca bu dinamik denklemin doğrusal çalışma aralığını belirlemekten oluşmaktadır.

8.1.1 Sistem Tanıma Metodu

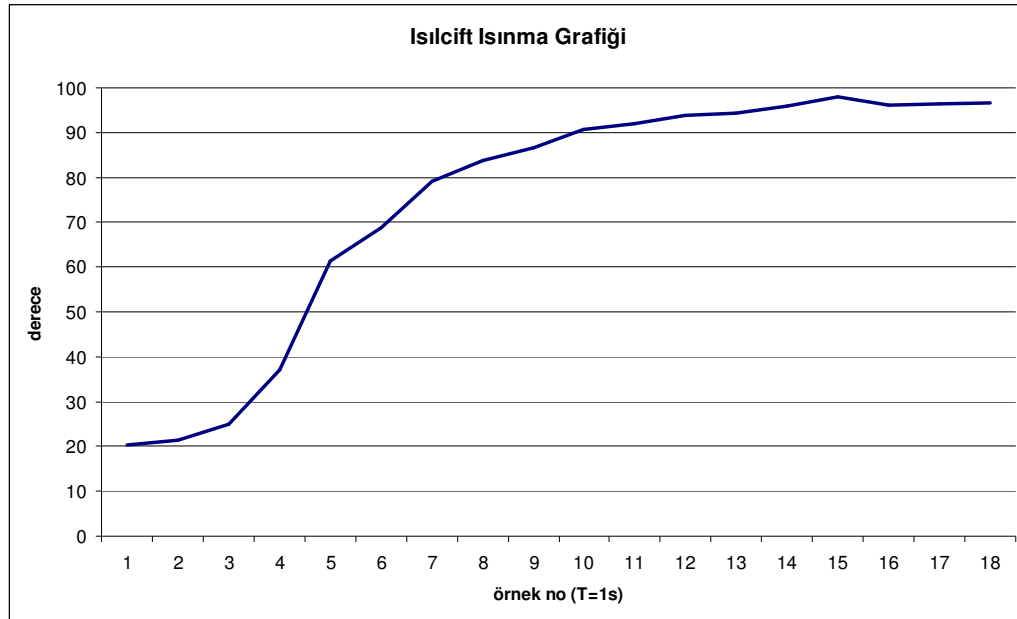
Isıt sistemin parametrelerini deneysel olarak kestirmek için daha önce bahsedilen açık çevrim veya kapalı çevrim Ziegler-Nichols yöntemlerinden birini kullanmak gerekmektedir. Bu çalışmadaki ısıt sistemin dinamik yapısı Ziegler-Nichols kapalı çevrim metoduna uygun değildir, çünkü sistem hiçbir K_C değerinde salınım girmemektedir. Ayrıca sistemin ısınma ve soğuma zaman sabitleri eşit değildir, hatta soğutma sistemi mevcut değildir. Örneğin bir elektrik motoru yüklü ve yüksüz aynı güçle ileri veya geri hareket edebilir bu sebeple bir elektrik motoruna sahip sistem örneğin konveyör sistemine Ziegler-Nichols kapalı çevrim metodu uygulanarak sistem parametreleri rahatça bulunabilir. Önceki bölümlerde Laplace tanım

bölgesinde sistem dinamiği verilen ısı sistem, ne bir integratör ne de karmaşık-eşlenik kutup içermektedir. Bu tarz sistemler S-tipi bir cevap verirler. Dolayısıyla ısı sistemin parametrelerini bulmak için Ziegler-Nichols açık çevrim metodunun seçilmesi gerekmektedir [19].

8.1.2 Örneklem Periyodu

Sistem tanıma adımı için belirlenen örneklem periyodu, PID denetleyici için seçilen örneklem periyodundan daha kısa olmalıdır. Hızlı bir örneklem, hızlı değişen sistemler için tavsiye edilen bir durum olmasına rağmen, yavaş ısı sistemler için açık çevrimde de kapalı çevrimde de aynı örneklem periyodunun seçilmesi bir problem oluşturmaz. Bu çalışmada tüm sistem tanıma deneylerinde ve kapalı çevrim PID kontrollerinde örneklem zamanı (T), 10 saniye olarak belirlenmiştir, aslında bu çalışma için 10 saniyelik bir örneklem zamanı bile küçük kalmaktadır. Daha da kısa bir örneklem periyodu seçmek mümkündür fakat bu seçim sistemin daha hassas çalışmasını sağlamayacağı gibi, sistemin analitik denklemini değiştirebilir ve farklı karakteristikler ekleyebilir. Örneğin, örneklem periyodunu azaltmak, ısı çiftin tepki süresinin yani zaman sabitinin de sistem dinamiğine eklenmesini zorunlu kılar. Isı çift zaman sabiti sistem dinamiğinde bir kutup daha oluşturacaktır. (8.1) denkleminde ısı çiftin oluşturduğu kutup gözükmemektedir. Sistemi 2.dereceden gecikmeli bir sistem yapmak yerine ısı sistemin sistem dinamiğini basitleştirmek için ısı çiftin zaman sabiti τ_2 , Şekil 8.1 ve Tablo 8.1’de görüldüğü üzere örneklem zamanı içerisinde kaldığı için, göz ardı edilmiştir.

$$\frac{Ke^{-t_d s}}{(1 + \tau s)(1 + \tau_2 s)} \quad (8.1)$$



Şekil 8.1: Isılçift Isınma Eğrisi

Şekil 8.1’de görülen ısılcift ısınma eğrisi ortam sıcaklığındaki bir sudan, kaynar suya geçiş ile elde edilmiştir. Bu çalışmada ısılcift sürekli görece soğuk sudan sıcak suya geçişi ölçmek için kullanılmıştır.

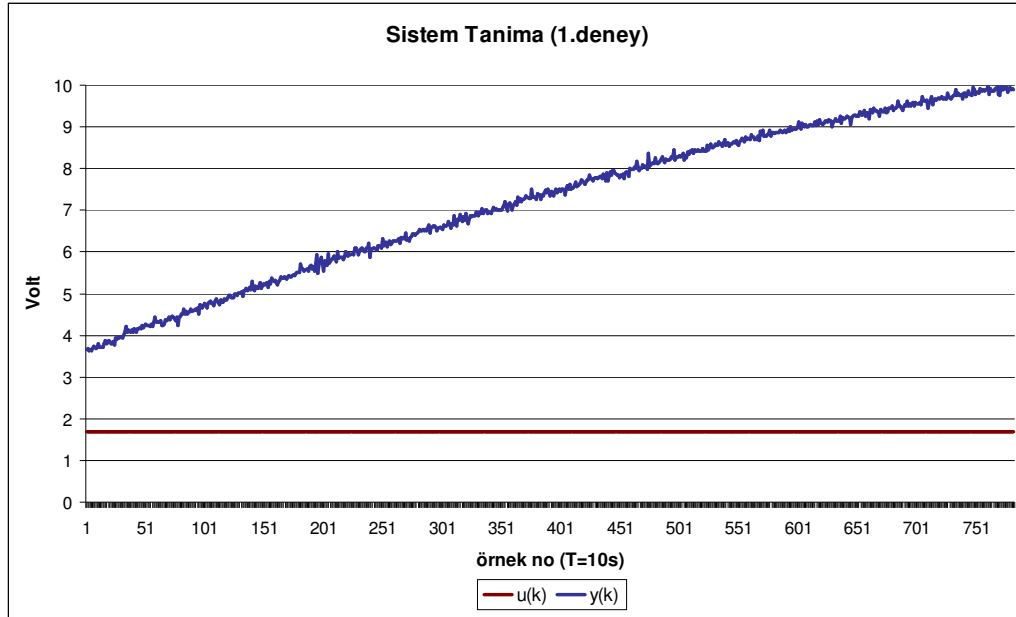
Tablo 8.1: Isıl Sistemde Kullanılan Isılçiftin Özellikleri

Zaman sabiti (τ_2)	4 sn
Gecikme zamanı (t_d)	2 sn
Örnekleme zamanı (T)	1 sn

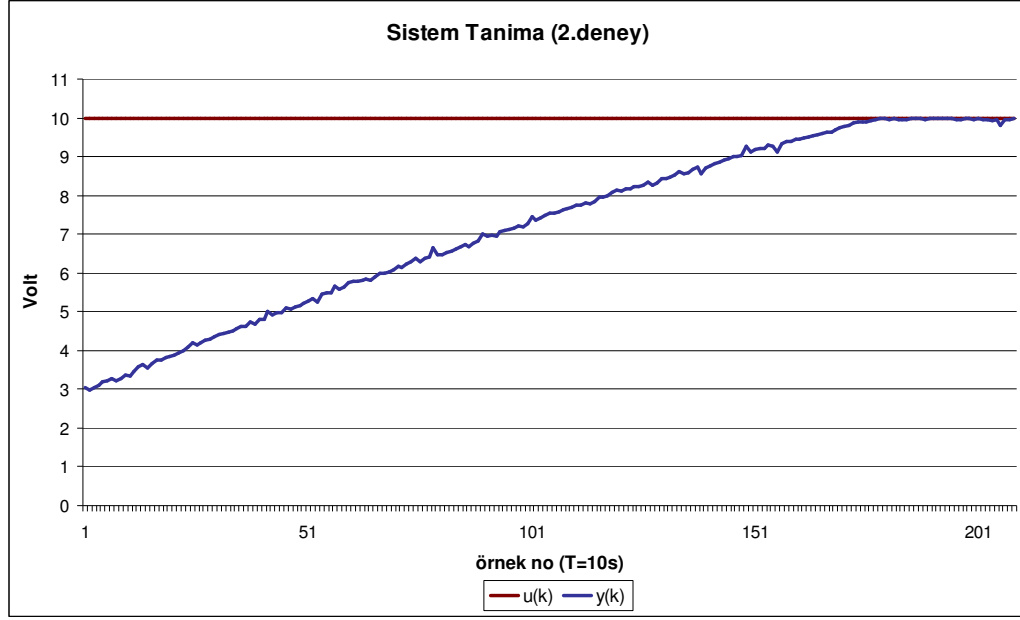
Örnekleme periyodunun artırılması u_I integral etkinin de yavaşlamasına sebep olmaktadır. İdeal bir sistemde (soğutma etkisi mevcut) integral etkinin büyük olması istenmeyen bir durumken, bu çalışmada u_I etkisi, hata negatif olduğunda integral yığılmasından dolayı yaptığı aşmayı hızla yok edecektir, örnekleme periyodunun büyük olması bu etkiyi yavaşlatacaktır, bu da sistemin referans değerinden daha üst bir noktada yerleşeceğini gösterir.

8.1.3 Isıl Sisteme Uygulanan Açık Çevrim Sistem Tanıma Sinyali

Isıl sisteme iki farklı $u(k)$ açık çevrim sistem tanıma sinyali uygulandığında Şekil 8.2'deki ve Şekil 8.3'deki grafikler gözlenmiş ve sistem parametreleri t_d , K ve τ değerleri Tablo 8.2'deki gibi bulunmuştur. Şekil 8.2 ve Şekil 8.3'de görüldüğü gibi ısıl sistemin parametreleri ısıl sisteme uygulanan açık çevrim $u(k)$ sinyaline göre değişmektedir. Kapalı çevrim PID Test aşamasında, PID algoritmasının, çıkış sinyali referansa yaklaşıp kadar sürekli tam güç yani $u(k) = 10V$ uyguladığı görülmüştür. Bu nedenden dolayı sistem parametrelerinin $u(k)$ 'nın gerilim cinsinden maksimum değer olan 10 Volt değerine göre belirlenmesi en mantıklı olanıdır. Şekil 8.3'de görüldüğü gibi $u(k) = 10V$ kabulü ile sistem zaman sabiti τ ve gecikme süresi t_d kısalmış, buna karşın statik kazanç K düşmüştür. Kazancın düşmesinin nedeni, ısıl sistemin her hangi bir $u(k)$ açık çevrim sinyaline karşı daima suyun kaynama noktasına kadar sistemi ısıtmasıdır. Isıl sistem kazancı, fiziksel olarak ısıtılan maddenin, bu çalışmada su, kimyasal ve fiziksel özelliklerine bağlıdır.



Şekil 8.2: Sistemin $u(k)=1.7V$ Açık Çevrim Sinyal Davranışı (1.deney)



Şekil 8.3: Sistemin $u(k)=10V$ Açık Çevrim Sinyal Davranışı (2.deney)

Şekil 8.2 ve 8.3’de iki çeşit $u(k)$ açık çevrim sinyaline karşı ısıtılma sistemin gösterdiği tepki görülüyor. Tablo 8.2’de ise bu iki çeşit açık çevrim sinyalden elde edilen sistem parametreleri görülmektedir.

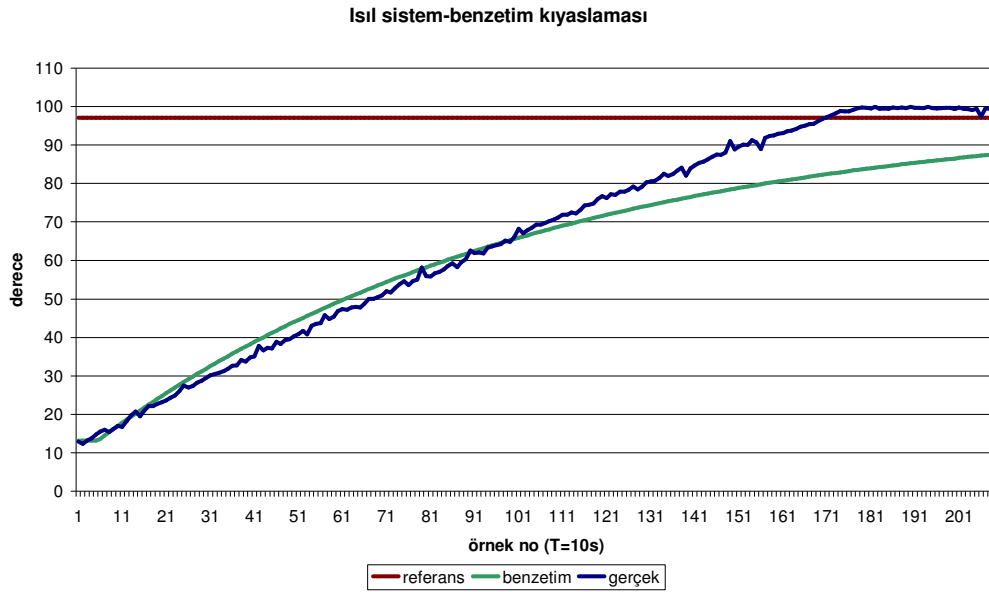
Tablo 8.2: Ziegler-Nichols Açık Çevrim Metodu Sistem Parametreleri

Deney	1.	2.
Açık Çevrim Sinyali $u(k)$	1.7V	10V
Zaman Sabiti (τ)	4210 sn	1000 sn
Gecikme Zamanı (t_d)	150 sn	50 sn
Sistem Kazancı (K)	3.6	0.7
Örnekleme Zamanı (T)	10 sn	10 sn

8.1.4 Benzetim ile Gerçek Sistem Kıyaslaması

Önceki bölümlerde bahsedildiği gibi bu çalışmada kullanılan ısıtılma sistemi birinci dereceden gecikmeli bir sistem ile benzetmeye çalışılmıştır. Benzetme için gerekli sistem parametreleri Tablo 8.2’deki bilgiler yardımıyla ve benzetim denklemi de temel alınarak PLC diliyle oluşturulmuştur. Şekil 8.4’de görüldüğü gibi $70^{\circ}C$ değeri ve altında gerçek ısıtılma sistemi cevabıyla parametreleri kestirilmiş benzetim birbirleriyle

aynı cevaba sahiptir denilebilir. Böylelikle Tablo 8.2'deki parametrelerin, eğer referans sıcaklık değeri 70°C değeri üstüne çıkmaz ise doğru olduğu kabul edilebilir. Isıl sistemlerde sistem cevabı maddenin kaynama sıcaklıklarına yaklaştıkça gizli ısı etkisi yüzünden genelde doğrusal değildir. Bu sebepten ötürü istenilen çalışma bölgesine göre bir doğrusallaştırma yapılır ve belli limitler arasında operasyon bölgesi seçilerek, o noktalara göre kontrol algoritması tasarlanır veya sistem benzetimine başvurulur (design level of operation).



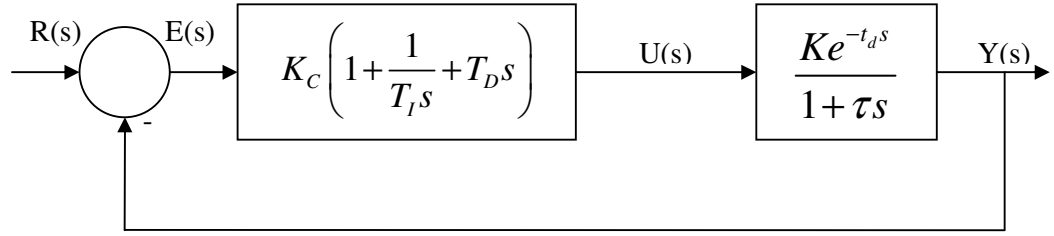
Şekil 8.4: Isıl Sistem ile 1.Dereceden Gecikmeli Benzetim Kıyaslaması

8.2 PID Algoritmalarının Denenmesi

Ziegler-Nichols açık çevrim metodu uygulanıp sistem parametreleri kestirildikten sonra ısı sistem için en uygun PID algoritmasının ne olduğuna karar vermek gerekmektedir. Kâğıt üzerinde ideal bir PID algoritması doğru sonuçlar verse de, gerçek zamanda özellikle ısı sistemlerde bu algoritma verimsiz ve yetersiz olmaktadır. Gerçek sistemlerde görülen ve algoritmayı etkileyen gürültüler, parazitler, algoritmanın kararsız olmasına sebebiyet vermektedir.

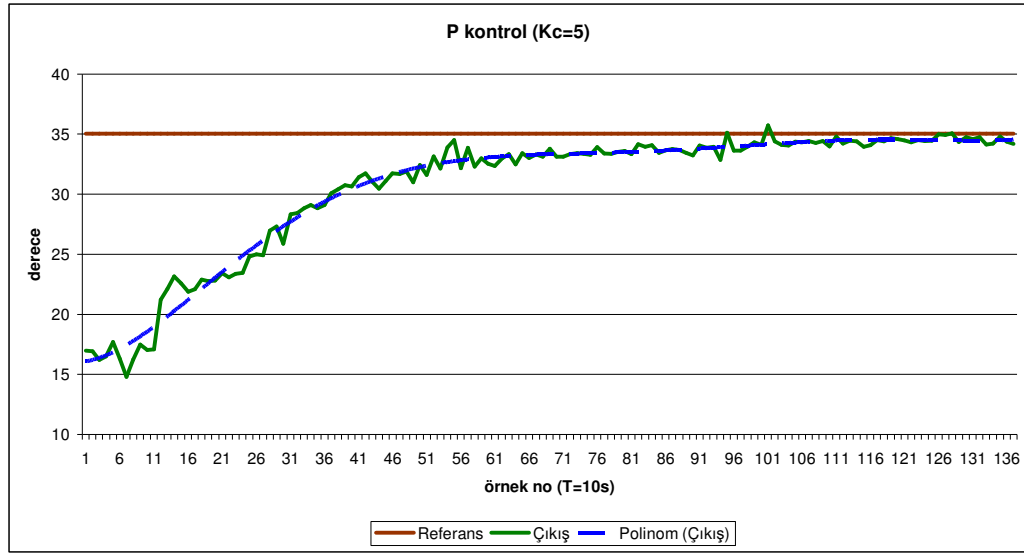
8.2.1 İdeal P, PI ve PID Kontrolörü

Şekil 8.5’de ısıtılabilir sistem ve ideal PID kontrolünün blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 8.5: İdeal PID ile Kontrol Edilen Isıl Sistem (FOPDT model)

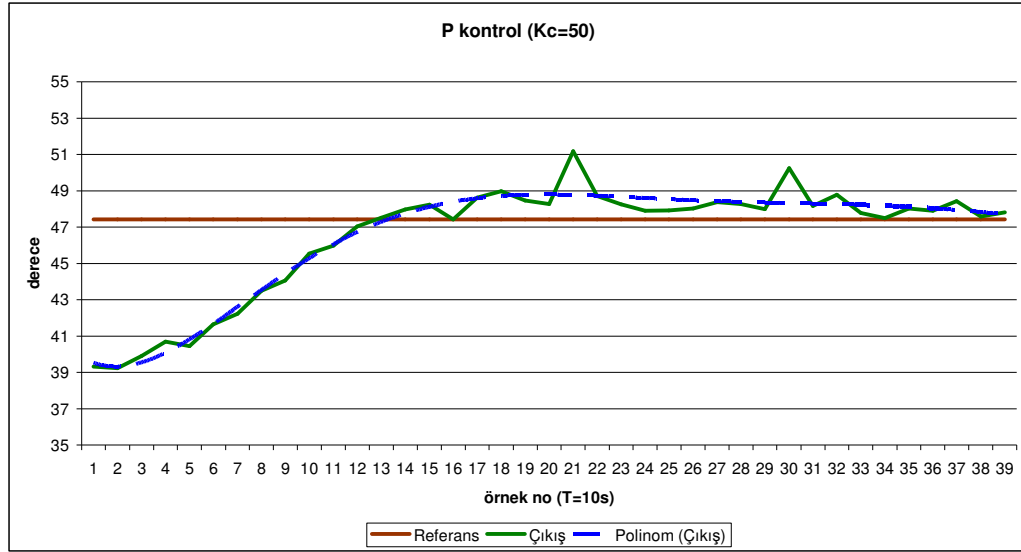
Isıl sistem üzerinde öncelikle $T_I = \infty$ ve $T_D = 0$ alınarak PID kontrolün türev etkisi ile integral etkisi yok edilmiş, oransal kontrol denenmiştir. Şekil 8.6’da görüldüğü üzere çıkış sinyali küçük K_C değerinde referans değere ulaşamamaktadır ve referans değerine yaklaşması çok uzun sürmektedir. Kesikli çizgiler ölçmeden doğan gürültüleri bertaraf etmek için 6.dereceden regresyon yapılarak eğrinin idealde nasıl olacağı gösterilmiştir.



Şekil 8.6: P kontrol ($K_C=5$)

Şekil 8.7’de görüldüğü üzere, K_C değeri büyük olduğunda sistemde istenmeyen aşma meydana gelmektedir, fakat sistemin yükselme zamanı oldukça azalmaktadır. Teoride K_C katsayısının büyük olması sistem çıkışını salınımına sokmalıydı, fakat bu çalışmada soğutma düzeneği mevcut olmadığından sistem çıkışı aşma yapmakta ama

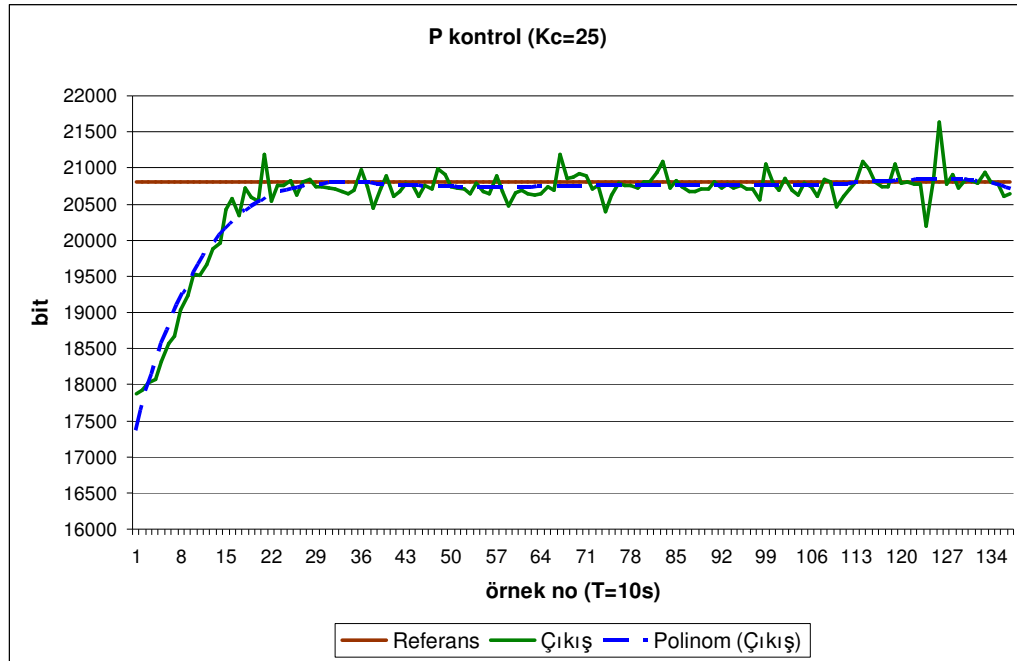
salınım yapmamakta ve ortam sıcaklığının soğutma etkisi oldukça yetersiz olduğundan sistem çok yavaş soğumaktadır.



Şekil 8.7: P kontrol ($K_c=50$)

Isıl sistem, sıcaklık değerlerini gerçekte derece cinsinden vermez. Şekil 8.8’de görüldüğü üzere belli bir sayı aralığı üzerinden verir. Bu çalışmada ısılıçift ölçüm aralığı 0-100°C olarak kalibre edildiğinden ve mikro PLC, sıcaklık ölçümü için analog veri girişinde 2 bayt hafıza alanı ayırdığından bu sayı aralığı 0 °C = 6552, 100 °C ise $2^{16}-16 = 32752$ olarak önceden belirlenmiştir. Sıcaklık değeri her 262 artışında 1 °C artar mantığıyla santigrad dereceye çevrilir.

Şekil 8.8’de ısıl sistemi sadece oransal kontrol kullanarak, çıkışı istenilen referansa çok yakın bir hassasiyetle yerleştirmek mümkün olmaktadır. $K_c=25$ katsayısı Ziegler-Nichols oransal ayar kuralına, Tablo 8.3’e göre belirlenmiştir. P oransal kontrolü uygulandığında, çıkış sinyali referansa yaklaşıncaya kadar sistem tam güçle ısınmakta, referansa yakın olduğunda da hata azaldığı için ısıtma gücü de oransal olarak azalmakta ve referansa ulaştığında da ısıtma durmaktadır. Bu durum sistem açık çevrim sistem tanıma metodunda bahsedildiği gibi açık çevrim sinyal çıkışı $u(k)$ ne olursa olsun sistemin ısınabilmesinden ve sistemin soğutma donanımına sahip olmamasından kaynaklanmaktadır.

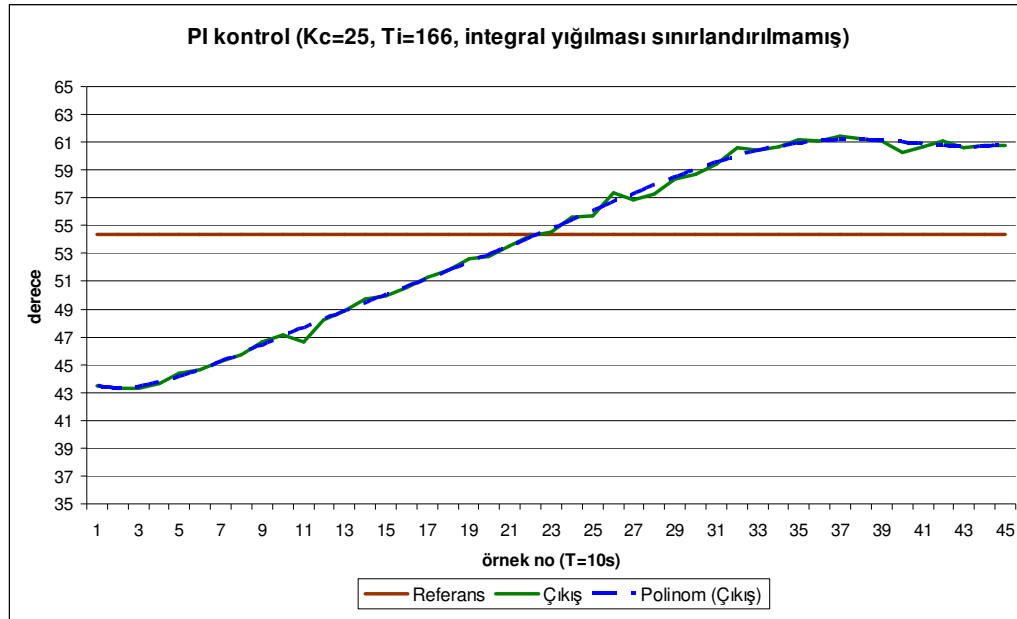


Şekil 8.8: P kontrol ($K_C=25$)

Kontrol sinyaline integral etkisi eklenip Tablo 8.3'deki Ziegler-Nichols ayar kuralına göre katsayılar belirlenmiştir. Bu PI kontrolü deney sonuçları Şekil 8.9 ve Şekil 8.10'da gösterilmektedir.

Tablo 8.3: Ziegler-Nichols Kapalı Çevrim PID Ayar Kuralları

Ziegler Nichols Kapalı Çevrim Ayar Kuralı	K_C	T_I	T_D
P	τ/t_d	∞	0
PI	$0.9\tau/t_d$	$t_d/0.3$	0
PID	$1.2\tau/t_d$	$2t_d$	$0.5t_d$

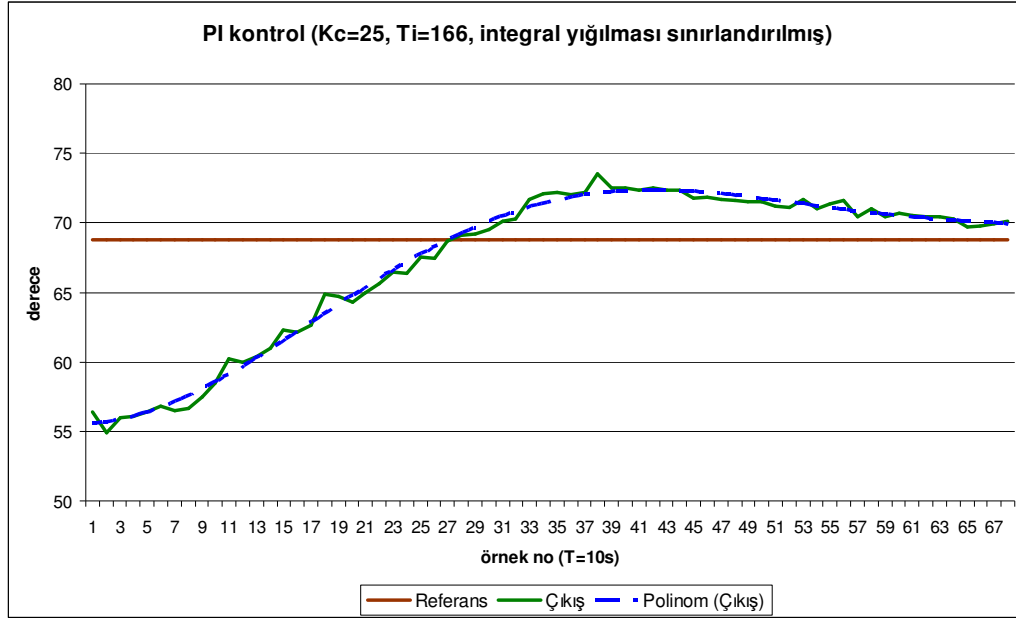


Şekil 8.9: PI kontrol ($K_C=25$, $T_I=166$, integral yığılması engellenmemiş)

Şekil 8.9’da integral etkisi sonucu oluşan integral yığılması için sınırlı integrasyon kullanılmadığından çıkış sinyali $y(k)$ referansı aştığı halde sistem ısınmaya devam etmiştir. P etkisi sinyali u_p ’nin hatanın negatif olmasından dolayı oluşan negatif etkisi, I etkisi sinyali u_I yığılması çok büyük olduğundan referans aşıldığı halde aşmayı dengeleyememekte ve yeterli gelmemektedir. Integral yığılmasını literatürde bilinen farklı yöntemlerle engellemek veya sınırlamak endüstriyel sistemlerde kaçınılmaz gözükmektedir.

Şekil 8.10’da integral etkisi sonucu oluşan integral yığılması için sınırlı integrasyon kullanılmıştır. Çıkış sinyali $y(k)$ referansı aştığı halde sistem yine eskisi gibi bir süre ısınmaya devam etmiştir. Fakat integral yığılması engellendiğinden, kısa bir süre sonra, P etkisi sinyali u_p ’nin negatif etkisi, I etkisi sinyali u_I ’nin yığılmasını dengelemiş ve sistem çıkışı integral yığılması sınırlandırılmamış bir sisteme göre daha az hata vermiştir. Kontrol sinyali çıkışı $u(k)$ negatif olduğu için de soğumaya devam etmiş en sonunda sistem referans değerine yerleşmiştir. Integral yığılmasının engellenmesi için sistemin aşma yapması kaçınılmazdır. K_C değerinin daha büyük seçilmesi, integral etkisini de artıracaktır fakat bu etki sınırlandırıldığı için aşma seviyesi değişmez ama yığılma hızla azalır. Bu çalışmada kontrol algoritmasında kullanılan integral etkisi sinyal çıkışı u_I operatör tarafından ve kontrol donanımının

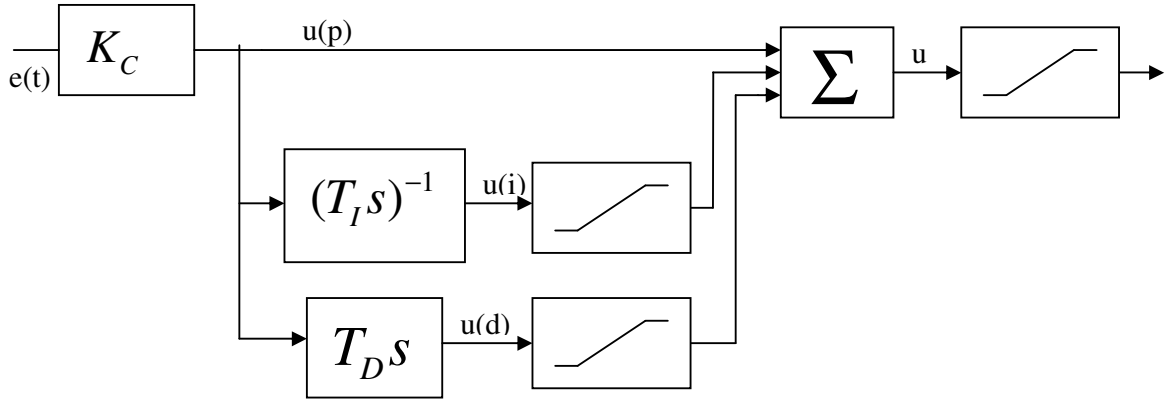
fiziksel limitleri de düşünülerek belirlenen pozitif ve negatif değerlerdir. Negatif sınırlama için bu çalışmada 0 seçilmesi mantıklıdır fakat algoritmanın tüm sistemler için uygun olmasına çalışılmış ve negatif sınır pozitif sınır ile (± 32752) eşit tutulmuştur. Böylece soğutma kapasitesi olan ısı sistemleri ile negatif kontrol çıkışı ile de harekete geçen fiziksel sistemler örn. elektrik motorlu sistemler ile pnömatik & hidrolik sistemler için de bu algoritmanın rahatça kullanılabileceği düşünülmüştür.



Şekil 8.10: PI kontrol ($K_c=25$, $T_i=166$, integral yığılması engellenmiş)

Bu çalışmada PID kontrol deneyleri sonuçları, PID kontrol algoritmaları için gerekli olan tüm sistem parametreleri ve PID kuralları ile katsayıları Ziegler-Nichols açık çevrim metoduyla ve literatürde geçtiği şekilde belirlenmesinden dolayı bu şekildedir. Isıl sistemin su kütlesi sürekli sabit tutulmaya çalışılarak, tüm deneylerin aynı koşullar altında yapılması sağlanmıştır. Yalnızca günden güne ortam sıcaklığı değiştiği için başlangıç sıcaklığı sabit tutulamamıştır. PI deneyi Şekil 8.10'da görüldüğü gibi PID denetleyicinin integral çıkışı da, integral yığılmasını engellemek için sınırlandırılmıştır. Buna ek olarak türev etkisi sinyali u_d 'de türev vuruşunu kısmen engellemek için integral etkisi gibi sınırlandırılmıştır. Son olarak $u(k)$ kontrol sinyali çıkışı da (her üç etkinin toplamı) eyleyicinin fiziksel limitlerinden dolayı diğerleri gibi sınırlandırılmıştır. Şekil 8.11'de sınırlandırılmış PID blok diyagramı görülmektedir.

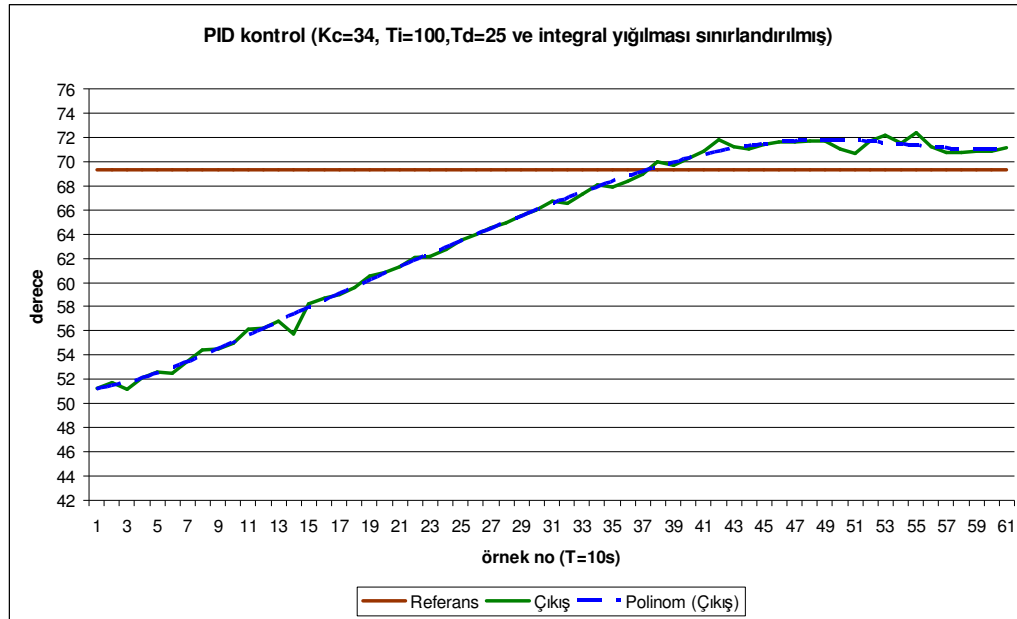
Bu çalışmadaki tüm PID deneylerinde integral yığılması ve türev vuruşu Şekil. 8.11’de gösterildiği gibi sınırlandırılarak uygulanmıştır.



Şekil 8.11: Sınırlandırılmış P,I ve D Etkisi ile Toplam Kontrol Sinyali

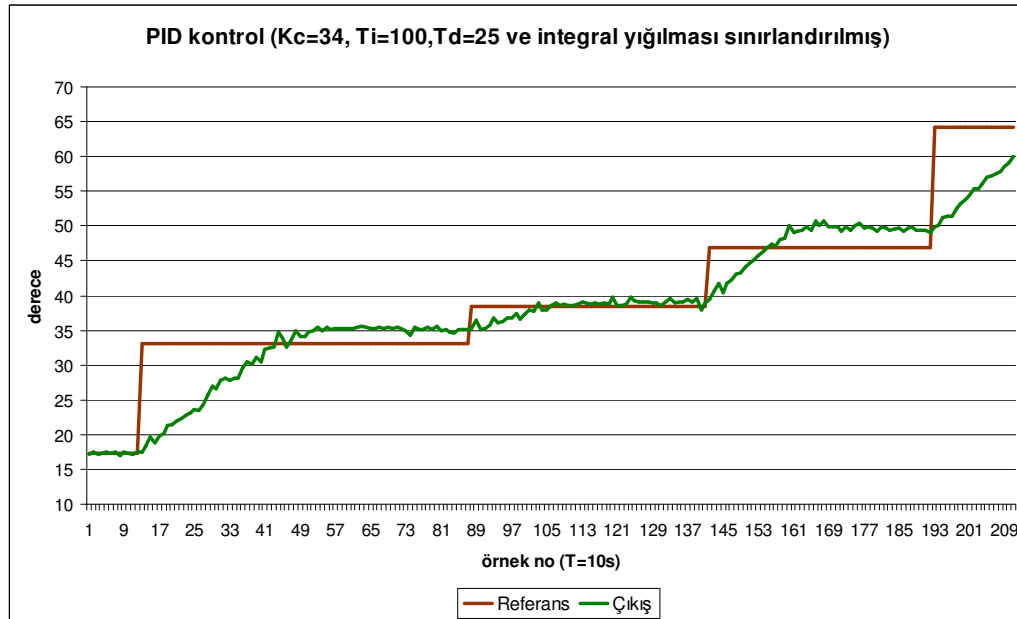
Tablo 8.3’deki Ziegler-Nichols ayar kuralına göre ısı sistemine PID katsayıları $K_c = 34$, $T_I = 100$ ve $T_D = 25$ olarak belirlenmiştir. Bu katsayılar ideal PID algoritmasına yerleştirilip ısı sistemi çalıştırılmıştır.

Şekil 8.12’de deney başlangıcında, oransal etki u_p çok baskın olmakla birlikte birkaç örneklemeden sonra başlangıçtaki hata değeri yüksek olduğundan u_i etkisi de üst limite dayanmakta ve yığılma başlamaktadır. Türev etkisi u_d ise ısı çiftinin ölçme gürültüsünden etkilenmesinden dolayı pozitif ve negatif alanda sürekli büyük genlikli salınım yapmaktadır. Isı sistemi çıkışı $y(k)$, referans değerini aştığında u_i etkisi azalmaya başlar ve böylelikle integral yığılması zayıflar. Sistem çıkışının aşma yapması integral yığılmasının baskın olmasından dolayıdır.



Şekil 8.12: PID Kontrol ($K_c=34$, $T_i=100$, $T_d=25$ ve Yığılma Engellenmiş)

Şekil 8.13'de görüldüğü üzere referans değerinin değişim genliği ideal PID denetleyicide farklı etkilere neden olabilmektedir.

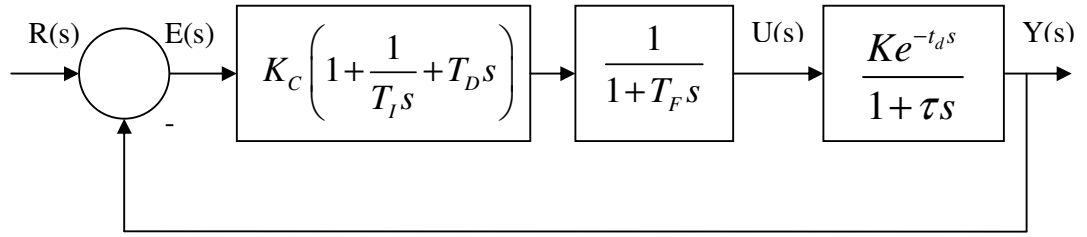


Şekil 8.13: PID Kontrol ($K_c=34$, $T_i=100$, $T_d=25$ ve Yığılma Engellenmiş)

İlk referans değişiminde çıkış sinyalinin aşma yapması, referans değeri değişiminin fazla olması ve sistemin referansa yaklaşması uzun sürdüğü için meydana gelmiştir. Bu aşma integral yığılmasının baskın olmasından kaynaklanmaktadır. Fakat sistem çıkışının belli bir aşamadan sonra yükselmemesi integral yığılması ile oransal etki u_p 'nin negatif etkisinin eşitlendiğini göstermektedir. Bu şekilde uzunca beklendiğinde u_i integral yığılması negatif tarafa geçmekte ve soğutma donanımı olmadığı için sistemin tekrar referansa oturması uzun süreler gerektirmektedir. Bir sonraki referans değişiminden kaynaklanan aşmada referans değeri değişimi ufak ve integral yığılması daha önceki aşmada etkisini yitirdiğinden sistem çıkışı aşma yapmamakta, sistemdeki u_p etkisi de hata küçük olduğundan oransal olarak etkisini yitirmektedir. Bir sonraki referans değişimi yine büyük seçildiğinde sistem tekrar pozitif integral yığılması yapmış ve algoritma integral yığılmasını yine aşma yaparak yok etmeye çalışmıştır. Integral yığılmasını engellemenin veya etkisini azaltmanın daha basit yolu da örnekleme zamanını artırmak olabilir. Bu algorithmada u_D etkisi çok kararsızdır, çünkü ısıçift geçişleri gürültüye duyarlıdır. Bunu engellemenin yolu türev etkisi gürültüden etkilendiği için u_D türev etkisine birinci mertebeden bir alçak geçiren filtre uygulamak olabilir. Aslında u_D 'nin kararlı olduğu tek nokta referans değişikliklerinde türev vuruşu yapmasıdır, bu türev vuruşu da kısmen u_D sinyali çıkışına sınırlama yapılarak giderilmiştir. Filtre yerine kararlı bir RTD de iyi bir çözüm olabilir.

8.2.2 Birinci Dereceden Alçak Geçiren Filtre Çıkışlı PID Denetleyici

İdeal PID denetleyicinin endüstride bazı sorunlar doğurması sebebiyle literatürde PID denetleyiciye bazı iyileştirmeler yapılmıştır. Bunlardan bir tanesi eyleyicilerin sık olarak anahtarlama yapmamaları veya oransal voltaj/akım çeviricinin ömrünün tükenmemesi için kontrol sinyalinin ani değişikliklerine izin vermemektir. Şekil 8.14'de görüldüğü gibi kontrol sinyali eyleyicilere ulaşmadan önce birinci dereceden bir filtre ile kontrol sinyali çıkışındaki sapmalar, ani değişimler ve kontrol sinyalini bozan dış ve iç gürültüler zayıflatılmakta veya yok edilmektedir.



Şekil 8.14: Birinci Dereceden Alçak Geçiren Filtre Çıkışlı PID Kontrolör

Şekil 8.15’de görüldüğü üzere kontrol sinyali çıkışına filtre uygulamak, filtre zaman sabiti T_F seçimine göre sistem kontrolü çıkışını geciktirmektedir. Hızlı sistemlerde filtre zaman sabitini doğru belirlemek çok önemlidir.

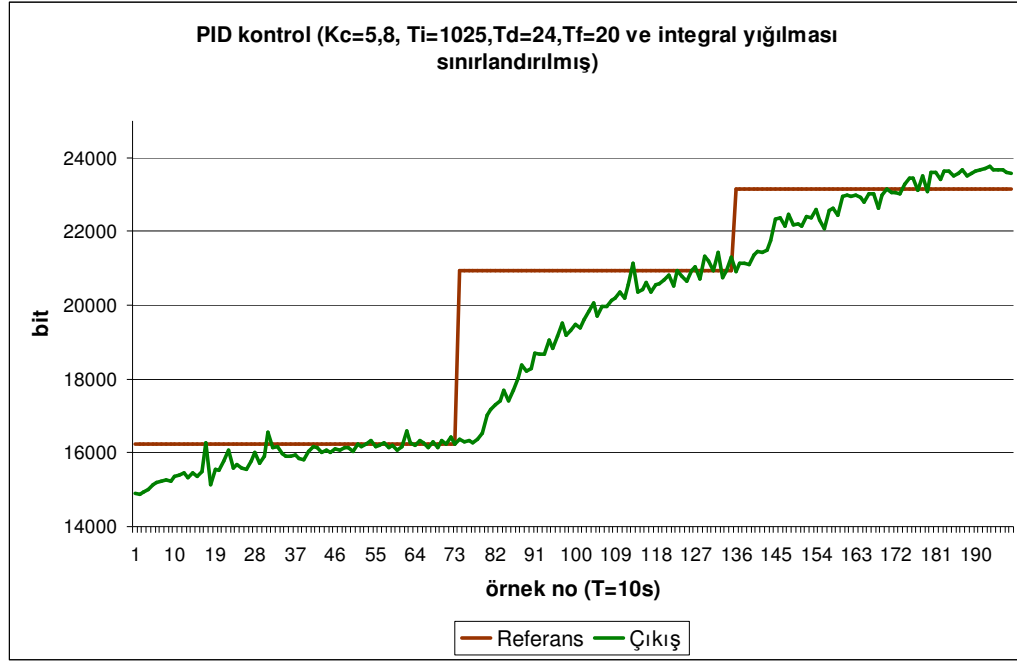
PID ayar kuralı ve filtre zaman sabitinin nasıl seçileceği Tablo 8.4’de gösterilmiştir.

Tablo 8.4: PID Kontrol Sinyali ve Filtre Zaman Sabiti Ayar Kuralı

Kural	K_C	T_I	T_D	T_F
Horn(1996)	$\frac{\tau + 0.5t_d}{K(\lambda + t_d)}$	$\tau + 0.5t_d$	$\frac{\tau t_d}{2\tau + t_d}$	$\frac{\lambda t_d}{2(\lambda + t_d)}, \lambda = [t_d, \tau],$ $\lambda = \max(0.25t_d, 0.2\tau)$ Luyben (2001)

Bu kurala göre $K_C = 5.8$, $T_I = 1025$, $T_D = 24$ ve $T_F = 20$ ve $\lambda = 200$ olarak belirlenmiş ve ısı sistemine uygulanmıştır. Şekil 8.15’de görüldüğü üzere özellikle referans değişimlerinde sistem çıkışı filtreden dolayı gecikmeye maruz kalmıştır ve kontrol çıkışı ani değişimler yapmadığından referans değişimine de geç cevap vermiştir. Bu da ısı sistemine yansımış ve filtreden dolayı sistem gecikmesi oluşmuştur. Özellikle u_D çıkışı yani türev etkisi gürültüye duyarlı olduğundan kontrol çıkışı filtre kullanılmadığında ciddi salınımlar yapmaktaydı, pozitif ve negatif limitleri sürekli zorlamaktaydı. Kontrol çıkışı $u(k)$ da, u_D sinyal çıkışı sebebiyle salınımlar yapmaktaydı. Fakat $u(k)$ kontrol çıkışına filtre eklendiğinde $u(k)$ salınımları azalmakta, salınım genliği de ciddi düşüş göstermektedir. Referans ayarını değiştirdiğimizde u_D kontrol sinyali çıkışı ilk örneklemede (32752)’ye çıkmakta yani türev vuruşu yapmakta ve sonra salınım yapmaya devam etmektedir. Şekil

8.15’de yine bit üzerinden görüldüğü üzere filtre gecikmesinden dolayı elektrik ısıtıcıları bazı zamanlar tam güçle çalışmamaktadır ve bu da sistemin yavaşlamasına ve yerleşme zamanının artmasına sebep olmaktadır. Integral zaman sabiti büyük olduğundan integral yığılması pek etkili değildir. Sistemin filtre sebebiyle gecikmesi integral zaman sabiti T_I büyük olmasına rağmen integral yığılmasını daha baskın hale getirmektedir. Şekil 8.15’de son referans değişikliğinde sistem gecikmesi, yavaşlaması ve gecikmeden dolayı aşma yapması görülüyor.



Şekil 8.15: PID Kontrol ($K_c=5.8$, $T_i=1025$, $T_d=24$, $T_f=20$ ve Yığılma Engellenmiş)

8.2.3 Birinci Dereceden Alçak Geçiren Sayısal Filtre Tasarımı

Kontrol sistemlerinde yukarıda bahsedildiği gibi ölçme sisteminden kaynaklanan gürültü ve girişimleri engellemek için filtre kullanılır. Direnç, kapasitör ve yükselticilerden oluşan donanım filtreleri sinyalin frekansına göre tasarlanırsa, Nyquist kriteri dikkate alınarak, çok iyi sonuçlar verebilir. Fakat filtreler donanım sorunlarını çözmek için kullanılan yardımcı araçlardır. Sisteme filtre eklemekten daha çok, donanımı değiştirmek veya daha hassas ya da gürültüye karşı dirençli bir donanım tercih etmek kontrol sistemleri için daha faydalıdır, yine de böyle bir şans yoksa veya fiziksel limitler buna izin vermiyorsa filtreleri kullanmak mantıklı olabilir. Bir önceki deneyde görüldüğü gibi filtre sistem gecikmesi oluşturur ve

kontrol sinyalinin gerçek zamanlı davranmasını engeller, bu problemi dikkate almak gerekir.

Birinci dereceden alçak geçiren bir filtrenin s-tanım bölgesindeki tanımı oyledir.

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (8.2)$$

Burada τ aynı ısı sistem zaman sabiti gibi alçak geçiren filtre zaman sabiti olarak kabul edilir. Z-tanım bölgesinde çalışıldığından sayısal bir filtreye gereksinimimiz olacaktır. nceki bölümlerdeki formüller kullanılırsa s-tanım bölgesi z-tanım bölgesine;

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1 - e^{-T/\tau}}{z - e^{-T/\tau}} \quad (8.3)$$

eklinde dönüşür. $e^{-T/\tau} = C$ kabul edilirse,

$$Y(k) = (1 - C)X(k - 1) + CY(k - 1) \quad (8.4)$$

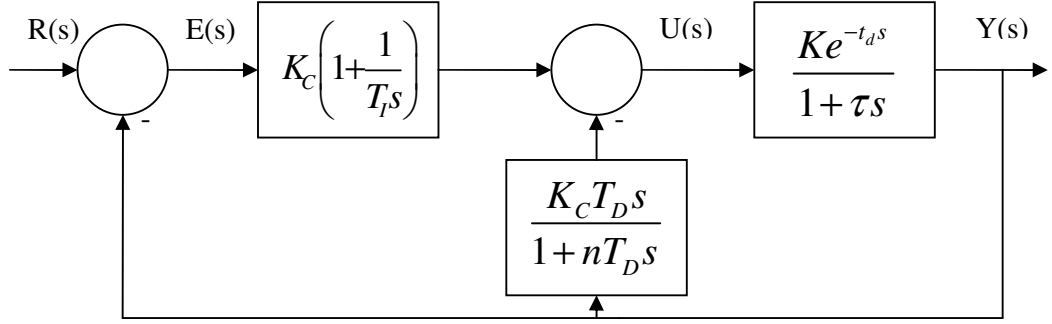
fark denklemi birinci dereceden alçak geçiren bir filtreyi temsil eder. Anlık ıkış değerinin bir önceki değeri de kullanıldığından bu filtre birinci dereceden IIR (rekrsiv) filtredir.

Tablo 8.4'deki verileri alırsak $T_F = \tau = 20$ 'den alçak geçiren filtrenin s-tanım bölgesi

fonksiyonu $\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{1 + 20s}$ ve z-tanım bölgesi fonksiyonu $\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{0.4}{z - 0.6}$ olur

buradan da, denklem (8.4)'e dayanarak birinci mertebeden alçak geçiren filtre $Y(k) = 0.6Y(k - 1) + 0.4X(k - 1)$ olarak PLC algoritması içine yerleştirilir. Filtrenin zaman sabiti ve örnekleme zamanı önemli iki değişkendir, bu değişkenlerin seçimine göre filtrenin kesim frekansı ve gerçek sinyalin genliğinin ne olacağı belirlenir [15].

8.2.4 PI-D Etkileşimsiz Kontrol



Şekil 8.16: PI-D Etkileşimsiz Kontrol (Non-interacting control 3)

Şekil 8.16'daki algoritma endüstride Allen Bradley SLC5, PLC5 ve Logix 5550 ürünlerinde EZYTune adı altında ve Modicon'un Modcomp ürünlerinde kullanılmaktadır [16].

Bu algoritmanın ideal PID algoritmasından asıl farkı, türevin çıkış sinyaline bağlı işlem yapmasıdır. Türev hataya bağlı olmadığından hızlı referans değişimlerine karşı türev vuruşu engellenmiş olur. Ayrıca çıkış sinyalinin maksimum aşma süresine kadar, bu tarz bir türev etkisi, negatif olacağından, pozitif integral yığılmasının kontrolü bozucu etkisini de bertaraf edecektir. Türev etkisini filtreden geçirmek de ayrıca ısılcıftın ölçme sorunlarını bir nebze yok eder, çünkü türev etkisi bu sayede daha az salınıma girecek ve salınım genliği de sistemi etkileyecek şekilde olmayacaktır. Fakat dikkat edilmesi gereken nokta türev etkisi filtrelense bile ısılcıft okuma gürültüsü fazla olduğunda türev etkisinin K_C katsayısı ile çarpılmasından dolayı kararlılığın yok olmasıdır. K_C katsayısı yüksek bir sayı ise kararsızlık çok belirgin olacaktır. Bu çalışmada türev ve integral etkisi sınırlandırıldığı için bu etki kontrol sinyali $u(k)$ üzerinde çok baskın olamıyor. Böylelikle ısıl sistem çıkışı her iki etki de birbirini yok ettiği için referans değerine hızla oturmaktadır. Yine de integral ve türev etkisinin üst ve alt limitlerde gezmesi idealde istenmeyen bir durumdur.

Laplace düzleminde Şekil 8.16 blok diagramı şu şekilde ifade edilir:

$$U(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_I s}\right) E(s) - \frac{K_C T_D s}{1 + n T_D s} Y(s) \quad (8.5)$$

yada zaman düzleminde

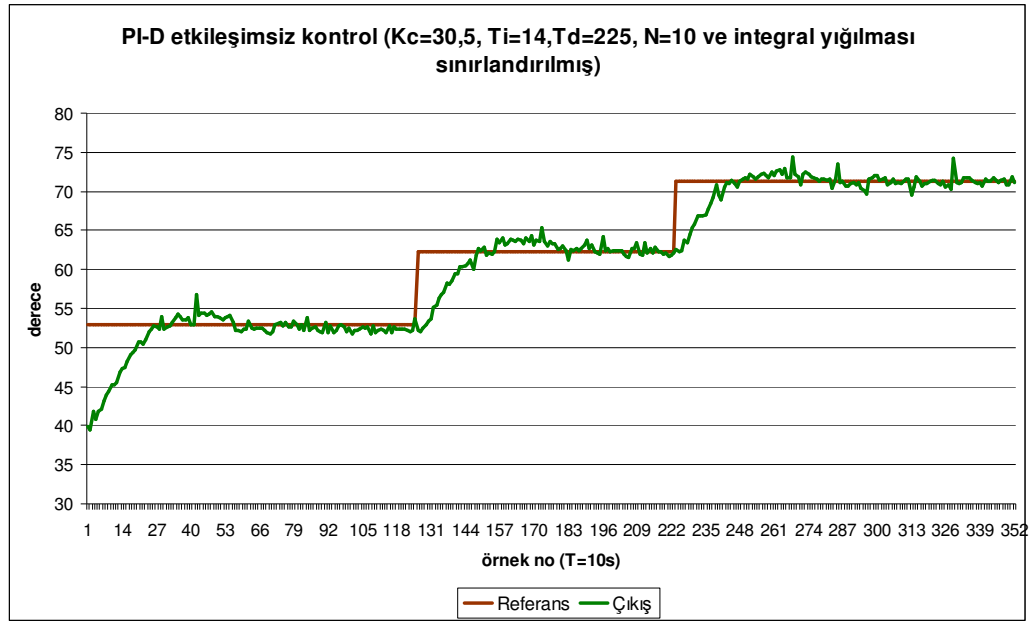
$$u(t) = K_c \left(e(t) + \frac{1}{T_I} \int e dt - T_D \frac{dy_f}{dt} \right) \quad (8.6)$$

olarak yazılır [16]. PID katsayıları Tablo 8.5'deki gibi belirlenip ısı sistemine entegre edilirse Şekil 8.17'deki grafik elde edilir.

Tablo 8.5: PI-D Etkileşimsiz Kontrol Ayar Kuralları

Kural	K_c	T_I	T_D	Açıklama
Minimum ISE- Kaya Scheib (1988)	$\frac{1.34}{K} \left(\frac{\tau}{t_d} \right)^{0.93}$	$\frac{\tau}{1.65} \left(\frac{t_d}{\tau} \right)^{1.25}$	$0.79 \tau \left(\frac{t_d}{\tau} \right)^{0.42}$	$0 < \frac{t_d}{\tau} \leq 1$, $n = \frac{1}{N} = 0.1$

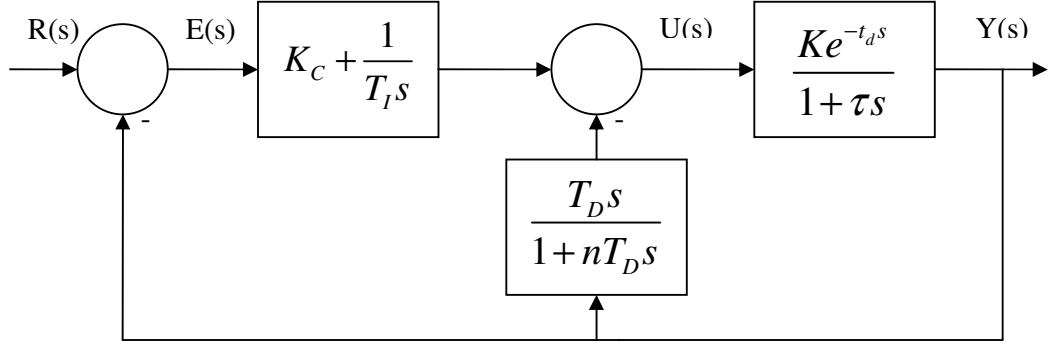
Şekil 8.17'de görüldüğü gibi sistem çıkışı $y(k)$ tam istenilen sinyali vermiştir. T_I katsayısı büyük olduğundan u_I integral etkisi hemen yığılma yapmıştır. İdeal bir sistemde bu istenmeyen bir durum olmasına karşın, soğutma etkisi olmayan bir ısı sistemde sistem çıkışı $y(k)$ aşma yaptığında u_I etkisi hemen sıfırlanmış ve sistemin daha çok ısınmasını engellenmiştir. Sistemin referans değerini değiştirir değiştirmez u_I ve u_D kontrol sinyalleri üst limit değerlerine ulaşırlar. Sebebi ise sinyallerin K_c ile çarpılmasıdır. Kontrol algoritması, u_D 'yi negatif kabul ettiği için, integral yığılması geri sarmaya başlayana kadar $u_I = u_D$ eşitliği oluşmuş ve her iki sinyal çıkışı da etkisini böylelikle kaybetmiştir. u_D sinyalinin u_I ile üst limit ve alt limit değerinde olması türev etkisini filtrelediğimiz içindir, yoksa u_D sinyali sürekli salınım yapacak ve bazen u_I 'i destekleyici etki yapacaktı.



Şekil 8.17: PI-D Etkileşimsiz Kontrol (K_C Kuvvetlendirmesi Varken)

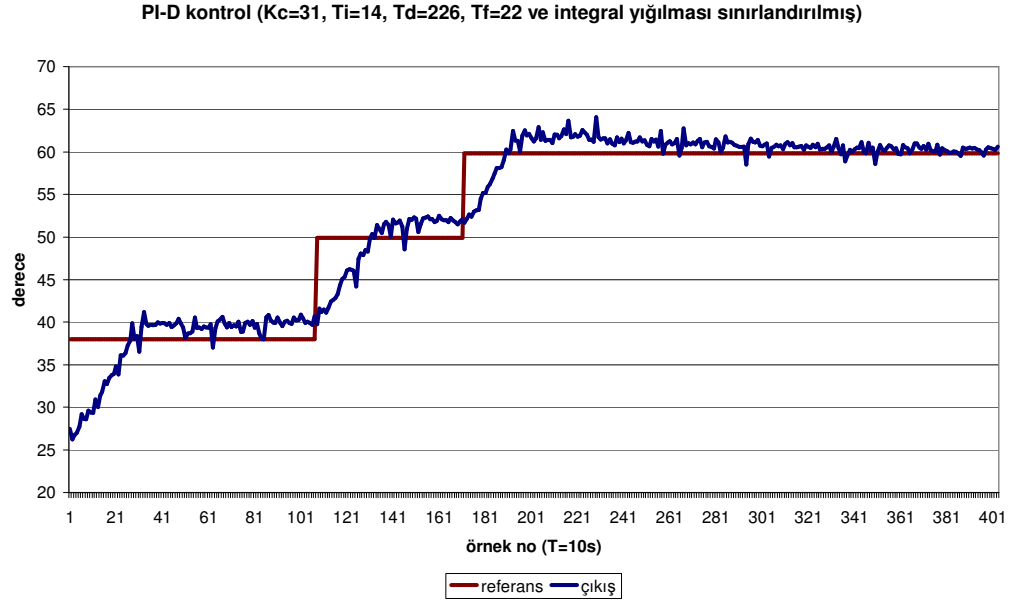
Sistem çıkışı sinyalinin az aşma yapması integralin hızla geriye sarmasından kaynaklanmaktadır. $y(k)$ sistem çıkışı referans değerine yerleşince artık u_d etkisi yok olmakta ve u_i etkisi de u_d ile birlikte etkisini yitirmektedir. u_p ise doğrudan hataya bağlı olduğundan ve hata değeri çok ama çok az olduğundan u_p sinyali de pek etkili değildir. Sinyal örnekleme süresini artırmak u_i 'nin daha yavaş azalmasına sebep olmakta ve sistem aşması fazlalaşmaktadır. Algoritmadaki K_C katsayısı ise integral ve türev etkilerini artırarak sistemin hem hızla referansa yaklaşmasına, hata negatif olduğunda da aşmayı hızla yok etmeye yöneliktir. K_C kuvvetlendirmesi olmadan sistem çıkışı yerleşmesi çok daha yavaş olacaktır. K_C kuvvetlendirmesi olmadan algoritmanın sisteme etkisi de Şekil 8.18'de görülmektedir.

8.2.5 Etkileşimsiz Kontrol 2



Şekil 8.18: PI-D Etkileşimsiz Kontrol 2 (Non-interacting control 2b)

Bu tarz bir kontrol de etkileşimsiz kontrol sınıfına girer. Bir üstteki algoritmaya göre bahsedildiği üzere K_C katsayısı integral ve türevsel etkiye müdahale etmez, kuvvetlendirmez. Tüm kontrol etkileri bağımsızdır. PID katsayıları için kıyaslama amacıyla Tablo 8.5'deki ayar kuralları kullanıldı. Şekil 8.19'da K_C katsayısının türeve ve integrale etkilediği zamanki durum gözükmemektedir. Sistem daha çok aşma yapmakta ve referans değerine çok geç yerleşmektedir.



Şekil 8.19: PI-D Etkileşimsiz Kontrol 2 (K_C Kuvvetlendirmesi Yokken)

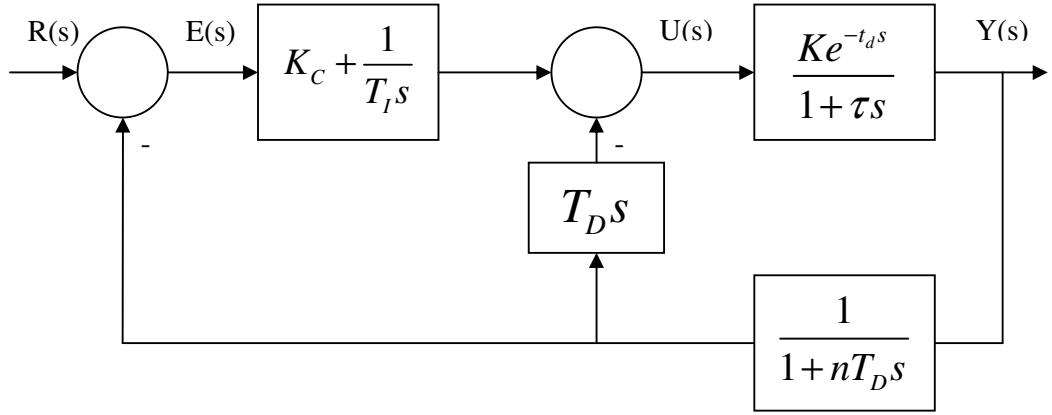
Bu etkileşimsiz kontrolde özellikle aşma sonrası integral etkisi yetersiz gözükmemektedir. İdealde integral etkisinin sistem çıkışını referansa hızla yaklaştırması

ve hatayı azaltması beklenir. Bu çalışmada aşma sonrası hata sinyalini hızla azaltmak için baskın bir integral etkiye ihtiyaç duyuluyor. Böylelikle anlaşılacağı gibi integral ve türev etkisini artırmak gerekmektedir. Şekil 8.19'da sistem çıkışının genelde referans değerinin biraz üstünde kararlı hale geçtiği görülmektedir.

Bu algoritmada PID katsayıları Kaya ve Scheib tarafından belirlenmiş olsa da bu çalışma için uyarlama gerekmektedir..

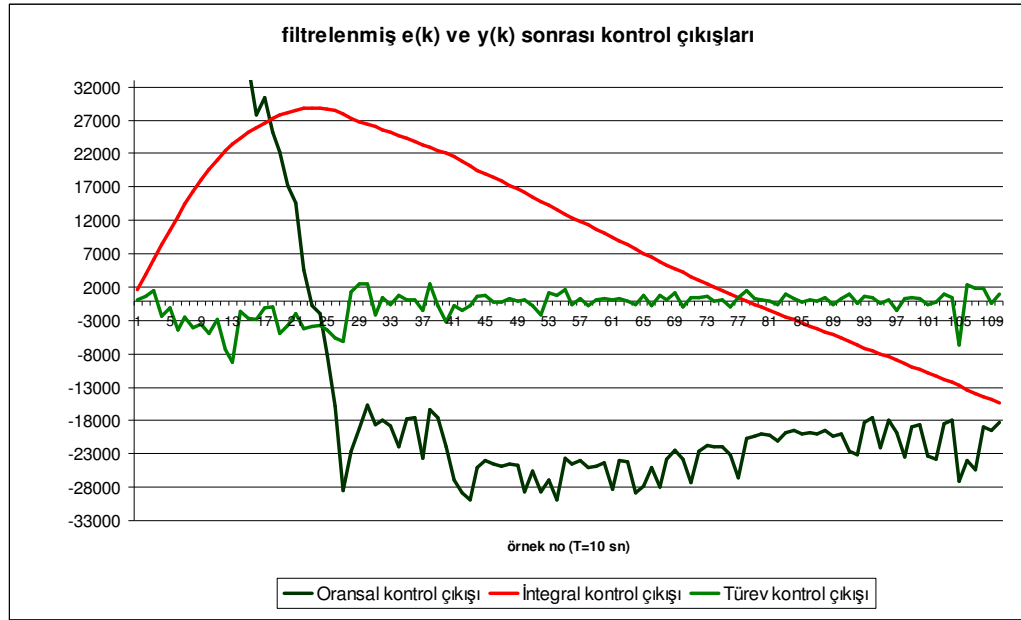
Şekil 8.16 algoritmasında türev etkisi filtresiz kullanıldığında ise özellikle aşma sonrasında ve integral yığılması etkisini yitirdiğinde ve sistem çıkışının referans değerine yakın değerlerinde türevsel etkinin yüksek salınımlarından dolayı, sistem bir ısıtıp bir bekler duruma girecektir.

Bu algoritma üzerinde çalıştıkça ve gördükçe gerçekte pek arzu edilmese de sistem çıkışı $y(k)$ 'nin yani ısılıçift ölçüm gürültülerinin sadece türev çıkışını değil oransal kontrol çıkışını da ciddi biçimde etkilediği ve salınım yaptırdığı görülmüştür. Özellikle oransal katsayı K_C 'nin büyük olması, oransal etkinin manasıyla işlevini yerine getiremediğini göstermiştir. Sistem çıkışı sinyalini bir alçak geçiren filtreden geçirip tüm kontrolörleri filtreden geçmiş hata ve çıkış ile beslemenin uygun olacağını düşünülmüştür. Böylelikle oransal etki u_p ve integral etki u_I için hata $e(k)$ girişi filtrelenmiş ve ısılıçift ölçüm gürültüleri de etkisini yitirmiş olacaktır. Türevsel etki için var olan alçak geçiren filtre de algoritmadan çıkarılmıştır, çünkü aynı filtrenin iki kez tekrarlanması ikinci dereceden bir filtre oluşturacaktır. Algoritmanın son durumu Şekil 8.20'de görülmektedir. Bu algoritma ile bir önceki algoritmadan farkı ölçüm gürültüsünden etkilenen hata değerinin oransal etkinin salınımlarını engelleyecek şekilde tasarlanmış olmasıdır. Alçak geçiren filtrenin zaman sabiti de bir önceki kontrolden de görülebileceği gibi türev katsayısı T_D 'nin onda biri seçilmiştir. Genel kural kontrol sisteminde türevsel etki varsa türev katsayısına bağlı bir alçak geçiren filtre zaman sabiti seçmektir. PI kontrollerde ise integral katsayısı T_I 'ye bağlı alçak geçiren filtre zaman sabiti seçilir.



Şekil 8.20: PI-D Etkileşimsiz Kontrol (Çıkış Sinyali Filtreden Geçirilmiş)

Bu algoritma PLC'ye yüklenip belli bir referans değeri verilerek çalıştırıldığında kontrol sinyalleri u_I , u_D ve u_P çıkışları Şekil 8.21'deki gibi olmuştur.



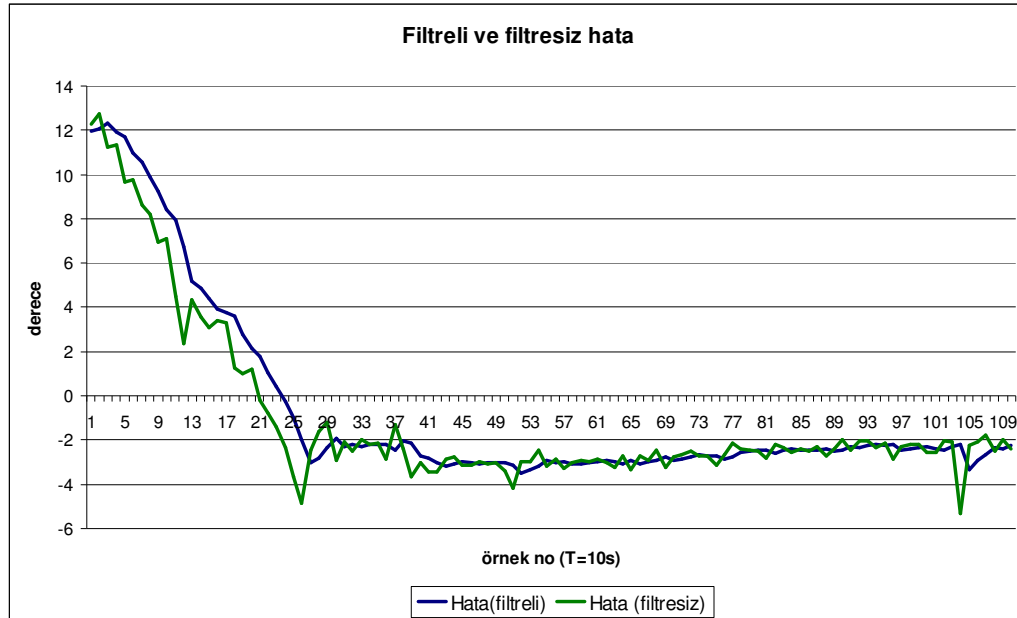
Şekil 8.21: Filtrelenmiş Hata ve Çıkışa Bağlı u_I , u_D ve u_P Kontrol Sinyalleri

Şekil 8.21'de görüldüğü üzere türev etkisi u_D sistem çıkışı referansa ulaşana kadar doğal olarak sistem çıkışındaki sürekli yükselmeye dolayısıyla negatif seyretilmektedir. Isıl sistem çıkışı $y(k)$ sinyalini birinci dereceden zaman sabiti 20 sn olan bir alçak geçiren filtreden geçirdiğimiz için ısı ölçme gürültüleri u_D türev etkisi sinyalindeki salınımlarını etkilemez. Aynı durum u_P kontrol sinyali içinde geçerlidir. Başlarda u_P oransal etki çok yüksek olmasına rağmen, hata azaldıkça bu etki azalır

ve çıkış değeri referans değeri aşınca da negatif değerlerde seyreder, fakat bu çalışmada negatif etki (soğutma) için eyleyici yoktur. Hatanın filtreden geçmesi ile oransal etkideki ciddi parazitler ve ölçme gürültüleri kaybolmuştur. Integral etkisi ise hata pozitif olduğundan önce artmış sonra filtrelenmiş $y(k)$ çıkış sinyali referansı aştığında azalmaya başlamıştır. Eğer bir önceki kontroldeki gibi integral etkiyi K_c ile çarparsaydık integral yığılması olacak ve sınırlı integrasyon devreye girecekti. Çıkış sinyali $y(k)$ 'yı filtrelemek doğru bir karardır.

Filtrelemenin bu çalışmadaki yan etkisi sistem gecikmesine sebep olmasıdır. Şekil 8.22'de görüldüğü üzere filtreli çıkış sinyali referans değere daha geç ulaşmış, filtresiz çıkış sinyali ise daha önceden referans değere ulaşmıştır. Bu da sistem çıkışı referans değere önceden erişmesine rağmen filtreden dolayı filtre zaman sabitine bağlı olarak ısıtmaya devam etmesidir. Filtre zaman sabiti bu iki problemin en uygun haline göre seçilmesi gerekmektedir.

Ya gecikme göze alınacaktır ya da ölçme gürültüleri görmezden gelinecektir. Bu çalışmada filtre zaman sabiti 20 sn. belirlenmiş olup en uygun zaman sabiti olduğu deneysel olarak da kanıtlanmıştır. Birinci dereceden alçak geçiren filtre zaman sabiti daha fazla olursa gecikmeden dolayı aşma yükselecek, daha az olursa da ölçme gürültüleri kaybolmayacaktır.



Şeki 8.22: Alçak Geçiren Filtre Çıkışlı Hata ve Filtresiz Hata Kıyaslaması

8.3 Uyarlamalı PID

Mikro PLC'nin içindeki uyarlama algoritması sonuçlarının geçerli olabilmesi için hataların yoğun olduğu algılayıcı problemlerini çözmekle başlanmalıdır.

8.3.1 Sistem Çıkışının Filtrelenmesi

Sistem çıkışı $y(k)$ 'nin filtrelenmesi çoğu zaman eğer algılayıcı sorunluysa veya sistemde çok gürültü varsa gerekli bir hal alır, fakat sistem çıkışına filtre yerine daha hassas ve gürültüye duyarlılığı zayıf bir algılayıcı seçilmesi daha uygun bir yoldur. Filtre her zaman sistem çıkışını geciktirecek ve bazı anlarda sistem çıkışı geciktirdiğinden kontrol algoritması çıkış sinyalini geç algılayacaktır. Bu şekilde hata, filtre gecikmesinden dolayı artabilir. Bu çalışmada filtre gecikmesinin etkisi pek görülmez, çünkü ısı sistem oldukça yavaştır.

Hassas PID ayarı yapmak için sistemi birkaç kez farklı adım cevaplarında denemek ve PID katsayılarını bu denemelerden alınan verilere göre belirlemek gerekir. Bunun için öncelikle kontrol algoritması devrede olan sistemin referans değerine gösterdiği tepkiden kapalı çevrim sistem parametrelerini bulmak gerekmektedir.

Sistemin kontrol algoritmasını etkileyecek 3 doğrudan parametre 1 dolaylı parametre vardır.

Doğrudan etkili olan parametreler:

- Yükselme zamanı
- Aşma
- Kararlı hal hatası

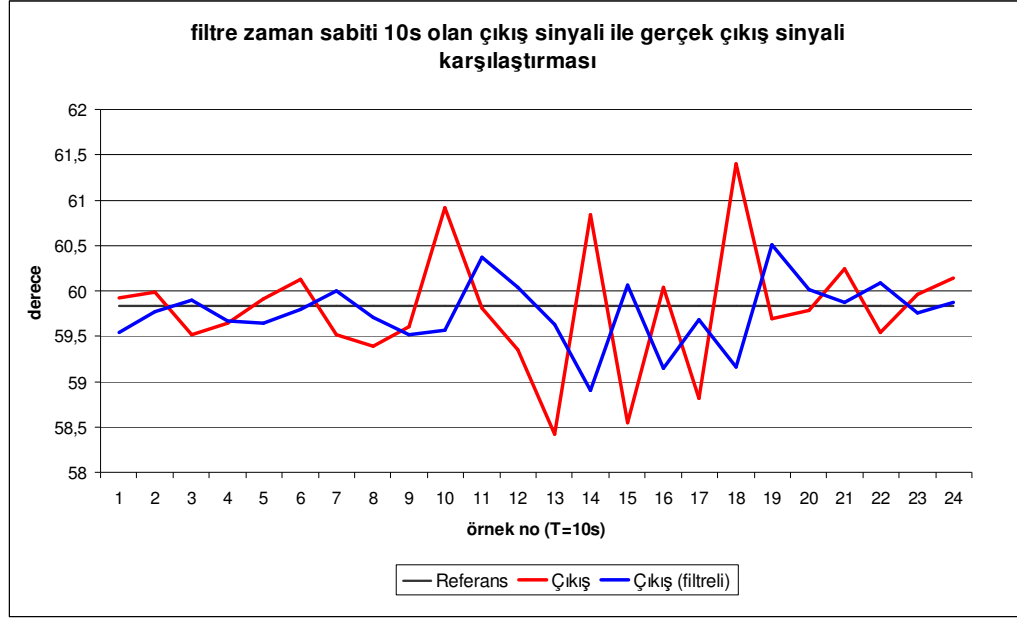
Dolaylı etkisi olan parametre:

- Yerleşme zamanı

Bu parametreler iki şekilde belirlenebilir, her iki yönteminde avantajları ve dezavantajları vardır. Bu parametreler sistem çıkışına filtre konarak ve filtre çıkışı sistem çıkışı olarak alınırsa ısı çiftin ölçme problemleri ve sistem gürültüleri en aza indirgenerek ölçülebilir. Bu şekilde sistemin aşması, kararlı hal hatası ve yükselme zamanı daha kararlı ve güvenilir olur, fakat bilinen bir gerçektir ki filtre zaman sabitine bağlı olarak sistem gecikmesi ve genlik daralması ortaya çıkacaktır.

Şekil 8.23 ve 8.24’de sistem çıkışına zaman sabiti 10 saniye ve 20 saniye olan filtre ile oluşan çıkış sinyalleri görülmektedir.

Zaman sabiti 10 saniye olan filtrede gecikme söz konusudur, ayrıca filtre ölçme gürültüsünü engellemede pek başarılı değildir. Çıkış sinyali genliği hala keskin ve güçlü gürültüleri engelleyemez.



Şekil 8.23: Filtre Zaman Sabiti 10 sn. olan Filtreli Çıkış Sinyali Karşılaştırması

Şekil 8.24’de ise filtre zaman sabiti 20 saniye seçildiğinde sistem gecikmesi artmakta fakat ölçme gürültüsü uygun seviyede zayıflatılarak çıkış sinyaline etkisi azaltılmıştır.



Şekil 8.24: Filtre Zaman Sabiti 20 sn. olan Filtreli Çıkış Sinyali

Yükselme zamanı, aşma ve kararlı hal hatasının filtrelenmiş çıkışa göre hesaplanması uygun görülmektedir, filtre gecikmesini engellemek için üç parametreyi gerçek sinyale göre hesaplamak da mümkündür Fakat bu hesapta yükselme zamanında ufak bir iyileşme olmasına rağmen aşma ve kararlı hal hatasında büyük sapmalar görülme olasılığı yüksektir.

Yükselme zamanı, sistem çıkışı filtreli olsun veya olmasın, referans değerine ulaştığı ilk an olarak hesaplanır ve ayrılmış bellek alanına atanır. Filtresiz çıkış sinyali temel alınarak hesaplanırsa daha doğru bir sonuç alınabilir. Sistem sürekli ısındığı için ısılıft ölçme gürültüsü görülmez.

Filtresiz veya filtreli sistem çıkışı en yüksek seviyeye ulaştığı zaman ki bu referans değerinden yüksek bir değerdir, $y(k)$ çıkış sinyali değeri ayrılan bir bellek alanına atanır, bu değer aşma olarak kaydedilir. Filtresiz çıkış temel alınırsa aşma değeri hatalı olabilir, çünkü sistem çıkışı, en yüksek değerine ulaşmadan veya en yüksek değerine ulaşıp soğurken, ölçme gürültüsünden dolayı sıçramalar olacağından aşma değeri hatalı ölçülmüş olur. Filtreli çıkış da ise sıçramalar engelleneceği için böyle bir sorunla karşılaşılmaz.

Kararlı hal hatası, yükselme zamanının 5 katı süre sonrasında dikkate alınan ilk değerdir, bu süreye yerleşme zamanı denir. Hesaplarda filtresiz çıkış sinyali

kullanıldığında kararlı hal hatası ölçme gürültüsü etkisinden dolayı yüksek veya düşük çıkabilir. Bu sorun hareketli ortalama yöntemi ile de çözülebilir, fakat filtreleme daha kolay bir seçenektir, filtre gecikmesi etkisizdir.

8.3.2 Uyarılama

Ziegler-Nichols açık çevrim metodu ile bulunan PID katsayıları atanarak ve sonrasında referans değişimi yapılarak PID katsayıları çevrim dışı olarak güncellenmiştir.

Yeni PID katsayıları ataması otomatik olarak yükselme zamanı, aşma ve kararlı hal hatasına göre belirlenir, Katsayı atama çizelgesi şu 3 ön doğruya dayanarak yapılır.

1. K_c 'yi artırmak, yükselme zamanını azaltır, kararlı hal hatasını azaltır.
2. K_I 'yi artırmak, kararlı hal hatasını yok eder.
3. K_D 'yi artırmak, aşmayı azaltır.

Katsayı çarpanları sistem zaman sabitine göre belirlenir ve operatör tarafından belirlenen limitler temel alınarak yapılır.

Tablo 8.6: PID Katsayı Atama Çizelgesi

	YZ $\geq$ a.x				YZ $<$ a.x			
	AS $\geq$ b.y		AS $<$ b.y		AS $>$ b.y		AS $<$ b.y	
	KHH $\geq$ c.z	KHH $<$ c. z	KHH $\geq$ c.z	KHH $<$ c.z	KHH $\geq$ c.z	KHH $<$ c.z	KHH $\geq$ c.z	KHH $<$ c.z
Kc	artacak	artacak	artacak	artacak	sabit	sabit	sabit	sabit
Ti	azalacak	sabit	azalacak	sabit	azalacak	sabit	azalacak	sabit
Td	artacak	artacak	sabit	sabit	artacak	artacak	sabit	sabit

YZ: Yükselme Zamanı, AS: Aşma, KHH: Kararlı Hal Hatası

x: yükselme zamanı limiti, y: aşma üst limiti, z: kararlı hal hatası üst limiti

a: yükselme zamanının y(k) başlangıç değeri ile referans değeri r(k) farkının yüzdesi

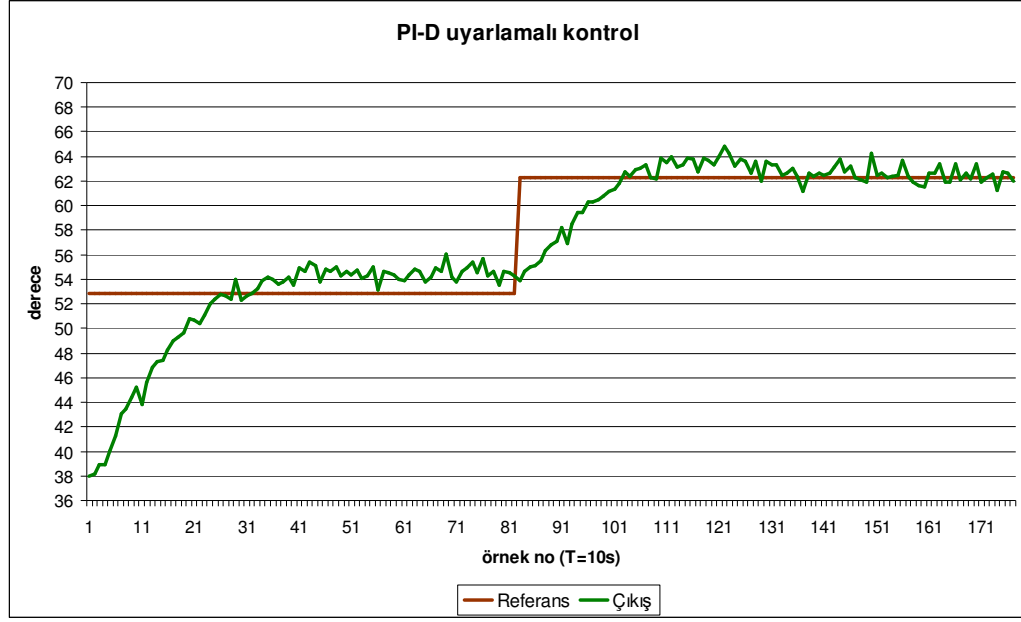
b: aşma değerinin, y(k) başlangıç değeri ile referans değeri r(k) farkının yüzdesi

c: kararlı hal hatasının, y(k) başlangıç değeri ile referans değeri r(k) farkının yüzdesi

PID uyarlama senaryosu şu şekilde belirlenmiştir:

1. Kontrol algoritması PLC'ye yüklenir.
2. Daha önceden Ziegler-Nichols açık çevrim metodu ile belirlenen ve algoritma yüklenmeden PLC'ye kaydedilen K_C , T_I ve T_D katsayıları IO.2'ye basılarak yüklenir. Bu katsayılar yüklenmeden önce IO.0 start butonunda basılırsa, filtrenin zaman sabitinden kaynaklanan gecikme engellenir.
3. PLC start butonuna basılarak (IO.0) başlatılır.
4. Yerleşme zamanınca beklenir bu süre aynı zamanda test süresidir. Bu süre PLC içinde tutulur ve sistem yükselme zamanınca belirlenen yerleşme zamanı aşılmışa PLC çıkışı (Q1.1) rölesi kapanır. Daha sonra bu röleye bir lamba bağlanarak test süresinin bittiğı görsel olarak da gösterilebilir veya bu röleye bağli olarak test süresi bittiğinde otomatik olarak uyarlama yaptırılabilir fakat bu seçenek 5.madde nedeniyle tercih edilmedi.
5. Test süresi bittiğinde stop (IO.1) butonuna basılarak sistem durdurulur, sistemin PID uyarlaması yapmadan durdurulması PID katsayılarının ani değışiminin sisteme veya operatöre zarar vermesini engellemek içindir.
6. Uyarlama düğmesine (IO.3) basılarak yükselme zamanına, aşmaya ve kararlı hal hatasına göre değıştirilmiş olan PID katsayıları algoritma içine eski katsayılar üzerine gömülür.
7. Tekrar start (IO.0)'a basılarak tüm bilgiler sıfırlanır ve sistem hazırlanır ve devreye alınır. 3. basamaktan itibaren senaryo işletilir.

Şekil 8.25'te görüldüğü gibi referans değışikliğı yapılmadan önce sıcaklık değıeri referans değıerinin üzerinde seyretmiş, referans değıışikliğı gerçekleştirildiğinde ise PID katsayıları bir önceki sistem cevabı verilerine dayanarak otomatik olarak iyileştirilmiştir. Uyarlamalı PID algoritması, integral katsayısı T_I 'i düşürmüş böylece integral yığılması hata negatif olur olmaz hızla etkisini yitirmiş ve aşma da bu duruma bağli olarak kısa sürede yok olmuştur. Çıkış değıeri referans değıerine kısa sürede oturmuştur. Uyarlama olmasaydı, çıkış değıerinin referans değıerine yerleşmesi, integral yığılması sebebiyle uzun sürecekti.



Şekil 8.25: Uyarlamalı PI-D Kontrol

9. SONUÇ ve TARTIŞMA

Bu çalışmada ikili kontrol algoritmalarından aç-kapa kontrol, bang-bang kontrol ile hız geri beslemeli iki kontrol ve kayan rejimli kontrol deneysel olarak incelenmiş, daha sonra ileri kontrol algoritmalarından uyarlamalı PID üzerinde durulmuştur. Bu kontrol algoritmalarını deneysel olarak incelemek için bir ısıtım sistemi tesisatı kurulmuş ve bu ısıtım sistemi üzerinde kontrol uygulamaları incelenirken kontrol algoritmalarının daha verimli olabilmesi için ısıtım sistemi üzerinde bazı değişiklikler yapılarak, ısıtım sistemi iyileştirilmiştir. Bu deney tesisatı üzerinde uygulanan kontrol algoritmaları ve benzetimler mikro PLC ile IL dillerinden STL makine dili kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

9.1 Isıtım Süreci Tasarımı

Isıtım sürecinin mekanik aksam tasarımında gözden kaçırılmaması gereken noktalar şunlardır:

- Isıtılan maddenin kapalı bir mekânda ve sabit hacimde tutulması gerekmektedir, başka türlü sisteme kontrol uygulamak pek sağlıklı sonuçlar vermeyecektir.
- Tasarımın enerji kayıplarını veya kazançlarını engelleyecek şekilde yapılması gerekmektedir, yoksa sistem parametreleri sürekli değişmekte enerji kayıplarından dolayı süreç ekonomik olmaktan çıkmakta ve kontrolü de zorlaşmaktadır.
- Tasarımın ısıtım gücü ile soğutma gücünün eşit olmasına özen gösterilmelidir. Hiç olmazsa soğutma süreci oransal olarak kontrol edilebilir olmalıdır, çünkü literatürdeki algoritmalar ve ayar kuralları referans değer etrafındaki iki yönlü salınım için geçerlidir.
- Tasarımın besleme tankı basınçla kontrol edilebilir olmalıdır, çünkü besleme tankındaki suyun ısıtım tankına geçerken debisi soğutma işlemi için çoğu zaman büyük önem arz eder.

- Beslenen su kadar ısıtma tankındaki suyun tahliye edilmesi aranan bir durumdur, çünkü ısıtma sistemleri çoğu zaman sabit bir kapalı hacim için tasarlanırlar.
- Isıtma tankının basınca dayanan ve emniyet sübabı olan bir tank olmasına özen gösterilmelidir. Isıtma tankının basınç altında ve tamamen su ile dolu olarak ısıtılması ve soğutulması doğru bir yaklaşım olur. Emniyet sübabı ile tehlikeli basınç da engellenmiş olur.
- Tankların her birinin içindeki suyu hızla boşaltmak gerekebilir, bu yüzden ayrıca el yordamıyla da kontrol edilebilen vanalara ihtiyaç duyulabilir.
- Büyük hacimli sistemler için yüksek güçte ve bahsedilen diğer özellikleri taleplere uygun elektrik ısıtıcıları gerekmektedir. Gücü az olan elektrik ısıtıcıları ile suyun sıcaklığının, referans değerine gelmesi uzun sürer. Ayrıca elektrik ısıtıcıların ısınması için beklenen gecikme süresi de kısa olmalıdır. Bu durum yerleşme ve yükselme zamanlarını etkiler.
- Isıtma tankında kesinlikle bir karıştırıcı veya pompa bulunmalıdır. Bu sayede ısıtma tankının içindeki suyun tamamına ısı eşit yayılacaktır.
- Tanklardaki su miktarını ölçebilmek için mekanik veya elektronik seviye ölçerlerin bulunması sistemi gözlemlenmede yarar sağlar.

Isıl sürecin elektrik, elektronik aksam tasarımı ve yazılım desteği sürecinde gözden kaçırılmaması gereken noktalar şunlardır:

- PLC kapasitesi ve programlama dili gelişmiş olmalıdır. Makine diline yakın bir yazılım dili ile gelişmiş bir kontrol algoritması yazmak çok güçtür ve algoritmanın iyileştirilmesi de çok dikkat ve sabır gerektirmektedir.
- Isıl sistem için kullanılan analog modül yerine ısı sistemler için özel ısı çift modülü veya RTD modülü kullanarak ölçüm problemleri hızlı ve kolayca yok edilir. Bu sayede ısı çift, RTD ve termistor şartlandırıcısının kalibrasyonu ile de uğraşılmaz.
- Kullanılan V/f yük sürücüsü ve akım/gerilim çeviricisi seçilen elektrik ısıtıcısını sürececek yeterlilikte olmalıdır. Aksi halde yük sürücüsü sürekli arıza moduna geçerek, sistem kontrolünü olanaksızlaştırır.
- Kullanılan şebeke gerilimi hattına yüksek akım çeken başka donanımlar bağlanmamalıdır, bu durum sistemin yetersiz akımdan dolayı arıza moduna geçmesine veya sigortaların atmasına sebep olur.

- Kullanılan ısılcıftın kaliteli olması ve çevresel etkilerden, elektromanyetik gürültülerden etkilenmemesi çok önemli bir husustur. Tüm kontrolün ısılcıft verilerine bağlı olduğu düşünüldüğünde bu önem daha da belirginleşecektir. Ayrıca ısılcıft ölçme aralığı ve hata toleransı da çok önemlidir. Ölçme aralığı çok büyük olan bir ısılcıftın veya dar bir aralıkta çalışması, hata toleransının çok büyümesine neden olur.
- Çevresel bozucu gürültülerden kurtulmanın en iyi yolu iyi bir donanım ile çalışmaktır, fakat bir donanım filtresi de iş görür. En az maliyetlisi ise bir yazılım filtresidir.

9.2 İkili Kontrol Algoritmaları

Ölü bölgesiz aç-kapa kontrol sonuçları:

- Ölü bölge kullanılmadığında ilk aşmanın elektrik ısıtıcıların kontrol edilen bölge sıcaklığından çok yüksek olması sebebiyle oluştuğu görülmektedir.
- Bu kontrolde sıcaklık referans değerinin altına düşmemektedir.
- Referans etrafındaki salınımda görüldüğü üzere ısıl sistemin ısınma zaman sabiti ile soğuma zaman sabiti oldukça farklıdır.

Ölü bölgeli aç-kapa kontrol sonuçları:

- Ölü bölgeli kontrolde ölü bölgesiz kontroldeki gibi ilk aşma yüksek değildir.
- Ölü bölge aralığının azaltılması ısıl sistem çıkışının kararsızlığına ve salınıma sebep olabilir, bu durum eyleyicilerin çok anahtarlama yapmasına ve ömrünün kısılmasına yol açar.
- Kontrol edilmek istenen sisteme göre uygun genişlikte ölü bölge seçilmesi kontrolün hassaslığını artırırken ölü bölge dışı salınımları da engeller.

Ölü bölgesiz bang-bang kontrol sonuçları:

- Referans etrafında büyük genlikli salınımlar oluşmaktadır ve bu durum besleme tankındaki soğuk suyun ısıtma tankına boşaltılmasını sağlayan solenoid valf kontrolünün oransal olmamasından kaynaklanır.
- Besleme tankındaki ortam sıcaklığındaki soğuk suyun soğutma etkisi, elektrik ısıtıcıların ısıtma etkisinden daha güçlüdür, çünkü ısıtma sürecinde gecikme varken, soğutma sürecinde gecikme yoktur.
- Bu ısıl sistem dâhilinde bu tip bir kontrol hassas olamaz.

Ölü bölge bang-bang kontrol sonuçları:

- Ölü bölgenin geniş olduğu durumlarda bu tip kontrol hassas davranabilir.
- Ölü bölge aralığının çok dar olduğu durumlarda ısı sistem çıkışı kaçınılmaz olarak salınım yapmaktadır çünkü besleme tankına bağlı olan solenoid valf aç-kapa çalışmaktadır.
- Ölü bölge aralığı bang-bang kontrolde büyük önem taşır, salınımsız ve hassas bir kontrol için bu aralığın sisteme bağlı olarak seçilmesi doğru olur.

Oransal ikili kontrol sonuçları:

- Oransal katsayı büyüdükçe ısı sistem çıkışı salınımı artar ve ölü bölge dışına taşar.
- Oransal katsayı hata değerini katladığından oransal katsayının yüksek tutulması ölü bölge aralığının daraltılması ile eşdeğer bir sonuç verir. Hata değerini büyütmek, sürekli P kontrolündeki gibi yükselme zamanını düşürür.

Hız geri beslemeli iki kontrol sonuçları:

- Hız geri besleme katsayısı arttığı takdirde referans değeri etrafında salınım artar, uygun bir katsayı ile en kısa zamanda ve birkaç anahtarlama ile referans değerine yerleşme mümkündür, aksi halde eyleyiciler sürekli anahtarlama yaparak sistemi yavaşlatırlar.
- Hız geri beslemesi çok yüksek olduğunda sistem çıkışı istenilen referans değerine ulaşamayabilir, çünkü eyleyiciler hız geri beslemesinin negatif olmasından dolayı referans etrafında ters yönde kontrol uygularlar.

Kayan rejimli ikili kontrol sonuçları:

- Kayan rejimli kontroldeki pozitif etkili hız geribesleme katsayısı arttıkça sistem yerleşme zamanı, ideal regresyon eğrisi etrafında salınım yaparak kayar, eyleyiciler sık anahtarlama yaparlar fakat referans değeri etrafındaki hata azalır.
- Kayan rejimli ikili kontrolde referans değerini aşma gerçekleşmez.

9.3 PID Kontrol

Mikro PLC kullanarak ideal bir PID kontrol algoritmasını birinci dereceden gecikmeli bir benzetim üzerinde çalıştırarak ısı sistemde nasıl bir davranış beklendiğini görmek oldukça faydalı ve yönlendiricidir, fakat bu davranış ideal bir sistemde ideal bir PID algoritması için geçerlidir.

Üç aşamalı PID katsayılarını uyarlama metodunun geçerli olması için, ısı sistem ölçme gürültülerinin engellenmesi şarttır.

9.3.1 Sistem Tanıma Adımı

Birinci aşama olan sistem tanıma adımında doğru örnekleme zamanı seçmek sayısal denetleyiciler için üzerinde durulması gereken bir husustur. Örnekleme zamanı, ısı çift zaman sabitine bağlı olarak sistem fonksiyonuna bir kutup daha ekleyebilir, bu durumda sistem dinamiği değişecektir. Ziegler-Nichols Reaksiyon Eğrisi metodu kullanılırken sabit kontrol sinyali olarak kapalı çevrimde çalışan ısı sistemin en uzun süreli uyguladığı sinyali temel almak, sistem parametrelerini iyileştirir, sistem dinamiği de bu parametrelere göre hesaplanır. Bulunan sistem parametreleri ile benzetim kıyaslanarak sistemin doğrusal olduğu çalışma bölgesi belirlenir.

Bu adımdan sonra PID kontrolünün ısı sistemde doğru uygulanabilmesi için bazı önemli kıstaslar vardır:

- Gürültünün engellenmesi
- Integral yığılmasının ve türev vuruşunun engellenmesi
- Hassas ayar

9.3.2. PID Algoritmaları

İkinci aşama çeşitli PID kontrol algoritmalarından sisteme en uygununu belirlemek üzerindedir.

P, PI ve PID kontrol sonuçları şöyledir:

- Oransal katsayının artırılması ile ısı sistem çıkışı referans değere daha hızlı ulaşmaktadır fakat aşma da meydana gelmektedir. Isı sistemin soğutma süreci mevcut olmadığından yüksek oransal katsayı ideal bir P kontrolde oluşturması gereken salınımı oluşturmaz.
- PI kontrolü sonucu integral yığılması meydana gelmiştir ve bu yığılmayı engellemek için sınırlı integrasyon kuralı benimsenmiştir. Özellikle soğutma sürecinin olmayışı integral yığılmasını baskın yapmaktadır.
- İdeal PID kontrolü uygulandığında integral yığılmasından kaynaklanan aşma, soğutma süreci olmadığından çok geç yok olmakta ve yığılmanın azalması için sistemin uzun süre negatif hata vermesi gerekmektedir.

Filtre Çıkışlı PID kontrol sonuçları:

- Kontrol çıkışının sonuna alçak geçiren filtre konularak kontrol çıkışındaki salınımlar ve bozucu etkiler engellenir, böylece eyleyicilerin ömrü uzar.
- Kontrol çıkışına filtre uygulamak kontrolü geciktirmekte ve kontrol sinyali genliğini değiştirmektedir. Bu değişim kontrolü engellemeyecek şekilde olmalı ona göre filtre zaman sabiti belirlenmelidir.

Etkileşimsiz Kontrol PI-D sonuçları:

- Ölçme gürültülerinden dolayı PID algoritmasındaki türev etkisi en çok etkilenen ve bozulma gösteren etkidir. Bu sebepten türev etkisini alçak geçiren filtreden geçirmek ve negatif beslemek bu bozulmayı büyük ölçüde engeller. Türev vuruşunu engellemek için de türev etkisi hataya bağlı değil çıkış sinyaline bağlı olarak hesaplanır. Böylece kontrol sinyali hem hızlı referans değişimlerinde türev vuruşu yapmaz hem de ölçme gürültülerinden etkilenmez.
- Etkileşimsiz kontroldeki oransal, integral ve türev etkilerini bir katsayı ile çarpmak bu çalışmada soğutma süreci olmadığından ve integral yığılması sınırlandırıldığından sistem çıkışına pozitif etki eder. Integral yığılması hata negatif olur olmaz hızla etkisini kaybeder.
- Bu çalışmada ölçme gürültülerinin yalnızca türev etkisini saptırması değil oransal etkiyi de saptırması dolayısıyla ısıtma sistemi çıkışına bir alçak geçiren filtre konularak ölçme gürültüleri engellenmiştir. Böylelikle kontrol sinyali idealdeki gibi bir davranış sergiler.

9.3.3 Uyarlamalı PID

- Uyarlamalı bir PID algoritması oluşturmak için ölçme gürültülerinden arındırılmış bir sistem çıkışı gerekmektedir. Bu sebepten sistem çıkışı filtrelenmiş ve sistemin değişen basamak cevabına göre yükselme zamanı, aşma ve kararlı hal hatası otomatik olarak değerlendirilmiştir. Belirlenen hata limitlerine göre, PID katsayıları algoritma tarafından değiştirilmiştir, fakat sistem cevabı ideal bir birinci dereceden gecikmeli sistem cevabı gibi olmadığından uyarlama algoritması pek başarılı olamamaktadır.
- Bu sebepten bu çalışmaya özgü bir katsayı atama çizelgesi yapılmış ve uygulanmıştır.
- Kontrol algoritmasının düzgün çalışmasını engelleyen tek baskın karakteristik integral yığılmasıdır ve bu problem de integral katsayısının ve oransal katsayının

artırılması ile düzeltilmiştir. İdealde ise bu tip ayar salınımlara yol açacak, kontrolü bozacaktır. Soğutma sürecinin olmaması ideal sistem cevabını ve ideal kontrolü geçersiz kılmaktadır.

9.4 Sonuçlar ve Öneriler

Sonuçlar:

- Aç-kapa kontrolde ölü bölge aralığı uygun seçildiği zaman daha hassas kontrol uygulanabilir.
- Bang-bang kontrolde soğutma süreci ile ısıtma süreci denk olduğu zaman ve ölü bölge aralığı uygun seçildiğinde daha hassas kontrol uygulanabilir.
- Hız geri beslemeli kontrol ve Kayan Rejim ikili kontrolde hız geri besleme katsayısı uygun seçildiğinde kontrol hassas davranır ve eyleyicilerdeki anahtarlama ile referans bölgesindeki salınım azalır ya da engellenebilir.
- İdeal PID kontrol gerçek sistemlerde istenilen cevabı vermeyebilir. Bu durumda literatürdeki farklı birçok algorithmadan en uygunu seçilir.
- İntegral ve türev vuruşu engellenmiş, kontrolün türev etkisi filtrelenmiş ve çıkış sinyaline bağlı referans değeri pek değişmeyen bir PID algoritması en uygun gerçekleştirilebilir algorithmalardan biridir.
- Uyarlanabilir PID kontrol, parametreleri değişmeye müsait sistemler tarafından tercih edilir. Bu tip bir kontrol için ısılıçift verileri çevresel bozucu gürültülerden arındırılmazdır.

Öneriler:

- Bu çalışmada hassas bir kontrol için öncelikle ısıl sistemin eksikleri tamamlanmalıdır, aksi halde hassas bir kontrol gereksiz bir çaba olur.
- İleri kontrol algorithmalarını kurmak, geliştirmek ve revize etmek, basit bir mikro PLC ve onun makine diline yakın bir yazılımıyla çok uzun ve zor olmaktadır, gelişmiş bir yazılım kullanılmalıdır.
- Bu ısıl sistemde oransal kontrol yerine aç-kapa kontrol uygulamak daha kolay olabilir.
- Kontrol için tüm verilerin elde edildiği sıcaklıkölçer masrafından kaçılmamalı, hem sıcaklıkölçer şartlandırıcısını hem de sıcaklıkölçerin kendisini ısıl sisteme uygun seçmelidir.

- Soğutma sistemi olmadan bir ısıtım sistemi kontrolü, ideal algoritmalar ve hassas ayar kurallarıyla genelde pek gerçekleştirilemez, bu tip ısıtım sistemleri için kendine özgü ileri kontrol ve hassas ayar kuralları kullanılmalıdır.
- Uyarlanabilir PID kontrolü için sistem doğru tasarlanmalı ve doğru hata limitleri seçilmelidir.

KAYNAKÇA

- [1] **Roots, W.K. and Woods, J.T.**, 1969. On-Off Control of Thermal Processes, *IEEE Transactions On Industrial Electronics And Control Instrumentation*, **Vol. IECI-16, No.2**, 136-146.
- [2] **Zhi, Y., Jingling, W.**, 1997. Auto-Tuning Of PID Parameters Based on Switch Step Response, *IEEE International Conference on Intelligent Processing Systems*, Beijing, China, October 28-31, 779-782.
- [3] **Dreinhofer, L.H.**, 1988. Controller Tuning For A Slow Nonlinear Process, *IEEE Control Systems Magazine*, **April 1988**, 56-60.
- [4] **Siriteanu, C., Hutanu C., Postolache M.**, 1998. Adaptive Control Algorithm Implementation on Microcontroller-based Systems, *Proc. 6th International Symposium on Automatic Control and Computer Science (SACCS'98)*, Iasi, Romania, November 20-21, 107-113.
- [5] **Kurtulan S., Kaymakçı O., Yücelen T.**, 2006. Adaptive PI-D Controller Using Ziegler-Nichols Based Self-Tuning Method's Parameters for Programmable Logic Controllers, *Proceedings of 5th International Symposium on Intelligent Manufacturing Systems*, Sakarya Üniversitesi, Sakarya, May 29-31, 381-393.
- [6] **Aström, K.J., Hang, C.C., Ho, W.K.**, 1991. Refinements of the Ziegler-Nichols tuning Formula, *IEE Proceedings-D*, **138**, 111-118
- [7] **Gerksic, S., Dolanc, G., Vrancic, D., Kocijan J., Stremenik, S., Blazik, S., Skrjanc, I., Marinsek, Z., Bozicek, M., Stathaki, A., King, R., Hadjiski, M., Boshnakov, K.**, 2005. Advanced Control Algorithms Embedded In A Programmable Logic Controller, *Science Direct Control Engineering Practice*, **14**, 935-948.
- [8] **Thomson, R., Dexter, A.**, 2004. A Fuzzy Decision-Making Approach to Temperature Control in Air-Conditioning Systems, *Science Direct Control Engineering Practice* **13**, 689-698.
- [9] **Ziegler, J.G., Nichols, N.B.**, 1942. Optimum Settings For Automatic Controllers, *Trans. ASME*, **64**, 759-768.
- [10] **Cooper, D., Dougherty, D.**, 1999. Enhancing Process Control Education With The Control Station Training Simulator, *Computer Applied Engineering Education*, **7**, 203-212.

- [11] **Gyöngy, I.J., Clarke, D.W.**, 2005. On The Automatic Tuning and Adaptation of PID Controllers, *Science Direct Control Engineering Practice*, **14**, 149-163.
- [12] **Wen, S., Liu, X.**, 2004. Application Of Temperature Fuzzy Self-Tuning PID Controller In A Resistance Furnace, *Proceedings of The Third International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, Shanghai, China, August 26-29, 817-821.
- [13] **Koç, İ.M.**, 1998. Hassas ve Katı Pnömatik Konum Kontrolü, *Yüksek Lisans Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [14] **Srinivas, D., Nataraj, P.S.V.**, 2006. Autotuning of PID Controllers, *Master of Technology Thesis*, IDP in Systems and Control Engineering Indian Institute of Technology, Bombay.
- [15] **Kurtulan, S.**, 2003. *PLC ile Endüstriyel Otomasyon*, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- [16] **O'Dwyer, A.**, 2006. *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules*, Imperial College Press, London.
- [17] **Guyer, E.C.**, 1989. *Handbook of Applied Thermal Design*, McGraw-Hill Inc., New York.
- [18] **Kuo, B.C.**, 1995. *Automatic Control Systems*, Prentice Hall International, New Jersey.
- [19] **Ogata, K.**, 2002. *Modern Control Engineering*, Prentice Hall International, New Jersey.
- [20] **Paraskevopoulos, P.N.**, 1996. *Digital Control Systems*, Prentice Hall International, New Jersey.
- [21] **Aström, K.J.**, 2002. *Control System Design Lecture Notes for ME155*, University of California, Santa Barbara.
- [22] **Aström, K.J., Hagglund, T.**, 1995. *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*, Instrument Society America Research Triangle Park, North Carolina.
- [23] **Kilian, C.**, 2000. *Modern Control Technology: Components and Systems*, Delmar Thomson Learning, USA.
- [24] **Burns, R.S.**, 2001. *Advanced Control Engineering*, Butterworth Heinemann, Oxford.
- [25] **Bryan, L.A., Bryan E.A.**, 1997. *Programmable Controllers*, Industrial Text Company Publication, Atlanta, Georgia.

- [26] **Hackworth, John R., Hackworth, Frederick D.**, 2003. *Programmable Logic Controllers: Programming Methods and Applications*, Prentice Hall International, New Jersey.
- [27] **SIEMENS AG**, 2004. *Micromaster 420 Operating Instructions*, Version 07/2004, Nuernberg.
- [28] **SIEMENS AG**, 2004. *Sitrans TK-H Operating Instructions*, Version 12/2004, Nuernberg.
- [29] **SIEMENS AG**, 2001. *Micromaster 420 Parameter List*, Version 12/2001, Nuernberg.
- [30] **SIEMENS AG**, 2002. *Simatic S7-200 Programmable Controller System Manual* Edition 04/2002, Nuernberg.

EK A

A.1 Isıl Sistem ve Donanımı



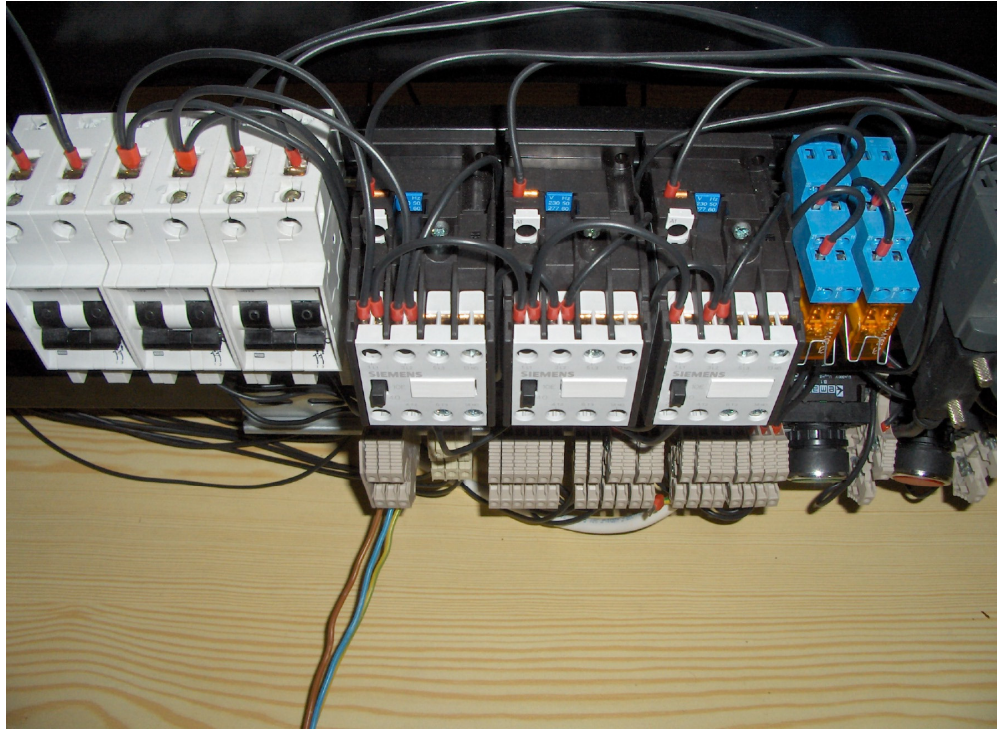
Şekil A.1: Deney Tesisatı



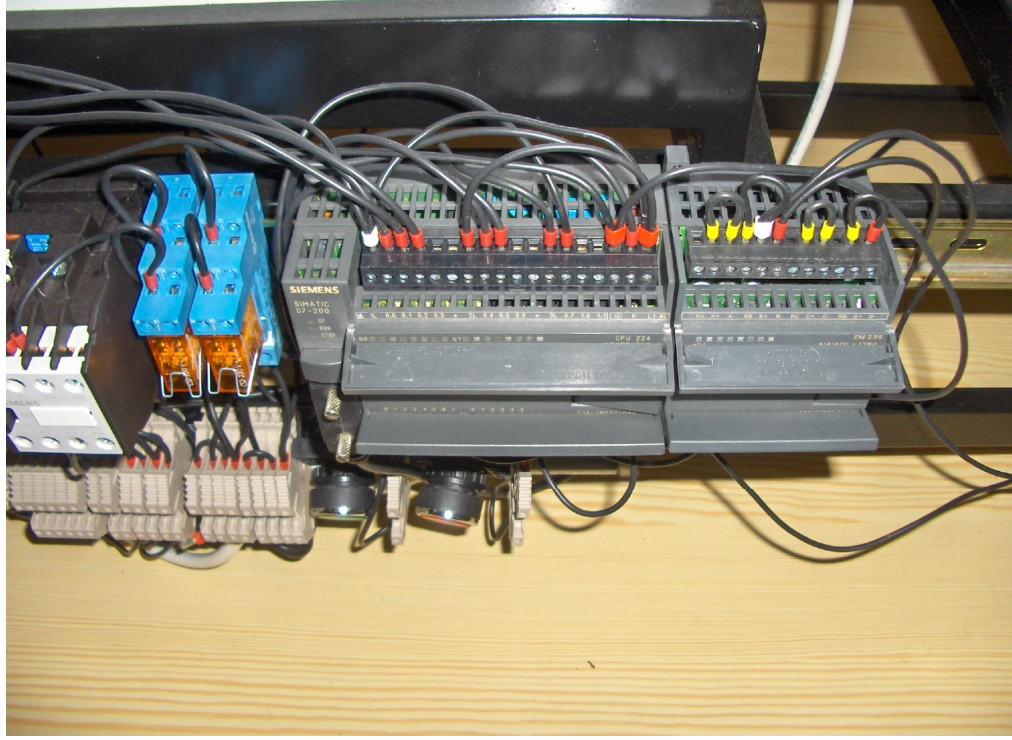
Şekil A.2: Elektrik Isıtıcıları



Şekil A.3: Isıtma Tankı, Pompa, Solenoid Valfler ve Isılçift



Şekil A.4: Sigortalar, Kontaktörler ve Röleler



Şekil A.5: Mikro PLC ve Analog Modül



Şekil A.6: V/f Yük Sürücüsü ve Akım/Gerilim Çeviricisi

EK B

B.1 Ölü Bölgesi Aç-Kapa Kontrol Programı

SIEMENS MicroWin 4.0 PLC programıyla STL dilinde yazılmış ölü bölgesi aç-kapa kontrol örneği görülmektedir.

MAIN sekmesi:

```
Network 1
LDW>= AIW2, 6552
= M0.0
LD I0.0
O M0.1
A I0.1
A M0.0
= M0.1
Network 2
LD M0.1
EU
MOVB 250, SMB34
ATCH INT_0, 10
ENI
LD M0.1
ED
DTCH 10
R Q0.0, 6
DISI
Network 3
LD M0.1
AN M0.2
TON T33, 500
LDW>= T33, 400
= Q1.0
LD T33
= M0.2
Network 4
LD M0.1
EU
MOVD &VB160, LD20
Network 5
LD Q1.0
ED
TRUNC VD112, VD112
```

```
DTI   VD112, VW116
MOVW  VW116, *LD20
+D    +2, LD20
```

INT_0 sekmesi:

```
Network 1
BTI   SMB28, VW100
MOVW  130, VW102
*I    VW100, VW102
Network 2
ITD   VW102, VD108
DTR   VD108, VD108
ITD   AIW2, VD112
DTR   VD112, VD112
Network 3
-R    VD112, VD108
Network 4
LD     M0.1
LPS
AR>=  VD108, 262.0
S      Q0.0, 3
LRD
AR<=  VD108, -262.0
R      Q0.0, 3
LPP
AR>   VD108, -262.0
AR<   VD108, 262.0
R      Q0.0, 6
```

B.2 PID Kontrollü Benzetim Programı

STL dilinde yazılmış ideal PID kontrollü birinci dereceden gecikmeli bir ısıtıl sistem benzetimi örneği görülmektedir.

MAIN sekmesi:

```
Network 1
LD     I0.0
O      M0.1
A      I0.1
=      M0.1
=      Q0.0
Network 2
LD     M0.1
AN     M0.2
TON    T37, +50
CALL   SBR_1
Network 3
LD     T37
```

```

=    Q1.0
=    M0.2
CALL SBR_0
Network 4
LD    M0.1
EU
MOVD  &VB200, LD20
Network 5
LD    Q1.0
TRUNC YT, YT
DTI   YT, VW116
MOVW  VW116, *LD20
+D    +2, LD20

```

SBR_0 sekmesi:

```

Network 1
LD    SM0.0
BTI   SMB28, VW100
MOVW  +130, VW102
*I    VW100, VW102
ITD   VW102, SP
DTR   SP, SP
Network 2
LD    SM0.0
MOVR  0.0, AC2
MOVR  SP, AC2
-R    AC0, AC2
MOVR  AC2, E
Network 3
LD    SM0.0
*R    Kc, AC2
MOVR  AC2, Upro
Network 4
LD    SM0.0
MOVR  0.0, AC2
MOVR  E_1, AC2
+R    E, AC2
*R    Ts, AC2
*R    Kc, AC2
/R    Ti, AC2
/R    2.0, AC2
+R    Uint, AC2
MOVR  AC2, Uint
Network 5
LDR>= Uint, Umax
MOVR  Umax, Uint
LDR<= Uint, Umin
MOVR  Umin, Uint
Network 6

```

```

LD    SM0.0
MOVR  0.0, AC2
MOVR  E, AC2
-R    E_1, AC2
*R    Td, AC2
*R    Kc, AC2
/R    Ts, AC2
MOVR  E, E_1
MOVR  AC2, Uder
Network 7
LDR>= Uder, Umax
MOVR  Umax, Uder
LDR<= Uder, Umin
MOVR  Umin, Uder

```

```

Network 8
LD    SM0.0
MOVR  0.0, AC2
MOVR  Upro, AC2
+R    Uint, AC2
+R    Uder, AC2

```

```

Network 9
LDR>= AC2, Umax
MOVR  Umax, AC2
LDR<= AC2, Umin
MOVR  Umin, AC2

```

```

Network 10
LD    SM0.0
MOVR  AC2, X

```

```

Network 11
LD    SM0.0
MOVR  X_3, AC0
+R    X_4, AC0
*R    0.0415, AC0
MOVR  YT_1, AC1
*R    0.9512, AC1
+R    AC1, AC0
MOVR  AC0, YT
MOVR  YT, YT_1
MOVR  X_3, X_4
MOVR  X_2, X_3
MOVR  X_1, X_2
MOVR  X, X_1

```

SBR_1 sekmesi:

```

LD    SM0.0
MOVR  5.0, Ts
MOVR  -32752.0, Umin
MOVR  32752.0, Umax
MOVR  1.78, Kc

```

MOVR 48.0, Ti
MOVR 18.0, Td

ÖZGEÇMİŞ

Cengiz Uçar 1979 yılında İstanbul'da doğdu. Ortaokul ve liseyi İstanbul Erkek Lisesi'nde tamamladıktan sonra İstanbul Üniversitesi Elektronik Mühendisliği'ne devam ederken, aynı zamanda TEMA üniversiteler arası koordinasyon kurulunda çeşitli görevlerde bulunmuş ve Cosmopolis adı altında Avrupa Birliği'nin koordine ettiği Avrupa ulusları gençlerinin birbirlerini tanımaları ve kaynaşmaları amacıyla düzenlenen atölyelerde aktif rol almıştır. 2004 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Makine Fakültesi Sistem Dinamiği ve Kontrol Bölümünde Yüksek Lisansa başlamış olup, halen endüstriyel otomasyon ve ileri kontrol algoritmaları üzerine çalışmaktadır.

Otomotiv Yan Sanayi üzerine kurulu kendi şirketinde, satınalma ve üretim planlama bölümlerine bakmakta, ayrıca Tedarik Zinciri Yönetimi, Malzeme İhtiyaç Planlama, Kurumsal Kaynak Planlama, Kaizen ve Toplam Kalite Yönetimi üzerine eğitimler almaya da devam etmektedir. Almanca ve İngilizce aşına olduğu diller arasındadır.