

Manyetik Levitasyon Sistemleri İçin Ağırlıklı Geometrik Merkez Yöntemi ile PI-PD Kontrolcü Tasarımı

Cem Onat^{1*}, Mahmut Daskin², Abdullah Turan³, Ömerülfaruk Özgüven⁴

ÖZ

Manyetik levitasyon (Maglev) sistemleri, mühendislik sistemlerinde sürtünmeyi en aza indiren çözümler sunduğundan, güncel mühendislik çalışmalarındandır. Bu çalışmada, yeni bir PI-PD kontrolcü tasarım prosedürü sunulmuştur. PI-PD kontrolcüsü, bir PI (iç döngü) ve bir PD (dış döngü) kombinasyonundan oluşur. İç döngünün amacı, açık döngü kararsız sistemi kararlı kılmaktır. Dış döngünün amacı, kapalı döngü sisteminin toplam performans gereksinimlerini sağlamaktır. Tasarım prosedürü, kontrolcü parametreleri düzleminde kararlılık sınır eğrisi kullanılarak çizilen kararlı bölgenin elde edilmesi ve bu bölgenin ağırlıklı geometrik merkezinin (AGM) hesaplanmasına dayanır. Tasarım prosedüründe, ilk olarak, iç döngü için PD kontrolcü parametrelerinin düzlemindeki kararlı bölge ve bunun ağırlıklı geometrik merkezi hesaplanır. İç döngü, belirtilen AGM kontrol parametreleri kullanılarak tek bir bloğa indirgenir ve ardından prosedür, farklı tasarımlarda faz ve kazanç payı performans gereksinimlerini uygulayan bir test fonksiyonu kullanılarak dış döngü PI denetleyicisi için tekrarlanır. Deneysel çalışma, önerilen metodoloji ile tasarlanan PI-PD kontrolcünün literatürde bulunan alternatiflere göre daha üstün performans sergilediğini göstermektedir.

Anahtar Kelimeler: PI-PD kontrol; kararsız sistem, maglev; ağırlıklı geometrik merkez.

PI-PD Controller Design for Magnetic Levitation Systems Via Weighted Geometrical Center Method

ABSTRACT

Since magnetic levitation systems offer solutions that minimize friction in engineering systems, they are subject to current engineering studies. In this study, a new PI-PD controller design procedure has been presented. A PI-PD controller consists of a combination of a PI (inner loop) and a PD (outer loop). The purpose of the inner loop is to stabilize the open loop unstable system. The purpose of the outer loop is to provide the total performance requirements of the closed loop system. The design procedure is based on obtaining the stability area plotted using the stability boundary curve in the control parameters plane, and then calculating the weighted geometrical center (WGC) of the stability region. In the design procedure, first, the stable region in the plane of the PD controller parameters for the inner loop and its weighted geometrical center are computed. The inner loop is reduced to a single block by using specified WGC control parameters, and then the procedure is repeated for the outer loop PI controller by using of a test function imposing the phase and gain margin performance requirements in different designs. Experimental study shows that the PI-PD controller, which is designed with the suggested methodology, exhibits superior performance compared to the alternatives available in the literature.

Keywords: PI-PD controller; unstable system; maglev; weighted geometrical center

* İletişim Yazarı

Geliş/Received : 31.03.2021

Kabul/Accepted : 08.07.2021

¹ Prof.Dr., Adıyaman Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Makine Mühendisliği Bölümü, Adıyaman
conat@adiyaman.edu.tr, ORCID: 0000-0002-4295-4860

² Ömer Halisdemir Üniversitesi, Raylı Sistemler İşletmeciliği Bölümü, Niğde
mdaskin@ohu.edu.tr, ORCID: 0000-0001-7777-1821

³ Şırnak Üniversitesi, Makine Mühendisliği Bölümü, Şırnak
abdullahuranturan@outlook.com, ORCID: 0000-0002-0174-2490

⁴ İnönü Üniversitesi, Biyomedikal Mühendisliği Bölümü, Malatya, Türkiye
omer.ozguven@inonu.edu.tr, ORCID:0000-0002-8376-641X



EXTENDED ABSTRACT

Introduction

Magnetic levitation systems offer a solution that eliminates the physical contact between the moving and fixed parts. In other words, there is no friction in maglev systems. Magnetic bearings, high-speed passenger trains, non-contact melting etc, can be given as practical applications of magnetic levitation [1-4]. Since Maglev systems are open-loop and unstable, their applications require closed-loop control systems. They are also highly nonlinear [5]. Therefore, it is difficult to control due to these features. In this study, a new PI-PD controller design procedure has been presented and applied to a Magnetic Levitation System which is given in Fig.1 and 2.

Methods

A PI-PD controller consists of a combination of a PI (inner loop) and a PD (outer loop). The scheme of PI-PD controller is given in Fig. 3. The purpose of the inner loop is to stabilize the open loop unstable system. The purpose of the outer loop is to provide the total performance requirements of the closed loop system. The design procedure is based on obtaining the stability area plotted using the stability boundary curve in the control parameters plane, and then calculating the weighted geometrical center (WGC) of the stability region. In the design procedure, first, the stable region in the plane of the PD controller parameters for the inner loop and its weighted geometrical center are computed. Fig. 5 and 6 show the stable region of PD controller parameters and WGC point of it respectively. The inner loop is reduced to a single block by using specified WGC control parameters, and then the procedure is repeated for the outer loop PI controller by using of a test function imposing the phase and gain margin performance requirements in different designs. Fig. 8 shows stability regions and their weighted geometrical center for different designs.

Findings and Discussion

Experimental study shows that the PI-PD controller, which is designed with the suggested methodology, exhibits superior performance compared to the alternatives available in the literature.

The magnitude and phase plot of the closed loop maglev system with different PI-PD controller configurations are shown in Fig. 10. Besides, Bode analysis of maglev system with different controllers are demonstrated in Table 3. From the Table 3, it is observed that PI-PD controllers in different designs has the positive gain margin and PI-PD controller in design 1 has the highest phase margin, I-PD controller has the highest gain margin. In the Bode analysis of the maglev system with PI-PD controller designed in different designs, the highest gain margin was obtained as a result of design 3. So the closed loop stability of the maglev system with PI-PD controllers in different designs are observed.

In addition, robustness analysis of PI-PD controllers in different designs has been studied. The step responses and Bode diagrams for the lower and upper limits of the eight Kharitonov transfer functions and the original system with PI-PD controller in different designs are shown in Fig. 11 and 12 respectively. As shown in Fig. 11 and 12, the step responses and Bode diagrams of the original system and the systems with 8 Kharitonov transfer functions are almost overlapping. So, it is obtained that the system is stable according to Kharitonov theorem.

In real time analysis, real time responses of Maglev system with proposed PI-PD controller, the I-PD controller [22] and the PID controller [11] are shown in Fig. 13. Each real-time experiment was performed for 35 seconds.

From the data available in Table 4, it is observed that PI-PD controllers has the least peak time, PID has the highest overshoot and I-PD has the least overshoot. Considering the performance of PI-PD



controllers calculated according to 3 different designs, the highest overshoot and the settling time are seen in design 1, while the lowest overshoot and the settling time is seen in design 3. Furthermore, design 1 has the lowest peak time, while design 3 has the highest peak time. According to Table 4, it is seen that the PI-PD controller provides the best performance among the controllers specified except the phase margin and smaller tolerance for the overshoot and the peak time criteria. Also, the performance of the Maglev system with PI-PD controller in design 3 has the smallest steady state oscillations as compared to design 1 and design 2.

The control signal associated with the PID [11], I-PD [22] and PI-PD controllers (in different designs) for the real time control of maglev system has also been shown in Fig. 14. The proposed PI-PD controller requires the lowest energy.

As a result, PI-PD controller which is tuned by using of WGC method can be applied to any class of systems to improve performance of the process. Moreover, the fractional $PI\lambda-PD\mu$ controller can be studied to compete with complex controllers.



1. GİRİŞ

Manyetik levitasyon, manyetik bir alandaki etkileşim sonucunda iletken bir nesnenin havada çeşitli kuvvetlere maruzken askıda kalmasıdır. Manyetik süspansiyon sistemleri, hareketli ve sabit parçalar arasındaki fiziksel teması ortadan kaldıran bir çözüm sunar. Bir başka ifadeyle maglev sistemlerinde sürtünme yoktur. Manyetik yataklar, yüksek hızlı yolcu trenleri, temassız eritme vb., manyetik levitasyonun pratik uygulamalarına örnek olarak verilebilir [1-4].

Maglev sistemleri açık döngü kararsız bir yapıya sahip olduğundan, uygulamaları kapalı döngü kontrol sistemleri gerektirir. Ayrıca yüksek mertebeli doğrusalsızlığa sahiptirler. [5]. Dolayısıyla bu özellikleri sebebiyle kontrol edilmesi zordur. Son yıllarda maglev sistemlerinin kontrolü hakkında birçok çalışma bildirilmiştir. Bu çalışmaların önemli bir kısmı, doğrusal olmayan sistemler için kontrol sentezinde kullanılan geri besleme doğrusallaştırmasına dayanmaktadır [5, 6]. Kapalı döngü sisteminin geri besleme doğrusallaştırması, kontrol dinamiklerine doğrusal olmayan terimler eklenerek yapılır. Dolayısıyla, geri beslemeli doğrusallaştırma yöntemi ile sentezlenen doğrusal olmayan denetleyici tasarımlarında karmaşık tasarım süreçleri vardır. Doğrusal olmayan yöntemlere dayalı olarak literatürde diğer doğrusal olmayan kontrolcü türleri ortaya konmuştur [7]. Kontrol yapıları, manyetik levitasyon sistemlerini kontrol etmek için kazanç programlama yaklaşımı [8], doğrusal kontrol tasarımı [9] ve yapay sinir ağı tekniklerine [10] dayalı olarak uygulanmıştır. Bahsedilen çalışmaların ortak özelliği, doğrusal olmayan karmaşık kontrol mimarileri kullanmalarıdır.

PID kontrolcülerini, basit yapıları ve yüksek gürbüzlükleri nedeniyle pratikte sıklıkla kullanılmaktadır. Uygulamada, mühendisleri daha iyi tasarım yöntemleri geliştirmeleri için motive ederler. Swain ve arkadaşları yakın zamanda bir manyetik levitasyon sistemi için PID kontrolcülerini tasarlamışlardır [11]. İlgili çalışmada önerilen PID denetleyicisinin aşma performansı zayıftır. Başka bir çalışmada, Sain ve arkadaşları, aşma performansını iyileştirmek için ayar noktası ağırlıklı PID denetleyicisini önermişlerdir [12]. Ayar noktası ağırlığı, aşma performansını iyileştirmek için güzel bir çözüm sunar, ancak denetleyici yapısı daha karmaşıktır çünkü bir ileri besleme döngüsü gerektirir. Sain ayrıca kutup arama tekniğine [13] dayalı bir PID denetleyici tasarımı yöntemi kullanmıştır. Duka ve arkadaşları yakın zamanda, uygun bir kontrolcü geliştirmek için kontrollü sistemin mevcut bir modelini kullanan bir strateji sağlayan dahili model kontrolünü (IMC) kullanan PID tasarımını önermişlerdir [14]. Bununla birlikte, PID denetleyicisiyle bir ayar noktası filtresi de kullanmışlardır. Maglev sistemleri için, Pallav ve diğerleri iki tip PID kontrolcü sunmuştur. Bunlardan biri türev filtreli, diğeri türev filtresizdir [15]. Başka bir çalışmada, genetik algoritma kullanılarak maglev sisteminin parametrelerinin ayarlanmasıyla PID denetleyici önerilmiştir. [16]. Kazançları LQR tekniği ile ayarlanarak maglev sistemini kontrol etmek için bir PID kontrol cihazı da önerilmiştir. [17]. [18]'de, Gandhi ve Adhyaru tarafından



maglev sisteminin mevcut kontrollü modu için önceden bulanık bir PID denetleyicisi tasarlanmış ve uygulanmıştır. Başka bir çalışmada, bir maglev sisteminin kontrolü için uyarlanabilir bir PID kontrol sistemi, Lin ve arkadaşları [19] tarafından geliştirilmiştir. Yukarıda belirtilen tüm PID tasarım çalışmalarının ortak özelliği, kontrol performansını iyileştirmek için daha karmaşık bir kontrol yapısına sahip PID kontrolcü geliştirmektir. Bu nedenle, geliştirilen PID kontrolcü tasarım stratejileri, kontrol yapısının sadece belirli bir kısmı içindir.

PID denetleyicilerin farklı bir biçimi olan PI-PD denetleyicileri, kararsız ve tümlevsel sistemler için özellikle tercih edilmektedir [20, 21]. Sain ve arkadaşları, Jaya algoritması [22] aracılığıyla tasarlanmış bir I-PD kontrolcü önermişlerdir. Sain ve arkadaşları ayrıca, maglev sistemi için genetik algoritma ve integral eğimli türev (I-TD) denetleyicileri aracılığıyla optimize edilen eğimli-integral-türev (TID) tasarlanmış ve denetleyici performansı ile de karşılaştırmışlardır. Deneysel sonuçlara göre, I-TD denetleyicisinin daha iyi bir performansa sahip olduğu anlaşılmıştır. [23]. PI-PD kontrol yapısı, bir PI (iç döngü) ve bir PD (dış döngü) kombinasyonundan oluşur. PD denetleyicisinin amacı, yalnızca kararsız açık döngü sistemini stabilize etmektir. PI denetleyicisinin hedefi, kapalı döngü sisteminin referans izleme, bozulma reddi ve gürbüzlük performanslarını yerine getirmektir. Bu çalışmada, manyetik top levitasyon sistemi için ilk olarak Onat [24, 25] tarafından önerilen AGM konseptine dayalı bir PI-PD tasarım prosedürü önerilmiştir. Prosedürün ilk adımında, PD kontrolcülü ve ağırlıklı geometrik merkezi ile iç döngü için kararlı kılan kontrolcü parametreleri bölgesi (oransal kazanç: k_f ve türevsel kazanç: k_d) hesaplanmıştır. İç döngü daha sonra AGM yöntemiyle PD kontrol parametreleri kullanılarak tek bir bloğa indirgenmiştir. Son olarak, indirgenmiş model aracılığıyla prosedür, PI denetleyicisiyle dış döngü için tekrarlanmıştır. PD kontrolcü tasarımından farklı olarak, PI kontrolcüsünde bir test fonksiyonu kullanılır. Test sürecinde, kapalı döngü kontrol sistemi tasarımının [26] performans gereksinimlerini sağlamak için PI denetleyici tasarım sürecinde gerekli faz ve kazanç payı değerlerinin uygulanmasıdır. Sınır noktalarının koordinatları kullanılarak, bu bölgenin AGM noktası kolayca hesaplanabilir. AGM yönteminin diğer yöntemlere göre avantajı (örneğin; genetik algoritma [16], LQR [17], Jaya algoritması [22], Ziegler-Nichols ayarı [27], Astrom-Hagglund otomatik ayar [28]) herhangi bir optimizasyon işlemi olmaksızın kontrol parametrelerinin sayısal olarak hesaplanmasıdır.

2. MANYETİK TOP LEVİTASYON SİSTEMİ

Manyetik top levitasyon sisteminde, çelik bilye, bir elektromıknatısın ürettiği elektromanyetik kuvvet tarafından havada asılı kalır. Feedback Instruments tarafından üretilen Maglev sisteminin (Model No 33-210) temel kuruluşu Şekil 1’de gösterilmiştir. Bu manyetik levitasyon sistemi ayrıca [29]’da da incelenmiştir. Sistemin ana bileşenleri, çelik çekirdekli bir solenoid bobin, bir ferromanyetik bilye ve konum sensö-

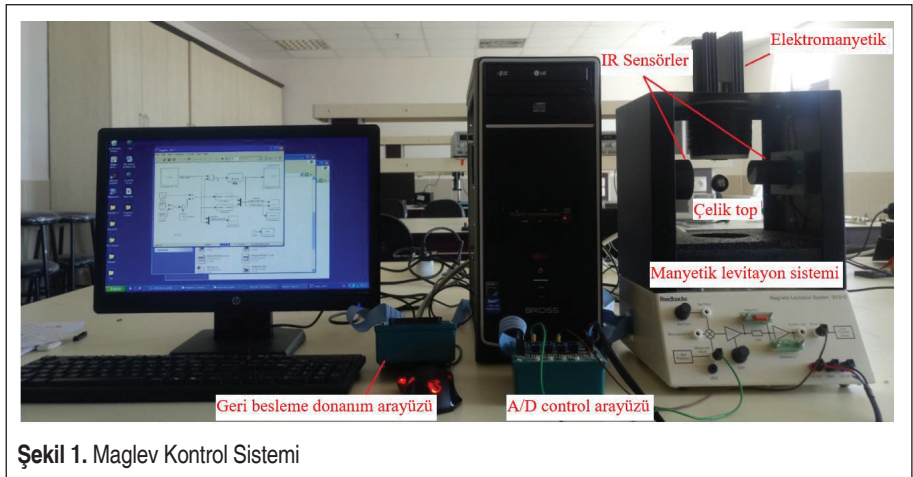


ründen (IR sensörü) yapılmış bir elektromıknatıstır. IR sensörü, ferromanyetik topun dikey konumunu belirler. Sistemde, geri besleme için 33-301 A / D kontrol arayüzü kullanılmıştır (Şekil 1). A / D kontrol arayüzü tarafından ölçülen sinyaller PC'ye PCI 1711u DAQ kartı aracılığıyla iletilir. Analog kontrol arayüzü, kontrol sinyallerini bilgisayardan maglev cihazına ve maglev cihazından bilgisayara aktarmak için kullanılmıştır. Sistemde kullanılan diğer ekipman olan geri besleme donanım arayüzü, çalışma aralığını düzeltir ve hatayı mikrodenetleyici A / D aralığına ölçeklendirir. Maglev sistemi Matlab/Simulink yazılımı ile dijital modda çalışır. Buradaki kontrolcü, hata sinyaline bağlı olarak eyleyiciye akım gönderir. Amaç, topu arzu edilen referans seviyesinde tutmaktır. Maglev sistemi, işlem yüküne bağlı olarak 0.001 saniyelik bir zaman gecikmeli transfer fonksiyonuna sahiptir. Maglev sisteminin parametreleri ise Tablo 1'de verilmiştir.

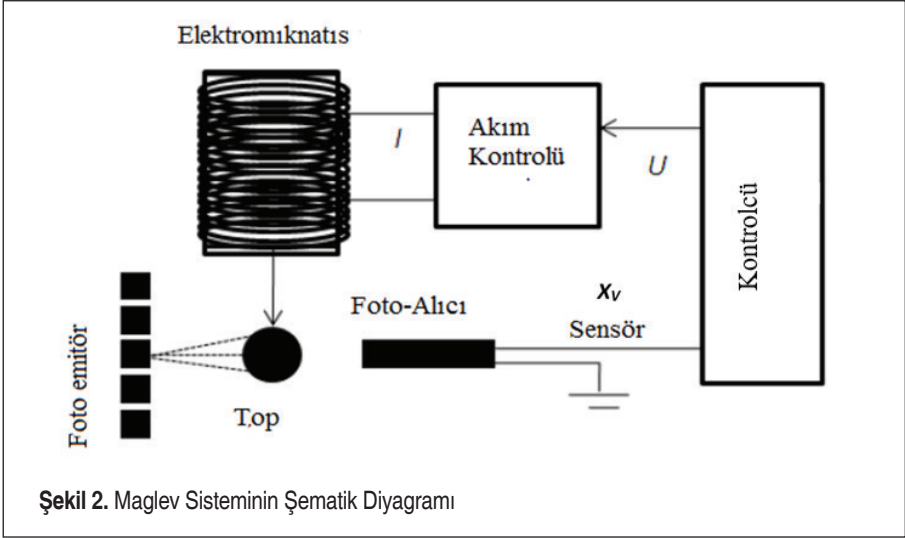
Tablo 1. Maglev Sistemine Ait Parametreler [11,29]

Parametre	Gösterim	Değer
Çelik Bilyenin Kütlesi	m	0.02 kg
Yer Çekimi İvmesi	g	9.81m/s ²
Akımın Denge değeri	I_0	0.8 A
Pozisyon Denge Değeri	x_0	0.009 m
Kontrol gerilimi giriş seviyesi	U	+5V
Sensör çıkış gerilimi seviyesi	x_v	+1.25V -3.75V

Maglev sisteminin şematik diyagramı Şekil 2'de verilmiştir. x topunun konumu ve



Şekil 1. Maglev Kontrol Sistemi



elektromanyetik bobin içindeki doğrusal olmayan en basit akım modeli aşağıdaki gibi yazılabilir.

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

Model dinamiklerini Bode grafikleri, kutup ve sıfır haritaları, Nyquist grafikleri ve kök yer teknikleri kullanarak analiz etmek için modelin doğrusallaştırılması gerekir. Denge noktasının hesaplanması, doğrusal olmayan maglev sistemini doğrusallaştırmak için gereklidir [11]. $X = 0$ eşitliği ile akım ve konumun denge noktası hesaplanır ve sırasıyla 0,8 A ve 0,009 m (volt olarak ifade edildiğinde, -1.5 V) olarak bulunur.

Denklem 1 aşağıdaki gibi doğrusallaştırılabilir,

$$\Delta\ddot{x} = -\left(\frac{\partial f(i,x)}{\partial i}\right)_{i_0,x_0} \Delta i + \left(\frac{\partial f(i,x)}{\partial x}\right)_{i_0,x_0} \Delta x \quad (2)$$

Burada Δx ve Δi küçük sapmaları ifade eder ve Denklem (2)'nin her iki tarafının Laplace dönüşümü alınarak, transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$G_p(s) = \frac{\Delta x_v}{\Delta u} = \frac{-k_i}{s^2 - k_x} \quad (3)$$

Burada k_i ve k_x ifadeleri sırasıyla Denklem 4'de verilmektedir.

$$k_i = \frac{2g}{i_0}, \quad k_x = \frac{2g}{x_0} \quad (4)$$

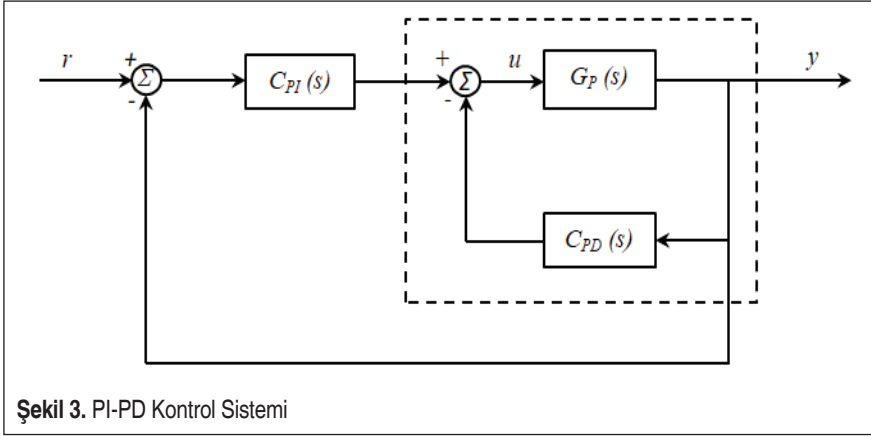


Bu noktada, küçük bir zaman gecikmesi değeri ($\tau = 0.001$ s) hesaba katılırsa, açık döngü sisteminin transfer fonksiyonu Denklem 5'deki gibi ifade edilebilir. Modelde kullanılan çok küçük zaman gecikmesi iki farklı perspektif için iş görmektedir. Birincisi, kontrolcü parametrelerinin kararlılık bölgelerini sınırlamaktadır. İkinci ve daha önemlisi ise sunulan yöntemi diğer süreçlere genellemeye imkan tanır. Örneğin, bu çalışma internet üzerinden manyetik kaldırma sisteminin kontrolüne kadar genişletilebilir.

$$G_p(s) = \frac{\Delta x_v}{\Delta u} = \frac{-b}{s^2 - p^2} = \frac{-3518.85}{s^2 - 2180} e^{-0.001s} \quad (5)$$

3. PI-PD KONTROLÇÜ TASARIMI

PI-PD kontrol sistemine ait şema Şekil 3'te gösterilmektedir.



Sistemin transfer fonksiyonu denklem 6.'daki gibi tanımlanabilir.

$$G_p(s) = \frac{N_P(s)}{D_P(s)} e^{-\tau s} \quad (6)$$

Denklem 7 de tanımlanan C_{PD} , PD kontrolcünün transfer fonksiyonudur. Denklem 8'de tanımlanan C_{PI} ise PI kontrolcüye ait transfer fonksiyonudur.

$$C_{PD}(s) = \frac{N_{PD}}{D_{PD}} = \frac{(k_f + 100k_d)s + 100k_f}{s + 100} \quad (7)$$

$$C_{PI}(s) = \frac{N_{PI}}{D_{PI}} = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (8)$$



Burada k_d ve k_f PD kontrolcüye ait türev ve oransal kazançlardır. k_i ve k_p ise sırasıyla PI kontrolcüye ait tümevsel ve oransal kazançları ifade eder. İç geri besleme döngüsünün PD kontrolcü ile kapalı döngü karakteristik denklemi Denklem 9 'da verilmiştir.

$$\Delta_{PD}(s) = D_P(s)D_{PD}(s) + N_P(s)N_{PD}(s)e^{-\tau s} = 0 \quad (9)$$

Önerilen tasarım prosedürü üç adımdan oluşmaktadır;

Adım1. İç döngü için CPD ye ait kararlı kılan parametreler hesaplanır. Bu şekilde kararlılık bölgesi k_d - k_f düzleminde grafiksel olarak elde edilir. Bunun için Denklem 9'da $s=j\omega$ ve $e^{-\tau j\omega} = \cos(\tau\omega) - j\sin(\tau\omega)$ değişimleri uygulanırsa Denklem 10 elde edilir.

$$\Delta_{PD}(j\omega) = D_P(j\omega)D_{PD}(j\omega) + N_P(j\omega)N_{PD}(j\omega)(\cos(\tau\omega) - j\sin(\tau\omega)) = 0 \quad (10)$$

Burada Δ_{PD} gerçekte ve sanal kısımlarına ayrılırsa;

$$\Delta_{PD} = R_{\Delta,PD} + jI_{\Delta,PD} = 0 \quad (11)$$

Elde edilir. Burada $R_{\Delta,PD}$ ve $I_{\Delta,PD}$ k_d , k_f ve ω 'nın fonksiyonudur. Δ_{PD} 'nin gerçekte ve sanal kısımlarını sıfıra eşitleyerek, parametreleri (k_d , k_f) olan iki bilinmeyenli iki denklem elde edilir. Eşitlik sistemi ise denklem 12'de verilmiştir.

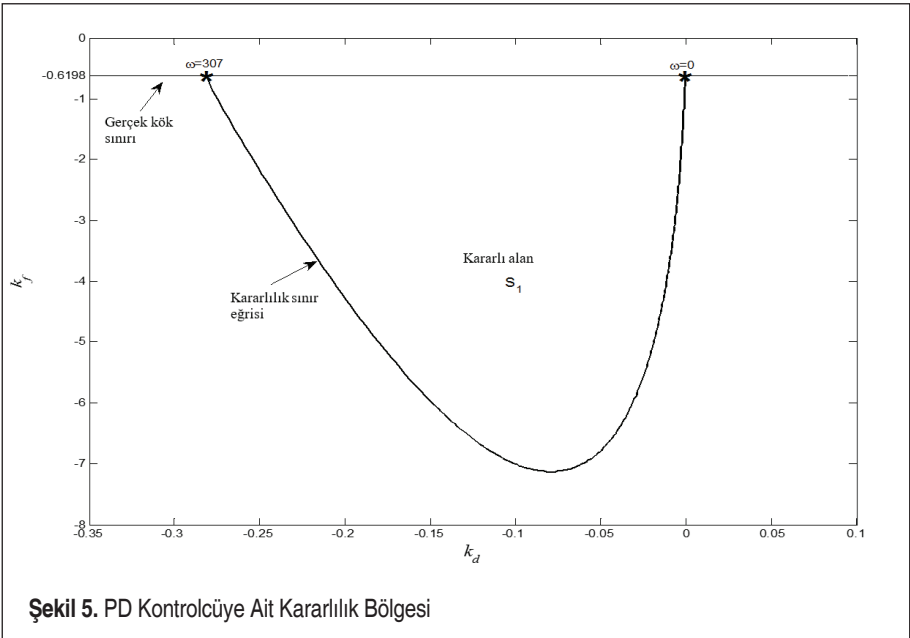
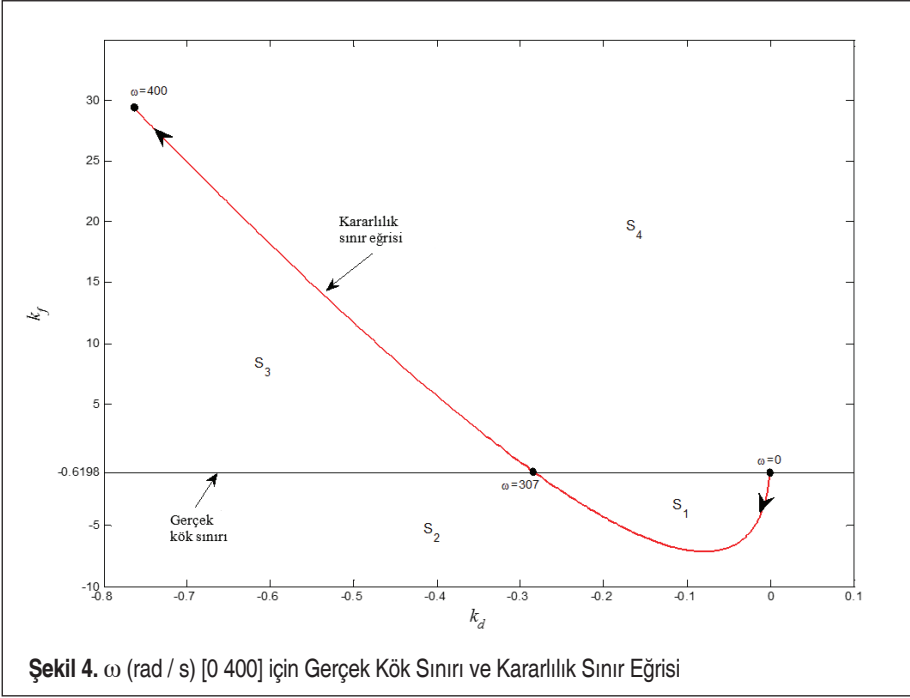
$$R_{\Delta,PD}(k_f, k_d, \omega) = 0, \quad I_{\Delta,PD}(k_f, k_d, \omega) = 0 \quad (12)$$

Frekans (ω) temelli olan denklem (doğrusal) sistemi çözülür, daha sonra k_d - k_f düzleminde elde edilen k_d - k_f parametreleri ile eğri çizilir. Son olarak bu alanın kararlı bölgesi ve AGM belirlenir.

3.1 AGM Noktasının Hesaplanması

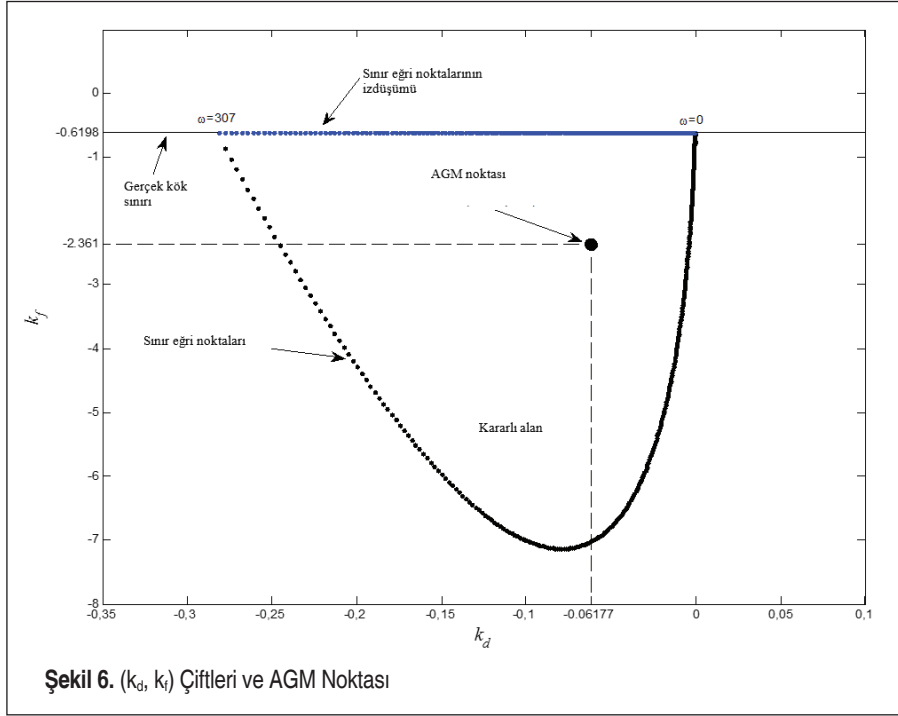
AGM yöntemi iki temele dayanmaktadır. İlk olarak, kararlı kılan kontrolcü parametreleri bölgesinin hesaplanmasıdır. Bunun için, kararlılık sınır eğrisi yöntemi kullanılır. Yöntemin ikinci temeli, kararlılık bölgesinin sınır eğrisini oluşturan noktalar vasıtasıyla kararlılık alanının AGM noktasının saptanmasıdır. AGM yöntemini daha iyi anlamak için, iç döngüde PD kontrolcü tasarımı detaylandırılmıştır. Bu bağlamda, Denklem 12 'de iki bilinmeyenli (k_d , k_f) iki denklem, frekansa (ω) (rad/s) bağlı olarak çözülürse, sistemin kararlılık sınırı eğrisi Şekil 4'teki gibi elde edilir.

Sistem parametrelerinin değişmesiyle oluşan gerçekte kök sınır çizgisi, kapalı döngü köklerinin s düzlemindeki yerini gösteren çizgidir. Parametre düzlemi S1, S2, S3 ve S4 olmak üzere dört bölgeye ayrılabilir. Şekil 4'te S1, kararlılık bölgesidir. S1, her bölgeden rastgele noktalar seçilerek ve Hurwitz kararlılık testi yöntemi ile elde edilir. PD kontrolcülü kararlılık bölgesi Şekil 5'te verilmiştir.



Şekilde $\omega \in [0, 307]$ ile kararlılık sınır eğrisi elde edilmiştir. Kararlılık sınır eğrisi ω 'nın her bir değerine karşılık gelen (k_d, k_f) çiftleri şeklinde temsil edilir.

Şekil 5'te görüleceği üzere her ω değeri için noktalar farklı aralıklarda konumlanmışlardır. $k_f = -0.6198$ çizgisi, kararlılık sınır eğrisinin sınırını gösterir. S1 (kapalı kararlılık bölgesi), $(k_{d1}, k_{f1}), (k_{d2}, k_{f2}), \dots, (k_{dm}, k_{fm})$ koordinatları olarak ifade edilen m adet sınır konum noktasından ve bunların gerçek kök çizgisine yansımalarından oluşan noktalarından meydana gelir. m adet yansıma noktaları $(kd1, -0.6198), (kd2, -0.6198), \dots, (kdm, -0.6198)$ koordinatları olarak ifade edilebilir. Diğer bir deyişle, kararlılık bölgesi $2 \cdot m$ noktayla çevrilidir. $k_f = -0.6198$ 'in ω 'dan bağımsız olduğu düşünülebilir çünkü kararlılık sınır eğrisi gerçek kök çizgisi $k_f = -0.6198$ ile sınırlıdır [24]. Sonuç olarak, kararlılık sınır eğri noktalarının koordinat değerleri ve bunların yansıma noktaları kullanılarak, kararlılık bölgesinin AGM noktaları Denklem (13) ve (14) ile elde edilebilir.



Şekil 6. (k_d, k_f) Çiftleri ve AGM Noktası

$$k_{davg} = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m k_{dj} \quad (13)$$

$$k_{favg} = \frac{1}{2m} \left[\sum_{j=1}^m k_{fj} + (-0.6198 \cdot m) \right] \quad (14)$$

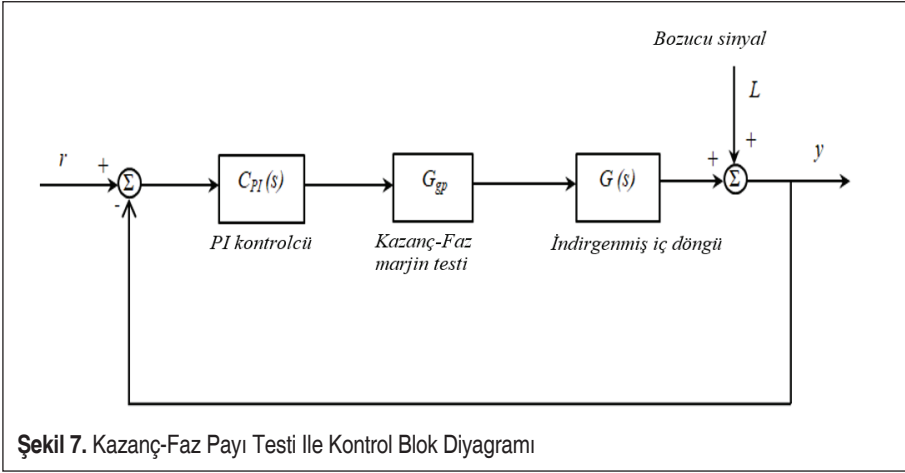


Daha küçük adım boyutlu ω seçmenin (örneğin, 0.01, aynı zamanda daha büyük m değerlerine neden olur), büyük adım boyutundan daha doğru sonuçlar almamızı sağlayacağı bir gerçektir. Sonuçlar adım boyutu değişikliklerinden etkilenebilir ancak kararlılık açısından önemli bir etkisi yoktur [25]. Böylece, PD kontrolcüsünün AGM noktası $(k_d, k_f) = (-0.06177, -2.361)$ olarak elde edilir.

Adım 2. İç döngü, seçilen PD kontrol parametreleri $(k_d = -0.06177, k_f = -2.361)$ kullanılarak indirgenir. İndirgenmiş iç döngü transfer fonksiyonu Denklem 15 'te verilmiştir,

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{G_P(s)}{1 + C_{PD}(s)G_P(s)} = \frac{N_P(s)D_{PD}(s)e^{-\tau s}}{D_P(s)D_{PD}(s) + N_{PD}(s)N_P(s)e^{-\tau s}} \quad (15)$$

Adım 3. İç döngü PD denetleyicisinin amacı yalnızca kararlılığı sağlamaktır, ancak dış döngü denetleyicisinin amacı hem kararlılığı sağlamak hem de kapalı döngü sisteminin performans gereksinimlerini karşılamaktır. Kapalı döngü kontrol sisteminin performans gereksinimlerini kontrolcü tasarımına empoze etmenin en iyi yollarından biri kazanç faz payı testi, $G_{gp} = Ae^{-j\cdot\theta}$ kullanmaktır. Şekil 3'ü ileri besleme yoluna bağlanan kazanç-faz payı testi $G_{gp} = Ae^{-j\cdot\theta}$ ile ele alalım. Buna göre, kontrolcü tasarımının bu aşamasında kontrol blok şeması Şekil 7'de gösterildiği gibi ele alınır.



Kararlılık bölgesi, PI kontrolcü için $k_p, -k_i$ düzleminde indirgenmiş transfer fonksiyonu vasıtasıyla elde edilir. CPD parametrelerinin hesaplanması için verilen prosedür kullanılarak, PI kontrolcü parametreleri de hesaplanabilir. Dış döngünün karakteristik denkleminde $s=j\omega$ değişiminin uygulanmış hali Denklem 16 'da verilmiştir [2]. Tasarımda kullanılan A ve θ değerleri önerilen prosedürü esnek hale getirir. Tasarım

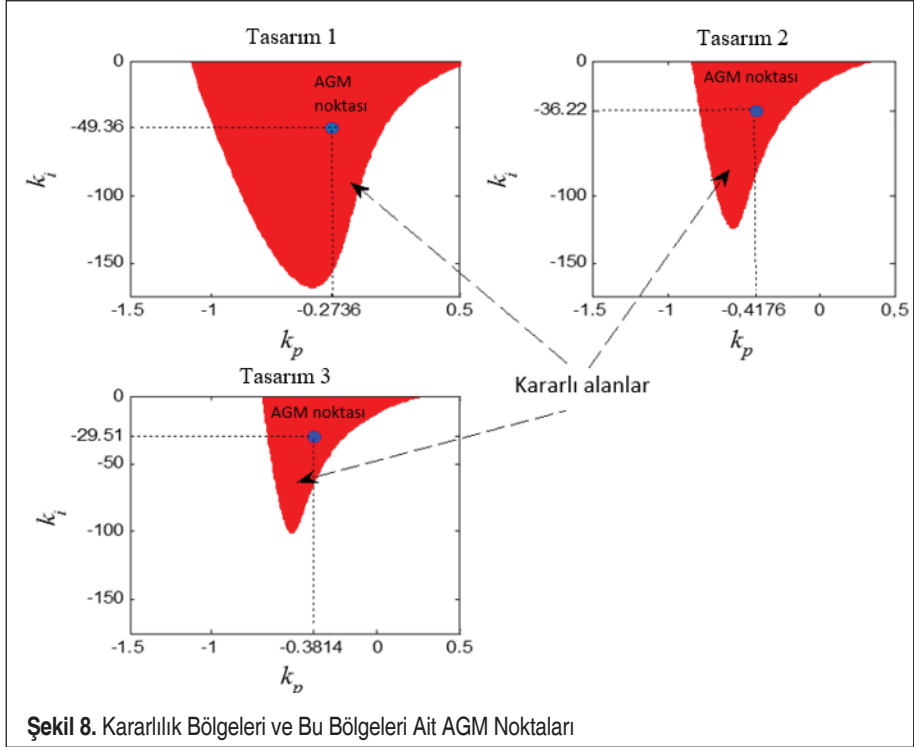
esnekliğini göstermek için üç farklı tasarım yapılmıştır. Dolayısıyla, kazanç payı tasarım 1’de $A = 2$ ve faz payı $\theta = 45^\circ$, tasarım 2’de $A = 2,5$ ve $\theta = 52,5^\circ$ ve tasarım 3’te $A = 3$ ve $\theta = 60^\circ$ dir.

$$\Delta_{PI}(j\omega) = D(j\omega)D_{PI}(j\omega) + N(j\omega)N_{PI}(j\omega)Ae^{-j\theta} = 0 \quad (16)$$

Δ_{PI} sanal ve gerçek kısımlarına ayrıştırılırsa;

$$\Delta_{PI} = R_{\Delta,PI} + jI_{\Delta,PI} = 0 \quad (17)$$

Frekansa (ω) bağlı olarak (doğrusal) denklem takımını çözerek, elde edilen k_p ve k_i parametrelerini $k_p - k_i$ düzleminde çizilmesi ile kararlılık bölgesi ve AGM belirlenir. İndirgenmiş iç döngünün transfer fonksiyonu için önerilen prosedürün 3. adımı uygulanırsa, PI kontrolcü ile dış döngü için kararlı hale getiren kontrol parametrelerinin bölgesi ve AGM, A ve θ değerlerine göre Şekil 8’de gösterildiği gibi elde edilebilir. Böylece dış döngü PI kontrolcüsünün parametreleri üç farklı tasarım seçeneğine göre hesaplanabilir. Tasarım parametreleri A ve θ arttıkça, kararlılık bölgesi beklenildiği gibi küçülür. Hesaplanan PI kontrolcü parametreleri Tablo 2’de verilmiştir.

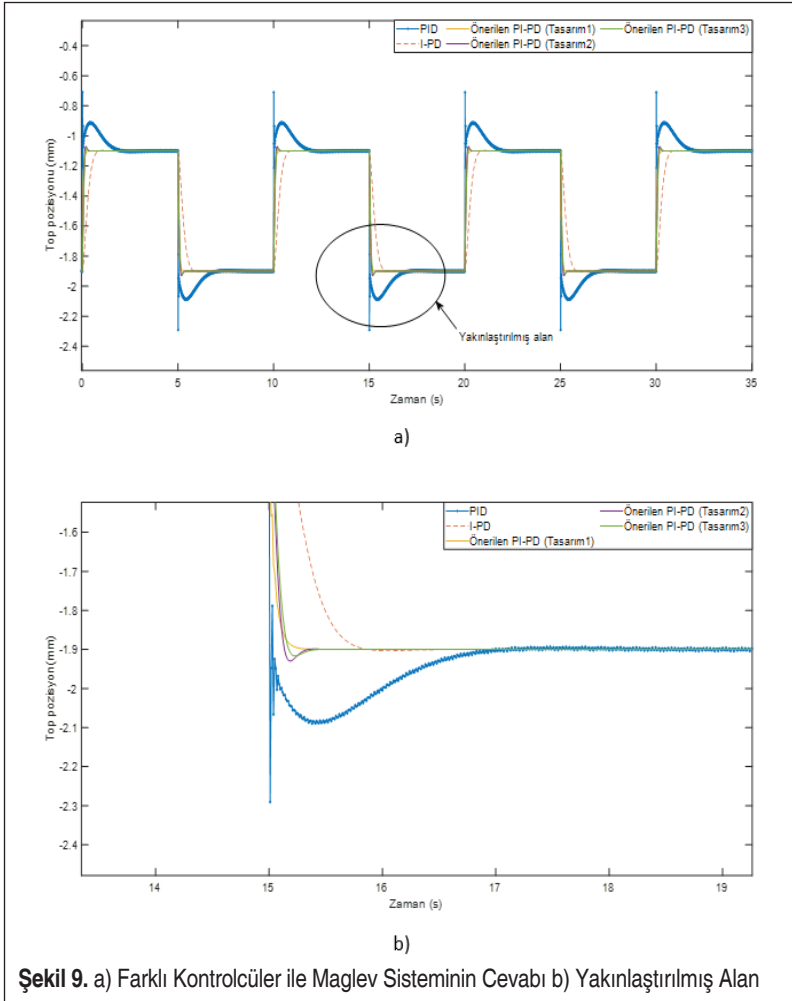


**Tablo 2.** Önerilen Yöntem ile Elde Edilen Farklı Tasarımlar

Tasarımlar	PD kontrolcü parametreleri	PI kontrolcü parametreleri
Tasarım 1 ($A=2$ ve $\theta=45^\circ$)	$k_d = -0.06177$, $k_f = -2.361$	$k_p = -2.361$ $k_i = -49.26$
Tasarım 2 ($A=2.5$ ve $\theta=52.5^\circ$)	$k_d = -0.06177$, $k_f = -2.361$	$k_p = -0.4176$ $k_i = -36.22$
Tasarım 3 ($A=3$ ve $\theta=60^\circ$)	$k_d = -0.06177$, $k_f = -2.361$	$k_p = -0.3814$ $k_i = -29.51$

4. SİMÜLASYON CEVAPLARI

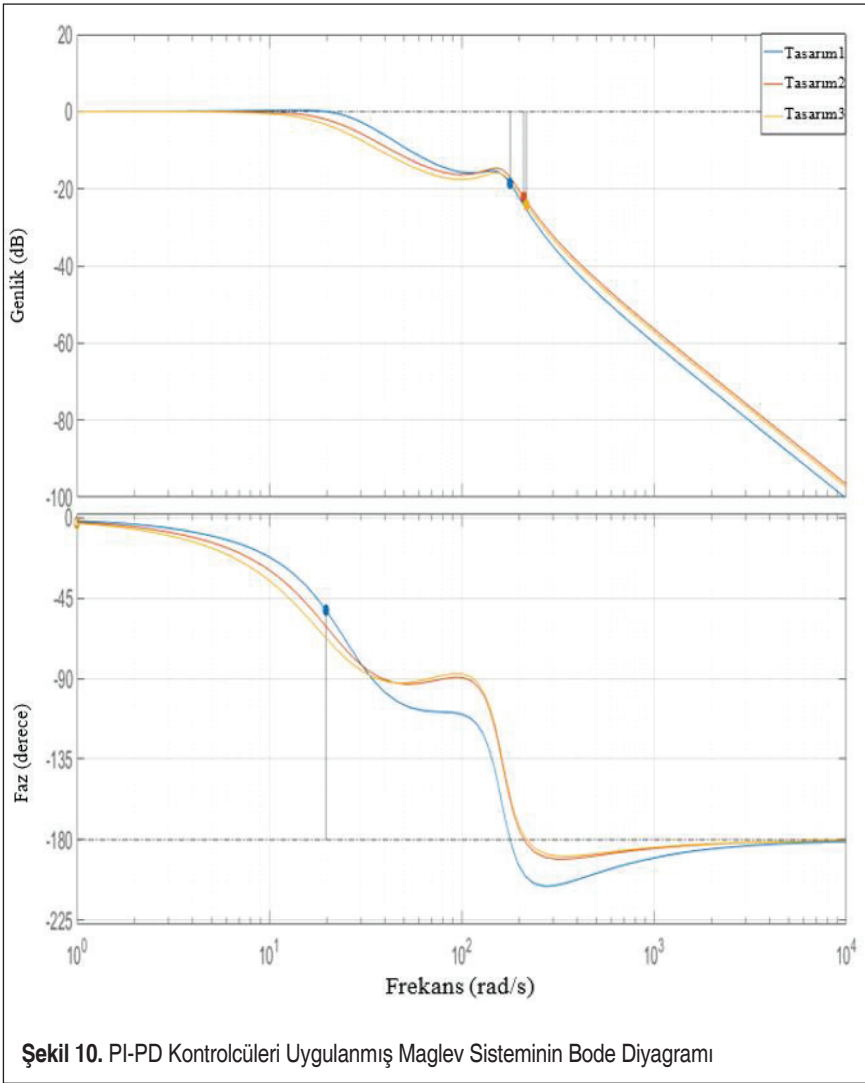
Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilen deneylerde giriş sinyalleri 1.5 V değerinde dalga ve adım sinyallerinden oluşmaktadır. Ortalama -1,5 V olan giriş sinyali, sis-





temin çalışma noktasının denge noktasından sapmamasını sağlamak için seçilmiştir. 35 saniye süreyle gerçekleştirilen simülasyonda maglev sistemine farklı kontrolcüler uygulanarak elde edilen cevaplar Şekil 9’da verilmiştir.

Farklı PI-PD denetleyici konfigürasyonlarına sahip kapalı döngü maglev sisteminin genlik ve faz grafiği Şekil 10’da gösterilmektedir. Ayrıca farklı kontrolcülere sahip maglev sisteminin Bode analizi Tablo 3’te gösterilmektedir. Tablo 3’ten, farklı tasarımlardaki PI-PD kontrolörlerinin pozitif kazanç payına sahip olduğu ve tasarım 1’deki PI-PD kontrolörünün en yüksek faz payına sahip olduğu ayrıca I-PD kontrol





kontrolcüsün en yüksek kazanç payına sahip olduğu görülmektedir. Farklı şekillerde tasarlanmış PI-PD kontrolcüyü sahip maglev sisteminin bode analizinde en yüksek kazanç payı 3. tasarım sonucu elde edilmiştir.

Tablo 3. Farklı Kontrolcüler Uygulanmış Maglev Sisteminin Bode Analizi

Kontrolcü	Kazanç Kazancı (dB)	Faz Kazancı (Derece)	Kapalı Döngü Kararlılığı
PID [12]	-11.7	89.8	Evet
I-PD [23]	44.1	73.1	Evet
PI-PD (Tasarım 1)	18.6	128	Evet
PI-PD (Tasarım 2)	22.2	-180	Evet
PI-PD (Tasarım 3)	24.2	-180	Evet

5. GÜRBÜZLÜK

Gümbüz bir kontrolcü hem çevresel değişikliklerle hem de model belirsizlikleriyle başa çıkmalıdır. Bu nedenle parametrik belirsizliğin dikkate alınması çok önemlidir. Maglev sisteminin transfer fonksiyonunun k , m , g ve i 'nin bir fonksiyonu olduğu görülebilir ve bu parametrelerin tümü belirsizlik içerebilir. Bu nedenle, maglev sisteminin transfer fonksiyonunun parametrelerindeki belirsizliklerin hesaba katılması daha gerçekçi bir tasarım sağlar. Kharitonov teoremi [30, 31], sistemin gümbüzlük analizi için kullanılır. Belirsizlik durumunda önerilen yöntem kontrol sistemine aşağıdaki şekilde uygulanabilir;

Aşağıda verilen sistemi ele alalım.

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{q_m s^m + q_{m-1} s^{m-1} + \dots + q_0}{p_n s^n + p_{n-1} s^{n-1} + \dots + p_0} \quad (19)$$

Burada $q_i \in [\underline{q}_i, \overline{q}_i]$, $i=0, 1, \dots, m$ ve $p_i \in [\underline{p}_i, \overline{p}_i]$, $j=0, 1, \dots, n$ dir. $N(s)$ ve $D(s)$ ile ilişkili Kharitonov polinomları ise sırasıyla aşağıdaki gibi olsun:

$$\begin{aligned} N_1(s) &= \underline{q}_0 + \underline{q}_1 s + \overline{q}_2 s^2 + \overline{q}_3 s^3 + \dots \\ N_2(s) &= \underline{q}_0 + \underline{q}_1 s + \underline{q}_2 s^2 + \underline{q}_3 s^3 + \dots \\ N_3(s) &= \overline{q}_0 + \underline{q}_1 s + \underline{q}_2 s^2 + \overline{q}_3 s^3 + \dots \\ N_4(s) &= \overline{q}_0 + \overline{q}_1 s + \underline{q}_2 s^2 + \underline{q}_3 s^3 + \dots \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned}
 D_0(s) &= \underline{p}_0 + \underline{p}_1s + \overline{p}_2s^2 + \overline{p}_3s^3 + \dots \\
 D_1(s) &= \overline{p}_0 + \underline{p}_1s + \overline{p}_2s^2 + \underline{p}_3s^3 + \dots \\
 D_2(s) &= \overline{p}_0 + \underline{p}_1s + \underline{p}_2s^2 + \overline{p}_3s^3 + \dots \\
 D_3(s) &= \overline{p}_0 + \underline{p}_1s + \underline{p}_2s^2 + \underline{p}_3s^3 + \dots
 \end{aligned} \tag{21}$$

$i, j = 1, 2, 3, 4$ için N_i (ler) ve D_j (s) 'nin tüm kombinasyonları alınarak 16 adet Kharitonov polinomu aşağıdaki denklemle elde edilebilir.

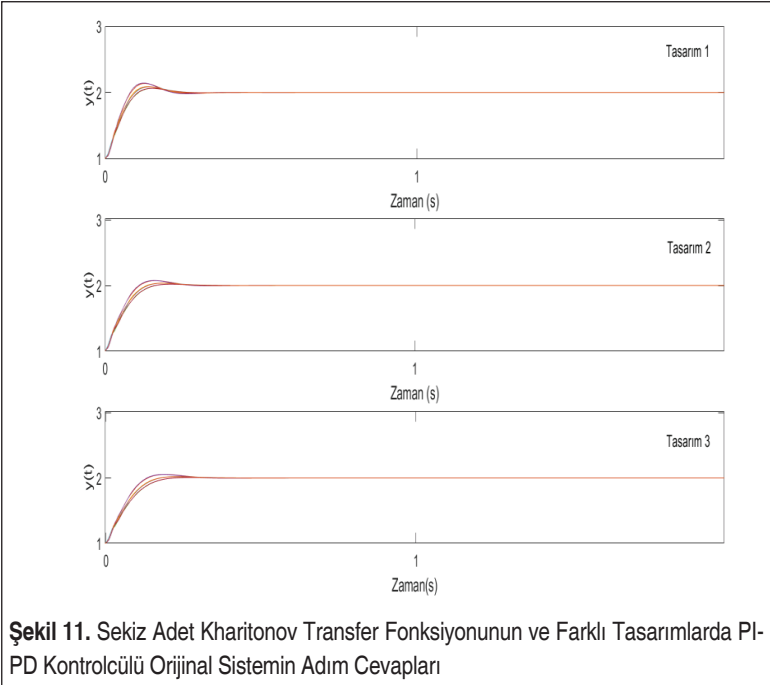
$$G_K(s) = G_{ij}(s) = \frac{N_i(s)}{D_j(s)} \quad [32, 33] \tag{22}$$

Denklem (5)'te verilen transfer fonksiyonu, aşağıdaki gibi aralıklı bir sistem gibi yazılabilir.

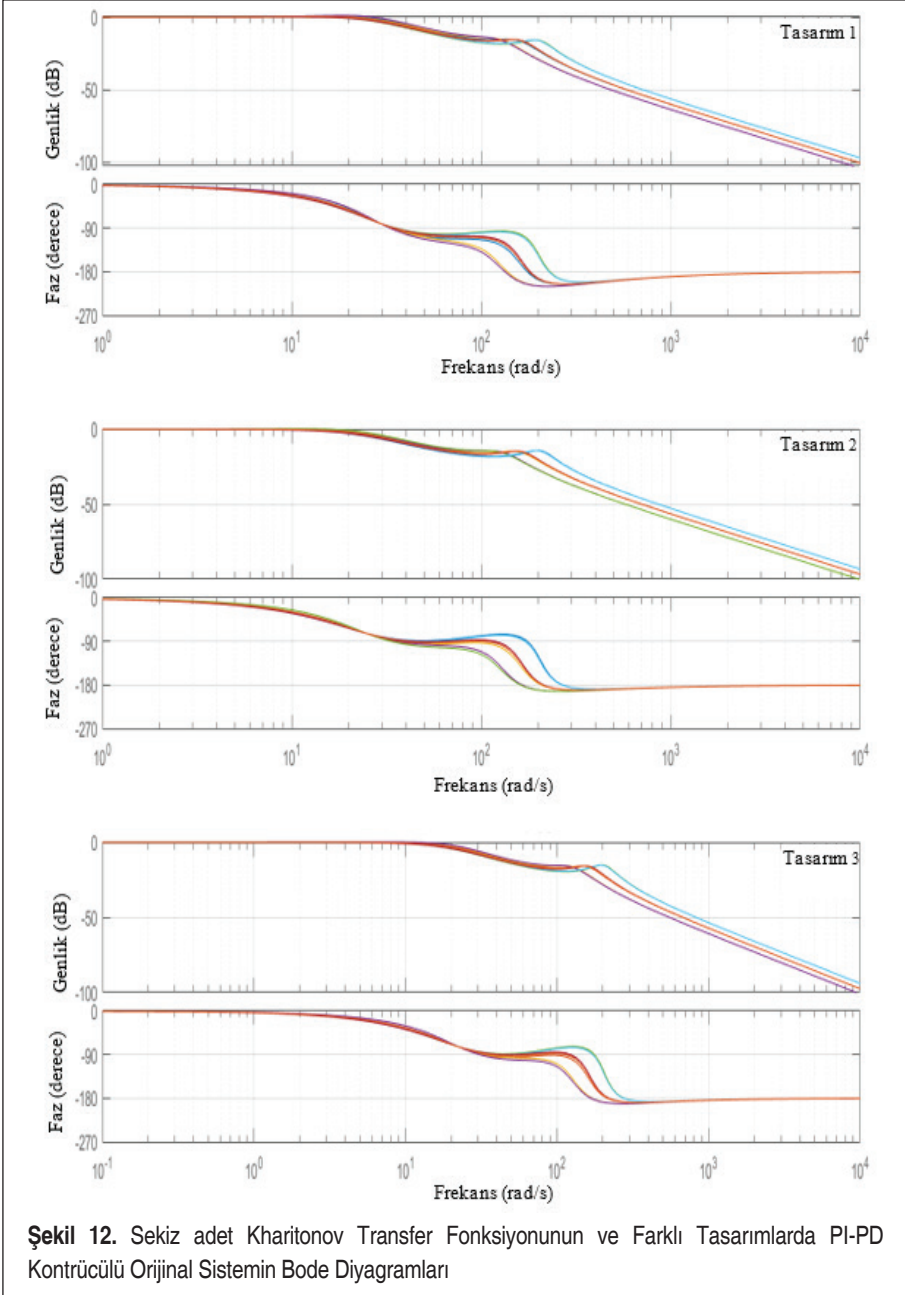
$$G_p(s) = \frac{b_0}{a_2s^2 - a_0} \tag{23}$$

Burada, b_0 [2815.08, 4222.62], a_0 [0.8, 1.2] ve a_2 [1744, 2616]'dir. Elde edilen aralık değerleri %20'lik bir tolerans ile belirlenmiştir.

Sekiz adet Kharitonov transfer fonksiyonunun alt ve üst limitleri ile farklı tasarımlara



Şekil 11. Sekiz Adet Kharitonov Transfer Fonksiyonunun ve Farklı Tasarımlarda PI-PD Kontrolcülü Orijinal Sistemin Adım Cevapları

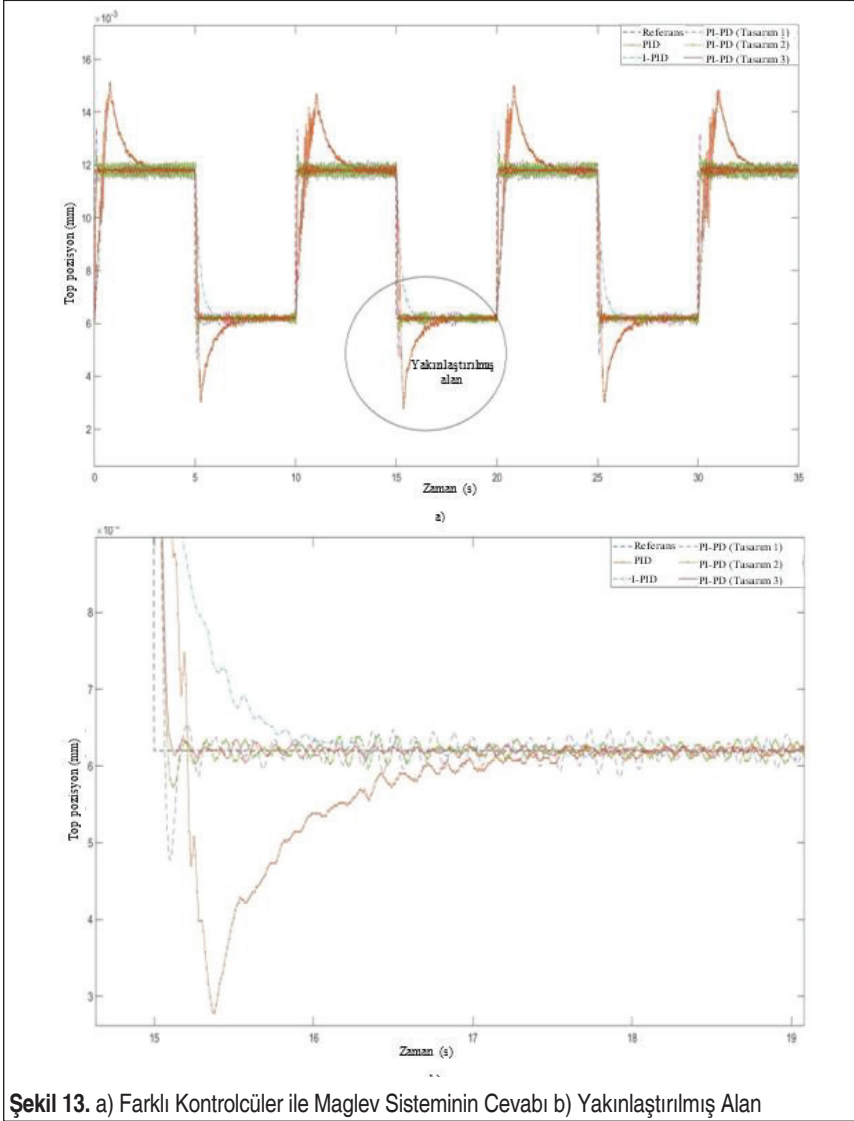


sahip PI-PD denetleyicili ve orijinal sistem için adım yanıtları ve Bode diyagramları sırasıyla Şekil 11 ve 12’de gösterilmektedir. Şekil 11 ve 12’de gösterildiği gibi,

orijinal sistemin adım yanıtları ve Bode diyagramları ile 8 adet Kharitonov transfer fonksiyonuna sahip sistem ile neredeyse örtüşmektedir. Böylece sistemin Kharitonov teoremine göre kararlı olduğu söylenebilir.

6. DENEYSEL DOĞRULAMA

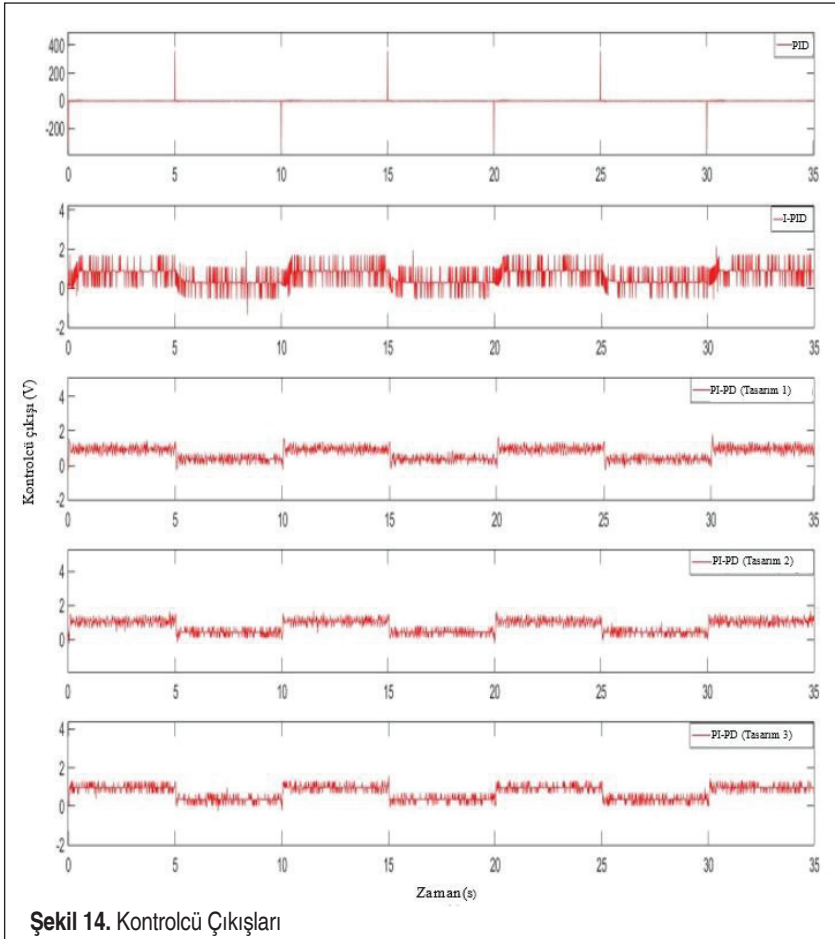
Şekil 13'te Maglev sisteminin önerilen PI-PD kontrolcülü, I-PD kontrolcülü [22] ve PID kontrolcülü [11] gerçek zamanlı cevapları gösterilmektedir. Gerçek zamanlı tüm



**Tablo 4.** Maglev Sisteminin Farklı Denetleyicilerle Zaman Alanı Özellikleri

Kontrolcü	Maksimum Aşma (%)	Pik Zamanı (s)	Oturma Zamanı (s)
PID [11]	57.03	0.56	2.83
I-PD [22]	0.39	0.55	0.66
PI-PD (Tasarım 1)	28.39	0.09	0.27
PI-PD (Tasarım 2)	9.89	0.11	0.21
PI-PD (Tasarım 3)	2.74	0.11	0.14

deneyler 35 saniye süre ile gerçekleştirilmiştir. Gerçek zamanlı bir simülasyon için, sistemdeki yapısal doğrusalsızlıklar nedeniyle topun elle konumlandırılması gerek-





mektedir. Bu nedenle, meydana gelen bozucunun üstesinden gelmek için ilk beş saniye kullanılmıştır.

Maglev sisteminin PI-PD denetleyicili (farklı tasarımlardaki) performansı PID denetleyicisi [11] ve I-PD denetleyicisi [22] ile karşılaştırılmış ve Tablo 4’te gösterilmiştir.

Tablo 4’teki verilerden, PI-PD kontrolcülerinin en düşük tepe zamanına sahip olduğu, PID’nin en yüksek aşmaya sahip olduğu ve I-PD’nin en az aşmaya sahip olduğu gözlemlenmiştir. PI-PD kontrolcüsünün 3 farklı tasarıma göre elde edilen performans değerleri göz önüne alındığında, en yüksek aşma ve oturma süresi tasarım 1’de, en düşük aşma ve oturma süresi ise tasarım 3’te görülmektedir. Ayrıca, tasarım 1 en düşük pik zamanına sahipken, tasarım 3 en yüksek pik zamanına sahiptir. Tablo 4’e göre, PI-PD denetleyicinin faz payı dışında belirtilen denetleyiciler arasında en iyi performansı sağladığı ve aşma ve pik zaman kriterleri için daha az tolerans sağladığı görülmektedir. Ayrıca, tasarım 3’teki PI-PD denetleyicili Maglev sisteminin performansı, tasarım 1 ve tasarım 2’ye kıyasla en düşük kalıcı durum salınımlarına sahiptir.

Maglev sisteminin gerçek zamanlı kontrolü için PID [11], I-PD [22] ve PI-PD kontrolörleri (farklı tasarımlarda) ile ilişkili kontrol sinyalleri de ayrıca Şekil 14’te gösterilmiştir. Önerilen PI-PD kontrolörü en düşük enerji gereksinimine sahiptir.

7. SONUÇLAR

Bu çalışmada, Maglev sistemi için bir PI-PD denetleyici tasarlanmıştır. Kontrolcü parametreleri AGM yöntemi sayısal olarak hesaplanmıştır. Üç aşamadan oluşan önerilen tasarım prosedüründe, birinci adımda iç döngü PD kontrolcüsü için oransal ve türevsel kazanç belirlenmiştir. İkinci adımda, belirlenen kazançlar ile iç döngü tek bir bloğa indirgenmektedir. Son adımda kazanç ve faz payı ayarlaması yapma imkanı veren bir test fonksiyonu kullanılarak AGM esaslı dış döngü PI kontrolcü parametreleri hesaplanmaktadır. Önerilen yöntem herhangi bir şekilde döngüsel optimizasyon algoritması kullanmamaktadır. Yöntemin kontrolcü parametrelerini sayısal biçimde model üzerinden hesaplamaya imkan tanınması özellikle pratik uygulamalar için kontrol mühendislerine güzel bir nümerik çözüm sunmaktadır. AGM esaslı PI-PD kontrolcüsünün performansı literatürde mevcut PID ve I-PD tasarımları ile karşılaştırmalı biçimde değerlendirilmiştir. Karşılaştırmanın sonucunda, AGM esaslı PI-PD’nin, PID ve I-PD’ye kıyasla daha iyi yanıt verdiği ortaya konmuştur. AGM yöntemi kullanılarak tasarlanan PI-PD kontrolcüsü, süreçlerin performansını artırmak için herhangi bir sistem sınıfına kolaylıkla uygulanabilir. Gelecek çalışmalarda, yapay zeka teknikleri kullanılarak kontrolcü parametreleri meta-sezgisel algoritmalar ile optimize edilebilir.

TEŞEKKÜR

Bu çalışma, İnönü Üniversitesi Bilimsel Araştırma Birimi (BAP) tarafından desteklenmiştir (proje numarası: FDK-2017-886).



KAYNAKÇA

1. **Yaghoubi, H.** 2013. "The most important maglev applications," *Journal of Engineering*, vol. 2013, p. 1-19.
2. **Maslen, E. H., Schweitzer, G.** 2009. "Magnetic bearings: theory, design, and application to rotating machinery," Berlin Heidelberg, Germany.
3. **Yoshida, K., Zhang, X.** 2005. "Propulsion and guidance control in ropeless linear elevator with pitching motion," 2005 International Conference on Electrical Machines and Systems, vol. 3, p. 1887-1892.
4. **Zhang, Y., Liu, S., Guan, Y., Li, H., Fan, Y.** 2010. "The axial position sensing and signal processing in maglev artificial heart pump," 2010 IEEE Fifth International Conference on Bio-Inspired Computing: Theories and Applications (BIC-TA), p. 396-400.
5. **Ahmad, I., Javaid, M. A.** 2010. "Nonlinear model & controller design for magnetic levitation system," *Recent advances in signal processing, robotics and automation*, p. 324-328.
6. **Kumar, T., Shimi, S., Karanjkar, D., Rana, S.** 2014. "Modeling, simulation and control of single actuator magnetic levitation system," 2014 Recent Advances in Engineering and Computational Sciences (RAECS), p. 1-6.
7. **Green, S. A., Craig, K. C.** 1998. "Robust, digital, nonlinear control of magnetic-levitation systems," *Journal of Dynamics, Measurement, and Control*, vol.120, no.4, p. 488-495.
8. **Kim, C., Kim, K.** 1994. "Gain scheduled control of magnetic bearings technology," *Proc. American Contr. Conf.*, p. 3127-3131.
9. **El Rifai, O. M., Youcef-Toumi, K.** 1998. "Achievable performance and design trade-offs in magnetic levitation control," AMC'98-Coimbra. 1998 5th International Workshop on Advanced Motion Control. Proceedings (Cat. No. 98TH8354), p. 586-591.
10. **Lairi, M., Bloch, G.** 1999. "A neural network with minimal structure for maglev system modeling and control," *Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on Intelligent Control Intelligent Systems and Semiotics (Cat. No. 99CH37014)*, p. 40-45.
11. **Swain, S. K., Sain, D., Mishra, S. K., Ghosh, S.** 2017. "Real time implementation of fractional order PID controllers for a magnetic levitation plant," *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 78, p. 141-156.
12. **Sain, D., Swain, S. K., Mishra, S. K.** 2017. "Real-time implementation of robust set-point weighted PID controller for magnetic levitation system," *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*, vol. 9, no. 2, p. 272.
13. **Sain, D.** 2019. "Real-Time implementation and performance analysis of robust



- 2-DOF PID controller for Maglev system using pole search technique,” *Journal of Industrial Information Integration*, vol. 15, p. 183-190.
14. **Duka, A.-V., Dulău, M., Oltean, S.-E.** 2016. “IMC based PID control of a magnetic levitation system,” *Procedia Technology*, vol. 22, p. 592-599.
 15. **Pandey, S. K., Laxmi, V.** 2014. “PID control of magnetic levitation system based on derivative filter,” 2014 Annual International Conference on Emerging Research Areas: Magnetics, Machines and Drives (AICERA/iCMMMD), p. 1-5.
 16. **Ahmad, I., Shahzad, M., Palensky, P.** 2014. “Optimal PID control of magnetic levitation system using genetic algorithm,” 2014 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON), p. 1429-1433.
 17. **Kumar, E. V., Jerome, J.** 2013. “LQR based optimal tuning of PID controller for trajectory tracking of magnetic levitation system,” *Procedia Engineering*, vol. 64, p. 254-264.
 18. **Gandhi, R. V., Adhyaru, D. M.** 2018. “Pre-fuzzy-PID controller for effective control of electromagnetic levitation system,” 2018 Indian Control Conference (ICC), p. 113-118.
 19. **Lin, C.-M., Lin, M.-H., Chen, C.-W.** 2011. “SoPC-based adaptive PID control system design for magnetic levitation system,” *IEEE Systems journal*, vol. 5, no. 2, p. 278-287.
 20. **Onat, C.** 2019. “A new design method for PI–PD control of unstable processes with dead time,” *ISA transactions*, vol. 84, p. 69-81.
 21. **Ali, H. I., Saeed, A. H.** 2016. “Robust PI-PD controller design for systems with parametric uncertainties,” *Engineering & Technology Journal*, vol. 34.
 22. **Sain, D., Swain, S. K., Mishra, S. K.** 2018. “Real time implementation of optimized I-PD controller for the magnetic levitation system using Jaya algorithm,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 51, no. 1, p. 106-111.
 23. **Sain, D., Swain, S. K., Mishra, S. K.** 2016. “TID and I-TD controller design for magnetic levitation system using genetic algorithm,” *Perspectives in Science*, vol. 8, p. 370-373.
 24. **Onat, C.** 2013. “A new concept on PI design for time delay systems: weighted geometrical center,” *International Journal of Innovative Computing, information and control*, vol. 9, no. 4, p. 1539-1556.
 25. **Ozyetkin, M. M., Onat, C., Tan, N.** 2020. “PI□PD controller design for time delay systems via the weighted geometrical center method,” *Asian Journal of Control*, vol. 22, no. 5, p. 1811-1826.
 26. **Hamamci, S. E., Tan, N.** 2006. “Design of PI controllers for achieving time and frequency domain specifications simultaneously,” *ISA transactions*, vol. 45, no. 4, p. 529-543.



27. **Ho, M.-T., Datta, A., Bhattacharyya, S.** 1996. "A new approach to feedback stabilization," Proceedings of 35th IEEE Conference on Decision and Control, vol. 4, p. 4643-4648.
28. **Ho, M.-T., Datta, A., Bhattacharyya, S.** 1997. "A linear programming characterization of all stabilizing PID controllers," Proceedings of the 1997 American Control Conference (Cat. No. 97CH36041), vol. 6, p. 3922-3928.
29. **Ghosh, A., Krishnan, T. R., Tejaswy, P., Mandal, A., Pradhan, J. K., Ranasingh, S.** 2014. "Design and implementation of a 2-DOF PID compensation for magnetic levitation systems," ISA transactions, vol. 53, no. 4, p. 1216-1222.
30. **Onat, C.** 2014. "WGC based robust and gain scheduling PI controller design for condensing boilers," Advances in Mechanical Engineering, vol. 6, p. 659051.
31. **Kharitonov, V.** 1979. "Asymptotic Stability of Equilibrium Position of a Family of Systems of Linear Differential Equations," Differential equations, p. 1483-1485.
32. **Ozyetkin, M. M., Onat, C., Tan, N.** 2018. "PID tuning method for integrating processes having time delay and inverse response," IFAC-PapersOnLine, vol. 51, no. 4, p. 274-279.
33. **Onat, C., Hamamci, S. E., Obuz, S.** 2012. "A practical PI tuning approach for time delay systems," IFAC Proceedings Volumes, vol. 45, no. 14, p. 102-107.