

Received: November 16, 2017
Accepted: January 17, 2018

Otomatik Ayarlamalı Sinir Hücresi ile Adaptif Kesir Dereceli PID Kontrolör Tasarımı

Hüseyin Arpacı^{1*}, Ömerül Faruk Özgüven², Mehmet Serhat Can³
1* İnönü Üniversitesi, Eğitim Fakültesi, Bilgisayar ve Öğretim Teknolojileri Eğitimi Bölümü, Malatya, Türkiye
2 İnönü Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Malatya, Türkiye
3 Gaziosmanpaşa Üniversitesi, Zile Meslek Yüksekokulu, Tokat, Türkiye

Özet

Bu makalede, otomatik ayarlama nöronları (oto-nöron) kullanarak adaptif kesir dereceli PID (FO-PID) kontrolörün katsayılarının kendiliğinden ayarlanmasına yönelik bir çalışma sunulmaktadır. Katsayıların kendiliğinden uygun bir şekilde ayarlanması yani adaptif kontrol, pratik kontrol uygulamalarında dayanıklılık için çok önemlidir. Çünkü parametre belirsizlikleri ve dış etkenler nedeniyle sistemin katsayılarının değişmesi kontrolörün dayanıklılığını olumsuz yönde etkileyebilir. Kesir dereceli PID kontrolörün adaptif özelliğe sahip olabilmesi için, bu çalışmada önerilen yöntemi kullanarak kontrolörün oransal, integral ve türev kazanç katsayıları çevrimiçi olarak belirlenir. Oto-nöronlar, meyilli azalım (gradient descent) optimizasyonu ile kontrolörün kazanç katsayılarını en uygun şekilde herhangi bir ön eğitime gereksinim olmadan ayarlarlar. Bu nedenle hatayı azaltarak kontrolörün performansını arttırmaları. Kontrol işlemi sırasında kontrol edilen sistemin parametrelerinde bozulma gerçekleşirse, bu bozulmaya karşı oto-nöronlar kontrolör katsayılarını otomatik olarak ayarlama işlemini gerçekleştirirler. Ayrıca bu çalışmada FO-PID kontrolörün Tustin yöntemi kullanarak ayrık zaman domeninde modellenmesi gerçekleştirilir. Böylece önerilen yöntem pratik kontrol uygulamaları için FO-PID kontrolörün uygulanabilirliğini kolaylaştırır. İki simülasyon örneğinde önerilen adaptif kontrol yönteminin performansını göstermek için MATLAB/Simulink kullanılarak oto-nöron içeren FO-PI, FO-PD, FO-PID kontrolörlerin tasarımı gerçekleştirilmiş ve birim basamak cevapları sunulmuştur.

Anahtar kelimeler: Kesir dereceli PID kontrolör, Otomatik ayarlamalı nöron, Adaptif kontrol, dayanıklılık

Adaptive Fractional PID Controller Design with Auto-Tuned Neural Cell

Hüseyin Arpacı^{1†}, Ömerül Faruk Özgüven², Mehmet Serhat Can³

Abstract

In this article, we present a study for the automatic adjustment of the coefficients of the adaptive fractional PID (FO-PID) controller using auto-tuning neurons (auto-neurons). The automatic adaptation of the coefficients (adaptive control) is very important for robustness in practical control applications. Because parameter uncertainties and changes in the coefficients of the system from external factors can adversely affect the robustness of the controller. In order to have the adaptive feature of the fractional PID controller, the proportional, integral and derivative gain coefficients of the controller are determined online using the method proposed in this study. Auto-neurons with gradient descent optimization, adjusts the gain coefficients of the controller optimally without any prior training needs. This improves the controller's performance by reducing the error. If deterioration occurs in the parameters of the controlled system during the control process, the auto-neurons automatically adapt the controller coefficients in response to this decay. Also in this study, by using the Tustin method the discrete time domain modeling of FO-PID controller is performed. Thus, the proposed method facilitates the applicability of the FO-PID controller for practical control

* Corresponding Author, e- mail: huseyin.arpaci@inonu.edu.tr

† Corresponding Author, e- mail: huseyin.arpaci@inonu.edu.tr

applications. To show the control performance and robustness of the proposed adaptive control method, first the FO-PI, FO-PD and FO-PID controllers including auto-neuron designed by using MATLAB / Simulink and then the unit step responses for two simulation examples are presented.

Keywords: Fractional order PID ($PI^{\lambda}D^{\mu}$) controller; Auto-tuning neuron; Discretization Methods; Parameter tuning.

1. Giriş

PID kontrolörler yapısal basitliği ve yeterli derecede performansı nedeniyle kontrol uygulamalarında yaygın olarak tercih edilirler. Bu durum PID kontrol sistemini en aktif araştırma alanı konumuna getirmiştir. Ayrıca araştırmacılar PID kontrolörden en iyi performansı almak için kontrol sisteminin karalılık ve kontrolör katsayılarını ayarlama problemlerine odaklanmışlardır. Ziegler-Nichols (ZN), Cohen-Coon kuralları, Åström-Hägglund yöntemi ve ileri Ziegler-Nichols yöntemi gibi en temel PID kontrolör katsayılarını belirleme ve ayarlama yöntemleri sunulmuştur [1-4]. Gerçek zamanlı kontrol sistemlerinde parametre belirsizlikleri ve dalgalanmaları, öngörülemez sistem bozucu gibi olumsuz durumların etkilerini azaltmak ve gerçek dünya koşullarında dayanıklı kontrol performansı sergilemek için PID kontrolör tasarımları istenmektedir. Bu nedenle PID denetleyici katsayılarının (K_p , K_i , K_d) otomatik veya kendiliğinden ayarlanması için çeşitli yöntemler önerilmiştir. Bu yöntemlerden bazıları; sinir ağı tabanlı algoritmalar [5-7], bulanık mantık teknikleri [8], genetik algoritmalar [9], parçacık sürüsü yöntemleri [10], tabu arama algoritmaları [11], elektromanyetizma benzeri algoritmalar [12], bakterilerin besin arama optimizasyonu algoritmasıdır [13].

Son yirmi yılda, kesir dereceli PID (FO-PID, Fractional Order PID) kontrolöre olan ilgi zaman geçtikçe artmıştır. FO-PID kontrolörde kazanç katsayılarına (K_p , K_i , K_d) ek olarak iki yeni tasarım parametresi (kesirli integratör- λ ve kesirli türev- μ) daha eklenmiştir. Bazı çalışmalarda kesir derecelerinin (λ , μ) kontrolörün performansını arttırdığı gösterilmiştir [14-15]. Bununla birlikte, otomatik ayarlama yöntemleri, FO-PID kontrolörün dayanıklılığının iyileştirilmesi için gereklidir. Literatürde, FO-PID kontrolörlerinin dayanıklılığını arttırmak ve katsayıların pratik olarak ayarlanması için değişik yöntemler önerilmiştir [16-19]. Kesir dereceli türev ve integral, kontrolörün performansını önemli ölçüde artırmaya karşılık katsayıların artması nedeniyle FO-PID kontrolörün geleneksel PID kontrolöre göre, katsayıların kendiliğinden ayarlanmasını ve kontrolörün gerçekleştirilmesini zorlaştırmaktadır.

Sinir ağı kullanarak kendinden ayarlanmalı kontrolör tasarımları, güçlü doğrusal olmayan modelleme kabiliyeti ve uyarlanabilirliği nedeniyle çeşitli kontrol probleminde yaygın olarak kullanılmaktadır [6]. Bu çalışmada, oto-nöronlar aracılığıyla sadece kazanç katsayılarının kendi kendine ayarlanmasıyla, adaptif FO-PID kontrolör tasarım probleminin karmaşıklığı azaltılmaktadır. Oto-nöronlar, kontrol uygulaması için nöronların esnekliğini ve doğrusal olmamasını önemli ölçüde arttıran aktivasyon fonksiyonunun şekilsel olarak çevrimiçi ayarını yaparlar [6-7]. Yani ilk anda ZN yöntemine göre belirlenen FO-PID kontrolörün katsayıları, optimizasyon sırasında oto-nöronlar ve aktivasyon fonksiyonu vasıtasıyla en uygun bir değere getirilir.

Bu çalışmada oto-nöron kullanarak FO-PID kontrolörün kazanç katsayıları (K_p , K_i , K_d) ayarlanır. Oto-nöronlar kontrolörün kazanç katsayılarını şekilsel olarak ayarlamak için genelleştirilmiş hiperbolik tanjant aktivasyon fonksiyonunu kullanır [6-7] ve FO-PID kontrolörün kazanç katsayılarının iteratif güncellemesi için kurallar meyilli azalım optimizasyon yöntemi kullanılarak türetilir [6-7]. Ayrıca kesir dereceli türevlerin iteratif çözümü için Tustin ayrıklaştırma yöntemi kullanılır [20]. Bu makalede iki farklı tasarım örneği mevcuttur; birinci örnekte kendinden ayarlanmalı FO-PI, FO-PD ve FO-PID kontrolörlerin performansı ve ikinci örnekte ise zaman gecikmeli sistem için kendinden ayarlanmalı FO-PID kontrolörünün performansını gösterilmektedir. Ayrıca ikinci

örnekte, oto-nöron kullanarak FO-PID kontrolörün birim basamak yanıtı ile ZN ile ayarlanmış sabit katsayılarla sahip FO-PID kontrolör birim basamak yanıtı karşılaştırılır [16].

Bu makale aşağıdaki gibi organize edilmiştir: İlk bölümde FO-PID kontrolör ve oto-nöron yapısı kısaca anlatılır. Sonraki bölümde FO-PID kontrolör tasarımı için meyilli azalım optimizasyon yöntemi oto-nöronlarına uygulanır. En son bölümde ise örnek tasarımlar ve benzetim sonuçları sunulur.

2. Materyal ve Metot

2.1. Kesir Dereceli PID Kontrolör

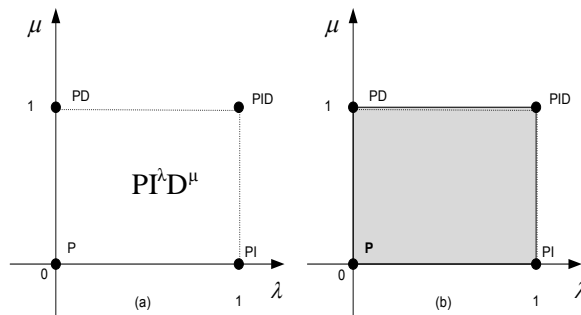
Kesirli cebir işlemlerinde kesirli türev ve integral D^α olarak gösterilir. $\alpha > 0$ için kesirli türev gerçekleşir. $D^\alpha f(t) = \partial^\alpha f / \partial t^\alpha$ ve $\alpha < 0$ için $D^\alpha f(t)$ operatörü kesirli integrali ifade eder. FO-PID denetleyicisi yaygın olarak şu şekilde ifade edilir,

$$u(t) = K_p e(t) + K_i D^{-\lambda} e(t) + K_d D^\mu e(t) \quad (1)$$

Kesirli türevin Laplace dönüşümü $L(D^\alpha f(t)) = s^\alpha F(s)$ ise, FO-PID kontrolör transfer fonksiyonu genel olarak Denklem 2' deki gibi tanımlanır,

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (2)$$

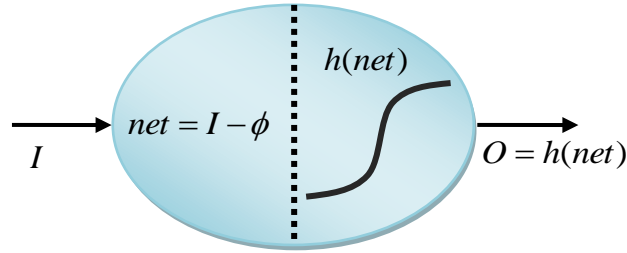
Burada λ integral teriminin ve μ türev teriminin kesirli derecesidir. Kazanç katsayıları K_p , K_i ve K_d sırasıyla oransal, integral ve türev kazanç katsayılarıdır. [14]' de Podlubny, FO-PID kontrolörün hem tamsayı dereceli ve hem de kesir dereceli sistemlerin kontrolünde etkili bir şekilde kullanılabileceğini belirtmiştir. Petras, FO-PID kontrolörün, kontrol sistemleri için daha iyi kontrol performansı ve kararlılık sağladığını ifade etmiştir [24]. Aslında, $\lambda = 1$ ve $\mu = 1$ tamsayı dereceli durumu, yani klasik PID kontrolörü ifade eder. Şekil 1'de, $\lambda - \mu$ düzleminde PID kontrolör yapıları gösterilmektedir. Tamsayı dereceli kontrolörler Şekil 1.a' da 4 köşedeki noktalar ile temsil edilmesine karşın, kesir dereceli denetleyiciler ise Şekil 1.b.' deki gibi taralı alandaki sonsuz sayıda nokta ile temsil edilirler.



Şekil 1.a. $\lambda - \mu$ düzleminde tamsayı dereceli, (b) $\lambda - \mu$ düzleminde kesir dereceli PID kontrolör yapıları

Bir tam sayı dereceli PID kontrolör tasarlamak için gerekli parametre sayısı 3 tanedir (K_p , K_i , K_d). Fakat bir FO-PID kontrolör tasarlamak için gerekli parametre sayısı 5'i bulmaktadır (K_p , K_i , K_d , λ , μ). Bu durum her ne kadar FO-PID kontrolöre daha uygun denetleyici cevapları vermesine neden olsa da, tasarım parametrelerinin artması FO-PID kontrolörün katsayı ayar sorununun karmaşık ve zor duruma gelmesine neden olur.

2.2. Oto-Nöron Modeli

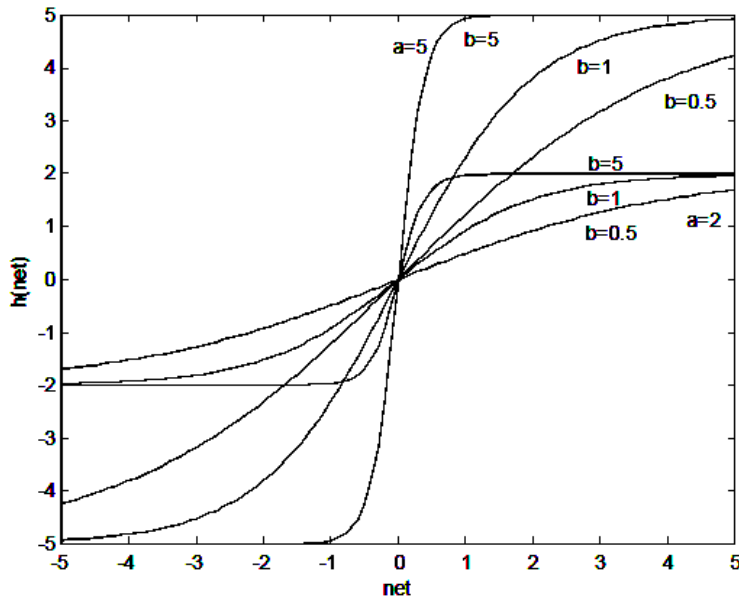


Şekil 2. Otomatik ayarlama nöronunun temel yapısı (Oto-nöron)

Oto-nöronun şematik diyagramı Şekil 2'de gösterilmiştir. Şekil 2'de, I nöronun girdisini, ϕ parametresi ise eşik değeridir ve $net = I - \phi$ nöronun ağ işlemini ifade eder [6, 23]. Nöronun çıkış fonksiyonu;

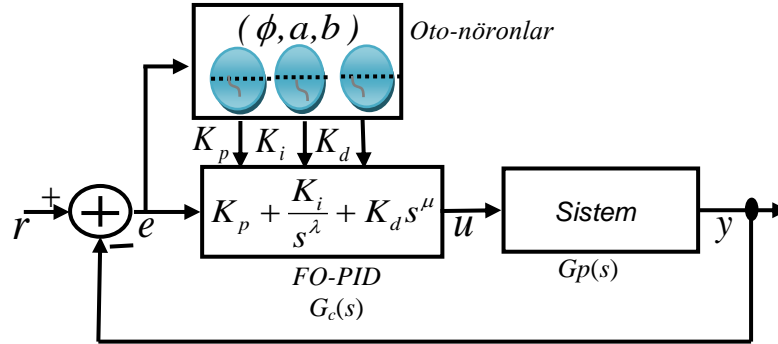
$$O = h(net) = \frac{a * [1 - \exp(-b * net)]}{[1 + \exp(-b * net)]} \quad (3)$$

şeklindedir. Burada $h(\cdot): R \rightarrow R$ fonksiyonu aktivasyon fonksiyonudur ve modifiye hiperbolik tanjant fonksiyonudur. a parametresi doygunluk seviyesini, b parametresi aktivasyon fonksiyonunun eğimini belirtir. Bu parametreler (a , b) Şekil 3' de gösterildiği gibi, çıkış aralığını ayarlama ve aktivasyon fonksiyonunun şekilsel ayarı için kullanılır ve kontrol uygulamalarının gereksinimleri için duruma göre nörona değişkenlik sağlar. Bu çalışmada, oto-nöronlarının çıkışları FO-PID kontrolörünün kazanç katsayıları (K_p , K_i , K_d) olarak kullanılır.



Şekil 3. Farklı a ve b değerler için modifiye hiperbolik tanjant fonksiyonunun grafikleri

2.3. Adaptif Kesir Dereceli PID Kontrol Sistemi



Şekil 4. Oto-nöron içeren FO-PID kontrol sisteminin blok diyagramı

Bu çalışma, oto-nöronlar ile adaptif kesir dereceli PID denetleyicisini geliştirmeyi hedeflemektedir. Önerilen kontrolör sisteminin blok diyagramı Şekil 4.'de gösterilmiştir. Nöronların çıkışları FO-PID bloğunun kazanç katsayılarını besler. Oto-nöronlar, sapma değeri (ϕ), doyma seviyesi (a) ve eğim (b); şekilsel ayar olarak da adlandırılan aktivasyon fonksiyonunun parametrelerinin değerlerini ayarlayarak kontrolörün katsayılarını en iyi değere getirirler. Yani doğrusal olmayan aktivasyon fonksiyonunun şekli, doygunluk seviyesi (a) ve eğim (b) değerleri ile kontrol edilir. Optimizasyon, kontrol sisteminin karesel hatasının toplamını en aza indirmek için meyilli azalım metodu $J_{opt} = \min_{\{\phi, a, b\}}(J)$ kullanılarak gerçekleştirilir.

$$J = \int e^2 dt, \quad (4)$$

Şekil 4' te optimizasyonda kullanılan kapalı kontrol sisteminin hata sinyali $e = r - y$ şeklinde tanımlanır. Döngüsel olarak hatanın karesinin toplamı yerel minimuma yaklaştığında, kontrol sisteminin çıkışı referans girişine yaklaşır ve bu nedenle nöronların adaptasyonu tamamlanır ve en iyi sistem cevabı elde edilir.

Önerilen yöntemin sistem modelinden bağımsız olmasını sağlamak için, sistemin çıkışının girişine bağımlılığı kesinlikle artan veya azalan fonksiyonlar olarak kabul edilir. Bu nedenle sistem modeli optimizasyon sürecinde $\text{sgn}[\partial y / \partial u] = \{-1, 1\}$ şeklinde temsil edilir [6]. Eğer sistemin çıkışı, giriş ile artarsa pozitif eğimlidir ve +1 değerini verir. Aksi halde negatif eğimlidir ve optimizasyon işlemi için -1 değerini verir. Meyilli azalım optimizasyonunun, $\partial y / \partial u < \infty$ olduğunda yerel optimal bir noktaya (J_{opt}) yakınsama için $\partial y / \partial u$ 'nın işaretinin kullanılmasının gerekli olduğu gösterilmiştir [21-22]. $\partial y / \partial u$ 'nın işareti, çalışma aralıklarında sisteme test giriş sinyali uygulanarak kolayca tahmin edilebilir.

2.4. Oto-nöronlar ile Adaptif Kesir Dereceli PID Kontrolör ($PI^\lambda D^\mu$) Tasarımı ve Adaptif Kesir Dereceli PID Kontrol Sistemi

Şekil 4' de gösterilen tek girişli-tek çıkışlı bir sistemde, $G_p(s)$ tamsayı veya kesirli dereceli sistemin transfer fonksiyonunu temsil etmektedir. $G_c(s)$ ise oto-nöronlar ile katsayıları ayarlanacak olan FO-PID kontrolörü göstermektedir. Şekil 4.'deki kontrol sistemindeki hedef, sistemi kararlı hale getiren

FO-PID kontrolörün kazanç katsayılarının K_p , K_i ve K_d , minimum karesel hata (J_{opt}) ile çevrimiçi ayarlanmasıdır.

FO-PID kontrolörü zaman düzleminde Denklem 5' de görüldüğü gibi üç bileşene ayırabiliriz.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i D^{-\lambda} e(t) + K_d D^\mu e(t) = u_1(t) + u_2(t) + u_3(t) \quad (5)$$

$$u_1(t) = K_p e(t), u_2(t) = K_i D^{-\lambda} e(t), u_3(t) = K_d D^\mu e(t)$$

Tustin ayrıklaştırma yöntemini kullanarak [20] kesir dereceli $s = w(z^{-1})$ ifadesinin z domenindeki denklemi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$s^{\pm r} = (w(z^{-1}))^{\pm r} = \left(\frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)^{\pm r} \quad (6)$$

Tustin ayrıklaştırma yöntemine göre, kesir dereceli türev teriminin s^r , $r > 0$ z domenindeki filtre ifadesi Denklem 7'deki gibi yazılabilir.

$$s^r = (w(z^{-1}))^r = \left(\frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)^r = \left(\frac{2}{T} \right)^r \frac{P_p(z^{-1})}{Q_q(z^{-1})} = \left(\frac{2}{T} \right)^r \frac{\sum_{i=0}^m p_i z^{-i}}{\sum_{i=0}^n q_i z^{-i}} \quad (7)$$

Kesir dereceli integratör teriminin (s^{-r} , $r > 0$) z domenindeki filtre ifadesi Denklem 8'deki gibi yazılabilir.

$$s^{-r} = (w(z^{-1}))^{-r} = \left(\frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)^{-r} = \left(\frac{2}{T} \right)^{-r} \frac{Q_q(z^{-1})}{P_p(z^{-1})} = \left(\frac{2}{T} \right)^{-r} \frac{\sum_{i=0}^n q_i z^{-i}}{\sum_{i=0}^m p_i z^{-i}} \quad (8)$$

Denklem 5, 7 ve 8' i kullanarak, FO-PID kontrolörün z domenindeki ifadesi,

$$G_c(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K_p + K_i (w(z^{-1}))^{-\lambda} + K_d (w(z^{-1}))^\mu \quad (9)$$

şeklinde yazılabilir. Denklem 9'daki z domenindeki FO-PID kontrolör, Denklem 10, 11, 12'deki aşağıdaki üç bileşenin toplamından oluşur.

$$u_1(z) = K_p E(z) \quad (10)$$

$$u_2(z) = K_i (w(z^{-1}))^{-\lambda} E(z) \quad (11)$$

$$u_3(z) = K_d (w(z^{-1}))^\mu E(z) \quad (12)$$

Denklem 9' da $u_1(z)$ sadece K_p kazancını içerdiği için ayrık zaman domeninde Denklemi 13'deki gibi yazılabilir.

$$u_1(k) = K_p e(k) \quad (13)$$

Tablo 1' den, $p = q = 1$, $P_p(z^{-1})$, $k = 1$ ve $Q_q(z^{-1})$, $k = 0$ için sırasıyla $(1-\lambda z^{-1})$ ve $(1+\lambda z^{-1})$ olarak alınabilir [20], ve $u_2(k)$ ayrık zaman domeninde aşağıdaki gibi yazılır.

$$u_2(z) = K_i \left(\frac{2}{T}\right)^{-\lambda} \frac{Q_q(z^{-1})}{P_p(z^{-1})} E(z) \quad (14)$$

$$u_2(z)P_p(z^{-1}) = K_i \left(\frac{2}{T}\right)^{-\lambda} Q_q(z^{-1})E(z) \quad (15)$$

$$u_2(z)(1-\lambda z^{-1}) = K_i \left(\frac{2}{T}\right)^{-\lambda} (1+\lambda z^{-1})E(z) \quad (16)$$

$$u_2(k) = K_i \left(\frac{2}{T}\right)^{-\lambda} (e(k) + \lambda e(k-1)) + \lambda u_2(k-1) \quad (17)$$

Tablo 1'den $p = q = 1$ için [20], $P_p(z^{-1}) = (1+\mu z^{-1})$, ($k = 1$) ve $Q_q(z^{-1}) = (1-\mu z^{-1})$, ($k = 0$) göz önüne alındığında, $u_3(k)$ ayrık zaman domenindeki ifadesi aşağıdaki denklemlerde gösterilmiştir.

$$u_3(z) = K_d \left(\frac{2}{T}\right)^\mu \frac{P_p(z^{-1})}{Q_q(z^{-1})} E(z) \quad (18)$$

$$u_3(z)(1+\mu z^{-1}) = K_d \left(\frac{2}{T}\right)^\mu (1-\mu z^{-1})E(z) \quad (19)$$

$$u_3(k) = K_d \left(\frac{2}{T}\right)^\mu (e(k) - \mu e(k-1)) - \mu u_3(k-1) \quad (20)$$

Denklem 13, 17 ve 20 toplanarak FO-PID kontrolör için,

$$U(k) = K_p e(k) + K_i \left(\frac{2}{T}\right)^{-\lambda} (e(k) + \lambda e(k-1)) + \lambda u_2(k-1) + K_d \left(\frac{2}{T}\right)^\mu (e(k) - \mu e(k-1)) - \mu u_3(k-1) \quad (21)$$

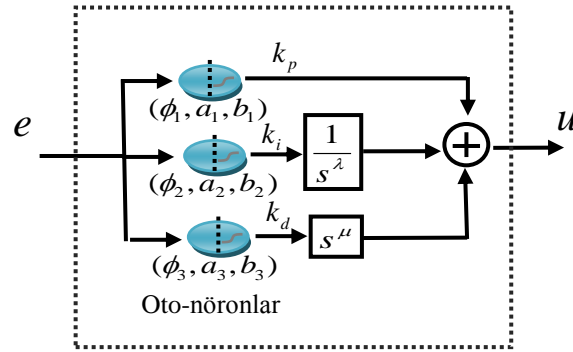
denklemini bulunur. Bu denklem FO-PID kontrolörün ayrık zamanındaki transfer fonksiyonunu göstermektedir.

Tablo 1. α kesir derecesi için $P_p(z^{-1})$ $k = 1$ ve $Q_q(z^{-1})$ $k = 0$ için polinom ifadeleri

p = q	$P_p(z^{-1})$ $k = 1$ ve $Q_q(z^{-1})$ $k = 0$ için
1	$(-1)kz - 1\alpha + 1$
3	$(-1)k(\alpha 3 - 4\alpha)z - 3 + (6\alpha 2 - 9)z - 2 + (-1)k15z - 1\alpha + 15$
5	$(-1)k(\alpha 5 - 20\alpha 3 + 64\alpha)z - 5 + (-195\alpha 2 + 15\alpha 4 + 225)z - 4 + (-1)k(105\alpha 3 - 735\alpha)z - 3 + (420\alpha 2 - 1050)z - 2 + (-1)k945z - 1\alpha + 945$

Oto-nöronlar, Denklem 21’de verilen FO-PID kontrolör transfer fonksiyonu dikkate alınarak yeniden tasarlanması gerekmektedir.

2.5. Kesir Dereceli PID Kontrolör için oto-nöronlar ile adaptif uyarlama işlemi



Şekil 5. Oto- nöronlar ile katsayıları ayarlanan FO-PID kontrolörün blok diyagramını

Şekil 5’de gösterilen oto-nöronun parametre vektörü için $\theta = [\phi_i, a_i, b_i]^T$ meyilli azalım optimizasyonu ile ilgili matematiksel denklemler aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\frac{\partial J}{\partial a_i} = \frac{\partial J}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial u_i} \frac{\partial u_i}{\partial O_i} \frac{\partial O_i}{\partial a_i} \quad (22.a)$$

$$\frac{\partial J}{\partial b_i} = \frac{\partial J}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial u_i} \frac{\partial u_i}{\partial O_i} \frac{\partial O_i}{\partial b_i} \quad (22.b)$$

$$\frac{\partial J}{\partial \phi_i} = \frac{\partial J}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial u_i} \frac{\partial u_i}{\partial O_i} \frac{\partial O_i}{\partial \phi_i} \quad (22.c)$$

Burada i indeksi ($i = 1$ ise K_p , $i = 2$ ise K_i ve $i = 3$ ise K_d) için FO-PID’ e bağlı nöron çıkışlarını gösterir.

Karesel hata toplamı şu şekilde tanımlanır,

$$J(k) = \frac{1}{2} [y_d(k) - y(k)]^2 \quad (23)$$

$$J(k) = \frac{1}{2} e^2(k) \quad (24)$$

$y_d(k)$ istenen çıkış değeri, $y(k)$ kontrol edilen sistem çıkışıdır. Denklem 24’ten,

$$\frac{\partial J}{\partial y} = -e \quad (25)$$

yazılır.

Denklem 21 'den faydalanarak Denklem 26 bulunur.

$$\frac{\partial u_i}{\partial O_i} = \begin{cases} e(k) & i = 1 \\ e(k) + \lambda e(k-1) & i = 2 \\ e(k) - \mu e(k-1) & i = 3 \end{cases} \quad 107$$

(26)

Denklem 3 göz önüne alındığında, denklem 27.a, 27.b ve 27.c denklemleri bulunur.

$$\frac{\partial O_i}{\partial a_i} = \frac{O_i}{a_i} \quad (27.a)$$

$$\frac{\partial O_i}{\partial \phi_i} = -\frac{a_i b_i}{2} \left(1 + \frac{O_i}{a_i}\right) \left(1 - \frac{O_i}{a_i}\right) \quad (27.b)$$

$$\frac{\partial O_i}{\partial b_i} = \frac{a_i \text{net}}{2} \left(1 + \frac{O_i}{a_i}\right) \left(1 - \frac{O_i}{a_i}\right) \quad (27.c)$$

$\partial y / \partial u$ değerinin kontrol edilen sistemin karakterine bağlı olarak belirlenmesi gerekir. Basitleştirme ve sistemden bağımsız çözümler için, sistem modelleri $\text{sgn}[\partial y / \partial u] = \{-1, 1\}$ biçiminde gösterilir [6]. Bu durumda meyilli azalım optimizasyonu için, eğer sistem çıkışı, girişin artması ile artıyorsa veya girişin azalması ile azalıyorsa 1, aksi takdirde -1 alınmalıdır.

Denklem 25, 26 ve 27 dikkate alınarak, eğilim (ϕ), doyma seviyesi (a) ve eğim (b) parametreleri aşağıdaki denklemlerle elde edilir.

$$a_i(k+1) = a_i(k) + \eta_i e \cdot \text{sgn}\left[\frac{\partial y}{\partial u_i}\right] \cdot \frac{\partial u_i}{\partial O_i} \frac{O_i}{a_i} \quad (28.a)$$

$$b_i(k+1) = b_i(k) + \eta_i e \cdot \text{sgn}\left[\frac{\partial y}{\partial u_i}\right] \cdot \frac{\partial u_i}{\partial O_i} \frac{a_i \text{net}_i}{2} \left(1 + \frac{O_i}{a_i}\right) \left(1 - \frac{O_i}{a_i}\right) \quad (28.b)$$

$$\phi_i(k+1) = \phi_i(k) - \eta_i e \cdot \text{sgn}\left[\frac{\partial y}{\partial u_i}\right] \cdot \frac{\partial u_i}{\partial O_i} \frac{a_i b_i}{2} \left(1 + \frac{O_i}{a_i}\right) \left(1 - \frac{O_i}{a_i}\right) \quad (28.c)$$

FO-PID kontrolörün kesir dereceleri, ZN yöntemine göre belirlenir ve kontrolörün optimizasyon esnasında karmaşıklığını ve sistem kararsızlığı riskini azaltmak için kesir dereceleri sabit tutulur.

3. Tasarım Örnekleri

Bu bölümde, iki farklı sistem için örnek uygulama sunulmuştur. Birinci örnekte adaptif FO-PI, FO-PD ve FO-PID kontrolör yapıları için MATLAB/Simulink tasarımları ve simülasyon sonuçları verilmiştir. İkinci örnek ise FO-PID kontrolör ile zaman gecikmeli sistem için elde edilen birim basamak cevapları gösterilmektedir. Ayrıca ZN yöntemi ile K_p , K_i ve K_d katsayıları bulunan ve kontrol işlemi sırasında sabit tutulan FO-PID kontrolörle karşılaştırılmaktadır.

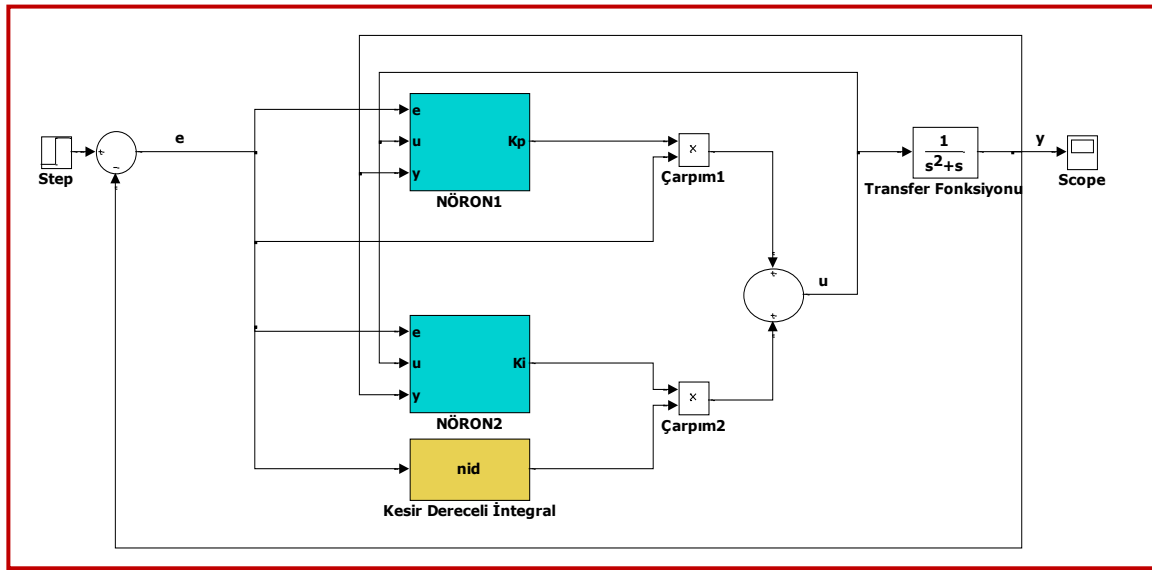
Örnek 1:

Kontrol edilen sistemin transfer fonksiyonu Denklem 29'da gösterilmiştir.

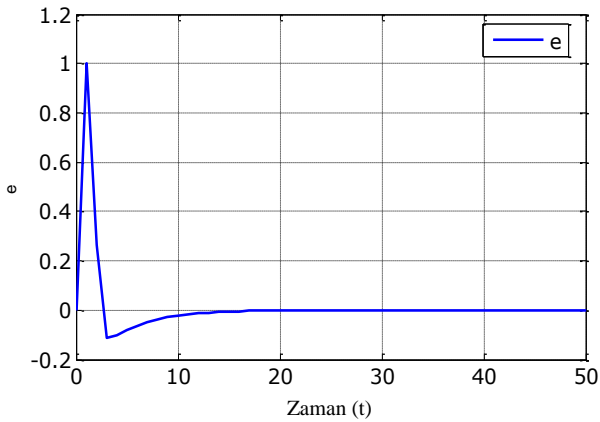
$$G_p(s) = \frac{K}{s(s + \tau)} \quad (29)$$

Transfer fonksiyonunun farklı K ve τ parametreleri için adaptif FO-PI, FO-PD ve FO-PID kontrolör simülasyonları gerçekleştirilmiş ve birim basamak cevapları bulunmuştur.

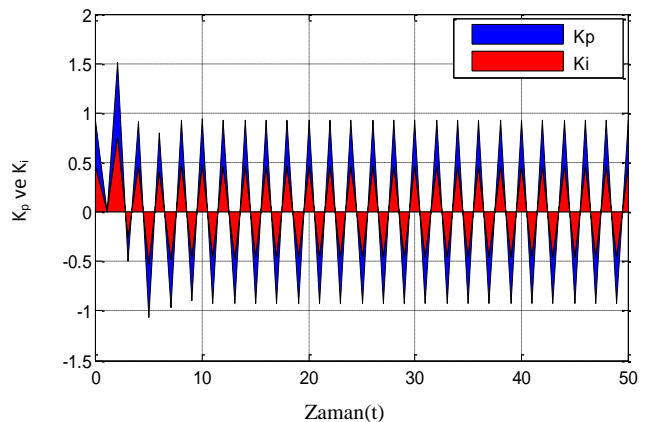
Şekil 6'da oto-nöronlar içeren adaptif FO-PI kontrolörün MATLAB/Simulink tasarımı gösterilmektedir. Şekil 7, kontrolör hatası ve kontrolör katsayıları K_p ve K_i 'nin değişimini, Şekil 8, a , b , θ parametrelerindeki ve u işaretindeki değişimi, Şekil 9 ise kontrolörün farklı K ve τ değerleri için birim basamak cevaplarını göstermektedir.



Şekil 6. Oto-nöron içeren adaptif FO-PI kontrolör için MATLAB / Simulink tasarımı

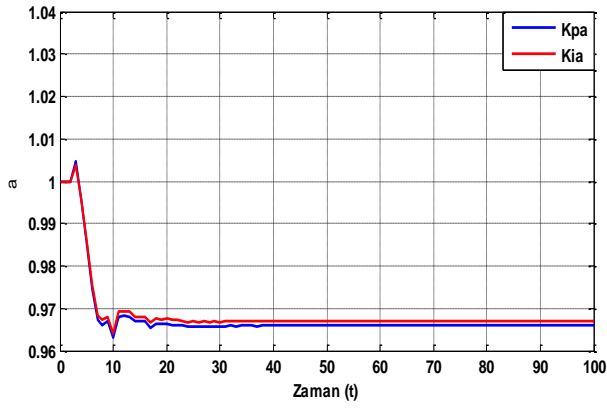


(a)

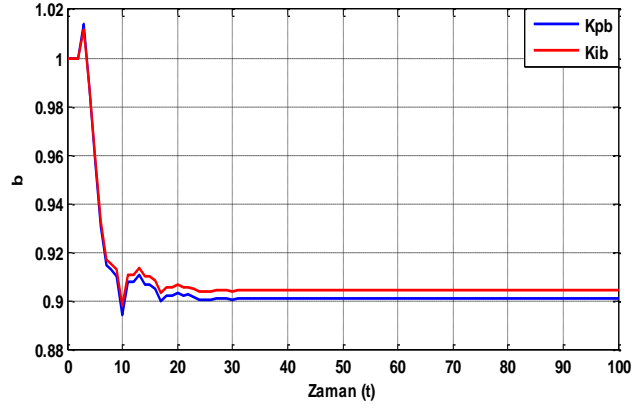


(b)

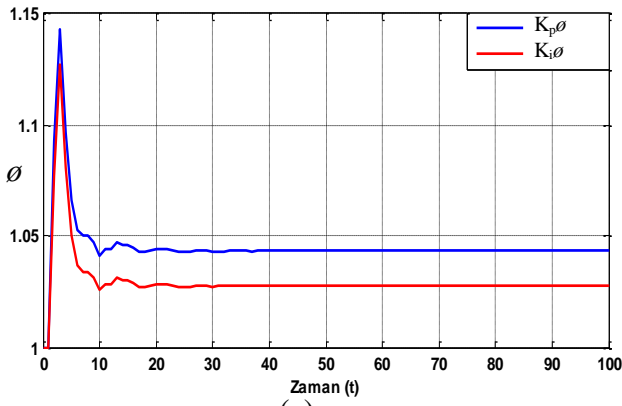
Şekil 7. a- Hata (e) değişimi, b- $K=1$ ve $\tau=1$ değerleri için K_p ve K_i değişimleri



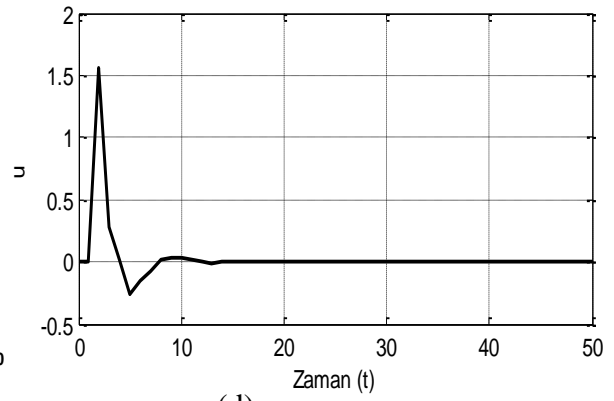
(a)



(b)

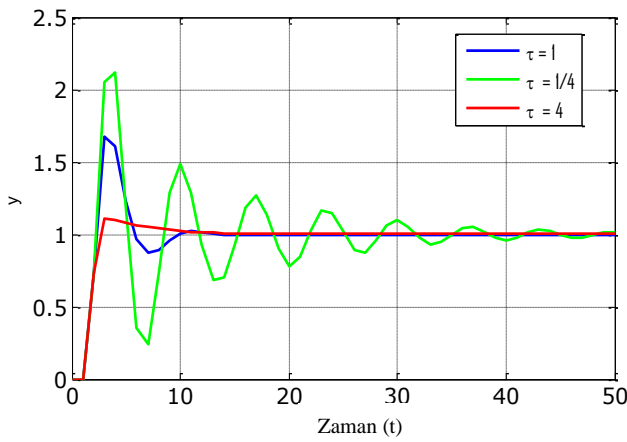


(c)

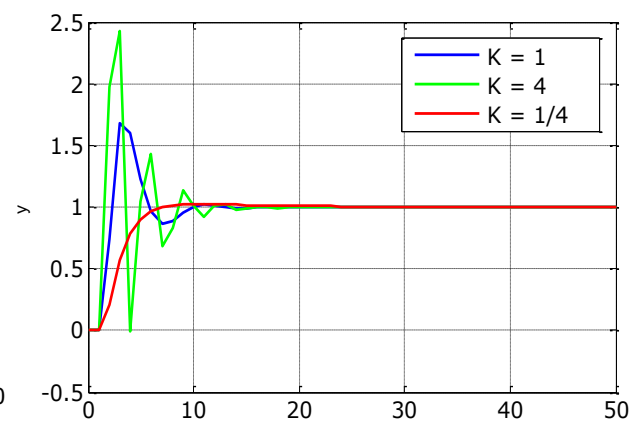


(d)

Şekil 8. a- a parametresindeki değişim, b- b parametresindeki değişim, c- \varnothing parametresindeki değişim, d- u işaretinin değişimi



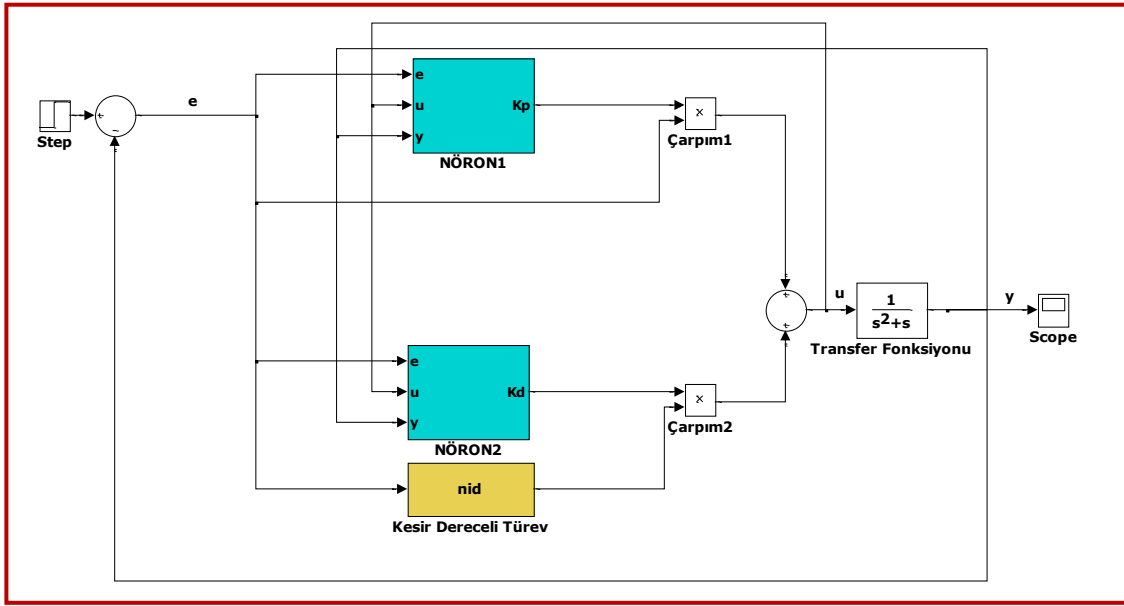
(a)



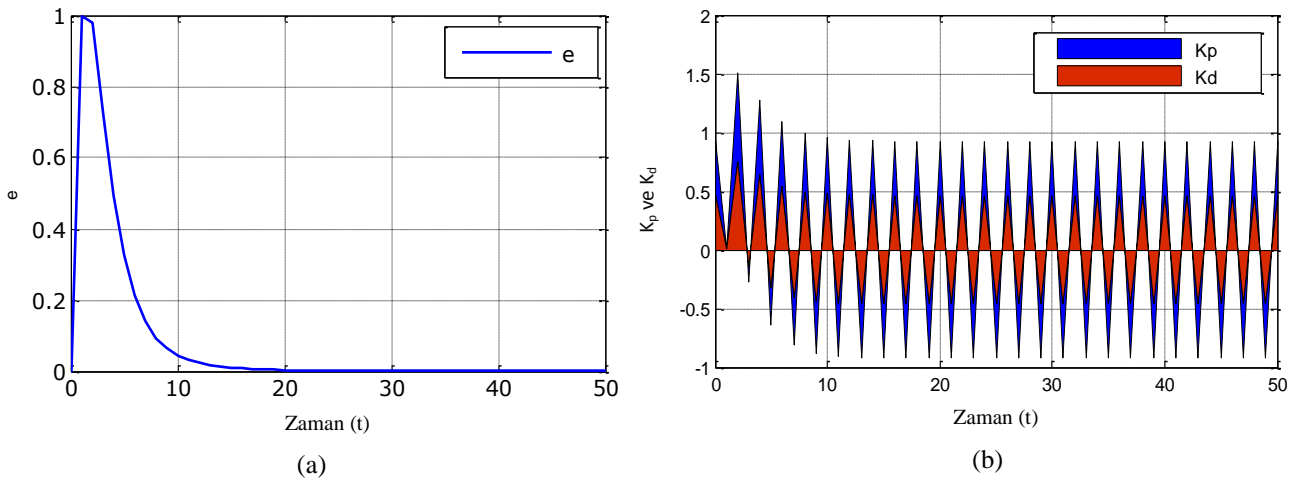
(b)

Şekil 9. a- Adaptif FO-PI kontrolörün $K = 1$ ve $\tau = 1/4, 1, 4$ b- $K = 1/4, 1, 4$, ve $\tau = 1$ değerleri için sistemin birim basamak cevapları

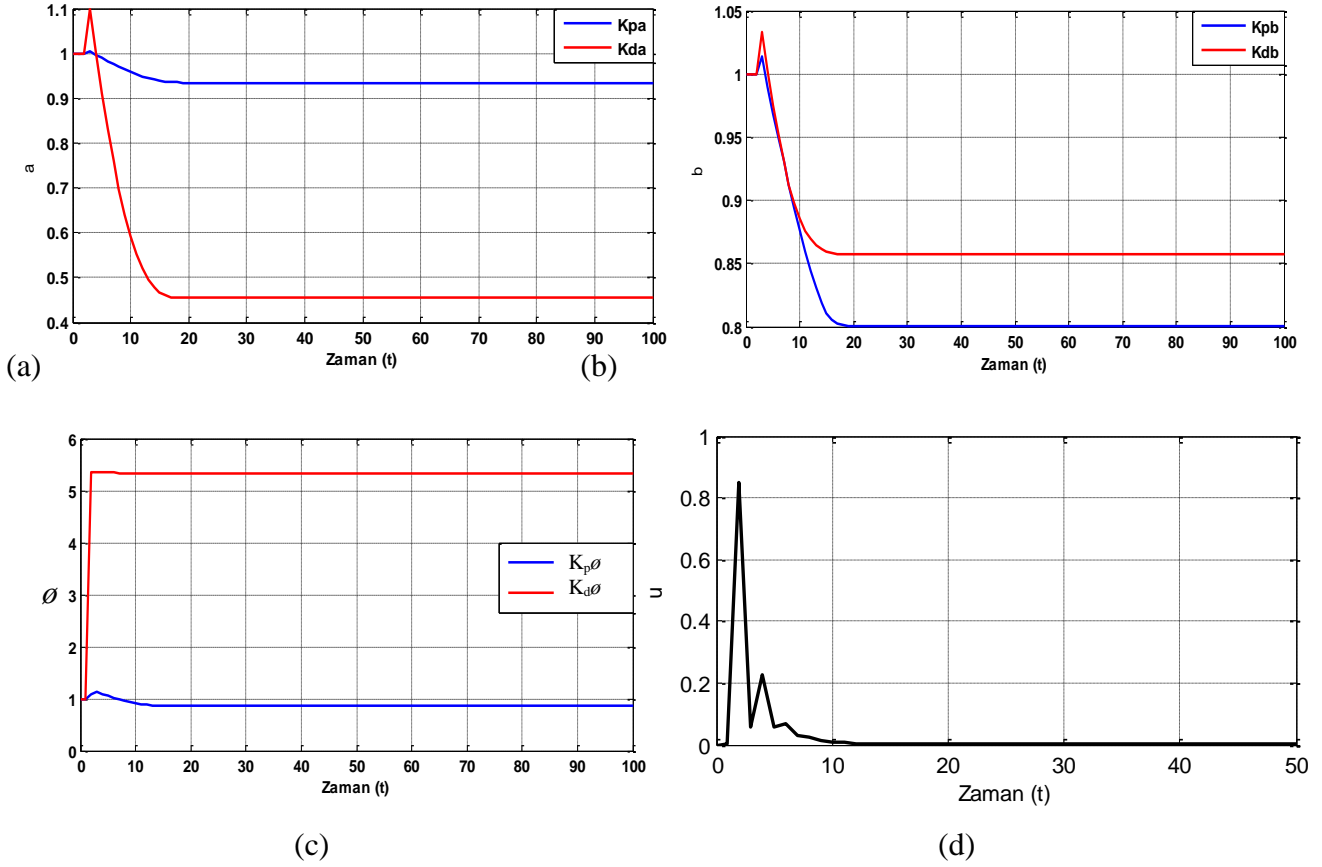
Şekil 10'da FO-PD Kontrolörün blok diyagramı gösterilmiştir. K_p katsayısı için nöron1 ve K_d katsayısı için nöron2 kullanılmıştır. Şekil 11, hata (e) değişimini, nöron1 (K_p) ve nöron2 (K_d) çıkışlarındaki grafikleri, Şekil 12, a, b, θ parametrelerindeki ve u işaretindeki değişimi, Şekil 13 ise kontrol edilen sistemin farklı τ ve k değerleri için birim basamak cevaplarını göstermektedir.



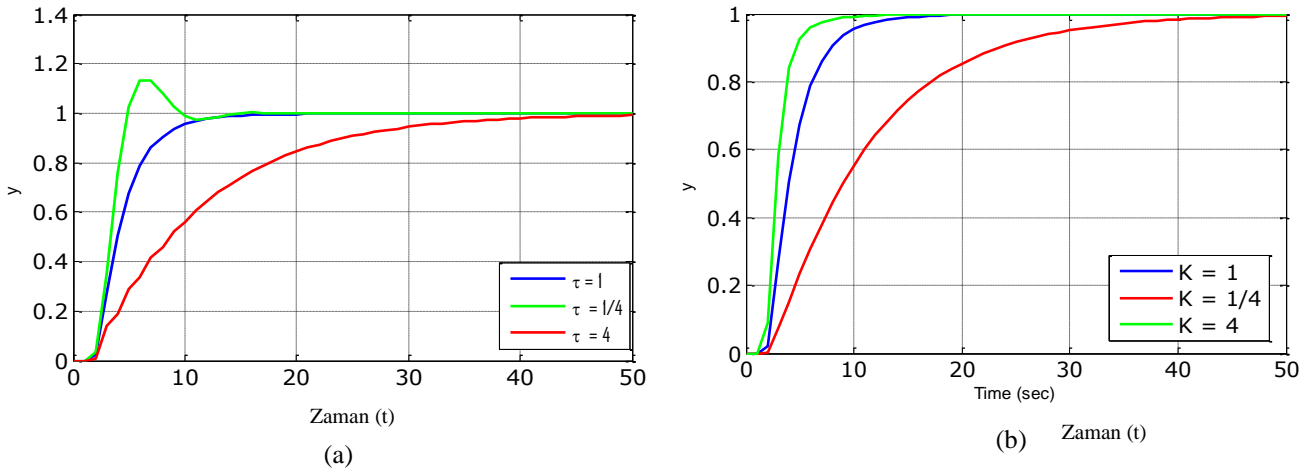
Şekil 10. Oto-nöron içeren adaptif FO-PD kontrolör için MATLAB / Simulink tasarımı



Şekil 11. a - Hata (e) değişimi, b- $K = 1$ ve $\tau = 1$ değerleri için K_p ve K_d değişimleri

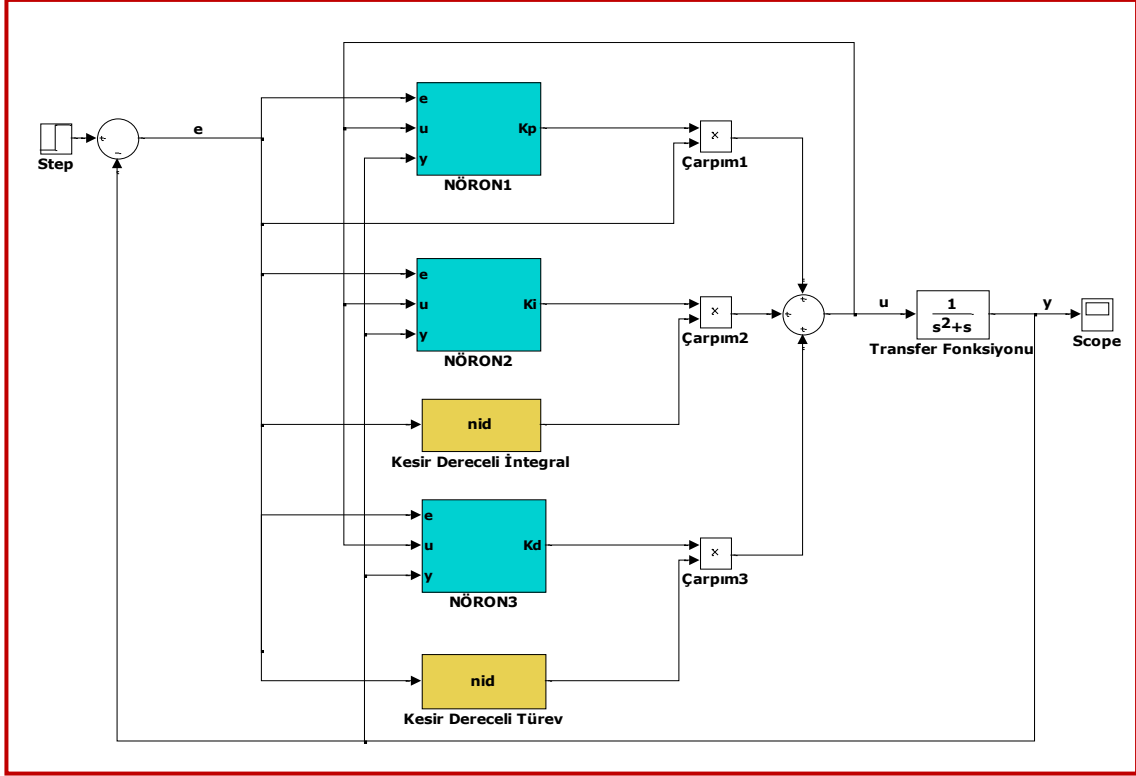


Şekil 12. a- a parametresindeki değişim, b- b parametresindeki değişim, c- θ parametresindeki değişim, d- u işaretinin değişimi

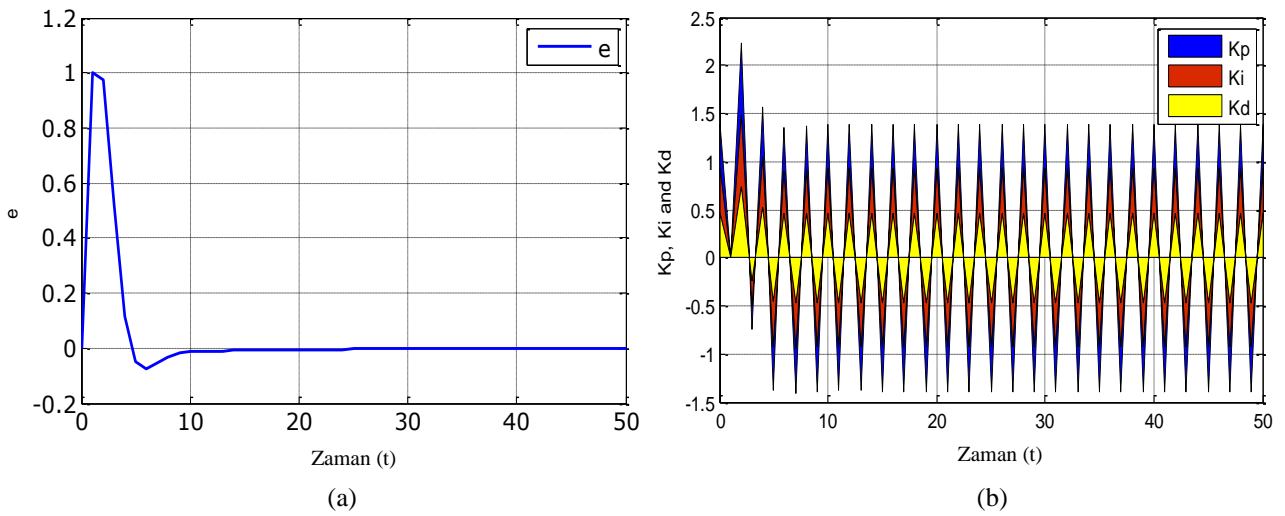


Şekil 13. a- Adaptif FO-PD kontrolörün $K = 1$ ve $\tau = 1/4, 1, 4$ b - $K = 1/4, 1, 4$, ve $\tau=1$ değerleri için sistemin birim basamak cevapları

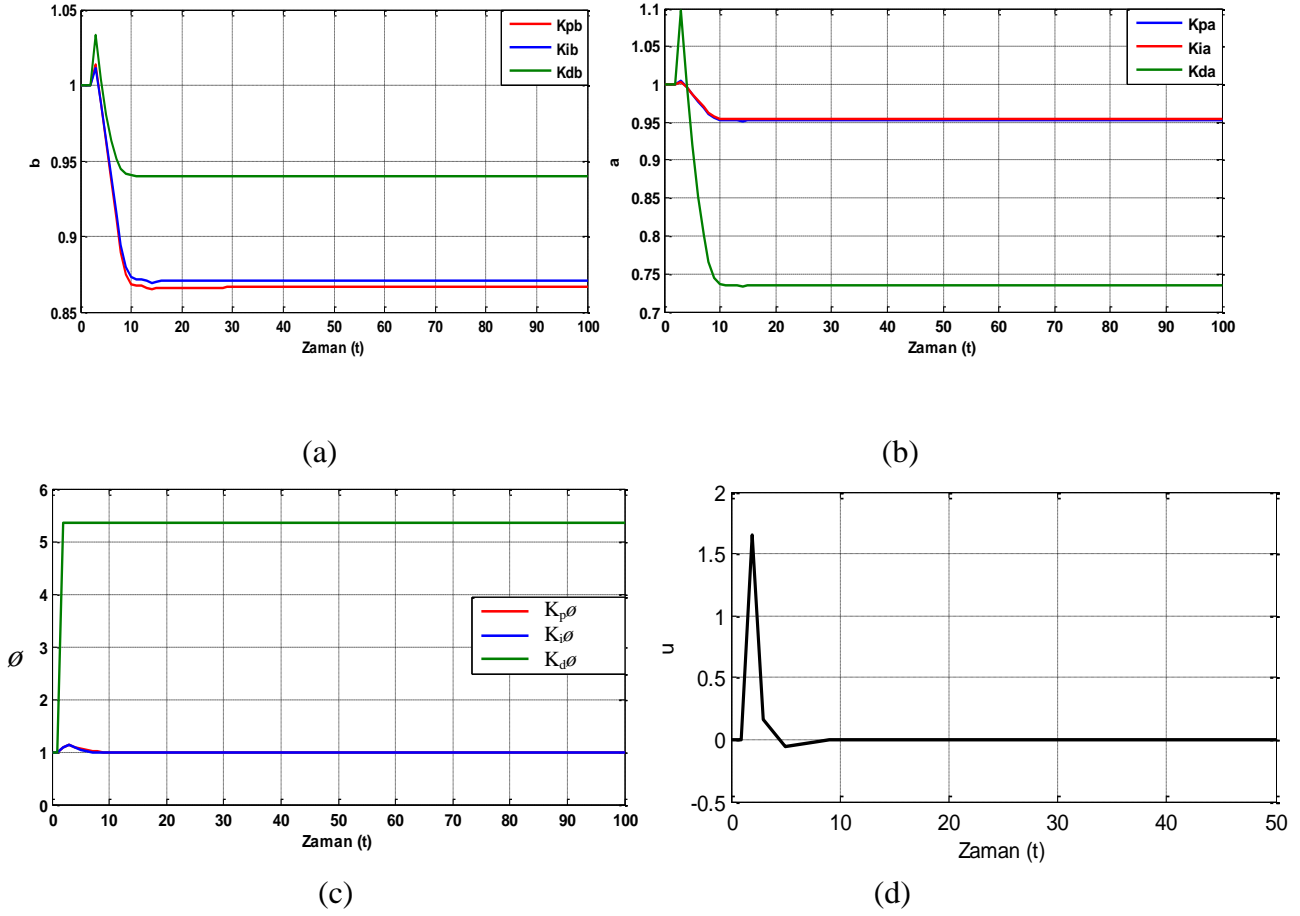
FO-PID Kontrolörün MATLAB/Simulink programında tasarlanan blok diyagramı Şekil 14’de gösterilmiştir. K_p , K_i , K_d katsayıları için sırasıyla nöron1, nöron2 ve nöron3 kullanılmıştır. Şekil 15’ de, hata (e), nöron1 (K_p), nöron2 (K_i) ve nöron3 (K_d) çıkışlarındaki grafikleri, Şekil 16, a , b , \emptyset parametrelerindeki ve u işaretindeki değişimi, Şekil 17 ise kontrol edilen sistemin farklı τ ve k değerleri için birim basamak cevaplarını göstermektedir.



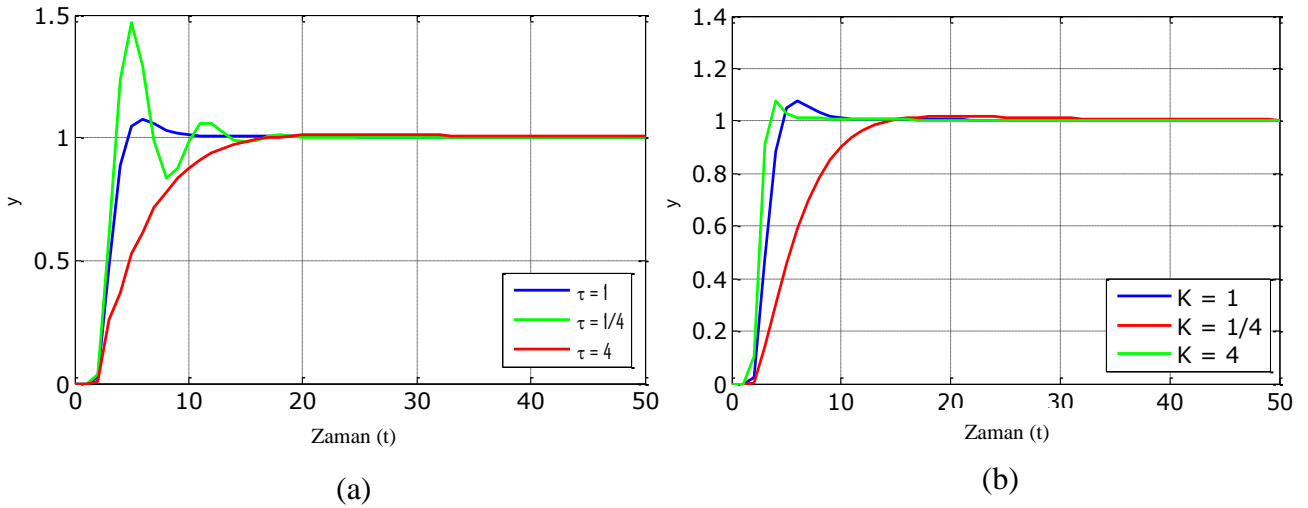
Şekil 14. Oto-nöron içeren adaptif FO-PID kontrolör için MATLAB / Simulink tasarımı



Şekil 15. a- Hata (e) grafiği, b- $K = 1$ ve $\tau = 1$ değerleri için K_p , K_i ve K_d değişim grafikleri



Şekil 16. a- a parametresindeki değişim, b- b parametresindeki değişim, c- ϕ parametresindeki değişim, d- u işaretinin değişimi



Şekil 17. a- Adaptif FO-PID kontrolörün $K = 1$ ve $\tau = 1/4, 1, 4$. b- $K = 1/4, 1, 4$, ve $\tau=1$ değerleri için sistemin birim basamak cevapları

Simülasyon sonuçları adaptif $PI^{\lambda}D^{\mu}$ kontrolörün, adaptif PI^{λ} ve PD^{μ} kontrolörlerine kıyasla daha düşük taşmalı ve daha hızlı cevaplar verebildiği görülmektedir. Şekil 13 (a)'da, adaptif $PI^{\lambda}D^{\mu}$ kontrolör hatasının yaklaşık on saniyede sıfıra yaklaştığı görülmektedir.

Adaptif FO-PI, FO-PD ve FO-PID kontrolörlerin kazanç katsayıları, oto-nöronlar vasıtasıyla sürekli dinamik olarak ayarlanarak kontrolör hatası sıfır yapılır. Bu şekilde nöronlar karesel hatanın (J) toplamını optimize ederek hata sinyali ve dolayısıyla karesel hatanın azalmasını aktif olarak destekler. Bu durumda Şekil 15.b'deki gibi simülasyon sırasında kontrolün kazanç katsayılarının değişmesine neden olur ve adaptif FO-PID kontrolörüne kazanç katsayılarının sistem davranışına göre değişkenlik sağlar. Böylece adaptif FO-PID kontrolör, klasik FO-PID kontrolöre göre kontrol performansını daha da artırır. Bu çalışmada önerilen kontrolörün kontrol edilen sistemde birtakım bozucu dış etkenlerin gerçekleşmesi durumunda adaptasyon becerisi (kontrolörün kazanç katsayılarının çevrimiçi ayarlaması) sayesinde dayanıklılığının artmasını sağlar.

Örnek 2.

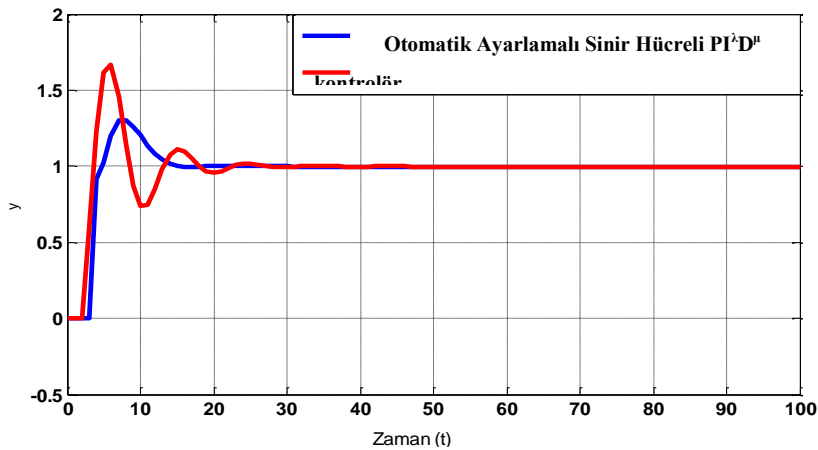
Bu örnekte oto-nöron içeren adaptif FO-PID kontrolör ile ZN yöntemine göre katsayıları bulunan FO-PID kontrolörün birim basamak cevapları karşılaştırılmıştır. Kontrol edilen sistemin zaman geçikmesi içeren transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$G(s) = \frac{k}{\tau s + 1} e^{-Ls} = \frac{0.55}{62s + 1} e^{-1s} \quad (30)$$

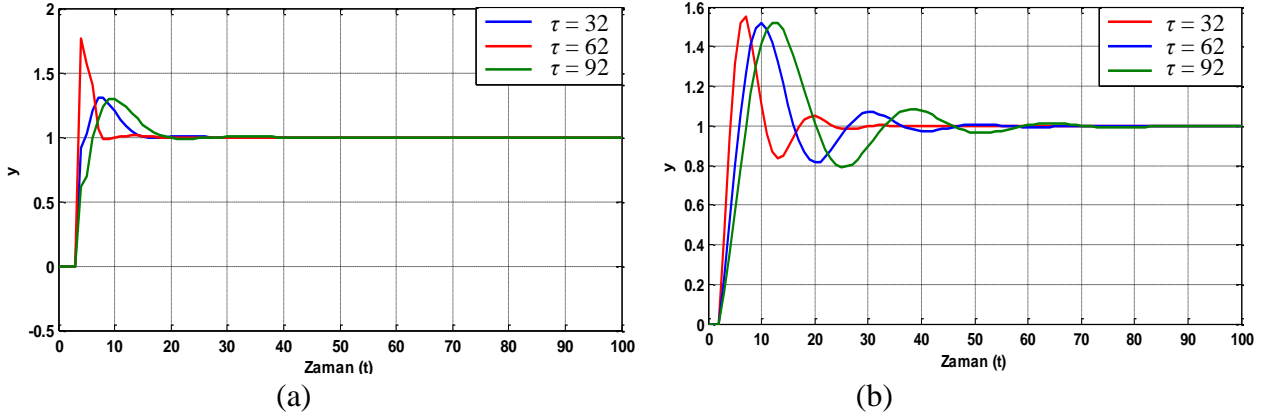
Katsayıları ZN yöntemine göre bulunan FO-PID kontrolör, Denklem 31'de gösterilmiştir. Adaptif FO-PID kontrolörün integral ($\lambda = 0.5405$) ve türev ($\mu = 0.3003$) dereceleri Denklem 31'deki gibi alınmış ve kontrolör kazanç katsayıları (K_p, K_i, K_d) katsayıları için oto-nöronlar tarafından çevrimiçi olarak ayarlanmıştır.

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu = 1.9545 + \frac{8.2188}{s^{0.5405}} + 15.1733s^{0.3003} \quad (31)$$

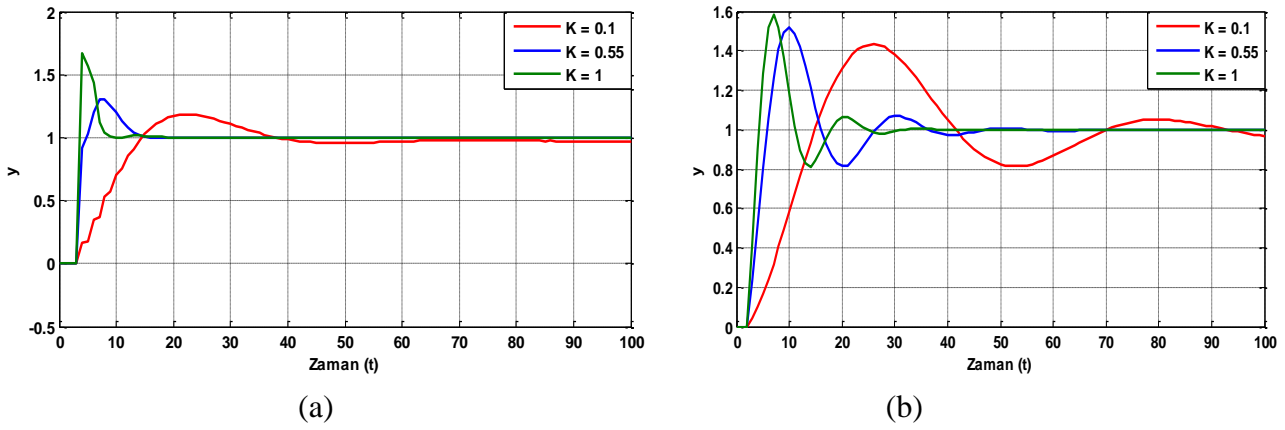
Şekil 18'de her iki kontrolörden alınan birim basamak cevapları karşılaştırılmıştır. Şekil 18'de, adaptif FO-PID kontrolörün birim basamak cevabı, ZN yöntemine göre ayarlanan sabit katsayılı FO-PID kontrolöre kıyasla daha az yükselme ve yerleşme zamanına sahip olduğu görülmektedir.



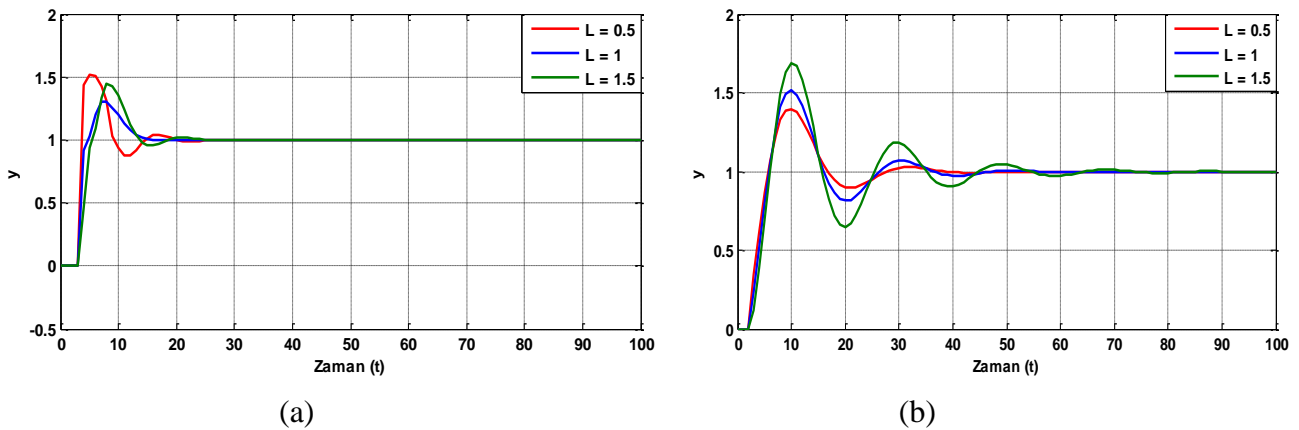
Şekil 18. Adaptif FO-PID kontrolör ile ZN yöntemine göre elde edilen sabit katsayılı FO-PID kontrolörün birim basamak cevaplarının karşılaştırılması



Şekil 19. a – Farklı $\tau = 32, 62, 92$ değerleri için adaptif FO-PID kontrolörün birim basamak cevapları b - Farklı $\tau = 32, 62, 92$ değerleri için ZN yöntemine göre elde edilen sabit katsayılı FO-PID kontrolörün birim basamak cevapları



Şekil 20. a – Farklı $K = 0.1, 0.55, 1$ değerleri için adaptif FO-PID kontrolörün birim basamak cevapları b - Farklı $K = 0.1, 0.55, 1$ değerleri için ZN yöntemine göre elde edilen sabit katsayılı FO-PID kontrolörün birim basamak cevapları



Şekil 21. a – Farklı $L = 0.5, 1, 1.5$ değerleri için adaptif FO-PID kontrolörün birim basamak cevapları b - Farklı $L = 0.5, 1, 1.5$ değerleri için ZN yöntemine göre elde edilen sabit katsayılı FO-PID kontrolörün birim basamak cevapları

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, adaptif kesir dereceli PID denetleyicisinin oto-nöronlar tarafından simulasyon uygulaması gerçekleştirilmiş ve bu nöronlar için meyilli azalım optimizasyon yöntemi kullanılarak kontrolörün kazanç katsayıları kontrol edilen sistemin davranışına göre kendinden çevrim içi olarak ayarlanmıştır. Bu FO-PID kontrolörün yapısına otomatik ayarlanan değişken kazanç katsayılı olmasını sağlayarak performansını arttırmıştır. Dolayısıyla kazanç katsayılarının çevrimiçi ayarlanır olması kontrolöre adaptiflik özelliğini kazandırmıştır. Adaptasyon becerisi FO-PID kontrolörün performansının, kararlılığının ve dayanıklılığının artması anlamına gelmektedir. Önerilen kontrolörün tasarımı aşamasında K_p , K_i ve K_d katsayılarının önceden belirlenmesine gerek duyulmadığından kontrol edilen sisteme uygun kontrolörün tasarımı kolaylaşmıştır.

Tasarlanan kontrolör performansını göstermek için Adaptif FO-PI, FO-PD ve FO-PID kontrolörlerin yapıları için iki MATLAB / Simulink tasarımı ve simülasyon örneği sunulmuştur. Zaman gecikmeli sistemler için önerilen adaptif FO-PID kontrolörün performansı, ZN yöntemi ile bulunan sabit katsayılı FO-PID kontrolörün performansı ile karşılaştırılmıştır.

Bu alışma kesir dereceli kontrol sistemlerinin geliştirilmesine katkıda bulunmaktadır. Kontrolör parametrelerinin otomatik ayarlanması, kontrol uygulamasında FO-PID kontrolörünün kullanılmasını kolaylaştırır. Bu makale, gelecekteki çalışmalarda FO-PID kontrolörün kontrol performansının ve dayanıklılığının optimizasyon algoritmaları ve sinir ağları ile daha da geliştirilebileceğini göstermektedir.

Bilgilendirme

Bu alışma, ISMSIT 2017'de sözlü olarak sunulmuştur.

5. Kaynaklar

- [1] Ziegler JG, Nichols N B (1942). Optimum Settings for Automatic Controllers, *Trans. ASME*, 64, 759 – 765.
- [2] Åström KJ, Hägglund T, Hang CC, Ho WK (1993). Automatic tuning and adaptation for PID controllers - a survey, *Control Eng. Prac*, 1; 699-714.
- [3] Åström KJ, Hägglund T (1995). PID controllers: Theory, Design, and Tuning, *Instrument, Society of America*.
- [4] Zhuang M, Atherton DP (1993). Automatic tuning of optimum PID, *IEE Proceedings D - Control Theory and Applications*, 140(3), 216-224.
- [5] Mizumoto I, Tanaka H, Iwai Z (2010). Adaptive PID Control for Nonlinear Systems With a Parallel Feed forward Compensator, *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, 2901-2918.
- [6] Chang WD, Hwang RC, Hsieh JG (1998). Adaptive control of multivariable dynamic systems using independent self-tuning neurons, *In Proceeding of the Tenth International Conference on Tools with Artificial Intelligence*, 68-73.
- [7] Chen CT, Chang WD (1996) A feed forward neural network with function shape autotuning, *Neural Networks*, 9(4), 627-641.
- [8] Xu B, Pandian RS, Sakagami N, Petry F (2012). Neuro-fuzzy control of underwater vehicle-manipulator systems, *Journal of the Franklin Institute*, 349, 1125-1138.
- [9] Saad MS, Jamaluddin M, Darus IZM (2012). Implementation of PID Controller Tuning Using Differential Evolution and Genetic Algorithms, *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, 9(11), 7761-7779.

- [10] Gaing ZL (2004). A Particle Swarm Optimization Approach For Optimum Design of PID Controller in AVR system, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 19(2), 384-391.
- [11] Bagis A (2011). Tabu search algorithm based PID controller tuning for desired system specifications, *Journal of the Franklin Institute*, 348, 2795-2812.
- [12] Lee CH, Chang FK (2010). Fractional-order PID controller optimization via improved electromagnetism-like algorithm, *Expert Systems with Applications*, 37(12), 8871-8878.
- [13] Ali ES, Abd-Elazim SM (2011). Bacteria foraging optimization algorithm based load frequency controller for interconnected power system, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 33(3), 633-638.
- [14] Podlubny I (1999). Fractional order systems and $PI^{\lambda}D^{\mu}$ controller, *Proc. IEEE Transaction on Automatic Control*, 44, 208–214.
- [15] Li HS, Luo Y, Chen YQ (2010). A Fractional Order Proportional and Derivative (FOPD) Motion Controller: Tuning Rule and Experiments, *IEEE Transactions on Control System Technology*, 18, 516-520.
- [16] Valério D, Costa JS (2006). Tuning of fractional PID controllers with Zeigler-Nichols-type rules, *Signal Processing*, 86, 2771–2784.
- [17] Valério D, Costa JS (2007). Tuning-Rules for Fractional PID controllers, *Advances in Fractional Calculus*, 463-476.
- [18] Duma R, Dobra P, Trusca M (2012). Embedded application of fractional order control, *Electronics Letters*, 48(24),1526-1528.
- [19] Padula F, Visioli A (2012). Optimal tuning rules for proportional-integral-derivative and fractional-order proportional-integral-derivative controllers for integral and unstable processes, *Control Theory & Applications*, 6(6), 776-786.
- [20] Vinagre BM, Chen YQ, Petras I (2003). Two Direct Tustin Discretization Methods for Fractional-Order Differentiator/Integrator, *Journal of The Franklin Institute*, 340, 349- 362.
- [21] Cui X, Shin KG (1992). Direct Control and Coordination Using Neural Networks, *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, 23(3), 686–697.
- [22] Ponce AN, Behar AA, Hernández AO, Sitar VR (2004). Neural Networks for Self-tuning Control Systems, *Acta Polytechnica*, 44(1), 49-52.
- [23] Hagan MT, Demuth HB, Beale M(1996). Neural Network Design, *PWS Publishing Company*, Boston.
- [24] Petras I (1998). Control Quality Enhancement by Fractional Order Controllers, *Acta Montanistica Slovaca*, 3(2), 143-148.