

Otonom bir Otobüsün Şerit Takibi için Artırılmış Hata Yöntemi ile Model Referans Uyarlanabilir Kontrolör Tasarımı

Model Reference Adaptive Controller Design with Augmented Error Method for Lane Tracking of an Autonomous Bus

Mehmet Nuri Diyici¹, Yaprak Yalçın¹

¹Mekatronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, Türkiye
diyici21@itu.edu.tr
yalciny@itu.edu.tr

1. Giriş

Özetçe

Model referans uyarlanabilir kontrol yöntemi, otonom araçların şerit takibi konusunda karşılaştıkları zorluklara güvenilir çözümler üretmek için ideal yöntemlerden biridir. Ayrıca, literatürde şerit takibi kontrolü için birçok farklı metod denenmesine rağmen, işlem yükünün fazla olması bunların gerçek zamanda uygulanmaları konusunda bir eksiklik olarak görülür. Bu bağlamda, model referans uyarlanabilir kontrol yöntemi işlem yükünün az olmasından kaynaklı avantaj sağlar. Ayrıca, yüksek hassasiyet ve doğrulukta şerit takibi sağlarken, çevresel faktörler, araç dinamiklerindeki belirsizlik ve değişkenliğin yol açacağı performans kaybını kontrolör parametrelerinin sürekli olarak güncellenmesiyle önleyerek stabiliteyi korurlar. Bu bildiride, otonom elektrikli otobüsün şerit takibi için artırılmış hata değeri ile model referans uyarlanabilir kontrolör tasarımı gerçekleştirilmiş ve simülasyon sonuçlarında performans konusundaki değerlendirilmeler yapılmıştır.

Abstract

Model Reference Adaptive Control method is one of the most promising methods to create reliable solutions to the difficulties faced by autonomous vehicles in lane tracking. Although, several methods have been tried in the literature for lane tracking control. However, their real-time application is seen as a shortcoming because of computational burden. As opposed to that, model reference adaptive control provides an advantage due to the low computational load. In addition, they provide high precision and accuracy lane tracking, while maintaining stability by constantly updating the controller parameters for eliminating the loss of performance caused by environmental factors, uncertainty, and variability in vehicle dynamics. In this paper, the design of a model reference adaptive controller with augmented error for lane tracking of an autonomous electric bus is explained and performance evaluations are presented in the simulation results.

Otonom araçlar otomotiv endüstrisinde devrim yaratmaya devam ederken, en önemli zorluklardan biri karmaşık yol şartlarıdır. Bu durumlarda en önemli becerileri ise sürüş güvenliği ve konforunu sağlamak için yüksek hassasiyet ve güvenlikle hareket etmektir. Otonom sürüş için temel unsurlardan biri olan şerit takibi, araç ve çevre şartlarının değişimine karşılık, gerçek zamanda uyum sağlama özelliğine sahip olan gelişmiş bir kontrol sistemi gerektirir. Şerit takibini sağlayan bir kontrolör için asıl görev tanımlaması, aracın şerit içerisinde hareket etmesini sağlarken onun stabilitesini de bozmamak olarak nitelendirilebilir [1]. Bu amaçla literatürde şerit takibi kontrolü üzerine birçok çalışma yapılmıştır. Lineer kuadratik regülatör (LQR), H_∞ optimal, kayan kipli kontrol (SMC) ve model öngörülü kontrol (MPC) başlıca tasarım yöntemleri olarak görülmektedir. Piao C. ve diğerleri lineer olmayan araç modelinin parametre belirsizliklerine karşın, optimizasyon algoritması kullanarak uyarlanabilir bir LQR geliştirmişlerdir [2]. Tian Y. ve diğerleri, araç parametrelerinin belirsizliği, sistem modelindeki hatalar ve çevreden kaynaklı bozucu etkilere çözüm olarak, MPC ve H_∞ yöntemleri temelinde, kazanç ayarlamalı kontrolör tasarlamışlardır [3]. Vivek ve diğerleri, geometrik bir yaklaşım olan Stanley algoritması ile, LQR ve MPC kontrolör yöntemlerinin şerit takibi üzerine performanslarını karşılaştırmışlardır [4]. Bu çalışmalar incelendiğinde elde edilen performans değerleri iyi sonuçlar olarak nitelendirilmesine rağmen, işlem yükü sebebiyle gerçek zamanlı uygulanmaları konusunda soru işaretleri barındırmaktadırlar. Ayrıca, şerit takibi konusunda, geleneksel kontrol yöntemlerinin yanı sıra Stanley ve Pure Pursuit gibi geometrik temelli yaklaşımlar daha uygun görülmesine rağmen, belirsiz araç dinamikleri ve değişken olan çevre koşullarında performans ve kararlılığı garanti etmekte zorlanırlar.

Öte yandan, yapay zekâ ve bulanık mantık temelli çalışmalar şerit takibi için önemli ölçüde ilerlemeler kaydetse de yine bu tarz çalışmaların gerçek zamanda uygulanabilirlik konusu otomotiv endüstrisinde tartışılmaktadır. Buna rağmen, Model Referans Uyarlanabilir Kontrol (MRAC), gerçek zamanlı uygulama konusunda, anlaşılır, güvenilir ve uyarlanabilir bir çözüm yöntemi olarak değerlendirilmektedir.

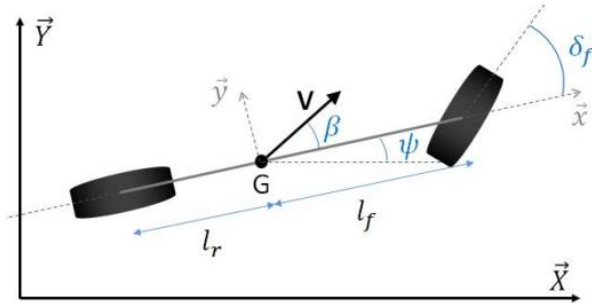
MRAC (Model Reference Adaptive Control), otonom araçların kontrol eylemlerini gerçek zamanlı bilgilere ve çevresel geri bildirimlere dayalı bir şekilde sürekli olarak ayarlanmasını

sağlayan bir kontrol tekniğidir. Arzu edilen araç davranışını sağlayacak örnek bir modele benzetilmeyi temel alan MRAC, kontrolör parametrelerini, değişen çevre ve belirsiz araç dinamikleri karşısında uyarlanabilir hale getirerek performansı ve stabiliteyi temin eder.

Bu çalışmada, otonomi özelliği kazandırılmaya çalışılan uluslararası bir ağır vasıta sağlayıcısının elektrikli otobüsü için artırılmış hata yöntemi ile model referans uyarlanabilir kontrol tasarlanarak, şerit takibi kontrolü yapılmıştır. Şerit merkezine göre yanal ofset hatasının giderildiği bu çalışmada, direksiyon açısı kontrol işareti olarak sisteme uygulanmıştır. Elde edilen simülasyon sonuçlarına göre, kapalı çevrim sistemin uyarlama işlemi gerçekleşene kadar oluşan iyi bir geçici hal yanımdan sonra şerit takibini başarı ile gerçekleştirdiği gösterilmiştir. Geçici hal yanıtı yüksek hızlar için daha da iyileştirilmeye açık olsa da direksiyon açısındaki kabul edilir değer aralığı, kontrolörün gerçek zamanlı uygulanabilirliğini göstermiştir.

2. Araç Yanal Dinamiği

Literatürde araç yanal dinamiği için problemin amacına göre kullanılan birçok model yer almaktadır [5]. Bu çalışmada yaygın bir doğrusal yaklaşım olan 2 serbestlik dereceli bisiklet modeli kullanılmıştır (Şekil 1).



Şekil 1: Araç bisiklet modeli [6].

Girişin sadece direksiyon açısı olduğu yanal hareketliliği açıklayan denklemler (1) ve (2) deki gibidir.

$$m\ddot{y} + \left[\frac{2l_f C_{af} - 2l_r C_{ar}}{V_x} \right] \dot{\psi} + \left[\frac{2C_{af} + 2C_{ar}}{V_x} \right] \dot{y} = 2C_{af} \delta_f(t) \quad (1)$$

$$I_z \ddot{\psi} + \left[\frac{2l_f^2 C_{af} + 2l_r^2 C_{ar}}{V_x} \right] \dot{\psi} + \left[\frac{2l_f C_{af} + 2l_r C_{ar}}{V_x} \right] \dot{y} = 2l_f C_{af} \delta_f(t) \quad (2)$$

Burada, \dot{y} , bir diğer gösterim ile V_y , ve V_x , sırasıyla yanal ve boylamsal araç hızlarını nitelendirip kayma açısı β ve yönelim açısı ψ 'in fonksiyonlarıdır. Bu çalışmada, kayma açısının sıfıra yakın olduğu varsayılmıştır.

Denklem (1) ve (2)'nin parametreleri ve elektrikli otobüs araç yaklaşık değerleri Tablo 1'de gösterilmiştir. Durum değişkenleri sapma oranı $\dot{\psi}$, yanal hız \dot{y} ve araç merkezinin takip edilen yolun merkezine uzaklığı olan yanal uzaklık hata değeri E olarak belirlenmiştir.

Tablo 1: Parametrelerin Tanımlanması.

Parametre	Değer	Açıklama
m	16500 kg	Araç kütlesi
l_f	4.07 m	Ön akstan araç merkezine olan uzaklık
l_r	2.03 m	Arka akstan araç merkezine olan uzaklık
C_{af}	262570 KN/rad	Ön tekerlek bükülme direnci
C_{ar}	262570 KN/rad	Arka tekerlek bükülme direnci
I_z	128800 kg m ²	Z eksenine göre atalet momenti
ψ	-	Yönelim açısı
$\dot{\psi}$	-	Yönelim oranı
V_x	20 m/s	Boylamsal hız
$V_y = \dot{y}$	-	Yanal Hız
δ_f	-	Direksiyon açısı

Ayrıca belirtmelidir ki yanal uzaklık E , yanal hız \dot{y} , araç yönelim açısı ψ ve boylamsal hızının V_x bir fonksiyonudur [7]. Bu ilişki (3)'te gösterilmiştir.

$$E = \dot{y} + V_x \psi \quad (3)$$

Yukarıda belirtilen denklemler kullanılarak gerekli düzenlemeler yapıldığında elde edilen model için durum uzay gösterimi aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} \dot{y} \\ \dot{\psi} \\ \dot{\psi} \\ \dot{E} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & V_x & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y \\ \psi \\ \dot{\psi} \\ E \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \delta_f(t) \quad (4)$$

Bu uygulamada yanal uzaklık hata değeri ölçülebilen bir özellik olduğu varsayılmıştır. Sürücü destek sistemlerinde bu değer görüntü işleme gibi yöntemlerle ölçülebilir hale gelmiştir. Böylece, sistem çıkışını ifade eden C matrisi (5)'te gösterilmiştir.

$$C = [0 \ 0 \ 0 \ 1] \quad (5)$$

Burada yanal uzaklık hatası kontrol edilecek olan değer olup, bu bağlamda, sistem girişinin direksiyon açısı ve çıkışının yanal uzaklık hatası olduğu transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi hesaplanabilir. Ayrıca bu çalışmada otonom olarak çalışan otobüs hızının uyarlanabilir bir hız sabitleyici tarafından sabit tutulduğu varsayılmaktadır. Böylece sistemin lineer olduğu kabul edilmektedir [8].

$$\frac{E(s)}{\delta_f(s)} = G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (6)$$

Tablo 1'de verilen değerler kullanıldığında, denklem (6) takip edilerek sistemin transfer fonksiyonu (7)'deki gibi elde edilir.

$$\frac{E(s)}{\delta_f(s)} = \frac{31.83(s^2 + 2.52s + 24.87)}{s^2(s^2 + 7.4s + 3.75)} \quad (7)$$

Transfer fonksiyonu incelendiğinde, sistemin görelilik derecesinin 2 ve sıfırlarının reel eksenin sol tarafında olması dolayısıyla pay polinomunun Hurwitz olduğu görülmektedir. Ayrıca yüksek frekans kazancının ise pozitif ve bilinen bir değer olduğu anlaşılmaktadır.

Bölüm 3'te transfer fonksiyonun yapısının bilindiği ancak polinomlarının katsayılarının (yani sistem parametrelerinin) bilinmediği ya da değiştiği göz önünde bulundurularak şerit takibi için artırılmış hata yöntemi ile sistem için model referans uyarlanabilir kontrolör yapısı tasarımı gerçekleştirilmiştir.

3. Artırılmış Hata Yöntemi ile Model Referans Uyarlanabilir Kontrolör Tasarımı

Bu çalışmada tasarlanan artırılmış hata yöntemi ile oluşturulan model referans uyarlanabilir kontrolör yapısı, çıkış geri beslemesi temelinde bir yapıdır [8]. Tek giriş tek çıkışlı kontrol yapısı daha önce belirtildiği gibi sistemin lineer olma varsayımı üzerine kurulmuştur. Model referans uyarlamalı kontrol yapısına göre oluşturulan artırılmış hata ifadesinin tasarlanan kontrolör parametrelerine göre lineer olmasının gerekliliği önemlidir [8]. Artırılmış hata yöntemi ile model referans uyarlanabilir kontrolör tasarımı üç temel aşamada ele alınır. İlk adım olarak istenilen çıkış takibini yapabilecek uygun bir kontrolör yapısı belirlenir. Sonrasında giriş çıkış anlamında kararlı (pasif) bir kapalı çevrim sistem elde edilmesini sağlamak amacıyla artırılmış hata ifadesi oluşturulur. Sonrasında, kapalı çevrim sistemin pasifliğini garantileyecek kontrolör parametre güncelleme kuralları bu hata ifadesi temel alınarak oluşturulur.

3.1 Referans Model ve Kontrolör Yapısı Seçimi

Model referans adaptif kontrolde, sistemin referans modelin çıkışını takip etmesini sağlayabilecek bir kontrolör yapısı kurmak önemli bir aşamadır.

Bu çalışmada, kontrol yapısı olarak transfer fonksiyonu model eşlemeleri için uygun olan çift serbestlik dereceli kontrol yapısı aşağıdaki şekilde belirlenmiştir.

$$Ru(t) = Tu_c(t) - Sy(t) \quad (8)$$

Burada R , S ve T iki serbestlik derecesine sahip kontrolörün polinomlarıdır. Ayrıca, $u(t)$ ve $u_c(t)$ sırasıyla kontrol ve referans işaretlerini temsil ederken, $y(t)$ kontrol işaretin karşılık gelen sistem cevabını ifade etmektedir. Sürekli zamanda tek giriş ve tek çıkışa sahip lineer sistem aşağıdaki gibi ifade edebilir.

$$Ay(t) = b_0Bu(t) \quad (9)$$

Burada A ve B sistem dinamiklerini nitelendiren aralarında asal olduğu varsayılan polinomlar iken b_0 yüksek frekans kazancını nitelendirir.

Denklem (8) ve (9) kullanılarak gerekli sadeleştirmeler yapıldığında kapalı çevrim sistem aşağıdaki gibi bir ifade elde edilir.

$$y(t) = \frac{b_0BT}{AR + b_0BS}u_c(t) \quad (10)$$

Böylece, kapalı çevrim sistemin karakteristik polinomu (11)'deki gibi belirlenir.

$$AR + b_0BS = A_c \quad (11)$$

Literatürde Diophantine eşitliği olarak isimlendirilen bu eşitlik arzu edilen sistem cevabının elde edilmesi için R ve S polinomlarının belirlenmesinde önemli bir rol oynar. Ayrıca, A ve B polinomlarının ortak bir çarpanı olmadığı sürece en az bir çözüm var iken, S polinomunun derecesi A polinomunun derecesinden düşük olduğu her zaman bir çözüm bulunur [8]. Bu bağlamda Diophantine eşitliğinin minimum derece çözümü ilkesine göre S polinomunun derecesi aşağıdaki gibi belirlenir.

$$\text{derece}(S) = \text{derece}(A) - 1 = 3 \quad (12)$$

Böylece, genel olarak üçüncü dereceden bir S polinomu aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$S = s_0s^3 + s_1s^2 + s_2s + s_3 \quad (13)$$

Burada, nedensellik ilkesini karşılamak adına ($\text{derece } S \leq \text{derece } R$, $\text{derece } T \leq \text{derece } R$) R ve T polinomlarının dereceleri S polinomunun derecesi ile aynı olacak şekilde (14)'deki gibi belirlenir.

$$\text{derece}(S) = \text{derece}(R) = \text{derece}(T) = 3 \quad (14)$$

Belirtilmelidir ki, minimum derecede kutup atama yöntemine göre belirlenen bu model yapısı için uygunluk koşulları göz önüne alınmalıdır [8]. Bu koşullar aşağıda ifade edilmiştir.

$$\begin{aligned} \text{derece}(A) &= \text{derece}(A_m) = 4 \\ \text{derece}(B) &= \text{derece}(B_m) = 2 \\ \text{derece}(A_0) &= \text{derece}(A) - \text{derece}(B) - 1 = 1 \end{aligned} \quad (15)$$

Bu ifadede B_m ve A_m sırasıyla örnek modelin pay ve payda polinomlarını belirtirken, A_0 gözlemci polinomunu ifade etmektedir.

Böylece, (15) dikkate alındığında, bu çalışmada referans model (16)'deki gibi belirlenmiştir.

$$G_m(s) = \frac{19.15(s + 2.1)(s + 0.56)}{(s + 2.04)(s + 2.93)(s^2 + 7.4s + 3.75)} \quad (16)$$

Bu model belirlenirken arzu edilen performans özellikleri sürüş konforu göz önüne alınacak şekilde değerlendirilmiştir. Böylece, sistemin kararlı kutuplarından biri olan -0.54 , kararlılık sınırına çok yakın olması sebebiyle, bu kutbun etkisini azaltacak şekilde, referans modelin sıfırlarından biri -0.56 'da konumlandırılmıştır. Sistemin sıfırdaki iki kutbu (integratör kutupları) ise reel eksenin sol tarafına kaydırılırken, sistem kontrol eforunun gereğinden fazla olmaması için bu kutuplar -2.04 ve -2.93 noktalarında olacak şekilde belirlenmiştir. Ayrıca, yüksek frekans kazancı referans modelin sürekli hal kazancının (dc kazanç=1) olacağı şekilde hesaplanmıştır [7].

Bu çalışmada, sistemin sıfırları B , kararlı yapıda olduğu için bu kararlı sıfırlar yok edilebilir, dolayısıyla bunu gerçekleştirebilmek amacıyla daha önce derecesi belirlenen kontrolör polinomu R 'nin bu kararlı sistem sıfırlarını içermesi gerekir, yani B polinomu R 'nin bir çarpanı olmalıdır.

Sistem sıfırlarını tanımlayan B polinomu aşağıdaki gibidir.

$$B = s^2 + b_1s + b_2 \quad (17)$$

B , R polinomunun bir terimi olarak değerlendirilecek şekilde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$R = R_1B \quad (18)$$

Böylece, kararlı sıfırların yok edilmesi için A_c 'nin bileşenlerinden birinin B olduğu açıktır. Ayrıca kapalı çevrim kontrol sisteminin referans model davranışını sergilemesi hedeflendiğinden A_c , A_m ve A_0 'ı içermesi gereklidir. Bu bilgiler ile Diophantine denklemi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$AR_1B + b_0BS = A_c = A_0A_mB \quad (19)$$

Burada R polinomunun R_1 bileşenini belirlemek için öncelikli monik ve kararlı yapıda olması gereken A_0 polinomunun derecesi (14)'deki koşullardan belirlenmiştir. Dolayısıyla, A_0 aşağıdaki gibi birinci dereceden monik polinom olarak seçilmiştir.

$$A_0 = s + a_0 \quad (20)$$

Böylece, (19) denklemi en yüksek dereceye sahip olan AR_1B terimi, A_c 'nin derece değerine eşit olması gerektiğinden R_1 teriminin derecesi 1 olması gerektiği açıktır.

$$R_1 = s + r_0 \quad (21)$$

Sonuç olarak (21) ifadesi (18)'de yerine yazıldığında R polinomu aşağıdaki gibi elde edilir.

$$R = (s + r_0)(s^2 + b_1s + b_2) \quad (22)$$

T polinomu, kapalı çevrim sistemin sıfırları referans model sıfırlarına eşlenecek şekilde belirlenir. Bu bağlamda, denklem (10)'da verilen kapalı çevrim sistem transfer fonksiyonu, referans model transfer fonksiyonuna aşağıdaki gibi eşitlendiğinde, T polinomunun $T = A_0B_m/b_0$ biçiminde seçilmesi gerektiği görülür.

$$\frac{b_0BT}{AR + b_0BS} = \frac{b_0BT}{A_0A_mB} = \frac{B_m}{A_m} \quad (23)$$

Böylece, bu çalışmada T polinomu (24)'teki gibi seçilmiştir.

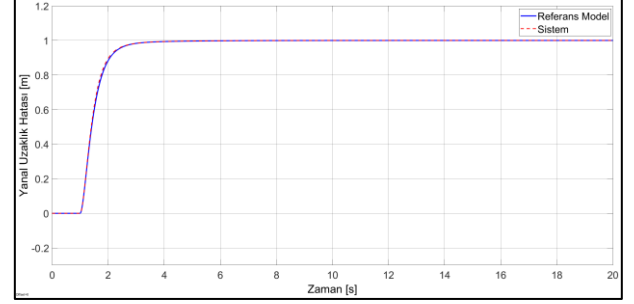
$$T = \frac{A_0B_m}{b_0} = (s + a_0)b_m/b_0(s^2 + b_1s + b_2) \quad (24)$$

Bu bağlamda, kontrol yapısının uygun seçildiğini test etmek için yukarıda inşa edilen R , S , ve T polinomlarından R ve S 'nin katsayıları için Diophantine denklemi (11), bilinen (nominal) değerlerle çözümlenerek elde edilmiş ve kontrol yapısı simülasyon ortamında test edilmiştir. Belirtilen simülasyonda $a_0 = 10$ seçilmiştir ve sonucu Şekil 2' de gösterilmiştir.

Parametrelerin bilinmediği durum için yukarıdaki tasarım gereği kontrol polinomlarının parametrik ifadesi (25)'teki gibi elde edilmiştir. Parametrelerin bilinmediği durum için kontrollör parametrelerini kapalı sistem kararlılığını koruyarak uygun şekilde güncelleyen (uyarlayan) güncelleme kuralları oluşturmak gerekmektedir. Bu parametrelere ilişkin

güncelleme kurallarının tasarımı izleyen bölümde gerçekleştirilecektir.

$$\begin{aligned} R &= s^3 + r_0s^2 + r_1s + r_2 \\ S &= s_0s^3 + s_1s^2 + s_2s + s_3 \\ T &= t_0s^3 + t_1s^2 + t_2s + t_3 \end{aligned} \quad (25)$$



Şekil 2: Referans model ve kapalı çevrim sistem birim basamak cevabı ($a_0 = 10$).

3.2 Artırılmış Hata Tasarımı

Bu bölümde pasifliğe dayalı kararlılığı garantilenmiş uyarlama kontrolör tasarımı gerçekleştirilecektir. Uyarlamalı model referans kontrolde (çıkış geri beslemesi ile) bu sistem için elde edilen hata dinamiğinin kararlılığı için sistemin transfer fonksiyonunun pozitif reel olması gerekir. Ancak sistem transfer fonksiyonu pozitif reel olmadığından kararlılığı garantileyen güncelleme kurallarının elde edilmesine olanak sağlayan artırılmış hata yöntemi kullanılacaktır.

Bir önceki bölümde, A ve B polinomlarının ortak çarpanı yoksa her zaman (11) denklemini sağlayan (denklemin çözümü olan) R ve S polinomlarının bulunduğu belirtilmişti. Sistemin sıfırlarının kararlı olduğuna bilindiğinden, R polinomunun denklem (18)'deki gibi seçildiğinde Diophantine denklemi (11) aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$(AR_1 + b_0S) = A_0A_m \quad (26)$$

Ayrıca (10) ifadesi için kararlı sıfırların yok edildiği yapı aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$(AR_1 + b_0S)y = b_0T u_c \quad (27)$$

Kapalı çevrim sistem (27) göz önünde bulundurulduğunda, $T = t_0A_0$ seçildiğinde aşağıdaki gibi seçilmiş bir referans modelin herhangi bir A_m için seçilen kontrol yapısıyla (model eşlemenin sağlanabileceği) izlenebileceği görülür [8].

$$A_m y_m(t) = b_0 t_0 u_c(t) \quad (28)$$

Burada, denklem (24)'te elde edilen kontrol polinomu incelendiğinde $t_0 = B_m/b_0$ olduğu görülür.

Genel olarak hata ifadesi e sistem çıkışı ile referans model çıkışı arasındaki fark olarak ifade edilir.

$$e = y - y_m \quad (29)$$

Denklem (26) ve (27) aşağıdaki gibi sırasıyla y ve A_0 ile çarpılıp,

$$\begin{aligned} A_0A_m y &= (AR_1 + b_0S)y \\ A_0A_m y_m(t) &= A_0b_0t_0 u_c(t) \end{aligned} \quad (30)$$

hata tanımı (29)'da yerine yazıldığında, gerekli sadeleştirmeler sonucunda aşağıdaki hata ifadesi elde edilir.

$$e = \frac{b_0}{A_0 A_m} (Ru + Sy - T u_c) \quad (31)$$

Belirtildiği gibi (31) 'da oluşan $\frac{b_0}{A_0 A_m}$ transfer fonksiyonu kesin pozitif olmadığı için, kararlılığı garantilenmiş kapalı çevrim elde edilmesini sağlayan güncelleme kurallarının belirlenmesi uygun değildir. Uygun bir yapıda hata ifadesi elde etmek için, takip hatası $\frac{Q}{P}$ ile filtrelenerek e_f hata ifadesi elde edilir.

$$e_f = \frac{b_0 Q}{A_0 A_m} \left(\frac{R}{P} u + \frac{S}{P} y - \frac{T}{P} u_c \right) \quad (32)$$

Burada, $A_0 A_m$ 'in derecesinden fazla olmayacak şekilde seçilen Q ifadesi kesin pozitif olma durumunu sağlayacaktır. Ayrıca, kontrol u , sistem cevabı y ve referans u_c işaretlerinin filtrelendiği P polinomu ise genel olarak aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$P = P_1 P_2 \quad (33)$$

P_2 teriminin tekil ve R ile eş derecede olması bu aşamada önem arz etmektedir. Böylece, filtrelenmiş hata ifadesi (34)'teki gibi yazılabilir.

$$e_f = \frac{b_0 Q}{A_0 A_m} \left(\frac{1}{P_1} u + \frac{R - P_2}{P} u + \frac{S}{P} y - \frac{T}{P} u_c \right) \quad (34)$$

Burada, (33) ifadesindeki bilinmeyen parametreler ve filtrelenmiş ölçülebilir değişkenler vektör biçiminde sırasıyla (35) ve (36)'daki gibi ifade edilebilir.

$$\theta^0 = (r'_1 \dots r'_2 s_0 \dots s_3 t_0 \dots t_3)^T \quad (35)$$

$$\varphi^T = \left(\frac{s^{k-1}}{P(s)} u \dots \frac{1}{P(s)} u + \frac{s^l}{P(s)} y \dots \frac{1}{P(s)} y - \frac{s^m}{P(s)} u_c \dots - \frac{1}{P(s)} u_c \right) \quad (36)$$

Bu ifadeler k , l ve m değerleri sırasıyla $R - P_2$, S ve T derecelerini ifade etmektedir. Böylece vektörel gösterim kullanıldığında hata ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$e_f = \frac{b_0 Q}{A_0 A_m} \left(\frac{1}{P_1} u + \varphi^T \theta^0 \right) \quad (37)$$

Yukarıda belirtilen filtrelenmiş hata ifadesinde gerçek kontrol parametresi değerleridir. Eğer bu parametreler bilinseydi kontrol işareti doğrudan $u = -\varphi^T \theta^0$ seçilebilirdi. Ancak bilinmediğinden, ifade (37)'ye $\varphi^T \theta$ terimi eklenip çıkarıldığında aşağıdaki gibi elde edilir.

$$e_f = \frac{b_0 Q}{A_0 A_m} \left(\frac{1}{P_1} u + \varphi^T \theta + \varphi^T (\theta^0 - \theta) \right) \quad (38)$$

Bu ifade, ilk iki terim hata artırımına ilişkin terimlerdir, bu bağlamda aşağıdaki tanım yapılırsa,

$$\eta = -\left(\frac{1}{P_1} u + \varphi^T \theta \right) \quad (39)$$

artırılmış hata ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\varepsilon = e_f + \frac{b_0 Q}{A_0 A_m} \eta = \frac{Q}{P} (y - y_m) + \frac{b_0 Q}{A_0 A_m} \eta \quad (40)$$

Yani, $\frac{b_0 Q}{A_0 A_m}$ kesin pozitif reel olmak üzere artırılmış hata aşağıdaki standart formda elde edilir.

$$\varepsilon = \frac{b_0 Q}{A_0 A_m} \varphi^T (\theta^0 - \theta) \quad (41)$$

Bu durumda, [8]'de verilen Teorem 5.5 gereği, seçilen kontrol yapısıyla kararlılığın garantilediği kontrolör parametre güncelleme kuralı aşağıdaki gibi seçilebilir.

$$\frac{d\theta}{dt} = \gamma \varphi \varepsilon \quad (42)$$

Burada γ uyarılma kazancını ifade eden pozitif bir sayıdır. Çıkış takip hatasının sifira gidebilmesi için hata artırım değişkeni de sürekli durumda sifira gitmelidir, yani $\frac{1}{P_1} u + \varphi^T \theta = 0$ olmalıdır. Bu durumda; $u = -P_1 \varphi^T \theta$ seçilmelidir, ancak $P_1 \varphi^T$ türevler içeren bir fonksiyondur, u değişken θ 'nın türevlerini alan bir kontrol kuralı ifadesi yerine, u skaler olduğu için transpozuda kendisine eşit olduğundan, gerçeklemeye daha uygun olan aşağıdaki kontrol kuralı,

$$u = -\theta^T (P_1 \varphi) \quad (43)$$

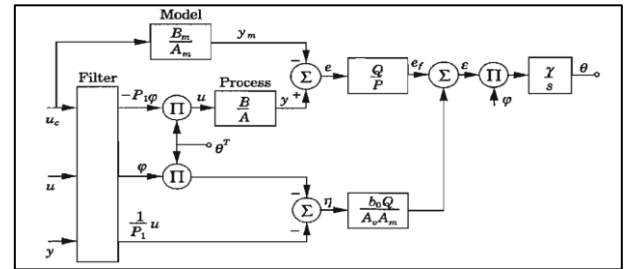
kullanılabilir. Bu durumda hata artırım ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\eta = \frac{1}{P_1} \theta^T (P_1 \varphi) - \varphi^T \theta \quad (44)$$

Böylece, artırılmış hata değeri ile model referans uyarlanabilir kontrolör blok diyagramı Şekil 3'teki gibi gösterilir. Belirtilmelidir ki, artırılmış hata ifadesine ile tasarlanan bu kontrolörde kullanılan Q ve P filtre ifadelerinin seçimi, kontrolör performansını etkiler. Bu bağlamda, yaygın bir yaklaşım olan Q ifadesi $A_0 A_m$ olarak seçilirken [8], P polinomu kesin pozitif olma durumunu korumak amacı ile maksimum derecesi Q 'nun derecesinden en fazla 1 fazla olacak şekilde seçilmesi gerektiği açıktır. Dolayısı ile, bu çalışmada, $P_1 P_2$ ifadesi, P_2 'nin derecesi 3 olması koşuluyla ve $\frac{Q}{P}$ 'nin kazanç değeri 1 olacak şekilde aşağıdaki gibi belirlenmiştir.

$$\begin{aligned} P_1 &= (s^2 + 7.4s + 3.75) \\ P_2 &= (s + a_0)(s + 2.04)(s + 2.93) \\ Q &= (s + a_0)(s + 2.04)(s + 2.93)(s^2 + 7.4s + 3.75) \end{aligned} \quad (45)$$

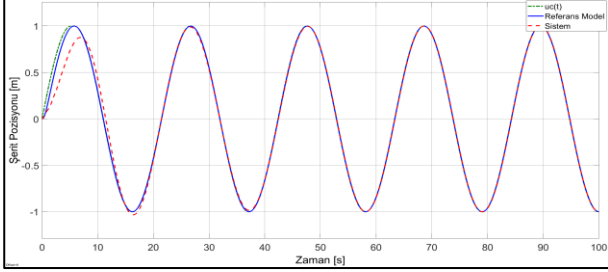
Burada, a_0 gözlemci polinomun kökü olup, $a_0 = 10$ olarak belirlenmiştir.



Şekil 3: Artırılmış hata yöntemi ile model referans uyarlanabilir kontrol yapısı [8].

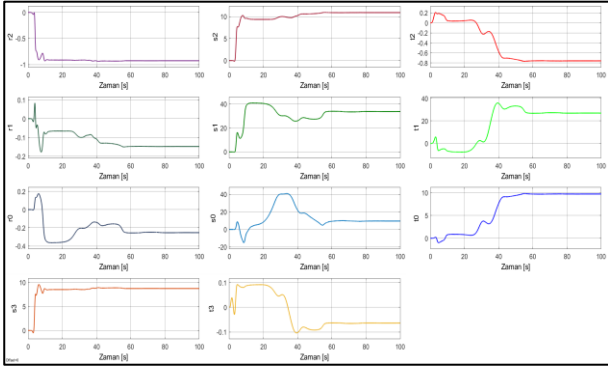
4. Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde, otonom elektrikli bir otobüsün şerit takibi kontrolü için tasarlanan artırılmış hata yöntemi ile model referans sistemin sonuçları Simulink yazılımı kullanılarak elde edilmiştir. Böylece, genlik değeri 1 olan sinüs referans işaretini $u_c(t)$ 'ye göre, referans model ve sistem şerit pozisyonu değişimi Şekil 4'te gösterilmiştir.



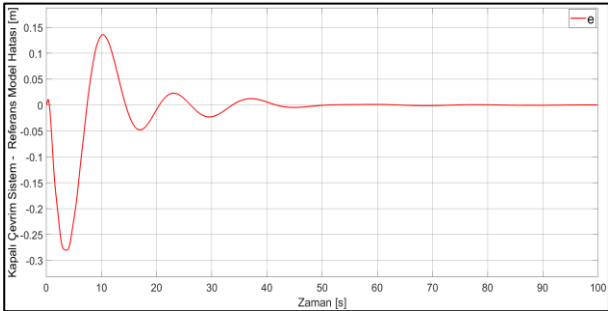
Şekil 4: Referans model ve Sistem şerit pozisyonu değişimi.

Daha önce belirtildiği gibi uyarlanabilir hız sabitleyici tarafından kontrol edilen araç hızı 20 m/s olacak şekilde simülasyon süresince sabit olduğu kabul edilmiştir. Bu bağlamda, kontrolör parametrelerinin uyarlanma kazancı γ 'nın 90 olarak seçildiği durumda değişimi Şekil 5'te gösterilmiştir.

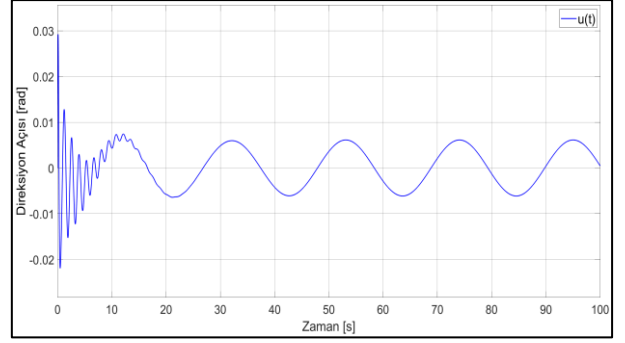


Şekil 5: Kontrolör parametreleri değişimi.

Şekil 6'da gösterilen kapalı çevrim sistem - referans model hata değeri e yaklaşık 40'ncı saniyede kalıcı duruma yanıtına ulaşırken, geçici hal halindeki en büyük değerin yaklaşık 0.27 m olduğu görülmektedir. Buna karşılık kontrol sinyali $u(t)$ olarak sisteme uygulanacak olan direksiyon açısı $\delta_f(t)$ değeri, yaklaşık olarak $\pm 0.03 \text{ rad}$ aralığında sürüş konforunu arzu edildiği gibi olumlu biçimde Şekil 7'deki gibi elde edilmiştir.



Şekil 6: Referans model çıkışını izleme hatası.



Şekil 7: Direksiyon açısı (kontrol işareti).

5. Sonuçlar ve Öneriler

Bu çalışmada otonomi özelliği kazandırılmak istenilen bir elektrikli otobüsün şerit takibi kontrolünü sağlamak için artırılmış hata yöntemi ile referans model uyarlamalı kontrol sistemi tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu sistem için öncelikle referans model seçimi gerçekleştirilmiş ve bu modelin çıkışının takibini yapacak olan kontrolör yapısı en düşük dereceden polinomlarla kutup atama yöntemine göre tasarlanmıştır. Ardından, sistemin parametrelerinin bilinmediği durum göz önünde bulundurularak pasifliğe dayalı olarak kararlılığı garantilenmiş uyarlamalı kontrol sistemi oluşturabilmek için artırılmış hata yöntemi ile kontrolör parametre güncelleme kurallarının tasarımı gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonuçları incelendiğinde uyarlama işlemi yaklaşık 10 sn'de gerçekleşirken, direksiyon açısı benzer çalışmalara [7] göre daha düşük aralıkta osilasyona sahip ve bu sebeple gerçek zamanda uygulanabilir olacak şekilde elde edilmiştir. İlerleyen çalışmalarda, farklı filtre polinomlarının seçiminin performansa etkisi araştırılırken, ayrıca tasarımı, CARLA simülasyon ortamında test edilerek performansı değerlendirilecektir.

Kaynakça

- [1] Q.Q. Yao, Y. Tian. "A model predictive controller with longitudinal speed compensation for autonomous vehicle path tracking", Applied Sciences, Cilt: 9, No:22, 4739, 2019.
- [2] C. Piao, X. Liu, and C. Lu, "Lateral control using parameter self-tuning LQR on autonomous vehicle", Proc. Int. Conf. Intell. Comput., Autom. Syst. (ICICAS), s: 913-917, 2019.
- [3] Y. Tian, Q. Yao, P. Hang and S. Wang, "A Gain-Scheduled Robust Controller for Autonomous Vehicles Path Tracking Based on LPV System With MPC and H_∞ ", IEEE Trans. Veh. Technol., C:71, No:9 s:9350-9362, 2022.
- [4] V. K. M. A. Sheta and V. Gumtapore, "A Comparative Study of Stanley, LQR and MPC Controllers for Path Tracking Application (ADAS/AD)", IEEE International Conference on Intelligent Systems and Green Technology (ICISGT), 2019.
- [5] J. Y. Wong, Ed., Theory of Ground Vehicles, 4th ed. New York, NY, USA: Wiley, 2008.
- [6] P. Polack, F. Althé, B. d'Andréa Novel, and A. de La Fortelle, "The kinematic bicycle model: A consistent model for planning feasible trajectories for autonomous vehicles?", IEEE intelligent vehicles symposium (IV), s: 812-818, 2017.
- [7] R. H. Byrne and C. T. Abdallah, "Design of a model reference adaptive controller for vehicle road following", Math. Comput. Model., Cilt: 22, No: 4-7, s: 343-354, 1995.
- [8] K. J. Åström and B. Wittenmark, Adaptive Control. Mineola, NY, USA: Courier Corp., 2013.