

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**AZ SÖNÜMLÜ SİSTEMLERDE ZIEGLER-NICHOLS
YÖNTEMİNİN İYİLEŞTİRİLMESİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Özgür SONGÜLER**

Anabilim Dalı : ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ

Programı : KONTROL MÜHENDİSLİĞİ

HAZİRAN 2006

**AZ SÖNÜMLÜ SİSTEMLERDE ZIEGLER-NICHOLS
YÖNTEMİNİN İYİLEŞTİRİLMESİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Özgür SONGÜLER
(504031122)**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 5 Mayıs 2006
Tezin Savunulduğu Tarih : 9 Haziran 2006**

**Tez Danışmanı : Prof.Dr. İbrahim EKSİN
Diğer Jüri Üyeleri Prof.Dr. Müjde GÜZELKAYA (İ.T.Ü.)
Doç.Dr. Osman Kaan EROL (İ.T.Ü.)**

HAZİRAN 2006

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmam süresince her zaman, her konuda destek olması nedeniyle değerli hocam Prof. Dr. İbrahim EKSİN'e, her türlü desteğini esirgemeyen hocam Prof. Dr. Müjde GÜZELKAYA'ya, bilgilerini benimle paylaşan Araş. Gör. Engin Yeşil'e, yüksek lisans çalışmam süresince desteğinden, ilgisinden ve sabrından dolayı sevgili eşim Nil SONGÜLER'e teşekkürü bir borç bilirim.

Mayıs, 2006

Özgür SONGÜLER

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	iv
TABLO LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ	vi
ÖZET	vii
SUMMARY	ix
1. GİRİŞ	1
1.1. Otomatik Kontrolün Tarihi	1
1.2. Modern Kontrol Sistemleri	4
1.3. Kontrol Sistem Tasarımı	5
2. AZ SÖNÜMLÜ SİSTEMLER	9
2.1. Giriş	9
2.2. Tanım	9
2.3. Birim Basamak Yanıtı	11
3. PID KONTROLÖRLER	16
3.1. Giriş	16
3.2. Algoritma	17
3.2.1. Kontrolör Parametrelerinin Etkileri	17
3.2.2. Kontrolör Parametrelerinin Ayarlanması	20
3.3. Ziegler-Nichols Tasarım Metodu	21
3.3.1. Basamak Cevabı Yöntemi	21
3.3.2. Frekans Cevabı Yöntemi	22
4. GELİŞTİRİLEN YÖNTEM	26
4.1. Giriş	26
4.2. Tepe Gözlemleyicisi	27
4.3. Katsayı Ayarlayıcısı	28
4.4. Uygulamalar	33
5. SONUÇLAR VE TARTIŞMA	39
KAYNAKLAR	40
ÖZGEÇMİŞ	41

KISALTMALAR

PID	: Proportional-Integral-Derivative (Oransal-İntegral-Türev)
Z-N	: Ziegler-Nichols
IMC	: Internal Model Control (İç Model Kontrolü)
PLC	: Proglamlanabilir Lojik Kontrolör

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1.1 Kontrol sistemlerinin kısa tarihi	4
Tablo 3.1 PID katsayılarının etkileri	18
Tablo 3.2 Basamak cevabı yöntemi için katsayı tablosu	22
Tablo 3.3 Frekans cevabı yöntemi için katsayı tablosu	23

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1: Buhar motoru hız kontrol sistemi	2
Şekil 1.2: Örnek geri beslemeli sistem	5
Şekil 1.3: Sistem giriş ve çıkışları	5
Şekil 1.4: Kontrol sistem tasarımı akış şeması	8
Şekil 2.1: Köklerin kompleks düzlemde gösterimi	10
Şekil 2.2: Değişik ζ değerleri için birim basamak cevapları	11
Şekil 2.3: Örnek birim basamak yanıtı	12
Şekil 2.4: Yükselme zamanı, aşım ve sönüm oranı arasındaki ilişki	13
Şekil 2.5: Bode diyagramları	14
Şekil 3.1: Geribeslemeli bir kontrol sistemi	16
Şekil 3.2: K_p katsayısının sistem yanıtına etkisi	19
Şekil 3.3: K_i katsayısının sistem yanıtına etkisi	19
Şekil 3.4: T_d katsayısının sistem yanıtına etkisi	20
Şekil 3.5: Açık çevrim birim basamak yanıtı	21
Şekil 3.6: $K_p=0,75$ için sistem yanıtı	23
Şekil 3.7: $K_p=0,787$ için sistem yanıtı	24
Şekil 3.8: PID kontrolörlü sistem blok gösterimi	25
Şekil 3.9: Z-N yöntemi ile ayarlanmış PID kontrolörlü sistem yanıtı	25
Şekil 4.1: Geliştirilen yöntemin blok diyagramı	27
Şekil 4.2: Tepe Gözlemleyicisinin δ_i katsayıları	27
Şekil 4.3: Orjinal Tepe Gözlemleyicisinin δ_i katsayıları	28
Şekil 4.4: İntegral katsayısının sisteme etkisi	30
Şekil 4.5: K_p ve K_d katsayılarının sisteme etkisi	31
Şekil 4.6: $G_1(s)$ kapalı çevrim sonuçları	34
Şekil 4.7: Kontrol işaretinin değişimi	34
Şekil 4.8: $G_2(s)$ kapalı çevrim sonuçları	35
Şekil 4.9: $G_3(s)$ kapalı çevrim sonuçları	36
Şekil 4.10: $G_4(s)$ Z-N kontrolörlü kapalı çevrim sonuçları	37
Şekil 4.11: $G_4(s)$ adaptif PID kapalı çevrim sonuçları	38

AZ SÖNÜMLÜ SİSTEMLERDE ZIEGLER-NICHOLS YÖNTEMİNİN İYİLEŞTİRİLMESİ

ÖZET

Modern kontrol teknikleri günümüzde çok çeşitli kullanım alanları bulabilmektedir. Bu durum da doğal olarak hem hali hazırda tekniklerin iyileştirilmesi hem de yeni teknikler geliştirilmesi şeklinde araştırmaların yapılmasına sebep olmaktadır.

Geribeslemeli kontrol teknikleri içinde en başta gelen PID algoritması aslında kullanılan en eski tekniklerden olmasına rağmen günümüzde halen geçerliliğini korumakta hatta yapılan iyileştirmeler sayesinde pazardaki payını artırmaktadır. Bunun başlıca nedeni ise uzun zamandır kullanılan PID tipi kontrolün çok iyi anlaşılmış olmasından ve basit yapısından doğan çok iyi bir maliyet/fayda oranı sunarak kullanıcıya büyük avantajlar sağlamasıdır.

PID kontrolörlerin ayarı için literatürde verilen formüllerin çok büyük bir çoğunluğu aşırı sönümlü sistemler için uygundur. Bunlar arasında Ziegler-Nichols formülü, Cohen-Coon formülü, Refined Ziegler-Nichols formülü ve de IMC formülü en yaygın kullanılanlardır.

Kontrol edilecek sistem az sönümlü olduğunda ise bu formüller geçerliliklerini büyük ölçüde yitirmektedir. Bu alanda yapılan çalışmalar oldukça kısıtlıdır ve bu nedenle pratik uygulamalarda genellikle az sönümlü bir sistemle karşı karşıya kalındığında deneme yanılma sayesinde elle ayar yapılmak zorunda kalınmaktadır. Halbuki daha önce belirtildiği üzere aşırı sönümlü sistemler için bir çok ayar formülü bulunmakta ve elle ayar gereği kalmamaktadır.

Bu tez çalışmasının fikri de bu sorundan doğmuştur. PID kontrolörlerin parametrelerinin belirlenmesinde en çok kullanılan formül şüphesiz Ziegler-Nichols yöntemidir. Az sönümlü sistemler söz konusu olduğunda hiç iyi sonuçlar vermeyen bu yöntemin bu özel şart altında gösterdiği performansı iyileştirmek bu tez çalışmasının amacını oluşturmaktadır. Bunu gerçekleştirirken en az maliyet getirecek şekilde yapabilmek için sistem Z-N kontrolü altında çalışırken çevrimiçi düzeltme ile sonuca ulaşılmaya çalışılmıştır. Çalışmada orijinali bulanık mantık tipi bir adaptif PID tasarımında kullanılan Peak Observer (Aşım Gözlemleyicisi)

yöntemini Z-N metoduna uyarlamayı tercih edilmiş ve ortaya az sönümlü sistemler için adaptif Z-N yöntemi olarak adlandırılabilir bir yöntem çıkmıştır.

IMPROVEMENT OF ZIEGLER-NICHOLS METHOD FOR THE UNDERDAMPED SYSTEMS

SUMMARY

Modern control techniques have been widely used in many different applications. This situation brings a huge interest not only to making the used techniques better but also to making researches of finding new control strategies.

Despite being very old, PID control is still very popular among the other feedback control strategies and even its share in the market is getting increased by the help of the new developments. The main reason behind this is the fact that it has a very good price/benefit ratio due to the simplicity of its algorithm.

Most of the PID tuning formulas given in the literature are adequate for the plants with over-damped step response. Among these formulas the most popular ones are: the Ziegler-Nichols formula, the Cohen-Coon formula, the Refined Ziegler-Nichols formula and the IMC (internal model control) formula.

When the plant has an underdamped response the formulas written above do not have an effective performance. The researches made in this field are very limited and in practice, one may have to tune the PID controller manually through trial and error for the plant with underdamped step response. The situation is clearly very unlike the case of the plant with overdamped step response where many well-known formulas exist.

This thesis study takes its main idea from the problem stated above. Clearly Ziegler-Nichols method is the most used method in tuning the PID parameters. This study aims to improve the performance of the Ziegler-Nichols method that gives unacceptable results under the condition of controlling an underdamped system. When achieving this goal to make the cost minimum, an online modification of Z-N controller is selected. In the study a method called Peak Observer which is originally used in developing an adaptive fuzzy PID structure, is modified and used. As a result a new method that can be called as adaptive Z-N method for the underdamped systems is developed.

1. GİRİŞ

Kontrol sistemi belirli bir amaca yönelik olarak birbirine bağılı iç sistemlerin oluşturduğu genel bir yapıdır. Sistemlerin genel yapısını anlamak, kontrolün geçmişı ile birlikte kontrol edilen süreçlerin statik ve dinamik özelliklerinin incelenmesi de oldukça yararlı olacaktır. Modern kontrol sistemlerinde, üretim sürecini geliştirmek, enerjinin mümkün olan en verimli şekilde kullanılması sağlamak ve tüm mühendislik alanlarına yönelik kontrol tasarım stratejileri geliştirmeyi içermektedir.

Geri beslemeli kontrol teorisi doğrusallaştırılmış sistem analizin temellerine dayanmaktadır. Kontrol sistemleri uygulamaları genelde elektrik, mekanik ve kimyasal bölümlerden oluşmaktadır, fakat politik, sosyal veya iş hayatının dinamiklerinin anlaşılabilirliğinin artması ile birlikte kontrol mühendisliğinin sınırları artık oldukça genişlemiş bulunmaktadır.

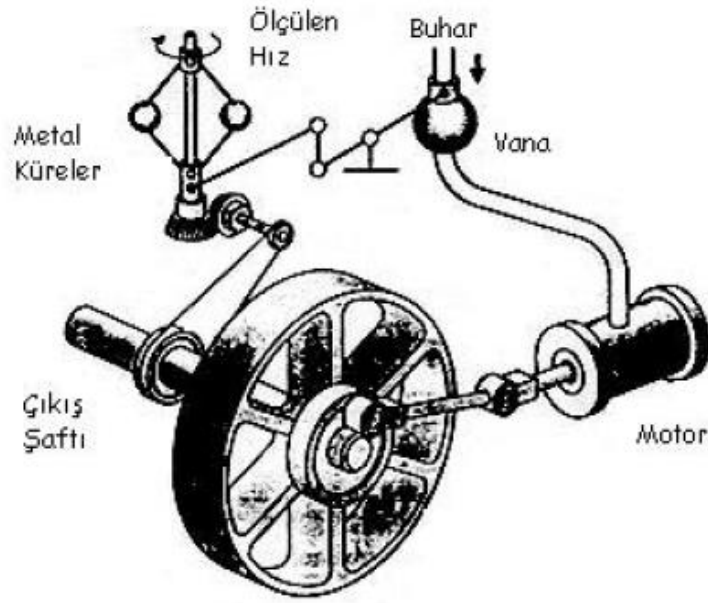
Geri beslemeli kontrol sistemi genelde, süreci kontrol edebilmek için, çıkış ile daha önceden belirlenmiş olan sistemin referans girişı ile arasında ilişkilendirilmiş fonksiyon kullanır. Kontrol edilecek süreç içinde genelde referans girişı ile sistemin çıkışı arasındaki fark yükseltilir ve bu fark sürekli bir şekilde kontrol süreci içinde azaltılmak istenir. Geri besleme mantığı kontrol sistem analizi ve tasarlanması aşamasında temel bileşenlerden birisidir. Bir kapalı-döngü kontrol sistemi çıkış ve bunun istenilen çıkış ile karşılaştırmada kullanılacak olan geri besleme sinyali ölçümlerini kullanır.

1.1. Otomatik Kontrolün Tarihi

Bir sistemin kontrolünde geri beslemenin kullanımının oldukça ilginç bir geçmişı vardır. Geri beslemeli kontrol uygulamaları ilk olarak şamandıra düzenleyici mekanizmaların geliştirme aşamasında milattan önce 300 yıllarında Yunanlı lar tarafından kullanılmaya başlanmıştır. Ktesibious'un su saati bu mekanizmayı kullanmıştır.

Endüstride kullanılan ilk otomatik geri beslemeli kontrol edici ise 1769 da James Watt 'ın buhar motorlarının hızını kontrol etmek amacı ile geliştirdiğı Şekil 1.1 de görülen “*flyball governor*” düzeneğidir. Rusya tarafından iddia edilen ise ilk geri beslemeli sistemin, I. Polzunov tarafından 1765 de geliştirilen su seviye şamandıra

düzenleyicisi olduğudur. Burada şamandıra su seviyesini saptar ve kazanın içine su gönderen vanayı kontrol ederek su seviyesini ayarlar. 1868 lere kadar olan dönemde otomatik kontrol sistemlerinin gelişimi sezgiler ve buluşlar ile olmaktadır. Kontrol edilen sistemin doğruluğunu arttırmaya yönelik çabaların artmaya başlaması, ani salınımların daha yavaş sönümlenmesi hatta kararsız sistemlerin daha ayrıntılı bir şekilde incelenmesi gerekliliğini ortaya koymuştur. Böylece otomatik kontrol teorisinin geliştirilmesi zorunluluğu doğmuştur. J. C. Maxwell kontrol teorisine ilişkin olarak geliştirdiği matematik teorisi ile James Watt'ın *flyball governor*unun türevsel denklemler ile modellemiştir. Maxwell'in çalışmaları sistemin değişik parametrelerinin genel sistem performansı üzerine etkilerinin incelenmesi olmuştur.



Şekil 1.1: Buhar motoru hız kontrol sistemi

İkinci dünya savaşı süresinde otomatik kontrol teorisi ve uygulamaları otomatik uçak pilotları, silah hedefleme sistemleri, radar anten kontrol sistemleri ve bir çok diğer geri beslemeli yapıdaki savunma sistemlerinin acilen tasarlanması ve inşa edilmesi gerekliliği yüzünden oldukça hızlı bir ilerleme kaydetmiştir. 1940 larda, sayılar ve uygulamalarına ilişkin matematik ve analitik metotların gelişmiş ve kontrol mühendisliği kendi kurallarına kavuşmaya başlamıştır.

Frekans-bölgesi teknikleri, ikinci dünya savaşını takiben, Laplace çevirimleri ve karmaşık frekans düzlemi kullanımının artması ile birlikte kontrol mühendisliğinin ana uğraşı sahası olmuştur. 1950 lerde kontrol mühendisliğinin üzerinde önemle durduğu ve geliştirdiği kavram s-düzlemi metodu ve özellikle kök-yer (root-locus) yaklaşımıdır. Böylelikle 1980 lerde sayısal sistemlerinin de gelişimi ile kontrol bileşenleri bir yordama oturmaya başlamıştır. Bu yeni kontrol bileşenlerinin

teknolojisi bize eskiden kontrol mühendislerin yapamayacağı derecede çok hızlı ve yüksek doğrulukta işlem yapabilme şansı getirmektedir. Sputnik in atılması ile girilen uzay ağı ile birlikte, kontrol mühendisliğine yeni gereklilikler doğmuştur. Uzay mekikleri ve füzeler için çok yüksek doğrulukta karmaşık kontrol sistemleri tasarlanması zorunluluğu gelmiştir. Kontrol sistemlerinin gelişimine ilişkin seçilmiş bir zet Tablo 1.1 de bulunmaktadır.

Tablo 1.1: Kontrol sistemlerinin kısa tarihi

1769	James Watt Buhar motoru ve bunun hızını kontrol amacı ile kullandığı flyball governoru geliştirdi.
1800	Eli Whitney in tüfeklerin üretim aşaması ile örneklendirdiği üretim aşamasında parçaların yer değiştirebilirliği kavramını ortaya koyması.
1868	J.C. Maxwell in buhar motorunun kontrolüne ilişkin ortaya matematiksel denklemler koyması.
1913	Henry Ford un otomobil üretiminde mekanize montaj sistemlerini kullanması.
1927	H.W. Bode un geri besleme yükselticilerini analiz etmesi.
1932	H.Nyquist in sistem karalılığı üzerine yeni bir metot ortaya koyması.
1952	Nümerik kontrol ün MIT tarafından mekanize kesim cihazları için ortaya koyulması.
1954	George Devol tarafından ilk endüstriyel robot olarak kabul edilen ' programlanmış yazı dağıtımı' nın geliştirilmesi.
1960	Devol un tasarıma dayalı ilk Unimate robotun geliştirilmesi ve kullanılmaya başlanması.
1970	Durum-değişkenleri modeli ve optimal kontrolün geliştirilmesi.
1980	Gürbüz (robust) kontrol sistemlerinin tasarlanması.
1990	İhracata dayalı üretici şirketlerin otomasyon ile oldukça yakından ilgilenmeye başlamaları.
1994	Otomobillerde geri beslemeli kontrol sistemlerinin oldukça yaygın olarak kullanılmaya başlanması.
1997	Astronotsuz uzay araçları ile , Sojourner gibi, Mars ın yüzeyinin araştırılması.

1.2. Modern Kontrol Sistemleri

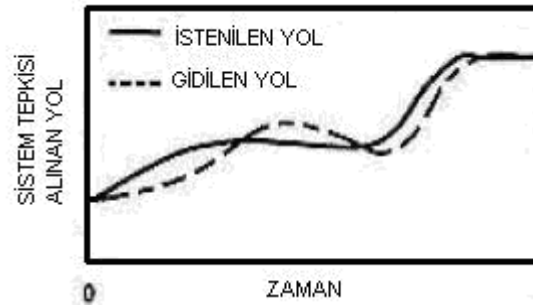
Modern endüstri ve toplumda geri beslemeli kontrolün önemli bir etkisi olmuştur. Örnek olarak otomobil kullanımı, sürücünün isteklerine sistemin otomatik olarak cevap vermesi bu konuya güzel bir örnek teşkil etmektedir.



Şekil 1.2: Örnek geri beslemeli sistem

Çoğu otomobiller günümüzde hidrolik kuvvetlendiriciler ile donatılarak sürücünün fren veya direksiyona uygulamış olduğu gücü etkin bir şekilde tekerlere ve frenlere iletecek sistemlere sahiptir. Bir otomobil direksiyon sisteminin basit bir diyagramı Şekil 1.2 de görülmektedir. Burada istenilen gidişat ile mevcut gidişatın alınan ölçüm değerlerinin karşılaştırılması ile hata ölçüm değeri elde edilir.

Burada bir başka geri besleme gözlemimiz de el tarafından hissedilen direksiyonun hareketleridir. Bu geri besleme sistemi okyanus gemilerinin veya büyük uçakların direksiyon kontrol sistemlerine benzemektedir. Tipik bir yol-hareket eğrisi de Şekil 1.3 de görülmektedir.



Şekil 1.3: Sistem giriş ve çıkışları

Modern, yüksek kapasiteli, yüzlerce megavat dan fazla enerji üreten sistemler de üretim değişkenlerinin birbirleri olan ilişkilerinin düzenlenmesi ve optimum güç üretimi için otomatik kontrol sistemlerine gereksinim duymaktadırlar. Bu tip örnekler istenildiği kadar çoğaltılabilir.

1.3. Kontrol Sistem Tasarımı

Kontrol sistemlerinin tasarımı mühendislik tasarımının özel bir örneği olarak algılanabilir. Tekrar etmek gerekirse, kontrol sistemi tasarımında da temel istenen,

ihtiyacımız olan sistemin temel parametrelerin özelliklerini, tanımlamaları ve kuruluşunu gerçekleştirmektir.

Buradaki ilk adımımız bu tasarımı gerçekleştirmek için; sistem hedeflerini çok iyi bir şekilde tanımlamak ve anlamak olacaktır. Örnek vermek gerekirse, bizim temel hedefimiz motor hızını istenilen kesinlikte kontrol etmek olabilir. İkinci aşama ise; kontrol edilmek istenilen sistemin değişkenlerini (motorun hızı) tanımlamak olacaktır. Üçüncü aşama; istediğimiz özellikleri ne kadar doğruluğa ulaşmak istendiğini yazmaktır. Kontrol de ki bu istenilen doğruluk oranı, kontrol edilmek istenilen değişkenlerin ölçümünde kullanılacak olan algılayıcıların seçiminde büyük rol oynayacaktır.

Tasarımcılar gibi, bizlerinde bir sistem kurarken ilk yaptığımız, istenilen kontrol performans sonuçlarının nasıl alınacağını bulmaktır. Bu sistemin yapısı doğal olarak algılayıcılardan oluşacaktır, basınç altındaki bir süreç, bir gerçekleyici, bir kontrol ediciden oluşacaktır Şekil 1.2 de görüldüğü gibi. Bir sonraki aşama gerçekleyici için bir aday belirlemek olacaktır. Bu aşama şüphesiz ki, sürece bağlı olacaktır fakat seçilen harekete geçirici, sistemin genel performansında oldukça önemli bir ayarlayıcı rolü oynayacaktır. Örnek olarak; dönen bir tekerin hızını kontrol etmek istiyorsak, motoru bir gerçekleyici olarak seçmeliyiz. Bu durumda algılayıcı, doğru olarak hızı ölçebilecek bir yapıda olmalıdır. Bundan sonra sistemin gerçekçi bir modelini ortaya koyabiliriz.

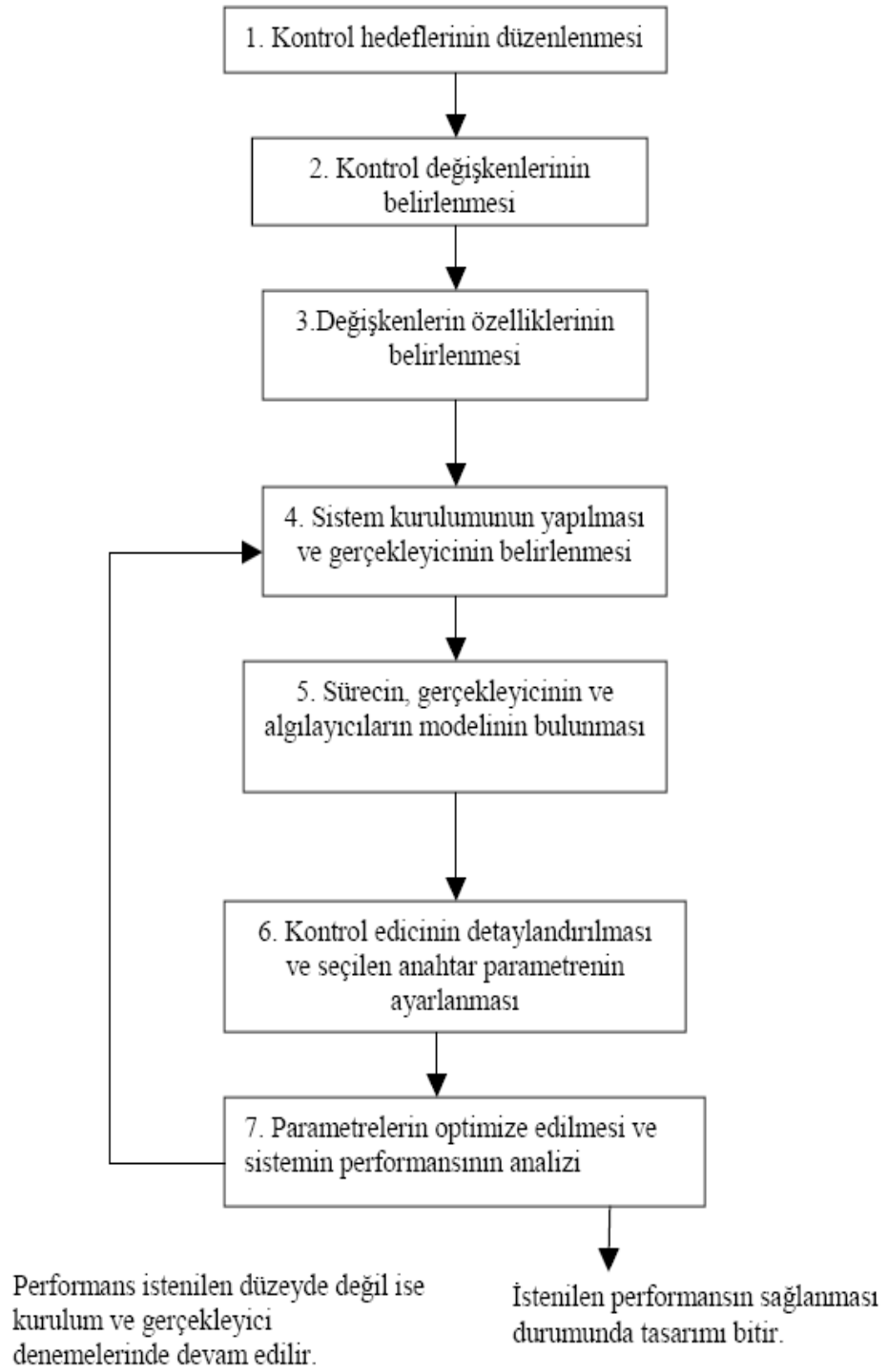
Daha sonraki aşama sistem için, toplamsal yükseltici ve istenilen değer ile gerçek değeri karşılaştırmak ve bunu hata sinyali olarak gönderecek elemanlar içeren bir kontrol edici seçmek olacaktır.

Tasarım sürecinin son aşaması ise, sistemin istenilen performansı yakalayana kadar değişken parametreleri ayarlamaktır. Eğer parametrelerin değişimi ile istenilen performansı yakalamış isek artık bizim için tasarım süreci tamamlanmıştır ve bundan sonra elde edilen sonuçlarının yazılmasıdır. Yok eğer istenilen performans elde edilememiş ise, yeni bir geliştirilmiş sistem kurulumu ve muhtemelen yeni gerçekleyici ve algılayıcılar seçmek gerekecektir. Daha sonra geri kalan süreç istenilen özellikler ve performansı sağlayana kadar tekrar edilecektir. Bu kontrol sistemi tasarımı Şekil 1.3 de özetlenmiştir.

Performans özellikleri kapalı döngü kontrol sistemini nasıl olacağını açıklamalı ve, (1) dalgalanmalara karşı iyi bir dengeleme, (2) komutlara istenilen tepkileri vermesi, (3) gerçekçi sinyaller üretmesi, (4) düşük duyarlılık ve (5) gürbüzlük, özelliklerini de barındırmalıdır içinde.

Tasarım süreci çok güçlü bilgisayar sistemlerinin gelişiminden oldukça etkilenmiş, çok daha düşük maliyetler ile kontrol tasarımlarını gerçekleyecek yazılımlar piyasada artık bulunmaktadır. Örnek olarak Boeing 777 ler ve bir çok uçak ve diğer ticari hava araçları gelişmiş bilgisayarlar ile tasarlanmıştır. Son tasarımların doğrulamaları çok güçlü bilgisayar benzetimleri ile yapılmaktadır. Eğitim aşamasında da Boeing 777 test pilotları daha uçak inşa edilmeden yüksek doğruluklu benzetimler sayesinde 2400 saat uçuş yapmışlardır.

Özet olarak, kontrol edici tasarımı problemi; kontrol edilecek bir sistemin modelinin (algılayıcı ve gerçekleyicilerinde bulunduğu) belirlenmesi ve tasarım hedeflerinin belirlenmesi aşamalarını içerir.



Şekil 1.4: Kontrol sistem tasarımı akış şeması

2. AZ SÖNÜMLÜ SİSTEMLER

2.1. Giriş

Pratik uygulamalarda karşılaşılan sistemler genelde yüksek mertebeli sistemlerdir. İkinci derece bir sisteme çok ender rastlanır. Bununla birlikte yüksek dereceli sistemler için kontrolör tasarlarırken ikinci derece sisteme benzetim yapılması ve tasarımın bu yeni oluşturulan ikinci derece sistem temel alınarak yapılması oldukça sık rastlanan bir durumdur [1]. Bu nedenle ikinci derece sistemlerin iyi anlaşılması analiz ve tasarıma önemli katkı sağlar.

En genel anlamda bir ikinci derece sistemin transfer fonksiyonu şu şekilde ifade edilmektedir:

$$G_s = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \quad ; \zeta, w_n > 0 \quad (2.1)$$

Burada ζ sönüm oranı w_n ise doğal frekans olarak tanımlanır. ζ system dinamiği üzerinde çok etkilidir ve bu nedenle ikinci derece sistemler ζ parametresine göre sınıflandırılır:

- $0 < \zeta < 1$: Az sönümlü sistemler
- $\zeta = 1$: Kritik sönümlü sistemler
- $\zeta > 1$: Aşırı sönümlü sistemler

2.2. Tanım

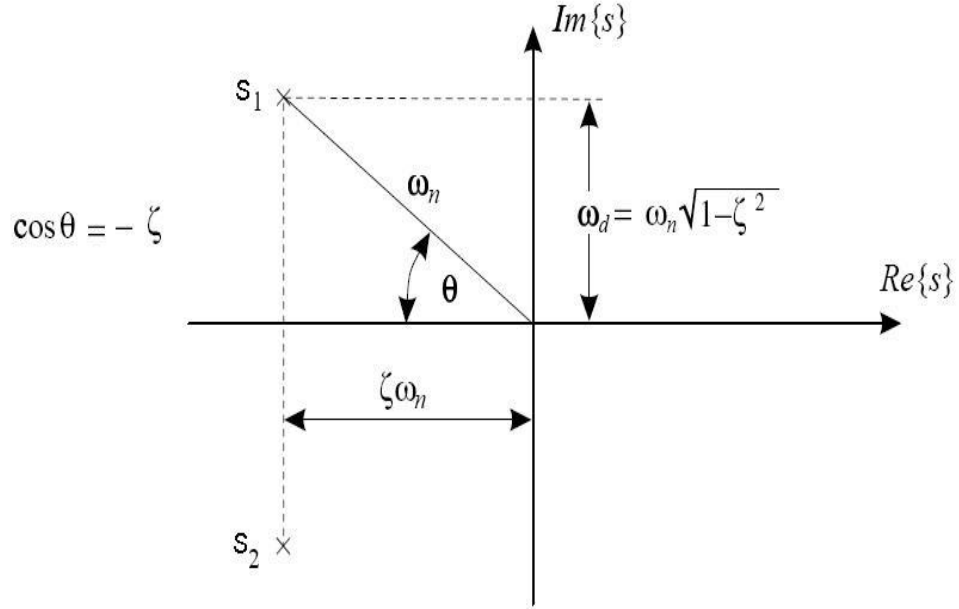
Tanım itibariyle sönüm oranı sıfırdan büyük birden küçük ikinci derece sistemler az sönümlü sistemler olarak adlandırılır. Transfer fonksiyonu şu şekilde yazılabilir:

$$G_s = \frac{w_n^2}{(s + \zeta w_n + jw_d)(s + \zeta w_n - jw_d)} \quad (2.2)$$

Transfer fonksiyonunun paydasının sıfıra eşitlenmesiyle elde edilen karakteristik denklemin iki tane kompleks kökü vardır. Bu kökler

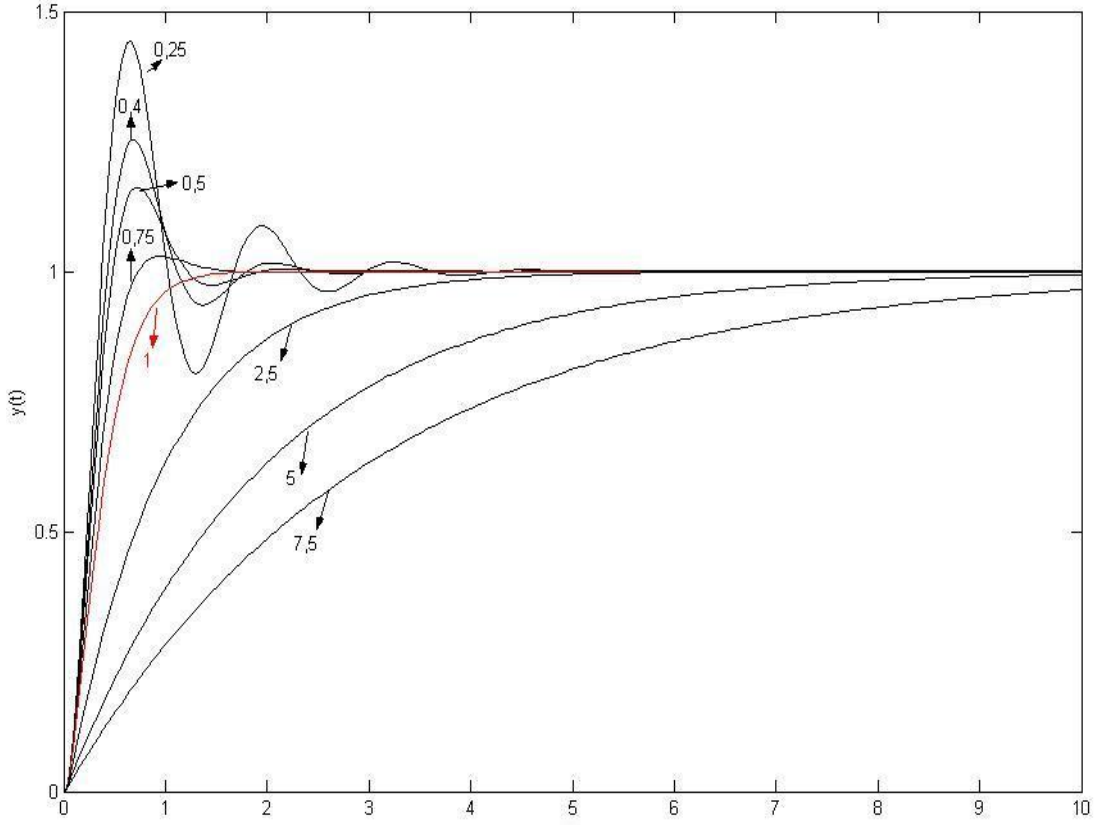
$$s_1, s_2 = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} = -\alpha \pm j\omega_d \quad (2.3)$$

($\alpha = \zeta\omega_n$ ve $\omega_d = \omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$ olmak üzere) şeklinde ifade edilir ve kompleks düzlemin ikinci ve üçüncü düzleminde yer alırlar.



Şekil 2.1: Köklerin kompleks düzlemde gösterimi

Burada ζ sönüm oranı ω_n ise doğal frekans parametrelerinin anlamlarını açıklamak gerekir. Kökler için verilen ifadeden hemen görüldüğü üzere $\zeta = 0$ olması durumunda $\alpha = 0$ olur dolayısıyla kökler sadece sanal kısımdan oluşur. Bu durumda birim basamak yanıtı saf sinüsoidal bir işaret halini alır. Bu sönümsüz işaretin frekansı ise ω_n 'e yani doğal frekansa karşılık düşer. ω_n parametresinin ismi bu nedenle verilmiştir. ω_n değerinin sistemin yükselme, gecikme ve yerleşme zamanını doğrudan etkilemediği ve aşım üzerinde hiç bir etkisi olmadığı, ikinci derece bir sistemin birim basamak yanıtının ($\omega_n t$) normalize zamana göre değişik ζ değerleri için çiziminden oluşan Şekil 2.2 de oldukça açıktır. Yanıt incelenirse artan ζ değerleri için sistemin sönümünün azaldığı görülür. Ayrıca $\zeta \geq 1$ için sistem yanıtı hiç bir zaman son değerini aşmaz.



Şekil 2.2: Değişik ζ değerleri için birim basamak cevapları

2.3. Birim Basamak Yanıtı

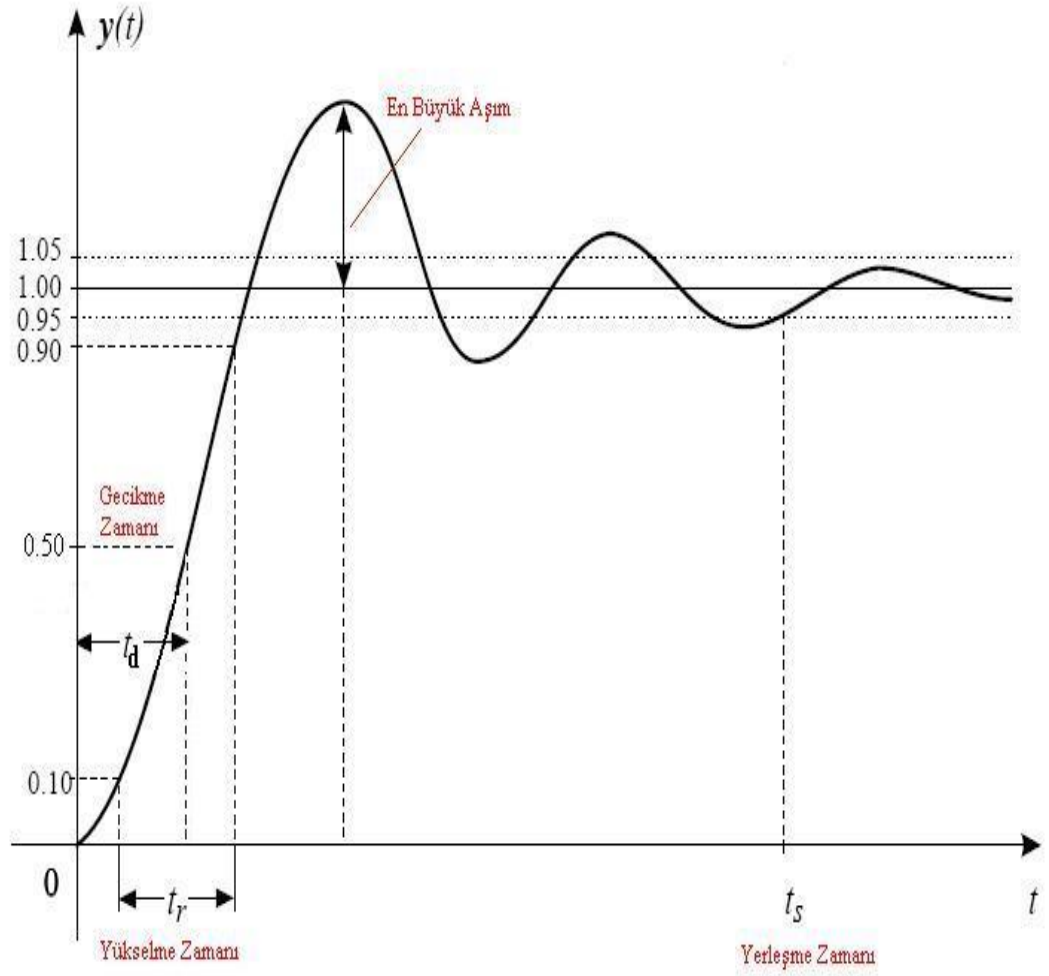
Bir doğrusal kontrol sisteminin geçici hal (sistem yanıtının zaman ilerledikçe sıfıra giden kısmı) yanıtını genellikle girişine $u(t)=1/s$ şeklinde birim basamak işareti uygulanarak elde edilen birim basamak yanıtı ($y(t)$) ile değerlendirmek mümkündür. İkinci dereceden bir sistemin birim basamak yanıtının analitik ifadesi ise şöyle elde edilir:

$$Y(s) = U(s) \cdot G_s = \frac{1}{s} \times \frac{w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} = \frac{w_n^2}{s(s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2)} \quad (2.4)$$

$Y(s)$ 'e ters Laplace dönüşümü uygulanırsa çıkış yanıtı $y(t)$ bulunur:

$$y(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta w_n t}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin(w_n \sqrt{1 - \zeta^2} t + \cos^{-1} \zeta), \quad t \geq 0 \quad (2.5)$$

Şekil 2.3 de örnek bir birim basamak yanıtı görülmektedir. Şekilde gösterilen ve sistem performansları açısından önem taşıyan davranış kriterleri aşağıda tanımlanmıştır [2]:



Şekil 2.3: Örnek birim basamak yanıtı

En büyük aşım – $y(t)$ birim basamak yanıtının en büyük değerine y_{maks} sürekli durumdaki değerine ise y_{ss} adları verilmiş olsun. Bu durumda en büyük aşım ifadesi:

$$\text{en büyük aşım} = \frac{y_{maks} - y_{ss}}{y_{ss}} \times \%100 \quad (2.6)$$

En büyük aşımı bulmak için ilk olarak ilk tepe değerinin olduğu anın bilinmesi gerekir. Bu da karakteristik denklemin zamana göre türevinin sıfıra eşitleyen t değeridir. Gerekli işlemler yapılırsa

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (2.7)$$

olarak ilk tepe zamanı bulunur. Daha sonra da bu t_p değeri sayesinde en büyük aşım ifadesi bulunur:

$$OS(0/0) = \exp\left(-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right) \times 100(0/0) \quad (2.8)$$

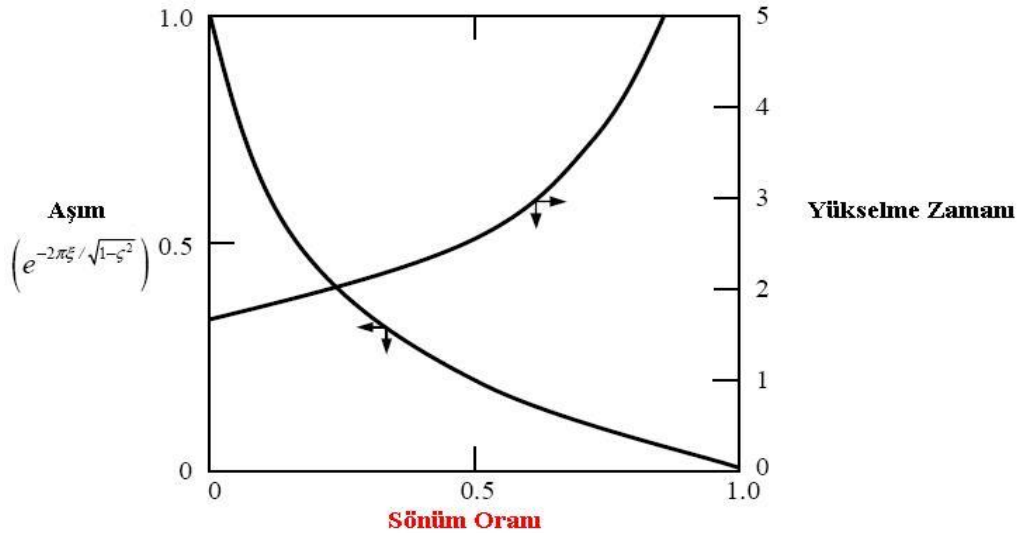
En büyük aşım sistemin göreceli kararlılığını değerlendirmeye yarar ve genellikle büyük bir değer olması istenmez.

Gecikme zamanı – t_d ile gösterilen gecikme zamanı basamak yanıtının son değerinin %50 sine ulaşma zamanı olarak tanımlanır.

Yükselme zamanı – Basamak yanıtının son değer %10 değerinden %90 değerine ulaşması zamanı olarak tanımlanır. t_r ile gösterilir.

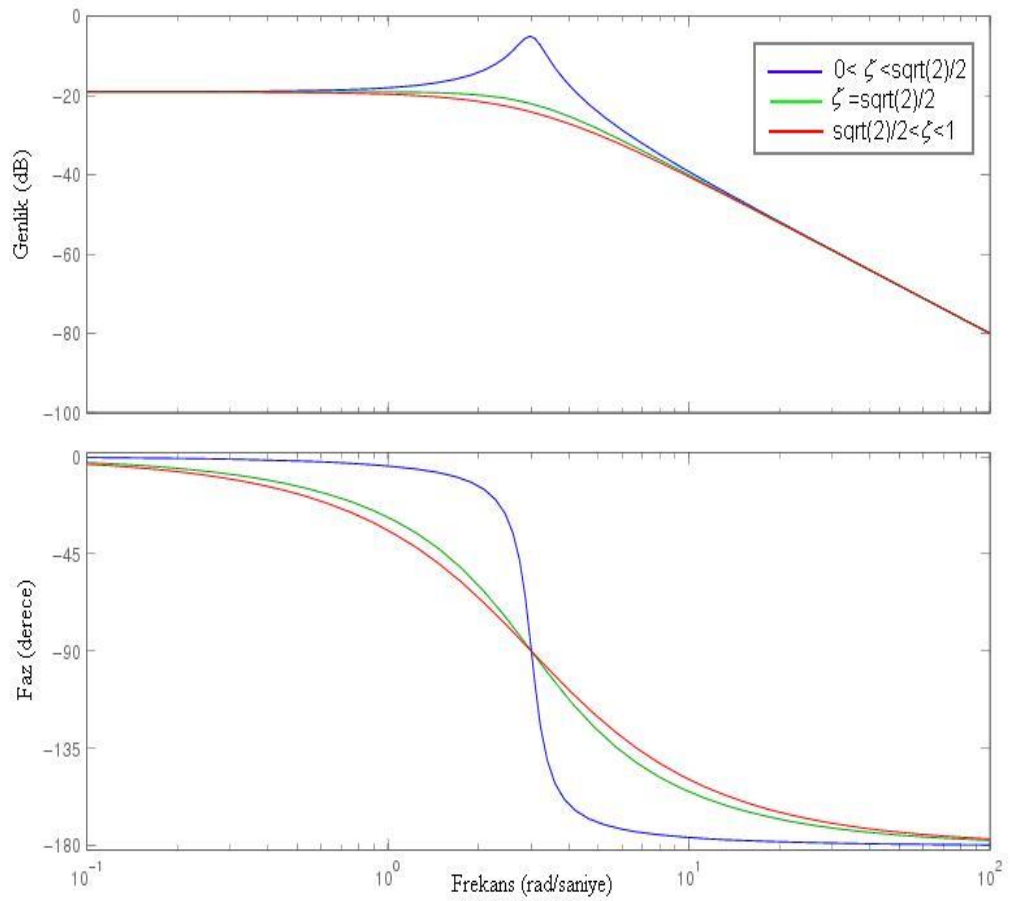
Şekil 2.4 de yükselme zamanı, aşım ve sönüm oranı arasındaki ilişki gösterilmektedir.

Yerleşme zamanı – t_s ile gösterilen yerleşme zamanı, basamak yanıtının son değer belli bir yüzdesine kadar azalması ve bu değer altında kalması için geçen süreye verilen isimdir. Yüzde 5 çok sık kullanılan bir değer olsa da belli bir değeri yoktur.



Şekil 2.4: Yükselme zamanı, aşım ve sönüm oranı arasındaki ilişki

Az sönümlü sistemlerin basamak yanıtlarından bahsederken ele alınması gereken diğer bir kavram ise rezonans etkisidir. Rezonans tanım olarak Sönüm oranının sıfırdan büyük değerleri için girişten sisteme enerji transferinin maksimuma ulaşmasıdır. Diğer bir deyişle, sönümlü sistemlerde, sistemin vibrasyon genliğinin maksimum halidir. Rezonans etkisi Şekil 2.5 de verilen Bode diyagramlarında görülebilir.



Şekil 2.5: Bode diyagramları

Rezonans etkisinin hangi frekansta oluştuğunu bilebilmek için bode diyagramında hangi frekansın maksimum genliğe karşılık geldiğini bulmak gerekir. Bunun için, eğer rezonans etkisinin görüldüğü frekansa w denirse, transfer fonksiyonunun mutlak değerinin w 'ya göre türevinin alınıp sıfıra eşitlenmesi gerekir. Bu nedenle transfer fonksiyonunda $s=jw$ çevrimi uygulanır. Dolayısıyla sağlanması gereken denklem şu şekildedir:

$$\frac{G(jw)}{dw} = 0 \quad (2.8)$$

$$\frac{d}{dw} \left| \frac{w_n^2}{(jw)^2 + 2\zeta w_n(jw) + w_n^2} \right| = 0 \quad (2.9)$$

Bu denklemin iki adet çözümü vardır:

$$w=0 \text{ veya } w_v = w_n \sqrt{1 - 2\zeta^2} \quad (2.10)$$

w_v aradığımız rezonans frekansın vermektedir ve bu değerin gerçel bir sayı olabilmesi için $\zeta \leq \frac{\sqrt{2}}{2}$ olması gerektiği açıktır.

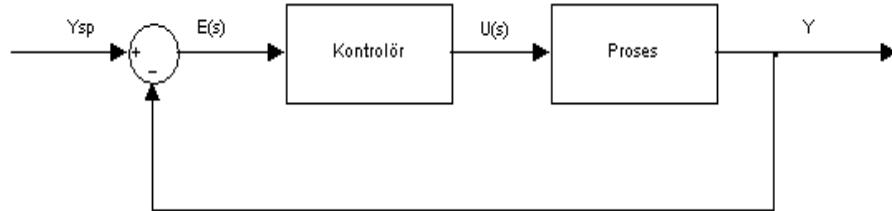
3. PID KONTROLÖRLER

3.1. Giriş

Hiç şüphesiz geribeslemeli kontrolör dendiğinde ilk olarak PID kontrolör akla gelir. Günümüzde gelişmiş birçok kontrol algoritması üzerinde sayısız araştırmalar yapılmasına rağmen PID kontrolörler endüstriyel kontrol uygulamalarının %95 den fazlasında kullanılmakta ve bu konuda rakip tanımamaktadır [3]. Elbette bunun bazı nedenleri bulunmaktadır:

- PID kontrol algoritması esasen çok basit bir yapıya sahiptir dolayısıyla kullanıcılar tarafından çok rahat anlaşılmaktadır.
- Her çeşit uygulamada tatminkar sonuçlar vermeyi başarmıştır. Maliyet/fayda oranı çok düşüktür.
- Tek başına bir sistem olarak da piyasada bulunabildiği gibi rahatlıkla gömülü sistemlere algoritma olarak da entegre edilebilmektedir.

Uygulamalarda operatörler bazı durumlarda kontrolörün otomatik ayarını tercih edip kullanmakta bazı durumlarda ise kendileri sisteme göre deneyimlerinden faydalanarak elle ayar yapmaktadır. Fakat genelde her iki tip ayarlama da en optimal sonucu vermemektedir. Bu nedenledir ki PID kontrolörlerin parametrelerinin optimum ayarları üzerinde birçok çalışma yapılmaktadır.



Şekil 3.1: Geribeslemeli bir kontrol sistemi

3.2. Algoritma

PID algoritmasının ders kitaplarında verilen en klasik haldeki formülü şu şekildedir:

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \left(\frac{de(t)}{dt} \right) \right) \quad (3.1)$$

Formüldeki sembolleri tanımlamak gerekirse:

$u(t)$: Kontrol işareti

$e(t)$: Hata işareti (sistemin ulaşması istenen değer “ y_{sp} ” ile gerçek yanıtı “ y ” arasındaki fark)

K_p : Oransal katsayı

T_i : İntegral zaman sabiti

T_d : Türev zaman sabiti

K_p , T_i ve T_d katsayıları ayrıca kontrol parametreleri olarak da adlandırılmaktadır.

Formülden de hemen görülebileceği gibi PID algoritması en basit anlamda üç adet terimin toplanmasından oluşmaktadır ve zaten ismini de buradan almaktadır (Oransal + İntegral + Türev). PID kontrolcünün transfer fonksiyonu yazıldığında da bu durum açıkça görülmektedir.

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_D s \quad (3.2)$$

Bu nedenle PID kontrolörünü oluşturan kontrol parametrelerinin herbirinin sistem üzerindeki etkileri iyi kavranmalıdır.

3.2.1. Kontrolör Parametrelerinin Etkileri

Parametreleri tek tek ele alırsak öncelikle oransal kontrol katsayısı K nın etkisini anlamak gerekir. Yukarıda verilen PID formülünde T_i yerine ∞ T_d yerine ise 0 konursa geriye sadece oransal kontrol kalmış olur. Anlık kontrol hatasına dayanan oransal kontrol ile kararlı bir sistemi kontrol etmek mümkündür. Fakat gösterdiği performans oldukça sınırlıdır ve de sürekli hal hatasını yok etmek mümkün değildir. Ayrıca oransal kontrol edilen sistemlerde kazanç (K_p) yükselirken hata azalırken diğer yandan sistemin osilasyona meyili artar.

Sürekli hal hatasını yok etmek için yapılması gereken şey oransal kontrole integral terimini de ilave etmektir. PI tipi kontrol halini alan kontrol işareti sayesinde oransal kontrolde her zaman olan sürekli hal hatasından kurtulunur. Integral doğası gereği oransal kontrole göre daha yavaş reaksiyon verir çünkü hatanın anlık değeri yerine belli bir zaman dilimindeki hataların toplamını ele almaktadır.

Elde ettiğimiz PI tipi kontrolöre bu kez de türev terimin katarsak sonuçta PID kontrolöre ulaşmış olur ve aynı zamanda türevin etkisini anlamış oluruz. Diyelimki K_p ve T_i öyle seçilmiş olsunki sistem kapalı çevrimde osilasyonda olsun. Türevin etkisinin artması, yani T_d süresinin artması ile birlikte osilasyonda azalma diğer bir deyişle sönümde yükselme görülür. Ayrıca osilasyonun periyodu da T_d nin artışıyla artar. Fakat T_d bir seviyeden sonra artmaya devam ederse sönüm yeniden azalır osilasyon çoğalır. Bunu nedenini şu şekilde açıklayabiliriz. Türevin etkisi esasen hatanın bir öngörüsü olarak düşünülebilir. Dolayısıyla öngörü süresi T_d nin gereğinden fazla olması sistemin kontrolünde yardımcı bir etki sağlamaz. Üç parametrenin de kapalı çevrimde bahsedilen etkileri transfer fonksiyonu

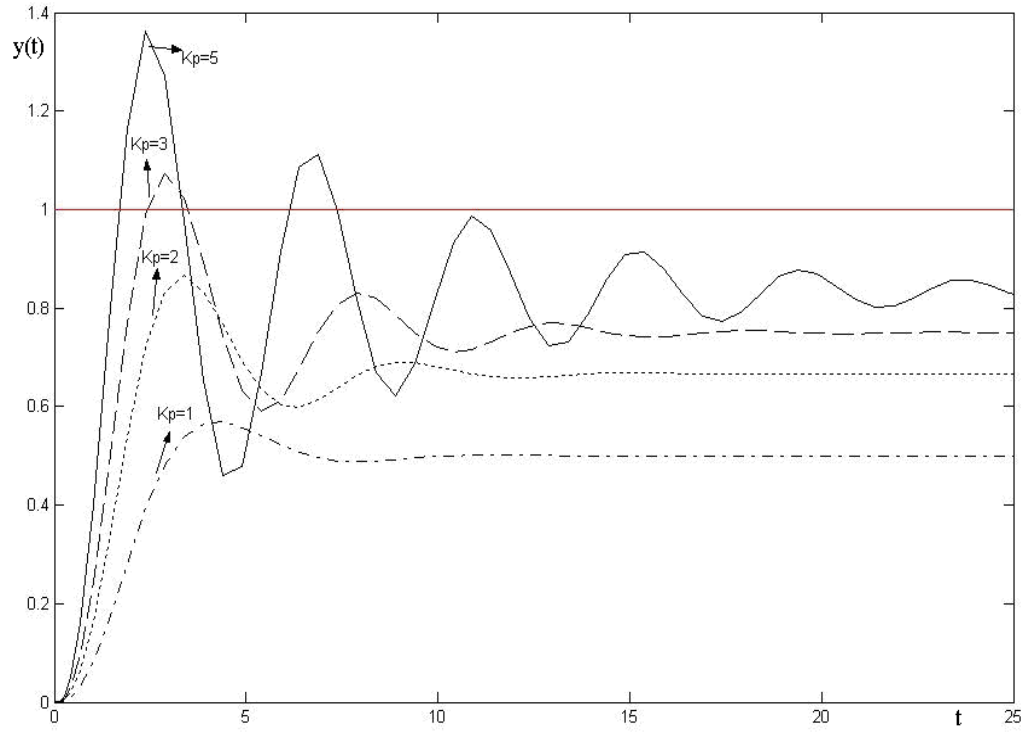
$$P(s) = \frac{1}{(s+1)^3}$$

olan bir proses üzerinde aşağıdaki Şekil 3.2, Şekil 3.3 ve Şekil 3.4

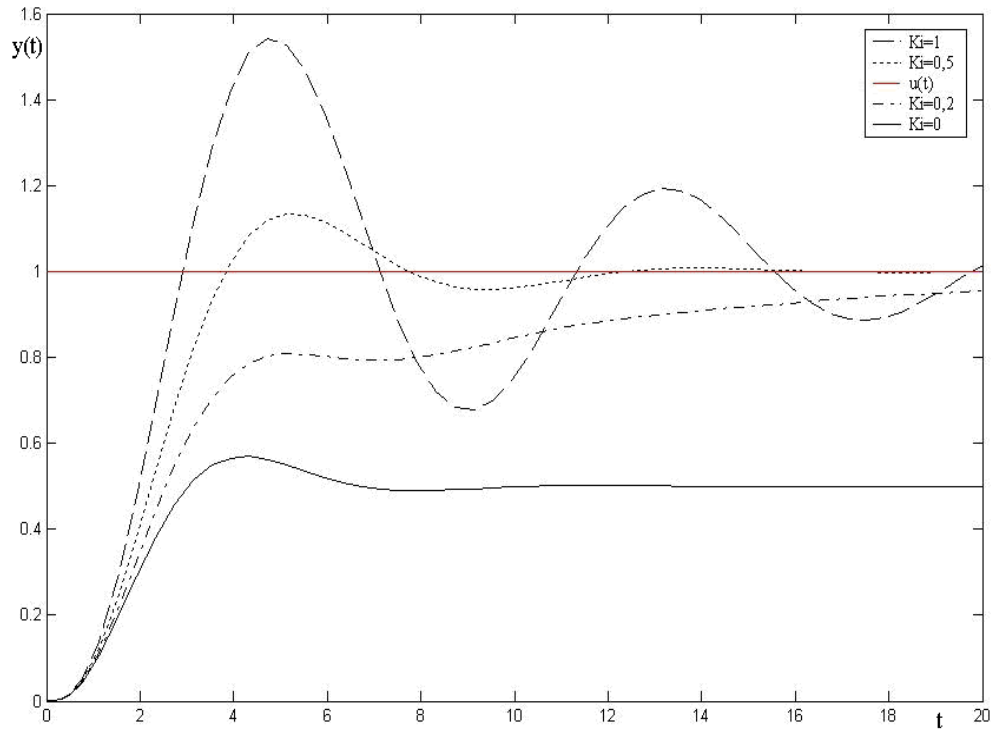
de gösterilmiştir. Ayrıca P,I ve D katsayılarının sistem üzerindeki etkileri kısaca Tablo 3.1 de verilmiştir.

Tablo 3.1: PID katsayılarının etkileri

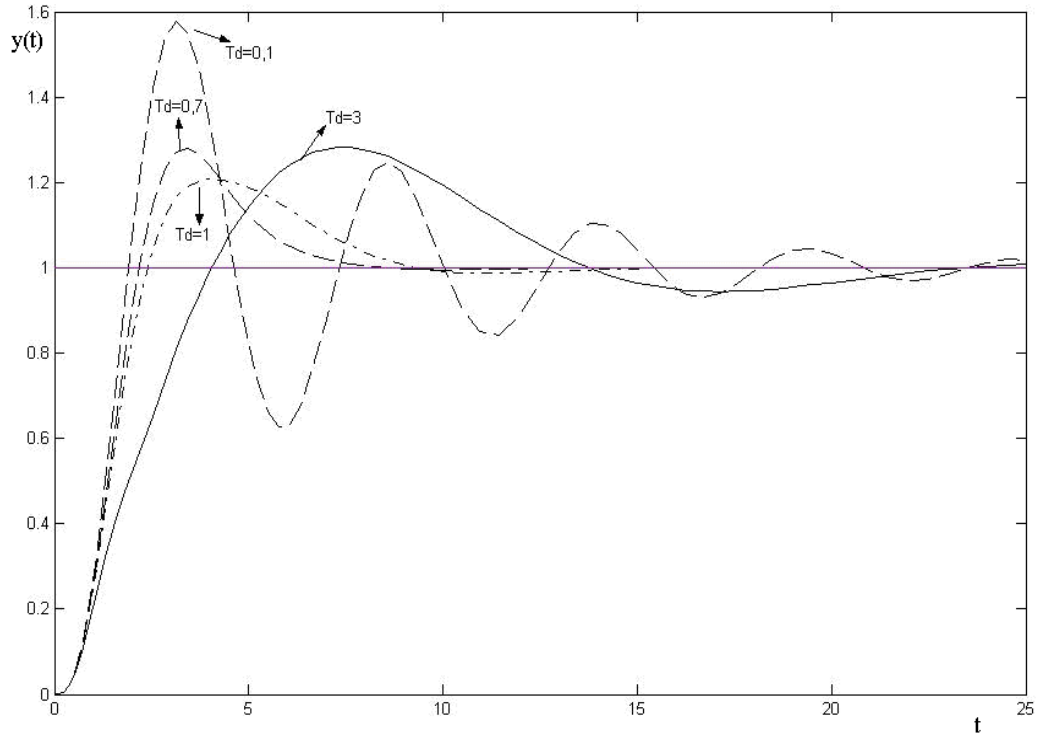
	Yükselme Zamanı	Sistem Ani Tepkisi	Oturma Zamanı	Kararlı Durum Hatası
Kp artarsa	Azalır	Artar	Çok az etkilenir	Azalır
Ki artarsa	Azalır	Artar	Artar	Yok olur
Kd artarsa	Çok az etkilenir	Azalır	Azalır	Çok az etkilenir



Şekil 3.2: K_p katsayısının sistem yanıtına etkisi



Şekil 3.3: K_i katsayısının sistem yanıtına etkisi



Şekil 3.4: T_d katsayısının sistem yanıtına etkisi

3.2.2. Kontrolör Parametrelerinin Ayarlanması

PID Kontrolör tasarımının temel hedefi etkilerini daha önce incelediğimiz K_p , T_i (veya K_i) ve T_d (K_d) parametrelerinin bulunması ve daha da önemlisi kapalı çevrim sistemin performans koşullarını sağlayacak şekilde ayarlanmasıdır. Bu katsayıların bulunmasında sistemin başlangıç tepkisi, gürültü yok edimi ve durum uzay hata özellikleri gibi kavramlardan faydalanılır. Fakat pratikte tasarımın tüm kavramlar açısından aynı derecede başarı göstermesi pek sağlanamaz. Örneğin kontrolör ayar noktası değişimlerine karşı iyi tepki verecek şekilde ayarlanmış ise (minimum üst tepe – “overshoot” – ve minimum oturma zamanı – “settling time” – için ayar yapılmış ise) genellikle gürültü değişimlerine verilen tepki daha ağır olur.

Tasarımda izlenebilecek temel basamaklar şunlardır:

- Sistemin açık çevrim transfer fonksiyonunun elde edilmesi
- Sisteme yükselme zamanını iyileştirme amacıyla oransal denetleyicinin eklenmesi
- Sistemde ani tepkinin iyileştirilmesi için türevsel denetleyicinin eklenmesi
- Kararlı durum hatasının yok edilmesi için integral denetleyicisinin sisteme eklenmesi

- Katsayıların sistemden istenilen genel karakteristik tepki sağlanana dek ayarlanması

Bu genel tasarım kurallarının haricinde PID kontrolörlerinin endüstriyel uygulamalarda çok yaygın kullanımından dolayı birçok kontrolör parametrelerini ayarlama yöntemleri geliştirilmiştir. Bu yöntemler arasında en çok kabul göreni ve uygulananı ise Ziegler Nichols metodudur. Bu metodun incelemesi sonraki bölümde kapsamlı bir şekilde ele alınacaktır.

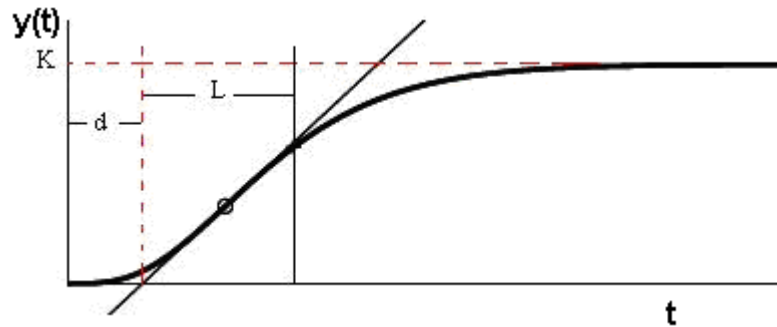
3.3. Ziegler-Nichols Tasarım Metodu

J.G. ZIEGLER VE N.B. NICHOLS'ün 1942 yılında yayınladıkları "Optimum Settings for Automatic Controllers" adlı makale ile sundukları PID kontrolörler için tasarım metotları günümüzde halen en çok kabul gören ve kullanılan tasarım metodu olma özelliğini taşımaktadır. Makalede iki çeşit yöntem sunulmuştur ve her ikisi de proses dinamiğinin birkaç parametre ile karakterizasyonuna ve kontrolör parametreleri için basit denklemlere dayanmaktadır [3]. Metodlar basamak cevabı yöntemi ve frekans cevabı yöntemi olarak adlandırılmaktadır.

3.3.1. Basamak Cevabı Yöntemi

Bu yöntem açık çevrim birim basamak cevabının incelenmesine ve analizinden proses ile ilgili bilgiler edinilmesine dayanmaktadır. Bu yöntem çok basit bir proses modelinin kullanıldığı, modelleme ve kontrole dayanan geleneksel bir metod olarak görülebilir. Yöntemde kullanılan proses modeli birinci dereceden zaman gecikmeli (**FOPTD**, *First Order Plus Time Delay*) bir modeldir ve aşağıdaki denklemle ifade edilmektedir:

$$G(s) = \frac{Ke^{-ds}}{Ls + 1} \quad (3.3)$$



Şekil 3.5: Açık çevrim birim basamak yanıtı

Yöntemi kısaca anlatmak gerekirse ilk olarak Şekil 3.5 de görüldüğü gibi basamak yanıtının eğiminin maksimum değere ulaştığı nokta belirlenir. Daha sonra ise bu noktadan tanjant doğrusu çizilir. Tanjant eğrisi ile koordinat eksenlerinin kesişimi d ve L parametrelerini verir. Kontrolör parametreleri ise Tablo 3.2 deki gibi seçilir [4].

Tablo 3.2: Basamak cevabı yöntemi için katsayı tablosu

	Kp	Ti	Td
P	L / K_d	-	-
PI	$0,9L / K_d$	$d / 0,3$	-
PID	$1,2L / K_d$	$2d$	$0,5d$

3.3.2. Frekans Cevabı Yöntemi

Ziegler ve Nichols tarafından geliştirilen ikinci metod ise proses dinamiklerinin frekans cevabı yoluyla karakterizasyonuna dayanmaktadır. Tasarım proses transfer fonksiyonu $P(s)$ 'in Nyquist eğrisinin negatif reel eksenini kestiği noktadan yola çıkmaktadır. Bu noktadaki frekans (ω_{180}) ve de o frekanstaki kazanç ($k_{180} = |P(i\omega_{180})|$) olmak üzere iki parametre tanımlanabilir. Bu noktaya en son nokta denmektedir ve de bu noktayı karakterize eden parametreler $K_u = 1/k_{180}$ ile $T_u = 2\pi/\omega_{180}$ sırasıyla en son nokta kazanç ve de en son nokta periyot adını alır. Bu parametreler şu şekilde bulunabilmektedir. Öncelikle prosese bir kontrolör bağlanır ve bu kontrolör sadece oransal kontrol yapacak hale getirilir. Örneğin PID kontrolör bağlandıysa $T_i = \infty$ ve $T_d = 0$ yapılır. Daha sonra ise proses osilasyona başlayana dek oransal kazanç ifadesi yavaş yavaş artırılır. Osilasyon başlangıç anında ulaşılan kazanç K_u ve de osilasyon periyodu ise T_u ' dur. İstenilen parametreler bulunduktan sonra Tablo 3.3 e bakarak kontrolör için gerekli katsayı ayarları yapılır [4].

Frekans cevabı yöntemi görüldüğü üzere ampirik bir ayarlama prosedürüdür. Oransal kontrol için yapılması gereken tek işlem sistemi osilasyona sokan kazancı bulup yarısını almaktır.

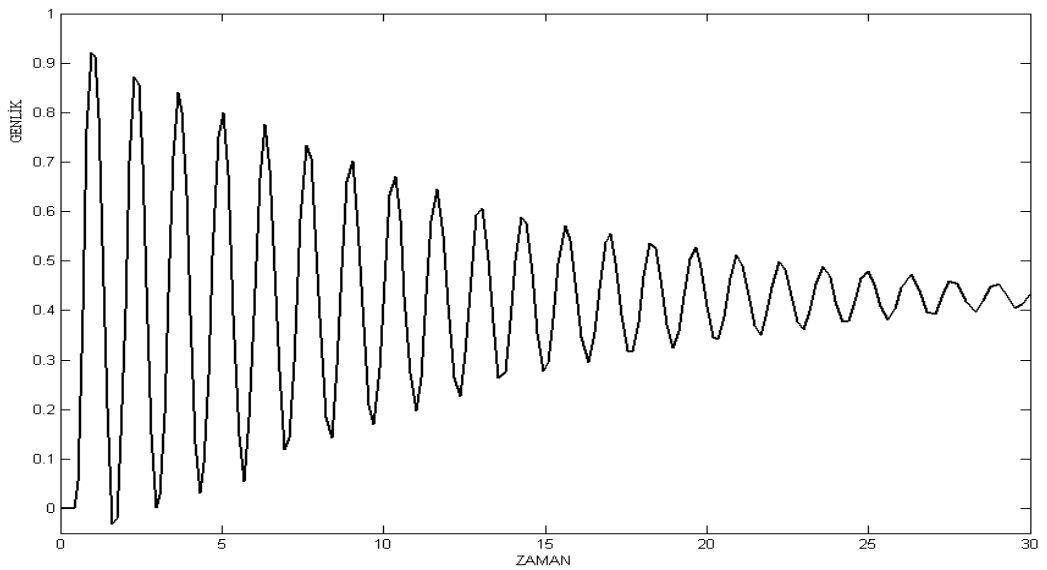
Tablo 3.3: Frekans cevabı yöntemi için katsayı tablosu

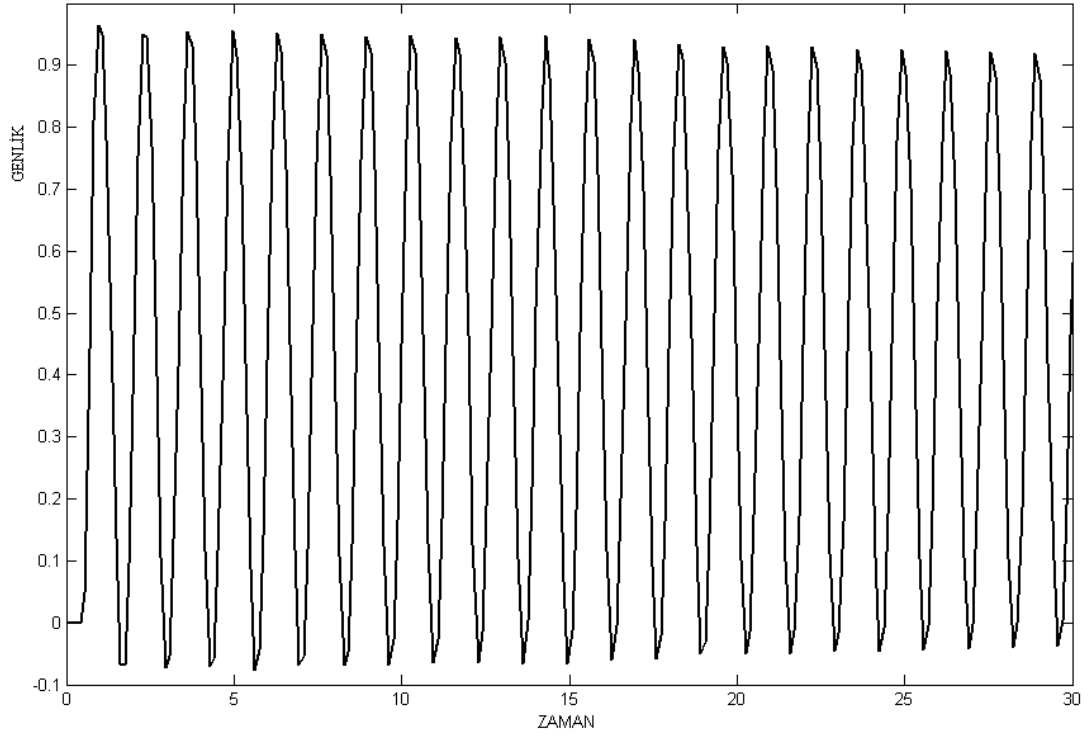
	Kp	Ti	Td
P	0,5Ku	-	-
PI	0,4Ku	0,8Tu	-
PID	0,6Ku	0,5Tu	0,125Tu

Tez boyunca kullanılacak olan birçok sistem için bulunan Ziegler Nichols PID katsayılarının nasıl bulunduğu önem taşımaktadır. Bu nedenle Matlab/Simulink programı kullanarak adım adım bir örnek üzerinde göstermek uygun olacaktır. Örnek prosesimiz

$$G_s = \frac{49e^{-0,5s}}{s^2 + 5,6s + 49} \quad (3.4)$$

şeklinde transfer fonksiyonu verilmiş olan ikinci dereceden zaman gecikmeli ve az sönümlü bir sistem olsun. Burada doğal frekans, $\omega_n=7$ ve sönüm oranı, $\zeta=0,4$ olduğu gözükmemektedir. Metodu adım adım yerine getirirsek ilk önce osilasyonu sağlayacak oransal kazanç ifadesini bulmalıyız. Bu nedenle diyelim Kp ifadesini 0,75 seçtik. O zaman karşımıza çıkan sonuç henüz sistemin tam anlamıyla osilasyona girmediğidir fakat çok yaklaştığıdır. Bu durumda 0,75 ifadesini yavaş adımlarla artırınca sistemin tam olarak osilasyon haline girdiği kazanç ifadesi olarak 0,787 bulunur. Sistemin 0,75 için ve de 0,787 için verdiği yanıtlar aşağıda Şekil 3.6 ve Şekil 3.7 de verilmiş aradaki kazanç ifadeleri için ise yanıtların gösterimine gerek duyulmamıştır.

**Şekil 3.6:** Kp=0,75 için sistem yanıtı

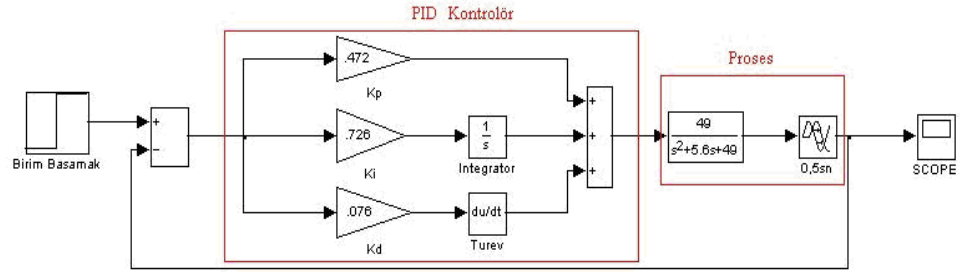


Şekil 3.7: $K_p=0,787$ için sistem yanıtı

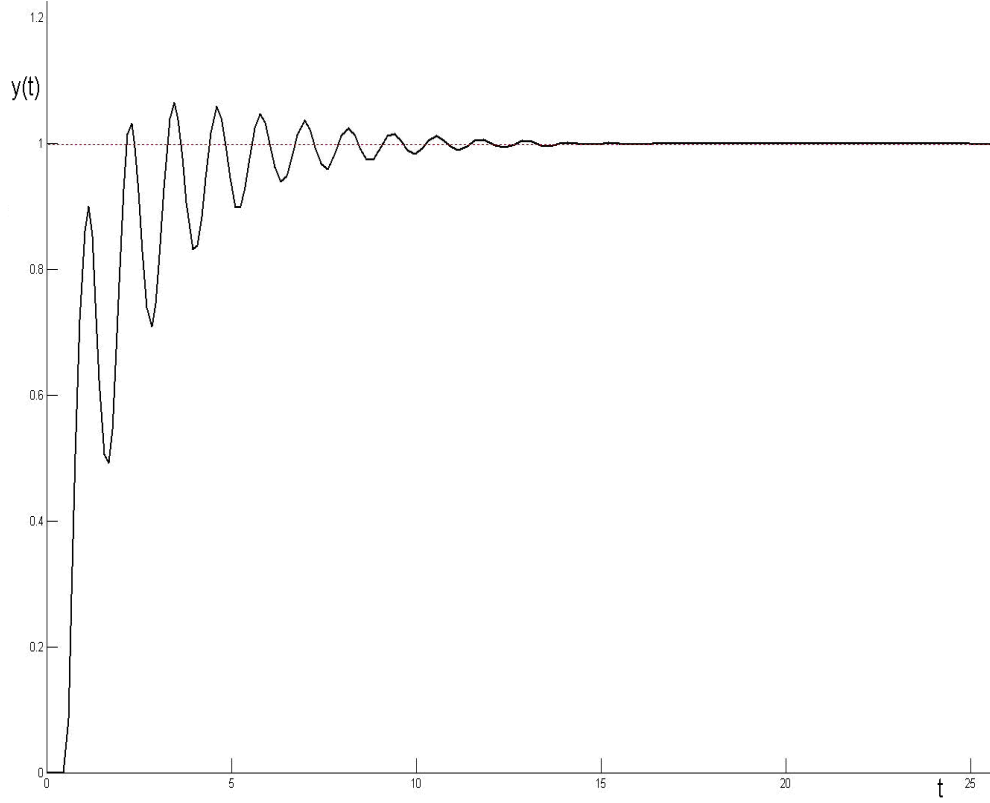
Sistem osilasyona girince geriye kalan osilasyon periyodunun bulunması işlemidir ki bu da zaten elimizdeki şekilden rahatça bulunabilir. Bulunan T_u ifadesi yaklaşık 1,3 sn'dir. Elbette burada bir parça da olsa hata payı bulunmaktadır fakat elde edilecek katsayıları etkileyebilecek derecede önemli bir hata söz konusu değildir. $T_u=1,3$ ve $K_u=0,787$ olarak belirlendikten sonra geriye sadece tablodaki formüllerden PID katsayılarımızı belirlemek kalıyor. Belirlenen katsayılar şu şekildedir:

$$K_p=0,472 \quad K_i=0,726 \quad K_d=0,076$$

Burada dikkat edilmesi gereken husus tabloda T_i ve T_d için verilen formüllerden K_i ve K_d ye çevrim yaparken $K_i=K_p/T_i$ ve $K_d=K_p T_d$ olduğudur. Sonuç itibariyle kapalı çevrim PID kontrolörlü sistem aşağıda Şekil 3.8 de gösterilmiştir. Şekil 3.9 da ise Ziegler Nichols yöntemiyle katsayıları ayarlanan PID kontrolörü ile kontrol edilen ikinci dereceden zaman gecikmeli örnek sistemin birim basamak yanıtı görülmektedir. Anlaşıldığı gibi Ziegler Nichols yöntemi adım adım uygulanabilen ampirik bir prosedürdür ve de PID tasarım metodları arasında halen en çok kabul görenidir. Fakat bazı sistemler için çok da başarılı sonuçlar vermez. Örnek sistemimizde olduğu gibi.



Şekil 3.8: PID kontrolörlü sistem blok gösterimi



Şekil 3.9: Z-N yöntemi ile ayarlanmış PID kontrolörlü sistem yanıtı

4. GELİŞTİRİLEN YÖNTEM

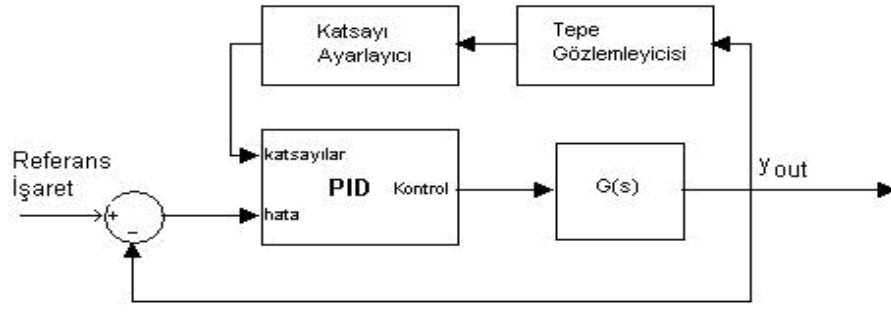
4.1. Giriş

Endüstriyel prosesler genel olarak çok yüksek dereceli dahi olsalar ikinci dereceden zaman gecikmeli bir sistem şeklinde modellenenilmekte ve bu sayede bilinen kontrol stratejilerinin kullanılmasına olanak vermektedir. Bu kontrol stratejilerinin en başında Ziegler-Nichols yöntemi gelmektedir. Adım adım uygulanabilmesi ve de çok çeşitli sistemler için oldukça geçerli sonuçlar vermesine rağmen bu yöntem daha önce de bahsedildiği üzere az sönümlü sistemlerde özellikle sönüm oranı 0,7 den daha küçük olduğu durumlarda çok yetersiz kalmaktadır.

Bu nedenle köklü bir değişime gerek kalmadan sadece hali hazırda kullanılmakta olan Ziegler-Nichols yöntemini bir nevi adaptif hale getirerek çok daha iyi sonuçlar alınabileceği fikri doğmuştur. Bu sayede kullanıcıya pek bir yük getirmeden az sönümlü sistemlerin kontrolünde daha fazla başarı elde edilebilecektir.

Ziegler-Nichols yönteminin katsayılarının adaptif bir şekilde, diğer bir deyişle çevrimiçi modifiyesi için sistem çıkışının tepe yaptığı noktalarda PID katsayılarının hataya bağlı çarpanlar tarafından değiştirilmesi uygun görülmüştür. Bu fikrin orijinali [5] de bulanık mantık tipi adaptif bir PID tasarımı “peak observer-tepe gözlemleyicisi” ismi ile sunulmuştur. Fakat makalede hem bulanık mantık tipi bir PID kullanıldığından hem de tez çalışmasında olduğu gibi bir model kısıtlaması olmadığından katsayıların ayarlanmasını sağlayan makaledeki çarpanlar Ziegler-Nichols ile kontrol edilen az sönümlü sistemler için uygun değildir. Tezde tamamen farklı çarpanlar kullanılmıştır.

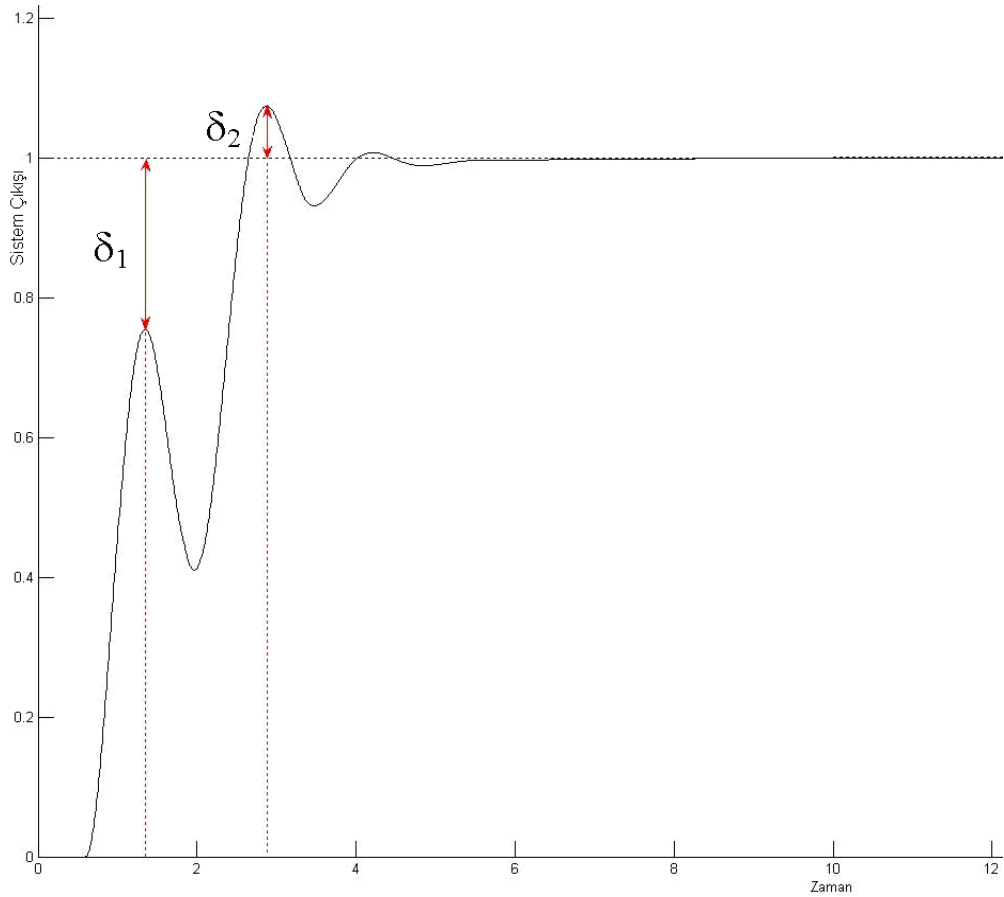
Tezde geliştirilen ve Ziegler-Nichols yöntemine uygulanan modifikasyon işlemi tepe gözlemleyicisi ve katsayı ayarlayıcısı olmak üzere iki ayrı blok tarafından sağlanmaktadır.



Şekil 4.1: Geliştirilen yöntemin blok diyagramı

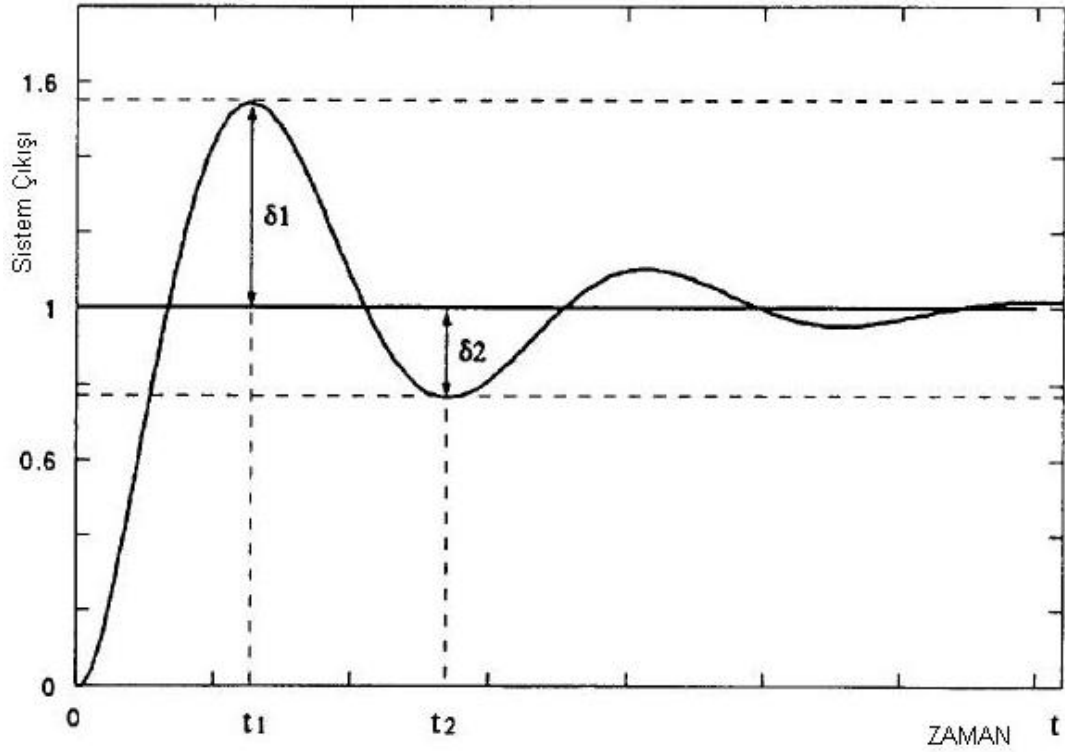
4.2. Tepe Gözlemleyicisi

Tepe gözlemleyicisi sistemin çıkışı olan y_{out} değerinin her tepe yaptığı noktada bir sinyal üretmek ve o anki hatayı bulmakla görevli kısmın adıdır. Burada gözlemlenen sistem Ziegler-Nichols ile kontrol edilen az sönümlü ve zaman gecikmeli bir sistemdir ve Şekil 4.2 de böyle bir sistemin kapalı çevrim birim basamak yanıtı gösterilmektedir. Tepe gözlemleyicisi ile tepe noktalarında ölçülen hata değerlerinin her birine δ_i adı verilmiştir. Burada i ile tepelerin sırası belirtilmektedir.



Şekil 4.2: Tepe Gözlemleyicisinin δ_i katsayıları

Tepe gözlemleyicisi fikrinin orjinalinde ise δ_i ile sistemin hem tepe hem de çukur anlarındaki hata değerleri ele alınmaktadır.



Şekil 4.3: Orjinal Tepe Gözlemleyicisinin δ_i katsayıları

4.3. Katsayı Ayarlayıcısı

Katsayı ayarlayıcısı tepe gözlemleyicisinden işaret geldiğinde sistemin o anki katsayılarını hataya bağlı olan çarpanlarla çarparak değiştiren kısımdır. Burada çarpanların seçimi ve hatayla ilişkileri çok önem taşımaktadır. Daha önce bahsedildiği üzere tepe gözlemleyicisi fikrinin sunulduğu makalede ele alınan PID kontrolör genel bir yapıdadır. Bu nedenle makalede uygun görülen katsayı ayarlayıcısı tamamen farklıdır. Makalede amaç tepe ve çukur anlarında bulunan hata değerlerini integral katsayısını sürekli azaltacak türev katsayısını sürekli yükseltecek oransal katsayıyı ise sabit bırakacak şekilde kullanmak ve buna ilişkin katsayıları oluşturmaktır. Makalede oluşturulan katsayılar ve aralarındaki ilişki şu şekildedir:

Oransal katsayı : $\alpha K_1 P + \beta K_2 D$

İntegral katsayısı : $\beta K_1 P$

Türev katsayısı : $\alpha K_2 D$

Burada $K_2=K_{2s}/\delta_i$ ve $\beta=\beta_s\delta_i$ şeklindedir ve δ_i ile gösterilen hata değerleri zamanla azalan bir fonksiyon olduğundan β ile integral etkisi azaltılırken K_2 sayesinde türev etkisi yükseltilmektedir. Oransal katsayı ise hedeflendiği üzere değişmemektedir.

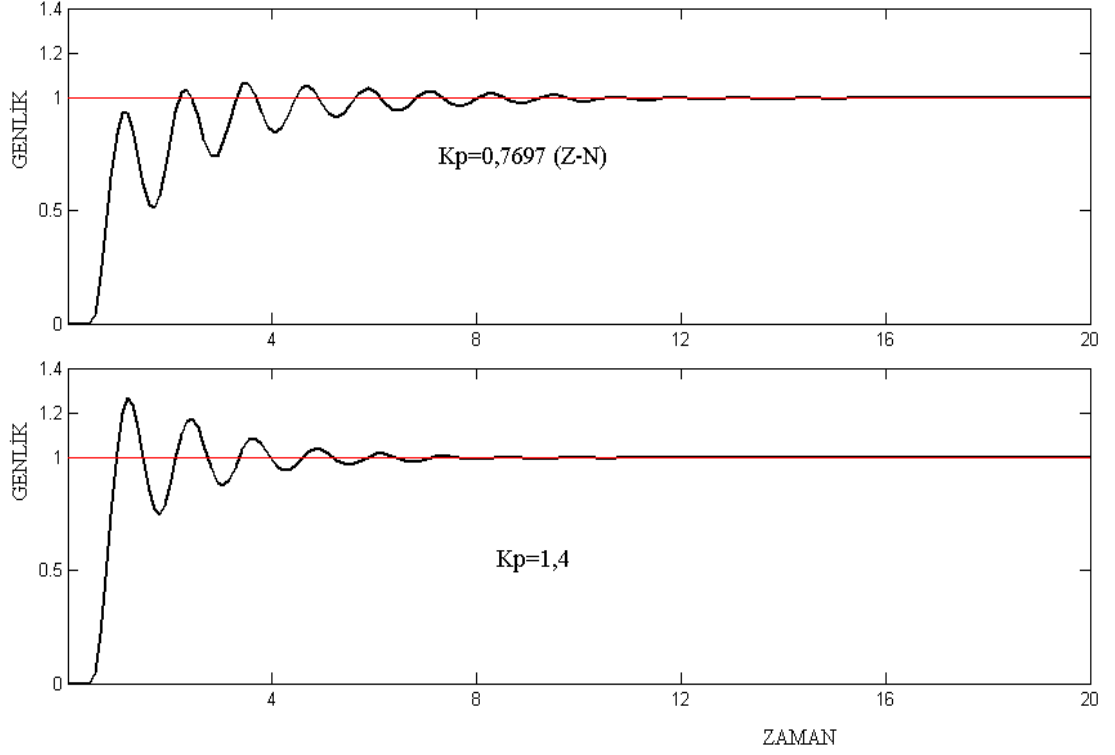
Tez çalışmasında ele alınan sistem ise genel bir PID kontrollü sistem olmadığından Ziegler-Nichols yönteminin az sönümlü sistemlerde ne şekilde sonuçlar verdiğinin çok iyi incelenmesi gerekmektedir.

Bu nedenle örnek bir sistemi Ziegler-Nichols yöntemini anlatırken ele almıştık. Örnek sistemin birim basamak fonksiyonunu incelediğimizde yanıtın referans değerinin çok uzun süre altında kaldığını ve ilk tepeyi de epey alt bir seviyede gerçekleştirdiği görülmektedir. Ayrıca sistemde sönümlü olmakla beraber çok fazla osilasyon görülmektedir. Bu davranış ele alınan Ziegler-Nichols ile kontrol edilen az sönümlü sistemlerde genel bir davranıştır. Hatta bazı az sönümlü sistemlerde sistemin referans değerine ulaşana dek birçok tepe yaptığı da incelemelerde gözlemlenmiştir. Halbuki Ziegler-Nichols metodunun karakteristik özelliği %25 veya daha fazla bir aşım meydana getirdikten sonra hızlı bir şekilde referans değerine ulaşmasıdır.

Katsayı çarpanlarının ne olması belirlenirken ilk önce alt tepe (*undershoot*) sorunu çözümlenmeye çalışılmıştır. Bu nedenle [6] da belirtildiği ve de yapılan çalışmalarda da görüldüğü üzere integral etkisinin artırılmasının büyük ölçüde alt tepe sorununa engel olduğunda karar kılınmıştır. Burada denemeler sırasında öncelikle katsayıların herbirinin tek başına değişiminin birim basamak yanıtı üzerine etkisi dikkate alınmış ve de integral katsayısının Ziegler-Nichols metodunda bulunandan daha yüksek seçilmesinin çok iyi sonuç verdiği görülmüştür. Şekil 4.4 bu durumu gösteren güzel

bir örnektir. Örnek prosesin transfer fonksiyonu $G(s) = \frac{49}{s^2 + 7s + 49} e^{-0,5s}$ ifadesi ile

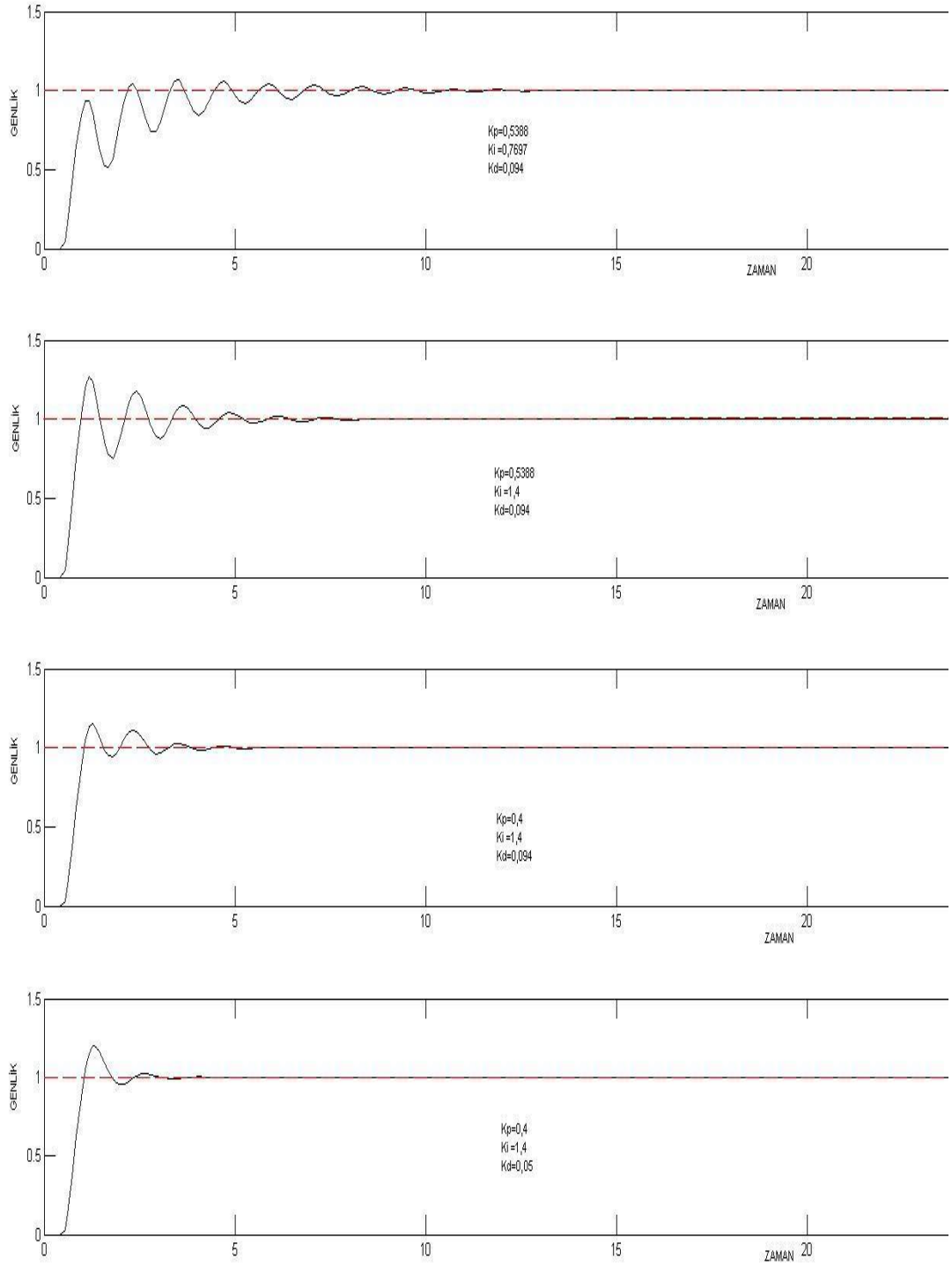
verilmektedir. Ziegler-Nichols ile bulunan PID katsayıları ise $K_p=0,5388$; $K_d=0,094$; $K_i=0,7697$ şeklindedir. Bu katsayılar ile kontrol edilen sistem birim basamak cevabında ilk tepeyi 1 değerine ulaşmadan yapmaktadır. Halbuki sadece integral katsayısı 1,4 seçildiğinde ve diğer hiçbir katsayıya dokunulmadığında, iki kısımdan oluşan aşağıdaki şekilde de görüldüğü üzere sistem ilk tepesini bu kez 1,2 nin dahi üzerinde bir noktada yapmaktadır. Diğer tüm çalışmalarda da buna benzer sonuçlar alındığından az sönümlü sistemlerde Ziegler-Nichols yönteminde görülen alt tepe sorununu çözmek için integral katsayısını yükseltmek gerektiği çıkarımı yapılmıştır.



Şekil 4.4: İntegral katsayısının sisteme etkisi

Alt tepe sorunu bu şekilde çözülmüş olsa da bu tip sistemlerde başka bir sorun da çok fazla osilasyon yapmaları ve yerleşme zamanlarının yüksek olmasıdır. Osilasyonu durdurmak için ilk akla gelen yol kazancı düşürmek yani oransal katsayı değerini azaltmaktır. Bu durumun etkisini gene aynı örnek üzerinden giderek gösterirsek K_p katsayısını Ziegler-Nichols ile belirlenen 0,5388 değeri yerine daha az bir değer örneğin 0,4 seçme halindeki birim basamak cevabı şu şekilde olacaktır. Açıkça görüldüğü üzere K_p nin düşürülmesi ile birlikte beklendiği gibi sistem cevabında hem osilasyonlar hem de aşım oldukça azalmaktadır. Üstelik yükselme zamanı üzerinde kötü bir etkisi de olmamaktadır. Buradan da ikinci veri olarak oransal katsayı ifadesini düşürmek gerektiği elde edilmiş olur. Fakat birim basamak cevabının halen tam istenilen hali almadığı açıktır.

Geriye kalan ise henüz dokunulmayan türev katsayısının etkisini incelemektir. Türev katsayısını yükseltmek veya azaltmak konusu oransal katsayıda olduğu kadar açık değildir. Yapılan incelemelerde türevin etkisini düşürmenin özellikle osilasyonları iyice azalttığı görülmüştür. Aşağıda da 0,094 den 0,05'e düşürülen türev katsayısının sistemdeki olumlu etkisi gözükmektedir.



Şekil 4.5: K_p ve K_d katsayılarının sisteme etkisi

Buraya kadar yapılan gözlemler Ziegler-Nichols katsayılarının az sönümlü sistemlerde çevrim öncesi ne yönde değiştirilmesi gerektiğini kapsamaktaydı. Fakat esas araştırma konusu hali hazırda Ziegler-Nichols katsayıları kullanılan bir sistemde çevrimiçi yapılacak modifikasyonları ele almaktadır. Bu nedenle çarpanları

belirlerken buraya kadar yapılan çalışmalar sadece yön vermekten öteye geçememektedir.

Daha önce de anlatıldığı üzere esas sistemde tepe gözlemleyici kısım çıkış tepe yaptığı anda işaret vermekte ve bu işaret üzerine o an ölçülen hata değerine bağlı çarpanlar ile modifikasyon yapılmaktadır. Bu nedenle zaten ilk tepeye kadar yapılan bir değişiklik bulunmamaktadır. Çarpanlar belirlenirken bu durum da dikkate alınmalıdır.

Gözlemlerden elde edilen verilere dayanarak tepe anındaki hata değeri ile doğru orantıda bir çarpan ile K_p ve K_d 'yi değiştirmenin iyi sonuç vereceği düşünülmüştür. Çarpan olarak hatanın üç katına eşitlenen C_p ifadesi kullanılmış ve sonuçlar incelenmiştir. Çıkan sonuçlarda sistemdeki osilasyonların ilk tepeden sonra gerçekten hızlı bir şekilde yok olduğu gözükümüştür. Fakat bu tip bir çarpan seçiminin getirdiği bazı problemler fark edilmiştir. Eğer ilk tepe referans değerine çok yakın bir yerde gerçekleşirse çarpan sıfıra çok yakın bir değer aldığından sistemin yerleşme zamanı çok kötüleşmektedir. Bu sorunu gidermek için uygulanan yöntem çarpanın ilk tepedeki değerini hataya bakmaksızın 0,7 seçmek olmuştur. Bu sayede daha önceki gözlemlerden elde edilen K_p ve K_d ifadesini azaltma gerekliliği sağlanmakta ayrıca referans değere çok yakın bir tepe ifadesinin getireceği olumsuzluktan da kurtulma şansı elde edilmektedir. Sonuçta K_p ve K_d katsayılarını değiştiren çarpan C_p 'nin ifadesi şu şekildedir:

$$C_p = \begin{cases} 0,7 & \text{İlk tepe noktasında} \\ 3 \times \delta_i & \text{Diğer tepe noktalarında (i: 2,3,4,...)} \end{cases} \quad (4.1)$$

K_p ve K_d katsayılarının modifikasyonu ile sistem cevabı oldukça düzelmekle beraber referans değerinin altında kalma problemi devam etmekte hatta çarpanın etkisiyle daha da artmaktadır. Bu nedenle yapılabilecek modifikasyon geriye kalan tek parametre olan K_i , integral katsayısını değiştirmektir. Daha önce de belirtildiği üzere integral katsayısını artırmak undershoot sorunu gidermede en iyi çözümdür. Bu nedenle tepe noktalarında Ziegler-Nichols ile bulunan K_i katsayısını birden daha büyük bir çarpanla çarpmak sorunu çözmeyi sağlayacaktır. Yapılan çalışmalarda karar kılınan C_i çarpan değeri aşağıda verildiği gibidir.

$$C_i = 1 + (5 \times \delta_i) \quad (4.2)$$

Çarpanlar bu şekilde seçildiklerinde ifadelerden anlaşılacağı gibi hata gittikçe azalacak ve hatayla birlikte çarpan değerleri ufalacaktır.

4.4. Uygulamalar

Geliştirilen yöntem Matlab/Simulink ortamında çeşitli sistemler için denenmiş ve simulasyon sonuçları olumlu olmuştur. İncelenen sistemlerde sönüm oranının 0 ile 1 arasında çeşitlilik göstermesine dikkat edilmiştir.

Transfer fonksiyonu

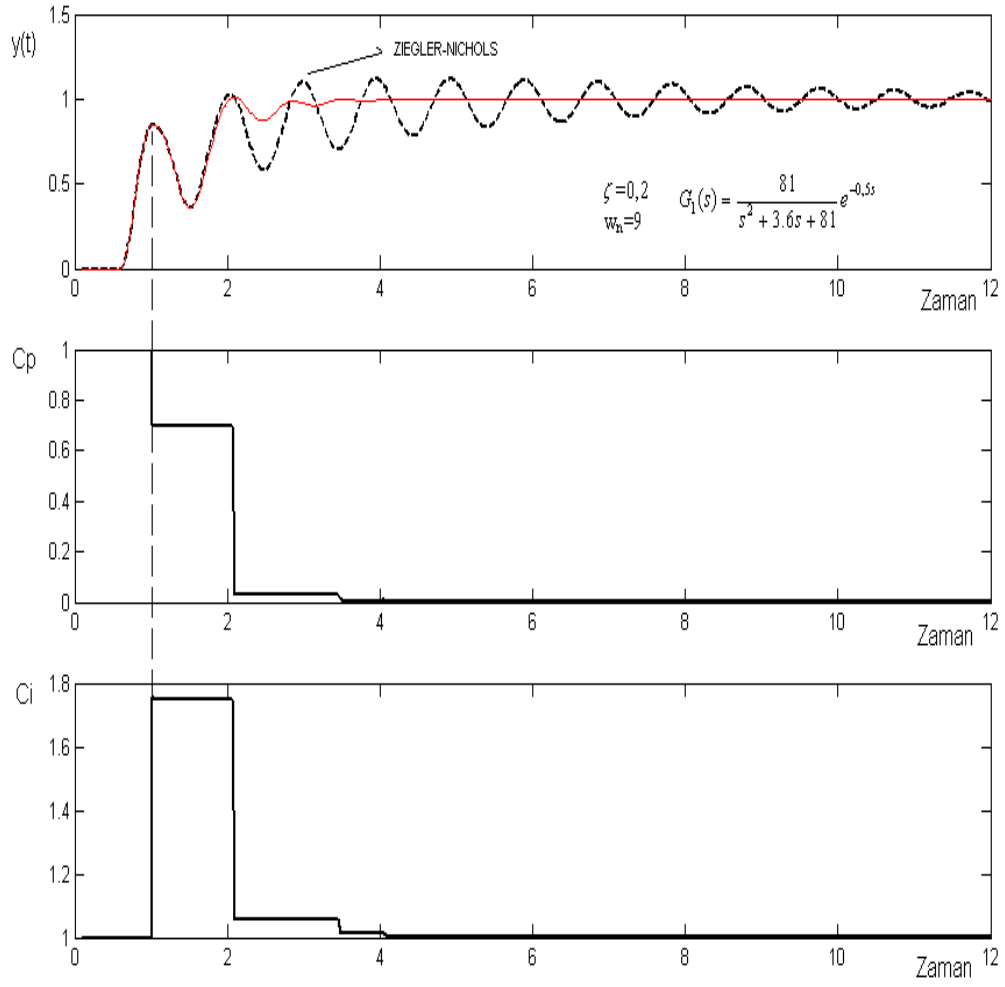
$$G_1(s) = \frac{81}{s^2 + 3.6s + 81} e^{-0,5s} \quad (4.3)$$

ile verilmiş olan ilk örnek sistemimizde görüldüğü üzere sönüm oranı 0,2 ye gecikme süresi ise 0,5 saniyeye eşittir. Ayrıca sistemin doğal frekansı da 9 dur. Bu sistemde geliştirilen yöntem uygulandığında alınan sonuçlar Şekil 4.6 da verilmiştir. Şekil incelenirse ilk kısımda sistemin Ziegler-Nichols yöntemi ile kontrol edilen hali (kesikli çizgi ile gösterilen) ile yeni yöntemle kontrol edilen hali (düz çizgi ile gösterilen) üst üste çizdirilmiştir. Aşağıdaki kısımlarda ise tepe anlarındaki C_p ve C_i çarpanlarının değişimleri görülmektedir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta sistem katsayıları ilk tepe anında değiştirilmesine rağmen etki ancak ilk çukurdan sonra farkedilebilmektedir. Bunun nedeni sistemdeki 0,5 saniyelik gecikmedir. Zaten şekle dikkatli bakılırsa ilk tepenin gerçekleştiği zaman 1,02. saniye etkinin başladığı zaman ise 1,52. saniyedir. Gecikmenin haricinde şekil incelenirse Z-N ile kontrol edildiğinde osilasyonların ne kadar uzun süre devam ettiği ama geliştirilen adaptif yöntem ile neredeyse hiç osilasyon görülmediği ve de yerleşme zamanının ne kadar kısaldığı fark edilecektir. Yüzde iki sınırına girip kalmasını yerleşme zamanı olarak alırsak ki bu yüzde beş almaktan çok daha uygundur Z-N ile kontrol edilen sistem için yerleşme zamanı 15.6 saniye olmaktadır. Halbuki geliştirilen yöntem ile elde edilen yerleşme zamanı ise 3.32 saniyedir. Sistemin kontrol işaretinin simülasyon süresi boyunca değişimi de Şekil 4.7 de gösterilmiştir.

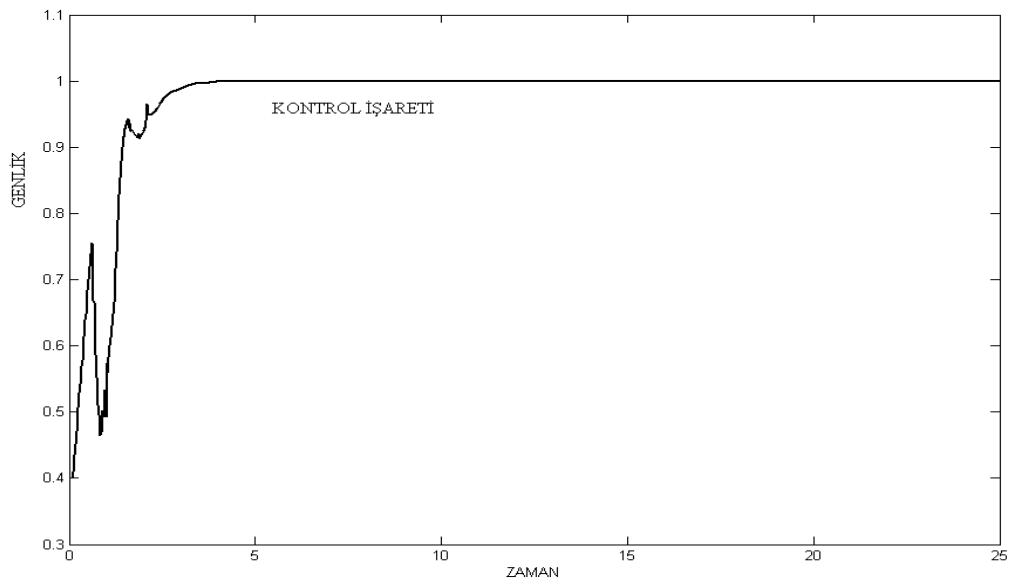
İkinci örnek olarak ise bu kez sönüm oranı 0,5 olan ve transfer fonksiyonu

$$G_2(s) = \frac{16}{s^2 + 4s + 16} e^{-0,5s} \quad (4.4)$$

şeklinde olan bir sistem seçelim. Bu sisteme ait grafikler ise Şekil 4.8 de verilmiştir. Bu kez seçilen sistem Z-N kontrolü altında ilk sistem kadar fazla osilasyon yapmamakla beraber yerleşme zamanının yine de uzun olduğu açıktır. Sistemde ilk tepe 1,47. saniyede gerçekleşmekte ve bu noktadan itibaren adaptif yöntem katsayıları değiştirmektedir. Üst üste yapılan çizimden görüldüğü üzere katsayıların

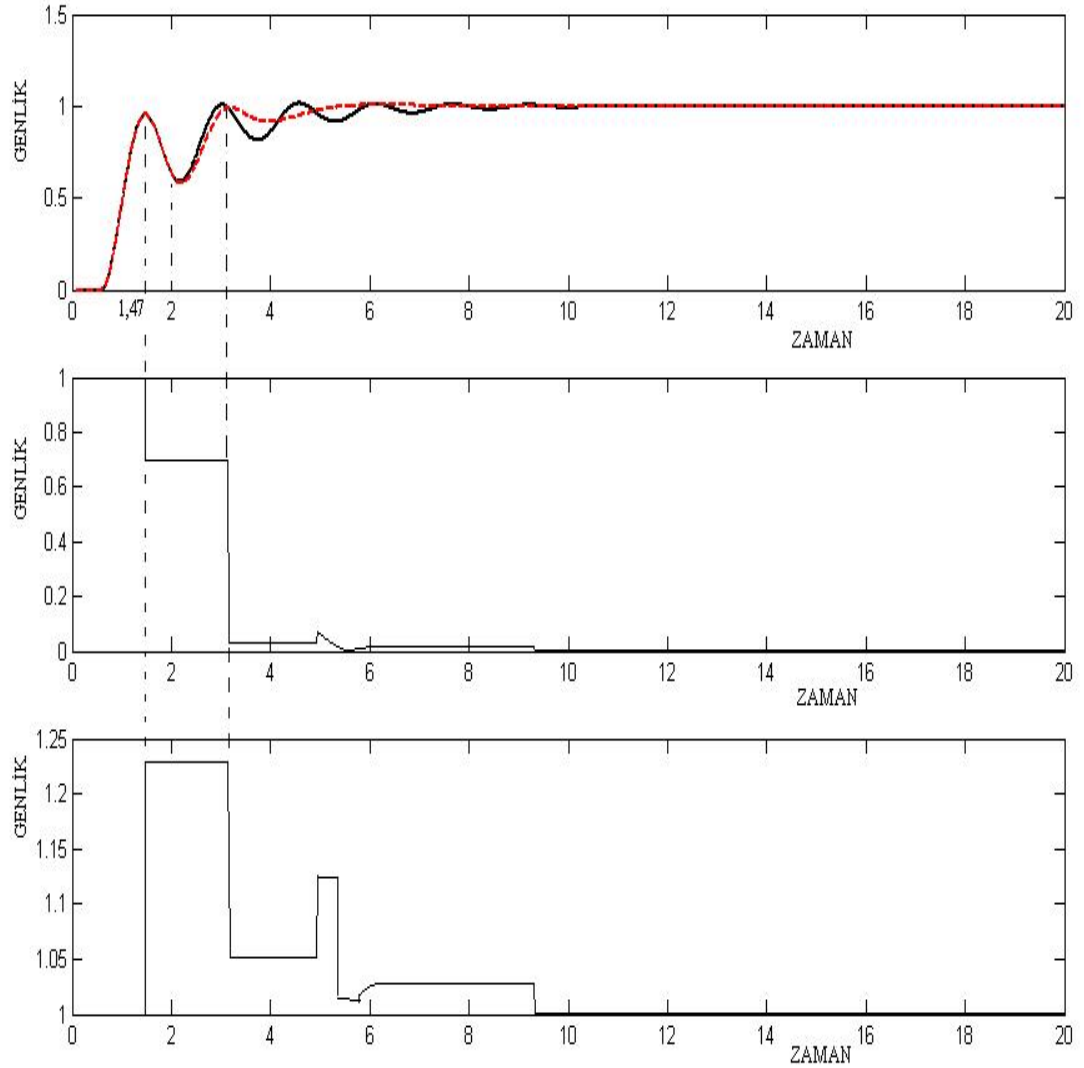


Şekil 4.6: $G_1(s)$ kapalı çevrim sonuçları



Şekil 4.7: Kontrol işaretinin değişimi

değişimi etkisini gene yaklaşık 0,5 saniyeye tekabül eden bir gecikmeden sonra ancak 2. saniyeden sonra göstermekte ve bu noktadan itibaren sistem hızlı bir şekilde istenilen değere ulaşmaktadır. Yüzde ikilik sınıra göre belirlenen yerleşme zamanları ise Z-N ile kontrol edildiğinde 5.8 saniye yeni yöntemle ise 5 saniye olarak ölçülmektedir. Her ne kadar bu örnekte yerleşme zamanındaki iyileşme o kadar etkileyici olmasa da esasında osilasyonların bastırıldığı aşıkardır. 0,2 ve 0,5 sönüm oranlarına sahip sistemlerden örnekler gösterdikten sonra tam bir çeşitleme olması açısından üçüncü örnek olarak sönüm oranı 0,8 olan bir sistemin uygun olacağı düşünülmüştür.

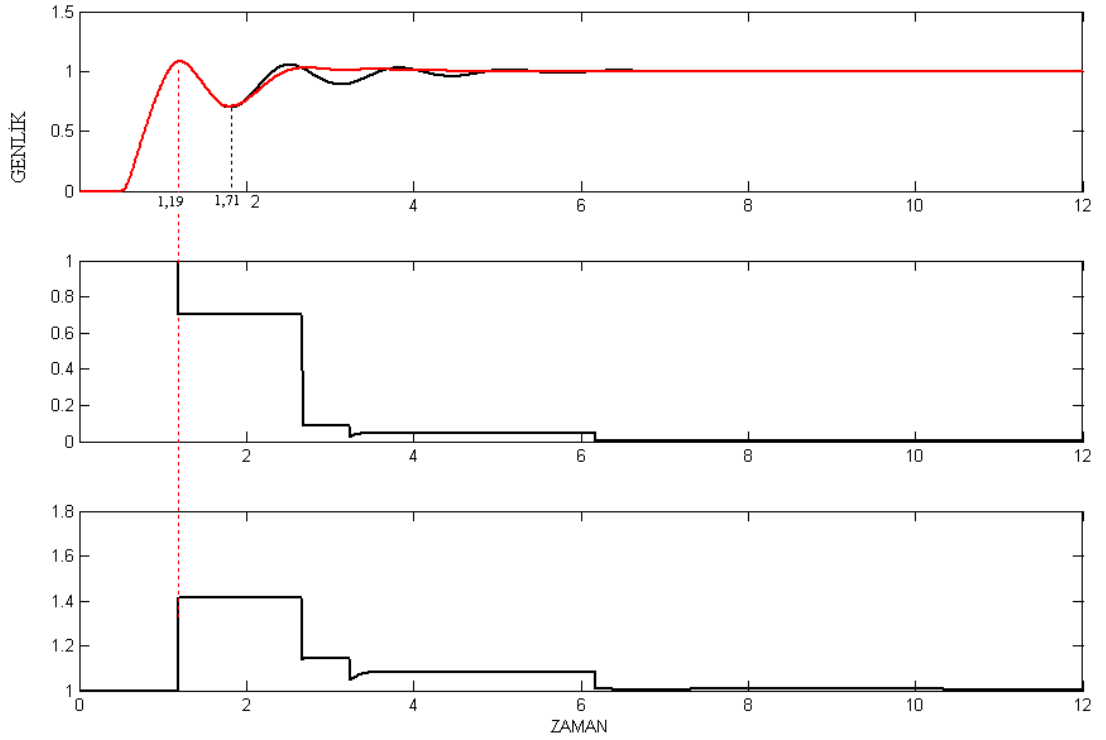


Şekil 4.8: $G_2(s)$ kapalı çevrim sonuçları

Bu nedenle de transfer fonksiyonu

$$G_3(s) = \frac{36}{s^2 + 9,6s + 36} e^{-0,5s} \quad (4.5)$$

olan üçüncü örneğe ait grafikler Şekil 4.9 da verilmiştir. Sistem ilk tepesini 1,19 saniyede gerçekleştirmekte bu anda ölçülen hataya göre oluşturulan çarpanlar kontrolör katsayılarını hemen değiştirmektedir. Daha önceki örneklerde olduğu gibi yine yaklaşık sistem gecikme zamanı olan 0,5 saniye kadar bir süre sonra yeni katsayılar sistemde etkisini göstermekte ve yine daha önce olduğu gibi çok hızlı bir şekilde sistem yerleşmektedir. Yerleşme zamanı Z-N kontrolü altında 4,73 saniye iken yeni yöntem sayesinde 2,92 saniyeye kadar çekilmiş ve de osilasyon oluşumu engellenmiştir.



Şekil 4.9: $G_3(s)$ kapalı çevrim sonuçları

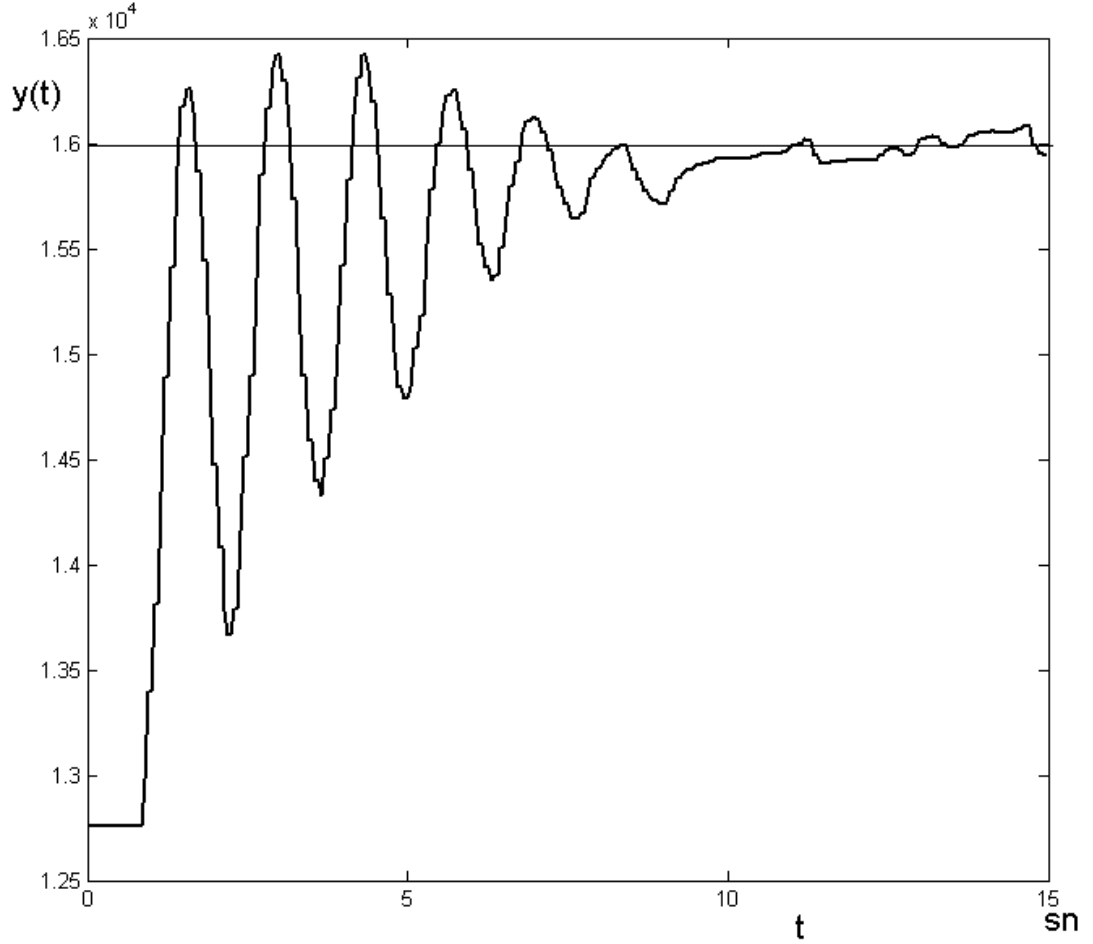
Ayrıca geliştirilen yöntemin pratikte yukarıdaki simülasyonlarda elde edilen değerlere ne derece benzer sonuçlar verebileceğini test edebilmek amacıyla laboratuvar ortamında havalı konumlandırma süreci adı verilen gerçek bir test sisteminde deneme yapılmıştır. Bu test ortamı tepesinden bağlı metal bir plakaya hava üfleyen bir motor ve motoru kontrol eden bir S7-200 PLC' den oluşmaktadır. Sistem motorun PLC' de verilen referans değere karşılık düşen açıda plakayı sabit tutmasına dayanmaktadır. Referans 16000 değeri girildiğinde elde edilen sistem transfer fonksiyonu şu şekildedir:

$$G_4(s) = \frac{11.01148825}{s^2 + 3.619909492s + 91.00403517} e^{-0.3s} \quad (4.6)$$

Burada sistemin gecikme zamanı 0,3 saniyeye, doğal frekansı 9.5396 ya, sönüm oranı ise 0.1897 ye eşittir. Ziegler-Nichols katsayıları ise şu şekilde bulunmuştur:

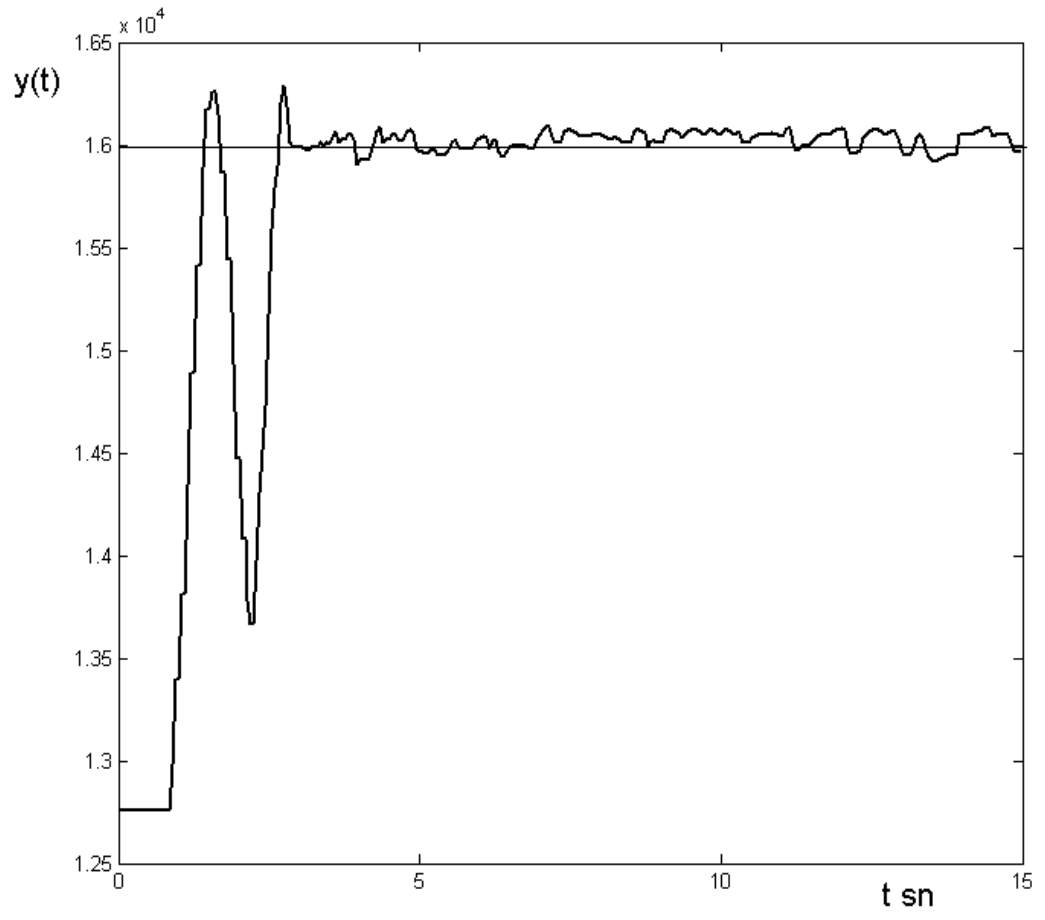
$$K_p = 3.525, \quad K_i = 6.41, \quad K_d = 0.484$$

Bu katsayılar kullanılarak en klasik halde bir PID algoritması ile yapılan kontrolde elde edilen sistem yanıtı ise aşağıda Şekil 4.10 da görülmektedir.



Şekil 4.10: $G_4(s)$ Z-N kontrolörlü kapalı çevrim sonuçları

Şekil 4.11 ise geliştirilen yöntemin sisteme uygulandığı durumu göstermektedir. Beklendiği üzere sistemin osilasyonlarına engel olunmuş ve yerleşme zamanı azaltılmıştır.



Şekil 4.11: $G_4(s)$ adaptif PID kapalı çevrim sonuçları

5. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu çalışmada literatürde çok fazla yer bulamayan az sönümlü sistemler için bir PID kontrolcüsü tasarlanması amaçlanmış ve bunu yaparken de kullanılan sistemler üzerinde minimum modifikasyon yapılarak sonuç alınabilmesi üzerinde durulmuştur. Bu nedenle de en yaygın kullanılan PID kontrol yöntemi olan Ziegler-Nichols yönteminin çevrim-içi (online) iyileştirilmesi tercih edilmiştir.

Bu konuda az da olsa önemli araştırmalar yapılmış ve yapılmaktadır. [7] de yapılan çalışma konu itibari ile bu tez çalışmasına çok yakın olmakla beraber çok önemli farklar da söz konusudur. Bu farkların en başında [7] de Z-N katsayılarının sistemin sönüm oranı, doğal frekansı ve de ölü zaman sabitine göre yapılan bir değerlendirme ile daha en başta yani çevrim-dışı (offline) modifikasyonu vardır. Halbuki bu tez çalışmasında sistemin hiç bir parametresine ihtiyaç duyulmadan sadece varolan Z-N katsayılarını sistemin çıkışına bağlı olarak değiştirme işlemi yapılarak adaptif olarak adlandırılabilir bir yöntem geliştirilmiştir. Yapılan denemelerde alınan sonuçlar umut vericidir.

Geliştirilen bu sistemin en büyük ve de belki de tek sorunu sistemlerin ölü zamandan dolayı katsayı değişimlerine verdikleri yavaş tepkilerdir. Bu sorunun bir öngörü bloğu eklenerek giderilmesine ve böylece çok daha hızlı tepkiler alınmasına ilişkin çalışma halen sürmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] **Park, J.H., Park H.I. and Lee I.**, 1998. Closed-loop on-line process identification using a proportional controller, *Chemical Engineering Science*, **53**, 1713-1724.
- [2] **Kuo, B.C.**, 1999. Otomatik Kontrol Sistemleri, Literatür, İstanbul.
- [3] **Aström, K.J. and Hagglund, T.**, 1995. PID Controllers: Theory, Design and Tuning, Instrument Society of America, Research Triangle Park, North Carolina.
- [4] **Ziegler, J.G. and Nichols N.B.**, 1942. Optimum settings for automatic controllers, *Trans. ASME*, **65**, 443-444.
- [5] **Qiao, W.Z. and Mizumato M.**, 1996. PID type fuzzy controller and parameter adaptive method, *Fuzzy Sets and Systems*, **78**, 23-35.
- [6] **Aström, K.J. and Hang C.C.**, 1988. Refinements of the Ziegler-Nichols tuning formula for PID auto-tuners, *Proc. ISA Conf*, USA, 1021-1030.
- [7] **Visioli, A.**, 2000. Fuzzy logic based tuning of PID controllers for plants with under-damped response, in *Digital Control: Past, Present and Future of PID Control*, pp. 577-582, Eds. Quevedo, J. & Escobet, T., Pergamon, Spain.

ÖZGEÇMİŞ

Özgür SONGÜLER, 22/11/1979 tarihinde İstanbul'da doğmuştur. Orta ve lise eğitimini Kadıköy Anadolu Lisesi'nde tamamladıktan sonra İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nde lisans eğitime başlamış ve 2001 yılında mezun olmuştur. 2003 yılından beri ise İstanbul Teknik Üniversitesi Kontrol Mühendisliği yüksek lisans öğrenimine devam etmektedir.