


	SAKARYA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ DERGİSİ <i>SAKARYA UNIVERSITY JOURNAL OF SCIENCE</i>		
	e-ISSN: 2147-835X Dergi sayfası: http://dergipark.gov.tr/saufenbilder		
	<u>Gelis/Received</u> 21-02-2017 <u>Kabul/Accepted</u> 25-07-2017	<u>Doi</u> 10.16984/saufenbilder.293282	

Manyetik askılama sistemi için 2 serbestlik dereceli PID kontrolcü tasarımı

Dinçer Maden^{*1}, İrfan Yazıcı²,

ÖZ

Bu çalışmada, açık çevrim, kararsız ve lineer olmayan ikinci dereceden bir yapıda olduğu için bir birçok kontrol problemine konu olan manyetik top askılama sistemine uygun 2 Serbestlik Dereceli PID kontrolcüsü tasarlanmış ve geleneksel PID kontrolcüsüyle kıyaslanmıştır. Sistem fiziksel parametreler baz alınarak modellenmiş ve uygun birer denge noktası civarında Tylor serisine açılarak lineerleştirilmiştir. PID kontrol parametreleri, ikinci dereceden sistemler için uygun bir yöntem olan kök yerleştirme metoduyla belirlenmiş ve aynı parametreler 2 serbestlik dereceli PID için de kullanılmıştır. Önerilen bu kontrol algoritması ileri yol kazanç parametrelerine sahip olduğu için geleneksel PID kontrolcüsüne göre geçici hal performansının daha da iyileştirilmesi mümkün olmaktadır. Geleneksel kontrolcüden kaynaklanan sisteme ait transfer fonksiyonundaki sıfırların sebep olduğu aşımaların önüne geçilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Manyetik Askılama Sistemi, Bir Serbestlik Dereceli PID Kontrol, İki Serbestlik Dereceli PID Kontrol, Gürbüzlük

Designing of 2-DOF PID control algorithm for magnetic levitation systems

ABSTRACT

In this study, two degree of freedom (2-DOF) PID controllers are designed and compared to the conventional PID controller, which is compatible with the magnetic ball levitation system. This system is a subject of many control problems, because it has a open loop unstable and nonlinear second order structure. The system is modeled based on physical parameters and its linearized around the appropriate equilibrium point via Tylor series expansion. The PID control parameters are determined by the root placement method which is a suitable method for the second order systems and the same parameters are used for the 2-DOF PID. Since this proposed control algorithm has feedforward gain parameters, it is possible to improve the transient state performance according to the traditional PID controller. Due to the use of the conventional PID controller, there are some zeros in the transfer function of the system. It can be seen that proposed technique could prevent the overshoots caused by these zeros.

Keywords: Magnetic Levitation Systems, One Degree of Freedom (1-DOF) PID Control, Two Degree of Freedom (2-DOF) PID Control, Robustness

¹Duzce University, Department of Electrical&Electronics Engineering, 81620 Konuralp Campus, dincermaden@duzce.edu.tr

²Sakarya University, Department of Electrical&Electronics Engineering, 54050, iyazici@sakarya.edu.tr

1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Manyetik askılama sistemleri temassız bir hareket kabiliyeti sağladıkları için genel mühendislik sorunlarından sürtünme, ısınma, gürültü, istenmeyen titreşimler gibi durumların ortadan kalkmasına olanak sağlarlar [1]. Bu sistemler söz konusu avantajlarından dolayı temassız raylı sistem taşımacılığında, yerçekimsiz ortamlar için tasarlanan uzay aracı simülörlerinde, biyomekanik implant yerleştirmelerinde hatta uyduların fırlatma rampalarında kullanılmaktadırlar [2]. Ancak manyetik top askılama sistemleri aşırı nonlineer ve kararsız bir yapı teşkil etmektedirler. Sistemdeki hassasiyet gereksinimi gürültüye dayanıklı, etkin ve pratik bir kontrolör tasarımına ihtiyacını oluşturmaktadır[3].

Manyetik askılama sistemlerinin kontrolü için literatürde çeşitli kontrol yöntemleri önerilmiştir. Shian Yi Fan ve arkadaşları gri modellenmiş integral değişken yapıları kontrol yöntemini askıdaki topun pozisyonunu dengelemek için önermiş ve klasik PID kontrol yapısıyla karşılaştırmışlardır [4]. Manyetik askılama sistemini temel alan temassız tren yapısının bir kılavuz hat boyunca dengede ilerlemesini amaçlayan gözlemleyici tabanlı bir kontrol mekanizması önerilmiş ve sistemin bozucu etkisine karşı cevabı incelenmiştir[5]. Bir diğer çalışmada ise manyetik askılama sisteminde evrimsel programlama tabanlı bulanık kayan kipli kontrolcü tasarımı yapılmış ve diğer kayan kipli kontrol yaklaşımlarıyla kıyaslanmıştır[6]. Non-lineer bir modelleme yapılarak kayan kipli kontrol kontrolcü ile kesir dereceli kayan kipli kontrolcü tasarlanmış ve yapılan mukayeseli çalışmada kesir dereceli yaklaşımın üstünlüğü vurgulanmıştır [7].

Bu çalışmada, kararsız ve non-lineer bir sistem için uygulama ve analiz kolaylığından dolayı kontrol sistemlerinde yaygın olarak kullanılan PID kontrolcü tasarlanmıştır. Parametre tayini için birçok karmaşık yöntem mevcuttur. Detayları bölüm 3' te verilen ve pratik bir yöntem olan kök atama tekniği kullanılmıştır. Bu tek serbestlik dereceli PID yapısında sönüm oranı büyük olsa dahi sistem çıkışında istenmeyen aşımalar oluşabilmektedir. İleri yol kazanç katsayıları eklenerek elde edilen iki serbestlik dereceli PID kontrolcü ile sistemdeki bu aşımalar elimine edilebilmektedir [8]. Söz konusu katsayılar ayarlanarak referans noktası izleme performansının ve gürbüzlüğün nasıl değiştiği üzerinde durulmuştur. Söz konusu çalışmanın kat sayı etkilerinin anlaşılması ve ihtiyaca göre

ayarlanması için yöntem geliştirme çalışmalarında yardımcı olması düşünülmüştür.

Kontrolcünün sadece hata değeri üzerinden kontrol işaretinin belirlendiği kontrol yapısına tek serbestlik dereceli kontrolör denmektedir ve geleneksel PID kontrolcüsü bu şekilde düşünülebilir. Kontrolcü ile birlikte sistem girişine uygulanan referans sinyalinin ani değişimlerine en hızlı tepki verilmesini ve kabul edilebilir bir aralıkta aşım yapılmasını amaçlayarak Şekil 3' de görülen oran, integral ve türev katsayıları tespit edilebilir. Fakat bu kontrol yapısı ile bozucu etkiyi elimine etme ve gürbüzlük hususunda aynı başarı elde edilemeyebilir [9]. Gürbüzlük ve bozucu etkiye dayanım performansı için bulunan katsayılar ise referans takibi hususunda aynı başarıyı gösteremeyebilir. Her iki durum için ayrı ayrı performans iyileştirilmesi amaçlandığı zaman Şekil 4' de genel yapısı verilmiş olan İki serbestlik dereceli kontrolcünün kullanımı uygun olmaktadır [10]. Kontrol edilmesi amaçlanan sistemlerin kontrolör eklenerek kapalı çevrim ya da ileri yol transfer fonksiyonları elde edildiğinde kutupların yanı sıra sistem yapısına bağlı sıfırlar da oluşabilmektedir. Bu sıfırlar takip edilmesi amaçlanan referans sinyali uygulandığında sistem cevabı oldukça büyük değerlere ulaşabilir. Bu durumla geleneksel PID kontrolcüsünün uygulandığı yapılarda da karşılaşılmaktadır. Bu şekildeki geçici hal iyileştirilmesine ileri yol kazanç katsayılarının ayarlanması ile imkân sağladığı için iki serbestlik dereceli PID kontrolcüsü önerilmiştir. Bu çalışmada paralel ileri yol kazançlı iki serbestlik dereceli PID (2DOF) kontrolcüsü temel alınarak uygun kazanç katsayıları hesaplanmış ve manyetik askılama sistemindeki topun pozisyonunun kontrolü MATLAB/SIMULINK ortamında gözlemlenmiştir.

2. MANYETİK ASKILAMA SİSTEMİ (MAGNETIC LEVITATION SYSTEM)

Manyetik askılama sisteminde amaç Şekil 1' de görüldüğü üzere m kütlesine sahip çelik bir topun elektromanyetik sargının merkezinde yer alan ferromanyetik nüve ile arasındaki x mesafesinin sabit tutulmasıdır. Burada bahsedilen x mesafesi referans değerine göre konumlanmakta veya değişim göstermektedir. Topun konumu bir algılayıcı tarafından görülmekte ve Şekil 1. de de görüleceği üzere akım kaynağından verilen akım miktarı artırılıp azaltılarak elektromanyetik kuvvet

değiştirilmektedir. Dolayısıyla topa etkiyen kuvvet topun pozisyonunu tayin etmektedir. Bu çalışmada Feedback Instruments Limited şirketi tarafından üretilen manyetik askılama sistemi temel alınarak bir benzetim çalışması yapılmıştır. Sistemin fiziksel parametreleri Tablo 1’ de verilmektedir [11].

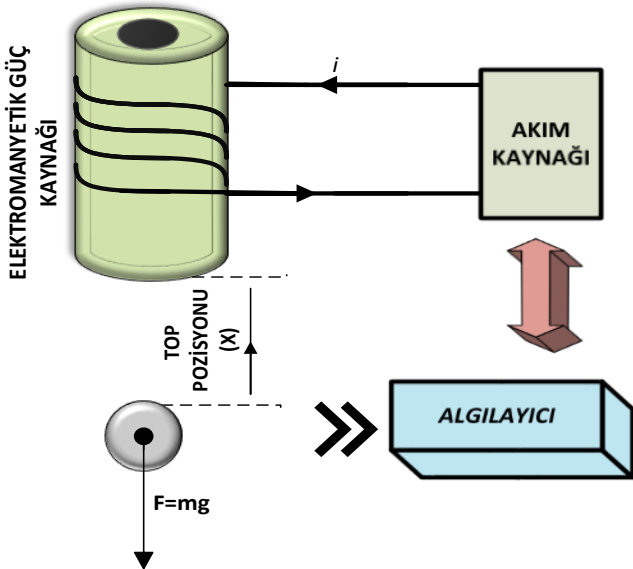
Tablo 1. Manyetik askılama sisteminin gerçekleştirilebilir parametreleri (Realizable parameters of magnetic levitation system)

Parametreler	Değerleri
m - Topun Kütlesi	20 gr
g - Yerçekimi İvmesi	9,81 m/s ²
i₀ - Sargı Akımının Çalışma Noktası Değeri	0,8 A
x₀ - Top Pozisyonunun Denge Noktası	9 mm
k₁ - Sargı Akımının Kontrol Kazanç Katsayısı	1.05 A/V
k₂ - Sensör Akım Kazanç Katsayısı	143,48 V/m

En genel haliyle elektromanyetik sargının içinde dolaşan akım i , ve topun pozisyonu x arasındaki lineer olmayan denklem bağıntısı aşağıdaki gibidir. Manyetik askılama sisteminin elektriksel eşdeğer yapısı Şekil 2’ de gösterildiği gibi bir direnç, bir endüktans ve bir gerilim kaynağından oluşan bir devre gibi sembolize edilebilir.

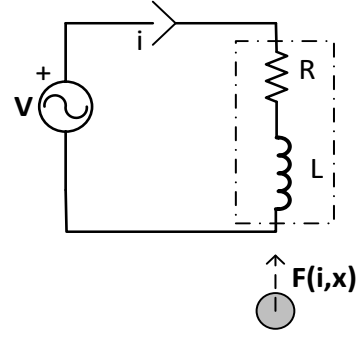
$$m\ddot{x} = mg - k \frac{i^2}{x^2} \quad (1)$$

Bu denklemde g yerçekimi ivmesi, k sargı parametrelerine kazanç katsayısını ifade eder.



Şekil 1. Manyetik askılama sistemi şeması (Scheme of magnetic levitation system)

Denklem 1’ den de görüleceği üzere sistemin yapısı non-lineerdir. Sisteme uygun bir kontrolcü tasarımı yapabilmemiz için denklem uygun bir çalışma noktası etrafında lineerleştirilmelidir.



Şekil 4. Manyetik askılama sisteminin elektriksel eşdeğer devresi (Equivalent circuit of magnetic levitation system)

Kirşof gerilim yasası gereği elektriksel eşdeğer devrenin kapalı çevre gerilim düşüm toplamlarının sıfır olmasını ifade eden denklem aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$V(t) = R \cdot I(t) + L \cdot \frac{di}{dt} \quad (2)$$

Çalışma noktası olarak x_0 ve i_0 ile temsil ettiğimiz noktaları ele alarak transfer fonksiyonu elde edilmek istenirse \ddot{x} eşitliği denklem 1’ den aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\ddot{x} = g - f(x,i), f(x,i) = k \frac{i^2}{mx^2} \quad (3)$$

Daha sonra $\ddot{x} = 0$ eşitliği de kullanılarak

$$g = f(x,i) \rightarrow i_0, x_0 \quad (4)$$

Denklem 4’ den i_0, x_0 değerleri elde edilebilir.

$$k = \frac{mgx_0^2}{i_0^2} \quad (5)$$

Denklem 5 ise k katsayısının bulunmasını sağlar. Taylor Serisine açılım yöntemini kullanarak lineerleştirme yapılmak istenirse serinin x_0 ve i_0 çalışma noktası civarındaki türevsel eşitliği aşağıdaki gibi elde edilir. Lineerleştirme amaçlandığında top pozisyonu için $x = x_0 + \Delta x$ ifadesi yazılabilir. Δx Çalışma noktası civarındaki çok küçük bir değişimi ifade eder. Elektromagnetin içinde dolaşan sargı akımı için ise $i = i_0 + \Delta i$ eşitliğiyle verilebilir. Burada da Δi çalışma noktası civarında çok küçük bir değişimi ifade eder. Bu kabuller kapsamında topun pozisyonu x ve sargı akımı i yi ifade eden dinamik denklemin son hali aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\ddot{x} = - \left(\frac{\partial f(i, x)}{\partial i} \right) \Big|_{i_0, x_0} \Delta i + \left(\frac{\partial f(i, x)}{\partial x} \right) \Big|_{i_0, x_0} \Delta x \quad (6)$$

Denklemin her iki tarafının laplace dönüşümü yapılırsa

$$s^2 \Delta x = -(K_i \Delta_i + K_x \Delta_x), \quad (7)$$

$$s^2 \Delta x + K_x \Delta_x = -K_i \Delta_i, \quad (8)$$

$$\Delta x(s^2 + K_x) = -K_i \Delta_i, \quad (9)$$

$$\frac{\Delta x}{\Delta_i} = \frac{-K_i}{s^2 + K_x}, \quad (10)$$

Şeklinde transfer fonksiyonu elde edilir.

Bu eşitlikte $K_i = 2mg / i_0$, $K_x = 2mg / x_0$ ile ifade edilmektedir. Transfer fonksiyonu eşitliğine akım kazanç katsayısı k_1 ve sensör kazanç katsayısı k_2 çarpan olarak eklendiğinde son ifade aşağıda belirtildiği gibi elde edilir.

$$T(s) = \frac{-K_i k_1 k_2}{s^2 + K_x} = \frac{b}{s^2 - p^2} = \frac{-3679}{s^2 - 2180} \quad (11)$$

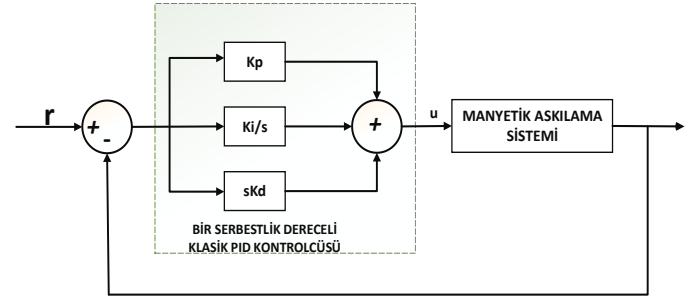
Açık çevrim transfer fonksiyonunun kökleri incelendiğinde $s_{1,2} = \pm 46,69$ değerlerindedir.

Sistemin sağ yarı s- düzleminde de kökünün olması sistemin kararsız olduğunu göstermektedir.

3. İKİ SERBESTLİK DERECELİ PID KONTROLÇÜSÜ (TWO DEGREE OF FREEDOM PID CONTROLLER)

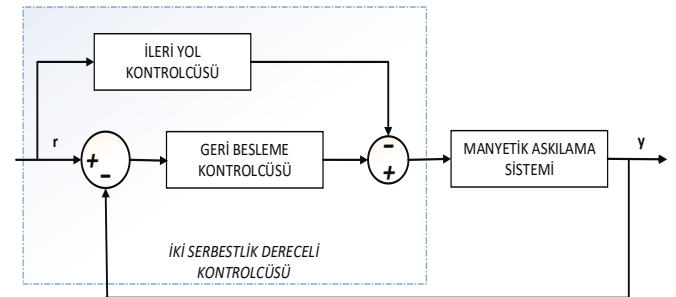
3.1. Genel Yapısı ve Avantajları (General Structure And Advantages)

Şekil 3. de genel yapısı verilmiş olan PID (Oransal- İntegral-Türevsel) kontrol yapısının öne sürülmesi ve geliştirilmesi 1940 yılına kadar dayanmaktadır. Literatürdeki bir çalışmaya göre endüstriyel proses kontrollerinde %90' dan fazla bir oranda PI/PID kontrol algoritması kullanılmaktadır [12]. Bu başarının sebeplerinden biri PID kontrolçüsünün bu üç parametresinin fiziksel anlamlarının oldukça net olması ve manuel olarak ayarlanabilecek kadar esnek bir yapıda olmasıdır.

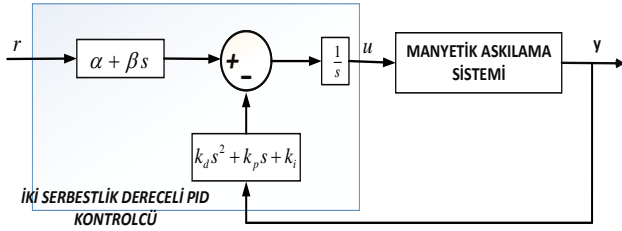


Şekil 3. Bir serbestlik dereceli PID kontrol şeması (Scheme of 1-DOF PID Controller)

Kontrol sistemlerinin tasarımında çıkış performansı, gürültü duyarlılığı gibi birçok başarı kriteri söz konusudur. Giriş bölümünde bahsedildiği gibi referans değişimlerini iyi bir şekilde izlenmesi amaçlanırsa gürültü göz ardı edilerek servo kontrol olarak bilinen yapı ortaya çıkmaktadır. Eğer referans takibi göz ardı edilip gürültü dayanımı ya da bozucu etki dayanımı amaç edinilirse bu durumda da literatürde regülatör olarak adlandırılan kontrol yapısı ön plana çıkmaktadır. Her iki başarı kriteri arasında bir ödünleşmeye gidilmeksizin bir kontrol algoritması oluşturmak istenirse 2 serbestlik dereceli PID kontrolcü kullanılabilir. Ayrıca sistemin genel kapalı çevrim transfer fonksiyonu kaynaklı sıfırlarının sebep olduğu aşımalarında önlenmesi için de bu kontrol algoritmasına ihtiyaç duyulmaktadır. Genel olarak 2 serbestlik dereceli kontrolcü şeması Şekil 4' de görüldüğü gibidir. Literatürde ISA-PID olarak da bilinen bu yapı bir geri besleme kontrolçüsü ile bir ileri yol kontrolçüsünün birleşimiyle elde edilmektedir [13]. PID katsayılarının ayarlanması ile Şekil 5' de görülen yapıda ileri yol kazanç katsayısı 1 olarak kabul edersek geleneksel bir serbestlik dereceli PID kontrolçüsü sisteme uygulanmış gibi olmaktadır. Buradan hareketle ileri yola $\alpha + \beta s$ ile sembolize ettiğimiz oran artı türevsel ifade yani bir PD kontrolçüsü eklenirse iki serbestlik dereceli yapıya geçiş yapılmış olur [14].



Şekil 4. İki serbestlik dereceli PID kontrolçüsünün genel yapısı (A general structure of 2-DOF controller)



Şekil 5. İki serbestlik dereceli PID kontrolcüsü (2-DOF PID controller)

İki serbestlik dereceli PID kontrol kullanılarak küçük sinyal giriş çıkışlı transfer fonksiyonu

$$\frac{\Delta x_v}{\Delta r} = \frac{(\alpha + \beta s)b}{\delta(s)} \quad (12)$$

elde edilir.

Küçük sinyal girişinden kontrolcü çıkışına doğru açık çevrim transfer fonksiyonu ise aşağıdaki gibidir.

$$\frac{\Delta u}{\Delta r} = \frac{(s^2 - p^2)(\alpha + \beta s)}{\delta(s)} \quad (13)$$

Burada $\delta(s)$ kapalı çevrim transfer fonksiyonunun paydası Denklem 14 ile ifade edilmektedir.

$$\delta(s) = s^3 + k_d b s^2 + (b k_p - p^2)s + b k_i \quad (14)$$

Bir serbestlik dereceli kontrolcü PID yapısı Şekil 3'de gösterilmektedir. Bu yapının açık çevrim transfer fonksiyonları elde edilmek istenirse

$$\frac{\Delta x_v}{\Delta r} = \frac{b(k_d s^2 + k_p s + k_i)}{\delta(s)} \quad (15)$$

$$\frac{\Delta x_v}{\Delta r} = \frac{(s^2 - p^2)(k_d s^2 + k_p s + k_i)}{\delta(s)} \quad (16)$$

Denklem 15 ve 16 eşitlikleri elde edilir. Her iki kontrolcünün de aynı açık çevrim transfer fonksiyonunu sağladığı görülmektedir.

$$L(s) = \frac{b(k_d s^2 + k_p s + k_i)}{(s^2 - p^2)s} \quad (17)$$

Bu fonksiyonlardan da görüleceği üzere teorik olarak k_p, k_i, k_d değerlerinin seçilmesiyle birlikte bir serbestlik dereceli PID kontrolcüsüyle, İki serbestlik dereceli PID kontrolcüsünün bozucu etkiye dayanıklılığı aynıdır. Fakat uygun bir k_p, k_i, k_d değerleri seçilmediği durumlardaki bir

serbestlik yapıdaki $\frac{\Delta x_v}{\Delta r}$ ve $\frac{\Delta x_v}{\Delta r}$ transfer

fonksiyonlarındaki 2 adet sıfırdan kaynaklanan aşırı aşım ve zayıf tepki oluşmaktadır. Bu durumda iki serbestlik dereceli PID kontrol yapısında bu sıfırların gözükmediği Denklem 15 ve 16'dan görülmektedir. Ayrıca α, β ileri yol kazanç katsayılarıyla bu sisteme istediğimiz ölçüde sıfırlar ekleyerek daha iyi bir kontrolcü cevabı elde edilebilir [5].

3.2. 2-DOF PID Kontrolcüsünün Tasarımı (design of 2-DOF PID controller)

İlk önce klasik PID tasarımı gibi işleme başlamak için $\beta = 0$ seçilir. Buradaki β katsayısıyla kontrolcülü sistemin cevap hızına ekti edilebilir. Bu çalışmada manyetik askılama sistemimiz ikinci dereceden bir yapıda olduğu için kutup yerleştirme tekniği kullanılmaktadır. Bu sebeple tasarım için gerekli olan payda polinomunun genel hali aşağıdaki gibidir.

$$\delta(s) = (s + a)(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2) \quad (18)$$

Burada ξ sönüm oranı, ω_n kapalı çevrimli sistemin doğal salınım frekansıdır. Burada üçüncü kökün değeri lineer sol yarı düzlemde olan $-a$ değeri $s = -\xi\omega_n$ kökünün oldukça solunda seçilmelidir ki bozucu etki ve gürültüye karşı dayanım sağlanabilinsin [15]. Bu sebepten dolayı bir tasarım kriteri olarak duyarlılık fonksiyonu

olan $S = \frac{1}{1+L(s)}$ ve tamamlayıcı duyarlılık

fonksiyonu olan $T = \frac{L(s)}{1+L(s)}$ frekans domenindeki

maksimum genlik değerlerinin 2 den küçük olması gerektiği göz önünde bulundurulmuştur[13].

$$\|S(w)\|_{\max} < 2 \text{ ve } \|T(w)\|_{\max} < 2 \quad (19)$$

Denklem 14 Denklem 18' e eşitlenmek suretiyle

$$k_d = \frac{2\xi\omega_n + a}{b} \quad (20)$$

$$k_p = \frac{\omega_n^2 + 2\xi\omega_n a + p^2}{b} \quad (21)$$

$$k_i = \frac{\omega_n^2 a}{b} \quad (22)$$

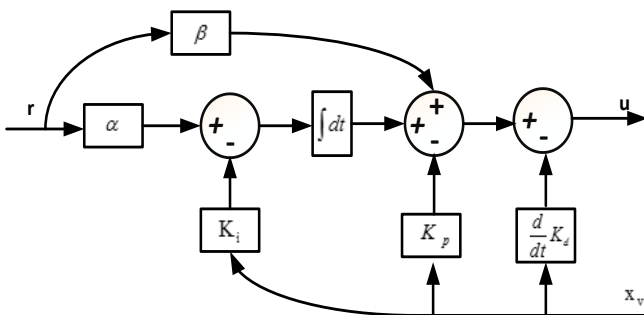
PID kazanç katsayıları elde edilir.

Kalıcı hal durumunda referans girişinin iyi bir şekilde izlenebilmesi için iki serbestlik dereceli yapıda $\frac{\Delta x_v}{\Delta x_r} = 1$ ve $s = 0$ dan $\beta = k_i$ bulunmuş olur.

Bu çalışmada $\xi = 0.75$ ve sistemin cevabının oturma zamanı $t_s = 1,8$ sn seçilmiştir. Daha sonra $t_s = 4 / \xi \omega_n$ formülünden $\omega_n = 3,1373$ bulunur. Duyarlılık ve tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonunun genlik değerlerinin olması gereken aralığı ifade eden Denklem 19 gereğince de $a = -800\xi\omega_n$ olarak sol yarı s düzleminde oldukça solda seçilmiştir. Bu çalışmada yukarıda bahsedilen hesaplamalar yapıldığında $w_n = 2,963$, $a = -1777,8$, $K_d = -0,5065$, $K_p = -2,8674$, $K_i = -4,4354$ ve dolayısıyla $\alpha = -4,4354$ değerleri elde edilmiş olur.

4. BENZETİM ÇALIŞMASI (SIMULATION STUDY)

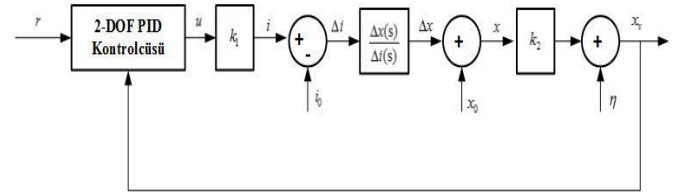
Bölüm 3' te anlatıldığı gibi iki serbestlik dereceli PID kontrolcüsü parametreleri hesaplanıp tasarlanarak Şekil 6' da zaman domeni simülasyon diyagramı oluşturulmuştur [16]. Daha sonra performans karşılaştırması yapılabilmesi için bir serbestlik dereceli PID kontrolcüsüyle de aynı parametreler kullanılmak suretiyle Şekil 3'teki yapı oluşturulmuştur.



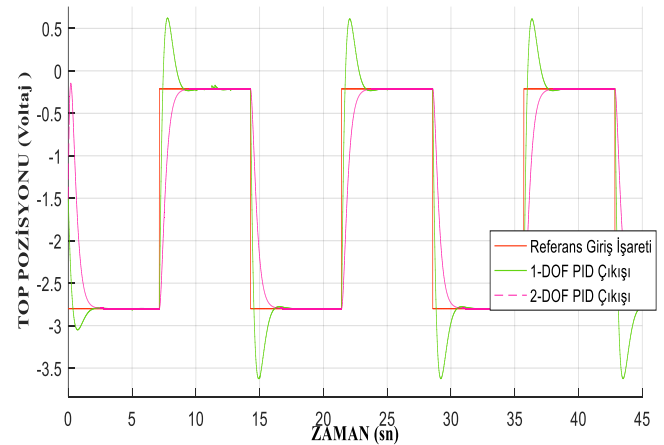
Şekil 6. 2-DOF PID kontrolcüsünün simülasyon diyagramı (Simulation diagram of 2-DOF PID controller)

Manyetik askılama sisteminin Matlab/SIMULINK ortamında simülasyonunun yapılabilmesi için sensör kazanç katsayısı k_1 ve elektromanyetik güç

kaynağının sargılarında dolaşan akım ile voltaj arasındaki bağıntıyı veren k_2 katsayısının da bulunduğu i_0 , x_0 denge noktalarının eklendiği simülasyon diyagramı Şekil 7'de gösterildiği gibi oluşturulmuştur [17]. Şekil 6'da verilen 2-DOF PID yapısıyla geribesleme alınarak simülasyon, topun pozisyonunu voltaj cinsinden verecek biçimde kurgulanmıştır. Başlangıçta topun bir kare dalga şeklinde bir referans girişini takip etmesi istenmiş ve β katsayısı için bir değer atanmamıştır. Simülasyon grafiği Şekil 8'de gösterildiği gibi elde edilmiştir.

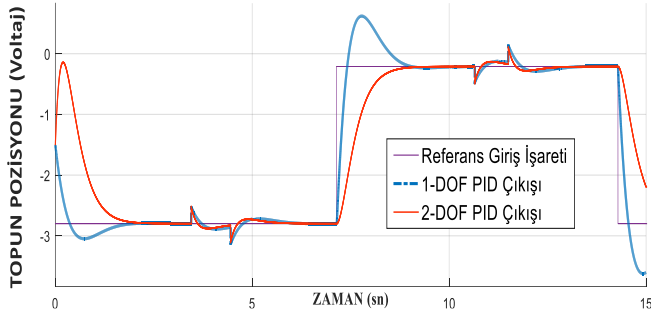


Şekil 7. 2-DOF PID kontrolcü ve manyetik askılama sistemi simülasyon diyagramı (Simulation scheme of 2-DOF PID controller & magnetic levitation system)



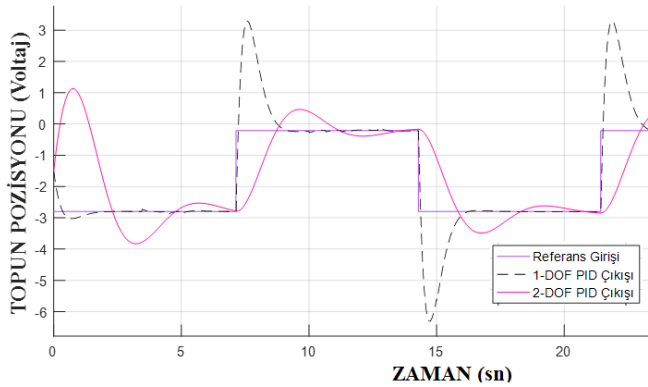
Şekil 8. Simülasyon sonuçları (Simulation results)

Daha sonra sistemin çıkışına topun pozisyonunda bir değişim oluşturmayı amaçlayan temsili bir bozucu etki uygulanarak bu etkinin minimize edilmek suretiyle topun pozisyonunu koruyup korumadığı incelenmiştir. 3,5. ve 10,5. Saniyelerde topun pozisyonunda geçici bir değişim amaçlanarak uygulanan bozucu etkiler 3 sn gibi kısa bir sürede yok edilmişlerdir. İki serbestlik dereceli PID kontrolcüsünün bir serbestlik dereceli kontrolcüye göre Şekil 9'da görüldüğü gibi bozucu etkinin minimize edilmesinde biraz daha hızlı tepki vermiştir.



Şekil 9. Bozucu etki altında kontrolcülerin cevabı (Disturbance rejection behavior of controller)

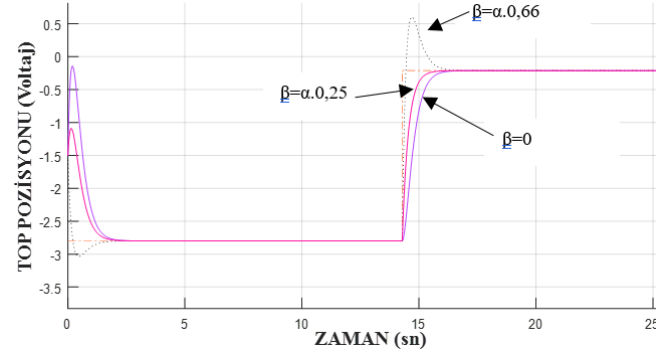
Bölüm 2’ de anlatıldığı üzere manyetik askılama sistemi ikinci dereceden bir sistemdir. Bölüm 3’ de kontrolcü tasarımı yapılırken sistem kontrolçüyle birlikte üçüncü dereceden bir yapıya dönüşmekte ve Denklem 14, Denklem 18’e eşitlenmek suretiyle PID katsayıları hesaplanmaktadır. Denklem 14’deki $(s+a)$ kökünün sol yarı s düzleminde diğer köklerden oldukça solda seçilmesi gerekliliğinden bahsedilmiştir [16]. Üçüncü kök olan $(s+a)$ kökünün $a = -100\xi\omega_n$ gibi diğer köklere nispeten daha yakın seçilmesi durumundaki etki incelenmiştir. Şekil 8’deki sonuçlara göre istenmeyen aşımın arttığı özellikle 2-DOF PID çıkışında fazla salınımların olduğu Şekil 10’ da gösterilmiştir.



Şekil 10. Üçüncü kökün etkisinin incelenmesi (Investigation effect of third pole)

Bölüm 3’ te anlatıldığı üzere uygun PID katsayılarının belirlenmesiyle iki serbestlik dereceli PID kontrolçüsü tasarlanmaktadır. İleri yol $(\alpha + \beta s)$ katsayılarından β değeri sıfıra α değeri ise Ki integral kazanç katsayısı değerine eşitlenerek tasarıma başlanmaktadır. β İleri yol kazanç değeri α katsayısına göre ağırlıklandırılarak etkisi incelenmiş ve sonuç Şekil 10’da gösterilmiştir. $\beta = \alpha.0,66$ Seçildiğinde cevap hızı yükselmekle beraber aşımın olduğu $\beta = \alpha.0,25$ seçildiğinde aşımın yok olduğu

seçildiğinde ise aşımın yok olmasıyla birlikte cevap hızının arttığı da görülmektedir.



Şekil 10. β ve α ileri yol katsayılarının etkisi (Effect of feedforward gain coefficients β and α)

5. SONUÇLAR

Bu çalışmada gerçek fiziksel parametreler kullanılarak manyetik askılama sisteminin bir modeli oluşturulmuş bu sistemin kontrolü için iki serbestlik dereceli ve bir serbestlik dereceli PID kontrolcüler Matlab/SIMULINK ortamında tasarlanarak benzetim çalışmaları yapılmıştır. Aynı parametrelere sahip bir serbestlik dereceli PID ve iki serbestlik dereceli PID kontrolcülerine sisteme uygulandığında oluşan sistemin transfer fonksiyonunda kontrolcü kaynaklı sıfırların oluşmaması istenmeyen aşımın önüne geçmiştir. Önerilen iki serbestlik dereceli PID kontrolcü gürbüzlük açısından incelendiğinde bozucu etkinin sönümlenmesinde gerekli performansı sergilemiştir. Ayrıca ileri yol kazanç katsayılarına gereken ağırlıklandırmalar yapılarak sistemin cevap hızına ve aşım miktarına etki edilebilmiştir. Bu durum iki serbestlik dereceli PID kontrolçüsünün esnek bir yapıda olduğunu, pratik bir şekilde tasarlanıp uygulanabileceğini göstermektedir.

KAYNAKLAR

- [1] A. T. Tran, S. Suzuki, and N. Sakamoto, “Nonlinear optimal control design considering a class of system constraints with validation on a magnetic levitation system,” *IEEE Control Syst. Lett.*, vol. 1456, no. 2, pp. 1–1, 2017.
- [2] R. Precup, “Evolving Fuzzy Models for the Position Control of Magnetic Levitation Systems,” *Evol. Adapt. Intell. Syst.*, vol. 9, pp. 2–7, 2017.

- [3] A. Ghosh, T. Rakesh Krishnan, P. Tejaswy, A. Mandal, J. K. Pradhan, and S. Ranasingh, "Design and implementation of a 2-DOF PID compensation for magnetic levitation systems," *ISA Trans.*, vol. 53, no. 4, pp. 1216–1222, 2014.
- [4] S.-Y. Fan, C.-W. Chuang, and C.-C. Feng, "Apply Novel Grey Model Integral Variable Structure Control to Air-Ball-Suspension System," *Asian J. Control*, vol. 18, no. 4, pp. 1359–1364, 2016.
- [5] E. M. Junaid, E. Sadaqat, and U. Rehman, "Observer Based Controller for Magnetic Levitation System," vol. 4, no. 2, pp. 29–33, 2015.
- [6] T. H. S. Li, C. L. Kuo, and N. R. Guo, "Design of an EP-based fuzzy sliding-mode control for a magnetic ball suspension system," *Chaos, Solitons and Fractals*, vol. 33, no. 5, pp. 1523–1531, 2007.
- [7] P. Roy, S. Sarkar, B. K. Roy, and N. Singh, "A Comparative Study between Fractional Order SMC and SMC Applied to Magnetic Levitation System," *IEEE Indian Control Conference*, vol.15 no. 33, 2017.
- [8] M. K. Debnath, "Technique for Automatic Generation control of a multi- source Power System," *IEEE Uttar Pradesh Sect. Int. Conf. Electr. Comput. Electron. Eng.*, pp. 531–536, 2016.
- [9] M. Araki and H. Taguchi, "Two-degree-of-freedom PID controllers," *Int. J. Control Autom. Syst.*, vol. 1, no. 4, pp. 401–411, 2003.
- [10] M. K. Çelik, «Bir Ve İki Serbestlik Dereceli Süreç Kontrol Yapıları İçin Tasarım Yöntemleri, Yüksek Lisans Tezi» İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2007.
- [11] Feedback Instruments Limited UK, "Magnetic Levitation Control Experiments," vol. 44, no. 1160, 1892.
- [12] Åström, K., ve Hägglund, T. (2001). The future of PID control. *Control Engineering Practice*, 9(11), Instrumentation, Systems, and Automation Society, 1163–1175
- [13] R. Vilanova and P. Balaguer, "ISA-PID Controller Tuning : A combined min-max / ISE approach," pp. 2956–2961, 2006.
- [14] S. Skogestad and I. Postlethwaite, "Multivariable feedback control: analysis and design," *Int. J. Robust Nonlinear Control*, vol. 8, no. 14, p. 575, 2005.
- [15] Wolovich WA. "Automatic control systems basic analysis and design," Rochester, NY Saunders College Publishing;1994
- [16] S. Alcántara, R. Vilanova, and C. Pedret, "PID control in terms of robustness/performance and servo/regulator trade-offs: A unifying approach to balanced autotuning," *J. Process Control*, vol. 23, no. 4, pp. 527–542, 2013
- [17] B.C. Kuo, "Otomatik Kontrol Sistemleri," Prentice-Hall, Inc.Englewood Cliffs, Literatür Yayınları,1999