İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ÖLÜ ZAMANLI ENDÜSTRİYEL SÜREÇLER İÇİN KONTROL SİSTEMİ GERÇEKLEME

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Müh. Fatih KAŞKA

Anabilim Dalı : ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ

Programı : KONTROL VE OTOMASYON MÜHENDİSLİĞİ

OCAK 2008

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ÖLÜ ZAMANLI ENDÜSTRİYEL SÜREÇLER İÇİN KONTROL SİSTEMİ GERÇEKLEME

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Elektrik Müh. Fatih KAŞKA
(504051103)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 24 Aralık 2007
Tezin Savunulduğu Tarih : 29 Ocak 2008

Tez Danışmanı : Doç.Dr. Salman KURTULAN
Diğer Jüri Üyeleri : Doç.Dr. Metin GÖKAŞAN
Yrd.Doç.Dr. Berk ÜSTÜNDAĞ

OCAK 2008

ÖNSÖZ

Tez çalışmamın tüm safhalarında bana her konuda yardımcı olan tez danışmanım Doç. Dr. Salman KURTULAN'a ve benim yetişmeme katkı sağlayan tüm hocalarıma, beni yüksek lisans eğitimim boyunca maddi açıdan destekleyen TÜBİTAK'a teşekkürlerimi sunmayı bir borç bilirim. Tüm yaşamım boyunca benim için her türlü fedakarlıkta bulunan aileme ve dostlarıma sonsuz şükranlarımı sunarım.

Ocak 2008 Fatih KAŞKA

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR v
ŞEKİL LİSTESİ vı
SEMBOL LİSTESİ vıı
ÖZET ıx
SUMMARY x

1. GİRİŞ 1
1.1. Giriş ve Çalışmanın Amacı 1

2. KATSAYI DİYAGRAM YÖNTEMİ 2
2.1. KDY Kontrol Sistem Yapısı 2
2.2. KDY Tasarım Parametreleri 4

3. FOPTD SİSTEMLERDE KDY KULLANILMASI 5
3.1. FOPTD Sistemler için KDY ile PI Benzetimi Yapılması 5
3.2. FOPTD Sistemler için Kontrolör Tasarımı 6
3.2.1. Frekans Domeni Performans Kriterine Göre Tasarım 6
3.2.1.1. Global Kararlılık Bölgesinin Bulunması 6
3.2.1.2. Lokal Kararlılık Bölgesinin Bulunması 9
3.2.2. Zaman Domeni Performans Kriterine Göre Tasarım 10
3.2.3. FTDP Haritasının Elde Edilmesi 14

5. SOPTD SİSTEMLERDE KDY KULLANILMASI 15
4.1. İntegratör İçermeyen SOPTD Sistemlerde KDY Kullanılması 15
4.1.1. İntegratör İçermeyen SOPTD Sistemler için Kontrolör Tasarımı 16
4.2. İntegratör İçeren SOPTD Sistemlerde KDY Kullanılması 17
4.2.1. İntegratörlü SOPTD Sistemler için Kontrolör Tasarımı 17

5. ÖLÜ ZAMANLI SİSTEMLERDE PLC UYGULAMASI 18
5.1. FOPTD Sistem Üzerinde PLC Uygulaması 18
5.1.1. FOPTD Sistem için Sürekli Zamanda Kontrol Sistemi Modellenmesi 23
5.1.2. FOPTD Sistem için Ayrık Zamanda Kontrol Sistemi Modellenmesi 25
5.1.3. FOPTD Sistem için PLC ile Kontrol Sistemi Gerçeklenmesi 27
5.2. İntegratör İçermeyen SOPTD Sistem Üzerinde PLC Uygulaması 30
5.2.1. SOPDT1 Sistem için Sürekli Zamanda Kontrol Sistemi Modellenmesi 31
5.2.2. SOPDT1 Sistem için Ayrık Zamanda Kontrol Sistemi Modellenmesi 33
5.2.3. SOPDT1 Sistem için PLC ile Kontrol Sistemi Gerçeklenmesi 35

5.3. İntegratör İçeren SOPTD Sistem Üzerinde PLC Uygulaması 37
5.3.1. SOPTD2 Sistem için Sürekli Zamanda Kontrol Sistemi Modellenmesi 38
5.3.2. SOPTD2 Sistem için Ayrık Zamanda Kontrol Sistemi Modellenmesi 40
5.3.3. SOPTD2 Sistem için PLC ile Kontrol Sistemi Gerçeklenmesi 42

6. PID ve KDY UYGULAMA SONUÇLARI KARŞILAŞTIRILMASI 44
6.1. FOPTD Sistemde Elde Edilen Sonuçların Karşılaştırılması 44
6.2. SOPTD1 Sistemde Elde Edilen Sonuçların Karşılaştırılması 45
6.3. SOPTD2 Sistemde Elde Edilen Sonuçların Karşılaştırılması 46

7. SONUÇ VE TARTIŞMALAR 47

KAYNAKLAR 48

ÖZGEÇMİŞ 49

KISALTMALAR

KDY	**:** Katsayı Diyagram Yöntemi
FOPTD	**:** Birinci Derece Ölü Zamanlı Sistem (First Order Plus Time Delay)
SOPTD	**:** İkinci Derece Ölü Zamanlı Sistem (Second Order Plus Time Delay)
SOPTD1	**:** İntegratör İçermeyen İkinci Derece Ölü Zamanlı Sistem
SOPTD2	**:** İntegratör İçeren İkinci Derece Ölü Zamanlı Sistem
FTDP	**:** Frekans ve Zaman Domeni Performansları (Frequency and Time Domain Performances)
PID	**:** Oransal, İntegral; Türevsel (Proportional İntegral Derivative)
PLC	**:** Programlanabilir Lojik Kontrolör (Programmeble Logic Controller)
DOF	**:** Serbestlik Dereceli (Degree of Freedom)

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1 : KDY kontrol sistemine ait blok diyagramı 2
Şekil 2.2 : 2 DOF kontrol sistem yapısı..... 3
Şekil 3.1 : KDY tasarım parametrelerinin sistem yanıtı üzerine etkisi..... 5
Şekil 3.2 : Global kararlılık bölgesinin gösterilmesi 9
Şekil 3.3 : Lokal kararlılık bölgelerinin gösterilmesi 10
Şekil 3.4 : KDY tasarım parametrelerine göre PI katsayının bulunuşu 13
Şekil 5.1 : Ref=1000 için FOPTD sistem cevabı……..... 18
Şekil 5.2 : FOPTD sistemin global kararlılık bölgesinin gösterilmesi 19
Şekil 5.3 : Genlik payı > 2 için elde edilen lokal kararlılık bölgesi 20
Şekil 5.4 : 30º < faz payı < 60º için elde edilen lokal kararlılık bölgesi 20
Şekil 5.5 : Tasarım Parametrelerine bağlı olan ki eğrileri 21
Şekil 5.6 : FTDP Haritası 22
Şekil 5.7 : FOPTD sistemin sürekli zamanda kontrol sistemi modeli..... 23
Şekil 5.8 : FOPTD sistemin ref=1000 için sürekli zamanda çıkış işareti..... 24
Şekil 5.9 : FOPTD sistemin ref=1000 için sürekli zamanda kontrol işareti.. 24
Şekil 5.10 : FOPTD sistemin ayrık zamanda kontrol sistemi modeli…..... 25
Şekil 5.11 : FOPTD sistemin ref=1000 için ayrık zamanda çıkış işareti…..... 26
Şekil 5.12 : FOPTD sistemin ref=1000 için ayrık zamanda kontrol işareti…. 26
Şekil 5.13 : FOPTD sistemde PLC ile uygulama sonucu çıkış işareti …..... 28
Şekil 5.14 : FOPTD sistemde PLC ile uygulama sonucu kontrol işareti..... 28
Şekil 5.15 : Bozucu işaretine bağlı olarak kontrol ve çıkış işaretlerinin değişimi…….....……..... 29
Şekil 5.16 : Ref=1000 için SOPTD1 sistem cevabı……..... 30
Şekil 5.17 : SOPTD1 sistemin sürekli zamanda kontrol sistemi modeli..... 31
Şekil 5.18 : SOPTD1 sistemin ref=1000 için sürekli zamanda çıkış işareti..... 32
Şekil 5.19 : SOPTD1 sistemin ref=1000 için sürekli zamanda kontrol işareti. 32
Şekil 5.20 : SOPTD1 sistemin ayrık zamanda kontrol sistemi modeli 33
Şekil 5.21 : SOPTD1 sistemin ref=1000 için ayrık zamanda çıkış işareti 34
Şekil 5.22 : SOPTD1 sistemin ref=1000 için ayrık zamanda kontrol işareti... 34
Şekil 5.23 : SOPTD1 sistemde PLC ile uygulama sonucu çıkış işareti …..... 36
Şekil 5.24 : SOPTD1 sistemde PLC ile uygulama sonucu kontrol işareti.....36
Şekil 5.25 : Ref=1000 için SOPTD2 sistem cevabı 37
Şekil 5.26 : SOPTD2 sistemin sürekli zamanda kontrol sistemi modeli..... 38
Şekil 5.27 : SOPTD2 sistemin ref=1000 için sürekli zamanda çıkış işareti..... 39
Şekil 5.28 : SOPTD2 sistemin ref=1000 için sürekli zamanda kontrol işareti 39
Şekil 5.29 : SOPTD2 sistemin ayrık zamanda kontrol sistemi modeli 40
Şekil 5.30 : SOPTD2 sistemin ref=1000 için ayrık zamanda çıkış işareti 41
Şekil 5.31 : SOPTD2 sistemin ref=1000 için ayrık zamanda kontrol işareti... 41
Şekil 5.32 : SOPTD2 sistemde PLC ile uygulama sonucu çıkış işareti …..... 43
Şekil 5.33 : SOPTD2 sistemde PLC ile uygulama sonucu kontrol işareti ….. 43

Şekil 6.1 **:** FOPTD sistemde KDY ve PI uygulama sonucunda elde edilen çıkış işaretleri karşılaştırılması..... 44
Şekil 6.2 **:** FOPTD sistemde KDY ve PI uygulama sonucunda elde edilen kontrol işaretleri karşılaştırılması..... 44
Şekil 6.3 **:** SOPTD1 sistemde KDY ve PID uygulama sonucunda elde edilen çıkış işaretleri karşılaştırılması…..... 45
Şekil 6.4 **:** SOPTD1 sistemde KDY ve PID uygulama sonucunda elde edilen kontrol işaretleri karşılaştırılması 45
Şekil 6.5 **:** SOPTD2 sistemde KDY ve PID uygulama sonucunda elde edilen çıkış işaretleri karşılaştırılması …..... 46
Şekil 6.6 **:** SOPTD2 sistemde KDY ve PID uygulama sonucunda elde edilen kontrol işaretleri karşılaştırılması …..... 46

SEMBOL LİSTESİ

τ	**:** Eşdeğer Zaman Sabiti
γ	**:** Kararlılık İndeksi
$\mathbf{w_c}$	**:** Kritik Frekans
$\mathbf{C_f}$	**:** İleriyol Kontrolör
C	**:** Geribesleme Kontrolör
kp	**:** Oransal Kazanç
kd	**:** Türevsel Kazanç
ki	**:** İntegral Kazanç
ϕ	**:** Faz Payı
A	**:** Genlik Payı
K	**:** Kazanç
T	**:** Zaman Sabiti
θ	**:** Ölü Zaman

ÖLÜ ZAMANLI ENDÜSTRİYEL SÜREÇLER İÇİN KONTROL SİSTEMİ GERÇEKLEME

Özet

Bu çalışmanın amacı içerisinde zaman gecikmesi olan sistemler (ölü zamanlı sistemler) için kontrolör tasarımı yapıp, programlanabilir lojik kontrolör (PLC) vasıtasıyla gerçek sistemler üzerinde uygulama yapmak ve sistem davranışını incelemektir. Öncelikle Katsayı Diyagram Yöntemi (KDY) üzerinde durulmuş, kontrol yapısının nasıl olduğu, tasarım parametrelerinin nelerden oluştuğu anlatılmıştır. Bu yöntemin temel alınmasının başlıca nedenleri; endüstride karşılaşabileceğimiz tüm ölü zamanlı sistemler için kolay bir şekilde kontrolör tasarımına olanak sağlaması, aşımsız ve kısa sürede referans işareti yakalayan sistem yanıtları elde edebilmemiz ve bu yöntemin tasarım parametrelerinin az olmasıdır. Tasarım parametreleri kararlılık indeksi ve eşdeğer zaman sabitidir. Karalılık indeksi aşım üzerinde etkili olurken, eşdeğer zaman sabiti yerleşme zamanı üzerinde etki gösterir. Bu yöntemi kullanarak birinci derece ölü zamanlı sistemler üzerinde istenilen frekans ve zaman domeni özelliklerini aynı anda sağlamak mümkün olmaktadır. Bu çalışmada birinci derece ölü zamanlı sistem, integratör içermeyen ikinci derece ölü zamanlı sistem ve integratör içeren ikinci derece ölü zamanlı sistem üzerinde uygulama yapılmıştır. Sisteme referans işareti verilip, çıkış işaretinin değişiminden yola çıkılarak sistemin matematiksel modeli elde edilir. Transfer fonksiyonundan hareketle Katsayı Diyagram Yöntemi uygulanarak kontrolör tasarlanır. Tasarlanan kontrolörün MATLAB_Simulink yardımıyla önce sürekli zamanda daha sonra ayrık zamanda simülasyonu yapılarak çalışması incelenir. Kontrolörün fark denklemleri kullanılarak Siemens Simatic_Manager programında SCL kodu yazılır, PLC vasıtasıyla sistemlere uygulanır. Elde edilen sonuçlar, PID kontolör ile gerçek sistemler üzerinde elde ettiğimiz sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

MAKE AN APPLICATION OF CONTROL SYSTEMS FOR INDUSTRIAL DEAD TIME PROCESSES

Abstract

The aim of thesis is designing controller for systems with time delay (dead time systems) and then make an aplication with Programmable Lojic Controller (PLC) on real plants for analizing the behaviour of control systems. At the beginning Coefficient Diagram Method (CDM) is studied, the control structure of this method and design parameters are told. This method is used because it can be applied easily for all kind of dead time processes in industry, we can get system outputs that reachs the referance signal in a short time without overshoot and this method has only two design parameters. Design parameters are stability index and equivalent time constant. Stability index effects on the overshoot and equivalent time constant effects on the setting time of the process. Using this method, it is possible to get the frequency and time domain specifications simultaneously on first order plus time delay systems. At this study, this method is applied on first order plus time delay systems, second order plus time delay systems without integrator and second order time delay systems with integrator. At first, referance signal is sent to process for getting mathematical model of system. Using transfer function of system, controller can be designed. Then with this controller, simulation is made in MATLAB_Simulink for analizing the behaviour in continous time and then discrete time. With the help of discrete transfer function of controller, controller is transfered to SCL code in Siemens Simatic Manager program. After this, program downloaded to PLC and applied on dead time processes. As a conclusion the results are compared with PID controllers.

1. GİRİŞ

1.1 Giriş ve Çalışmanın Amacı

Ölü zamanlı sistemler endüstride karşımıza yoğun bir şekilde çıkabilmektedirler. Böyle sistemlerin kontrolü diğer sistemlere göre daha karmaşık çözümler gerektirmektedir. Katsayı Diyagram Yöntemi (KDY) yöntemi Shunji Manabe tarafından 1991 yılında doğrusal ve zamanla değişmeyen tek giriş tek çıkışlı sistemlerin kontrolü için geliştirilmiştir. Çalışmaları neticesinde bu yöntem kontrolor tasarımında etkin, verimli ve kolay uygulanabilir bir hal almıştır.

Bazı sistemler bir zaman gecikmesiyle hareket ederler, böyle sistemlere zaman gecikmeli sistemler veya ölü zamanlı sistemler olarak adlandırılırlar. Bu tarz sistemler için yapılmış birçok çalışma mevcuttur. Hepsinin ortak özelliği ölü zamanın kesirli bir fonksiyonla yaklaşımı yapıldıktan sonra sistemin transfer fonksiyonunu daha basit biçime dönüştürüp tasarım yapmaktır.

Takip eden bölümlerde Katsayı Diyagram yöntemi üzerinde durulacak, değişik ölü zamanlı sistemlerde uygulaması anlatılacak ve özellikle son zamanlarda yapılan ve Katsayı Diyagram yönteminin PI benzetimiyle hem frekans ve hem de zaman domeni özelliklerini aynı andan sağlayan kontrolör tasarımı yapılacaktır. Bu çalışmada birinci derece ölü zamanlı sistem, ikinci derece ölü zamanlı sistem ve integratörlü ölü zamanlı sistem üzerinde PLC yardımıyla yöntemin uygulanması anlatılacak ve PID ile elde edilen sonuçlar ile karşılaştırma yapılacaktır.

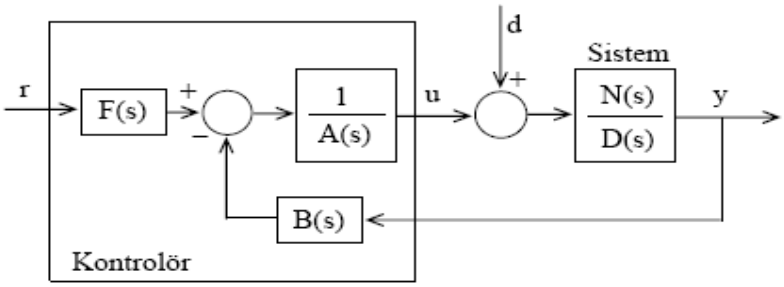
Uygulama aşamasında sisteme öncelikle referans işareti verilerek sistem cevabı incelenecek, transfer fonksiyonu elde edilecek, sonra bu transfer fonksiyonundan yola çıkılarak sürekli zamanda KDY ile kontrol tasarımı yapılacak, MATLAB yardımıyla önce s domeninde sistemin simülasyon sonuçları incelenecek, sonra uygun bir örnekleme zamanı seçilerek kontrolörün ayrık zamanda sistem üzerinde nasıl etkiler yaptığı incelenecektir ve daha sonra PLC ile uygulamaya geçilecektir.

2. KATSAYI DİYAGRAM YÖNTEMİ (KDY)

2.1 KDY Kontrol Sistem Yapısı

KDY'ni diğer yöntemlerden ayıran en büyük özellik, kontrol edilecek sistem için en dayanıklı ve en basit kontrolörün tasarlanabilmesidir. Bu yöntemle tasarlanan kontrolörler en düşük mertebeden, en uygun bant genişliğine sahip ve kapalı çevrim sistem yanıtı da aşımsız olmaktadır.

Katsayı Diagram Methodu'nun tek giriş ve tek çıkışlı sistemler için uygulanan blok diagramı aşağıdaki gibidir.



Şekil 2.1 : KDY Kontrol sistemine ait blok diyagramı

Yukarıdaki blok diyagramında A(s) ileri yol payda polinomu, B(s) geri besleme pay polinomu, F(s) ise referans pay polinomunudur. Kontrolörün iki tane pay polinomu olduğundan dolayı 2DOF kontrol yapısına uyum gösterdiği görülmektedir. A(s) ve B(s) istenilen sistem cevabını elde etmek için tasarlanır ve yapısı aşağıdaki şekildedir.

$$A(s) = \sum_{i=0}^{p} l^i s^i \qquad \textbf{(2.1)}$$

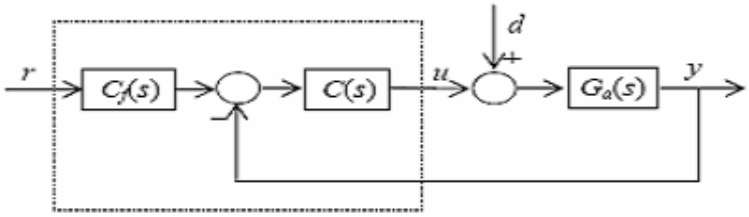
$$B(s) = \sum_{i=0}^{q} k^i s^i \qquad \textbf{(2.2)}$$

F(s) sıfırıncı mertebeden bir polinomdur, sürekli hal kazancı üzerinde etkili olur. Bu tasarım yöntemi sayesinde karasız kutup sıfır silmeleri ortadan kalkmakta ve daha az sayıda integratör elemanı kullanılmaktadır. Şekil.1' deki sistemin çıkışı aşağıdaki şekildedir. P(s), kapalı çevrim karakteristik polinomu ifade etmektedir.

$$y = \frac{N(s)F(s)}{P(s)} r + \frac{A(s)N(s)}{P(s)} d \qquad \textbf{(2.3)}$$

$$P(s) = A(s)D(s) + B(s)N(s) \qquad \textbf{(2.4)}$$

B(s) polinomunu geri besleme kısmından diğer kısımlara kaydırırsak kontrol sistem yapısı aşağıdaki biçime dönüşür.



Şekil 2.2 : 2 DOF Kontrol Sistem Yapısı

Böylelikle kontrolör polinomları daha anlaşılabilir hale dönüştürülür. Cf(s) ileriyol kontrolör, C(s) geri besleme kontrolör olarak adlandırılabilir. Daha sonra tasarım parametrelerinden yola çıkılarak hedef karakterisitk polinom belirlenir, karakteristik polinom ile hedef polinom eşitlenerek buradan kontrol polinomları bulunur.

$$C_f(s) = \frac{F(s)}{B(s)} \qquad \textbf{(2.5)}$$

$$C(s) = \frac{B(s)}{A(s)} \qquad \textbf{(2.6)}$$

Böylelikle kontrolör polinomları daha anlaşılabilir hale dönüştürülür. $C_f(s)$ ileriyol kontrolör, C(s) geri besleme kontrolör olarak adlandırılabilir. Daha sonra tasarım parametrelerinden yola çıkılarak hedef karakterisitk polinom belirlenir, karakteristik polinom ile hedef polinom eşitlenerek buradan polinomlar bulunur.

2.2 KDY Tasarım Parametreleri

Yapılan çalışmalarda karakteristik polinomun, yerleşme zamanı ve aşım gibi zaman domeni kriterleri üzerinde etkili olduğu görülmüştür. Bundan yola çıkılarak KDY için eşdeğer zaman sabiti τ ve kararlılık indeksi γ_i olmak üzere tasarım parametreleri geliştirilmiştir.

$$\tau = a_1 / a_0 \tag{2.7}$$

$$\gamma_i = a_i^{\,2} /(a_{i+1}a_{i-1}), \qquad i = 1 \sim (n-1), \qquad \gamma_0 = \gamma_n = \infty \tag{2.8}$$

Eşdeğer zaman sabiti kontrol sisteminin zaman yanıtının hızını belirlerken, kararlılık indeksi kararlılığı ve sistem yanıtının şeklini belirler (aşım üzerinde etki gösterir). Bu tasarım parametreleri istenilen zaman yanıtına göre belirlendikten sonra hedef karakteristik polinom bulunur. Standart Manabe değerleri çok kısa zamanda sistemin aşımsız olarak istenilen cevabı vermesini sağlar. Sistem derecesi n ile ifade edilirse, n > 3 için $\gamma_i = \{2.5,2,2...,2\}$, n=3 için $\gamma_i = \{2.7,2\}$, n=2 için $\gamma_i = 3$ seçilir. Eşdeğer zaman sabiti ise yerleşme zamanının yaklaşık olarak üçte biri seçilir.

$$P_{hedef}(s) = a_0\left[\left\{\sum_{i=2}^{n}\left(\prod_{j}^{i-1}\frac{1}{\gamma_{i-1}^{j}}\right)(\tau s)^i\right\} + \tau s + 1\right] \tag{2.9}$$

Hedef karakteristik polinom ile daha önce bulduğumuz karakteristik polinom birbirine eşitlenir.

$$P(s) = A(s)D(s) + B(s)N(s) = \sum_{i=0}^{n} a_i s_i\,, \quad a_i > 0 \tag{2.10}$$

Yukarıdaki eşitlikten A(s) ve B(s) polinomlarının katsayıları bulunur. F(s) de sürekli hal hatasını ortadan kaldırmak için aşağıdaki eşitlikten bulunur.

$$F(s) = P(s)/N(s)\big|_{s=0} = k_0 \tag{2.11}$$

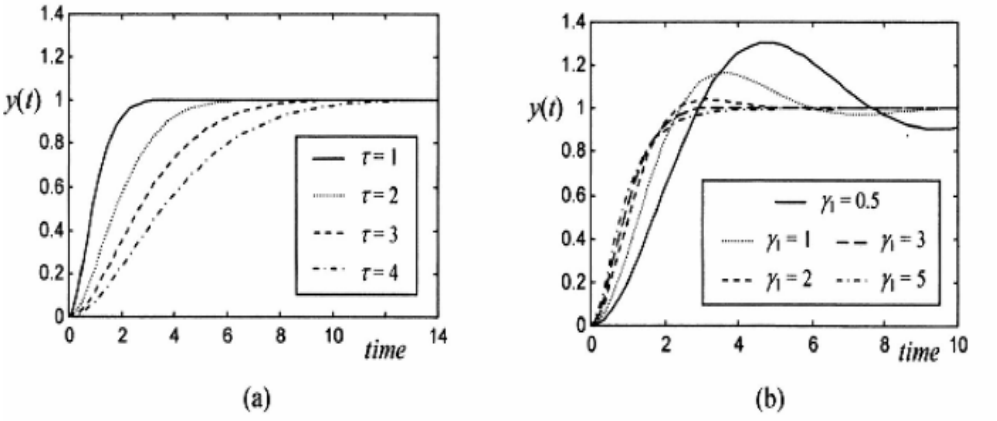
Böylelikle KDY kontrol sistemi için gerekli olan polinomlar elde edilmiş olur. Bu aşamadan sonra 2DOF kontrolör yapısından yola çıkılarak ileriyol ve geribesleme kontrolörü bulunarak uygulamaya geçilebilir.

3. FOPTD SİSTEMLERDE KDY KULLANILMASI

3.1 FOPTD Sistemler için KDY ile PI Benzetimi Yapılması

Bu sistemler için yapılan son çalışmalarda PI kontrol yapısı ile katsayı diyagram yöntemi arasında benzetim kurulmasıyla sistemin istenilen zaman ve frekans domeni performanslarının aynı anda sağlanması gerçekleştirilmiştir. Frekans domeni performans kriterleri faz ve genlik kazancıdır. Zaman domeni performans kriteri ise yerleşme zamanı ve üstaşımdır. Bu yöntem sayesinde grafiksel olarak frekans ve zaman domeni özellikleri ile bu özellikleri sağlayan PI kontrolör katsayıları aynı grafikte görülebilmektedir.

Eşdeğer zaman sabiti sistem cevabının hızı üzerinde etkili olmakta, kararlılık indeksi ise sistemin kararlılığı ve sistem yanıtının şekli üzerinde etkili olmaktadır. Aşağıdaki grafiklerde kapalı çevrim karakteristik polinomu 2. derece olan bir sistem üzerinde önce $\gamma_i = 3$ seçilip farklı eşdeğer zaman sabitleri için sistem cevabı incelenmiş (Şekil3.a), daha sonra $\tau = 1$ seçilip farklı kararlılık indeksleri için sistem yanıtının değişimi incelenmiştir (Şekil3.b).



Şekil 3.1 : **a.** Eşdeğer zaman sabitinin sistem yanıtı üzerindeki etkisi
b. Kararlılık indeksinin sistem yanıtı üzerindeki etkisi

3.2 FOPTD Sistemler için Kontrolör Tasarımı

Tasarım aşaması iki bölümden oluşmaktadır, ilk bölümde global ve lokal kararlılık bölgeleri bulunmakta, ikinci aşamada ise aşım ve yerleşme özelliklerinden yola çıkılarak KDM kullanarak PI kontrolör katsayılarına ulaşılmaktadır. Bu iki adımda yapılanlar birleştirilerek FTDP (Frequency and Time Domein Performances) haritasına ulaşılır. Bu haritada frekans ve zaman domeni özellikleri aynı grafikte ki ve kp düzleminde görülebilmektedir. Bu grafikten yola çıkılarak istenilen faz payı, kazanç payı, aşım ve yerleşme zamanı performansını sağlayan PI katsayıları seçilebilir

Sürekli hal hatasının yok edilebilmesi için Şekil 2, denklem 2.5 ve denklem 2.6 incelenirse, kontrolörün aşağıdaki koşulları sağlaması gerektiği görülür.

$$\lim_{s\to 0} C(s) = \infty \qquad \textbf{(3.1)}$$

$$\lim_{s\to 0} C_f(s)/C(s) = 0 \qquad \textbf{(3.2)}$$

Bu koşulları sağlamak için C(s) integratör içermelidir. Bu da klasik PI yapısına uygun seçilebilir.

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_p s + k_i}{s} \qquad \textbf{(3.3)}$$

3.2.1 Frekans Domeni Performans Kriterine göre Tasarım

Frekans domeni kriterlerine göre tasarım yapılırken, global ve lokal kararlılık bölgelerinin bulunur.

3.2.1.1 Global Kararlılık Bölgesinin Bulunması

Ölü zamanlı sistem aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$G_a(s) = G(s)e^{-\theta s} = \frac{N(s)}{D(s)}e^{-\theta s} \qquad \textbf{(3.4)}$$

Yapılması gereken ölü zamanlı sistemi kararlı kılan tüm PI katsayılarının bulunmasıdır. C(s) kontrolörü ile sistemin oluşturduğu kapalı çevrim karakteristik polinom aşağıdaki gibidir.

$$P(s) = sD(s) + (k_p s + k_i)N(s)e^{-\theta s} = a_n s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \ldots + a_1 s + a_0 \qquad \textbf{(3.5)}$$

Polinomun tüm katsayıları kp, ki ve $e^{-\theta s}$'e bağlıdır. Parametre uzay yaklaşımına göre bir polinomun kararlılık sınırları aşağıdaki gibi bulunabilir.

a) Gerçek Kutup Sınırı (Real Root Boundary) : Gerçek kutbun imajiner ekseni s=0 da geçmesidir. $P(s)\big|_{s=0}$ için $a_0 = 0$ bulunur.

b) Sonsuz Kutup Sınırı (Infınite Root Boundary) : Gerçek kutbun imajiner ekseni s=∞ da geçmesidir. $P(s)\big|_{s=\infty}$ için $a_n = 0$ bulunur.

c) Karmaşık Kutup Sınırı (Complex Root Boundary) : P(s)' in s=jw olduğunda kararsız olmasıdır. P(s)'in gerçek ve sanal kutuplarının aynı anda sıfır olmasıdır. Bunu incelemek için G(s) gerçek ve sanal kısımlarına ayrılır ve s=jw alınır.

$$G(j\omega) = \frac{N_e(-\omega^2) + j\omega N_o(-\omega^2)}{D_e(-\omega^2) + j\omega D_o(-\omega^2)} \qquad \textbf{(3.6)}$$

Kapalı çevrim karakteristik polinom aşağıdaki gibi olur.

$$\begin{aligned} P(j\omega) = {} & [(k_i N_e - k_p\omega^2 N_o)\cos(\omega\theta) + \omega(k_i N_o + k_p N_e)\sin(\omega\theta) - \omega^2 D_o] \\ & + j[\omega(k_i N_o + k_p N_e)\cos(\omega\theta) - \omega(k_i N_e - k_p\omega^2 N_o)\sin(\omega\theta) + \omega D_e] \end{aligned} \qquad \textbf{(3.7)}$$

Gerçek ve sanal kısımlar sıfıra eşitlenirse ;

$$\begin{aligned} & k_p(-\omega^2 N_o\cos(\omega\theta) + \omega N_e\sin(\omega\theta) + ki(N_e\cos(\omega\theta) + \omega N_o\sin(\omega\theta)) = \omega^2 D_o] \\ & k_p(\omega N_e\cos(\omega\theta) + \omega^2 N_o\sin(\omega\theta) + ki(\omega N_o\cos(\omega\theta) - \omega N_e\sin(\omega\theta)) = -\omega D_e] \end{aligned} \qquad \textbf{(3.8)}$$

Yukarıdaki ifadeyi sadeleştirmek amacıyla aşağıdaki eşitlikler uygulanır;

$$\begin{aligned} & Q(\omega) = -\omega^2 N_o\cos(\omega\theta) + \omega N_e\sin(\omega\theta), \quad R(\omega) = ki(N_e\cos(\omega\theta) + \omega N_o\sin(\omega\theta) \\ & S(\omega) = \omega N_e\cos(\omega\theta) + \omega^2 N_o\sin(\omega\theta), \quad U(\omega) = \omega N_o\cos(\omega\theta) - \omega N_e\sin(\omega\theta) \\ & X(\omega) = \omega^2 D_o, \quad Y(\omega) = -\omega D_e \end{aligned} \qquad \textbf{(3.9)}$$

P(jw)' nin gerçek ve sanal kısımlarını ayrılıp sıfıra eşitlenmesiyle elde edilen ifadeler aşağıdaki gibi olur.

$$k_p Q(\omega) + kiR(\omega) = X(\omega)$$
$$k_p S(\omega) + kiU(\omega) = Y(\omega) \qquad \textbf{(3.10)}$$

kp ve ki yukarıdaki ifadelerden elde edilebilir.

$$k_p = \frac{X(\omega)U(\omega) - Y(\omega)R(\omega)}{Q(\omega)U(\omega) - R(\omega)S(\omega)}$$
$$k_i = \frac{Y(\omega)Q(\omega) - X(\omega)S(\omega)}{Q(\omega)U(\omega) - R(\omega)S(\omega)} \qquad \textbf{(3.11)}$$

Denklem 3.9'daki ifadeler yerlerine konulursa aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$k_p = \frac{(\omega^2 N_o D_o + N_e D_e)\cos(\omega\theta) + \omega(N_o D_e - N_e D_o)\sin(\omega\theta)}{-(N_e{}^2 + \omega^2 N_o{}^2)}$$
$$ki = \frac{\omega^2(N_o D_e - N_e D_o)\cos(\omega\theta) - \omega(\omega^2 N_o D_o + N_e D_e)\sin(\omega\theta)}{-(N_e{}^2 + \omega^2 N_o{}^2)} \qquad \textbf{(3.12)}$$

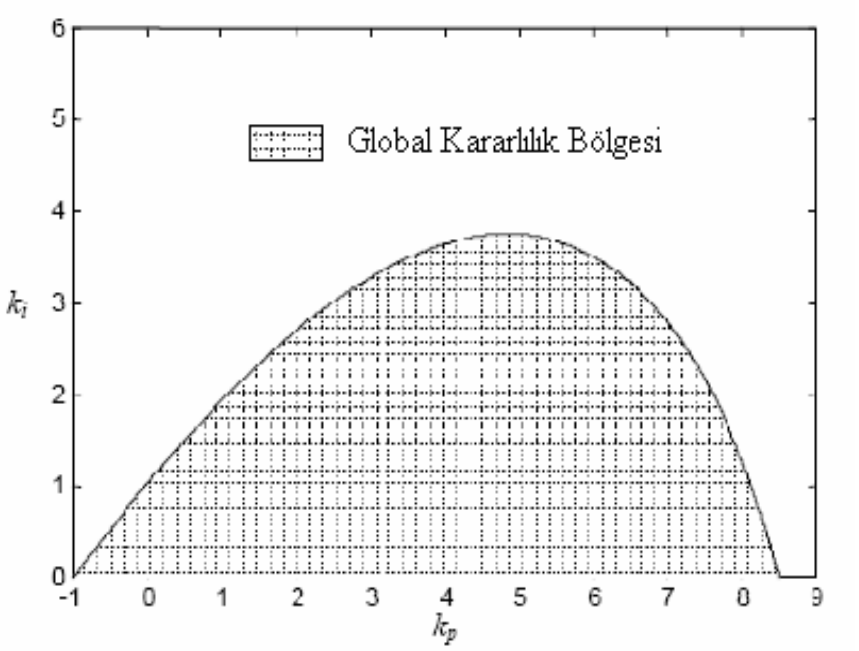
Genelde D(s), N(s)' den büyük olduğu için sonsuz kutup sınırı (İnfinite root boundary) yoktur, ki=0 ekseni gerçek kutup sınırıdır (Real root boundary), gerçek kutup sınırı ile kompleks kutup sınırı arasında kalan kısım kp-ki düzleminde global kararlılık bölgesini verir.

Global kararlılık bölgesinin bulunması için kritik frekans değeri bulunmalıdır. Kritik frekansın bulunması amacıyla $s=jw_c$ için Gp(s)'in fazının -180 derece olacağından, aşağıdaki ifade yazılabilir.

$$\tan^{-1}\left(\frac{\omega N_o}{N_e}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega D_o}{D_e}\right) - \omega\theta = f(\omega)$$
$$\tan(\omega\theta) = \frac{\omega(N_o D_e - N_e D_o)}{N_e D_e + \omega^2 N_o D_o)} \qquad \textbf{(3.13)}$$

Kritik frekans yukarıdaki ifade w, [0, π] arasında çözülünce bulunabilir. Sonra kp ve ki denkleminde w, [0, w_c] arasında alınır ve değişimler çizdirilir, ki=0 ekseni ile arada kalan kısım global kararlılık bölgesini verir.

T=5, $\theta = 1$ olan birinci derece ölü zamanlı sistemin global kararlılık bölgesi aşağıdaki gibidir.



Şekil 3.2 : Global Kararlılık Bölgesinin Gösterilmesi

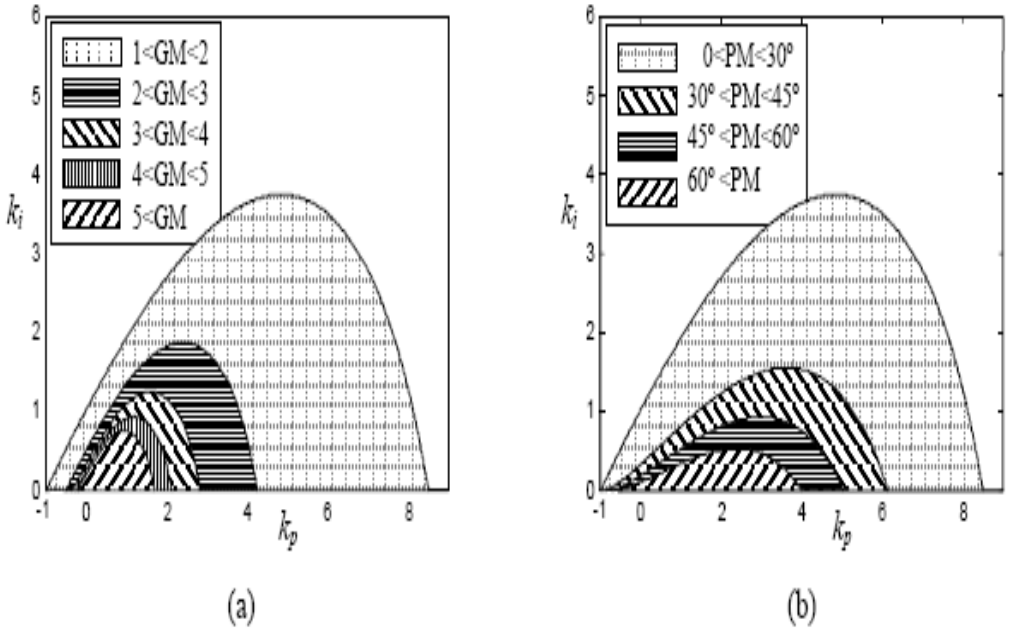
3.2.1.2 Lokal Kararlılık Bölgesinin Bulunması

Faz domeninde tasarımda faz payı ve genlik payı önemli tasarım kriterleridir. Bu amaçla $G_c(s) = A.e^{-j\phi}$ ile C(s) kontrolörün önüne yerleştirilir. Böylelikle daha önceden bulmuş olduğumuz kp ve ki ifadeleri aşağıdaki biçime dönüşür.

$$k_p = \frac{(\omega^2 N_o D_o + N_e D_e)\cos(h) + \omega(N_o D_e - N_e D_o)\sin(h)}{-A(N_e{}^2 + \omega^2 N_o{}^2)}$$
$$ki = \frac{\omega^2 (N_o D_e - N_e D_o)\cos(h) - \omega(\omega^2 N_o D_o + N_e D_e)\sin(h)}{-A(N_e{}^2 + \omega^2 N_o{}^2)} \qquad \textbf{(3.14)}$$

Denklemlerde $h = \omega\theta + \phi$'dir. Kararlılık bölgesi bulmak için öncelikle genlik payı (Gain Margin) A istenilen performans değerinde , faz payı (Phase Margin) $\phi = 0$ olarak alınır ve [0, w_c] aralığında kp, ki değerleri bulunur, daha sonra genlik payı A=1, faz payı ϕ istenilen performans değerinde aynı işlem tekrarlanır, böylelikle lokal kararlılık bölgesi elde edilir

Aşağıda bir sistemin değişik genlik payı (GM) ve faz payı (PM) değerleri için elde edilen lokal kararlılık bölgeleri gösterilmiştir.



Şekil 3.3 : a. Değişik genlik payı (A) değerleri için bulunan lokal kararlılık bölgeleri
b. Değişik faz payı (ϕ) değerleri için bulunan lokal kararlılık bölgeleri

Global ve Lokal kararlılık bölgeleri istenilen frekans domeni performans kriterlerine göre bulunduktan sonra, zaman domenindeki performans kriterlerlerine göre tasarıma geçilir.

3.2.2 Zaman Domeni Performans Kriterine göre Tasarım

FOPTD sistemin matematiksel modeli aşağıdaki gibidir.

$$G_m(s) = \frac{N_m(s)}{D_m(s)} e^{-\theta s} = \frac{K}{Ts+1} e^{-\theta s} \qquad \textbf{(3.15)}$$

Yukarıdaki ifadede K kazanç, T zaman sabiti, θ ölü zamandır. 1. derece Taylor yaklaşımı kullanılarak ($e^{-\theta s} = 1-\theta s$) sistemin pay ve payda polinomu aşağıdaki biçime dönüştürülebilir.

$$\begin{aligned} N_{eş}(s) &= -K\theta s + K \\ D_{eş}(s) &= Ts+1 \end{aligned} \qquad \textbf{(3.16)}$$

Kontrolör polinomları aşağıdaki gibi seçilebilir.

$$A(s) = l_1 s$$
$$B(s) = k_1 s + k_0 \quad \textbf{(3.17)}$$

PI kontrol yapısından dolayı polinom katsayıları $k_1=k_p$, $k_0=k_i$ ve $l_1=1$ 'dir. Aşağıdaki eşitlikte bu görülmektedir.

$$C(s) = \frac{B(s)}{A(s)} \Rightarrow \frac{k_1 s + k_0}{l_1 s} = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad \textbf{(3.18)}$$

Matematiksel modelin birinci derece Taylor yaklaşımıyla basitleştirilmiş hali ile, C(s) kontrolörün oluşturmuş olduğu yapının kapalı çevrim karakteristik denklemi aşağıdaki gibidir.

$$P(s) = (T - K\theta k_p)s^2 + (1 - \theta K k_i + K k_p)s + K k_i \quad \textbf{(3.19)}$$

Yukarıdaki eşitlikten yola çıkılarak eşdeğer zaman sabiti ve kararlılık indeksi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\gamma_1 = (1 + K k_p - K\theta k_i)^2 / (K k_i (T - K\theta k_p))$$
$$\tau = (1 + K k_p - K\theta k_i) / K k_i \quad \textbf{(3.20)}$$

k_i yukarıdaki denklemden hareketle τ ve γ_1'e bağlı olarak bulunur.

$$k_i = [K(2\theta + 2K\theta k_p + \gamma_1 T - \gamma_1 K\theta k_p) - \sqrt{\Delta}]/(2K^2\theta^2)$$
$$k_i = (1 + K k_p)/(\tau K + K\theta) \quad \textbf{(3.21)}$$

Denklemlerde geçen delta ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$\Delta = K^2[(2\theta + 2K\theta k_p + \gamma_1 T - \gamma_1 K\theta k_p)^2 - 4\theta^2(1 + K k_p)^2] \quad \textbf{(3.22)}$$

Global kararlılık bölgesinden $[kp_{min}, kp_{max}]$ aralığı görülmektedir. Farklı τ ve γ_1 için iki tane k_i eğrisi elde edilir bu iki eğrinin kesiştiği nokta istenilen zaman kriterleri sağlamaktadır. Eğer bulduğumuz değerler de istediğimiz zaman domeni özellikleri elde edilemiyor ise ikinci derece Taylor açılımı uygulanır.

İkinci derece Taylor açılımı kullanılırsa, aşağıdaki sonuçlar elde edilir. Eşdeğer zaman sabitinin formülü değişmez sadece kararlılık indeksi değişir.

$$\gamma_1 = (1 + Kk_p - K\theta k_i)^2 / (Kk_i(T - K\theta k_p + 0.5K\theta^2 k_i))$$
$$\tau = (1 + Kk_p - K\theta k_i) / Kk_i \quad \textbf{(3.23)}$$

Kararlılık indeksi ve eşdeğer zaman sabitinden yola çıkılarak elde edilen ki fonksiyonları aşağıdaki gibidir.

$$k_i = [K(2\theta + 2K\theta k_p + \gamma_1 T - \gamma_1 K\theta k_p) - \sqrt{\Delta}] / (K^2\theta^2(2 - \gamma_1))$$
$$k_i = (1 + Kk_p) / (\tau K + K\theta) \quad \textbf{(3.24)}$$

Denklemlerde geçen delta ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$\Delta = K^2[(2\theta + 2K\theta k_p + \gamma_1 T - \gamma_1 K\theta k_p)^2 - 2\theta^2(2 - \gamma_1)(1 + Kk_p)^2] \quad \textbf{(3.25)}$$

Aynı şekilde daha önce bulunmuş olan [kp_{min},kp_{max}] aralığında istenilen zaman domeni özelliklerini sağlayan eşdeğer zaman sabiti ve kararlılık indeksi için eğriler çizilir bunların kesişim noktasındaki ki ve kp değeri aradığımız kontrolör katsayılarıdır.

F(s) ise aşağıdaki şekilde seçilir.

$$F(s) = P(s) / N(s)\big|_{s=0} = k_0 \quad \textbf{(3.26)}$$

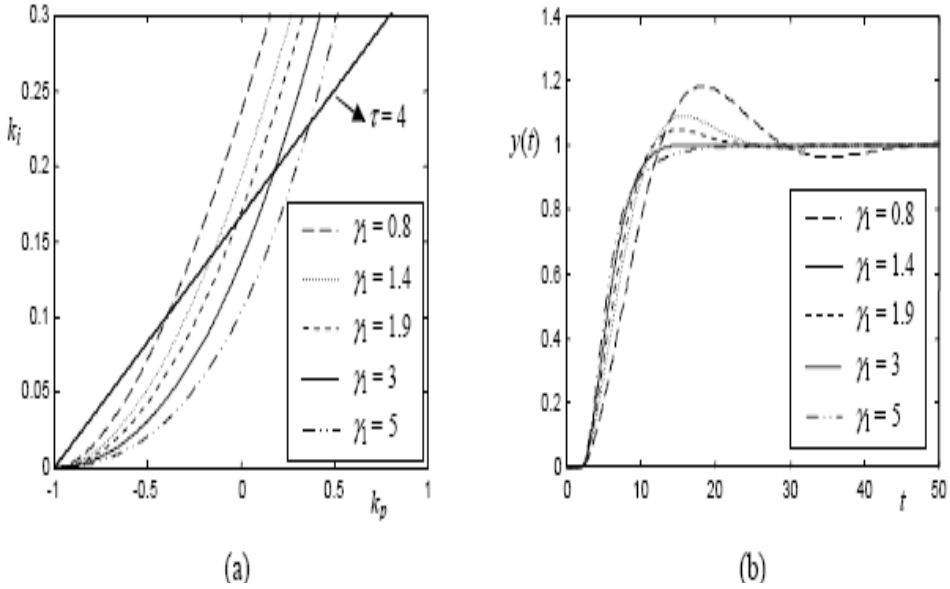
İleriyol kontrolörümüz aşağıdaki şekildedir, görüldüğü üzere onun için ekstra hesap yapmaya gerek kalmamaktadır.

$$C_f(s) = \frac{F(s)}{B(s)} = \frac{ki}{kps + ki} \quad \textbf{(3.27)}$$

Karalılık indeksi standart Manabe değerlerinden seçilir, çünkü bu değerler en optimum çözümü elde etmemize olanak verir, kısa sürede istediğimiz referans değerine aşımsız bir şekilde yerleşen sistem yanıtlarına ulaşılır.

Eşdeğer zaman sabiti ise hedeflenen yerleşme zamanının yaklaşık olarak üçte biri alınır. Böylelikle istediğimiz zaman domeni özelliklerini sağlayan kontrolörler elde edilir.

K=1, T=1 ve θ=2 olan sistemde belirli zaman domeni kriterlerinden yola çıklarak elde edilen eğriler ve sistem yanıtı üzerindeki etkisi aşağıda verilmiştir. Standart manabe değeri $\gamma_1 = 3$ 'tür, eşdeğer zaman sabiti ise hedef yerleşme zamanı Ts olmak üzere, Ts = (2.5~3).to eşitliğinden belirlenir.



Şekil 3.4 : a. $\tau = 4$ ve değişik γ_1 değerleri için ki eğrilerinin çizilmesi
b. Bulunan pi katsayılarının sistem yanıtı üzerine etkisi

Yukarıdaki grafiklerden anlaşılacağı üzere belirlenen eşdeğer zaman sabiti ve kararlılık indeksine göre ki eğrileri çizilir, bu eğrilerin kesiştiği nokta istediğimiz zaman domeni özelliklerini veren ki ve kp değerlerini verir.

Kararlılık indeksi olarak standart değerler kullanılınca aşımsız ve kısa sürede referans işaretini yakalayan sistem cevapları elde etmek mümkündür.

3.2.3 FTDP Haritasının oluşturulması

Bu harita sayesinde frekans ve zaman domeni performanslarını sağlayan kontrolör parametreleri aynı grafik üzerinde k_p-k_i düzleminde görülebilmektedir. Aşağıdaki adımlar tüm yapılanların özeti niteliğindedir.

- **1. Adım :** Frekans domeni performans kriterlerinden yola çıkılarak kararlılık bölgelerinin bulunmasıdır. Kontrol sisteminin bozucu işaretlere karşı dayanıklı olması için faz payı 0 ile 60 derece arasında, genlik payı da 2'den büyük olmalıdır.

  _ Parametre uzay yaklaşımından yola çıkılarak global kararlılık bölgesine ulaşılır.

  _ Faz payı ve kazanç payından hareketle lokal kararlılık bölgesinin elde edilir.

- **2. Adım :** Zaman domeni performans kriterlerinden yola çıkılarak , ki eğrileri çizilir.

  _ $k_i = f(k_p, \gamma_i)$ **,** farklı indeksler için aşımdan yola çıkılarak belirlenir.

  _ $k_i = f(k_p, \tau)$ **,** farklı eşdeğer zaman sabitleri için yerleşme zamanından yola çıkılarak belirlenir.

- **3. Adım :** Frekans ve zaman domeni kriterlerinden yola çıkılarak elde edilen bölgeler aynı k_p-k_i düzleminde gösterilerek FTDP haritası elde edilir.

4. SOPTD SİSTEMLERDE KDY KULLANILMASI

4.1 İntegratör İçermeyen SOPTD Sistemlerde KDY Kullanılması

Bu sistemlerin matematiksel modeli aşağıdaki gibidir.

$$G(s) = \frac{K}{T_1 s^2 + T_2 s + 1} e^{-\theta s} \qquad \textbf{(4.1)}$$

$e^{-\theta s}$ ifadesi birinci derece Pade yaklaşıyla ortadan kaldırılabilir.

$$e^{-\theta s} = \frac{2 - \theta s}{2 + \theta s} \qquad \textbf{(4.2)}$$

Yaklaşım yapıldıktan sonra transfer fonksiyonu aşağıdaki biçime dönüşür.

$$G_{eş}(s) = \frac{-K\theta s + 2K}{T_1 \theta s^3 + (2T_1 + T_2\theta)s^2 + (2T_2 + \theta)s + 2} \qquad \textbf{(4.3)}$$

Sistemin transfer fonksiyonu pay ve payda kısımlarına ayrılır. N(s) sistemin pay polinomu , D(s) sistemin payda polinomudur.

$$\begin{aligned} N_{eş}(s) &= -K\theta s + 2K \\ D_{eş}(s) &= T_1 \theta s^3 + (2T_1 + T_2\theta)s^2 + (2T_2 + \theta)s + 2 \end{aligned} \qquad \textbf{(4.4)}$$

Ölü zamanlı ifade için birinci derece Pade yaklaşımı yapılarak transfer fonksiyonununu karmaşık yapısı ortadan kaldırılır, daha sonra sistem, pay ve payda fonksiyonları olarak ayrı ayrı ifade edilir. Bu aşamadan sonra N(s) veD(s)'den yola çıkılarak kontrolör tasarımına geçilebilir.

4.1.1 İntegratör İçermeyen SOPTD Sistemler için Kontrolör Tasarımı

Katsayı Diyagram Yöntemi kontrol yapısında A(s), B(s) ve F(s) polinomları vardır. Bu polinomlar bulunduktan sonra ileriyol ve geribesleme kontrolörlerinde yerlerine konularak uygulamaya geçilir. Kontrol polinomu A(s) aşağıdaki biçimdedir.

$$A(s) = \sum_{i=0}^{p} l^i s^i$$
$$A(s) = l_3 s^3 + l_2 s^2 + l_1 s \qquad \textbf{(4.5)}$$

Kontrol plinomu B(s) aşağıdaki biçimdedir.

$$B(s) = \sum_{i=0}^{q} k^i s^i$$
$$B(s) = k_3 s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_0 \qquad \textbf{(4.6)}$$

Kapalı çevrim karakteristik polinom bulunur. Karakteristik polinomdan yola çıkılarak F(s) hesaplanır.

$$P(s) = A(s)D(s) + B(s)N(s)$$
$$F(s) = P(s)/N(s)\big|_{s=0} = k_0 \qquad \textbf{(4.7)}$$

Eşdeğer zaman sabiti ve kararlılık indekslerinden $\gamma_i = \{\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4, \gamma_5\}$ yola çıkılarak hedef karakteristik polinoma ulaşılır. Eşdeğer zaman sabiti ise yerleşme zamanının yaklaşık üçte biri seçilir. Kararlılık indeksinin standart manabe biçimi şeklinde $\gamma_i = \{2.5,2,2,2,2\}$ seçilir . Hedef karakterisitk polinom aşağıdaki denklemden bulunur. Hedef karakteristik polinom ile daha önce bulduğumuz karakteristik polinom birbirine eşitlenir. Aşağıdaki eşitlikten A(s) ve B(s) kontrolor parametrelerine ulaşılır. Böylelikle tüm kontrol polinomları elde edilmiş olunur.

$$P_{hedef}(s) = a_0 \left[\left\{ \sum_{i=2}^{n} \left(\prod_{j}^{i-1} \frac{1}{\gamma_{i-1}^{j}} \right) (\tau s)^i \right\} + \tau s + 1 \right]$$
$$P(s) = A(s)D(s) + B(s)N(s) = \sum_{i=0}^{n} a_i s_i , \quad a_i > 0 \qquad \textbf{(4.8)}$$

4.2 İntegratörlü SOPTD Sistemlerde KDY Kullanılması

Bu sistemlerin matematiksel modeli aşağıdaki gibidir. Sistemin sıfırda bir kutbu olmasından dolayı sistemin açık çevrim cevabı sınırsızdır.

$$G(s) = \frac{K}{s(Ts+1)} e^{-\theta s} \qquad \textbf{(4.9)}$$

$e^{-\theta s}$ ifadesi birinci derece Pade yaklaşıyla ortadan kaldırılabilir. Sistemin transfer fonksiyonu basitleştirilir.

$$G_{eş}(s) = \frac{N_{eş}(s)}{D_{eş}(s)} = \frac{-K\theta s + 2K}{2T\theta s^3 + (2T+\theta)s^2 + 2s} \qquad \textbf{(4.10)}$$

Ölü zamanlı ifade için birinci derece Pade yaklaşımı yapılarak transfer fonksiyonununu karmaşık yapısı ortadan kaldırılır, daha sonra sistem, pay ve payda fonksiyonları olarak ayrı ayrı ifade edilir. Bu aşamadan sonra $N_{eş}(s)$ ve$D_{eş}(s)$'den yola çıkılarak kontrolör tasarımına geçilebilir.

4.2.1 İntegratörlü SOPTD Sistemler için Kontrolör Tasarımı

Kontrolör Tasarımı aynı integratör içermeyen SOPTD sistemlerdeki gibi yapılır**.** Karakteristik polinom elde edilir, sonra hedef karakteristik polinom ile eşitleme yapılır A(s), B(s) ve F(s) kontrol polinomlarına ulaşılır.

Daha sonra bulunan kontrolor polinomları 2DOF kontrol yapısınıan uygun olarak ileri yol ve geribesleme kontrolor transfer fonksiyonlarında kullanılarak uygulamaya geçilebilir.

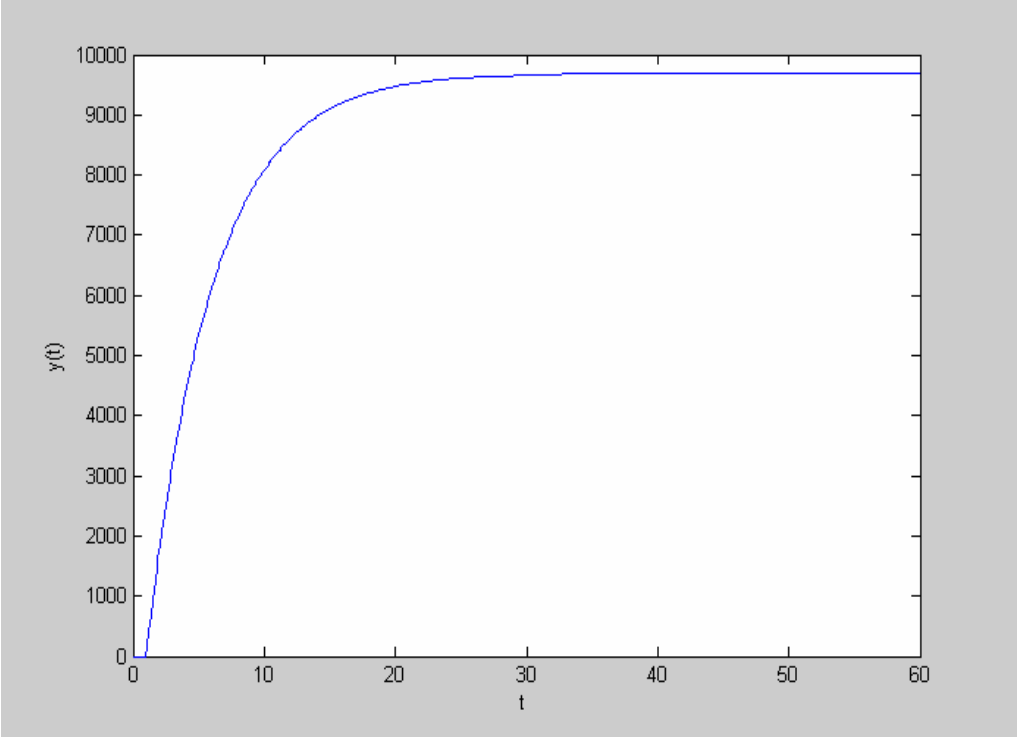
Bu aşamaya kadar Katsayı Diyagram yöntemi kullanılarak ölü zamanlı sistemlerde nasıl tasarım yapıldığı üzerinde durulmuştur, bir sonraki bölümde ise gerçek sistemler üzerinde uygulama yapılacak ve yöntemin gerçek sistemler üzerindeki etkileri incelenecektir.

5. ÖLÜ ZAMANLI SİSTEMLERDE PLC UYGULAMASI GERÇEKLEME

5.1 FOPTD Sistem Üzerinde PLC ile KDY uygulaması

Sisteme PLC vasıtasıyla referans giriş gönderilir, elde edilen sistem cevabından yola çıkılarak transfer fonksiyonu elde edilir.

Referans olarak 1000 değeri gönderilince elde edilen sistem cevabı aşağıda gösterilmiştir.



Şekil 5.1 : Ref=1000 için FOPTD sistem cevabı

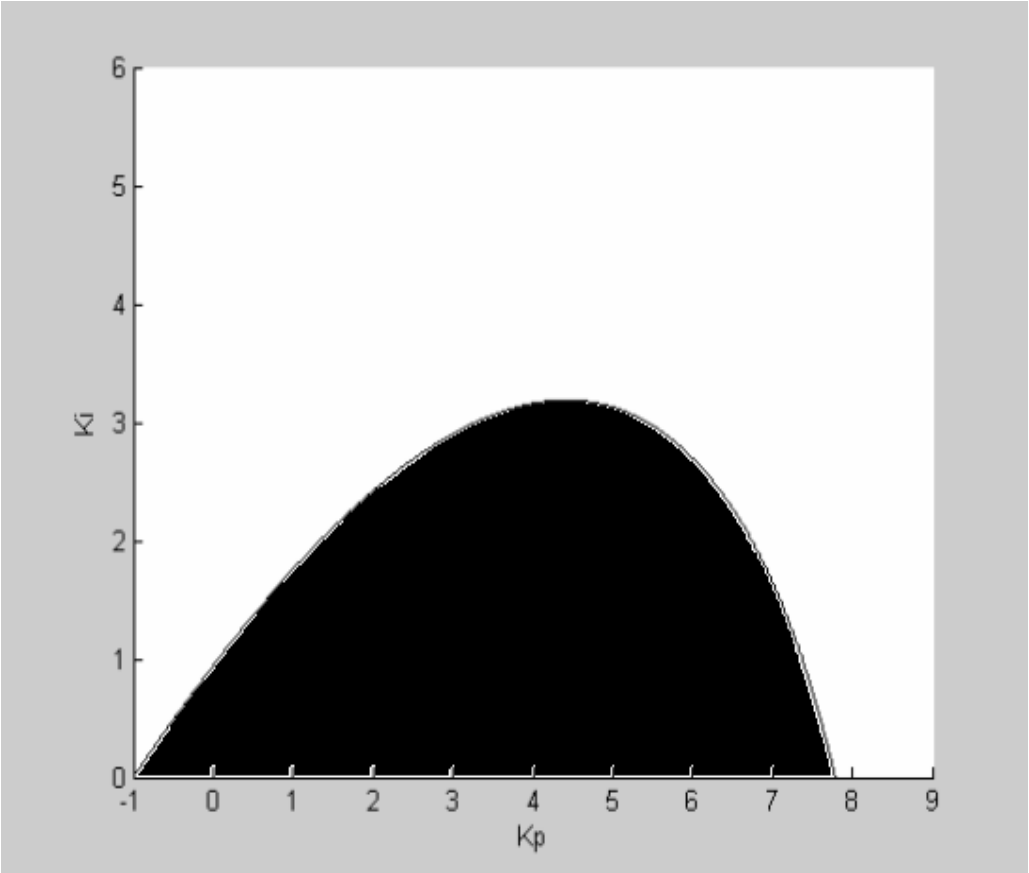
Yukarıdaki grafikten yola çıkılarak sistemin matematiksel modeli aşağıdaki gibi elde edilir.

$$G(s) = \frac{0.97}{5s+1} e^{-1.1s} \qquad \textbf{(5.1)}$$

Sistemin matematiksel modeli çıkarıldıktan sonra frekans ve zaman domeni özelliklerinden yola çıkılarak tasarıma başlanır. Öncelikle Frekans domeninde tasarım yapılır, bu amaçla global ve lokal kararlılık bölgeleri bulunur. Bu bölgeleri bulabilmek için kritik frekans değeri bulunmalıdır.

Denklem 3.13'den ve sistemin transfer fonksiyonundan yola çıkılarak, kritik frekans değeri w_c=1.68868 olarak bulunur.

Daha sonra Global Kararlılık Bölgesini bulabilmek için Denklem 3.13'deki ifadelerde bulunan kritik frekans değeri kullanılır. Elde edilen ve sistemi kararlı yapan bölge aşağıda gösterilmiştir.

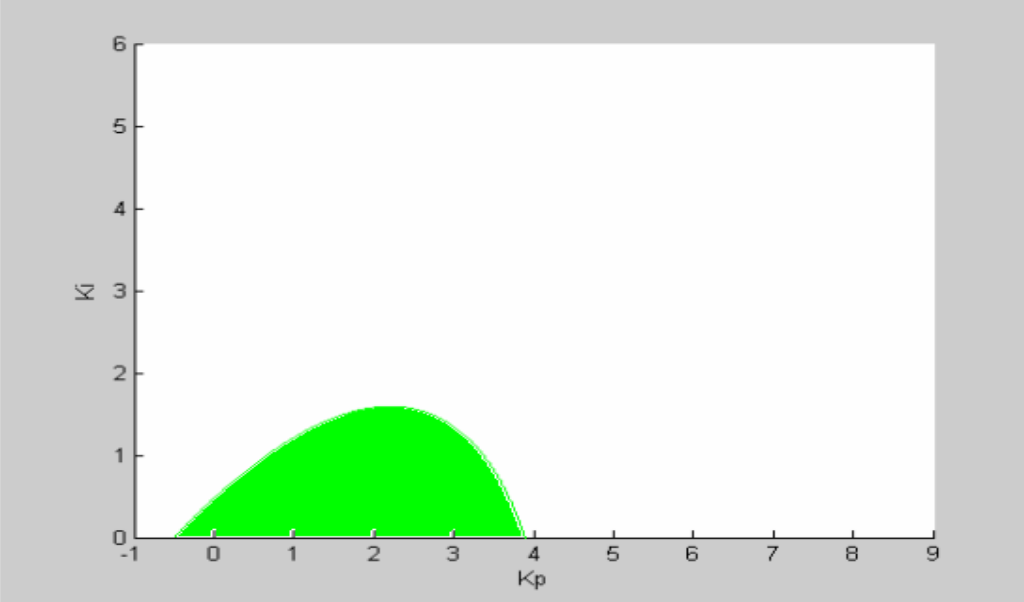


Şekil 5.2 : Global Kararlılık Bölgesinin Gösterilmesi

Global Kararlılık Bölgesi elde edildikten sonra istenilen frekans domeni özelliklerinden yola çıkılarak Lokal Kararlılık Bölgesi bulunur. Faz payı ve genlik payı frekans domeni için belirlememiz gereken parametrelerdir.

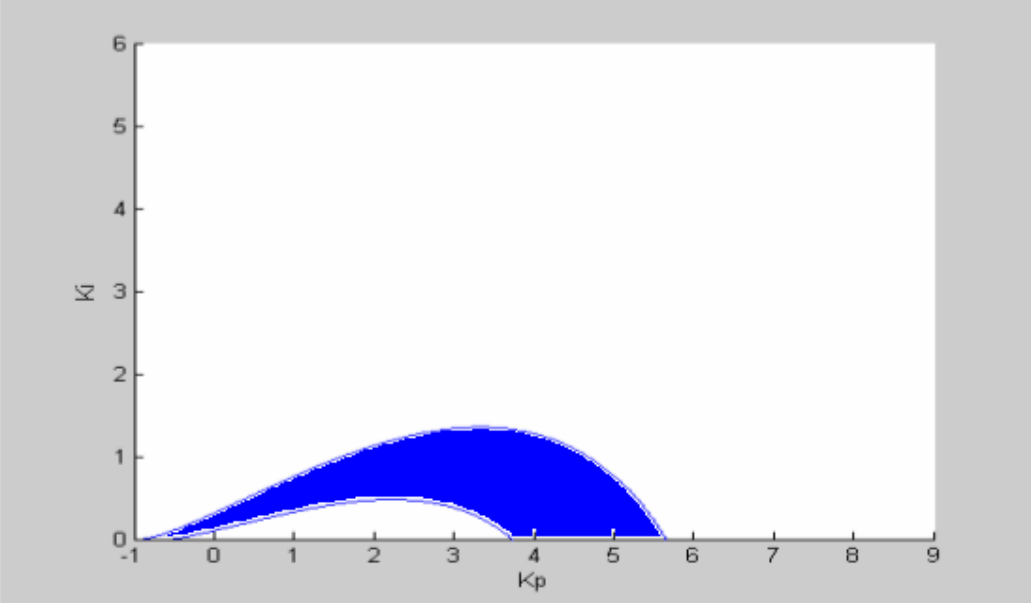
Genlik payının 2'den büyük, faz payınında 30º ile 60º arasında olduğu zaman kontrolör kırılganlıktan uzak ve daha dayanıklı (robust) olmaktadır. Lokal kararlılık bölgesi bulunurken Denklem 3.14 kullanılır.

Bu amaçla sistemin genlik payının 2'den büyük olduğu bölge bulunur.



Şekil 5.3 : Genlik payı > 2 için elde edilen Lokal Kararlılık Bölgesi

Daha sonra faz payınında 30º ile 60º arasında olduğu bölge bulunur.

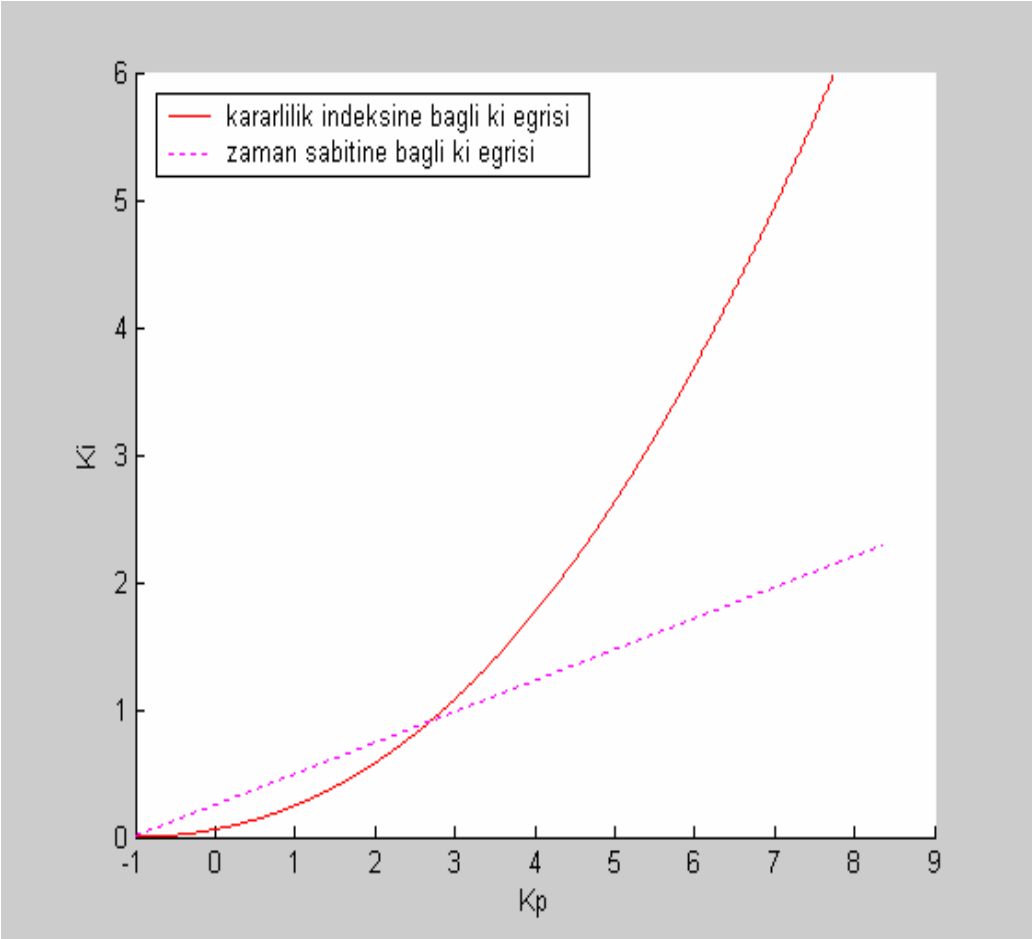


Şekil 5.4 : 30º < faz payı < 60º için elde edilen Lokal Kararlılık Bölgesi

Frekans domeni performans kriterlerine göre tasarım yapıldıktan sonra, zaman domeninde istenilen performans kriterlerinden yola çıkılarak yapılan tasarıma geçilir. Kararlılık indeksi standart değer olan 3 alınır. Eşdeğer zaman sabiti ise hedef yerleşme zamanının üçte biri seçilir. Eşdeğer zaman sabiti 3 olarak alınmıştır.

Kararlılık indeksi ve eşdeğer zaman sabitinden yola çıkılarak Denklem 3.21 ve Denklem 3.22 yardımıyla ki eğrileri çizilir. Bu iki eğrinin kesişim noktası istediğimiz zaman domeni özelliklerini sağlar.

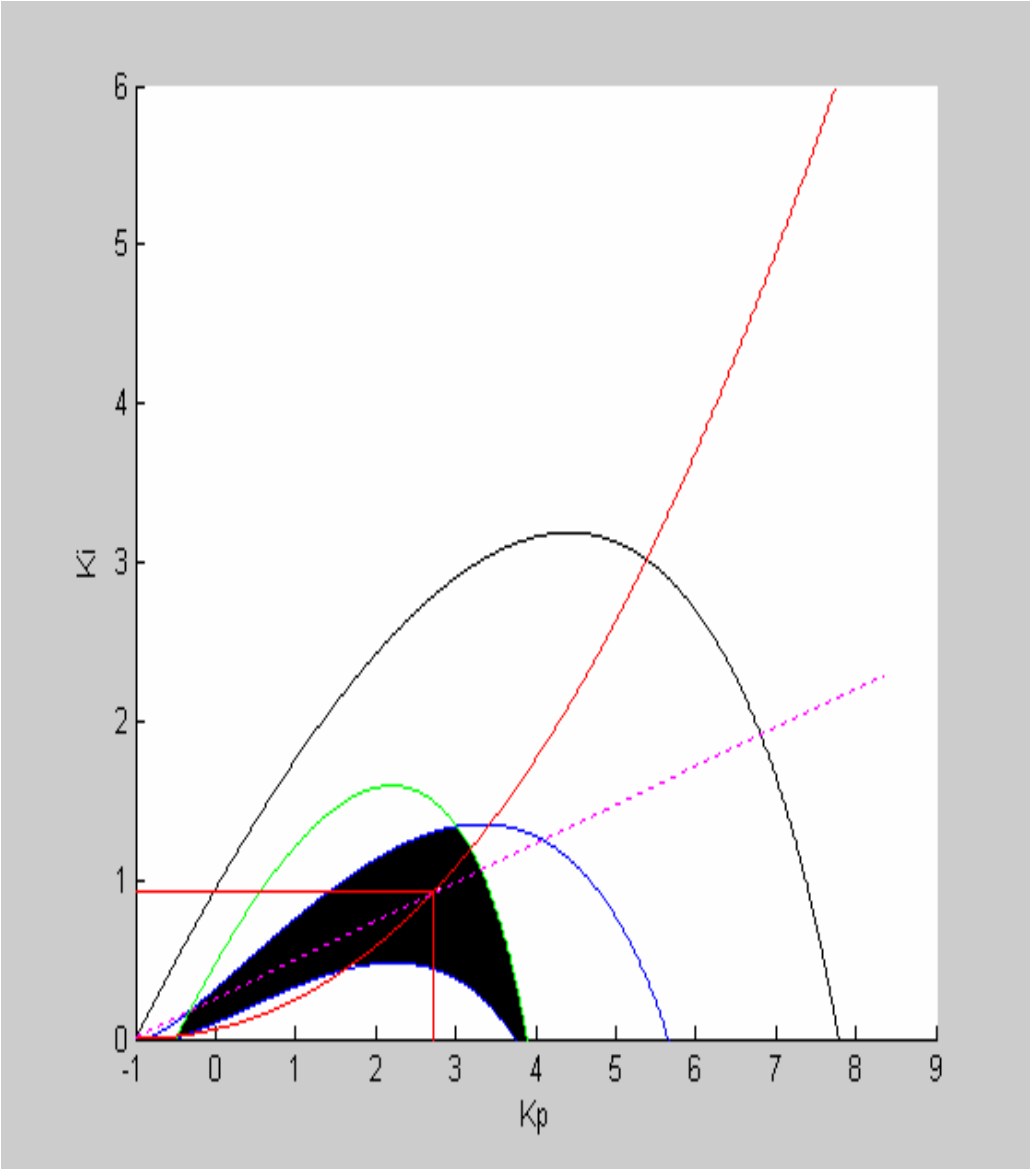
Aşağıdaki şekilde ki eğrileri ve kesim noktaları görülmektedir.



Şekil 5.5 : τ ve γ_1'e bağlı olan ki eğrileri

Buraya kadar yapılanlar aynı grafik üzerinde gösterilerek, frekans ve zaman domeni özellikleri birleştirilerek gösterilir. Bu yöntemin en büyük avantajı tüm performans kriterlerinin aynı anda görülebilmesi ve yorumlanmasına olanak vermesidir.

Elde edilen FTDP (Frequency and Time Domein Performances) Haritası aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.6 : FTDP Haritası

Grafikteki kesişim noktasından yola çıkılarak kp=2.7055 ve ki=0.9115 olarak bulunur. Bu katsayıların hem istediğimiz frekans domeni özelliklerini, hem de zaman domeni özelliklerini sağladığı görülmektedir.

Kesişim noktasında genlik payının 2 'den büyük olduğu ve faz payınında 30º ile 60º arasında olduğu söylenebilir.

Katsayılar bulunduktan sonra önceki bölümlerde anlatıldığı gibi 2DOF kontrol yapısına uygun olarak kullanılır.

İleriyol kontrolörü aşağıdaki gibidir.

$$C_f(s) = \frac{F(s)}{B(s)} = \frac{k_i}{k_p s + k_i}$$
$$C_f(s) = \frac{0.9115}{2.7055s + 0.9115} \qquad \textbf{(5.2)}$$

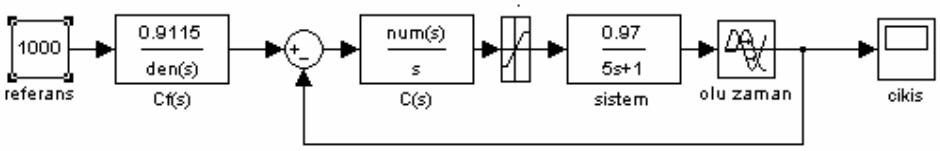
Geribesleme kontrolörü aşağıdaki gibidir.

$$C(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{k_p s + k_i}{s}$$
$$C(s) = \frac{2.7055s + 0.9115}{s} \qquad \textbf{(5.3)}$$

Kontrolör polinomları ve transfer fonksiyonları bulunduktan sonra kontrol sistemi önce MATLAB Simulink kulanılarak sürekli zamanda modellenir, simülasyon yapılarak, çıkış ve kontrol işaretinin değişimleri incelenir. Sonra uygun örnekleme zamanı ile ayrık zamanda kontrol sistemi modellenir, simülasyon yapılarak, çıkış ve kontrol işaretinin değişimleri incelenir. Sistem cevabı ve kontrol işaretinde beklenmedik bir durum söz konusu değil ise PLC ile gerçek sistem üzerinde uygulamaya geçilir.

5.1.1 FOPTD Sistem için Sürekli Zamanda Kontrol Sisteminin Modellenmesi

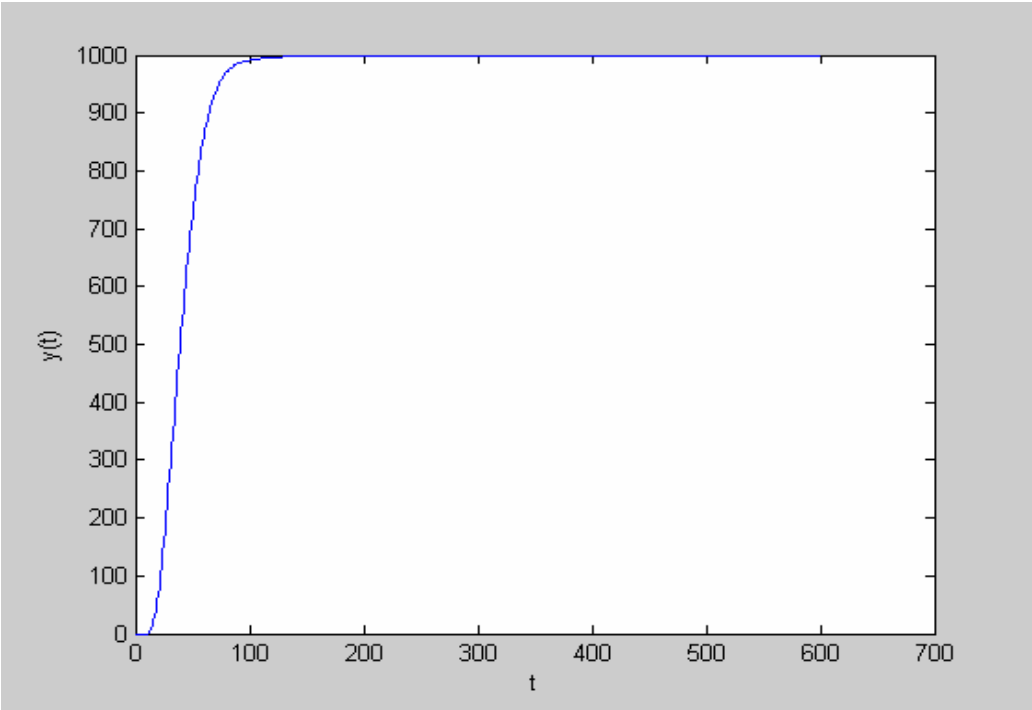
Kontrol Sistemi MATLAB Simulink yardımıyla sürekli zamanda (s domeninde) modellenir ve simülasyon sonuçları incelenir.



Şekil 5.7 : FOPTD sistemin sürekli zamanda kontrol sistemi modeli

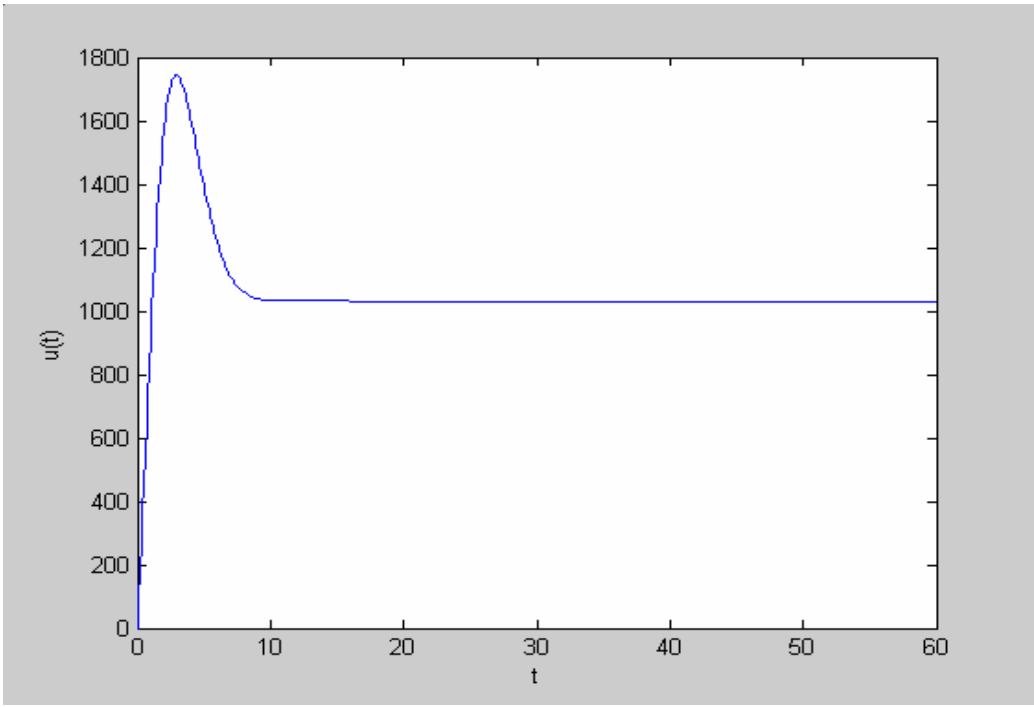
Kontrol sistemine referans işareti verilir, kontrol ve çıkış işareti incelenir. Kontrol işareti için mutlaka sınırlama yapılmalıdır, gerçek sistemler üzerinde çalışılacağı için büyük kontrol işaretleri cihazlara zarar verebilir.

Ref=1000 için kontrol sisteminin çıkış işareti aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.8 : FOPTD sistemin ref=1000 için s domenindeçıkış işaretinin değişimi

Ref=1000 için kontrol sisteminin çıkış işareti aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.9 : FOPTD sistemin ref=1000 için s domeninde kontrol işaretinin değişimi

5.1.2 FOPTD Sistem için Ayrık Zamanda Kontrol Sisteminin Modellenmesi

Kontrol Sistemini MATLAB Simulink yardımıyla z domeninde modellenir. PLC'de uygulanabilmesi için z dönüşümü alınıp fark denklemlerine ulaşılması gerekmektedir, bu yüzden sistem davranışı ayrık zamanda (z domeninde) incelendikten sonra PLC ile uygulama aşamasına geçilir. Örnekleme periyodu olarak 100 ms alınmıştır.

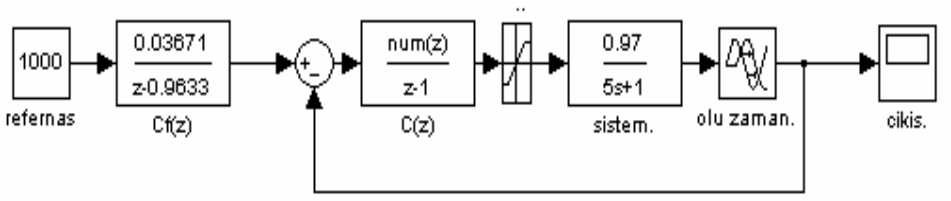
İleriyol Kontrolörünün z domenindeki transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$C_f(z) = \frac{0.03313}{z - 0.9669} \tag{5.4}$$

Geribesleme kontrolörün z domenindeki transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$C(z) = \frac{2.705.z - 2.614}{z - 1} \tag{5.5}$$

Kontrol sisteminin modeli aşağıda verilmiştir.



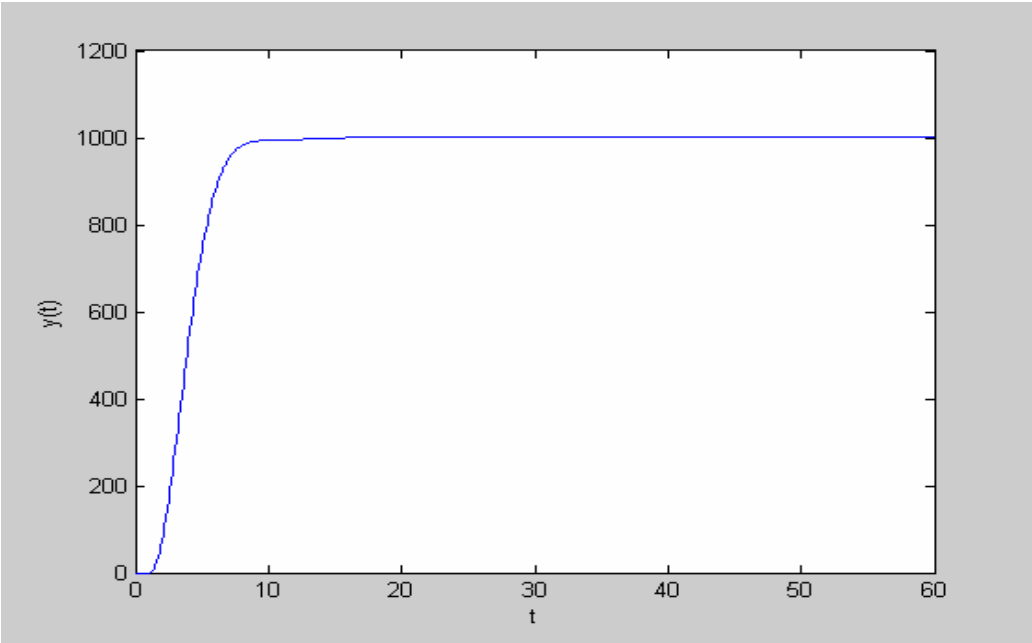
Şekil 5.10 : FOPTD sistemin ayrık zamanda kontrol sistemi müdeli

Sürekli zamanda tasarladığımız kontrolör, s domeninde güzel sonuçlar vermiştir; fakat bizim için önemli olan kontrolorün ayrık zamanda nasıl çalıştığı ve sistem davranışının nasıl olduğudur.

Ayrık zamanda belli bir örnekleme periyodu ile düzgün çalışan kontrol sistemi çok kolay bir şekilde Simatic Manager programında yazılan SCL kodu ile gerçek sistemler üzerinde uygulanabilir hale gelmektedir.

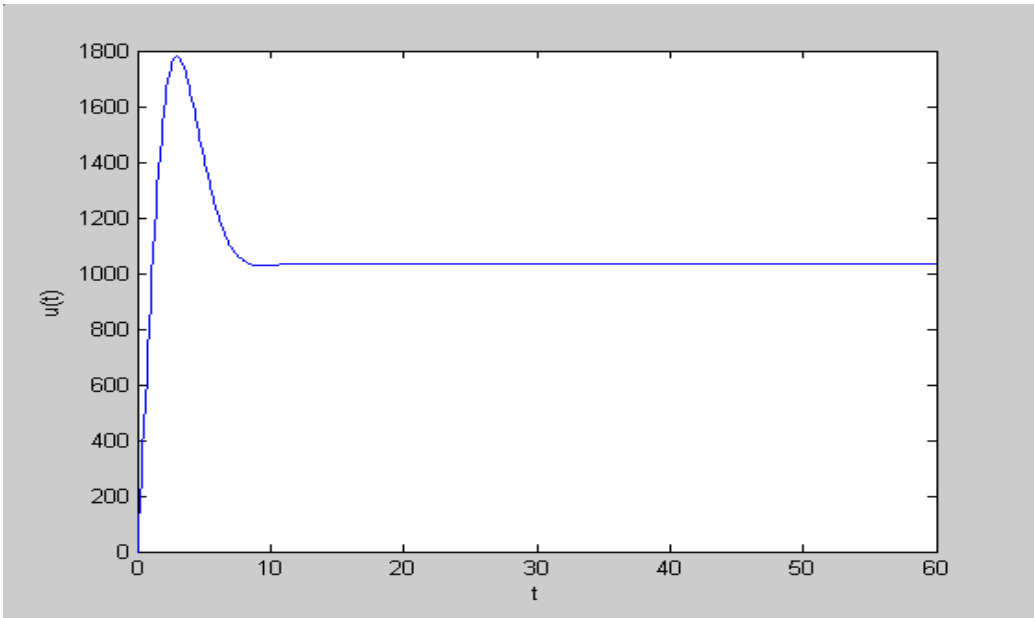
Kontrol sistemine referans işareti verilir, kontrol ve çıkış işareti incelenir. Kontrol işareti için mutlaka sınırlama yapılmalıdır, gerçek sistemler üzerinde çalışılacağı için büyük kontrol işaretleri cihazlara zarar verebilir.

Ref=1000 için ayrık kontrol sisteminin çıkış işareti aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.11 : FOPTD sistemin ref=1000 için z domenindeçıkış işaretinin değişimi

Ref=1000 için ayrık kontrol sisteminin kontrol işareti aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.12 : FOPTD sistemin ref=1000 için z domeninde kontrol işaretinin değişimi

5.1.3 FOPTD Sistem için PLC ile Kontrol Sistemi Gerçeklenmesi

Ayrık zamanda elde ettiğimiz transfer fonksiyonlarından hareketle fark denklemlerine ulaşılır. Simatic Manager programında SCL kodunda fark denklemlerinden yola çıkılarak kolay bir şekilde kontrolör PLC'de çalıştırılabilir.

İleriyol Kontrolor için elde edilen fark denklemi aşağıdaki gibidir.

$$C_f(z) = \frac{t(z)}{r(z)} = \frac{0.03313}{z - 0.9669} . \frac{z^{-1}}{z^{-1}}$$

$$\frac{t(z)}{r(z)} = \frac{0.03313 z^{-1}}{1 - 0.9669 z^{-1}}$$

$$.t(z) - 0.9669 .t(z).z^{-1} = 0.03313 z^{-1} .r(z) \qquad \textbf{(5.6)}$$

$$t(z) = 0.9669 .t(z).z^{-1} + 0.03313 z^{-1} .r(z)$$

$$t(k) = 0.9669 .t(k-1). + 0.03313 .r(k-1)$$

Geribesleme kontrolörü için elde edilen fark denklemi aşağıdaki gibidir.

$$C_f(z) = \frac{f(z)}{e(z)} = \frac{2.705z - 2.614}{z - 1} . \frac{z^{-1}}{z^{-1}}$$

$$\frac{f(z)}{e(z)} = \frac{2.705 - 2.614 z^{-1}}{1 - z^{-1}}$$

$$.f(z) - f(z).z^{-1} = 2.705 e(z) - 2.614 z^{-1} e(z) \qquad \textbf{(5.7)}$$

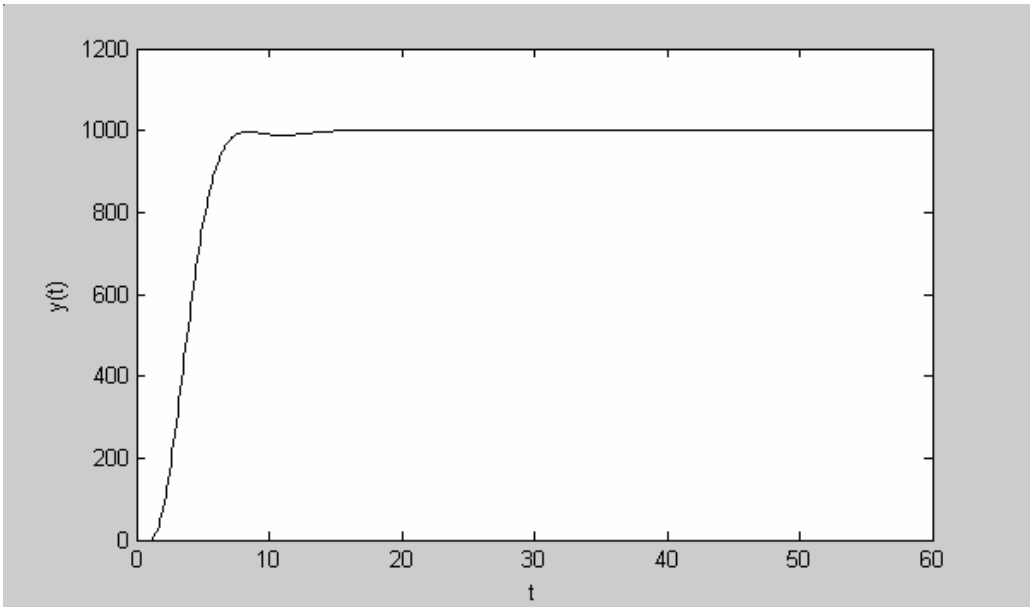
$$f(z) = f(z).z^{-1} + 2.705 e(z) - 2.614 z^{-1} e(z)$$

$$f(k) = f(k-1) + 2.705 e(k) - 2.614 e(k-1)$$

Elde edilen fark denklemlerinden yola çıkılarak Simatic Manager programında SCL kodu ile kontrolörler yazılır ve gerçek sistem üzerinde uygulama yapılır.

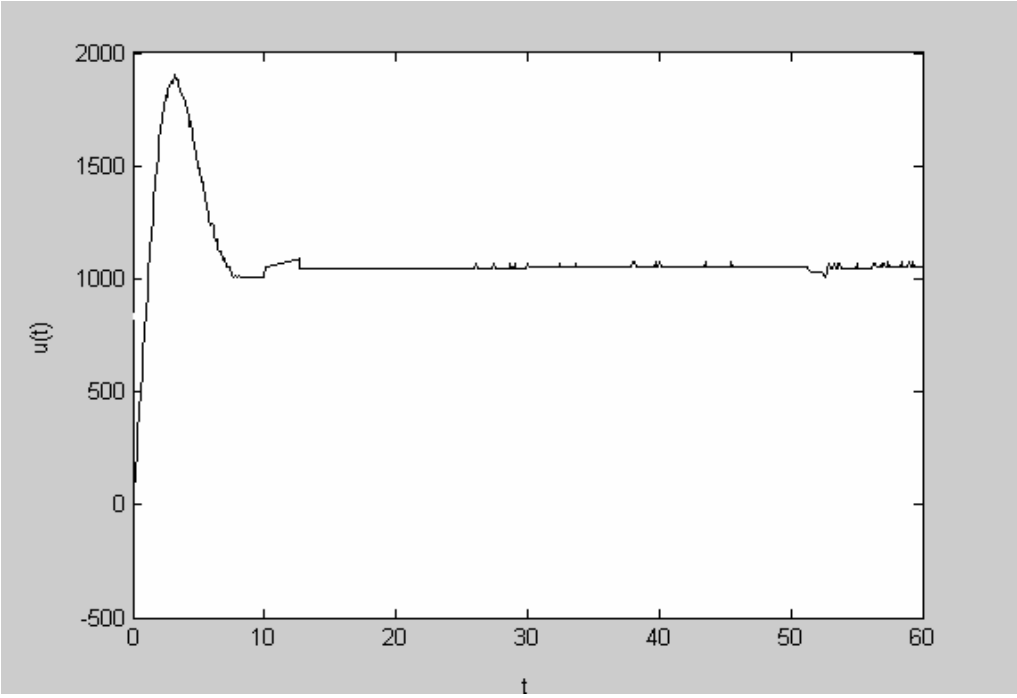
Elde edilen sonuçlar aşağıdaki gibidir.

Referans=1000 için çıkış işareti aşağıdaki gibidir.



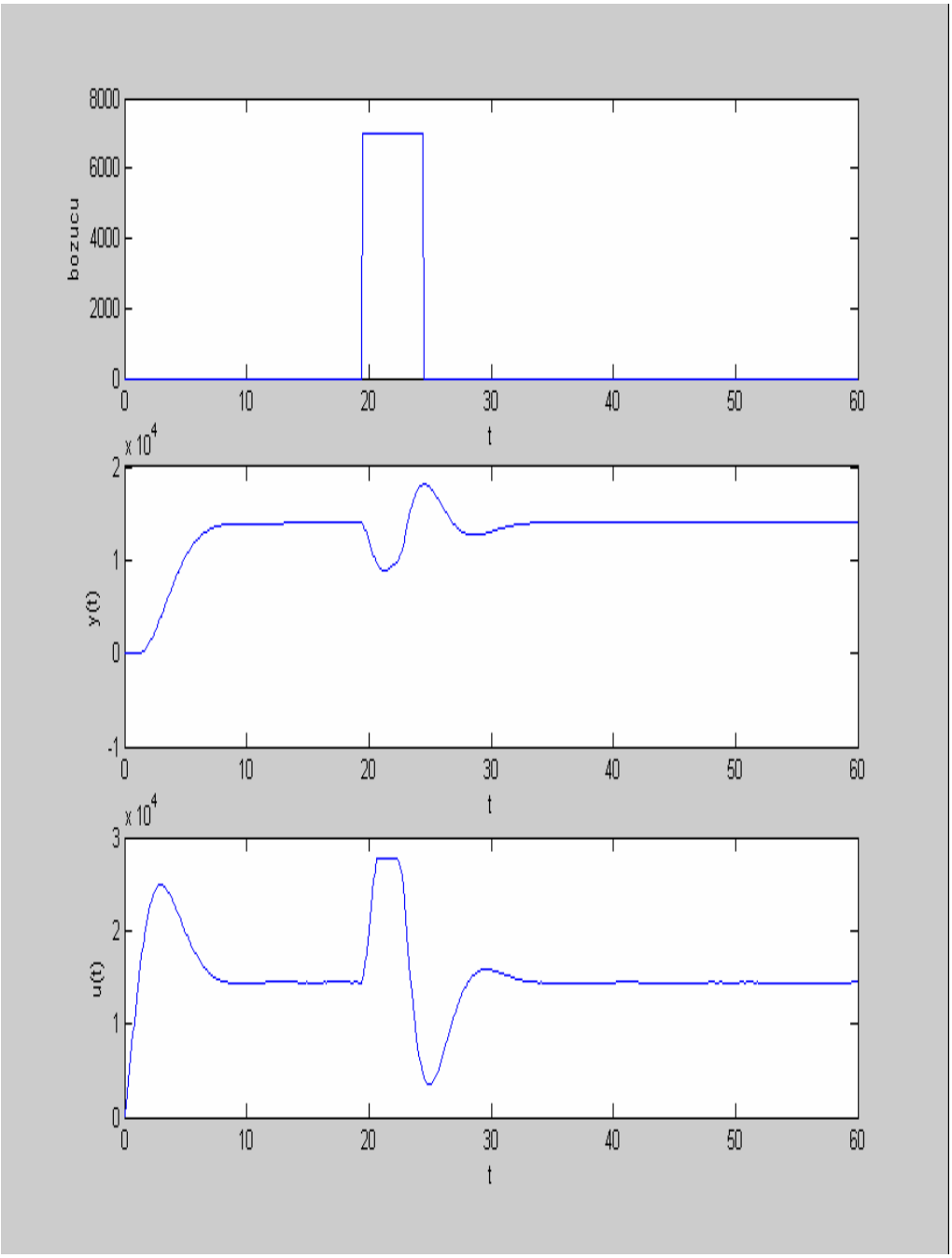
Şekil 5.13 : FOPTD sistemde PLC ile uygulama sonucu çıkış işaretinin değişimi

Referans=1000 için çıkış işareti aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.14 : FOPTD sistemde PLC ile uygulama sonucu kontrol işaretinin değişimi

Birinci derece ölü zamanlı sistem üzerinde bozucun etkisini görebilmek için sisteme bozucu işareti uygulanır, kontrolörün meydana gelen değişimlere karşı gösterdiği tepki ile sistem çıkış işareti incelenir. Bozucu basamak tipindedir. Referans olarak 14000 için PLC ile uygulama sonucu elde edilen grafikler aşağıda gösterilmiştir.

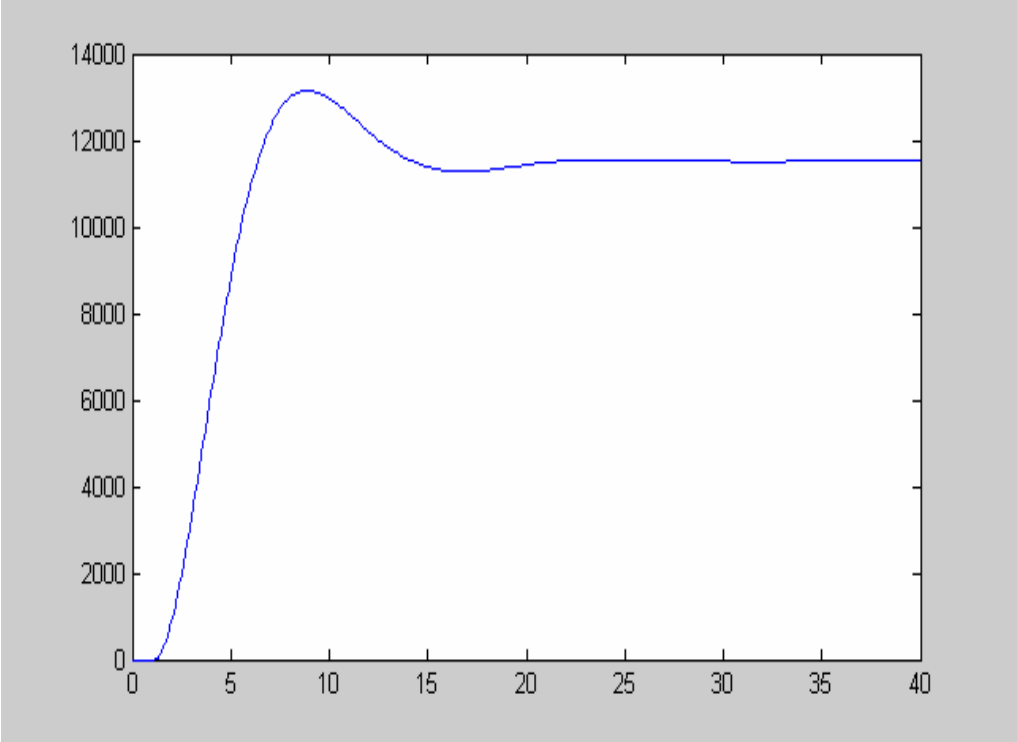


Şekil 5.15 : Bozucu işaretine bağlı olarak kontrol ve çıkış işaretlerinin değişimi

5.2 İntegratör İçermeyen SOPTD Sistem Üzerinde PLC ile KDY Uygulaması

Sisteme PLC vasıtasıyla referans giriş gönderilir, elde edilen sistem cevabından yola çıkılarak transfer fonksiyonu elde edilir.

Referans olarak 1000 değeri gönderilince elde edilen sistem cevabı aşağıda gösterilmiştir. Bu sistem SOPTD1 olarak ifade edilmiştir.



Şekil 5.16 : Ref=1000 için SOPTD1 sistem cevabı

Yukarıdaki grafikten yola çıkılarak sistemin matematiksel modeli aşağıdaki gibi elde edilir.

$$G(s) = \frac{0.2592}{s^2 + 0.5011s + 0.225} e^{-1.2s} \qquad \textbf{(5.8)}$$

Sistemin matematiksel modeli elde edildikten sonra kararlılık indeksi standart değerler olarak $\gamma_i = \{2.5,2,2,2,2\}$ ve eşdeğer zaman sabiti, hedef yerleşme zamanından yola çıkılarak $\tau = 5.5$ seçilir.

KDY kontrolör polinomları aşağıda verilmiştir.

$$A(s) = 0.0519s^3 + 0.265s^2 + 1.118s$$

$$B(s) = 1.445s^3 + 3.285s^2 + 1.677s + 0.434 \quad \textbf{(5.9)}$$

$$F(s) = 0.4340$$

Bu polinomlardan yola çıkılarak, ileriyol ve geribesleme kontrolör transfer fonksiyonları elde edilir.

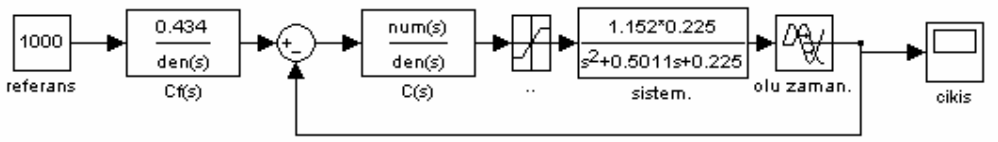
$$C_f(s) = \frac{0.434}{1.445\,s^3 + 3.285\,s^2 + 1.677\,s + 0.434} \quad \textbf{(5.10)}$$

$$C(s) = \frac{1.445\,s^3 + 3.285\,s^2 + 1.677\,s + 0.434}{0.0519\,s^3 + 0.265\,s^2 + 1.118\,s} \quad \textbf{(5.11)}$$

Kontrolör polinomları ve transfer fonksiyonları bulunduktan sonra kontrol sistemi önce MATLAB Simulink kulanılarak sürekli zamanda modellenir, simülasyon yapılarak, çıkış ve kontrol işaretinin değişimleri incelenir. Sonra uygun örnekleme zamanı ile ayrık zamanda kontrol sistemi modellenir, simülasyon yapılarak, çıkış ve kontrol işaretinin değişimleri incelenir. Sistem cevabı ve kontrol işaretinde beklenmedik bir durum söz konusu değil ise PLC ile gerçek sistem üzerinde uygulamaya geçilir.

5.2.1 SOPTD1 Sistem için Sürekli Zamanda Kontrol Sisteminin Modellenmesi

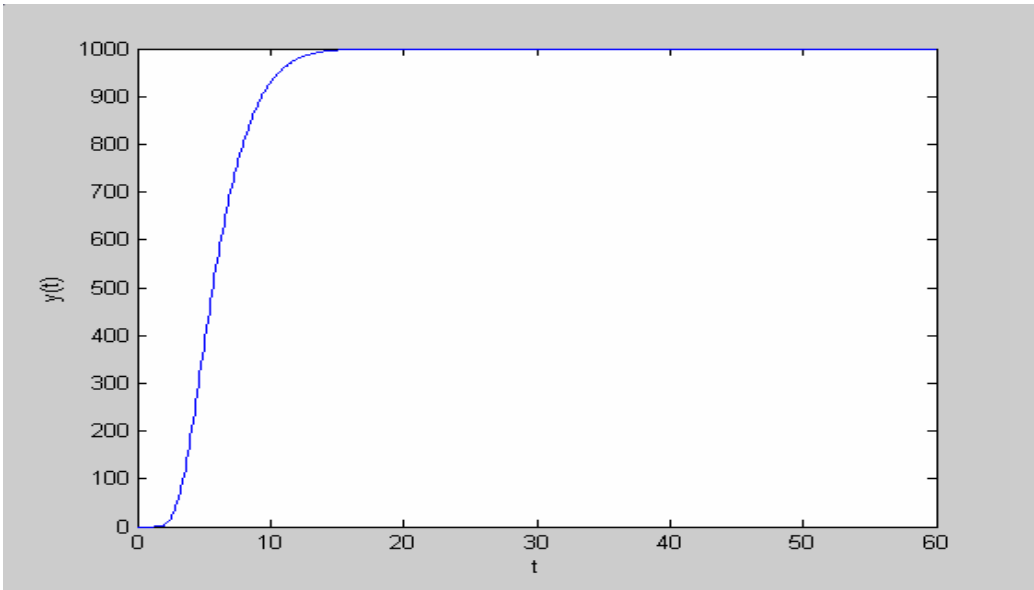
Kontrol Sistemi MATLAB Simulink yardımıyla sürekli zamanda (s domeninde) modellenir ve simülasyon sonuçları incelenir.



Şekil 5.17 : SOPTD1 sistemin sürekli zamanda kontrol sistemi modeli

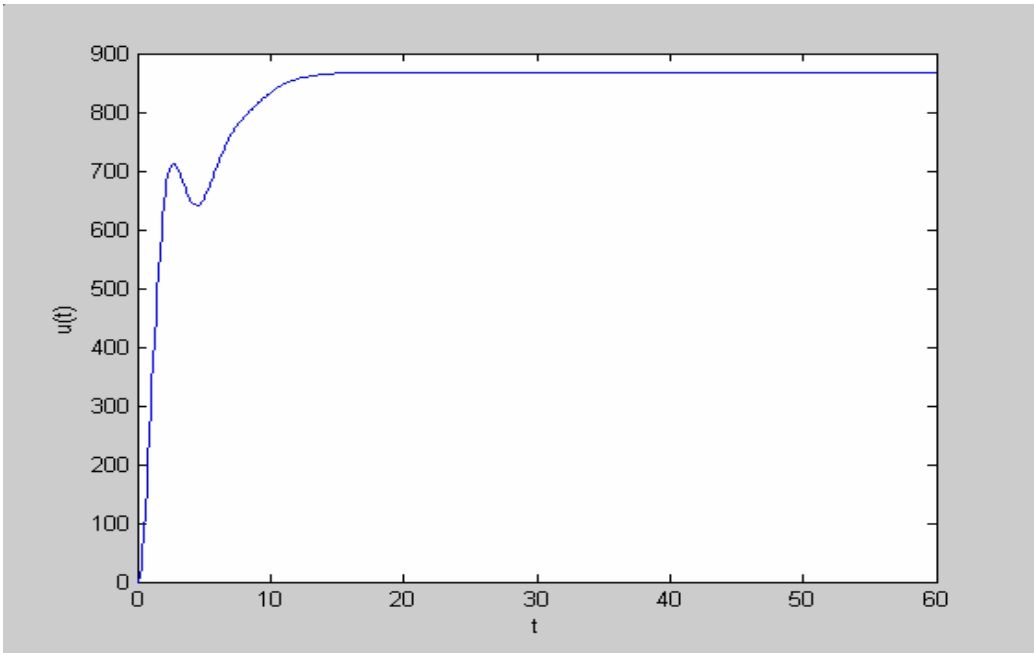
Kontrol sistemine referans işareti verilir, kontrol ve çıkış işareti incelenir. Kontrol işareti için mutlaka sınırlama yapılmalıdır, gerçek sistemler üzerinde çalışılacağı için büyük kontrol işaretleri cihazlara zarar verebilir.

Ref=1000 için kontrol sisteminin çıkış işareti aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.18 : SOPTD1 sistemin ref=1000 için s domeninde çıkış işaretinin değişimi

Ref=1000 için kontrol sisteminin çıkış işareti aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.19 : SOPTD1 sistemin ref=1000 için s domeninde kontrol işaretinin değişimi

5.2.2 SOPTD1 Sistem için Ayrık Zamanda Kontrol Sisteminin Modellenmesi

Kontrol Sistemini MATLAB Simulink yardımıyla z domeninde modellenir. PLC'de uygulanabilmesi için z dönüşümü alınıp fark denklemlerine ulaşılması gerekmektedir, bu yüzden sistem davranışı ayrık zamanda (z domeninde) incelendikten sonra PLC ile uygulama aşamasına geçilir. Örnekleme periyodu olarak 600 ms alınmıştır.

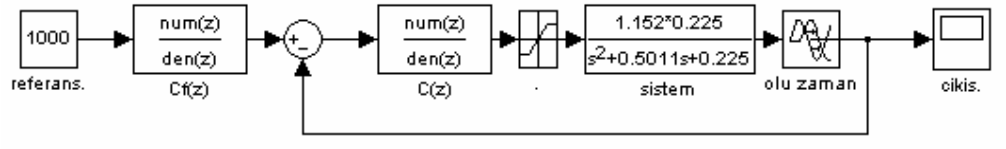
İleriyol Kontrolörünün z domenindeki transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$C_f(z) = \frac{0.007792z^2 + 0.02248z + 0.003945}{z^3 - 2.014z^2 + 1.304z - 0.2555} \quad \textbf{(5.12)}$$

Geribesleme kontrolörün z domenindeki transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$C(z) = \frac{11.18z^3 - 22.13.z^2 + 13.93z - 2.579}{z^3 - 0.5803z^2 - 0.1051z - 0.3146} \quad \textbf{(5.13)}$$

Kontrol sisteminin modeli aşağıda verilmiştir.



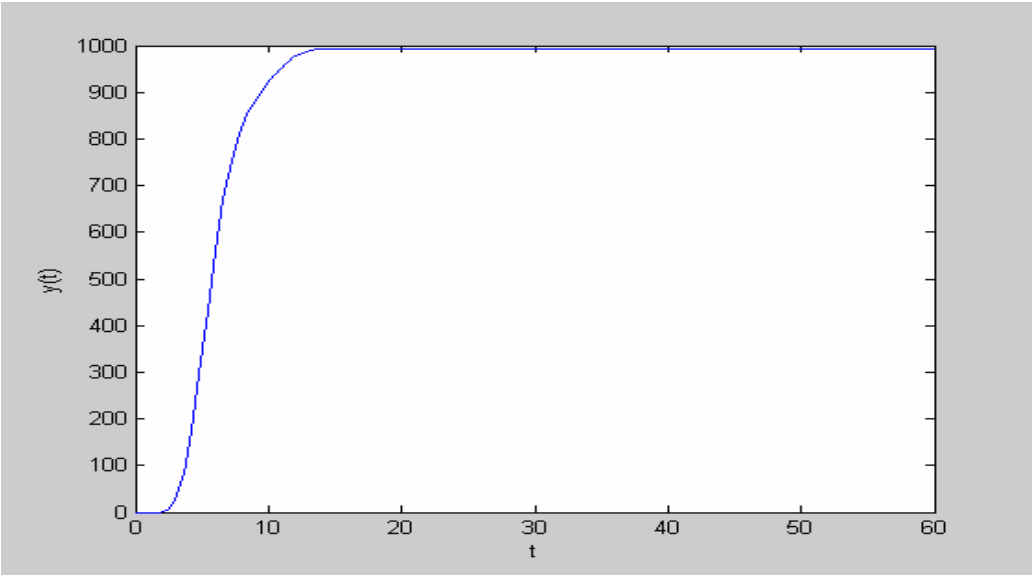
Şekil 5.20 : SOPTD1 sistemin ayrık zamanda kontrol sistemi müdeli

Sürekli zamanda tasarladığımız kontrolör, s domeninde güzel sonuçlar vermiştir; fakat bizim için önemli olan kontrolorün ayrık zamanda nasıl çalıştığı ve sistem davranışının nasıl olduğudur.

Ayrık zamanda belli bir örnekleme periyodu ile düzgün çalışan kontrol sistemi çok kolay bir şekilde Simatic Manager programında yazılan SCL kodu ile gerçek sistemler üzerinde uygulanabilir hale gelmektedir.

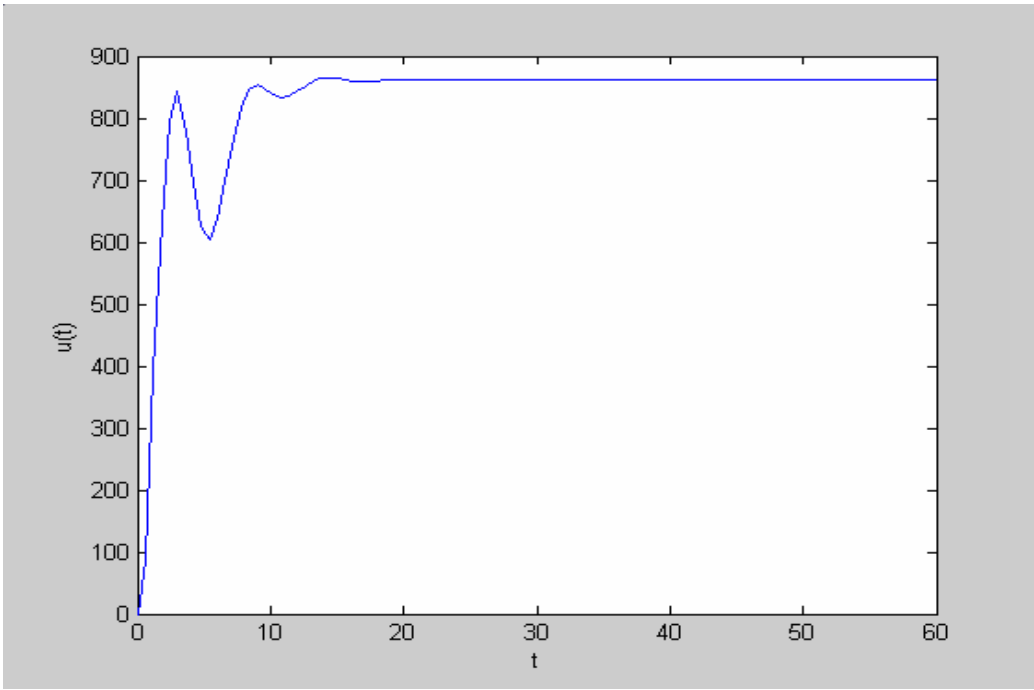
Kontrol sistemine referans işareti verilir, kontrol ve çıkış işareti incelenir. Kontrol işareti için mutlaka sınırlama yapılmalıdır, gerçek sistemler üzerinde çalışılacağı için büyük kontrol işaretleri cihazlara zarar verebilir.

Ref=1000 için ayrık kontrol sisteminin çıkış işareti aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.21 : SOPTD1 sistemin ref=1000 için z domeninde çıkış işaretinin değişimi

Ref=1000 için ayrık kontrol sisteminin kontrol işareti aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.22 :SOPTD1 sistemin ref=1000 için z domeninde kontrol işaretinin değişimi

5.2.3 SOPTD1 Sistem için PLC ile Kontrol Sistemi Gerçeklenmesi

Ayrık zamanda elde ettiğimiz transfer fonksiyonlarından hareketle fark denklemlerine ulaşılır. Simatic Manager programında SCL kodunda fark denklemlerinden yola çıkılarak kolay bir şekilde kontrolör PLC'de çalıştırılabilir.

İleriyol Kontrolor için elde edilen fark denklemi aşağıdaki gibidir.

$$Cf(z) = \frac{t(z)}{r(z)} = \frac{0.007792z^2 + 0.02248z + 0.003945}{z^3 - 2.014z^2 + 1.304z - 0.2555} \cdot \frac{z^{-3}}{z^{-3}}$$

$$\frac{t(z)}{r(z)} = \frac{0.007792z^{-1} + 0.02248z^{-2} + 0.003945z^{-3}}{1 - 2.014z^{-1} + 1.304z^{-2} - 0.2555z^{-3}}$$

$$\begin{aligned} .t(z) - 2.014z^{-1}.t(z) + 1.304z^{-2}t(z) - 0.2555z^{-3}t(z) &= 0.007792z^{-1}.r(z) \\ &+ 0.02248z^{-2}r(z) + 0.003945z^{-3}\, r(z) \end{aligned} \qquad \textbf{(5.14)}$$

$$\begin{aligned} t(z) = 2.014z^{-1}.t(z) - 1.304z^{-2}t(z) + 0.2555z^{-3}t(z) + 0.007792z^{-1}.r(z) \\ + 0.02248z^{-2}r(z) + 0.003945z^{-3}\, r(z) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} t(k) = 2.014.t(k-1) - 1.304t(k-2) + 0.2555t(k-3) + 0.007792.r(k-1) \\ + 0.02248r(k-2) + 0.003945\, r(k-3) \end{aligned}$$

Geribesleme kontrolörü için elde edilen fark denklemi aşağıdaki gibidir.

$$C(z) = \frac{f(z)}{e(z)} = \frac{11.18z^3 - 22.13.z^2 + 13.93z - 2.579}{z^3 - 0.5803z^2 - 0.1051z - 0.3146} \cdot \frac{z^{-3}}{z^{-3}}$$

$$\frac{f(z)}{e(z)} = \frac{11.18 - 22.13.z^{-1} + 13.93z^{-2} - 2.579z^{-3}}{1 - 0.5803z^{-1} - 0.1051z^{-2} - 0.3146z^{-3}}$$

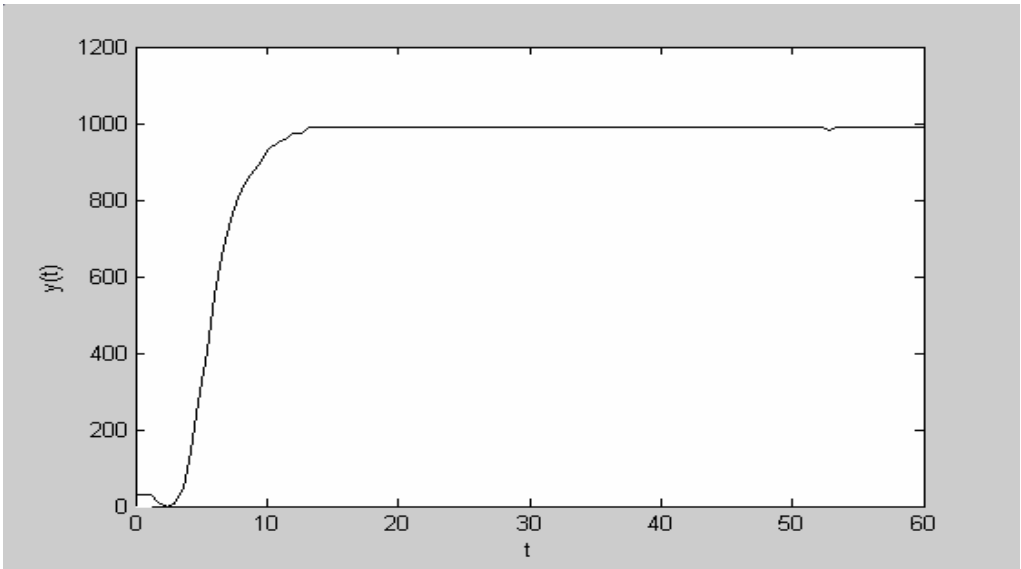
$$\begin{aligned} f(z) - 0.5803z^{-1}f(z) - 0.1051z^{-2}f(z) - 0.3146z^{-3}f(z) &= 11.18.e(z) \\ - 22.13.z^{-1}e(z) + 13.93z^{-2}e(z) - 2.579z^{-3}e(z) \end{aligned} \qquad \textbf{(5.15)}$$

$$\begin{aligned} f(z) = 0.5803z^{-1}f(z) + 0.1051z^{-2}f(z) + 0.3146z^{-3}f(z) + 11.18.e(z) \\ - 22.13.z^{-1}e(z) + 13.93z^{-2}e(z) - 2.579z^{-3}e(z) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f(k) = 0.5803f(k-1) + 0.1051f(k-2) + 0.3146f(k-3) + 11.18.e(k) \\ - 22.13.e(k-1) + 13.93e(k-2) - 2.579e(k-3) \end{aligned}$$

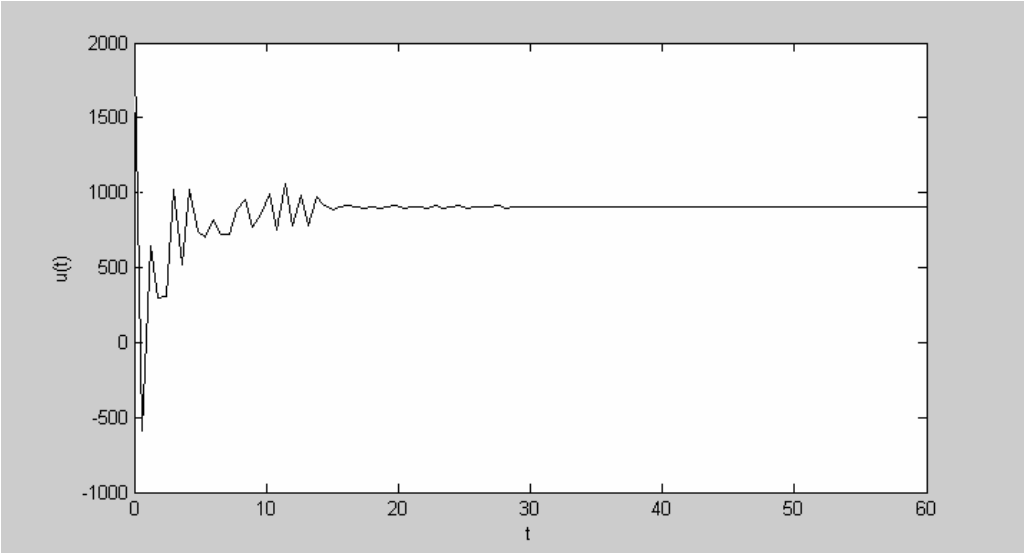
Elde edilen sonuçlar aşağıdaki gibidir.

Referans=1000 için çıkış işareti aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.23 : SOPTD1 sistemde PLC ile uygulama sonucu çıkış işaretinin değişimi

Referans=1000 için kontrol işareti aşağıdaki gibidir.

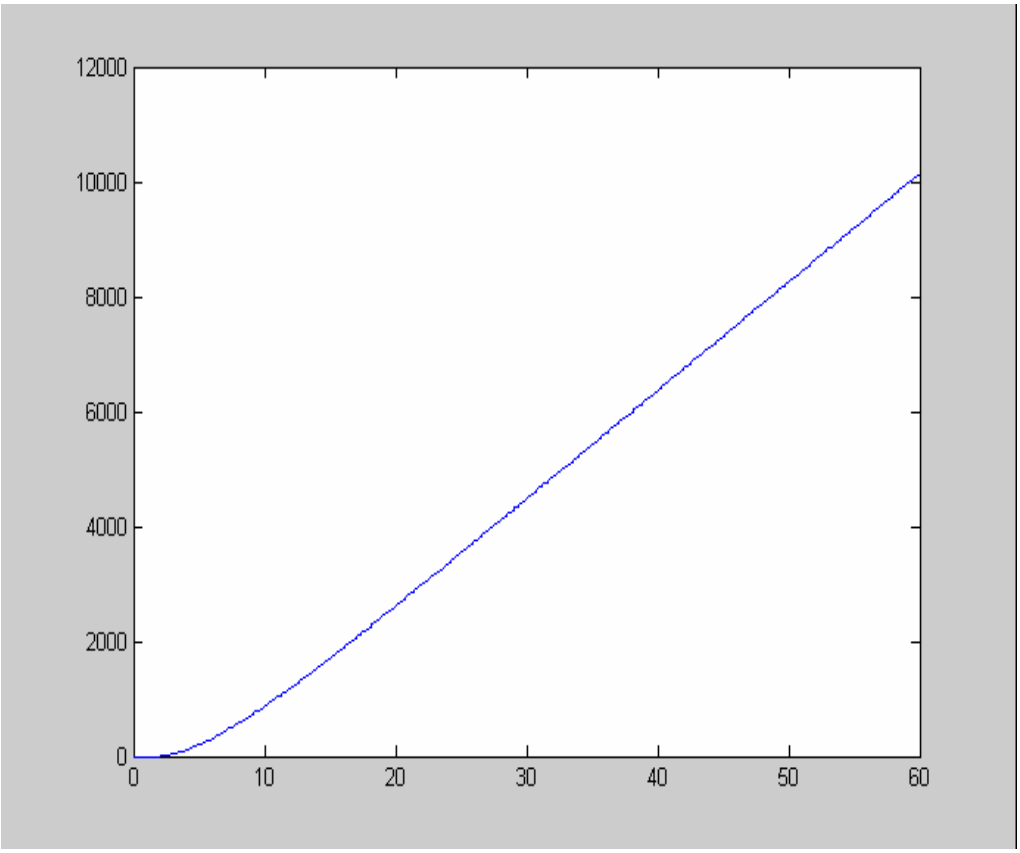


Şekil 5.24 : SOPTD1 sistemde PLC ile uygulama sonucu kontrol işaretinin değişimi

5.3 İntegratör İçeren SOPTD Sistem Üzerinde PLC ile KDY Uygulaması

Sisteme PLC vasıtasıyla referans giriş gönderilir, elde edilen sistem cevabından yola çıkılarak transfer fonksiyonu elde edilir.

Referans olarak 1000 değeri gönderilince elde edilen sistem cevabı aşağıda gösterilmiştir.



Şekil 5.25 : Ref=1000 için integratörlü SOPDT sistem cevabı

Yukarıdaki grafikten yola çıkılarak sistemin matematiksel modeli aşağıdaki gibi elde edilir.

$$G(s) = \frac{0.18421}{s(3.2s+1)} e^{-2s} \qquad \textbf{(5.16)}$$

Sistemin matematiksel modeli elde edildikten sonra kararlılık indeksi standart değerler olarak $\gamma_i = \{2.5,2,2\}$ ve eşdeğer zaman sabiti, hedef yerleşme zamanından yola çıkılarak $\tau = 7.5$ seçilir.

KDY kontrolör polinomları aşağıda verilmiştir.

$$A(s) = 2.966s^2 + 4.017s + 4.869$$

$$B(s) = 9.047s^2 + 19.71s + 5.429 \quad \textbf{(5.17)}$$

$$F(s) = 5.429$$

Bu polinomlardan yola çıkılarak, ileriyol ve geribesleme kontrolör transfer fonksiyonları elde edilir.

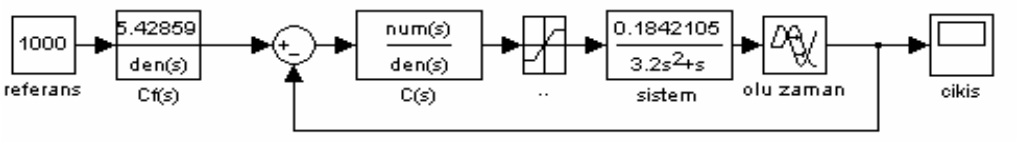
$$C_f(s) = \frac{5.429}{9.047\,s^2 + 19.71\,s + 5.429} \quad \textbf{(5.18)}$$

$$C(s) = \frac{9.047\,s^2 + 19.71\,s + 5.429}{2.966\,s^2 + 4.017\,s + 4.869} \quad \textbf{(5.19)}$$

Kontrolör polinomları ve transfer fonksiyonları bulunduktan sonra kontrol sistemi önce MATLAB Simulink kulanılarak sürekli zamanda modellenir, simülasyon yapılarak, çıkış ve kontrol işaretinin değişimleri incelenir. Sonra uygun örnekleme zamanı ile ayrık zamanda kontrol sistemi modellenir, simülasyon yapılarak, çıkış ve kontrol işaretinin değişimleri incelenir. Sistem cevabı ve kontrol işaretinde beklenmedik bir durum söz konusu değil ise PLC ile gerçek sistem üzerinde uygulamaya geçilir. Bu sistem SOPTD2 olarak ifade edilmiştir.

5.3.1 SOPTD2 Sistem için Sürekli Zamanda Kontrol Sisteminin Modellenmesi

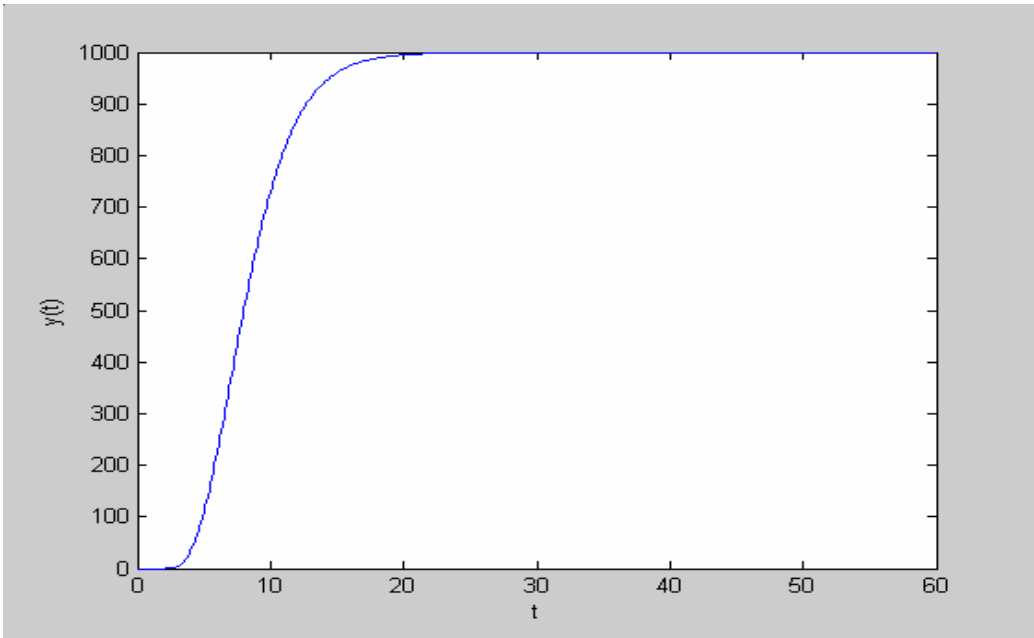
Kontrol Sistemi MATLAB Simulink yardımıyla sürekli zamanda (s domeninde) modellenir ve simülasyon sonuçları incelenir.



Şekil 5.26 : SOPTD2 sistemin sürekli zamanda kontrol sistemi modeli

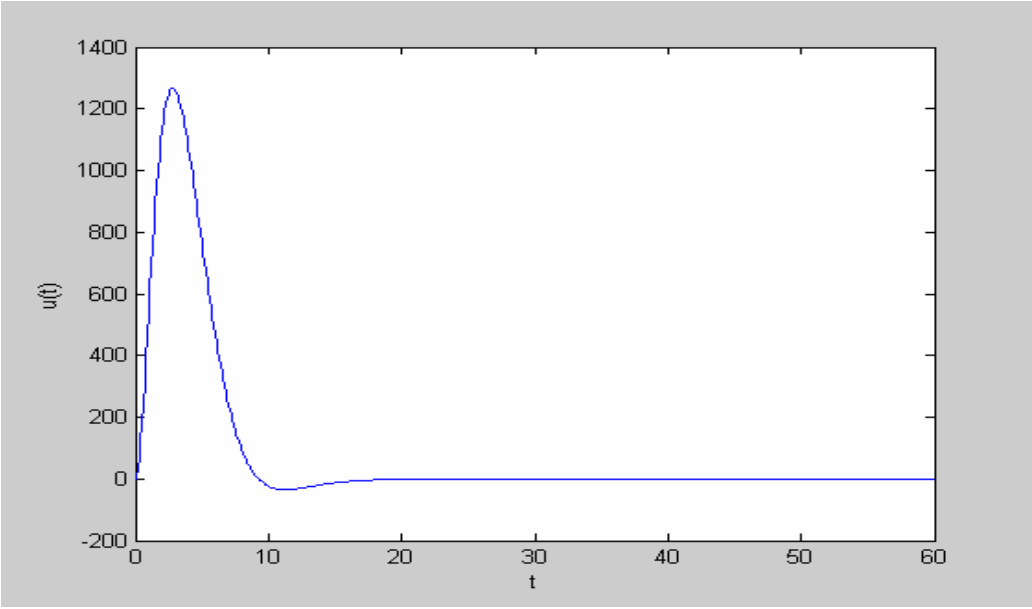
Kontrol sistemine referans işareti verilir, kontrol ve çıkış işareti incelenir. Kontrol işareti için mutlaka sınırlama yapılmalıdır, gerçek sistemler üzerinde çalışılacağı için büyük kontrol işaretleri cihazlara zarar verebilir.

Ref=1000 için çıkış işareti aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.27 : SOPTD2 sistemin ref=1000 için s domeninde çıkış işaretinin değişimi

Ref=1000 için kontrol işareti aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.28 : SOPTD2 sistemin ref=1000 için s domeninde kontrol işaretinin değişimi

5.3.2 SOPTD2 Sistem için Ayrık Zamanda Kontrol Sisteminin Modellenmesi

Kontrol Sistemini MATLAB Simulink yardımıyla z domeninde modellenir. PLC'de uygulanabilmesi için z dönüşümü alınıp fark denklemlerine ulaşılması gerekmektedir, bu yüzden sistem davranışı ayrık zamanda (z domeninde) incelendikten sonra PLC ile uygulama aşamasına geçilir. Örnekleme periyodu olarak 1 s alınmıştır.

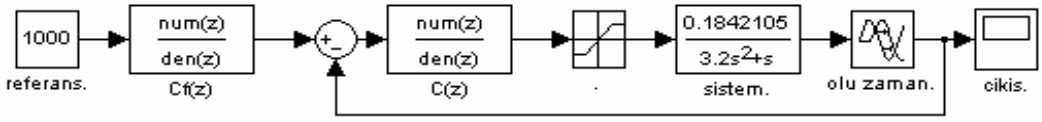
İleriyol Kontrolörünün z domenindeki transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$C_f(z) = \frac{0.1566z + 0.07655}{z^2 - 0.8801z + 0.1132} \qquad \textbf{(5.20)}$$

Geribesleme kontrolörün z domenindeki transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$C(z) = \frac{3.272.z^2 - 2.484z + 0.08871}{z^2 - 0.5649z + 0.3512} \qquad \textbf{(5.21)}$$

Kontrol sisteminin modeli aşağıda verilmiştir.



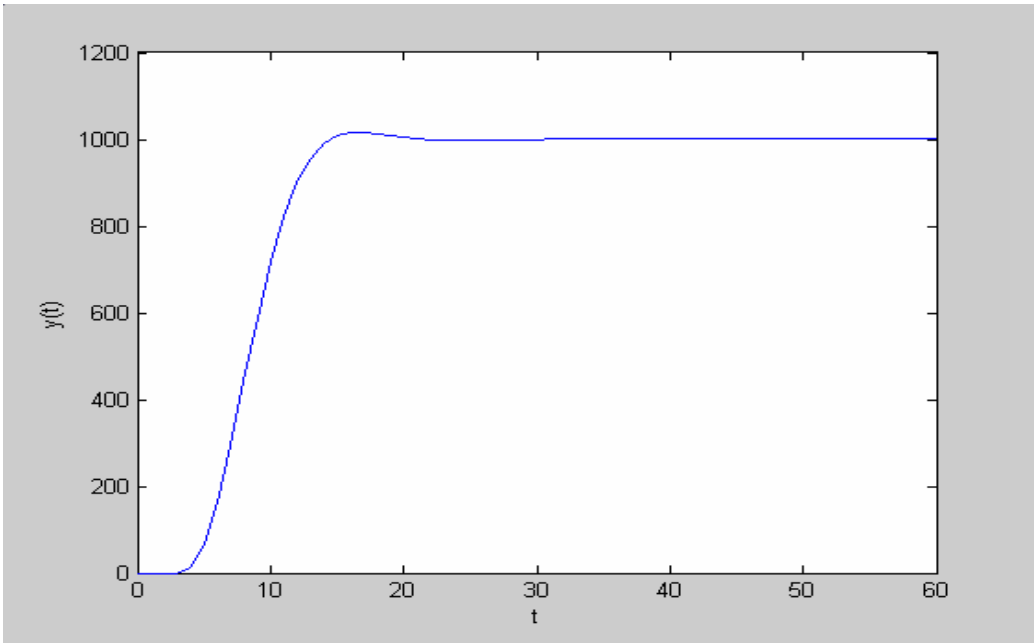
Şekil 5.29 : SOPTD2 sistemin ayrık zamanda kontrol sistemi modeli

Sürekli zamanda tasarladığımız kontrolör, s domeninde güzel sonuçlar vermiştir; fakat bizim için önemli olan kontrolorün ayrık zamanda nasıl çalıştığı ve sistem davranışının nasıl olduğudur.

Ayrık zamanda belli bir örnekleme periyodu ile düzgün çalışan kontrol sistemi çok kolay bir şekilde Simatic Manager programında yazılan SCL kodu ile gerçek sistemler üzerinde uygulanabilir hale gelmektedir.

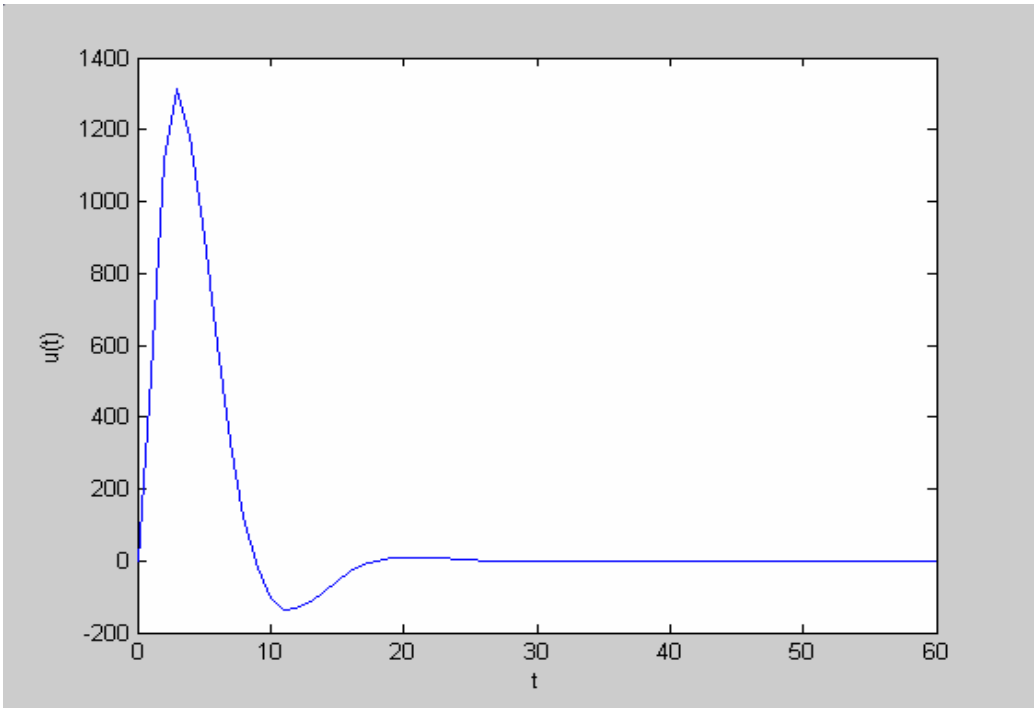
Kontrol sistemine referans işareti verilir, kontrol ve çıkış işareti incelenir. Kontrol işareti için mutlaka sınırlama yapılmalıdır, gerçek sistemler üzerinde çalışılacağı için büyük kontrol işaretleri cihazlara zarar verebilir.

Ref=1000 için ayrık kontrol sisteminin çıkış işareti aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.30 : SOPTD2 sistemin ref=1000 için z domeninde çıkış işaretinin değişimi

Ref=1000 için ayrık kontrol sisteminin kontrol işareti aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.31 : SOPTD2 sistemin ref=1000 için z domeninde çıkış işaretinin değişimi

5.3.3 SOPTD2 Sistem için PLC ile Kontrol Sistemi Gerçeklenmesi

Ayrık zamanda elde ettiğimiz transfer fonksiyonlarından hareketle fark denklemlerine ulaşılır. Simatic Manager programında SCL kodunda fark denklemlerinden yola çıkılarak kolay bir şekilde kontrolör PLC'de çalıştırılabilir.

İleriyol Kontrolor için elde edilen fark denklemi aşağıdaki gibidir.

$$C_f(z) = \frac{t(z)}{r(z)} = \frac{0.1566z + 0.07655}{z^2 - 0.8801z + 0.1132} \cdot \frac{z^{-2}}{z^{-2}}$$

$$\frac{t(z)}{r(z)} = \frac{0.1566z^{-1} + 0.07655z^{-2}}{1 - 0.8801z^{-1} + 0.1132z^{-2}}$$

$$.t(z) - 0.8801z^{-1}t(z) + 0.1132z^{-2}t(z) = 0.1566z^{-1}r(z) + 0.07655z^{-2}r(z) \qquad \textbf{(5.22)}$$

$$t(z) = 0.8801z^{-1}t(z) - 0.1132z^{-2}t(z) + 0.1566z^{-1}r(z) + 0.07655z^{-2}r(z)$$

$$t(k) = 0.8801t(k-1) - 0.1132t(k-2) + 0.1566r(k-1) + 0.07655r(k-2)$$

Geribesleme kontrolörü için elde edilen fark denklemi aşağıdaki gibidir.

$$C(z) = \frac{f(z)}{e(z)} = \frac{3.272.z^2 - 2.484z + 0.08871}{z^2 - 0.5649z + 0.3512} \cdot \frac{z^{-2}}{z^{-2}}$$

$$\frac{f(z)}{e(z)} = \frac{3.272 - 2.484z^{-1} + 0.08871z^{-2}}{1 - 0.5649z^{-1} + 0.3512z^{-2}}$$

.

$$f(z) - 0.5649z^{-1}f(z) + 0.3512z^{-2}f(z) = 3.272r(z) - 2.484z^{-1}r(z) + 0.08871z^{-2}r(z) \qquad \textbf{(5.23)}$$

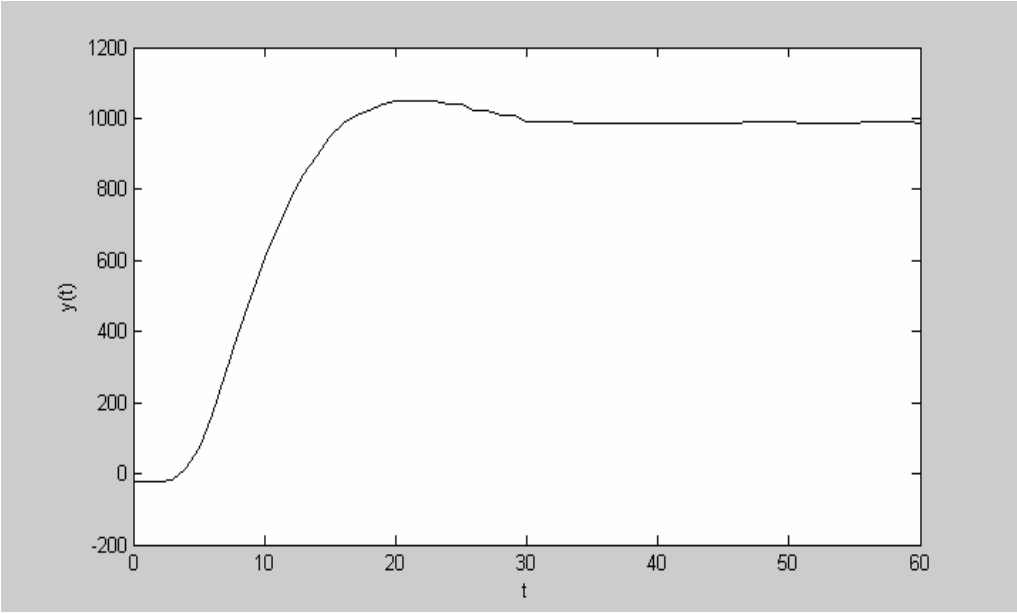
$$f(z) = 0.5649z^{-1}f(z) - 0.3512z^{-2}f(z) + 3.272r(z) - 2.484z^{-1}r(z) + 0.08871z^{-2}r(z)$$

$$f(k) = 0.5649f(k-1) - 0.3512f(k-2) + 3.272r(k) - 2.484r(k-1) + 0.08871r(k-2)$$

Fark denklemlerinden yola çıkılarak Simatic Manager programında SCL kodu ile kontrolörler yazılır ve gerçek sistem üzerinde uygulama yapılır.

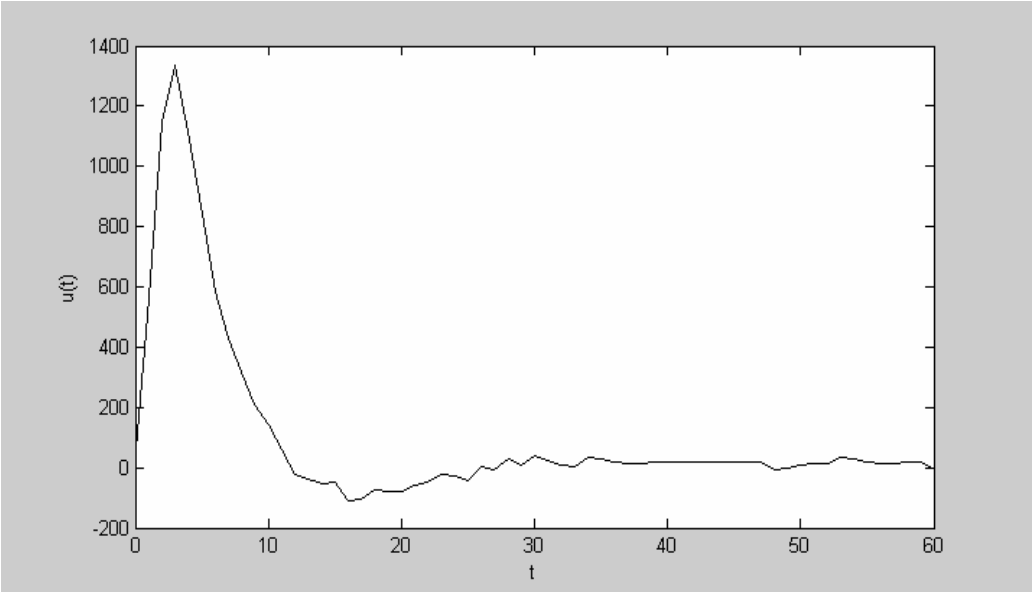
Elde edilen sonuçlar aşağıdaki gibidir.

Referans=1000 için çıkış işareti aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.32 : SOPTD2 sistemde PLC ile uygulama sonucu çıkış işaretinin değişimi

Referans=1000 için çıkış işareti aşağıdaki gibidir.

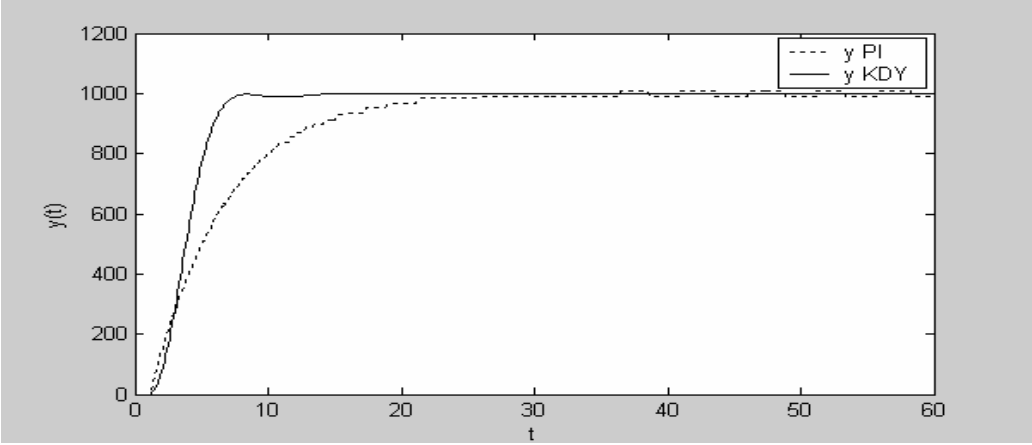


Şekil 5.33 : SOPTD2 sistemde PLC ile uygulama sonucu kontrol işaretinin değişimi

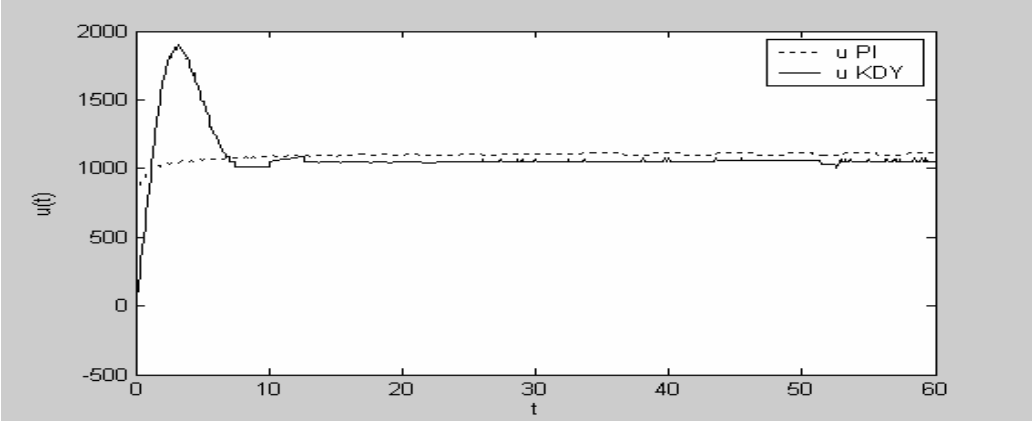
6. PID İLE KDY UYGULAMA SONUÇLARI KARŞILAŞTIRILMASI

6.1 FOPTD Sistemde Elde Edilen Sonuçların Karşılaştırılması

FOPTD sistem için PI tasarımı yapılarak kp=0.8273, ki=0.1644 olarak bulunmuştur. Bu katsayıları kullanılarak Simatic Manager programında SCL kodunda kontrolör fonksiyonu yazılır ve PLC'de uygulanır. Daha önce katsayı diyagram yöntemi ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırma yapılır.



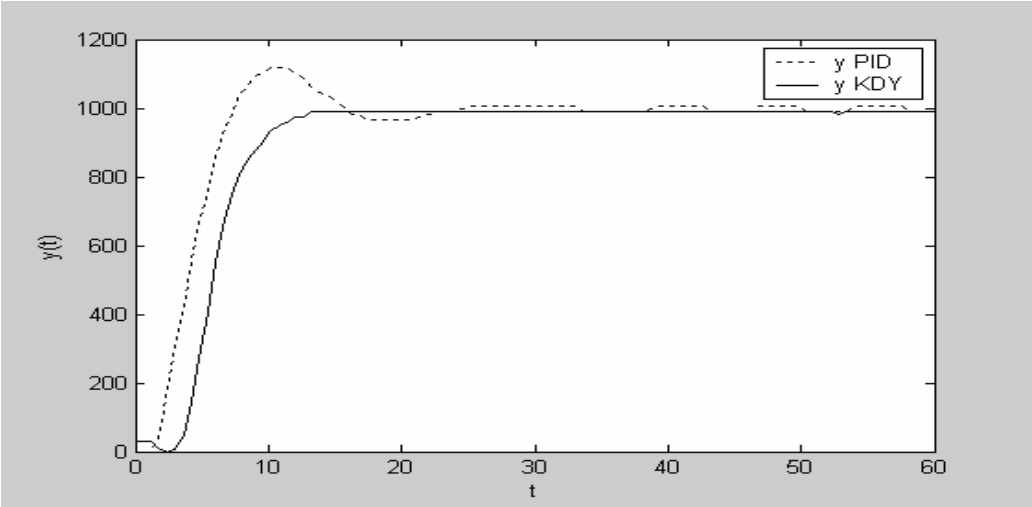
Şekil 6.1 : FOPTD sistemde KDY ve PI uygulama sonucu çıkış işaretinin karşılaştırılması



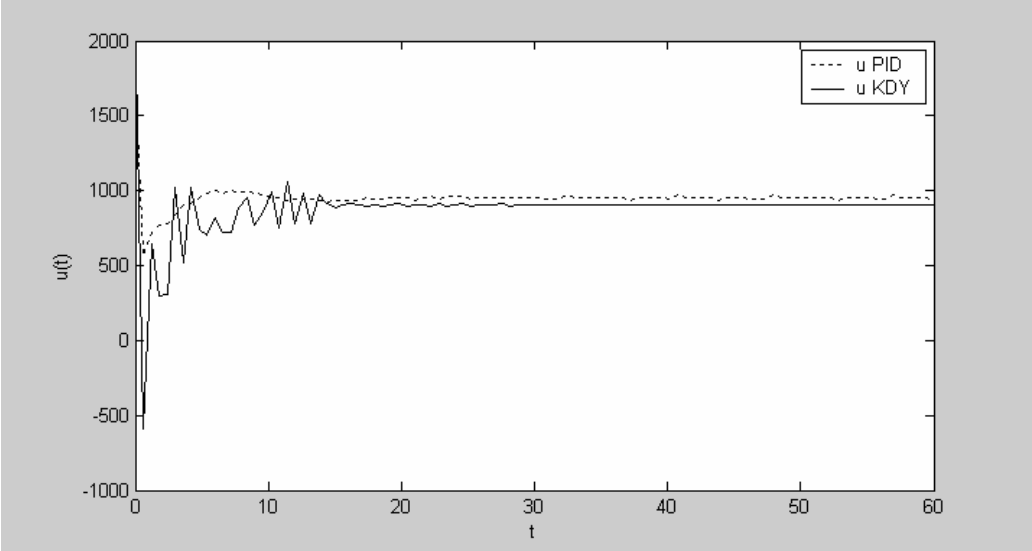
Şekil 6.2 : FOPTD sistemde KDY ve PI uygulama sonucu kontrol işaretlerinin karşılaştırılması

6.2 SOPTD1 Sistemde Elde Edilen Sonuçların Karşılaştırılması

2. derece sistem için pid tasarımı yapılarak kp=0.42972, ki=0.2446 ve kd=0.7349 olarak bulunmuştur. Bu katsayıları kullanılarak Simatic Manager programında SCL kodunda kontrolör fonksiyonu yazılır ve plc'de uygulanır. Daha önce katsayı diyagram yöntemi ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırma yapılır.



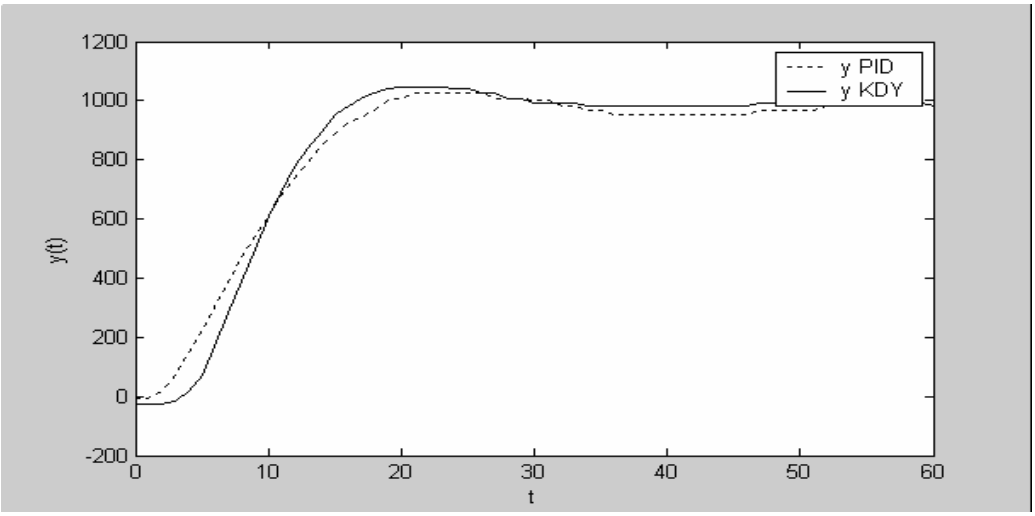
Şekil 6.3 : SOPTD1 sistemde KDY ve PID uygulama sonucu çıkış işaretinin karşılaştırılması



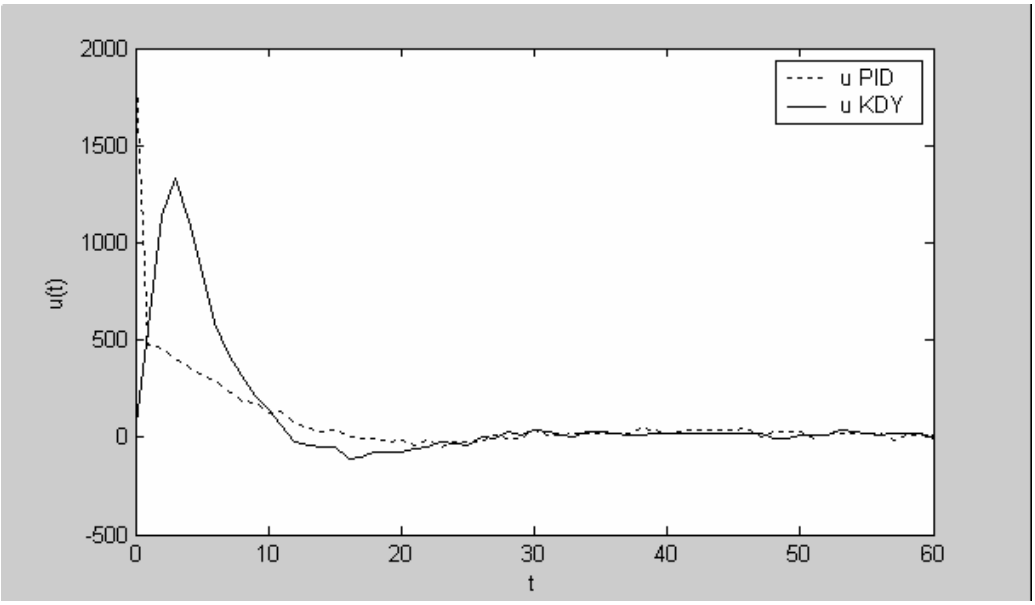
Şekil 6.4 : SOPTD1 sistemde KDY ve PID uygulama sonucu kontrol işaretinin karşılaştırılması

6.3 SOPTD2 Sistemde Elde Edilen Sonuçların Karşılaştırılması

Bu sistem için PID tasarımı yapılarak kp=1.2647, ki = 0.097ve kd=3.5102 olarak bulunmuştur. Bu katsayıları kullanılarak Simatic Manager programında SCL kodunda kontrolör fonksiyonu yazılır ve plc'de uygulanır. Daha önce katsayı diyagram yöntemi ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırma yapılır.



Şekil 6.5 : SOPTD2 sistemde KDY ve PID uygulama sonucu çıkış işaretinin karşılaştırılması



Şekil 6.6 : SOPTD2 sistemde KDY ve PID uygulama sonucu kontrol işaretinin karşılaştırılması

7. SONUÇ VE TARTIŞMALAR

Ölü zamanlı sistemleri kontrol etmek gecikmesiz sistemlere göre daha zor olmaktadır. Katsayı Diyagram Yöntemi ile yapılan tasarım son derece anlaşılır olmakla beraber, aşımsız ve kısa sürede referans işaretini yakalayan çözümler elde etmemize olanak sağlamaktadır.

Bu konuda yapılan güncel çalışmalardan olan birinci derece ölü zamanlı sistemler için frekans ve zaman domeni kriterlerinin aynı anda sağlayan kontrolörler tasarlanmasına bu çalışmada yer verilmiştir. Gelecek çalışmalarda ikinci derece ölü zamanlı sistemler ve integratörlü ölü zamanlı sistemler üzerinde de benzer yaklaşımlar uygulanabilir.

Bu çalışma sayesinde teorik olarak ölü zamanlı sistemler üzerinde etkisi kanıtlanmış olan bu yöntemin gerçek sistemler karşısında nasıl sonuçlar verdiği görülmüştür. Matematiksel ifadeler Simatic Manager programında SCL kodu ile kolay bir şekilde PLC'ye aktarılmış ve gerçek sistemler üzerinde çalışılmıştır.

Endüstride karşılaşabileceğimiz gecikmeli sistemlerde bu yöntemin nasıl kullanılacağı anlatılmış ve PID kontrolör ile elde ettiğimiz sonuçlarla karşılaştırma yapılmış, bu yöntemin üstünlükleri belirtilmiştir

KAYNAKLAR

[1] **Hamamcı S.E., Tan N.,** 2006. Design of PI controllers for achieving time and frequency domein specifications simultaneously, ISA Transactions v. 45, no.4, pp. 529-543.

[2] **Hamamcı S.E.,** 2005. A Robust polynomial-based control for stable processes with time delay, Electrical Engineering, v.87, no.3, pp.163-172.

[3] **Hamamcı S.E.,** 2004. İntegratörlü sistemler için Katsayı Diyagram Metodu ile kontrolör tasarımı, İTÜ dergisi/D Mühendislik, v.3, no.6, pp.3-12.

[4] **Ogata K.**, 1997. Modern Control Engineering, Third EDition, Prentice-Hall Internatıonal, INC, Upper Saddle River, New Jersey.

ÖZGEÇMİŞ

31 Mayıs 1983'de İstanbul'da doğdu. Lise eğitimini Küçükyalı Kadir Has Lisesinde tamamlayıp, 2001 yılında Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik mühendisliği bölümünde okumaya başladı, 2005 yılında mezun olduktan sonra aynı yıl İTÜ Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümünde yüksek lisans eğitimine kabul edildi.