Sıfırsız 3 Kutuplu Sistemler İçin Optimal PI-PD Denetleyici Tasarım Yöntemi

Ali Fuat BOZ, Yavuz SARI

ÖZET

İlk olarak 50' li yıllarda öne sürülen standart formlar ve bunları kullanarak denetleyici tasarımı konusundaki çalışmalar, bilgisayar teknolojisindeki gelişmelere bağlı olarak, son yıllarda tekrar önem kazanmıştır. Bu çalışmanın amacı, buna bağlı olarak, sıfırsız üç kutuplu transfer fonksiyonuna sahip sistemler için, standart formlar kullanılarak optimal PI-PD denetleyici tasarımı gerçekleştirmektir. Önerilen yöntemin geçerliliği iki farklı sistem transfer fonksiyonu için, bilinen bazı tasarım yöntemlerine ait cevaplarla birlikte karşılaştırmalı olarak gösterilmektedir.

Anahtar Sözcükler: Standart formlar, denetleyici tasarımı, PI-PD, optimizasyon

Optimal PI-PD Controller Design Method for Three Pole No Zero Systems

ABSTRACT

Standard forms are first introduced in 50's, and then this subject is again draw attention in the present days, due to advances in the computer technology. In this paper, an optimal PI-PD controller design method for a three pole with none zero system has been realized using standard forms. Comparisons of the presented and some well known method's results are given in the examples to show the robustness of the method.

Keywords: Standard forms, controller design, PI-PD, optimisation

1. GİRİŞ

Son yıllarda önerilen modern denetleyici tasarımlarının yanı sıra, klasik denetleyici tasarım yöntemleri de hala güncelliğini korumaktadır. Bunun nedenleri arasında klasik denetleyicili sistemlerin performanslarının üstünlüğü ve tasarım yöntemlerinin basitliği sayılabilir. Klasik kontrol kitaplarında verilen birçok denetleyici tasarım yöntemleri arasında optimizasyon yöntemi de yer almaktadır. Bu yöntemlerde sistem transfer fonksiyonuna göre denetleyici parametreleri, bilinen bir hata kriteri kullanılarak minimize edilmekte ve böylece optimal değerler sağlanmaktadır. Bu yöntemin uygulanabilmesi uzman tasarımcı ihtiyacının yanı sıra, uzun süre ve karmaşık işlemler gerektirdiğinden fazla pratik değildir. Diğer taraftan denetleyici tasarımında bir başka yöntem olan ve ilk defa 50'li yılların başlarında Graham ve Lathrop tarafından önerilen, kapalı döngü transfer fonksiyonlarının standart formlarının kullanımı, yukarıda sayılan dezavantajların giderilmesinde önemli bir rol oynamıştır [1]. Bu yöntem, denetleyicili sistemin kapalı döngü transfer fonksiyonu cevabını optimize eden, sistem parametrelerini elde etme esasına dayanır. Bu amaçla optimal cevaplar veren kapalı döngü transfer fonksiyonlarının katsayıları elde edilerek genel yapısı denklem (1)'de verilen standart formlar oluşturulur.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{c_k s^k + c_{k-1} s^{k-1} + \ldots + c_1 s + c_0}{s^m + d_{m-1} s^{m-1} + \ldots + d_1 s + d_0} \quad (1)$$

Böylelikle denetlenmek istenen sistem için gerekli olan denetleyici parametreleri, karmaşık ve uzun süre alan optimizasyon işlemine gerek duyulmadan, doğrudan standart formlardan elde edilebilmektedir.

Kaynaklarda bu konuyla ilgili bölümlerde, tek sıfırlı *m* kutuplu bir kapalı döngü transfer fonksiyonuna ait standart formlar elde edilirken, rampa girişine karşın sistemin kararlı durum hatasını sıfır yapmak için, c_1 katsayısı d_1 katsayısına eşit alınmaktadır. Bu durum bağımsız olarak seçilen denetleyici parametre sayısını sınırlandırdığından tasarımda problem çıkarmaktadır. Belirtilen probleme çözüm olarak, 99 yılında A.F.Boz tarafından c_1, d_1'den farklı katsayılı standart formlar elde edilmiştir[2]. A.F.Boz tarafından elde edilmiş olan standart formlar kullanılarak, sıfırsız üçüncü dereceden sistemlerin PI-PD denetleyiciler ile kontrolüne yönelik olarak sunulan bu çalışma ilk olarak SARI Y. tarafından önerilmiştir[3]. Önerilen yöntem basamak girişine karşın optimal cevabı vermekle birlikte, karmaşık işlemlere gerek duyulmadan denetleyici parametrelerinin doğrudan elde edilmesini içermektedir.

Makale 06.11.2007 tarihinde gelmiş,15.09.2008 tarihinde yayınlanmak üzere kabul edilmiştir.
A. F. BOZ, Y. SARI, Sakarya Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü
Esentepe Kampüsü 54187-SAKARYA
e-posta : afboz@sakarya.edu.tr, sari@sakarya.edu.tr
Digital Object Identifier 10.2339/2008.11.4.307-312

2. İNTEGRAL PERFORMANS KRİTERLERİ VE STANDART FORMLAR

2.1 İntegral Performans Kriterleri

Dinamik bir sistemin performansını göstermede geçici durum cevabı iyi bir kriterdir. Geçici durum cevabı, performans kriterleride denilen ve sisteme rampa veya birim basamak giriş sinyali uygulandığında, çıkış tepkisindeki yükselme zamanı, yerleşme zamanı, maksimum aşma ve sürekli durum hatalarının ölçümleri yoluyla ifade edilir. Bilindiği gibi giriş ile çıkış sinyalleri arasındaki fark hata sinyalini vermektedir. İdealde hata sinyalinin sıfır olması yani çıkış tepkisinin birebir giriş sinyalini takip etmesi istenir. Bu durumda, yukarıda bahsedilen tüm performans kriter değerleride sıfır olmaktadır. Pratikte ise sıfır hata mümkün olmamakla birlikte, ideale en yakın değere yaklaşılmaya çalışılmaktadır.

Parametrik optimizasyon kullanarak bir denetim sistemi tasarımında, genellikle performans indeksi olarak isimlendirilen bir fonksiyon tanımlamak mümkündür. Bir performans indeksi, sistemin başarmaya çalıştığı belirli performans karakteristiklerini içerir. Denetleyici parametrelerine bağımlı olan bu fonksiyon sayısal olarak optimize edilir. Bu optimizasyon, istenen performansa uygun optimal parametre değerlerini verir. Sistem parametreleri, performans indeksi genellikle en küçük değer olacak şekilde bir uç değere ayarlandığında, böyle bir sistem, optimum denetim sistemi olarak ele alınır. Performans indeksi daima pozitif veya sıfır olan bir sayıdır. Yani en iyi sistem bu indeksi en küçük yapan sistem olarak tanımlanır.

Normal olarak denklem (2)’ de ifade edildiği gibi bir denetleyiciden, referans sinyali(r(t)) ile denetlenen çıkış sinyali(c(t)) arasındaki hata sinyalini(e(t)) en küçük yapması istenir.

$$e(t) \to 0 \quad t \geq 0 \tag{2}$$

Bundan dolayı, bir sistemin zaman cevabını karakterize etmek için uygun bir kriter genellikle hatanın integral fonksiyonu veya bunun ağırlıklı versiyonları olarak verilir. Bir integral hata kriterinin genel ifadesi denklem (3)’ deki gibi temsil edilebilir.

$$J = \int_0^\infty \Phi[e(t), t]dt \tag{3}$$

Böylelikle, optimum bir dinamik performans, J’ nin en küçük değerini veren zaman cevabı olarak alınabilir. İntegral performans kriteri farklı şekillerde ifade edilebilir. Denetleyici parametrelerinin değiştirilmesi yoluyla seçilen performans indeksi en küçük yapılıyorsa, denetim sistemi optimal olarak değerlendirilir. Elli yılı aşkın süredir, sistemlerin optimum geçici davranışlarını sağlamak için çeşitli tasarım kriterleri kullanılmaktadır. Bunlardan en sık kullanılanları, Graham ve Lathrop tarafından 1953’ de önerilen, hatanın karesinin integrali(ISE) ve hatanın mutlak değerinin integrali(IAE) kriterleridir [1]. Bu iki kriterin performans indisleri sırası ile denklem (4) ve denklem (5)’ deki gibi ifade edilir.

$$J_{ISE} = \int_0^\infty e^2(t)dt \tag{4}$$

$$J_{IAE} = \int_0^\infty |e(t)|dt \tag{5}$$

Bu iki kriterin zaman ağırlıklı versiyonları, ISE için Referans [4]’ de, IAE için ise Referans [1]’ de verilmiştir. Bu iki kriterin daha genel ifadeleri, sırasıyla genel zaman ağırlıklı hatanın karesinin integrali kriteri ve genel hatanın mutlak değerinin zaman ağırlıklı integrali kriteri olarak denklem (6) ve denklem (7)’ deki gibi ifade edilir.

$$J_n(\theta) = \int_0^\infty \left[t^n e(\theta, t)\right]^2 dt \tag{6}$$

$$J'_n(\theta) = \int_0^\infty t^n |e(\theta, t)| dt \tag{7}$$

θ, $J_n(\theta)$ ’ yı en küçük yapmak için seçilen değişken parametreleri ifade eder. Denklem (6)’ da verilen formüle gore, J_0, J_1 , J_2 ve J_3 sırasıyla ISE, ISTE, IST^2E ve IST^3E integral performans kriterlerinin hataları olarak isimlendirilir.

2.2 Standart Formlar

Denetleyici tasarımında bir başka yöntem, ilk defa 1950’ li yılların başlarında Graham ve Lathrop tarafından önerilen, kapalı döngü transfer fonksiyonlarının standart formlarının kullanımıdır [1]. Graham ve Lathrop bu optimum transfer fonksiyonlarını, zaman düzleminde, hata oranı yüksek deneysel yöntemlerle elde etmiştir. 1995 yılında Dorf ve Bishop tarafından ISE ve IAE kriterleri için ITAE kriteri gibi iyi sonuçlar veren optimum basamak cevapları verilmiştir[5]. 1995 yılında Dorf ve Bishop tarafından yayınlanan bir denetim el kitabında optimum ITAE kapalı döngü transfer fonksiyonları verilmiş fakat bunların nasıl elde edildiği açıklanmamıştır [6]. 1998 yılında BOZ A. F. tarafından sıfırsız standart formlar, ISTE ve IST^2E kriterleri için elde edilmiştir. Yine aynı kişi tarafından değişken bir sıfırlı standart formlar da elde edilmiştir [2].

Genel olarak, bir sistemin kapalı döngü transfer fonksiyonu denklem (8)’ deki gibi temsil edilebilir.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{c_k s^k + c_{k-1}s^{k-1} + \ldots + c_1 s + c_0}{s^m + d_{m-1}s^{m-1} + \ldots + d_1 s + d_0} \tag{8}$$

Bu sistem için sürekli-durum hatası denklem (9)’ daki gibi gösterilebilir.

$$e_{ss} = (c_0 - d_0)r(t) + (c_1 - d_1)\frac{dr(t)}{dt} + (c_2 - d_2)\frac{d^2r(t)}{dt^2} + ... \quad (9)$$
$$... + (c_{k-1} - d_{k-1})\frac{d^{k-1}r(t)}{dt^{k-1}} + (c_k - 1)\frac{d^k r(t)}{dt^k}$$

Giriş sinyali r(t)' nin türü, sürekli-durum hatasının büyüklüğünü belirler. Birim basamak fonksiyonlu bir giriş için sürekli-durum hatasının sıfır olması şartı $c_0=d_0$' dır. Bu, birim geri beslemeli bir denetim sisteminde, ileri yön transfer fonksiyonunun tip 1 veya daha yüksek olması anlamına da gelir. C(s)/R(s)' nin payının derecesi, paydasının derecesine eşit veya daha düşük olabileceğinden, birim basamak fonksiyonlu bir giriş için sürekli-durum hatasının sıfır olduğu C(s)/R(s)' nin bir çok değişik durumu vardır.

Rampa fonksiyonu girişi için sürekli-durum hatası, $c_0=d_0$ ve $c_1=d_1$ olduğunda sıfır olur. Bu, sistemin tip 2 veya daha yüksek olması anlamına da gelir. Bu sisteme dayanan bir çalışma BOZ A. F. tarafından yapılarak, sonuçlar ilgili çalışmada verilmiştir[2].

2.2.1. Tek sıfırlı standart formlar

Tek sıfırlı bir transfer fonksiyonuna ait standart form,

$$T_{1j}(s) = \frac{c_1 s + 1}{s^j + d_{j-1}s^{j-1} + ... + d_1 s + 1} \quad (10)$$

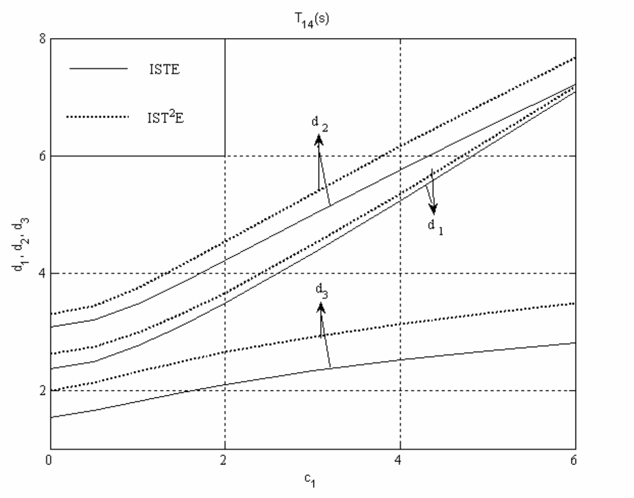
şeklinde gösterilebilir. Bu standart formdaki payda, sıfırsız olan standart formda verildiği gibi, pay ise c_1s+1 şeklinde gösterilebilir. Sembolik olarak ise $T_{1j}(s)$ gösterimi ile temsil edilir.

Tek sıfırlı bir transfer fonksiyonunun rampa fonksiyonlu bir girişi sıfır sürekli-durum hatası ile takip etmesi istenirse, $c_1=d_1$ olmalıdır. Bu husus gözönüne alınarak hesaplanmış ve ITAE kriteri için standart form katsayıları referans [1]' de verilmiştir. ISTE kriteri olması durumunda rampa fonksiyonlu bir giriş için, referans [2]' de verilmiş olan standart form katsayıları ise Tablo 1' de görülmektedir.

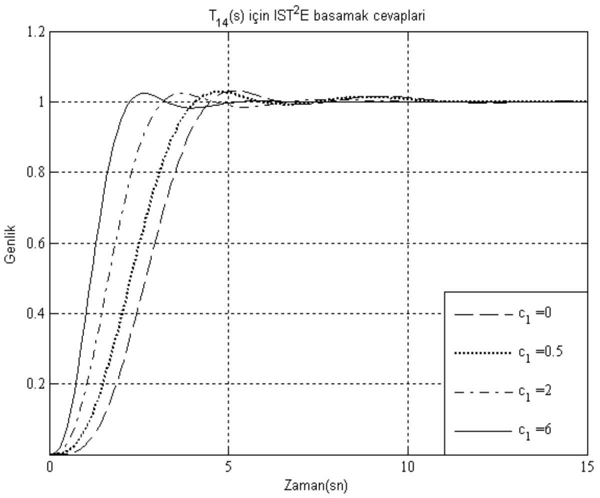
Klasik ders kitaplarında belirtilenin aksine, birçok durumlar için $c_1=d_1$ almak uygun olmamaktadır. $c_1 \neq d_1$ seçilmesi durumunda ise, optimum d katsayıları değişmektedir. Referans [2]' de, J_1 ve J_2 kriterleri için bu katsayıların optimum değerleri, c_1' in bir fonksiyonu şeklinde $T_{14}(s)$ olarak Şekil 1' de ve $T_{14}(s)$ için farklı c_1 değerlerine karşılık IST^2E kriterine göre birim basamak cevapları Şekil 2'de verilmiştir.

Tablo 1. Rampa fonksiyonlu bir giriş için en küçük ISTE standart formu

Payda
$s^3+1.016s^2+4.535s+1$
$s^4+1.848s^3+3.235s^2+2.877s+1$
$s^5+1.289s^4+5.091s^3+4.013s^2+4.595s+1$
$s^6+1.813s^5+5.278s^4+6.317s^3+6.473s^2+3.899s+1$



Şekil 1. $T_{14}(s)$ için optimum d_1, d_2 ve d_3 değerleri



Şekil 2. $T_{14}(s)$ için farklı c_1 değerlerine karşılık IST^2E birim basamak cevapları

3. SIFIRSIZ ÜÇ KUTUPLU SİSTEMLER İÇİN STANDART FORMLAR YARDIMIYLA PI-PD DENETLEYİCİ TASARIM YÖNTEMİ

Sıfırsız üç kutuplu bir sisteme ait transfer fonksiyonu denklem (11)' deki gibi ifade edilir.

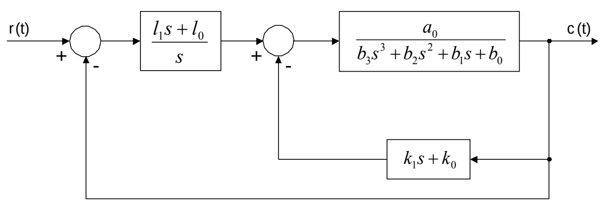
$$G(s) = \frac{a_0}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \tag{11}$$

Sıfırsız üç kutuplu bir sistemin PI-PD denetleyicili tasarımı, Şekil 3' deki gibi yapılabilir. Şekil 3' deki sisteme ait denetleyici parametrelerinin standart formlar kullanılarak elde edilmesi adımları aşağıda ayrıntılı bir şekilde verilmiştir.

Şekil 3' deki geri besleme denetleyicisi, sistemi,

$$G'(s) = \frac{G}{1+GH} = \frac{a_0}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + (b_1 + a_0 k_1)s + a_0 k_0 + b_0} \tag{12}$$

şekline dönüştürür.



Şekil 3. Sıfırsız üç kutuplu sistem için PI-PD denetleyicili tasarım

İleri yoldaki PI denetleyiciyi kullanarak birim geri beslemeli kapalı döngü transfer fonksiyonu,

$$T(s) = \frac{l_1 a_0 s + l_0 a_0}{b_3 s^4 + b_2 s^3 + (b_1 + a_0 k_1)s^2 + (a_0 k_0 + a_0 l_1 + b_0)s + a_0 l_0} \tag{13}$$

şeklinde elde edilir.

$$\alpha = \left(\frac{b_3}{a_0 l_0}\right)^{-1/4} \tag{14}$$

olmak üzere,

$$s_n = s/\alpha = s(b_3 / a_0 l_0)^{1/4} \tag{15}$$

olacak şekilde sistemin normalize edilmesi,

$$T(s_n) = \frac{s_n \alpha \frac{l_1}{l_0} + 1}{s_n^4 + s_n^3 \alpha^{-1} \frac{b_2}{b_3} + s_n^2 \alpha^{-2}\left(\frac{b_1 + a_0 k_1}{b_3}\right) + s_n \alpha^{-3}\left(\frac{a_0 k_0 + a_0 l_1 + b_0}{b_3}\right) + 1} \tag{16}$$

transfer fonksiyonunu verir. Analizi daha da basitleştirmek için normalize edilmiş kapalı döngü transfer fonksiyonu pay ve payda katsayıları,

$$d_3 = \alpha^{-1} \frac{b_2}{b_3} \tag{17}$$

$$d_2 = \alpha^{-2}\left(\frac{a_0 k_1 + b_1}{b_3}\right) \tag{18}$$

$$d_1 = \alpha^{-3}\left(\frac{a_0 k_0 + a_0 l_1 + b_0}{b_3}\right) \tag{19}$$

$$c_1 = \alpha \frac{l_1}{l_0} \tag{20}$$

şeklinde yazılabilir. Böylece denklem (16),

$$T_{14}(s_n) = \frac{c_1 s_n + 1}{s_n^4 + d_3 s_n^3 + d_2 s_n^2 + d_1 s_n + 1} \tag{21}$$

halini alır. Değişken tek sıfırlı dördüncü derece standart form transfer fonksiyonu denklem (21)' deki gibi verilir. Denklem (17), (18), (19) ve (20)' den denetleyici parametreleri,

$$l_1 = \alpha^3 \frac{c_1 b_3}{a_0} = \frac{b_2^3}{a_0 b_3^2} \frac{c_1}{d_3^3} \tag{21}$$

$$l_0 = \alpha^4 \frac{b_3}{a_0} = \frac{b_2^4}{a_0 b_3^3 d_3^4} \tag{22}$$

$$k_1 = \alpha^2 \frac{d_2 b_3}{a_0} - \frac{b_1}{a_0} = \frac{b_2^2 d_2}{a_0 b_3 d_3^2} - \frac{b_1}{a_0} \tag{23}$$

$$k_0 = \alpha^3 \frac{(d_1 - c_1) b_3}{a_0} - \frac{b_0}{a_0} = \frac{b_2^3}{a_0 b_3^2} \frac{(d_1 - c_1)}{d_3^3} - \frac{b_0}{a_0} \tag{24}$$

$$\alpha = \frac{b_2}{b_3} \frac{1}{d_3} \tag{25}$$

olarak elde edilir.

4. STANDART FORMLAR KULLANARAK DENETLEYİCİ TASARIM ÖRNEKLERİ

Bu bölümde, önceki bölümde önerilen sıfırsız üç kutuplu sistemler için standart formlar yardımıyla PI-PD denetleyici tasarımına ait iki farklı örnek verilmektedir.

Birinci örnekte Manabe S. tarafından yapılmış olan dc motor pozisyon denetimi[7], önerilen tasarım yöntemi ile denetlenmekte, denetim parametreleri elde edilerek, sistem cevap eğrileri karşılaştırılmaktadır.

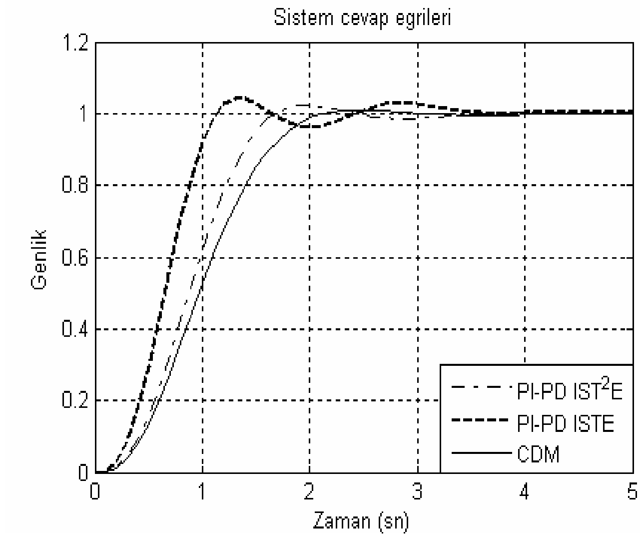
İkinci örnekte ise sıfırsız üç kutuplu bir sistem için önerilen yöntem ve mevcut tasarım yöntemlerinden olan Geliştirilmiş Ziegler-Nichols(G. Z-N)[8] ve Åström-Hägglund(A-H)[9] yöntemleri ile denetleyici tasarımları yapılarak standart formların kullanımının üstünlüğü karşılaştırmalı olarak gösterilmektedir.

Örnek 1.

Bu örnekte Transfer fonksiyonu,

$$G(s)=\frac{4}{s^3+5s^2+4s} \tag{26}$$

şeklinde olan bir sistem ele alınırsa, bu sistemde n=3, a_0=4, b_3=1, b_2=5, b_1=4 ve b_0=0' dır. Bu değerler ve Şekil 1'deki ISTE kriterine göre elde edilmiş olan standart formlardan c_1=2, d_0=1, d_1=3.486, d_2=4.2144 ve d_3=2.1 değerleri seçilerek, denklem (21), (22), (23) ve (24)' de yerlerine konulursa denetleyici parametreleri, l_0=8.048, l_1=6.757, k_1=4.978, k_0=5.02 olarak elde edilir. Aynı şekilde, IST^{2}E kriterine göre elde edilmiş olan standart formlardan c_1=2, d_0=1, d_1=3.6579, d_2=4.5292 ve d_3=2.648 değerleri denklem (21), (22), (23) ve (24)' de yerlerine konularak denetleyici parametreleri l_0=3.177, l_1=3.366, k_1=3.037, k_0=2.79 olarak elde edilir. ISTE ve IST^{2}E kriterlerine göre önerilen denetleyici kullanılarak elde edilen birim basamak cevapları, Manabe S. tarafından Katsayı diyagram metodu(CDM)[7] yöntemiyle elde edilen cevap ile birlikte Şekil 4' de görülmektedir. Cevap eğrilerinden görüldüğü gibi, CDM yöntemine göre ISTE kriteri kullanılarak elde edilen PI-PD denetleyicisinin cevabı daha geç kararlı duruma geçmektedir. Diğer taraftan %2'lik kararlı durum hatası standardına göre, IST^{2}E kriterlerinden elde edilen PI-PD denetleyicisinin cevabı 2. saniye civarında kararlı duruma geçerken, CDM yönteminde bu süre 3 saniye civarındadır. Yine cevap eğrisinden görüldüğü gibi, aşım miktarı bakımından IST^{2}E kriterinden elde edilen PI-PD denetleyicisinin cevabı, CDM yöntemine göre daha üstündür. Sonuç olarak bu çalışmada önerilen ve IST^{2}E kriteri ile elde edilen PI-PD denetleyicisinin cevabı daha az hata ile girişi takip ettiği için, ideale daha yakındır ve pratik kullanımda tercih sebebidir.



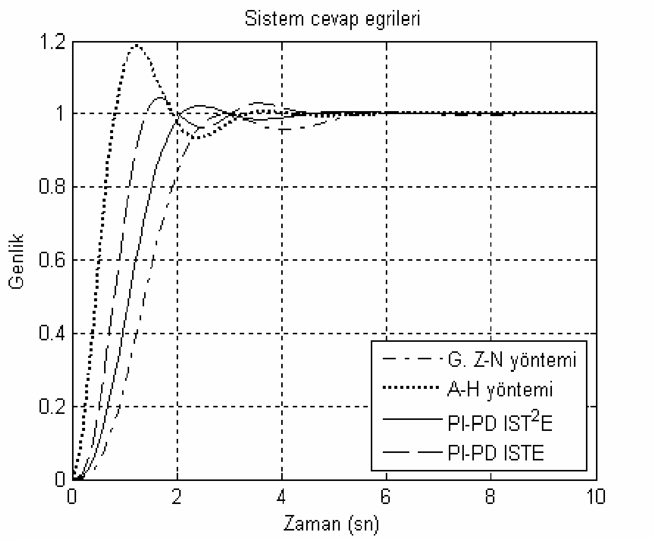
Şekil 4. Örnek 1' de CDM ve önerilen yöntemle denetlenen sistemin birim basamak girişe karşı cevap eğrileri

Örnek 2.

Transfer fonksiyonu,

$$G(s)=\frac{2}{s^3+4s^2+5s+2} \tag{27}$$

şeklinde olan bir sistem ele alınırsa, bu sistemde n=3, a_0=2, b_3=1, b_2=4, b_1=5 ve b_0=2' dir. Bu değerler ve ISTE kriterine göre elde edilmiş olan standart formlardan c_1=1.5, d_0=1, d_1=3.0964, d_2=3.8301 ve d_3=1.963 değerleri denklem (21), (22), (23) ve (24)' de yerlerine konularak denetleyici parametreleri l_0=8.619, l_1=6.344, k_1=5.951, k_0=5.7525 olarak elde edilir. IST^{2}E kriterine göre elde edilmiş olan standart formlardan c_1=2, d_0=1, d_1=3.66, d_2=4.53 ve d_3=2.648 değerleri denklem (21), (22), (23) ve (24)' de yerlerine konularak denetleyici parametreleri l_0=2.6, l_1=3.45, k_1=2.667, k_0=1.857 olarak elde edilir. ISTE ve IST^{2}E kriterlerine göre önerilen denetleyici kullanılarak elde edilen birim basamak cevapları, Geliştirilmiş Ziegler-Nichols ve Åström-Hägglund yöntemleriyle tasarlanmış sistem cevap eğrileriyle birlikte Şekil 5' de, görülmektedir.



Şekil 5. Örnek 2' deki sisteme ait ISTE ve IST^{2}E kriterlerine göre önerilen denetleyici kullanılarak elde edilen birim basamak cevapları

Cevap eğrilerinden görüldüğü gibi Åström-Hägglund yöntemi ile elde edilen sonuç oldukça yüksek aşım miktarına ve osilasyona sahiptir. Diğer taraftan Geliştirilmiş Ziegler-Nichols yöntemi ile elde edilen cevap ise aşım miktarı bakımından üstün olmakla birlikte, 5 saniye ile en uzun yerleşme süresine sahiptir. ISTE kriteri ile elde edilen PI-PD denetleyicisinin cevabı göreceli olarak osilasyonlu olmakla birlikte, 4 saniyelik yerleşme süresi ve küçük yükselme zamanı ile öne çıkmaktadır. IST^{2}E kriteri ile elde edilen PI-PD denetleyicili sistem cevap eğrisi ise, düşük aşım miktarı ve 4 saniyenin altındaki yerleşme zamanı ile öne çıkmaktadır. Yine Geliştirilmiş Ziegler-Nichols yöntemine göre daha küçük yükselme zamanı ile hız bakımından avantajlı duruma gelmektedir. Sonuç olarak yüksek hız, düşük aşım miktarı ve yerleşme süresi bakımından kullanımda IST^2E kriteri ile elde edilen PI-PD denetleyicili sistem ideale daha yakın durmaktadır.

5. SONUÇLAR

Bu çalışmada sıfırsız üç kutuplu transfer fonksiyonuna sahip bir sistemin standart formlar kullanılarak optimal PI-PD denetleyici tasarımı gerçeklenmiştir. İki farklı sistem için önerilen yöntemle tasarlanan denetleyicili sistem cevap eğrileri bilinen bazı tasarım yöntemleri ile birlikte verilerek karşılaştırma yapılmıştır. Önerilen yöntemin üstünlüğü bu karşılaştırmalar ile gösterilmiştir. Önerilen tasarım yöntemi, performans üstünlüğünün yanı sıra karmaşık işlemler ve uzmanlık gerektirmeyen basit ve pratik bir çözüm sunmaktadır.

6. KAYNAKLAR

1. GRAHAM D., LATHROP R. C., " The Synthesis Of Optimum Response: Criteria And Standard Forms, II", Trans AIEE 72, pp. 273-288, 1953.
2. BOZ A. F., "Computational Approaches To And Comparisons Of Design Methods For Linear Controllers", Doktora Tezi, Sussex Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Brighton, UK, 1999.
3. SARI Y., "Standart Formlar İle Optimal Kontrolör Tasarımı", Doktora Tezi, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya, 2005.
4. ZHUANG M., "Computer Aided PID Controller Design", Doktora Tezi, Sussex Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Brighton, 1992.
5. DORF, R. C., BISHOP R. H., "Modern Control Systems", 7th Edition, Addison-Wesley, Reading, MA, 1995
6. DORF, R. C., BISHOP R. H., "Design Using Performance Indices", In The Control Handbook, Ed W S Levine, CRC Press, pp. 169-173, 1996.
7. MANABE S., "Coefficient Diagram Method", 14th IFAC Symposium On Automatic Control In Aerospace, Seoul, Korea, pp. 199-210, 1998.
8. HANG, C.C., ÅSTROM, K.J., HO, W.K., "Refinements of the Ziegler-Nichols Tuning Formula", IEE Proceedings-D, Vol. 138, No. 2, pp. 111-118, 1991.
9. ÅSTROM, K.J., HAGGLUND, T., " Automatic Tuning of Simple Regulators With Specification on Phase and Amplitude Margins", Automatica, Vol. 20, No. 5, pp. 645-651, 1984.