



MODEL REFERANS UYARLAMALI PID DENETLEYİCİ TASARIMI VE DENETLEYİCİ PARAMETRELERİNİN SİSTEM DAVRANIŞINA ETKİ ANALİZİ: DC MOTOR KONUM KONTROLÜ

¹Akif YAVUZSOY , ²Hüseyin SARGIN , ³Tuğçe YAREN , ⁴Selçuk KIZIR 

Kocaeli Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümü, Kocaeli, TÜRKİYE
¹yavuzsoyakif@gmail.com, ²hseyin.sargin@gmail.com, ³tugce.yaren@kocaeli.edu.tr,
⁴selcuk.kizir@kocaeli.edu.tr

Önemli Katkılar (Highlights)

- Uyarlamalı kontrolcü tasarımı detaylı şekilde sunulmuştur.
- Tasarlanan kontrol algoritmasının pratiğe dökülmesi ile teorinin uygulanabilirliği ve geçerliliğinin ispatı gerçekleştirilmiştir.
- Denetleyici parametrelerinin değişimlerinin sistem davranışına etkileri analiz edilmiştir.
- Düşük maliyetli STM32F4 kiti ve Waijung blok seti ile hızlı ve kolay bir şekilde uygulama geliştirilebileceği ve geliştirilen uygulamaların kontrol eğitiminde kolaylıkla kullanılabilceği vurgulanmıştır.



MODEL REFERANS UYARLAMALI PID DENETLEYİCİ TASARIMI VE DENETLEYİCİ PARAMETRELERİNİN SİSTEM DAVRANIŞINA ETKİ ANALİZİ: DC MOTOR KONUM KONTROLÜ

¹Akif YAVUZSOY , ²Hüseyin SARGIN , ^{3,*}Tuğçe YAREN , ⁴Selçuk KIZIR 

Kocaeli Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümü, Kocaeli, TÜRKİYE

¹yavuzsoyakif@gmail.com, ²hseyin.sargin@gmail.com, ³tugce.yaren@kocaeli.edu.tr,

⁴selcuk.kizir@kocaeli.edu.tr

(Geliş/Received: 13.12.2022; Kabul/Accepted in Revised Form: 30.05.2023)

ÖZ: Oransal-integral-türev (PID) kontrol yöntemi, basit mimarisi, kolay tasarım ve otomatik kazanç ayarlama gibi çekici özellikleri nedeniyle endüstride yaygın olarak uygulanmaktadır. Bununla birlikte, PID denetleyicisiyle başarılı bir endüstriyel uygulama yapabilmek için genellikle denetleyicinin önceden manuel olarak yeniden ayarlanması gerekmektedir. Bu sorunu çözmek için çalışma kapsamında, düşük maliyetli STM32F4 uygulama geliştirme kiti ve Waijung blok seti kullanılarak uyarlamalı kontrol yöntemlerinden biri olan Model Referans Uyarlamalı PID Denetleyici (MRUPIDD) tasarımı gerçekleştirilmiştir. Uyarlanabilir PID denetleyicisi, sistem parametreleri zamanla değişse bile istenen kontrol performansını sağlamak için parametre ayarlama mekanizmasına sahiptir. Parametre ayarlama mekanizması ve denetleyici tasarımı için Massachusetts Teknoloji Enstitüsü (Massachusetts Institute of Technology-MIT) kuralı kullanılmıştır. Çalışma kapsamında tasarlanan denetleyicinin DC motor üzerinde konum kontrol uygulaması gerçekleştirilmiş ve PID denetleyicisi ile karşılaştırılarak hata maliyetleri hesaplanmıştır. Uyarlama kazanç parametrelerinin sistem davranışına etkisinin incelenmesi için ise farklı gama kazanç değerleri sisteme uygulanmış ve kararlılığı bozan durumlar incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Uyarlamalı PID, Model Referans Uyarlamalı PID Denetleyici, STM32F4, Waijung Blok Seti, DC Motor

Model Reference Adaptive PID Controller Design and Analysis of the Impact of Controller Parameters on System Behavior: DC Motor Position Control

ABSTRACT: The proportional-integral-derivative (PID) control method is widely applied in the industry due to its attractive features such as simple architecture, easy design, and automatic gain adjustment. However, in order to have a successful industrial application with the PID controller, the controller has to be manually reconfigured. In order to solve this problem, the Model Reference Adaptive PID Controller (MRUPIDD), which is one of the adaptive control methods, was designed by using a low-cost STM32F4 application development kit and Waijung block set. The adaptive PID controller has a parameter adjustment mechanism to provide the desired control performance even if the system parameters change over time. Massachusetts Institute of Technology (MIT) rule is used for the parameter setting mechanism and controller design. Position control application of the controller designed within the scope of the study was carried out on the DC motor and error costs were calculated by comparing it with the PID controller. In order to examine the effects of the adaptive gain parameters on the system behavior, different gamma gain values were applied to the system and the unstable conditions were examined.

Keywords: Adaptive PID, Model Reference Adaptive Controller, STM32F4, Waijung Block Set, DC Motor

*Corresponding Author: Tuğçe YAREN, tugce.yaren@kocaeli.edu.tr

1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Yüksek performanslı elektrikli tahrik sistemleri, çelik haddehaneleri, elektrikli otomobiller, robotik ve elektrikli çekiş gibi birçok endüstriyel uygulama için önemlidir [1]. Yüksek güvenilirlik, esneklik ve başarılı performansları nedeniyle, DC motorlar endüstriyel uygulamalarda yoğun olarak yer almaktadır [2].

Oransal-integral-türev (PID) kontrolü hem geçici hem de kararlı durum yanıtlarını işleyebilen üç terimli işlevselliği ile birçok gerçek dünya sorununa basit ve en etkili yöntemi sunmaktadır [3]. Bu nedenle, PID denetleyicileri geleneksel hız ve konum kontrol döngülerinde çok yaygın olarak kullanılmaktadır [4]. Çalışma koşullarında motor parametrelerinin değişken davranışı ve sistemdeki gürültünün varlığı, motor kontrolündeki iki temel problemdir. Bu nedenle, geleneksel yöntemleri kullanarak karmaşık, doğrusal olmayan ve zamana göre değişen sistemlerin motor kontrolü zorlu bir görev haline gelmektedir [2]. Uyarlamalı kontrol, parametreleri değişen veya başlangıçta belli olmayan sistemleri kontrol etmek için kullanılan bir kontrol yöntemidir. Örneğin, bir hava aracı uçtukça yakıt tüketimine bağlı olarak kütlesi yavaşça azalacaktır. Bu durumda, bu tür değişen durumlara karşı adapte olabilecek bir kontrol yöntemi gerekmektedir [5].

Uyarlamalı kontrol, daha iyi performans ve doğruluk için gelişmiş kontrol sistemleri tasarlamak için yaygın olarak kullanılan kontrol stratejilerinden biridir [6]. Model Referans Uyarlamalı Kontrol (MRUK) ise kontrol edilen süreç parametrelerinin az bilindiği veya normal çalışma sırasında değiştiği durumlarda kontrol problemlerini çözmek için kullanılan tekniklerden biridir. Bu kontrol tekniğinde bulunan elemanlardan biri referans modelidir. İstenilen çıkış referans modeli olarak adlandırılan transfer fonksiyonu tarafından üretilir. Kontrolün sağlanması için gerekli olan kontrol parametreleri ayarlama mekanizmasında oluşturulur [7].

Çakar ve arkadaşları [8] DC motorun konum kontrolü için Massachusetts Teknoloji Enstitüsü (Massachusetts Institute of Technology-MIT) kuralı kullanarak Model Referans Uyarlamalı PID Denetleyici tasarlamışlardır. Tasarladıkları denetleyiciyi gerçek zamanlı olarak test etmişler, ayrıca PID ve bulanık mantık kontrol yöntemleri ile karşılaştırmışlardır. Model referans uyarlamalı denetleyicinin diğer yöntemlere kıyasla ölçüm gürültüsünden daha az etkilendiği sonucuna varmışlardır. Emiroğlu ve arkadaşları [9], DC motorun hız kontrolü için bilinmeyen sistem parametreleri varlığında, kendinden ayarlamalı denetleyici algoritması geliştirmişler ve geliştirdikleri algoritmayı deney seti üzerinde test ederek başarılı sonuçlar almışlardır. Parametre kestirimi ve denetleyici tasarımı için özyinelemeli en küçük kareler yöntemi ve kutup atama yöntemini kullanmışlardır. Mahmud ve arkadaşları [10] adaptif PID yöntemi kullanarak, sabit mıknatıslı fırçasız bir DC motorun (BLDC) hız kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. BLDC' nin daha yüksek çıkış verimliliğinde hız kontrolü zor bir kontrol problemidir. Bu nedenle daha iyi verimlilik sağlamak için adaptif PID denetleyicisini tercih etmişlerdir. Gerçek zamanlı deneyler sonucunda adaptif PID denetleyicisinin diğer denetleyicilere göre çok daha başarılı performans gösterdiği sonucuna varmışlardır. Ali ve arkadaşları [11] yapmış oldukları çalışmada model referanslı uyarlanabilir PID denetleyicisini incelemişlerdir. Kontrol edilen DC motor, parametre farklılıkları gibi belirsizliklere maruz kaldığı için geleneksel model referans uyarlamalı kontrol yönteminin eksikliklerini en aza indirmeyi hedeflemişlerdir. Model referans uyarlamalı kontrol yöntemi için daha başarılı bir çözüm bulmayı ve DC motorun daha iyi performanslı kontrolünü sağlamayı amaçlamışlardır. Bu amaç doğrultusunda ise model referans uyarlamalı kontrol yöntemi ile PID kontrolünü birleştirmişler ve elde ettikleri denetleyicinin performansını test edebilmek için MATLAB/Simulink simülasyon ortamını kullanmışlardır. Gueye ve arkadaşları [12] sabit mıknatıslı bir DC motorun uyarlanabilir referans modeline dayalı, sensörsüz (Kalman filtresi ile hız tahmini gerçekleştirerek) hız kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. MIT kuralı ile tasarlanan model referans uyarlamalı PID sonucunda ise %0,15'lik düşük bir hata oranı ile başarılı bir performans elde edilmiştir. Jain ve Nigam [13] top ve kiriş sisteminin gerçek zamanlı kontrolü için MIT kuralının kullanıldığı bir model referans uyarlamalı kontrol sistemi tasarlamışlar ve başarılı performans elde etmişlerdir.

Bu çalışmada, sabit mıknatıslı fırçalı bir DC motorun konum kontrolüne yönelik MRUK tabanlı PID denetleyicisi tasarlanmış ve STM32F4 uygulama geliştirme kiti kullanılarak gerçek zamanlı kontrolü

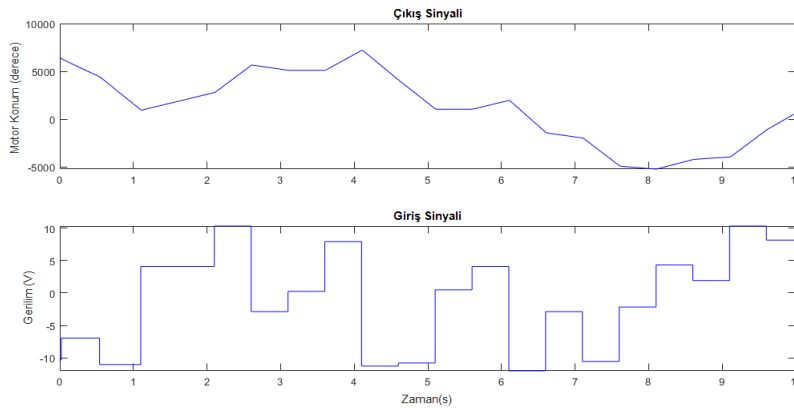
sağlanmıştır. PID denetleyici tasarımı ayrıntılı ele alınmış, kök yer eğrisi analizi gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan klasik PID ve uyarlamalı PID denetleyicileri gerçek zamanlı deney setinde test edilmiş ve sonuçlar gözlenmiştir. Başarılı kontrolcü performansları elde edilmiş böylece tasarlanan denetleyicilerin performansı gerçek zamanlı olarak doğrulanmıştır. Ayrıca uyarlamalı kontrol yapısında önemli bir yere sahip denetleyici parametrelerinin değişimlerinin sistem davranışına etkileri incelenmiş ve tasarım sürecinin iyileştirilmesi hedef alınmıştır.

Çalışma kapsamında sırasıyla Bölüm 2'de DC motor modeli sunulmuş, Bölüm 3'te kontrol metotları ayrıntılı olarak verilmiş ve kontrolcü tasarımı gerçekleştirilmiş, gerçek zamanlı sonuçlar Bölüm 4'te sunulmuş ve son olarak sonuçlar tartışılmıştır. Gerçekleştirilen çalışma i) uyarlamalı kontrolcü tasarımı, ii) tasarlanan kontrol algoritmasının pratiğe dökülmesi ile teorinin uygulanabilirliği ve geçerliliğinin ispatı, iii) denetleyici parametrelerinin değişimlerinin sistem davranışına etkilerinin incelenmesi, iv) düşük maliyetli STM32F4 kiti ve Waijung blok seti ile hızlı ve kolay bir şekilde uygulama geliştirilebileceği ve geliştirilen uygulamaların kontrol eğitiminde kolaylıkla kullanılabilirliğini gösterme açısından ön plana çıkmaktadır.

2. DC MOTOR MODELİ (DC MOTOR MODEL)

Bu çalışma kapsamında kullanılan DC motorun modeli, sistem tanımlama yöntemlerinden biri olan kara kutu yaklaşımıyla deneysel verilerden hesaplanarak elde edilmiştir. Sistem tanımlaması, sistemin giriş ve çıkış sinyallerinin ölçümlerini kullanarak dinamik sistemlerin matematiksel modellerini oluşturmak için kullanılan bir metodolojidir [14,15]. Sistem tanımlama, ölçülen verilerden dinamik sistemlerin matematiksel modellerini oluşturmak için istatistiksel yöntemler kullanır [16]. Kara kutu modeli yaklaşımında, sistemin matematiksel modelini türetmek için sadece deneysel veriler kullanılır. Bu yaklaşımda, içeriği hakkında hiçbir bilgisi olmayan sisteme çeşitli giriş sinyallerinin uygulanması sonucunda çıkış sinyalleri izlenerek bir model oluşturulur. Çalışma kapsamında model tabanlı bir denetleyici tasarlanacağı için elde edilecek modelin gerçek sistemi temsil etmesi hedeflenmektedir.

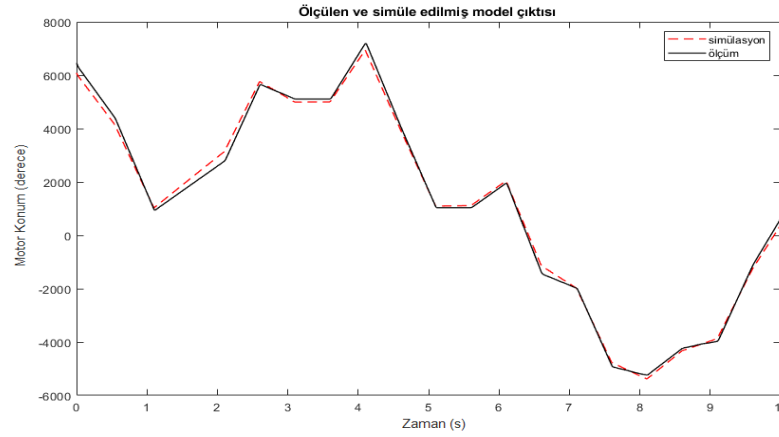
Sürekli ve ayrık zamanlı transfer fonksiyonlarını, süreç modellerini ve durum uzayı modelini tanımlamak için zaman ve frekans alanında girdi ve çıktı verilerini elde etmeye ihtiyaç vardır [17]. Bu nedenle, giriş verileri proses tanımlaması için gereklidir. Bu çalışmada, giriş sinyali Şekil 1'de görüldüğü gibi kullanıcı tanımlı fonksiyon olarak seçilmiştir. DC motorun bu giriş sinyaline karşılık gelen konumu olan çıkış sinyali de aynı şekilde gösterilmiştir.



Şekil 1. Deneysel sistem giriş ve çıkış verisi

Figure 1. Experimental system input and output data

MATLAB Sistem Tanımlama Araç Kutusu ile sistem tanımlama işleminden sonra 2 kutuplu ve 1 sıfırlı olarak elde edilen sistemin transfer fonksiyonu Denklem 1'de görülmektedir.



Şekil 2. Motor konum verisi (ölçüm ve simülasyon sonucu)

Figure 2. Motor position data (measurement and simulation result)

$$\frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{7.523 s + 71070}{s^2 + 132.2 s + 0.0000134} \quad (1)$$

Denklem 1’de verilen transfer fonksiyonu kullanılarak elde edilen sonuç grafiğinin gerçek motor verisi ile karşılaştırılması Şekil 2’de verilmiştir. Şekil 2’den görüleceği üzere kara kutu yaklaşımı kullanılarak %94 doğruluk oranına sahip DC motor transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Elde edilen transfer fonksiyonunda, klasik yöntemler kullanılarak elde edilemeyecek olan motor sürücü entegresinin etkileri, sıcaklık, titreşim, sürtünme kuvvetleri gibi ölçülemeyen fiziksel parametrelerin etkileri bulunmaktadır. Elde edilen benzerlik yüzdesi yüksek bir oran olduğundan gerçek zamanlı kontrol uygulamaları için DC motor konum matematiksel modeli olarak kabul edilebilir [14].

3. KONTROL METODLARI (CONTROL METHODS)

DC motor konum kontrolü uygulanacak model için farklı kontrol metotları kullanılmıştır. Bu metotlar ise PID denetleyicisi, Model Referans Uyarlamalı PID denetleyicisi olarak seçilmiştir. PID denetleyicisi tasarımı ve kök yer eğrisi analizi gerçekleştirilmiştir. Aynı zamanda Model Referans Uyarlamalı PID denetleyicisi için MIT kuralından yararlanılmıştır.

3.1. PID Denetleyici (PID Controller)

PID denetleyici, basitliği, net işlevselliği, uygulanabilirliği ve kullanım kolaylığı ile geri beslemeli kontrol sistemleri arasında en yaygın kullanılan kontrol sistemidir. PID kontrol, orantısal, integral ve türev etkisi ile referans değerinden geri besleme sinyalinin çıkarılmasıyla elde edilen hatayı paralel olarak işleyerek sistemin istenilen referans değerine ulaşmasını sağlayan bir yöntemdir. PID kontrol sistemindeki P, I ve D işlemleri farklı formlarda birleştirilebilir ve P, PI, PD gibi kontrol yöntemleri haline gelebilir. PID kontrol yapısının matematiksel modeli Denklem 2’de, hata sinyali ise Denklem 3’de verilmiştir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (2)$$

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (3)$$

Burada $u(t)$ kontrol sinyalini, $y(t)$ çıkış sinyalini, $r(t)$ referans sinyalini ve $e(t)$ hata sinyalini gösterir. Denklemdeki K_p , K_i ve K_d katsayıları sırasıyla orantısal, integral ve türev kazanç sabitleridir. Uygulanan referans sinyalinin çıkış sinyalini takip etmesi isteniyorsa bu parametrelerin doğru seçilmesi gerekmektedir. PID katsayılarının ayarlanmasında, kapalı çevrim Ziegler-Nichols yöntemi veya röle geri besleme yöntemi kullanılabilir. Ayrıca PID denetleyicisi, denetleyici parametreleri değiştirilerek kabul

edilebilir bir performans elde edilmesi için kök-yer eğrisi kullanılarak tasarlanabilir. Bu çalışmada klasik PID denetleyici tasarımı, kök-yer eğrisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

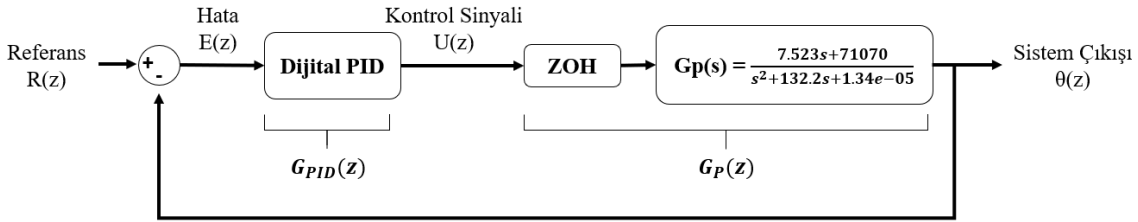
3.2. PID Denetleyici Tasarımı (PID Controller Design)

DC motorun PID denetleyici ile konum kontrolü için dijital kapalı çevrim kontrol yapısı Şekil 3'de gösterilmiştir. Kontrol yapısında $T=0.01s$ ile elde edilen sıfırncı dereceden tutucunun (ZOH) sürekli zaman transfer fonksiyonunu Denklem 4 sağlamaktadır. Sıfır dereceli tutucu ile sistem transfer fonksiyonu ileri yolda yer aldığından Denklem 5'deki transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Denklem 5'e z-dönüşüm uygulandıktan sonra, ayrık zamanlı transfer fonksiyonu ise Denklem 6'da görüldüğü gibi elde edilmektedir.

$$G_{ZOH}(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} = \frac{1 - e^{-0.01s}}{s} \quad (4)$$

$$G(s) = G_{ZOH}(s) \cdot G_p(s) = \frac{1 - e^{-0.01s}}{s} \frac{7.523s + 71070}{s^2 + 132.2s + 0.0000134} = A \quad (5)$$

$$G_p(z) = Z\{A\} = \frac{2.435z + 1.507}{z^2 - 1.267z + 0.266} \quad (6)$$



Şekil 3. Kapalı çevrim dijital PID kontrol yapısı [14]

Figure 3. Closed loop digital PID control structure [14]

PID parametrelerinin (K_p , K_i , K_d) kök yer eğrisi yardımı ile teorik olarak bulunması için dijital PID transfer fonksiyonu Denklem 7'de verilmiştir.

$$G_{PID}(z) = \frac{(K_p T + K_d) z^2 + (K_i T^2 - K_p T - 2K_d) z + K_d}{Tz(z - 1)} \quad (7)$$

İkinci dereceden ideal transfer kullanılarak kutup atama işlemi için tasarım kriterleri olarak %5 aşım ve 0,5 saniye oturma zamanı tasarım kriteri olarak belirlenmiştir. İkinci dereceden sistemin kökleri Denklem (8-12) kullanılarak Denklem 13'teki gibi elde edilir. Denklem 8'de yer alan ζ sönümleme oranını, ω_n doğal frekansı, Denklem 10'da yer alan %OS ifadesi ise istenilen aşım yüzdesini ifade etmektedir.

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (8)$$

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2} \quad (9)$$

$$\zeta = \frac{-\ln(\%OS/100)}{\sqrt{\pi^2 + (\ln(\%OS/100))^2}} \quad (10)$$

%5 aşım için;

$$\zeta = \frac{-\ln\left(\frac{5}{100}\right)}{\sqrt{\pi^2 + \left(\ln\left(\frac{5}{100}\right)\right)^2}} \rightarrow \zeta = 0.69$$

0.5s oturma zamanı için ($T_s = 0.5$);

$$\omega_n \cong \frac{4}{T_s \zeta} \rightarrow \omega_n = 11.59$$

$$s_{1,2} \cong -8 \pm j8.4$$

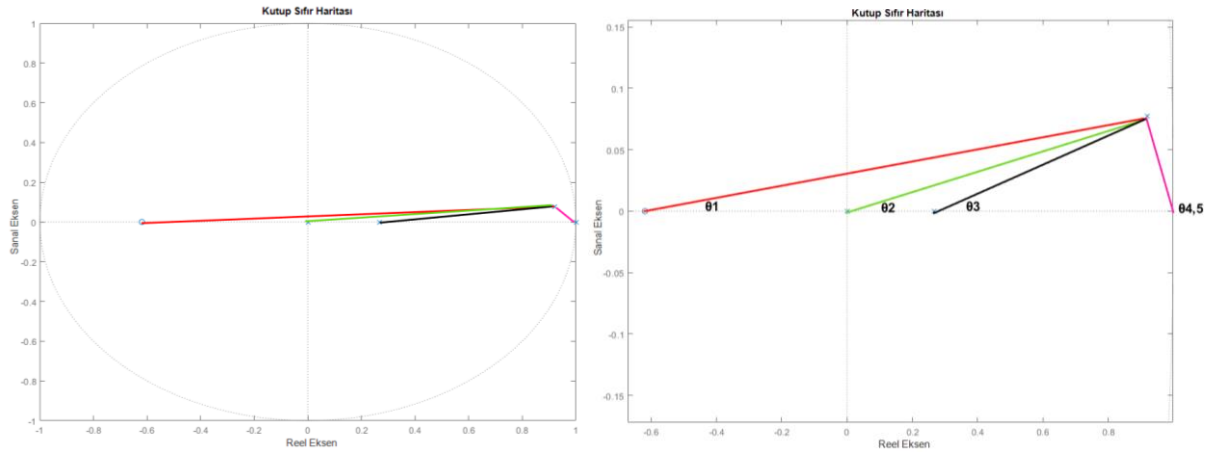
Denetleyici ayrık zamanda tasarlanacağından, bulunan sürekli zaman köklerinin z-düzlemine dönüştürülmesi gerekir. Sisteme ayrık zamanda atanacak kutbu belirlemek için Denklem 14'de gösterildiği gibi 0,01s örnekleme zamanı ile dönüştürme işlemi yapılmıştır.

$$z_{1,2} = \exp(T(-8 \pm j8.4))$$

$$z_{1,2} \cong 0.92 \pm j0.077$$

3.3. Kök Yer Eğrisi Analizi (Root Locus Analysis)

DC motorun ayrık zamanlı transfer fonksiyonu iki kutup ve bir sifıra sahiptir. PID denetleyicisinin iki sıfırı ve iki kutbu olmak üzere açık çevrim transfer fonksiyonunun toplamda dört kutup, üç sıfırı bulunmaktadır. PID' nin bilinmeyen iki sıfırı, atanan kutbun bilinen kutup ve sıfırlara göre açıları hesaplanarak denetleyici tasarımı gerçekleştirilir. Şekil 4'deki tüm açılar hesaplanmış ve PID denetleyicisinin sıfırlarının alması gereken açılar Denklem 15-16'daki gibi belirlenmiştir.



Şekil 4. Sıfır kutbundaki atama kutbuna göre PID denetleyicisinin sıfırlarının belirlenme haritası
Figure 4. Determination map of the zeros of the PID controller relative to the assignment pole at the zero pole

$$\theta_1 = \tan^{-1}\left(\frac{0.077}{|-0.81 - 0.92|}\right) = 2.55^\circ$$

$$\theta_2 = \tan^{-1}\left(\frac{0.077}{|0 - 0.92|}\right) = 4.78^\circ$$

$$\theta_3 = \tan^{-1}\left(\frac{0.077}{|0.266 - 0.92|}\right) = 6.71^\circ$$

$$\theta_{4,5} = 90 + \tan^{-1}\left(\frac{1 - 0.92}{|0.077|}\right) = 136.09^\circ$$

$$\pm 180(2k + 1) = \emptyset + 2.55 - 4.78 - 6.71 - 136.09 - 136.09$$

$$k = 0 \rightarrow -180^\circ = \emptyset - 281.12 \rightarrow \emptyset = 101^\circ$$

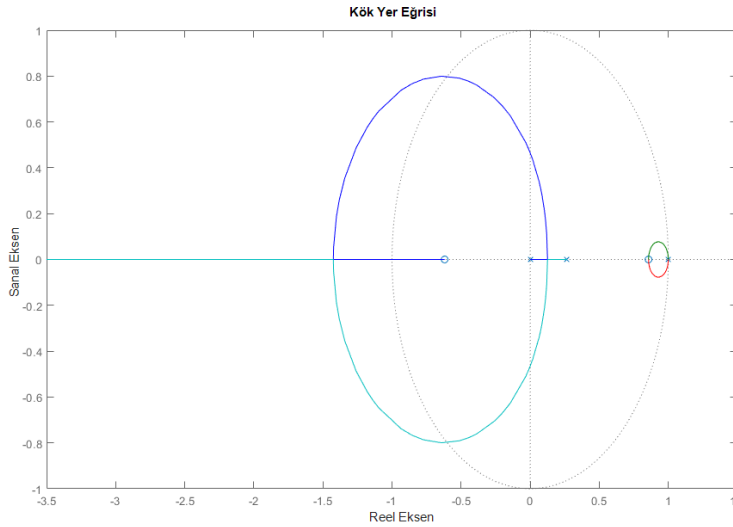
Kök yer eğrisinin atanan noktadan geçebilmesi için PID denetleyicisinin sıfırları sistem üzerinde toplam 101° etkiye sahip olmalıdır. İki sıfır aynı yerde ise, gerekli açı değeri $50,5^\circ$ 'dir ve hedeflenen açı değerlerini sağlayan sıfır yerleri Denklem 17'de gösterildiği gibi elde edilir.

$$\tan^{-1} \frac{0.077}{0.92 - z_{pid}} = 50.5^\circ \rightarrow \frac{0.077}{0.92 - z_{pid}} = \tan(50.5^\circ) \rightarrow z_{pid} = 0.8567 \quad (17)$$

PID sıfırları bulunduğundan sonra, Denklem 14'teki PID transfer fonksiyonu Denklem 18'e dönüşür. İleri beslemeli transfer fonksiyonu (Denklem 19) kullanılarak Şekil 5'deki kök yer eğrisi elde edilir. Şekil 5'de sistem kutuplarının artan kazançla nasıl hareket ettiği görülmektedir. Sistem davranışında birim çembere yakın baskın kutuplar etkili olduğu için Şekil 6'daki "+1" noktası etrafındaki kök yörüngesi dikkate alınır. Ancak bu kök yer eğrisinden kazanç değeri belirlenirken +1 noktasından uzakta oluşan kök yer eğrisinin kararlılık limiti dikkate alınmalıdır. +1 noktası etrafında oluşan kök yer eğrisinde seçilen kazanç değeri, diğer kök yer eğrisinin kritik kazanç değerini geçmemelidir. Kritik kazanç değeri aşılmadan Şekil 6'da gösterildiği gibi $K = 0.554$ seçilir.

$$G_{PID}(z) = \frac{(z - 0.8567)^2}{z(z - 1)} = \frac{z^2 - 1.713z + 0.7339}{z^2 - z} \quad (18)$$

$$KG_{PID}(z)G_P(z) = K \frac{z^2 - 1.713z + 0.7339}{z^2 - z} \frac{2.435z + 1.507}{z^2 - 1.267z + 0.2666} \quad (19)$$

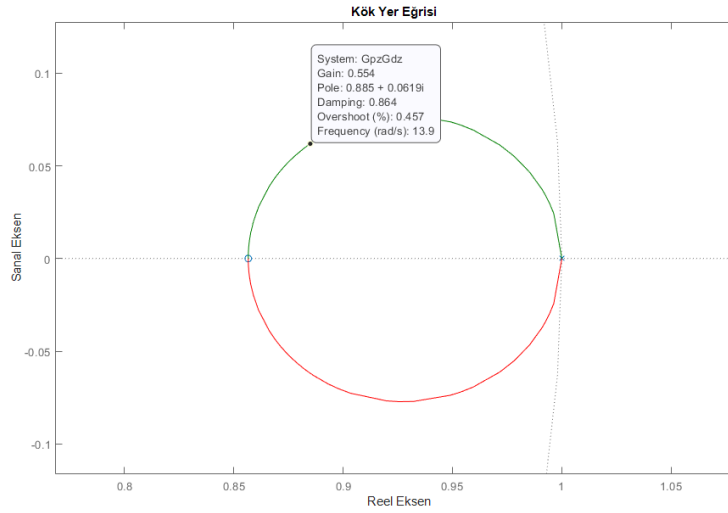


Şekil 5. Sistem kök yer eğrisi
Figure 5. The root locus diagram of the system

PID denetleyici parametreleri Denklem 20-21'de gösterildiği gibi kök yer eğrisinde seçilen kazanç değeri ($K=0.554$) kullanılarak hesaplanır.

$$G_{PID}(z) = K \frac{z^2 - 1.713z + 0.7339}{z^2 - z} = \frac{(K_p T + K_d) z^2 + (K_i T^2 - K_p T - 2K_d) z + K_d}{Tz(z - 1)} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \frac{K_d}{T} &= (K)(0.7339) \rightarrow K_d = (0.554)(0.7339)(0.01) = \mathbf{0.00406} \\ K_p + \frac{K_d}{T} &= K \rightarrow K_p = (0.554) - \frac{0.00406}{0.01} = \mathbf{0.148} \\ K_i T - K_p - 2 \frac{K_d}{T} &= (K)(-1.713) \rightarrow K_i = \mathbf{0.1097} \end{aligned} \quad (21)$$

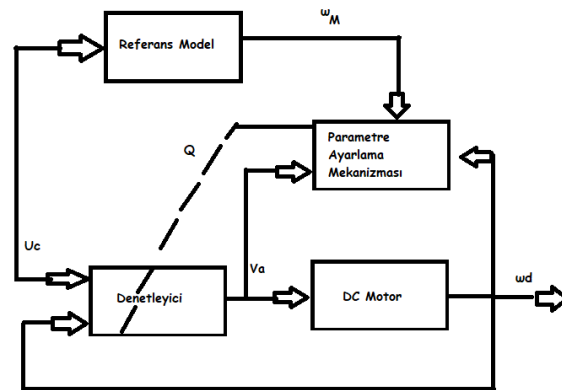


Şekil 6. +1 noktası etrafında oluşan kök yer eğrisi

Figure 6. The root locus diagram of the system around point +1

3.4. Model Referans Uyarlamalı Kontrol (Model Reference Adaptive Control)

Model Referans Uyarlamalı Kontrol (MRUK), Whitaker tarafından 1958'de önerilmiştir [18]. Motor konum kontrolü için istenilen çıkış, referans modele uygulanan giriş sinyali ile üretilir. Ayarlama mekanizması, sistemi istenilen çıkışa uyacak şekilde ve parametre değişikliği veya rahatsız edici etkilerde değişiklik olması durumunda bile istenilen çıkışı koruyacak şekilde tasarlanmıştır. Şekil 7'de MRUK'un blok diyagramı verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere MRUK çalışma yapısında, sistem çalışmaya başladığında referans modele göre denetleyici parametreleri ayarlanır ve sonrasında sistemin zamana bağlı parametrelerine göre "Parametre Ayarlama Mekanizması", denetleyici parametrelerini güncelleyerek motorun istenilen konumda kalmasını sağlar. Sistemin zamana bağlı etkenlerine göre hatayı sıfır yapabilmek ve kararlı bir sistem elde etmek için ayar mekanizmasının belirlenmesi, MRUK sistemi ile ilgili önemli bir sorundur. Bu makalede Parametre Ayarlama Mekanizması MIT kuralına göre tasarlanmış olup, kural Denklem 22'de verilmiştir.



Şekil 7. MRUK blok diyagramı

Figure 7. MRUK block diagram

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (22)$$

$$e = y_{system} - y_{model} \quad (23)$$

3.5. Massachusetts Teknoloji Enstitüsü (MIT) Kuralı (MIT Rule)

MIT Kuralı ilk olarak Massachusetts Teknoloji Enstitüsü (MIT)'nün araştırmacıları tarafından 1960 yılında geliştirilmiş olup hava araçlarında oto pilot sistemi tasarlamak için kullanılmıştır. Maliyet fonksiyonunun düşürülmesi, takip etme hatasının (e) azalmasına ve sistem çıktısının istenen çıktıya yaklaşması anlamına gelmektedir ve maliyet fonksiyonuna Denklem 24'de yer verilmiştir. Maliyet fonksiyonunun azaltılması, takip etme hatasının (e) azalması ve sistem çıkışının istenilen referansa yaklaşmasını sağlar. Bu nedenle maliyet fonksiyon değerini en aza indirecek bir denkleme ihtiyaç vardır. Bu denklem, Denklem 22'de verilmiştir. Denklemdaki γ sabiti uyarılama kazancı olarak bilinir.

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

Motorun konuma bağlı transfer fonksiyonu Denklem 25'te verilmiştir ve a_0 , a_1 , a_2 ve b_0 denklemdaki sabitlerdir.

$$G(s) = \frac{y_s(s)}{u(s)} = \frac{b_0}{a_2 s^2 + a_2 s + a_0} \quad (25)$$

Frekans uzayında PID Transfer Fonksiyonu Denklem 26'da yer almaktadır. e_p değeri ise sisteme verilen girdi ile sistemden yani enkoderden alınan konum bilgisi arasındaki farkı verir ve bu ifadeye Denklem 27'de yer verilmiştir.

$$\frac{u(s)}{e_p(s)} = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s} \quad (26)$$

$$e_p = u_{input} - y_{system} \quad (27)$$

Kapalı çevrim transfer fonksiyonu, motorun konumuna bağlı transfer fonksiyonundan ve PID transfer fonksiyonundan elde edilmiş olup Denklem 28'de verilmiştir.

$$\frac{y_s(s)}{u_g(s)} = \frac{b_0(K_d s^2 + K_p s + K_i)}{a_2 s^3 + (a_1 + b_0 K_d) s^2 + (a_0 + b_0 K_p) s + K_i} \quad (28)$$

MIT kuralının son hali Denklem 29'da görülmektedir.

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial y_s} * \frac{\partial y_s}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial y_s}{\partial \theta} \quad (29)$$

K_p , K_i ve K_d değerleri Denklem 30'da ki θ değişkeni yardımıyla elde edilecektir.

$$\theta = \left(-\frac{\gamma}{s}\right) e \frac{\partial y_s}{\partial \theta} \quad (30)$$

Denklem 30'da bulunan $\frac{\partial y_s}{\partial \theta}$ işlemini gerçekleştirebilmek için θ yerine sırasıyla K_p , K_i ve K_d değerleri koyulmuştur. $\frac{\partial y_s}{K_p}$, $\frac{\partial y_s}{K_i}$ ve $\frac{\partial y_s}{K_d}$ değerlerini bulabilmek için Denklem 28'de içler dışlar çarpımı yapılarak Denklem 31 elde edilmiştir. Denklem 31'in K_p , K_i ve K_d değişkenlerine göre kısmi türevleri alınarak sırasıyla $\frac{\partial y_s}{K_p}$, $\frac{\partial y_s}{K_i}$ ve $\frac{\partial y_s}{K_d}$ değerleri elde edilmiş ve sırasıyla Denklem (32-34)'de yer verilmiştir.

$$y_s(s)[a_2 s^3 + (a_1 + b_0 K_d) s^2 + (a_0 + b_0 K_p) s + K_i] = u_g(s)[b_0(K_d s^2 + K_p s + K_i)] \quad (31)$$

$$\frac{\partial y_s}{K_p} = \frac{b_0 s (u_g - y_s)}{s^3 + \left(\frac{a_1 + b_0 K_d}{a_2}\right) s^2 + \left(\frac{a_0 + b_0 K_p}{a_2}\right) s + \frac{K_i}{a_2}} \quad (32)$$

$$\frac{\partial y_s}{K_i} = \frac{b_0 (u_g - y_s)}{s^3 + \left(\frac{a_1 + b_0 K_d}{a_2}\right) s^2 + \left(\frac{a_0 + b_0 K_p}{a_2}\right) s + \frac{K_i}{a_2}} \quad (33)$$

$$\frac{\partial y_s}{K_d} = \frac{b_0 s^2 (u_g - y_s)}{s^3 + \left(\frac{a_1 + b_0 K_d}{a_2}\right) s^2 + \left(\frac{a_0 + b_0 K_p}{a_2}\right) s + \frac{K_i}{a_2}} \quad (34)$$

Denklem (32-34) yeniden düzenlenerek Denklem (35-37) elde edilmiştir.

$$K_p = \left(-\frac{\gamma_p}{s}\right) e^{-\frac{b_0 s (u_g - y_s)}{s^3 + \left(\frac{a_1 + b_0 K_d}{a_2}\right) s^2 + \left(\frac{a_0 + b_0 K_p}{a_2}\right) s + \frac{K_i}{a_2}}} \quad (35)$$

$$K_i = \left(-\frac{\gamma_i}{s}\right) e^{-\frac{b_0 (u_g - y_s)}{s^3 + \left(\frac{a_1 + b_0 K_d}{a_2}\right) s^2 + \left(\frac{a_0 + b_0 K_p}{a_2}\right) s + \frac{K_i}{a_2}}} \quad (36)$$

$$K_d = \left(-\frac{\gamma_d}{s}\right) e^{-\frac{b_0 s (u_g - y_s)}{s^3 + \left(\frac{a_1 + b_0 K_d}{a_2}\right) s^2 + \left(\frac{a_0 + b_0 K_p}{a_2}\right) s + \frac{K_i}{a_2}}} \quad (37)$$

Denklem (32-34)'de yer alan γ_p , γ_i ve γ_d değerleri, PID katsayılarının bulunmasında kullanılan yöntemlerden birisi olan manuel ayarlama yöntemi ile bulunmuştur. Manuel ayarlama yönteminde K_p , K_i ve K_d değişkenleri yerine sırasıyla γ_p , γ_i ve γ_d değişkenleri kullanılmıştır.

Manuel ayarlama, ilk önce K_i ve K_d değerleri sıfıra ayarlanır. Döngünün çıkışı salınım yapana kadar K_p değeri artırılmalı, ardından K_p , çeyrek genlikli azalma tipi yanıtı için bu değer yaklaşık yarısına ayarlanmalıdır. Ardından, işlem için yeterli sürede kararlı durum hatası azalana kadar K_i değeri artırılmalıdır. Ancak, çok yüksek K_i kazancı problem oluşturacaktır. Son olarak, gerekirse, döngü bir yük bozulmasından sonra kabul edilebilir bir sürede referansa ulaşmak için K_d değeri artırılmalıdır. Ancak, yüksek K_d kazancı aşırı tepkiye ve salınımlara neden olacaktır. Hızlı bir PID döngü ayarı, ayar noktasına daha hızlı ulaşmak için genellikle biraz aşar; ancak, bazı sistemler aşmayı kabul edemez, bu durumda aşırı sönümlü bir kapalı döngü sistemi gerekir, bu da salınımlara neden olan K_p ayarının yarısından daha düşük bir K_p ayarı gerektirir [8].

Sistemin transfer fonksiyonunun kutupları, sistem yanıtının davranışını etkilediği için karakteristik denklemin kökleri önemlidir. Kutupların yer değiştirmesi, sistemin yerleşme süresi, yükselme süresi ve aşma gibi özelliklerini belirler. İstenen karakteristiğe sahip ikinci dereceden bir sistemin transfer fonksiyonu ζ (sönümleme oranı) ve w_n (doğal frekans) ile oluşturulabilir. Bu özellik kullanılarak referans modelin transfer fonksiyonu Denklem 38'de verilen ikinci mertebe olarak seçilir. Yüzde aşım ve salınım istenmediğinden ζ ve w_n değerleri sırasıyla 1 ve 5 rad/s olarak seçilmiştir.

$$G_m = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \quad (38)$$

$$s^3 + \left(\frac{a_1 + b_0 K_d}{a_2}\right) s^2 + \left(\frac{a_0 + b_0 K_p}{a_2}\right) s + \frac{K_i}{a_2} \equiv (s + \sigma) * (s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2) \quad (39)$$

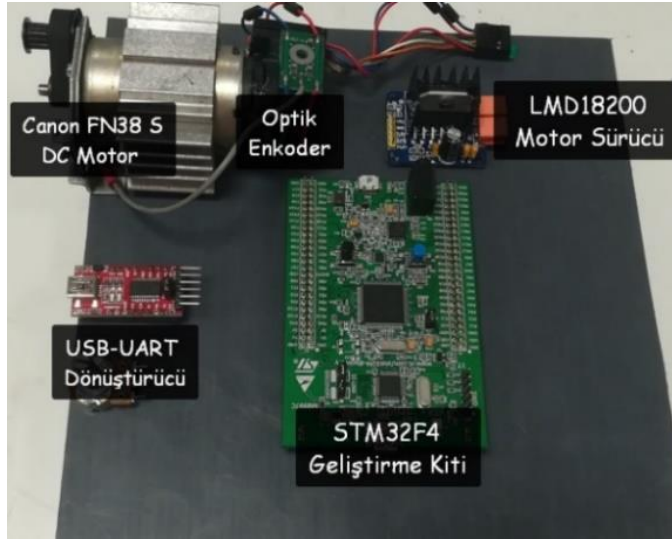
Denklem 28'deki transfer fonksiyonu, Denklem 38'deki referans model transfer fonksiyonundan daha yüksek bir dereceye sahip olduğundan, kararlı kutbun ($-\sigma$) yeri sistem performansını büyük ölçüde etkilediği için orijine yakın uzaklıkta olan 0.001 noktası seçilmiştir. Denklem 39'daki denklik kullanılarak Denklem 38 yeniden düzenlendiğinde Denklem 40 elde edilir ve bu denklem Şekil 10'da görüleceği üzere parametre ayarlama mekanizması için kullanılmıştır.

$$G_i(s) = \frac{b_0}{s^3 + (2\zeta\omega_n + \sigma)s^2 + (\omega_n^2 + 2\zeta\omega_n\sigma)s + \sigma\omega_n^2} \quad (40)$$

4. GERÇEK ZAMANLI KONTROL (REAL TIME CONTROL)

Şekil 8'de denetleyicinin test edildiği deney düzeneği görülmektedir. Deney düzeneğinde 24V beslemeli, sabit mıknatıslı Canon FN38-S fırçalı DC motor yer almaktadır. Motora ek olarak, çözünürlüğü 168 CPR (Counts Per Revolution) olan iki kanallı enkoder bulunmaktadır. Aynı zamanda deney düzeneğinde STM32F4 uygulama geliştirme kartı, H köprü yapısına sahip LMD 18200 motor sürücüsü ve seri haberleşme için USB-UART dönüştürücü bulunmaktadır.

Bu bölümde gerçek zamanlı kontrol sonuçları sunulmaktadır. Klasik PID ve model referans uyarlamalı PID denetleyicileri aşım (*overshoot*), oturma zamanı (*settling time*), yükselme zamanı (*rise time*) ve kalıcı durum hatası (*steady state error*) performans kriterleri bakımından değerlendirilmiştir. Sisteme giriş olarak 1 saniye gecikmeli, 200 genlikli birim basamak işareti verildikten sonra iki farklı kontrol sisteminin verdiği sonuçlar gözlemlenmiş ve gerçek zamanlı sonuçlar karşılaştırılmıştır.



Şekil 8. Deney düzeneği
Figure 8. Experimental setup

4.1. PID Kontrol Uygulaması (PID Control Experiment)

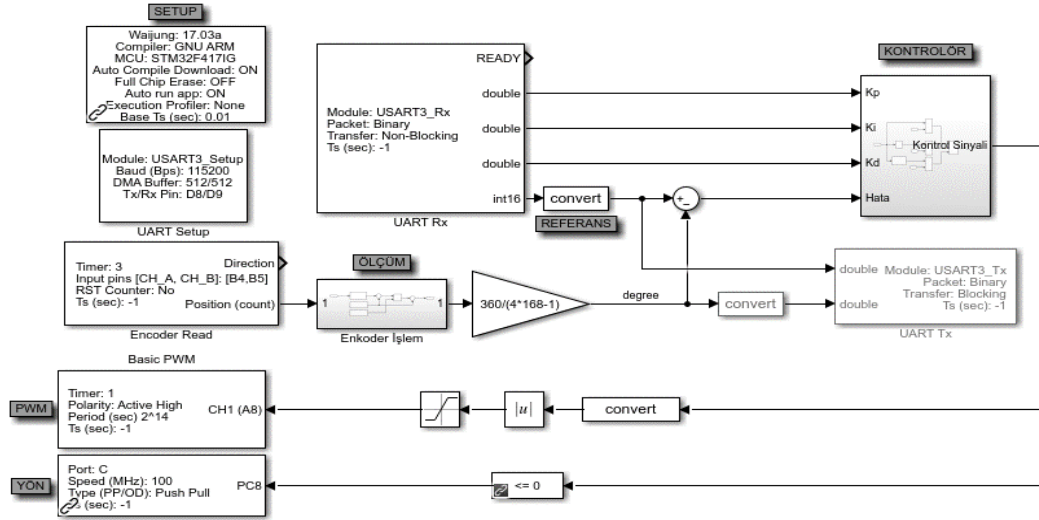
Şekil 9, gerçek zamanlı Simulink denetleyici modelini, Şekil 10 ise bilgisayardan referans sinyali ve PID kontrolörün parametrelerini (K_p , K_i ve K_d) göndermek için UART iletişim protokolü kullanılarak tasarlanan PC (host) modeli göstermektedir. Kök yer eğrisi yöntemi kullanılarak elde edilen PID parametreleri host model üzerinden gerçek sistem üzerine aktarılarak DC motorun referans konuma göre kontrolü sağlanır.

PID kontrol sonucu sistemin verdiği basamak yanıtı Şekil 11'de verilmiştir. Basamak yanıtında PID kontrolcüsü istenen referans değerine ulaşmakta, yükselme süresi uygun ve salınım miktarı yok denecek kadar azdır. Ancak klasik PID denetleyicisi sonucunda aşım meydana gelmiştir. Klasik PID kullanan sistemin performans sonuçları Çizelge 1'de verilmiştir.

Çizelge 1. Sistemin klasik PID kontrol basamak yanıtı

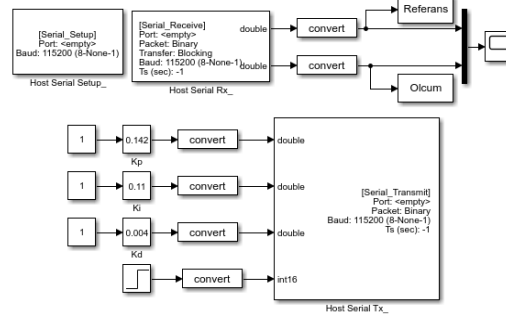
Table 1. Classical PID control step response of the system

	Yüzde Aşım	Yerleşme Zamanı	Yükselme Zamanı	Kalıcı Durum Hatası
Klasik PID	2.14 %	3.51 s	0.06 s	0°



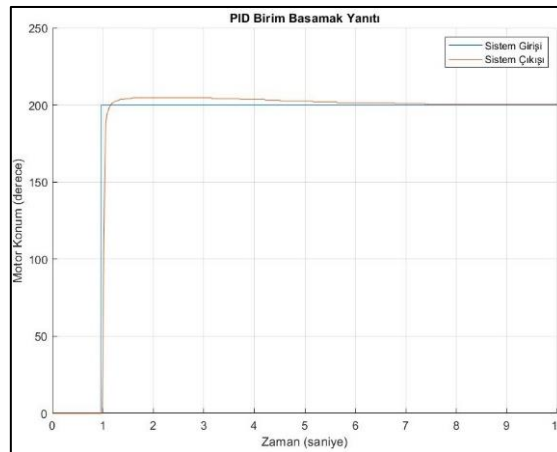
Şekil 9. Gerçek zamanlı DC motor PID kontrol Simulink modeli

Figure 9. Real-time DC motor PID control Simulink model



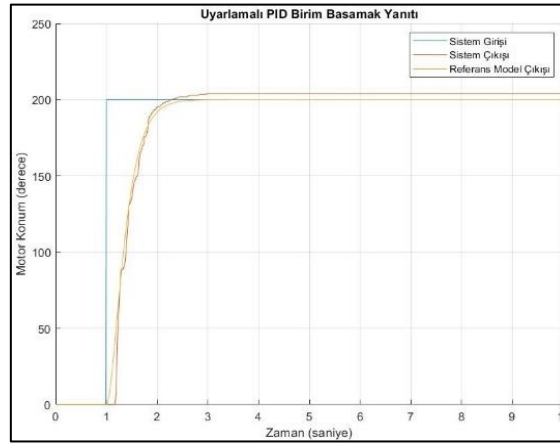
Şekil 10. Host modeli (Klasik PID kontrol)

Figure 10. Host model (classic PID control)



Şekil 11. PID kontrol basamak yanıtı

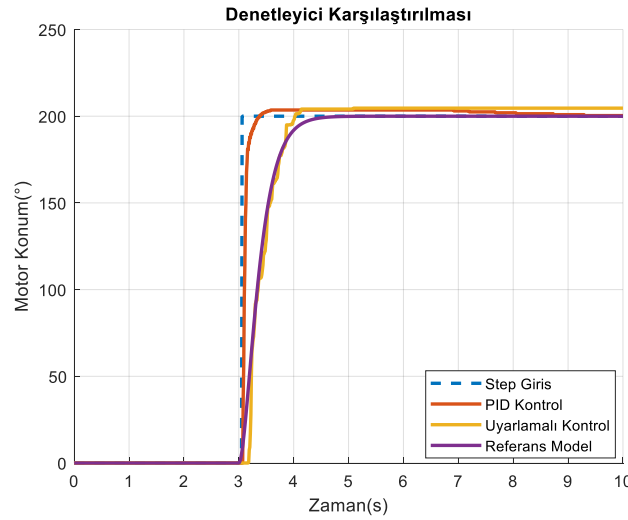
Figure 11. PID control step response



Şekil 14. Uyarlamalı PID kontrol basamak yanıtı
Figure 14. Adaptive PID control step response

4.2. Karşılaştırma (Comparison)

PID ve uyarlamalı kontrol sistemlerinin daha net karşılaştırılabilmesi için sonuçlar üst üste Şekil 15'de çizdirilmiş ve her iki denetleyicinin hata sinyalleri karşılaştırılmıştır. Uyarlamalı PID kullanan sistemin denetleyici parametreleri Denklem 38'de oluşturulan referans modele göre elde edilmiştir. Klasik PID kontrol parametreleri ise kök yer eğrisi analizi sonucu elde edilmiştir.



Şekil 15. PID ve uyarlamalı PID kontrol basamak yanıtları
Figure 15. PID and adaptive PID control step responses

Denetleyici performansları hata maliyeti açısından karşılaştırılmış ve maliyet fonksiyonu olarak Denklem 41'de tanımları verilen ortalama karesel hata karekökü (Root Mean Square Error-RMSE), ortalama karesel hata (Mean Squared Error-MSE), karesel hatanın integral (Integral Square Error-ISE) ölçütü kullanılmıştır.

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (e(t))^2}, \text{MSE} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (e(t))^2, \text{ISE} = \int (e(t))^2 dt \quad (41)$$

Çizelge 2, sisteme denetleyici uygulanması sonucunda elde edilen DC motor konum sinyallerinin (PID ve uyarlamalı PID) referanslarına göre hatalarının RMSE ve MSE değerlerini göstermektedir. Çizelgeden görülebileceği üzere PID sonucu elde edilen konum sinyalinin hata maliyeti, uyarlamalı PID

sonucu elde edilen konum sinyalinin hata maliyetine göre yüksektir. Karşılaştırmaya göre uyarlamalı PID kontrol uygulamasında referansa daha yakın, hata maliyeti daha düşük çıkış sinyali elde edildiği sonucuna varılmaktadır.

Yanıtların her ikisi de basamak girişine göre incelendiğinde uyarlamalı PID yanıtının daha yavaş olduğu (yükselme zamanı daha fazla) görülmektedir. Uyarlamalı PID yapısı referans modele göre çalıştığı için yükselme zamanı seçilen referans modele göre değişiklik gösterecektir. Performans kriterlerine göre tasarımcının farklı referans modelleri seçmesi ve farklı denetleyici performansı elde etmesi mümkündür.

Çizelge 2. PID ve uyarlamalı PID kontrol hata maliyeti karşılaştırılması

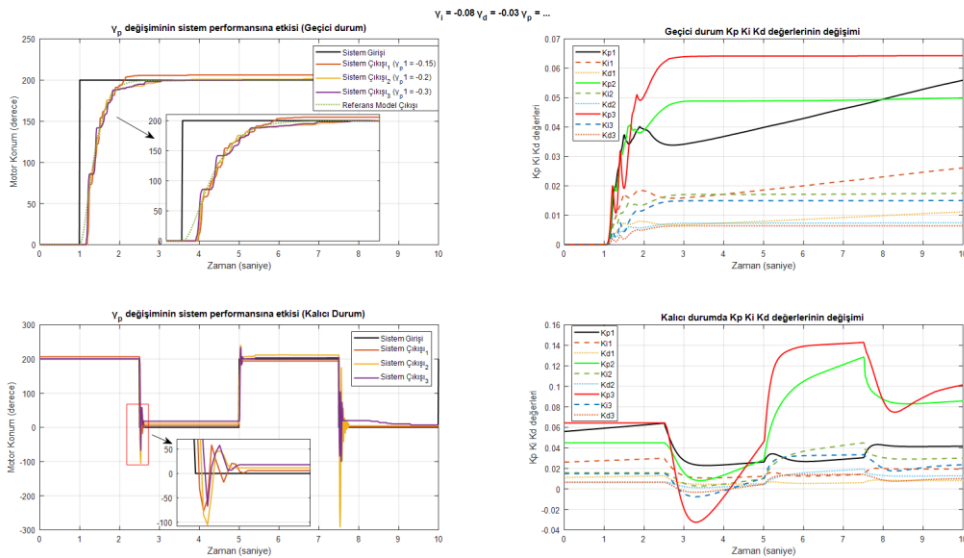
Table 2. Comparison of PID and adaptive PID control error cost			
	RMSE	MSE	ISE
PID	0.3995	159.7790	1523
Uyarlamalı PID	0.1852	34.3209	350.5

4.3. Gama Kazanç Değerlerinin Sistem Davranışına Etkisi (Effect of Gamma Gain Values on System Behavior)

Tasarlanan model referans uyarlamalı kontrol sisteminin değişen γ_p , γ_i ve γ_d değerlerinin sistem davranışına etkisi incelenecektir. Kontrolör tasarımında optimum sonuç için bulunan $\gamma_p = -0.015$, $\gamma_i = -0.08$ ve $\gamma_d = -0.03$ değişkenleri baz alınarak sisteme etkisi incelenecek değişken dışındaki parametreler sabit tutulup, değişken parametrenin sisteme etkisi incelenip bu inceleme sonuçları ayrıntılı olarak Şekil (16–18) arasında çizdirilmiş ve gerekli karşılaştırmalar yapılmıştır.

İlk olarak $\gamma_i = -0.08$ ve $\gamma_d = -0.03$ değerleri sabit tutulup γ_p parametresinin değişim etkisi $\gamma_p = -0.015$, $\gamma_p = -0.02$ ve $\gamma_p = -0.03$ değerleri ele alınarak incelenmiştir. Sisteme geçici rejim durumu için 200 genlikli basamak fonksiyonu giriş olarak uygulanmış ve sistemin buna karşı cevabı Şekil 16'da gösterilmiştir.

Şekil 16 geçici durum yanıtından görüleceği üzere, γ_p parametresi düşürüldüğünde sistemin kalıcı durum hatası azalmıştır fakat yerleşme zamanı artmıştır. Geçici durum cevabının incelenmesinden sonra sisteme kare darbe fonksiyonu giriş olarak uygulanmış ve γ_p parametresinin kalıcı duruma etkisi incelenmiştir. Kalıcı durumda γ_p parametresi düşürüldüğünde maksimum aşım ve osilasyonlar artmış ve diğer kazançlar için performansın kabul edilebilir olmadığı gözlemlenmiştir.



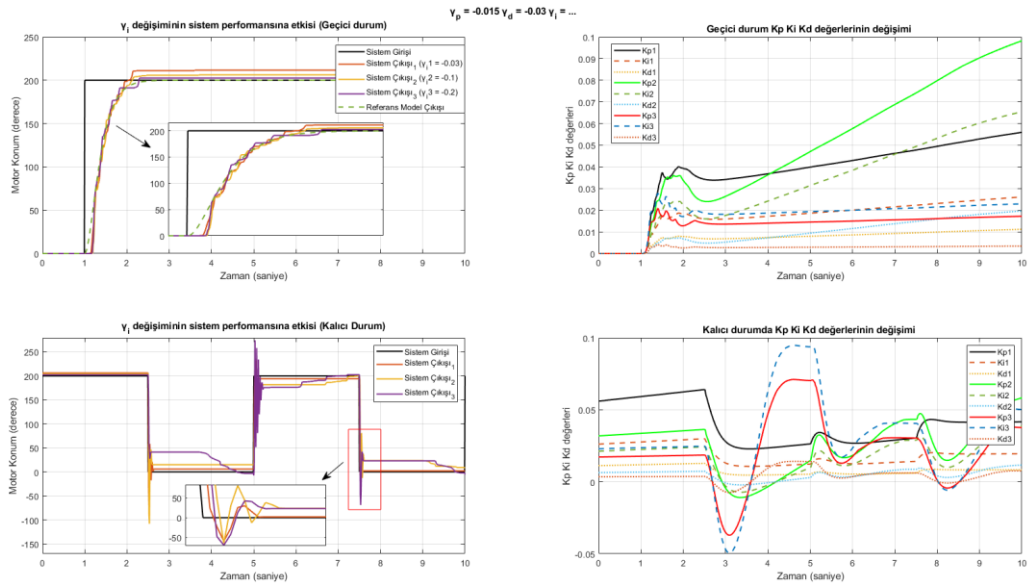
Şekil 16. γ_p parametre değişiminin sistem davranışına etkisi

Figure 16. Effect of γ_p parameter change on system behavior

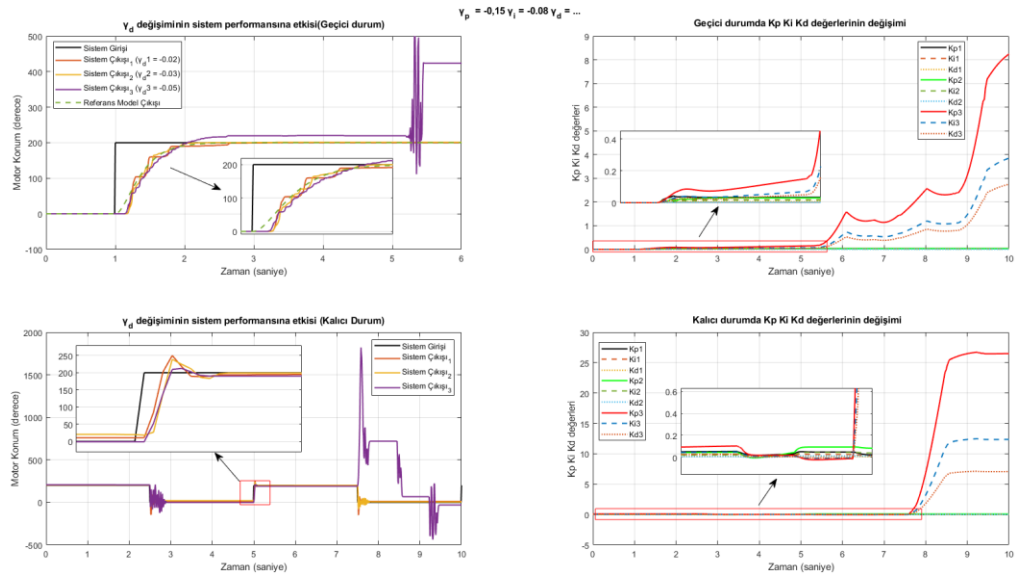
İkinci olarak sistemin $\gamma_p = -0.015$ ve $\gamma_d = -0.03$ değerleri sabit tutulup γ_i parametresinin değişim etkisi $\gamma_i = -0.03$, $\gamma_i = -0.1$ ve $\gamma_i = -0.2$ değerleri ele alınarak incelenmiştir. Sisteme geçici rejim durumu için 200

genlikli basamak fonksiyonu giriş olarak uygulanmış ve sistemin buna karşı cevabı Şekil 17’de gösterilmiştir.

Şekil 17 geçici durum yanıtından görüleceği üzere, γ_i parametresinin artışında sistemin kalıcı durum hatası ile maksimum aşım oranı artmış fakat yerleşme zamanı azalmıştır. γ_i parametresinin düşürülmesinde ise tam tersi durum gözlenmiştir. Tüm γ_i değerleri için sistemin referans modeli takip ettiği gözlemlenmiştir. Geçici durum cevabının incelenmesinden sonra sisteme kare darbe fonksiyonu giriş olarak uygulanmış ve değişen γ_i parametresinin kalıcı duruma etkisi incelenmiştir. Kalıcı durumda γ_p parametresi düşürüldüğünde maksimum aşımı, oturma zamanını ve osilasyonları arttırdığı ancak kontrol performansının kabul edilebilir olmadığı sonucuna varılmıştır.



Şekil 17. γ_i parametre değişiminin sistem davranışına etkisi
Figure 17. Effect of γ_i parameter change on system behavior



Şekil 18. γ_d parametre değişiminin sistem davranışına etkisi
Figure 18. Effect of γ_d parameter change on system behavior

Son durum olarak sistemin $\gamma_p = -0.015$ ve $\gamma_i = -0.08$ değerleri sabit tutulup γ_d parametresinin değişim etkisi $\gamma_d = -0.02$, $\gamma_d = -0.03$ ve $\gamma_d = -0.05$ değerleri ele alınarak incelenmiştir. Sisteme geçici rejim durumu

için 200°lik basamak fonksiyonu giriş olarak uygulanmış ve sistemin buna karşı cevabı Şekil 18'de gösterilmiştir.

Şekil 18 geçici durum yanıtından görüleceği üzere, γ_d parametresi düşürüldüğünde kalıcı durum hatasının arttığı gözlemlenmiştir. Sistem kritik olan $\gamma_d = -0.05$ değerini aldıktan sonra geçici durumda belirli bir süre sonrasında sistemin kontrolden çıktığı gözlemlenmiştir. Geçici durum cevabının incelenmesinden sonra sisteme kare darbe fonksiyonu giriş olarak uygulanmış ve değişen γ_d parametresinin kalıcı duruma etkisi incelenmiştir. Kalıcı durumda γ_d parametresi düşürüldüğünde sistemin kararsızlığa gittiği sonucuna varılmıştır.

5. SONUÇ ve TARTIŞMALAR (RESULTS and DISCUSSIONS)

Yapılan bu çalışmada STM32F4 uygulama geliştirme kiti ve Waijung blok seti kullanılarak uyarlamalı kontrol yöntemlerinden biri olan Model Referans Uyarlamalı PID Denetleyici (MRUPIDD) tasarımı gerçekleştirilmiştir. Parametre ayarlama mekanizması ve denetleyici tasarımı için MIT kuralı kullanılmıştır. Çalışma kapsamında tasarlanan denetleyicinin DC motor üzerinde gerçek zamanlı konum kontrol uygulaması gerçekleştirilmiş ve PID denetleyicisi ile karşılaştırılarak hata maliyetleri hesaplanmış ve uyarlamalı PID performansı, klasik PID denetleyicisine göre %53,7 daha başarılı elde edilmiştir.

Uyarlama kazanç parametrelerinin sistem davranışına etkisinin incelenmesi için ise farklı gama kazanç değerleri sisteme uygulanmış ve kararlılığı bozan durumlar incelenmiştir. Optimum sonuç olan $\gamma_p = -0.015$, $\gamma_i = -0.08$ ve $\gamma_d = -0.03$ parametreleri baz alınarak sırasıyla ($\gamma_i = -0.08$ ve $\gamma_d = -0.03$ sabit; $\gamma_{p1} = -0.015$, $\gamma_{p2} = -0.02$, $\gamma_{p3} = -0.03$), ($\gamma_p = -0.015$ ve $\gamma_d = -0.03$ sabit; $\gamma_{i1} = -0.03$, $\gamma_{i2} = -0.1$, $\gamma_{i3} = -0.2$), ($\gamma_p = -0.015$ ve $\gamma_i = -0.08$ sabit; $\gamma_{d1} = -0.02$, $\gamma_{d2} = -0.03$, $\gamma_{d3} = -0.05$) senaryoları esas alınmıştır. Bu senaryolar ile birlikte kontrolcü parametrelerinin etkileri detaylı bir şekilde ele alınarak yorumlanmış, kontrol algoritması tasarım süreci iyileştirilmiş ve birçok endüstriyel sistemin kontrol çalışmaları için teorik altyapı oluşturulmuştur.

Kontrol eğitiminde öğrencilerin yaparak ve yaşayarak öğrenme düzeyini arttırmaya yönelik düşük maliyetli, hızlı ve kolayca programlanabilen STM32F4 uygulama geliştirme kitinin kontrol uygulamalarında kullanımına dair temel bir çerçeve sunulmuştur. Lisans ve lisansüstü seviyelerinde veri toplama, analiz, sistem tanımlama ve denetleyici tasarımı hakkındaki teorik bilgilerin pratiğe dökülmesinde kolaylıkla uygulanabilir bir deney süreci vurgulanmıştır.

Etik Standartlar Bildirimi (Declaration of Ethical Standards)

Bu çalışmada kullanılan materyal ve yöntemler etik kurul izni ve/veya yasal-özel bir izin gerektirmemektedir.

Yazar Katkı Beyannamesi (Credit Authorship Contribution Statement)

Akif YAVUZSOY: Tasarım, deneyler, sonuç analizi; Hüseyin SARGIN: Tasarım, deneyler, sonuç analizi; Tuğçe YAREN: Yazım, düzenleme, denetleme; Selçuk KIZIR: Tasarım, düzenleme, denetleme.

Çıkar Çatışması Beyannamesi (Declaration of Competing Interest)

Yazarların herhangi bir çıkar çatışması yoktur.

Destek / Teşekkür (Funding / Acknowledgements)

Bu çalışmanın yürütülmesi esnasında herhangi bir kurum veya kuruluştan maddi bir destek alınmamıştır.

Veri Kullanılabilirliği (Data Availability)

Bu çalışmadan elde edilen veriler diğer araştırmacılar tarafından kullanılabilir.

KAYNAKLAR (REFERENCES)

- [1] M. A. Shamseldin, A. A. E. El-Samahy, "Speed Control of BLDC Motor by Using PID Control and Self-tuning Fuzzy PID Controller", in *15th International Workshop on Research and Education in Mechatronics (REM)*, 2014, pp. 1-9: IEEE.
- [2] W. Gubara, M. Elnaim, S. F. Babiker, "Comparative Study on the Speed of DC Motor Using PID and FLC", in *Conference of Basic Sciences and Engineering Studies (SGCAC)*, 2016, pp. 24-29: IEEE.
- [3] A. K. Heong, G. Chong, L. Yun, "PID Control System Analysis, Design, and Technology", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 13, pp. 559-576, 2005.
- [4] R. Kandiban, R. Arulmozhiyal, "Speed Control of BLDC Motor Using Adaptive Fuzzy PID Controller", *Procedia Engineering*, vol. 38, pp. 306-313, 2012.
- [5] S. Sastry, M. Bodson, *Adaptive Control: Stability, Convergence, and Robustness*. New York: Prentice-Hall, 1994.
- [6] D. Zhang, B. Wei, "A Review on Model Reference Adaptive Control of Robotic Manipulators", *Annual Reviews in Control*, vol. 43, pp. 188-198, 2017.
- [7] M. Kushwah, A. Patra, "Tuning PID Controller for Speed Control of DC Motor Using Soft Computing Techniques-A Review", *Advance in Electronic and Electric Engineering*, vol 4, pp. 141-148, 2014.
- [8] Y. Çakar, Y. Orman, S. Kizir, "Design of a Model Reference Adaptive PID Controller for DC Motor Position Control: COMPARED WITH PID AND FUZZY CONTROLLERS", *Mugla Journal of Science and Technology*, vol. 6, no. 0, pp. 25-35, 2020.
- [9] A. Emiroğlu, T. Yaren, S. Kizir, "Kendinden Ayarlamalı Denetleyici ile DA Motor Hız Kontrolü", *Politeknik Dergisi*, vol. 25, no. 2, pp. 757-765, 2022.
- [10] M. Mahmud, S. M. A. Motakabber, "Adaptive PID Controller Using for Speed Control of the BLDC Motor", in *International Conference on Semiconductor Electronics (ICSE)*, 2020, pp. 168-171: IEEE.
- [11] A. T. Ali, E. B. M. Tayeb, O. B. Mohd, "Adaptive PID Controller for DC Motor Speed Control" *International Journal of Engineering Inventions*, vol. 1, no. 5, pp. 26-30, 2012.
- [12] S. Gueye, L. Thiaw, M. F. Ndiaye, I. Ngom, M. Diop, E. H. M. Ndiaye, "A Sensorless Speed Control of DC Motor Based on an Adaptive Reference Model", in *4th Biennial International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE)*, 2021, pp. 1-5: IEEE.
- [13] P. Jain, M. J. Nigam, "Real Time Control of Ball and Beam System with Model Reference Adaptive Control Strategy Using MIT Rule", in *International Conference on Computational Intelligence and Computing Research*, 2013, pp. 1-4: IEEE.
- [14] S. Kizir, T. Yaren, E. Kelekçi, *Matlab Simulink Destekli Gerçek Zamanlı Kontrol: Teori ve Mühendislik Uygulamaları*. Ankara: Seçkin Yayıncılık, 2019.
- [15] K. Worden, C. X. Wong, U. Parlitz, A. Hornstein, D. Engster, T. Tjahjowidodo, F. Al-Bender, D. D. Rigos, S. D. Fassois, "Identification of Pre-Sliding and Sliding Friction Dynamics: Grey Box and Black-Box Models", *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 21, pp. 514-534, 2007.
- [16] T. Söderström, P. Stoica, *System Identification*. New York: Prentice-Hall, 1989.
- [17] Y. Naung, A. Sachagin, O. H. Lin, Y. K. Zaw, Z. Khaing, "Implementation of Data Driven Control System of DC Motor by Using System Identification Process", in *Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*, 2018, pp. 1801-1804: IEEE.
- [18] A. Nikranjbar, "Model Reference Adaptive PID Control of Servo Speed DC Motor", *Majlesi Journal of Mechatronic Systems*, vol. 2, pp. 7-13, 2013.