



**İKİ TEKERLEKLİ KENDİNİ DENGELEYEN
MOBİL BİR ARACIN KONTROLÜ**

Yağmur UMay

Yüksek Lisans Tezi

Kontrol Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Zühtü Hakan AKPOLAT

HAZİRAN-2018

**T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**İKİ TEKERLEKLİ KENDİNİ DENGELEYEN
MOBİL BİR ARACIN KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Yağmur UMay

151134102

Anabilim Dalı: Mekatronik Mühendisliği

Programı: Kontrol Sistemleri

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Zühtü Hakan AKPOLAT

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 28 Haziran 2018

HAZİRAN-2018

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında, birlikte çalışmaktan dolayı memnun olduğum, her konuda desteğini esirgemeyen, bilgi ve deneyimleriyle beni yönlendiren değerli hocam Sayın Prof. Dr. Zühtü Hakan Akpolat' a bana göstermiş olduğu ilgi, hoşgörü ve sabrın yanı sıra duymuş olduğu güven için de teşekkür ederim.

Hayatım boyunca maddi ve manevi eksikliklerini hiçbir zaman hissetmediğim aileme sonsuz teşekkürler.

Yağmur UMay
ELAZIĞ - 2018

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	I
İÇİNDEKİLER.....	II
ÖZET	IV
SUMMARY	V
ŞEKİLLER LİSTESİ	VI
TABLolar LİSTESİ	X
SEMBOLLER LİSTESİ	XI
KISALTMALAR LİSTESİ	XII
1. GİRİŞ.....	1
2. ARACIN MATEMATİKSEL MODELLENMESİ.....	10
2.1. Ters Sarkaç	10
2.2. İki Tekerlekli Ters Sarkaç	11
2.3. İki Tekerlekli Mobil Robot.....	12
2.3.1. Matematiksel Model.....	12
2.3.2. İki Tekerlekli Robotun Hareket Denklemleri	14
2.3.3. Doğrusallaştırılmış Matematiksel Model	17
2.3.4. Durum Uzay Modelinin Elde Edilmesi	18
3. KULLANILAN KONTROL YÖNTEMLERİ.....	21
3.1. Kutup Atama Tasarım Metodu	21
3.2. PID Kontrol Metodu.....	29
3.3. LQR (LKD: Lineer Karesel Düzenleyici) Kontrol Metodu	33
4. PARÇACIK SÜRÜ OPTİMİZASYON ALGORİTMASI	38
4.1. PSO Algoritması İle LQR Parametrelerinin Optimizasyonu	41
4.2. PSO Algoritması ile PI Parametrelerinin Optimizasyonu	43

4.3.	PSO-PI ile Hız Kontrolü.....	43
4.3.1.	PSO-PI İle ϕ Açısı Kontrolü.....	45
5.	YAPAY BAĞIŞIKLIK OPTİMİZASYON ALGORİTMASI	48
5.1.	Yapay Bağışıklık Sistemleri	48
5.2.	Klonal Seçim Prensibi Teorisi	49
5.3.	Yapay Bağışıklık Optimizasyon Algoritmasının Sisteme Uygulanması	50
5.3.1.	BS- PI İle θ Hız Kontrolü	50
5.3.2.	BS-PI İle ϕ Açısı Kontrolü	53
6.	SONUÇLAR	57
6.1.	Kontrolcü Parametrelerinin Optimize edilmesi ile elde edilen sonuçlar	57
6.2.	Parçacık Sürü ve Yapay Bağışıklık Optimizasyon Algoritmalarının Karşılaştırılması.....	59
6.3.	LQR ve PI Kontrol Yöntemlerinin Karşılaştırılması.....	64
	KAYNAKLAR.....	67
	ÖZGEÇMİŞ.....	71

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

İKİ TEKERLEKLİ KENDİNİ DENGELEYEN MOBİL BİR ARACIN KONTROLÜ

Yağmur UMay

Fırat Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elazığ- 2018, Sayfa: XII+71

Bu tez kapsamında iki tekerlekli kendini dengeleyen araçların kontrolü çalışılmıştır. İki tekerlekli araçlar kişisel taşıma sistemlerinin geliştirilmesi için önemli bir alan teşkil etmektedir. Ters sarkaç prensibine dayalı olarak tasarlanan iki tekerlekli kendini dengeleyen aracın matematiksel modeli Lagrange metoduna dayalı olarak türetilmiştir ve MATLAB/Simulink' ortamında aracın matematiksel modelinin benzetimi yapılmıştır. Dik duruş pozisyonunda kararsız ve doğrusal olmayan iki tekerlekli aracın denge kontrolünün yanı sıra hız ve pozisyon kontrolü de gerçekleştirilmiştir. PID, LQR, Kutup Atama Tasarımı gibi çeşitli kontrol teknikleri kullanılmış ve kontrolörlerin performansları karşılaştırılmıştır. Sistem için en uygun kontrolcü parametrelerinin bulunması için Parçacık Sürü ve Yapay Bağışıklık Optimizasyon algoritmaları kullanılmıştır ve bulunan sonuçlara göre iki teknik karşılaştırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: İki Tekerlekli Kendini Dengeleyebilen Araç, , PID, LQR, Kutup Atama Tasarımı, Parçacık Sürü Algoritması, Yapay Bağışık Sistemler, Optimizasyon

SUMMARY

Master Thesis

CONTROL OF A TWO WHEELED SELF-BALANCING MOBILE VEHICLE

Yagmur UMay

Firat University

Graduate School of Natural and Applied Science

Department of Mechatronic Engineering

Elazig- 2018, Page: XII+71

In this thesis, control of two-wheeled self-balancing vehicles has been studied. Two-wheeled vehicles are an important area for the development of personal transportation systems. The mathematical model of the vehicle, which is designed based on principle of the inverted pendulum, is derived using the Lagrange method. And the mathematical model of the vehicle is simulated in the MATLAB / Simulink environment. As well as stability control of the unstable and nonlinear two-wheeled vehicle in the upright position, velocity and position control have been realized. Various control techniques such as PID, LQR, and Pole Placement design have been used and the performances of the controllers were compared. Particle Swarm and Artificial Immunity Optimization algorithms are used to find the most suitable control parameters for the system. According to the results, two techniques were compared.

Keywords: Two Wheeled Self-balancing Vehicle, PID, LQR, Pole Placement Design, Particle Swarm Algorithm, Artificial Immune System, Optimisation

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. JOE [6]	2
Şekil 1.2. NBot[7].....	3
Şekil 1.3. LEGWAY[8]	3
Şekil 1.4. SEGWAY[10]	4
Şekil 1.5. Devrilme Tipli robot platformu[25]	5
Şekil 1.6. Eksik Tahrikli İki Tekerlekli Mobil Robot[26].....	6
Şekil 1.7. Düz zeminde ve eğimli zeminde dengelenen iki tekerlekli mobil robot[25]	7
Şekil 1.8. Kişisel İki Tekerlekli Scooter'ın Laboratuvar Çalışması. a) Üzerinde İnsan Yokken	7
Şekil 1.9. İki tekerlekli Eksik Tahrikli Sistem Modeli [31]	8
Şekil 1.10. İki tekerlekli elektrikli araç [35].....	9
Şekil 2.1. Kart Sarkaç Sistemi.....	10
Şekil 2.2. İki tekerlekli ters sarkaç	11
Şekil 2.3. İki tekerlekli ters sarkaç mobil robot modeli.....	12
Şekil 2.4. İki tekerlekli modele ait diyagram.....	13
Şekil 2.5. İki tekerlekli mobil robot üstten görünümü.....	13
Şekil 3.1. İTKDA İçin Kutup Atama Tasarım Metodu İle Matlab/Simulink Ortamında Oluşturulmuş Durum Geri Beslemeli Kontrol Blok Diyagramı.....	22
Şekil 3.2. İTA blok diyagramı	23
Şekil 3.3. Kutup atama geri besleme kontrolüyle θ değişim grafiği	24
Şekil 3.4. Kutup atama yöntemi ile kontrol edilen sistemin $e\theta$ değişim grafiği.....	24
Şekil 3.5. Kutup atama geri besleme kontrolüyle denge açısı ψ değişim grafiği	25
Şekil 3.6. Kutup atama geri besleme kontrolüyle ψ 'ın değişim grafiği	25
Şekil 3.7. Kutup atama yöntemi ile kontrol edilen sistemin denge açısının hata değişim grafiği	26

Şekil 3.8. Kutup atama yöntemi ile kontrol edilen sistemin $e\psi$ değişim grafiği	26
Şekil 3.9. Aracın düz yörüngede hareketinin X-Y eksen takımındaki konum grafiği	27
Şekil 3.10. ϕ değişim grafiği.....	27
Şekil 3.11. Kutup atama yöntemi ile kontrol edilen sistemin $e\phi$ değişim grafiği	28
Şekil 3.12. Aracın daire yörüngedeki hareketinin X-Y eksen takımındaki konum grafiği .	28
Şekil 3.13. Aracın sinüs hareketinin konum grafiği	29
Şekil 3.14. PID Kontrolcünün Temel Yapısı.....	29
Şekil 3.15. PI Kontrollü Sistemin Simulink Blok Diyagramı	30
Şekil 3.16. PI kontrollü sistemin θ değişim grafiği.....	31
Şekil 3.17. PI kontrollü sistemin $e\theta$ değişim grafiği	31
Şekil 3.18. PI kontrollü sistemin ψ değişim grafiği.....	32
Şekil 3.19. PI Kontrollü Sistemin x-y Eksen Takımındaki Grafiği.....	32
Şekil 3.20. LQR ile Kontrol Edilen Sistemin Simulink Blok Diyagramı	34
Şekil 3.21. LQR ile kontrol edilen sistemin θ hız değişim grafiği.....	34
Şekil 3.22. LQR ile kontrol edilen sistemin $e\theta$ değişim grafiği	35
Şekil 3.23. LQR ile kontrol edilen sistemin denge açısı ψ değişim grafiği	35
Şekil 3.24. LQR ile kontrol edilen sistemin $e\psi$ değişim grafiği.....	36
Şekil 3.25. LQR ile kontrol edilen sistemin ψ değişim grafiği.....	36
Şekil 3.26. LQR ile kontrol edilen sistemin $e\psi$ değişim grafiği.....	37
Şekil 3.27. LQR ile kontrol edilen aracın daire yörüngede hareketinin x-y eksen takımındaki konum grafiği	37
Şekil 4.1. Parçacık sürü optimizasyon algoritmasının akış diyagramı	40
Şekil 4.2. PSO - LQR Kontrol Simulink Blok Diyagramı	41
Şekil 4.3. PSO-LQR kontrollü sistem θ değişim grafiği.....	42
Şekil 4.4. PSO-LQR kontrollü sistem θ hız değişim grafiği.....	42
Şekil 4.5. PSO-LQR kontrollü sistemin $e\theta$ değişim grafiği	43

Şekil 4.6. PSO-LQR kontrollü aracın daire yörüngede hareketinin konum grafiği	43
Şekil 4.7. PSO-PI kontrollü aracın θ değişim grafiği	44
Şekil 4.8. PSO ile optimize edilen PI kontrollü aracın θ hız değişim grafiği	44
Şekil 4.9. PSO-PI kontrollü sistemin $e\theta$ değişim grafiği.....	44
Şekil 4.10. PSO-PI kontrollü aracın daire yörüngede hareketinin konum grafiği.....	45
Şekil 4.11. PSO-PI hız kontrollü aracın ϕ değişim grafiği	46
Şekil 4.12. PSO-PI hız kontrollü aracın $e\phi$ değişim grafiği.....	46
Şekil 4.13. ϕ açısı PSO-PI kontrollü aracın daire yörüngedeki hareketinin konum grafiği	47
Şekil 5.1. Klonal Seçim Prensibi	49
Şekil 5.2. YBS ile optimize edilen PI kontrollü Sistemin Simulink Blok Diyagramı.....	50
Şekil 5.3. YBS-PI hız kontrollü aracın θ değişim grafiği	51
Şekil 5.4. YBS-PI hız kontrollü aracın θ değişim grafiği	51
Şekil 5.5. YBS-PI hız kontrollü aracın $e\theta$ değişim grafiği	52
Şekil 5.6. ϕ açısı PSO-PI ile kontrol edilen aracın daire yörüngedeki hareketinin konum grafiği	53
Şekil 5.7. ϕ (Phi) Açık Kontrolü YBS ile Optimize Edilen PI Kontrollü Sistemin Simulink Blok Diyagramı	54
Şekil 5.8. ϕ (Phi) açı kontrolü YBS-PI ile kontrol edilen sistemin ϕ değişim grafiği.....	55
Şekil 5.9. ϕ açısı YBS-PI ile kontrol edilen sistemin $e\phi$ değişim grafiği.....	55
Şekil 5.10. ϕ (Phi) açısı YBS-PI kontrollü sistemin daire yörüngedeki hareketinin konum grafiği	56
Şekil 6.1. PI kontrollü sistemin $e\theta$ değişim grafiği	57
Şekil 6.2. PSO-PI kontrollü sistemin $e\theta$ değişim grafiği.....	58
Şekil 6.3. LQR ile kontrol edilen sistemin $e\theta$ değişim grafiği	58
Şekil 6.4. PSO-LQR kontrollü sistemin $e\theta$ değişim grafiği	59
Şekil 6.5. Daire yörüngede hız kontrolü PI ile gerçekleştirilen sistemin θ değişim grafiği	60

Şekil 6.6. Hız kontrolü YBS-PI VE PSO-PI ile gerçekleştirilen sistemin $e\theta$ değişim grafiği	60
Şekil 6.7. Daire yörüngedeki ϕ (Phi) değişim grafiği.....	62
Şekil 6.8. ϕ açısı YBS-PI ve PSO-PI ile kontrol edilen sistemin $e\phi$ değişim grafiği.....	62
Şekil 6.9. Aracın daire yörüngedeki konum grafiği	63
Şekil 6.10. Sinüs yörüngeye ait ϕ (Phi) değişim grafiği.....	64
Şekil 6.11. Aracın sinüs yörüngedeki hareket	64
Şekil 6.12. θ' değişim grafiği.....	65
Şekil 6.13. $e\theta$ değişim grafiği	65

TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 2.1. Sistem Parametre Değerleri.....	20
Tablo 5.1. Yapay Bağışıklık Algoritmaları ve Uygulama Alanları.....	48
Tablo 6.1. Hız kontrolü için kontrol parametrelerinin karşılaştırmalı sonuçları	61
Tablo 6.2. PI ile ϕ (Phi) kontrolü için bulunan sonuçlar	61
Tablo 6.3. PI & LQR & Kutup Atama Kontrol Tekniklerinin Karşılaştırmalı Sonuçları ...	66



SEMBOLLER LİSTESİ

Simgeler

J_m
 R_m
 K_b
 K_t
 n
 f_m
 f_w
 m_{tekerlek}
 M
 g
 R
 I_{tekerlek}
 W
 D
 H
 L
 θ
 ϕ
 ψ
 P_{best}
 G_{best}
 K_p
 K_i
 K_d
 T_r
 T_s
 M_p
 $C1, C2$
 d
 V_{max}
 $\dot{I}$
 k
 V_i^k
 X_i^k

Açıklamalar

Da motor atalet momenti
Da motor direnci
DA motor emf sabiti
DA motor tork sabiti
Dişli oranı
Gövde ile motor arasındaki sürtünme katsayısı
Tekerlek ile yer arasındaki sürtünme katsayısı
Tekerlek ağırlığı
Gövde ağırlığı
Yer çekim ivmesi
Tekerlek yarıçapı
Tekerlek atalet momenti
Gövde genişliği
Gövde derinliği
Gövde yüksekliği
Tekerlek ekseninde kütle merkezine olan uzaklık
Sağ ve sol tekerleğin ortalama dönme açısı
Sağa sola dönüş açısı
Denge açısı
Her bireyin en iyi uygunluk değeri
Global en iyi pozisyon
Oransal kazanç
İntegral kazanç
Türevsel kazanç
Yükselme zamanı
Oturma zamanı
Maksimum aşım
Öğrenme faktörleri
Problem boyutu
Her iterasyonda gerçekleştirilecek maksimum hız
Parçacık sayısı
İterasyon sayısı
Parçacığın o anki hız
Parçacığın o anki pozisyonu

KISALTMALAR LİSTESİ

Kısaltmalar	Açıklamalar
İTKDA	: İki tekerlekli kendini dengeleyen araçlar
MTTS	: Mobil Tekerlekli Ters Sarkaç
PSO	: Parçacık Sürü Optimizasyonu
YBS	: Yapay Bağışık Sistemler
PID	: Oransal(Proportional), İntegral(integral),Türevsel(Derivative)
LQR	: Lineer Karesel Düzenleyici (Lineer Quadratic Regulator)

1. GİRİŞ

Gelişen ve değişen dünyada nüfus artışına paralel olarak daha küçük ve ekonomik ulaşım araçlarına duyulan ihtiyaç gün geçtikçe artmaktadır. Kişisel ulaşım araçları bu ihtiyacı karşılamak için geliştirilmiştir. Motosikletler bu tür ulaşım araçlarının en belirgin örneklerindendir fakat kaldırımında veya kapalı mekânlarda kullanılamadıklarından son yüzyılda motosikletler yerine iki tekerlekli kendini dengeleyen araçlar (İTKDA) popülerlik kazanmaya başlamışlardır. İTKDA sürekli bir gelişim halinde olmuştur. Pek çok alanda kullanılabilen bu tür sistemler, manuel veya yarı otomatik kontrollü olarak sivilde veya askeri uygulamalarda kullanılabilmektedir. Zararlı ve tehlikeli görevleri gerçekleştiren iki tekerlekli insan taşıma araçları, tekerlekli uzay robotları, endüstriyel robotlar, vs. gibi mobil robotik alanında yapılmış olan pek çok çalışma mevcuttur.

Kendini dengeleyen robot çalışmaları, kişisel taşıma sistemlerinin geliştirilmesi için önemli bir alan teşkil etmektedir. Böyle sistemler iki tekerlek üzerinde dengede durma ve bir nokta etrafında dönebilme yeteneğine sahiptir. Bu manevra yeteneği onlara keskin köşe dönüşlerinde ve çeşitli bölgelerde küçük adım ve frenlerle kolayca dolaşmasına izin verir. Bundan dolayı bu tür taşıma platformları özellikle dar alanlarda hızlı ve kontrollü taşıma görevi gören ucuz ve etkili çözümlerdir. Tasarımı sayesinde geçmişte sadece yayaların ulaşabildiği yerlere artık sürücülerinde ulaşmasını mümkün kılmaktadır. Bunun yanında küçük bölgelerdeki, kısa mesafelere gitmek için hava kirliliğine neden olan arabaları kullanmak yerine bu tür araçlarla gidebilmelerine imkân tanımaktadır.

Başlangıçta insan taşımacılığı için tasarlanan İTKDA' lar 2000'li yılların başlarında literatüre girmiştir. Fakat son on yılda iki tekerlekli sistemler; haritalama, endüstriyel taşımacılık, hizmet robotları vs. gibi mobil robotik uygulamaları üzerinde kullanılmaya başlanmıştır. Otomotiv sektörüne katkı sağlamasının yanı sıra non-lineer yapısından dolayı yaygın kontrol teorilerinden olan ters sarkaç modeline dayalı olarak yapılan pek çok robotik çalışma ile gittikçe daha da popülerleşen bir konu haline gelmiştir.

Kararsız ve doğrusal olmayan matematiksel model yapısı ile ters sarkaç modeli temelinde geliştirilen robotik çalışmalar, üzerinde birçok kontrol teorisinin çalışılmasına olanak sağlayan klasik bir kontrol düzeneği olması bakımından akademik araştırmacıların da ilgi odağı olmuştur. Araştırma ve eğitim amaçları için iki tekerlekli mobil araçların veya robotların ürün ve prototipleri üniversite ve araştırma enstitülerinde tasarlanmıştır. İki tekerlekli mobil robotlar genellikle birbirine paralel iki tekerlek ve bir ters sarkaçtan

oluşur. İki tekerlekli araçlar(İTKDA)'ın kontrol amacı, kararsız bir denge noktası olan dik duruş pozisyonunda sarkacı sabit tutarken tekerleklerin hareketini sağlamaktır.

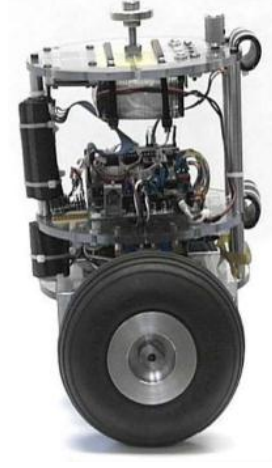
Son zamanlarda yapılan pek çok çalışma, akıllı araçlar ve robotik alanlarında yaygın olan Mobil Tekerlekli Ters Sarkaç (MTTS) modellerinin kontrol problemi üzerine odaklanmıştır [1]–[11]. Teorik çalışmaların çoğunda Lyapunov teorisi, pasiflik, geri besleme lineerleştirmesine, vs. dayalı dengeleme algoritmaları eksik tahrikli sistemler için geliştirilmiştir.

MTTS modellerinin sadece teorik değil aynı zamanda pratik uygulamaları da mevcuttur. JOE [6], Nbot [7] , Legway [8] , B2 [9] , Segway [10] gibi pek çok pratik sistem, MTTS modele dayalı olarak gerçekleştirilmiştir [12]. Bu uygulamalar arasından JOE [6], Şekil 1.1' de verilmiştir. Bu robot 2002 yılında Grasser ve arkadaşları tarafından geliştirilmiştir. Grasser ve arkadaşları, bu makalede iki tekerlekli bir robotun gelişimini tanımlamışlardır. İki tekerlekli insan taşıma aracını, tekerleri süren iki ayrı DA motor kullanarak dengelemişlerdir. Güvenlik açısından sürücü yerine sabit bir ağırlık kullanmışlardır.



Şekil 1.1. JOE [6]

Şekil 1.2' de verilen David P. Anderson tarafından yapılan, JOE benzeri, iki tekerlekli denge robotu Nbot [7] ticari olarak uygun atalet sensörü ve sistemleri dengeleyen motor encoderlerinden alınan pozisyon bilgisini kullanır.



Şekil 1.2. NBot[7]

Steven Hassenplug, LEGO Mindstorms robotik kitini kullanarak Şekil 1.3’ de Legway [8] denen denge robotunu başarılı bir şekilde gerçekleştirmiştir. LEGO Mindstorms için C/C++ benzeri programlama dili olan BrickOS’ da kontrolörü programlayarak robotun eğim açısını ayarlamıştır.



Şekil 1.3. LEGWAY[8]

Şekil 1.4’ de verilen SEGWAY HT 2001’ de icat edilen ve üzerinde duran insanı dengeleyebilen iki tekerlekli mobil robotların en popüler ürün modellerinden biridir [10].



Şekil 1.4. SEGWAY[10]

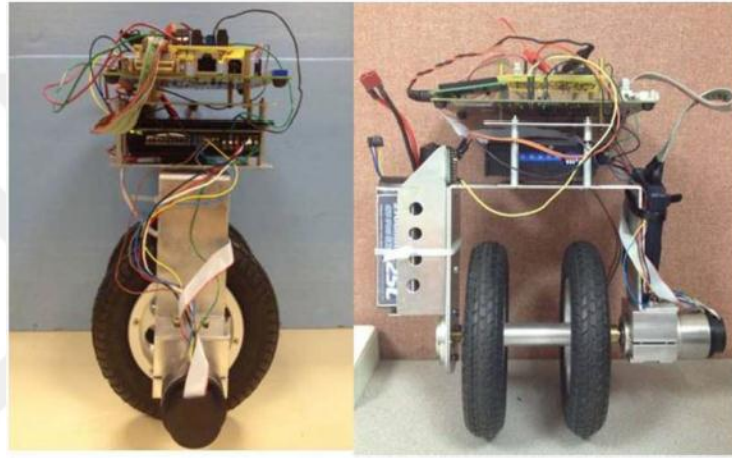
Nawawi ve arkadaşları [11], 2005'te iki tekerlekli ters sarkaç sistemlerin dinamik modelini durum uzay formunda geliştirmişlerdir. Daha sonra bu matematik model kontrolörle simülasyon sonuçlarına dayalı olarak test edilmiştir. Ve sonuçlar, kontrolörün gerçekte uygulanabilir olduğunu göstermiştir. Franch ve arkadaşları [13], hareket planı ve kontrolü için fiziksel değişkenlere göre tekerlekli bir ters sarkacın dinamik eşitliklerini açık bir şekilde ifade etmişlerdir. Daha sonra sistemin kontrol edilebilirlik özellikleri, maksimum serbestlik derecesi ve kısmi geri besleme lineerleştirme formunun türetilmesi araştırılmıştır. Sonuç olarak kabul edilen kısmi geri besleme kontrolörü; pozisyon kontrolü ve iki seviyeli hız kontrolü için türetilmiştir. Bogdanov, Alexander [14] bir kart üzerindeki ters sarkacın optimum kontrolü üzerine birkaç algoritma önermiştir ve simülasyon sonuçlarına dayalı olarak dinamik performansları karşılaştırmıştır. Dinamik modeli Euler - Lagrange eşitliklerinden türetilmiştir. Belirsizlikler, sistem performansını etkilediği ve hatta sistem dengesini mahvettiği için araştırmacılar belirsizliklere sahip olan eksik tahrikli sistemler için pek çok dayanıklı kontrol tasarımları geliştirmişlerdir [15]–[19]. 2010 yılında J. Huang ve arkadaşları tarafından Mobil tekerlekli ters sarkaç modellerin hız takip problemi araştırılmıştır [18]. Bu sistemler için hem sistem belirsizlikleri hem de harici bozucularla baş edebilecek iki kayma kipli kontrolör metodu ileri sürülmüştür. İlgili kapalı çevrim sistemlerin asimptotik kararlılığı bazı kurallara dayalı kayma yüzeyi parametrelerinin seçimi aracılığıyla sağlanmıştır. İlk olarak KKK kontrolü kullanıldığında sürekli bir izleme hatası mevcuttur. Yeni bir kayma yüzeyi göz önünde bulundurularak ikinci KKK kontrolör bu problemi çözmek için tasarlanmıştır. Sistemin dinamik analizi için Lagrange'ın hareket eşitliği kullanılmıştır.



Şekil 1.5. Devrilme Tipli robot platformu[25]

ekil 1.6’ da 2014 yılında Jian-Xin Xu tarafından geliştirilen iki tekerlek

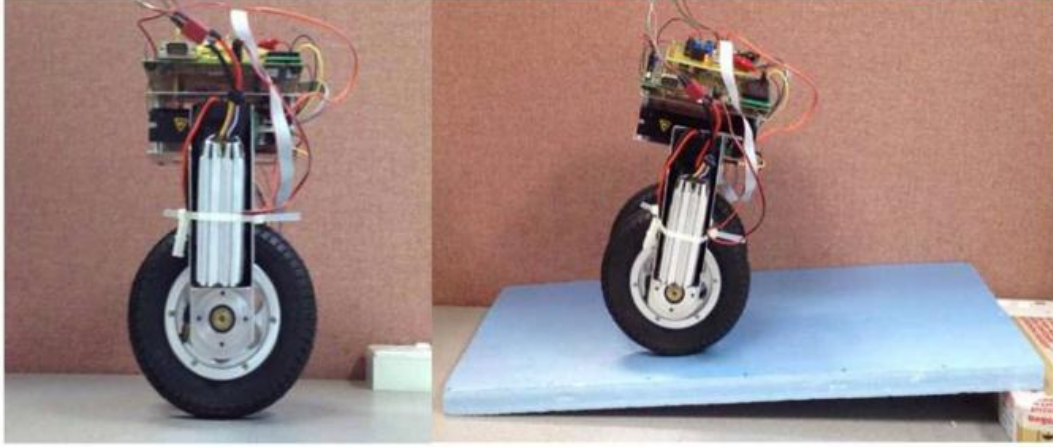
kontrolünü sağlayacak tek bir aktüatör kullanan eksik tahrikli bir sistemdir. IKKK, ekstra serbestlik derecesine sahiptir. Bu makalede, lineer bir kontrol uygulamak için bu ekstra serbestlik derecesi kullanılmaktadır. İkincisi iki tekerlekli mobil robot sistemi, hem uyumlu hem uyumsuz belirsizlikleri içerir. IKKK 'nin integral kayma yüzeyi ve anahtarlama terimiyle uygulanması, uyumlu belirsizliklerin etkisini tamamen ortadan kaldırabilir. Uygulanan lineer kontrolör, uyumsuz belirsizliklere bağlı olan kayma yüzeyini stabilize eder. Üçüncüsü, referans tasarımları, iki tekerlekli mobil robota IKKK uygularken belirlenmiştir. Matematiksel modelin türetilmesinde ise Lyapunov Teorisi kullanılmıştır.



Şekil 1.6. Eksik Tahrikli İki Tekerlekli Mobil Robot[26].

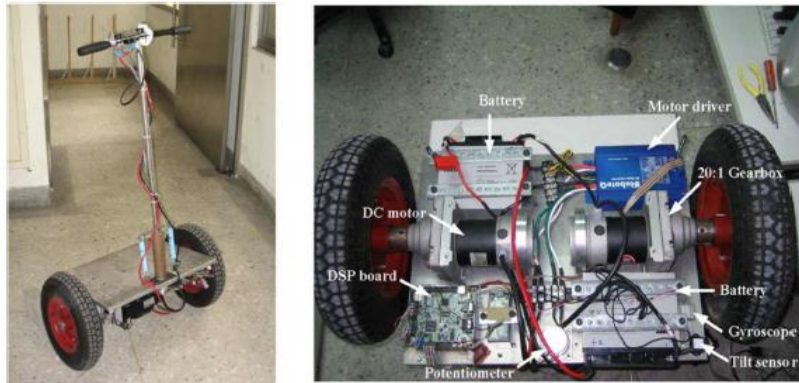
Şekil 1.7' de 2013 yılında Jian-Xin Xu ve arkadaşları tarafından geliştirilen birbirine paralel iki tekerlek ve bir ters sarkaçtan oluşan mobil robotun Takagi - Sugeno tipi bir bulanık mantık kontrolörünün yeni bir uygulamasını sunmaktadır [25]. Bu çalışmadaki yenilikler 3 yöndedir. Birincisi bulanık mantık kontrolü, hem sezgisel hem de iki tekerlekli sisteme ait model bilgilerini kullanan birleştirilmiş bir tasarımıdır. Bulanık etiketler, üyelik fonksiyonları ve bulanık mantık kontrol yapısı iki tekerlekli mobil robotlarla ilgili deneysel bilgilere dayalı olarak seçilmiştir. Bulanık mantığın çıkış parametreleri, belirli bir çalışma noktasında lineer bir kontrolör ile bulanık mantığın çıkışı karşılaştırılarak belirlenmiştir. Lineer kontrolör iki tekerlekli mobil robotun doğrusallaştırılmış modeline dayalı olarak tasarlanmıştır. İkincisi önerilen bulanık mantık kontrolörü, gerçek uygulamalar için basit ve gerçekleştirilebilir bir tasarımıdır. Üçüncüsü, önerilen bulanık mantık kontrolörü, istenen kontrol görevleri ve regülasyonu için gerçek zamanda iki tekerlekli mobil robota başarılı bir şekilde uygulanmıştır. İki tekerlekli mobil robot üzerinde sadece düz zeminde değil aynı zamanda eğimli zeminde gezinmesinde de

başarılı sonuçlara ulaşılmıştır. Sistemin matematiksel modellenmesinde ise Lagrange metodu kullanılmıştır.



Şekil 1.7. Düz zeminde ve eğimli zeminde dengelenen iki tekerlekli mobil robot[25]

Şekil 1.8.' de 2010 yılında Ching-Chih Tsai ve arkadaşları [24] tarafından iki tekerlekli kendi kendini dengeleyen scooterlar için dengeleme ve yalpalama hareketini kontrol etmek amacıyla radyal fonksiyon tabanlı sinir ağlarını (RFTSA) kullanarak iki adaptif kontrolör tasarımı sunmuşlardır.



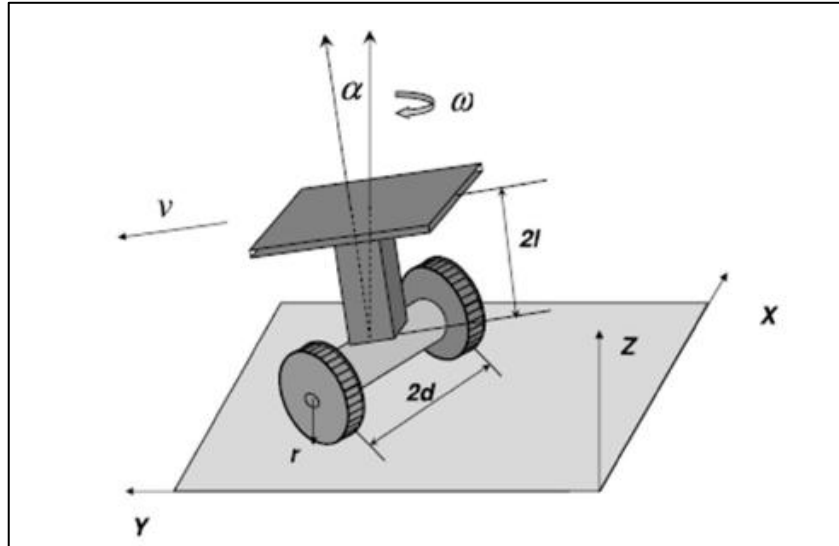
Şekil 1.8. Kişisel İki Tekerlekli Scooter'ın Laboratuvar Çalışması. a) Üzerinde İnsan Yokken Scooter'ın Önden Görünümü b) Scooter'ın alt kısmının görünümü[24]

Radyal fonksiyon tabanlı sinir ağlarının basit yapıları, iyi yer yakınsama performansları, hususi kararlılık ve non-lineer sistemlerin sadeleştirilmiş bir sınıfı için fonksiyon eşdeğerliğine sahip olduğundan dolayı non-lineer sistemlerin modellenmesi ve

kontrolü için oldukça kabul görmektedir. Bunun için RFTSA karmaşık ve uygulamalı problemlerin çözümünde gittikçe artan bir ilgiye sahiptir. Örneğin Li ve Hori [28] seçilen bulanık mantık kuralları için birkaç tane RFTSA şeması önermişlerdir.

Zhuang ve arkadaşları [29] salınımlı sinir ağları ve uygulamaları için yeni bir model önermişlerdir. Bunun yanında Lin and Tsai [30], iki tekerlekli kendi kendini dengeleyen scooterlar da oluşan bilinmeyen Coulomb ve statik sürtünme yaklaşımı için iki tane RFTSA kullanmışlardır. Ancak lineerleştirmeden dolayı modellenmemiş hatalar dikkate alınmamıştır. JOE [6]' da olduğu gibi, bu çalışmada önerilen kontrolörler yalpalama hareketi ve mobil ters sarkaç olmak üzere iki alt sistemden oluşmaktadır.

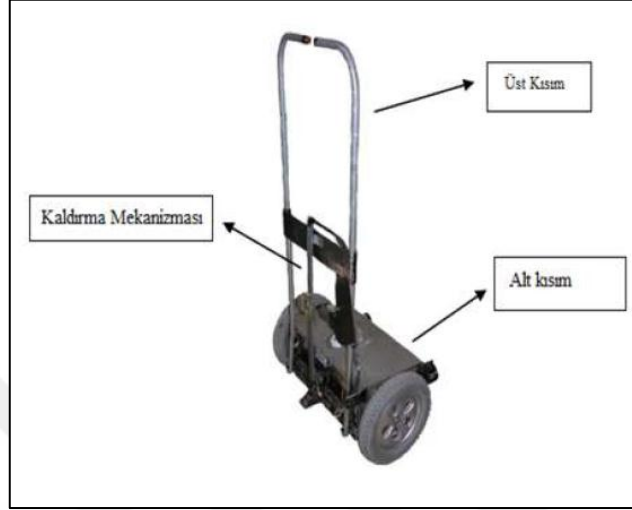
2014 yılında, C. Yang ve arkadaşları Şekil 1.9' da tekerlekli bir ters sarkaç modelini kullanarak aracı modellemişlerdir. İki tekerlekli ters sarkaç modellerinin çoğunun modellenmesinde yaygın olarak uygulanan otomatik hareket kontrolünü araştırmışlardır [31]. Bu makalede tekerlekli ters sarkaç araçların genel olarak bir platform, ters sarkaç ve düz bir zeminde birbirinden bağımsız sürülen iki tekerlekten oluştuğunu not etmişlerdir. İki tekerlekli kendi kendini dengeleyebilen sistemleri genel olarak robotik mobil platformlar ([6], [12], [20], [32]) ve elektrikli taşıyıcılar/araçlar ([3], [33], [34]) olarak iki başlıkta incelenebilir.



Şekil 1.9. İki tekerlekli Eksik Tahrikli Sistem Modeli [31]

Şekil 1.10' da A. Göçmen tarafından iki tekerlekli kendini dengeleyebilen elektrikli bir araç modeli sunulmuştur [35]. Bu çalışmada iki tekerlekli elektrikli araç hem taşıyıcı hem de robotik modda çalışabilmektedir. Durum geri beslemeli kontrol metodunun

tasarımı ve uygulanması üzerine durulmuştur. Ayrıca sistem için gözlemci tasarımı uygulanmıştır. Bunlara ek olarak, bu çalışma fiziksel sistemin ve matematiksel modelin iyileştirilmesini de kapsamaktadır.



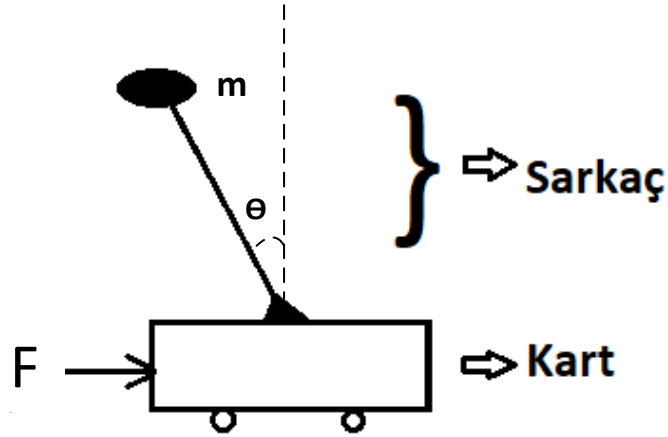
Şekil 1.10. İki tekerlekli elektrikli araç [35]

2. ARACIN MATEMATİKSEL MODELLENMESİ

İki tekerlekli mobil robotların en popüler ürün modellerinden biri olan SEGWAY ters sarkaç problemine dayalı olarak geliştirilmiş bir ürün olup yaygın olarak atıf alan dinamik bir sistemdir. Dean Kamen tarafından gerçekleştirilen Segway gibi pek çok iki tekerlekli robotik sistem ters sarkaç modeli esas alınarak yapılmıştır. Bu nedenle iki tekerlekli robotik sistemleri daha iyi anlayabilmek için öncelikle ters sarkaç problemini ele almak gerekmektedir.

2.1. Ters Sarkaç

Segway belirsiz zaman dinamiklerine sahip olan karmaşık bir ters sarkaçtan oluşur. Basit sarkaç, sınırlı genlikteki sabit davranışında ileri ve geri salınır. Dinamik sistemlerin bu türleri, dünya çapında pek çok üründe kullanılmaktadır. Fakat ters sarkaçlar doğası gereği basit sarkaçlar gibi ileri ve geri salınım yapamazlar aksine devrilirler. Ters sarkacın en basit formu, bir taban kitlesine ağırlıksız bir çubuk aracılığıyla bağlanan bir kütleden oluşur. Kart-sarkaç sistemi olarak bilinen bu sistem Şekil 2.1’ de gösterilmiştir.



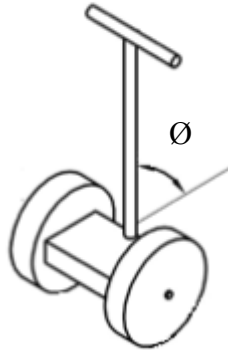
Şekil 2.1. Kart Sarkaç Sistemi

Kart yatayda serbest hareket etmektedir. Dairesel pinli bir ekle karta bağlanan çubuk ise dik duruş pozisyonunda kararsızdır. Matematiksel olarak giriş gücü olmadığı sürece bu kararsız denge hali devam eder. Bazı dengeleme yöntemleriyle sarkacı dik

pozisyonda tutmak gerekir. Bu nedenle bir F kuvveti, sarkacın ağırlık merkezinin bir tarafından diğer tarafına kart eksenini ileri ve geri hareket ettirmek için uygulanmalıdır. Sarkaç bu F kuvvetinden dolayı daima devrilir fakat kartın hareketi sarkacın eğilme açısını(θ) düşük seviyede tutmaya çalışacaktır.

2.2. İki Tekerlekli Ters Sarkaç

İki tekerlekli ters sarkaç modeli oluşturmak için sarkaç, Şekil 2.2' de görüldüğü gibi her iki yanında bir tekerlek olan bir platformun tabanına bağlanmıştır. Bu platformda, motorların torku ile alt tabla hareket ettirilerek sarkacın eğilme açısı ayarlanır. Motorlar sağ ve sol tekerleği bağımsız hareket ettirirken farklı hızlarda sürerek sağa-sola dönüş hareketi ve eğimli yollarda hareket etmesi sağlanabilir.



Şekil 2.2. İki tekerlekli ters sarkaç

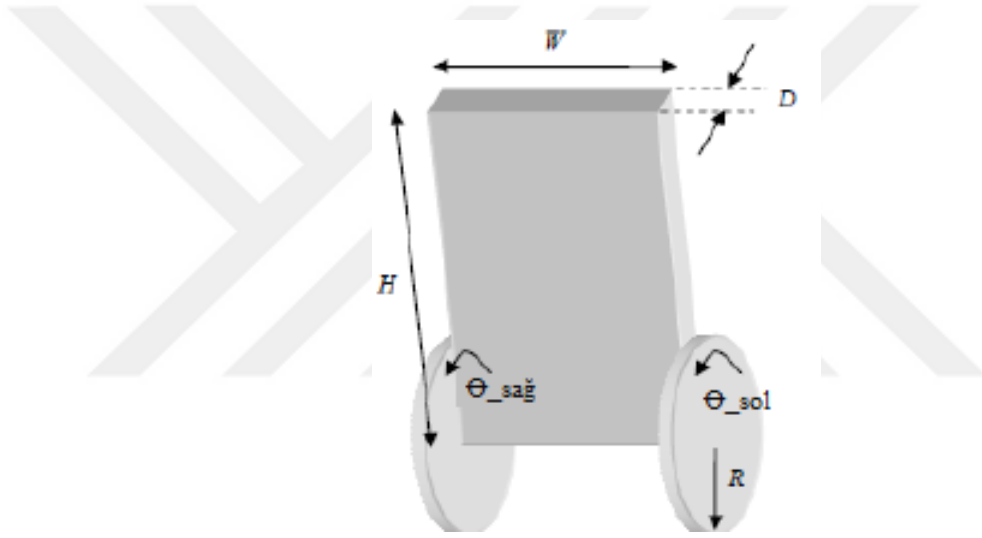
İki tekerlekli ters sarkaç, yüksek manevra kabiliyeti ve küçük adımlarından dolayı taşınabilir bir platform olarak önerilmiştir [32], [36]. Bu tür sistemlerin kontrolü, bilinmeyen çevresel faktörlere sahip olmaları, non-lineerlikleri ve karmaşık dinamiklerinden dolayı zorlayıcı bir problemdir [37]. Tekerleklerin yuvarlanma/kayma kısıtlamalarından dolayı sistem modellenmesi de zordur. Dinamik karmaşıklığa sahip olmalarına rağmen araştırma enstitüleri ve şirketler tarafından pek çok iki tekerlekli ters sarkaç sistemler yapılmıştır. İki tekerlekli ters sarkaç sistemi ile ilgili ilk uygulamalardan birisi 1988' de Kawamura tarafından yapılmıştır [38].

2.3. İki Tekerlekli Mobil Robot

Bu çalışmada, Yamamoto' un elde ettiği iki tekerlekli kendini dengeleyen aracın matematiksel modeli ele alınmıştır [39].

2.3.1. Matematiksel Model

Sistemin hareket denklemlerinde kullanılacak olan koordinat sitemi ve değişkenler ile iki tekerlekli mobil robot modeli (Şekil 2.3) ve modele ait serbest cisim diyagramı (Şekil 2.4) bu bölümde verilmiştir.



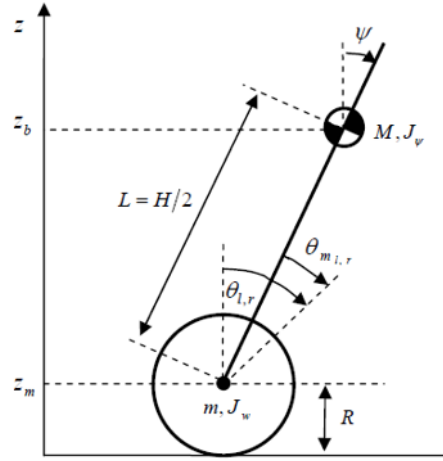
Şekil 2.3. İki tekerlekli ters sarkaç mobil robot modeli

Burada;

W: gövde genişliği

H: gövde yüksekliği

D: gövde kalınlığı



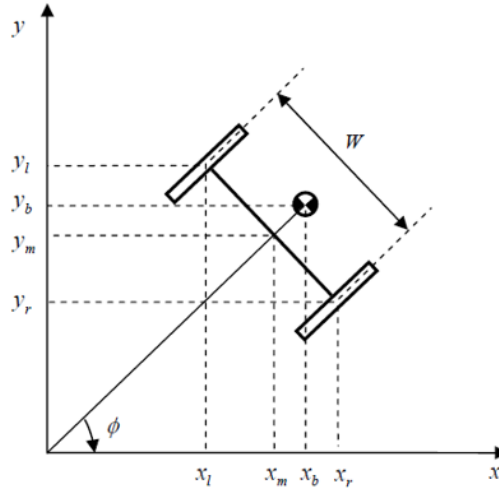
Şekil 2.4. İki tekerlekli modele ait diyagram

Ψ : Ters sarkacın denge açısı' dır.

θ_{sol} : Sol tekerlek dönme açısı

$\theta_{sağ}$: Sağ tekerlek dönme açısı

Robotun üstten görünümü ise Şekil 2.5' de görülmektedir. Burada, Φ : aracın sağa-sola dönme açısı' dır.



Şekil 2.5. İki tekerlekli mobil robot üstten görünümü

Hareket eşitlikleri türetilirken kullanılacak olan değişkenler ise aşağıda verilmiştir:

$$\dot{X}_m = R\dot{\theta} \cos \phi \quad (2.1.)$$

$$\dot{Y}_m = R\dot{\theta} \sin \phi \quad (2.2.)$$

$$(x_b, y_b, z_b) = (X_m + L \sin \psi \cos \phi, y_m + L \sin \psi \sin \phi, z_m + L \cos \psi) \quad (2.3)$$

$$(x_{sol}, y_{sol}) = (x_m - \frac{W \sin \phi}{2}, y_m + \frac{W \cos \phi}{2}) \quad (2.4)$$

$$(x_{sağ}, y_{sağ}) = x_m + \frac{W \sin \phi}{2}, y_m - \frac{W \cos \phi}{2} \quad (2.5)$$

$$z_{sol} = z_{sağ} = z_m \quad (2.6)$$

2.3.2. İki Tekerlekli Robotun Hareket Denklemleri

Sistemin matematiksel modeli Lagrange dinamik eşitliği kullanılarak türetilmiştir. Lagrange eşitliğine göre $L = T - V$ dir. Burada T; kinetik enerji, V ise potansiyel enerjidir. Buna göre sistemin kinetik enerjileri,

$$T_1 = \frac{1}{2}m(\dot{x}_{sol}^2 + \dot{y}_{sol}^2 + \dot{z}_{sol}^2) + \frac{1}{2}m(\dot{x}_{sağ}^2 + \dot{y}_{sağ}^2 + \dot{z}_{sağ}^2) \quad (2.7)$$

$$+ \frac{1}{2}M(\dot{x}_b^2 + \dot{y}_b^2 + \dot{z}_b^2)$$

$$T_2 = \frac{1}{2}J_w \dot{\theta}_{sol}^2 + \frac{1}{2}J_w \dot{\theta}_{sağ}^2 + \frac{1}{2}J_\psi \dot{\psi}^2 + \frac{1}{2}J_\phi \dot{\phi}^2 + \frac{1}{2}n^2 J_m (\dot{\theta}_{sol} - \dot{\psi})^2 \quad (2.8)$$

$$+ \frac{1}{2}n^2 J_m (\dot{\theta}_{sağ} - \dot{\psi})^2$$

$$U = mgz_{sol} + mgz_{sağ} + Mgz_b \quad (2.9)$$

Böylece,

$L = T_1 + T_2 + T_3$ olacaktır. Buna göre sistemin hareket denklemleri;

$$F_\theta = \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} \right) - \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (2.10)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} = 2R^2 \dot{\theta} \left(m + \frac{M}{2} \right) + mRL\dot{\psi} \cos \psi + 2J_w \dot{\theta} + 2n^2 J_m \dot{\theta} - 2n^2 J_m \dot{\psi} \quad (2.11)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} \right) = (2m + M)R^2 \ddot{\theta} + mRL\ddot{\psi} \cos \psi - mRL\dot{\psi}^2 \sin \psi + 2J_w \ddot{\theta} \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned}
& +2n^2J_m\ddot{\theta} - 2n^2J_m\ddot{\psi} \\
\frac{\partial L}{\partial \theta} = & (2m + M)R^2\ddot{\theta} + mRL\ddot{\psi} \cos \psi - mRL\dot{\psi}^2 \sin \psi + 2J_w\ddot{\theta} \\
& + 2n^2J_m\ddot{\theta} - 2n^2J_m\ddot{\psi}
\end{aligned} \tag{2.13}$$

olduğuna göre,

$$\begin{aligned}
F_\theta = & ((2m + M)R^2 + 2J_w + 2n^2J_m)\ddot{\theta} + (MRL \cos \psi - 2n^2J_m)\ddot{\psi} \\
& - (MRL \sin \psi + (2m + M)R^2\theta)\dot{\phi}^2 - mRL\dot{\psi}^2 \sin \psi
\end{aligned} \tag{2.14}$$

olarak bulunur.

$$F_\psi = \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\psi}} \right) - \frac{\partial L}{\partial \psi} \tag{2.15}$$

$$\frac{\partial L}{\partial \psi} = ML^2\dot{\psi} + MRL\dot{\theta} \cos \psi + J_\psi\dot{\psi} + 2n^2J_m\dot{\psi} - 2n^2J_m\dot{\theta} \tag{2.16}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\psi}} \right) = & ML^2\ddot{\psi} + MRL\ddot{\theta} \cos \psi - MLR\dot{\theta} \sin \psi \dot{\psi} + J_\psi\ddot{\psi} \\
& + 2n^2J_m\ddot{\psi} - 2n^2J_m\ddot{\theta}
\end{aligned} \tag{2.17}$$

$$\begin{aligned}
\frac{\partial L}{\partial \psi} = & ML^2\dot{\phi}^2 \sin \psi \cos \psi - MLR\dot{\theta}\dot{\psi} \sin \psi + MRL\dot{\theta}\dot{\phi}^2 \cos \psi \\
& + Mgl \sin \psi
\end{aligned} \tag{2.18}$$

olduğuna göre,

$$\begin{aligned}
F_\psi = & (MRL \cos \psi - 2n^2J_m)\ddot{\theta} + (ML^2 + J_\psi + 2n^2J_m)\ddot{\psi} \\
& - (ML^2 \sin \psi \cos \psi + MRL\dot{\theta} \cos \psi)\dot{\phi}^2 - Mgl \sin \psi
\end{aligned} \tag{2.19}$$

olarak bulunur.

$$F_\phi = \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\phi}} \right) - \frac{\partial L}{\partial \phi} \tag{2.20}$$

$$\begin{aligned}
\frac{\partial L}{\partial \dot{\phi}} = & (2m + M)R^2\theta^2\dot{\phi} + \frac{mW^2}{2}\dot{\phi} + ML^2\dot{\phi} \sin^2 \psi \\
& + 2MLR\dot{\theta}\dot{\phi} \sin \psi + \frac{J_wW^2}{2R^2}\dot{\phi} + J_\phi\dot{\phi} + \frac{W^2}{2R^2}n^2J_m\dot{\phi}
\end{aligned} \tag{2.21}$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\phi}} \right) &= 2(2m + M)R^2 \theta \dot{\theta} \ddot{\phi} + (2m + M)R^2 \theta^2 \ddot{\phi} + \frac{mW^2}{2} \ddot{\phi} + mL^2 \ddot{\phi} \sin^2 \psi \\ &+ 2mL^2 \ddot{\phi} \sin \psi \cos \psi \dot{\psi} + 2MLR \dot{\theta} \ddot{\phi} \sin \psi + 2MRL \theta \ddot{\phi} \sin \psi \\ &+ 2MRL \theta \dot{\phi} \dot{\psi} \cos \psi + \frac{J_w W^2}{2R^2} \ddot{\phi} + J_\phi \ddot{\phi} + \frac{W^2}{2R^2} n^2 J_m \ddot{\phi} \end{aligned} \quad (2.22)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \phi} = 0 \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned} F_\phi &= \ddot{\phi} \left((2m + M)R^2 \theta^2 + \frac{mW^2}{2} + mL^2 \sin^2 \psi + 2MLR \theta \sin \psi \dot{\psi} + \frac{J_w W^2}{2R^2} \right. \\ &+ J_\phi + \frac{W^2}{2R^2} n^2 J_m \left. \right) + \dot{\phi} (2(2m + M)R^2 \theta \dot{\theta} + 2ML^2 \sin \psi \cos \psi \dot{\psi} + 2MLR \dot{\theta} \sin \psi \\ &+ 2MLR \theta \dot{\psi} \cos \psi + 2MLR (\dot{\theta} \ddot{\phi} + \theta \ddot{\phi}) \sin \psi + 2MLR \theta \cos \psi \dot{\psi} \end{aligned} \quad (2.24)$$

olarak bulunur. Da motorun torku ve viskoz sürtünmesi göz önüne alınarak, genelleştirilmiş kuvvetler aşağıda verilmiştir.

$$F_\theta = \frac{1}{2} (F_l + F_r) \quad (2.25)$$

$$F_\phi = \frac{R}{W} (F_r - F_l) \quad (2.26)$$

$$F_{sol} = nK_t i_{sol} + f_m (\dot{\psi} - \dot{\theta}_{sol}) - f_w \dot{\theta}_{sol} \quad (2.27)$$

$$F_{sağ} = nK_t i_{sağ} + f_m (\dot{\psi} - \dot{\theta}_{sağ}) - f_w \dot{\theta}_{sağ} \quad (2.28)$$

$$F_\psi = -nK_t i_{sol} - nK_t i_{sağ} - f_m (\dot{\psi} - \dot{\theta}_{sol}) - f_m (\dot{\psi} - \dot{\theta}_{sağ}) \quad (2.29)$$

Da motor kontrolü PWM (voltaj) kontrolüne dayalı olduğu için da motor akımı, motoru kontrol etmek için direkt olarak kullanılamaz. Bu nedenle da motor eşitliği kullanılarak voltaj ve akım arasında bir bağlantı kurulmalıdır. Genelleştirilmiş motor eşitliği (2.30)' da verilmiştir.

$$L_m \frac{di_{sol,sağ}}{dt} = v_{sol,sağ} + K_b (\dot{\psi} - \dot{\theta}_{sol,sağ}) - R_m i_{sol,sağ} \quad (2.30)$$

Motor indüktansı ihmal edilmiştir. Bu nedenle akım (2.31) deki gibi bulunmuştur.

$$i_{sol,sağ} = \frac{v_{sol,sağ} + K_b (\dot{\psi} - \dot{\theta}_{sol,sağ})}{R_m} \quad (2.31)$$

Genelleştirilmiş kuvvetler motor voltajı kullanılarak ifade edilebilir.

$$F_{\theta} = -\frac{\alpha}{2}(v_{sol} + v_{sağ}) - (\beta + f_w)\dot{\theta} + \beta\dot{\psi} \quad (2.32)$$

$$F_{\psi} = -\alpha(v_{sol} + v_{sağ}) + 2\beta\dot{\theta} - 2\beta\dot{\psi} \quad (2.33)$$

$$F_{\phi} = \frac{R}{W}\alpha(v_{sağ} - v_{sol}) - (\beta + \frac{W}{R}f_w)\dot{\phi} \quad (2.34)$$

Burada α ve β aşağıdaki şekilde ifade edilmiştir:

$$\alpha = \frac{nK_t}{R_m} \quad (2.35)$$

$$\beta = \frac{nK_t K_b}{R_m} + f_m \quad (2.36)$$

2.3.3. Doğrusallaştırılmış Matematiksel Model

Durum uzay modelini oluşturabilmek için sistemin durum denklemlerindeki doğrusal olmayan ifadelerin doğrusallaştırılması gerekmektedir. İki Tekerlekli Araç (İTKDA)' ın durum uzay modelini elde etmek için hareket denklemleri denge noktası etrafında doğrusallaştırılmıştır. İTKDA' ın denge noktası $\psi = 0$ ' dır. Trigonometrik fonksiyonlar, üstel ifadeler ve çarpım durumunda olan değişkenlerin doğrusallaştırılması gerekmektedir. Bu nedenle, $\psi \rightarrow 0$ ($\sin \psi \rightarrow \psi$, $\cos \psi \rightarrow 1$) olarak kabul edilirken ($\dot{\psi}^2$) gibi ikinci dereceden terimlerde ihmal edilmiştir. Böylece hareket denklemlerini,

$$F_{\theta} = ((2m + M)R^2 + 2J_w + 2n^2J_m)\ddot{\theta} + (MLR - 2n^2J_m)\ddot{\psi} \quad (2.37)$$

$$F_{\psi} = (MLR - 2n^2J_m)\ddot{\theta} + (ML^2 + J_{\psi} + 2n^2J_m)\ddot{\psi} - MgL\psi \quad (2.38)$$

$$F_{\phi} = (\frac{mW^2}{2} + J_{\phi} + \frac{J_w W^2}{2R^2} + \frac{W^2}{2R^2}n^2J_m)\ddot{\phi} \quad (2.39)$$

şeklinde yazmak mümkündür.

2.3.4. Durum Uzak Modelinin Elde Edilmesi

(2.37) ve (2.38)' deki durum denklemleri tekrardan düzenlenerek (2.40)' daki gibi ifade edilebilir:

$$E \begin{bmatrix} \ddot{\theta} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} + F \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} + G \begin{bmatrix} \theta \\ \psi \end{bmatrix} = H \begin{bmatrix} v_{sol} \\ v_{sağ} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

$$\begin{aligned} \frac{\alpha}{2}(v_{sol} + v_{sağ}) &= (\beta + f_w)\dot{\theta} + ((2m + M)R^2 + 2J_w + 2n^2J_m)\ddot{\theta} \\ &\quad + (MLR - 2n^2J_m)\ddot{\psi} - \beta\dot{\psi} \end{aligned} \quad (2.41)$$

$$\begin{aligned} -\alpha(v_{sol} + v_{sağ}) &= -2\beta\dot{\theta} + 2\beta\dot{\psi} + (MLR - 2n^2J_m)\ddot{\theta} + (ML^2 + J_\psi + 2n^2J_m)\ddot{\psi} \\ &\quad - MgL\psi \end{aligned} \quad (2.42)$$

denklemlerinden E,F,G VE H matrisleri bulunur;

$$\begin{aligned} E &= \begin{bmatrix} (2m + M)R^2 + 2J_w + 2n^2J_m & MLR - 2n^2J_m \\ MLR - 2n^2J_m & ML^2 + J_\psi + 2n^2J_m \end{bmatrix} \\ F &= \begin{bmatrix} \beta + f_w & -\beta \\ -2\beta & 2\beta \end{bmatrix} \\ G &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -MgL \end{bmatrix} \\ H &= \begin{bmatrix} \frac{\alpha}{2} & \frac{\alpha}{2} \\ -\alpha & -\alpha \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.43)$$

İkinci durum denklemi için (2.39)' daki durum denklemi yeniden düzenlenerek (2.44)' deki gibi yazılabilir:

$$K\ddot{\theta} + I\dot{\theta} = J(v_{sağ} - v_{sol}) \quad (2.44)$$

$$\frac{R}{W}\alpha v_{sağ} - \frac{R}{W}\alpha v_{sol} = \left(\beta + \frac{W}{R}f_w\right)\dot{\theta} + \left(\frac{mW^2}{2} + J_\phi + \frac{J_wW^2}{2R^2}n^2J_m\right)\ddot{\theta} \quad (2.45)$$

denklemlerinden K,I ve J matrisleri bulunur:

$$K = \frac{mW^2}{2} + J_\phi + \frac{W^2J_w}{2R^2} + \frac{W^2}{2R^2}n^2J_m \quad (2.46)$$

$$I = \beta + \frac{W}{R}f_w \quad (2.47)$$

$$J = \frac{R}{W}\alpha(v_{sağ} - v_{sol}) \quad (2.48)$$

Sistemin doğrusal hareket ve dairesel hareketi için iki ayrı durum uzay modeli oluşturulmuştur. (2.49)' da verilen durum uzay modeli doğrusal hareket için, (2.50)' de verilen durum uzay modeli ise dairesel hareket için oluşturulmuş durum uzay modelleridir:

$$\dot{x}_1 = A_1 x_1 + B_1 u \quad (2.49)$$

$$\dot{x}_2 = A_2 x_2 + B_2 u \quad (2.50)$$

Burada durum değişkenleri,

$$x_1 = \begin{bmatrix} \theta \\ \psi \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix}, \quad x_2 = \begin{bmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} v_{sol} \\ v_{sağ} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

şeklindeir. Böylece A_1, A_2, B_1 ve B_2 matrisleri,

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & A_1(3,2) & A_1(3,3) & A_1(3,4) \\ 0 & A_1(4,2) & A_1(4,3) & A_1(4,4) \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ B_1(3) & B_1(3) \\ B_1(4) & B_1(4) \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{I}{K} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{I}{K} & \frac{I}{K} \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$A(3,2) = \frac{MgLE(1,2)}{\det(E)} \quad (2.54)$$

$$A(3,3) = -\frac{(\beta+f_w)E(2,2)+2\beta E(1,2)}{\det(E)} \quad (2.55)$$

$$A(3,4) = \frac{\beta E(2,2)+2\beta E(1,2)}{\det(E)} \quad (2.56)$$

$$A(4,2) = \frac{MgLE(1,1)}{\det(E)} \quad (2.57)$$

$$A(4,3) = \frac{(\beta+f_w)E(1,2)+2\beta E(1,1)}{\det(E)} \quad (2.58)$$

$$A(4,4) = -\frac{\beta E(1,2)+2\beta E(1,1)}{\det(E)} \quad (2.59)$$

olarak elde edilir.

Sisteme ait parametre değerleri Tablo 2.1’ de verilmiştir:

Tablo 2.1. Sistem Parametre Değerleri

m_tekerlek	0.05
R	0.05
I_tekerlek	$\frac{m_{tekerlek} \times R^2}{2}$
M	0.8
W	0.15
H	0.2
L	$\frac{H}{2}$
J_ksi	$\frac{M \times L^2}{3}$
J_phi	$\frac{M \times (W^2 + D^2)}{12}$
J _m	10 ⁻⁵
R _m	6,69
K _b	0,468
K _t	0,317
N	1
f _m	0,0022
f _w	0,5

3. KULLANILAN KONTROL YÖNTEMLERİ

Tez kapsamında tam durum geri beslemesi ile kapalı çevrim kontrol yöntemlerinden Kutup Atama(Pole-Placement) Tasarım Metodu, LQR(Lineer Quadratic Regulator) ve PI(Proportional Integral) kontrolör, ters sarkacın denge problemi, aracın hız kontrolü ve sağa sola dönüşleri için kullanılmış ve karşılaştırmaları yapılmıştır.

3.1. Kutup Atama Tasarım Metodu

Kapalı çevrim sistem dinamiği;

$$\dot{x} = (A - BK)x \quad (3.1)$$

olan İTKDA sistemi için hedeflenen kapalı çevrim performansını sağlayacak şekilde gerekli K değerlerinin seçilmesi gerekir. Kontrol kazançları K ' nın tasarımı için birçok metod geliştirilmiştir. PID, LQR gibi tasarım metotları bunlardan bazılarıdır.

Başlangıçta, hedeflenen sistem performansını karşılayacak geri besleme kontrol kazancı K ' nın bulunması için matrisel işlemlere dayanan kutup atama metodu uygulanacaktır.

Geri beslemeli kontrolörün geri besleme kazancını bulmak için, doğal frekans(w_n) = 10 rad/sn ve sönüm katsayısı $\zeta=0.95$ ' e göre karakteristik denklemin köklerinin yerleri belirlenir. Bu kriterlere göre referans sistemin karakteristik denklemi (3.2) deki eşitlikten bulunur.

$$s^2 + 2w_n\zeta s + w_n^2 = 0 \quad (3.2)$$

Elde edilen karakteristik denklem kullanılarak kapalı çevrim sistemin iki kutbu verilen denklemden elde edilir.

$$s_{1,2} = -\zeta w_n \pm w_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (3.3)$$

Kapalı çevrim sistem dördüncü dereceden olduğundan sistemin diğer iki kutbu $-10w_n\zeta$ olarak uzağa yerleştirilecek şekilde seçilir.

Böylece kapalı çevrim sistem kutupları:

$$P = [-9.5 + 3.1225i \quad -9.5 - 3.1225i \quad -95 \quad -94]$$

olarak bulunmuştur.

Kapalı çevrim sistemin kutupları yerleştirildikten sonra geri besleme kazançları bulunmuştur.

Hız kontrolü için geri besleme kazancı:

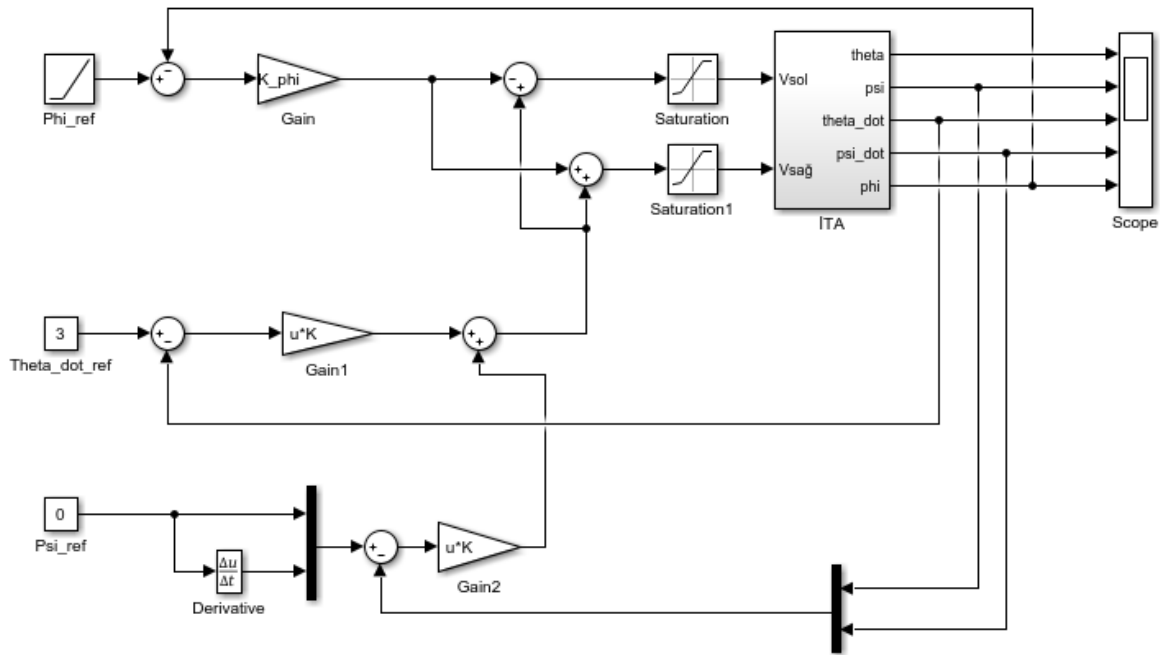
$$K_{\dot{\theta}} = -106.7870$$

Denge açısı ψ ve açısal hızı $\dot{\psi}$ kontrolü için geri besleme kazançları:

$$K_{\psi} = -234$$

$$K_{\dot{\psi}} = -1706.8$$

olarak bulunur. Önceki bölümde durum uzay modeli ifade edilen İTKDA sisteminin hız, yön ve denge açılarının kontrolünü gerçekleştirmek amacıyla MATLAB-SİMULİNK ortamında oluşturulan kontrol blok diyagramı Şekil 3.1’ de verilmiştir.



Şekil 3.1. İTKDA İçin Kutup Atama Tasarım Metodu İle Matlab/Simulink Ortamında Oluşturulmuş Durum Geri Beslemeli Kontrol Blok Diyagramı

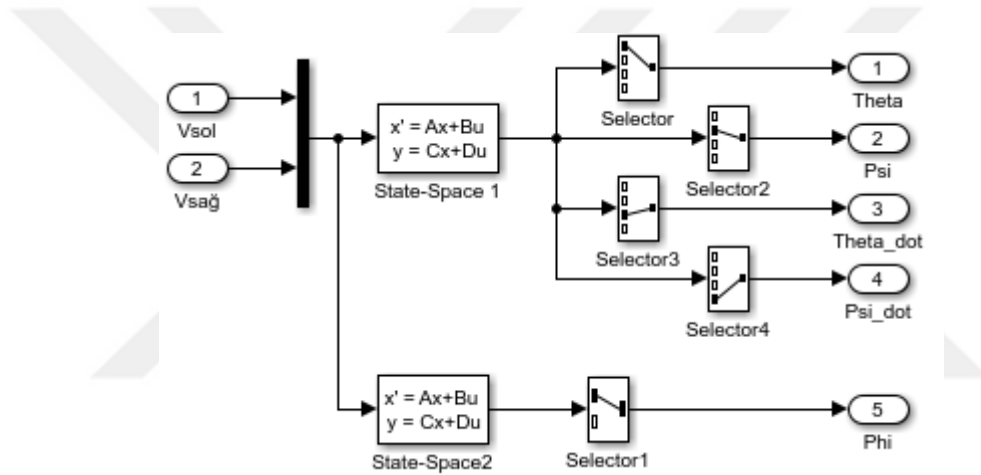
Şekil 3.1’ de verilen simulink blok diyagramında da görüldüğü gibi aracın denge kontrolü ve doğrusal hareketi birbirlerine bağımlı olarak kontrol edilmiştir. Sistemin denge ve hız kontrolünün her ikisinin kontrolör çıkışı toplanarak sol ve sağ motora pozitif yönlü voltaj değeri olarak verilmiştir. İkinci durum uzay modelinin durum değişkenlerinden dairesel hareket hızı $\dot{\phi}$ oransal kontrolör ile kontrol edilerek sol ve sağ motora sırasıyla negatif ve pozitif yönde voltaj değeri olarak uygulanır. Böylece iki tekerlekli araç dengede tutulurken aynı zamanda doğrusal hareketine ek olarak dairesel hareketi de sağlanmış olur. Kontrolör tasarımında öncelikle robotun dengesi göz önünde

tutulmuştur. Denge kontrolünü sağlamak ve doğrusal hareketi iyileştirmek için kutup atama tasarımı ile geri besleme kazancı hesaplanıp sisteme uygulanmıştır.

Sistemin simülasyon sonuçları değerlendirilerek sağa sola dönüş kontrolör kazancı (K_ϕ) deneme-yanılma yöntemiyle;

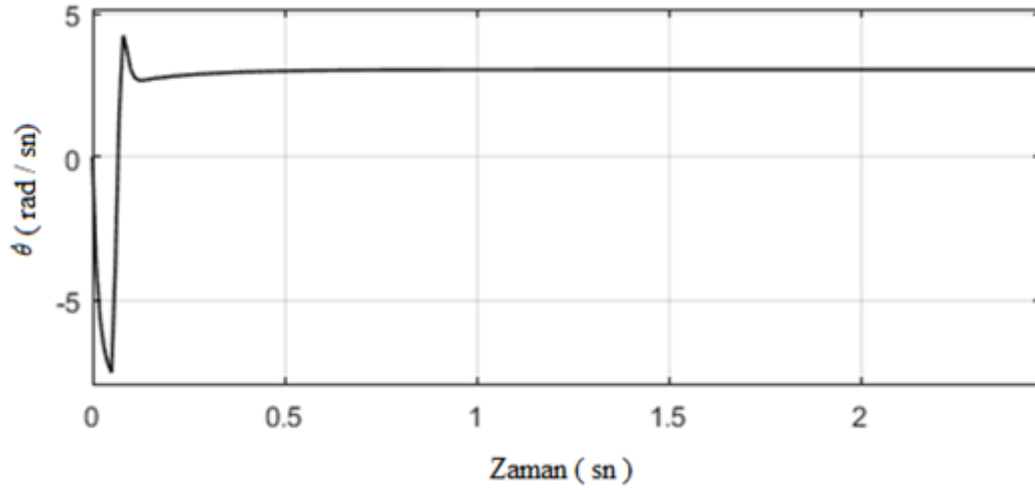
$$K_\phi = 0.645$$

olarak belirlenmiştir. Sistem cevabını iyileştirmek ve uygun olan en iyi çözümü bulmak için sonraki bölümlerde optimizasyona başvurulmuştur. İki tekerlekli araç blok diyagramının iç yapısı Şekil 3.2’ de verilmiştir:



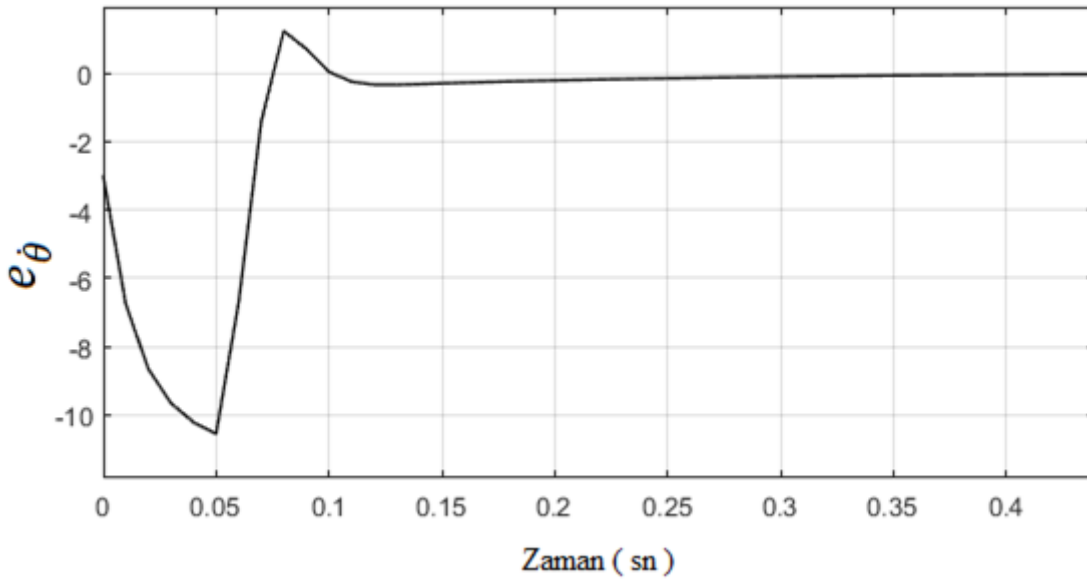
Şekil 3.2. İTA blok diyagramı

Sistemin θ açısal hız değişim grafiği Şekil 3.3’ de verilmiştir. Sistem cevabına bakıldığında açısal hız çok fazla kalıcı durum hatası olmadan istenilen değere ulaştığı görülmektedir.



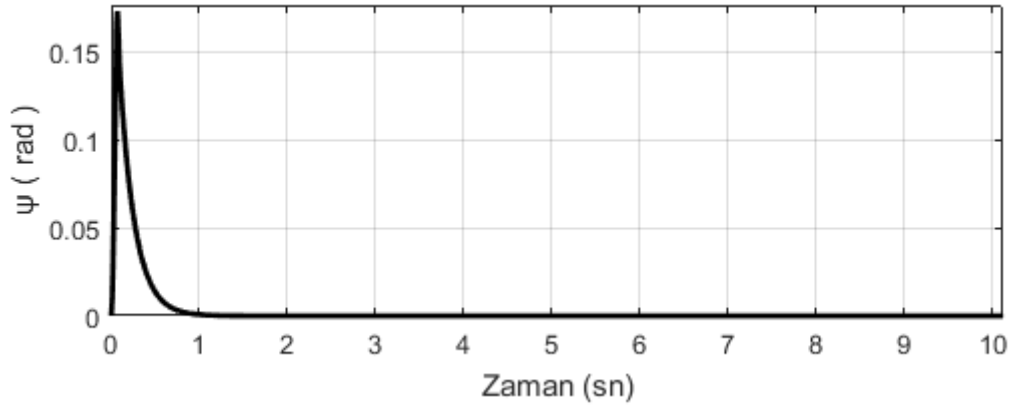
Şekil 3.3. Kutup atama geri besleme kontrolüyle $\dot{\theta}$ değişim grafiği

$\dot{\theta}$ açısal hız hatasının değişim grafiği Şekil 3.4’ de verilmiştir. Sistem cevabının 0.3 sn de oturduğu ve bu süre sonunda kalıcı durum hatasının ortadan kalktığı görülmektedir.

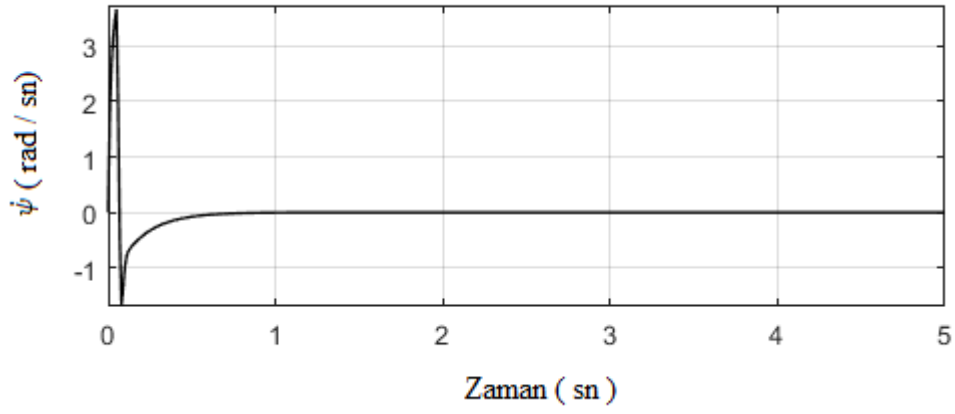


Şekil 3.4. Kutup atama yöntemi ile kontrol edilen sistemin $e_{\dot{\theta}}$ değişim grafiği

İstenilen yörüngede aracın hareket edebilmesi için öncelikle ters sarkacın dik duruş pozisyonunda dengede olması gerekmektedir. Bu da denge açısı ψ değerinin sıfıra çekilmesiyle mümkün olacaktır. Aracın ψ ve $\dot{\psi}$ değişim grafikleri sırasıyla Şekil 3.5 ve Şekil 3.6’ da görülmektedir.

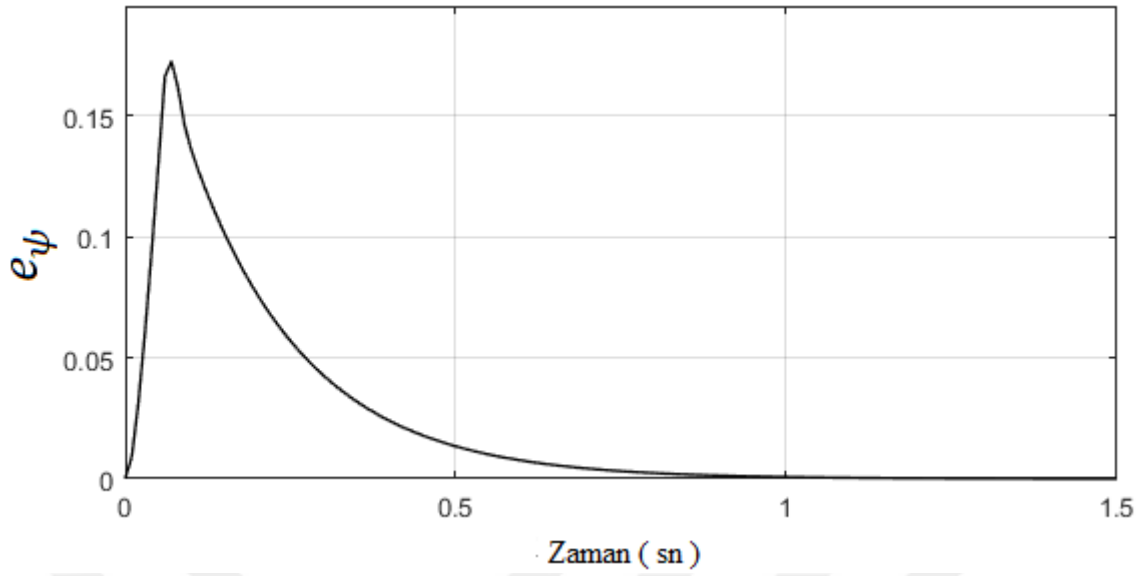


Şekil 3.5. Kutup atama geri besleme kontrolüyle denge açısı ψ değişim grafiği

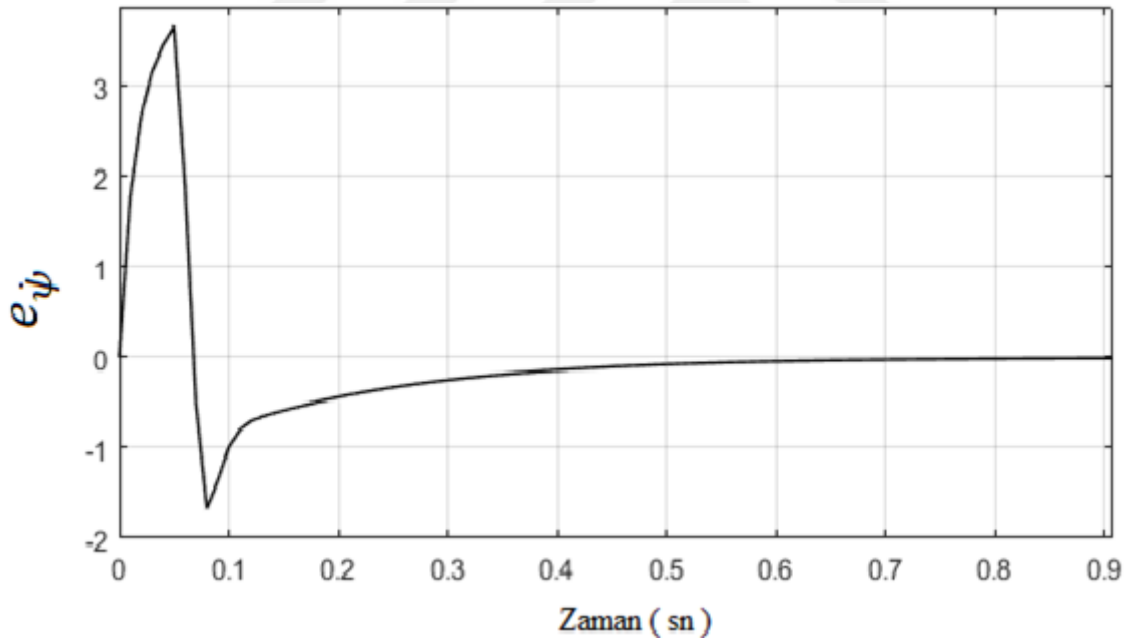


Şekil 3.6. Kutup atama geri besleme kontrolüyle $\dot{\psi}$ 'ın değişim grafiği

Ψ denge açısına ait e_ψ ve $e_{\dot{\psi}}$ değişim grafikleri sırasıyla Şekil 3.7 ve Şekil 3.8' de verilmiştir. Aracın kısa sürede kendini dengeleyebildiği görülmektedir.



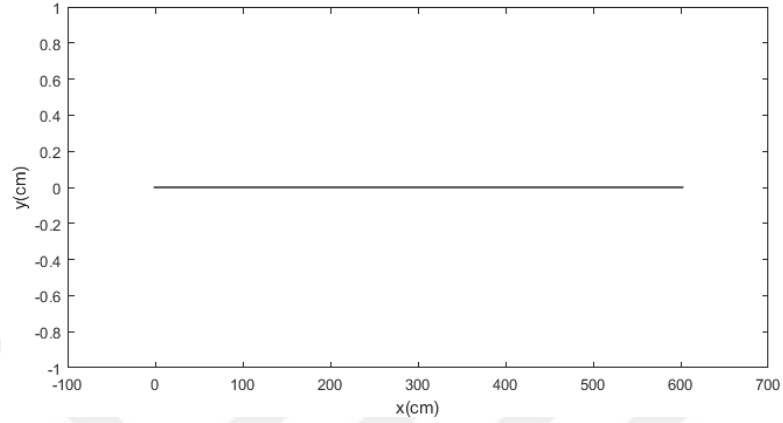
Şekil 3.7. Kutup atama yöntemi ile kontrol edilen sistemin denge açısının hata değişim grafiği



Şekil 3.8. Kutup atama yöntemi ile kontrol edilen sistemin e_{ψ} değişim grafiği

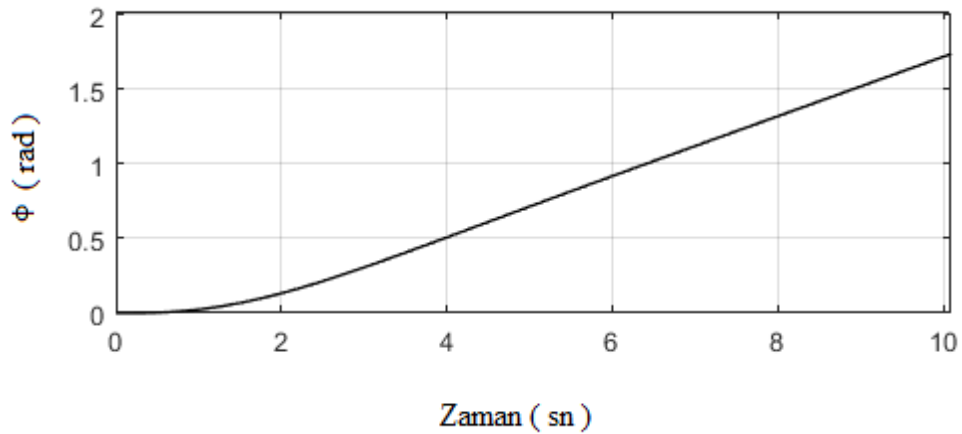
(2.1) ve (2.2)' de verilen denklemlerden aracın x ve y eksenlerinde yapmış olduğu hareket hesaplanabilmektedir. Sağ ve sol tekerere ayrı ayrı voltaj değerleri verilmiştir. Sağ ve sol motora verilen voltaj değerleri ayarlanarak aracın yapacağı hareket belirlenir. Her iki

motora verilen voltaj değerleri aynı olduğu müddetçe araç düz hareket yapacaktır. Aracın düz yörüngede hareketinin X-Y eksen takımındaki konum grafiği Şekil 3.9’ da verilmiştir.

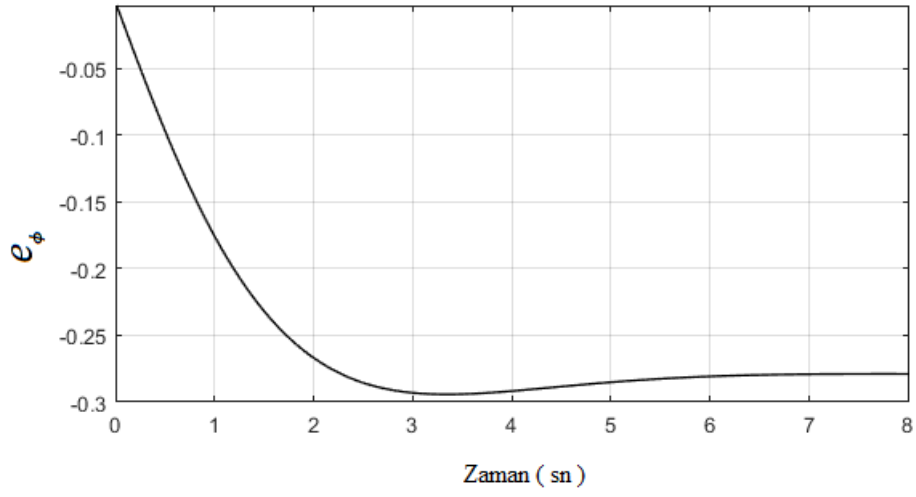


Şekil 3.9. Aracın düz yörüngede hareketinin X-Y eksen takımındaki konum grafiği

Sağ motora giden voltaj değeri sol motora giden voltaj değerinden büyük olduğu müddetçe araç sola doğru yönelecektir. Tam tersi durumda yani sol motora giden voltaj değeri daha büyük olduğunda ise araç sağa doğru yönelecektir. Yeterli süre beklendiği durumunda araç daire yörüngede hareketini gerçekleştirmiş olacaktır. 0.2 birimlik rampa fonksiyonu ϕ açısı için referans giriş olarak uygulanmıştır. Sistemin ϕ ve e_ϕ değişim grafiği Şekil 3.10 ve Şekil 3.11’ de verilmiştir.

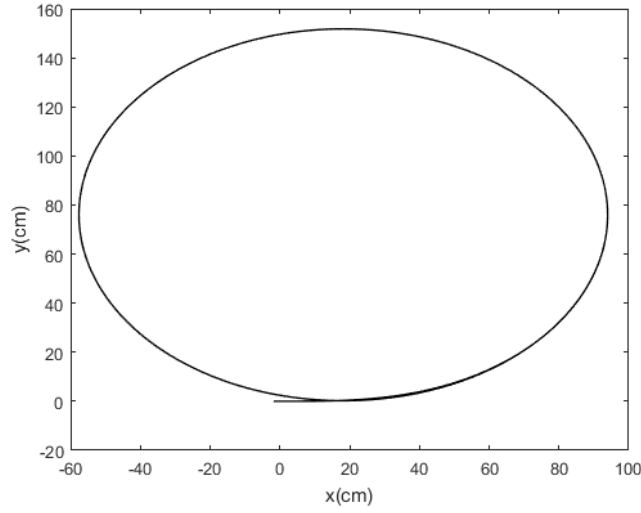


Şekil 3.10. ϕ değişim grafiği



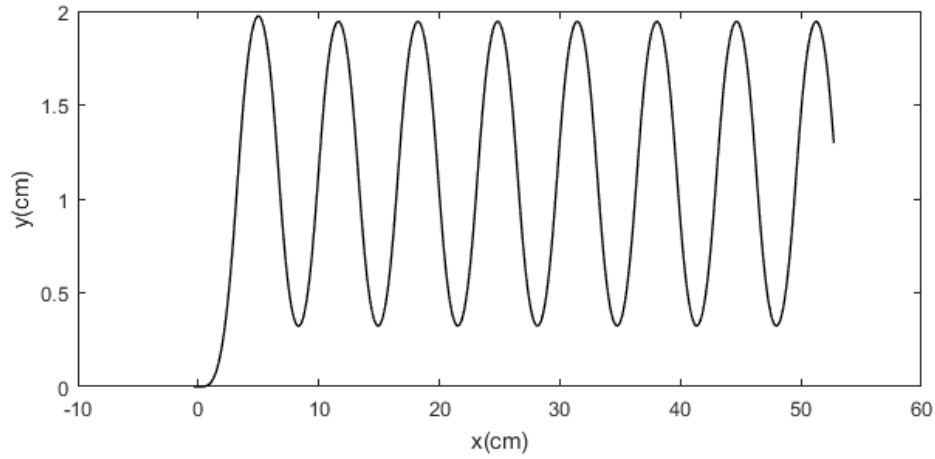
Şekil 3.11. Kutup atama yöntemi ile kontrol edilen sistemin e_ϕ değişim grafiği

İTKDA'ın daire yörüngedeki hareketinin x-y eksen takımlarındaki konum grafiği Şekil 3.12' de verilmiştir.



Şekil 3.12. Aracın daire yörüngedeki hareketinin X-Y eksen takımındaki konum grafiği

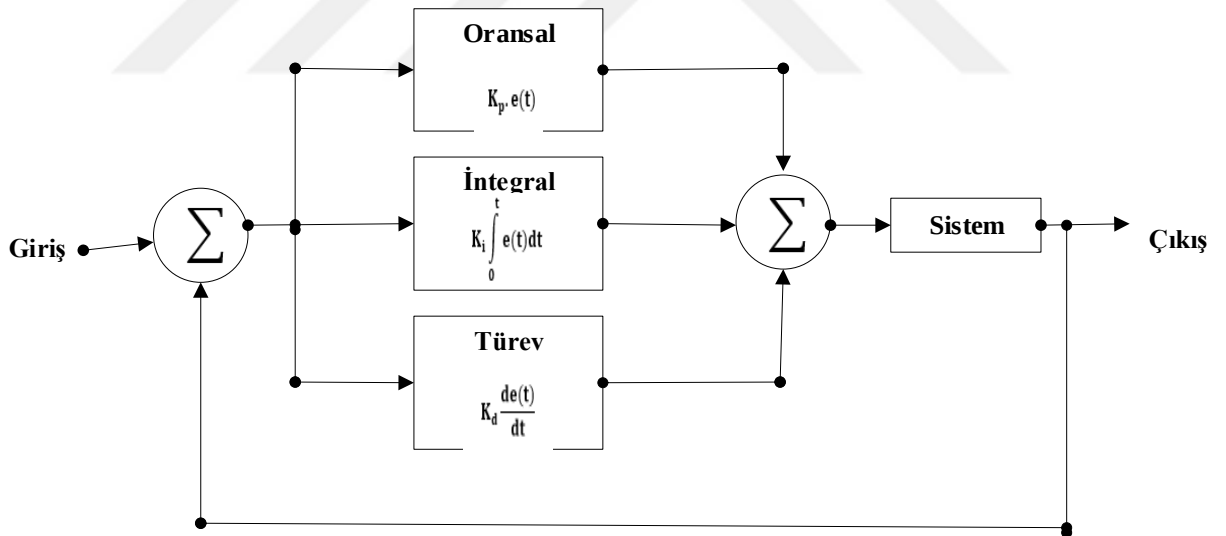
ϕ açısına referans olarak sinüs eğrisi verildiği durumda aracın Şekil 3.13' deki gibi sinüs yörüngede hareket etmesi sağlanmıştır.



Şekil 3.13. Aracın sinüs hareketinin konum grafiği

3.2. PID Kontrol Metodu

PID yaygın olarak kullanılan geri beslemeli bir kontrol yöntemidir. Kontrolcü ve sistemin genel yapısı Şekil 3.14’ de verilmiştir.



Şekil 3.14. PID Kontrolcünün Temel Yapısı

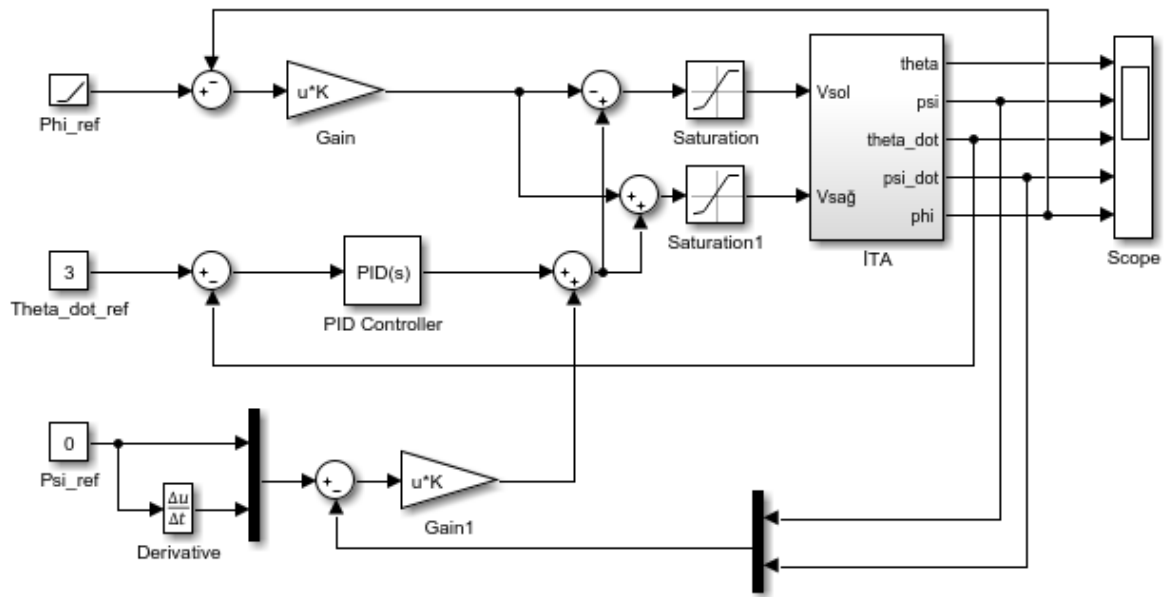
Denetlenecek sistemin çıkışı ile kontrolcünün girişi olan referans değer farkı hata olarak hesaplanır. Hata Oransal(K_p) parametresiyle, hatanın integrali İntegral (K_i) parametresiyle ve hatanın türevi Türevsel (K_d) parametresiyle çarpılıp elde edilen değerlerin toplamı kontrol girişi olarak sisteme uygulanır. Sistemin çıkışı referans değer ile karşılaştırılarak yeni hata değeri hesaplanır. Kontrolcünün ürettiği çıkış sisteme referans

giriş olarak verilir. Bu işlemler hata sıfır olana kadar devam eder. Kontrolcünün K_p , K_i ve K_d parametreleri sisteme özeldir. Bu parametreleri belirlemek amacıyla birçok yöntem geliştirilmiştir. İTKDA' ın kontrolü için öncelikle PI kontrol tekniği kullanılmıştır. Kontrolör parametreleri deneme-yanılma metoduyla;

$$K_p = -101.7079$$

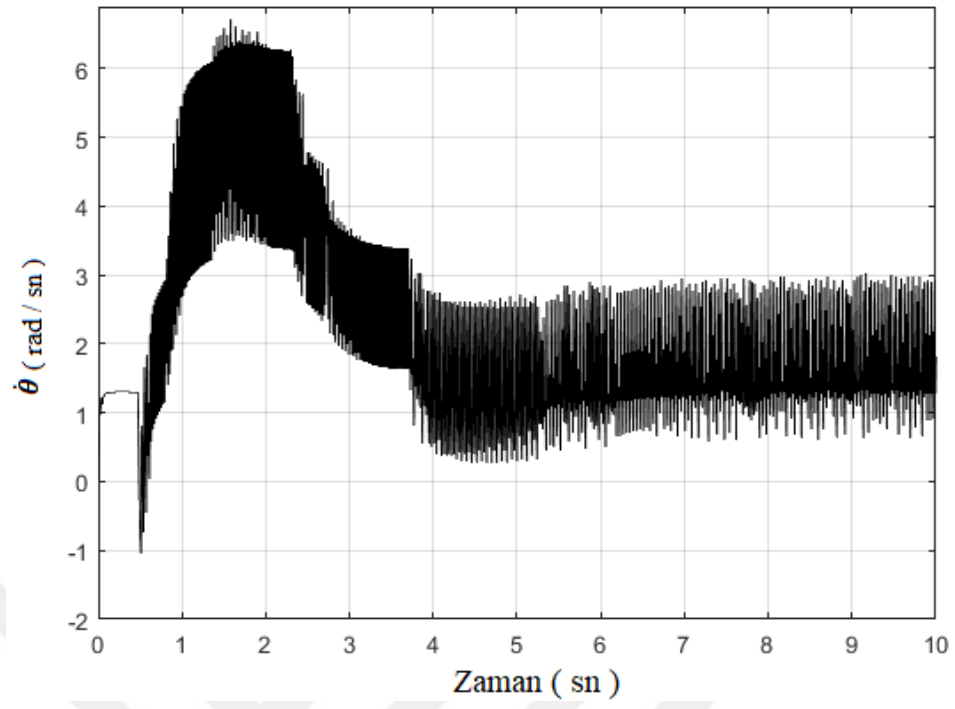
$$K_i = -5.3229$$

olarak belirlenmiştir. Sistemin simulink blok diyagramı Şekil 3.15' de verilmiştir.

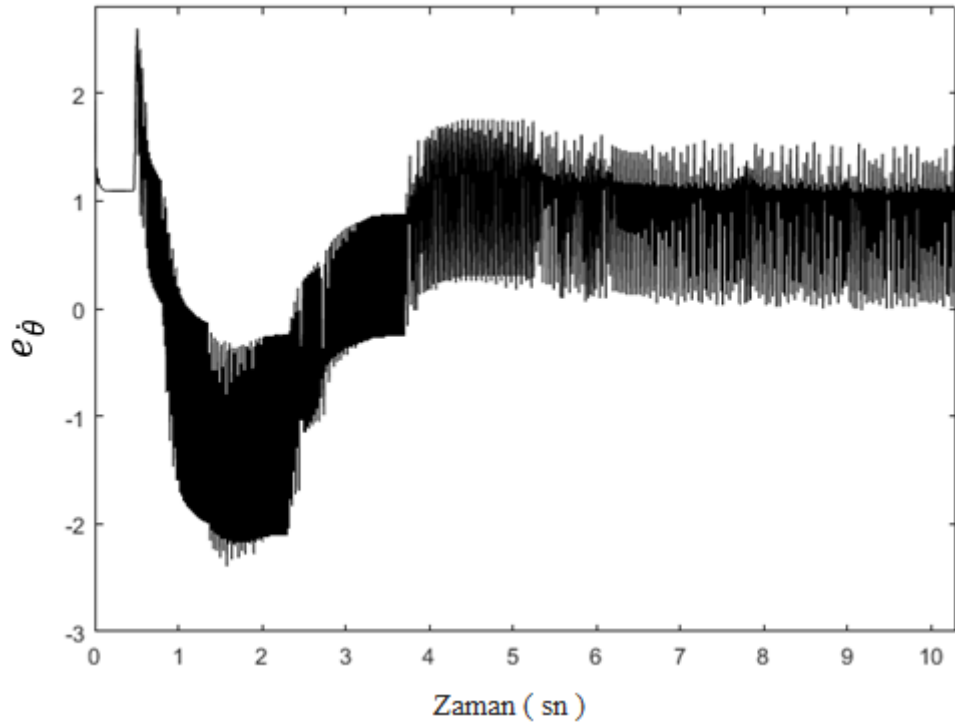


Şekil 3.15. PI Kontrollü Sistemin Simulink Blok Diyagramı

Sistemin $\dot{\theta}$ açısal hızı ve $e_{\dot{\theta}}$ hata değişim grafikleri sırasıyla Şekil 3.16 ve Şekil 3.17' de verilmiştir.

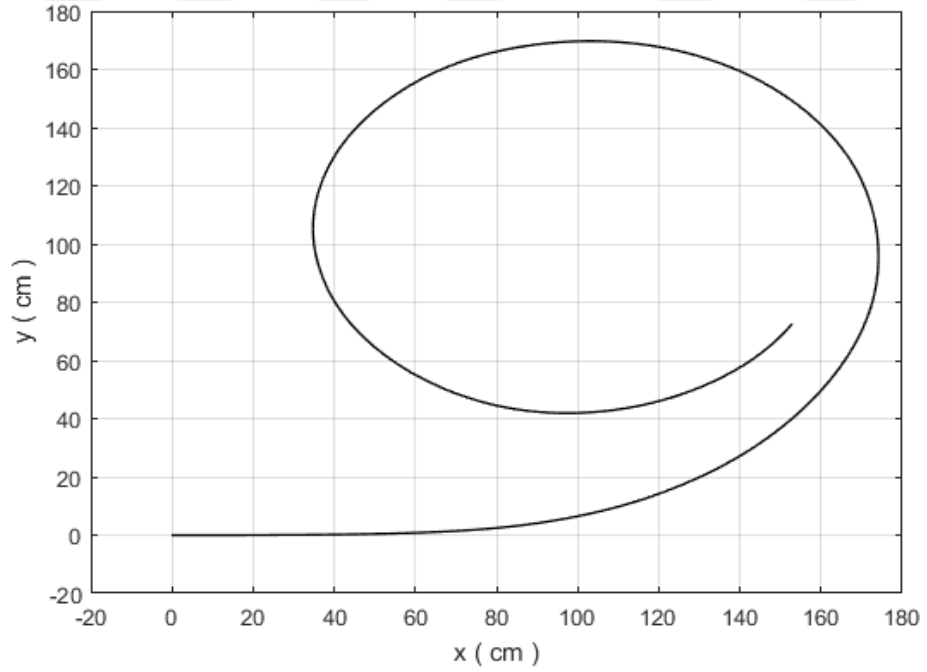
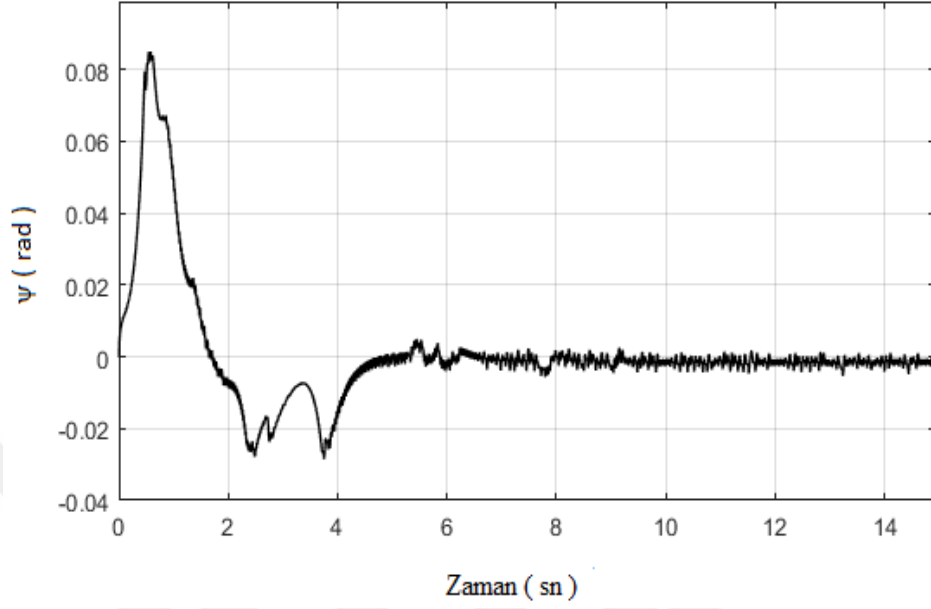


Şekil 3.16. PI kontrollü sistemin $\dot{\theta}$ değişim grafiği



Şekil 3.17. PI kontrollü sistemin e_{θ} değişim grafiği

Sistemin ψ değişim grafiği Şekil 3.18’ de verilmiştir. İTKDA’ ın daire yörüngedeki hareketinin x-y eksen takımlarındaki konum grafiği ise Şekil 3.19’ da verilmiştir.



Sisteme ait Şekil 3.16, Şekil 3.17, Şekil 3.18 ve 3.19’ da verilen grafiklere bakıldığında sistem için deneme yanılma yöntemi ile seçilen PI kontrol parametrelerinin sistem için iyi sonuç vermediği görülmektedir.

3.3. LQR (LKD: Lineer Karesel Düzenleyici) Kontrol Metodu

Lineer karesel düzenleyici yani LQR kolay uygulanabilen bir kontrol tekniği olup çokça tercih edilmekte ve günümüzde pek çok uygulamada kullanılmaktadır. Lineer karesel düzenleyici(LQR), kutup atama yönteminde olduğu gibi geri besleme ile dayanıklı bir kontrol sağlayan ve arzu edilen performans kriterlerini gerçekleştirmek için geliştirilmiş kontrol tekniklerinden birisidir.

İTKDA sistemi için LQR kontrolör sistemin $\dot{\theta}$, ψ ve $\dot{\psi}$ açılarını kontrol etmek üzere uygulanmıştır. Kontrolcü tasarımında Q ve R matrisleri çıkış durum değişkenlerinin ağırlıklarına göre belirlenir. Başlangıçta Q ve R matrisleri aşağıdaki şekilde seçilmiştir.

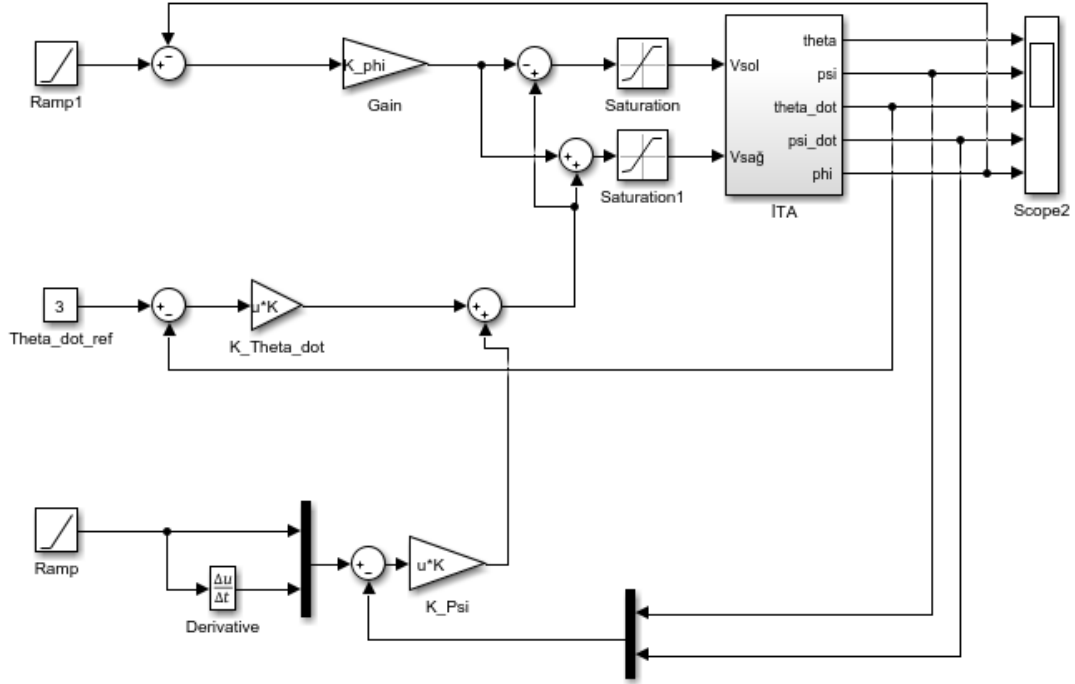
$$Q = \begin{bmatrix} 30 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 30 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

A1, B1, Q ve R matrislerine bağlı olarak, Matlab’ ta lqr (A1, B1, Q, R) komutu kullanılarak K geri besleme kazanç vektörü (3.5)’deki gibi elde edilmiştir.

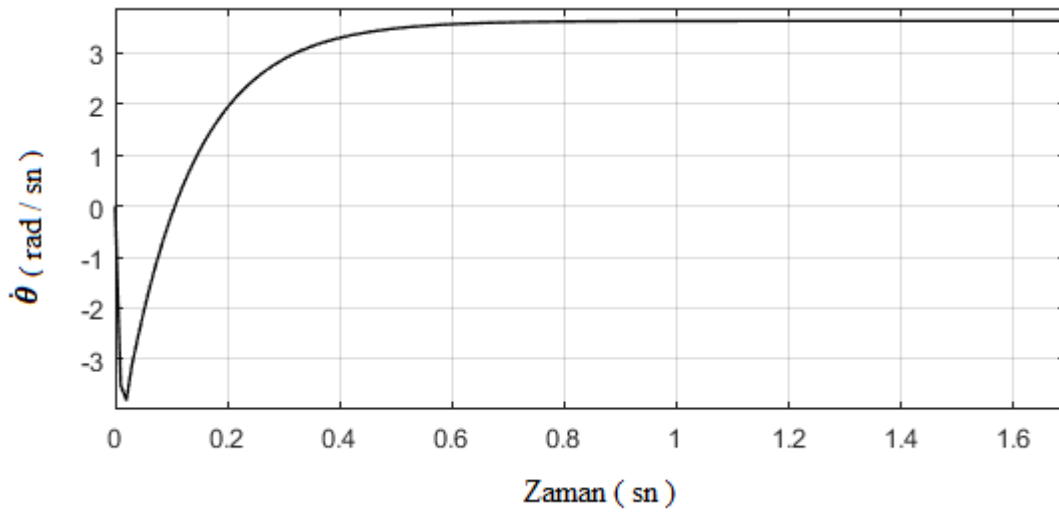
$$K = [-3.8730 \ -142.9302 \ -6.3664 \ -19.7762] \quad (3.5)$$

Sistemin simulink blok diyagramı ise Şekil 3.20’ de verilmiştir;

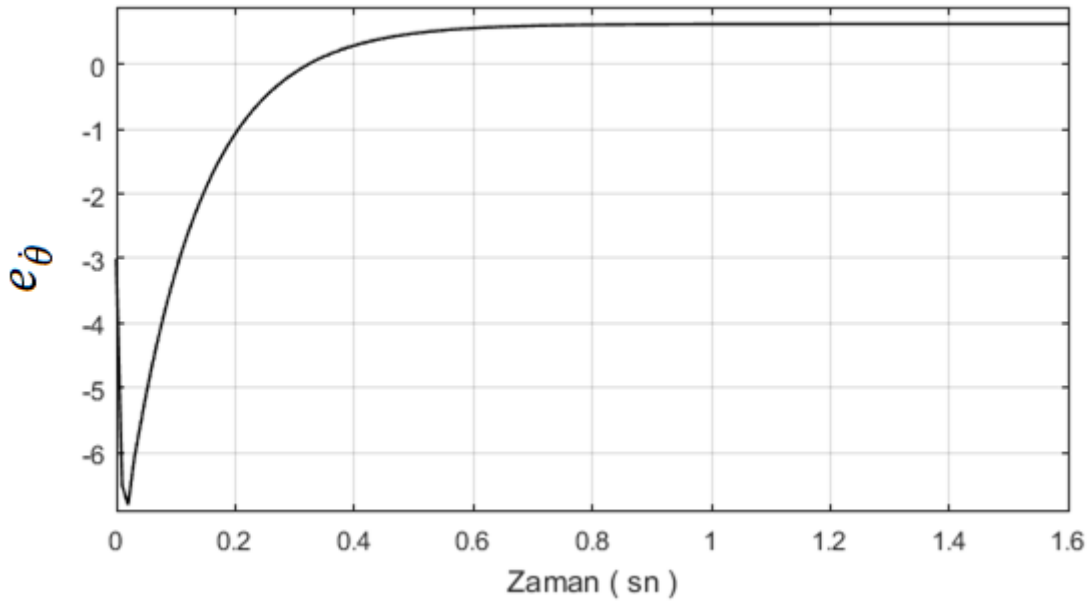


Şekil 3.20. LQR ile Kontrol Edilen Sistemin Simulink Blok Diyagramı

LQR ile kontrol edilen sistemin $\dot{\theta}$, ψ ve $\dot{\psi}$, değişim grafikleri sırasıyla Şekil 3.21, Şekil 3.23, Şekil 3.25’ de verilmiştir. $\dot{\theta}$ açısal hızının e_{θ} hata değişim grafiği ise Şekil 3.22’ de verilmiştir. Şekil 3.21 ve Şekil 3.22’ de verilen değişim grafiklerine bakıldığında çok fazla maksimum aşma olmaksızın 1.5 birimlik bir kalıcı kurum hatası meydana geldiği görülmektedir.

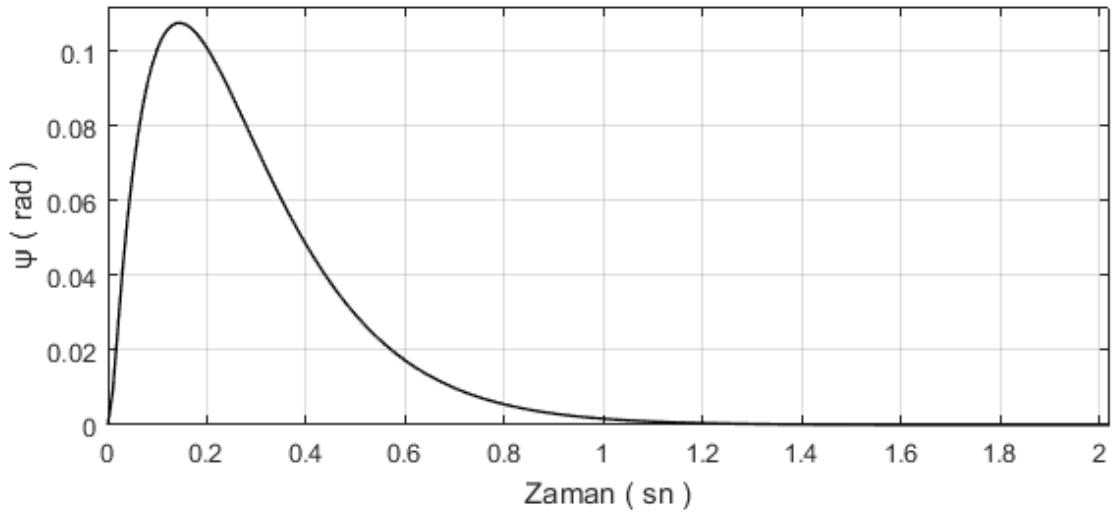


Şekil 3.21. LQR ile kontrol edilen sistemin $\dot{\theta}$ hız değişim grafiği

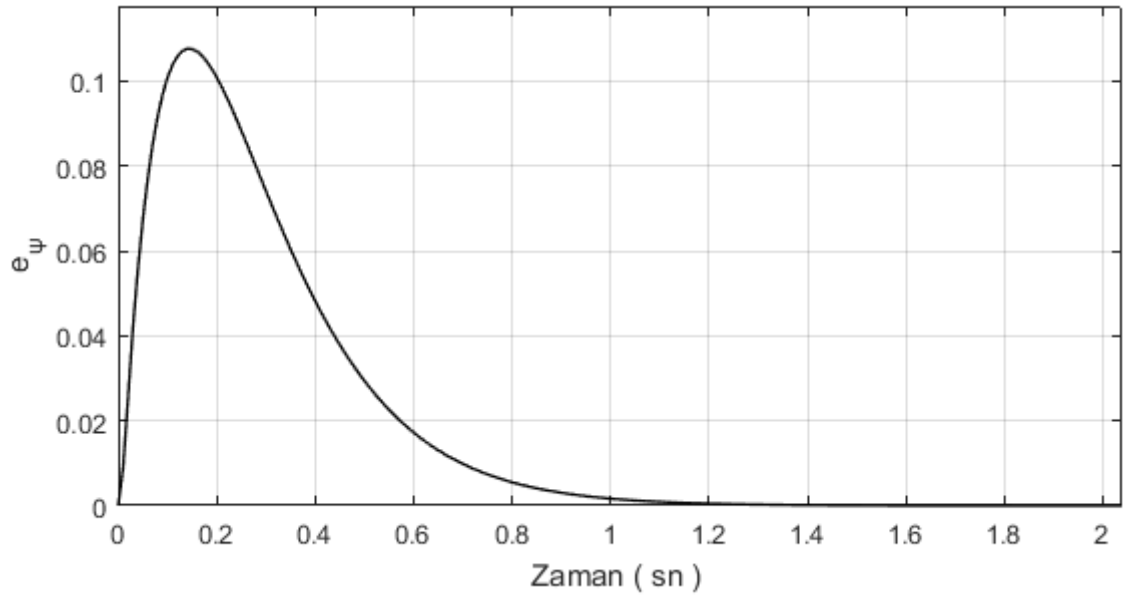


Şekil 3.22. LQR ile kontrol edilen sistemin e_{θ} değişim grafiği

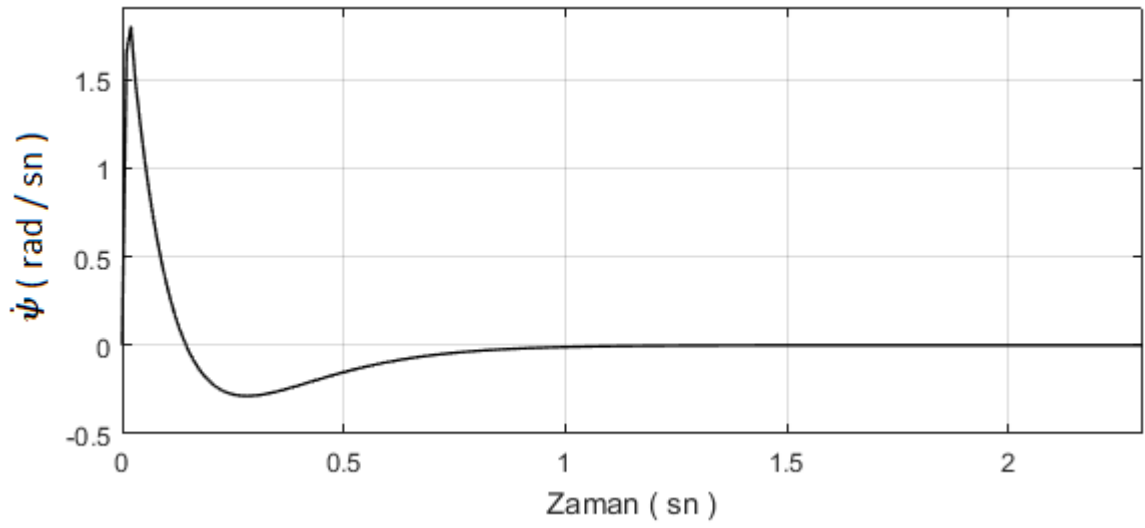
ψ , $\dot{\psi}$ ve hata değişim grafikleri sırasıyla Şekil 3.23, Şekil 3.24, Şekil 3.25, Şekil 3.26' da verilmiştir. Denge açısı kutup atama yöntemi ile kontrol edildiğinden elde edilen önceki grafiklerle aynı sonuçlar bulunmuştur. Şekil 3.23 ve Şekil 3.25' deki ψ ve $\dot{\psi}$ değişim grafiklerine bakıldığında önceki bölümde tasarlanan kontrolcüye oranla daha az bir aşma yaptığı fakat daha uzun bir sürede yerleşme sağladığı görülmektedir.



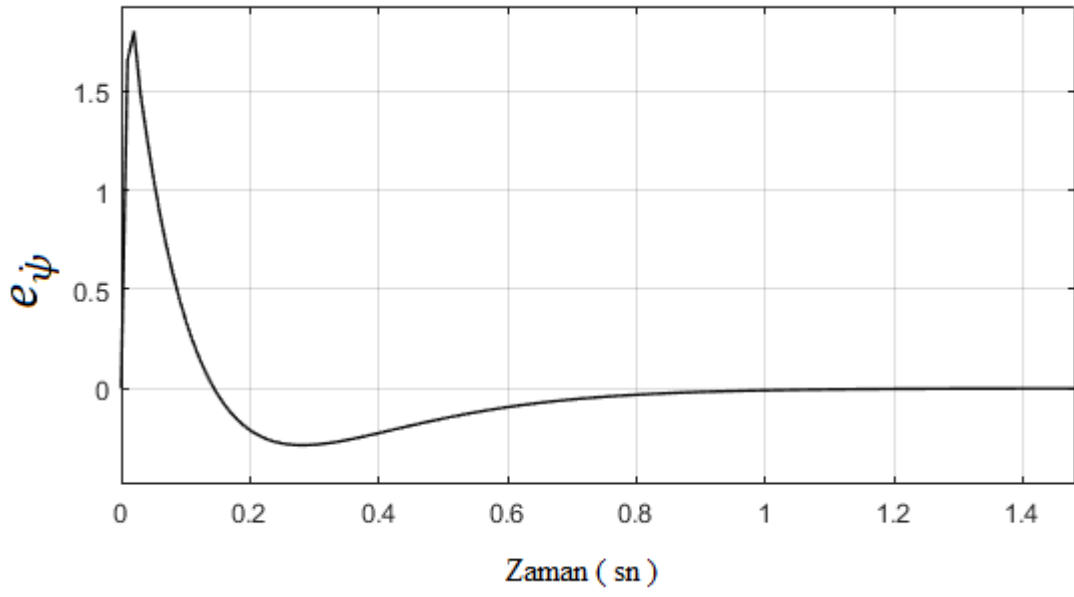
Şekil 3.23. LQR ile kontrol edilen sistemin denge açısı ψ değişim grafiği



Şekil 3.24. LQR ile kontrol edilen sistemin e_ψ değişim grafiği

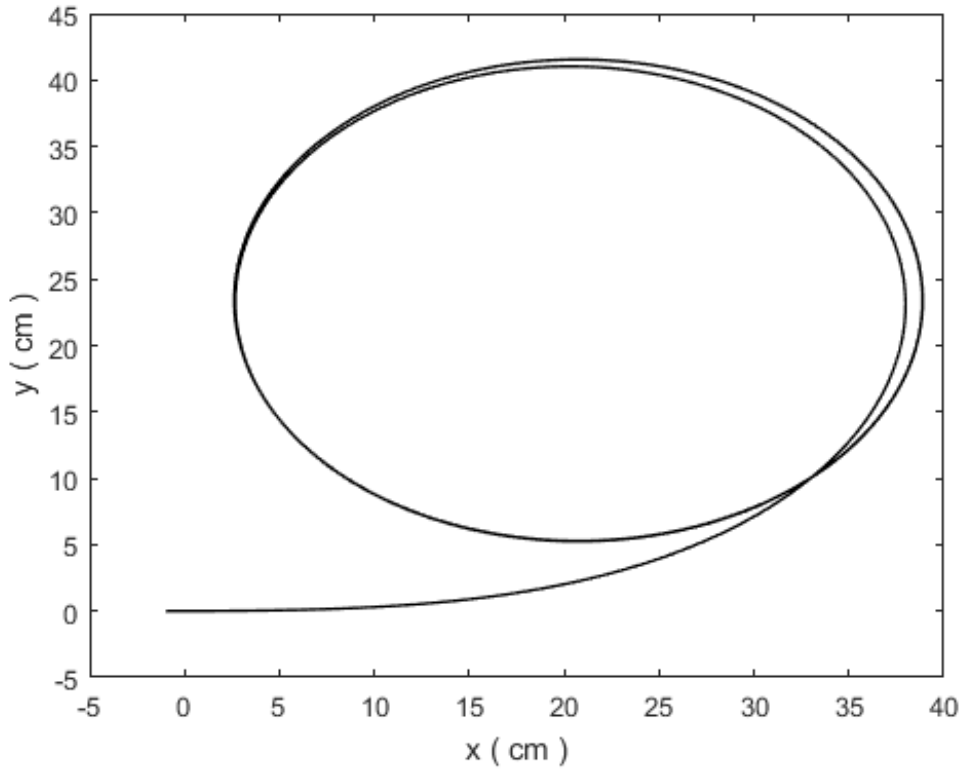


Şekil 3.25. LQR ile kontrol edilen sistemin $\dot{\psi}$ değişim grafiği



Şekil 3.26. LQR ile kontrol edilen sistemin e_{ψ} değişim grafiği

Referans giriş olarak sisteme uygulanan $\hat{\theta}$ ve ϕ değişkenlerine verilen değerler karşılığında aracın hareketinin x-y eksen takımındaki konum grafiği Şekil 3.27’ de verilmiştir.



Şekil 3.27. LQR ile kontrol edilen aracın daire yörüngede hareketinin x-y eksen takımındaki konum grafiği

4. PARÇACIK SÜRÜ OPTİMİZASYON ALGORİTMASI

Literatürde PID parametrelerinin ayarlanmasına yönelik çeşitli yöntemler mevcuttur. Ancak bu yöntemler ile bulunan, hesaplanan kontrolcü parametreleri sistemler için en uygun değerler olmayabilmektedir. Bu durumda kalıcı durum hatasını veya oturma zamanını iyileştirmek için elde edilen PID parametreleri deneysel olarak değiştirilmek suretiyle kontrolcü performansı artırılabilir. Ancak bu hem zaman alıcı bir işlemdir hem de kullanılan kontrolörün parametre değerlerinin en iyi değerler olacağı garanti edilememektedir. Sezgisel optimizasyon teknikleri bu problemin üstesinden gelmek için kullanılan yöntemlerden biridir. Bu tekniklerle en iyi çözümün bulunacağı kesin değildir ancak optimizasyon tekniğinin yeteneklerine bağlı olarak ideal sonuca yaklaşması sağlanabilmektedir. Bu çalışmada Parçacık Sürüsü Optimizasyonu (PSO) ve Yapay Bağışıklık Sistem Algoritmalarından Klonal Seçim Algoritması kullanılarak PID parametreleri ayarlanmıştır. Bu parametrelerle elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir.

Parçacık sürü optimizasyon (PSO) algoritması 1995 yılında Dr. Ebberhart ve Dr. Kennedy tarafından sürü halinde hareket eden canlıların davranışlarından esinlenerek geliştirilmiş bir optimizasyon algoritmasıdır [40]. Kuş, balık sürüleri ve diğer sosyal hayvanlar araştırıldığında yiyecek ararken birbirleriyle etkileşimde bulundukları ve herhangi birinin yiyeceğe ulaşması durumunda diğerlerinin de konumlarını sürüden kopmadan yiyeceğin olduğu yöne doğru yönlendirdikleri ve buna göre hızlarını da güncelledikleri görülmüştür. Bu sosyal etkileşim PSO ile modellenmiştir. Popülasyon içinde bulunan her bir kuş parçacık olarak adlandırılırken, bu parçacıkların oluşturduğu topluluğa sürü denmektedir. PSO algoritmasında bulunan her birey, aday bir çözüm kümesini temsil etmektedir. PSO çaprazlama, mutasyon gibi adımları olmadığından genetik algoritmaya nazaran daha basittir ve optimum çözümü GA' a göre daha hızlı bulur.

Sürü içindeki her bir parçacığın yeri tespit edilir ve en iyi konuma sahip olan parçacık belirlenir ve diğer parçacıkların o yöne hareket etmesi sağlanır. Parçacıklar sonraki pozisyonlarını önceki deneyimlerine göre ve sürü içindeki en iyi pozisyona sahip parçacığa dayanarak iyileştirmeyi hedefler.

PSO algoritmasının işlem adımları sırasıyla aşağıdaki gibidir:

1. Problemin ilk adımında, d boyutlu bir problem uzayında rastgele hız ve pozisyonları olan bir sürü oluşturulur.
2. Popülasyonda bulunan her parçacığın uygunluk değeri hesaplanır.
3. Her iterasyonda, her bir parçacığın uygunluk değeri önceki iterasyondaki uygunluk değeriyle karşılaştırılır ve en iyi uygunluk değeri (P_{best}) elde edilir. Eğer şu anki değeri P_{best} ’ten büyük ise o anki değer P_{best} olarak atanır ve P_{best} pozisyonu da d-boyutlu uzayda o anki parçacığın pozisyon değeri olur.
4. Parçacıkların P_{best} ‘leri birbirleri ile karşılaştırılır ve en iyi uygunluğa sahip olan parçacığın pozisyonu Global En İyi Pozisyon olarak belirlenir.
5. Parçacıkların hız ve pozisyonları (4.1) ve (4.2) ‘de verilen eşitliklerle güncellenir.

$$V_i^{k+1} = V_i^k + C_1 rand_1(P_{ibest}^k - X_i^k) + C_2 rand_2(G_{best}^k - X_i^k) \quad (4.1)$$

$$X_i^{k+1} = X_i^k + V_i^{k+1} \quad (4.2)$$

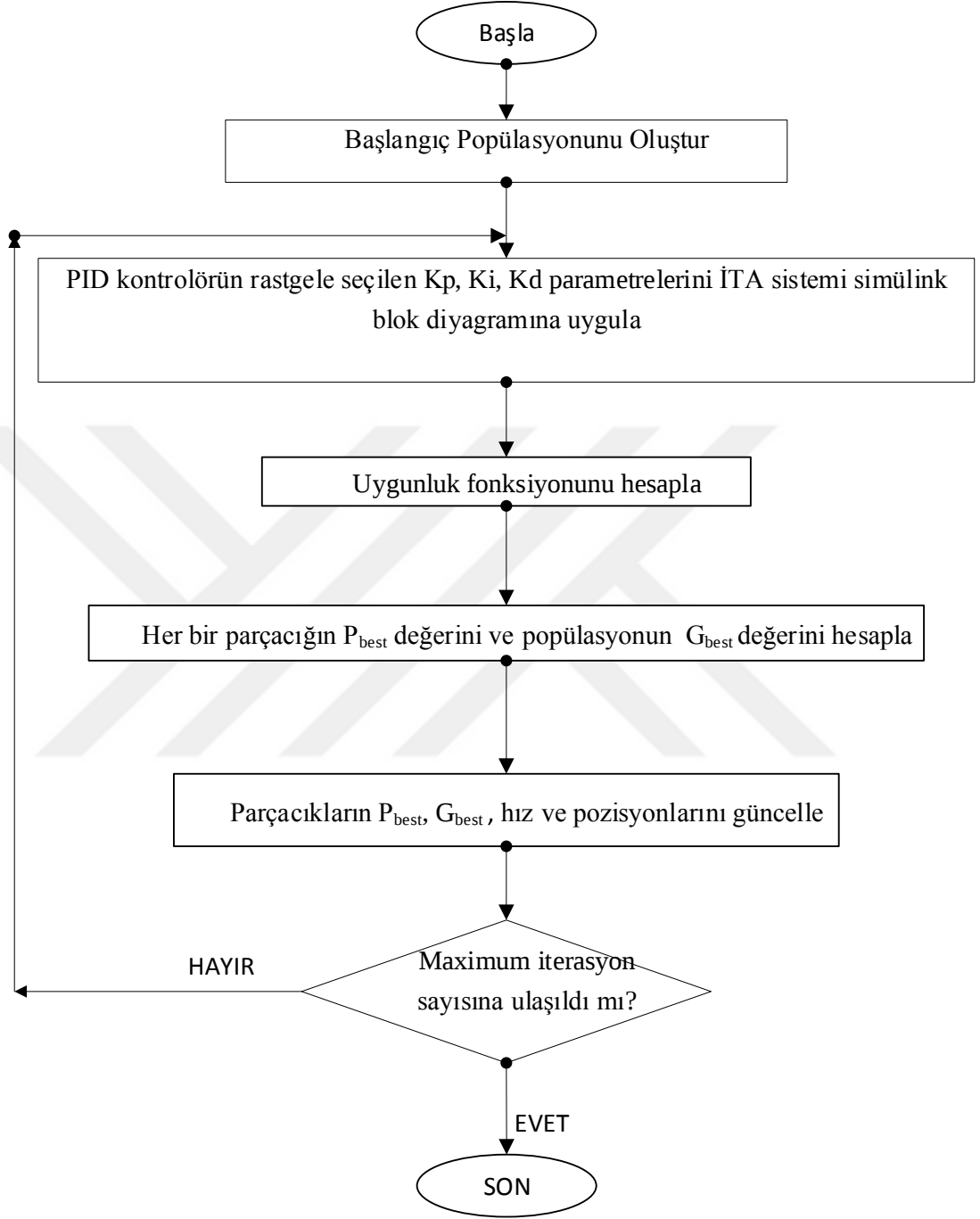
Burada V_i^k ve X_i^k o anki parçacığın hız ve pozisyonunu temsil etmektedir. $rand_1$ ve $rand_2$ rastgele seçilmiş uniform fonksiyonlardır. W ise önceden seçilmiş atalet ağırlığıdır.

6. Sonlandırma kriterlerini sağlayana kadar 1.adımdan 5.adıma kadar olan adımlar tekrarlanır.

Pso algoritmasında kullanılan ve önceden belirlenen parametreler aşağıda listelenmiştir;

- Parçacık Sayısı, daha hızlı ve basit bir şekilde optimum çözüme ulaşmak için parçacık sayısı genellikle 10 ila 50 arasında alınmaktadır. Ancak kısıtları çok olan zor problemler için parçacık sayısı 100-200’ lere kadar çıkarılabilir.
- d, Parçacık boyutudur ve optimize edilecek probleme göre değişmektedir.
- Parçacık aralığı, optimize edilecek probleme göre değişmekle birlikte farklı boyutlarda ve aralıklarda parçacıklar tanımlanabilir.
- V_{max} , bir parçacıkta her iterasyonda oluşabilecek maksimum hızı belirtir. Genellikle bu değer parçacık aralığına göre belirlenir.
- C1 ve C2, öğrenme faktörleridir. Genellikle C1, C2 ye eşit ve [0, 4] aralığında seçilir.
- W, momentum katsayısı
- Durma Koşulu, maksimum iterasyon sayısına ulaşıldığında ya da değer fonksiyonu istenilen seviyeye ulaştığında algoritma durdurulabilir.

Parçacık sürü optimizasyon algoritmasının akış diyagramı Şekil 4.1’ de verilmiştir:



Şekil 4.1. Parçacık sürü optimizasyon algoritmasının akış diyagramı

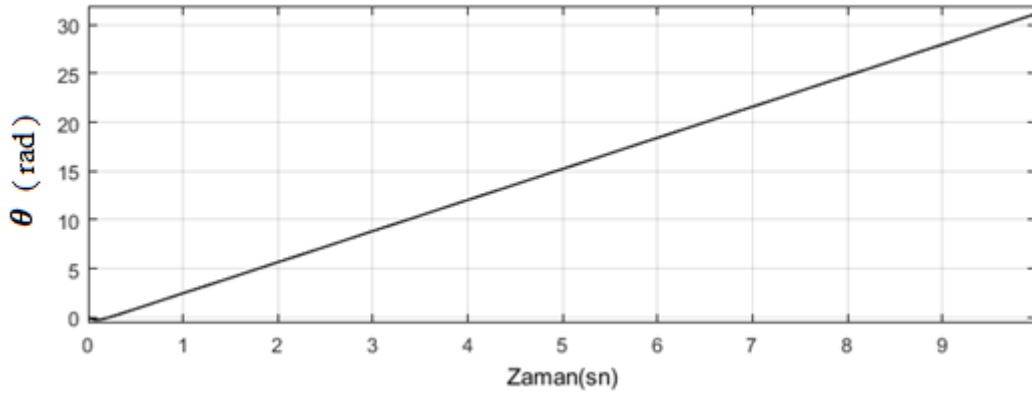
Optimizasyon sonucunda elde edilen Q ve R parametreleri;

$$Q = \begin{bmatrix} 1,9944.103 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,0776.103 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

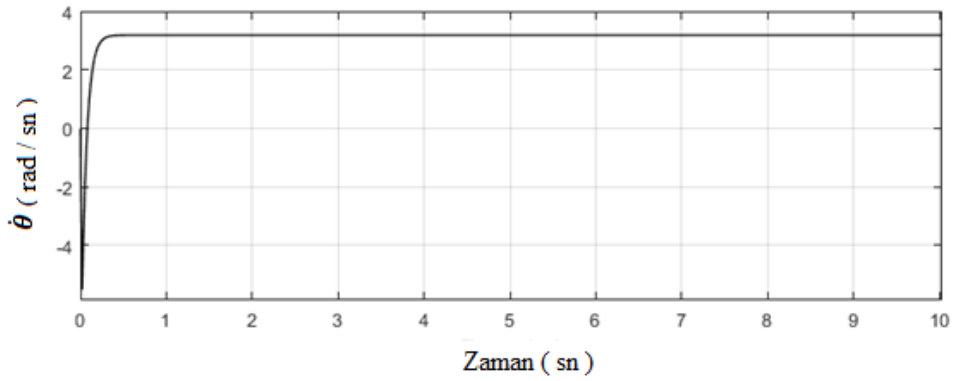
$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

olarak bulunmuştur.

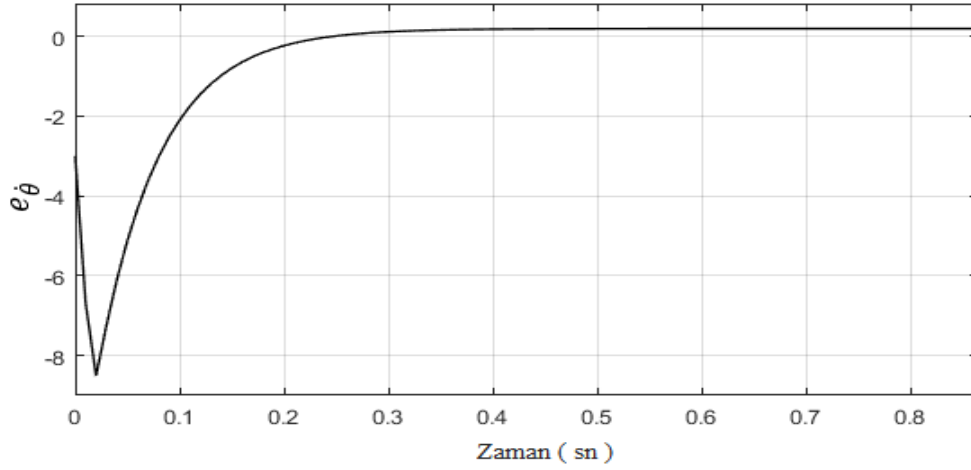
θ , $\dot{\theta}$ ve e_{θ} değişim grafikleri sırasıyla Şekil 4.3, Şekil 4.4 ve Şekil 4.5’ de verilmiştir. $\dot{\theta}$ ve e_{θ} değişim grafiğine bakıldığında daha az maksimum aşmayla daha kısa sürede istenen değere ulaştığı görülmektedir. Buna bağlı olarak aracın x-y koordinat eksenlerinde yapmış olduğu daire yörüngedeki hareketinin konum grafiği Şekil 4.6’ da verilmiştir.



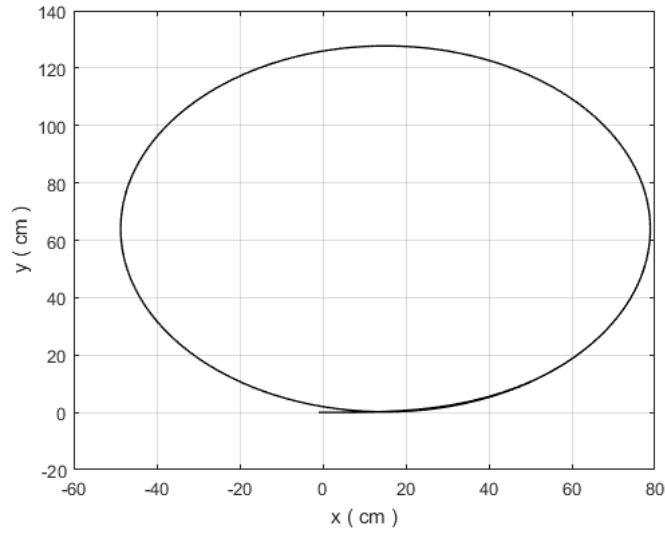
Şekil 4.3. PSO-LQR kontrollü sistem θ değişim grafiği



Şekil 4.4. PSO-LQR kontrollü sistem $\dot{\theta}$ hız değişim grafiği



Şekil 4.5. PSO-LQR kontrollü sistemin e_{θ} değişim grafiği



Şekil 4.6. PSO-LQR kontrollü aracın daire yörüngede hareketinin konum grafiği

4.2. PSO Algoritması ile PI Parametrelerinin Optimizasyonu

4.3. PSO-PI ile Hız Kontrolü

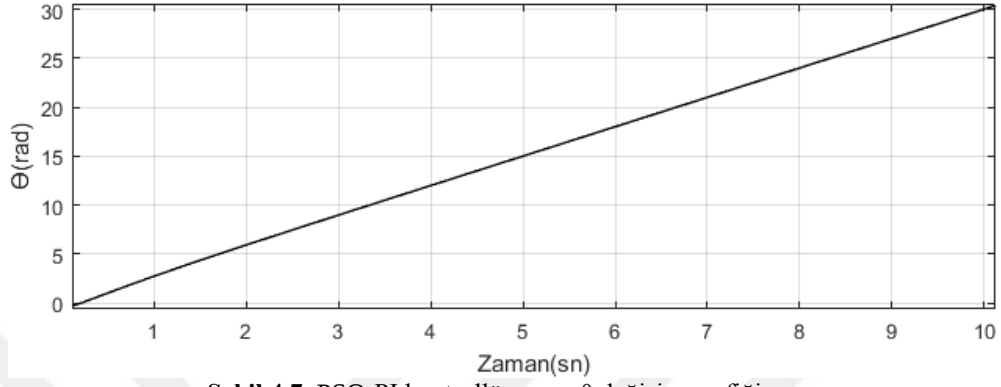
Önceki bölümde LQR ile kontrol edilen sistemin $\dot{\theta}$ açısal hızı, bu bölümde PI kontrol yöntemi ile denetlenerek kontrol tekniklerinin birbirlerine göre üstünlükleri araştırılmıştır.

Kontrol parametreleri K_p ve K_i katsayıları PSO algoritması ile optimize edilerek sistem için en uygun katsayılar;

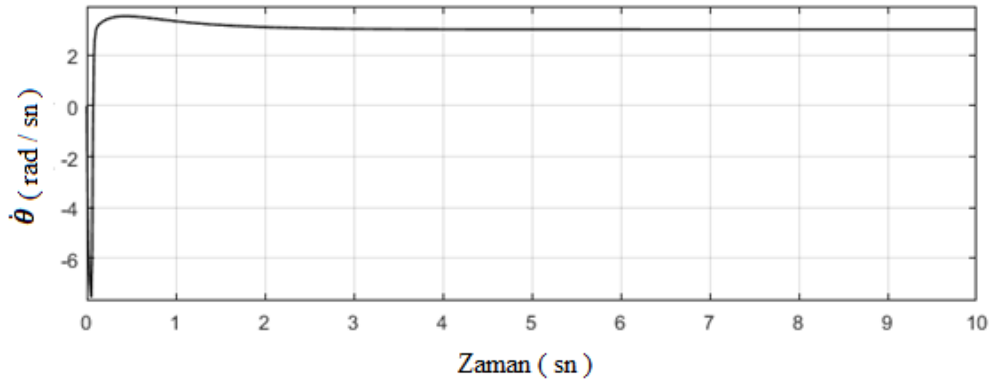
$$K_p = -102.6625$$

$$K_i = -103.3888$$

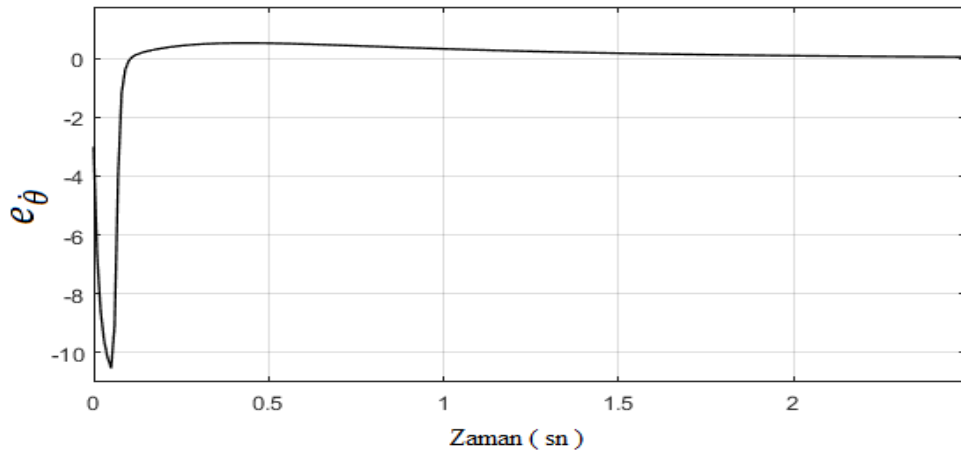
olarak bulunmuştur. θ , $\dot{\theta}$ ve $e_{\dot{\theta}}$ değişim grafikleri Şekil 4.7, Şekil 4.8, Şekil 4.9’ da sırasıyla verilmiştir.



Şekil 4.7. PSO-PI kontrollü aracın θ değişim grafiği

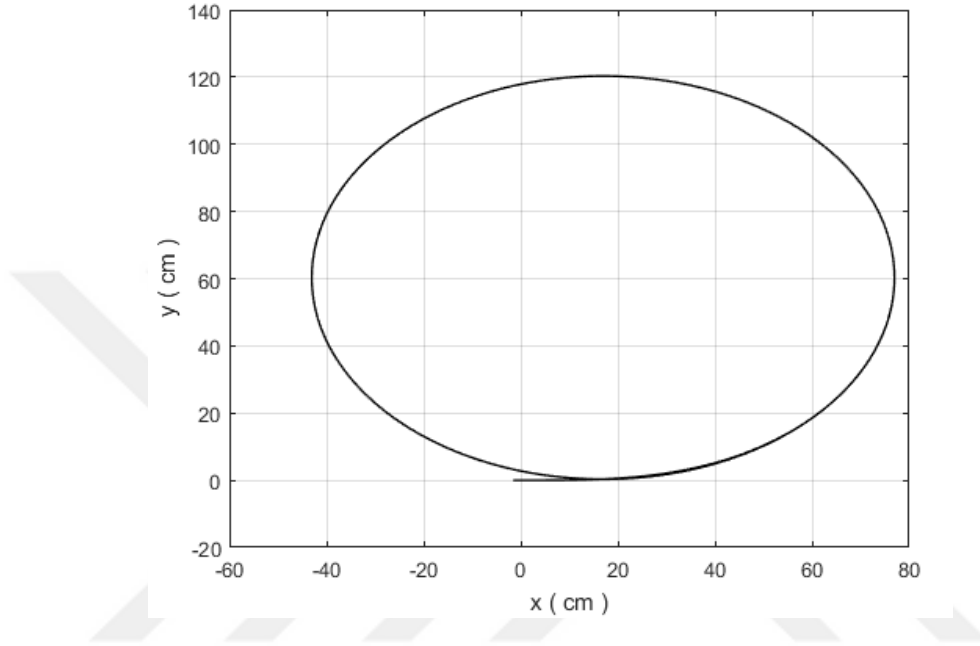


Şekil 4.8. PSO ile optimize edilen PI kontrollü aracın $\dot{\theta}$ hız değişim grafiği



Şekil 4.9. PSO-PI kontrollü sistemin $e_{\dot{\theta}}$ değişim grafiği

Şekil 4.8 ve Şekil 4.9’ da verilen değişim grafiklerine bakıldığında Şekil 4.4’ de LQR ile kontrol edilen açısal hız değişim grafiğine göre daha fazla maksimum aşmayla daha uzun sürede istenen değere ulaştığı görülmektedir. Buna bağlı olarak aracın daire yörüngedeki hareketi Şekil 4.10’ da görülmektedir.



Şekil 4.10. PSO-PI kontrollü aracın daire yörüngede hareketinin konum grafiği

Araç daire yörüngede hareket ederken başlangıçta yapmış olduğu sapmayı önlemek amacıyla ϕ açısını daha iyi bir şekilde kontrol etmek gerektiği görülmektedir.

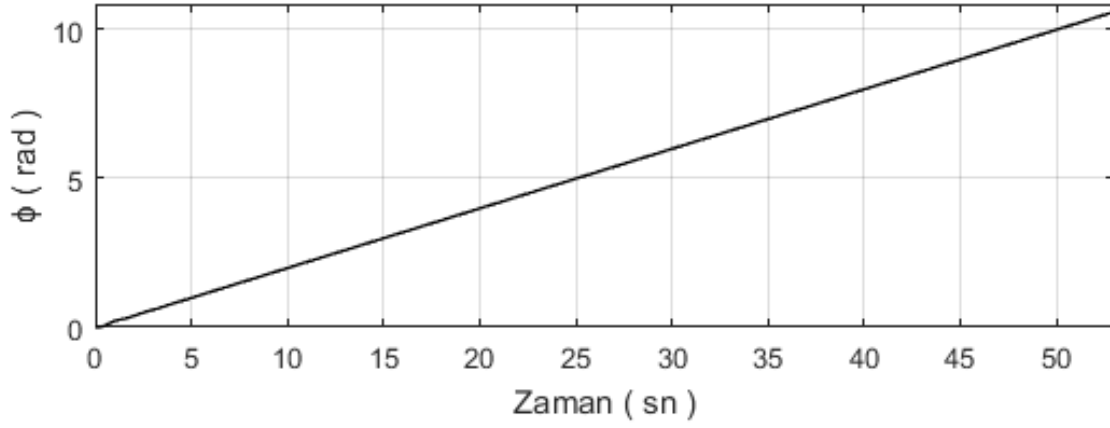
4.3.1. PSO-PI İle ϕ Açısı Kontrolü

Aracın istenen yörüngede hareket etmesini sağlamak amacıyla sistemin ϕ açısı kontrolünün düzgün bir şekilde yapılması gerekmektedir. Bu nedenle PI kontrol yöntemi ile ϕ açısının denetimi sağlanmış ve kontrol parametreleri olan K_p ve K_i katsayıları PSO algoritması ile optimize edilerek sistem için en uygun katsayılar;

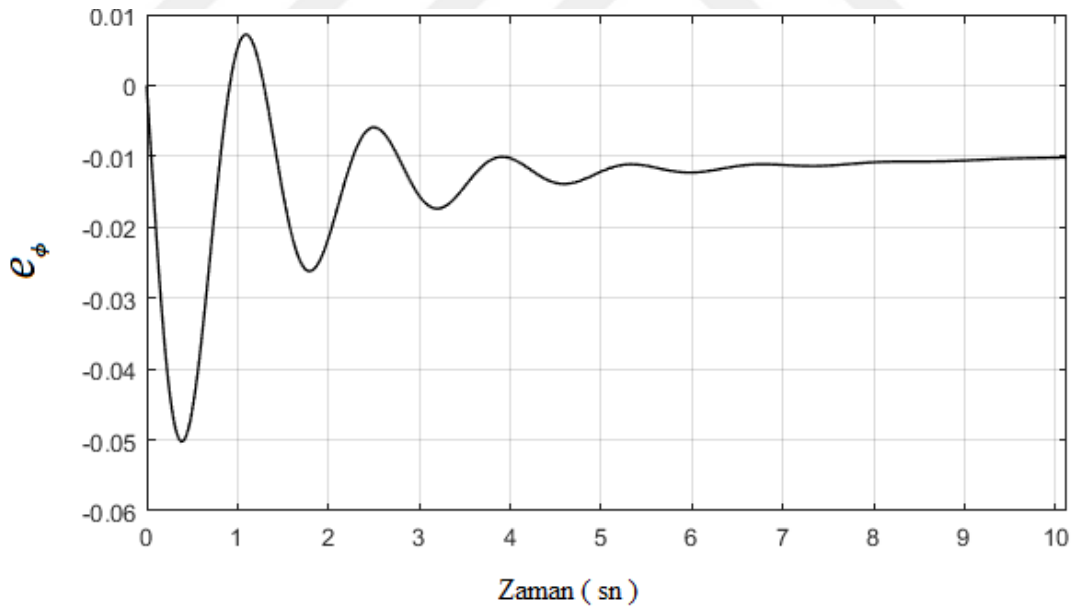
$$K_p = -101.708$$

$$K_i = -5.3229$$

olarak bulunmuştur. ϕ değişim grafiği Şekil 4.11’ de verilmiştir. Hız kontrolüne ek olarak ϕ açısının denetiminde de kontrolör parametreleri optimize edilmesi durumunda kalıcı durum hatasının sadece oransal kontrolcüyle kontrol edildiği durumdaki hataya oranla daha az olduğu Şekil 4.12’ de verilen grafikten görülmektedir.

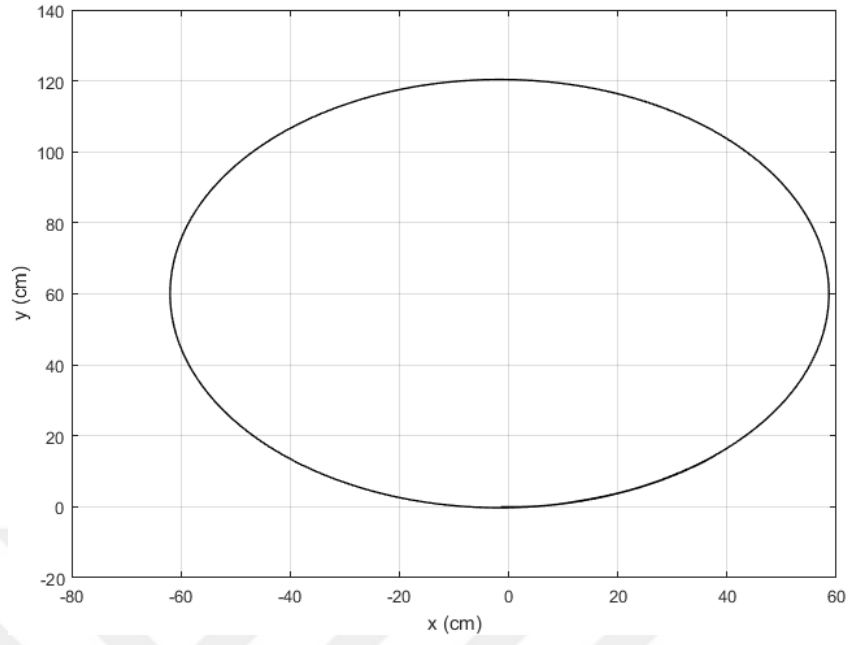


Şekil 4.11. PSO-PI hız kontrollü aracın ϕ değişim grafiği



Şekil 4.12. PSO-PI hız kontrollü aracın e_ϕ değişim grafiği

Daire yörüngesinin başlangıç kısmında oluşan aşımın giderildiği Şekil 4.13’ de görülmektedir.



Şekil 4.13. ϕ açısı PSO-PI kontrollü aracın daire yörüngedeki hareketinin konum grafiği

5. YAPAY BAĞIŞIKLIK OPTİMİZASYON ALGORİTMASI

Canlılarda bulunan bağışıklık sistemi vücudun hastalıklara karşı savunma mekanizmasını oluşturan, dışardan gelen saldırılara karşı koruyan karmaşık bir sistemdir. En az beyin kadar kompleks bir yapıya sahip olan bu sistemin sahip olduğu yetenekler ile matematikçiler, bilgisayar bilimcileri ve diğer bilim sahalarından araştırmacılar özellikle ilgilenmektedirler.

5.1. Yapay Bağışıklık Sistemleri

Yapay bağışıklık optimizasyon algoritması genetik algoritma, parçacık sürü vs. gibi diğer optimizasyon tekniklerinde olduğu gibi doğadan esinlenilerek oluşturulmuş genel amaçlı ve sezgisel bir yöntemdir[41]. Canlılarda bulunan savunma mekanizması incelenerek oluşturulmuştur ve bu sistem pek çok çalışmada araştırma konusu olmuştur. Yapılan çalışmalarla da diğer yöntemlere göre daha avantajlı olduğu görülmüştür. Çok eski olmayan bu yöntemin popülerliği gittikçe artmaktadır. İlk doğuşu bilgisayar virüsleri ile beraber olmuştur. Optimizasyon problemlerinde sıklıkla kullanılan bu yöntem aynı zamanda makine öğrenmesi, örüntü tanıma, anormal durum tespitleri gibi konularda da önemli ölçüde kullanılmaktadır. YBS' nin şimdiye kadar bağışıklık sisteme dayalı olarak geliştirilen temel olarak 4 algoritması bulunmaktadır. Bu algoritmalar ve uygulama alanları Tablo 5.1' de verilmiştir.

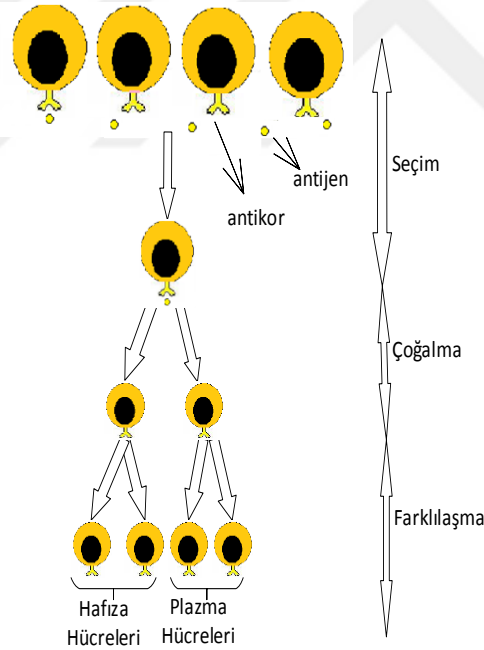
Tablo 5.1. Yapay Bağışıklık Algoritmaları ve Uygulama Alanları

Yapay Bağışıklık Algoritması	Uygulama Alanı
Negatif seçim algoritması	Anormallik tespiti, değişiklik tespiti
Yapay bağışıklık ağı algoritması	Öğrenme
Klonal seçim algoritması	Arama ve optimizasyon
Antikor ağ modeli	Savunma stratejileri

Bu tez kapsamında optimizasyon problemlerinde sıklıkla kullanılan klonal seçim optimizasyon algoritması çalışılmıştır. Klonal seçim algoritması, klonal seçim prensibi teorisinden esinlenerek oluşturulmuş olup sonraki bölümde detaylı olarak açıklanmıştır.

5.2. Klonal Seçim Prensibi Teorisi

Klonal seçim teorisi, adaptif bağışıklık cevabından türetilmiş olup adaptif bağışıklık cevabının özelliklerini açıklamak için kullanılmaktadır [42]. Adaptif bağışık sistem tarafından tespit edilebilen moleküllere antijen denir. Klonal seçim teorisi hem B hem de T hücrelerine uygulanmaktadır. İnsan vücudu bir antijenik bir uyarıcıya karşı B hücreleri tarafından üretilen antikorlar ile bir tepki oluşturur. Her hücre antijenin özelliğine bağlı olarak antikorun sadece bir türünü salgılayabilmektedir. Diğer bir deyişle her B lenfosit hücresi üzerinde bir antijeni tanıyacak tek tip bir antikor bulunmaktadır. Antikorlar Şekil 5.1’ de görüldüğü gibi B lenfosit hücrelerinin yüzeyinde bulunan moleküllerdir. Antikorların amacı antijene bağlanarak onları tanımaktır. Herhangi tanınmayan veya zararlı madde vücuda girdiğinde, yani insan vücudu bir antijene maruz kaldığında B lenfosit hücreleri antikor üreterek bir tepki oluşturmaktadır. Klonal seçim prensibinin şematik gösterimi Şekil 5.1’ de verilmiştir.



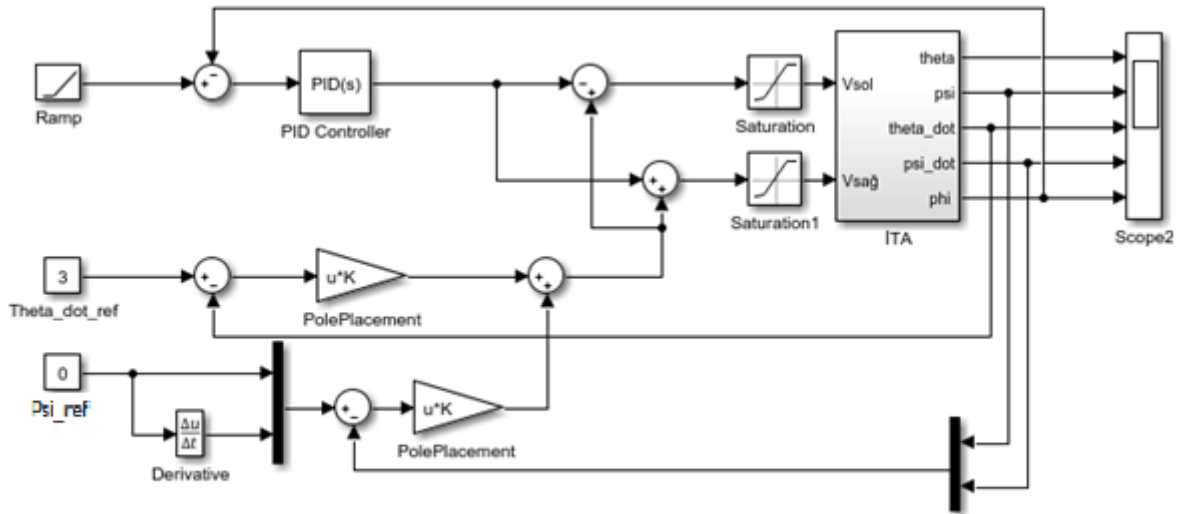
Şekil 5.1. Klonal Seçim Prensibi

5.3. Yapay Bağışıklık Optimizasyon Algoritmasının Sisteme Uygulanması

Yapay bağışıklık optimizasyon algoritması denge, hız ve pozisyon kontrolü gerçekleştirilen sistemin kontrol parametrelerinin optimize edilmesi için kullanılmıştır.

5.3.1. YBS- PI İle θ Hız Kontrolü

Öncelikle sistemin sağa sola dönüş açısı ϕ , oransal kontrolör ile kontrol edilmiş olup denge açısı ψ' nin kutup yerleştirme tekniği ile kontrolü sağlanmıştır. Sistemin açısal hızı olan $\dot{\theta}$ ise PI kontrolör ile kontrol edilmeye çalışılmıştır. Daha önce PSO ile optimize edilen PI kontrolörün K_p ve K_i parametre değerleri yapay bağışıklık optimizasyon algoritması kullanılarak optimize edilmiş ve iki yöntemin birbirlerine göre üstünlükleri araştırılmıştır. Sistemin simulink blok diyagramı Şekil 5.2' de verilmiştir.



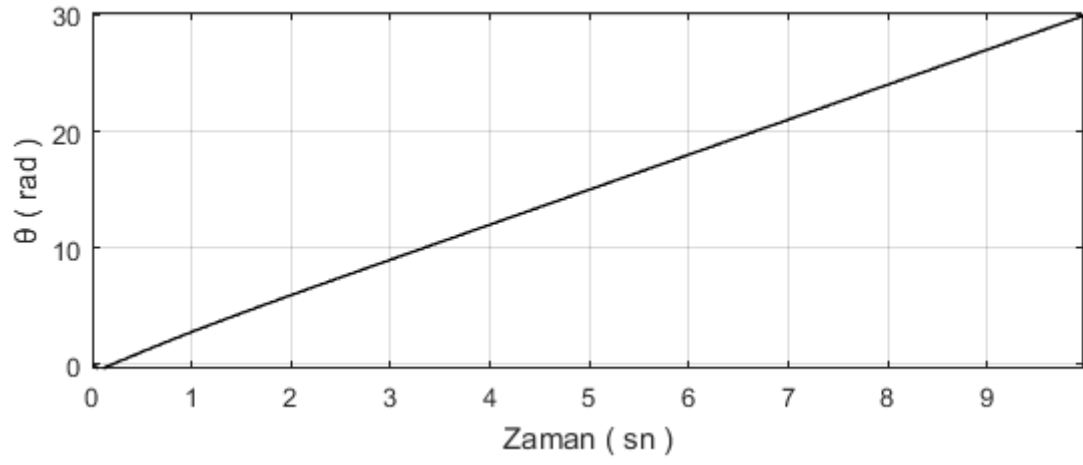
Şekil 5.2. YBS ile optimize edilen PI kontrollü Sistemin Simulink Blok Diyagramı

Optimizasyon sonucunda sistem için en uygun PI parametreleri olan K_p ve K_i değerleri;

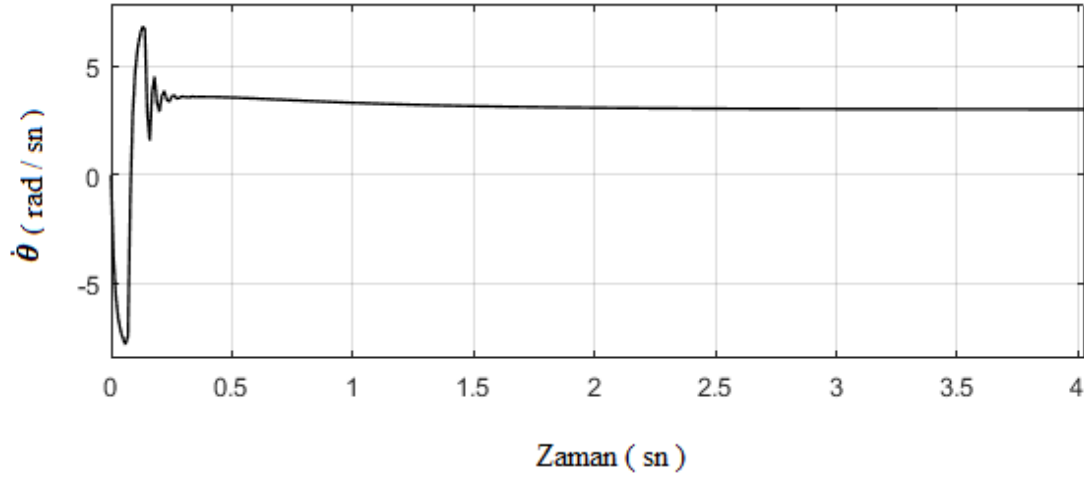
$$K_p = -110.037543659734$$

$$K_i = -126.210224508152$$

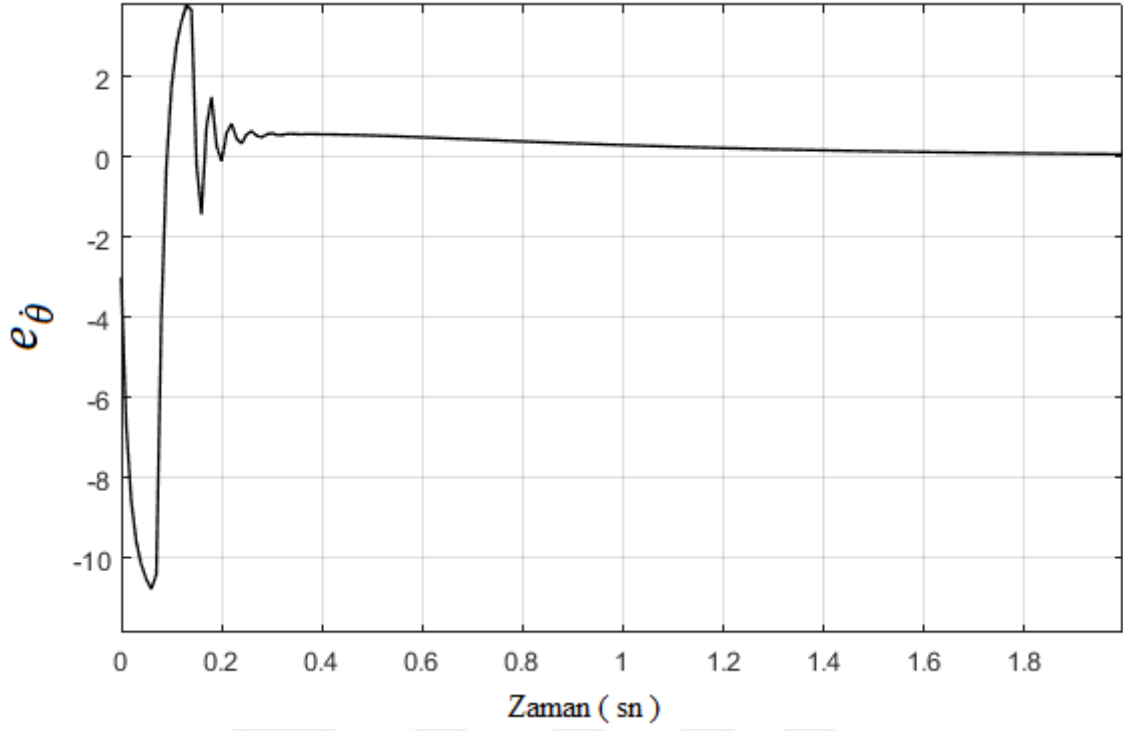
olarak bulunmuştur. Bulunan değerler sisteme uygulandığında θ ve $\dot{\theta}$ değişim grafikleri sırasıyla Şekil 5.3 ve Şekil 5.4' de verilmiştir.



Şekil 5.3. YBS-PI hız kontrollü aracın θ değişim grafiği

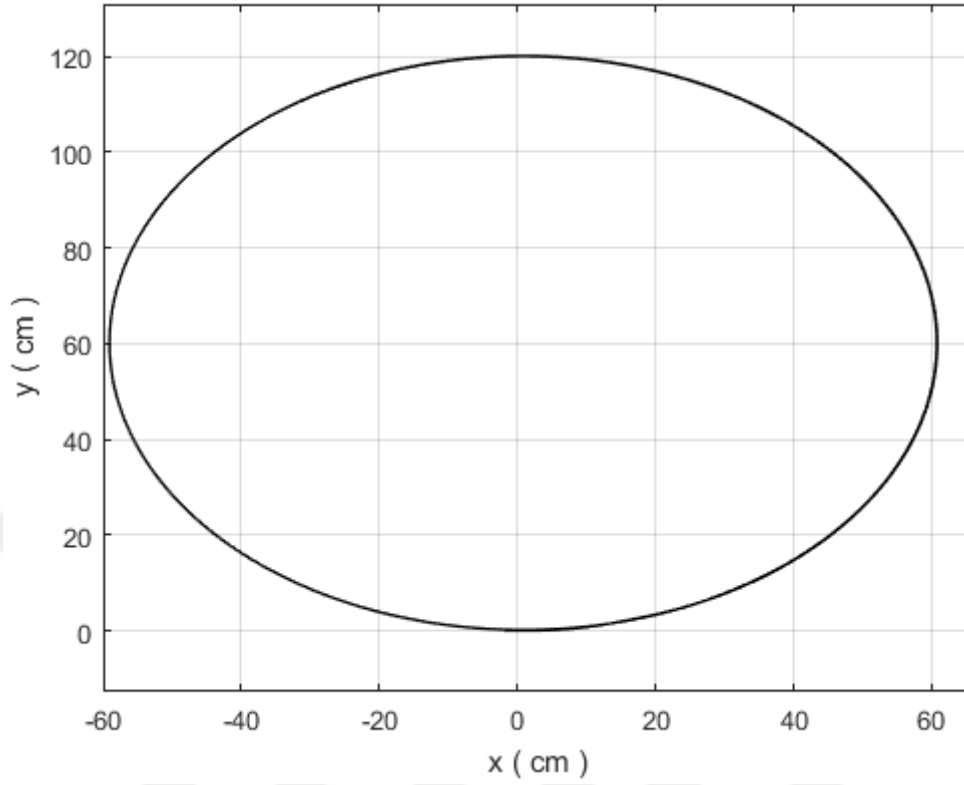


Şekil 5.4. YBS-PI hız kontrollü aracın $\dot{\theta}$ değişim grafiği



Şekil 5.5. YBS-PI hız kontrollü aracın e_{θ} değişim grafiği

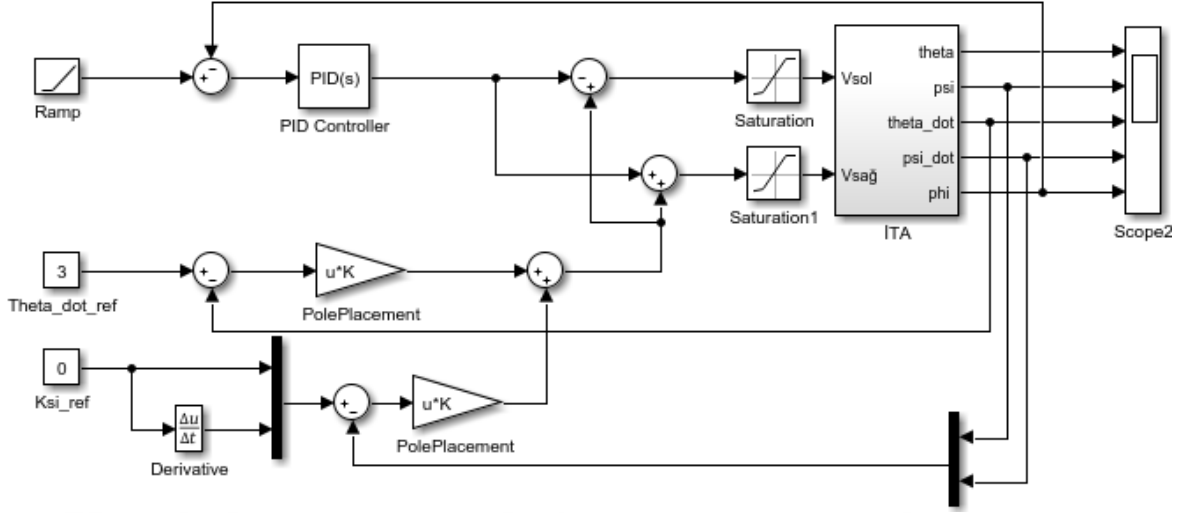
Sırasıyla Şekil 5.4, Şekil 5.5’ de verilen $\dot{\theta}$ ve e_{θ} değişim grafiklerine bakıldığında kalıcı durum hatasının olmadığı ancak önceki bölümdeki Şekil 4.8’ de verilen PSO-PI kontrollü sistemin $\dot{\theta}$ değişim grafiğine göre daha fazla bir aşım yaptığı görülmektedir. ϕ açısı PSO-PI ile kontrol edilen aracın daire yörüngedeki hareketinin konum grafiği Şekil 5.6’ da görülmektedir.



Şekil 5.6. ϕ açısı PSO-PI ile kontrol edilen aracın daire yörüngedeki hareketinin konum grafiği

5.3.2. YBS-PI İle ϕ Açısı Kontrolü

Aracın hızı $\dot{\theta}$ ve denge açısı ψ kutup atama tasarımı ile kontrol edilen sistemin sağa sola dönüş açısı olan ϕ ' nin kontrolü, yapay bağıklık optimizasyon algoritması ile PI kontrol parametreleri optimize edilerek sağlanmıştır. Bu sisteme ait simulink blok diyagramı Şekil 5.7' de verilmiştir.



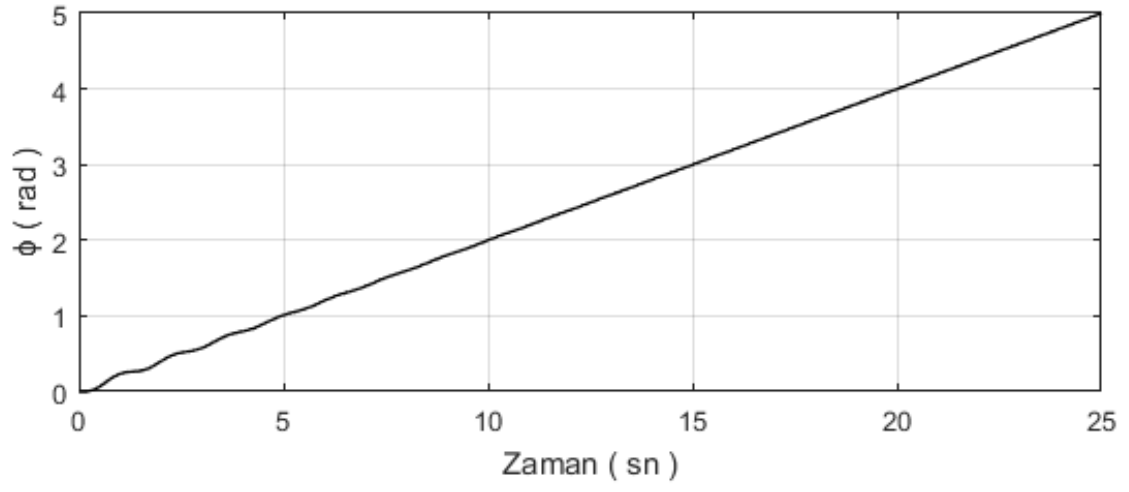
Şekil 5.7. ϕ (Phi) Açık Kontrolü YBS ile Optimize Edilen PI Kontrollü Sistemin Simulink Blok Diyagramı

Optimizasyon sonucunda sistem için en uygun PI parametreleri olan K_p ve K_i değerleri aşağıdaki gibi bulunmuştur:

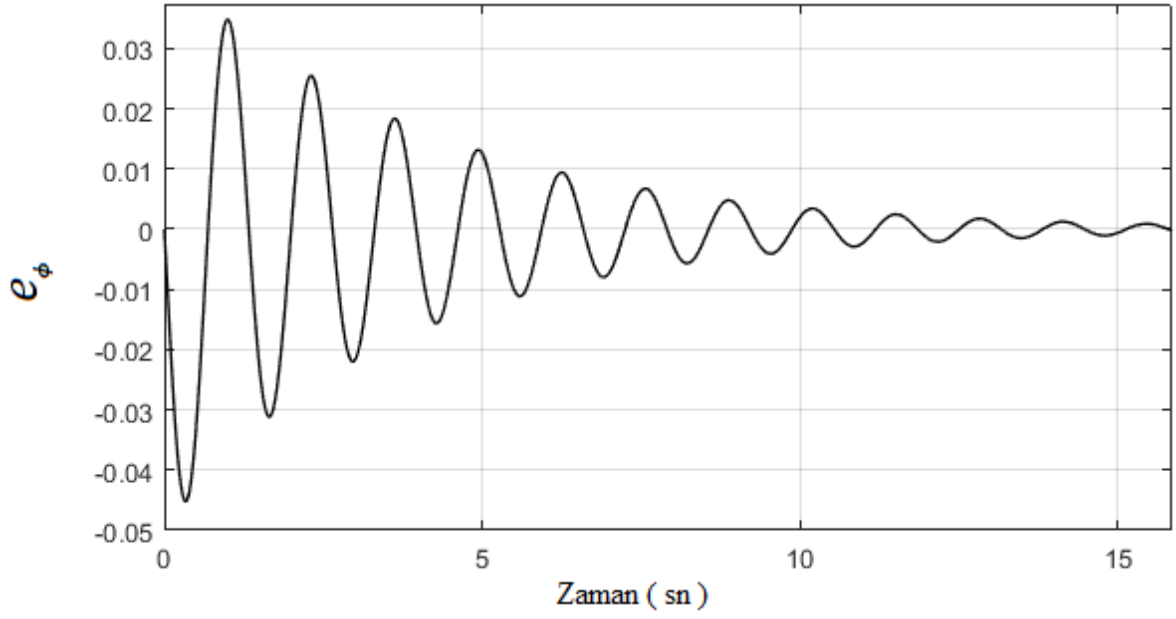
$$K_p = 13.7914$$

$$K_i = 13.7374$$

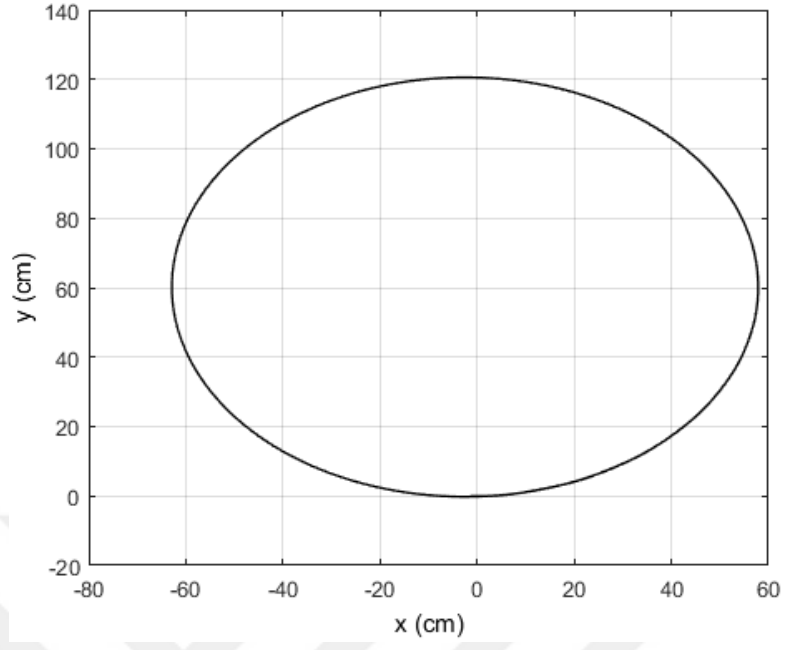
ϕ referansı olarak 0.2 birimlik rampa uygulanan sisteme ait ϕ değişim grafiği Şekil 5.8’ de verilmiştir. Şekil 5.9’ da verilen e_ϕ değişim grafiğine bakıldığında başlangıçta hafif bir dalgalanma olduğu bir süre sonra salınımların azaldığı ve kalıcı durum hatasının ortadan kalktığı görülmektedir. ϕ (Phi) açısı YBS-PI kontrollü sistemin daire yörüngedeki hareketinin konum grafiği Şekil 5.10’ da görülmektedir.



Şekil 5.8. ϕ (Phi) açısı kontrolü YBS-PI ile kontrol edilen sistemin ϕ değişim grafiği



Şekil 5.9. ϕ açısı YBS-PI ile kontrol edilen sistemin e_ϕ değişim grafiği



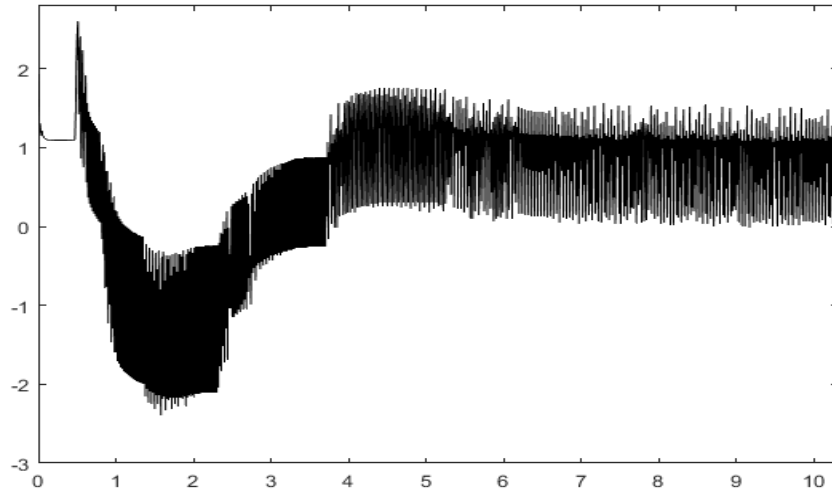
Şekil 5.10. ϕ (Phi) açısı YBS-PI kontrollü sistemin daire yörüngedeki hareketinin konum grafiği

6. SONUÇLAR

Bu çalışmada öncelikle ters sarkaç prensibine dayanan iki tekerlekli kendini dengeleyen aracın matematiksel modeli Lagrange dinamik eşitliği kullanılarak çıkarılmıştır. Elde edilen hareket denklemleri doğrusal hale getirildikten sonra sistemin durum uzay modeli elde edilmiştir. Öncelikle normalde kararsız olan ters sarkacın dik duruş pozisyonunda dengede kalması için sistemin denge açısı kontrolü sağlanmış olup bunun yanı sıra aracın hız ve pozisyonları da eş zamanlı olarak kontrol edilmiştir.

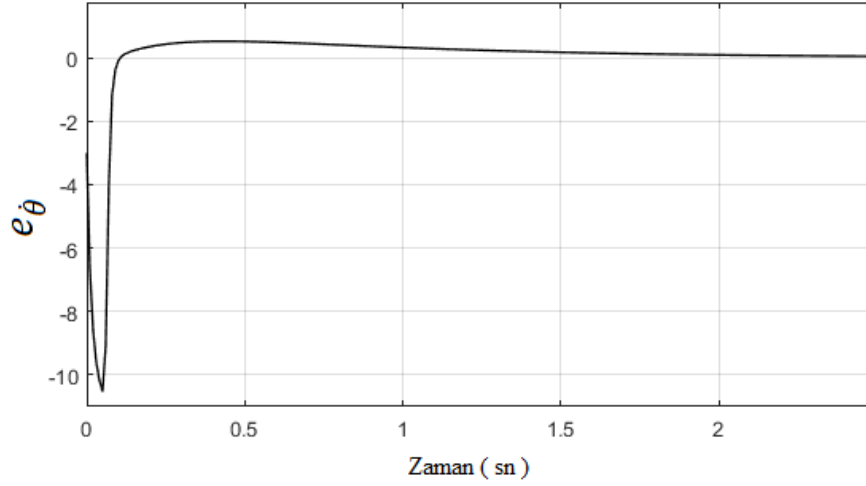
6.1. Kontrolcü Parametrelerinin Optimize edilmesi ile elde edilen sonuçlar

Sisteme uygulanan PID, LQR gibi kontrol yöntemlerinin parametreleri öncelikle deneme-yanılma yoluyla daha sonra bir takım optimizasyon algoritmalarıyla optimize edilmiştir. Optimizasyon algoritmalarının sistem cevabı üzerindeki etkisini görmek amacıyla öncelikle PI kontrolörün deneme-yanılma yoluyla elde edilen açısal hız hata değişim grafiği Şekil 6.1’ de verilmiştir.



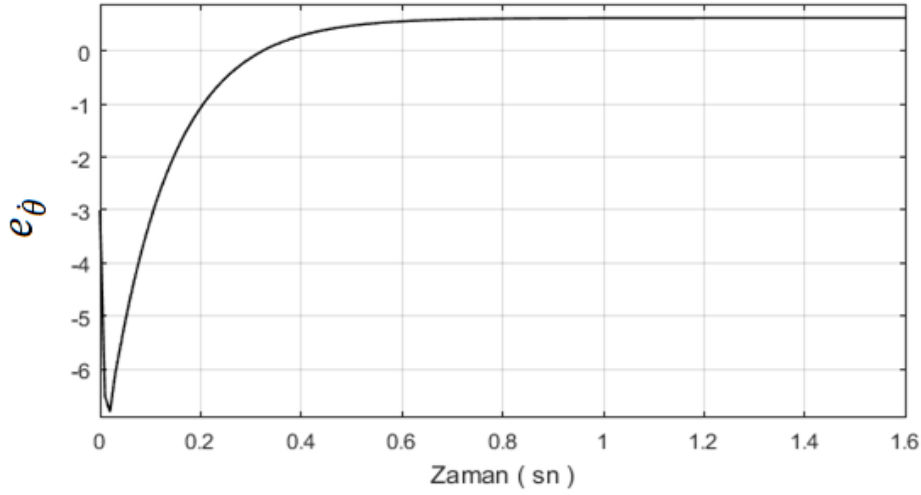
Şekil 6.1. PI kontrollü sistemin e_{θ} değişim grafiği

Aynı sisteme, hiçbir şey değiştirilmeden PI kontrol parametrelerinin PSO algoritmasıyla optimize edilmesi sonucunda açısal hız hata değişim grafiği ise Şekil 6.2’ de verilmiştir. Şekil 6.1’ de oluşan osilasyonun, parametrelerin optimize edilmesi durumunda giderildiği Şekil 6.2’ deki grafikten görülmektedir.



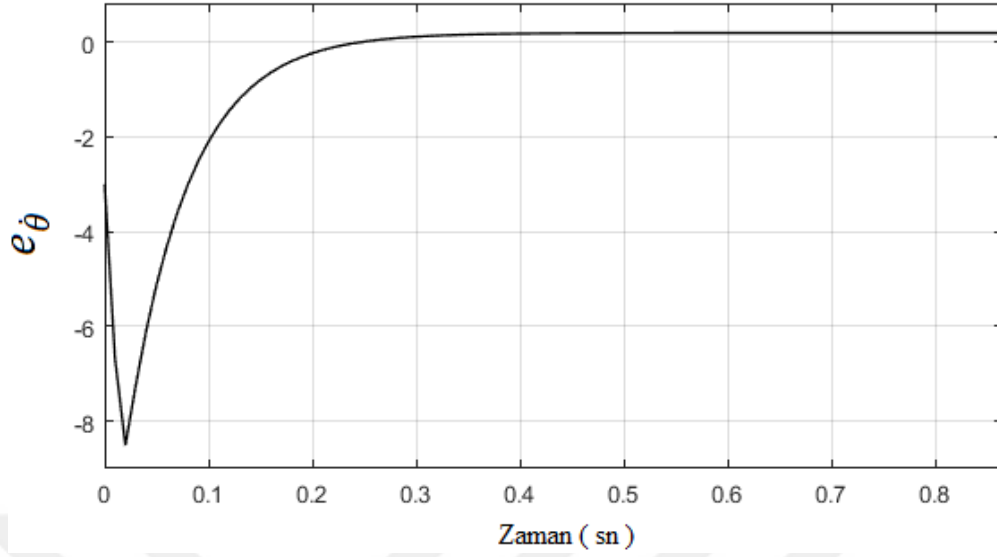
Şekil 6.2. PSO-PI kontrollü sistemin e_{θ} değişim grafiği

Benzer şekilde sistemin açısal hızının denetimi için LQR kontrolör uygulanmıştır. Deneme-yanılma yoluyla elde edilen LQR parametreleri (3.4) kullanılarak hesaplanan geri besleme kazancı sisteme uygulandığı durumunda açısal hız hata değişim grafiği Şekil 6.3’ de verilmiştir.



Şekil 6.3. LQR ile kontrol edilen sistemin e_{θ} değişim grafiği

LQR kontrol parametrelerinin PSO algoritması ile optimize edilerek elde edilen parametreler sonucu hesaplanan geri besleme kazancı sisteme uygulandığı durumda ise açısal hız hata değişim grafiği Şekil 6.4’ de verilmiştir. Şekil 6.3’ de oluşan kalıcı durum hatasının PSO algoritması ile parametrelerin optimize edilmesi durumunda ortadan kalktığı Şekil 6.4’ de görülmektedir.



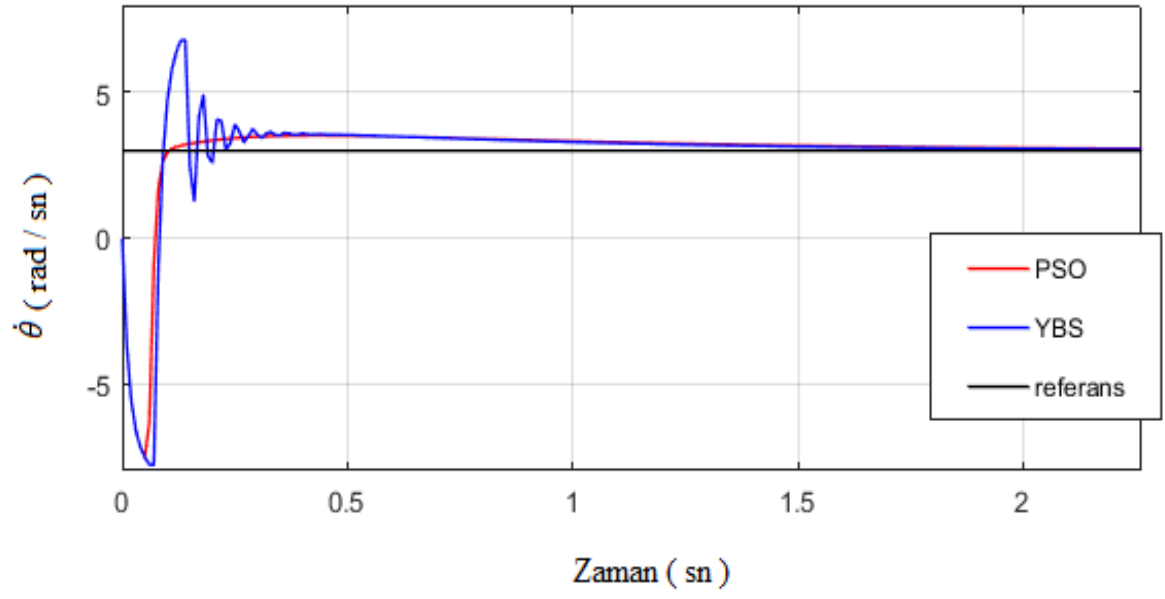
Şekil 6.4. PSO-LQR kontrollü sistemin e_{θ} değişim grafiği

6.2. Parçacık Sürü ve Yapay Bağışıklık Optimizasyon Algoritmalarının Karşılaştırılması

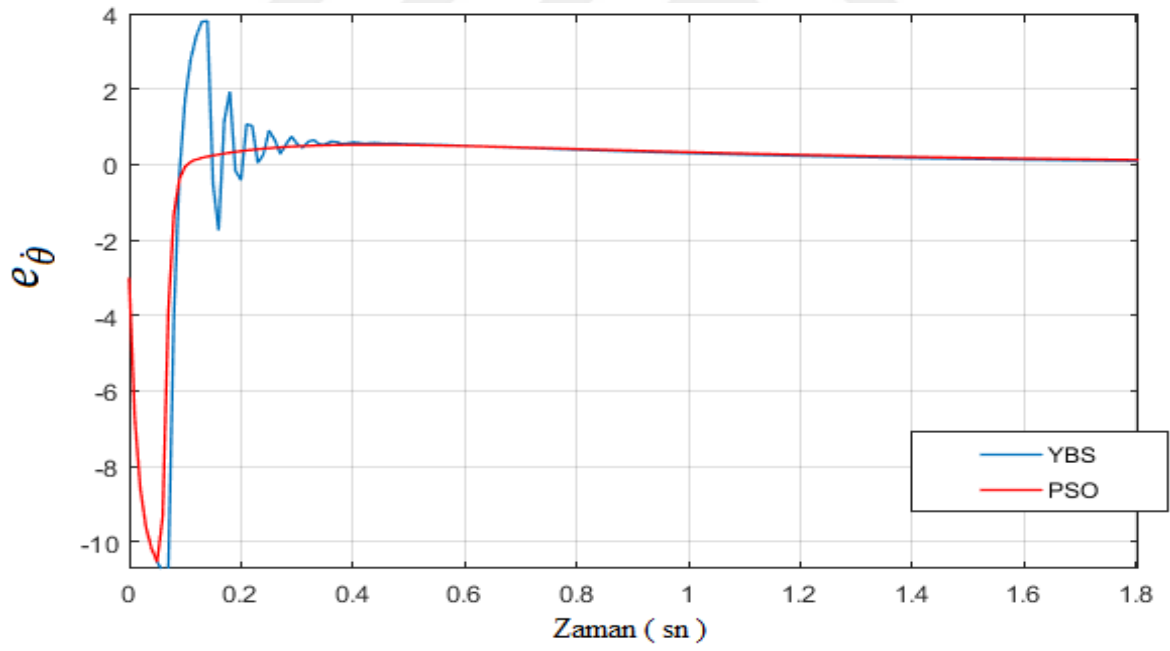
Bu bölüm iki kısımdan oluşmakta olup ilk olarak $\dot{\theta}$ açısal hız kontrolü için uygulanan PI kontrol parametrelerinin ve ikinci olarak ϕ (Phi) kontrolü için uygulanan PI kontrol parametrelerinin PSO ve YBS algoritmaları kullanılarak optimize edilmesi durumunda performans karşılaştırmaları yapılmıştır.

A. PI ile Açısal Hız $\dot{\theta}$ Kontrolü

Bu bölümde kontrolör parametrelerinin optimize edilmesi için kullanılan PSO ve YBS algoritmalarının birbirlerine göre üstünlükleri araştırılmıştır. Sistemin açısal hızının denetimi PI kontrolör ile sağlanmış ve sistem için uygun olan kontrolör parametreleri PSO ve YBS algoritmalarının her ikisiyle de optimize edilmiştir. Şekil 6.5 ve Şekil 6.6' da sistemin açısal hızının $\dot{\theta}$ ve hatasının e_{θ} değişim grafikleri sırasıyla verilmiştir. Algoritmalar sonucunda elde edilen katsayılar ve bu katsayılarla karşılık sistemin vermiş olduğu cevabın dinamik performans kriterlerinin karşılaştırmalı sonuçlar Tablo 6.2. de verilmiştir.



Şekil 6.5. Daire yörüngede hız kontrolü PI ile gerçekleştirilen sistemin $\dot{\theta}$ değişim grafiği



Şekil 6.6. Hız kontrolü YBS-PI VE PSO-PI ile gerçekleştirilen sistemin e_{θ} değişim grafiği

Tablo 6.1. Hız kontrolü için kontrol parametrelerinin karşılaştırmalı sonuçları

Method	Dinamik Performas Kriterleri		Performans İndeksi			
	Kp	Ki	Tr (Yükselme Zamanı)	Ts (Oturma Zamanı)	Mp (%) (Aşma)	ISE (integral square error)
	(Oransal kazanç)	(İntegral kazanç)				
PSO	-102,663	-103,389	0,41	4,67	14,86	0
YBS	-110,037	-126,21	0,46	4,86	55,9	0

Şekil6.4’ de verilen θ değişim grafiğine göre oluşturulan Tablo 6.1’ e bakıldığında iki algortmada bulunan değerlerin birbirlerine yakın oldukları görülmektedir. Ancak PSO algoritmasının diğer algortmaya kıyasla global optimumu daha iyi yakınsayarak sistem için daha az aşım ile daha uygun değerleri bulduğu görülmektedir.

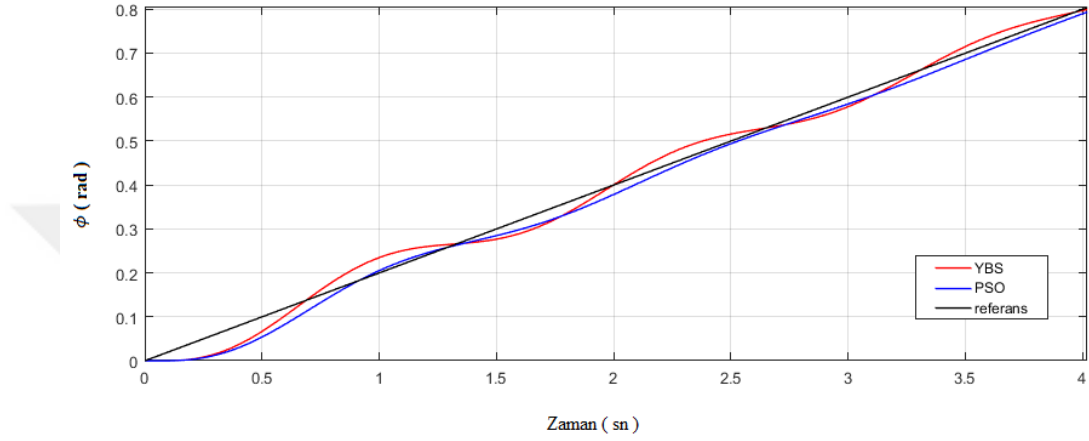
B. PI ile ϕ (Phi) Kontrolü

İkinci durumda sağa sola dönüş açısı ϕ (Phi) denetimi için PI kontrol metodu uygulanmıştır. Kp ve Ki parametreleri için hem YBS hem de PSO algortmaları çalıştırılarak sistem için en uygun değerler bulunmuştur. Bulunan değerler Tablo 6.2’ de verilmiştir.

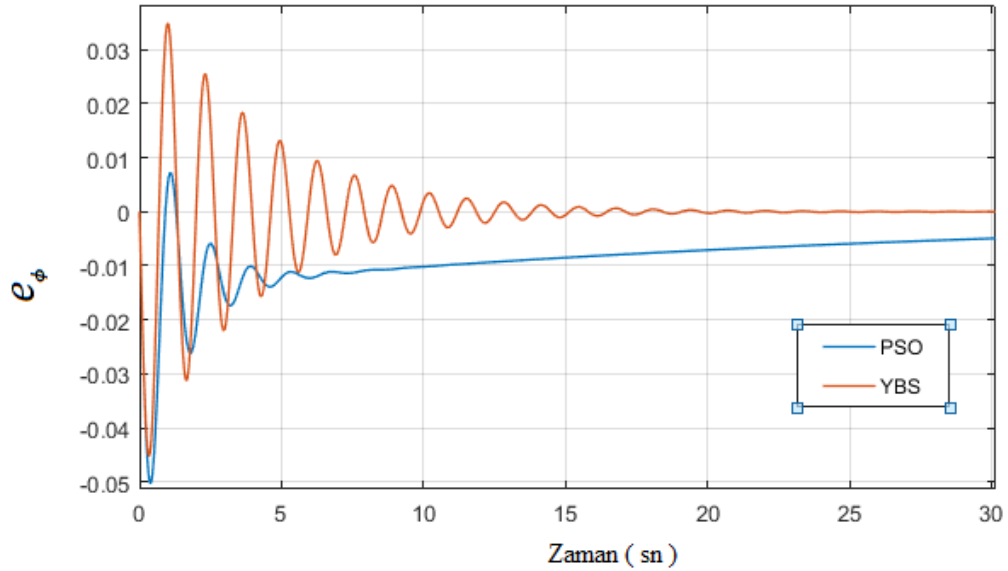
Tablo 6.2. PI ile ϕ (Phi) kontrolü için bulunan sonuçlar

Method	PI Parametreleri	
	Kp (Oransal kazanç)	Ki (İntegral kazanç)
PSO	12.1070	0.4349
YBS	13.7914	13.7374

Tablo 6.2’de bulunan değerlerin sisteme uygulanması durumunda sistemin sağa sola dönüş açısı ϕ ‘nin değişim grafiği Şekil 6.7’ de verilmiştir. YBS-PI ve PSO-PI ile kontrol edilmesi sonucu verilen referans değerden bir miktar sapma göstererek birbirlerine yakın sonuçlar verdikleri, PSO algoritması ile optimize edilen değerlerle referansa daha yakın sonuçlar verdiği görülmektedir.



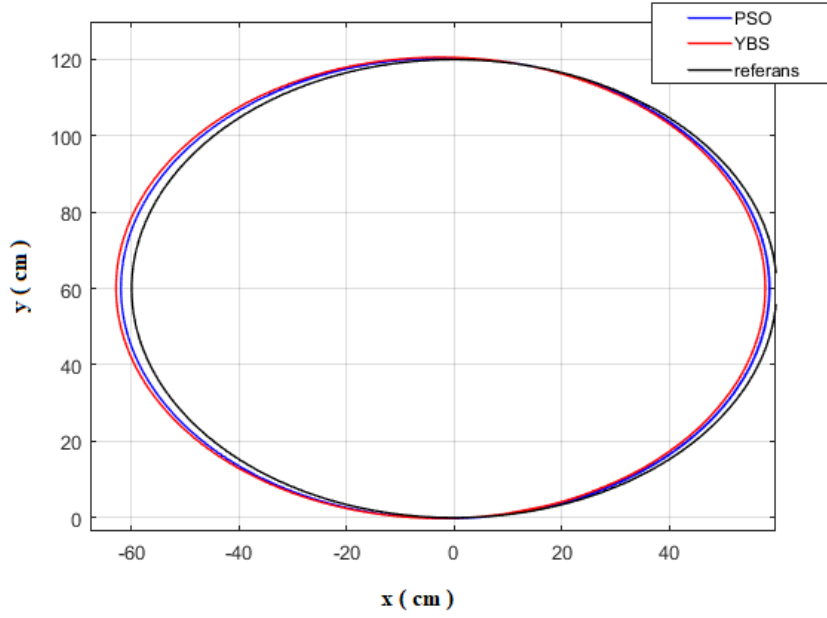
Şekil 6.7. Daire yörüngedeki ϕ (Phi) değişim grafiği



Şekil 6.8. ϕ açısı YBS-PI ve PSO-PI ile kontrol edilen sistemin e_ϕ değişim grafiği

Aracın daire yörüngedeki hareketi de Şekil 6.9’ da görülmektedir. ϕ açısı kontrolüne bağlı olarak her iki algoritmadan elde edilen değerler sonucunda aracın daire yörüngedeki

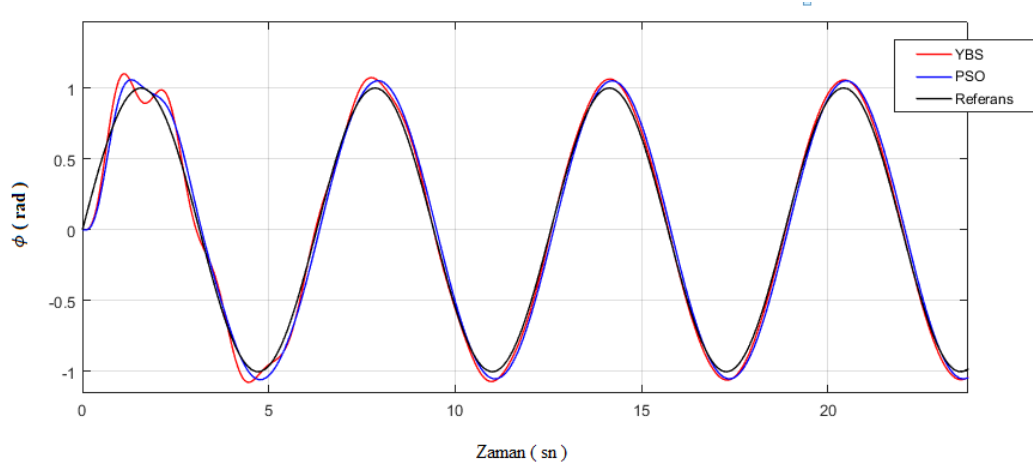
hareketi benzer sonuçlar vermiştir. PSO ile optimize edilen kontrolör referansa bir miktar daha yakın olduğu dolayısıyla global optimumu daha iyi yakınsadığı görülmektedir.



Şekil 6.9. Aracın daire yörüngedeki konum grafiği

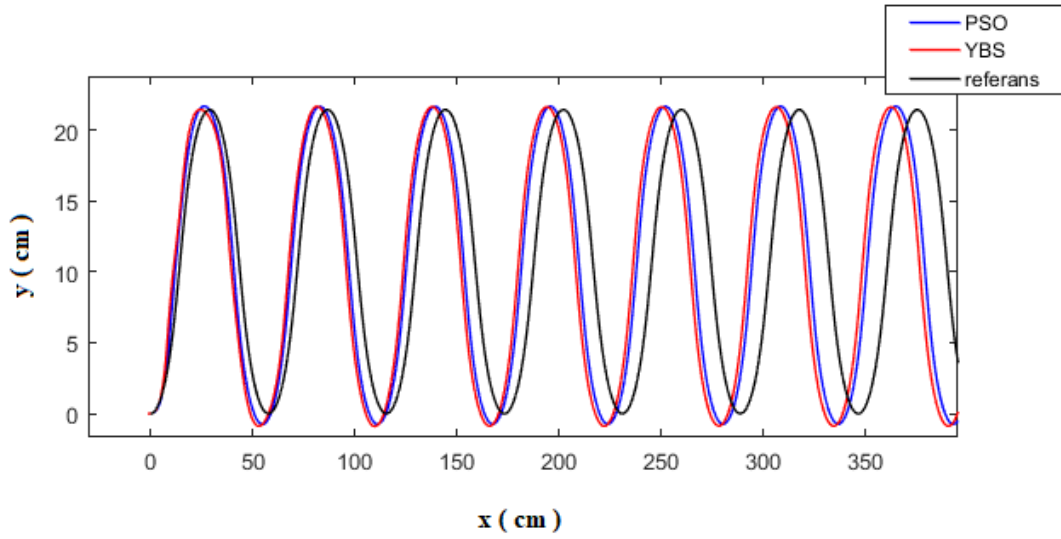
a. Sinüs Yörünge Takip Kontrolü

Aynı işlemler sinüs yörüngeyi takip etmek için gerçekleştirilmiştir. PSO ve YBS algoritmaları ile bulunan değerler sisteme uygulanmıştır. Bu değerlere karşılık sistemin $\phi(\Phi)$ değişimi referans sinyaliyle karşılaştırılmış ve bulunan sonuçlar Şekil 6.10’ da verilmiştir.



Şekil 6.10. Sinüs yörüngeye ait $\phi(\text{Phi})$ değişim grafiği

Aracın verilen sinüs referans sinyaline karşılık yapmış olduğu hareket Şekil 6.11’ de verilmiştir.

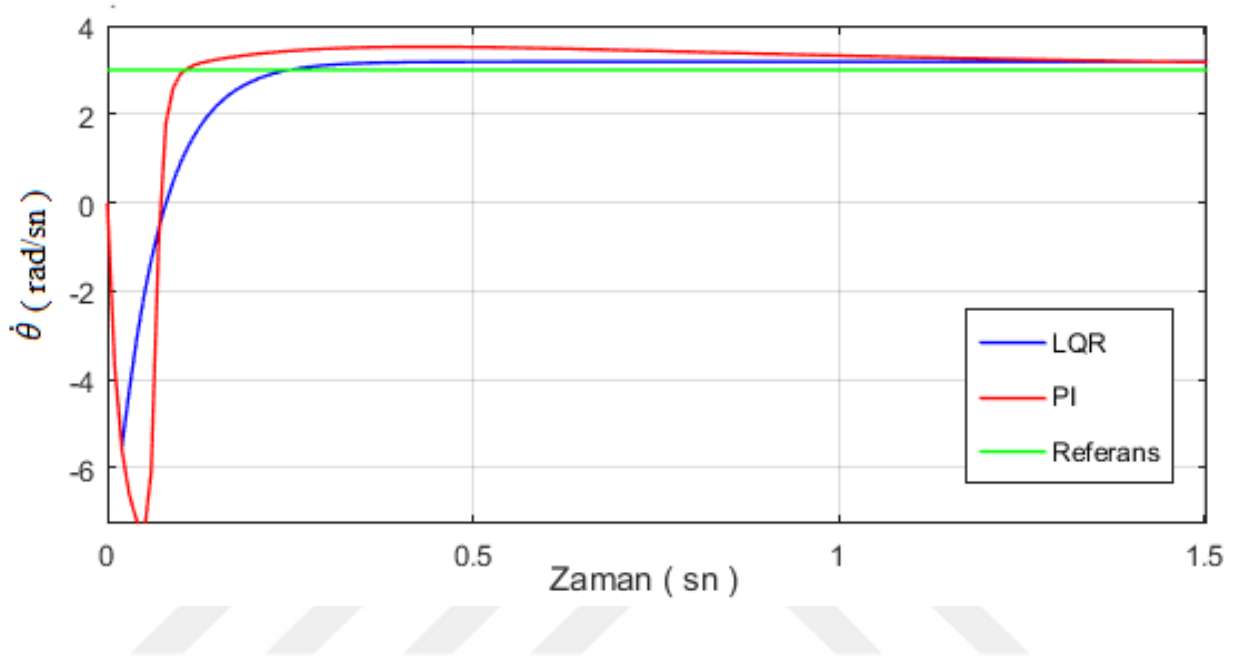


Şekil 6.11. Aracın sinüs yörüngeye ait hareket

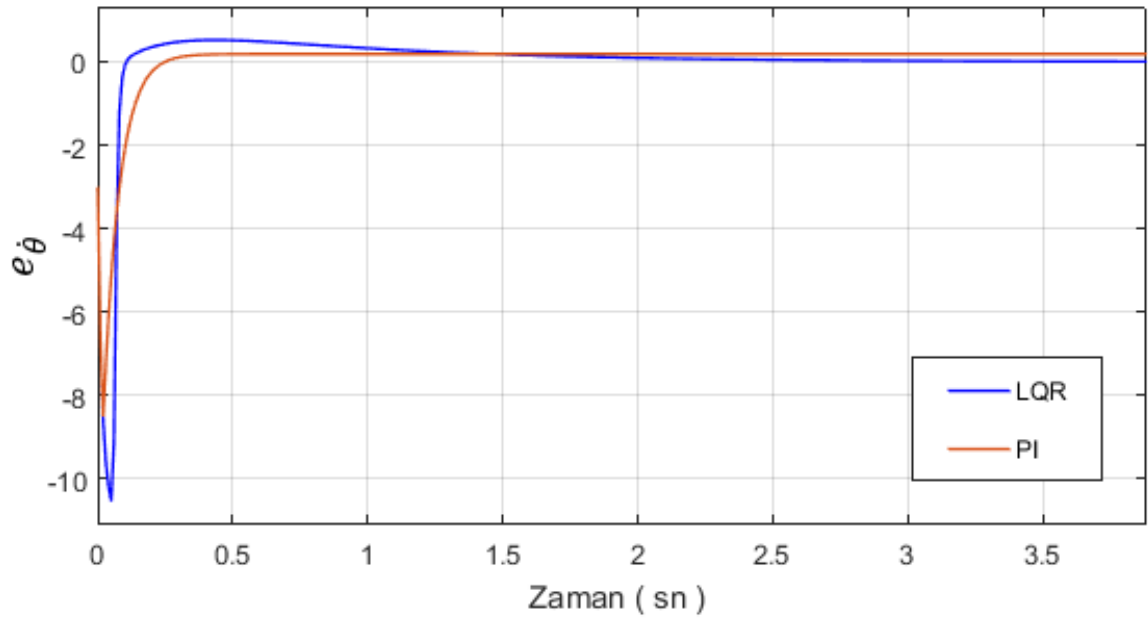
6.3. LQR ve PI Kontrol Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Bu bölümde LQR ve PI kontrol yöntemlerinin birbirlerine göre üstünlükleri araştırılmıştır. Bunun için öncelikle denge açısı kutup atama tasarım metoduyla, sağa-sola dönüş açısı ise PI kontrolör ile her iki durum için aynı şekilde kontrol edilmiştir. Daha sonra sistemin açısal hızı için LQR ve PI kontrol yöntemleri sırasıyla uygulanmıştır. Burada her iki kontrolörün parametre değerleri PSO algoritması kullanılarak optimize

edilmiştir. Sonuçta elde edilen $\dot{\theta}$ ve $e_{\dot{\theta}}$ değişim grafikleri sırasıyla Şekil 6.12 ve Şekil 6.13’ de verilmiştir. Verilen değişim grafikleri ve bu grafiklere bağlı olarak oluşturulan Tablo 6.3’ e bakıldığında kontrolörlerin birbirlerine yakın sonuçlar verdiği ancak LQR kontrolörün PI’ a göre daha az bir aşım ile daha kısa sürede oturduğu görülmektedir.



Şekil 6.12. $\dot{\theta}$ değişim grafiği



Şekil 6.13. $e_{\dot{\theta}}$ değişim grafiği

Tablo 6.3. PI & LQR & Kutup Atama Kontrol Tekniklerinin Karşılaştırmalı Sonuçları

Method	Dinamik Performas Kriterleri			
	Tr (Yükselme Zamanı)	Ts (Oturma Zamanı)	Mp (% Aşma)	Kalıcı Durum Hatası (e)
LQR	0.32	0.43	5.39	0.189
PI	0.43	2.27	14.89	0.06

Sonuç olarak bu çalışmada; birbirinden bağımsız iki doğru akım motoru ile sürülen iki tekerlekli kendini dengeleyen bir mobil aracın tasarımı ve kontrolü gerçekleştirilmiştir. İki tekerlekli mobil aracın kontrol amacı dik duruş pozisyonunda aracı sabit tutarken istenilen yörüngede hareket gerçekleştirebilmek için tekerleklerin kontrolünü sağlamaktır. Bunun için aracın denge açısının yanı sıra sağa/sola dönüş açısı ve açısal hızın denetimi gerçekleştirilmiştir. Aracın kontrolü için LQR, PID, Kutup atama tasarım metotları gibi çeşitli kontrolörler kullanılmıştır. PSO algoritması ve YBS algoritmalarından Klonal Seçim Algoritması kullanılarak sistem için en uygun kontrolör parametreleri bulunmuştur ve optimizasyon algoritmalarının birbirlerine göre üstünlükleri araştırılmıştır. Yapılan karşılaştırmalarda YBS ve PSO optimizasyon algoritmaları genel olarak birbirlerine yakın sonuçlar verirken PSO algoritması küçük bir farkla global optimumu YBS algoritmasına göre daha iyi yakınsadığı görülmüştür. Aynı zamanda istenilen kapalı çevrim sistem performanslarını karşılayabilmesi için kullanılan kontrol yöntemlerinden LQR ve PID yöntemlerinin karşılaştırması yapılmış ve LQR kontrol yönteminin daha iyi sonuç verdiği görülmüştür.

KAYNAKLAR

- [1] **A. Salerno ve J. Angeles**, 2004, “The control of semi-autonomous two-wheeled robots undergoing large payload-variations”, s. 1740–1745 Vol.2.
- [2] **Y. Ha ve S. Yuta**, , 1994, “Trajectory tracking control for navigation of self-contained mobile inverse pendulum”, içinde *Proceedings of the IEEE/RSJ/GI International Conference on Intelligent Robots and Systems '94. “Advanced Robotic Systems and the Real World”*, IROS '94, c. 3, ss. 1875–1882 c.3.
- [3] **Y. Kim, S. H. Kim, ve Y. K. Kwak**, Eyl. 2005, “Dynamic Analysis of a Nonholonomic Two-Wheeled Inverted Pendulum Robot”, *J. Intell. Robot. Syst.*, c. 44, sayı 1, ss. 25–46.
- [4] **T.-J. Ren, T.-C. Chen, ve C.-J. Chen**, Mar. 2008, Motion control for a two-wheeled vehicle using a self-tuning PID controller, *Control Eng. Pract.*, c. 16, sayı 3, ss. 365–375,.
- [5] **M. Baloh ve M. Parent**, 2003, Modeling and Model Verification of an intelligent self balancing two-wheeled vehicle for an autonomous urban transportation system”, içinde *Conf. Comp. Intelligence, Robotic and Autonomous systems*.
- [6] **F. Grasser, A. D'Arrigo, S. Colombi, and A. C. Rufer**, Feb. 2002, JOE: a mobile, inverted pendulum, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 1, pp. 107–114,.
- [7] **D. P. Anderson**, nBot, a two wheel balancing robot. <http://www.geology.smu.edu/~dpa-www/robo/nbot/>, 30-Mar-2018.
- [8] **S. Hassenplug**, Steve's LegWay, <http://www.teamhassenplug.org/robots/legway/>, 30-Mar-2018.
- [9] **H. Tirmant, M. Baloh, L. Vermeiren, T. M. Guerra, and M. Parent**, 2002, B2, an alternative two wheeled vehicle for an automated urban transportation system, in *IEEE Intelligent Vehicle Symposium*, 2002, vol. 2, pp. 594–603 vol.2.
- [10] **D. Kamen**, 1999, Segway. <http://tr-tr.segway.com/>, 30-Mar-2018.
- [11] **S. W. Nawawi, M. N. Ahmad, J. H. S. Osman, A. R. Husain, ve M. F. Abdollah**, 2006, Controller Design for Two-wheels Inverted Pendulum Mobile Robot Using PISMC, *4th Student Conference on Research and Development*, ss. 194–199.
- [12] **S. Nawawi**, 2010, Real-Time Control System for a Two-Wheeled Inverted Pendulum Mobile Robot.

- [13] **K. Pathak, J. Franch, ve S. K. Agrawal**, Haz. 2005, Velocity and position control of a wheeled inverted pendulum by partial feedback linearization, *IEEE Trans. Robot.*, c. 21, sayı 3, ss. 505–513.
- [14] **A. Bogdanov**, 2004, Optimal control of a double inverted pendulum on a cart, CSEE, OGI School of Science and Engineering, OHSU.
- [15] **M. S. Park ve D. Chwa**, Eyl. 2009, Orbital Stabilization of Inverted-Pendulum Systems via Coupled Sliding-Mode Control, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, c. 56, sayı 9, ss. 3556–3570.
- [16] **M. S. Park ve D. Chwa**, Eyl. 2009, Swing-Up and Stabilization Control of Inverted-Pendulum Systems via Coupled Sliding-Mode Control Method, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, c. 56, sayı 9, ss. 3541–3555.
- [17] **M. T. Ravichandran ve A. D. Mahindrakar**, Eyl. 2011, Robust Stabilization of a Class of Underactuated Mechanical Systems Using Time Scaling and Lyapunov Redesign, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, c. 58, sayı 9, ss. 4299–4313.
- [18] **J. Huang, Z. H. Guan, T. Matsuno, T. Fukuda, ve K. Sekiyama**, Ağu. 2010, Sliding-Mode Velocity Control of Mobile-Wheeled Inverted-Pendulum Systems, *IEEE Trans. Robot.*, c. 26, sayı 4, ss. 750–758.
- [19] **M. S. Key, C. G. Jeon, and D. S. Yoo**, 2012, Sliding mode control for a two-wheeled inverted pendulum mobile robot driving on uniform slopes, in *2012 12th International Conference on Control, Automation and Systems*, pp. 2159–2162.
- [20] **S. W. Nawawi, M. N. Ahmad, ve J. H. S. Osman**, 2008, Real-time control of a two-wheeled inverted pendulum mobile robot, *World Acad. Sci. Eng. Technol.*, c. 39, ss. 214–220.
- [21] **P. T. Behera ve M. S. J.**, 2016, Balancing of two wheeled inverted pendulum using SOSMC and validation on LEGO EV3”, *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, ss. 1–6.
- [22] **J. S. Ha ve J. J. Lee**, 2012, Position control of mobile two wheeled inverted pendulum robot by sliding mode control, *2012 12th International Conference on Control, Automation and Systems*, ss. 715–719.
- [23] **M. S. Key, C. G. Jeon, ve D. S. Yoo**, 2012, Sliding mode control for a two-wheeled inverted pendulum mobile robot driving on uniform slopes, içinde *2012 12th International Conference on Control, Automation and Systems*, ss. 2159–2162.

- [24] **C. C. Tsai, H. C. Huang, ve S. C. Lin**, Nis. 2010, Adaptive Neural Network Control of a Self-Balancing Two-Wheeled Scooter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, c. 57, sayı 4, ss. 1420–1428.
- [25] **J. X. Xu, Z. Q. Guo, ve T. H. Lee**, Ara. 2013, Design and Implementation of a Takagi #x2013;Sugeno-Type Fuzzy Logic Controller on a Two-Wheeled Mobile Robot, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, c. 60, sayı 12, ss. 5717–5728.
- [26] **S. Kwon, S. Kim, and J. Yu**, Jun. 2015, Tilting-Type Balancing Mobile Robot Platform for Enhancing Lateral Stability, *IEEEASME Trans. Mechatron.*, vol. 20, no. 3, pp. 1470–1481.
- [27] **J. X. Xu, Z. Q. Guo, ve T. H. Lee**, Tem. 2014, Design and Implementation of Integral Sliding-Mode Control on an Underactuated Two-Wheeled Mobile Robot, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, c. 61, sayı 7, ss. 3671–3681.
- [28] **W. Li ve Y. Hori**, Haz. 2006, An Algorithm for Extracting Fuzzy Rules Based on RBF Neural Network”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, c. 53, sayı 4, ss. 1269–1276.
- [29] **H. Zhuang, K. S. Low, ve W. Y. Yau**, Şub. 2007, A Pulsed Neural Network With On-Chip Learning and Its Practical Applications, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, c. 54, sayı 1, ss. 34–42.
- [30] **S. C. Lin ve C. C. Tsai**, Şub. 2009, Development of a Self-Balancing Human Transportation Vehicle for the Teaching of Feedback Control, *IEEE Trans. Educ.*, c. 52, sayı 1, ss. 157–168.
- [31] **C. Yang, Z. Li, R. Cui, and B. Xu**, Nov. 2014, Neural Network-Based Motion Control of an Underactuated Wheeled Inverted Pendulum Model, *IEEE Trans. Neural Netw. Learn. Syst.*, vol. 25, no. 11, pp. 2004–2016.
- [32] **J. Li, X. Gao, Q. Huang, Q. Du, and X. Duan**, 2007, Mechanical Design and Dynamic Modeling of a Two-Wheeled Inverted Pendulum Mobile Robot, *IEEE International Conference on Automation and Logistics*, pp. 1614–1619.
- [33] **J. B. Morrell and D. Field**, 2007, Design of a closed loop controller for a two wheeled balancing transporter, *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp. 4059–4064.
- [34] **W. An ve Y. Li**, 2013, Simulation and control of a two-wheeled self-balancing robot, *IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (ROBIO)*, ss. 456–461.

- [35] **A. Göçmen**, July 2011, Design of two wheeled electric vehicle, Master of Science, Atılım University.
- [36] **D. Choi and J.-H. Oh**, 2008, Human-friendly motion control of a wheeled inverted pendulum by reduced-order disturbance observer, *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 2521–2526.
- [37] **A. S. Katariya**, May. 2010, Optimal State-Feedback and Output-Feedback Controllers for the Wheeled Inverted Pendulum System.
- [38] **K. Yamafuji, T. Kawamura**, May.1988, Study on the postural and driving control of a coaxial bicycle. https://www.researchgate.net/publication/274276358_Study_on_the_postural_and_driving_control_of_a_coaxial_bicycle. [Erişim: 07-Haz-2018].
- [39] **Y. Yamamoto**, 2008, NXTway-GS Model-Based_Design”, NXTway-GS Model-Based Design and Control of self-balancing two-wheeled robot built with LEGO Mindstorms NXT
- [40] **B. Nagaraj ve N. Muruganath**, 2010, A comparative study of PID controller tuning using GA, EP, PSO and ACO, *International Conference On Communication Control And Computing Technologies*, ss. 305–313.
- [41] **B. Alataş ve E. Akın**, Haziran 2004, Yapay Zekada Yeni Bir Alan: Yapay Bağışıklık Sistemleri.
- [42] **Hakan Işık , Esra Şatır , Handan Toprak**, “Yapay Bağışıklık Tabanlı Bulanık Mantık ile TENS Modellenmesi.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı: Yağmur UMay

Uyruğu: T.C.

Doğum Yeri ve Tarihi: ELAZIĞ - 1993

Telefon: 0542 331 9254

e-mail: yagmurumay@ohu.edu.tr

EĞİTİM

2007-2011: Ahmet Kabaklı A.Ö.L.

2011-2015: Fırat üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümü (Lisans)

2015-2018: Fırat üniversitesi, Teknoloji Fakültesi, Mekatronik Mühendisliği (Yüksek Lisans)

İŞ TECRÜBESİ

Araştırma Görevlisi, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi, Mühendislik Fak., Mekatronik Mühendisliği Bölümü (2017 – devam ediyor)

Staj, Mesa Sanayi ve Tic. A.Ş., 2013

YAYINLAR

Y. UMay, Z. H. AKPOLAT, M. C. BİNGÖL & D. KORKMAZ, State Feedback Controller And Observer Design For A Two Wheeled Vehicle, Tam Metin Bildiri, 8th International Advanced Technologies Symposium(IATS-2017), 19 Ekim 2017, 22 Ekim 2017, 4052 - 4058.

Umay, Y., Bingöl, M.S., Eroğlu, M.A., Effect on Learning of PID Control Parameters of Twin Rotor Experiment Set, 3rd International Congress on Vocational and Technical Sciences, 22.06.2018.

PROJELER

Wireless Medikal Endoskopik Kapsül Üretimi, Proje Yürütücüsü, Tubitak Teydeb, 2017-2018