

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**İNTEGRAL YIĞILMASI PROBLEMİNE KARŞI
YENİ BİR YAKLAŞIM**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Hayk MARKAROĞLU**

Anabilim Dalı : ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ

Programı : KONTROL VE OTOMASYON

HAZİRAN 2006

**İNTEGRAL YIĞILMASI PROBLEMİNE KARŞI YENİ
BİR YAKLAŞIM**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Hayk MARKAROĞLU
(504031110)**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 8 Mayıs 2006
Tezin Savunulduğu Tarih : 13 Haziran 2006**

**Tez Danışmanı : Prof.Dr. Müjde Güzelkaya (İ.T.Ü.)
Diğer Jüri Üyeleri Prof.Dr. İbrahim Eksin (İ.T.Ü.)
Prof.Dr. A. Coşkun Sönmez (Y.T.Ü)**

HAZİRAN 2006

ÖNSÖZ

Bu tez çalışması boyunca beni hiç yalnız bırakmayan, her türlü bilgi, birikim ve özellikle güler yüzünü eksik etmeyen Prof. Dr. Müjde Güzelkaya ve Prof. Dr. İbrahim Eksin hocalarıma teşekkürü bir borç bilirim. Ayrıca, en sıkıcı sorularımı bile içtenlikle yanıtlayan Arş. Gör. Engin Yeşil'e ve laboratuvar çalışması sırasında her türlü imkanı sağlayan Arş. Gör. İbrahim Tolga Hasdemir'e de saygılarımı sunuyorum.

Araştırmalarım sırasında beni devamlı destekleyen sınıf arkadaşlarım Mert Yardımcı ve Mehmet Eren Erdoğan'a, tüm hayatım ve özellikle yüksek lisans eğitimim boyunca duydukları gurur ve sundukları destekten dolayı da sevgili aileme şükranlarımı sunarım.

Mayıs 2006

Hayk Markaroğlu

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	v
TABLO LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
SEMBOL LİSTESİ	viii
ÖZET	ix
SUMMARY	x
1. GİRİŞ	1
2. PID KONTROLÖRÜ VE İNTEGRAL YIĞILMASI	3
2.1. Çeşitli Kontrolör Tipleri ve Algoritmaları	3
2.2. PID Kontrolör Parametrelerinin Ziegler-Nichols Ayarlama Yöntemi İle Belirlenmesi	7
2.3. PID Kontrolörünün Gerçeklenmesi	8
2.4. İntegral Yığılması	9
3. GERİ HESAPLAMA YÖNTEMİNE İLİŞKİN İZLEME ZAMAN SABİTİNİN AYARLANMASI	11
3.1. Geri Hesaplama Yöntemi	11
3.2. Geri Hesaplama Yönteminde İzleme Zaman Sabitinin Ayarı	13
3.2.1. İzleme Zamanının Ayarı	13
3.2.2. $\%c$ 'nin Hesaplanması	14
3.2.3. T_i^{yeni} 'nin Hesaplanması	15
3.2.4. Genel Çalışma Prensipleri	16
3.3. Benzetim Sonuçları	17
4. ÇİFT TANK SIVI SEVİYE KONTROL SİSTEMİ	23
4.1. Çift Tank Sıvı Seviye Kontrol Sistemi Genel Bakış	23
4.2. Çift Tank Sıvı Seviye Kontrol Sisteminin Fiziksel Olarak Modellenmesi	25
4.2.1. Tek Tank Sıvı Seviye Kontrol Sisteminin Matematiksel Modeli	25
4.2.2. Çift Tank Sıvı Seviye Kontrol Sistemine İlişkin Matematiksel Model	26
4.3. Çift Tank Sıvı Seviye Kontrol Sisteminin Sistem Tanıma Metotları İle Modellenmesi	27
4.3.1. Dinamik Sistemlerin Modellenme Gereksinimi	27
4.3.2. Basamak Cevabı Yöntemi	29
4.3.3. Dört Parametrelili Modeller	30
4.4. Sistemin Basamak Cevabı Yöntemi İle Modellenmesi	31

5. İZLEME ZAMAN SABİTİ AYARLAMALI GERİ HESAPLAMA YÖNTEMİNİN ÇİFT TANK SIVI SEVİYE KONTROL SİSTEMİNE UYGULANMASI	34
5.1. İzleme Zaman Sabiti Ayarlamalı Geri Hesaplama Yöntemi İçin Parametrelerin Belirlenmesi	34
5.2. Çift Tank Sıvı Seviye Kontrol Sistemi Sonuçları	35
6 SONUÇLAR VE TARTIŞMALAR	38
KAYNAKLAR	41
EKLER	43
ÖZGEÇMİŞ	55

KISALTMALAR

PID	: Proportional, Integral and Derivative Controller
PI	: Proportional and Integral Controller
PLC	: Programmable Logic Controller
LTI	: Linear Time Invariant System
Ref	: Referans

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1. Ziegler-Nichols Basamak Yanıtı Metoduna göre kontrolör parametrelerinin tespiti	7
Tablo 2.2. Ziegler-Nichols Frekans Yanıtı Metoduna göre kontrolör parametrelerinin tespiti	8
Tablo 3.1. $Ref=1$ için, $u_{max} \cdot K$ değişimine göre c değerleri	15

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 : İdeal aç-kapa kontrol karakteristiği (A), ölü bölgeli aç-kapa kontrol (B), histerisiz yapılı aç-kapa kontrol (C).....	4
Şekil 2.2 : Oransal kontrolör karakteristiği, giriş hata işareti e , çıkış kontrol işareti u	4
Şekil 2.3 : PID kontrolörün blok diyagramı (standart yapı)	5
Şekil 2.4 : PID kontrolörün seri olarak gerçekleştirilmesi.....	6
Şekil 3.1 : Geri hesaplama yöntemi blok diyagramı.....	11
Şekil 3.2 : α 'nın T/L değişimine göre değerleri.....	16
Şekil 3.3 : Birinci mertebeli ölü zamanlı sistemin basamak cevapları.....	18
Şekil 3.4 : Birinci mertebeli ölü zamanlı sistemin kontrolör çıkışları.....	19
Şekil 3.5 : İkinci mertebeli ölü zamanlı sistemin basamak cevapları.....	20
Şekil 3.6 : İkinci mertebeli ölü zamanlı sistemin kontrolör çıkışları.....	20
Şekil 3.7 : Dördüncü mertebeli sistemin basamak yanıtları.....	22
Şekil 3.8 : Dördüncü mertebeden sistemin kontrolör çıkışları.....	22
Şekil 4.1 : Çift tank sıvı seviye kontrol sistemi.....	23
Şekil 4.2 : Dinamik bir sistem	28
Şekil 4.3 : Sistem modelleme ve parametre bulma grafiği.....	30
Şekil 4.4 : Sistem çıkışı.....	32
Şekil 4.5 : 22000 basamak girişi için sistem cevabı ve modellenen transfer fonksiyonu cevabı.....	33
Şekil 5.1 : İntegral yığılma önleyici iki yöntemin sistem çıkışları.....	36
Şekil 5.2 : İntegral yığılma önleyici yöntemlerin kontrolör çıkışları.....	36

SEMBOL LİSTESİ

u	: Kontrol işareti
e	: Hata işareti
T_i	: İntegral zaman sabiti
T_d	: Türev zaman sabiti
K_p	: Oransal kazanç
K_i	: İntegral kazancı
K_d	: Türev kazancı
u_p	: Oransal kontrol terimi
u_i	: İntegral kazanç terimi
u_d	: Türev kazanç terimi
T_t	: İzleme zaman sabiti
v	: Eyleyici çıkış işareti
c	: Referans yüzde değeri
A	: Tank taban alanı
d	: Sıvı giriş debisi
h	: Sıvı yüksekliği
R	: Hidrolik direnç
L	: Ölü zaman
T_{1-2}	: Sistem zaman sabiti

İNTEGRAL YIĞILMASI PROBLEMİNE KARŞI YENİ BİR YAKLAŞIM

ÖZET

Bu çalışma endüstriyel kontrolörlerde oldukça sık görülen ve integral yığılması olarak bilinen kontrol problemi üzerinde yoğunlaşmaktadır.

İntegratör yığılması probleminin detaylı bir tanımı ve gerçek sistemlere uygulaması daha kolay ve daha ucuz olan, geri hesaplama yöntemi ile integral yığılması önleme fikri hakkında bilgi verilmiştir.

Bu çalışma aynı zamanda geri hesaplama metodu ile integral yığılması önleme tasarımıındaki izleme zaman parametresinin ayarı konusuyla da ilgilenmektedir. Kontrolör çıkışı doyuma ulaştığında, geri hesaplama yöntemi integratör kısmını tamamıyla sıfırlamayıp T_i zaman sabiti ile dinamik olarak azalmaktadır. Burada, sistem çıkışının “iyi” bir performansa erişebilmesi için yeni bir metot sunulacaktır. Bu çalışmada, T_i parametresinin büyük ve küçük değerlerde bulunmasının avantajlarını bir arada değerlendirecek bir ayarlama yöntemi önerilmekte ve T_i 'nin değerleri, sistem parametreleri temel olarak alınarak belirlenecektir.

Bu yaklaşıma ek olarak, izleme zaman sabitinin en uygun değeri mutlak hatanın integral zamanı (ITAE) kriteri ile basit bir genetik arama algoritması kullanılarak, aranacaktır. Önerilen metotla hesaplanan T_i ile genetik arama algoritması ile hesaplanmış T_i 'li benzetim sonuçları birbiri ile karşılaştırılmıştır.

En sonunda, bu yeni teorinin deneysel sonuçlarını görmek amacı ile bu yaklaşım çift tank sıvı seviye kontrol sistemine uygulanmıştır. Tank sistemli deney seti, sistem tanıma metodu ile modellenmiş ve bu sisteme PI tarzında bir de kontrolör tasarlanmıştır.

A NEW METHOD AGAINST INTEGRAL WINDUP PROBLEM

SUMMARY

This work focuses on one the most well-known controller problems in industry, which is literally known as integral windup.

A detailed description of integral windup problem is given and the concept of back calculation method which is found to be cheaper and easier to be implemented in real process.

This study deals also with the tuning of the tracking time parameter in the back calculation anti-windup scheme. When the controller output saturates, the back calculation method does not reset the integral action instantaneously but rather dynamically with a time constant T_t . Here, a new method is presented to adjust the parameter T_t in such a way that the process output acquires a “good” performance. The proposed method exploits the advantageous sides of “big” and “small” values of T_t and the value of the parameter T_t is determined based on the parameters of the preferred process model.

In addition to this approach, the optimal value of this tracking time parameter is searched using a basic genetic search algorithm with Integral Time Absolute Error (ITAE) criterion. The simulation results of back calculation algorithm that uses T_t adjusted by the proposed method and T_t determined through a genetic search algorithm are compared with each other.

Finally this approach is applied to the double tank level control system to see the experimental results of this new theory. The tank systems experiment set is also modeled by system identification method and it is designed a PI type controller for this system.

1. GİRİŞ

Son yıllarda yeni kontrol metotlarının türetilmesi, bunların başarı ile uygulanmalarına rağmen, PID kontrolörleri hala endüstride en çok kullanılan kontrolörler arasında yer almaktadır. Bunların iyi bir maliyet/performans oranı sunması, diğer tekniklerin kullanılmasını zorlaştırmaktadır. Bununla beraber, sistemlerin doğrusal olmayan yapısı ele alındığında, PID kontrolörlerinin başarımının sınırlı olduğu görülmektedir.

Sistemlerde yer alan doğrusal olmayan durumların yol açtığı problemlerden biri de integral yığılmasıdır. Gerçek dünyada, kontrol sistemlerinin sınırlamalar ile baş etmesi gerekmektedir. Fiziksel elemanlar genelde sınırlı bir çalışma aralığı barındırdığından, eyleyici doyumları söz konusu olur. Örneğin uygulamalarda her zaman bir motorun ulaşacağı bir hız değeri, ya da bir vananın akıtılabileceği bir sınır debi değeri vardır. Bütün eyleyicilerin belirli bir çalışma sınırı olduğu düşünülürse, bu sınır ve neden olduğu doyum, sistemlerde doğrusal olmayan bir etki yaratır. Bu da PID kontrolörlerinde integral yığılmasının en büyük nedenidir [1].

Son yıllarda, integral yığılması probleminin önlenmesi için birçok çalışma yapılmıştır. Fertik ve Ross tarafından geliştirilen stratejiler, *geri hesaplama ve izleme* (back calculation and tracking), *integratör sıfırlama* (integrator resetting) ve *sıfırlama önleyici yığılma* (anti-reset windup) gibi isimlerle anılmaktadır [2]. Khanderia ve Luyben, sıfırlama önleyici yığılma metodu için, bazı sayısal algoritmaların deneysel değerlendirilmesi üzerinde çalışmıştır [3]. Doyle yavaş ve kararsız haldeki her kontrolörün, eyleyici sınırlamaları var ise, yığılma problemi ile karşılaşılacağını ifade etmiş ve *sıfırlama önleyici yığılma*ı genişleterek, *yüksek kazançlı geleneksel yığılma önleyici* (CAW) metodunu ortaya atmıştır [4,5]. Hanus ve takım arkadaşları, *geri hesaplama stratejisinin* genelleştirilmiş hali olan *koşullu tekniği* (Conditioning Technique) sunmuşlardır [6-8]. Aström ve arkadaşları, doymuş kontrol işareti ile kontrolör durumları arasındaki tutarlılığı yeniden ortaya çıkarmak için gözleyici temelli

bir yöntem önermişler [9,10], Walgama ve Sternby, bu gözleyici özelliklerini bazı yığılma önleyici tasarımlarda ortaya koymuşlardır [11,12]. Campo ve Morari, Hanus'ın koşullu tekniğini, gözleyici temelli yaklaşımın özel bir hali olarak türetmişlerdir [13]. Yığılma önleyici tekniklerde performans artırımı için, Zheng geliştirilmiş içsel model kontrol (IMC) kullanılmasını önermiştir [14]. Kothare ise yığılma önleyici tasarım çalışmaları için birleştirilmiş bir çalışma ortaya koymuş ve daha önce yapılan tüm çalışmaların sadece, genelleştirilmiş problemin özel bir hali olduğu fikrini iddia etmiştir [15]. Visioli geri hesaplama ve koşullu integrasyon yöntemlerinin bir araya getiren tasarımı ile ölü zamanlı sistemler için integral yığılmasını gidermiştir [17]. Hanson bulanık mantık tekniklerini yığılma önleyici olarak kullanmıştır [18]. Son on senede, integral yığılması önleme çalışmaları popüler olmasına rağmen, bu sayılan çalışmalara çok az eklenti yapılmıştır.

Bu tezde, Fertik ve Ross tarafından önerilen integral yığılmasını önleyici “Geri Hesaplama Yöntemi” ele alınmıştır. Yöntemin başarımı izleme zaman sabitinin doğru seçimine bağlıdır. Özellikle PI kontrolörleri için arama algoritmalarının kullanılmasının dışında bu parametrenin belirlenmesine ilişkin herhangi bir yöntem yoktur. Bu çalışmada izleme zaman sabitinin (T_l) sistem bilgisi ve sistem cevabına dayanılarak ayarlanması için bir yöntem geliştirilmiştir. Yöntemin başarımı önce benzetim çalışmalarında test edilmiş daha sonra yöntem çift tank sıvı seviye kontrol sistemi üzerinde gerçek zamanda uygulanmıştır.

Tezin düzeni şu şekilde açıklanabilir: Bölüm 2’de PID kontrolörleri ve integral yığılması hakkında genel bilgiler verilmiştir. Bölüm 3’de geri hesaplama yöntemi anlatılmış ve izleme zaman sabitinin ayarlanması için geliştirilen yöntem açıklanmıştır. Geliştirilen yöntemle ilişkin benzetim çalışmalarının sonuçlarına yer verilmiştir. Bölüm 4’de çift tank sıvı seviye kontrol sistemi ve modellenmesine ilişkin bilgi verilmiştir. Bölüm 5’te ise önerilen yeni yöntemin çift tank sıvı seviye kontrol sistemine uygulanması sonucu elde edilen sonuçlar sunulmuştur. Bölüm 6 sonuçların yorumlanmasına ayrılmıştır.

2. PID KONTROLÖRÜ VE İNTEGRAL YIĞILMASI

2.1. Çeşitli Kontrolör Tipleri ve Algoritmaları

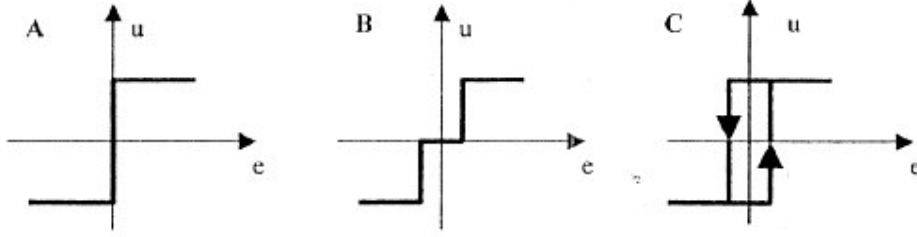
En çok kullanılan kontrol algoritması PID kontrolördür. Çoğu geri besleme çevrimi bu algoritma veya onun küçük değişikliklerle oluşturulmuş türevleriyle kontrol edilir. PID kontrolöre birkaç temel kuralla çalışan bir cihaz olarak bakılabileceği gibi, analitik olarak da yaklaşılabılır.

Tüm kapalı çevrim kontrol sistemlerinde olduğu gibi, PID kontrolörde de basit olduğu kadar kullanışlı olan geri besleme fikri geçerlidir. Geri beslemenin temel ilkesi, “süreç çıkışı referans değerden küçükse girişi arttır, büyükse girişi azalt” şeklinde verilebilir. Bu ilke çerçevesinde en basit geri besleme düzeneği aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$u = \begin{cases} u_{enbüyük}, & e > 0 \\ u_{enküçük}, & e < 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

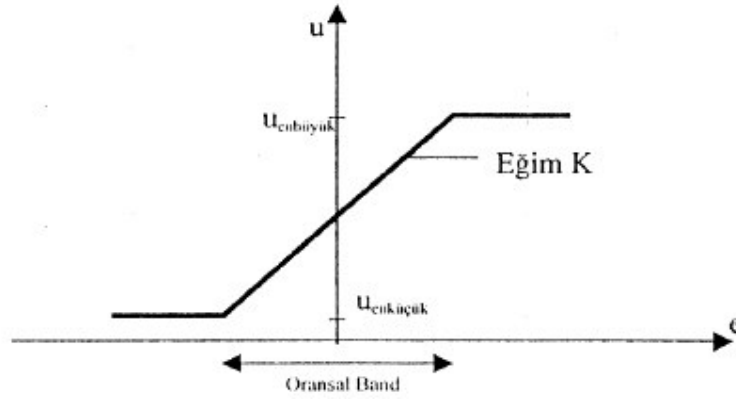
Burada e , sistem çıkışının alması istenen değer, referans ile sistem çıkışının ölçülen değeri arasındaki fark, yani kontrol hata terimidir. Bu tip geri beslemeye aç-kapa kontrol adı verilmektedir. Bir fırın sıcaklığının kontrolü buna örnek verilebilir. Fırın sıcaklığı, istenilen değer altına düştüğünde ısıtıcı çalıştırılır, sıcaklık istenilen değeri aştığında ise ısıtıcı kapatılır.

Aç-kapa kontrol, sistem çıkışını referans değer civarında tutma işleminde genellikle başarılı olur. Ancak çıkışın sürekli olarak dalgalanmasına neden olacaktır. Fırın örneğinde, fırın sıcaklığının yükselmesi, ısıtıcının kapatılmasına neden olacak, ancak sıcaklık bir süre daha yükselmeye devam edecektir, çünkü ısıtıcı direnci üzerindeki akım kesilse de direnç bir süre daha etrafa ısı yaymaya devam edecektir. Aç-kapa kontrol, üzerinde birkaç değişiklik yapılarak daha verimli olarak kullanılabilir. Kontrolör karakteristikleri şekil 2.1’de görülmektedir.



Şekil 2.1: İdeal aç-kapa kontrol karakteristiği (A), ölü bölgeli aç-kapa kontrol (B), histerisiz yapıli aç-kapa kontrol (C)

Aç-kapa kontrolün dalgalanmaya yol açmasının nedeni, hata işareti büyük olsun küçük olsun sisteme hep aynı girişi uygulamasıdır. Bu değışiklik, hatanın büyüklüğü ile orantılı kontrol işareti üreten oransal kontrolör ile çözölür. Oransal kontrolörün karakteristiği şekil 2.2’de görölmektedir. Büyük hata değeri için oransal kontrolörün aç-kapa kontrolör şeklinde davranacağı şekilden de anlaşılmaktadır.



Şekil 2.2: Oransal kontrolör karakteristiği, giriş hata işareti e , çıkış kontrol işareti u .

Pratikte kullanılan kontrol algoritmaları genellikle oransal kontrolörden daha karmaşık yapıdadır. PID kontrolörün uygulamada oldukça kullanışlı yapıda olduğu deneysel olarak anlaşılmıştır. Genel olarak PID kontrolör algoritması şu şekilde tarif edilebilir:

$$u(t) = K \cdot \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (2.2)$$

Bu gösterime standart gösterim adı verilir. Bu ifadede $u(t)$, kontrol işareti; $e(t)$, hata işareti; K , kazanç; T_i , integral zamanı; T_d , türev zamanıdır. Denklem 2.2’den de

anlaşıldığı gibi, PID kontrolör, hata işareti ile beraber, hatanın zamanla değişimini de içerir.

Bu ifade aynı zamanda:

$$u(t) = Ke(t) + K_i \int e(t)dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.3)$$

olarak yazılabilir. Burada $K_i = K/T_i$, $K_d = K \cdot T_d$ 'dir. Bu tip yapı, PID kontrolörün paralel olarak ifadesi adını alır.

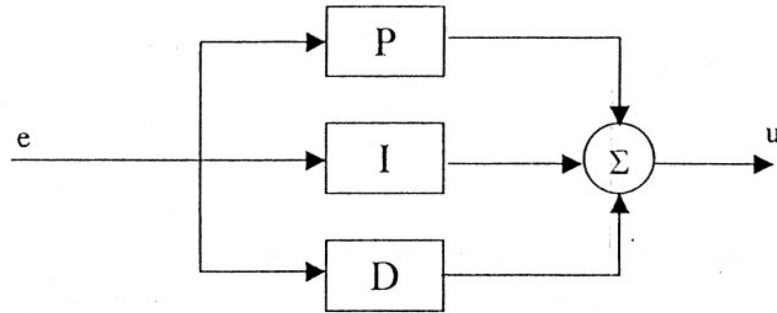
Eğer (2.2) ve (2.3) ifadelerinin Laplace dönüşümleri alınır, ifadeler sırayla:

$$G(s) = K \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right) \quad (2.4)$$

ve

$$G(s) = K + \frac{K_i}{s} + sK_d \quad (2.5)$$

formuna gelir. Standart ve paralel halde PID kontrolörün blok diyagramı şekil 2.3'te görülmektedir.

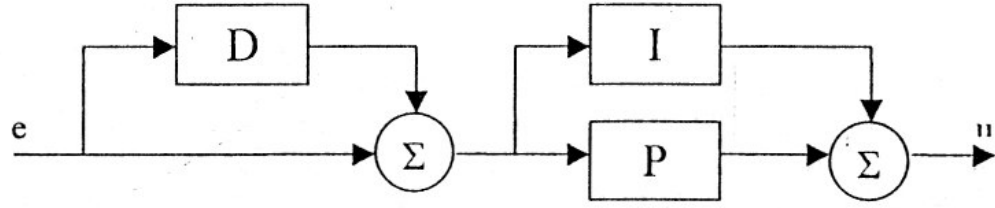


Şekil 2.3: PID kontrolörün blok diyagramı (standart yapı)

Ancak ticari kontrolörlerin çoğunda bu yapıların biraz daha değişiki kullanılır.

$$G'(s) = K' \left(1 + \frac{1}{sT_i'} \right) (1 + sT_d') \quad (2.6)$$

Bu kontrol yapısının blok diyagramı ise şekil 2.4'te verilmiştir.



Şekil 2.4: PID kontrolörün seri olarak gerçekleştirilmesi

Bu yapıya seri gerçekleştirme adı verilir. Seri olarak gerçekleştirilen bir PID kontrolör her zaman katsayıları aşağıdaki gibi olan standart yapıda bir PID kontrolör olarak gösterilebilir:

$$K = K' \frac{T_i' + T_d'}{T_i'} \quad (2.7a)$$

$$T_i = T_i' + T_d' \quad (2.7b)$$

$$T_d = \frac{T_i' \cdot T_d'}{T_i' + T_d'} \quad (2.7c)$$

Ancak bunun tersi bir işlem sadece $T_i \geq 4T_d$ ise mümkündür. Bu halde:

$$K' = \frac{K}{2} (1 + \sqrt{1 - 4T_d / T_i}) \quad (2.8a)$$

$$T_i' = \frac{T_i}{2} (1 + \sqrt{1 - 4T_d / T_i}) \quad (2.8b)$$

$$T_d' = \frac{T_d}{2} (1 - \sqrt{1 - 4T_d / T_i}) \quad (2.8c)$$

şeklinde bir dönüşüm yapılır.

Üç kontrolör yapısı da (Seri gerçekleştirme çoğunlukta olmak üzere) üreticiler tarafından tercih edilmektedir. Standart forma kimi zaman ISA algoritması veya ideal algoritma da denilmektedir.

Seri yapının tercih edilmesi biraz da tarihsel bir nedene dayanmaktadır. Kontrolör üreticileri, önceleri pnömatik kontrolörler üretiyorlardı. Bu tip kontrolörlere bu yapı

çok iyi uyuyordu. Sonra zamanla analog ve sayısal elektrik teknolojisi gelişti, ancak yapı değişmeden kaldı [1].

2.2. PID Kontrolör Parametrelerinin Ziegler-Nichols Ayarlama Yöntemi İle Belirlenmesi

PID kontrolörün yapıları ve programlanması hakkında gerekli bilgiler verildikten sonra, artık sıra kontrolörün sisteme uygunluğunu ve başarımını ortaya çıkaracak parametreleri tespit etmektedir. Endüstriyel uygulamalarda, PID'lerin programlanması ve yapıları çok farklılık göstermez, bunların standart hale getirildiği bile söylenebilir. PID hangi tip ve yapıda olursa olsun, üzerinde çalışılan sisteme uygun kontrol parametrelerini belirlemek her zaman en hassas nokta olmaktadır.

Parametrelerin tespiti için çeşitli yollar mevcuttur. Bu yöntemlerden en çok kullanılanı Ziegler-Nichols metotları olarak anılan 1942 yılından kalma iki yöntemdir. Metot, kontrolör parametrelerini çok basit formüllere dayanarak hesaplamaya imkan verdiği için uygulamada oldukça sık kullanılmaktadır. Ancak bu hesap kolaylığı, metodun her zaman en uygun çözümü vereceğini göstermez. Metot yine de, parametreler hakkında kabaca bir ön fikir edinmek için kullanılabilir.

Ziegler-Nichols metodu denilince ilk olarak anlaşılan “Ziegler-Nichols Basamak Yanıt Metodudur”. Sistemin basamak yanıtından ölü zaman L ve yanıtın eğimi K olmak üzere $K=a/L$ şeklinde, a parametresi tespit edilir. Daha sonra aşağıdaki tablo 2.1'deki gibi kontrolör parametreleri belirlenir.

Tablo 2.1 Ziegler-Nichols Basamak Yanıtı Metoduna göre kontrolör parametrelerinin tespiti

Kontrolör Tipi	K	T_i	T_d
P	l/a	-	-
PI	$0.9/a$	$3.33L$	-
PID	$1.2/a$	$2L$	$L/2$

Ziegler-Nichols diye adlandırılan metotlardan ikincisi ise “Frekans Yanıtı Metodudur”. Sisteme oransal kontrolör kullanılarak, kapalı çevrimde bir basamak yanıtı uygulanır. Bu halde oransal kontrolör parametresi K sürekli arttırılarak çıkış gözlenir. Sistem çıkışının dalgalanma yapmaya başladığı ana ait K değeri K_u , bu

dalganın periyodu ise T_u olarak tanımlanır. Tanımlanan değer tablo 2.2'deki yerine konulur ve kontrolör parametreleri hesaplanır [1].

Tablo 2.2: Ziegler-Nichols Frekans Yanıtı Metoduna göre kontrolör parametrelerinin tespiti

Kontrolör Tipi	K	T_i	T_d
P	$0.5K_u$	-	-
PI	$0.4K_u$	$0.8T_u$	-
PID	$0.6K_u$	$0.5T_u$	$0.125T_u$

2.3. PID Kontrolörünün Gerçeklenmesi

Sayısal bir bilgisayar üzerinde PID kontrolörü gerçeklemek için kontrolör algoritmasının ayrık fark denklemi formuna getirilmesi gerekir. Bu yapıdan yararlanarak PID algoritması sayısallaştırılmış olur. Bu şekilde integral ve türev işlemleri rahatça programlanabilir.

Hesapta, oransal, integral ve türev terimleri ayrı ayrı hesaplanıp sonra toplanarak $u(t)$ işareti elde edilebilir:

$$u(k) = u_p(k) + u_i(k) + u_d(k) \quad (2.9)$$

ve

$$u_p(k) = K_c \cdot e(k) \quad (2.10)$$

$$u_d(k) = K_d \frac{[e(k) - e(k-1)]}{T} \quad (2.11)$$

olarak hesaplanabilir. Integral terimi $u_i(k)$ ise dikdörtgen veya yamuk yaklaşımına göre elde edilir. Dikdörtgen yaklaşımı yapılırsa:

$$u_i(k) = u_i(k-1) + K_i \cdot T \cdot e(k-1) \quad (2.12)$$

Yamuk yaklaşımı ile yapılırsa:

$$u_i(k) = u_i(k-1) + K_i \cdot T \frac{e(k) - e(k-1)}{2} \quad (2.13)$$

şeklinde hesaplanır.

Fark denklemi olarak elde edilen denklem 2.10, 2.11 ve 2.13 ifadeleri, içgüdüsel olarak göze hoş görünse de kazanç ve türev terimlerindeki $e(k)$ hata işareti nedeniyle uygulamada sorun yaratabilir. Çünkü $e(k)$, içinde referans işareti taşımaktadır. Bu da referanstaki ani bir değişimin kontrol işaretinde istenmeyen değişimlere neden olması sonucunu doğurur. Böyle bir değişim en çok türev teriminde etkisini göstereceğinden, bunu önlemek için, türev terimindeki $e(k)$ 'lar yerine $y(k)$ yazmak da uygun olabilmektedir.

Türev teriminde yapılan bu değişikliğin, denklem 2.10, 2.11 ve 2.13'teki gibi programlanan kontrolörlerde yapılması kontrolör başarımı açısından çok iyi sonuçlar verecektir. PID kontrolör de kendi başına ayrı bir sistem olduğundan, tasarım sırasında kontrolör transfer fonksiyonunda yerleşme zamanı artacak şekilde değişiklikler yapılırsa, referans işaretin ani değişimlerinde çıkışta görülen istenmeyen değişimler önlenabilir.

Ayrıca PID kontrolörlerin gerçekleşmesi sırasında, kontrol işaretlerinin, sınır değerlerine ulaşmaları sonucu aşağıdaki bölümde açıklanacak olan integral yığılması problemi ile karşılaşılabilir [19].

2.4. İntegral Yığılması

Birçok kontrol sisteminin analiz ve tasarımı, doğrusal kontrol teorisi (LTI) ile yapılır. Bununla beraber, sistemlerde önem değeri yüksek, doğrusal olmayan etkilerin de göz önünde bulundurulması gerekmektedir. Fiziksel sistemlerde yer alan eyleyici limitleri ve giriş değişimleri, kontrolör tasarımında ele alınması gereken doğrusal olmayan etkilerdir [20].

Bir kontrol sistemi çoğu durumda doğrusal ifadelerle tanımlanabilse de bazı doğrusal olmayan durumları hesaba katmak gerekli olabilir. Örneğin uygulamada her zaman bir motorun ulaşabileceği bir sınır hız değeri, ya da bir vananın akıtılabileceği bir sınır debi değeri vardır, hiçbir gerçek sistemden fiziksel yapısından daha fazla şey beklenemez. Çoğu kontrol sistemi için, geniş bir çalışma aralığında, kontrol işareti bu sınır değerlere ulaşabilir. Bu durumda geri besleme çevrimi devreden çıkar ve sistem sanki açık çevrim çalışıyormuş gibi olur. Çünkü cihaz (motor, vana vb.) sınır değere ulaştığından, sistem çıkışından bağımsız olarak hep aynı değeri korur. Eğer kontrolör integral kontrol kullanıyorsa, bu sırada hata terimi $e(t)$ 'nin integrali

alınmaya devam edildiğinden kontrolör çıkışı aşırı büyüklükte değerlere ulaşır. Bu durumda her şey normale dönünceye kadar uzun bir süre, hata işaretinin ters yönde olması gerekir. Kısaca integral terimi içeren her kontrolör, eyleyici doyuma ulaştığında büyük genlikli cevaplar oluşturur. Bu olaylar karşısında, kontrolör sistemi doğru süremez ve bunun sonucunda kontrolör yanlış bir şekilde güncellenir.

İntegral yığılmasının ters etkileri arasında, performans bozuklukları (beklenen lineer sistem performansı ile karşılaştırıldığında), sistem cevabında yüksek aşım ve bazen kararsızlık durumları görülür [20].

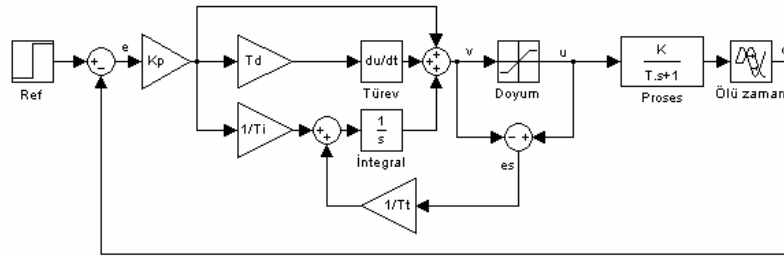
İntegral yığılması sorunu önlemek için çok çeşitli metotlar vardır. Üretici firmalar ürünlerinde çeşitli yollar kullanmalarına rağmen bunları bir imalat sırrı olarak saklamaktadırlar. Sorunu önlemenin bilinen en kolay yolu, kontrolör çıkışını sınırlandırmaktır, öyle ki kontrol işareti asla cihazın (motor vb.) sınır giriş değerini aşmamalıdır. Diğer bir metot ise kontrol işaretinin sürekli artıp doymaya ulaşması durumunda integral işlemini durdurmaktır. Çeşitli koşullara bağlı olarak integral işleminin devreye alınıp çıkarılmasını temel alan birçok farklı metot bulunmaktadır.

Endüstriyel uygulamalarda en çok kullanılan kontrolör PID'dir. PID'lerin, integral yığılması durumu ile başa çıkabilmesi için, kontrolör parametreleri, doyuma neden olacak sınırlar göz önüne alınmadan ayarlanır ve kontrolörün integral yapısına, yığılma önleyici bir kompanzatör eklenir. Birinci bölümünde integral yığılması probleminin önlenmesi için yapılan çeşitli çalışmalara yer verilmiştir [1].

3. GERİ HESAPLAMA YÖNTEMİNE İLİŞKİN İZLEME ZAMAN SABİTİNİN AYARLANMASI

3.1. Geri Hesaplama Yöntemi

Geri hesaplama yönteminde, kontrolör çıkışı doyuma ulaştığında, integral terimi doyum sınırına yakın bir değerde elde edilecek şekilde yeniden hesaplanır. Bu yöntemde integratör kısmı tamamıyla sıfırlanmayıp, T_t izleme zaman sabiti ile dinamik bir şekilde azaltılır.



Şekil 3.1: Geri hesaplama yöntemi blok diyagramı

Şekil 3.1, geri hesaplama yönteminin blok diyagramını göstermektedir. Bu yöntemde bulunan geri besleme, o andaki kontrolör çıkışı (v) ile eyleyici çıkışı (u) farkı alınıp, bir hata işareti (e_s) elde edilerek, oluşturulmuştur. Hata işareti daha sonra $1/T_t$ kazancı ile çarpılarak geri beslenir.

Yeni integratör girişi kararlı durumda, aşağıdaki gibi verilir:

$$\frac{1}{T_t}e_s + \frac{K_p}{T_i}e \quad (3.1)$$

Denklem 3.1'den,

$$e_s = -\frac{K_p T_t}{T_i}e \quad (3.2)$$

elde edilir. Yukarıdaki tanımdan

$$e_s = u - v \quad (3.3)$$

olur. Denklem 3.2'den denklem 3.3'ü çıkarsak

$$v = u_{lim} + \frac{K_p T_t}{T_i} e \quad (3.4)$$

elde edilir. Burada u_{lim} kontrol değişkeninin doyum değeridir. e ve u_{lim} aynı işaretle olduğu sürece, v her zaman u_{lim} 'den magnitüt olarak büyük olur ki bu da yığılmayı engeller. Eyleyici çıkışlarının hesaplanamadığı durumlarda ki pratikte en çok karşılaşılan durumlardır, geri hesaplama metodu, doyuma ulaşan eyleyicinin bir matematiksel modeli ele alınarak gerçekleştirilir [1].

Doyum olmadığı zaman bu hata işareti (e_s) sıfırdır ve dolayısıyla oluşturulan geri beslemenin sistemin normal çalışmasında hiçbir etkisi olmaz. Eyleyici doyuma ulaşırsa, e_s sıfırdan farklı değerler almaya başlar. Normal geri besleme yolu artık işlememektedir çünkü süreç girişi, eyleyici hep aynı değeri üreteceğinden sabit kalır. Bununla beraber, integral alıcısındaki geri besleme sayesinde, integral alıcının girişi küçültülerek yığılma önlenir.

İzleme zaman sabiti T_t 'nin, geri hesaplama yönteminde, gözle görülür bir etkisi vardır. Yukarıda da belirtildiği üzere, T_t , integral teriminin ne kadar hızlı bir şekilde küçültüleceğini belirler. Ufak değerler, ilk başta elverişli gibi görünmesine rağmen, integral terimini hızlı bir şekilde sıfırlar. En genel kural, izleme zaman sabitinin, integral zaman sabiti ile türev zaman sabiti arasında seçmektir. Genelleştirmek gerekirse,

$$T_t = \sqrt{T_i \cdot T_d} \quad (3.5)$$

şeklinde seçilir [1].

T_t 'nin seçimi için, PID içeren sistemlerde ampirik bir ayar yöntemi verilmiş olmakla birlikte PI kontrolör içeren sistemlerde böyle bir ifade bulunmamaktadır. Bu yüzden T_t , ilk başta integral zaman sabiti olan T_i 'ye eşit seçilebilir. Daha sonra yapılacak ince ayarlamalar ile bu değer yükseltip veya alçaltılarak ince ayar yapılabilir.

Bu arama yöntemi nispeten zaman alan ve belli bir kuralı olmayan bir ayarlama şeklidir. T_t 'nin gereğinden ufak seçilmesi, kontrolör çıkışının doyum süresini

azaltmakla beraber, sistemin yerleşme hızını da düşürmektedir. Sistem cevabı aşısız fakat yavaş olacaktır.

T_i 'nin büyük seçilmesi ise kontrolör çıkışının doyum süresini fazlalaştırmakla beraber, bu sürenin çok fazla olması, aşım neden olmaktadır. Sistem cevabı hızlı olmakla beraber aşım gözlenecektir.

3.2. Geri Hesaplama Yönteminde İzleme Zaman Sabitinin Ayarı

Daha önceleri de belirtildiği üzere, özellikle PI kontrolör içeren kontrol sistemlerinde, izleme zaman sabitinin kolayca hesaplanabilmesi için genel bir kural bulunmamaktadır. Genel olarak geri hesaplama yönteminde izleme zaman sabiti (T_i), ilk başta, PI kontrolörün integral zaman sabitine (T_i) eşit seçilebilir. Daha sonra ince ayarlamalarla, sistem için en doğru izleme zaman sabiti bulunur. Bu bölümde geri hesaplama yönteminin ayar parametresi olan izleme zaman sabitinin (T_i) sistem bilgisi ve sistem cevabına dayanılarak ayarlanması için bir yöntem geliştirilmiştir [21].

3.2.1. İzleme Zamanının Ayarı

Bu çalışmada, T_i parametresinin büyük ve küçük değerlerde bulunmasının avantajlarını bir arada değerlendirecek bir ayarlama yöntemi önerilmektedir. T_i 'nin küçük değerleri, kontrolörün doyumda kalma süresini düşürür ve ayrıca sistemin oturma süresi de uzar. Sistem cevabı yavaş ama aşısız olur. T_i 'nin büyük değerleri ise doyum süresini uzatmakla beraber, sistemde aşım meydana getirir. Sistem cevabı hızlı fakat aşımlı olmaktadır.

Yöntemin genel mantığı şu şekilde ifade edilebilir: Kontrolör çıkışı eğer doyumda ise, sistem çıkışı referans değer (Ref) belirli bir yüzde değerine ulaşınca kadar ($\%c$), T_i çok büyük seçilir (integral etkisi azaltılmadan). Böylelikle geri besleme etkisi, $1/T_i$ kazancı ile düşürülmüş olur. Bu, kontrolör çıkışının doyumda kalmasına, dolayısıyla sistem cevabının hızlı bir şekilde yükselmesine neden olur. Bu noktada belirlenmesi gereken değer c 'nin yüzdelik değeridir. Bu yüzde değer ($\%c$), ampirik bir formülle bulunur.

Sistem çıkışı, hesaplanan referans yüzde değerine ulaşınca, bu sefer T_i değerinin T_i^{yeni} değerine düşürülmesi amaçlanır. Böylelikle geri besleme etkisi, $1/T_i$ kazancı ile aktif

duruma getirilir. İntegral etkisinin düşürülmesi, çok büyük aşım değerleri oluşmasını engeller ve sistem çıkışı hızlı bir şekilde istenilen referans değerine ulaştırır. Uygun T_t^{yeni} değerlerinin nasıl bulunacağı farklı sistemler için değerlendirilmiştir.

T_t^{yeni} ve c değerlerinin sistem parametrelerine göre belirlenmesi için zaman sabiti T , açık çevrim kazancı K ve ölü zamanı L olmak üzere transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ls} \quad (3.6)$$

olan ölü zamanlı birinci mertebeden sistem modelleri ele alınmıştır. Daha yüksek mertebeli sistemler ise Skogestad tarafından önerilen birinci mertebeli ölü zamanlı sistemlere benzetme yöntemi ile hesaplamalar yapılacaktır [22]. Bu yöntem en basit hali ile ek-1’de anlatılmıştır.

Tasarımda kontrolör katsayıları, Ziegler-Nichols yöntemiyle, oransal kazanç (K_p) ve integral zaman sabiti (T_i) hesaplanacaktır. Katsayılar aşağıdaki iki formülle kolayca bulunabilmektedir.

$$K_p = \frac{0.9 \cdot \tau}{K \cdot L} \quad (3.7)$$

$$T_i = 3.33 \cdot L \quad (3.8)$$

3.2.2. %c’nin Hesaplanması

Yukarda da belirtildiği üzere, T_t değeri sistem çıkışı referans değerinin belli bir yüzdesine ulaştıktan sonra değiştirilmesi gerekmektedir. Farklı farklı sistemlerde gerçekleştirilen birçok testten sonra, bu yüzde değerinin, sistemin açık çevrim kazancı K ve doymuş kontrolör çıkışı u_{max} ile orantılı olduğu görülmüştür. Bu değer tablo 3.1’den yola çıkarak türetilen, ampirik bir formül kullanılarak kolayca hesaplanabilir. Yüzde c değerini veren ampirik formül, tablo 3.1’in ilk iki satırının grafiği çizilerek denklem 3.9a ve 3.9b’deki gibi kolayca türetilir.

Ziegler-Nichols yöntemi ile kontrolör parametreleri belirlenirken, integral zaman sabiti T_i ’nin sistem ölü zamanı ile doğru orantılı olduğu bilinmektedir. Bu yüzden sistem kazancının yüksek olması, integral etkisinin daha çabuk azaltılması beklenir. Bulunan değer aşağıdaki ampirik formül takımına yerleştirilerek %c’nin değeri bulunacaktır.

Tablo 3.1: $Ref=1$ için, $u_{max} \cdot K$ değişimine göre c değerleri.

$u_{max} \cdot K$	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2	2,2	2,4	2,6	Sonsuz
c	90	80	70	60	50	40	30	20	10	10

$$c = \begin{cases} \left(-0.5 \frac{u_{max} \cdot K}{Ref} + 1.4 \right) 100 & 1 \leq \frac{u_{max} \cdot K}{Ref} \leq 2.6 \\ 10 & 2.6 < \frac{u_{max} \cdot K}{Ref} \end{cases} \quad (3.9a)$$

$$2.6 < \frac{u_{max} \cdot K}{Ref} \quad (3.9b)$$

Bu amprik ifadenin bulunmasındaki temel kural ise:

Sistem kazancı K ve u_{max} arttığında, sistem cevabı hızlanacağından integral etkisinin daha erken azaltılması gerekir.

şeklindedir.

Bu amprik formülde $\frac{u_{max} \cdot K}{Ref} < 1$ 'den olması halinde, sistemde bir kararlı hal hatası oluşmaktadır. Bu yüzden $\%c$ seçiminin bir anlamı kalmamaktadır. $\frac{u_{max} \cdot K}{Ref} > 2.6$ 'dan

durumlarda ise $\%c = 10$ 'a sabitlenmesi, bu rakamın ne kadar da düşürülürse de artık sistem performansında bir etki etmediği görülmüştür.

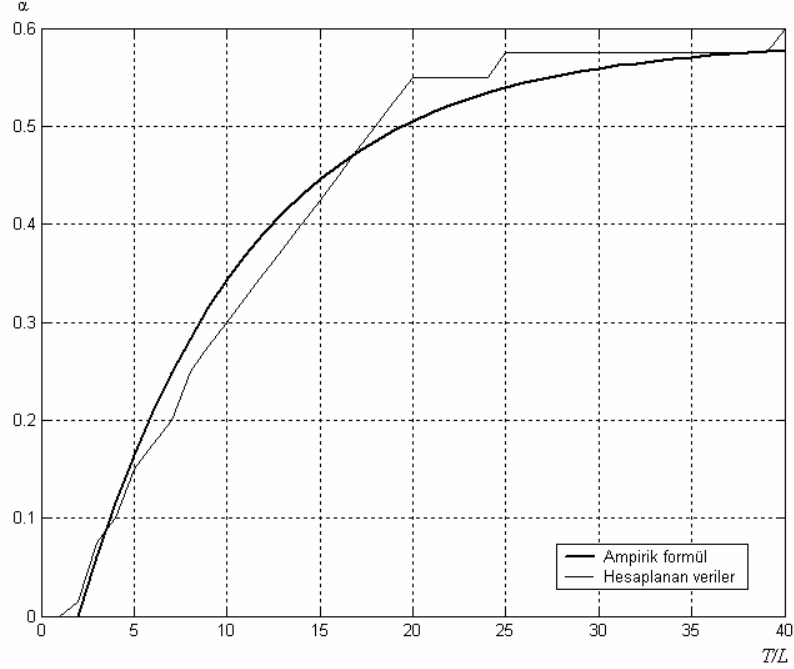
3.2.3. T_i^{yeni} 'nin Hesaplanması

T_i^{yeni} 'nin bulunması için formül üretme safhasında, sistemlerin T ve L parametreleri göz önünde bulundurularak birçok deney yapılmıştır. Bu çalışmalar sonucunda, türetilecek formülün aşağıdaki doğrusal formda olacağı belirlenmiştir.

$$T_i^{yeni} = \alpha \cdot T_i \quad (3.10)$$

$$\alpha = \left(0.59 - 0.65 \cdot e^{-0.09 \frac{T}{L}} \right) \quad T \geq 2L \quad \text{için} \quad (3.11)$$

Şekil 3.2'deki açık renkteki grafik, yapılan birçok deney sonucunda α 'nın, T/L oranı karşısındaki gerçek değerlerini göstermektedir. Koyu renkteki grafik ise, α 'nın değişimine göre çizilen ve aşağıdaki formülle ifade edilen eğridir.



Şekil 3.2: α 'nın T/L değişimine göre değerleri

Aşağıdaki formül, zaman sabiti baskın sistemler için üretilmiş ve T_i değeri de katılarak T_i^{yeni} bulunacaktır. Zaman sabiti baskın sistemler için $T \geq 2L$ koşulu ele alınmıştır.

$$T_i^{yeni} = \left(0.59 - 0.65 \cdot e^{-0.09 \frac{T}{L}} \right) \cdot T_i \quad (3.12)$$

T_i^{yeni} oranının belirlenmesinde kullanılan temel kural şöyle ifade edilir.

T ve L azaldıkça sistem hızlanacağından toplam integral etkisi arttırılabilir

3.2.4. Genel Çalışma Prensibi

Geri hesaplama metodunda, izleme zaman sabiti T_i hep aynı kalarak bir yığılma önleyici etkisi yaratmaktadır. Geliştirilen bu yeni metotla ise şekil 3.1'deki yapı aynen kullanılıp, yalnızca bu T_i sabitinin, belirli kurallar ölçüsünde değiştirilerek, T_i 'nin arama zahmeti ortadan kaldırılmıştır. Bu yeni metodun genel çalışma prensibi şudur:

Adım 1: Kontrol edilecek sistem birinci mertebeli ölü zamanlı sistem ise, sistem açık çevrim kazancı (K), zaman sabiti (T) ve ölü zamanı (L) belirlenir. Daha yüksek mertebeli bir sistem ise, birinci mertebeli ölü zamanlı sisteme benzetilir.

Adım 2: Tasarlanacak PI kontrolör katsayıları, Ziegler-Nichols yöntemi ile bulunur.

Adım 3: Sistem parametreleri göz önüne alınarak ve ampirik formüller kullanılarak $\%c$ ve T_i^{yeni} katsayıları hesaplanır.

Adım 4: Kontrolör çıkışı doyuma girdiğinde, sistem çıkışının referansın $\%c$ değerinin altında olma durumunda $T_i = 10 \cdot T_i$ olarak seçilir.

Adım 5: Sistem çıkışı referansın $\%c$ değerinin üstüne çıkarsa $T_i = T_i^{yeni}$ olarak değiştirilir.

3.3. Benzetim Sonuçları

Önerilen izleme zaman sabiti ayarı yönteminin başarımını görmek için, sabit T_i 'li geri hesaplama yöntemi ile karşılaştırılmak üzere birinci mertebeden ölü zamanlı bir sistem, ikinci mertebeden ölü zamanlı bir sistem ve dördüncü mertebeden 3 farklı sistem ele alınmıştır. Klasik geri hesaplama yöntemindeki T_i belirlenirken, ITAE kriterini en düşük değerde tutacak basit bir genetik arama algoritması kullanılmıştır. ITAE kriteri aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$ITAE = \int_0^t t |e(t)| dt \quad (3.13)$$

Genetik aramalar, mutasyon, üreme ve çaprazlama işlemleri ile gerçekleştirilmektedir. Kullanılan genetik arama algoritması için, mutasyon oranı 0.1, çaprazlama oranı 0.5, birey sayısı 60 ve nesil sayısı da 80 olarak seçilmiştir. Seçim yöntemi olarak Rulet seçim yöntemi kullanılmaktadır.

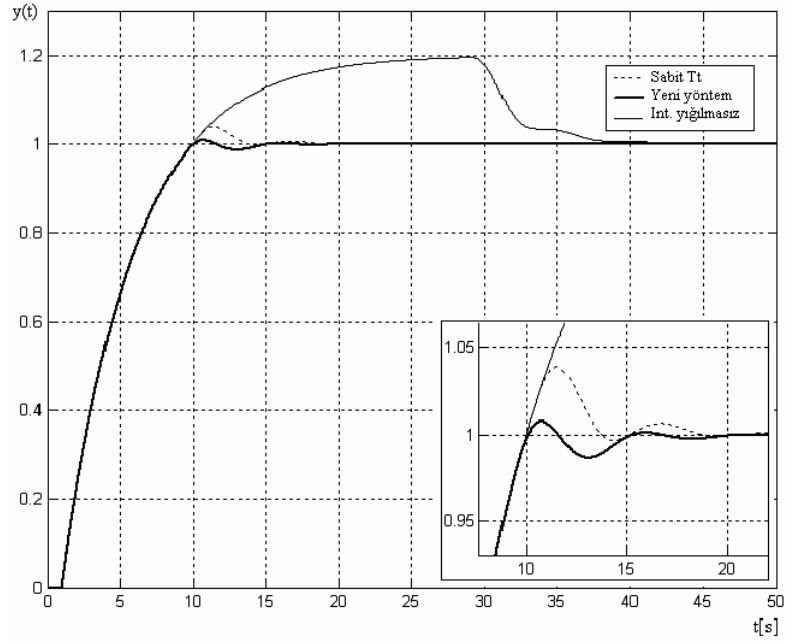
Benzetim 1:

İlk benzetimde aşağıdaki birinci mertebeli ölü zamanlı sistem kullanılmıştır.

$$G(s) = \frac{1}{5s + 1} e^{-s} \quad (3.14)$$

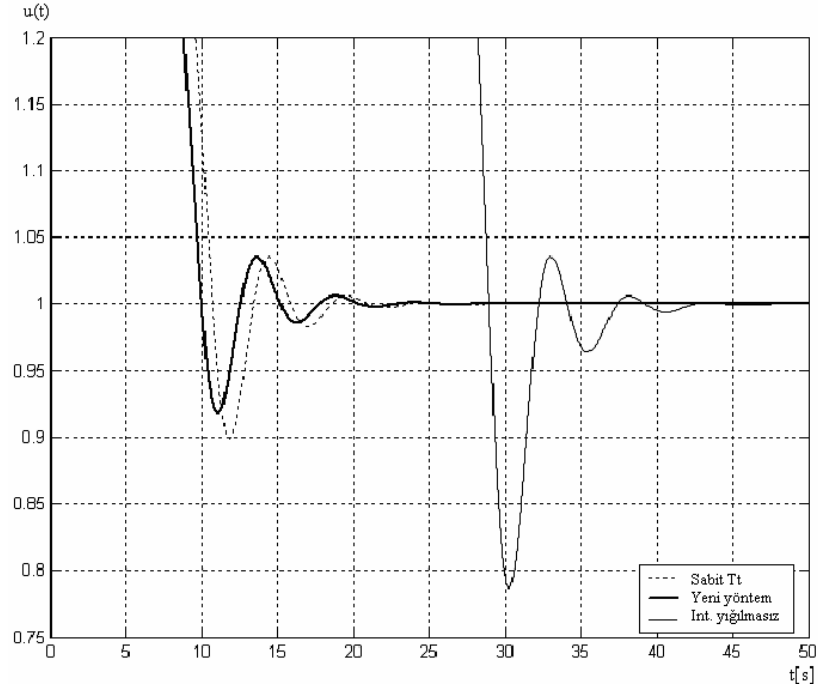
Kontrolör parametreleri Ziegler-Nichols yardımı ile $K_p = 4.5$ ve $T_i = 3.33$ olarak hesaplanmıştır. Ayrıca kontrolör çıkışı da $u_{max} = 1.2$ 'de sabitlenmiştir. Yukarıdaki

sistem için, T_i^{yeni} ve $\%c$ değeri yukarıdaki denklem 3.9 ve 3.12 yardımı ile ampirik formüller kullanılarak sırasıyla $0.18 \cdot T_i$ ve $\%80$ olarak bulunmuştur. Sistem çıkışı referans değerin $\%80$ 'ine ulaşınca T_i^{yeni} değeri $10 \cdot T_i$ ile değiştirilmiştir. Ayrıca karşılaştırma yapabilmek amacı ile aynı sistem, sabit T_i değerli bir geri hesaplama yöntemi ile de denenmiştir. İzleme zaman sabitinin değiştirilmediği bu klasik yöntemde T_i 'nin değeri, genetik algoritma kullanarak 3.33 olarak hesaplanmıştır. Bu değerler kullanılarak elde edilen, sistem ve kontrolör çıkışları sonuçları sırasıyla şekil 3.3 ve şekil 3.4'teki gibidir. Grafikte koyu çizgi yeni yöntemi, noktali çizgi sabit T_i 'li geri hesaplama yöntemini, açık renkteki çizgi ise integral yığılmasız kontrolörün sonuçlarını belirtmektedir.



Şekil 3.3: Birinci mertebeli ölü zamanlı sistemin basamak cevapları

Şekillerden de anlaşılacağı üzere yeni yöntem, genetik algoritma kullanılarak aranmış sabit T_i 'li geri hesaplama yöntemine göre çok daha başarılı bir cevap vermiştir. Yeni yöntemle ayarlanan izleme zaman sabiti kullanıldığında ITAE kriterinin değeri 12.39 bulunmuş, genetik algoritma ile hesaplanan izleme zaman sabiti kullanıldığında ITAE kriterinin değeri 13.1 olarak elde edilmiştir. Ayrıca integral yığılma önleyici bir çözüm kullanılmadığı zamanki sistem cevabı, oldukça aşımli olup, çok uzun bir yerleşme zamanına sahiptir.



Şekil 3.4: Birinci mertebeli ölü zamanlı sistemin kontrolör çıkışları

Benzetim 2:

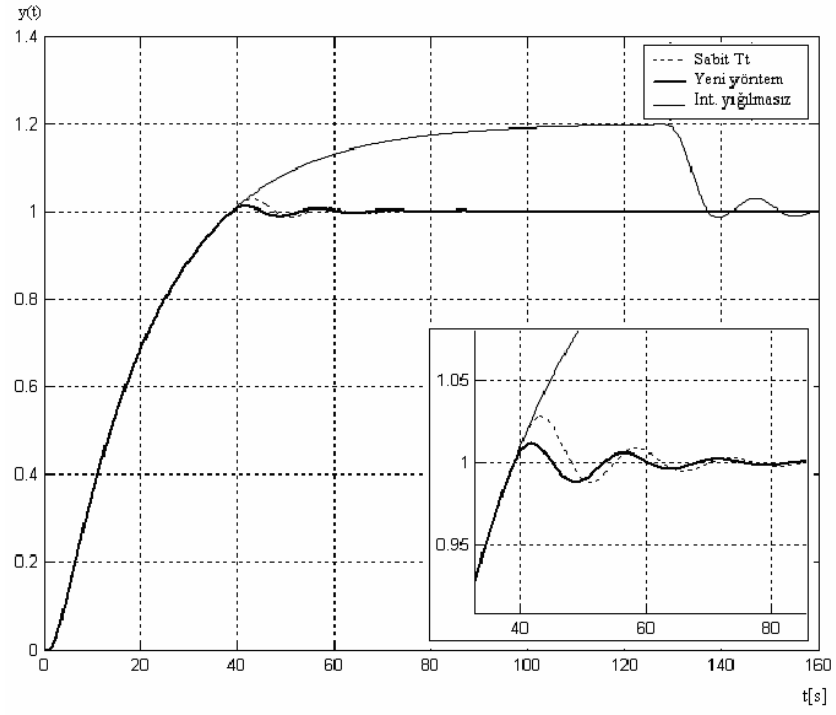
Bu benzetimde aşağıdaki ikinci mertebeden ölü zamanlı sistem kullanılmıştır:

$$G(s) = \frac{1}{(20s+1)(2s+1)} e^{-s} \quad (3.15)$$

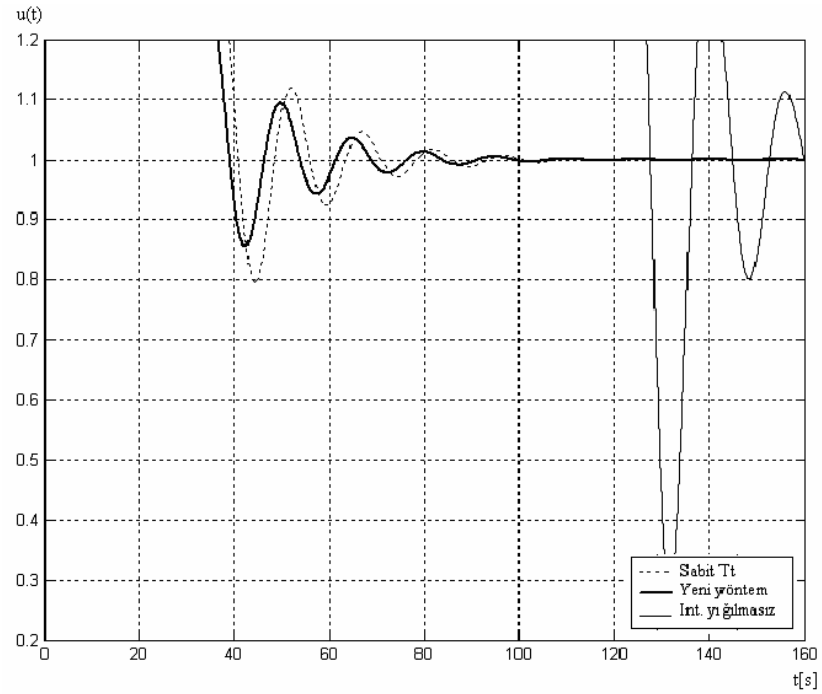
Sistem ikinci mertebeden bir sistem olduğundan, sistemin öncelikle birinci mertebeden ölü zamanlı modeli elde edilmiştir [1].

$$G(s) = \frac{1}{21s+1} e^{-2s} \quad (3.16)$$

Kontrolör parametreleri Ziegler-Nichols yardımı ile $K_p=9.45$ ve $T_i=6.66$ olarak hesaplanmış, kontrolör çıkışı $u_{max}=1.2$ 'de sabitlenmiştir. T_i^{yeni} ve $\%c$ değeri denklem 3.9 ve 3.12'deki ampirik formüller kullanılarak sırasıyla $0.34 \cdot T_i$ ve $\%80$ olarak bulunmuştur. Sistem çıkışı referans değer $\%80$ 'ine ulaşınca T_i^{yeni} değeri $10 \cdot T_i$ ile değiştirilmiştir. Ayrıca karşılaştırma yapabilmek amacı ile aynı sistem, sabit T_i değerli bir geri hesaplama yöntemi ile de denenmiştir. T_i 'nin değeri, genetik algoritma kullanarak 6.66 olarak hesaplanmıştır. Bu değerler kullanılarak elde edilen, sistem ve kontrolör çıkışları sonuçları sırasıyla şekil 3.5 ve şekil 3.6'daki gibidir.



Şekil 3.5: İkinci mertebeli ölü zamanlı sistemin basamak cevapları



Şekil 3.6: İkinci mertebeli ölü zamanlı sistemin kontrolör çıkışları

Grafikten de görüleceği üzere yeni ayarlama yöntemi, genetik aramadan daha az aşım ve daha az salınımlı bir cevap vermiştir. Yeni yöntemle ayarlanan izleme

zaman sabiti kullanıldığında ITAE kriterinin değeri 182.6 bulunmuş, genetik algoritma ile hesaplanan izleme zaman sabiti kullanıldığında ITAE kriterinin değeri 189.6 olarak elde edilmiştir. İntegral yığılma önleyici yöntem kullanılmadığı takdirde sistemin ne kadar kötü bir yanıt verdiği aşıkardır.

Benzetim 3:

Son benzetimde dördüncü mertebeden bir sistem kullanılmıştır. Transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$G(s) = \frac{(30s + 2)}{(20s + 1)(s + 1)(0.1s + 1)^2} \quad (3.17)$$

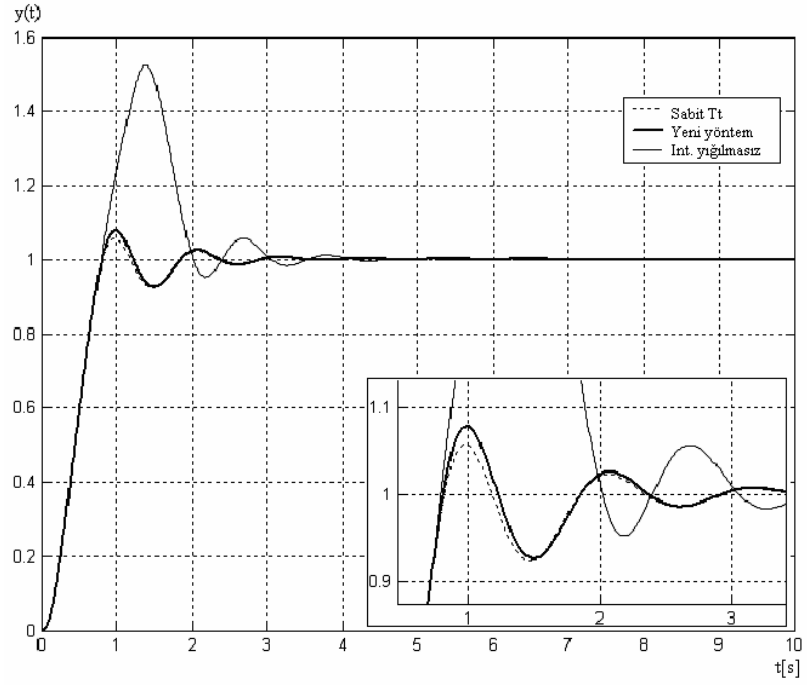
Bu sistem birinci mertebeden ölü zamanlı bir sistem şeklinde aşağıdaki gibi modellenenabilir:

$$G(s) = \frac{1.5}{(1.05s + 1)} e^{-0.15s} \quad (3.18)$$

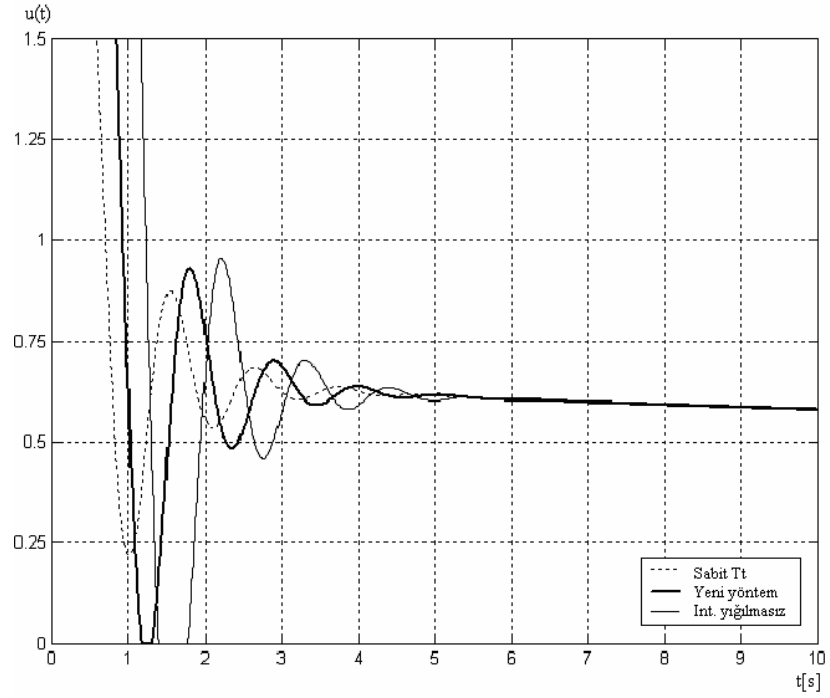
Kontrolör parametreleri $K_p = 4.2$ ve $T_i = 0.5$ olarak hesaplanmış ve kontrolörün verebileceği maksimum çıkış $u_{max} = 1.5$ olarak belirlenmiştir. Denklem 3.18'deki model kullanılarak, T_i^{yeni} ve %c sırasıyla $0.25 \cdot T_i$ ve 27.5 hesaplanmıştır. Klasik sabit T_i 'li sistem için izleme zaman sabiti genetik algoritma ile 0.25 olarak bulunmuştur. Bu parametrelere göre tasarlanan integral yığılma önleyicili iki sistem ve kontrolör çıkışları şekil 3.7 ve şekil 3.8'deki gibidir.

Burada da yeni yöntemin, sistem mertebesinin yüksek olmasına rağmen başarılı ve etkin bir cevap verdiği görülmüştür. Yeni metodun ITAE değeri 0.2628 olmasına rağmen, sabit değerli yöntemin değeri de 0.2521'dir. Dördüncü mertebeli sistem, birinci mertebeli ölü zamanlı sisteme sadeleştirerek hesap kolaylığı sağlanmış, sadece iki ampirik formül kullanılarak genetik algoritma veya farklı bir arama yöntemi kullanma zahmeti ortadan kaldırılmıştır. Yüksek mertebeli sisteme direk uygulanan genetik arama algoritması kadar güzel bir sistem cevabı elde edilmiştir. Yine integral yığılması önlemi olmayan sistemde ise aşımın ne kadar büyük olduğu görülmüştür.

İleriki bölümlerde bu yöntem çift tank sıvı seviye kontrol sistemi üzerinde uygulanacak ve sonuçları tartışılacaktır.



Şekil 3.7: Dördüncü mertebeli sistemin basamak yanıtları

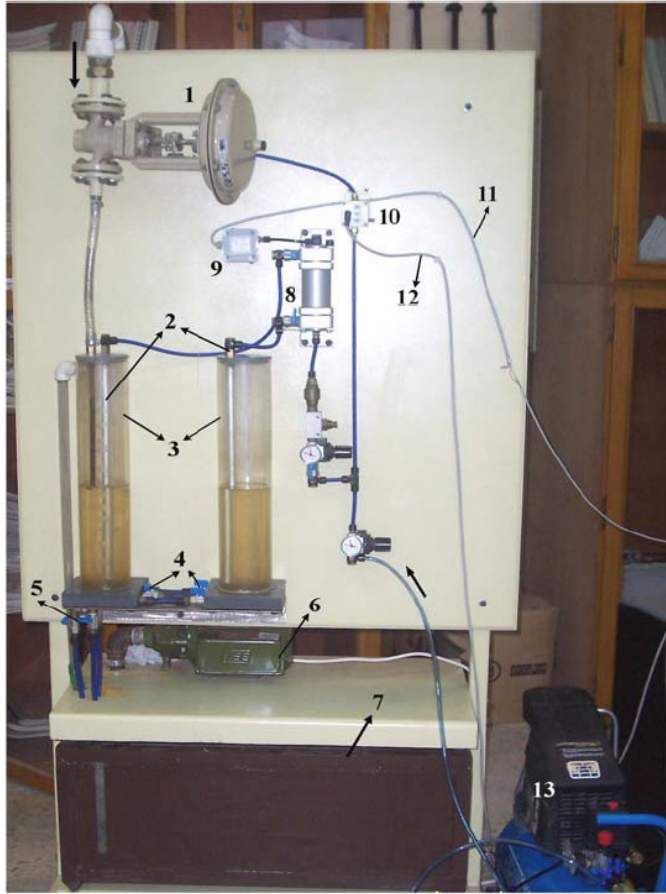


Şekil 3.8: Dördüncü mertebeden sistemin kontrolör çıkışları

4. ÇİFT TANK SIVI SEVİYE KONTROL SİSTEMİ

4.1. Çift Tank Sıvı Seviye Kontrol Sistemi Genel Bakış

Bu yüksek lisans tez çalışmasında üzerinde çalışılan çift tank sıvı seviye sistemi şekil 4.1’de görülmektedir. Sistem, sıvı seviye kontrol sistemleri hakkında kapsamlı bir çalışma imkanı sunacak şekilde tasarlanmış bir deney setidir. Tek su tankı seviye kontrolü yanında, birbirine bağlı iki su tankı üzerinde de çalışmak mümkündür.



1. Oransal vana,
2. Seviye algılayıcı,
3. Sıvı tankları,
4. Sıvı tankları arası geçiş vanaları,
5. Sıvı boşaltım vanaları,
6. Pompa,
7. Depo,
8. Tank seviye seçicisi ve dönüştürücüsü
9. Basınç/Akım (0-2 PSI / 4-20 mA) dönüştürücüsü,
10. Elektro-pnömatik regülatör, (Akım/Basınç 4-20 mA / 0.7-14 PSI dönüştürücüsü)
11. Elektriksel seviye bilgisi (PLC'ye),
12. Oransal vana konum komutu (PLC' den),
13. Kompresör.

Şekil 4.1: Çift tank sıvı seviye kontrol sistemi

Tanklara sıvı girişi sadece birinci tank üzerinden yapılabilmektedir. Tanka gelen su miktarı basınçlı hava ile çalışan bir vana üzerinden ayarlanır. Aşağıdaki ana sıvı

tankından bir motor aracılığıyla sıvı sürekli yukarıya çekilir, ancak vana, çekilen su ile tank arasında yer alarak sıvının akışının kontrol edilebilmesini sağlar.

Vanayı kontrol etmek için bir anahtar elemandan yararlanılır. Bu eleman, girişindeki akım değerine göre çıkışa belli basınçta hava gönderir. Tanklara akan suyun miktarı bu elemanın girişi PLC'ye bağlanarak ayarlanmaktadır. Bu elektropnömatik regülatör, PLC'den gelen 4 – 20 mA akım değerini 0 – 2 PSI arasında hava basıncına dönüştürerek vanayı kontrol etmiş olur. Böylece oransal vananın izin verdiği sıvı akış miktarı elektriksel olarak ayarlanmış olur. Sistemin çalışması için basınçlı hava, bir kompresör üzerinden sağlanır. Deneyler sırasında kompresör çıkışı ayarlanarak, sistem 2 bar basınç altında çalıştırılmıştır.

Tanklardaki su seviyeleri, hava basıncını akıma çeviren dönüştürücü aracılığıyla ölçülür. Tank içinde su yükseldikçe, tankların ortasında bulunan boruda da su yükselir ve yükselen su boru içindeki havayı sıkıştırır. Ancak hava, önce referans bir işaretle kıyaslanır, daha sonra referans işaretle dönüştürücüye ulaşmadan arasındaki fark akıma dönüştürülür. Hava basıncına karşı gelen akım değeri PLC tarafından okunarak kullanılır. Ayrıca su seviye algılayıcıları bir hava seçicisine bağlıdır. Bu hava seçicisi, hangi tanktaki sıvı seviyesi okunacaksa, uygun duruma getirilerek ayarlanır. Bu çalışmada yapılan deneylerdeki ölçümler, hep ikinci tankın sıvı seviyesi okunarak yapılmıştır. Tanklar birbirilerine 3 adet ayarlanabilir vana ile bağlıdır. Vanalar kapatıldığında ikinci tank kullanım dışı kalmaktadır. Ayrıca birinci tankın altında üç adet boşaltma vanası bulunmakta, bu vanalar açıldığında tanklardaki su aşağıdaki ana tanka akmaktadır [19].

Sistemin kontrolü Mitsubishi FX2N model bir PLC üzerinden yapılmaktadır. Vananın kontrol girişi ve tanklardaki sıvı yüksekliğinin akım olarak çıkışı, PLC'nin analog giriş-çıkış ünitesi FX0N-5A modülüne bağlıdır. Vanaya ait kontrol işareti, PLC'nin analog çıkışından 4–20 mA aralığında gönderilmektedir, Tanklardaki sıvı yüksekliği akım karşılığı ise, 4–20 mA aralığında olup, analog girişten okunmaktadır. Giriş 4 mA olduğu anda, PLC'de 16 bit kelime olarak karşılığı 0 olmaktadır. 20 mA değerinde ise kelime karşılığı 32000 okunmuştur. Buna göre kelime olarak sistem giriş ve çıkış ölçeği [0 - 32000] aralığında olmaktadır.

Ancak tank boşken 0 değeri okunmasına rağmen, tank ağzına kadar dolduğunda 32000 değil, 13000 değeri okunmaktadır. Bu değerler sistem 2 bar basınç altında çalıştırıldığında geçerlidir. Besleme basıncı değiştirilirse, tank ağzına kadar dolu

olduğunda daha farklı bir değer okunacaktır. Ayrıca özellikle vanada ve ara dönüştürücü elemanlarda başka doğrusal olmayan davranışlar da görülmüştür, ancak bunlar sistemin başarımına etki etmediği sürece yok varsayılmıştır. Özellikle vanada histerisiz şeklinde bir çalışma karakteristiği görülmektedir. İleri halde, bu doğrusal olmayan davranışlar, belli aralıklarda doğrusallaştırılıp, her bir parça için ayrı ayrı kontrolör tasarlanması da mümkündür.

4.2. Çift Tank Sıvı Seviye Kontrol Sisteminin Fiziksel Olarak Modellenmesi

4.2.1. Tek Tank Sıvı Seviye Kontrol Sisteminin Matematiksel Modeli

Tek sıvı tankı girişi vanadan gelen suyun debisi $d_I(t)$ [cm^3 / s] çıkışı ise tanktaki sıvının yüksekliği $h_I(t)$ [cm / s] olan bir sistem olarak düşünülür. Tankın altındaki boşaltma vanası açıksa, sistem üzerinde $d(t) = D$ gibi sabit bir değer ile tanımlayabileceğimiz bozucu da etki gösterecektir. Bozuculu bir sistem sanki iki girişli bir sistem gibidir, bu nedenle her bir giriş için ayrı ayrı transfer fonksiyonu yazmak gerekir. Vanaya bağlı metal borudan tanka su akmaya başladığında tankın sıvı seviyesindeki değişim ile $d(t)$ arasındaki ilişki,

$$\frac{dh_I}{dt} = \frac{d_I(t) - d(t)}{A} \quad (4.1)$$

şeklinde ifade edilebilir. Denklemdaki A , [cm^2] olarak tankın taban alanını göstermektedir. Bu A değerine aynı zamanda hidrolik kapasite de denir. Sistem öncelikle bozucusuz olarak düşünülüp $d(t) = 0$ alınır, d sistem girişi, $h_I(t)$ sistem çıkışı olarak bu denklemden Laplace dönüşümü yapıp sistemin transfer fonksiyonu elde edilir:

$$L\left(\frac{dh_I}{dt} = \frac{d_I(t)}{A}\right) \Rightarrow \left(s \cdot H_I(s) = \frac{D_I(s)}{A}\right) \Rightarrow \frac{H_I(s)}{D_I(s)} = \frac{1}{A \cdot s} \quad (4.2)$$

Tank düzgün silindirik yapıda olduğundan sadece yarıçap bilgisi taban alanının hesabı için yeterlidir. Bu şekilde alan 74 cm^2 bulunmuştur. Öyleyse tek tank sistemine ait transfer fonksiyonu:

$$\frac{H_I(s)}{D_I(s)} = \frac{0.0135}{s} \quad (4.3)$$

olarak yazılır. İkinci durumda ise $d_1(t) = 0$ alınıp, sistem girişi $d(t)$, çıkış ise h olmak üzere aynı yapıda transfer fonksiyonu yazılır. $d(t) = D$ gibi bir sabit olduğundan $D(s) = D/s$ şeklindedir [23].

4.2.2. Çift Tank Sıvı Seviye Kontrol Sistemine İlişkin Matematiksel Model

Bu sistem için giriş, vanaya bağlı borudan birinci tanka akan sıvı debisi $d_1(t)$, çıkış ise ikinci tankın yüksekliği $h_2(t)$ olarak düşünülür. Boşaltma vanası açıksa sistem $d(t)$ olarak gösterilen bozucu tarafından da uyarılır, bu halde sistem iki girişli olarak düşünülüp her bir giriş için ayrı ayrı transfer fonksiyonları yazılır.

Birinci tanka vana aracılığıyla dışarıdan sıvı verilebilmesine karşın, ikinci tank ancak birinci tank üzerinden dolup boşalabilmektedir. İki tank arasındaki bu sıvı geçişi, hidrolik direnç olarak adlandırabileceğimiz üç adet vana tarafından sağlanmaktadır. Bu üç hidrolik direnç birbirine paralel bağlanmıştır ve eşdeğer direncin bulunması aynı elektriksel dirençlerde olduğu gibidir. Burada kullanacağımız hidrolik direnç R , üç direncin eşdeğer direnci olarak düşünülmüştür. Çift sıvı tankı sistemi aşağıdaki fiziksel ifadelerle belirlenebilir:

$$d_2(t) = \frac{h_1(t) - h_2(t)}{R} \quad (4.4a)$$

$$d_1(t) - d_2(t) - d(t) = A_1 \cdot \frac{dh_1(t)}{dt} \quad (4.4b)$$

$$\frac{dh_2(t)}{dt} = \frac{d_2(t)}{A_2} \quad (4.4c)$$

Denklemlerdeki “1” alt indisleri, birinci tanka ait büyüklükleri, “2” alt indisleri ise ikinci tanka ait büyüklükleri göstermektedir. Üç denklemin de Laplace dönüşümü alınırsa aşağıdaki ifadeler elde edilir:

$$D_2(s) = \frac{H_1(s) - H_2(s)}{R} \quad (4.5a)$$

$$D_1(s) - D_2(s) - D(s) = s \cdot A_1 \cdot H_1(s) \quad (4.5b)$$

$$s \cdot H_2(s) = \frac{D_2(s)}{A_2} \quad (4.5c)$$

Öncelikle bozucu $D(s)=0$ alınıp, $D_1(s)$ giriş, $H_2(s)$ çıkış olmak üzere, üçüncü denklemdeki $D_2(s)$ ve ikinci denklemdeki $H_1(s)$ çekilip ilk denklemde yerlerine konulursa:

$$s \cdot A_2 \cdot H_2(s) \cdot R = \frac{D_1(s) - s \cdot A_2 \cdot H_2(s)}{s \cdot A_1} - H_2(s) \quad (4.6)$$

elde edilir. Bu denklem düzenlenerek:

$$\frac{H_2(s)}{D_1(s)} = \frac{1}{(A_1 \cdot A_2 \cdot R) \cdot s^2 + (A_1 + A_2) \cdot s} \quad (4.7)$$

şeklinde çift tank sisteminin $D_1(s)$ giriş, $H_2(s)$ çıkış olmak üzere transfer fonksiyonu elde edilmiş olur. İkinci halde ise $D_1(s)=0$ yapıp, $D(s)$ giriş ve $H_2(s)$ çıkış olmak üzere bozucuya ait transfer fonksiyonu bulunur. Son ifadede A_1 ve A_2 tankların taban alanları olup 74 cm^2 'dir. Ancak iki tankın arasındaki vanaların oluşturduğu eşdeğer direncin değeri ölçülememiştir. Bu değer elde edilememesi durumunda sistemin modellenmesi için sistem tanıma metotlarının kullanılması kaçınılmaz görünmektedir [23].

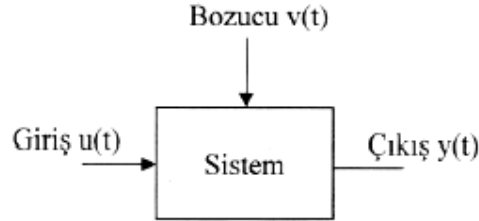
Sistemlerin her biri için elde edilmiş olan denklem 4.2 ve 4.7 transfer fonksiyonları ölü zaman terimi içermemektedir. Eğer sistem, uygulanan girişe belli bir gecikme sonrası yanıt veriyorsa ölü zaman vardır demektir. Yapılan deney sonuçları sistemin ölü zamana sahip olduğunu göstermektedir. Bu değer, vana gibi ara elemanlardaki yanıt süresi veya suyun boru içinde ilerlemesi için geçen süreden kaynaklanıyor olabilir. Bu nedenle deneysel olarak tespit edilmesi en uygun yoldur. Buradaki gibi bir ölü zaman transfer fonksiyonlarına L değeri kadar gecikme olduğunu gösteren e^{-sL} çarpanını getirecektir. Burada L , ölü zaman değeridir.

4.3. Çift Tank Sıvı Seviye Kontrol Sisteminin Sistem Tanıma Metotları İle Modellenmesi

4.3.1. Dinamik Sistemlerin Modellenme Gereksinimi

Sistem tanıma tamamen deneysel bilgiye dayanarak dinamik sistemlerin modellenmesi alanıdır. Dinamik bir sistem kavramsal olarak şekil 4.2'deki gibi tarif edilebilir. Sistem, giriş değerleri $u(t)$ ve bozucular $v(t)$ tarafından sürülür. Kullanıcı

$u(t)$ 'yi kontrol edebilir, ancak $v(t)$ 'yi edemez. Kimi işaret işleme uygulamalarında girişler belirsiz de olabilir. Bu nedenle çıkış işaretleri, sistem hakkında ise yarar bilgi sağlayan değerler durumunda olur. Dinamik bir sistem için, t anındaki kontrol işlemi, $s > t$ anında çıkışta etkisini gösterir.



Şekil 4.2: Dinamik bir sistem

Dinamik bir sistemin, yukarıdaki model tiplerinden herhangi biriyle modellenmesi için temel olarak iki yol vardır. İlki analitik bir yaklaşım olan “Matematiksel Modellemedir”. Burada, Newton kanunları gibi basit fizik yasaları kullanılarak, olayın veya sürecin dinamik davranışı tanımlanır. Bu tip modelleme bölüm 4.2’de her iki tank sistemi için de yapılmıştır. İkinci yol ise tamamen deneysel bir yaklaşım olan “Sistem Tanımadır”. Sistem üzerinde bazı deneyler yapılarak veriler toplanır, daha sonra kaydedilen bu verilere dayanılarak sisteme bir model uydurulur.

Çoğu durumda süreçlerin karmaşıklığı nedeniyle, sadece fiziksel bakış açısı kullanılarak kullanışlı modellerin elde edilmesi mümkün olmaz. Bu durumda sistem tanıma metodlarının kullanılması zorunlu hale gelir.

Sistem tanıma ile elde edilen modeller, matematiksel modelleme yoluyla edilenlere kıyasla sınırlı bir kullanıma sahiptir. Sistem tanıma yapılarak oluşturulan modeller, sadece belli giriş işaretleri ve çalışma noktaları için sistemi temsil edebilmektedir. Bu tip modellerin parametreleri çoğunlukla fiziksel bir anlam içermez. Ancak sistem tanıma modellerinin yapısı basit ve kullanımı kolay olur.

Sistem tanıma sürecinin bazı zorlukları da vardır. Bunlar genel olarak aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Uygun bir model yapısı tespit edilmelidir. Özellikle sistem davranışı doğrusal değilse model tespiti önemli bir sorun oluşturabilir.

- Gerçek hayatta hiçbir zaman mükemmel doğrulukta veri elde edilemez. Bu nedenle ölçülen veriler kullanılırken gürültünün etkisi de hesaba katılmalıdır.
- Tanınmak istenen süreç zamanla değişebilir. Bu durumda zamandan bağımsız bir model yapısı öneriliyorsa sorun olması kaçınılmazdır.
- Önerilen model yapısı için kesin öneme sahip bazı işaretlerin veya değişkenlerin ölçülmesi zor olabilir, kimi durumda mümkün olmaya da bilir.

4.3.2. Basamak Cevabı Yöntemi

Sistemin dinamiği, sistemin sinyaller, basamaklar ve diğer belirleyici sinyallere verdiği cevapla anlaşılabilir. Prensip olarak, doğrusal sistemin dinamiği, süreksiz hal cevabı ile belirlenebilir. Ölçüm hatası olmaması için, giriş uygulanmadan önce sistemin bekleme modunda olması gerekmektedir, ancak sistemin bekleme modunda olmasının uygulaması zordur. Bunun yanında ölçüm hatası da oluşacağından, süreksiz hal cevabı yönteminin basit modeller üzerinde uygulanması sınırlıdır. Süreksiz hal cevabından elde edilen modeller genelde PID kontrolörleri için yeterlidir. Bu yöntemlerin kullanımı genelde kolaydır.

Kontrolörlü bir kontrol çevrimi düşünüldüğünde, basamak cevabı deneyi şöyle açıklanabilir: Sistem bekleme durumuna geçene kadar beklenilmelidir. Kontrolör manuel duruma ayarlanmalıdır. Hızlı bir şekilde kontrol değişkenleri değiştirilmeli, örneğin; arttırma ve azaltma butonlarının doğrudan kullanılması gibi. Bu sistem değişkenleri kaydedilmeli ve kontrol değişkenlerindeki değişime bölünerek ölçeklendirilmelidir. Kontrol değişkenlerindeki değişim, maksimum sinyal alabilmek için mümkün olduğunca geniş olmalıdır. Bu limit, sistem işletimine göre ayarlanır. Kontrol işaretinin sabit olması durumunda oluşan iniş çıkışların kaydedilmesi faydalıdır. Bu sistem gürültüsü hakkında veri elde etmemizi sağlar.

Çeşitli giriş sinyalleri ve çeşitli işletim koşullarında birden fazla deney yapılması, modelin doğrusal olması durumundaki sinyal değerlerinin durumunu gösterir. Ayrıca, çalışma koşullarındaki süreç değişimlerini görmemizi sağlar.

Sistemin doğrusal olması durumunda, tüm basamak cevapları sistem giriş işaretiyle orantılıdır. Daha sonra, cevapların ölçülen işaretin, kontrol işaretinin basamak büyüklüğüne bölünmesiyle normalize edilmesine elverişlidir.

Basamak cevabi, basit bir fiziksel açıklama olması dolayısı ile bir sistemin dinamiğinin modellenmesi için elverişlidir. Birçok gelişmiş yöntem bu sisteme dayanmaktadır. Biçimsel bir matematik modeli, basamak cevabı ile elde edilebilir.

Monoton basamak cevabına sahip kararlı sistemler genel kullanıma sahiptir. Bu tip basamak cevabından elde edilen parametrik modeller için birçok metot uzun yıllardır literatürde sunulmaktadır. Bu yüksek lisans tezinde, daha önceki tezlere de dayanarak, çift tank sistemi için dört parametrelili yöntemin en uygun cevabı verdiği görülmüştür. Aşağıda bu yöntem açıklanmıştır.

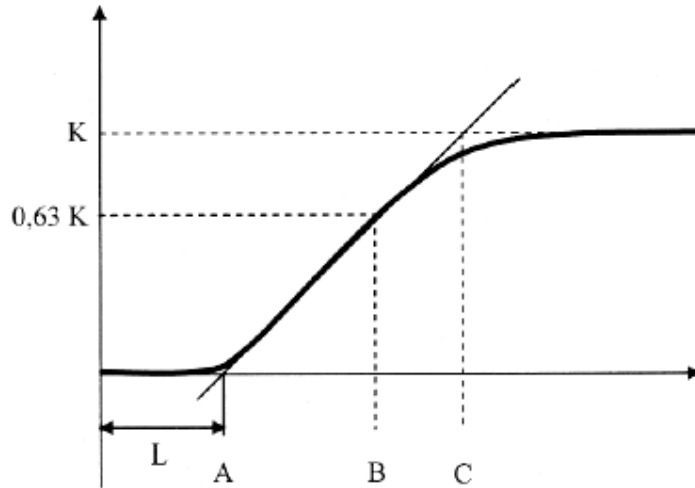
4.3.3. Dört Parametrelili Modeller

Dört parametrelili yöntemde aşağıdaki transfer fonksiyonu kullanılır.

$$G(s) = \frac{K}{(1 + T_1 \cdot s) \cdot (1 + T_2 \cdot s)} \cdot e^{-sL} \quad (4.8)$$

Model dört parametreye sahiptir: kazanç K , zaman sabitleri T_1 ve T_2 , ölü zaman L . Yukarıdaki denklemin basamak cevabı aşağıdaki gibidir:

$$s(t) = K \cdot \left(1 + \frac{T_2 \cdot e^{-(t-L)/T_2} - T_1 \cdot e^{-(t-L)/T_1}}{T_1 - T_2} \right) \quad T_1 \neq T_2 \quad (4.9)$$



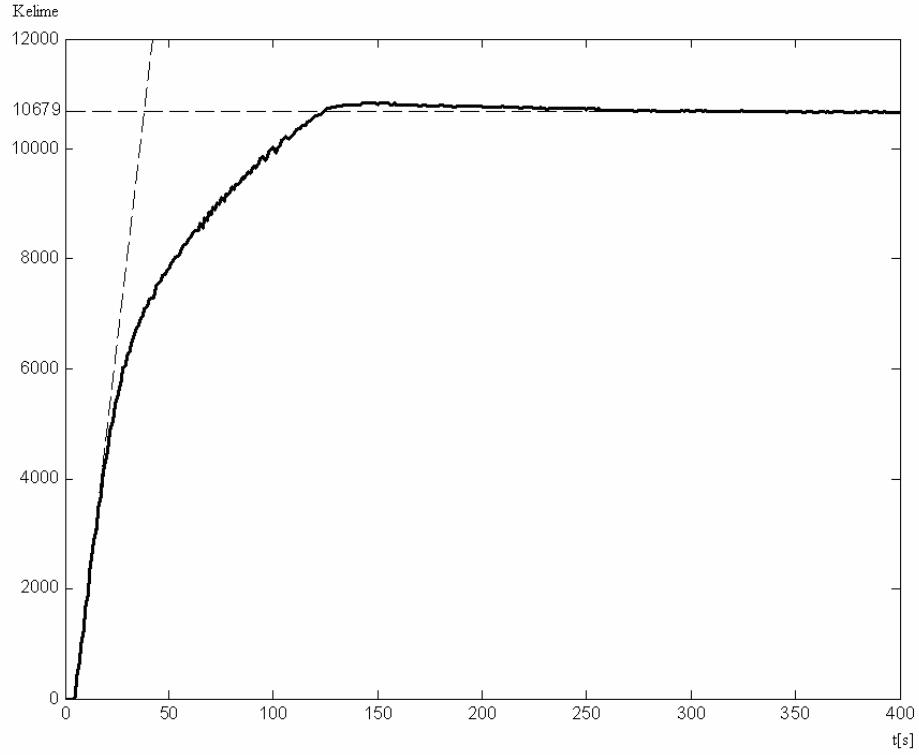
Şekil 4.3: Sistem modelleme ve parametre bulma grafiği

Bu modeldeki parametreler grafik üzerinden elde edilebilmektedir. Statik kazanç (K), sistem çıkışının sürekli hal seviyesinden elde edilmektedir. Sistem çıkışının, kontrol değişkenleri ile ölçeklendirilmesi gerektiğinin unutulmaması gerekmektedir. Basamak cevabının ile en büyük eğime sahip teğetin yatay eksenini kestiği yer L 'yi vermektedir. Ölü zaman L , basamak başlangıcı ile $s(t)$ zamanının son değerinin yüzde olarak birkaç birimlik kısmına ulaştığı zaman aralığı olarak da elde edilebilir. T_1 ve T_2 zaman katsayıları basamak cevabının iki noktası belirlenerek bu denklemden hesaplanır. Bu hesaplama transandantal denklemlerin çözümünü içerir. Bu işlem nümerik metotla yapılır [23].

4.4. Sistemin Basamak Cevabı Yöntemi İle Modellenmesi

Çift tank sistemini basamak yöntemi ile modellemek için öncelikle PLC ile sisteme bir basamak girişi uygulamak lazım. Bu basamak girişi, PLC kelime değeri olarak 22000 seçilmiştir. Bu değer 11 mA'e denk gelmektedir. Sisteme su girişini sağlayan oransal vana 4 – 20 mA arasında çalıştığını ele alırsak, takribi olarak vana % 50'si açık olacak şekilde bir konuma gelmektedir. Bu basamak girişi uygulandığında, belli bir örnekleme zamanı ile, suyun yükselişi PLC'nin hafızasına kaydedilmelidir. Suyun yüksekliği, basınç sensörleri ile yine 4 – 20 mA arasında bir elektriksel bilgiye dönüştürülerek, bu veriler 0 – 32000 arasında kelimelerle PLC'ye kaydedilir. Sistem tanıma deneyi yapılırken, örnekleme zamanı 1 saniye olarak alınmış ve deney 400 saniye sürmüştür. Sisteme 22000 kelime değeri uygulandığında, sistem cevabı şekil 4.4'teki gibi olmuştur.

Sisteme uygulanan 22000 basamak girişi sonucunda, Şekil 4.4'ten de görüleceği üzere sistem 10679 kelime değerinde sürekli bir hale kavuşmaktadır. Bu değer 41 cm yüksekliğe denk düşmektedir. Sistemin oturma süresi 136 saniyedir. Ayrıca sistemde 5 saniye kadar bir ölü zaman yer almaktadır. Fakat bu ölü zaman sabit değildir. Vananın ilk açılış durumuna göre bu değer azalır veya artabilmektedir.



Şekil 4.4: Sistem çıkışı

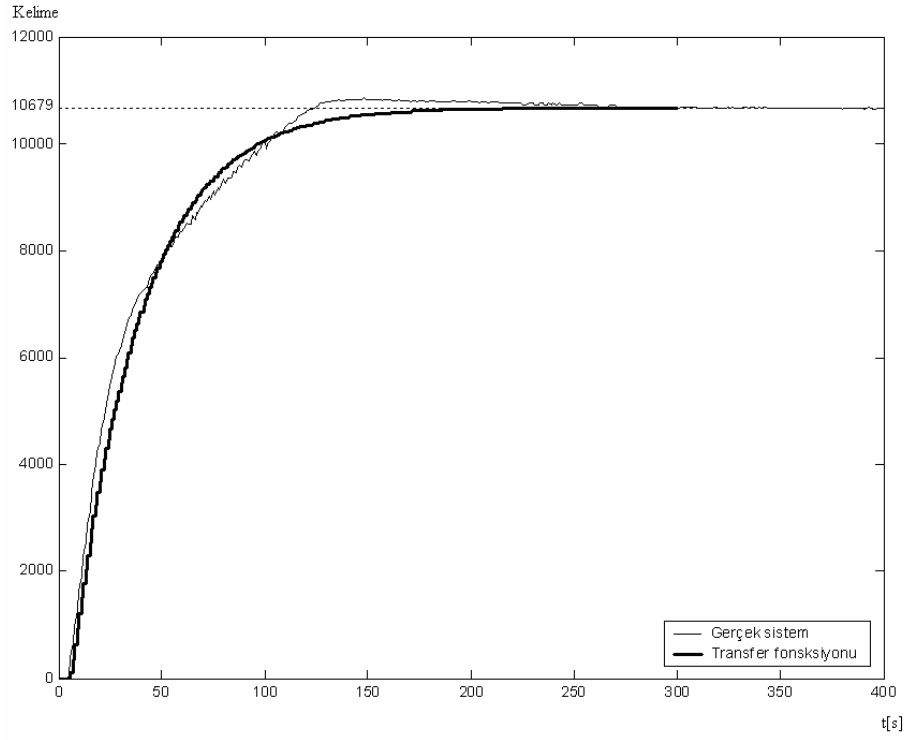
Bir önceki kısımda anlatıldığı şekilde, 4 parametrelilik olarak sistem modellenmiş ve aşağıdaki transfer fonksiyonu bulunmuştur.

$$G(s) = \frac{0.4854}{33s^2 + 34s + 1} e^{-5s} \quad (4.10)$$

Bu sistemi 1 saniyede örneklediğimizi ele alırsak, sıfırıncı derece bir tutucu ile sistem z-domeninde aşağıdaki gibi olur.

$$G(z) = \frac{0.005353(z + 0.71)}{z^5(z - 0.9702)(z - 0.3679)} \quad (4.11)$$

Bundan sonra yapılacak simülasyonlarda denklem 4.10 ve denklem 4.11 baz alınarak tasarımlar yapılacaktır. Eğer sistemin gerçek cevabı ile sistemin modellenmiş cevaplarını üst üste çizdirsek, ufak da olsa bir modelleme hatası yer almaktadır (Şekil 4.5). Bu hata ileride yapılacak deneylerde çok olumsuz bir durum yaratmamıştır.



Şekil 4.5: 22000 basamak girişi için sistem cevabı ve modellenen transfer fonksiyonu cevabı

5. İZLEME ZAMAN SABİTİ AYARLAMALI GERİ HESAPLAMA YÖNTEMİNİN ÇİFT TANK SIVI SEVİYE KONTROL SİSTEMİNE UYGULANMASI

5.1. İzleme Zaman Sabiti Ayarlamalı Geri Hesaplama Yöntemi İçin Parametrelerin Belirlenmesi

Yeni yöntemin gerçek sistemlerde başarımını görebilmek için önceki bölümde anlatılan çift tank sıvı seviye kontrol sistemi kullanılmıştır. Sistem modeli olarak, bölüm 4'teki, dört parametrelili model ele alınacaktır. Çift tank sıvı seviye kontrol sisteminin transfer fonksiyonu,

$$G(s) = \frac{0.4854}{33s^2 + 34s + 1} e^{-5s} \quad (5.1)$$

olarak bulunmuştu. Bu transfer fonksiyonunu birinci mertebeli ölü zamanlı bir transfer fonksiyonu şeklinde yeniden modellersek,

$$G(s) = \frac{0.4854}{33.5s + 1} e^{-5.5s} \quad (5.2)$$

elde ederiz. Denklem 5.2'yi ele alırsak, çift tank sisteminin birinci mertebeli ölü zamanlı sisteme benzetilmiş halinden, zaman sabiti $T = 33.5$, açık çevrim kazancı $K = 0.4854$, ölü zamanı $L = 5.5$ olarak bulunmuş olur. Bu parametreler yardımıyla, Ziegler-Nichols yöntemi kullanılarak, denklem 5.2'den, PI kontrolörün oransal kazancı $K_p = 11.293$ ve integral zaman sabiti $T_i = 18.315$ hesaplanmıştır.

Sistem parametreleri belirlenip, kontrolör katsayıları bulunduktan sonra, sırada geri hesaplama yönteminde en önemli katsayı olan takip zaman sabitinin hesaplanması yer almaktadır. T_t 'nin belirlenmesinde ise, yeni yöntem kullanılacaktır. Yeni yöntemdeki iki önemli katsayı olan $\%c$ ve T_t^{yeni} , denklem 3.9 ve denklem 3.12'den bulunacaktır. Sistem parametreleri ve integral zaman sabiti denklemlerde yerine konularak, $\%c = 67.3$ ve $T_t^{yeni} = 3.2$ olarak hesaplanmıştır.

Gerçek uygulamada izleme zaman sabiti aramalı geri hesaplama yönteminin uygulanmasında sıfır kutup götürmeli bir PI kontrolörü kullanılmıştır. Bu tür bir PI kontrolörü, parametreleri Ziegler-Nichols yöntemine göre belirlenmiş PI kontrolörden daha iyi sonuçlar vermektedir. Böylece izleme zaman sabiti ayarlamalı geri hesaplama yöntemi ve Ziegler Nichols yöntemine göre belirlenmiş PI kontrolörü kullanımının, daha yüksek başarımli bir kontrolör ile birlikte kullanılan izleme zaman sabiti aramalı geri hesaplama yönteminden daha başarılı olduğu gösterilmiştir.

Çift tank sıvı seviye kontrol sisteminine ilişkin ayrık transfer fonksiyonu,

$$G(z) = \frac{0.005353(z + 0.71)}{z^5(z - 0.9702)(z - 0.3679)} \quad (5.3)$$

şeklinde dir. Kontrolör sıfırı, sistemin $z=1$ 'deki en yakın kutbunu silebilecek şekilde ve kontrolör kazancı $K_c=6.6$ olacak şekilde seçilmiştir. Kontrolör transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

$$G_c(z) = \frac{6.6(z - 0.97)}{z - 1} \quad (5.4)$$

Bu tip bir yerleşimde, kontrolör kazancı $K_c=6.6$ yapıldığında baskın kapalı çevrim kutupları $z_{1,2} = -0.896 \pm 0.135i$ olmaktadır. Kontrolörün diğer katsayıları ise, $K_p=6.501$, $T_i=32.83$ olarak bulunmuştur.

Daha önce de belirtildiği gibi, PI kontrolörler içeren sistemlerde T_i 'yi hesaplayabilmek için genel bir kural bulunmamaktadır.

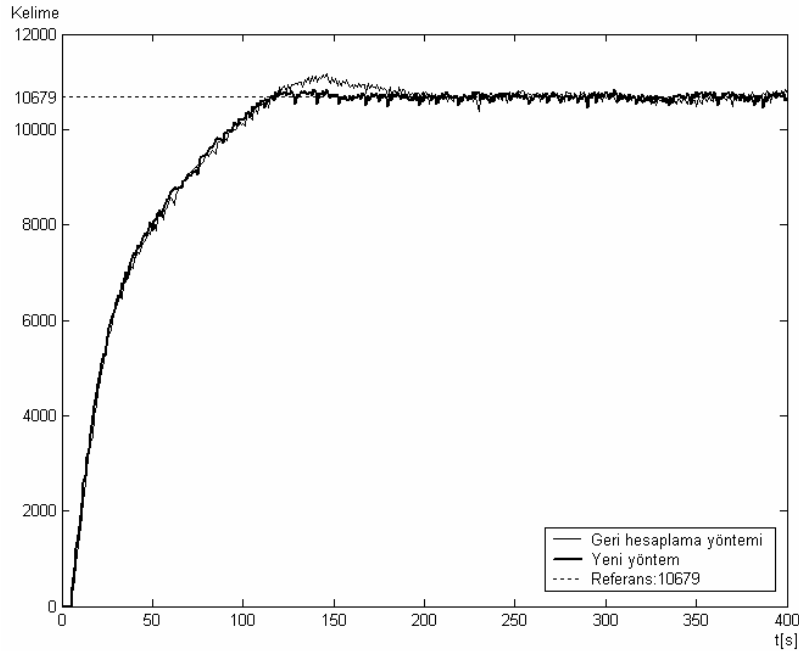
Geliştirilmiş geri hesaplama yönteminin başarımını görebilmek için sabit katsayılı yöntemle karşılaştırılacaktır. Bu deneyde en önemli sorun, klasik geri hesaplama ile integral yığılması önleme sistemindeki T_i 'nin belirlenmesidir. Yine daha önceki bölümde olduğu gibi, izleme zaman sabiti için genetik arama algoritmasından faydalanmıştır. Amaç ITAE'yı en düşük düzeye indirmektir. Genetik arama algoritması çalıştırıldığında, elde edilen T_i katsayısı, PI kontrolörün integral zaman sabitine (T_i) çok yakın bir değer bulunmuştur. Bu yüzden T_i , T_i 'ye eşit seçilmiştir.

5.2. Çift Tank Sıvı Seviye Kontrol Sistemi Sonuçları

Bu kısımda, geliştirilen bu yeni geri hesaplama yönteminin başarımını görmek için, çift tank sıvı seviye kontrol sistemi kullanılacaktır.

Çift tank sıvı seviye kontrol sistemi deneyi için PI kontrolör olarak programlanan Mitsubishi PLC'nin analog çıkışı bazı fiziksel sınırlamalar içermektedir. Bu analog birim 4–20 mA arasında elektriksel çıkış üretebilmektedir. Bunun 16 bitlik sistemde kelime değeri 0–32000'dir. Daha önce de anlatıldığı üzere kontrolör tanklara su girişini sağlayan oransal vananın debisini kontrol etmektedir. Vananın akıtılabileceği su debisi miktarı sınırlı olduğundan, doğal olarak sistemde bir integral yığılmasına neden olacaktır. Bu yığılmanın kötü etkileri, uygulanacak iki yöntemle engellenmeye çalışılacaktır.

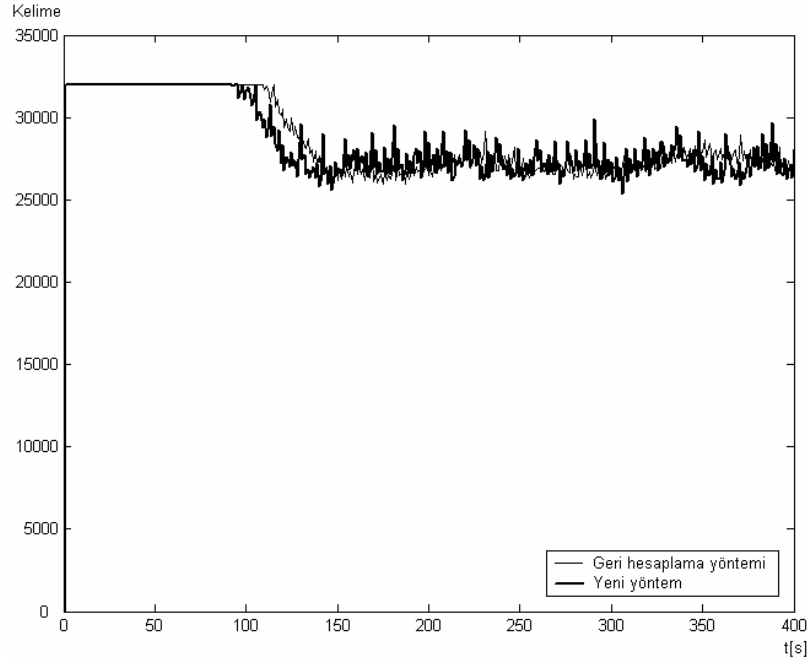
İntegral yığılma önleyici bu iki yöntem, çift tank sıvı seviye kontrol sistemine 400 saniye boyunca uygulanmıştır. Referans girişi olarak 10679 kelime değeri seçilmiştir. Bu değer, sistem tanıma deneyinde, çift tank sisteminin ulaştığı kararlı hal cevabıdır. Yine deney sonuçları PLC'nin hafızasına 1 saniye örnekleme periyodu ile kaydedilmiştir. Klasik geri hesaplama yöntemi ile geliştirilmiş geri hesaplama yöntemi programları sırası ile ek2 ve ek3'te verilmiştir.



Şekil 5.1: İntegral yığılma önleyici iki yöntemin sistem çıkışları

Deneyler yapıp, veriler PLC'nin hafızasına kaydedildikten sonra çıkan sistem cevapları ve kontrolör çıkışları aşağıdaki gibidir.

Ayrıca klasik geri hesaplama yöntemi ve izleme zaman sabiti ayarlamalı geri hesaplama yönteminin kontrolör çıkışları da şekil 5.2'de yer almaktadır.



Şekil 5.2: İntegral yığılma önleyici yöntemlerin kontrolör çıkışları

Şekil 5.1 ve şekil 5.2'den de görüleceği üzere, geri hesaplama yöntemine uygulanan bu yeni hesaplama metodu oldukça etkin bir başarıyı elde etmiştir. Şekil 5.1 incelenirse, aşım engellenmiş, sistem hızlı bir şekilde istenilen referans değerine ulaşmıştır. İki yöntemin performansı ITAE kriteri değerleriyle de incelenmiştir. Klasik geri hesaplama yönteminin ITAE değeri $1,78 \cdot 10^7$ olarak bulunmuştur. Geliştirilmiş geri hesaplama yönteminde ise bu değer $1,51 \cdot 10^7$ 'dir. Ayrıca hesap kolaylığı sağlanmış, geleneksel geri hesaplama yöntemindeki izleme zaman sabitini arama zahmeti ortadan kaldırılmıştır.

Önerilen yöntemde kontrolör çıkışı belirli bir süre doyumda bırakılarak, sistem yerleşmesi hızlandırılmış, hesaplanan sürede kontrolörün integral kısmına müdahale edilerek sistemin aşım yapması engellenmiştir. Bu durum şekil 5.2'den incelenebilmektedir.

6. SONUÇLAR VE TARTIŞMALAR

Bu çalışmada PID kontrolörlerinde karşılaşılan integral yığılması problemi ele alınmış, geri hesaplama yöntemine ilişkin izleme zaman sabitinin (T_I) sistem bilgisi ve sistem cevabına dayanılarak ayarlanması için bir yöntem geliştirilmiştir. Ayrıca çift tanklı sıvı seviye kontrol sisteminde yapılması hedeflenen seviye kontrolü önerilen yöntem uygulanarak başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir.

Bir sistemi ifade edebilmek için o sisteme ait bir modele ihtiyaç vardır. Ancak sistem ne kadar iyi modellenirse modellensin, kağıt üzerinde görülen yapının gerçek sistemi ancak belli bir oranda doğru olarak temsil edileceği yapılan çalışmalardan görülmüştür. Sistemdeki en ufak değişiklik bile modelin değişmesine neden olacaktır. Örneğin, çift tank sistemindeki vanaların konumlarının değiştirilmesi, sisteme ait besleme basıncının değişmesi, kullanılan sıvının niteliği, hava basıncı ve sıcaklığı gibi etmenler sistem yapısını etkiler. Ayrıca modelin elde edilmesi için sisteme ait bazı verilen ölçülmesi de gerekeceğinden, ölçüm sırasında oluşacak bir takım hatalar, dışardan gelecek gürültüler de sistem modelini değiştirecektir.

Çift tank sisteminin matematiksel modelinin çıkarılması için, sistem tanıma yöntemlerinden birinin kullanılması uygun görülmüştür. Bölüm 4'te de fark edileceği üzere, modellenen sistem ile gerçek sistem arasında bir hata göze çarpmaktadır. Bu hata kullanılan elektro-pnömatik vananın doğrusal olmamasından kaynaklanmaktadır. Bu durum, doğrusal olan sistemin incelemesinde de zorluklar oluşturmaktadır. Vananın doğrusal olmayan modelinin de oluşturulup genel sistem modelinde kullanılması çok daha doğru modellemeler yapılmasını sağlayacaktır.

Çift tanklı sıvı seviye sisteminin kontrolünün sağlanması için, endüstride standart hale gelmiş olan bir PI tipinde bir kontrolör seçilmiştir. Gerek kolayca uygulanması, gerekse maliyet/performans oranı ele alındığında, PI veya PID kontrolörlerin halen diğer tekniklerin kullanılmasının önüne geçmektedir. Bununla beraber, sistemlerin doğrusal olmayan yapısı ele alındığında, PI veya PID kontrolörlerinin başarımının sınırlı olduğu görülmektedir.

PI kontrolör, Mitsubishi marka bir PLC ile programlanmış ve PLC'nin analog çıkışları yardımı ile çift tank sistemindeki oransal vananın kontrolü sağlanmıştır. PI kontrolörün parametrelerinin nasıl elde edileceği ise ayrı bir sorun teşkil etmektedir. Bölüm 2'de bu konu hakkında detaylı bilgi verilmektedir.

Tasarlanan PI kontrolörün çıkışının aşım olmas, kontrolör çıkışında bir doyumun meydana gelmesinden kaynaklanmaktadır. Bilindiği gibi her fiziksel sistemin bir çalışma aralığı olduğundan, kullanılan PLC'nin vanayı belli limitler dahilinde açıp, kapatabileceğinin en büyük örneğidir. Bu doyum, özellikle integratör içeren PI veya PID kontrolörlerde integral yığılmasına neden olmuştur. Bu durum, kolaylık ve pratik uygulamadaki başarı açısından en iyi yöntem olan geri hesaplama yöntemi ile üstesinden gelinmiştir.

Geri hesaplama yöntemi ile integral yığılması önlemede, ayar edilmesi gereken tek parametre izleme zaman sabitidir. Bu izleme zaman sabiti, PID kontrolörler için geliştirilmiş bir kural yardımı ile kolayca bulunabilmektedir. Fakat bu PI kontrolörler için geçerli değildir. Endüstride çoğu zaman PI kontrolör kullanmak, PID'ye nazaran yeterli görülmektedir. PID kontrolörlerde yer alan türev alıcı kısım, ölçme gürültüsünün yüksek olduğu durumlarda iyi bir sistem yanıtı verememektedir. Bu yüzden PI kontrolör için de bir geliştirilmiş formüller takımı üretmek bu tez çalışmanın ana konusu olmuştur.

Bu çalışmada, geri hesaplama yöntemindeki izleme zaman parametresinin büyük ve küçük değerlerinin bir arada kullanıldığı bir yöntem geliştirilmiştir. Büyük değer, sistemi doyuma bırakarak hızlı bir şekilde çıkışın istenilen referans değerine ulaşmasını sağlar. Sonra aniden integral etkisi azaltılarak sistemin doyumdan çıkmasını, dolayısıyla sistemde aşım yapılması engellenir. Bu yöntemde ayar parametreleri olan $\%c$ ve T_i^{yeni} sistem bilgisine dayanılarak kolayca hesaplanabilmektedir. Böylelikle PI kontrolör içeren bir sistemde, geri hesaplama yöntemindeki gibi izleme zaman sabiti deneme yanılma veya bir arama algoritması ile aranmadan, sistemin parametreleri göz önünde bulundurularak integral yığılması önlenmektedir.

Bu yeni yöntem, daha sonra ise gerçek bir sistem olan çift tank sıvı seviye kontrol sisteminde başarımlı ölçülmüştür. Yapılan deneyde, bu yeni yöntemle uygulanan geri hesaplama yönteminin, klasik sabit parametrelili yöntemle göre çok daha başarılı bir cevap verdiği görülmüştür. Çift tank sistemindeki sıvı, istenilen referans değerine

hızlı ve aşırımsız bir şekilde oturmuştur. Arama yöntemleriyle izleme zaman sabiti hesaplaması ortadan kalkmış, hesap kolaylığı sağlanmıştır.

Bu çalışmada, var olan bir integral yığılma önleyici düzeneğine, yeni bir ayarlama yöntemi kazandırılmaya çalışılmıştır. Bu yöntemin hem sanal ortamda hem de gerçek bir test platformunda başarısı incelenmiştir. Kullanılan sistem tanıma, kontrolör tasarlama ve integral yığılması önleme yöntemleri başlı başına bir araştırma ve çalışma konusudur. Sistemin çok daha karmaşık modeli çıkarılıp, buna uygun daha farklı yapıda kontrolörler tasarlanabilir. Bu kontrolörler uyarlamalı veya bulanık yapıda olabileceği gibi, sadece yeni integral yığılması önleme yöntemi bile bulanıklaştırılarak daha etkin çalıştırılması sağlanabilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Astrom, K.J. And Hagglund, T.**, 1995. *PID Controllers; theory, design and tuning*, ISA Pres, Research Triangle Park, North Carolina.
- [2] **Fertik, H.A. and Ross, C.W.**, 1967. *Direct digital control algorithm with anti-windup feature*. ISA Trans., 6, 317-328.
- [3] **Khanderia, J. and Luyben, W.L.**, 1976. *Experimental evaluation of digital algorithms for anti-reset windup*, Ind. Eng. Chem., Proc. Des. Dev., **15**, 278-285.
- [4] **Doyle, J.C. and Packard, A.K.**, 1987. *Uncertain multivariable systems from a state space perspective*. In Proc. 1987 Am. Control Conf, Minneapolis, pp. 2147-2152.
- [5] **Doyle, J.C, Smith, R.S. and Enns, D.F.**, 1987. *Control of plants with input saturation nonlinearities*, In. Proc. 1987 Am. Control Conf, Minneapolis, pp. 1034-1039.
- [6] **Hanus, R. and Kinnaert, M.**, 1989. *Control of constrained multivariable systems using the conditioning technique*, In Proc. 1989 Am. Control Conf, Pittsburgh, pp. 1711-1718.
- [7] **Hanus, R., Kinnaert, M. and Henrotte, J.L.**, 1987. *Conditioning technique, a general anti-windup and bumpless transfer method*, Automatica, 23, 729-739.
- [8] **Hanus, R. and Peng, Y.**, 1992. *Conditioning technique for controllers with time delays*, IEEE Trans. Aut. Control, 37,689-692.
- [9] **Astrom, K.J. and Rundqwist, L.**, 1989. *Integrator windup and how to avoid it*. In Proc. 1989 Am. Control Conf, Pittsburgh, pp. 1693-1698.
- [10] **Astrom, K.J. and Wittenmark B.**, 1984. *Computer Controlled Systems Theory and Design*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- [11] **Walgama, K. S., Ronnback, S. and Sternby, J.**, 1992. *Generalisation of conditioning technique for anti-windup compensators*, IEE Proc. D, **139**, 109-118.
- [12] **Walgama, K. S., and Sternby, J.**, 1990. *Inherent observer property in a class of anti-windup compensators*, Int. J. Control, 52, 705-724.

- [13] **Campo, P.J. and Morari, M.**, 1990. *Robust Control of processes subject to saturation nonlinearities*. Comput. Chem. Engng., 14, 343-358.
- [14] **Zheng, A., Kothare, M.V. and Morari, M.**, 1995. *Anti-windup design for internal model control*, Int. J. Control, 60, 1015-1024.
- [15] **Kothare, M.V., Campo, P.J., Morari, M. and Nett, C.N.**, 1994. *A unified framework for the study of anti-windup design*, Automatica, **30**, 1869-1883.
- [16] **Visioli, A.**, 2003. *Modified anti-windup scheme for PID controllers*, IEE Proc- Control Theory Appl., **150**, 49-54.
- [18] **Hansson, A., Gruber, P. and Todtli, J.**, 1994. *Fuzzy anti-reset windup for PID controllers*, Control Eng. Pract., 2, 389-396.
- [19] **Emekli, Ali Gür**, 2002. Çift Tanklı Bir Seviye Kontrol Sisteminin Gerçeklenmesi, *Yüksek Lisans Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [20] **Baytekin, Bertan**, 2005. Conventional and Fuzzy Anti Windup, *Lisans Tezi*, İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi, İstanbul.
- [21] **Markaroglu, H., Guzelkaya M., Eksin I. and Yesil E.**, 2006. Tracking Time Adjustment In Back Calculation Anti-Windup Scheme, *20th European Conference on Modelling and Simulation*, Bonn, Sankt Augustin, Germany, May 28-31, 2006, 613-618.
- [22] **Skogestad, Sigurd**, 2002. *Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning*, Journal of Process Control, 13 (2003), 291-309.
- [23] **Türüng, Sertaç**, 2004. Basamak Cevabı İle Sistem Modelinin Elde Edilmesi, *Lisans Tezi*, İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi, İstanbul.

EK-1

Bu tez sırasında, yüksek mertebeli sistemleri birinci mertebeli ölü zamanlı sistemlere benzetmek amacı ile Sigurd Skogestad tarafından önerilen indirgeme metodu kullanılmıştır. Burada amaç, geliştirilmiş geri hesaplama yöntemindeki PI kontrolör katsayılarını kolaylıkla bulmaktır. Bilindiği gibi Ziegler-Nichols yöntemi ile PI kontrolör katsayıları bölüm 3'te verilen, denklem 3.7 ve 3.8 ile hesaplanabilmektedir. Fakat hesap için gereken sistem transfer fonksiyonu parametreleri birinci mertebeli ölü zamanlı sistemlere ait olduğundan, yüksek mertebeli sistemleri bu şekilde ifade etmek gerekmektedir.

Skogestad'ın yöntemine göre modelini bildiğimiz transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{\prod_j (-T_{j0}^{inv} s + 1)}{\prod_i \tau_{i0} s + 1} e^{-\theta_0 s} \quad (1)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada paydadaki τ_{i0} 'lar değerlerine göre büyükten küçüğe göre sıralanmış olarak ele alınacaktır. Kural en büyük paydayı baskın zaman sabiti olarak ele almaktır. Benzetilecek sistem modeli de,

$$g_o(s) = \frac{e^{-\theta s}}{\tau_1 s + 1} \quad (2)$$

şeklinde olacaktır. Önerilen kurala göre,

$$\tau_1 = \tau_{10} + \frac{\tau_{20}}{2} \quad \theta = \theta_0 + \frac{\tau_{20}}{2} + \sum_{i \geq 3} \tau_{i0} + \sum_j T_{j0}^{inv} + \frac{h}{2} \quad (3)$$

şeklinde hesaplanır. Burada h ayrık sistemler için örnekleme periyodunu belirtmektedir.

Pay kısmında eğer pozitif zaman sabitleri var ise bunun benzetimi ise aşağıdaki kurala göre gerçekleşir.

$$\frac{T_0 s + 1}{\tau_0 s + 1} \approx \begin{cases} T_0 / \tau_0 & T_0 \geq \tau_0 \geq \theta & \text{için} \\ T_0 / \theta & T_0 \geq \theta \geq \tau_0 & \text{için} \\ 1 & \theta \geq T_0 \geq \tau_0 & \text{için} \\ T_0 / \tau_0 & \tau_0 \geq T_0 \geq 5\theta & \text{için} \\ \frac{(\bar{\tau}_0 / \tau_0)}{(\bar{\tau}_0 - \tau_0)s + 1} & \tau_0 = \min(\tau_0, 5\theta) & \text{için} \end{cases} \quad (4)$$

Tezde yer alan benzetim çalışmalarının çevrimi ve çift tank sıvı seviye kontrol sisteminin birinci mertebeden ölü zamanlı sisteme benzetilmesi ise şu şekilde olmuştur:

Benzetim 2:

$$G(s) = \frac{1}{(20s + 1)(2s + 1)} e^{-s}$$

Denklem 3'te değerler yerine yazılırsa,

$$k = 1; \quad \theta = 1 + 2/2 = 2; \quad \tau_I = 20 + 2 / 2 = 21;$$

olarak bulunur. Birinci mertebeli ölü zamanlı sisteme benzetilmiş transfer fonksiyonu ise:

$$g_o(s) = \frac{1}{21s + 1} e^{-2s}$$

Benzetim 3:

$$G(s) = \frac{(30s + 2)}{(20s + 1)(s + 1)(0.1s + 1)^2}$$

Denklem 4'teki dördüncü kural kullanılırsa ($T_0=15$, aşağıda hesaplanacak θ 'dan 5 kat daha büyüktür),

$$\frac{T_0}{\tau_0} = \frac{2(15s + 1)}{20s + 1} \approx \frac{15s}{20s} = 0.75$$

bulunur. Denklem 3 yardımı ile de

$$k = 2 \cdot 0.75 = 1.5; \quad \theta = 0.1 / 2 + 0.1 = 0.15; \quad \tau_I = 1 + 0.1 / 2 = 1.05$$

bulunur.Sistem,

$$g_o(s) = \frac{1.5}{1.05s + 1} e^{-0.15s}$$

şeklinde birinci mertebeli sisteme benzetilir.

Çift Tank Sıvı Seviye Kontrol Sistemi Benzetimi:

Çift tank sıvı seviye kontrol sisteminin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

$$G(s) = \frac{0.4854}{33s^2 + 34s + 1} e^{-5s} = \frac{0.4854}{(33s + 1)(s + 1)} e^{-5s}$$

Sistemin $\tau_{10} = 33$, $\tau_{20} = 1$ ve $\theta_0 = 5$ olarak görülmektedir. Bu değer denklem 3'te yerlerine yazılırsa,

$$k = 0.4854; \quad \theta = 5 + 1 / 2 = 5.5; \quad \tau_I = 33 + 1 / 2 = 33.5$$

olarak hesaplanır. Çift tank sıvı seviye kontrol sisteminin birinci mertebeli ölü zamanlı sisteme indirgenmiş hali ise aşağıdaki gibi olur.

$$g_o(s) = \frac{0.4854}{33.5s + 1} e^{-5.5s}$$

EK-2

Burada, Mitsubishi PLC ile programlanan sabit parametrelili geri hesaplama yönteminin program kodu verilmiştir.

```
0   LD      M8002
1   TO      K1      KO      HOFFFA      K1
10  TO      K1      K1      H2      K1
19  TO      K1      K200    K2000    K1
28  TO      K1      K201    KO      K1
37  TO      K1      K202    K10000   K1
46  TO      K1      K203    K32000   K1
55  TO      K1      K21     H1      K1
64  TO      K1      K14     KO      K1
73  MOV     KO      VO
78  LD      M8002
79  MOV     K10679    D0
      D0      = referans
84  MOV     K32000    D5
      D5      = umax
89  FLT     D5      D42
      D5      = umax
      D42     = umax float
94  MOV     KO      D7
      D7      = umin
99  FLT     D7      D44
      D7      = umin
      D44     = umin float
104 MOV     K6501    D10
      D10     = Kp
109 MOV     K-3      D11
114 MOV     K3283    D12
      D12     = Ti
119 MOV     K-2      D13
124 MOV     K89      D14
      D14     = Td
129 MOV     K-1      D15
134 MOV     KO      D16
      D16     = ui1
139 FLT     D16     D50
      D16     = ui1
      D50     = ui1 float
144 MOV     KO      D18
      D18     = e1
```

149	FLT	D18	D52		
		D18	= e1		
		D52	= e1 float		
154	MOV	K0	D3		
		D3	= es		
159	FLT	D3	D62		
		D3	= es		
		D62	= es float		
164	MOV	K0	D4		
		D4	= es1		
169	FLT	D4	D64		
		D4	= es1		
		D64	= es1 float		
174	LD	M8000			
175	DEBIN	D10	D26		
		D10	= Kp		
		D26	= Kp float		
184	DEBIN	D12	D28		
		D12	= Ti		
		D28	= Ti float		
193	DEBIN	D14	D30		
		D14	= Td		
		D30	= Td float		
202	MOV	K3283	D20		
		D20	= Tt		
207	MOV	K-2	D21		
212	DEBIN	D20	D32		
		D20	= Tt		
		D32	= Tt float		
221	LD	X001			
222	OUT	T0	K4000		
225	MPS				
226	ANI	T0			
227	AND	M8013			
228	CALLP	P0			
231	OUT	C0	K400		
234	MPP				
235	LD	T0			
236	OR	X002			
237	ANB				
238	TO	K1	K14	K0	K1
247	FEND				
248	P0				
249	LD	X001			
250	FROM	K1	K10	D1	K1
		D1	= cikis		
259	SUB	D0	D1	D9	
		D0	= referans		
		D1	= cikis		
		D9	= e		

```

266 LD      X001
267 MOV     D1      D98V0
      D1      = cikis
272 MOV     D70     D99V0
      D70     = kontrol
277 ADD     K8      V0      V0
284 FLT     D9      D22
      D9      = e
      D22     = e float
289 DEMUL   D22     D26     D36
      D22     = e float
      D26     = Kp float
      D36     = Up float
302 DEADD   D22     D52     D54
      D22     = e float
      D52     = e1 float
      D54     = e+e1 float
315 DEMUL   D26     D54     D56
      D26     = Kp float
      D54     = e+e1 float
      D56     = Kp*(e+e1) float
328 DEMUL   D28     K2      D58
      D28     = Ti float
      D58     = Ti*2 float
341 DEDIV   D56     D58     D60
      D56     = Kp*(e+e1) float
      D58     = Ti*2 float
      D60     = Kp(e+e1)/2*Ti float
354 DEADD   D62     D64     D66
      D62     = es float
      D64     = es1 float
      D66     = es + es1 float
367 DEMUL   D32     K2      D68
      D32     = Tt float
      D68     = Tt*2
380 DEDIV   D66     D68     D72
      D66     = es + es1 float
      D68     = Tt*2
      D72     = (es + es1) / Tt*2
393 DEADD   D60     D72     D74
      D60     = Kp(e+e1)/2*Ti float
      D72     = (es + es1) / Tt*2
406 DMOV     D62     D64
      D62     = es float
      D64     = es1 float
415 DEADD   D74     D50     D38
      D50     = uil float
      D38     = Ui float

```

```

428  DEADD      D36      D38      D46
      D36      = Up float
      D38      = Ui float
      D46      = U float
441  MPS
442  ANDD>=    D46      D42
      D46      = U float
      D42      = umax float
451  DESUB     D42      D46      D62
      D42      = umax float
      D46      = U float
      D62      = es float
464  DMOV      D42      D46
      D42      = umax float
      D46      = U float
473  CJ        P1
476  MPP
477  ANDD<     D46      D44
      D46      = U float
      D44      = umin float
486  DESUB     D44      D46      D62
      D44      = umin float
      D46      = U float
      D62      = es float
499  DMOV      D44      D46
      D44      = umin float
      D46      = U float
508  CJ        P1
511  LD        X001
512  DMOV      KO      D62
      D62      = es float
521  P1
522  LD        X001
523  INT       D46      D70
      D46      = U float
      D70      = kontrol
528  DMOV      D22      D52
      D22      = e float
      D52      = e1 float
537  DMOV      D38      D50
      D38      = Ui float
      D50      = ui1 float
546  TO        K1      K14      D70      K1
      D70      = kontrol
555  SRET
556  END

```

EK-3

Bu ekte, Mitsubishi PLC ile programlanan izleme zaman sabiti ayarlamalı geri hesaplama yönteminin program kodu verilmiştir.

```
0   LD      M8002
1   TO      K1      KO      HOFFFA      K1
10  TO      K1      K1      H2          K1
19  TO      K1      K200     K2000      K1
28  TO      K1      K201     KO          K1
37  TO      K1      K202     K10000     K1
46  TO      K1      K203     K32000     K1
55  TO      K1      K21      H1          K1
64  TO      K1      K14      KO          K1
73  MOV     KO      V0
78  LD      M8002
79  MOV     K10679     D0
      D0      = referans
84  MOV     K32000     D5
      D5      = umax
89  FLT     D5          D42
      D5      = umax
      D42     = umax float
94  MOV     KO      D7
      D7      = umin
99  FLT     D7          D44
      D7      = umin
      D44     = umin float
104 MOV     K1129     D10
      D10     = Kp
109 MOV     K-2       D11
114 MOV     K1832     D12
      D12     = Ti
119 MOV     K-2       D13
124 MOV     K89       D14
      D14     = Td
129 MOV     K-1       D15
```

134	MOV	K0	D16
	D16	= uil	
139	FLT	D16	D50
	D16	= uil	
	D50	= uil float	
144	MOV	K0	D18
	D18	= e1	
149	FLT	D18	D52
	D18	= e1	
	D52	= e1 float	
154	MOV	K0	D3
	D3	= es	
159	FLT	D3	D62
	D3	= es	
	D62	= es float	
164	MOV	K0	D4
	D4	= es1	
169	FLT	D4	D64
	D4	= es1	
	D64	= es1 float	
174	LD	M8000	
175	DEBIN	D10	D26
	D10	= Kp	
	D26	= Kp float	
184	DEBIN	D12	D28
	D12	= Ti	
	D28	= Ti float	
193	DEBIN	D14	D30
	D14	= Td	
	D30	= Td float	
202	MOV	K392	D20
	D20	= Ttmin	
207	MOV	K-2	D21
212	MOV	K1832	D24
	D24	= Ttmax	
217	MOV	K-1	D25
222	MPS		
223	ANDD>=	D1	K7187
	D1	= cikis	
232	DEBIN	D20	D32
	D20	= Ttmin	
	D32	= Tt float	

```

241 MPP
242 ANDD< D1 K7187
      D1 = cikis
251 DEBIN D24 D32
      D24 = Ttmax
      D32 = Tt float
260 LD X001
261 OUT T0 K4000
264 MPS
265 ANI T0
266 AND M8013
267 CALLP P0
270 OUT C0 K400
273 MPP
274 LD T0
275 OR X002
276 ANB
277 TO K1 K14 K0 K1
286 FEND
287 P0
288 LD X001
289 FROM K1 K10 D1 K1
      D1 = cikis
298 SUB D0 D1 D9
      D0 = referans
      D1 = cikis
      D9 = e
305 LD X001
306 MOV D1 D98V0
      D1 = cikis
311 MOV D70 D99V0
      D70 = kontrol
316 ADD K8 V0 V0
323 FLT D9 D22
      D9 = e
      D22 = e float
328 DEMUL D22 D26 D36
      D22 = e float
      D26 = Kp float
      D36 = Up float
341 DEADD D22 D52 D54
      D22 = e float
      D52 = e1 float
      D54 = e+e1 float
354 DEMUL D26 D54 D56
      D26 = Kp float
      D54 = e+e1 float
      D56 = Kp*(e+e1) float

```

```

367  DEMUL      D28      K2      D58
      D28      = Ti float
      D58      = Ti*2 float
380  DEDIV      D56      D58      D60
      D56      = Kp*(e+e1) float
      D58      = Ti*2 float
      D60      = Kp(e+e1)/2*Ti float
393  DEADD      D62      D64      D66
      D62      = es float
      D64      = es1 float
      D66      = es + es1 float
406  DEMUL      D32      K2      D68
      D32      = Tt float
      D68      = Tt*2
419  DEDIV      D66      D68      D72
      D66      = es + es1 float
      D68      = Tt*2
      D72      = (es + es1) / Tt*2
432  DEADD      D60      D72      D74
      D60      = Kp(e+e1)/2*Ti float
      D72      = (es + es1) / Tt*2
445  DMOV      D62      D64
      D62      = es float
      D64      = es1 float
454  DEADD      D74      D50      D38
      D50      = ui1 float
      D38      = Ui float
467  DEADD      D36      D38      D46
      D36      = Up float
      D38      = Ui float
      D46      = U float
480  MPS
481  ANDD>=     D46      D42
      D46      = U float
      D42      = umax float
490  DESUB      D42      D46      D62
      D42      = umax float
      D46      = U float
      D62      = es float
503  DMOV      D42      D46
      D42      = umax float
      D46      = U float
512  CJ         P1
515  MPP
516  ANDD<      D46      D44
      D46      = U float
      D44      = umin float
525  DESUB      D44      D46      D62
      D44      = umin float
      D46      = U float
      D62      = es float

```



```

538  DMOV      D44      D46
      D44      = umin float
      D46      = U float
547  CJ        P1
550  LD        X001
551  DMOV      K0        D62
      D62      = es float
560  P1
561  LD        X001
562  INT       D46      D70
      D46      = U float
      D70      = kontrol
567  DMOV      D22      D52
      D22      = e float
      D52      = e1 float
576  DMOV      D38      D50
      D38      = Ui float
      D50      = u1 float
585  TO        K1        K14      D70      K1
      D70      = kontrol
594  SRET
595  END

```

ÖZGEÇMİŞ

Hayk Markaroğlu, 1981 yılında İstanbul'da doğdu. Lise öğrenimini Özel Saint-Michel Fransız Lisesi'nde tamamladıktan sonra Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği bölümünü okumaya hak kazandı. 2003 yılında bu bölümü başarıyla bitirdikten sonra aynı yıl, İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi Kontrol ve Otomasyon Yüksek Lisans programına başladı.