

Harmanlama mekanizmasına dayalı referans değer ayarlayıcı

Engin YEŞİL*, Müjde GÜZELKAYA

İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Kontrol ve Otomasyon Programı, 34469, Ayazağa, İstanbul

Özet

Bu çalışmada, Harmanlama Mekanizması (HM) içeren iki serbestlik dereceli (2-SD) bir kontrol yapısı sunulmuştur. Bu yeni yapıyla, bir Serbestlik Dereceli (1-SD) ve 2-SD kontrol yapıları kaynaştırılmıştır. Harmanlama Mekanizmalı Referans Ayarlayıcı (HAM-RA) olarak adlandırılan bu yeni yapıda birinci mertebeden ölü zamanlı bir filtre çıkışı ile saf referans işareti uygun bir şekilde harmanlanır ve yeni referans işareti oluşturulur. Böylelikle sistemin geçici hal davranışı şekillendirilirken kontrol yapısından dolayı ise yük bozucularını bastırma ve referans değer takibi hedefleri birbirinden ayrılmış olur. Endüstride karşılaşılan süreçlerin oldukça büyük bir bölümü Birinci Mertebeden Ölü Zamanlı (BMÖZ) sistem olarak modellenenmektedir. Bu sebeple çalışmada ele alınan sistemler öncelikle BMÖZ olarak modellenmiştir. İçsel Model Kontrolle dayalı (İMK) PID kontrolörü yük bozucularını bastırmak amacıyla geribesleme kontrolörü olarak tasarlanmıştır. Böylelikle tasarımcı PID kontrolörünün üç parametresini belirlemek yerine İMK filtre sabitini belirleyerek kontrolör parametrelerini bulabilmektedir. Kontrolör PI tipinde seçildiğinde HM'da yer alan harmanlama dinamiği bir sabite dönüşür. Bu harmanlama sabiti modelde belirlenen ölü zamana, İMK filtre sabitine ve HAM-RA yapısındaki önfilterinin zaman sabitine bağlıdır. Öte yandan kapalı çevrim kontrolörü PID tipinde seçildiğinde harmanlama dinamiği birinci mertebeden bir filtre olarak elde edilir. Bu filtrenin zaman sabiti model ölü zamanının yarısıdır. Önerilen HAM-RA yapısının getirilerini göstermek amacıyla iki adet benzetim örneği ele alınmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen yeni yapının geçici halde 1-SD ve 2-SD yapılara olan üstünlüğünü ortaya koymaktadır.

Anahtar Kelimeler: Referans ayarlayıcı, harmanlama mekanizması, süreç kontrol, içsel model kontrol, PID kontrolörleri, referans değer takibi.

*Yazışmaların yapılacağı yazar: Engin YEŞİL. yesil@elk.itu.edu.tr; Tel: (212) 285 35 99.

Bu makale, birinci yazar tarafından İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı'nda tamamlanmış olan "Süreç kontrol sistemlerinde harmanlama mekanizmalarına dayalı kontrol yapıları ve yöntemleri" adlı doktora tezinden hazırlanmıştır. Makale metni 07.12.2007 tarihinde dergiye ulaşmış, 30.01.2008 tarihinde basım kararı alınmıştır. Makale ile ilgili tartışmalar 31.01.2010 tarihine kadar dergiye gönderilmelidir.

Blending mechanism based set-point regulator

Extended abstract

Automatic control strategies force physical systems to behave in prescribed ways using the error value that is the difference between the system output and the desired reference input. This idea gives rise to feedback control systems. Since the only signal processor is the feedback controller, this classical control structure is also known as a one degree of freedom (1-DOF) control structure.

In recent times, there has been considerable interest in more general control structures. In the two degree of freedom (2-DOF) case, the reference input is processed by the filter $F(s)$, and the classical error is processed by the primary controller $C(s)$. The pre-filter $F(s)$ is used as the second DOF to weight the set-point change in a desirable manner. In literature, there are many applications that use 2-DOF control structure which is sometimes called as model following control.

Since PID controllers assure satisfactory results for a large range of processes and due to the simplicity of their structures, they still often represent the best solution from a cost/benefit ratio point of view. Therefore, the controller $C(s)$ used in 2-DOF control structure is mostly a PID controller. Therefore, through this study, PI and PID controllers are used to design the proposed new structure. Internal Model Control (IMC) based PID is preferred for the feedback controller which is designed for a fast disturbance rejection performance. The processes are modeled as first order plus dead time (FOPDT) systems. Therefore the static gain (K), the time constant (T), and the time delay (L) of the model are obtained using well-known area method. The parameters of the PID controller depend on the process model parameters and in addition on IMC filter time constant (λ). λ is the only tuning parameter to be selected by the designer to achieve an appropriate compromise between the performance and the robustness issues in control system design. A smaller λ provides a faster closed loop response, but causes the manipulated control variable to become more vigorous, while a larger λ provides a slower but smoother response and a mild control effort.

In this paper, a new 2-DOF control structure is proposed in which the advantages of 1-DOF and 2-DOF control structures are both exploited. In this

new structure, the filtered output of the reference and the pure reference signals are blended so that the overall performance of the system is ameliorated with respect to load disturbance rejection and set-point following. This new structure proposed in this study is named as a set-point regulator with blending mechanism (HAM-RA, SPR-BM). When the blending dynamics is set to be equal to zero then the proposed structure turns out to be a 2-DOF control structure; when the same dynamics is taken as unity, the proposed structure becomes 1-DOF control structure. The blending dynamics is determined with the aim of producing a system output that exactly matches to the filtered reference signal. The prefilter of the SPR-BM defines the desired behavior of the system and in order not to have an oscillatory behavior it is designed as FOPDT filter. When the feedback controller type is chosen to be a PI, the resulting blending mechanism becomes a pure gain. This blending constant is a function of system time delay (L), prefilter time constant and IMC filter time constant (λ). On the other hand, when the feedback controller is chosen to be a PID type, the blending mechanism then becomes a first order filter. The time constant of the obtained blending filter is half of the system time delay (L). Moreover, the static gain of the filter is again defined using the system time delay (L), prefilter time constant and IMC filter time constant (λ).

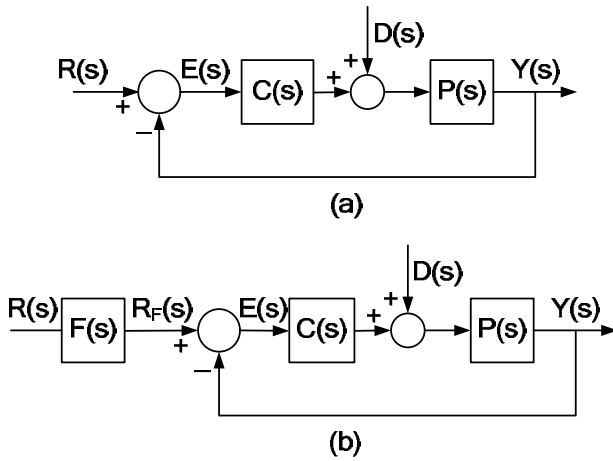
In order to show the effectiveness of the proposed set-point regulator over classical 1-DOF and 2-DOF control structures, two simulation examples are given. A first order plus dead time (FOPDT) system is chosen for the first example. As a second example, a high order system with large dead time is used and the system is modeled as FOPDT. The aim of the second example is to show the effectiveness of the proposed structure even when there is a modeling error. In order to have a fair comparison of different control structures five different performance criteria are used for simulation studies. The results obtained from the simulation show that the set-point regulator with blending mechanism (SPR-BM) ameliorate the overall performance of the system with respect to load disturbance rejection and set-point following. Also it shapes the reference signal during the transient response; therefore it exhibits the best system output.

Keywords: Reference regulator, blending mechanism, process control, internal model control, PID controllers, set-point following.

Giriş

Otomatik kontrol yapıları referans değer ile sistem çıkışı arasındaki farkla oluşturulan hata işaretini kullanarak fiziksel sistemleri önceden belirlenmiş şekilde davranmaya zorlar. Bu yaklaşım Şekil 1a'da gösterilen geribeslemeli kontrol yapısını ortaya çıkarır. Görüldüğü üzere kontrol yapısında bir tek kontrolör vardır ve bu yapılar bir serbestlik dereceli (1-SD) kontrol yapısı olarak adlandırılır (Howze ve Bhattacharyya, 1997).

Son dönemde daha genel kontrol yapıları üzerine ilgi oldukça artmıştır. İki serbestlik dereceli (2-SD) durumda referans giriş işareti bir $F(s)$ filtresinden geçirilir ve klasik hata işareti ise birincil kontrolör $C(s)$ tarafından işlenir. Bu türden bir kontrol yapısı Şekil 1b'de verilmiştir. $F(s)$ ön filtresi, referans değer değişikliğinde istenilen davranışı oluşturmak için ikinci serbestlik derecesi olarak kullanılır. Kontrol sistemlerinin tasarımı çok-amaçlı bir problem olarak görülebileceğinden 2-SD yapılar doğal olarak 1-SD yapılardan daha fazla avantaja sahiptir (Horowitz, 1963). Literatürde bazen model izleme yapıları olarak da adlandırılan 2-SD kontrol yapıları birçok uygulama bulmuştur (Åström ve Hägglund, 1995).



Şekil 1. (a) 1-SD kontrol yapısı, (b) 2-SD kontrol yapısı

Araki (1984) PID kontrolörü ile tasarlanmış 2-SD yapıların avantajlarını ortaya koyuncaya kadar 2-SD yapılar mühendislerin ve araştırmacı-

ların ilgisini uzun yıllar çekmemiştir. PID kontrolörleri oldukça basit yapılarına rağmen endüstriyel birçok alanda başarı sağladığından günümüzde de maiyet/kâr oranı açısından en uygun çözüm olarak görülmektedir (Visioli, 2000). Bu sebepten 2-SD kontrol yapılarındaki $C(s)$ kontrolörü olarak PID kontrolörü sıkça kullanılır. Referans değer takibi ve iyi bir yük bozucusu bastırma performansının birlikte istendiği durumlarda PID kontrolörünün yapısında küçük bir değişiklik yapılır ve öyle kullanılırlar. Bu amaçla PID kontrolörleri referans değer ağırlıklandırma tekniğiyle 2-SD yapıya dönüşürler (Åström ve Hägglund, 1995). Ağırlıklandırma sabitleri sayesinde referans değer şekillendirilir ve böylece sistem cevabının geçici hal davranışı değiştirilebilir. Ağırlık sabitlerinin 1 seçilmesi durumunda klasik PID yapısı oluşur, 1-SD yapı elde edilir. Bu parametrelerin uygun şekilde belirlenmesine yönelik bir çok araştırma yapılmıştır (Åström ve Hägglund, 1985; Eitelberg, 1987; Hang ve Sin, 1991; Leva ve Colombo, 1999). Değişken referans değer ağırlıklandırma yapısı ilk olarak Hang ve Cao (1996) tarafından önerilmiştir. Sonrasında ise Visioli (1999) bulanık mantığa dayalı referans değer ağırlıklandırma yöntemini sunmuştur. Bu yöntemin dezavantajı, aşımı azaltmak için kullanılan ağırlıklandırma çarpanlarının sistemin referans takip hızını yavaşlatmasıdır (Visioli, 2004).

Şekil 1b'de gösterilen klasik 2-SD kontrol yapısı da sıkça uygulama alanı bulmuştur. Visioli (2004) tarafından birinci mertebeden $F(s)$ filtresi içeren ve ileri yol katkılı 2-SD yapı önerilmiştir. Åström ve Hägglund (1995) ileri yol kontrolörünün tasarımının zorluğundan bahsetmiştir. Ancak bir giriş bir çıkışlı sistemler için bu zorluk çift-kontrol tasarımı yöntemi ile aşılmıştır (Tian ve Gao, 1998). Bir diğer çalışmada ise referans değer takibi performansının iyileştirilmesi için doğrusal olmayan ileri yol tasarımı önerilmiştir (Wallen, 2000). Son dönemde ise Kaya vd. (2005) tarafından PI-PD kontrolörünün parametrelerinin belirlenmesine yönelik bir yaklaşım ortaya konmuş ve burada PI-PD yapısına denk ön filtreli 2-SD PID yapısı tartışılmıştır.

Zhong ve Li (2002) tarafından önerilen 2-SD Smith öngörücüsü yapısı $F(s)$ ön filtresi içermektedir. Kayan kipli kontrol tasarımına dayalı dayanıklı bir 2-SD kontrol yapısını Fujimoto (1995) önermiştir. Bir başka çalışmada ise katsayı diyagram metoduna dayalı 2-SD yapı ise Hamamci (2005) tarafından önerilmiştir. 2-SD yapılar Huang vd. (2006) tarafından çok giriş çok çıkışlı sistemlere genişletilmiştir.

Piazzı ve Visioli (2006) Şekil 1b'de gösterilen 2-SD yapıda yer alan $F(s)$ referans ön filtresinin yerine bir yönetici işaret üretici önermişlerdir. Giriş-çıkış tersini alma olarak adlandırılan yöntem aracılığıyla sisteme uygulanması gereken referans işaretinin kapalı formunu elde etmişlerdir. Böylece sistemin geçici hal rejimini şekillendirmişlerdir.

Harmanlama mekanizmalı referans değer ayarlayıcı

1-SD ve 2-SD kontrol yapıları yukarıda belirtildiği gibi birçok uygulama alanı bulurken avantajları ve dezavantajları tartışılmıştır. Bu iki yapının avantajlarını bir araya getirecek tasarımı basit bir yöntem bu bölümde sunulmuştur. Yeşil vd. (2007) tarafından önerilen HARmanlama Mekanizmalı Referans Ayarlayıcısına (HAM-RA) sahip çift serbestlik dereceli kontrol yapısı Şekil 2'de verilmiştir. HAM-RA çıkışı

$$R_F(s) = R(s)B(s) + Y_F(s)(1 - B(s)) \quad (1)$$

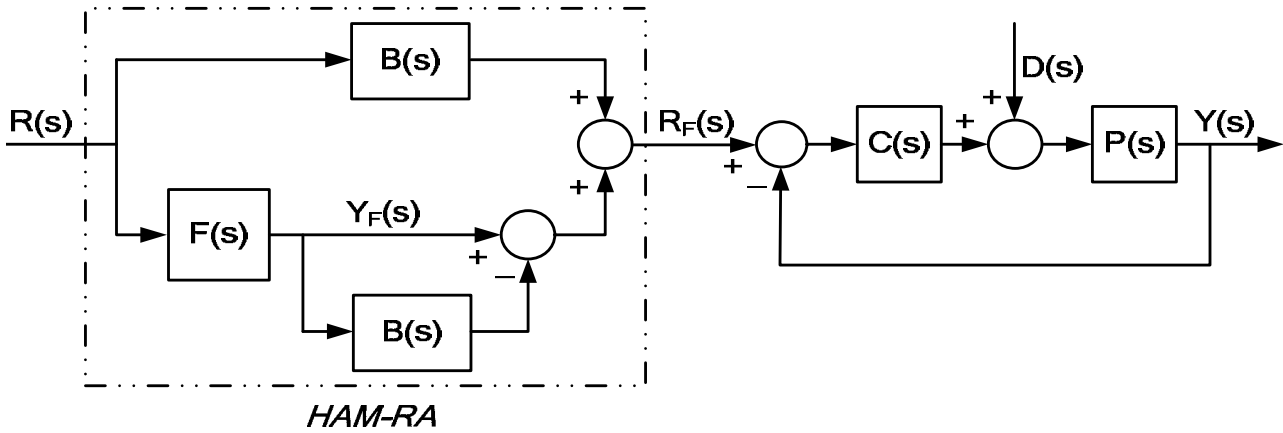
olarak elde edilir. Burada $R_F(s)$ HAM-RA çıkışı, $R(s)$ referans işareti, $Y_F(s)$ filtrelenmiş referans işaretidir. Harmanlama dinamiğini belirleyen $B(s)$ ise $R(s)$ ve $Y_F(s)$ arasındaki harmanlama oranını belirler.

Bu çalışmada filtre transfer fonksiyonu $F(s)$ sistem çıkışının istenilen performansını belirlemektedir. Kapalı çevrim sistem çıkışının aşım-sız ve hızlı olması beklendiğinden $F(s)$ aşağıdaki gibi birinci mertebeden ölü zamanlı bir sistem olarak seçilmiştir:

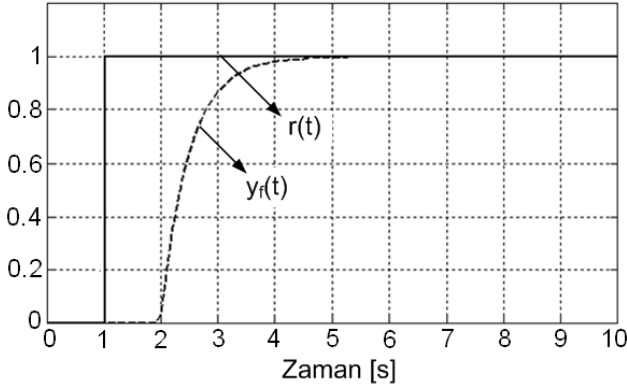
$$F(s) = \frac{1}{T_F s + 1} e^{-\theta s} \quad (2)$$

Burada T_F filtre zaman sabitini θ ise ölü zamanını göstermektedir. (2) denkleminde verilen ifadedeki ölü zaman zorunlu olarak sistem modelindeki ölü zamana eşit seçilmiştir.

Şekil 3'te birinci mertebeden ölü zamanlı bir filtreye birim basamak referans işareti $R(s)$ uygulandığında elde edilen sistem cevabı $Y_F(s)$ gösterilmiştir. Eğer $B(s)$ sıfır olarak alınırsa Şekil 2'de önerilen yapı Şekil 1b'de gösterilen 2-SD yapıya dönüşür. Diğer yandan, $B(s)$ in bir alınması önerilen yapının Şekil 1a'da gösterilen 1-SD yapıya dönüşmesine yol açar. Açık ki önerilen HAM-RA yapısı ile $R(s)$ ve $Y(s)$ işaretleri uygun şekilde harmanlanarak $R_F(s)$ olarak adlandırılan yeni bir referans işaret üretilmektedir.



Şekil 2. Önerilen HAM-RA İçeren 2-SD Kontrol Yapısı



Şekil 3. Birim basamak referans işareti ve BMÖZ filtre cevabı

Önerilen HAM-RA yapısında sistem cevabı aşağıdaki denklem kullanılarak elde edilebilir:

$$Y(s) = \frac{C(s)P(s)}{1+C(s)P(s)} R_F(s) + \frac{P(s)}{1+C(s)P(s)} D(s) \quad (3)$$

Bozucular sıfır alındığında önerilen sisteme ait kapalı çevrim transfer fonksiyonu

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)P(s)}{1+C(s)P(s)} [B(s) + F(s)(1-B(s))] \quad (4)$$

şeklinde elde edilir. Burada

$$F(s) = \frac{Y_F(s)}{R(s)} \quad (5)$$

olarak tanımlanır.

$B(s)$ harmanlama dinamiğinin belirlenmesinde temel ve en büyük amaç sistem çıkışı $Y(s)$ in $R(s)$ referans işaretinin filtrelenmiş çıkışı olan $Y_F(s)$ e tam olarak eşlenebilmesidir. Bu amaçla, denklem (4) ile verilen $Y(s)$ ile $R(s)$ arasındaki transfer fonksiyonu ile denklem (5) de verilen $Y_F(s)$ ile $R(s)$ arasındaki transfer fonksiyonu birbirine eşlendiğinde aşağıdaki ifade elde edilir:

$$B(s) = \frac{F(s)}{C(s)P(s)(1-F(s))} \quad (6)$$

$B(s)$ harmanlama dinamiği denklem (6) da verilen transfer fonksiyonuyla elde edilebilir. Ancak

denklem (6) aracılığıyla $B(s)$ belirlenirken sistemin mükemmel modelinin bilinmesi gerekmektedir. Sistem ve model asla birebir örtüşmeyeceğinden $B(s)$ tam olarak zaten belirlenemez. Bu yaklaşım yerine $B(s)$ 'i oluşturan elemanlarda bazı yaklaşıklıklarla oldukça basit ve uygun yapılar (örneğin basit bir katsayı ya da birinci mertebeden bir filtre) elde edilebilir. Ancak bu durumda $Y(s)$ ile $Y_F(s)$ in bire bir eşlenmesindeki amaçtan biraz sapılmış olunur. Bunun yanında, $B(s)$ 'in belirlenmesindeki farklı performans ölçütleri de ele alınabilir. Örneğin, $B(s)$ yukarıdaki özetlenen yaklaşıklıkla elde edilen değeri bir başlangıç dinamiği olarak alınarak harmanlama fikrine çevrim içi olarak ayarlanabilir. Bu şekilde HAM-RA yapısındaki $B(s)$ ifadesi sürekli olarak değiştirilerek $R(s)$ referans değerinin $Y_F(s)$ üzerindeki etkisi azaltılıp artırılabilir. Böylelikle sistem cevabı istenildiği kadar hızlandırılıp yavaşlatılabilir.

Referans ayarlayıcıdaki harmanlama dinamiğinin içsel model kontrol yapısına dayalı tasarımı

Endüstriyel süreçlerin çoğu birinci veya ikinci mertebeden ölü zamanlı sistem olarak modellenir. Bu sebepten, Şekil 2'de önerilen HAM-RA yapısındaki $\tilde{P}(s)$ sistem, aşağıda gösterildiği gibi birinci mertebeden ölü zamanlı (BMÖZ) olarak modellenmiştir:

$$\tilde{P}(s) = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts+1} \quad (7)$$

Burada K statik kazancı, T zaman sabiti, L ise ölü zamanı ifade etmektedir. BMÖZ model elde etmek için birçok yöntem geliştirilmiş ve bu yöntemler aracılığıyla birçok kontrolör tasarım yöntemi önerilmiştir (Skogestad, 2003; Gorez, 2003).

Önerilen HAM-RA yönteminde yer alan birincil kontrolör $C(s)$ aşağıdaki yapıdadır:

$$C(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (8)$$

PID kontrolörüne ait sırasıyla K_C kontrolör kazancı, T_I integral sabiti, T_D türev zaman sabiti

İçsel Model Kontrol (İMK) tasarım yöntemine dayalı olarak belirlenmektedir. Bu yöntemde kontrolör tasarımı basit iki adımdan oluşur. Tasarımda ilk önemli seçim sistem modelinde kararlı, minimum fazlı ve öngörü içermeyen $\tilde{P}_-(s)$ in seçimidir. İkinci önemli adım ise İMK filtresi $F_{\text{İMK}}(s)$ 'in seçimidir. Özellikle $F_{\text{İMK}}(s)$ filtre zaman sabitinin (λ) seçimi sistem performansını doğrudan etkilemektedir. Bir kez İMK kontrolörü $Q(s) = \tilde{P}_-^{-1}(s)F_{\text{İMK}}(s)$ şeklinde tasarlandıktan sonra kolaylıkla klasik geribeslemeli kontrol yapısındaki $C(s)$ kontrolörü elde edilir. Bu aşamalar sonrasında (7) denklemleriyle verilen BMÖZ bir sistem modeli için elde edilecek PI aşağıdaki gibi elde edilir:

$$K_C = \frac{T}{K(L+\lambda)}; \quad T_I = T \quad (9)$$

Böylece elde edilen $C(s)$ kontrolörüne ait transfer fonksiyonu

$$C_{\text{PI}}(s) = \frac{T}{K(L+\lambda)} \left(1 + \frac{1}{Ts} \right) \quad (10)$$

şeklinde olur.

Öte yandan $C(s)$ kontrolörü PID tipinde seçilmişse kontrolör parametreleri aşağıdaki gibi elde edilir:

$$K_C = \frac{2T+L}{K(L+2\lambda)}; \quad T_I = T + \frac{L}{2}; \quad T_D = \frac{LT}{2T+L} \quad (11)$$

PI kontrolöründe olduğu gibi elde edilen kontrolör parametreleri yerine konduğunda PID kontrolörü için aşağıdaki transfer fonksiyonu elde edilir:

$$C_{\text{PID}}(s) = \frac{2T+L}{K(L+2\lambda)} \left(1 + \frac{1}{\left(T + \frac{L}{2}\right)s} + \frac{LT}{2T+L}s \right) \quad (12)$$

Denklem (10) ve (12) de görüldüğü gibi PI ve PID kontrolörlerinin tasarımında tek bir parametre λ tasarımcıya bırakılmıştır. Bu parametrenin tasarımında ise kolaylık sağlaması amacıyla

$$M_S = \max_{0 \leq \omega < \infty} \left| \frac{1}{1 + P(i\omega)C(i\omega)} \right| = \max_{0 \leq \omega < \infty} |S(i\omega)| \quad (13)$$

şeklinde tanımlanan maksimum duyarlılık ölçüsü (M_S) önerilmiştir. Maksimum duyarlılık ölçüsü için önerilen aralık [1.3, 2] dir. HAM-RA yapısında yer alan $C(s)$ kontrolörünün temel amacı bozucuları hızlıca bastırmaktır. Bu amaçla M_S değeri mümkün oldukça büyük seçilmelidir. Önerilen aralık göz önüne alındığında HAM-RA tasarımında M_S olası en büyük değeri olan 2 seçilmiştir.

$C(s)$ kontrolörü denklem (10)'da gösterildiği gibi PI kontrolörü seçilir ve (6) denkleminde yerine konulursa $B(s)$ harmanlama dinamiği aşağıdaki gibi elde edilir:

$$B(s) = \frac{(L+\lambda)s}{T_F s + 1 - e^{-Ls}} \quad (14)$$

(14) denkleminde yer alan e^{-Ls} ölü zaman ifadesine birinci mertebeden Taylor yaklaşımı yapılırsa $B(s)$ için oldukça basit bir ifade olan

$$b = \frac{L+\lambda}{L+T_F} \quad (15)$$

şeklindeki sabit "b" değeri elde edilir. Bu yaklaşıklık $Y(s)$ ile $Y_F(s)$ arasındaki tam eşleme he-definden biraz uzaklaşmış olunur. Ancak bu ölü zaman üzerinde yapılan bu yaklaşıklıkla elde edilen (15) denkleminde de görüleceği gibi "b" harmanlama sabiti yalnızca tasarımcıya bırakılan λ parametresine bağlı bir sabit olarak elde edilir. Yukarıda da açıklandığı gibi M_S değerinin 2 ye eşit seçilmesi yöntemi ile de tasarımcıya ek yük bırakılmamış olunur.

Diğer yandan $C(s)$ kontrolörü denklem (12)'de gösterildiği gibi PID kontrolörü seçilir ve (6) denkleminde yerine konulursa $B(s)$ harmanlama dinamiği aşağıdaki gibi elde edilir:

$$B(s) = \frac{(L+2\lambda)s}{\left(\frac{L}{2}s + 1\right)(T_F s + 1 - e^{-Ls})} \quad (16)$$

Yukarıda bahsedildiği gibi (16) denkleminde yer alan $e^{-\lambda s}$ ölü zaman ifadesine yine birinci mertebeden Taylor yaklaşımı yapılırsa $B(s)$ için

$$B(s) = \frac{\left(\frac{L + 2\lambda}{2(L + T_F)} \right)}{\frac{L}{2}s + 1} \quad (17)$$

şeklindeki birinci mertebeden bir ifade elde edilir. (17) denkleminde de görüleceği gibi bu basit filtrenin zaman sabiti modeldeki ölü zamanın yarısı ve filtre kazancı ise tasarım parametrelerinden λ ve T_F ile model ölü zamanına bağlıdır. Önerilen HAM-RA yapısındaki $C(s)$ kontrolörünün PI veya PID seçilmesine bağlı olarak tasarımda karşılaşılan tüm parametrelerin ifadesi Tablo 1’de özetlenmiştir.

Tablo 1. HAM-RA ve $C(s)$ kontrolörü parametreleri

	PI	PID
K_C	$\frac{T}{K(L + \lambda)}$	$\frac{2T + L}{K(L + 2\lambda)}$
T_I	T	$T + \frac{L}{2}$
T_D	---	$\frac{LT}{2T + L}$
$B(s)$	$\frac{L + \lambda}{L + T_F}$	$\frac{\left(\frac{L + 2\lambda}{2(L + T_F)} \right)}{\frac{L}{2}s + 1}$

HAM-RA yapısına ait benzetim örnekleri

HAM-RA yapısındaki harmanlama dinamiği $B(s)$ belirlenirken tasarımcıya λ ve T_F serbest parametreleri bırakılmıştır. $C(s)$ kontrolörünün tasarımında kullanılan λ İMK filtre sabitinin belirlenmesi için maksimum duyarlılık fonksiyonunun (M_S) makul olan en büyük değeri olan 2 seçilmesi önerilmiştir. Benzetim örneklerinde de bu yaklaşım kullanılacaktır. Böylece bozucuların bastırılması $C(s)$ kontrolörü tarafından hız-

lı olacaktır. Benzetimlerde diğer tasarım parametresi olan T_F ise sistem modelinde elde edilen ölü zamana eşit seçilmesi önerilmiştir.

Önerilen HAM-RA yapısının 1-SD ve 2-SD yapılarla adil bir şekilde karşılaştırılabilmesi amacıyla klasik geçici hal ölçütlerinden elde edilen üç performans ölçütü (yükselme zamanı (T_r), yerleşme zamanı (T_s), maksimum yüzde aşım (M_p)) ile aşağıda verilen ek iki ölçüt kullanılmıştır:

$$ITAE = \int_0^{\infty} t |r(t) - y(t)| dt \quad (18)$$

şeklinde tanımlanan mutlak hatanın zamanla çarpımının integrali (ITAE) ölçütü,

$$TV = \sum_{i=1}^{\infty} |u_{i+1} - u_i| \quad (19)$$

şeklinde tanımlanan kontrol işaretinin toplam değişimi (TV) (Skogestad, 2003).

Birinci benzetim örneği

İlk örnek olarak birçok araştırmada örnek sistem olarak ele alınan ve aşağıdaki transfer fonksiyonu ile ifade edilen BMÖZ kullanılmıştır (Visioli, 2004; Zhong ve Li, 2002; Hamamci, 2005):

$$P_1(s) = \frac{1}{s + 1} e^{-0.5s} \quad (20)$$

Burada sistem kazancı ve zaman sabiti 1 s, ölü zaman ise 0.5 s’dir. İlk önce bu sistem için M_S değerini 2 yapacak λ değerleri PI ve PID tipi $C(s)$ kontrolörü için bulunmuştur. Elde edilen λ değerleri ve Tablo 1 kullanılarak kontrolör parametreleri hesaplanmıştır. HAM-RA filtre sabiti T_F ise sistem ölü zamanına eşit olacak şekilde 0.5 s alınarak PI ve PID kontrolörleri için sırasıyla harmanlama sabiti “b” ve harmanlama dinamiği $B(s)$ belirlenmiştir. Elde edilen değerler ise Tablo 2’de verilmiştir. 1-SD ve 2-SD yapılarla ile önerilen HAM-RA yapısına ait referans işaretler Şekil 4’te verilmiştir. Sistem çıkışları, kontrol işaretleri ve bozuculara karşı sistem ce-

vapları PI ve PID kontrolörleri için Şekil 5'te gösterilmiştir.

Yukarıda bahsedilen performans ölçütleri için kontrol yapılarının PI ve PID kontrolörleri için performansları değerlendirildiğinde, sırasıyla Tablo 3 ve Tablo 4'te verilen değerler elde edilmiştir. C(s) kontrolörü PI tipinde tasarlandığında 2-SD yapı 1-SD yapıya göre beklenildiği gibi daha az bir aşım oluşturur. 2-SD yapı ile aşım %10'un altına indirilirken yerleşme zamanı artmıştır. Önerilen HAM-RA yapısı için ise aşım %4'ün altına inmiş ve yerleşme zamanı ise 1-SD yapıya göre %25 daha azdır. ITAE ölçütü açısından ise önerilen HAM-RA yapısı 2-SD yapıdan daha az olmasına rağmen 1-SD yapının yükselme zamanı çok daha kısa olduğundan ITAE değeri önerilen yapıdan daha küçüktür. HAM-RA yapısında oluşturulan kontrol işareti diğer yapılara göre en yumuşak olanı olduğundan TV değeri de en küçüktür.

Tablo 2. Birinci benzetim örneği için tasarım parametreleri

	PI ($\lambda=0.21$)	PID ($\lambda=0.395$)
K_C	1.4085	1.938
T_I	1	1.25
T_D	---	0.2
B(s)	0.578	$\frac{0.64}{0.25s + 1}$

Tablo 3. PI kontrolörü için performans karşılaştırması

	Yükselme Zamanı (T_r)	Yerleşme Zamanı (T_s)	Yüzde aşım (%)	ITAE	TV
1-SD	0.59	2.47	21	0.1438	0.4842
2-SD	0.94	2.74	7.7	0.5006	0.3592
HAM-RA	1.1	1.86	3.5	0.4467	0.2471

Tablo 4. PID kontrolörü için performans karşılaştırması

	Yükselme Zamanı (T_r)	Yerleşme Zamanı (T_s)	Yüzde aşım (%)	ITAE	TV
1-SD	0.43	2.65	11	0.016	0.7295
2-SD	1.43	2.39	-	0.5848	0.4595
HAM-RA	0.78	1.47	-	0.498	0.5439

Benzer şekilde C(s) kontrolörü PID tipinde tasarlandığında türev etkisi yüzünden 1-SD yapı PI tasarımına göre çok daha az aşım oluşturur. 2-SD yapı ve önerilen HAM-RA yapısı aşimsız cevap verirler. Ek olarak HAM-RA ile oluşturulan kontrol yapısının yerleşme zamanı 1-SD yapıya göre %45 daha iyidir.

Şekil 4'te harmanlama mekanizmasının PI ve PID kontrolörleri için ürettiği referans işaretleri verilmiştir. C(s) kontrolörü PI tipinde seçilerek oluşturulan HAM-RA yapısına ait referans işaret incelendiğinde bu işaretin iki bölümden oluştuğu görülür. İlk aşamada ölü zaman boyunca oluşturulan referans ayarlayıcı çıkışı $R_F(s)$ işareti sabit bir değerdir. Sonrasında ise HAM-RA filtresi $F(s)$ çıkışının bu sabit değere eklenmesiyle oluşturulan $R_F(s)$ birinci dereceden filtre çıkışına benzemektedir. Diğer yandan C(s) kontrolörü PID tipinde seçildiğinde ise $R_F(s)$ işareti ölü zaman boyunca birinci mertebeden çıkışa benzerken ölü zaman sonrasında bu işarete $F(s)$ çıkışı eklenerek $R_F(s)$ işareti oluşturulduğu görülmektedir.

C(s) kontrolörünün temel amacı bozucuları bastırmak olduğundan ve her kontrol yapısında aynı kontrolör parametresi kullanıldığından basamak yük bozucularına karşı sistem cevapları Şekil 5c'de gösterildiği gibi aynıdır.

İkinci benzetim örneği

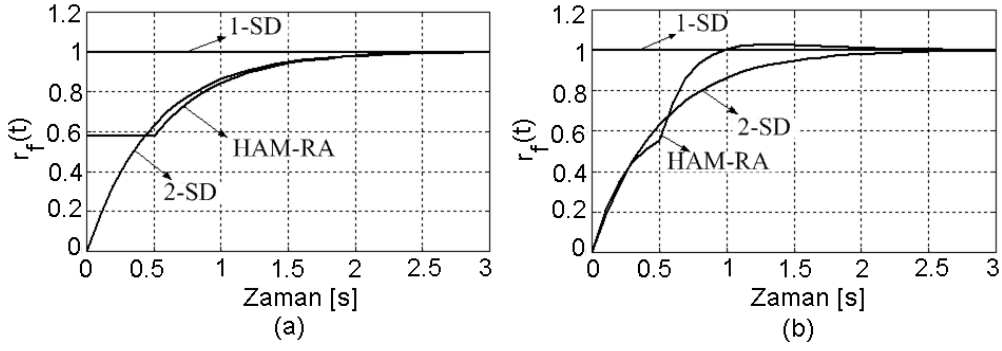
İkinci benzetim örneğinde kullanılmak üzere aşağıda verilen yüksek mertebeden ölü zamanlı sistem seçilmiştir:

$$P(s) = \frac{1}{(s+1)^8} e^{-5s} \quad (21)$$

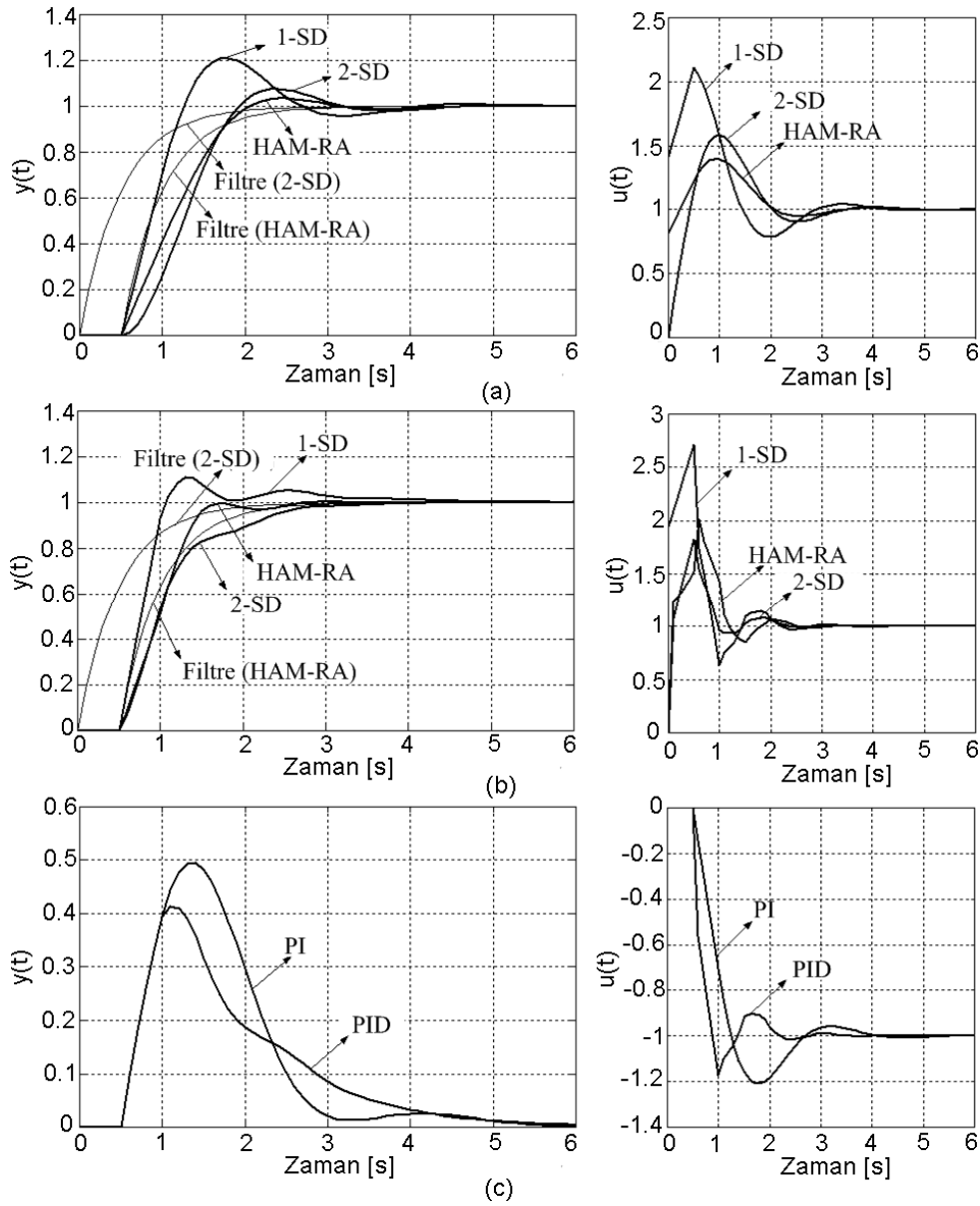
İlk olarak bu sisteme ait model BMÖZ olarak transfer fonksiyonu aşağıda verildiği gibi elde edilmiştir.

$$\tilde{P}(s) = \frac{1}{3.04s+1} e^{-9.97s} \quad (22)$$

Burada sistem kazancı 1, zaman sabiti 3.04 s, ölü zaman ise zaman sabitinden oldukça büyük olacak şekilde 9.97 s'dir. İlk adım olarak bu sistem



Şekil 4. Birinci benzetim örneği için harmanlama mekanizmasının ürettiği referans işaretler (a) PI kontrolörü, (b) PID kontrolörü



Şekil 5. Birinci benzetim örneği için elde edilen sonuçlar: (a) PI kontrolörü için sistem çıkışları ve kontrol işaretleri, (b) PID kontrolörü için sistem çıkışları ve kontrol işaretleri, (c) PI ve PID kontrolörleri için basamak yük bozucularına karşı sistem çıkışları ve kontrol işaretleri

için M_S değerini 2 yapacak λ değerleri PI ve PID tipi C(s) kontrolörü için bulunmuştur.

İlk örnekte olduğu gibi elde edilen λ değerleri ve Tablo 1 kullanılarak kontrolör parametreleri hesaplanmıştır. HAM-RA filtre sabiti T_F ise sistem ölü zamanına eşit olacak şekilde 9.97 s alınarak PI ve PID kontrolörleri için sırasıyla harmanlama sabiti "b" ve harmanlama dinamiği B(s) belirlenmiştir. Elde edilen değerler ise Tablo 5'de verilmiştir.

Tablo 5. İkinci benzetim örneği için tasarım parametreleri

	PI ($\lambda=4.1$)	PID ($\lambda=7.9$)
K_C	0.2161	0.6228
T_I	3.04	8.025
T_D	---	1.8884
$B(s)$	0.7056	$\frac{0.6464}{4.985s + 1}$

Yukarıda bahsedilen performans ölçütleri için kontrol yapılarının PI ve PID kontrolörleri için performansları değerlendirildiğinde sırasıyla Tablo 6 ve Tablo 7'de verilen değerler elde edilmiştir. Şekil 6'da verilen referans işaretlerde önceki örnektekiyle benzer özelliklere sahiptir. (22) denklemi ile ifade edilen BMÖZ model, (21) denklemi ile verilen yüksek mertebenden ölü zamanlı gerçek sistemi tam olarak ifade etmesine rağmen Şekil 7'de görüldüğü gibi önerilen yöntemin üstün başarımını göstermektedir.

PI tipindeki kontrolör için HAM-RA yapısı diğer yapılara göre en küçük aşımı oluşturmaktadır. Diğer yandan ise PID kontrolörü için aşım oluşmamaktadır ve yerleşme zamanı 1-SD ve 2-

SD yapılara göre sırasıyla %28 ve %38 iyileştirme sağlamıştır. Şekil 5c'de görüldüğü gibi PI ve PID kontrolörlerinin yük bozucularını bastırma performansı tatmin edicidir.

Tablo 6. PI kontrolörü için performans karşılaştırması

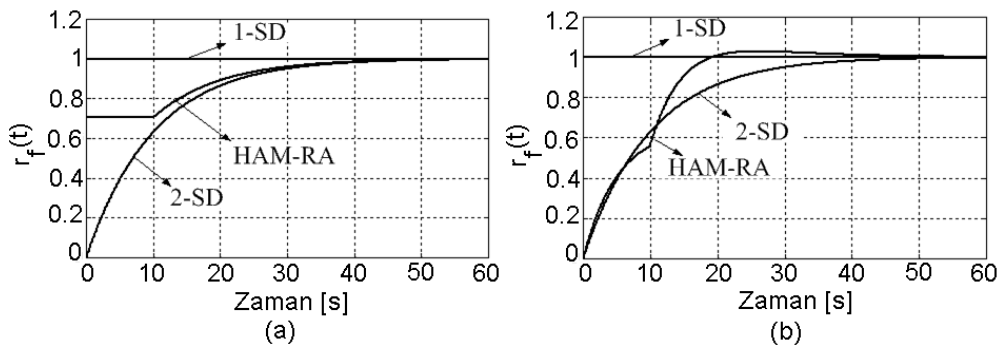
	Yükselme Zamanı (T_r)	Yerleşme Zamanı (T_s)	Yüzde aşım (%)	ITAE	TV
1-SD	11.5	48.9	22.2	56.23	0.2299
2-SD	18.3	54.5	8.3	196.2	0.1862
HAM-RA	17.6	46.9	6	139.2	0.17

Tablo 7. PID kontrolörü için performans karşılaştırması

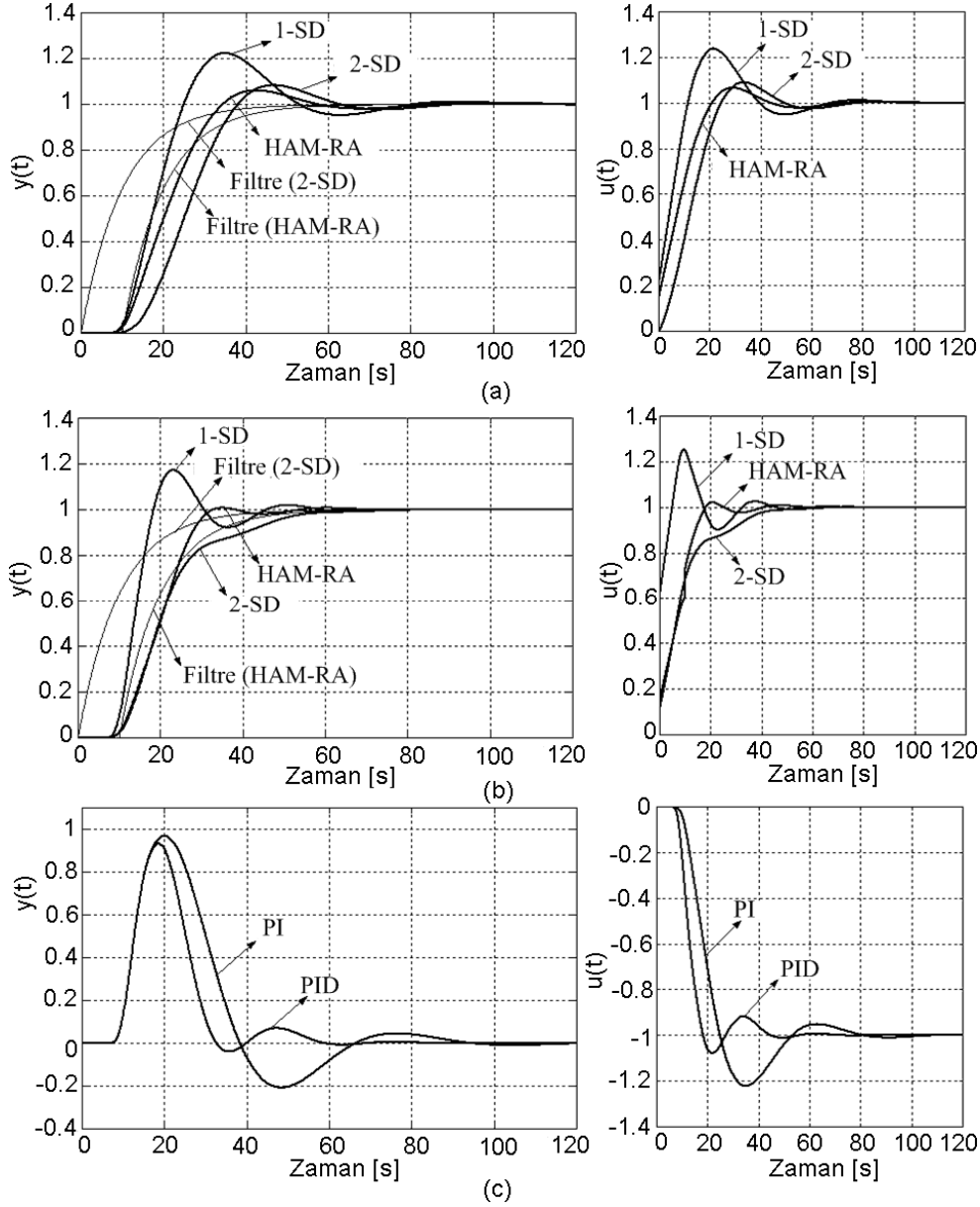
	Yükselme Zamanı (T_r)	Yerleşme Zamanı (T_s)	Yüzde aşım (%)	ITAE	TV
1-SD	7	40.8	17.3	86.75	0.2328
2-SD	28	47.9	-	230.3	0.152
HAM-RA	15.5	29.4	-	192.9	0.1669

Sonuçlar

Bu çalışmada, kapalı çevrim sistemlerin geçici hal davranışını şekillendiren bir referans ayarlayıcı yapısı ortaya konmuştur. Harmanlama mekanizmasına dayalı olan bu yapıdaki harmanlama dinamiklerinin tasarımı aktarılmış ve önerilen yeni yapının getirileri çeşitli benzetim örnekleriyle sunulmuştur. Benzetim sonuçları önerilen yapının klasik 1-SD ve 2-SD yapılara göre çok daha üstün olduğunu göstermiştir.



Şekil 6. İkinci benzetim örneği için harmanlama mekanizmasının ürettiği referans işaretler: (a) PI kontrolörü, (b) PID kontrolörü



Şekil 7. İkinci benzetim örneği için elde edilen sonuçlar: (a) PI kontrolörü için sistem çıkışları ve kontrol işaretleri, (b) PID kontrolörü için sistem çıkışları ve kontrol işaretleri, (c) PI ve PID kontrolörleri için basamak yük bozucularına karşı sistem çıkışları ve kontrol işaretleri

Kaynaklar

- Araki, M., (1984). PID control system with reference feedforward PID-FF control system, *Proc. 23rd SICE Society of Instrument and Control Engineers Annual Conf.*, 31-32, Japonya.
- Åström, K.J. ve Hägglund, T., (1985). Automatic tuning of PID controllers based on dominant poles design, *IFAC Adaptive Control of Chemical Processes*, **85**, 205-210.
- Åström, K.J. ve Hägglund, T., (1995). *PID controllers: Theory, design and tuning*, ISA Press: Research Triangle Park, NC.
- Eitelberg, E.A., (1987). A regulating and tracking PI(D) controller, *Int. J. Control*, **45**, 91-95.
- Fujimoto, Y., (1995). Robust servo-system based on two-degree-of-freedom control with sliding mode, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **42**, 3, 272-280.
- Gorez, R., (2003). New design relations for 2-DOF PID-like control systems, *Automatica*, **39**, 901-908.
- Hamamci, S.E., (2005). A robust polynomial-based control for stable processes with time delay, *Electrical Eng.*, **87**, 3, 163-172.

- Hang, C.C. ve Cao, L., (1996). Improvement of transient response by means of variable set point weighting, *IEEE T. Ind. Electron.*, **43**, 4, 477-484.
- Hang, C.C. ve Sin, K.K.A., (1991). A comparative performance study of PID auto-tuners, *IEEE Control Syst. Mag.*, **11**, 41-47.
- Horowitz, I.M., (1963). *Synthesis of Feedback Systems*, Academic Press, London.
- Howze, J.W. ve Bhattacharyya, S.P., (1997). Robust tracking, error feedback, and two-degree-of-freedom controllers, *IEEE Trans. Automat. Contr.*, **42**, 7, 980-983.
- Huang, H-P. ve Lin, F-Y., (2006). Decoupling multivariable control with two degree of freedom, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **45**, 3161-3173.
- Kaya, I., Tan, N., ve Atherton, D.P., (2005). A refinement procedure for PID controllers, *Electrical Eng.*, **88**, 3, 215-222.
- Leva, A. ve Colombo, A.M., (1999). Method for optimising set-point weights in ISA-PID autotuners, *IEE Proc. Control Theory Appl.*, **146**, 2, 137-146.
- Piazzi, A. ve Visioli, A., (2006). A noncausal approach for PID control, *Journal of Process Control*, **16**, 831-843.
- Skogestad, S., (2003). Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning, *J. Process Control*, **13**, 4, 291-309.
- Tian, Y.C. ve Gao, F., (1998). Double-controller scheme for separating load rejection from set-point tracking, *Trans. Institute of Chemical Engineers - Part A*, **76**, 445-450.
- Visioli, A., (1999). Fuzzy logic based set-point weight tuning of PID controllers, *IEEE T. Syst. Man. Cy. -A.*, **29**, 6, 587-592.
- Visioli, A., (2000). Fuzzy logic based tuning of PID controllers for plants with under-damped response, *Proceedings of IFAC Digital Control: Past, Present and Future of PID Control*, , 577-582, Terrassa, Spain.
- Visioli, A., (2004). A new design for a PID plus feedforward controller, *J. Proc. Control*, **14**, 457-463.
- Wallen, A., (2000). Tools for autonomous process control, *PhD thesis*, Lund Inst. of Tech., Sweden.
- Yeşil, E., Güzelkaya, M., Eksin İ., ve Tekin, Ö.A., (2008). Set-point regulator with blending mechanism, *Instrumentation Science & Technology*, **36**, 1-17.
- Zhong, Q.C. ve Li, H.X., (2002). 2-degree-of-freedom proportional-integral-derivative-type controller incorporating the smith principle for processes with dead time, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **41**, 2448-2454.