

Eksik tahrikli bir sistemin karınca kolonisi tabanlı optimal PD kontrolü: Deneysel bir uygulama

Sabri BIÇAKÇI^{1,*}, Fuat KILIÇ¹, Hüseyin GÜNEŞ²

¹Balıkesir Üniversitesi, Müh. Fakültesi, Elektrik-Elektronik Müh. Böl., Çağış kampüsü, Balıkesir.

²Balıkesir Üniversitesi, Müh. Fakültesi, Bilgisayar Müh. Böl., Çağış kampüsü, Balıkesir.

Geliş Tarihi (Received Date): 17.08.2022

Kabul Tarihi (Accepted Date): 21.06.2023

Öz

Ters sarkaç sistemi (IP) eksik tahrikli, doğrusal olmayan, kararsız ve kontrolü karmaşık bir sistemdir. Bu çalışmada ters sarkaç sistemi, sürtünme etkileri de dikkate alınarak modellenmiştir. Sistemin kontrolü için katsayıları karınca kolonisi algoritması yardımıyla ayarlanan araba konumunu ve sarkaç açısını kontrol eden paralel PD kontrolcüsü önerilmiştir. Karınca kolonisi algoritmasına bağlı olarak ideal oran ve türev katsayıları hatanın karesinin integrali (ISE), hatanın mutlak değerinin integrali (IAE), zamana bağlı olarak hatanın mutlak değerinin integrali (ITAE) ve ortalama karesel hata (MSE) amaç fonksiyonları yardımıyla elde edilmiştir. Sistemin performansı, konum ve açı kontrolcüleri için bulunan katsayılar yardımıyla klasik PD kontrolcü ile karşılaştırmalı bir şekilde benzetim ve deneysel olarak incelenmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, yükselme zamanı, oturma zamanı ve aşma değerleri azaltılmıştır. Adım referansta, optimizasyonları sağlanan paralel PD kontrolcülerinin cevap performansı önemli derecede arttırılmıştır.

Anahtar kelimeler: Karınca koloni, pd kontrol; ters sarkaç, eksik tahrikli.

Ant colony based optimal PD control of an underactuated system: An experimental study

Abstract

The inverted pendulum system (IP) is an underactuated, non-linear, unstable and complex-to-control system. In this study, the inverted pendulum system is modeled by taking into account the friction effects. A parallel PD controller, which controls the car position and pendulum angle, whose coefficients are adjusted with the help of the ant colony algorithm, is proposed for the control of the system. Depending on the ant colony algorithm, the ideal ratio and derivative coefficients were obtained with the help of the

integral of the square of the error (ISE), the integral of the absolute value of the error (IAE), the integral of the absolute value of the error over time (ITAE) and the mean squared error (MSE) objective functions. The performance of the system has been compared with the classical PD controller by simulation and experimentally with the help of the coefficients found for the position and angle controllers. According to the results obtained, the rise time, settling time and overshoot values were reduced. In step reference, the response performance of the optimized parallel PD controllers is significantly increased.

Keywords: Ant colony; pd control, inverted pendulum, underactuated.

1. Giriş

Bir araba üzerinde konumlandırılmış ters sarkaç sistemi tek girişli - çok çıkışlı (SIMO), eksik tahrikli, kontrol sistemleri için kalite ölçütü olarak kullanılan, kararsız ve doğrusal olmayan bir sistemdir [1]. Roket, füze fırlatıcı, tekerlekli ters sarkaç, uçaklar, gemiler, mobil robotlar gibi pek çok endüstriyel uygulama ters sarkaç sistemine dayanır [2]. IP sistemi, doğrusal olmayan, biri kararlı diğeri kararsız iki denge noktası olan, minimum fazda olmayan (non-minimum phase) ve eksik tahrikli (sahip olduğu serbestlik derecesinden daha az tahrik mekanizması olan) olmasından dolayı kontrolü zor ve karmaşık olan bir sistemdir [3]. IP sistemi sarkacın alt konumda olduğu durumda asimptotik kararlıdır yani bu konuma hareket ettirmek için sürücüye ihtiyaç duyulmaz [4]. Dikey konumda ise kararsızdır (görece kararlılık) diğeri deyişle bir sürücü gereksinimi vardır [5].

IP sisteminin kontrolü üç ana kısma ayrılır. Bunlar sarkacı yukarı kaldırma kontrolü [6], kararlı hale getirme [7] ve izleme kontrolüdür [8]. P, PI, PD ve PID kontrol teknikleri basitlikleri, güvenilirlikleri ve kolay parametre ayarlarından dolayı endüstri de en çok tercih edilen kontrolcü tipleridir. Ancak sistem modellerinin doğrusallığı azaldıkça bu kontrolcü çeşitlerinin performansları azalır. Bu sebepten son yıllarda, literatürde arabanın ve sarkacın kararlı hale getirilmesi ve izleme kontrolü yapılması için bulanık mantık [9, 45, 46], doğrusal karesel regülatör (LQR) [10, 47], geri adımlamalı kontrol [11, 48], pasifliğe dayalı kontrol [12], H-sonsuz kontrol [13] ve kayan kip kontrol [14, 48] gibi farklı kontrolcüler çalışılmıştır. IP sisteminin araba hareketinin ve açısal hızının daha yüksek hassasiyetle kontrol edilmesi için kullanılan bu kontrolcü çeşitleri bazı kısıtları barındırırlar ve çok sayıda parametre gereksinimleri vardır [15]. Bunun yanında kontrol prosesi ile ilgili model bilgisi, sürekli veya türevlenebilir arama uzayı parametre bilgisi gerektirdiklerinden uygulama alanları kısıtlıdır [16].

PID kontrolcülerin endüstride geniş kullanım alanına sahip olması ve kayan kip kontrol, geri adımlamalı kontrol vb. ileri kontrol tekniklerinin parametre ayarlarının zor olması, hesaplama yüklerinin fazla olması gibi dezavantajları yüzünden PID kontrolcülerin geliştirilmesi yönünde çalışmalar artmıştır. PID kontrolcü ayarlanabilir üç parametre içerir. Bunlar K_p oransal kazancı, K_i integral kazancı ve K_d türev kazancıdır. Doğrusal veya doğrusal zaman gecikmeli sistemler için Klasik PID kontrolcü tasarımında: (1) Proses tepki eğrisi (Ziegler_Nichols Yöntemi), (2) Sürekli salınımında PID ayarı, (3) Sönümlü salınım veya çeyrek genlik çökmesi PID ayarı, (4) röle ayar yöntemi, (5) deneme yanılma yöntemi ve diğeri teknikler kullanılmıştır [17]. Bu çalışmada da olduğu gibi birden fazla kontrolcü olduğu durumda yukarıda ismi sayılan yöntemlerin

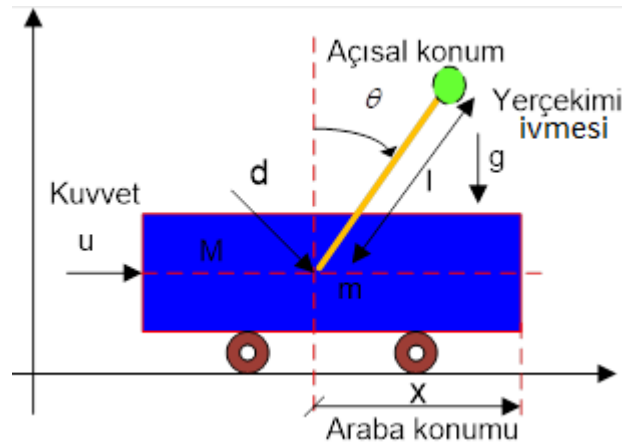
kullanılması yoğun çaba gerektirir ve zaman alıcıdır. Ayrıca kontrol hatası, yükselme zamanı, aşma ve oturma zamanı gibi kontrol sistem kalitesini belirleyen kriterler bakımından çok iyi cevap vermezler. Kontrolcü çeşidinin yanında kontrolcü parametreleri de sistemin kararlı hale getirilmesinde oldukça önemli büyüklüklerdir. Kontrolcü sayısı arttığında parametre seçimi zorlaşmaktadır. Bu açıdan doğru parametre seçimi de kontrolcü tipi kadar önemli hale gelmektedir. Sistemi kararlı hale getirme ve izleme kontrol performansının artırılması ve zaman tasarrufu bakımından optimal parametre seçimi için genetik algoritmalar (GA), parçacık sürü optimizasyonu (PSO), guguk kuşu algoritması, arı kolonisi algoritmaları gibi değişik evrimsel ve metasezgisel algoritmalar kullanılmaktadır [18]. Wang vd. [31] çalışmalarında, uzaysal ters sarkacın kontrol edilmesi amacı ile kapsamlı öğrenme tabanlı PSO algoritmasını kayan kipli kontrolcü katsayılarını optimize etmek için kullanılmıştır ve çalışma simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir. Magdy vd. [32] ise yerçekimsel arama algoritmasını ters sarkacın PID kontrolcü ile kontrol edilmesinde optimizasyon amaçlı kullanmıştır. Çalışmada ters sarkacın doğrusal modeli oluşturularak sarkaç açısını kontrol eden tek döngü PID kontrolcü simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Al-Araji vd. [33]'de kültür arıları optimizasyon algoritmasını ters sarkacın sarkaç açısının kontrolünü sağlayan kayan kipli kontrolcü katsayılarını optimize etmek amacı ile deneysel olarak kullanmıştır. Lakmesari vd. [34] çalışmalarında kayan kipli kontrolcü katsayılarını optimize ederek ters sarkacın araba konumu ve sarkaç açısının kontrolünde çok amaçlı karınca aslan algoritması kullanmışlardır. Çalışma deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Chang vd. [35]'de ters sarkacın konum kontrolünü gerçekleştirmek amacı ile kullanılan PID kontrolcüsü katsayılarını parçacık sürü optimizasyon algoritması ile optimize etmiş ve simülasyonunu yapmışlardır. Çalışmada arabanın konumuna ait kontrolcü optimizasyonu gerçekleştirilmemiştir. Farklı bir çalışmada parçacık sürü, diferansiyel evrimleşme ve guguk kuşu algoritmalarından oluşan hibrit optimizasyon algoritması PID tipi bulanık mantık kontrolcülerin katsayılarını optimize etmek için kullanılmıştır [36]. Kontrolcüler paralel yapıda araba konumu ve sarkaç açısının kontrolü için kullanılmış olup simülasyon üzerinden test edilmiştir. Mahmoodabadi vd. [37] ters sarkacın kontrolü için kullanılan paralel PID kontrolcülerinin katsayılarının optimizasyonunda çok amaçlı genetik algoritma kullanılmışlar ve çalışmanın simülasyonu yapmışlardır. Diğer bir çalışmada rekabetçi parçacık sürü optimizasyonu algoritması ters sarkaç sistemindeki sarkacın açısını kontrol etme amaçlı olarak PID kontrolcüsünün katsayılarını optimize etmek için kullanılmıştır ve simülasyon ortamında test edilmiştir [38]. Ters sarkaç sistemi üzerine yapılan farklı bir çalışmada araba konumu ve sarkaç açısının kontrolü amaçlı kullanılan paralel PID katsayıları parçacık sürü optimizasyonu ile optimize edilmiş ve simülasyonu yapılmıştır [39]. Singh vd. [40] ters sarkaç sistemine ait sarkaç açısının kontrolünü hibrit kayan kip-PID kontrolcüsü ile sağlamışlardır. Parçacık sürü optimizasyonu algoritması kullanılarak kontrolcü parametrelerinin optimizasyonu simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir. Reddy vd. [41] ters sarkaç sisteminin kontrolü için araba konumu ve sarkaç açısının kontrolünde PID kontrolcülerini kullanılmıştır. Kontrolcü parametre optimizasyonu hibrit kutup yerleşimi ve ateşböceği algoritması ile simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir. Singh vd. [42]'de genetik algoritma-LQR hibrit optimizasyon algoritmasını ters sarkaç sistemini kontrol eden PID kontrolcülerinin parametre optimizasyonu için kullanarak simülasyonunu gerçekleştirilmiştir. Bir başka simülasyon çalışmasında kutup yerleşimi gözleyicisi kullanılarak ters sarkaç sisteminin sarkaç açısının kontrolü için genetik algoritma ile PID kontrolcüsü parametreleri optimize edilmiştir [43]. Yine farklı bir simülasyon çalışmasında da balina optimizasyon algoritması kullanılarak ters sarkaç sisteminin sarkaç açısına ait PID kontrolcüsünün parametreleri optimize edilmiştir [44]. Bu çalışmada ise literatürde bulunan PSO

karşısında ACO [27, 28] ve GA karşısında ACO [29, 30] karşılaştırmalı optimizasyon çalışmalarına göre daha iyi sonuçlar veren, basit ve paralel arama yapması dolayısıyla verimli olan meta-sezgisel karınca kolonisi algoritması (ACO) kullanılmıştır. ACO daha önce doğru akım motor kontrolü, otomatik voltaj regülatörü, hidroelektrik enerji üretimi, araç yönlendirme, internet yönlendirme ve diğer problemlere başarı ile uygulanmıştır [19]. Bu çalışmada ters sarkacın kontrolü için kullanılan paralel PD kontrolcülerin performansının ACO ile optimize edilmesi çalışılmış ve benzetim ve deneysel sonuçlar maksimum aşma, yükselme zamanı ve oturma zamanı açısından incelenmiştir. PD kontrolcüsünün faz ilerletici yapısından faydalanarak hızlı cevap, aşma değerinin azaltılması ve kararlılığın artırılması için araba konumu ve sarkaç açısının kontrolünde çok amaçlı kontrolcü parametre optimizasyonu gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışmanın ikinci bölümünde Euler-Lagrange eşitliklerine göre ters sarkaç sisteminin modellenmesi ve doğrusal olmayan eşitliklerinin oluşturulması, üçüncü bölümünde PD denetim ve kararlılık kriterlerinin incelenmesi, dördüncü bölümde karınca kolonisi tabanlı PD kontrolcü optimizasyonu, son bölümde sonuçlar yer almaktadır.

2. Ters sarkaç sistemi modeli

Şekil 1’de ters sarkaç sistemine ait araba kızak üzerinde x eksenini boyunca rahatça hareket yapabilecek şekilde yerleştirilmiştir. Araba konumu bir DA motoru ile kontrol edilmektedir. Sarkaç ise bir eksen etrafında serbestçe dönebilmektedir ve tahrik mekanizması yoktur.



Şekil 1. Ters sarkaç sistemi prensip şeması

Ters sarkaç sisteminin modellenmesi için Euler-Lagrange eşitlikleri kullanılmaktadır. Hareket denklemleri kinetik enerjiden potansiyel enerjinin çıkarılmasıyla oluşturulmaktadır. Sistem potansiyel enerjisi,

$$PE(q) = mgl \cos \theta \quad (1)$$

Eş.(1) ile ortaya konulurken kinetik enerji,

$$KE(q, \dot{q}) = \frac{1}{2}(M + m)\dot{x}^2 - m\dot{x}\dot{\theta}l \cos \theta + \frac{1}{2}(Iml^2)\dot{\theta}^2 \quad (2)$$

Eş.(2) biçiminde elde edilir. Burada, araba konumu, sarkaç açısı, araba kütlesi, sarkaç kütlesi, sarkaç eylemsizlik momenti, sarkaç ağırlık merkezinin uzunluğu, yerçekimi ivmesidir. Eş.(2) tekrar düzenlenirse

$$KE(q, \dot{q}) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \dot{x} & \dot{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M + m & -ml \cos \theta \\ -ml \cos \theta & I + ml^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Eş.(3) elde edilir. Lagrange sistemi eşitliği Eş.(4)' te görülmektedir.

$$L = KE(q, \dot{q}) - PE(q) \quad (4)$$

Elektromekanik sistemde Euler-Lagrange eşitliği,

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right) - \left(\frac{\partial L}{\partial q} \right) = Q \quad (5)$$

Eş.(5)' teki gibi düzenlenir [20]. Sisteme ait durum değişkenleri $x_1 = x, x_2 = \theta, x_3 = \dot{x}, x_4 = \dot{\theta}$ biçiminde yazılabilir. DA motoru ve bağlı sistemler de modellendikten sonra araba ivmesi,

$$\ddot{x} = \frac{-(I + ml^2)(F_{vc} + B)\dot{x} - mlF_{vb}\dot{\theta} \cos \theta - (Iml + m^2l^3)\dot{\theta}^2 \sin \theta + m^2l^2g \sin \theta \cos \theta}{(I + ml^2)(M + m + C) - (ml \cos \theta)^2} + \frac{(I + ml^2)A}{(I + ml^2)(M + m + C) - (ml \cos \theta)^2} u \quad (6)$$

Eş.(6) ile elde edilir. Sarkaç ivmesi ise,

$$\ddot{\theta} = \frac{-(M + m + C)F_{vb}\dot{\theta} - m^2l^2\dot{\theta}^2 \sin \theta \cos \theta - ml(B + F_{vc})\dot{x} \cos \theta + (M + m + C)mgl \sin \theta}{(I + ml^2)(M + m + C) - (ml \cos \theta)^2} + \frac{mlA \cos \theta}{(I + ml^2)(M + m + C) - (ml \cos \theta)^2} u \quad (7)$$

Eş.(7)' de görülmektedir. Burada, arabanın viskoz sürtünme katsayısı, çubuğun viskoz sürtünme katsayısıdır. Motor ve dişli sistemine ait büyüklükler,

$$A = \frac{N\eta K_t}{rR_a}, B = \frac{N^2\eta K_t K_b}{r^2 R_a}, C = \frac{N^2\eta J_m}{r^2} \quad (8)$$

Eş.(8)' de görülmektedir. Burada, dişli kutusu oranı, motor verimi, motor moment sabiti, zıt EMK sabiti, endüvi direnci, motor dişli yarıçapı ve motor atalet momentidir. Bu çalışmada kullanılan ters sarkaç sisteminin parametreleri Tablo 1 de verilmiştir.

Tablo 1. Ters sarkaç parametreleri.

Sembol	Parametre	Değer
m	Sarkaç kütlesi	2.09838 kg
l	Sarkaç ağırlık merkezinin uzunluğu	0.25535 m
I	Sarkacın atalet momenti	0.05052 kg.m ²
g	Yer çekimi ivmesi	9.81 m/s ²
M	Araba kütlesi	1.70411 kg
r	Motor dişli yarıçapı	0.012415 m
N	Dişli kutusu oranı	8
η	Motor verimi	0.90
Kt	Motor moment sabiti	0.0385 N.m/A
Kb	Zıt EMK sabiti	0.0385 V.s/rad
Ra	Endüvi direnci	0.103 ohm
Jm	Motor atalet momenti	6.03e-5 kg.m ²
Fvp	Sarkaçın viskoz sürtünme katsayısı	0
Fvc	Arabının viskoz sürtünme katsayısı	72.49 N.s/m

3. PD kontrol ve kararlılık analizi

Doğrusal kontrol sistemleri, kontrol edilen sistemlerin giriş işareti ile çıkış işaretinin orantılı olduğu ve süperpozisyon prensibinin uygulandığı sistemlerdir. Doğrusal sistemlerde Laplace dönüşümü, Fourier dönüşümü, z dönüşümü, Bode eğrileri ve Nyquist kararlılık kriteri gibi yöntemlerle frekans düzleminde analiz gerçekleştirilir. Frekans domeni analizi ile band genişliği, frekans cevabı, özdeğer, kazanç, rezonans frekansları, sıfırlar ve kutuplar gibi terimlerle sistem cevabı şekillendirilir. Ters sarkaç sistemine, bir doğrusal kontrol tekniği olan PD kontrol tekniğini uygulayabilmek için sistem,

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \quad (9)$$

θ nın denge konumuna yakın bölgelerinde doğrusallaştırma yapılarak Eş.(9)' daki haline dönüştürülmelidir. Burada, x durum değişkenleri, u giriş ve y çıkış sinyali, A, B, C, D ise katsayı matrisleridir. Buna göre,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0.6061 & -219.7351 & 0 \\ 0 & 29.7913 & -628.4698 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 8.7394 \\ 24.7913 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Tablo 1 deki değerler yerlerine konulduğunda A, B, C ve D matrisleri Eş.(10)' daki gibi elde edilir. Eş.(6) ve (7) doğrusal eşitlik haline getirildikten sonra çıkış parametreleri olan sarkaç açısı ve araba konumunun kontrol girişi olan gerilime göre Laplace dönüşümü sonucu transfer fonksiyonları,

$$\frac{\theta(s)}{V(s)} = G_p = \frac{24.996s^2}{s^4 + 219.735s^3 - 29.791s^2 - 6165.289s} \quad (11)$$

$$\frac{x(s)}{V(s)} = G_c = \frac{8.7394s^2 - 245.208}{s^4 + 219.735s^3 - 29.791s^2 - 6165.289s} \quad (12)$$

Eş.(11) ve (12)'deki gibi elde edilir. Sarkaç ve araba konum kontrolünü yapabilmek için tasarlanan Şekil 3' deki paralel PD kontrolcülerinin Laplace dönüşümleri,

$$H_p = K_{pp}e_\theta + K_{dp} \frac{de_\theta(t)}{dt} = (K_{pp} + K_{dp}s) \cdot E_\theta(s) \quad (13)$$

$$H_c = K_{pc}e_x + K_{dc} \frac{de_x(t)}{dt} = (K_{pc} + K_{dc}s) \cdot E_x(s) \quad (14)$$

Eş.(13) ve (14)'teki görüldüğü şekilde elde edilir. Burada, K_{pp} , K_{dp} , K_{pc} , K_{dc} sırası ile sarkaç oransal kazancı, sarkaç türev kazancı, araba oransal kazancı ve araba türev kazancıdır. $e_\theta(t)$ ve $e_x(t)$ sarkaç açı hatası ve araba konum hatasıdır. Paralel PD kontrolcü ve sisteme ait kapalı döngü karakteristik denklemi,

$$P(s) = \frac{-H_c G_c + H_p G_p}{1 - H_c G_c + H_p G_p} \quad (15)$$

Eş.(15)'te görülmektedir. P(s) eşitliğinin payda kısmı düzenlenirse,

$$s^4 + (219.735 + 24.996K_{dp} - 8.739K_{dc})s^3 + (24.996K_{pp} - 8.739K_{pc} - 29.791)s^2 + (245.208K_{dc} - 6165.289)s + 245.208K_{pc} \quad (16)$$

Eş.(16)'ya ulaşılır. Kontrolcü kararlılık analizi Routh-Hurwitz kararlılık kriterine uygun düzenlendiğinde Tablo 2 elde edilir.

Tablo 2. Routh-Hurwitz kararlılık analiz tablosu.

s^4	1	$a = 24.996K_{pp} - 8.739K_{pc} - 29.791$	$b = 245.208K_{pc}$
s^3	$c = 219.735 + 24.996K_{dp} - 8.739K_{dc}$	$d = 245.208K_{pc} - 6165.289$	0
s^2	$e = \frac{c \cdot a - d}{c}$	$b = 245.208K_{pc}$	0
s^1	$f = \frac{e \cdot d - b \cdot c}{e}$	0	0
s^0	$b = 245.208K_{pc}$	0	0

Tablo 2 incelendiğinde kararlılığın sağlanabilmesi için K_{pp} , K_{dp} , K_{pc} ve K_{dc} parametrelerinin Eş.(17)'deki kriterlere uyması gerekir.

$$\begin{aligned}
K_{pc} &> 0 \\
K_{dc} &> 25.143 \\
K_{pp} &> 1.192 + 0.35K_{pc} \\
K_{pp} &> 1.192 \\
K_{dp} &> 0.35K_{dc} - 8.791 \\
K_{dp} &> 0.009
\end{aligned} \tag{17}$$

4. Karınca kolonisi yöntemiyle PD kontrolcülerini optimizasyonu

Karınca kolonisi optimizasyon algoritması zor olan optimizasyon problemlerinin çözümünde kullanılır. Kendi kendini organize eden paralel bir algoritmadır. Algoritma, karınca kolonilerinin doğadaki yiyecek arama davranışlarından türetilmiştir. Karıncaların bireysel iş birliği, stigmerji (feromon bırakma) yoluyla haberleşmesi, başlangıç noktasından itibaren en kısa yolu kullanarak sıralı yerel hareketleri ve yerel bilgileri kullanarak hedefe ulaşmaları karınca kolonisi algoritmasının temelini oluşturur. Her karıncanın yiyecek arama işlemi arama yolu üzerinde biriken feromon miktarına bağlıdır [21] ve diğer karıncalardan bağımsızdır. Karınca, çevredeki ortamı değiştirmek için feromon bırakabilir, bulunduğu ortamdaki feromon değişikliklerini algılayabilir ve buna göre hareketlerini yönlendirebilir. Karınca sayısı algoritmanın arama süresini etkiler. Arama probleminde karınca kolonisinin tüm yolları, optimize edilecek problemin çözüm alanını oluşturmaktadır. En kısa yolda, karıncalar tarafından salınan feromonlar yavaş yavaş artacak ve diğer yollardaki feromonlar belirli bir olasılıkla buharlaşacaktır. Her karınca en çok feromona sahip yolu algılayabilir ve ona doğru hareket edebilir. Bu, tüm karınca kolonisinin nihayetinde en iyi rotaya konsantre olmasını sağlamak için olumlu bir geri bildirim mekanizması yaratır ve bu da optimize edilecek sorunun en uygun çözümüdür [22]. Başlangıçta, yiyecek arayan karıncaların miktarı, iterasyon sayısı (durma kriteri), feromon buharlaşma oranı gibi algoritmanın parametreleri seçilir. Karınca sayısı, özellikle ilk algoritma yinelemesinde, çözüm çeşitliliğine etki eder. Buna karşılık, bu parametre sayısı ne kadar yüksek olursa, gereken bellek miktarı ve yapılacak hesaplamalar da o kadar yüksek olur ve iterasyonu tamamlamak için gereken hesaplama süresi uzar. Algoritma durdurma kriteri olarak kullanılan iterasyon sayısı hesaplama süresiyle doğrudan ilişkilidir. Ayrıca buharlaşma hızı ile sonuca yakınsama ters ilişkilidir, diğer bir deyişle en kısa yolda feromon miktarı fazla buharlaşma oranı daha düşük olacaktır. Sonuç olarak buharlaşma oranı ne kadar düşük olursa, sonuca daha erken yakınsama meydana gelir [23].

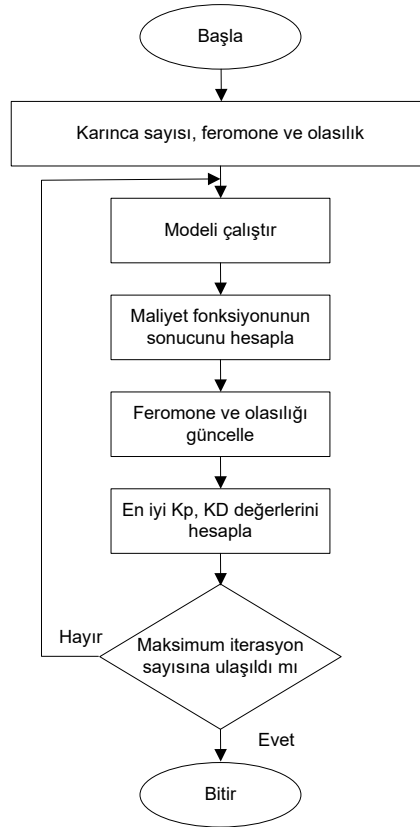
ACO'da yol tercihi belli bir olasılığa bağlı olarak iki şekilde gerçekleştirilir: İlk seçenek q_0 olasılıkla feromonun en yoğun olduğu yolun seçilmesidir. q_0 parametresi genellikle % 90 olarak belirlenir. $\tau(i, j)$ i ve j noktaları arasındaki feromon miktarı, seçilebilirlik parametresi $\eta(i, j)$ i ve j noktaları arasındaki mesafenin tersi $1/\delta(i, j)$, α ve β ayarlanabilir parametreler olmak üzere i noktasında bulunan bir karıncanın gideceği nokta Eş. (18) deki gibi seçilmektedir:

$$j = \max_{u \in J_k(i)} \{[\tau(i, j)]^\alpha x [\eta(i, j)]^\beta\} \text{ eğer } q \leq q_0 \tag{18}$$

İkinci seçenek ise gidilmesi mümkün olan yollardan birini, yollardaki feromon izleriyle orantılı olarak seçmektir. Bu şekilde yol seçimi olasılığı (Eş. (19)) 1- q_0 oranındadır. $J_k(i)$, i noktasındaki karıncanın gidebileceği noktalardır.

$$p_k(i, j) = \begin{cases} \frac{[\tau(i, j)]^\alpha x[\eta(i, j)]^\beta}{\sum_{u \in J_k(i)} [\tau(i, j)]^\alpha x[\eta(i, j)]^\beta} & \text{eğer } j \in J_k(i) \\ 0 & \text{Diğer durumlarda} \end{cases} \quad (19)$$

Bu olasılıklara bağlı olarak yol seçilmektedir. Feromonun yoğun olduğu yolların seçilme olasılığı yüksektir. Şekil 2 de kontrolör parametrelerinin güncellenmesi için kullanılan algoritma gösterilmektedir.



Şekil 2. Karınca kolonisi algoritmasıyla PD kontrolcü parametrelerinin bulunmasına ait algoritma

4.1. Feromon güncellemesi

Feromon güncellemesinin iki temel şartı vardır. Bunlardan ilki tüm yollardaki feromonların, belirli miktarda buharlaştırılması. Diğeri karıncaların geçiş yapmış oldukları yollardaki feromon miktarlarının, o yolu kullanan karıncanın yol uzunluğuyla ters orantılı olarak artırılmasıdır [25]. Buharlaştırma oranı daha önceki çözümlerin önemini azaltılmasını sağlamaktadır. Feromon artışı ise yol uzunluğuyla ters orantılı olarak, iyi çözümlerin önemini artırılmasını sağlar [26].

Karıncalar kolonisi algoritmasında feromon yenilemesi yerel ve global olmak üzere iki düzeyde gerçekleşmekte ve bir yoldaki toplam feromon düzeyi; yerel ve global feromon düzeyinin toplamından oluşmaktadır.

$\tau_{ij}(t)$, t iterasyonuna kadar biriken feromon düzeyi,

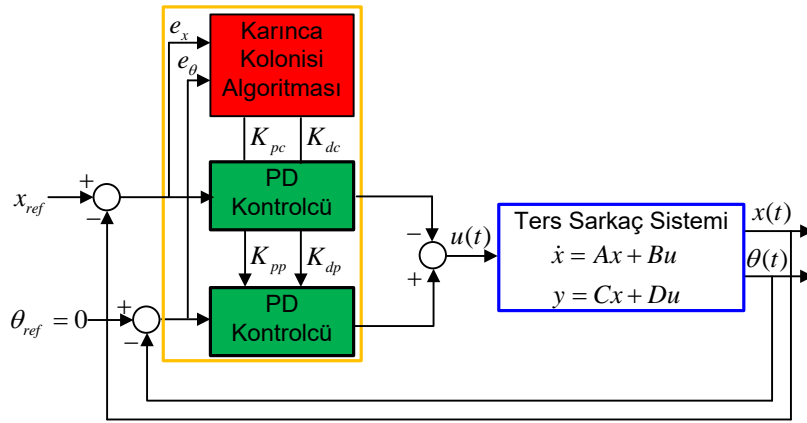
$\Delta\tau_{ij}^k(t+1)$, t iterasyonundaki feromon düzeyi ve

ρ ($0 \leq \rho \leq 1$), feromon buharlaşma parametresi olmak üzere yerel ve global feromon düzeyi Eş (20) ve (21)'deki eşitliklerle hesaplanır.

$$\tau_{ij}(t+1) = (1 - \rho) \tau_{ij}(t) + \sum_{k=1}^m \Delta\tau_{ij}^k(t+1) \quad (20)$$

$$\tau_{ij}(t+1) = (1 - \rho) \tau_{ij}(t) + \Delta\tau_{ij}^k(t+1) \quad (21)$$

Karınca algoritmalarında ayarlanabilir temel parametreler; karınca sayısı, q_0 , α ve β 'dir. Parametrelerin etkin olarak seçilmesi, algoritmanın performansında önemli derecede iyileşme sağlamaktadır [24]. Şekil 3 de ters sarkaç sistemi, kontrolcü ve karınca kolonisi bloklarından oluşan kontrol sistem şeması yer almaktadır.



Şekil 3. Karınca kolonisi algoritması optimizasyonu blok şeması

Karınca kolonisi algoritması ile optimize edilecek parametreler Eş. (22)'deki gibidir.

$$\Theta = [K_{pp} \quad K_{dp} \quad K_{pc} \quad K_{dc}] \quad (22)$$

Karınca kolonisi algoritmasının global optimum çözümü bulması için algoritma başlatılmadan önce amaç fonksiyonunun tanımlanması gerekmektedir. Kapalı döngü paralel PD kontrol sistemi hatalarına bağlı olarak performans göstergesi matematiksel olarak tanımlanır ve amaç fonksiyon olarak seçilir. Optimal kontrol parametreleri amaç fonksiyonunun minimum veya maksimum olduğu durumlarda elde edilmektedir. Bu çalışmada ters sarkaç sistemi kontrolcüsünün optimal parametrelerine ulaşmak için dört farklı çok amaçlı fonksiyon tanımlanmış ve bu amaç fonksiyonlarının sonucuna göre bulunan optimum parametrelerin oluşturduğu kontrolör performansları karşılaştırılmıştır. Farklı dört adet çok amaçlı amaç fonksiyon eşitlikleri; hatanın karesinin integrali,

$$ISE = \int_0^{T_i} (K_1[e_\theta(t)]^2 + K_2[e_x(t)]^2) dt \quad (23)$$

ortalama karesel hata,

$$MSE = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} (K_1[e_\theta(t)]^2 + K_2[e_x(t)]^2) dt \quad (24)$$

hatanın mutlak değerinin integrali,

$$IAE = \int_0^{T_i} (K_1 |e_\theta(t)| + K_2 |e_x(t)|) dt \quad (25)$$

ve hatanın mutlak değerinin zamanla çarpımının integrali,

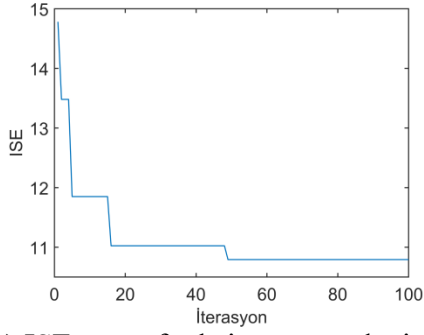
$$ITAE = \int_0^{T_i} (K_1 t |e_\theta(t)| + K_2 t |e_x(t)|) dt \quad (26)$$

biçiminde Eş. (23), (24), (25), (26)' da verilmektedir. Bu denklemlerde e_x arabanın konum hatasını e_θ sarkacın konum hatasını, K_1 ve K_2 ise çok amaçlı fonksiyon bileşenlerinin ağırlık kat sayısını ifade etmektedir. Çalışmada K_1 ve K_2 değeri 0.5 olarak seçilmiştir.

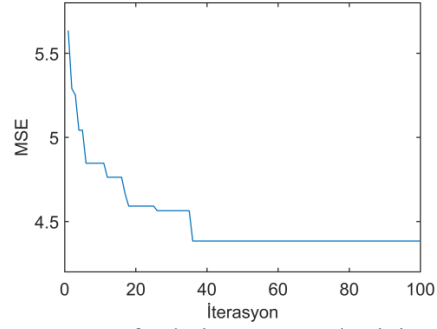
Eş. (6) ve Eş. (7) de verilen doğrusal olmayan ters sarkaç modeli MATLAB/Simulink yazılımı kullanılarak oluşturulmuştur. İteratif olarak karınca koloni algoritması tarafından seçilen paralel PD kontrolör parametreleri ile sarkaç sistemi benzetimsel olarak MATLAB ortamında çalıştırılmış ve kontrolör performansları hesaplanarak tekrar karınca koloni algoritmasına gönderilmiştir. Belirlenen amaç fonksiyonların minimize edilmesi için karınca kolonisi algoritması 100 karınca sayısı ile, durdurma kriteri olarak 100 iterasyon, q_0 değeri 0.06, α değeri 0.2 ve β değeri 0.3 olarak tanımlanarak çalıştırılmış ve bulunan en iyi parametreler ve kararlılık kriterlerini sağlama durumları Tablo 3'te verilmiştir. Bulunan parametre setleri Eş. (17) de verilen kararlılık kriterlerini sağlamaktadır. Dört amaç fonksiyon için algoritmanın çalışması esnasında elde edilen amaç fonksiyon değişim grafikleri Şekil 4'te verilmiştir.

Tablo 3. Araba PID kontrolü ve sarkaç PID kontrolüne ait optimize değerler ve amaç fonksiyonlar

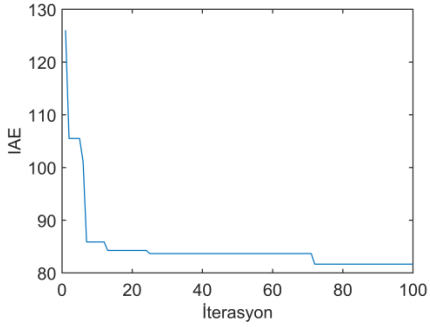
Amaç fonksiyon	K_{pp}	K_{dp}	K_{pc}	K_{dc}	$K_{pc} > 0$ $K_{dc} > 25.143$ $K_{pp} > 1.192 + 0.35K_{pc}$ $K_{pp} > 1.192$ $K_{dp} > 0.35K_{dc} - 8.791$ $K_{dp} > 0.009$
Hatanın karesinin integrali (ISE)	176.9770	23.8238	109.1091	86.4865	Uygun
Ortalama karesel hata (MSE)	193.3934	33.8338	134.1341	112.5125	Uygun
Hatanın mutlak değerinin integrali (IAE)	108.3083	19.0190	84.2843	68.0681	Uygun
Hatanın mutlak değerinin zamanla çarpımının integrali (ITAE)	155.3554	25.8258	139.9399	86.8869	Uygun



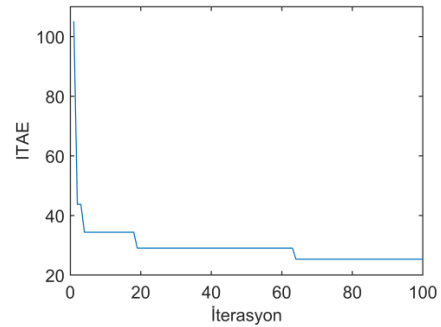
a) ISE amaç fonksiyonunun değişim grafiği (Change graph of ISE objective function)



b) MSE amaç fonksiyonunun değişim grafiği (Change graph of the MSE objective function)



c) IAE amaç fonksiyonunun değişim grafiği (The trend graph of the IAE objective function)

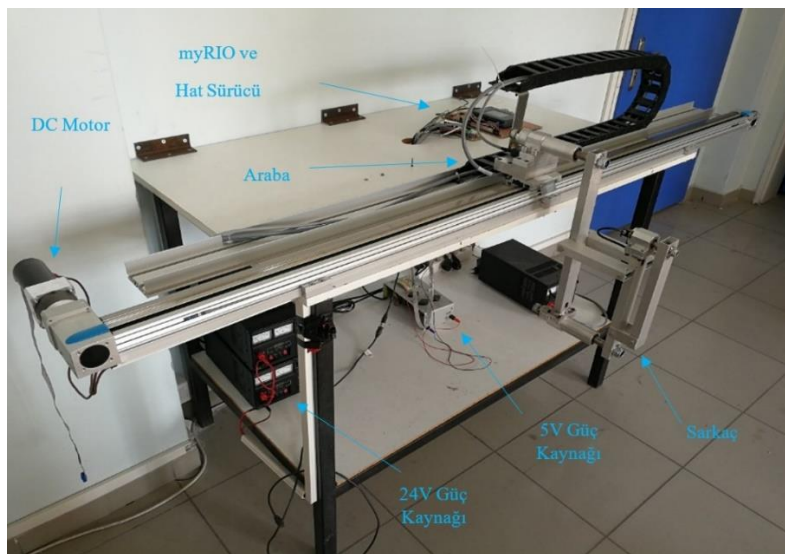


d) ITAE amaç fonksiyonunun değişim grafiği (ITAE objective function trend graph)

Şekil 4. Dört amaç fonksiyon için algoritma çalışması esnasındaki grafikleri

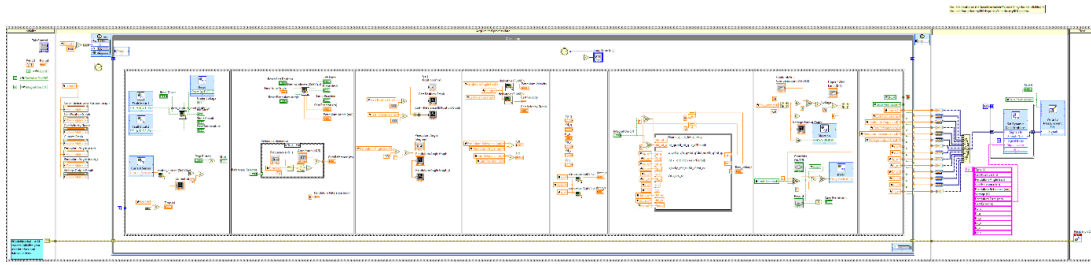
5. Sonuç

Karınca kolonisi algoritması ile bulunan en iyi oransal ve türevsel kazanç değerleri ile sistemin performansı hem benzetim ortamında hem de deneysel olarak test edilmiştir. Benzetimsel testler Bölüm 2' de verilen sarkacın doğrusal olmayan matematik modeli kullanılarak MATLAB-Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Deneysel testler ise Tablo 1 de verilen fiziksel parametrelere sahip Şekil 5 te gösterilen ters sarkaç düzeneği üzerinde yapılmıştır.

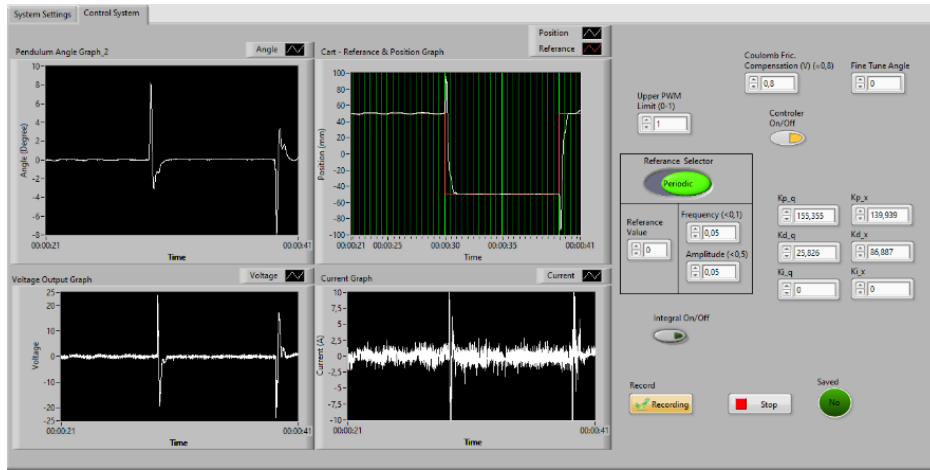


Şekil 5. Ters sarkaç düzeneği

Deneysel düzenek 1.8m uzunlukta Festo EGC-TB-KF serisi doğrusal kızak üzerinde hareket edebilen bir araba ve araba üzerine tutturulmuş, serbestçe dönebilen bir sarkaçtan oluşmaktadır. Arabanın hareket ettirilmesi için kayış-kasnak mekanizması ve ona bağlı Maxon RE50 serisi 24V, 500W lık bir DC motor ile sağlanmaktadır. Arabanın konumu 0.025mm çözünürlüğe sahip doğrusal enkoder ile ve sarkacın dönme açısı ise $3.142e-4$ radyan (0.018 derece) çözünürlüğe sahip dönel arttırımsal enkoder ile ölçülmektedir. Sistemin kontrol edilmesi için ARM Cortex A9 işlemciye ve Xilinx Zynq 7 serisi FPGA altyapısına sahip myRIO gömülü sistemi kullanılmıştır. Tasarlanan kontrolcünün myRIO gömülü sistemi üzerinde gerçekleştirilmesi Labview görsel programlama ortamı kullanılarak yapılmıştır. Hazırlanan Labview programının blok şeması ve kontrol paneline ait, deneyler esnasında alınmış ekran görüntüsü Şekil 6 da verilmiştir.



(a)



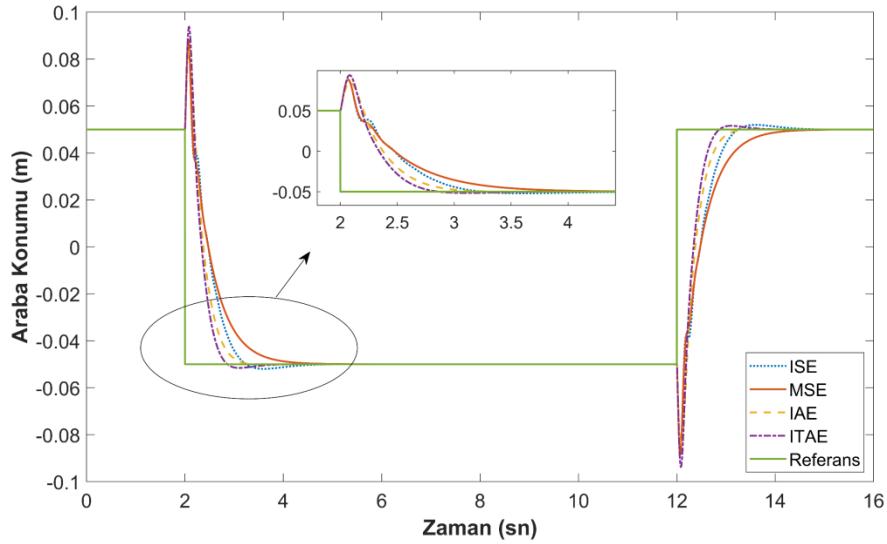
(b)

Şekil 6. ITAE amaç fonksiyonuna göre optimize edilmiş parametrelerin deneysel test ekranı; Labview programı, (a) blok şeması, (b) Kontrol paneli

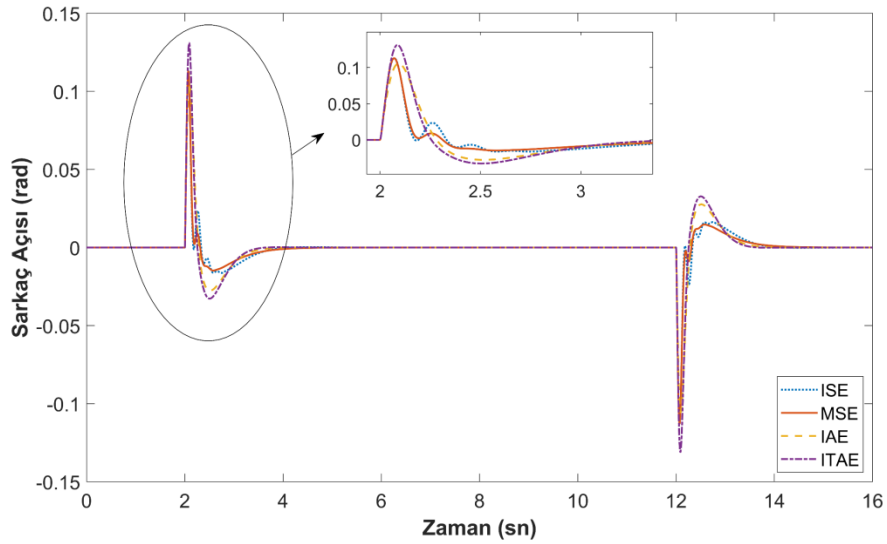
Deneysel testler yapılırken sistemde bulunan doğrusal olmayan sürtünme türlerinden olan Coulomb sürtünmesinin dengelenmesi için Eş. (27)' de verilen Coulomb dengeleyici kontrol sistemine eklenmiştir.

$$V = V_c + 0.8 \cdot \text{sign}(V_c) \quad (27)$$

Dört adet amaç fonksiyona göre bulunan en iyi kontrol parametreleri ile yapılan benzetimsel test sonucunda elde edilen arabanın konum ve sarkacın açı grafikleri Şekil 7 de verilmiştir.



a) Arabanın konum zaman grafiği



b) Sarkacın açısı zaman grafiği

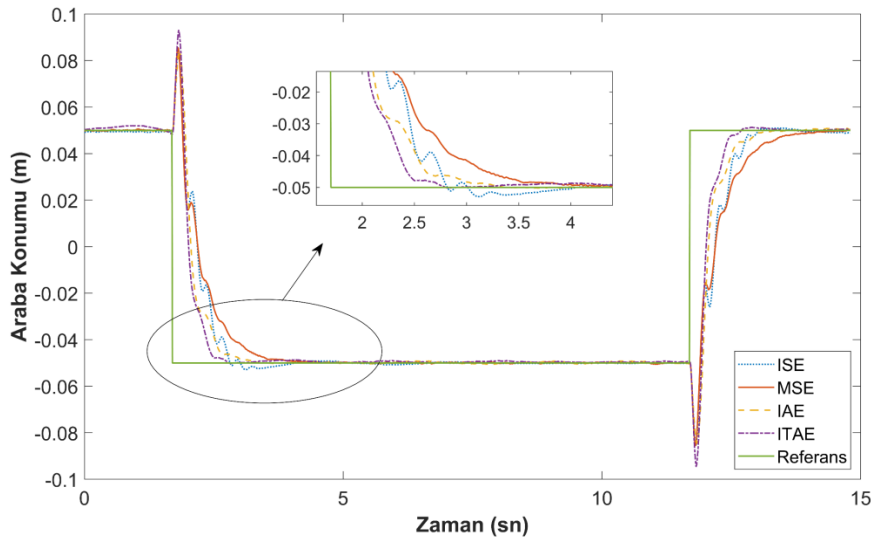
Şekil 7. Bulunan en iyi parametreler ile yapılan benzetimsel test sonuçları

Şekil 7 incelendiğinde tüm amaç fonksiyonlar ile bulunan en iyi parametre değerlerinin sarkacın denge kontrolünü sağlarken arabanın da konumunu başarılı bir şekilde kontrol edebildiği görülmektedir. Şekil 6 (b) incelendiğinde, arabanın istenilen konuma gidebilmesi için sarkacın denge konumunun bozulduğu ve araba istenilen konuma yaklaştığında tekrar denge konumuna geldiği görülmektedir. Sarkacın bu hareketi dolayısı ile kontrolör performans değerlendirme ölçütlerinden olan adım fonksiyon cevap değerlerinin sarkaç için bulunması uygun olmayacağı açıktır. Bu nedenle yalnızca arabanın konum kontrolü için önemli üç adım cevap özelliği Tablo 4’ de verilmiştir. Tablo 4 incelendiğinde aşma değeri hariç en iyi performans değerlerine sahip parametrelerin ITAE amaç fonksiyonu ile bulunan parametreler olduğu açıktır.

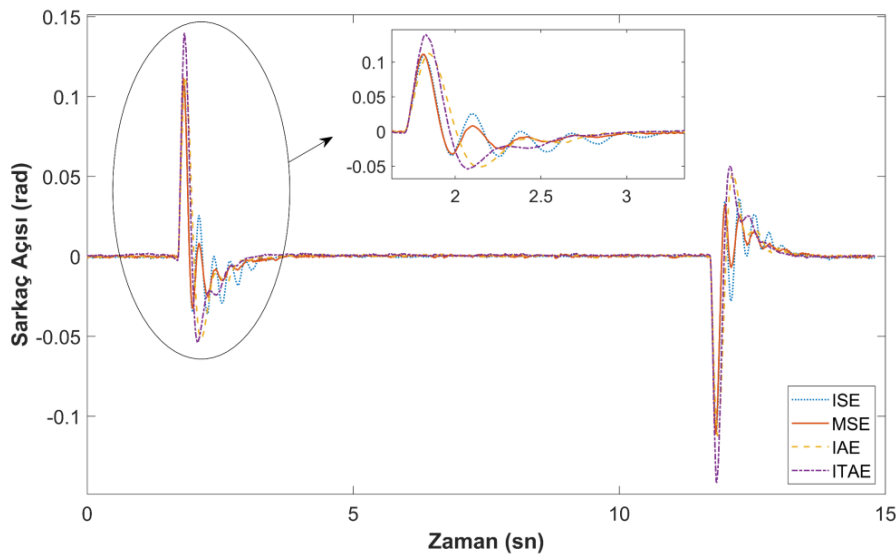
Tablo 4. Benzetimsel test adım cevap karakteristikleri

Amaç fonksiyon	Yükselm e zamanı (t_r)	Oturma zamanı (t_s)	Aşma (%)
Hatanın karesinin integrali (ISE)	0,7348	1,1013	1,9763
Ortalama karesel hata (MSE)	0,9722	1,6783	0
Hatanın mutlak değerinin integrali (IAE)	0,5128	0,9841	0,1210
Hatanın mutlak değerinin zamanla çarpımının integrali (ITAE)	0,4092	0,7517	1,5784

Dört adet amaç fonksiyona göre bulunan en iyi kontrol parametreleri ile yapılan deneysel test sonucunda elde edilen arabanın konum ve sarkacın açı grafikleri Şekil 8 de verilmiştir.



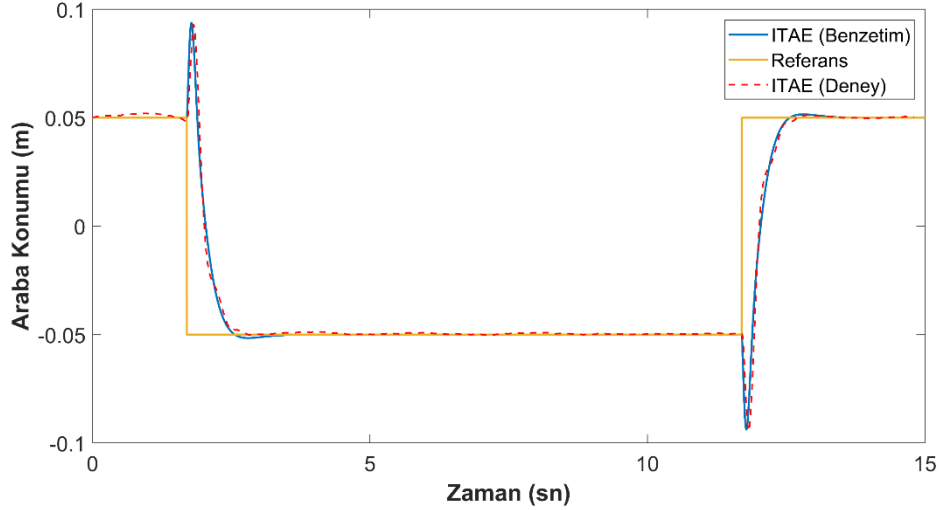
a) Arabanın konum zaman grafiği



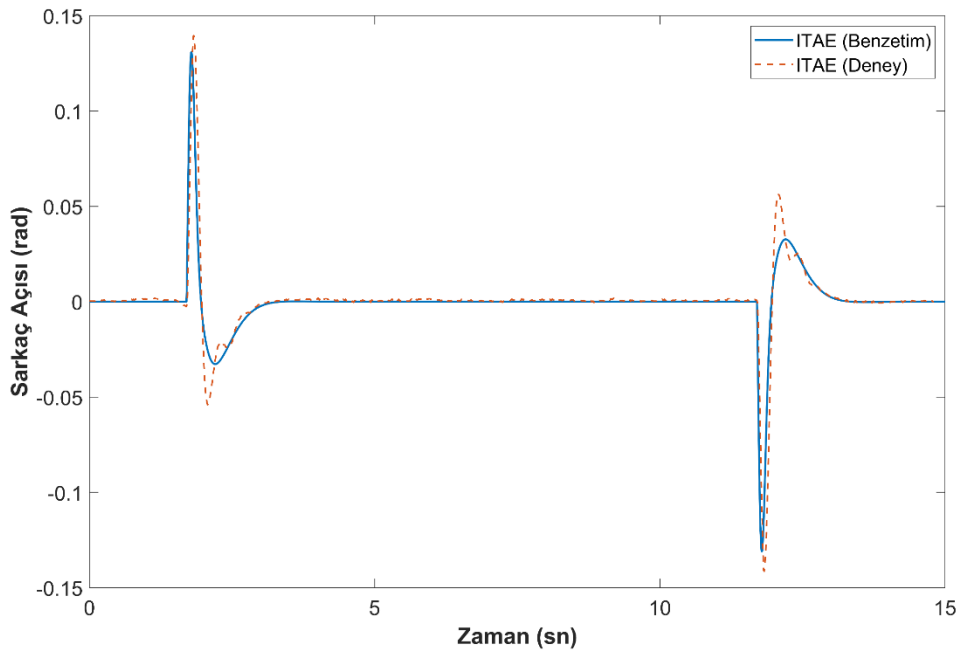
b) Sarkacın açı zaman grafiği

Şekil 8. Bulunan en iyi parametreler ile yapılan deneysel test sonuçları

Şekil 7 ile Şekil 8 karşılaştırıldığında mekanik sistemin kuru sürtünme gibi modellenemeyen doğrusal olmayan dinamiklerinden kaynaklı küçük farklılıklar dışında deneysel sonuçların benzetim sonuçlarına çok yakın olduğu görülmektedir. Şekil 9 da ITAE amaç fonksiyonuna göre bulunan kontrolör parametreleri ile yapılan benzetim ve deneysel test sonuçları birlikte gösterilmektedir.



a) Arabanın konum zaman grafiği



b) Sarkacın açı zaman grafiği

Şekil 9. ITAE amaç fonksiyonu için bulunan parametreler ile yapılan test sonuçları

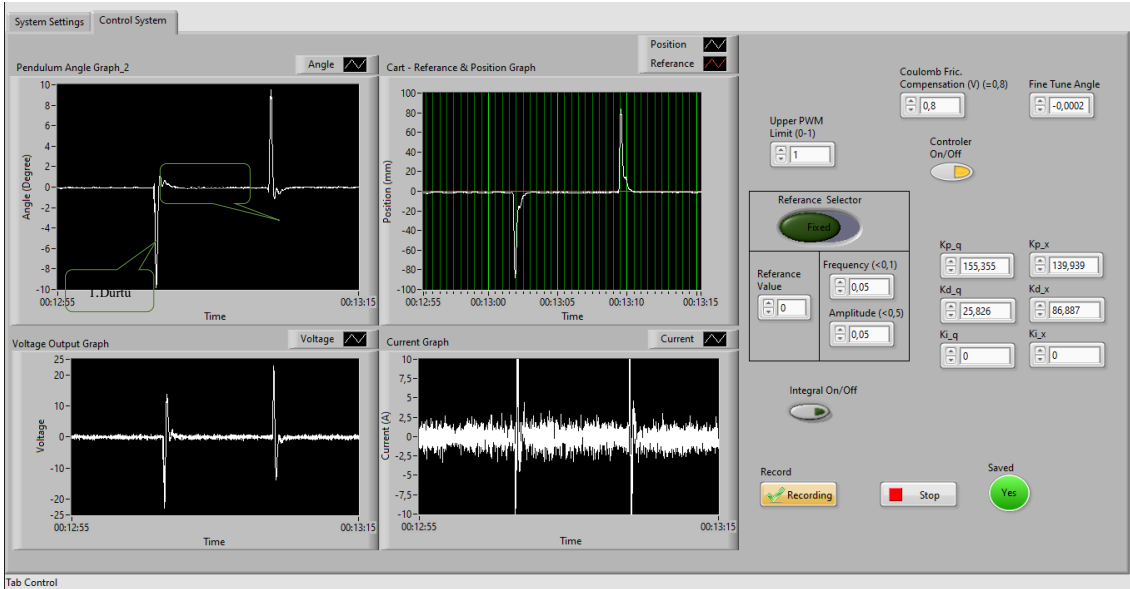
Şekil 9 incelendiğinde benzetim sistemi ile deneysel sistemin uyumlu sonuçlar verdiği görülmektedir. Deneysel kontrolör performansının belirlenmesi ve benzetim sonuçları ile karşılaştırılabilmesi için arabanın konum kontrolünün adım cevap özellikleri Tablo 5' te verilmiştir.

Tablo 5. Deneysel test adım cevap karakteristikleri

Amaç fonksiyon	Yükselm e zamanı (t_r)	Oturma zamanı (t_s)	Aşma (%)
Hatanın karesinin integrali (ISE)	0,7822	1,2245	1,030
Ortalama karesel hata (MSE)	0,9815	1,7748	0,078
Hatanın mutlak değerinin integrali (IAE)	0,5429	1,2242	0,955
Hatanın mutlak değerinin zamanla çarpımının integrali (ITAE)	0,4173	0,7641	1,290

Tablo 4 ve Tablo 5 incelendiğinde benzetim sonuçlarına çok yakın performans değerlerinin elde edildiği görülmektedir. Deneysel sonuçlara göre de en iyi performans, aşma değeri hariç ITAE amaç fonksiyonuna göre elde edilen parametreler ile elde edilmiştir. Aşma değeri açısından sonuçlar incelendiğinde ise hem benzetim hem de deneysel sonuçlara göre MSE amaç fonksiyonu ile elde edilen parametreler en düşük aşma değerini sağlamıştır.

Kontrolörün bozucu etkilere karşı performansının değerlendirilebilmesi için ITAE çok amaçlı amaç fonksiyonuna göre belirlenen en iyi kontrolör parametreleri ile sarkaç denge konumunda ve araba sıfır konumunda tutulurken sarkaca el ile dürtü şeklinde bozucu etki her iki doğrultuda uygulanmıştır. Kontrol sistemi her iki doğrultuda da uygulanan bozucu etkiye anında tepki vermiş ve sarkacı düşürmeden dürtü ortadan kalktıktan sonra denge konumuna geri gelmiştir. Aynı anda arabanın da konumu dürtü etkisi karşısında sarkacın düşmesini engellemek için denge noktasından sapmış ve dürtü ortadan kalktıktan sonra araba da sıfır noktasına geri dönmüştür. Sarkaç sisteminin deney esnasında dürtü etkisine karşı verdiği cevaba ilişkin ekran görüntüsü Şekil 10 da verilmiştir.



Şekil 10. Paralel PD kontrolörün dürtü bozucusuna karşı deneysel cevabı

6. Değerlendirme

Sistemde kararlı ve kararsız denge noktalarının varlığında; yani araba konumu ve açısının kontrolünü gerçekleştirmede kontrolcü parametrelerinin bulunması son derece zor bir konudur. Karınca kolonisi algoritması ile benzetim modelinden elde edilen parametreler gerçek sisteme uygulanarak adım referansa göre araba konumu ve sarkaç açısı cevapları elde edilmiştir. Bu sayede kontrol sistemlerinin kalitesi bakımından çıkış sinyali aşma miktarı, kalıcı hata değeri, yükselme zamanı ve oturma zamanı parametreleri geliştirilmiştir. Ayrıca sistemde modellenemeyen dinamikler, iç ve dış bozucu etkilerin varlığında zaman içerisinde parametrelerin değişimi durumunda da optimal cevap değerleri elde edilmiştir.

ISE, MSE, IAE ve ITAE amaç fonksiyonlarının cevapları benzetim ve deneysel olarak yükselme zamanı, oturma zamanı ve yüzde aşma cinsinden incelenmiştir. Yükselme zamanı ve oturma zamanı bakımından ITAE amaç fonksiyonunun en iyi cevap zamanına sahip olduğu, en az aşma durumunun ise MSE amaç fonksiyonunda gerçekleştiği görülmektedir.

Yapılan çalışma benzetimsel olarak bulunan sonuçların deneysel olarak doğrulanmasını da ihtiva ettiğinden literatürden ayrılmaktadır. Ayrıca kullanılan karınca koloni optimizasyon algoritması literatürdeki benzerlerinden farklı olarak aynı anda paralel iki PD kontrolörü optimize etmektedir. Bunu başarabilmek için her iki kontrolör dinamiklerini de ihtiva eden çok amaçlı bir amaç fonksiyonu kullanılmıştır. Bu yönü ile de literatürdeki benzerlerinden ayrılmaktadır. Benzetimsel ve deneysel çalışmalar sonucunda elde edilen bilgiler ışığında karınca koloni algoritmasının eksik tahrikli sistemlerin kontrol parametrelerinin optimizasyonunda güvenilir bir şekilde kullanılabilceği söylenebilir. Bazı kontrolör performans kriterlerinin diğerlerinden daha önemli olduğu uygulamalarda amaç fonksiyon özelleştirilerek kullanılabilir. Bu özel amaç fonksiyonu yükselme zamanı, oturma zamanı ve aşma gibi kriterlerin ağırlık katsayıları ile çarpılarak toplamından oluşturulabilir ve önemli kriterlerin katsayıları diğer kriterlerin katsayılarından daha yüksek olacak şekilde seçilebilir.

Kaynaklar

- [1] Saco, R., Subspace Identification of an Inverted Pendulum on a Cart using state variables Transformation, **IFAC PapersOnLine** 52, 11, 244–249, (2019).
- [2] Gurriet, T., Mote, M., Singletary, A., Nilsson, P., Feron, E., ve Ames, A. D. ‘A scalable safety critical control framework for nonlinear systems, **IEEE Access**, 8, 187249–187275, (2020).
- [3] Wang J.J., Simulation studies of inverted pendulum based on PD controllers, **Simulation Modelling Practice and Theory**, 19, 1, 440–9, (2011).
- [4] Magdy, M., Marhomy, A.E., Attia, M.A., Modeling of inverted pendulum system with gravitational search algorithm optimized controller, **Ain Shams Engineering Journal** 10, 129–149, (2019).
- [5] Jmel, I., Dimassi, H., Said, S.H., M’Sahli, F., An adaptive sliding mode observer for inverted pendulum under mass variation and disturbances with experimental validation, **ISA Transactions**, 102, 264-279, (2020).

- [6] Mason, P., Broucke, M., Piccoli, B., Time optimal swing-up of the planar pendulum, **IEEE Transactions on Automatic Control**, 53, 8, 1876–1886, (2008).
- [7] Shahnazi, R., Akbarzadeh, T.M.R., PI adaptive fuzzy control with large and fast disturbance rejection for a class of uncertain nonlinear systems, **IEEE Transactions on Fuzzy Systems**, 16, 1, 187–197, (2008).
- [8] Wai, R.J., Chang, L.J., Adaptive stabilizing and tracking control for a nonlinear inverted-pendulum system via sliding-mode technique, **IEEE Transactions on Industrial Electronics** 53, 2, 674–692, (2006).
- [9] Magana, M.E., Holzapfel, F., Fuzzy-logic control of an inverted pendulum with vision feedback, **IEEE Transactions on Education**, 41, 2, 165–170, (1998).
- [10] Ozana, S., Pies, M., Slanina, Z., Hajovsky, R., Design and implementation of LQR controller for inverted pendulum by use of REX control system, **IEEE International Conference on Circuits and Systems**, 1, 343–347, (2012).
- [11] Deng, L., Gao, S., The design for the controller of the linear inverted pendulum based on backstepping, **International Conference on Electronic and Mechanical Engineering and Information Technology (EMEIT)**, 6, 2892–2895, (2011).
- [12] Jörgl, M., Schlacher, K., Gattringer, H., Passivity based control of a cart with inverted pendulum, **Applied Mechanics and Materials**, 332, 339-344, (2013).
- [13] Linden, G.W., Lambrecht, P.F., H (infinity) control of an experimental inverted pendulum with dry friction, **IEEE Control Systems Magazine**, 13, 4, 44–50, (1993).
- [14] Kılıç, F., Bicakcı, S., Güneş, H., Adaptive gain decoupled sliding mode control of inverted pendulum, **J. BAUN Inst. Sci. Techol.**, 21, 2, 610-622, (2019.)
- [15] Patra, A. K., Mishra, A. K., Agrawal, R., Patra, A. K., Satapathy, L. M., Kar, S. K., Self-Tuned PI Controller Design for Stabilizing and Trajectory Tracking of Inverted Pendulum, **2019 International Conference on Information Technology (ICIT)**, 53-58, (2019).
- [16] Song, S.L., Zhou, J.Z., Wang, H.T., Feng, H.S., He, R., Ant Colony Algorithm and Its Applications to Optimization of PID Parameters, **Key Engineering Materials**, 431, 568-571, (2010).
- [17] Chang, W.D., Shih, S.P., PD controller design of nonlinear systems using an improved particle swarm optimization approach, **Communications in Nonlinear Science Numerical Simulation**, 15, 11, 3632–3639, (2010).
- [18] Rani, M.R., Selamat, H., Zamzuri, H., Ahmad, F., PID Controller Optimization for a Rotational Inverted Pendulum using Genetic Algorithm, **2011 Fourth International Conference on Modeling, Simulation and Applied Optimization**, 1-6, (2011).
- [19] Liang, Z., Fu, L., Li, X., Feng, Z., Sleight, J.W. ve Lam, H.K., Ant Colony Optimization PD Control of Hypnosis With Propofol Using Renyi PermutationEntropy as Controlled Variable, **IEEE Access**, 7, 97689-97703, (2019).
- [20] Chen, C.S., Chen, W.L., Robust Adaptive Sliding-Mode Control Using Fuzzy Modeling for an Inverted-Pendulum System, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 45, 2, 297-306, (1998).
- [21] Dorigo, M., Birattari, M., Stützle, T., Ant Colony Optimization, **IEEE Computational Intelligence Magazine**, 1, 4, 28-39, (2006).
- [22] Long, X., Zhao, J., Scheduling Problem of Movie Scenes Based on Three Meta-Heuristic Algorithms, **IEEE Access**, 8, 59091 – 59099, (2020).

- [23] Gonçalves, L.C., Santos, M.F., de S, R.J.F., da Silva, J.L., Rezende, H.B., Development of a PI Controller Through an Ant Colony Optimization Algorithm Applied to a SMAR Didactic Level Plant, **2018 19th International Carpathian Control Conference (ICCC)**, 150-155, (2018).
- [24] Keskindürk, T., Söyler, H., Global Ant Colony Optimization, *Journal of The aculty of Engineering and Architecture of Gazi University*, 21 (4), 689-698, 2006
- [25] Stützle, T., Hoos, H.H., Max Min Ant System, **Journal of Future Generation Computer Systems**, 8, 16, 889–914, (2000).
- [26] Dorigo, M., Gambardella, L.M., Ant Colony System: A Cooperative Learning Approach to the Traveling Salesman Problem, **IEEE Transaction on Evolutionary Computation**, 1, 53-66, (1997).
- [27] Mukhairez, H.H.A., Maghari, A.Y.A., Performance Comparison of Simulated Annealing, GA and ACO Applied to TSP, **International Journal of Intelligent Computing Research (IJICR)**, 6, 4, 647-654, (2015).
- [28] Haroun, S.A., Jamal, B., Hicham, E.H., A Performance Comparison of GA and ACO Applied to TSP, **International Journal of Computer Applications**, 117, 19, 28-35, (2015).
- [29] Selvarajan, D., Jabar, A.S.A., Ahmed, I., Comparative Analysis of PSO and ACO Based Feature Selection Techniques for Medical Data Preservation, **The International Arab Journal of Information Technology**, 16, 4, 731-736, (2019).
- [30] Gupta, A., Srivastava, S., Comparative Analysis of Ant Colony and Particle Swarm Optimization Algorithms for Distance Optimization, **Procedia Computer Science**, 173, 245–253, (2020).
- [31] Wang ,J., Liu G., Hierarchical Sliding-Mode Control of Spatial Inverted Pendulum With Heterogeneous Comprehensive Learning Particle Swarm Optimization, **Information Sciences**, 495, 14-36, (2019).
- [32] Magdy, M., El Marhomy, A., Attia, M. A., Modeling of Inverted Pendulum System with Gravitational Search Algorithm Optimized Controller, **Ain Shams Engineering Journal**, 10, 129-149, (2019).
- [33] Al-Araji, A. S., An Adaptive Swing-Up Sliding Mode Controller Design for a Real Inverted Pendulum System Based On Culture-Bees Algorithm, **European Journal of Control**, 45, 45-56, (2019).
- [34] Lakmesari, S. H., Mahmoodabadi, M.J., Yousef Ibrahim M., Fuzzy Logic and Gradient Descent-Based Optimal Adaptive Robust Controller with Inverted Pendulum Verification Chaos, **Solitons and Fractals**, 151, 211157, 1-13, (2021).
- [35] Chang, W., Shih, S., PID Controller Design of Nonlinear Systems Using an Improved Particle Swarm Optimization Approach, **Communication in Nonlinear Science and Numerical Simulation**, 15, 3632-3639, (2010).
- [36] Bejarbaneh E. Y., A. Bagheri , B. Y. Bejarbaneh , S. Buyamin , S. N.Chegini, A New Adjusting Technique for PID Type Fuzzy Logic Controller Using PSOSCALF, **Optimization Algorithm Applied Soft Computing Journal**, 85 105822, 1-26, (2019).
- [37] Mahmoodabadi, M.J, Jahanshahi, H., Multi-Objective Optimized Fuzzy-PID Controllers for Fourth Order Nonlinear Systems, **Engineering Science and Technology an International Journal**, 19, 1084–1098, (2016).
- [38] Tousi, S. M.A., Mostafanasab A., Teshnehlal, M., Design of Self Tuning PID Controller Based on Competitional PSO, **2020 4th Conference on Swarm Intelligence and Evolutionary Computation (CSIEC)**, 2-6, (2020).

- [39] Oróstica, R., Duarte-Mermoud, M. A., Jáuregui, C., Inverted Pendulum Stabilization by Means of Fractional Order PID Controllers 2017 CHILEAN Conference on Electrical, **Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)**, 1-7, (2017).
- [40] Singh, K., Nema, S., Padhy, P. K., Modified PSO Based PID Sliding Mode Control for Inverted Pendulum, **International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICCT)**, 722-727, (2014).
- [41] Reddy, N., Saketh S., Pal, P., Dey, R., Optimal PID Controller Design of an Inverted Pendulum Dynamics: A Hybrid Pole-Placement & Firefly Algorithm Approach, **IEEE First International Conference on Control, Measurement and Instrumentation (CMI)**, 305-310, (2016).
- [42] Singh, P., Verma, N., Jain, A., Optimization of PID based Cart-Inverted Pendulum System using GA-LQR, **6th International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES)**, 1-5, (2021).
- [43] Sarkar, T., Dewan, L., Pole-Placement, PID and Genetic Algorithm Based Stabilization of Inverted Pendulum, **8th International Conference on Computing, Communication and Networking Technologies (ICCCNT)**, 2-6, (2017).
- [44] Srivastava, V., Srivastava, S., Whale Optimization Algorithm (WOA) Based Control Of Nonlinear Systems, **2nd International Conference on Power Energy, Environment and Intelligent Control (PEEIC)**, 402-406, (2019).
- [45] Chiu, C. -H., Hung, Y. -T., Peng, Y. -F., Design of a Decoupling Fuzzy Control Scheme for Omnidirectional Inverted Pendulum Real-World Control, **IEEE Access**, 9, pp. 26083-26092, (2021).
- [46] Nasir, A. N. K., Razak, A. A. A., Opposition-based spiral dynamic algorithm with an application to optimize type-2 fuzzy control for an inverted pendulum system, **Expert Systems with Applications**, 195, Article No: 116661, (2022)
- [47] Bekkar, B., Ferkous, K. Design of Online Fuzzy Tuning LQR Controller Applied to Rotary Single Inverted Pendulum: Experimental Validation. **Arab J Sci Eng**, 48, 6957–6972 (2023).
- [48] Mofid, O., Alattas, K. A., Mobayen, S., Vu, M. T., Bouteraa, Y., Adaptive finite-time command-filtered backstepping sliding mode control for stabilization of a disturbed rotary-inverted-pendulum with experimental validation, **Journal of Vibration and Control**, 29(5-6), 1431-1446, (2023).