Gezgin Robotlar için Model Referans Uyarlamalı Yörünge Takip Kontrolü

Emine Canigür

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Eylül 2012

Model Reference Adaptive Trajectory Tracking Control of Mobile Robots

Emine Canigür

MASTER OF SCIENCE THESIS

Department of Electrical and Electronics Engineering

September 2012

Gezgin Robotlar için Model Referans Uyarlamalı Yörünge Takip Kontrolü

Emine Canigür

Eskişehir Osmangazi Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Lisansüstü Yönetmeliği Uyarınca
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Kontrol ve Kumanda Sistemleri Bilim Dalında
YÜKSEK LİSANS TEZİ
Olarak Hazırlanmıştır

Danışman: Yrd.Doç.Dr. Metin Özkan

Eylül 2012

ONAY

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Yüksek Lisans öğrencisi Emine Canıgür'ün YÜKSEK LİSANS tezi olarak hazırladığı "Gezgin Robotlar için Model Referans Uyarlamalı Yörünge Takip Kontrolü" başlıklı bu çalışma, jürimizce lisansüstü yönetmeliğinin ilgili maddeleri uyarınca değerlendirilerek kabul edilmiştir.

Danışman : Yrd.Doç.Dr. Metin ÖZKAN

İkinci Danışman : --

Yüksek Lisans Tez Savunma Jürisi:

Üye: Yrd.Doç.Dr. Metin ÖZKAN

Üye: Prof.Dr. Abdurrahman KARAMANCIOĞLU

Üye: Prof.Dr. Osman PARLAKTUNA

Üye: Yrd.Doç.Dr. Ahmet YAZICI

Üye: Yrd.Doç.Dr. Muammer AKÇAY

Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun .....tarih ve .....sayılı kararıyla onaylanmıştır.

Prof. Dr. Nimetullah BURNAK

Enstitü Müdürü

ÖZET

Bu çalışmada, holonomik olmayan tekerlekli gezgin robotların dinamik parametrelerde belirsizlikler olduğu durumda yörünge takibi gerçekleştirebilmesi için model referans uyarlamalı kontrol yaklaşımı önerilmektedir. Gezgin robotun kontrol sistemi, hız kontrolünün model referans uyarlamalı denetleyici ve yörünge takip kontrolünün de kinematik denetleyici ile sağlandığı iki aşamalı denetimden oluşmaktadır. Doğrusal ve açısal hızlar verilen yörünge için kinematik denetleyici tarafından üretilir. Uyarlamalı dinamik denetleyici gerekli hızları elde etmek için robot sürücülerine uygulanacak voltajı belirler. Önerilen kontrol sisteminin kararlılığı gösterilmektedir. Benzetim çalışmaları, dinamik parametre belirsizlikleri altında yörünge takibi için önerilen kontrol yaklaşımının performansını göstermektedir.

Anahtar Kelimeler: Model referans uyarlamalı kontrol, gezgin robot, yörünge takip kontrolü

SUMMARY

In this study, a model reference adaptive control approach for the trajectory tracking control of nonholonomic mobile robots with dynamic parameter uncertainties is proposed. The control system of mobile robot consists of two stage controller including a model reference adaptive controller for speed control and a kinematic controller for tracking a trajectory. Linear and angular velocities needed for trajectory tracking are generated by the kinematic controller. The adaptive dynamic controller achieves the voltage applied to the robot actuators for the required speeds. Stability is provided for two controllers. Simulations also demonstrate the good performance of the proposed control scheme for trajectory tracking under the presence of the dynamic parameter uncertainties.

Keywords: Model reference adaptive control, mobile robot, trajectory tracking control

TEŞEKKÜR

Gerek derslerimde ve gerekse tez çalışmalarında, bana danışmanlık ederek, beni yönlendiren ve her türlü olanağı sağlayan danışmanım Metin ÖZKAN'a sonsuz teşekkür sunarım.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....v

SUMMARY.....vi

TEŞEKKÜR.....vii

ŞEKİLLER DİZİNİ.....xi

SİMGE VE KISALTMALAR DİZİNİ.....xv

1. GİRİŞ.....1

1.1 Gezgin Robotlar.....1

1.2 Gezgin Robotlarda Yörünge İzleme Kontrolü.....4

1.3 Literatür Özeti.....6

1.4 Önerilen Denetleyici Yaklaşımı.....10

2. UYARLAMALI KONTROL.....12

2.1 Uyarlamalı Kontrole Giriş.....12

2.2 Uyarlamalı Kontrol Kavramları.....15

2.2.1 Gürbüz kontrol.....15

2.2.2 Kazanç tablosu.....15

2.2.3 Dolaylı ve dolaysız uyarlamalı kontrol.....17

2.2.4 Model referans uyarlamalı kontrol.....22

İÇİNDEKİLER(devam)

Sayfa

2.2.5 Çevrim-içi parametre tahmin tasarımları.....24

2.2.6 Seri yüksek kazanç işlemi.....29

2.2.7 Paralel şema.....31

2.2.8 Kendi kendine ayarlanan regülatör.....32

3. KİNEMATİK VE DİNAMİK MODEL.....34

3.1 Kinematik ve Dinamik Denklemler.....34

3.2 Durum Uzayı Gösterimi.....38

3.3 Dinamik Kontrol Özellikleri.....39

3.4 Çıktı Denklemleri.....41

3.5 Tip4 Çıktı.....44

3.5.1 Tip4 çıktı için dinamik yol izleme problemi.....44

3.5.2 Kontrol algoritmalarının tasarımı.....48

3.5.3 Benzetim çalışması.....48

3.5.4 Dinamik yol izlemeye karşı yörünge takibi.....49

3.5.5 Dinamik yol izleme algoritması performansı (başlangıç şartları etkisi).....49

3.6 Tip1 Çıktı için Dinamik Yol İzleme Problemi.....50

3.6.1 Holonomik olmayan WMR'in kinematik ve dinamik modeli.....50

3.6.2 Denetleyici tasarımı.....53

3.6.3 Tasarım örneği.....60

İÇİNDEKİLER(devam)

Sayfa

3.6.4 Benzetim sonuçları.....63

4. GEZGİN ROBOTLAR İÇİN MODEL REFERANS UYARLAMALI KONTROL.....70

4.1 Gezgin Robotlar için Model Referans Uyarlamalı Kontrol Yöntemleri.....70

4.1.1 Gezgin robotlar için model referans uyarlamalı kontrol.....70

4.1.2 Giriş denklemi.....71

4.1.3 Çıkış denklemleri.....71

4.1.4 Benzetim sonuçları.....73

4.2 Önerilen Model Referans Uyarlamalı Kontrol Yöntemi.....78

4.2.1 Dinamik model.....78

4.2.2 Doğrudan model referans uyarlamalı dinamik denetleyici tasarımı.....81

4.2.3 Tip 1: Kinematik denetleyici.....88

4.2.4 Tip 2: Kinematik denetleyici.....89

4.2.5 Benzetim çalışmaları.....91

5.SONUÇ VE ÖNERİLER.....107

KAYNAKLAR DİZİNİ.....108

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil **Sayfa**

1.1 "Asimo" (solda) ve "Opportunity" (sagda).....2

2.1 Sistem gösterimi 13

2.2 Ayarlanabilir denetleyici kazançları ile denetleyici yapısı.....16

2.3 Sabit kazançlı geri beslemeli kontrolör 16

2.4 Kazanç tablosu 18

2.5 Dolaylı uyarlamalı kontrol 20

2.6 Dolaysız uyarlamalı kontrol 21

2.7 Model referans kontrol 24

2.8 Dolaylı MRUK 25

2.9 Dolaysız MRUK 26

2.10 Model referans uyarlamalı kontrol seri-yüksek kazanç işlemi 29

2.11 Model referans uyarlamalı kontrol: paralel işlem 32

2.12 Kendi kendine ayarlanan kontrolör 33

3.1 Her tekerlek için sürüş sistemi 36

3.2 Nonholonomik diferansiyel sürüşlü mobil robot.....40

3.3 Kontrol algoritmasının şeması 47

3.4 Yol izleme: a) 5 m/s başlangıç ön hızı için değişik başlangıç ön açıları b) 0 derece başlangıç ön açısı için değişik başlangıç ön hızları 51

3.5 Yörünge takibi için uyarlamalı geri beslemeli doğrusallaştırmalı kontrol sistemi.....63

ŞEKİLLER DİZİNİ(devam)

Şekil **Sayfa**

3.6 Uyarlamalı denetleyici için WMRs yörüngeleri (kesintisiz çizgi) ve parametre belirsizlikleri mevcut iken uyarlamalı denetleyici (kısa çizgi-noktadan oluşan çizgi) a) y-ekseni x-eksenine göre b) x-ekseni zamana göre, y ekseni zamana göre 65

3.7 Tahmin edilen WMR parametreleri 66

3.8 Uyarlamalı denetleyici için WMRs yörüngeleri a) y-ekseni x- eksenine göre b) x-ekseni zamana göre, y ekseni zamana göre 68

3.9 Tahmin edilen WMR parametreleri 69

4.1 Model referans uyarlamalı kontrol için WMR yörüngeleri a) y-ekseni x-eksenine göre b) x-ekseni zamana göre y ekseni zamana göre 75

4.2 Model referans uyarlamalı kontrol ve uyarlamalı kontrol WMR yörüngeleri y-ekseni x-eksenine göre b) y-ekseni zamana göre, x-ekseni zamana göre 76

4.3 Uyarlamalı kontrol için tahmin edilen parametreler 77

4.4 Model referans uyarlamalı kontrol için tahmin edilen parametreler.....77

4.5 Robotun konfigürasyonu.....78

4.6 Tip 1: Kinematik denetleyici 89

4.7 Tip 2: Kinematik denetleyici 91

4.8 Referans lineer hız ve açısal hız 93

4.9 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında yörünge 94

4.10 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında hız hataları 94

ŞEKİLLER DİZİNİ(devam)

Şekil **Sayfa**

4.11 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip1) MRUK uygulandığında yörünge 95

4.12 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip1) MRUK uygulandığında hız hataları 95

4.13 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip1) MRUK uygulandığında konum hataları 96

4.14 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında dairesel yörünge 96

4.15 Dairesel yörüngede x eksenindeki yörünge takip hataları ve transient geçişleri 98

4.16 Dairesel yörüngede y eksenindeki yörünge takip hataları ve transient geçişleri 99

4.17 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında doğrusal hız hatası ve transient geçiş bölgesi 100

4.18 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında açısal hız hatası ve transient geçiş bölgesi 101

4.19 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında güncelleme varken ve yokken 8 şeklinde yörünge 102

4.20 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında 8 şeklindeki yörüngenin x-eksenindeki yörünge takip 103

4.21 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında 8 şeklindeki yörüngenin y-eksenindeki yörünge takip hatası ..104

ŞEKİLLER DİZİNİ(devam)

Şekil **Sayfa**

4.22 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında 8 şeklindeki yörüngenin doğrusal hız hatası ve transient geçiş bölgesi 105

4.23 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında 8 şeklindeki yörüngenin açısal hız hatası ve transient geçiş bölgesi 106

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler	Açıklama
y	Çıkış tepkisi
P	Transfer fonksiyonu
C	Döngü kazancı
j	Çalışma noktası
θ_j	Kazanç parametreleri
$P(\hat{\theta})$	Bilinmeyen parametre vektörü
$\hat{P}(\theta(t))$	Tahmin edilen sistem modeli
$\theta_c(t)$	Kontrolör parametreleri
$C(\theta_c)$	Kontrol kanunu formu
$P_c(\hat{\theta}_c)$	Parametrize edilen sistem modeli
$C(\hat{\theta}_c)$	Geri döngü kontrolörü
u	Sistem girişi
$y_m(t)$	Referans model çıkışı
$y_r(t)$	Verilen referans giriş sinyali
$W_m(s)$	MRUK transfer fonksiyonu
e_1	İzleme hatası
∇y	Hassaslık fonksiyonu
a_1, a_2	Bilinmeyen sistem parametreleri

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ(devam)

Simgeler	Açıklama
$\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2$	Kontrol parametreleri
θ_1, θ_2	Parametreler
$\hat{a}_1, \hat{a}_2$	Bilinmeyen sistem parametrelerinin tahmin değerleri
γ	Uyarlama kazancı
y_f	Filtrelenmiş çıkış sinyali
u_f	Filtrelenmiş giriş sinyali
$J(\theta_1, \theta_2)$	Maliyet kriteri
k_h	Hidrolik kazanç
k_p	Sistem kazancı
m	Kısıt sayısı
n	Sistem boyutu
k	Holonomik kısıt
$A(q)$	Kısıt matrisi
L	Lagrangian matrisi
K_b	Ters EMK sabiti
L_a	Rotor endüktansı
R_a	Rotor direnci
K_τ	Rotorun dönme kuvveti sabiti
$\dot{\theta}_r, \dot{\theta}_l$	Sağ ve sol tekerleklerinin açısal hızı

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ(devam)

Simgeler	Açıklama
v_r	Çizgisel hız
w_r	P_0 noktasından mobil robotun açısal hızı
ϕ	Rota açısı
θ	Parametre matrisi
θ_M	Şaftın rotasyonu
n'	Dişli sayısı
A , B	Durum değişkenlerinin doğrusal olmayan fonksiyonları
υ	İstenilen hız profilleri
$u_a(t)$	Kontrol sinyali, uygulan voltaj sinyali
$1/\sigma_i$	İstenilen transient davranışı için zaman sabiti
$e(t)$	Hata matrisi
Δ_1 , Δ_v	Uyarlama kazancı
a_u , b_u	Pozitif skaler kazanç
v	Hızlardan oluşan kontrol girişi

Kısaltmalar	Açıklama
MRUS	Model Referans Uyarlamalı Sistem
MRUK	Model Referans Uyarlamalı Kontrol
MRK	Model Referans Kontrol

BÖLÜM 1
GİRİŞ

1.1 Gezgin Robotlar

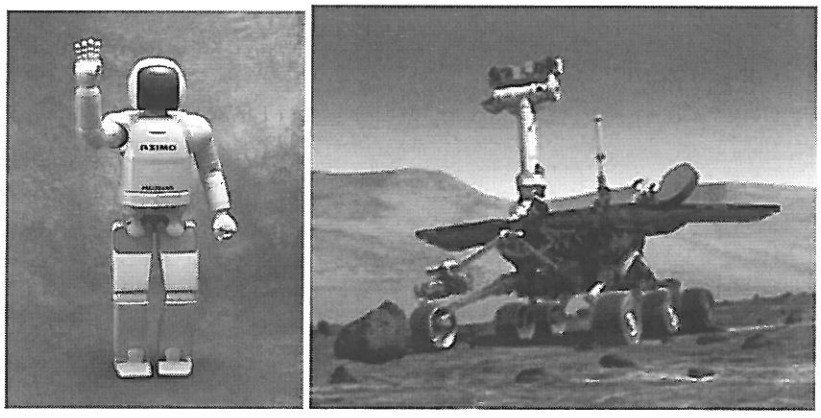
Son yıllarda, otonom gezgin robotlar yaygın olarak kullanılmakta ve kullanım alanları ve sayıları her geçen gün yapılan çalışmalar neticesinde, kapasite ve performansların geliştirilmesiyle artmaktadır. Gezgin robotlar, askeri alanlarda savunma sistemleri, endüstriyel alanlarda otomasyon sistemlerinin bir parçası, hizmet sektörü, eğlence sektörü, insanlar için tehlikeli görevlerin yapılması gibi çok farklı alanlarda kullanılabilmektedir (Cho ve Fadali 2009).

Teknoloji ilerledikçe robotların insan yaşamındaki önemi giderek artmaya başlamıştır. İnsanların yapamayacağı zorluktaki işleri yapmak robotlar için oldukça kolay olabilmektedir. Örneğin bir hortumun merkezindeki rüzgâr hızının ölçülmesi, volkanın içinden değerli bir taşın çıkarılması veya başka bir gezegende deneysel amaçlı çalışmaların yapılması gibi insan hayatını riske sokabilecek görevler robotların yardımı ile başarılabilmektedir. Robotlar yalnızca insanların yapamayacağı işler için değil aynı zamanda insanların işlerini kolaylaştırmak veya hızlandırmak için de kullanılabilirler. Fabrikalarda kullanılan kaynak, boya ve depolama robotları gibi endüstriyel robotlar insanların işini oldukça hızlandırır. Robotlar tıp alanında da ameliyatlarda doktorlara hassas ve oldukça isabetli çalışan uzuvları sayesinde yardımcı olur ve hata yapma riskini en aza indirirler.

Robotlar dış dünyayı algılamak için birçok algılayıcı, hareket etmek için sürücü, motor ve mekanik parçalara, karar alabilmek için de çeşitli denetleyicilere sahiptirler. Robotlar yapacakları göreve uygun olarak çok çeşitli algılayıcılarla donatılmaktadır. Bu algılayıcıların arasında kameralar, mesafe algılayıcıları, ultrasonik algılayıcılar, enkoderler, dokunmatik algılayıcılar, basınç algılayıcılar, manyetik pusulalar gibi birçok algılayıcı tipi sayılabilir. Bu algılayıcılar sayesinde dış dünya algılanır ve robotun yapacağı işe uygun olarak karar alma merkezi olan mikro denetleyicilere dış dünya ile ilgili bilgiler iletilir. Bu bilgiler mikro denetleyicilerde değerlendirilir ve robotun eklemlerini hareket ettirecek olan motor sürücülerine görevin gerektirdiği komutlar gönderilir. Bu komutları alan sürücüler motorları (veya bazı uygulamalarda piston gibi

farklı hareket elemanlarını) hareketlendirir ve robot uzvunun görevini yapması sağlanır.

Robotların birçok türü vardır ancak genel olarak iki gruba ayrılabilirler: Durağan robotlar ve gezgin robotlar olarak da adlandırılan hareketli robotlar. Durağan robotlar genellikler bir yere sabitlenerek kullanılırlar. Bir araba fabrikasındaki araçların montaj işlemlerini yapan robotlar veya bir ameliyat sırasında cerraha yardımcı olan robotlar bu grup arasında sayılabilirler. Tekerlekli robotlar veya bacakları üzerinde gezebilen robotlar gezgin robotlar sınıfında sayılabilirler. Bu robotlar herhangi bir noktaya sabitlenmeden bulundukları ortam içerisinde gezebildikleri için bu şekilde adlandırılırlar. Güncel örnekler verilecek olursa Honda şirketinin tasarladığı "Asimo" ve Amerikan Havacılık ve Uzay Dairesi NASA'nın Mars gezegenine gönderdiği "Opportunity" Şekil 1.1 gezgin robotlar denilince ilk akla gelenlerdir. Ancak bacakları yardımı ile hareket eden robotların tasarlanmasının tekerlekli robotların tasarlanmasına göre daha zor olduğu için tekerlekli gezgin robotlar daha fazla uygulama alanı bulmuşlardır. Dolayısıyla gezgin robot denilince akla ilk olarak tekerlekli robotlar gelmektedir.



Şekil 1.1 "Asimo" (solda) ve "Opportunity" (sagda)
(Ref: http://tr.wikipedia.org/wiki/ASIMO, http://en.wikipedia.org/wiki/Spirit_rover)

Robotlar, gezgin ve gezgin olmayan robotlar seklinde iki kısımda incenirse şu şekilde tanımlamaların yapılması uygun olacaktır. Bir robotun ulaşabileceği maksimum noktalar kümesinden oluşan yüzeyin hacmine çalışma uzayı denir. Eğer bir robotun

çalışma hacmi bir referans koordinat sistemine göre yer değiştirmiyorsa bu robota gezgin olmayan robot, yer değiştiriyorsa bu robota gezgin robot denilebilir. Bu projede üzerinde çalışılan robotlar gezgin robotlardır.

Bir robot, bu konuda çalışmalarıyla tanınan Maja Mataric'in yaptığı tanıma göre, ortamdan topladığı verileri dünyası hakkında sahip olduğu bilgiyle sentezleyerek, anlamlı ve amaçlarına yönelik bir şekilde hareket edebilen ve bunu güvenli bir biçimde yapabilen bir makinedir. Bu tanıma girebilmesi için öncelikle robot diye adlandırdığımız makinenin fiziksel bir varlığının olması gerekiyor.

İnsanlar fiziksel yapılarından dolayı bedensel olarak bütün işleri yapma imkânına sahip olmadıkları için, gücünün yetmediği yerlerde kullanmak üzere değişik makineler geliştirmiştir. İlk çağlarda ilkel ve fonksiyonel olmayan bu makineler, teknolojinin gelişme süreci içerisinde insanlar tarafından geliştirilmiş ve insan meziyetlerine yakın meziyetlere sahip olan makineler üretilmiştir. İlk önceleri insan yardımı ile çalışan bu makineler, zamanla geliştirilerek ve çeşitli çevre birimlerini de beraberinde kullanarak insana ihtiyaç duymadan otomatik olarak çalışır hale getirilmiştir. Sanayide kullanılmak için tasarlanmış birçok robot bulunmaktadır. Robotlar genellikle, üretim maliyetini düşürmek ve daha kaliteli üretim yapmak için kullanılmaktadır. Ayrıca insan sağlığının zarar görme riskinin olduğu işlerde (kimyasal enerji, nükleer enerji, çok yüksek ısı, titreşim, yüksek ses v.b) ve insan elinin ulaşamayacağı yerlerde robotlar kullanılmaktadır.

Robotlar bilgisayar kontrollü, programlanabilir, fonksiyonel sistemler olarak tanımlanabilirler. Robot kollar ise yukarıda da bahsettiğimiz gibi genellikle endüstriyel alanda kullanılan sabit tabanlı kol sistemleridir. Robot kollar yaklaşık olarak 50–60 yıldır birçok endüstriyel sektörde, ancak özellikle otomotiv sektöründe olmak üzere yaygın şekilde kullanılmaktadırlar. Son yıllarda, robot kollarının sabit istasyonlar şeklinde çalışmasının robot kolunun performansına ve kullanım alanlarına getirdiği kısıtlamaları fark eden araştırmacılar, bu sistemleri hareketli hale getirmek üzere çalışmalar yapmaktadır. Bu durum da bağımsız hareketli diğer adıyla da "gezgin robotlar"ın doğuşu olmuştur.

Gezgin robotların evrimi endüstriyel robotlardan farklı olarak daha uzun zaman almaktadır. Bunun sebebi ise, teknolojik gelişmelere rağmen bu tür robotların çalışma

ortamlarının insanlarla aynı olması ve bu durumda da karmaşık kontrol sistemlerine ve yüksek performanslı algılayıcılara gerek duymalarıdır. Karmaşık kontrol sistemlerine ihtiyaç kısmi olarak yapay zekâ uygulamaları ile aşılmış bulunmaktadır. Ancak, yapay zekâ uygulamalarının sınırlı gezgin sistem elektriksel gücü ile desteklenmesi zorluklarına, görüntü işleme ve karar verme mekanizmaları da eklenince söz konusu robotlar karmaşık sistemler halini almaktadırlar. Dolayısıyla gezgin robot sistemleri, tasarımının ilk örneğin (prototip) üretilmesine kadar karmaşık fonksiyonlar ve işlemleri içeren zor bir işlemdir.

Uluslararası platformda robotlar alanında yapılan çalışmalar içinde gezgin robotlara olan ilginin her geçen gün artmasının sebebi de geleceğin robotlarının akıllı fonksiyonel gezgin robotlar olacağı gerçeğinin bu günden kabullenilmiş olmasıdır. Gezgin robotlar hareket sistemleri açısından tekerlekli, paletli ve ayaklı tipler olmak üzere üç gruba ayrılabilir. Paletli ve tekerlekli sistemler düz arazi şartları için uygun görülmekle beraber özellikle bozuk yüzey şartlarında ayaklı tipler tercih edilmektedir.

Gezgin robotların yüksek performanslı olmaları canlıların hareket sistemine benzer sistemlere kavuşması ile mümkün olabilecektir. Gezgin robotlar için kullanılan günümüz sistemleri ve performans özellikleri araştırmacıları bilinen metotların dışına çıkılmaya zorlamaktadır. Bu çalışmalardan özellikle ilginç olan yapay kaslarla hareket sağlayan robotlardır.

Gezgin robotlar erişilmesi imkânsız ve tehlikeli olan yerlerin araştırılması, bomba araştırması yapılması, hastane ilaç dağıtımı ve müze güvenliğinin sağlanması gibi alanlarda kullanılmaktadır (Akkoç, 2008).

Robotlar endüstride, operansiyel, tıp ve sağlık, sibernetik, hobi ve eğlence, askeri gibi alanlarda robotik alanları bulunur. Gezgin robotlardaki algılayıcılar, dokunma, basınç, eğim ve denge, ışık, fotodirenç, kızılötesi, fototransistörler, yansıma, uzaklık ve engel tanıma, mesafe ölçüm, encoderler, ultrasonik algılayıcılardır.

1.2 Gezgin Robotlarda Yörünge İzleme Kontrolü

Gezgin robotlarda önemli araştırma konularından birisi yörünge izleme kontrolüdür. Robotun verilen bir yörüngeyi beklenen performansda izlemesi için denetleyici tasarımları geliştirilmektedir.

Denetleyici tasarımında sistemin tam matematiksel modelinin elde edilmesi önem kazanmaktadır. Genel olarak, tekerlek kayması, belirlenemeyen sürtünme kuvvetleri ve değişken kütleler gibi çevresel etkilerden dolayı sistem dinamiği belirsizlik ve değişkenliğe sahip olabilmektedir.

Robotun dinamik modeli, kütle ve eylemsizlik momentleri gibi parametreler içerir. Dinamik parametreler robotun çalışması esnasında, bir miktar değişebilir. Yük kütlesi değişimleri, yakıt tüketimi, yük boyutsal dağılımı gibi etkenler dinamik parametrelerde değişime neden olur. Ayrıca, kinematik parametrelerde de değişimlerin olması söz konusudur. Örneğin, tekerlek çapı robot hareketi esnasında değişebilir. Dinamik parametrelerin değişimi için değerler ölçümleme ile elde edilir, uyarlamalı kontrol kullanımı için ayarlanabilir. Doğrusal olmayan sistemlerin uyarlamalı kontrolü için genel teorinin mümkün olmamasına rağmen, yarı kısıtlı şartlar altında doğrusal olmayan sistemlerin tipik bir sınıfı için uyarlamalı denetleyici geliştirilmesi mümkündür.

Sistem geri besleme ile doğrusallaştırıldığında, Taylor doğrusallaştırılmasında olduğu gibi yüksek derece terimler ihmal edilir. Fakat uygun sistem girişleri tarafından ihmal edilir. Sistem durumu ve parametreleri iyi bilinmiyorsa, daha yüksek dereceli terimler tamamen ihmal edilemez. Bu yüzden, sistem performansı ve kararlılığı bu yaklaşımın ana sakıncasıdır. Durum saptama problemi veri birleştirme metotları ile çözülebilir.

Gezgin robotlar için denetleyici, robotun kinematiği hesaba katılarak tasarlanmıştır. Güçlükler, parametreler hakkında belirsizliklerden ve robot modelinin doğrusal olmayan özelliklerinden meydana gelen kütle eylemsizlik momentleri gibi dinamik etkilerle bağlantılıdır. Robotun dinamik etkileri düşünüldüğünde kesin denk prensiplere (certainty equivalance principle) dayandırılan denetleyici önerilir. Bilinmeyen parametreler en küçük kareler algoritması ile düzenlenerek tahmin edildiğinden, önerilen denetleyici geri besleme doğrusallaştırılması vasıtasıyla doğrusal olmayan özellikleri giderilir.

Otomatik Güdümlü araçların (AGV) doğrusal olmayan kontrolünde, genellikle denetleyici tasarımı gezgin robotun kinematiği üzerine dayanır. Bunun üzerine, yüksek

hız hareketleri veya hafif yük iletimi gerektiğinde, onun kinematiğine ek olarak robot dinamiği tasarımı da ele alınmalıdır. Böylece, robot dinamikleri için dengeleyici denetleyiciler önerilir.

Gezgin robotlarda model referans kontrol çalışmaları çok azdır. Mevcut olanlar ise kinematik denetleyici içerir. Parametre belirsizlikleri yüzünden dinamik kontrolü gerekli kılar. Kinematik denklemler ile dinamik denklemlere dayanan denetleyici tasarlamak önemlidir. Çünkü denklemler dinamik parametreleri içerir. Parametreler ise birçok büyüklük içerir ve bunlar çeşitli nedenlerden dolayı dengesiz olabilir. Parametreleri etkileyen sebepleri giderecek birebir denetleyici tasarlanması gerekir.

Literatürde, sistemdeki parametre belirsizlikleri nedeniyle kullanılabilecek uyarlamalı kontrol tasarımları ile ilgili çok sayıda olmamakla birlikte önemli çalışmalar bulunmaktadır.

1.3 Literatür Özeti

Petrov'a (2010) göre bir diferansiyel sürüşe sahip gezgin robot için uyarlamalı dinamik denetleyici tasarımı önermektedir. Kontrol kanunu, robota kısmen bağlı olan bir koordinat ekseninde ifade edilen hata koordinatlarını gerektirir. Denetleyicinin yapısı, kontrol probleminin ayrıştırma prensipleri kullanılan iki katmanlı yapıya dayanır. Kabul edilen robot parametreleri, bilinmeyen fakat iç (hız) kontrol döngüsü için, sabittir. Uyarlamalı kontrol kanunu, uygulanan tahmine dayalı yaklaşımla tasarlanır. Kapalı döngü sisteminin kararlılık analizi ve tasarım işlemi Lyapunov kararlılık teorisi kullanılarak düzenlenir. Simülasyon sonuçları önerilen denetleyicinin verimliliğini gösterir.

Bu makalede, diferansiyel sürüşlü gezgin robot için ve özellikle Pioneer 3-DX uygulamasıyla bir uyarlamalı dinamik tabanlı geri besleme yol takibi denetleyiciyi gösterilir. Quasi-koordinatlarda Boltzmann-Hamel formülasyonu kullanılan gezgin robotun dinamik modeli türetilir. Denetleyicinin yapısı, kontrol probleminin ayrışımı prensibini kullanan iki tabanlı yapıya dayanır. Bunlar kinematik yol hata döngüsü ve hız hata kontrol döngüsüdür. Robot parametrelerinin bilinmediğini, fakat sabit olduğunu varsayarız. İç (hız) kontrol döngüsü olarak, bir uyarlamalı kontrol kanunu uyarlamalı

hata tabanlı yaklaşım tasarlanır. Tasarım işlemi ve kararlılık analizi Lypunov teknikleri ile düzenlenir.

Fukao'a (2000) göre gezgin robot, iyi bilinen doğrusal olmayan sistemlerden biri olarak kinematik denetleyici ve doğrusal olmayan gezgin robotun dinamik modeli için bir tork denetleyicinin birleşimini gösterilir. Denetleyicinin bir uyarlamalı eki sunulur. Bilinmeyen parametreler ile kinematik model için uyarlamalı bir takip denetleyiciyi mevcut ise, bilinmeyen parametrelerle dinamik model için bir uyarlamalı takip denetleyicisi, uyarlamalı geri adım yaklaşımı kullanılarak tasarlanabilir. İki çalışan tekerlek ile gezgin robot için bir tasarım örneği sağlanır. Bir tork uyarlamalı denetleyici, kinematik denetleyici kullanılarak türetilir.

Barzamini'ye (2006) göre, robotların takip kontrolü için iç ve dış gürültülere karşı gürbüz olan yeni bir uyarlamalı algoritma bu makalede gösterilir. Model referans uyarlamalı kontrol ve kazanç tablosu kombinasyonu ile robot hareketi için bir kontrol kullanılır. Simülasyon sonuçları gürültü seviyesi yüksek değerli olsa bile onun istenilen takibi için tasarlanan kontrolü gösterir. Sistemin parametrik değerlerinin belirlenmesinde bazı ciddi güçlükler vardır. Örnek olarak, tekerlek çapını ele alırsak robot hareketi esnasında değişebilir. Bu değişimlerin istenilmeyen etkilerinin üstesinden gelmek için, bir yeni algoritma bu makalede gösterilir.

Bu makalede, parametre belirsizlikleri ve bozucu etkiler mevcudiyetinde çalışılır ve yeni bir uyarlamalı kontrol algoritması doğru takip sağlamak için uygulanır. Aşağıdaki gibi gürültü problemleri üç kısma ayrılır: Pozisyon şartlarında yalnızca gürültü mevcut, hız şartlarında yalnızca gürültü mevcut, Hem pozisyon hem de hız şartlarında gürültü mevcut. Tahmin edilen parametreler büyük oranda değişmesine rağmen, sistem tepkisi belirli şekilde değişmez.

Martins (2008) yörünge takibi esnasında gezgin robot için uyarlamalı denetleyici önerir. Başlangıç olarak, istenilen doğrusal ve açısal hız değerleri üretilirken, robotun yalnızca kinematik modeli düşünülür. Sonra, robot dinamikleri dengelenerek işletilir. Doğrusal ve açısal hız komutları robot eyleyicilere dağıtılan komutlar üretir. Robot dinamiklerinde ki parametre karakteristikleri çevrim-içi güncellenerek, yük taşımacılığı

gibi, parametre değişimleri uygulamalarında daha iyi performans elde edilmesi ve daha küçük hata üretilmesi sağlanır. Tüm sistemin dengesi Lyapunov teorisi kullanılarak analiz edilir ve kontrol hataları sınırlı olarak üretilir. Benzetim çalışmaları ve deneysel sonuçlar değişik yük koşulları altında, yörünge takibi için önerilen denetleyicinin iyi performansı olduğunu gösterir. Bu makalede robot dinamiğine dayalı bir uyarlamalı yörünge takip denetleyici sunulur ve onun kararlılığı Lypunov teorisi ile sağlanır. Denetleyici tasarımı iki kısma ayrılır. Her kısım bir denetleyici olur. İlk kısım robot kinematiğine dayalı bir denetleyici ve ikinci kısım robot dinamiğine dayalı bir denetleyicidir. Dinamik denetleyici fiziksel parametrelere doğrudan bağlıdır. Tahmin edilen parametreler güncellenir. Her iki denetleyici gezgin robot için bir tam yörünge-takip-denetleyici formunda birlikte çalışır. Önerilen denetleyici bir tek tekerlekli araç tipi gezgin robot modeline dayalı tasarlanır. Bir σ modifikasyon terimi ile mümkün sürüklenme parametresini önleyen parametre güncelleme kanunu uygulanır. Hem kinematik hem de dinamik denetleyici asimtotik kararlılığı ispatlanır. Benzetim çalışması sonuçları bir zaman periyodu için sistem çalıştığında bile, sürüklenme parametresinin ortaya çıkmadığını gösterir. Denetleyici konusunda deneysel sonuçlar gösterir ki, önerilen denetleyici, dinamik parametreler değiştiğinde bile, oldukça küçük hata ile istenilen yörünge takibi mümkündür. Makalenin ana katkısı: 1) Giriş komutları hızlar olan dinamik model kullanımıdır. Ticari gezgin robotlarda yazındaki çalışmaların çoğu genel tork komutlarıdır. 2) Bir σ düzenleme terimi ile uyarlamalı denetleyici tasarımı ki gürbüzlük oluşturur, tüm uyarlamalı denetleyici sistemi için kararlılık çalışmasına göre ve bir tipik endüstriyel uygulamada yani yük iletiminde denetleyici iyi bir performansını deneysel sonuçlar ile gösterir. Kinematik denetleyici tasarımı robotun kinematik modeline dayanır. Dinamik denetleyici, robot servolarına dağıtılan doğrusal ve açısal hızların diğer parçalarını üretir ve doğrusal ve açısal hızlar için referanslar kinematik denetleyiciden alınır. Uyarlamalı dinamik denetleyici tasarımı robotun parametrize edilen dinamik modeline dayanır.

Jordan (2008) , uyarlamalı algoritmanın iki sınıfını göstermiştir. Her iki yaklaşımda dinamik parametrelerin bilinmediği farz edilir. Dinamiklerdeki büyük belirsizlikleri kapsar. İlk algoritma adaptasyon kanununa tamamen uyarlanmışsa da, diğeri dinamiklerin trigonometrik fonksiyonları üzerine interpolasyona dayanır. Üstelik her

ikisi de denetleyici tasarımı için yapısal bilgiye gereksinim duyar. İnterpolasyona dayalı adaptasyonun başka bir çeşidi ve cebir şartları gösterilir. Tasarım basit bir interpolasyon ile tanıtılır ve tasarım parametreleri türetilir. Bu tasarımda dinamik parametrelerin herhangi bir ön bilgisi gerekmez. Uyarlamalı denetleyici önceden gösterilen orta hızlı harekette olduğu gibi aynı iyi tepkiyi gösterir. Bu çalışmada uyarlamalı algoritmanın iki çeşidi gösterilir ve tekerlekli gezgin robotlara uygulanan yörünge takip problemi için performanslar karşılaştırılır. İlk denetleyici, kontrol performansı maliyet fonksiyonunun konveks özelliklerinin uygulandığı bir hız-gradient tekniğine dayanır. İkinci sınıf denetleyici dinamiklerin trigonometrik fonksiyonu üzerine interpolasyona dayanır. Her iki yaklaşım, model yapısının daha iyi bir bilgisini gerektiren uyarlamalı denetleyicidir. Yaklaşımların hepsi parametrik bilgi gerekmez ve böylece büyük belirsizlikler veya değişebilir parametreler telore edilir. İnterpolasyona dayalı denetleyici için belirtilen referans yol civarında daha fazla sarsıntılı hareket belirtilirken aracın uyarlamalı kılavuzluğunda daha düzgün ve daha iyi davranışları gözlenir. Son olarak interpolasyon mertebesi yükseltildiğinde takip hatasının daha iyi sönümlediği görülür. Bu anlamda uyarlamalı denetleyicinin iyi bir performansı tasarımda dikkat edilen daha fazla yapısal bilgiye dayanır.

Cho (2009), gelişi güzel sürtünmelerle otonom robot sistemleri için MRAC kullanılarak bir gürbüz uyarlamalı kontrol yaklaşımı sunmuştur. İlk olarak, robot sisteminin doğrusal olmayan modeli, bir sembolik kontrol kanununun türevi ile geri beslemeli doğrusallaştırma ile tahmin edilir. Sonra en küçük kareler gözlemcisi ile sürtünme dinamikleri çevrim içi tahminleri yapılandırılır. Yazar, bir sarsılan sistem modeli türetir. Bu modelde, sarsma etkilerinin hafifletildiği bir MRAC kontrolü tasarlanır ve sürtünme tahmin hatası belirlenir. Lyapunov kararlılık teorisi kullanılarak, sarsılan sistem modeli için kararlılık şartları türetilir. Yazar, bilgisayar benzetim çalışması için önerilen kontrol yönteminin başarısını gösterir. Nominal (tanımlanmış) dinamiklere dayalı geleneksel denetleyici ile karşılaştırılmasını içerir. Sürtünme modelinde belirli hatalar içeren sürtünme içerikli modeller, kabul edilemeyen performans azalması ile sonuçlanır. Gelişigüzel sürtünme dinamikleri ile otonom gezgin robotlar için yani bir gürbüz uyarlamalı kontrol yöntemi kullanılır. Sonra, sarsıntılı sistem dinamiklerine bağlı bir yardımcı model referans uyarlamalı kontrol

stratejisi önerilir. Kayan bir pencere stratejisi ile LS algoritması kullanan bir sürtünme çevrim içi modeli tahmin edilir. Modelleme ve sürtünme tahmin hataları, kaçınılmaz gerçek-zaman uygulamalarıdır ve ek bir denetleyici, bu hataların etkilerinin indirgenmesi için gerekir. Sürtünme tahmin hataları için kompanze edilen MRAC kontrol yaklaşımını önerilir.

Cao (2011), gezgin robot hareket kontrolü için yörünge takibi kontrolü önermiştir. Problem çözümü kinematik ve dinamik model için ayrı ayrı hesaba katılır. Gösterilen strateji pratik uygulamalarda yeterli takip kalitesi gerçekleştirmek için güçtür. İki modelin bilinmeyen parametreleri ele alınır. Bu makalede, gezgin robotun yörünge takip problemini çözmek için bir uyarlamalı denetleyici gösterir. İlk olarak bir uyarlamalı kinematik denetleyici, geri adım metoduna dayalı olarak tasarlanılan hız komutlarını üretir. Gezgin robotun gerçek hızının istenilen hıza asimtotik olarak ulaşması için bir dinamik uyarlamalı denetleyici uyarlamalı referans model ve Lyapunov kararlılık teorisi önerilir. Son olarak, simüle edilen yörüngeler, normal ve sarsımlı durumlarda, parabol yörünge, çizgi ve dairesel yörünge içerir. Önerilen kontrol kanununda kinematik ve dinamik çevrim içi model parametreleri ayarlanır ve dış gürültülerin üstesinden gelinir.

Son yıllarda, gezgin robotlar konusundaki araştırmalar gittikçe artmaktadır. Araştırma konularının bir bölümü özellikle pratik uygulamalarla ilgili olarak yörünge takip problemidir. Birçok araştırmacı uzun bir zaman için bu alanda çalışmıştır. Böyle çalışmalar iki ana kısma ayrılır: Takibi gerçekleştirmek için, kinematik yörünge takip denetleyicisi kullanımı ve uyarlamalı olarak, kinematik ve dinamik denetleyici kullanımıdır.

1.4 Önerilen Denetleyici Yaklaşımı

Önerilen denetleyici yaklaşımında, iki farklı denetleyici robotun yörünge izlemesinde kullanılmaktadır. Bu denetleyicilerden kinematik denetleyici, robotun kinematik modeline göre geliştirilmiş ve yörüngenin izlenebilmesi için robotun sahip olması gereken tekerlek hızlarını belirleyen bir denetleyicidir. Bu tezde, iki farklı kinematik denetleyici için benzetim çalışmaları yapılmıştır. Dinamik denetleyici olarak,

daha önce robot kolları için kullanılmış bir denetleyici tasarımının uyarlanmış bir formu kullanılmaktadır. Model referans uyarlamalı kontrol yaklaşımını gerçekleştiren bu denetleyici, dinamik parametrelerde belirsizlik olduğu durumda da robotun kinematik denetleyici tarafından belirlenen hızlarda robotun sürülebilmesini sağlamaktadır.

Tezin devamında sunum şu şekildedir: 2. Bölümde uyarlamalı ve model referans uyarlamalı kontrol hakkında bilgi verilir. 3. Bölümde gezgin robotun dinamiğine, doğrusal olmamasından dolayı problemlerine ve çıkış denklemlerinin karşılaştırılmasına yer verilmiştir. Yine bu bölümde bu karşılaştırmalara göre yol izleme probleminin bir benzetim çalışması sunulmaktadır. 4. Bölümde gezgin robotlar için uyarlamalı kontrol gerçekleştirilmiş bir makalenin benzetim çalışmaları ve önerilen denetleyici yaklaşımının anlatımı verilmektedir. 5. Bölümde sonuçlar ve öneriler bulunmaktadır.

BÖLÜM 2

UYARLAMALI KONTROL

2.1 Uyarlamalı Kontrole Giriş

Kontrol sistem tasarımında denetleyici sistemin tepki ve davranışlarını düzenleyebilir veya değiştirebilir (Ioannou, 1995). Ancak performans gereksinimlerini kesin olarak belirlemek birçok kontrol uygulamasını güçleştiren bir faktördür. Kontrol edilecek sistem, Şekil 2.1'de gösterildiği gibi y çıkışları ve u girişleri ile herhangi bir süreci karakterize eder.

Sistem, u girişleri ile y çıkışlarını üreten süreçtir. Kontrol tasarımının amacı, önceden belirlenmiş performans gereksinimlerini sağlayan y çıkış tepkisi için u girişlerini seçmektir. İşlem genellikle karmaşık olduğundan, yani çeşitli mekanik, elektronik, hidrolik gibi parçalar içerdiğinden, u girişleri için uygun denetleyici seçimi kolay değildir.

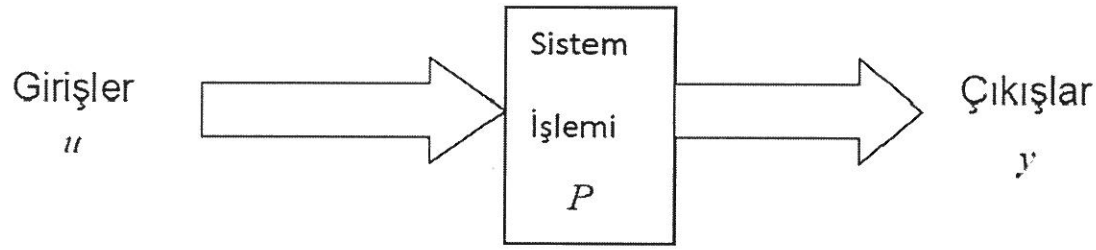
Basamak 1. Modelleme

Bu basamakta kontrol mühendisleri, sisteme giriş sinyalleri uygulayarak sistemin giriş ve çıkış sinyallerini analiz etmek suretiyle veya Newton'nun hareket kanunları gibi bilinen bazı teorileri kullanarak sistemin giriş-çıkış ilişkisini tanımlayan matematiksel denklemleri türetirler. Bu denklemler sistemin matematiksel modelini içerir. Bir sistemin tam modeli elde edildiğinde, sistem gibi aynı çıkış tepkisi üretir, modele giriş sağlar ve başlangıç koşulları sisteminki gibi tam olarak aynıdır. Birçok fiziksel sistem karmaşıktır, yinede tam bir model geliştirilebilir.

Bir sistem modeli, çeşitli deneyler düzenleyerek elde edilen sistem giriş/çıkış veri işlemleri ile veya fiziksel kanunlar kullanılarak geliştirilebilir. Böyle bir modelin kontrol tasarımının anlaşılması güç olabilir, yinede yeterince basitleştirilebilirler. Aşağıdaki yaklaşımlar basitleştirilmiş bir model elde etmekte genellikle kullanılır.

i) İşlem noktasında lineerleştirme

ii) Model derece indirgeme teknikleri



Şekil 2.1 Sistem Gösterimi

Basamak 2. Denetleyici Tasarımı

Sistemin bir modeli oluşturulduğunda istenen performansı sağlayacak denetleyicinin tasarımı mümkündür. Eğer model, sistemin iyi bir yaklaşımı ise, sisteme uygulanan aynı denetleyici olduğunda, sistem modeli için denetleyici performansının iyi olması beklenir.

Sistemin elde edilen modeli, gerçek sistemin bir tahmininden ibarettir. Denetleyici tasarımında kullanılan model ile gerçek sistem arasındaki herhangi bir farklılık beklenen performansı etkileyecektir. Eğer modellenememiş sistem olgusunun çoğu Δ ile gösterilmişse; onun matematiksel denklem terimlerinde gösterimi mümkün değildir. Bu belirsizliğin karakterizasyonu, bazı bilinen sınır terimlerinde bazı uygulamalarda mümkün olabilir. Belirsizliklere daha az hassas olan yani Δ'ya göre daha gürbüz olan denetleyici tasarlanabilir.

Basamak 3. Uygulama

Sistem modeli için performans gereksinimlerini karşılayan ve mümkün olabilecek sistem model belirsizlikleri (Δ)'ne karşı gürbüz olarak tasarlanan denetleyici, gerçek sisteme uygulanmaya hazırdır. Tasarım esnasında hesaba katılamayan belirsizlikleri kompanze edilecek ve performansı geliştirecek şekilde denetleyici üzerinde ayarlama yapılır. Ayarlama, kontrol mühendisinin sezgisi ve deneyimine çok bağlıdır. Kontrol sisteminin tasarımı, kontrol edilecek sistemin iyi anlaşılmasına dayanır. Ancak, kontrol

edilen sistem çok karmaşık bir yapıya sahip olabilir ve temel fiziksel işlemler tamamen anlaşılmayabilir. Kontrol tasarımında, kontrol edilen sistem ile ilgili zaman içerisinde daha iyi bir bilgi elde etmek ve denetleyiciyi geliştirmeye yönelik bir yapıya ihtiyaç duyulur. Eğer sistem tanımı yinelemeli ise, o zaman sistem modeli önceki tahminlerin ve yeni veri tanımlamalarına dayalı olarak periyodik olarak güncellenir; denetleyici aynı zamanda güncellenir. Uyarlamalı kontrol pratikte, yinelemeli sistem tanımlamaları ile kontrol yöntemlerinin bir açık kümesi olarak görülebilir.

Özet olarak, eğer kontrol edilecek sistem doğrusal veya doğrusal olmayan, sonlu veya sonsuz boyutlu ve sürekli veya kesikli dinamik yapıya sahip ise, sistem kimliği çözümlenmeye yönelik olabilir. Sonlu boyutlu tek girdi tek çıktılı doğrusal sistemler ve çok değişkenli doğrusal olmayan sistemlerde bazı sınırlamalar getirilir.

Uyarlamalı kontrol, kontrol uygulanan sistemleri saptama tekniğidir. Giriş çıkış bilgilerinden işlemin bir modeli elde edilir. Kullanılan bu model bir denetleyici tasarlamak içindir. Denetleyici parametreleri, sistem saptamaları esnasında elde edilen veriler ile ayarlanır. Basit PID denetleyici sayısı işlem sırasında elle (manuel olarak) yapılandırılabilir. Bununla birlikte, parametrelerin sayısı 3 veya 4'ten daha fazla ise ve zamanla değişiyorsa otomatik ayarlamaya ihtiyaç duyulur. Uyarlamalı sistem için tasarım teknikleri, bilinmeyen fakat sabit sistemler için analiz edilerek çalıştırılır. Pratikte yavaş zaman değişimli ve bilinmeyen sistemlere uygulanır.

Uçakların yüksek performans verebilmesi için 1950'de uyarlamalı kontrol üzerinde çalışılmıştır. Uçakların çalışması geniş irtifa ve hız aralığında gerçekleşmektedir. Uçak dinamiği doğrusal olmayan ve kavramsal olarak zaman değişimlidir. Veriler işlem noktası için, uçak hızı ve irtifası ile verildiğinden, karmaşık uçak dinamikleri doğrusal modele uygundur. Örnek olarak, j işletim noktası için, doğrusal uçak modeli, aşağıdaki forma sahiptir.

$$\dot{x} = A_j x + B_j u \qquad x(0) = x_0$$

$$y = C_j^T x + D_j u \tag{2.1}$$

Burada A_j, B_j, C_j, D_j, j çalışma noktasının fonksiyonlarıdır. Uçak değişik uçuş koşullarına ulaştığında çalışma noktası A_j, B_j, C_j, D_j için değişir. Çıkış tepkisi $y(t)$ parametrelerin yanı sıra x ifadeleri hakkında bilgi taşır. Gelişmiş geri döngü denetleyici ile onları sağlayan uygunlaştırılmış kazançları kullanarak ve $y(t)$ işlemi ile yaklaşık parametre değişimi öğrenilebilir. Uyarlamalı kontrol geri besleme kontrol yapısına dayanır. Denetleyici yapısı, Şekil 2.2'te gösterildiği gibi ayarlanabilir kazançlı denetleyici ve geri besleme döngüsü içerir.

2.2 Uyarlamalı Kontrol Kavramları

2.2.1 Gürbüz Kontrol

Bir sabit kazançlı geri beslemeli denetleyici, belirli sınırlar içinde değişen parametrelerle ile tasarlanır. Denetleyici Şekil 2.3 ile blok diyagramı gösterilir. Burada $P(s)$ sistemin bir transfer fonksiyonudur. Transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

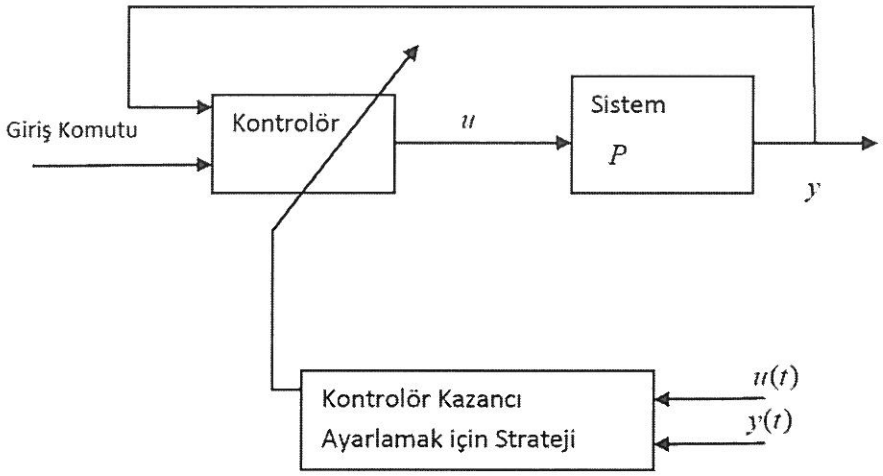
$$\frac{y}{\hat{y}} = \frac{C(s)P(s)}{1+C(s)P(s)} \tag{2.2}$$

Burada $C(s)$, $P(s)$ belirsizlikleri ve $y \approx \hat{y}$ frekans aralığına rağmen kapalı döngü sistemi kararlı olarak seçilebilir. $\hat{y}$ sağlayan frekans spektrumunun mümkün büyüklüğünde $|C(jw)P(jw)|$ döngü kazancı $C(s)$ seçilirse, bu son şart elde edilir. Tabii ki büyük döngü kazancı için kapalı döngü kararlılık gereksinimleri ihlal edilmez. $C(s)$ tasarımında elde edilen takip ve kararlılık nesnesi, kesin sınırlarda $P(s)$ içindeki değişimlerle sağlanır.

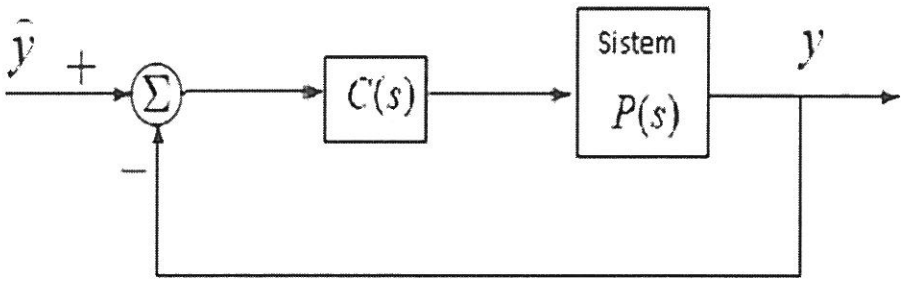
Gürbüz kontrol, dinamik belirsizlikler ve parametre kesin sınıfını ele almasına rağmen bir uyarlamalı sistem ile tasarlanmaz.

2.2.2 Kazanç Tablosu

Uyarlamalı kontrolün en sezgisel yaklaşımı kazanç ayarlamadır. 1950 ve 1960 yıllarında uçuş kontrol sistemi içeriğinde tanımlandı. Fikir, sürecin dinamiklerindeki



Şekil 2.2 Ayarlanabilir Denetleyici Kazançları ile Denetleyici Yapısı



Şekil 2.3 Sabit Kazançlı Geri Beslemeli Denetleyici

değişimler ile ilişkili yardımcı işlem değişkenleri (diğer bir değişle sistem çıkışları geri besleme için kullanıldı) bulundu. Yardımcı değişkenlerin fonksiyonu olarak düzenlenen parametre değişimleri ile sistem parametre değişkenlerini telafi etmek mümkündür.

Model (2.1) denklemini ele alırsak, her j çalışma noktası için A_j, B_j, C_j, D_j parametreleri bilinir. Verilen çalışma noktası j için, sabit kazançlar ile geri beslemeli denetleyici, θ_j lineer model karşılığı ile performans gereksinimlerini karşılayacak şekilde tasarlanabilir. N çalışma noktasını kapsayan kazanç setleri ile denetleyici

tasarlanır. Kazanç setlerinden elde edilen θ_j'nin yaklaşık değerine değiştirilebilen kontrol kazançları denetlenir. Çeşitli çalışma noktaları arasındaki geçiş, çalışma noktası sayısı artırılarak veya interpolasyon kullanılarak önemli parametre değişikliğine neden olur. Çalışma noktasında değişiklikler ile bağ kuran sistem harici ölçümleri ve θ_j değerlerinin tablolara depolanması bu yaklaşımın uygulamasında temeldir. Yaklaşım, Şekil 2.4 ile gösterilmiştir ve kazanç tablosu olarak adlandırılır.

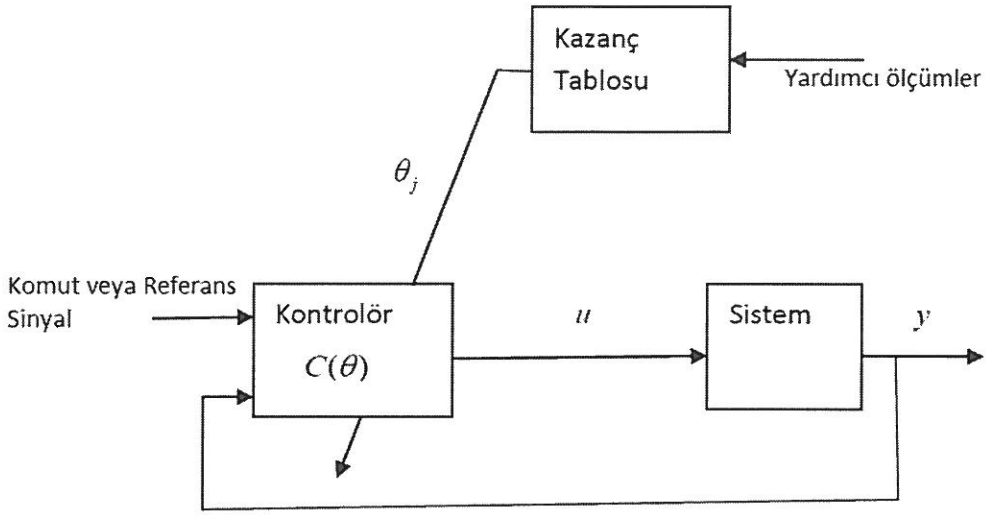
Kazanç tablosu, bir arama tablosu içerir. Çalışma noktası aramak için uygun lojik ve tablodan kazanç değerlerinin θ_j karşılığı seçilebilir. Uçakta, dinamik basınç ve uçağın ses hızına oranla hızı harici ölçümlerdir. Sistem parametrelerinin yaklaşık değişimleri ile harici ölçümlerin fonksiyonu olan denetleyici kazanç değişimleri kompanze edilebilir.

Kazanç tablosunun avantajı parametre değişikliklerine harici ölçümleme tepkisi hızlı olarak değişebilen kontrol kazancıdır. O, eğer sistem dinamikleri kolayca ölçülebilen göreceli birkaç değişkenin iyi bilinen bir şekline bağlıysa, özellikle uygundur. Örnek olarak uçuş kontrol sistemlerinde, dinamikler kolayca elde edilen mümkün dinamik basıncının (ki uçağın çapının hızına bağlıdır ve hava basıncının ürünüdür) göreceli basit şekline bağlıdır.

Denetleyici kazancının hızlı ve sık değişimi kararsızlığa neden olabilir; bu yüzden kazanç değişikliklerinin ne hızla ve ne sıklıkla değişebildiği sınırlanır. Kazanç tablosunun dezavantajlarından biri denetleyici kazançlarının ayarlanabilir mekanizmasının çevrim dışı ön hesaplamasıdır ve bu yüzden, doğru olmayan tablo için yeni döngü üretilemez. Sistem dinamiklerinde ki öngörülemeyen değişiklikler performansın kötüye gitmesine neden olur. Kazanç tablosunun diğer dezavantajı işletim noktası sayısı artmasıyla uygulama maliyetini artırır, yüksek tasarım gerektirir.

2.2.3 Dolaylı ve Dolaysız Uyarlamalı Kontrol

Uyarlamalı denetleyici, bilinen parametrelerden kontrol kanunu ile her durumda bilinmeyen parametrelerin tahminini üreterek çevrim içi parametre tahmini ile



Şekil 2.4 Kazanç Tablosu

birleştirilerek şekillenir. Bilinmeyen parametreler parametre tahmini yolu ile iki değişik yaklaşım ile tasarlanır. Dolaylı uyarlamalı kontrolde, sistem parametreleri denetleyici parametrelerini hesaplamakta kullanılır ve çevrim içi tahmin edilir. Bu yaklaşıma *kesin uyarlamalı kontrol* denir, çünkü tasarım kesin sistem modeline dayanır.

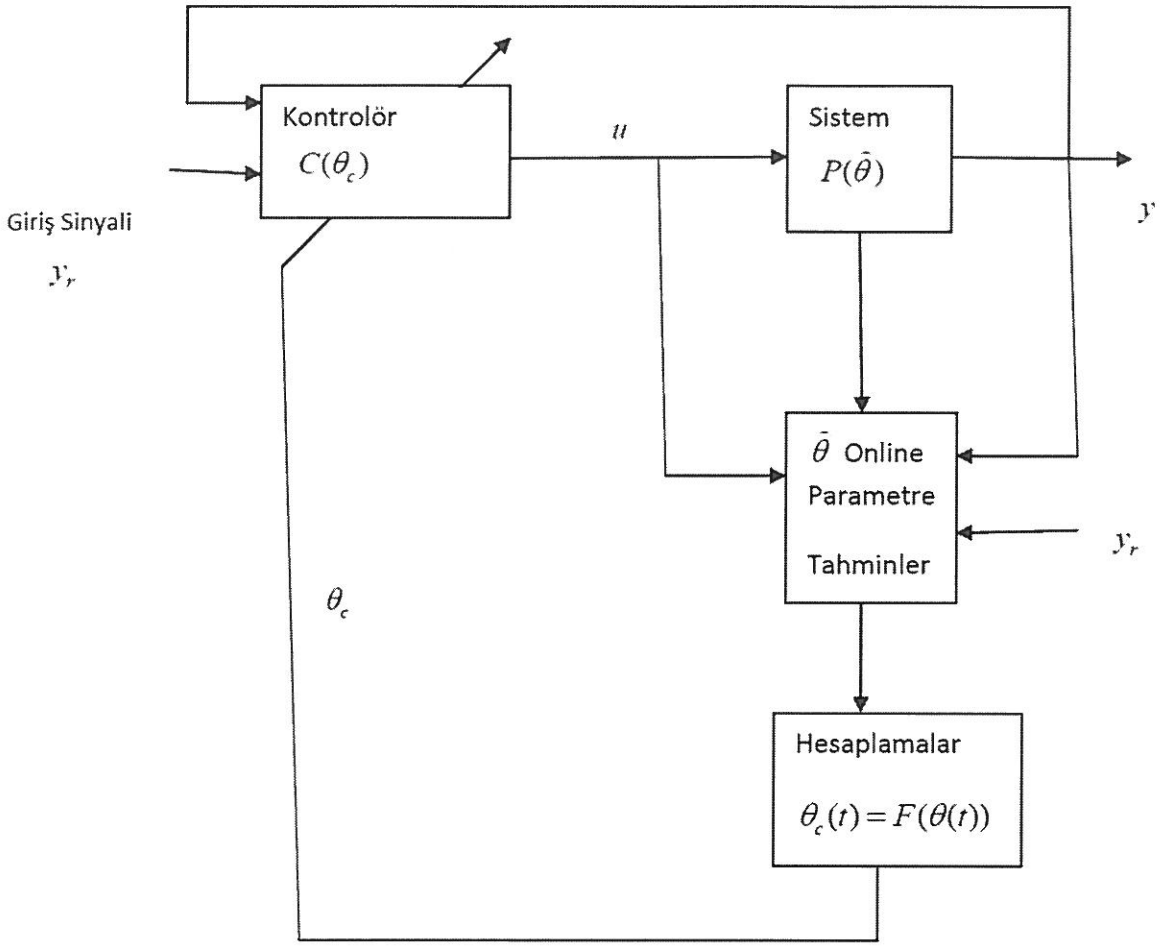
İkinci yaklaşımda, dolaysız uyarlamalı kontrol denir. Sistem modeli, denetleyici parametreleri bakımından parametrize edilir. Sistem parametre tahminlerini içine alarak ara hesaplamalar olmaksızın doğrudan hesaplanır. Bu yaklaşım ima olunan sistem modeli tahminine dayanan tasarımdan dolayı *ima olunan uyarlamalı kontrol* olarak adlandırılır.

Dolaylı uyarlamalı kontrol, sistem modeli $P(\hat{\theta})$ bilinmeyen parametre vektörü $\hat{\theta}$ 'ne göre parametrize edilir. Örnek olarak, doğrusal zaman değişimi (LTI) tek giriş tek çıkış (SISO) sistem modeli için $\hat{\theta}$, sistem modelinin transfer fonksiyonunun pay ve paydasının bilinmeyen katsayılarını gösterir. Bir çevrim içi parametre tahmincisi, çıkış y ve sistem girişi u üreterek, her t zamanında $\theta(t)$'nın bir tahmini $\hat{\theta}$ üretilir. $\theta(t)$ 'nın parametre tahmini, $\hat{P}(\theta(t))$ ile karakterize edilen tahmin edilen sistem modelini belirler. Kontrol tasarım amaçları için gerçek sistem modeli gibi davranır ve her t

zamanında $\theta_c(t) = F(\theta(t))$ kesin cebir denklemi çözülerek $\theta_c(t)$ kazanç vektörü veya denetleyici parametreleri hesaplanır. Kontrol kanunu formu $C(\theta_c)$ ve $\theta_c(t) = F(\theta)$ cebir denklemi aynı olarak seçilebilir. Eğer $\hat{\theta}$ biliniyorsa $P(\hat{\theta})$ sistem modeli için performans gereksinimlerini karşılamakta kullanılır. $C(\theta_c(t))$, $\hat{P}(\theta(t))$ tahmin edilen sistem modelinin (ki bilinmeyen sistem modeli $P(\hat{\theta})$ vektöründen farklı olabilir) performans gereksinimlerini sağlayarak, her t zamanında tasarlanır. Dolaylı uyarlamalı kontrolde temel problem $C(\theta_c)$ kontrol kanunu türünü seçmektir. $C(\theta_c(t))$, bilinmeyen $\hat{\theta}$ ile $P(\hat{\theta})$ sistem modelinin performans gereksinimlerini karşıladığından, parametre tahminci türü $\theta_c(t) = F(\theta(t))$ cebirsel denklemi yanı sıra $\theta(t)$ üretir.

Dolaysız uyarlamalı modelde, $P(\hat{\theta})$ sistem modeli, $\hat{\theta}_c$ bilinmeyen denetleyici parametre vektör terimlerinde parametrize edilir. $P(\hat{\theta})$ ile aynı giriş/çıkış karakteristikleri ile $P_c(\hat{\theta}_c)$ sistem modeli elde edilir, $C(\theta_c)$ performans gereksinimlerini karşılar.

Çevrim-içi parametre tahmini, çıkış y ve sistem girişi u ile işleme konularak, her t zamanında $\hat{\theta}_c$'nin $\theta_c(t)$ dolaysız tahminleri üretilerek, $P(\hat{\theta})$ yerine $P_c(\hat{\theta}_c)$'ye dayanılarak tasarlanır. $\theta_c(t)$ tahminleri, ara hesaplamalar olmaksızın, denetleyici parametre vektörü θ_c güncellenerek kullanılır. $C(\theta_c(t))$, $P(\hat{\theta})$ sistem modeli için performans gereksinimlerini karşıladığından $\theta_c(t)$ parametre tahmin üretimi $\theta_c(t)$ ve $C(\theta_c)$ kontrol kanunu türünün seçimi dolaysız uyarlamalı kontrolde ana problemdir. Parametrize edilen sistem modeli $P_c(\hat{\theta}_c)$ elde etmekte çok önemli olan sistem modelinin $P(\hat{\theta})$ özellikleri çevrim içi tahmin için uygundur. Sonuç olarak, dolaysız uyarlamalı kontrol sistem modelinin bir türü için sınırlıdır. Dolaysız uyarlamalı kontrolün blok diyagramı Şekil 2.6'de gösterildiği gibidir.



Şekil 2.5 Dolaylı Uyarlamalı Kontrol

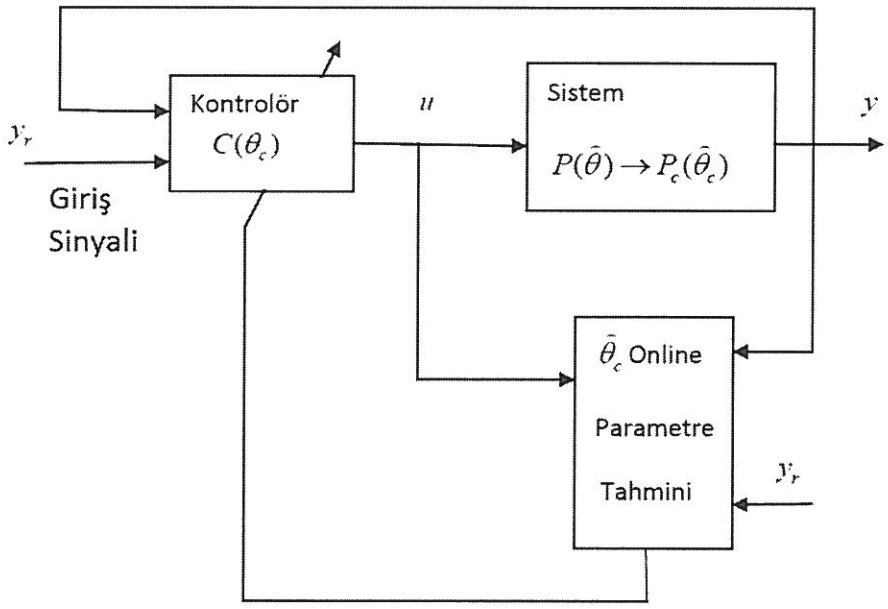
Şekil 2.5 ve 2.6 'de gösterildiği gibi dolaysız ve dolaylı uyarlamalı kontrolün tasarım prensibi tamamen basittir. $C(\theta_c)$ denetleyicinin tasarımında, onlar gerçek parametreler gibi $\theta(t)$ tahminleri (dolaylı uyarlamalı kontrol durumunda) veya $\theta_c(t)$ (dolaysız uyarlamalı kontrol durumunda) tahminleri işlenir. Bu tasarım yaklaşımı *kesin denklik* olarak adlandırılır ve değişik kontrol kanunları ile değişik çevrim-içi parametre tahmini birleştirilerek uyarlamalı kontrol şemasının geniş bir türü üretilir.

Kesin denklik yaklaşımının arkasındaki fikir $\theta_c(t)$ ve $\theta(t)$ parametre tahminleri $\hat{\theta}_c$ ve $\hat{\theta}$ gerçek değerlerine yakınsar. Bilinen parametreler durumunda $C(\hat{\theta}_c)$ ile uyarlamalı denetleyici performansı $C(\theta_c)$ elde edilir.

Şekil 2.6'de gösterilen dolaysız uyarlamalı kontrol yapısı denetleyici parametreleri ve güncellenen parametreler arasında bir denk dönüşüm ile hesaplamalar için bir blok içermesi ile dolaylı uyarlamalı kontrole benzer olabilir.

Genel olarak, tasarım ve analizin dezavantajlarına bakılırsa, verilen sistem modeli için, dolaylı ve dolaysız yaklaşımlar arasındaki fark açıktır. Örnek olarak, dolaysız uyarlamalı kontrol minimum faz sistemi için, asimtotik izleme ve kararlılık, performans gereksinimlerini karşılayacağını gösterir. Minimum olmayan faz sistemleri için direk tasarım şemasını açıklayamaz. İstenilen denetleyici parametreleri bakımından sistem modelinin uygun parametrizasyonu, minimum olmayan faz sistem modeli için mümkün değildir.

Dolaylı uyarlamalı kontrol hem minimum ve hem de minimum olmayan faz sistemi için uygundur.



Şekil 2.6 Dolaysız Uyarlamalı Kontrol

Bununla birlikte, $\theta_c(t) = F(\theta(t))$ cebir denklemi ile tanımlanan $\theta_c(t)$ ve $\theta(t)$ arasındaki haritalama kararlılık problemini her t anında garantiye alamaz. Her iki denetleyici kullanıldığında kararlılık problemi çözülebilir.

2.2.4 Model Referans Uyarlamalı Kontrol

Sastry'ya (1989) göre model referans uyarlamalı kontrol sistemleri, sistem dinamiği performansının belirlenmesi gerekmediğinden, yüksek uyarlama hızı ile elde edilmesi nispeten kolay sistemler olarak sonuç verdiğinden önemli olmaktadırlar.

Model referans uyarlamalı kontrol sisteminde hedef; bilinmeyen sistem çıkışını, kontrol sisteminin bir parçası olarak verilen referans modelin çıkışına asimtotik olarak yakınsatmaktır.

Model referans uyarlamalı kontrol sisteminde bir referans performans indeksi kullanılmaktadır. Bu referans performans indeksinin oluşturmak için de bir referans modeli kullanılmaktadır. Referans modeli ayarlanabilir sistem ile aynı girişi kullanmaktadır. Bu durumda, verilen performans indeksi ve ölçülen performans indeksi arasındaki karşılaştırma, doğrudan referans model ve ayarlanabilir sistemin çıkışları arasında yapılmaktadır. Ortaya çıkan hata, denetleyici parametreleri değiştirmek için uyarlamalı mekanizmasında kullanılmakta ve böylece hata minimize edilmektedir. Bu, parametrelere sahip bir uyarlamalı sistemdir. Referans model ve ayarlanabilir sistem çıkışları arasındaki farkı minimize edecek şekilde, bir yardımcı giriş sinyali oluşturacak uyarlamalı mekanizması düzenlenebilir. Bu durumda sistem, sinyal sentezi uyarlamalı kontrol sistemi adını almaktadır. Temel problem, sadece hatanın sıfır olacağı değil aynı zamanda elde edilen sistemin kararlı olacağı bir uyarlama mekanizması oluşturmaktır. Bu, zor bir problemdir ve kararlılık açısından model referans uyarlamalı kontrol sistemlerinin tasarımında araştırmalar devam etmektedir.

Model referans uyarlamalı kontrol sistemlerini şu şekilde sınıflandırmak da mümkündür. Dolaysız model referans uyarlamalı kontrol sistemlerinde denetleyici parametreleri model ve sistem çıkışları arasındaki hatayı minimize edecek şekilde direkt olarak yenilenmektedir. Denetleyici parametrelerinin dolaylı olarak yenilendiği ve bu

yüzden "dolaylı" olarak adlandırılan model referans uyarlamalı kontrol sistemlerde bulunmaktadır. Dolaylı kontrol durumunda sistem parametreleri kestirilmekte, denetleyici parametreleri ise bu kestirilmiş değerlere dayanarak düzenlenmektedir.

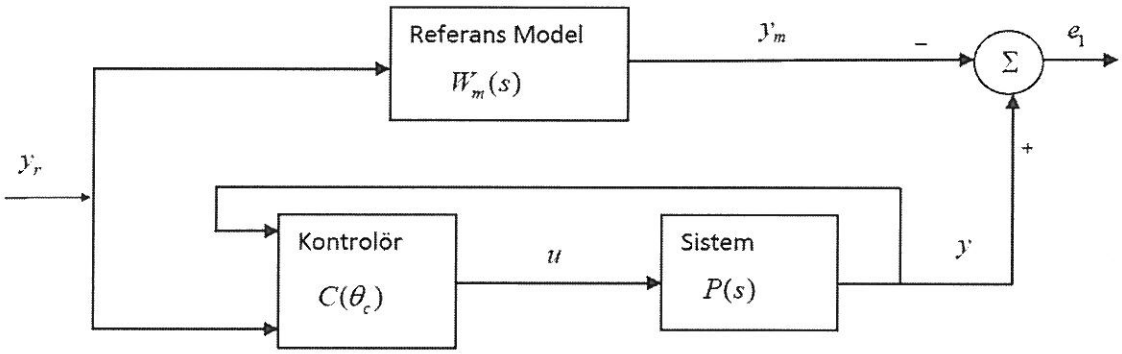
Model referans uyarlamalı sistem (MRUS), sistemden istenen performansın yani sistem cevabının, kontrol işareti olarak, bir referans model ile sağlandığı bir uyarlamalı servo sistem olarak düşünülebilir.

Model referans uyarlamalı kontrol (MRUK), model referans kontrol (MRK) veya model takip probleminden çıkar. MRK'de sistemin iyi bir izahı ve sistem gereksinimlerini tasarımcı bir model ile karşılar. Kapalı döngü sisteminin istenilen I\O özellikleri tanımlanılarak, referans model olarak adlandırılır. Onun I\O özellikleri referans modelin tam olarak aynısı olduğundan; MRK nesnesi sistemin dinamikleri ve yapısı dönüştürülerek geri döngü kontrol kanunu bulunur. Şekil 2.7'de gösterildiği gibi SISO sistemi LTI için bir MRK şemasının yapısıdır. Verilen referans giriş sinyali $y_r(t)$ için istenilen tepkiyi gösteren referans modelin $y_m(t)$ çıkışını sistem çıkışı $y(t)$ izleyebilmesi için $W_m(s)$ transfer fonksiyonu tasarlanır. $y_r(t)$'den y'ye kapalı döngü transfer fonksiyonu $W_m(s)$'ye eşit ve bütün sinyaller sınırlı olduğundan $C(\hat{\theta}_c)$ ile ifade edilen geri döngülü denetleyici tasarlanır. İzleme hatası $e_1 \square y - y_m$ herhangi verilen referans girişi $y_r(t)$ için bu transfer fonksiyonu ile eşleşir. İstenen yörünge $y_m(t)$'den sistem çıkışının sapması zamanla sıfıra yakınsar. Transfer fonksiyonunun dengi, geri döngü kontrolü $C(\hat{\theta}_c)$ kullanılarak $W_m(s)$ ile onları yerleştirilerek ve $P(s)$ sistem transfer fonksiyonunun sıfırları ihmal edilerek elde edilir. Sistem sıfırlarının ihmali için minimum fazda sistemin kısıtları konulur, yani dengeli sıfırlara sahip olunur. Eğer herhangi sistem sıfırları kararsızsa, onun ihmali (cancellation) sınırlanmamış sinyallerden ileri geldiğinden kolaydır.

$C(\hat{\theta}_c)$'nin tasarımı için sistem transfer fonksiyonu $P(s)$'nin katsayılarının bilgisi gerekir. Eğer $\hat{\theta}$, $P(s) = P(s,\hat{\theta})$'in bütün katsayılarını içeren bir vektörse, $\hat{\theta}_c$ parametre vektörü $\hat{\theta}_c = F(\hat{\theta})$ formunun cebir denklemi çözülerek hesaplanılabilir.

Onun $\hat{\theta}$ parametre vektörü tam olarak bilinir ve sistem modeli minimum fazda elde edilir.

$\hat{\theta}$ bilinmediğinden, $\hat{\theta}_c$ kullanılarak hesaplandığından Şekil 2.7'in MRK şeması uygulanamaz. Bilinmeyen parametrelere bağlı olan dolaylı veya dolaysız yaklaşım kullanılarak elde edilen $\theta_c(t)$ parametre tahminleri ile kontrol kanununda bilinmeyen $\hat{\theta}_c$ yer değiştiren denk yaklaşım kullanılır. Sonuç olarak kontrol şemaları MRUK olarak bilinir. Şekil 2.8'da dolaylı MRUK gösterilir ve dolaysız MRUK Şekil 2.9'da gösterilir.



Şekil 2.7 Model Referans Kontrol

Değişik çevrim içi parametre tahminin seçimi MRUK'nin daha ileri türlerine götürür. Diğer benzer yaklaşımlarda dolaylı veya dolaysız MRUK şemaları kullanılır.

2.2.5 Çevrim-içi Parametre Tahmin Tasarımları

Uyarlamalı denetleyici bilinen parametrelerden çıkarılan kontrol kanunu ile bir çevrim içi parametre tahmincisinin terkibi olarak düşünülebilir. Değişik özellikleri ile değişik uyarlamalı kontrolcülerin geniş versiyonları seçilen kontrol kanunu ve tahminci tipleri ve bunların kombinasyonlardan oluşur. Çevrim içi parametre tahmini, uyarlamalı kontrol yazınında, güncelleme kanunu, uyarlama kanunu veya ayarlama mekanizması olarak adlandırılır. Uyarlama kanununun tasarımı uyarlama kanununun kararlılık özellikleri için önemlidir.

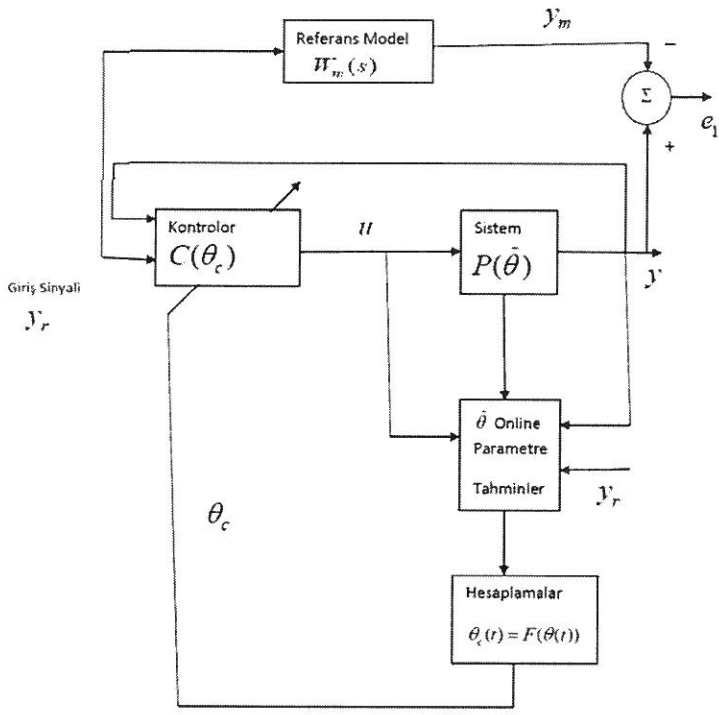
Uyarlama kanunu tasarımında kullanılan temel metotların bazıları şunlardır.

i) Hassasiyet metodu

ii) Positivity ve Lyapunov tasarımı

iii) Tahmin hatası maliyet kriterine dayalı en küçük kareler ve gradient metodu

Hassaslık (Sensivity) metodu uyarlamalı kontrol tasarımında kullanılan en eski metotlardan biridir.

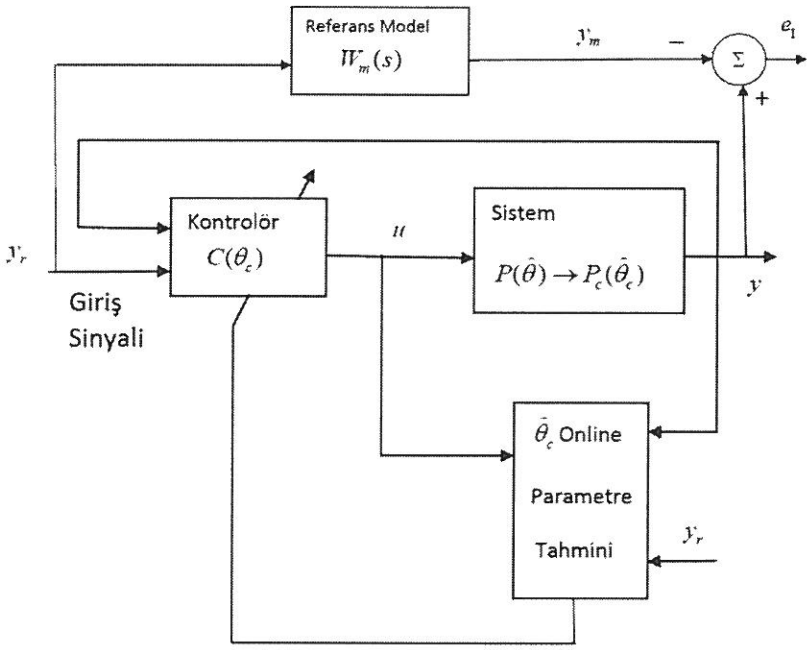


Şekil 2.8 Dolaylı MRUK

i) Hassaslık (Sensivity) metodu:

Bu metot 1960'da çok popüler oldu ve belirsizlikler ile kontrol edilen sistemler birçok endüstriyel uygulamada uygulandı. Uyarlamalı kontrolde, hassaslık metodu belli bir performans fonksiyonunu minimize ederek, tahmin edilen parametreleri ayarladığından uyarlamalı kontrol tasarımında kullanılır. Uyarlamalı kontrol, gerçek ve istenilen davranış arasındaki eşleşmeyi karakterize eden hata sinyali ile çarpılan tahmin edilen parametrelere göre performans fonksiyonunun kısmi türevi alınarak kontrol edilir. Eğer çevrim-içi üretilebilirse bu türev hassaslık fonksiyonu olarak adlandırılır ve

daha sonra, uyarlama kontrolü uygulanabilir. Uyarlamalı kontrolün en önemli formulasyonu olan hassaslık fonksiyonu üretilemeyebilir, bu atama metodun dezavantajlarından biridir. Uygun hassaslık fonksiyonunun kullanımı ya zayıf ya da saptanamayan kararlılık özellikleri uyarlamalı kontrol işlemine yol açan uygulamadır.



Şekil 2.9 Dolaysız MRUK

Örnek olarak Şekil 2.9'da ki dolaysız MRUK'nin denetleyici parametre vektörü θ_c güncellenerek uyarlamalı kontrol tasarımı yapılabilir.

İzleme hatası e_1 referans modelinden y sistem çıkışının sapmasını gösterir, yani $e_1 \square y - y_m$. Kararlı durumda $e_1 = 0$'da $\theta_c = \hat{\theta}_c$ olduğundan, e_1 sıfır olamayan değeri $\theta_c \neq \hat{\theta}_c$ ile ifade edilir. y, θ_c'ye bağlı olduğundan, yani $y = y(\theta_c)$ olduğundan, $e_1 = e_1(\theta_c)$ alınabilir ve bu yüzden e_1 maliyet fonksiyonu minimize edilerek, e_1 sıfıra indirgenecek şekilde θ_c ayarlanabilir. e_1 için basit bir maliyet fonksiyonu kuadratik bir fonksiyondur.

$$J(\theta_c) = \frac{e_1^2}{2} \tag{2.3}$$

θ_c'yi ayarlamak için basit bir metot $J(\theta_c)$ minimizasyonu, aşırı azalma veya gradient metodudur. Uyarlama kanunu aşağıdaki gibidir.

$$\dot{\theta}_c = -\gamma \nabla J(\theta_c) = -\gamma e_1 \nabla e_1(\theta_c) \tag{2.4}$$

Burada

$$\nabla e_1(\theta_c) \square \left[\frac{\partial e_1}{\partial \theta_{c1}}, \frac{\partial e_1}{\partial \theta_{c2}}, ..., \frac{\partial e_1}{\partial \theta_{cn}} \right]^T \tag{2.5}$$

$\nabla e_1(\theta_c)$, θ_c'ye göre e_1'in gradientidir.

$$\theta_c = [\theta_{c1}, \theta_{c2}, ..., \theta_{cn}]^T$$

Çünkü

$$\nabla e_1(\theta_c) = \nabla y(\theta_c)$$

$$\dot{\theta}_c = -\gamma e_1 \nabla y(\theta_c) \tag{2.6}$$

Burada $\gamma > 0$ keyfi seçilen tasarım sabitidir ve uyarlamalı kazanç olarak adlandırılır. Ve $j = 1,2,...,n$ $\partial y / \partial \theta_{cj}$, θ_c denetleyici parametre vektörünün elemanlarına göre y değerlerinin hassaslık fonksiyonudur. Hassaslık fonksiyonu $\partial y / \partial \theta_{cj}$, θ_c denetleyici parametrelerini değiştirerek sistem çıkışının hassaslığını gösterir.

(2.4)'de θ_c parametre vektörü $J(\theta_c) = e_1^2(\theta_c)/2$ azaldığında, aşırı azalma (steepest descent) yönergesine uyarlanır. Eğer $J(\theta_c)$ bir konveks fonksiyonu ise uyarlama noktalarında ve $\theta_c = 0$ minimumlarında $\nabla y(\theta_c) = 0$ sağlandığı yerlerde evrensel minimuma sahiptir.

(2.6) denkleminin uygulanmasıyla, ∇y hassaslık fonksiyonunun çevrim içi üretimi gerekir ki genellikle bilinmeyen sistem parametrelerine bağlıdır, bu yüzden mevcut değildir. Bu durumda hassaslık fonksiyonunun yaklaşık değerleri, gerçek değerlerinin yerine kullanılır. Yaklaşım çeşitlerinden biri, hassaslık fonksiyonunu hesaplanarak sistem parametreleri civarında olası bir bilgisi kullanılır.

Yaklaşık hassalık fonksiyonunu hesaplamak için popüler bir metot, MIT kanunu olarak adlandırılır. Bu kural ile hassaslık fonksiyonu üretilerek bilinmeyen parametreler onların çevrim içi tahminleri ile yer değiştirir. Hassaslık fonksiyonu yaklaşımı kullanılarak, gerçekleştirilemez, genelde izleme hatası sıfıra yaklaşır ve evrensel kapalı döngü kararlılığı üretilir. Simülasyonda, MIT kuralı ve küçük referans sinyali değerleri ve uyarlamalı kazanç γ olduğunda iyi düzenlenen başka yaklaşım teknikleri gözlenir. Standart teknikler referans giriş sinyallerinin mutlak bir türü için yerel (lokal) kararlılık kurulduğu ve gözlemler düzenlendiğinde kullanılır. Bununla birlikte MIT kuralına dayalı işlem ve diğer yaklaşımlar kararsız olabilir.

ii) Positivity (Kesinlik) ve Lyapunov Tasarımı

Uyarlama kanunundan geliştirilen bu metot, Lyapunov doğrudan metodu ile ve kesin gerçek (positive reel) fonksiyonu ile onun akrabasıdır. Bu yaklaşımda uyarlamalı kontrolün tasarım problemi, Lyapunov teorisine dayalı belirli kararlılık koşulları sağlandığından seçilen uyarlama kanunun diferansiyel denklemleri yerine kararlılık problemi olarak formulize edilmesidir. Uyarlama kanunu hassaslık metoduna dayandığından çok benzerdir. Tek fark çevrim-içi olarak üretilen birinin yerine geçen yaklaşımlardaki hassaslık fonksiyonudur. Ek olarak Lyapunova dayalı uyarlamalı kontrol işlemleri, MIT kuralına dayalı işlemlerin hiçbir sakıncasına sahip değildir.

iii) Hata tahmini maliyet ölçütüne dayalı Gradient ve en küçük kareler metotları

1960'ta kullanılan hassaslık metotlarının ana sakıncası hassaslık fonksiyonlarına götüren maliyet performansının minimizasyonudur ki uygulanamaz. Bu sakıncalardan kaçınmanın bir yolu, ölçümler için mümkün olan hassaslık fonksiyonlarına götüren bir maliyet fonksiyonu seçimidir. Böyle maliyet ölçütlerinin bir türü tahmin hatası olarak

adlandırılan bir hataya dayanır. Tahmin hatası, tahmin edilen ve gerçek parametre arasındaki farklılığın bir ölçüsünü üretir. Tahmin edilen parametreler ile tahmin hatasının ilişkisi, tahmin edilen parametrelere göre onun gradientinin uygulaması ve maliyet fonksiyonunun konveks olarak seçilmesidir.

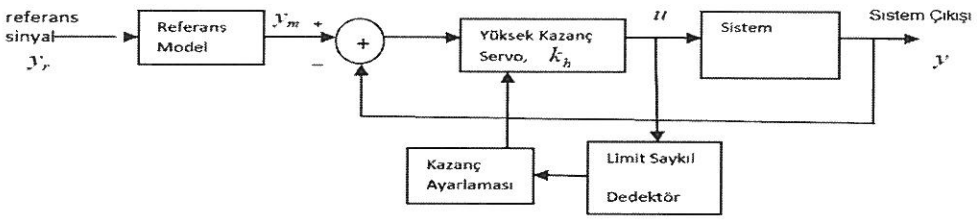
Birçok maliyet ölçüt kullanılabilir ve bu metotlar en küçük kareler ve gradient gibi metotlardır. Yaklaşık hassaslık fonksiyonları üretebilir.

Model referans kontrol sistemleri, genellikle gerekirciliğe sahip (deterministik) sistemlerde uygulanmakta, olasılılık (stochastic) bozucular karşısındaki model referans uyarlamalı kontrol sistemleri ile ilgili araştırmalar ise devam etmektedir. Olasılılıklı (stochastic) kendi kendini ayarlayan ayarlayıcıların (regülâtörlerin) gelişiminde ise, şu anda önemli ilerlemeler kaydedilmiş olduğunu unutmamak gerekir.

Uçuş kontrol sistemi içeriğinde, hava aracı (aircraft) dinamikleri içindeki değişimleri kompanze için önerilen kazanç ayarlamadan başka iki uyarlamalı kontrol işlemi bulunur. Bunlar seri yüksek kazanç işlemi ve paralel işlemdir.

2.2.6 Seri Yüksek Kazanç İşlemi:

Şekil seri yüksek kazanç işleminin şemasını gösterir.



Şekil 2.10 Model Referans Uyarlamalı Kontrol Seri-Yüksek Kazanç İşlemi

Referans model bir pilotun istenilen komut tepkisini gösterir. Böylece istenilen hava aracı tepkisi y çıkışı ile y_m referans modelinin çıkışı eşleşir.

Basit analiz şu şekilde olabilir: $P(s)$ lineer transfer fonksiyonu olduğu ve zamanla değişen bir sistem ve hidrolik kazanç sabiti k_h olsun. y_m / y transfer fonksiyonu

$k_h P(s)/1+k_h P(s)$ olur. k_h kazancı yeterince büyük olduğunda, transfer fonksiyonu birleşim noktası (interest) frekansı üzerinde 1 değerine yaklaşır. Böylece $y_m \square y$ olur.

İşlemin amacı k_h kazancının mümkün olduğu kadar yüksek alınmasıdır, böylece kapalı-döngü transfer fonksiyonu 1 değerine yaklaşır, başlangıçta (bir limit çevrim) kararsızlık saptanır. Eğer limit çevrim osilasyonlar belli bir seviyeyi aşarsa kazanç azaltılır. Bu seviyenin altında ise artırılır. Limit çevrim dedektör tipik olarak bir doğrultucu ve düşük geçirgenli filtredir.

Seri yüksek-kazanç işlemi sezgisel ve basittir: Yalnızca bir parametre güncellenir. Bununla birlikte aşağıdaki problemlere sahiptir.

a) Osilasyonlar, sistemde sürekli mevcuttur.
b) Limit çevrim dedektörün frekans bandındaki gürültü, kazancın kritik değerinin altına düşmesine sebep olur.
c) Referans girişler, yüksek kazanç yüzünden saturasyona sebep olur.
d) Saturasyon, limit çevrim osilasyonları maskeleyebilir.

Kazancın kritik değerinin üzerine çıkmasına izin verir ve kararsızlığa yol açar. Gerçekte trajik olarak yüksek-kazanç işleminde meydana gelen saturasyon problemlerine göre 1966 yılında bu kontrol sistemleri ile deneysel bir uçuş yapan x-15 hava aracı aracı kaza yaptı. Dönme (roll) ve dalım (pitch) eksenleri, arka taraftaki kanatçıklarla sağ ve sola farklı ve tanımlı komutlar kullanılarak kontrol edilir. Bununla birlikte, dalım (pitch) eksenindeki aktüatörlerin (eyleyici) saturasyonu hava aracının dönme eksenindeki denetleyicilerin kaybolmasına sebep olabilir. Saturasyon yüzünden karasızlık saptanamadan kalabilir ve oluşturulan aerodinamik kuvvetler hava aracının mukavemeti için çok büyüktür.

2.2.7 Paralel Şema:

Seri şemada olduğu gibi, kapalı döngü sistemin istenilen performansı referans model ile belirlenir ve uyarlamalı sistemde, sistem çıkışı referans model çıkışına asimtotik olarak yaklaştırılır. Blok diagram şekildeki gibi gösterilir. Denetleyicinin iki döngüye

sahip olduğu düşünülür. İç ve düzenleyici döngü sistem ve düzenleyicinin mevcut sıradan kontrol döngüsüdür ve dış veya uyarlamalı döngü model çıkışı veya sistem çıkışı arasındaki hatayı bir şekilde sıfıra süren ayarlayıcının (regülatörün) parametrelerini ayarlar.

İşlemdeki ana problem çıkış hatasını $e_1 = y - y_m$ sıfıra süren ayarlama mekanizmasını elde etmektir. Bu işlemin ilk uygulamalarında aşağıdaki güncelleme gradient güncelleme olarak adlandırılır. θ vektörü denetleyicinin ayarlama parametrelerini içerir. Gradient güncellemenin arkasındaki fikir dik iniş (steepest descent) yönünde θ ayarlanarak $e_1^2(\theta)$ indirgenir.

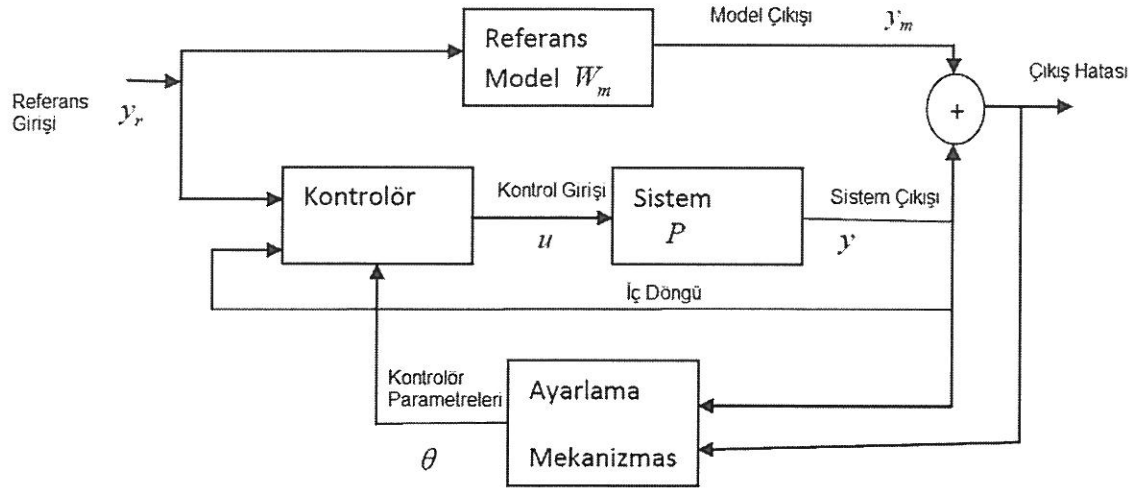
$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial}{\partial \theta}(e_1^2(\theta)) \tag{2.7}$$

$$= -2\gamma e_1(\theta)\frac{\partial}{\partial \theta}(e_1(\theta)) = -2\gamma e_1(\theta)\frac{\partial}{\partial \theta}(y(\theta)) \tag{2.8}$$

Burada γ pozitif sabittir ve uyarlama kazancı olarak adlandırılır.

$e_1(\theta)$ yorumu şöyle olabilir: θ denetleyici parametresi dondurularak elde edilen çıkış hatasıdır (zamana bağlı fonksiyondur). θ parametrelerine göre y çıkışının gradientine eşittir ve θ denetleyici parametrelerindeki değişim için çıkış hatalarının hassaslığını gösterir.

Birkaç problem, gradient güncelleme kullanımı ile karşılanır. Hassaslık fonksiyonu $\partial y(\theta)/\partial \theta$ bilinmeyen sistem parametrelerine bağlıdır ve sık sık oluşturulamaz. Bu noktada, t zamanındaki onların tahminleri ile bilinmeyen parametreler yerleştirilen MIT kuralı önerilir. MIT kuralına dayalı işlemler için kapalı döngü kararlılığı veya çıkış hatasının sıfıra yaklaşmasını ispatlamak genel olarak mümkün değildir. Deneysel olarak, referans giriş büyüklüğü ve uyarlamalı kazanç γ küçük olduğunda MIT kuralının iyi düzenlendiği gözlenir. Bununla birlikte kararsız örneklerde elde edilebilir.

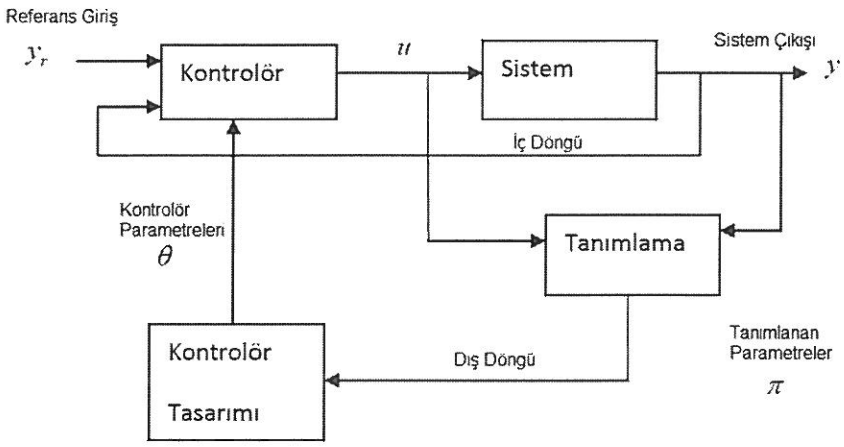


Şekil 2.11 Model Referans Uyarlamalı Kontrol: Paralel İşlem

1966 yılında Lyapunov teorisi kullanılan uyarlamalı sistemlerin tasarım şekli bulundu, böylece biz kararlı ve yakınsak model referans işlemi elde edilerek bunu kanıtlayabiliriz. Güncelleme kanunu diğer fonksiyonlar geliştirilerek $\partial y(\theta)/\partial\theta$ hassaslığı ile (2.8) denklemine benzer. Kararlılık ve model referans uyarlamalı sistemin yakınsama özellikleri onu cazip yapar ve burada kullanılır.

2.2.8 Kendi Kendine Ayarlanan Ayarlayıcı (Regülâtör)

Uyarlamalı kontrolün bu tekniği, bilinen sistemlerin kontrol tasarım metotlarından başlar. Bu tasarım metodu bir denetleyici yapısı ve sistem parametreleri ve denetleyici parametreleri arasındaki bağıntı ile özetlenir. Sistem parametreleri gerçekte bilinmediğinde, onlar yinelemeli parametre tanımlama algoritması kullanılarak elde edilir. Denetleyici parametreleri, doğru parametreler olduğunda aynı şekilde sistem parametrelerinin tahminlerinden elde edilir. Bu kesin denk prensip (certainty equivalance principle) olarak adlandırılır.



Şekil 2.12 Kendi Kendine Ayarlanan Denetleyici

Şekil 2.12 bu son işlemi gösterir. Tanımlama ve kontrol arasındaki kesin fark yukarıdaki model referans işlemine zıttır. Burada denetleyici parametreleri model takip amacını gerçekleştirmek için doğrudan güncellenir. Denetleyici, kendi parametrelerini ayarlama kabiliyetine sahip olduğundan kendi kendini ayarlama (self tunning) denir. İki döngüye sahip olduğu düşünülür. İç döngü geleneksel denetleyici içerir, fakat dış döngü değişen parametreler ile kontrol parametrelerini ayarlayan tasarım kutusu (bilinmeyen parametreler ile sistemin tasarım problemlerinin çevrimiçi çözümünü gösterir) ve bir tanımlama içerir.

Kendi kendini ayarlayan denetleyici tasarım yönteminin (lineer kuadratik, minimum varyans, kazanç-faz marjin tasarımı,...) seçimine ve tanımlama işleminin (en küçük kareler, maksimum olasılık, genişletilmiş Kalman filtresi,...) seçimine göre çok esnektir. Kendi kendini ayarlayan uyarlamalı sistem analizi ilk olarak denetleyici parametrelerinin tanımlanan parametrelerinin dönüşümünden (genellikle doğrusal olmayan) dolayı model referans işlem analizinden daha karmaşıktır.

BÖLÜM 3

KİNEMATİK VE DİNAMİK MODEL

Bu bölümde, gezgin robotların kinematik ve dinamik modelleri türetilmektedir. Robotun dinamik kontrol özellikleri analiz edilmektedir (Sarkar, 1992; Shojaei, 2010).

3.1 Kinematik ve Dinamik Denklemler

m tane kısıt altında n boyutlu genelleştirilmiş koordinatlara (q) sahip bir mekanik sistem ele alınsın. Bu kısıtlar şu formda yazılabilir.

$$C(q,\dot{q}) = 0 \tag{3.1}$$

Eğer bir kısıt denklemi $C_i(q) = 0$ formunda ise veya bu forma bütünleştirilebilirse, bu kısıt holonomik kısıt belirtmektedir. Aksi durumda, bu denklem kinematik (geometrik karşıtı olarak) kısıt belirtir ve holonomik olmayan kısıt olarak adlandırılır. k holonomik ve $m-k$ holonomik olmayan bağımsız kısıtlar olarak kabul edersek, hepsi aşağıdaki formda yazılabilir.

$$A(q)\dot{q} = 0 \tag{3.2}$$

Burada $A(q)$ mxn boyutlu ve tam-ranklı matristir. $A(q)$ matrisinin boşluk uzayı,

$$A(q)s_i(q) = 0 \quad i = 1,...,n-m \tag{3.3}$$

Kısıtlı hızların her zaman $A(q)$ matrisinin boşluk uzayında bulunmasından, *n-m* boyutlu hız vektörü $v(t) = [v_1 \quad v_2 \quad \cdots \quad v_{n-m}]$ şu şekilde tanımlanabilir:

$$\dot{q} = S(q)v(t) \tag{3.4}$$

Tekerlekli gezgin robotun dinamik modeli Lagrangian mekaniği kullanılarak elde edilebilir. Bunun için öncelikle Lagrangian (L), kinematik ve dinamik enerjinin farkı olarak hesaplanır. Robotun düzlemsel bir uzayda hareket ettiği kabul edilirse, potansiyel enerjisi sıfır olacaktır. Bundan dolayı, Lagrangian sistemin kinematik enerjisine eşittir. Böylece, Lagrangian şu şekilde yazılabilir:

$$L = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{n_i}[v_i^T m_i v_i + w_i^T I_i w_i] \tag{3.5}$$

Hız kısıtlarını kapsayan Euler-Lagrange denklemi şu formda kullanılabilir.

$$\frac{d}{dt}\{\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i}\} - \frac{\partial L}{\partial q_i} = F_G \tag{3.6}$$

Burada F_G genelleştirilmiş kuvvetleri ifade eder. (3.6) hesaplandıktan sonra, tekerlekli gezgin robotun dinamik modeli aşağıdaki gibi yazılır.

$$M(q)\ddot{q} + C(q,\dot{q})\dot{q} + B(q)F(\dot{q}) + B(q)\tau_d = B(q)\tau - A^T(q)\lambda \tag{3.7}$$

Burada $M(q) \in R^{nxn}$ eylemsizlik matrisidir, $C(q,\dot{q}) \in R^{nxn}$ korozyon ve merkezcil kuvvetleri ifade eder. $F(\dot{q}) \in R^{(n-m)x1}$ sürtünme vektörünü ifade eder. $B(q) \in R^{nx(n-m)}$ giriş dönüşüm matrisidir. $\tau \in R^{(n-m)x1}$ tekerlek (çalıştırıcı, eyleyici, eyleyici, devindirici, erişim düzeneği, mantıksal sürücü) için üretilen döndürme kuvveti vektörüdür. $\tau_d \in R^{(n-m)x1}$ sınırlı bilinmeyen gürültüleri ifade eder. $A(q)$ denklem (3.2) ile verilen mxn boyutlu jacobian matrisidir ve $\lambda \in R^{mx1}$ kısıtlama kuvvetlerinin vektörüdür.

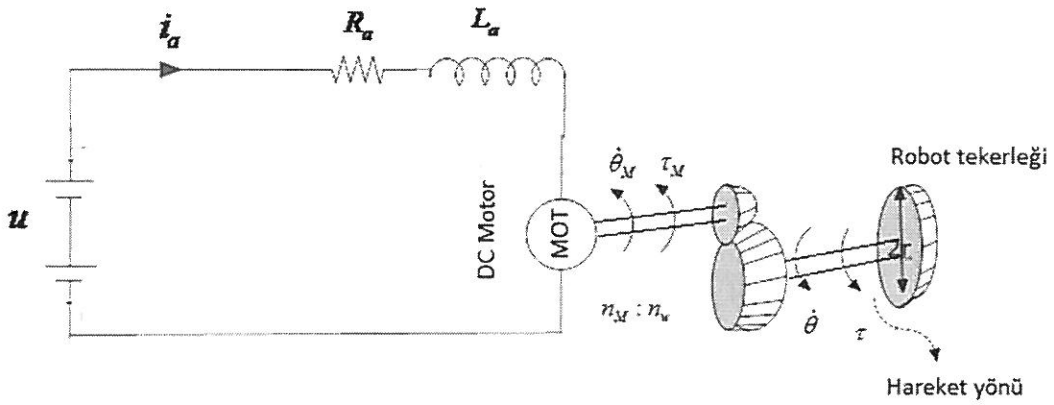
Özellik 1: $M(q)$ simetrik ve pozitif tanımlı bir matristir ve alttan ve üstten sınırlıdır. Bu, $m_1 \le \|M(q)\| \le m_2$. Burada m_1 ve m_2 pozitif, sayısal sabitlerdir.

Yorum 1: Sürtünme terimi, $F(\dot{q}) \in R^{(n-m)x1}$, robot tekerlekleri ile ilgili dinamik ve yapışma sürtünmelerini içerir. Şöyle ki: $\| F(\dot{q}) \| \le f_{s1} \| \dot{q} \| + f_{s2}$, burada f_{s1} ve f_{s2} pozitif sabitlerdir. Gürültü vektörü $\tau_d \in R^{(n-m)x1}$, yardımcı (castor) tekerleğinin dinamikleri, eyleyici (actuator) için güç yükselteçleri ve algılayıcı dinamikleri gibi yapılandırılmamış, modellenmemiş dinamikleri içerir. Öyle ki, $\| \tau_d \| \le \tau_1$ olarak alınır. Burada $\tau_1 \in R$, τ_d gürültü vektörünün üst sınırıdır.

Eyleyici Dinamiği

Tekerlekli robotların hareket ettirilmesinde, hareket için gerekli dönme kuvvetini sağlayacak eyleyicilerin kullanılması gerekmektedir. Bu durumda, kontrol tasarımı için eyleyici dinamiğinin de robotun hareket dinamiğine dahil edilmesi gerekmektedir.

Robot tekerleklerinin dönme kuvvetlerinin, $n_M - n_w$ tane özdeş mekanik dişli takımına sahip fırçalı DC motorlar ile sağlandığı kabul edilsin. Eyleyici sistemi Şekil 3.1 de gösterilmektedir.



Şekil 3.1 Her Tekerlek İçin Sürüş Sistemi

Motor rotorunun elektriksel denklemleri şeklinde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$u = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + K_b \dot{\theta}_M \tag{3.8}$$

Burada, K_b ters EMK sabitidir. L_a ve R_a parametreleri sırasıyla rotor devresinin endüktans ve empedansını belirtir. Rotor endükdansı ihmal edilmektedir. Dönme kuvveti ve rotor akımı arasındaki ilişki

$$\tau_M = K_\tau i_a \tag{3.9}$$

şeklinde, dişli öncesi ve sonrası hız ile dönme kuvveti arasındaki ilişkiler

$$\tau = n'\tau_M, \quad \dot{\theta}_M = n'\dot{\theta} \tag{3.10}$$

şeklinde kullanıldığında, eyleyiciler tarafından tekerleklere sağlanan dönme kuvveti

$$\tau = K_1 u - K_2 \dot{\theta} \tag{3.11}$$

şeklinde elde edilir. Burada $K_1 = (n' K_\tau / R_a)$, $K_2 = n' K_b K_1$ şeklindedir ve $n' = n_w / n_M$ dişli oranlarını belirtmektedir. K_τ motorun dönme kuvveti sabitidir. Denklem (3.11)

$$\tau = K_1 u - K_2 X v \tag{3.12}$$

şeklinde yazılabilir. Burada $X \in R^{(n-m)x(n-m)}$, tekerlek hızlarını pseudo hız vektörüne dönüştüren bir dönüşüm matrisidir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_c \\ \dot{y}_c \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c(b\cos\phi + d\sin\phi) & c(b\cos\phi - d\sin\phi) \\ c(b\sin\phi - d\cos\phi) & c(b\sin\phi + d\cos\phi) \\ c & -c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_r \\ \dot{\theta}_l \end{bmatrix} \tag{3.13}$$

Burada $X \in R^{(n-m)x(n-m)}$

$$X = \begin{bmatrix} \frac{1}{r} & \frac{b}{r} \\ \frac{1}{r} & -\frac{b}{r} \end{bmatrix} \tag{3.14}$$

bir dönüşüm matrisidir ve tekerlek hızından ön hız vektörüne dönüşür. Burada $\dot{\theta}_r$ ve $\dot{\theta}_l$ sağ ve sol tekerleklerin açısal hızlarını gösterir.

$$\begin{bmatrix} \tau_r \\ \tau_l \end{bmatrix} = K_1 \begin{bmatrix} u_r \\ u_l \end{bmatrix} - K_2 \begin{bmatrix} \dot{\theta}_r \\ \dot{\theta}_l \end{bmatrix} \tag{3.15}$$

Burada v_r çizgisel hız ve w_r, P_0 noktasında mobil robotun açısal hızıdır. v_r, w_r ile $\dot{\theta}_r$ ve $\dot{\theta}_l$ arasındaki ilişkiden faydalanarak aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \tau_r \\ \tau_l \end{bmatrix} = K_1 \begin{bmatrix} u_r \\ u_l \end{bmatrix} - K_2 X \begin{bmatrix} v_r \\ w_r \end{bmatrix} \tag{3.16}$$

q denkleminde θ_r ve θ_l hariç x, y, ϕ üç koşuluna odaklanılır. İki hareketli tekerlekli mobil robotun sıradan şekli elde edilir.

$$\dot{q} = S(q).v(t), \quad S(q) = \begin{bmatrix} \cos\phi & 0 \\ \sin\phi & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Denklem (3.12) da verilen eyleyici dinamik denklemini, denklem (3.7)' de verilen robotun dinamik modeline eklersek, eyleyici dinamiğini içeren robot dinamik modeli

$$M(q)\ddot{q} + C(q,\dot{q})\dot{q} + B(q)F(\dot{q}) + B(q)\tau_d = B(q)(K_1 u - K_2 Xv) - A^T(q)\lambda$$

şeklinde elde edilir.

3.2 Durum Uzayı Gösterimi

Denklem (3.2) ile verilen kısıtlarla mekaniksel sistemi ele alırsak, hareket denklemleri aşağıdaki gibi tasarlanır.

$$M(q)\ddot{q} + V(q,\dot{q}) = B(q)\tau - A^T(q)\lambda \tag{3.17}$$

Burada, $V(q,\dot{q})$, kuvvetlere bağlı hız ve pozisyon vektörüdür.

Denetleyicinin tasarım amaçları, durum uzay gösterimi kinematik modelin (3.4) zamana göre türevi alınarak sağlanır.

$$\ddot{q} = \dot{S}(q)v + S(q)\dot{v} \tag{3.18}$$

Buradaki hızın integrali alınamaz, fakat onlar $n-m$ boyutlu $\mu_1, \mu_2, ..., \mu_{n-m}$ quasi-koordinatların zamana bağlı türevleri olarak kabul edilir. Örnek olarak $v = \dot{\mu} = S^+ \dot{q}$ olduğundan quasi-koordinatlar seçilebilir. Burada S^+, genelleştirilmiş S matrisinin tersidir.

Diferansiyel denklem (3.18), (3.17) denkleminde yerine konulur ve S^T ile çarpılırsa (3.19) denklemine sahip oluruz.

$$S^T(MS\dot{v}(t) + M\dot{S}v(t) + V) = S^T B\tau \tag{3.19}$$

S için özel koşullar kabul edilerek, $S^T A^T \lambda$ bu denklemde ortadan kalkar.

$x = \begin{bmatrix} q^T & v^T \end{bmatrix}^T$ durum uzayı değişkenleri kullanılarak denklem (3.20) elde edilir.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} Sv \\ f_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ (S^T M S)^{-1} S^T B \end{bmatrix} \tau \tag{3.20}$$

Burada

$$f_2 = (S^T M S)^{-1} (-S^T M \dot{S} v - S^T V)$$

$$\tau = ((S^T M S)^{-1} S^T B)^{+} (u - f_2) \tag{3.21}$$

Eyleyici giriş sayısı, mekanik sistemin serbest derecesine eşit veya daha büyüktür. $(r > n-m)$ ve $(S^T M S)^{-1} S^T B$ $n-m$ rakına sahiptir, biz aşağıdaki doğrusal olmayan geri döngüyü uygulayabiliriz.

Durum denklemi aşağıdaki formda basitleştirilir.

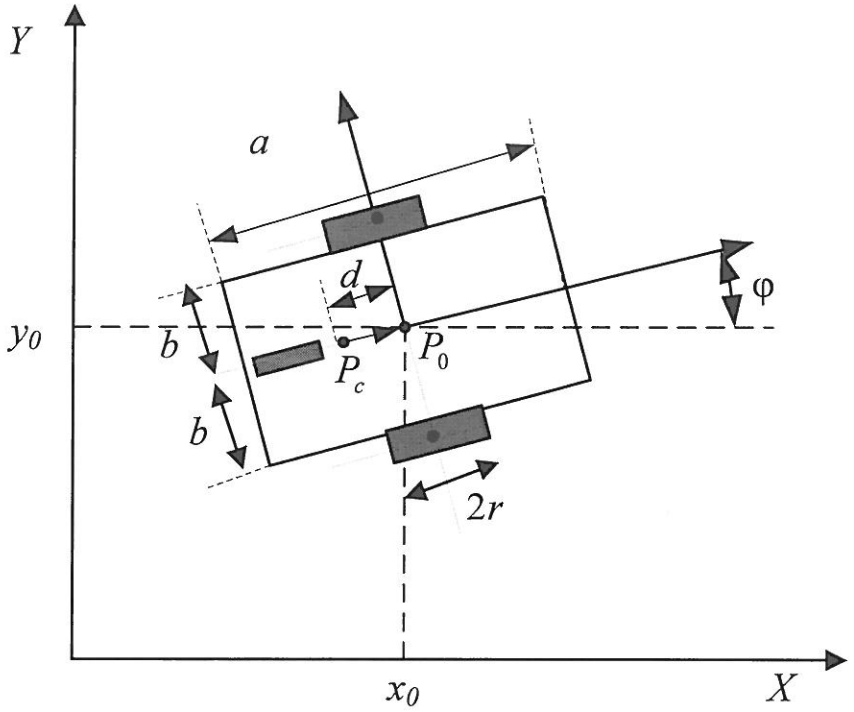
$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \tag{3.22}$$

Burada

$$f(x) = \begin{bmatrix} S(q)v \\ 0 \end{bmatrix}, g(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}$$

3.3 Dinamik Kontrol Özellikleri

Tekerlekli gezgin robotlar için kontrol sistemi tasarlamada önemli etkenlerden biri robotun modelinin holonomik olmayan kısıtlar içermesidir. Sarkar ve diğerleri, en az bir kısıtı holonomik olmayan sistemlerin girdi-durum değişkenleri arasında doğrusallaştırılabilir olmadığını göstermiştir (Sarkar, 1992). Sistemin durum değişkenleri düzgün geri besleme ile asimptotik kararlı yapılamayacağından, asimptotik girdi-çıktı kararlılığını sağlayacak, geri beslemeli kontrol metodu geliştirilebilir.



Şekil 3.2 Nonholonomik Diferansiyel Sürüşlü Mobil Robot

Aşağıdaki notasyon burada kullanılmıştır.

$X-Y$: Uzay koordinat sistemi

$x-y$: Şekil 3.2 ile gösterildiği gibi karta sabitlenmiş koordinat sistemi

P_0: (x_0, y_0) koordinatlarına sahip geometrik merkez ile tekerlek sürüş eksenine sahip simetrik eksenin kesişimidir.

P_c: (x_c, y_c) koordinatları ile platformun kütle merkezi

P_l: (x_l, y_l) koordinatları ile platforma iliştirilen görsel referans noktası

b : Simetrik eksen ile sürülen tekerlekler arası uzaklık

r: Her sürüş tekerleğinin yarıçapı

m_c : DC motorun rotorları ve sürüş tekerlekleri olmaksızın platformun kütlesi

m_w: Motorun rotoru ile birlikte her sürüş tekerleğinin toplam kütlesi

I_c: P_c vasıtasıyla bir dikey eksen üzerinde motorların rotorları ve sürüş tekerlekleri olmaksızın platformun eylemsizlik momentidir.

I_w: Teker ekseni üzerinde motor rotoru ve her iki tekerleğin eylemsizlik momenti

I_m: Tekerlek çapı üzerinde motor rotoru ve her iki tekerleğin eylemsizlik momenti

a : Tekerlek sürüş eksenine dik yönde platform uzunluğu

d : Pozitif x ekseni boyunca P_0 noktasından P_c noktasına uzaklık

ϕ : Robotun rotasyonu

$\dot{\phi}$: Rotasyon hızı

$$M(q)=\begin{pmatrix} \mathrm{m} & 0 & m_c d\sin\phi \\ 0 & \mathrm{m} & -m_c d\cos\phi \\ m_c d\sin\phi & -m_c d\cos\phi & I \end{pmatrix}, V(q,\dot{q})=\begin{bmatrix} m_c d\dot{\phi}^2\cos\phi \\ m_c d\dot{\phi}^2\sin\phi \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$B(q)=\frac{1}{r}\begin{bmatrix} \cos\phi & \cos\phi \\ \sin\phi & \sin\phi \\ b & -b \end{bmatrix}, C(q,\dot{q})=\begin{bmatrix} 0 & 0 & m_c d\dot{\phi}\cos\phi \\ 0 & 0 & m_c d\dot{\phi}\sin\phi \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

3.4 Çıktı Denklemleri

Dinamik sistemlerin durum denklemleri, dinamik denklemler kullanılarak belirlenirken, çıktı değişkenleri dinamik sistem tarafından gerçekleştirilecek görevlere göre uygun olarak seçilebilir. Örnek olarak, eğer 6 serbestlik dereceli robot manipülatör ile al ve yerleştir veya yörünge izleme görevi düzenlenirse; altı boyutlu eklem pozisyon vektörü veya altı boyutlu Kartezyen pozisyon ve yön vektörü çıkış vektörü olarak seçilebilir. P_l noktası gezgin robotun referans noktası olarak seçilirse, bu noktayı P_c

kütle merkezinden l_l uzağına yerleştirildiğinde (l_l pozitif, negatif veya sıfır olabilir) koordinatları (x_l, y_l) ile ifade edilebilir.

$$x_l = x_c + l_l \cos\phi \tag{3.24}$$

$$y_l = y_c + l_l \sin\phi \tag{3.25}$$

Sistem iki girişe sahip olduğundan, herhangi iki çıkış değişkeni seçilebilir. Çıkış denklemlerinin herhangi dört tipi ele alınabilir:

$$Tip1:\ y = h(q) = \begin{bmatrix} x_l & y_l \end{bmatrix}^T$$

$$Tip2:\ y = h(q) = \begin{bmatrix} x_l & \phi \end{bmatrix}^T$$

$$Tip3:\ y = h(q) = \begin{bmatrix} y_l & \phi \end{bmatrix}^T$$

$$Tip4:\ y = h(q) = \begin{bmatrix} h_1(q) & h_2(v) \end{bmatrix}^T$$

Tip 1 çıkış denklemleri yörünge takibi kontrol sistemi sonucudur. Bu çıkış için ayrıştırma (decoupling) matrisi yerini tutan matris aşağıdaki gibidir.

$$\Phi(q) = J_h(q)S(q) = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} \end{bmatrix} \tag{3.26}$$

Burada

$$\Phi_{11} = c(b\cos\phi - (d + l_l)\sin\phi) \tag{3.27}$$

$$\Phi_{12} = c(b\cos\phi + (d + l_l)\sin\phi) \tag{3.28}$$

$$\Phi_{21} = c(b\sin\phi + (d + l_l)\cos\phi) \tag{3.29}$$

$$\Phi_{22} = c(b\sin\phi - (d + l_l)\cos\phi) \tag{3.30}$$

Ayrıştırma matrisinin determinantı $\det(\Phi(q)) = -r^2(d + l_l)/2b$ olduğunda, P_l noktası P_0 noktası ile $l_l = -d$ olduğunda aynıdır ve tekildir. Bu yüzden P_0 noktasının yörünge takibi mümkün değildir. Bu holonomik olmayan kısıtlardandır. l_l, $-d$ ile eşit olmayacak şekilde seçerek, aşağıdaki gibi sistemi doğrusallaştırabilir ve ayrıştırabiliriz. Ayrıştırma matrisinin türevi aşağıdaki gibidir (Φ, yalnızca ϕ 'nin fonksiyonudur).

$$\dot{\Phi}(q) = \frac{d\Phi}{d\phi}\dot{\phi} = \frac{d\Phi}{d\phi} c(v_1 - v_2) \tag{3.31}$$

$S^T E = I_{2x2}$ olduğunda, doğrusal olmayan geri döngü denklemi, denklem(3.21) aşağıdaki gibi basitleştirilir.

$$\tau = (S^T M S)u + S^T M \dot{S} v + S^T V \tag{3.32}$$

ve

$$u = \Phi^{-1}(q)(y^d - \dot{\Phi}(q)v) \tag{3.33}$$

Doğrusallaştırılan ve basitleştirilen alt sistemler

$$\ddot{y}_1 = y_1^d \tag{3.34}$$

$$\ddot{y}_2 = y_2^d$$

(3.35)

Tip 2 ve Tip 3 sistemleri aynıdır. Tip 2 için çıkış denklemi ve (decoupling) ayrıştırma matrisi aşağıdaki gibidir.

$$\Phi_{11}(q) = J_h(q)S(q) = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} \\ c & -c \end{bmatrix} \tag{3.36}$$

Burada Φ_{11} ve Φ_{12} denklem (3.27) ve (3.28) ile tanımlanır. Onun determinantı $\det(\Phi_{11}(q)) = -2c^2 b \cos\phi$ (q)) ile belirtilir. Eğer $\cos\phi \neq 0$ ise Φ_{11} tekil değildir. Böylece, durum uzayının büyük bir bölümünde Tip 2 ve Tip 3 ile verilen sistem doğrusallaştırılır ve ayrıştırılabilir. Bununla beraber çıkışın bu iki tipi ile belirlenen kontrol görevleri için uygun değildir.

Tip1 ve Tip4 için dinamik yol takip problemi incelenecektir.

3.5 Tip4 Çıktı

3.5.1 Tip4 Çıktı için Dinamik Yol İzleme Problemi

Otomobil manevralarında, gerekli olan ön hız ve mümkün olduğunca yola yakın kalarak yol takibi iki önemli gereksinimdir. Buna göre, iki değişkene sahip çıkış değişkenleri seçilir. Bu çıkışlar, yoldan gezgin platform üzerindeki bir referans noktasına en kısa uzaklık ve ön hızdır. Böylece, yörünge takibi yerine dinamik yol takibi problemi formülüze edilir. Yörünge takibi probleminde, çıkış değişkenlerinin istenilen gelişim aşamaları belirlenir. Fakat amaç yalnızca bir noktaya ulaşmak değildir, belirli zaman da ulaşmaktır. Yol izleme probleminde yolun geometrisi bellidir. Belirli zaman anlarında yol üzerindeki noktalara ulaşılırken yolu yakından izlemek önemlidir. İstenilen ön hız belirlenerek, aracın yol üzerinde istenilen noktaya vardığına emin oluruz.

Bu bölümde h_1 ve h_2 uygun bir şekilde seçilerek yol takibi yapılır. h_1, istenilen yola gezgin robot üzerindeki P_l noktasından en kısa uzaklıktır. x ekseni üzerinde P_l noktasını seçmemize rağmen araç üzerindeki herhangi bir nokta P_l olduğunda formülasyon oldukça genel olur. Bununla beraber, gelişi güzel bir yol belirlersek, P_l noktasından yola en kısa uzaklık için kapalı form ifadesi olmayabilir. h_2, x ekseni boyunca P_l noktasının hızının bir bileşeni olarak tanımlanır.

İlk olarak, iki temel yol alalım: Bir düzgün doğru çizgi üzerinde bir yol ve bir dairesel yol. Yola bir noktanın uzaklığı için kapalı şekildeki bir ifade başka durumda kolay elde edilmeyebilir.

İlk olarak, dairesel bir yol ele alalım. Dairesel yolun merkezi olarak P_m noktasını alalım. Koordinatlar uzay koordinat sisteminde (x_m, y_m) ile belirlenir. R dairesel yolun yarıçapıdır. h_1 çıkışını aşağıdaki gibi seçeriz.

$$h_1(q) = h_1(x_c, y_c, \phi) = ((x_l - x_m)^2 + (y_l - y_m)^2)^{1/2} - R \tag{3.37}$$

Dairesel yola P_l noktasından en kısa uzaklığı $h_1(q)$ çıkışının mutlak değeri olarak belirledik. Burada (x_m, y_m) ve R sabittir ve x_l ve y_l denklem (3.24) ve (3.25) ile x_c, y_c ve ϕ durum değişkenleri ile bağlantılıdır. Platformun ön hızı aşağıdaki gibi verilir.

$$h_2(v) = \dot{x}_c \cos\phi + \dot{y}_c \sin\phi = \frac{r}{2}(v_1 + v_2) \tag{3.38}$$

Tip 4 çıkışını ele alırsak, sistem çıkışı için ayrıştırma matrisi aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\dot{y}_1 = \frac{\partial h_1}{\partial x}\dot{x} = J_{h1}(q)S(q)v \tag{3.39}$$

$$\ddot{y}_1 = \frac{\partial (J_{h1}Sv)}{\partial q}S(q)v + J_{h1}(q)S(q)u \tag{3.40}$$

$$\dot{y}_2 = J_{h2}u \tag{3.41}$$

Burada

$$J_{h1}(q) = \frac{\partial h_1}{\partial q} = \frac{1}{d_c}\begin{bmatrix} x_c - x_m + l_l\cos\phi \\ y_c - y_m + l_l\sin\phi \\ l_l\cos\phi(y_c - y_l) - l_l\sin\phi(x_c - x_l) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.42}$$

$$J_{h2} = \begin{bmatrix} \frac{r}{2} & \frac{r}{2} \end{bmatrix} \tag{3.43}$$

$$d_c = \sqrt{((x_l - x_m)^2 + (y_l - y_m)^2)} \tag{3.44}$$

Ayrıştırma (decoupling) matrisi

$$\Phi = \begin{bmatrix} J_{h1}(q)S(q) \\ J_{h2} \end{bmatrix} \tag{3.45}$$

Φ için determinant

$$\det(\Phi) = \frac{rc(d+l_l)}{d_c}((y_c - y_m)\cos\phi - (x_c - x_m)\sin\phi) \tag{3.46}$$

Eğer (1) $l_l = -d$ yani P_0 ile P_l noktası aynı olursa veya (2) $(y_c - y_m)\cos\phi = (x_c - x_m)\sin\phi$ yani platformun rotasının yönü veya x ekseni daire yoluna dikey ise ayrıştırma matrisi tekildir. İlk şartlar platformun holonomik olmayan kısıtları yüzündendir ve ikinci şartlar h_1 yolunda belirlenen yolun yönündendir. Böylece x ekseni yola dik olduğunda ön hızın belirlenmesi yol yönünün belirlenmesiyle aynı olmaz. Eğer ön hız pozitif ise $l_l > -d$ almak yararlıdır, tekliliğin bu tipinden kaçınmaya dikkat etmeliyiz. Hareket ters yönde ise $l_l < -d$ ile üstesinden gelinebilir ve ön hız negatiftir.

Şimdi düz çizgideki bir yolu ele alalım. Yolu aşağıdaki gibi tanımlayalım:

$$A_1 x + B_1 y + C_1 = 0 \tag{3.47}$$

$$h_1(x_c, y_c, \phi) = \frac{A_1 x_l + B_1 y_l + C_1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}} \tag{3.48}$$

Yola P_l noktasından en kısa uzaklık h_1 çıkışının mutlak değeri olsun. Çıkış denkleminin ikinci bileşeni, h_2, dairesel yol için aynıdır. Ayrıştırma matrisi Φ, J_{h1} hariç aynı formdadır.

$$J_{h1} = \frac{1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}} \begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \\ B_1 l_l \cos\phi - A_1 l_l \sin\phi \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.49}$$

Φ matrisinin determinantı:

$$\det\Phi = \frac{rc(d+l_l)}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}}(B_1\cos\phi - A_1\sin\phi) \tag{3.50}$$

Eğer $l_l = -d$ ise veya x ekseni düz çizgi yoluna dik ise, ayrıştırma matrisi tekildir.

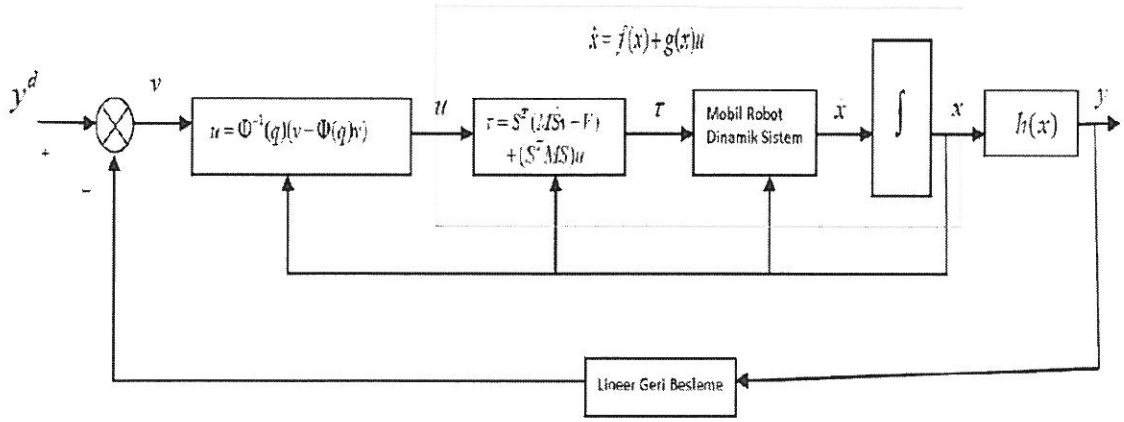
Daha genel olarak, eğer $f(x,y)=0$ gelişigüzel bir yolda ise; yola P_1 noktasından en kısa uzaklık ekstramizasyon problemini çözmeyi gerektirir.

$$\min_{x,y}\left\{\frac{1}{2}((x-x_l)+(y-y_l)+\lambda^T f(x,y))\right\} \tag{3.51}$$

Genelde kapalı form çözümü imkânsızdır. Bununla birlikte, h_1 için yaklaşık bir ifade kullanılır.

$$h_1 = f(x_l, y_l) \tag{3.52}$$

h_1 çıkışı, yola uzaklığı doğru olmamasına rağmen, verilen yola yakın bir ölçü verir. Son olarak verilen herhangi bir başlangıç, son pozisyon ve arabanın yönü gösterilmişti. Burada herhangi iki nokta arasında dairesel yay parçaları ve düz çizgilerin birleşmesinden oluşan yol ailesi mevcuttur. Gerçekte iki nokta arasında R-geodesic içeren aile üretilir (R-geosedic, R^{-1}'e eşit veya daha az her yerde ortalama bir eğriye sahip iki nokta arasındaki en küçük yol uzunluğudur ve burada R sabit pozitif bir sayıdır). Herhangi bir yol dairesel yay parçaları ve doğru çizgiye kırılarak uygulanabilir. Bu yüzden ki, birleştirilmiş yol sürekli yol parçaları üzerinde ve temel yollar üzerinde gezgin robot kontrol edilebilir. Biz etkin bir şekilde herhangi bir pozisyon veya yönden her hangi bir yön veya pozisyona hareket edebiliriz.



Şekil 3.3: Kontrol Algoritmasının Şeması

Denklem $\Phi(q) = J_h(q)S(q)$ (3.26) ele alınarak, doğrusal olmayan geri döngü uygulanır, ya iki temel yol veya isteğe bağlı bir yol için aşağıdaki formda ayrıştırılmış ve doğrusallaştırılmış olarak elde ederiz.

$$\ddot{y}_1 = y_1^d \tag{3.53}$$

$$\ddot{y}_2 = y_2^d \tag{3.54}$$

Bir doğrusal geri döngü performans özellikleri oluşturularak her alt sistem için tasarlanır.

3.5.2 Kontrol Algoritmalarının Tasarımı

Gezgin robotlar için kontrol algoritmalarının iki tipi gösterildi: a) Yörünge takibi b) Yol izleme. Çıkış denklemleri seçimi farklı iken, Şekil 3.3 ile gösterildiği gibi temel şema aynıdır. Şekilde y^d, h_1 ve h_2 çıkışları referans (istenilen) değerlerdir. Doğrusal olmayan geri döngü denklem (3.21), durum denklemleri denklem (3.22) formunda basitleştirildiğinde, dinamiklerdeki doğrusal olmayan özellikler yok edilir. Şekil 3.3 ile kesikli bir şekilde gösterilmiştir. Basitleştirilen durum denklemlerinde aynen kalan kinematiklerde doğrusal olmayan özellikler belirtilir. İkinci doğrusal olmayan döngü denklem $\Phi(q) = J_h(q)S(q)$ (3.26) giriş çıkış haritası ayrıştırılması ve doğrusallaştırılmasıdır. Tüm sistem iki doğrusal alt sisteme ayrıştırılır. Yörünge takibi için, iki alt sistem ikinci derecedendir. Yol takibinde, yol kontrol alt sistemi ikinci dereceden ve hız kontrol alt sistemi birinci derecedendir. Bu alt sistemler kararlı hale getirilir ve istenilen performans elde edilir. Bir dış doğrusal geri döngü sisteminin kutupları yerleştirerek, tasarlanır.

3.5.3 Benzetim Çalışması

Burada kinematik olarak benzer olan gezgin platform için önceki bölümlerde tartışılan kontrol algoritmasının verimliliği ve dinamik modelin geçerliliğini doğrulayan bir benzetim çalışması gerçekleştirilmektedir. Eylemsizlik parametreleri ve boyutları platformda gösterildi. Önceden tartışılan notasyona göre:

$b = 0.75m;\ d = 0.30m;\ a = 2.00m;\ m_c = 30.00kg;\ m_w = 1.00kg;\ I_c = 15.625kg - m^2;$

$I_w = 0.005kg - m^2;\ I_m = 0.0025kg - m^2.$

P_l , P_c noktasına göre tesadüfî olarak seçilen görsel referans noktasıdır. Doğrusal dış döngü için kazançlar, ayrıştırılmış (decoupled) pozisyon kontrol alt sistemi için aşırı sönümlü olacak şekilde tasarlanmıştır. Eğer bir bölücü veya kenar ortay ile sistem yol veya duvar takibi isteniliyorsa bu tasarım uygundur.

3.5.4 Dinamik Yol İzlemeye Karşı Yörünge Takibi

Nesne istenilen yolu takip ederse otomatik navigasyon durumundadır. Bizim problemlerimizde yol izleme algoritması daha uygundur. Yörünge takibi zamanın kritik parametrelerindeki uygulamalarda istenilebilir. Yol izleme robotik uygulamalarının geniş bir sınıfı için daha uygun bir stratejidir. Sonuç olarak Tip 4 çıkış denklemleri üzerine yoğunlaşılmalıdır.

3.5.5 Dinamik Yol İzleme Algoritması Performansı(Başlangıç Şartları Etkisi)

Başlangıç koşullarının yörüngedeki en önemli etkisi başlangıç hızıdır. Bundan dolayı iki önemli parametre başlangıç rota açısı ve başlangıç ön hızıdır. Şekil 3.4 (a) 5 m/s bir ön hızla fakat değişik rota açılarıyla (ϕ) başladığında dairesel bir yolda gezgin platformun nasıl takip ettiğini gösterir. Burada başlangıç referans noktası pozisyonu aşağıdaki gibidir.

$$(x_l, y_l) = (30.0, 15.0)$$

$$h_1(q) = ((x_l - 20.0)^2 + (y_l - 20.0)^2)^{1/2} - 10.0\,, \quad h_2 = \frac{r}{2}(v_1 + v_2)$$

$$y_1^d = 0, \quad y_2^d = 1.414$$

Eğer araç, yol ve referans noktası birleşiminde en kısa çizgi boyunca yönlenirse, algoritma tekildir. Bu durumda, problemlere neden olan -26,6 ile 153,4 derece arasına yönlenir. Bunlardan diğer rota açıları için, Şekil 3.4 (a) ile gösterilmiştir. Şekil 3.4 (b) değişik başlangıç ön hızlar için, sabit rota açısıyla sıfır derecede istenilen dairesel yolda sistem tepkisini tasvir eder. Beklenildiği gibi eğer başlangıç rotası istenilen yoldan uzaksa (bu durumdaki gibi) sistem başlangıç hızı en az iken daha iyi performans gösterir.

Model hataları, tahmin edilen geometrik, kinematik, eylemsizlik parametrelerinden, sistem bileşenleri tam olarak bilinmediğinden veya ölçümlerdeki güçlükler yüzünden ileri gelir.

Tekerlekli gezgin kartlar için en kısa yol dairesel yay ve düzgün çizgilerden oluşur. Sonuç, yüksek türevler ve eğrilik içindeki süreksizliklerle parçalı sürekli bir yol izler. Sonuç olarak, istenilen gerçek yoldan neredeyse sapma olmaz.

Hissedilen tekerlek açısal hızları, gerçek açısal hızlardan değişiktir. Gaussian dağılımı kullanılarak elde edilen gürültü ve hissedilen açısal hızlar aşağıdaki gibi benzetim çalışması yapılır.

3.6 Tip1 Çıktı için Dinamik Yol İzleme Problemi

3.6.1 Holonomik olmayan WMR'in Kinematik ve Dinamik Modeli

$$\begin{bmatrix} \tau_r \\ \tau_l \end{bmatrix} = K_1 \begin{bmatrix} u_r \\ u_l \end{bmatrix} - K_2 \begin{bmatrix} \dot{\theta}_r \\ \dot{\theta}_l \end{bmatrix} \tag{3.55}$$

Burada v_r çizgisel hız ve w_r, P_0 noktasında gezgin robotun açısal hızıdır. v_r, w_r ile $\dot{\theta}_r$ ve $\dot{\theta}_l$ arasındaki ilişkiden faydalanarak aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \tau_r \\ \tau_l \end{bmatrix} = K_1 \begin{bmatrix} u_r \\ u_l \end{bmatrix} - K_2 X \begin{bmatrix} v_r \\ w_r \end{bmatrix} \tag{3.56}$$

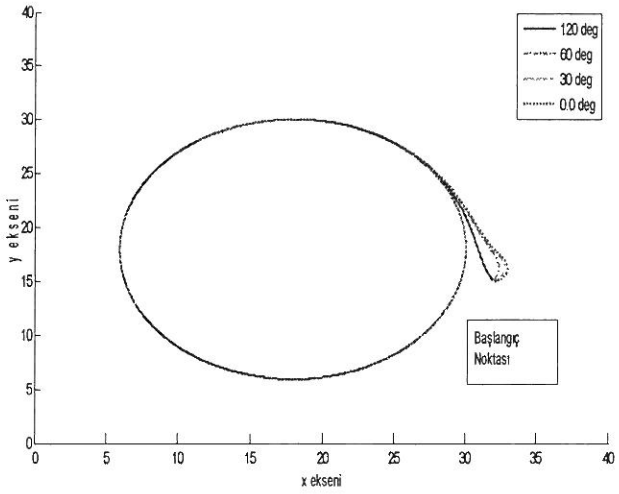
q denkleminde θ_r ve θ_l hariç x, y, ϕ üç koşuluna odaklanılır. (3.13) denkleminde, (3.14) denkleminden yararlanılarak, gezgin robotun sıradan şekli elde edilir.

$$\dot{q} = S(q).v(t), \quad S(q) = \begin{bmatrix} \cos\phi & 0 \\ \sin\phi & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{3.57}$$

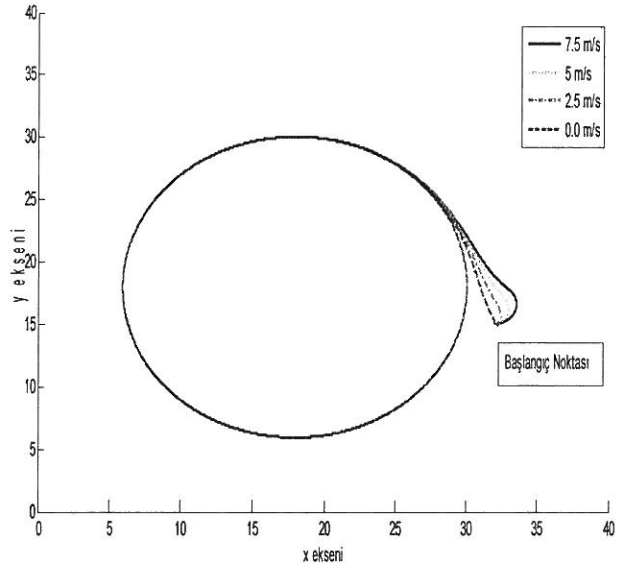
$$M(q)\ddot{q} + C(q,\dot{q})\dot{q} + B(q)F(\dot{q}) + B(q)\tau_d = B(q)\tau - A^T(q)\lambda \tag{3.58}$$

Denetleyicinin tasarım amacı, kinematik modelin (3.4) zamana göre türevi alınarak sağlanır.

$$\ddot{q} = \dot{S}(q)v + S(q)\dot{v} \tag{3.59}$$



(a)



(b)

3.4 Yol izleme: a) 5 m/s başlangıç ön hızı için değişik başlangıç ön açıları b) 0 derece başlangıç ön açısı için değişik başlangıç ön hızları

Sonra, (3.58) denkleminde, (3.4) ve (3.59) yerleştirilerek ve S^T ile sonuç çarpılarak, Euler-Lagrange denklemi de göz önünde bulundurularak, aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\bar{M}\dot{v}(t)+\bar{C}(\dot{q})v(t)+\bar{F}(\dot{q})+\bar{\tau}_d = K_1\bar{B}u \tag{3.60}$$

Burada

$$\bar{M}=S^T MS,\quad \bar{C}(\dot{q})=S^T M\dot{S}+S^T CS+K_2\bar{B}X,$$

$$\bar{B}=S^T B,\ \bar{F}=\bar{B}F,\ \bar{\tau}_d=\bar{B}\tau_d \tag{3.61}$$

(3.58) ile gösterilen kinematik model ve (3.60) ile gösterilen dinamik denklem aşağıdaki durum uzayı gösteriminde birleştirilebilir.

$$\dot{x}=\begin{bmatrix}\dot{q}\\ \dot{v}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}Sv\\ -\bar{M}^{-1}\bar{C}v\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ K_1\bar{M}^{-1}\bar{B}\end{bmatrix}u+\begin{bmatrix}0\\ -\bar{M}^{-1}(\bar{F}(\dot{q})+\bar{\tau}_d\end{bmatrix} \tag{3.62}$$

Burada $x\in R^{(2n-m)}$ durum vektörüdür. Bu gösterim yörünge takip problemini çözmek için uygulanan diferansiyel geometrik kontrol teorisini bize gösterir.

Özellik 2: $\bar{M}(q)$ simetrik ve pozitif kesin bir matristir ve alttan ve üstten aşağıdaki gibi sınırlıdır.

$$m_1 \le \|M(q)\| \le m_2.$$

Burada $\bar{m}_1$ ve $\bar{m}_2$ pozitif skaler sabittir.

Yorum 2: Türetilen dinamik modelde nakliye tekerleği dinamiği, indirgenmiş karmaşık modelde ihmal edilir. Bununla birlikte, bu varsayım WMR sistemi belirsizliği bazı kaynaklarda vurgulanmıştır.

Yorum 3: Parametre belirsizliklerine, kütle, eylemsizlik momenti ve eyleyici parametreleri gibi WMR parametrelerinin doğru olmayan ölçümlerinin sebep olduğu varsayılır. Bazı parametreler zaman değişkenli olabilir. Örnek olarak, WMR şasesine

bazı parametreler yüklenip yüklenmemesine göre eylemsizlik momenti ve kütle değişebilir. Parametrik olmayan belirsizliklere, tekerlek kayması, robot tekerlekleri ile bağlantılı dinamik sürtünme ve vizkos, şiddetli tepki gibi dinamik sistemin mükemmel olmayan, WMR aracının nakil tekerleği gibi sistemin modellenmemiş dinamikleri sebep olabilir. Bununla birlikte, tekerlek kayması yüzünden kinematik düzensizlik, denetleyici tasarımında parametrik olmayan belirsizlikler gibi düşünülmez.

3.6.2 Denetleyici Tasarımı

(3.62) ile verilen yörünge takip kontrol kanunu denklemi WMR sistemi için uyarlamalı geri besleme doğrusallaştırılmasına dayalı olarak tasarlanılabilir. Denklem (3.62) ile gösterilen sistem, aşağıdaki ilgili MIMO doğrusal olmayan modeli gibi özetlenilebilir.

$$\dot{x} = f(x) + q(x,\theta) + \sum_{i=1}^{n-m} g_i(x,\theta)u_i + \xi(x,t) \tag{3.63}$$

Burada $x \in R^n$ ve $f(x), q(x,\theta), g_i(x,\theta)$ ve $\xi(x,t)$, $g(0,\theta) \neq \alpha$ ile R^n üzerinde düzgün vektör alanlarıdır.

Yorum 4: Denklem (3.62) WMRs dinamiklerine dayanır. Aşağıdaki gibi sonuçlar özetlenebilir.

1. Sistem kontrol edilebilir ve $X_e = 0$ denge noktasında Lyapunov olarak kararlı olur, fakat bir mükemmel (smooth) durum geri döngüsü ile asimtotik olarak kararlı olmayabilir.
2. Gezgin robot ileri hareket ettiğinde, WMRs aracının iç dinamiği kararlıdır, fakat geri hareket ettiğinde dengesizdir.
3. Eğer en az bir kısıtla holonomik değil ise, WMR sistemi giriş-durumu doğrusallaştırılamadığı gösterilebilir. Fakat çıkış denklemlerinin uygun bir grubu seçilirse, giriş-çıkış doğrusallaşması olabilir.
4. Sistemin en büyük geri besleme doğrusallaştırma alt sistemi $2(n-m)$ boyutuna sahiptir ve her çıkışa göre sistemin göreceli derecesi 2 olur.

Çıkış denklemleri pozisyon durum değişkenlerinin (q) fonksiyonudur. WMRs sisteminin serbest derece sayısı $n-m$ boyutludur, biz $n-m$ kadar bağımsız pozisyon çıkış denklemine sahibiz.

$$y = h(x) = \left[h_1(q), \quad \ldots \quad h_{n-m}(q)\right]^T \tag{3.64}$$

$$y_r(t) = h(q_r(t)) \tag{3.65}$$

Tanım 1: Düzgün sınırlı referans yörüngesi $y_r(t) = h(q_r(t))$ olarak verilmiştir. Bu yörünge bir referans gezgin robot tarafından üretilir ve $A(q_r)\dot{q}_r = 0$ hız kısıtlarının q_r sağlandığı farz edilir. Birleştirilen kinematik ve dinamik kontrol problemi, (3.62) ve (3.64) sistemleri için geri beslemeli bir kontrol tasarlamak içindir, böylece aşağıdaki ifade sağlanır.

$$\lim_{t\to\infty}(y(t) - y_r(t)) = 0 \tag{3.66}$$

Elde edilen bir doğrusal giriş-çıkış bağıntısının basit yaklaşımı için çıkışların tekrarlı olarak diferansiyeli alınabilir. Onlar açıkça girişlere bağlıdır. Türevi alınarak (3.67) elde edilir.

$$\dot{y}_j = L_f h_j + L_q h_j + L_\xi h_j + \sum_{i=1}^{n-m}(L_{g_i})h_j)u_i = J_{h_j} Sv, j = 1,2,\ldots,n-m \tag{3.67}$$

Bu denklemler eyleyici girişlerine bağlı değildir. Tekrar diferansiyeli alınarak denklem (3.68) elde edilir.

$$\begin{aligned}\ddot{y}_j = {} & L_f^2 h_j + L_f L_q h_j + L_f L_\xi h_j + L_q L_f h_j + L_q^2 h_j + L_q L_\xi h_j + L_\xi L_f h_j + L_\xi L_q h_j \\ & + L_\xi^2 h_j + \Big(\sum_{i=1}^{n-m} L_{g_i}(L_f h_j)u_i + \sum_{i=1}^{n-m} L_{g_i}(L_q h_j)u_i + \sum_{i=1}^{n-m} L_{g_i}(L_\xi h_j)u_i\Big)\end{aligned} \tag{3.68}$$

Burada $L_{g_i}(L_f h_j) \neq 0$ açıktır. Sonra, bazı basitleştirmeler ile denklem (3.68) tüm sistemler için tekrar yazılabilir.

$$\ddot{y} = L_f^2 h(x) + L_q L_f h(x) + L_\xi L_f h(x) + L_g L_f h(x) u \tag{3.69}$$

Burada $L_g L_f h(x) = D(x)$ dekuplaj (bağlaşımı koparma, ayrıştırma) (decoupling) matrisi olarak tanımlanabilir.

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f h_1 & \cdots & L_{g_{n-m}} L_f h_1 \\ \vdots & & \vdots \\ L_{g_1} L_f h_{n-m} & \cdots & L_{g_{n-m}} L_f h_{n-m} \end{bmatrix} \tag{3.70}$$

$\det(D(x) \neq 0)$, varsayılan koşulu ile , (3.63) ile verilen sistem giriş-çıkış doğrusallaştırılması yerine getirilir. Aşağıda doğrusal olmayan geri besleme verilmiştir:

$$u = D^{-1}(x)(\eta - L_f^2 h(x) - L_q L_f h(x)) \tag{3.71}$$

Aşağıdaki gibi $n-m$ boyutlu çift integratör ile WMR sistemi doğrusallaştırılarak, ayrıştırılır.

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \\ \vdots \\ \ddot{y}_{n-m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \vdots \\ \eta_{n-m} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_\xi L_f h_1 \\ L_\xi L_f h_2 \\ \vdots \\ L_\xi L_f h_{n-m} \end{bmatrix} \tag{3.72}$$

Burada $\eta_j, j = 1,2,...,n-m$ ile yeni dış girişler gösterilir. WMRs aracında p belirsiz parametreleri olduğunu, parametrik olmayan belirsizliklerin yani $L_\xi L_f h(x) = 0$ olmadığı kabul edilir. Teorem 1 aşağıdaki Ön kuram ve kabullenmelere dayanarak parametrik belirsizliklerin mevcudiyetinde WMRs aracının birleşik kinematik ve dinamik takip kontrol problemini çözmeyi gösterir.

Varsayım 1: Bütün durumların ölçümü, yani $x = [q^T, v^T]^T$, gerçek zamanda mümkündür.

Varsayım 2: Ön hızları, yani $v(t) = [v_1(t),..., v_{n-m}(t)]^T$ bütün zamanlar için sınırlıdır.

Ön kuram 1: Eğer $f(t) \in L_2$ ve $\dot{f}(t) \in L_\infty$ ise, $f(t): R^+ \to R$ bir diferansiyeli alınabilir fonksiyonu verir. O zaman $t \to \infty$ için $f(t)$ sıfıra gider. Burada L_∞ sınırlı fonksiyon grubunu ifade eder ve L_2 kare integrali alınabilen fonksiyon setini ifade eder.

Teorem 1: Referans yörünge $y_r(t)$ $t>0$ bütün zamanlar için sınırlı seçilmelidir ve Varsayım 1 ve 2 altında aşağıdaki uyarlamalı takip denetleyici kapalı döngü sisteminde sınırlılığı garanti edilir ve takip hatası $e(t) = y(t) - y_r(t)$, $t \to \infty$'a giderken sıfıra yaklaşır.

$$u = \hat{D}^{-1}(x)(\eta - L_f^2 h - L_q \hat{L}_f h)$$

$$\eta = \ddot{y}_r + \beta_1(\dot{y}_r - \dot{y}) + \beta_2(y_r - y)$$

$$\dot{\hat{\theta}} = \Gamma W^T E_1 \tag{3.73}$$

Burada $W \in R^{(n-m)xp}$ regresyon matrisidir, $E_1 \in R^{n-m}$ filtrelenmiş hata sinyallerinin bir vektörüdür ve $\Gamma \in R^{xxp}$ bir uyarlamalı kazanç için simetrik ve pozitif kesin matristir. $\beta_1 \in R^{(n-m)x(n-m)}$ ve $\beta_2 \in R^{(n-m)x(n-m)}$ diagonal matristir; ki sırasıyla tüm sistem için doğrusal kontrol kanununun türev ve oransal kazancını ifade eder.

Kanıt: Kesinlik denklem prensibine göre dekuplaj (bağlaşım önleme) kontrol kanununda (3.71) $D(x)$ ve $L_q \hat{L}_f h(x)$ tahminleri yerleştirilir.

$$u = \hat{D}^{-1}(x)(\eta - L_f^2 h - L_q \hat{L}_f h) \tag{3.74}$$

Burada

$$\hat{D}(x) = L_{\hat{g}} L_f h(x), \quad L_q \hat{L}_f h = L_{\hat{q}} \hat{L}_f h \tag{3.75}$$

(3.69) denklemine (3.74) yerleştirilerek, (3.76) denklemi elde edilir.

$$\ddot{y} = L_f^2 h(x) + L_q L_f h(x) + D(x)\hat{D}^{-1}(x)(\eta - L_f^2 h - L_q \hat{L}_f h) \tag{3.76}$$

Bazı yönlendirmelerden sonra, denklem (3.76) aşağıdaki formda kolaylıkla yazılabilir.

$$\ddot{y} = \eta + L_q \tilde{L}_f h(x) + \tilde{D}(x)\hat{D}^{-1}(x)(\eta - L_f^2 h - L_q \hat{L}_f h) \tag{3.77}$$

Burada

$$L_q \tilde{L}_f h(x) = L_q L_f h(x) - L_q \hat{L}_f h(x), \;\; \tilde{D}(x) = D(x) - \hat{D}(x) \tag{3.78}$$

O zaman, denklem (3.77) aşağıdaki parametrik model form kolayca türetilebilir.

$$\ddot{y} = \eta + W\tilde{\theta} \tag{3.79}$$

Burada $\tilde{\theta} = \left[\tilde{\theta}_1, \;\; \tilde{\theta}_2, \;\; \ldots \;\; , \tilde{\theta}_p\right]^T$ parametre tahmin hataları vektörüdür ve regresyon matrisi $W \in R^{(n-m)xp}$ matrisidir ki, sınırlı farz edilerek zaman tanımlı fonksiyonu oluşturur. Artık uyarlamalı kanun SPR–Lyapunov tasarım yaklaşımı ile türetilebilir. (3.79) denkleminin j'ninci alt sistemi için η_j dış kontrol girişi, dış döngüde $y_{jr}(t)$ istenilen çıkış takibi, η_j j'ninci çıkış olarak seçilebilir.

$$\eta_j = \ddot{y}_{jr} + \beta_{1j}(\dot{y}_{jr} - \dot{y}_j) + \beta_{2j}(y_{jr} - y_j), \;\; j = 1,2,...,n-m \tag{3.80}$$

Aşağıdaki gibi hata denklemi elde edilir:

$$\ddot{e}_j + \beta_{1j}\dot{e}_j + \beta_{2j}e_j = W_j\tilde{\theta} \tag{3.81}$$

Burada $W_j = [W_{j1}, W_{j2}, ..., W_{jp}]$ regresyon matrisinin j'ninci satırıdır. Uyarlamanın amacı, j'ninci çıkış için aşağıdaki filtrelenmiş hata sinyali kullanılır.

$$\varepsilon_j = \dot{e}_j + \alpha_j' e_j \tag{3.82}$$

$\dot{e}_j = \dot{y}_j - \dot{y}_{jr}$ (3.67) denklemi ele alınarak ölçülen koşulların fonksiyonu olduğundan, ε_j fonksiyonunun mümkün olduğu anlaşılır

α' parametresi seçildiğinde, aşağıdaki transfer fonksiyonu Kesin Pozitif Gerçek (SPR) olur.

$$T_j(s) = \frac{s + \alpha'_j}{s^2 + \beta_{1j} s + \beta_{2j}} \tag{3.83}$$

Bu $\mathrm{Re}(T_j(jw)) > 0$ ve $T_j(s)$ kapalı sağ yarı düzlemde analitiktir. Pozitif gerçek ön kuramına göre, P_j ve Q_j pozitif kesin olan matrisler mevcuttur.

$$A_j^T P_j + P_j A_j = -Q_j,$$
$$P_j B_j = C_j^T \tag{3.84}$$

Burada A_j, B_j ve C_j matrisleri aşağıdaki formda, (3.81) ve (3.82) denklemleri minimal durum uzay realizasyonu ile tanımlanır.

$$\dot{X}_j = A_j X_j + B_j W_j \tilde{\theta}$$
$$\varepsilon_j = C_j X_j \tag{3.85}$$

Burada $X_j = [e_j, \dot{e}_j]^T$ durum değişkenleridir ve

$$A_j = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\beta_{2j} & -\beta_{1j} \end{bmatrix},\ B_j = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix},\ C_j = \begin{bmatrix} \alpha'_j & 1 \end{bmatrix} \tag{3.86}$$

Sonuç olarak tüm sistem hata denklemi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\dot{X} = A'X + B'W\tilde{\theta}$$
$$E_1 = C'X \tag{3.87}$$

Burada $A' \in R^{2(n-m)x2(n-m)}$, $B' \in R^{2(n-m)x(n-m)}$ ve $C' \in R^{(n-m)x2(n-m)}$ blok diyagonal matrisleridir.

$$A' = diag(A'_1, A'_2, ..., A'_{n-m}),\ B' = diag(B'_1, B'_2, ..., B'_{n-m}),$$
$$C' = diag(C'_1, C'_2, ..., C'_{n-m}). \tag{3.88}$$

Ve $X = [X_1^T, X_2^T, ..., X_{n-m}^T]^T$ (3.84)

Lyapunov denklemi, aşağıdaki gibi tüm sistem için yazılabilir.

$$(A')^T P + PA' = -Q,$$

$$PB' = (C')^T \tag{3.89}$$

Burada

$$P = diag(P_1, P_2, ..., P_{n-m}),\ Q = diag(Q_1, Q_2, ..., Q_{n-m}) \tag{3.90}$$

Şimdi, uyarlama kanununu tanımlamak için aşağıdaki Lyapunov kanunu tanımlanabilir.

$$V(X, \tilde{\theta}) = X^T PX + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} \tag{3.91}$$

Elde edilen fonksiyonun zamana göre türevi alınarak ve (3.87) ve (3.89) uygulanarak biz aşağıdaki denklemi yazabiliriz.

$$\dot{V}(X, \tilde{\theta}) = -XQX + 2\tilde{\theta}^T (W^T E_1 + \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}) \tag{3.92}$$

(3.88) denklemini aşağıdaki gibi seçebiliriz.

$$\dot{\tilde{\theta}} = -\Gamma W^T E_1 \tag{3.93}$$

Lyapunov fonksiyonunun türevini negatif kesin temin edebiliriz. θ sabit bir parametre olduğunda, $\dot{\tilde{\theta}} = -\dot{\hat{\theta}}$ ve (3.73) denklemindeki uyarlamalı kanun kolayca elde edilir. Sonuç olarak da (3.94) elde edilir.

$$\dot{V}(X, \tilde{\theta}) = -X^T QX \le -\lambda_{\min}(Q) \|X\|^2 \tag{3.94}$$

Bu Lyapunov sayesinde ve $X \in L_3$ anlamındadır, Biz $X, \tilde{\theta} \in L_\infty$ alırız. Bu yüzden $E_1 = C'X \in L_2$ ve $E_1 \in L_\infty$ demektir. Uyarlama kanununu düşünerek, $\| \dot{\hat{\theta}} \| \le \| \Gamma \| \| W^T \| \| E_1 \|$ sahibiz ki, $E_1 \in L_2$ ve $W \in L_\infty$ ile birlikte $\dot{\hat{\theta}} \in L_2$ ifade edilir. $X, \tilde{\theta} \in L_\infty$ olduğu için, $\dot{X} = A'X + B'W\tilde{\theta} \in L_\infty$ ve $E_1 = C'X \in L_\infty$ olur. Sonuç olarak Ön kuram1 ile $E_1, \dot{E}_1 \in L_\infty$ ve $E_1 \in L_2$ olduğundan, $t \to \infty$ giderken $E_1 \to 0$ ile sonuçlanır ki, $t \to \infty$

giderken $\widehat{\theta} \to 0$ olması gerekir. Bu sonuç gösterir ki, takip hataları e_j ve $\dot{e}_j$ asimtotik olarak kararlıdır. Bununla birlikte bu analizden, parametre tahmin hatası sınırlı kalır.

Yorum 5: Eğer $W \in L_\infty$ ise, benzer uyarlamalı şema, sınırlandırılmamış regresyon matrisi ile normalizasyon teknikleri kullanılarak türetilebilir.

Yorum 6: T_0 uzunluğundaki herhangi bir zaman aralığında sağlanan PE (Persistency of Excitation) koşulları, parametre hatası eksponansiyel olarak hızla sıfıra yaklaştığından, literatürde standarttır.

$$\alpha_u I \le \int_t^{t+T_0} W(\tau)^T W(\tau) d\tau \le \beta_u I \tag{3.95}$$

Burada α_u uyarma seviyesidir ve $\beta_u > 0$ bir sabit parametredir.

Yorum 7: (3.73) denkleminde kontrol kanunundaki ayrıştırma matrisinin determinantı, $\widehat{\theta}$ hata parametrelerinin bazılarını içerir. Burada, bu parametrelerin ön sınırları ayrıştırma matrisinin tekil olmaması için yeterlidir. Bu amaç için birçok teknik mevcuttur. Bu yorum, kabul 1 ve kabul 2'de $W \in L_\infty$ ifadesini gerektirir.

3.6.3 Tasarım Örneği

WMR (2,0) Tipi Uygulamaları

Genelleştirilmiş koordinat vektörü, $q = [x_0, y_0, \phi]$ olarak seçilmişse, bir hız kesiti $\dot{y}_0 \cos\phi - \dot{x}_0 \sin\phi = 0$ olarak elde edilir. WMR aracının doğrusal ve açısal hızlarını $v(t) = \begin{bmatrix} v(t) & w(t) \end{bmatrix}^T$ olarak tanımlarız.

Daha sonra aşağıdaki kinematik ve dinamik matrisler elde edilir.

$$S(q) = \begin{bmatrix} \cos\phi & 0 \\ \sin\phi & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \bar{M} = \begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \bar{C} = \begin{bmatrix} \frac{2K_2}{r^2} & m_c d\dot{\phi} \\ -m_c d\dot{\phi} & \frac{2b^2 K_2}{r^2} \end{bmatrix} \text{ ve } X = \begin{bmatrix} \frac{1}{r} & \frac{b}{r} \\ \frac{1}{r} & -\frac{b}{r} \end{bmatrix} \tag{3.96}$$

Burada $\mathrm{m} = m_c + 2m_w$, $I = I_c + 2I_m + m_c d^2 + 2m_w b^2$, ve $\overline{B} = X^T$ olarak alınmıştır. O zaman, (3.61) ve (3.62) denklemine yerleştirilir ve aşağıdaki yeni belirsiz parametreler tanımlanır.

$$\theta_1 = \frac{2K_2}{\mathrm{m}r^2}, \quad \theta_2 = \frac{m_c d}{\mathrm{m}}, \quad \theta_3 = \frac{m_c d}{I}, \quad \theta_4 = \frac{2b^2 K_2}{Ir^2},$$

$$\theta_5 = \frac{K_1}{\mathrm{m}r} \text{ ve } \theta_6 = \frac{K_1 b}{Ir}, \tag{3.97}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} Sv \\ 0 \end{bmatrix}, \quad q(x,\theta) = \begin{bmatrix} 0 \\ Q(x,\theta) \end{bmatrix} \text{ ve } g(x,\theta) = \begin{bmatrix} 0 \\ G(\theta) \end{bmatrix} \tag{3.98}$$

$$Q(x,\theta) = \begin{bmatrix} -\theta_1 v_r - \theta_2 w_r^2 \\ \theta_3 w_r v_r - \theta_4 w_r \end{bmatrix}, \quad G(\theta) = \begin{bmatrix} \theta_5 & \theta_5 \\ \theta_6 & -\theta_6 \end{bmatrix} \tag{3.99}$$

Aşağıdaki çıkış değişkenleri ileri görüşlü kontrol metoduna dayalı istenilen yörünge takibi seçilir.

$$(n-m=2): y = h(x) = \left[h_1(q), \quad h_2(q)\right]^T = \left[x_0 + l_l \cos\phi \quad y_0 + l_l \sin\phi\right]^T \tag{3.100}$$

(3.77) denkleminde $L_f^2 h(x)$, $L_q \tilde{L}_f h(x)$ ve $\tilde{D}(x)\hat{D}^{-1}(x)$ hesaplandıktan sonra aşağıdaki gibi elde edilir.

$$L_f^2 h(x) = \begin{bmatrix} \dfrac{\partial}{\partial q}(J_{h1}(q)S(q)v)S(q)v \\ \dfrac{\partial}{\partial q}(J_{h2}(q)S(q)v)S(q)v \end{bmatrix}, \tag{3.101}$$

$$\tilde{D}(x)\hat{D}^{-1}(x) = \begin{bmatrix} \tilde{\theta}_5\hat{\theta}_5^{-1}\cos^2\phi + \tilde{\theta}_6\hat{\theta}_6^{-1}\sin^2\phi & (\tilde{\theta}_5\hat{\theta}_5^{-1} - \tilde{\theta}_6\hat{\theta}_6^{-1})\cos\phi\sin\phi \\ (\tilde{\theta}_5\hat{\theta}_5^{-1} - \tilde{\theta}_6\hat{\theta}_6^{-1})\cos\phi\sin\phi & \tilde{\theta}_5\hat{\theta}_5^{-1}\sin^2\phi + \tilde{\theta}_6\hat{\theta}_6^{-1}\cos^2\phi \end{bmatrix} \tag{3.102}$$

$$L_q \tilde{L}_f h(x) = \begin{bmatrix} -\tilde{\theta}_1 v_r \cos\phi - \tilde{\theta}_2 w_r^2 \cos\phi - \tilde{\theta}_3 w_r v_r l_l \sin\phi + \tilde{\theta}_4 w_r l_l \sin\phi \\ -\tilde{\theta}_1 v_r \sin\phi - \tilde{\theta}_2 w_r^2 \sin\phi + \tilde{\theta}_3 w_r v_r l_l \cos\phi - \tilde{\theta}_4 w_r l_l \cos\phi \end{bmatrix} \tag{3.103}$$

(3.77) denkleminde regresyon matrisi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$W = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & w_{13} & w_{14} & w_{15} & w_{16} \\ w_{21} & w_{22} & w_{23} & w_{24} & w_{25} & w_{26} \end{bmatrix} \tag{3.104}$$

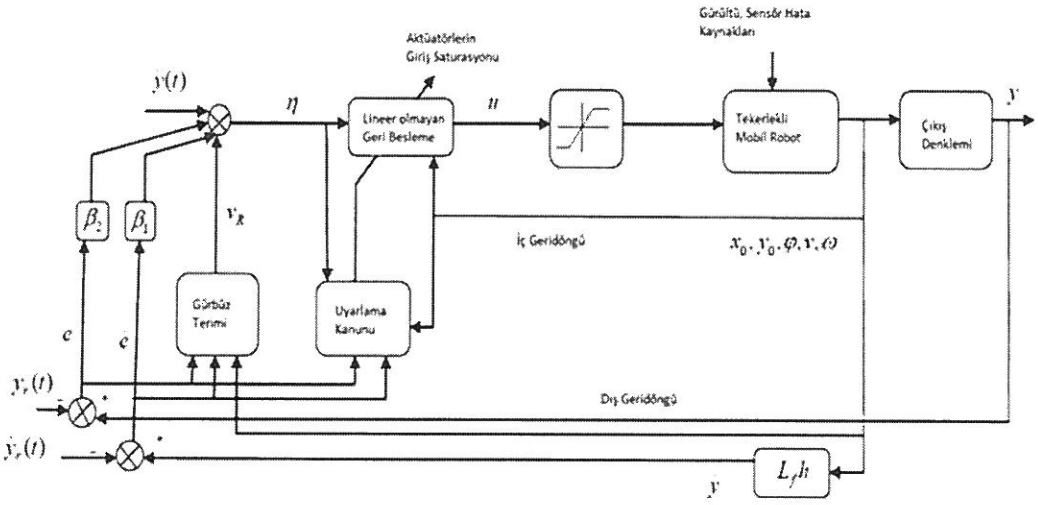
$$\begin{aligned}
w_{11} &= -v_r \cos\phi \\
w_{12} &= -w_r^2 \cos\phi \\
w_{13} &= -w_r v_r l_l \sin\phi \\
w_{14} &= w_r l_l \sin\phi \\
w_{15} &= \hat{\theta}_5^{-1}(\Phi_1 \cos^2\phi + \Phi_2 \sin\phi\cos\phi) \\
w_{16} &= \hat{\theta}_6^{-1}(\Phi_1 \sin^2\phi - \Phi_2 \sin\phi\cos\phi) \\
w_{21} &= -v_r \sin\phi \\
w_{22} &= -w_r^2 \sin\phi \\
w_{23} &= w_r v_r l_l \cos\phi \\
w_{24} &= -w_r l_l \cos\phi \\
w_{25} &= \hat{\theta}_5^{-1}(\Phi_1 \sin\phi\cos\phi + \Phi_2 \sin^2\phi) \\
w_{26} &= \hat{\theta}_6^{-1}(-\Phi_1 \sin\phi\cos\phi + \Phi_2 \cos^2\phi)
\end{aligned} \tag{3.105}$$

Burada

$$\Phi_1 = \eta_1 - \frac{\partial}{\partial q}(J_{h1} Sv) Sv - w_{11}\hat{\theta}_1 - w_{12}\hat{\theta}_2 - w_{13}\hat{\theta}_3 - w_{14}\hat{\theta}_4$$

$$\Phi_2 = \eta_2 - \frac{\partial}{\partial q}(J_{h2}Sv)Sv - w_{21}\hat{\theta}_1 - w_{22}\hat{\theta}_2 - w_{23}\hat{\theta}_3 - w_{24}\hat{\theta}_4 \qquad (3.106)$$

Şekil 3.5 ile yörünge takibi için uyarlamalı geri beslemeli doğrusallaştırmalı kontrol sistemi blok diyagramı gösterilmiştir. Çıkış değerleri doğrusallaştırılmış, hata miktarları alınmış ve geri besleme sistemi kullanılarak sisteme uygulanmıştır. Uyarlama kanunu, ve geri besleme sistemleri gibi sistemler kullanılarak kontrol girdisi elde edilmiştir. Kontrol kanunu bazı değerler arasında sınırlandırılarak, robot sistemine aktarılmıştır. Bu veriler kullanılarak çıkış denklemleri elde edilir.



Şekil 3.5 Yörünge Takibi için Uyarlamalı Geri Beslemeli Doğrusallaştırmalı Kontrol Sistemi

3.6.4 Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, bazı bilgisayar benzetim çalışmaları parametrik ve parametrik olmayan belirsizlikler altında önerilen denetleyicinin gürbüz ve takip performansı gösterilir. WMR parametreleri gerçek dünya gezgin robot ile eşleştirilerek seçilebilir ve Gaussian beyaz gürültüsü simule edilen bir lokalizasyon sisteminde durumlara eklenir. Bütün benzetim çalışmaları 20 ms zaman aralığında Euler yaklaşımına dayalı olarak uygulanır. WMR aracının gerçek fiziksel parametreleri ve kontrol parametreleri aşağıdaki gibi listelenmiştir. $r = 0.15m$, $b = 0.75m$, $d = 0.3m$, $l_l = 0.1m$, $m_c = 36kg$,

$m_w = 1kg$, $I_m = 0.0025kg.m^2$, $I_c = 15.625kg.m^2$. Örnekleme zamanı $dt = 0.02s$, $K_1 = 7.2$ ve $K_2 = 2.59$. (3.97) denkleminde yeni parametrelerin gerçek değerleri $\theta = [6.06,\ 0.284,\ 0.54,\ 6.48,\ 1.26,\ 1.8]^T$ olarak hesaplanır. Bir mükemmel navigasyon sağlamak için (3.83) denkleminin transfer fonksiyonu için gösterilen SPR şartları sağlanan $\alpha_j = \beta_{2j} / \beta_{1j}$ ile birlikte olan bir kritik olarak sönümlü sistem oransal-türev denetleyici (3.80) denkleminde $\beta_{2j} = 1$ ile $\beta_{1j} = 2\sqrt{\beta_{2j}}$ alınarak seçilebilir. Üstelik ileri-görüşlü uzaklık l_l yaklaşık seçilebilir. l_l parametresi, ayrıştırma matrisinin determinantında görüldüğünde, l_l uzunluğunun küçük değerleri büyük kontrol sinyallerinin sonucu olmalıdır. l_l uzunluğunun büyük değerleri zayıf takip performansına yol açabilir.

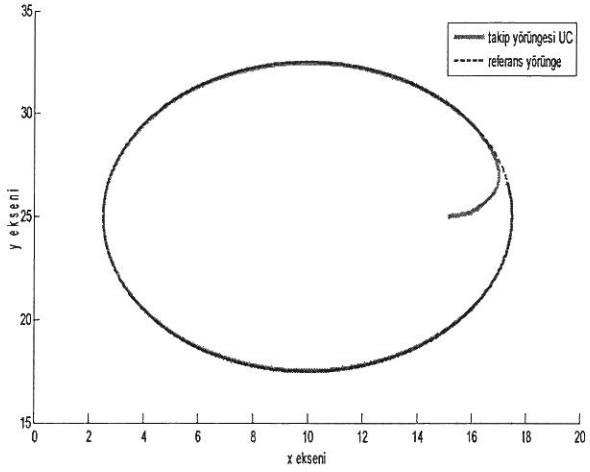
İlk benzetim çalışmasında, uyarlamalı takip denetleyiciyi yalnız belirsiz parametreler için test edilir. WMR parametreleri hakkında hiçbir bilgi yoktur. Simülasyon için, düzgün istenilen yörünge aşağıdaki gibi seçilir.

$$x_r(t) = x_g + R\cos(w_r t)$$
$$y_r(t) = y_g + R\cos(w_r t) \qquad (3.107)$$

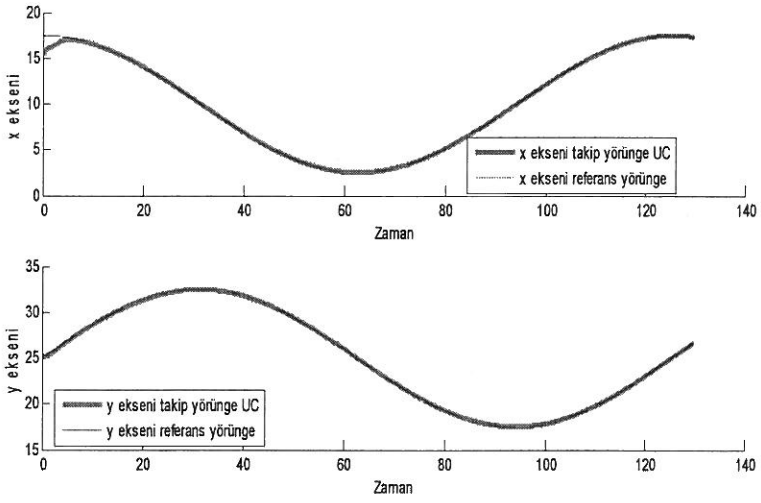
Burada $(x_g, y_g) = (10m, 25m)$ ve $R = 7.5m$ sırasıyla çembersel yörüngenin çapı ve merkezidir, $w_r = 0.05$ olarak alınabilir. w_r sıfırdan uzaklaştığında ve denetleyici performansı azaldığında w_r küçük seçilmelidir. WMR aracının başlangıç pozisyonları ve yönü, WMR aracının tahmin parametrelerinin başlangıç değerleri ve uyarlama kazancı aşağıdaki gibi seçilebilir.

$$x(0) = [15, 25, 0, 0, 0]^T$$
$$\hat{\theta}(0) = [1,1,1,1,1,1]^T$$
$$\Gamma = diag([10,5,10,10,1,10]) \qquad (3.108)$$

Şekil 3.6 uyarlamalı denetleyici ve bir uyarlamalı olmayan geri beslemeli doğrusallaştırılmış denetleyici için istenilen yörüngelerle WMR yörüngelerini gösterir. Görüldüğü gibi, parametrik belirsizlikler, doğrusal olmayan dinamikler tam olarak iptal edilemediğinden uyarlamalı olmayan geri besleme doğrusallaştırma denetleyicinin takip performansında istenilmeyen etkiler olarak görülür. Şekil 3.7 ile gösterilen tahmin edilen parametreler sınırlıdır.

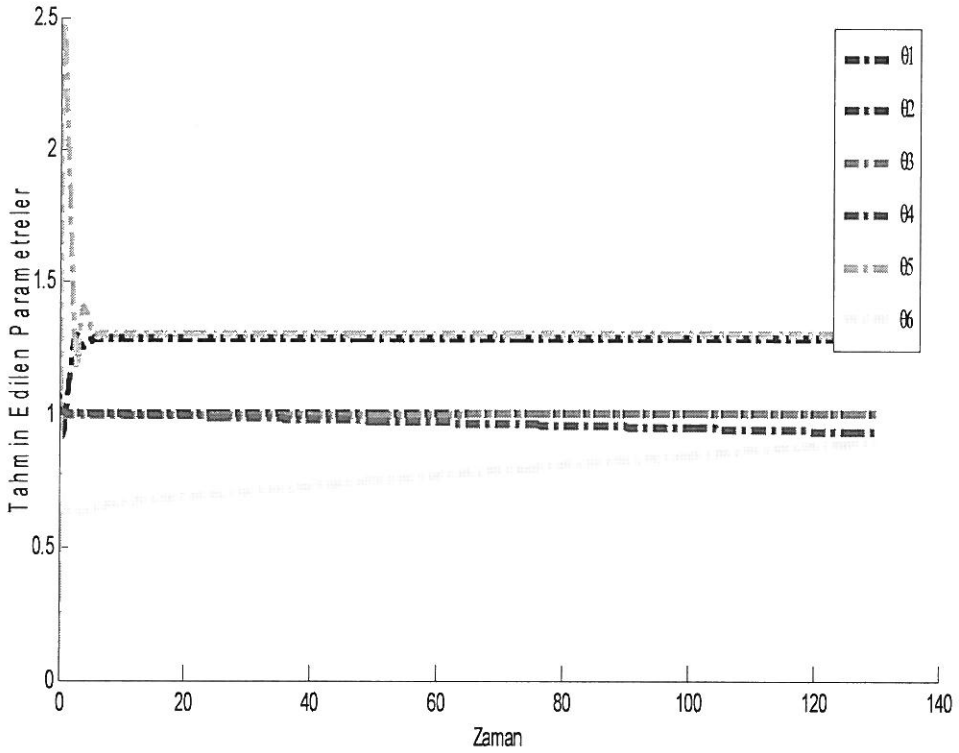


(a)



(b)

Şekil 3.6 Uyarlamalı denetleyici için WMRs yörüngeleri (kesintisiz çizgi) ve parametre belirsizlikleri mevcut iken uyarlamalı denetleyici (kısa çizgi-noktadan oluşan çizgi) a) y-ekseni x-eksenine göre b) x-ekseni zamana göre, y ekseni zamana göre



Şekil 3.7 Tahmin edilen WMR parametreleri

İkinci benzetim çalışmasında, düzenlenen uyarlamalı takip denetleyiciyi hem parametrik hem de parametrik olmayan belirsizlikler için test edilir. WMR aracının gerçek fiziksel parametreleri aşağıdaki gibi listelenir. $r = 0.05m$, $b = 0.3m$, $d = 0.15m$, $l_l = 0.2m,$, $m_c = 10kg$, $m_w = 0.2kg$, $I_m = 0.006kg.m^2$, $I_c = 3kg.m^2$. Örnekleme zamanı $dt = 0.02s$, $K_1 = 0.261$ ve $K_2 = 0.267$. (4.87) denkleminde yeni parametrelerin gerçek değerleri $\theta = [20.52,\ 0.144,\ 0.46,\ 5.87,\ 0.5,\ 0.48]^T$ olarak hesaplanır. Düzgün istenilen 8-şekilli yörünge aşağıdaki gibi seçilebilir.

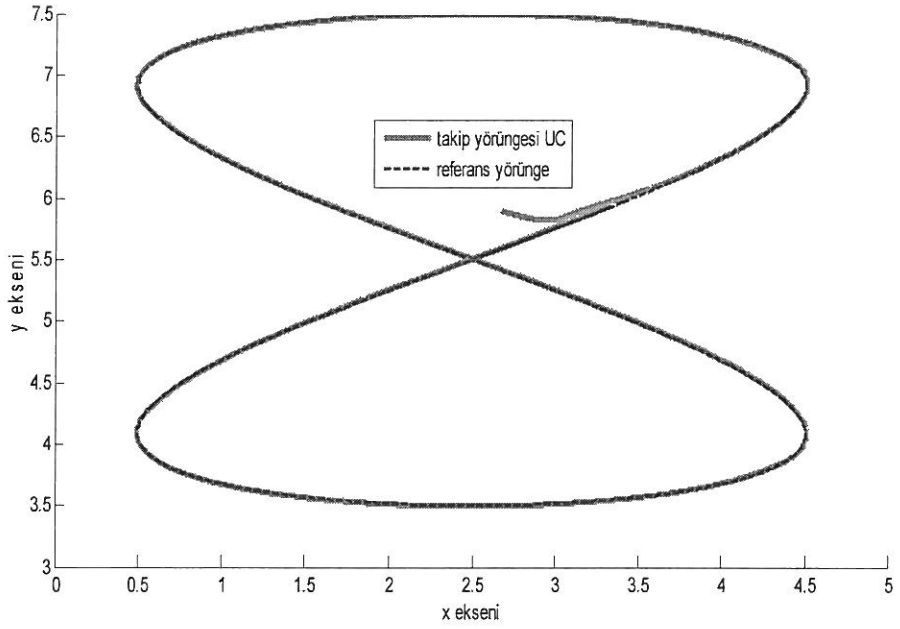
$$y_{1d}(t) = x_g + R\sin(2w_r t)$$
$$y_{2d}(t) = y_g + R\sin(w_r t) \qquad (3.109)$$

Burada $(x_g, y_g) = (2.5m, 5.5m)$ ve $R = 2m$ sırasıyla yörüngenin çapı ve merkezidir, $w_r = 0.05$ olarak alınabilir. Parametrelerin kesin olmayan değerleri $\hat{\theta}(0) = [1, \ 1, \ 1, \ 1, \ 1, \ 1]^T$ olarak ayarlanır.

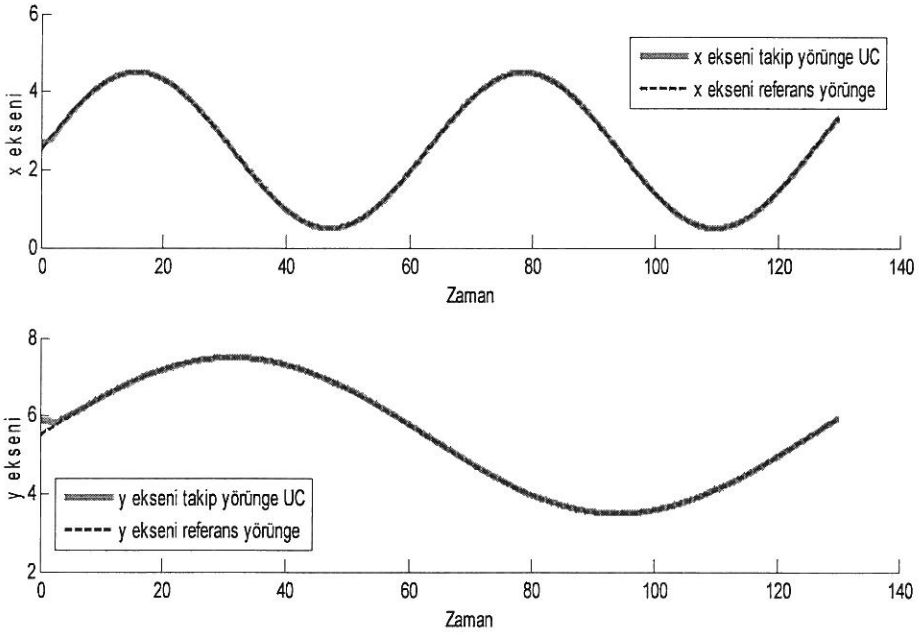
Eyleyici için kontrol sinyalleri WMR sistemi benzetim çalışmasında $|u_a| \le 24V$ ile doyuma ulaşır. Kontrol sinyalleri bu sınırı aştığında denetleyici kazancı seçilmelidir. Diğer taraftan, eyleyicinin doyum nonlineritesi, denetleyici tasarım işleminde hesaba katılır. Gezgin robotun (3.109) denklemi ile üretilen yörünge takibi, $x(0) = [2.5 \quad 6 \quad -\pi/6 \quad 0 \quad 0]$ noktasından başlar.

Şekil 3.8 uyarlamalı denetleyici ve bir uyarlamalı olmayan geri beslemeli doğrusallaştırılmış denetleyici için istenilen yörüngelerle WMR yörüngelerini gösterir. Görüldüğü gibi, parametrik belirsizlikler, doğrusal olmayan dinamikler tam olarak iptal edilemediğinden uyarlamalı olmayan geri besleme doğrusallaştırma denetleyicinin takip performansında istenilmeyen etkiler olarak görülür. Şekil 3.9 ile gösterilen tahmin edilen parametreler sınırlıdır.

Burada holonomik olmayan tekerlekli gezgin robotlar için geri beslemeli doğrusallaştırma tekniğine dayalı olarak yörünge takip denetleyiciyi tasarlandı. Önerilen denetleyici ile hem parametrik hem de parametrik olmayan belirsizlikler de, birleştirilen kinematik ve dinamik takip problemi çözülebilir. Aşağıdaki nokta kontrol kanununun tasarım işleminde düşünülür. (1) Uyarlamalı kanunundaki, parametrik belirsizlikler SPR-Lyapunov yaklaşımına dayanılarak tasarlanır. (2) Modellenmemiş dinamikler, sürtünme ve gürültü yüzünden parametrik olmayan belirsizlikler için kompanze edildiğinde uyarlamalı takip denetleyici düzenlenebilir. Eyleyici seviyesinde kontrol sinyali üretebilen kontrol kanunu tasarlanır. Teoriksel kanıtlar parametrik ve parametrik olmayan belirsizlikler altında kapalı döngü sistemini gösterir. Bütün durum değişkenlerinin ölçümü geri besleme için mümkün değildir.

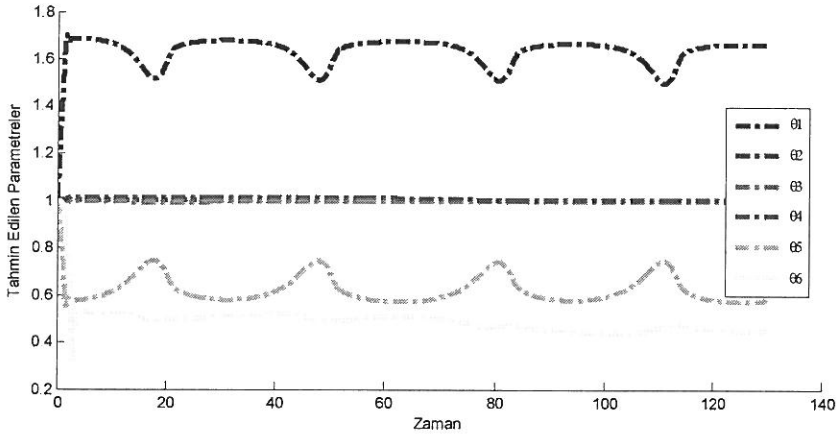


(a)



(b)

Şekil 3.8 Uyarlamalı denetleyici için WMRs yörüngeleri a) y-ekseni x-eksenine göre b) x-ekseni zamana göre, y ekseni zamana göre



Şekil 3.9 Tahmin edilen WMR parametreleri

BÖLÜM 4

GEZGİN ROBOTLAR İÇİN MODEL REFERANS UYARLAMALI KONTROL

Bu çalışmada, gezgin robotlar için model referans uyarlamalı kontrol yöntemi geliştirilmektedir. Bu yöntemde, gezgin robot modelini istenen davranışı sunan referans modele benzeştirecek uyarlama ve kontrol kuralları tanımlanmaktadır. Model referans uyarlamalı kontrol yöntemlerinde, kontrol edilecek sistemin davranışının açık olarak ifade edilmesi mümkün olmaktadır. Ancak, bu yaklaşımda uyarlama kuralının bulunması kolay değil ve süreç ile ilgili bazı bilgilere ihtiyaç duyulmaktadır.

Gezgin robotların yörünge takip kontrolü ile ilgili çalışmalar incelendiğinde, model referans uyarlamalı kontrol yaklaşımının kullanıldığı az sayıda çalışma görülmektedir. Robotun holonomik olmayan modeli, uygun uyarlama kurallarının bulunmasını güçleştirmektedir.

Bu bölümde, öncelikle gezgin robotlar için önerilmiş bir model referans uyarlamalı kontrol yaklaşımının benzetim çalışmaları yapılacaktır. Daha sonra, önerilen yöntem sunulacaktır. Önerilen kontrol yaklaşımı, iki aşamalı denetleyici içermektedir. Model referans uyarlamalı denetleyici, robotun dinamik modeli için geliştirilmekte ve dinamik kontrolü gerçekleştirilmektedir. Bu denetleyici, robotun hız kontrolünü gerçekleştirmektedir. Robotun, kartezyen uzayında kontrolünü gerçekleştirmek için robotun kinematik modeli için geliştirilmiş kinematik denetleyici, dinamik denetleyici ile kullanılmaktadır. İki denetleyicinin birlikte kullanıldığı kontrol sisteminde, benzetim çalışmaları iki farklı kinematik denetleyici için gerçekleştirilmektedir.

4.1 Gezgin Robotlar için Model Referans Uyarlamalı Kontrol Yöntemleri

4.1.1 Gezgin Robotlar için Model Referans Uyarlamalı Kontrol

Gezgin robotlar için burada ki uyarlamalı denetleyici, robotun kinematik modeli kullanılarak tasarlanmaktadır (Lages,1998). Robotun dinamik etkilerini dikkate alan, (the certainty equivalence principle) kesin denk prensiplere dayandırılan denetleyici

önerilmektedir. Bilinmeyen parametreler düzenlenmiş en küçük kareler algoritması ile tahmin edilmekte, geri besleme doğrusallaştırılması ile doğrusal olmayan özellikler önerilen denetleyici ile dikkate alınmaktadır.

4.1.2 Giriş Denklemi

Giriş vektörü, referans model ile üretilir. Daha fazla özelleştirirsek, giriş vektörü aşağıdaki gibi verilir.

$$\vartheta = [\vartheta_1 \quad \vartheta_2] \tag{4.1}$$

$$\vartheta_1 = \ddot{y}_{m1} + \alpha_{22}(\dot{y}_{m1} - \dot{x}_r) + \alpha_{11}(y_{m1} - x_r) \tag{4.2}$$

$$\vartheta_2 = \ddot{y}_{m2} + \alpha_{44}(\dot{y}_{m2} - \dot{y}_r) + \alpha_{33}(y_{m2} - y_r) \tag{4.3}$$

Aşağıdaki formda ki transfer fonksiyonu olarak tanımlanan, h denkleminin her elemanı, referans modelin çıkışlarıdır.

$$W_m(s) = \frac{\alpha_{11}}{s^2 + \alpha_{22}s + \alpha_{11}} \tag{4.4}$$

α_{11} tasarım parametreleri ile robotun dinamik davranışları şekillenir.

4.1.3 Çıkış Denklemleri

Daha önce değindiğimiz çıkış denklemlerini aşağıdaki formda yazabiliriz.

$$\ddot{y} = \vartheta + W\tilde{\theta} \tag{4.5}$$

Burada $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$ parametre tahmin hataları vektörüdür ve W, regresyon matrisidir.

Burada kullanılan (RLS) tahmin algoritması aşağıdaki maliyet fonksiyonuna dayanır.

$$J(\tilde{\theta}, e) = \int_0^t \mathrm{L}^{-1}(s) W\tilde{\theta}\tilde{\theta}^T W^T \mathrm{L}^{-1}(s) d\tau + \int_0^t ee^T d\tau \tag{4.6}$$

Burada $e(t)$ takip hata vektörü, model referans çıkış vektörü ve sistem çıkış vektörü arasındaki farkı gösterir. $W\tilde{\theta}$, parametre tahmin hatasını gösterir ve $\mathrm{L}(s)$ aşağıdaki gibi tanımlanan polinomdur.

$$\mathrm{L}(s) = s^2 + \alpha_{22}s + \alpha_{11} \tag{4.7}$$

α_{ii}, referans modelin karakteristik polinomunun katsayılarıdır. $\mathrm{L}^{-1}(s)W\tilde{\theta}$ notasyonu, $W\tilde{\theta}$ ile $\mathrm{L}^{-1}(s)$ Laplace dönüşüm tersinin konvulasyonunu ifade eder.

Parametre uyarlama kanunu sonuçları, $\hat{\theta}$ tahmin parametrelerine göre, (4.6) maliyet fonksiyonunun minimizasyonudur.

$$\dot{\tilde{\theta}} = -PW_f^T\left[I + W_f P W_f^T + W_f W_f^T\right]^{-1} W_f\tilde{\theta} - \alpha_a P X_w{}^T\left[I + X_w P X_w{}^T + X_w X_w{}^T\right]^{-1} X_w\tilde{\theta} \tag{4.8}$$

$$\dot{P} = -PW_f^T\left[I + W_f P W_f^T + W_f W_f^T\right]^{-1} W_f P \tag{4.9}$$

Burada $F(s)$ ile filtrelenen regresyon matrisidir. α_a, adaptasyon kazancıdır ve X_w, $W_m(s)$ referans modeli ile filtrelenen regresyon matrisidir.

$F(s)$ filtresi aşağıdaki şekle sahiptir.

$$F(s) = \frac{1}{(\varepsilon s + 1)^2} \tag{4.10}$$

$\varepsilon \in R^+$ ile, bir proje parametresi referans modelin zaman sabitine dayanır.

$\tilde{\theta}$ gerçek zamanda hesaplanamadığından, $W\tilde{\theta}$ ve $X_w\tilde{\theta}$ aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$W\tilde{\theta} = \ddot{e}_f + \alpha_{22}\dot{e}_f + \alpha_{11}e_f + F(s)(W\hat{\theta}) + W_f\hat{\theta} \tag{4.11}$$

ve

$$X_w\tilde{\theta} = e + \mathrm{L}^{-1}(s)(W\hat{\theta}) - (\mathrm{L}^{-1}(s)W)\hat{\theta} \tag{4.12}$$

Burada e_f, $\dot{e}_f$ ve $\ddot{e}_f$ sırasıyla $F(s)$, $sF(s)$ ve $s^2F(s)$ ile filtrelenmiş çıkış hata vektörleridir.

Kütle ve eylemsizlik momentleri (m_w, m_c, I ve I_w) bilinmediği kabul edildi. Geometrik parametrelerin bilindiği farz edilir. P_0 noktasından P_c noktasına, d uzunluğu sıfır olarak bilinir.

4.1.4 Benzetim Sonuçları

Gezgin robot için benzetim sonuçları gösterilir. Referans model aşağıdaki gibidir:

$$W_{m1}(s) = W_{m1}(s) = \frac{\alpha_{11}}{s^2 + \alpha_{22}s + \alpha_{11}} \tag{4.13}$$

$$K_1 = 2.5, K_2 = 1.8, \beta_1 = 2, \beta_2 = 1, \varepsilon = 0.2, \alpha_a = 0.2, \alpha_{11} = 1.5625, \alpha_{22} = 1.75$$

$$K_1 = 7.1, K_2 = 2.6, \beta_1 = 2, \beta_2 = 1, \varepsilon = 0.2, \alpha_a = 0.2, \alpha_{11} = 2.6, \alpha_{22} = 1.75$$

$$\alpha_{11} = 1.5625, \alpha_{22} = 1.75$$

$$\gamma = diag[10 \quad 5 \quad 10 \quad 10 \quad 1 \quad 10]$$

Tahmin edilen parametreler için başlangıç değerleri, gerçek değerlerinden 1.4 kat seçilebilir. Covariance matris $P = 100I$ ile başlatılır ve anlamsız başlangıç koşullarında bütün filtreler kullanılır. Benzetim çalışmasında örnekleme periyodu 130 ms olarak kullanıldı.

Beklenildiği gibi, bilinmeyen parametreler ayarlandığında, denetleyicinin takip performansı zamanla artar. Tahmin edilen parametreler gerçek parametrelere yaklaşır. Simülasyon parametrelerinin tahmini değerleri 1 olarak alınır.

Tahmin edilen parametreler için başlangıç değerleri, gerçek değerlerinden 1.4 kat seçilebilir. Covariance matris $P = 100I$ ile başlatılır ve anlamsız başlangıç koşullarında bütün filtreler kullanılır. Benzetim çalışmasında örnekleme periyodu 130 ms olarak kullanıldı.

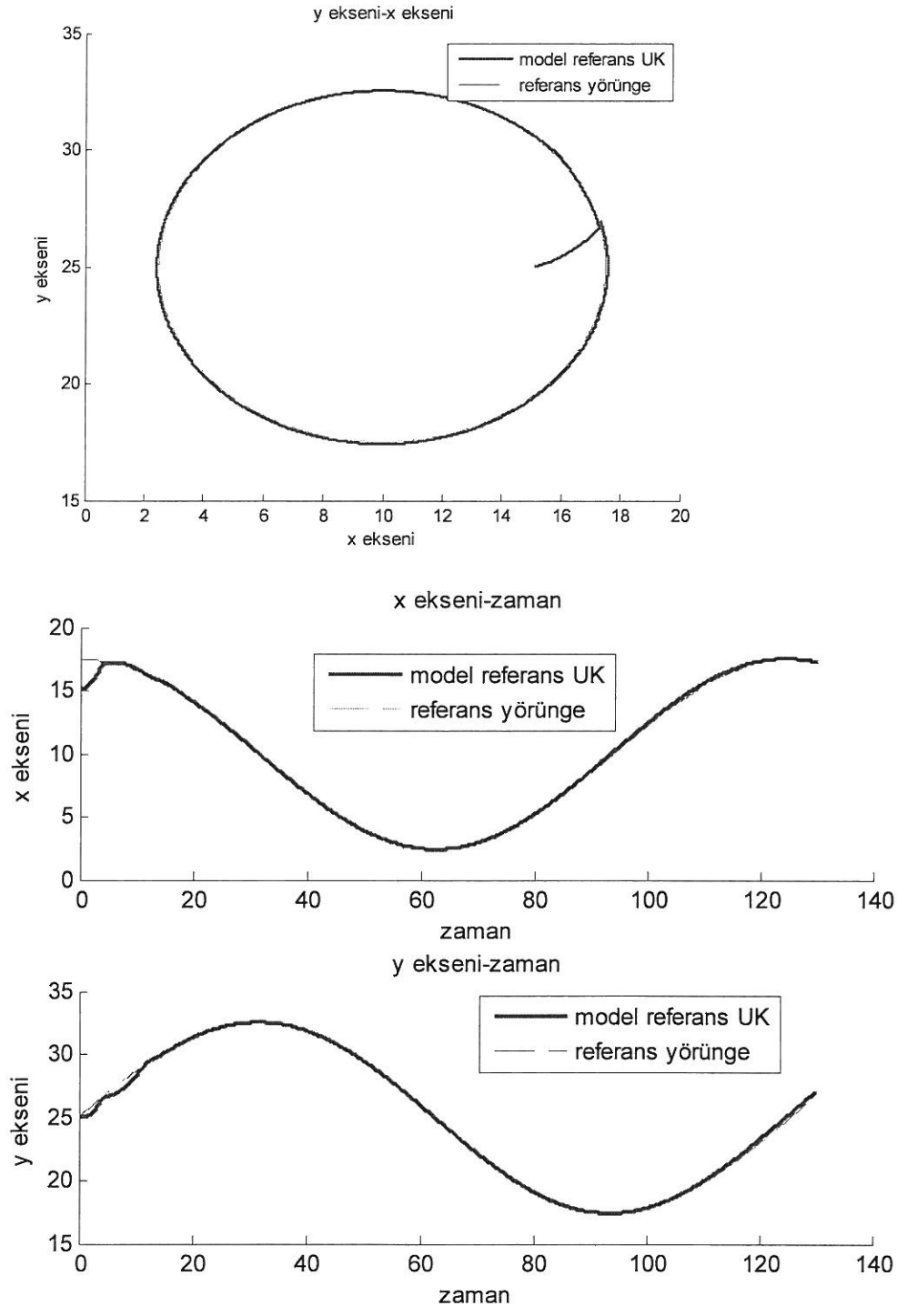
Beklenildiği gibi, bilinmeyen parametreler ayarlandığında, denetleyicinin takip performansı zamanla artar. Tahmin edilen parametreler gerçek parametrelere yaklaşır. Simülasyon parametrelerinin tahmini değerleri 1 olarak alınır.

Önerilen denetleyicinin uyarlamalı ve uyarlamasız versiyonlarının sonuçları için deneysel sonuçlar gösterilir. Bilinmeyen parametreler onların nominal değerleri ile başlatılır. Görüldüğü gibi, her iki denetleyicinin başlangıç performansları neredeyse aynıdır, fakat uyarlamalı denetleyicinin performansı ayarlanan parametreler yüzünden artar.

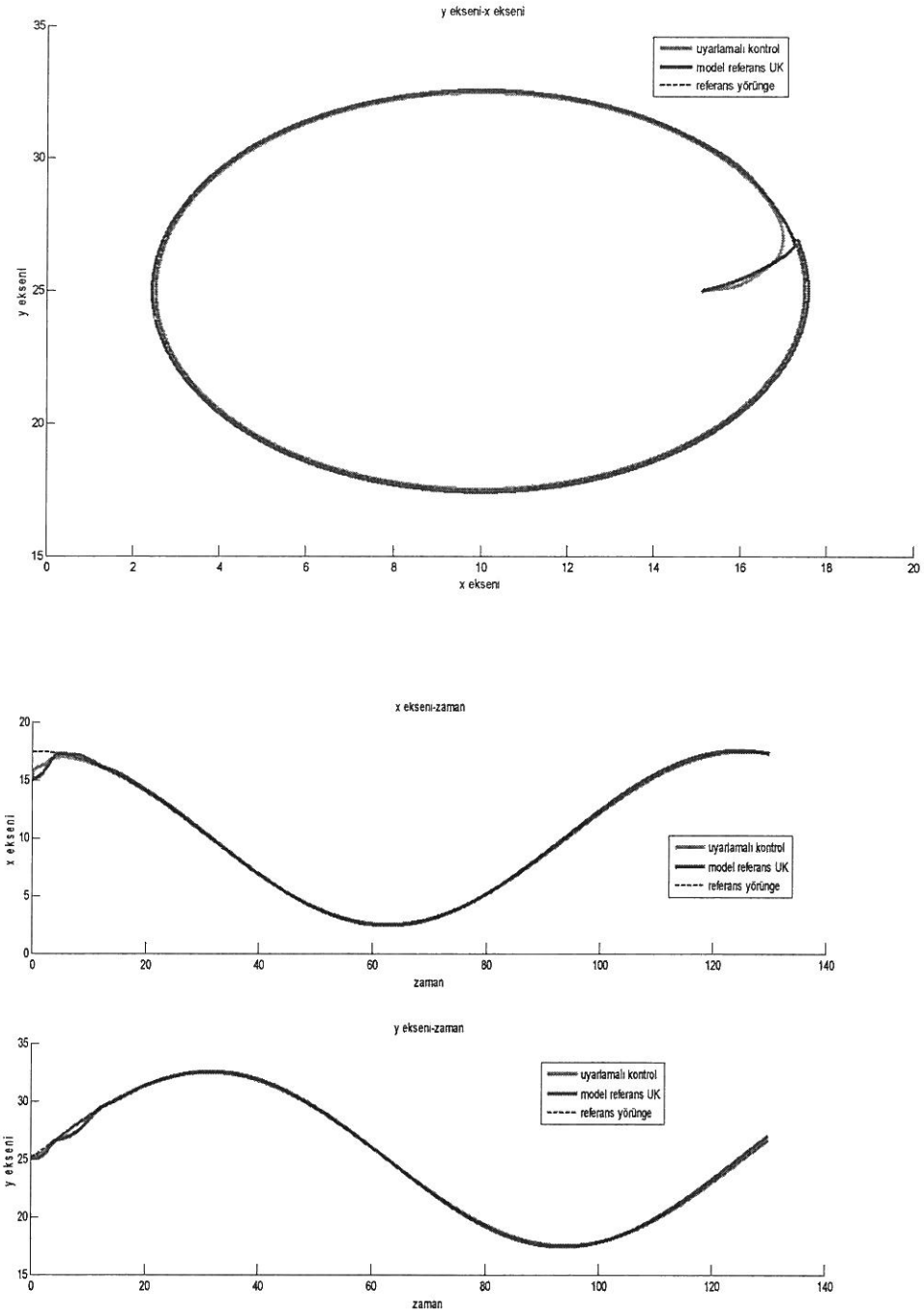
Şekil 4.1 model referans uyarlamalı kontrol uygulandığında aracın dairesel şeklinde yörüngeleri ve x eksenindeki ve y eksenindeki yörüngelerinin zamanla değişimi gösterilmiştir. Mavi çizgi ile model referans uyarlamalı kontrol gösterilirken kırmızı çizgi ile referans yörünge gösterilmiştir. Şekil 4.2 ile uyarlamalı kontrol ve model referans uyarlamalı kontrol uygulandığında aracın dairesel şeklinde yörüngeleri ve x eksenindeki ve y eksenindeki yörüngelerinin zamanla değişimi gösterilir. Şekil 4.3 ile uyarlamalı kontrol tahmin edilen parametreleri verilirken Şekil 4.4 ile model referans uyarlamalı kontrol tahmin edilen parametreleri verilir.

Bu çalışmada, robotun tam dinamik modeli kullanılarak gezgin robot denetleyici gösterildi. Küçük robotlar için dinamikler ihmal edilirken, yüksek hızlar ve büyük yük taşıması için geliştirilen büyük otomatik araçların bu etkileri denetleyici performanslarını etkiler. Dinamik model yapısı iyi bilindiğinde model parametreleri bilinen denetleyici geliştirmek için kullanılarak, ana problem önlenir. Burada bu

problem, uyarlamalı kontrol vasıtasıyla ele alınır. Önerilen denetleyicinin geçerliliği, deneysel sonuçlar ve benzetim sonuçları ile geçerlidir.

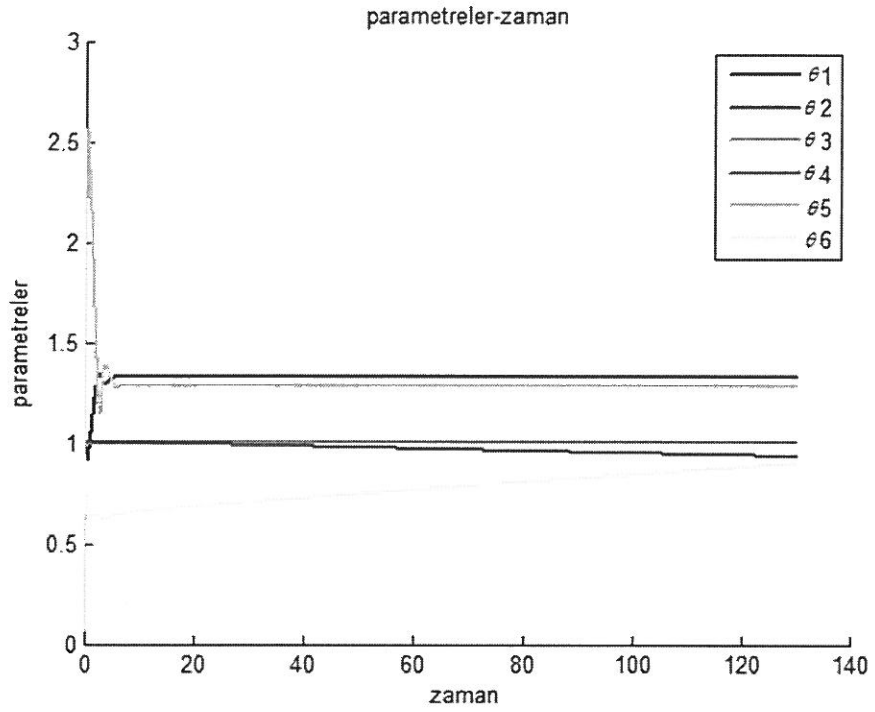


Şekil 4.1 Model referans uyarlamalı kontrol için WMR yörüngeleri a) y-ekseni x-eksenine göre b) x-ekseni zamana göre y ekseni zamana göre

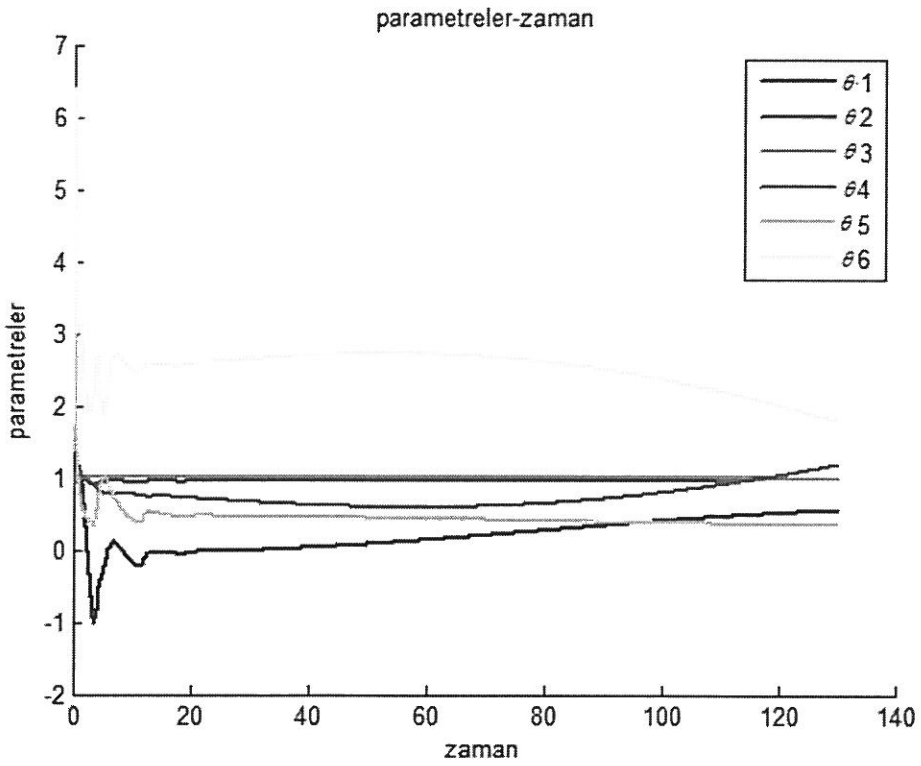


Şekil 4.2 Model referans uyarlamalı kontrol ve uyarlamalı kontrol WMR yörüngeleri

a) y-ekseni x-eksenine göre b) y-ekseni zamana göre, x-ekseni zamana göre



Şekil 4.3 Uyarlamalı kontrol için tahmin edilen parametreler



Şekil 4.4 Model referans uyarlamalı kontrol için tahmin edilen parametreler

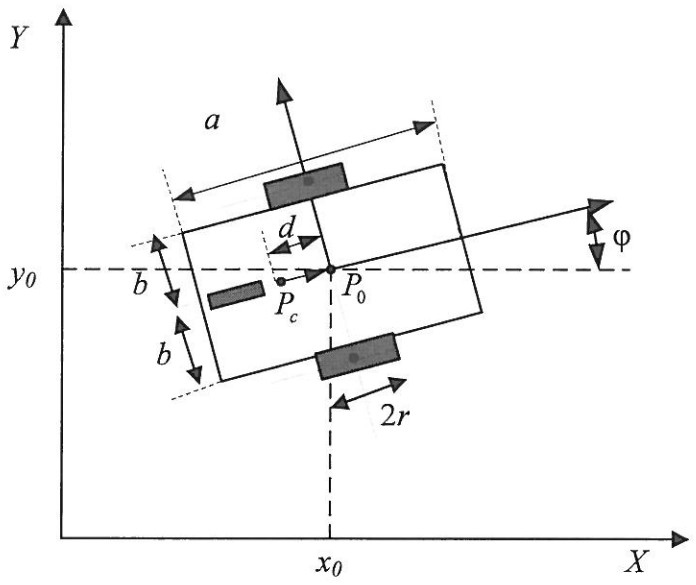
4.2 Önerilen Model Referans Uyarlamalı Kontrol Yöntemi

Malitois'e (1991) göre gezgin robotların holonomik olmayan yapısı, kontrol yapılarının geliştirilmesini zorlaştırmaktadır. Burada sunulacak yöntemde, robotun yörünge takibini sağlamak üzere kinematik ve dinamik denetleyici olmak üzere iki denetleyici birlikte kullanılmaktadır. Model referans uyarlamalı denetleyici, robotun dinamik modeli için geliştirilmektedir. Kinematik denetleyici olarak, daha önce önerilmiş denetleyiciler kullanılmaktadır.

Önerilen yöntemin sunumu üç aşamada yapılmaktadır (Canigur, 2012). Öncelikle, model referans uyarlamalı dinamik denetleyicinin tasarımı anlatılmaktadır. Daha sonra, dinamik denetleyici ile birlikte kullanılacak iki farklı kinematik denetleyiciler sunulmaktadır. Benzetim sonuçları, sadece dinamik denetleyicinin kullanımı ile robotun hız profilini izlemesi, dinamik denetleyici ile birlikte kinematik denetleyicilerin kullanılmasıyla robotun kartezyen uzayında verilen bir yörüngeyi izlemesini içermektedir.

4.2.1 Dinamik Model

Tekerlekli gezgin robot pozisyonu, $q = [x_0, y_0, \phi]^T$ genelleştirilmiş koordinatları ile tanımlanır. Burada parametreler Şekil 4.5 ile gösterilir.



Şekil 4.5 Robotun konfigürasyonu

P_0 hızı yerel eksenin x ekseni yönündedir ve P_0 noktasına göre kayma olmaksızın hız kısıtı $\dot{y}_0 \cos\phi - \dot{x}_0 \sin\phi = 0$ olarak elde edilir.

Bu kısıtlar aşağıdaki gibi matris formunda yazılabilir.

$$A(q).\dot{q} = 0,\ A(q) = [-\sin\phi \quad \cos\phi \quad 0] \tag{4.14}$$

WMR platformunun kinematik denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\dot{q} = S(q).v(t) \tag{4.15}$$

Burada $v(t) = \left[v(t) \quad w(t)\right]^T$ lineer ve açısal hızlardan oluşur. WMR dinamik modeli Lagrangian mekaniklerinden türetilir. O zaman WMR dinamik modeli sürtünme kuvvetleri ihmal edilerek aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$M(q)\ddot{q} + C(q,\dot{q})\dot{q} + B(q)F(\dot{q}) + B(q)\tau_d = B(q)\tau - A^T(q)\lambda \tag{4.16}$$

Burada $M(q) \in R^{nxn}$ eylemsizlik matrisidir, $C(q,\dot{q}) \in R^{nxn}$ korozyon ve merkezcil kuvvetleri ifade edilir. $F(\dot{q}) \in R^{(n-m)x1}$ sürtünme vektörünü ifade eder. $B(q) \in R^{nx(n-m)}$ giriş dönüşüm matrisidir. $\tau \in R^{(n-m)x1}$ tekerlek eyleyicileri tarafından üretilen tork vektörüdür. $\tau_d \in R^{(n-m)x1}$ sınırlı bilinmeyen gürültüleri ifade eder ve $\lambda \in R^{mx1}$ kısıt kuvvetlerinin vektörüdür. Bu matrisler aşağıdaki gibidir.

$$M(q) = \begin{pmatrix} \mathrm{m} & 0 & m_c d\sin\phi \\ 0 & \mathrm{m} & -m_c d\cos\phi \\ m_c d\sin\phi & -m_c d\cos\phi & I \end{pmatrix},\ V(q,\dot{q}) = \begin{bmatrix} m_c d\dot{\phi}^2\cos\phi \\ m_c d\dot{\phi}^2\sin\phi \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$B(q) = \frac{1}{r}\begin{bmatrix} \cos\phi & \cos\phi \\ \sin\phi & \sin\phi \\ b & -b \end{bmatrix},\ C(q,\dot{q}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & m_c d\dot{\phi}\cos\phi \\ 0 & 0 & m_c d\dot{\phi}\sin\phi \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{4.17}$$

Burada $\mathrm{m} = m_c + m_w$, $I = I_c + 2I_m + m_c d^2 + 2m_w b^2$, ve $\overline{B} = X^T$ olarak alınmıştır. Her robot tekerleği mekanik dişliler ile DC motor tarafından sürülür. Sürücü dinamik denklemleri aşağıdaki gibi yazılır.

$$u = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + K_b \dot{\theta}_M \tag{4.18}$$

$$\tau_M = K_\tau i_a,\ \tau = n'\tau_M,\ \theta_M = n'\dot{\theta} \tag{4.19}$$

$$\tau = K_1 u - K_2 \dot{\theta} \tag{4.20}$$

u, i_a, L_a ve R_a sırası ile voltaj, akım, armatürün indüktansı ve direncidir. K_b ve K_τ ters elektromotif kuvvet ve motorun tork sabitidir. θ_M şaftın rotasyonudur, θ tekerleklerin rotasyonudur. n' dişli oranlarıdır. Tekerleklerin açısal hızları ve ön hızlar arasındaki bağıntı ele alınarak WMR dinamik modeli aşağıdaki gibi yazılır.

$$M(q)\ddot{q} + C(q,\dot{q})\dot{q} + B(q)F(\dot{q}) + B(q)\tau_d = B(q)(K_1 u - K_2 X v) - A^T(q)\lambda \tag{4.21}$$

Denetleyicinin tasarım amaçları, durum uzay gösterimi kinematik modelin zamana göre türevi alınarak sağlanır.

$$\ddot{q} = \dot{S}(q)v + S(q)\dot{v} \tag{4.22}$$

(4.21) denklemi S^T ile sonuç çarpılarak, aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\overline{M}\dot{v}(t) + \overline{C}(\dot{q})v(t) + \overline{F}(\dot{q}) + \overline{\tau}_d = K_1 \overline{B} u$$

$$\overline{M} = S^T M S,\quad \overline{C}(\dot{q}) = S^T M \dot{S} + S^T C S + K_2 \overline{B} X,$$

$$\overline{B} = S^T B,\ \overline{F} = \overline{B}F,\ \overline{\tau}_d = \overline{B}\tau_d$$

(4.23)

$$K_1 = \left(\frac{n' K_\tau}{R_a}\right),\quad K_2 = n' K_b K_1,\quad n' = \frac{n_w}{n_M}$$

$u = [u_r \quad u_l]^T$, sırası ile sağ ve sol tekerleklere uygulanan voltaj vektörüdür. Kinematik denklem ve dinamik denklem aşağıdaki durum uzayı gösteriminde birleştirilebilir.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{q} \\ \dot{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Sv \\ -\bar{M}^{-1}\bar{C}v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_1\bar{M}^{-1}\bar{B} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ -\bar{M}^{-1}(\bar{F}(\dot{q}) + \bar{\tau}_d) \end{bmatrix} \tag{4.24}$$

$$S(q) = \begin{bmatrix} \cos\phi & 0 \\ \sin\phi & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \bar{M} = \begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \bar{C} = \begin{bmatrix} \frac{2K_2}{r^2} & m_c d\dot{\phi} \\ -m_c d\dot{\phi} & \frac{2b^2K_2}{r^2} \end{bmatrix} \text{ ve } X = \begin{bmatrix} \frac{1}{r} & \frac{b}{r} \\ \frac{1}{r} & -\frac{b}{r} \end{bmatrix} \tag{4.25}$$

4.2.2 Doğrudan Model Referans Uyarlamalı Dinamik Denetleyici Tasarımı

Model referans uyarlamalı denetleyicinin (MRUK) tasarımı aşağıda verilen WMR dinamik modeline dayanır.

$$\bar{M}\dot{v}(t) + \bar{C}(\dot{q})v(t) = \bar{u} \tag{4.26}$$

Burada $\bar{u} = K_1\bar{B}u$, K_1 skalar bir sabittir ve $\bar{B}$ tekil olmayan bir matristir. Sistem, bazı bilinen ve bilinmeyen sistem dinamikleri ile tanımlanarak, aşağıdaki gibi yazılır.

$$\bar{M} = \bar{M}_k + \bar{M}_u^* = (\bar{M}_k - I) + (I + \bar{M}_u^*) \equiv (\bar{M}_k - I) + \bar{M}_u \tag{4.27}$$

$$\bar{C} = \bar{C}_k + \bar{C}_u \tag{4.28}$$

Burada k ve u indisleri sırası ile bilinen ve bilinmeyen kısımlar için kullanılır. $\bar{M}_u$ tersi alınabilir ve pozitif kesin matristir. Bütün parametreler biliniyorsa, o zaman $\bar{M}_u = I$ alınabilir.

$$(\bar{M}_u^* = 0).$$

$$\bar{M}_u\dot{v}(t) + \bar{C}_u(\dot{q})v(t) = \bar{u}' \tag{4.29}$$

Burada

$$\overline{u}' = \overline{u} - (\overline{M}_k - I)\dot{v}(t) - \overline{C}_k(\dot{q})v(t) \tag{4.30}$$

$$\overline{u} = \overline{u}' + (\overline{M}_k - I)\dot{v}(t) + \overline{C}_k(\dot{q})v(t) \tag{4.31}$$

$\overline{M} = \overline{M}_k$ ve $\overline{C} = \overline{C}_k$ olduğunda, $\overline{M}_u = I$ ve $\overline{C}_u = 0$ alırız. İntegrali iki kere alınarak, (4.29) denklemindeki sistem indirgenir. Burada, eğer dinamiklerinin bazıları biliniyorsa ve (4.30) dönüşümü ile (4.26) denkleminin sisteminden kaldırılırsa, (4.29) için gerekli kontrolör bulunarak basitleştirilir.

$$\dot{v} = -\overline{M}_u^{-1}\overline{C}_u(\dot{q})v + \overline{M}_u^{-1}\overline{u}' \tag{4.32}$$

$$\dot{v} = Av + B\overline{u}' \tag{4.33}$$

A ve B matrisleri durum değişkenlerinin doğrusal olmayan fonksiyonları oldukça karmaşıktır. Robot kontrol problemi, $\overline{u}'(t)$ için tasarım belirlendiğinde doğrusal ve açısal hız istenilen hız profillerini takip eder. Bunu başarabilmek için, aşağıdaki uyarlama işlemi önerilir.

Referans model aşağıdaki gibi kararlı doğrusal zamana bağlı olmayan ayrıştırılmış (decouple) sistem ile verilebilir.

$$\dot{v}_d = A_{rm}v_d + B_m\upsilon \tag{4.34}$$

Burada v_d referans durum vektörü, v giriş vektörüdür.

$$\dot{v}_{d1} = K_{11}v_{d1} + \upsilon_1$$

$$\dot{v}_{d2} = K_{22}v_{d2} + \upsilon_2 \tag{4.35}$$

$$A_{rm} = \begin{bmatrix} -K_{11} & 0 \\ 0 & -K_{22} \end{bmatrix} \qquad B_m = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{4.36}$$

Referans modelin performans karakteristikleri denklem (4.34) parametrelerinin minimum değerleri ile belirlenir. Kontrol algoritması (4.33) üzerinde yükü, hesaplayarak ve büyük oranda azaltarak doğrudan çevirir.

K_{11} ve K_{22}, σ_i denk terimleri ile sabittir. O zaman denklemler, aşağıdaki formda birinci derece diferansiyel denklemler gösterilir.

$$\dot{v}_{d_i} + \sigma_i = \upsilon_i \tag{4.37}$$

Referans giriş υ istenilen hız profillerini gösterir. Zaman sabiti $1/\sigma_i$ istenilen geçici (transient) davranışı seçilir. Uyarlamalı kontrol stratejisi, istenilen hız profilleri robota uygulanır. Burada MRUK tasarım fikri, istenilen hız profilleri tarafından belirlenen belli bir istenilen durumdaki davranışı robot sistemine uygulanan $u(t)$ kontrol sinyalini sentez etmektir. İstenilen hız profilleri ve gerçek hızlar arasındaki durum hataları (4.38) denklemindeki gibi tanımlanır.

$$e = v_d - v \tag{4.38}$$

$$\dot{e} = A_{rm}e + (A_{rm} - A)v - B\overline{u}' + B_m\upsilon \tag{4.39}$$

(4.34) ve (4.36) denklemleri kullanılarak, (4.34) denklemi için gerekli referans giriş $\upsilon(t)$, (4.40) kullanılarak istenilen yörünge elde edilir.

$$\upsilon = \dot{v}_d + Kv_d \tag{4.40}$$

Uyarlamalı kontrol kanunu, referans modeli mümkün olduğunda robotu yakından takip etmek için türetilir. Model takibi uyarlamalı kontrolün en önemli amacıdır. Kontrol amacı, (4.39) denkleminde bir kararlılık koşulunu karşılayan $e(t)$ hatasını asimptotik olarak yok eder. Bunun sonucu olarak, biz uyarlama kanununu öneririz.

$$\overline{u}' = u_k + u_u \tag{4.41}$$

$$\overline{u}' = -Kv + \dot{v}_d + Kv_d - \Delta_1 v + \Delta_v(\dot{v}_d + Kv_d)$$

$$\overline{u}' = K(v_d - v) + \dot{v}_d - \Delta_1 v + \Delta_v(\dot{v}_d + Kv_d)$$

Burada denetleyicinin doğrusal geri besleme kısmı aşağıdaki gibi verilir.

$$u_k = -Kv + \upsilon \tag{4.42}$$

$\upsilon(t)$, (4.40) denklemi ile verilir ve denetleyicinin uyarlamalı kısmı (4.43) denklemi gibidir.

$$u_u = -\Delta_1 v + \Delta_v \upsilon \tag{4.43}$$

Δ_1 ve Δ_v kazançları, Lyapunov yaklaşımı kullanarak seçilen uyarlama kazançlarıdır. Kontrol amacı, hata asimtotik olarak sıfıra gitmesini sağlayan uyarlama kazançları için algoritma güncellenerek bulunur. Şekil 4.6, önerilen direk uyarlamalı model referans kontrolör işlemini gösterir.

İspat: Denklem (4.33) ile verilen sistem, zamana bağlı doğrusal olmayan sistemdir, burada A ve B durum değişkenlerinin karmaşık fonksiyonlarıdır. Tanımlanan referans modelin karakteristikleri izleyen sistem koşullarından, sistemin herhangi bir önbilgisi olmaksızın bu sistemi ayrıştıran denklem (4.43) ile denetleyicinin ayarlanabilir kazançları bu bölümde bulunabilir. Bu yaklaşım uyarlamalı denetleyicinin yapısı ve denklem (4.30) doğrusallaştırma dönüşümünün kullanımı, (4.34) referansında tanımlanandan farklıdır. (4.34) referansındaki kontrolör doğrusal olmayan MRUK kontrolörüdür ki, burada bilinmeyen parametreler ilk olarak tahmin edilir ve kontrolörü destekleyerek yerine geçer. Bizim amacımız, yörünge hatasının sıfıra gitmesi olduğundan, sistemin bilinmeyen parametreleri doğrudan tahmin etmeyerek doğrusal MRUK kullanılır. (4.26), (4.27) ve (4.28) referansında benzer uyarlamalı denetleyici gösterilir, sistem zaman değişimli olduğu varsayımı altında tasarlanır ve istenilen zamana bağlı olmayan modele yaklaşılır.

Kontrol işleminin uyarlamalı kısmını bulmak için Lyapunov (4.35) direk metodu kullanıldı. Bu metot sistemin kararlılığı için öngörülen yeterli şartlara izin verir ki, kural olarak daha fazla katı cisim gereklidir.

Hata dinamiklerini elde etmek için, önerilen kontrol kanunu, (4.41) denklemi (4.39) denklemine yerleştirilir.

$$\dot{e} = A_{rm} e + B_e v + G_e \upsilon \tag{4.44}$$

$$\dot{e} = A_{rm} e + (A_{rm} - A) v - B\overline{u}' + B_m \upsilon$$

$$\dot{e} = A_{rm} e + (A_{rm} - A) v + BKv - B\upsilon + B\Delta_1 v - B\Delta_v \upsilon + B_m \upsilon$$

$$\dot{e} = A_{rm}e + ((A_{rm} - A) + BK + B\Delta_1)v - (B + B\Delta_v - B_m)\upsilon$$

$$B_e = A_{rm} - A + BK + B\Delta_1$$

$$G_e = -B - B\Delta_v + B_m$$

$$B_e = -K + \bar{M}_u^{-1}(\bar{C}_u + K + \Delta_1) \tag{4.45}$$

$$G_e = -\bar{M}_u^{-1}(I + \Delta_v) + I \tag{4.46}$$

Eğer sistem tamamen bilinirse (yani eğer $\bar{M}_u = I$, $\bar{C}_u = 0$, $\Delta_1 = 0$ ve $\Delta_v = 0$), o zaman denklem (4.44) aşağıdaki gibi olur.

$$\dot{e} = A_{rm}e$$

Burada görüldüğü gibi kontrolör denklem (4.41), denklem (4.47) haline gelir.

$$\bar{u}' = \dot{v}_d + Ke \tag{4.47}$$

$$\bar{u}' = \ddot{q} \tag{4.48}$$

(4.47) ve (4.48) denklemleri ile (4.49) denklemi elde edilir.

$$f = \bar{M}(\dot{v}_d + Ke) + \bar{C}v \tag{4.49}$$

Ki, tamamen bilinen parametreler ile computed-tork tekniğidir.

Kontrol problemi (4.50) gibi uyarlama kanunu bulunur.

$$\lim_{t\to\infty} e(t) = 0 \tag{4.50}$$

Teorem 1:

Filtrelenmiş hata aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$w_e = Pe \tag{4.51}$$

P , Lyapunov denkleminin pozitif kesin çözümüdür.

$$A_{rm}^T P + P A_{rm} = -Q \tag{4.52}$$

$Q > 0$ olur.

Eğer uyarlamalı kazançlar aşağıdaki gibi ayarlanmışsa, o zaman kapalı döngü hata sistemi denklem (4.39), (4.41) ve (4.43) denklemlerinde verilen kontrol kullanılarak asimtotik olarak kararlı yapılır.

$$\dot{\Delta}_1 = -a_u w_e v^T$$
$$\dot{\Delta}_v = b_u w_e \upsilon^T \tag{4.53}$$

Burada a_u ve b_u pozitif skaler kazançlardır.

İspat:

Lyapunov fonksiyonu aşağıdaki gibi seçilebilir.

$$L = e^T P e + \frac{1}{a_u} tr(B_e^T N B_e) + \frac{1}{b_u} tr(G_e^T N G_e) \tag{4.54}$$

Burada $P > 0$ alınır.

$$N = \bar{M}_u \tag{4.55}$$

a_u ve b_u pozitif skaler kazançlar ve L $e(t)$ içinde pozitif kesindir.

Zamana göre (4.54) denkleminin her iki tarafının diferansiyeli alınır ve burada ϕ ve Ψ satır vektörleri $tr(\phi\psi^T) = \psi^T \phi$ olduğundan (4.56) denklemi elde edilir.

$$\dot{L} = e^T P \dot{e} + \dot{e}^T P e + \frac{1}{a_u} tr[\dot{B}_e^T N B_e + B_e^T N \dot{B}_e] + \frac{1}{b_u} tr[\dot{G}_e^T N G_e + G_e^T N \dot{G}_e]$$

$$\dot{L} = e^T P[A_{rm} e + B_e v + G_e \upsilon] + [e^T A_{rm}^T + v^T B_e^T + \upsilon^T G_e^T] P e + \frac{2}{a_u} tr[B_e^T N \dot{B}_e] + \frac{2}{b_u} tr[G_e^T N \dot{G}_e]$$

$$\dot{L} = e^T A_{rm}^T Pe + e^T PA_{rm} e + v^T B_e^T Pe + \upsilon^T G_e^T Pe + e^T PB_e v + e^T PG_e \upsilon + 2tr[B_e^T \frac{N\dot{B}_e}{a_u}] + 2tr[G_e^T \frac{N\dot{G}_e}{b_u}]$$

$$\dot{L} = e^T (A_{rm}^T P + PA_{rm})e + 2tr[B_e^T (Pev^T + \frac{N\dot{B}_e}{a_u})] + 2tr[G_e^T (Pe\upsilon^T + \frac{N\dot{G}_e}{b_u})] \quad (4.56)$$

Denklem (4.52) yerine getirilerek P seçilir, $\dot{L}$ ilk terimi negatif kesin olarak seçilir. Biz gösterdiğimiz gibi, (4.53) denkleminde olduğu gibi bir uyarlama kanunu seçersek, ikinci ve üçüncü terimler birbiri ile aynı olarak sıfıra eşit olur.

Zamana göre (4.45) ve (4.46) denklemlerinin türevi alınarak ve sistemin bilinmeyen kısmının yavaşça değişimi ele geçirilerek (4.57) ve (4.58) denklemleri elde edilir.

$$\dot{B}_e = \bar{M}_u^{-1} \dot{\Delta}_1 \quad (4.57)$$

$$\dot{G}_e = -\bar{M}_u^{-1} \dot{\Delta}_v \quad (4.58)$$

$\dot{B}_e$ için yukarıdaki ifade kullanılarak, biz aşağıdaki ifadeyi elde ederiz.

$$Pev^T + \frac{N\dot{B}_e}{a_u} = Pev^T + \frac{\dot{\Delta}_1}{a_u} = 0 \quad (4.59)$$

$$Pe\upsilon^T + \frac{N\dot{G}_e}{b_u} = Pe\upsilon^T - \frac{\dot{\Delta}_v}{b_u} = 0 \quad (4.60)$$

denklemi (4.61) denklemine indirgenir.

$$\dot{L} = -e^T Qe < 0 \quad (4.61)$$

$\dot{L}$ negatif olduğunda, L azalır. e hatasının azalmadığı varsayılırsa, o zaman (4.54) denklemindeki trace terimleri azalmalıdır. Bununla birlikte, bu terimler pozitif kesindir ve alt sınır sıfıra gider. Bu yüzden, e sonunda azalmaya başlar ve zaman terimi sonsuza giderken hata sıfıra gider ve teorem kanıtlanmış olur.

4.2.3 Tip 1: Kinematik denetleyici

Kinematik denetleyici olarak uyarlamalı takip denetleyici kullanılır (Kanayama, 1990). İlk olarak, aşağıdaki kinematik model için uyarlamalı kontrol sistemi yapısı ve v olarak bir kontrol girişi ele alınır.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} x_r \\ y_r \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\phi_r & 0 \\ \sin\phi_r & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ w_r \end{bmatrix} \tag{4.62}$$

Burada x_r, y_r ve ϕ_r referans robotun şekilleridir ve v_r ve w_r onun referans girişleridir.

e_1, e_2, e_3 aşağıdaki gibi tanımlarız:

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\phi & \sin\phi & 0 \\ -\sin\phi & \cos\phi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r - x \\ y_r - y \\ \phi_r - \phi \end{bmatrix} \tag{4.63}$$

e_1, e_2, e_3 gerçek robottan referans robotun yönü ve pozisyonun farkı tanımlanır. e_1, e_2, e_3 sıfıra yaklaşırken v ve w girişleri, aşağıdaki gibi verilir:

$$\begin{aligned} v_f &= v_r \cos e_3 + K_{k1} e_1 \\ w_f &= w_r + v_r K_{k2} e_2 + K_{k3} \sin e_3 \end{aligned} \tag{4.64}$$

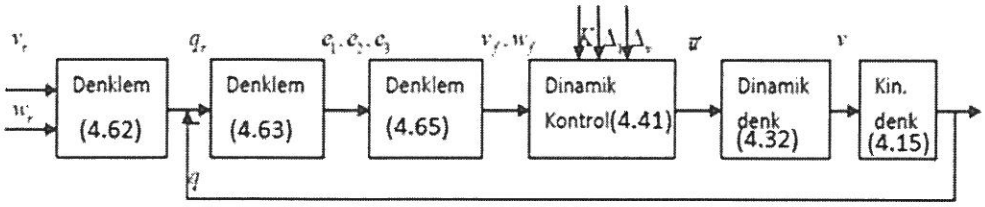
Bu girişlerin türevi alınırsa:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_f \\ \dot{w}_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{v}_r \cos e_3 \\ \dot{w}_r + K_{k2} \dot{v}_r e_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{k1} & 0 & -v_r \sin e_3 \\ 0 & K_{k2} v_r & K_{k3} v_r \cos e_3 \end{bmatrix} e \tag{4.65}$$

Burada K_{k1}, K_{k2}, K_{k3} pozitif sabitlerdir.

Elde edilen e_1, e_2, e_3 kolayca doğrulanır:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} = v \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + w \begin{bmatrix} e_2 \\ -e_1 \\ -1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_r \cos e_3 \\ v_r \sin e_3 \\ w_r \end{bmatrix} \tag{4.66}$$



Şekil 4.6 Tip 1: Kinematik denetleyici

4.2.4 Tip 2: Kinematik denetleyici

Kinematik denetleyicinin tasarımı robotun kinematik modeline dayanır (Martins, 2008). Sistem denkleminde gürültü terimi sıfırlardan oluşan bir vektör olduğu kabul edilir. Robotun kinematik modeli aşağıdaki gibi verilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\phi & -a_h \sin\phi \\ \sin\phi & a_h \cos\phi \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ w \end{bmatrix} \tag{4.67}$$

Çıkış interest noktasının koordinatlarıdır, böylece $h=[x,y]$ anlamındadır. Burada

$$\dot{h} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\phi & -a_h \sin\phi \\ \sin\phi & a_h \cos\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ w \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} v \\ w \end{bmatrix} \tag{4.68}$$

$$A = \begin{bmatrix} \cos\phi & -a_h \sin\phi \\ \sin\phi & a_h \cos\phi \end{bmatrix} \tag{4.69}$$

A matrisinin tersi aşağıdaki gibi verilir.

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\phi & \sin\phi \\ -\frac{1}{a_h}\sin\phi & \frac{1}{a_h}\cos\phi \end{bmatrix} \tag{4.70}$$

Bu yüzden ters kinematikler aşağıdaki gibi bulunur.

$$\begin{bmatrix} v \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\phi & \sin\phi \\ -\frac{1}{a_h}\sin\phi & \frac{1}{a_h}\cos\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \end{bmatrix} \tag{4.71}$$

Robota uygulanması önerilen kinematik kontrol kanunu aşağıdaki gibi verilir.

$$\begin{bmatrix} v_{ref}^c \\ w_{ref}^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\phi & \sin\phi \\ -\frac{1}{a_h}\sin\phi & \frac{1}{a_h}\cos\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_d + l_x \tanh(\frac{k_x}{l_x}\tilde{x}) \\ \dot{y}_d + l_y \tanh(\frac{k_y}{l_y}\tilde{y}) \end{bmatrix} \tag{4.72}$$

Burada, $\tilde{x} = x_d - x$ ve $\tilde{y} = y_d - y$ x ve y eksenlerinde geçerli pozisyon hatalarıdır. $k_x > 0$ ve $k_y > 0$ denetleyici kazançlarıdır. $l_x \in \Re$ ve $l_y \in \Re$ saturasyon sabitleridir. (x, y) ve (x_d, y_d) birleşim (interest) noktasının istenilen koordinatları ve şu an ki koordinatlarıdır. Böyle bir denetleyicinin amacı dinamik denetleyicinin doğrusal ve açısal referans hızlarını üretmektir.

$$\dot{v}_{ref}^c = -\sin\phi(\dot{x}_d + l_x \tanh(\frac{k_x}{l_x}\tilde{x})) + \cos\phi(\dot{y}_d + l_x \tanh(\frac{k_x}{l_x}\tilde{y})) + \cos\phi(\ddot{x}_d + k_x\dot{\tilde{x}}\sec h^2(\frac{k_x}{l_x}\tilde{x}))$$
$$+\sin\phi(\ddot{y}_d + k_y\dot{\tilde{y}}\sec h^2(\frac{k_y}{l_y}\tilde{y}))$$

$$\dot{w}_{ref}^c = -\frac{1}{a_h}\cos\phi(\dot{x}_d + l_x \tanh(\frac{k_x}{l_x}\tilde{x})) - \frac{1}{a_h}\sin\phi(\dot{y}_d + l_y \tanh(\frac{k_y}{l_y}\tilde{y})) - \frac{1}{a_h}\sin\phi(\ddot{x}_d + k_x\dot{\tilde{x}}\sec h^2(\frac{k_x}{l_x}\tilde{x}))$$
$$+\frac{1}{a_h}cos\phi(\ddot{y}_d + k_y\dot{\tilde{y}}\sec h^2(\frac{k_y}{l_y}\tilde{y}))$$

(4.73)

Referans yörüngeler aşağıdaki gibidir.

$$\dot{x}_d = v_d\cos\phi_d$$
$$\dot{y}_d = v_d\sin\phi_d \tag{4.74}$$

$$\dot{\phi}_d = w_d$$

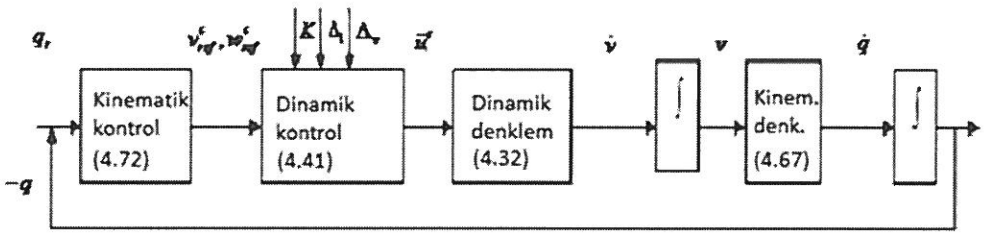
(4.75)

$$\dot{x}_d^2 + \dot{y}_d^2 = v_d^2 \tag{4.76}$$

$$\tan\phi_d = \frac{\dot{y}_d}{\dot{x}_d} \tag{4.77}$$

Bu analizde $v \equiv v_{ref}^c$ ve $w \equiv w_{ref}^c$ kabullenmeleri altında denklem (4.71) ve (4.72) uygulanarak, mükemmel hız takibi tasarlanır. Bu robotun dinamik etkileri ihmal edilmesi demektir. Hız hataları terimlerinde kapalı döngü denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}} \\ \dot{\tilde{y}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_x & 0 \\ 0 & l_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tanh(\frac{k_x}{l_x}\tilde{x}) \\ \tanh(\frac{k_y}{l_y}\tilde{y}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4.78}$$



Şekil 4.7 Tip 2: Kinematik denetleyici

4.2.5 Benzetim Çalışmaları

Benzetimler önerilen kontrol işleminin performansını analiz etmek için düzenlenmiştir.

Benzetimde fiziksel parametreler ve tasarım parametreleri referans hız modeli için aşağıdaki gibidir.

$$r = 0.15m, b = 0.75m, d = 0.3m, m_c = 36kg, m_w = 1kg, I_m = 0.0025kg.m^2, I_c = 15.625kg.m^2,$$

$K_1 = 7.2, K_2 = 2.59, K_{k1} = 100, K_{k2} = 100, K_{k3} = 100, a_u = 30, b_u = 30, K = [5000 \quad 0; \quad 0 \quad 5000],$

$dt = 0.01s, x_r = [0,0,0], x(0) = 0, y(0) = 1.$

Benzetimde fiziksel parametreler ve tasarım parametreleri dairesel yörünge için denemeler sonucunda aşağıdaki gibi seçildi.

$r = 0.15m, b = 0.75m, d = 0.3m, m_c = 36kg, m_w = 1kg, I_m = 0.0025kg.m^2, I_c = 15.625kg.m^2,$

$K_1 = 7.2, K_2 = 2.59, k_x = 10, k_y = 10, l_x = 4, l_y = 4, a_u = 100, b_u = 100, K = [1000 \quad 0; \quad 0 \quad 1000]$

$dt = 0.01s, a_h = 1, (x_g, y_g) = (10m, 25m), R = 7.5m, w_r = 0.033.$

WMR platformunun başlangıç pozisyonu ve yönlenmesi $x(0) = [25,15,0,0,0]^T$. Benzetimler için istenilen yörünge aşağıdaki gibi seçilir.

$$x_d = x_g + R\cos(w_d t)$$
$$y_d = y_g + R\sin(w_d t) \tag{4.79}$$

Benzetimler şekiller ile gösterilmiştir. Benzetimler iki değişik yörünge ve robot parametreleri için sonuçlar içerir. Sonuçlar, yörünge takibi için üretilen parametre tahminlerini içeren ve içermeyen kontrol işlemi gösterilir. Bununla birlikte, parametre tahminleri ile kontrol işlemi küçük peakler ve hızlı hata ayarlaması (regülasyonu) vasıtası ile takip performansı geliştirilir.

Benzetimde fiziksel parametreler ve tasarım parametreleri sekiz şeklinde yörünge için aşağıdaki gibidir.

$r = 0.05m, b = 0.3m, d = 0.15m, m_c = 10kg, m_w = 0.2kg, I_m = 0.006kg.m^2, I_c = 3kg.m^2,$

$K_1 = 0.261, K_2 = 0.267, k_x = 5, k_y = 10, l_x = 0.5, l_y = 0.5, a_u = 15, b_u = 15, K = [900 \quad 0; \quad 0 \quad 900],$

$dt = 0.01s, a_h = 1, (x_g, y_g) = (2.5m, 5.5m), R = 2m, w_r = 0.05.$

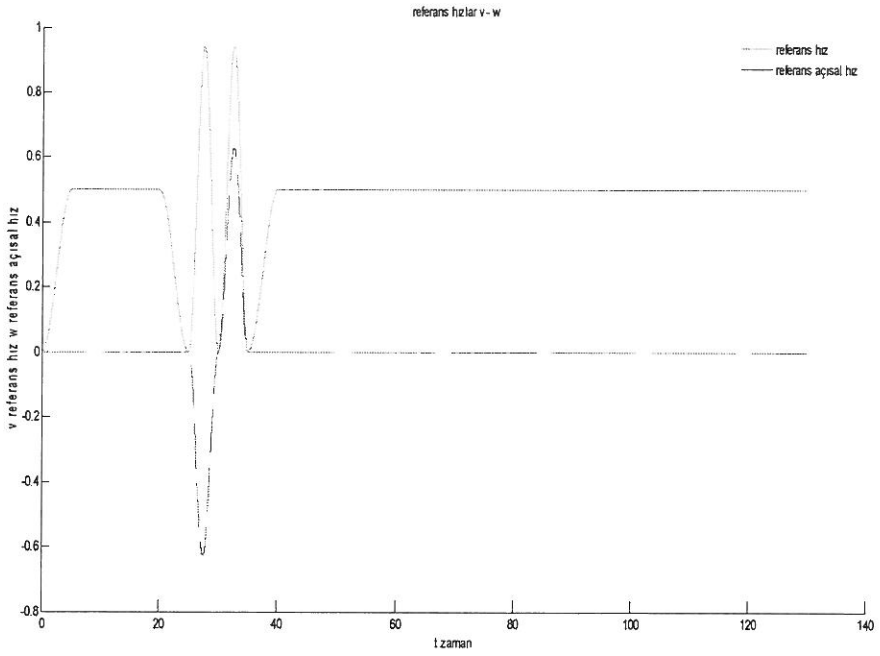
WMR platformunun başlangıç pozisyonu ve yönlenmesi $x(0)=\begin{bmatrix}2.5 & 6 & -\pi/6 & 0 & 0\end{bmatrix}$.

Simülasyonlar için istenilen yörünge aşağıdaki gibi seçilir.

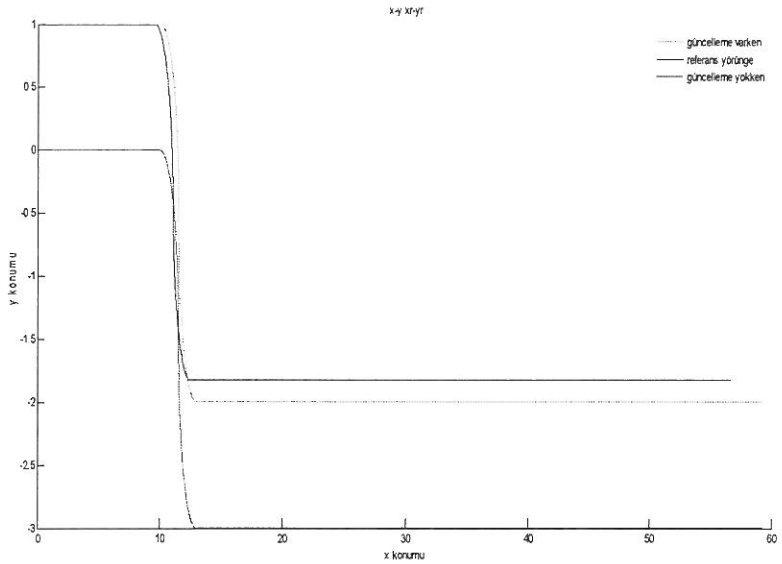
$$x_d = x_g + R\sin(2w_d t)$$
$$y_d = y_g + R\sin(w_d t) \tag{4.80}$$

Sadece dinamik denetleyici kullanıldığında Şekil 4.9 ve Şekil 4.10 elde ettik.

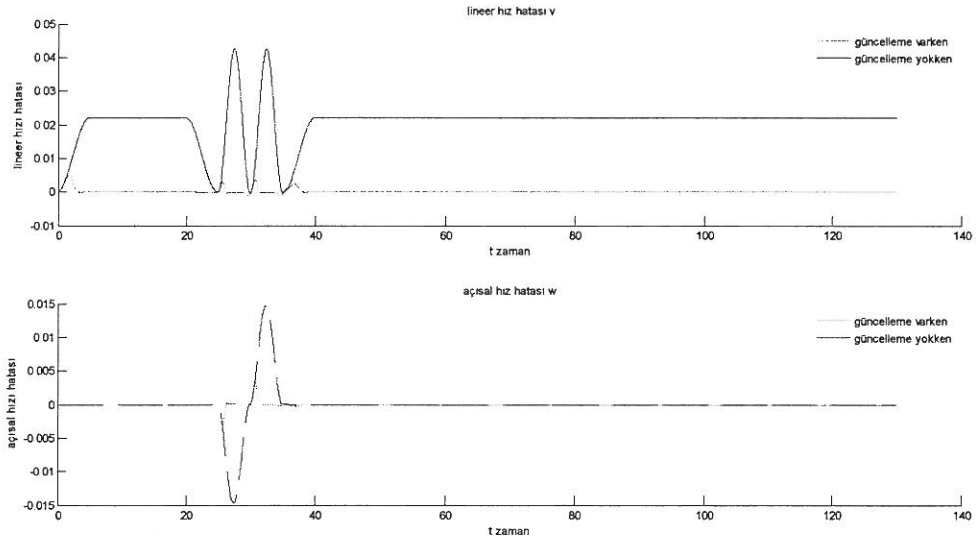
Şekil 4.8, 4.9 ve 4.10 sırasıyla referans olarak uygulanan lineer hız ve açısal hızı, dinamik sisteme model referans uyarlamalı kontrol uygulandığında yörünge grafiğini ve hız hatalarını bize gösteriyor, güncellemeler uygulandığında ve güncellemeler kapatıldığında karşılaştırma olanağı sağlıyor.



Şekil 4.8 Referans lineer hız ve açısal hız

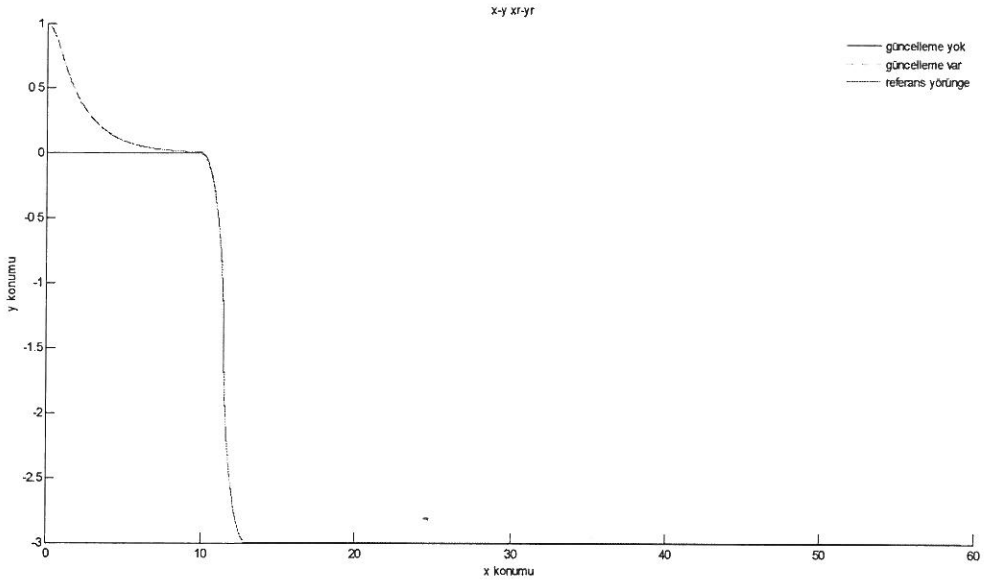


Şekil 4.9 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında yörünge.

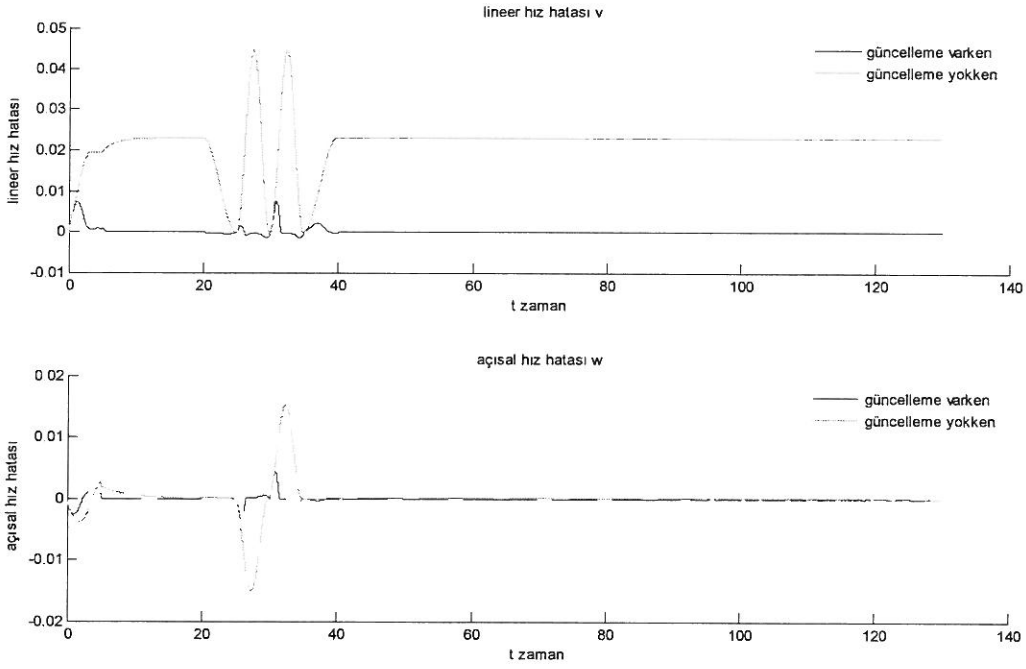


Şekil 4.10 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında hız hataları

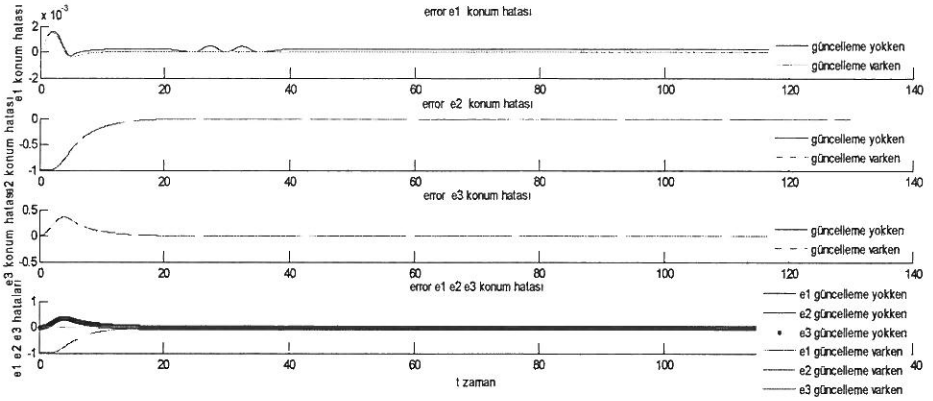
Dinamik kontrole ve Tip1 kinematiğine model referans uyarlamalı kontrol uygulandığında aşağıdaki grafikler elde edilmiştir.



Şekil 4.11 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip1) MRUK uygulandığında yörünge

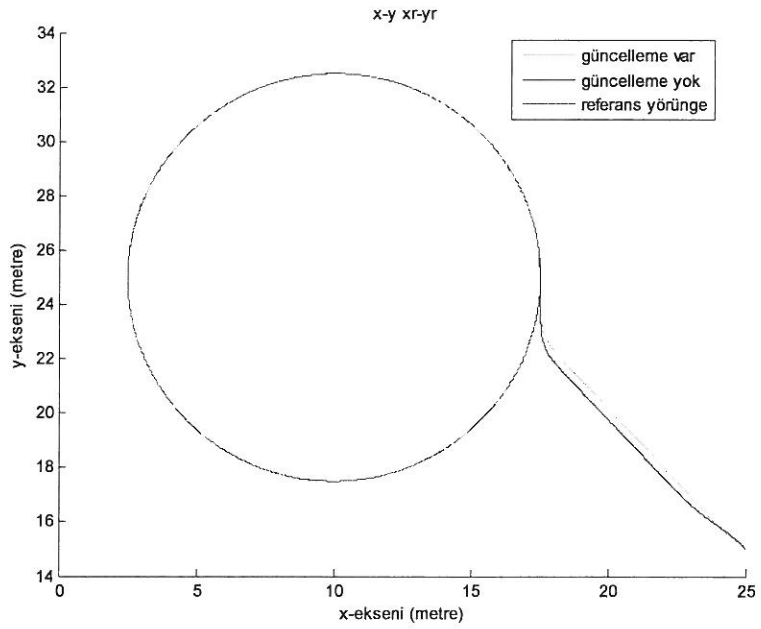


Şekil 4.12 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip1) MRUK uygulandığında hız hataları



Şekil 4.13 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip1) MRUK uygulandığında konum hataları

Daire şeklindeki yörünge için dinamik kontrol ve kinematik kontrolü (tip2) uygulandı.

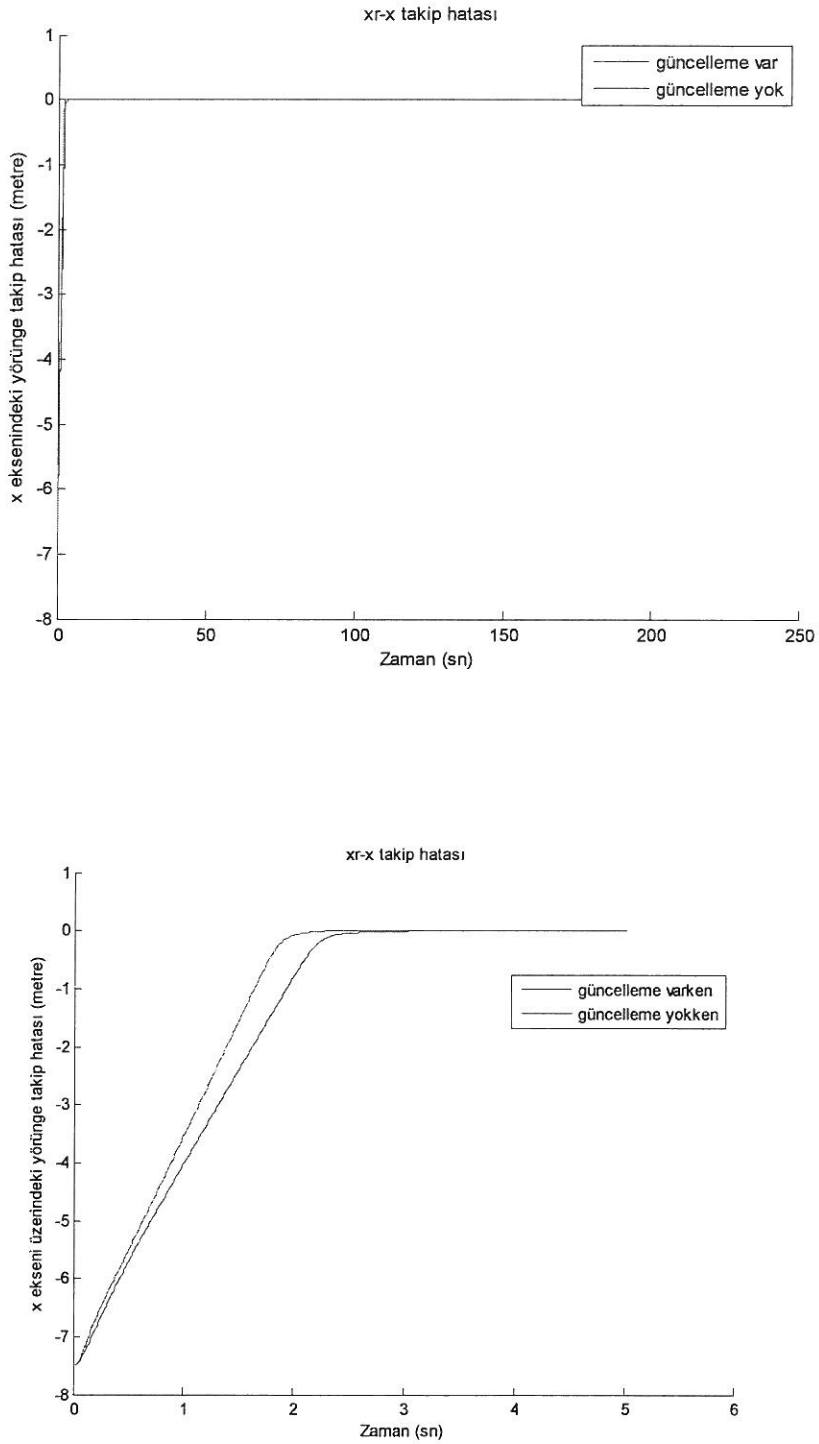


Şekil 4.14 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında dairesel yörünge

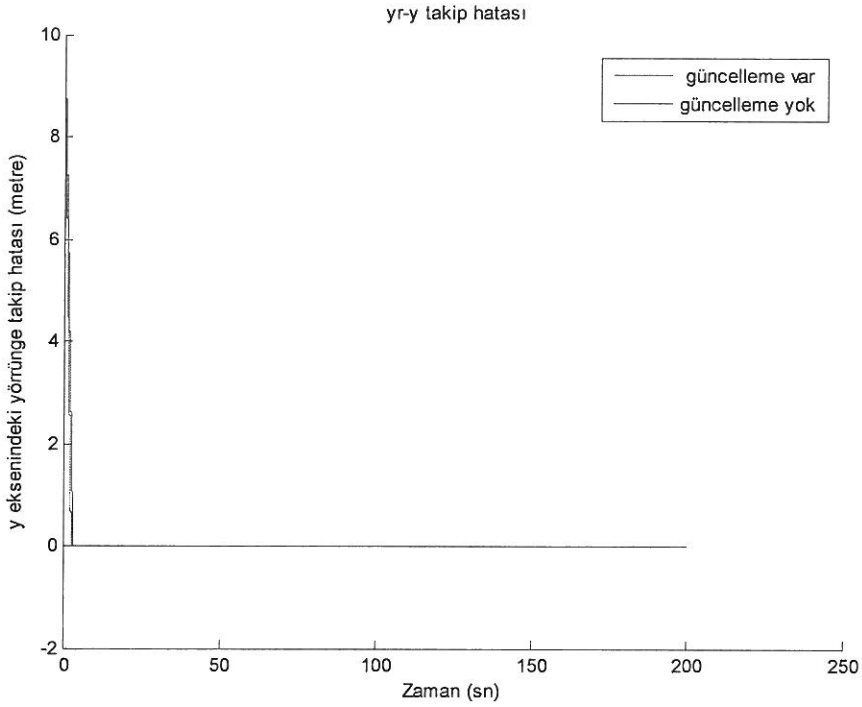
Şekil 4.11, 4.12 ve 4.13 sırasıyla dinamik sisteme model referans kontrol uygulandığında ve kinematik sisteme tip1 şeklindeki model referans kontrol uygulandığı zaman yörüngeler, lineer ve açısal hız hatalarını ve konum hatalarını gösterir. Referans olarak Şekil 4.8 ile verilen lineer ve açısal hızlar kullanıldı. Dinamik sistemdeki güncellemeler kapatıldığında ve güncellemeler uygulandığında verilen bütün bu verilerin karşılaştırılarak kontrolümüzün verimliliği araştırıldı. Bu grafiklerde gördüğümüz gibi yörünge ve hız hataları da daha kolay sıfıra ulaşıyor. Dinamik kontrol uygulandığı kinematik kontrol uygulanmadığı duruma göre çok daha iyi bir performans gösteriyor.

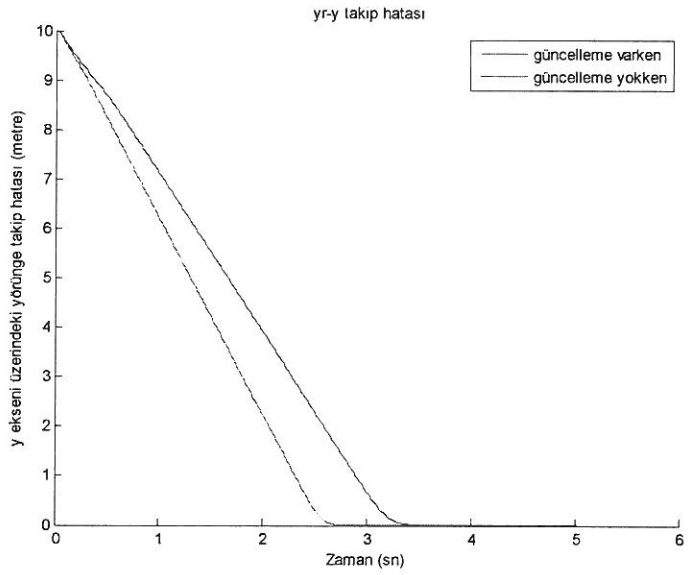
Şekil 4.14, 4.15, 4.16, 4.17, 4.18 sırasıyla dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında dairesel yörünge, x eksenindeki takip hatası ve transient geçiş bölgesi, y eksenindeki takip hatası ve transient geçiş bölgesi, doğrusal hız hatası ve transient geçiş bölgesi, açısal hız hatası ve transient geçiş bölgesi gösterilmiştir. Dinamik sisteme güncelleme uygulandığında ve uygulanmadığında yörünge ve hızlarının karşılaştırılması sunulmuştur. Burada grafiklerde gördüğümüz gibi yörünge takip hataları sıfıra ulaşıyor ve hız hataları da aynı şekilde daha rahat sıfıra ulaşıyor. Transient geçişlerinde de gördüğümüz gibi yörüngelerde ve hızlarda hataların daha rahat sıfıra gittiğini görüyoruz.

Şekil 4.19, 4.20, 4.21, 4.22, 4.23 sırasıyla dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında sekiz şeklindeki yörünge, x eksenindeki takip hatası ve transient geçiş bölgesi, y eksenindeki takip hatası ve transient geçiş bölgesi, doğrusal hız hatası ve transient geçiş bölgesi, açısal hız hatası ve transient geçiş bölgesi gösterilmiştir. Dinamik sisteme güncelleme uygulandığında ve uygulanmadığında yörünge ve hızlarının karşılaştırılması sunulmuştur. Burada grafiklerde gördüğümüz gibi yörünge takip hataları sıfıra ulaşıyor ve hız hataları da aynı şekilde daha rahat sıfıra ulaşıyor. Transient geçişlerinde de ördüğümüz gibi yörüngelerde ve hızlarda hataların daha rahat sıfıra gittiğini görüyoruz.

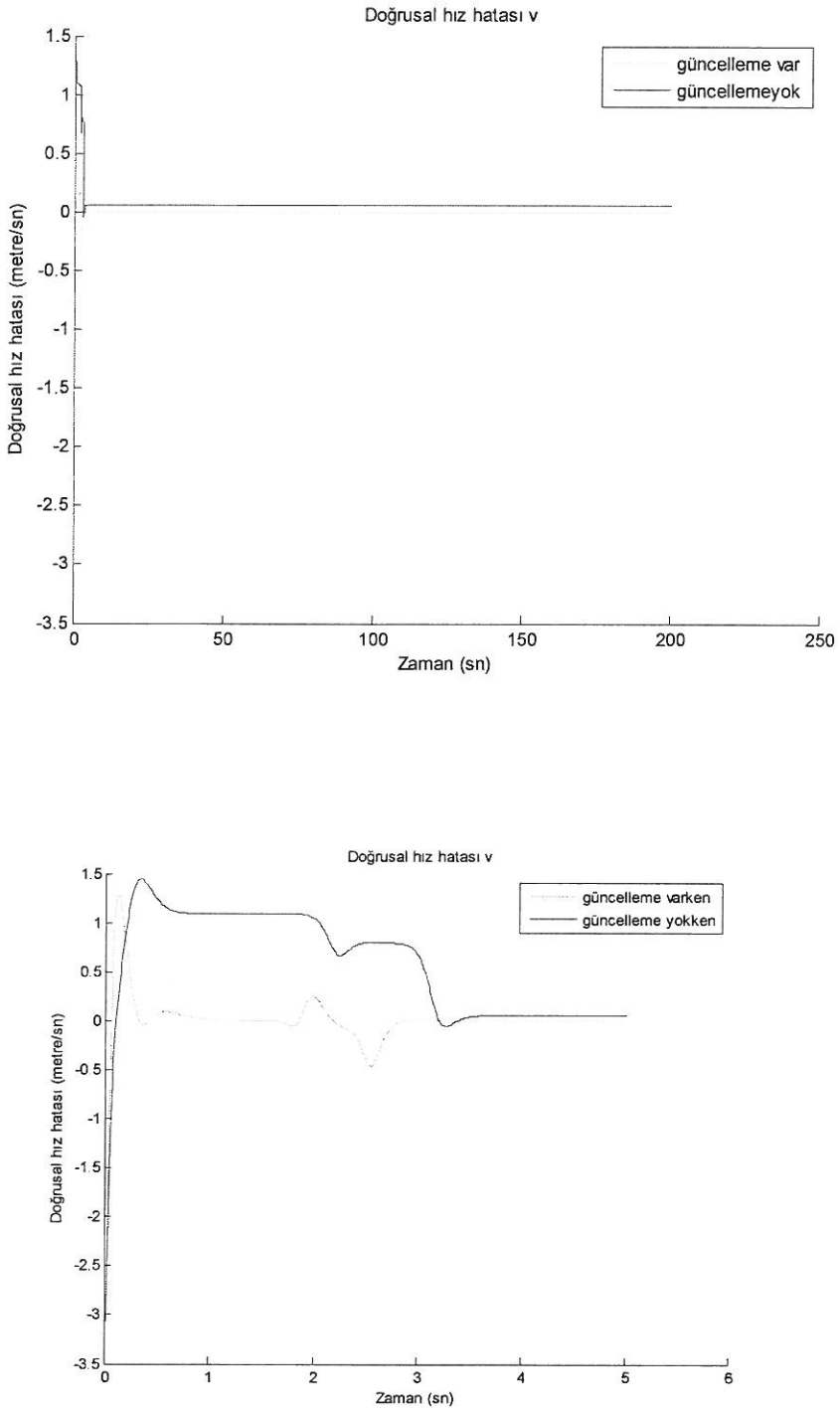


Şekil 4.15 Dairesel yörüngede x eksenindeki yörünge takip hataları ve transient geçişleri

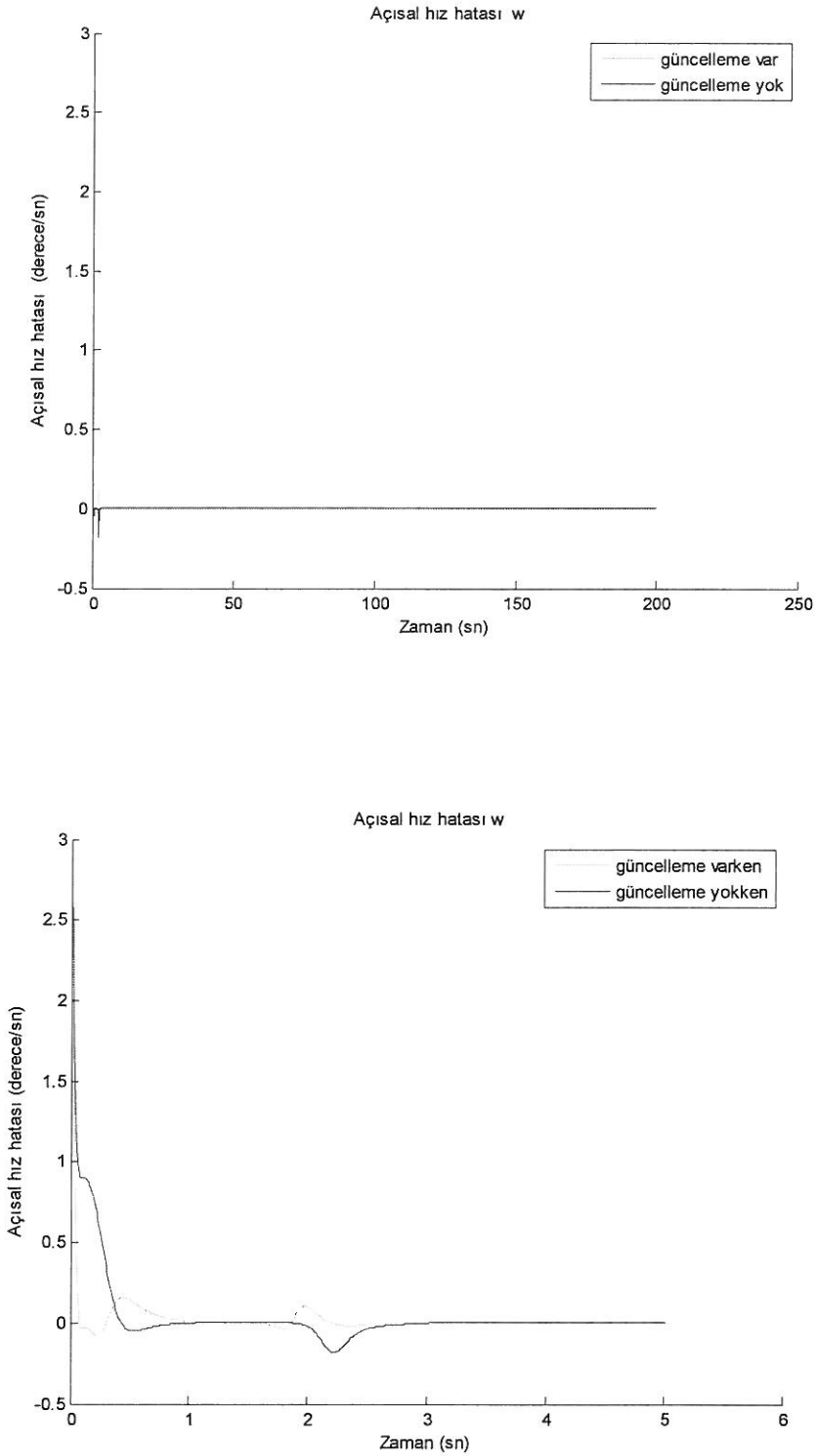




Şekil 4.16 Dairesel yörüngede y eksenindeki yörünge takip hataları ve transient geçişleri

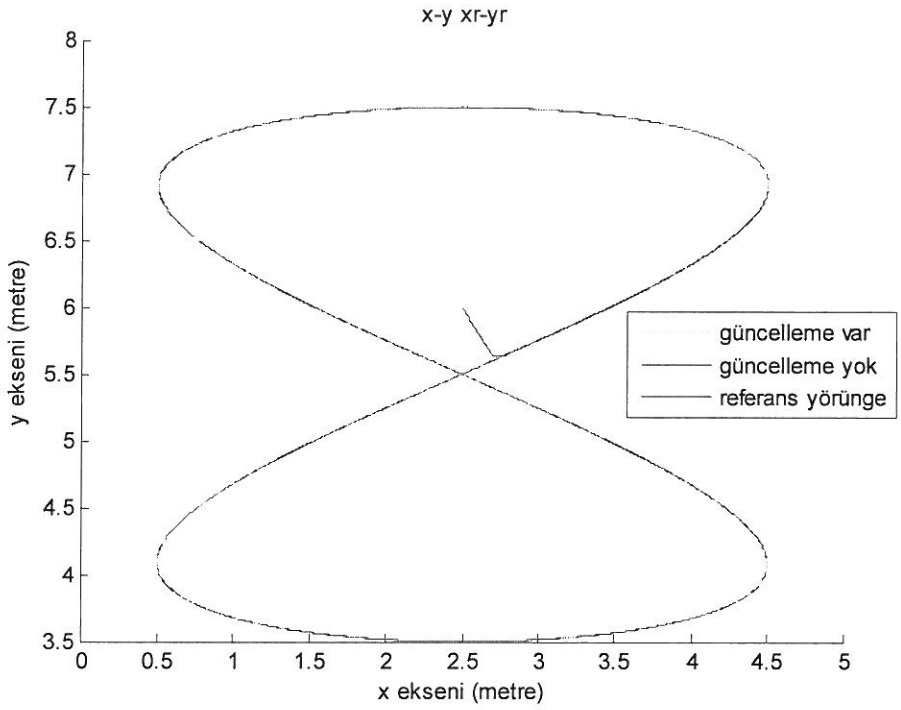


Şekil 4.17 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında doğrusal hız hatası ve transient geçiş bölgesi



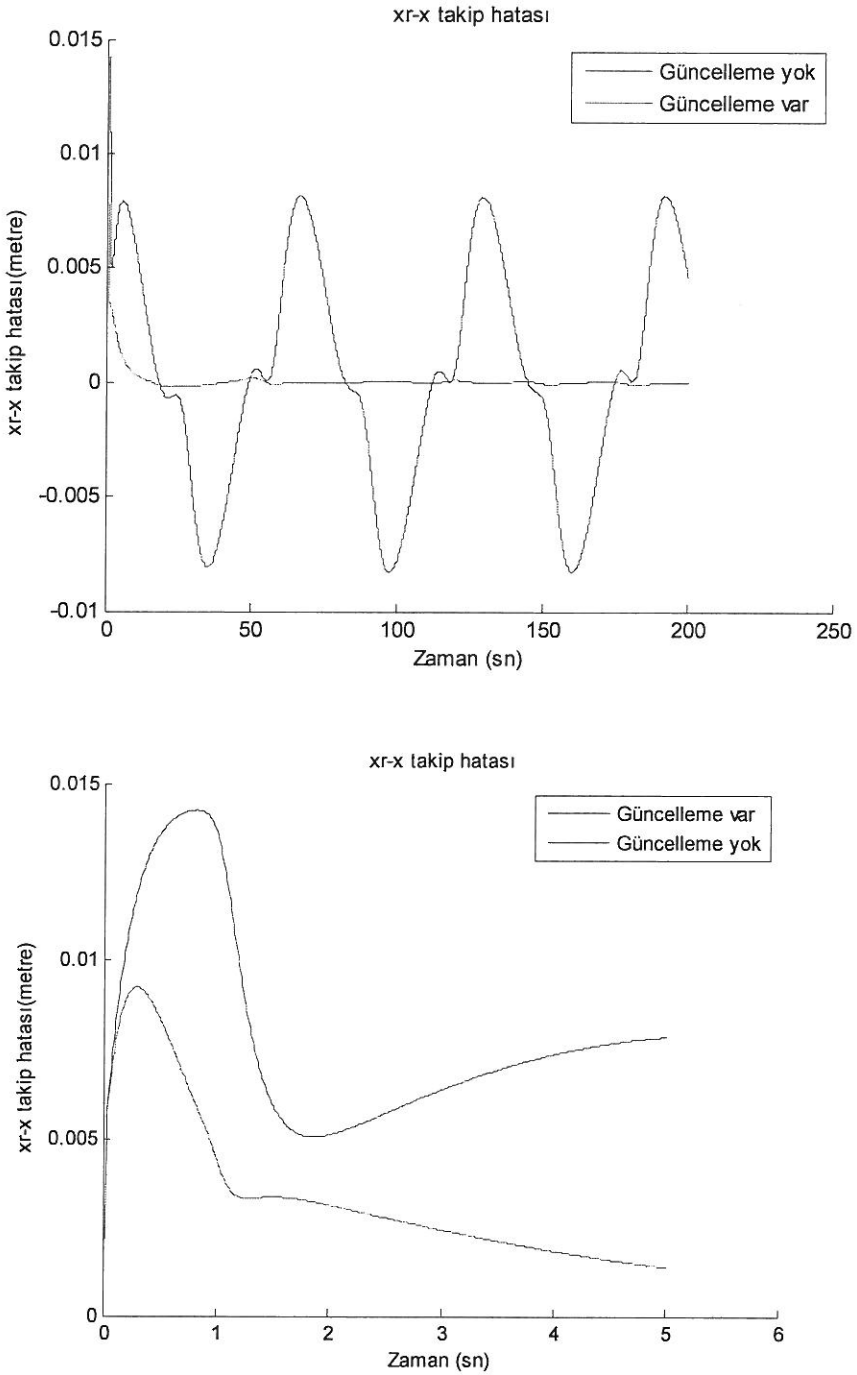
Şekil 4.18 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında açısal hız hatası ve transient geçiş bölgesi

Sekiz şeklindeki yörünge için dinamik kontrol ve kinematik kontrolü (Tip2) uygulandı ve aşağıdaki grafikler elde edildi.

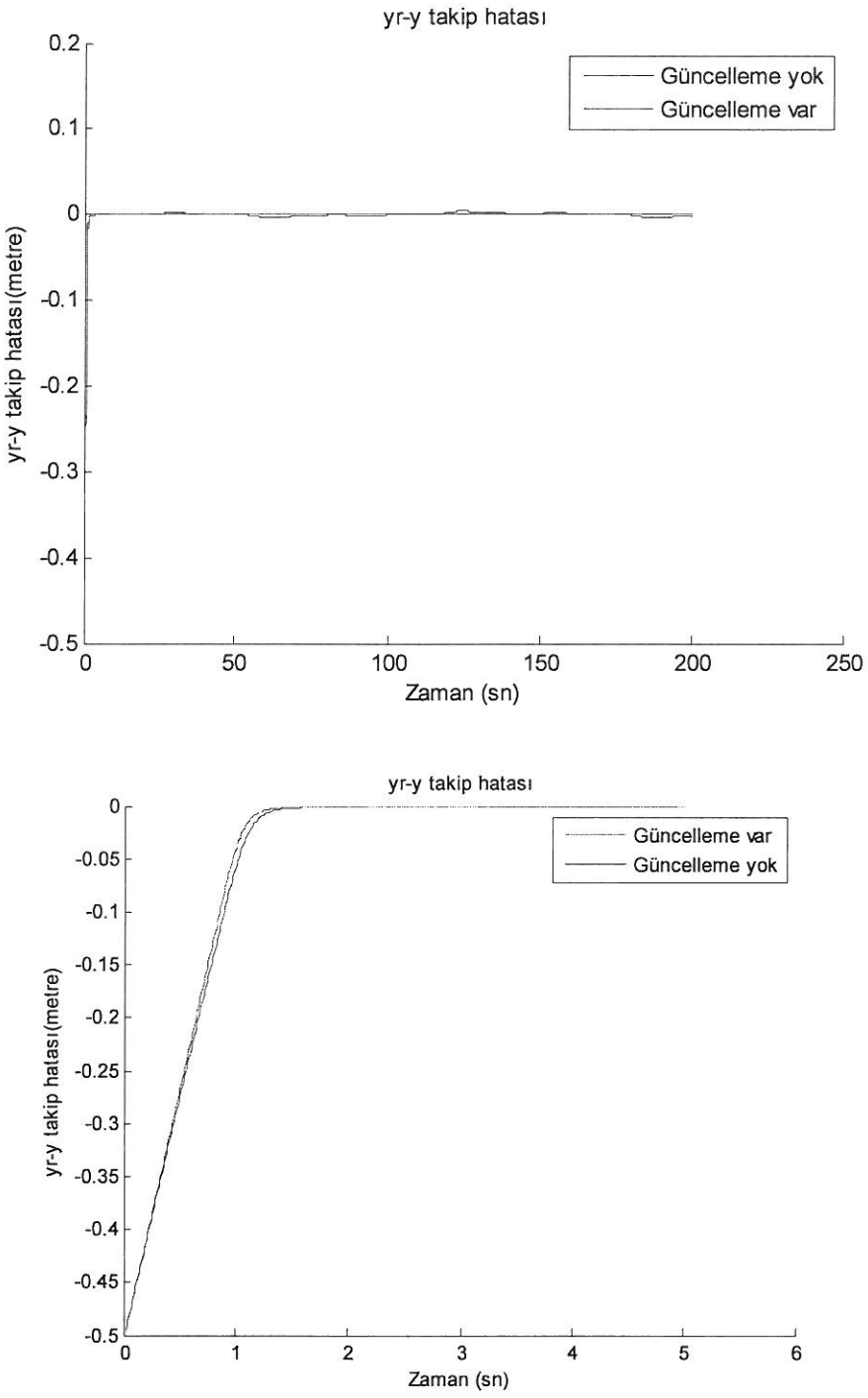


Şekil 4.19 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında güncelleme varken ve yokken 8 şeklinde yörünge

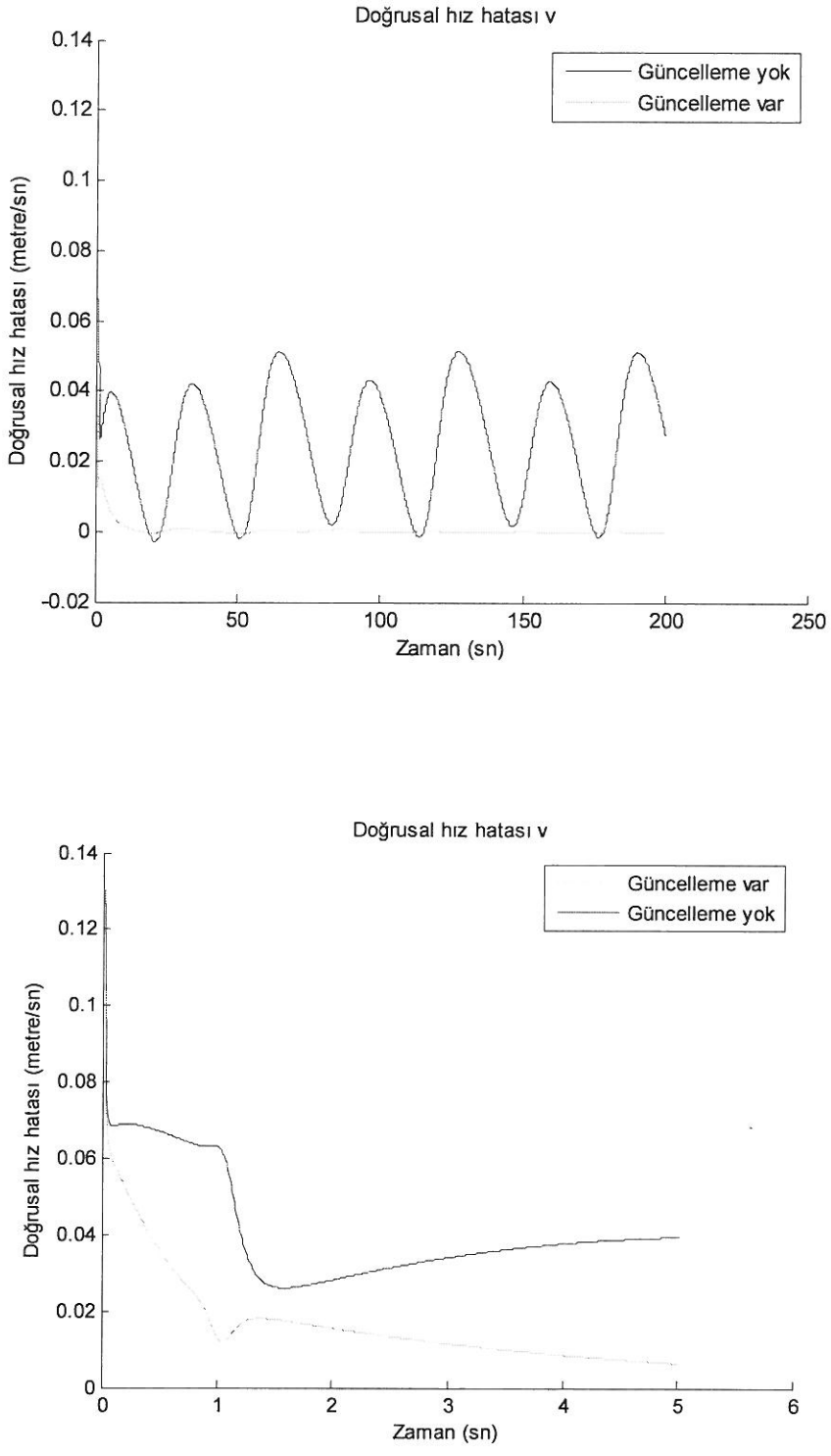
Şekil 4.19, 4.20, 4.21, 4.22, 4.23 sırasıyla dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında sekiz şeklindeki yörünge, x eksenindeki takip hatası ve transient geçiş bölgesi, y eksenindeki takip hatası ve transient geçiş bölgesi, doğrusal hız hatası ve transient geçiş bölgesi, açısal hız hatası ve transient geçiş bölgesi gösterilmiştir. Dinamik sisteme güncelleme uygulandığında ve uygulanmadığında yörünge ve hızlarının karşılaştırılması sunulmuştur. Burada grafiklerde gördüğümüz gibi yörünge takip hataları sıfıra ulaşıyor ve hız hataları da aynı şekilde daha rahat sıfıra ulaşıyor. Transient geçişlerinde de gördüğümüz gibi yörüngelerde ve hızlarda hataların daha rahat sıfıra gittiğini görüyoruz.



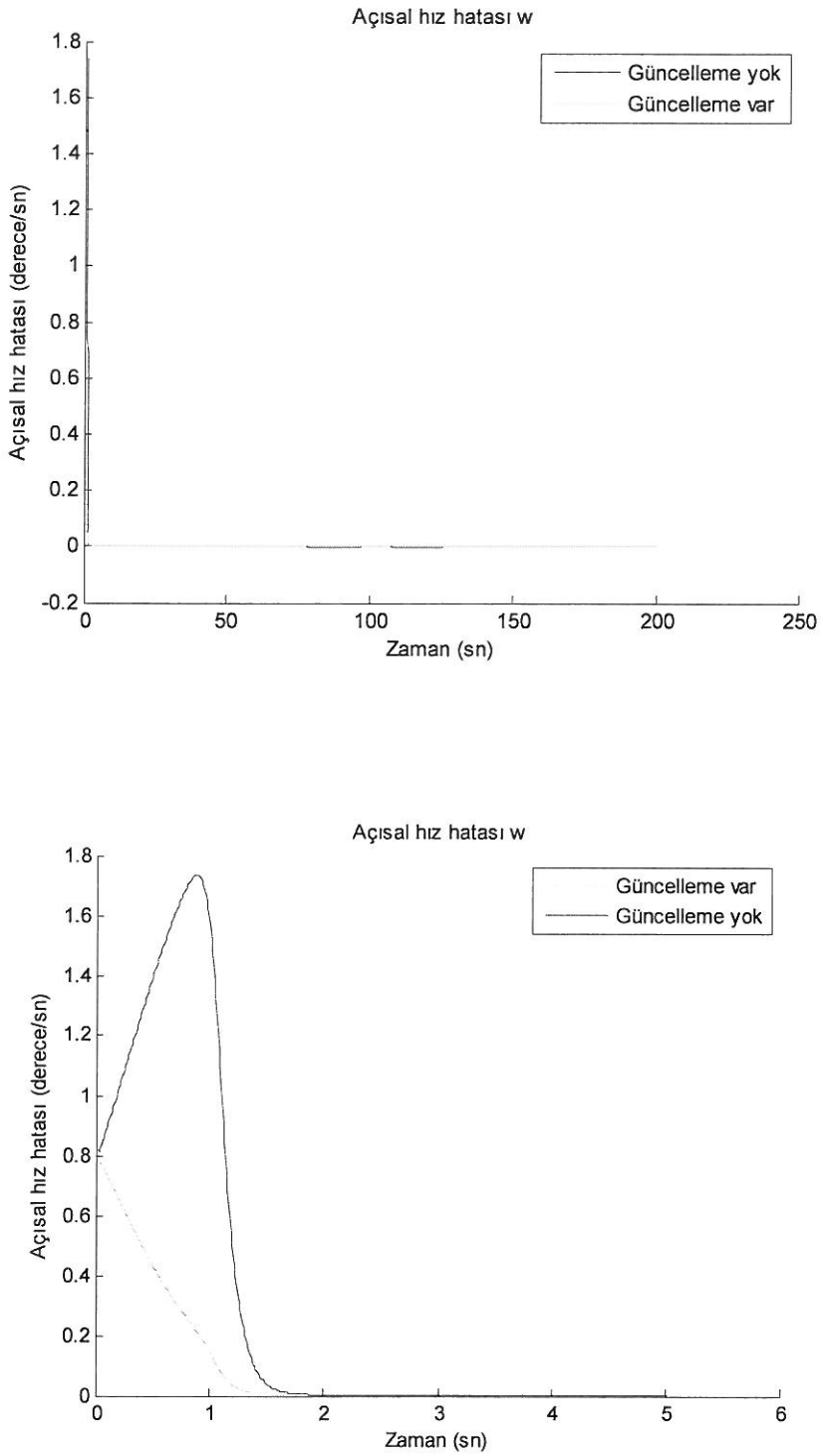
Şekil 4.20 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında 8 şeklindeki yörüngenin x-eksenindeki yörünge takip hatası



Şekil 4.21 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında 8 şeklindeki yörüngenin y-eksenindeki yörünge takip hatası



Şekil 4.22 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında 8 şeklindeki yörüngenin doğrusal hız hatası ve transient geçiş bölgesi



Şekil 4.23 Dinamik sisteme MRUK uygulandığında ve Kinematik sisteme (Tip2) MRUK uygulandığında 8 şeklindeki yörüngenin açısal hız hatası ve transient geçiş bölgesi

BÖLÜM 5
SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, dinamik parametrelerdeki belirsizlikleri içeren gezgin robotlar için model referans uyarlamalı kontrol önerilmiştir. Kontrol işlemi dinamik ve kinematik modellere dayanan iki denetleyici içermektedir. Robot, model referans uyarlamalı denetleyici ile seçilen referans modeli yakından izlemesi mümkün olmuştur. Benzetim sonuçları önerilen işlem ile sağlanan takip performansının gelişimini göstermiştir.

Çalışmamızda iki ayrı kinematik model için model referans uyarlamalı kontrol uygulanan modellere dinamik modelleri için ayrı olarak model referans uyarlamalı kontrol uygulanmıştır. İlk çalışmamızda referans olarak lineer ve açısal hızlar kullanıldı. Dinamik sistemdeki güncellemeler uygulanmadığında ve güncellemeler uygulandığında verilen bütün bu verilerin karşılaştırılarak kontrolümüzün verimliliği araştırıldı. Bu grafiklerde gördüğümüz gibi yörünge ve hız hataları da daha kolay sıfıra ulaşıyor. Dinamik kontrol uygulandığı kinematik kontrol uygulanmadığı duruma göre çok daha iyi bir performans gösteriyor.

İkinci çalışmamızda dinamik sisteme güncelleme uygulandığında ve uygulanmadığında yörünge ve hızlarının karşılaştırılması sunulmuştur. Burada grafiklerde gördüğümüz gibi yörünge takip hataları sıfıra ulaşıyor ve hız hataları da aynı şekilde daha rahat sıfıra ulaşıyor. Transient geçişlerinde de gördüğümüz gibi yörüngelerde ve hızlarda hataların daha rahat sıfıra gittiğini görüyoruz.

Bundan sonraki çalışmalarda ilk çalışma için değişik yörüngeler için denemeler yapılabilir. Dinamik yol izleme modeli içinde model referans uyarlamalı kontrol düzenlenebilir.

KAYNAKLAR DİZİNİ

Akkoç, H., 2008, Robot kontrol sistemlerindeki algılayıcılarda meydana gelen arızaların tespiti ve teşhisi için algoritmalar, Tez çalışması İstanbul Teknik Üniversitesi Fen bilimleri enstitüsü

Barzamini, R., Yazdizadeh, A. R. and Rahmani, A. H., 2006, A new adaptive tracking control for wheeled mobile robot, Robotics, automation and mechatronics, 2006 IEEE conference on

Canıgür, E and Ozkan, M., 2012, Model referance adaptive control of a nonholonomic wheeled mobile robot for trajectory tracking, 2012 International Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications (INISTA), 2-4 July 2012.

Cao Z., Zhao, Y. and Wu Q., 2011, Adaptive trajectory tracking control for a nonholonomic mobile robot, Chinese journal of mechanical engineering Vol. 24, aNo. 3,a2011

Cho, H.C., Fadali, M.S., Lee, K.S., Kim, N.H., 2009, Adaptive position and trajectory control of autonomous mobile robot systems with random friction, Published in IET control theory and applications received on 24th May 2009 revised on 1st december 2009

Fukao, T., Nakagawa, H. and Adachi, N., 2000, Adaptive tracking control of a nonholonomic mobile robot, International Symposium on Intelligent Robotic systems, Bangalore, India, January 1998, IEEE Transactions on Robotics and Automation, 2000, 16(5): 609-614.

KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

Ioannou, P. A, Sun, J., Robust adaptive control, 1996, published by Prentice Hall, Inc in 1996 (out of print in 2003)

Jordán, M. A., Scaglia, G., Bustamante, J. L. and Mut, V., 2008, Adaptive control applied to a wheeled mobile robot - A case study, V jornadas Argentinas de robótica (JAR'08), 12 al 14 de noviembre de 2008 universidad nacional del sur, Bahía Blanca

Kanayama, Y., Kimura, Y. and Miyazaki, M., 1991, A stable tracking control method for an autonomous mobile robot, IEEE/RSJ ınternational workshop on intelligent robots and systems IROS '91, Nov 3-5, 1991,Osaka

Lages, W. F., Hemerly, E. M., 1998, Adaptive Linearizing Control of Mobile Robot, In 5th IFAC Workshop on itelligent manufacturing systems

Martin, F. N., Celeste, W. C., Carelli, R., 2008, An adaptive dynamic controller for autonomous mobile robot trajectory tracking, Control engineering practice 16 (2008) 1354– 1363

Malitois, G., 1991, A hybrid model reference adaptive control/computed torque control scheme for robotic manipulators, Journal of systems and control engineering august 1991 205: 215-221

KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

Petrov, P. and Dimitrov, L., 2010, Nonlineer Path Control For a Differential Drive Mobile Robot, ACMOS'10 proceeding of the 12th WSEAS international conference on automatic control, modelling and simulation

Shojaei, K., Shahri, A.R.M. and Tarakameh, A., 2010 Adaptive feedback linearizing control of nonholonomic wheeled mobile robots in presence of parametric and nonparametric uncertainties, Robotics and computer-integrated manufacturing 27 (2011) 194–204

Sarkar, N., Yu, X. and Kumar, R.V., 1992, Control of mechanical systems with rolling constraints: application to dynamic control of mobile robots, International journal of robotic reseach, volume 13, number 1, 1994

Sastry, S., Bodson, M., 1989, Adaptive control stability, converge and robustness, Prentice Hall Press.