



# Düzce Üniversitesi Bilim ve Teknoloji Dergisi

Araştırma Makalesi

## Lyapunov Tabanlı PI Kontrolör ile DC Motorun Hız Kontrolü

 Hilmi AYGÜN<sup>a,\*</sup>

<sup>a</sup> Mekatronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi, Karabük Üniversitesi, Karabük, TÜRKİYE

\* Sorumlu yazarın e-posta adresi: hilmiaygun@karabuk.edu.tr

DOI:10.29130/dubited.1117014

### ÖZ

Doğrusal bir denetleyici olan ve nominal çalışma koşullarına göre tasarlanan PI kontrolör, DC motor gibi doğrusal olmayan bir sistemin kontrolünde farklı çalışma koşullarında kararlılık gösteremez. Kararlılığı garanti altına almak için Lyapunov fonksiyonları kullanılabilir. Bu çalışmada DC motorların hız kontrolü için Lyapunov tabanlı PI kontrolör önerilmektedir. Önerilen yöntem ile sistemin asimptotik kararlılığı Barbalat'ın ön kuramı dikkate alınarak ispatlanmıştır. DC motorun kontrolü için referans hızın sabit ve değişken olma durumu, iki yönlü çalışma durumu, değişken yüklerde çalışma durumu Lyapunov tabanlı PI kontrolör ile test edilmiş ve bu kontrolörün performansı klasik PI kontrolör sonuçları ile karşılaştırılarak sunulmuştur. Geçici hal cevabına göre, klasik PI kontrolör ile oluşan % 9,5 oranındaki aşma, Lyapunov tabanlı PI kontrolör ile elimine edilmiştir. Ayrıca önerilen kontrolör ile değişken referans hız testinde, referans hızın değiştiği noktada salınım görülmezken, motor her iki yönde de başarılı bir şekilde çalışabilmekte ve kontrol edilebilmektedir. Değişken yük altında çalışma testi 2 farklı yük altında yapılmıştır. Yüksüz durumdan 5 Nm ve 10 Nm yüke geçişte önerilen denetleyici ile kararlı duruma geçmeden önce sırasıyla % 0,4 ve % 0,75 oranında hız düşümü görülürken, klasik PI kontrolör ile bu oranlar % 4,4 ve % 8,75 olmaktadır. Benzetim sonuçları önerilen Lyapunov tabanlı PI kontrolörün gürbüz bir kontrolör olduğunu ve klasik PI kontrolöre göre dinamik performansının daha iyi olduğunu göstermektedir.

**Anahtar Kelimeler:** DC motor, Lyapunov tabanlı PI kontrolör, Hız kontrolü

## Speed Control of DC Motor by Lyapunov based PI Controller

### ABSTRACT

The PI controller, which is a linear controller and designed according to the nominal operating conditions, cannot provide stability in the control of a non-linear system such as a DC motor under different operating conditions. Lyapunov functions can be used to guarantee stability. In this study, a Lyapunov based PI controller is proposed for speed control of DC motors. In the proposed method, the asymptotic stability of the system is proved by considering Barbalat's lemma. For the control of the DC motor, operation by the constant and variable reference speed, bidirectional operation and operation by variable loads have been tested with a Lyapunov based PI controller, and the performance of this controller has been compared with the results of a classical PI controller. According to the transient response, the 9.5 % overshoot obtained by the classical PI controller was eliminated by the Lyapunov based PI controller. Also, in the variable reference speed test with the proposed controller, while there is no oscillation at the point where the reference speed changes, the motor can operate and be controlled successfully in both directions. Operating test under variable load was carried out under 2 different loads. During the transition from no-load to 5 Nm and 10 Nm loads, a speed reduction rate of 0.4 % and 0.75 % is observed respectively before reaching the steady state condition with the proposed controller, while these rates are 4.4 % and 8.75 % with the classical PI controller. The simulation results show that the proposed Lyapunov based PI controller is a robust controller and has better dynamic performance than the classical PI controller.

**Keywords:** DC motor, Lyapunov based PI controller, Speed control

## I. GİRİŞ

DC motorlar, insansız hava araçları, mobil robotlar, 3D yazıcılar, asansörler ve tahrik sistemleri gibi çok çeşitli uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Endüstride çoğu uygulamada olduğu gibi DC motorların da hem geçici hem de kararlı durum dinamik yanıtlarını iyileştirmek için genellikle oransal-integral (PI) kontrolör veya oransal-integral-türevsel (PID) kontrolör kullanılır [1]. PI kontrolör, oransal kazanç sabiti ( $K_p$ ) ve integral kazanç sabiti ( $K_i$ ) olmak üzere iki parametre içerir. Genel olarak, klasik PI kontrolör parametreleri deneme yanılma yoluyla, Ziegler Nichols yöntemiyle, Bode ve Nyquist teknikleriyle [2], [3] ayarlanır. Literatür incelendiğinde ayrıca DC motor hız kontrolü için bu parametrelerin Henry gaz çözünürlük optimizasyonu [4], atom arama optimizasyonu [5], yarasa algoritması [6], diferansiyel gelişim algoritması [7], genetik algoritma [8], gri kurt algoritması [9], parçacık sürüsü optimizasyonu [10], yapay arı kolonisi [11] gibi meta-sezgisel yöntemlerle optimize edildiği görülmektedir. Bu yöntemlerin performansı belirlenen hedef fonksiyonuna bağlıdır. [11]'de yapay arı kolonisi algoritması tabanlı PID kontrolörün parçacık sürüsü optimizasyonu algoritması tabanlı PID kontrolöre göre DC motorun hız kontrolünde dinamik performansının daha etkili olduğu görülürken, hem de yapay arı kolonisi algoritmasının parçacık sürüsü optimizasyonu algoritmasına göre optimal PID parametrelerine daha hızlı yakınsadığı görülmüştür. Meta-sezgisel tabanlı PI kontrolörler klasik PI kontrolörlerle karşılaştırıldığında, özellikle DC motorun sabit yüklerde çalışma durumları için yerleşme zamanı, aşma ve sürekli durum hatası açısından kontrol performansını iyileştirmektedir. Ancak yük momenti gibi bozucu girişler değiştiğinde her iki tip PI kontrolörler ile denetim performansı düşer. Ayrıca DC motor doğrusal olmayan bir sistem olduğu için, doğrusal bir denetleyici olan PI kontrolör, nominal çalışma koşullarına göre tasarlandığından dolayı farklı çalışma koşullarında kararlılık gösteremezler [12]. Bahsedilen problemin üstesinden gelmek için DC motor kontrol uygulamalarında uyarlamalı ve doğrusal olmayan yöntemler kullanılmaktadır.

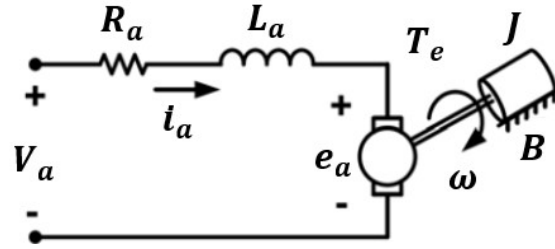
Uyarlamalı kontrol yöntemleri, denetlenen sistemin dinamiğinde bir değişiklik olduğunda kendisini yeniden düzenleyerek denetim performansını istenilen seviyede tutar. [13]'te DC motorun hız kontrolü PI kontrolör, bulanık mantık kontrolör ve bulanık mantık tabanlı PI kontrolör ile gerçekleştirilmiş ve sonuçları karşılaştırılmıştır. Bulanık mantık tabanlı PI kontrolörün üst aşımı elimine ettiği, ancak yükselme zamanını artırdığı gözlemlenmiştir. [14]'te daha etkili bir kontrol gerçekleştirmek amacıyla bulanık mantık kontrolör iki seviyede ayarlanmaktadır. Düşük seviye ayarlama Mamdani bulanık kontrolör kullanılırken, yüksek seviye ayarlama, Takagi-Sugeno yöntemi düşük seviyede kullanılan bulanık kontrolörün parametrelerini ayarlama kullanılmaktadır. Elde edilen sonuçlarla önerilen bulanık mantık kontrolörün klasik bulanık mantık kontrolöre göre, DC motorun hız kontrolünde yüke bağlı bozucularda daha iyi performans sağladığı gösterilmiştir. Bulanık mantık tabanlı kontrolör uyarlamalı yöntemlerden biri olmasına karşın, kontrol işaretini üretmek için kural tablosunun hazırlanması ve üyelik fonksiyonlarının aralıklarının belirlenmesi uzman kişi tecrübesine ihtiyaç duyduğu için oldukça zordur [15]. [16]'da yapay sinir ağları hem deneysel veriler üzerinden DC motoru modellemede hem de motorun hız kontrolü için kullanılmıştır. Ancak, kontrol sisteminin performansı, ciddi bir hesaplama yükü getiren katman ve düğüm sayısına bağlıdır. Dolayısıyla ağ yapısının belirlenmesi bir problem olarak karşımıza çıkmaktadır. [17],[18]'de kayan kipli kontrol yöntemi DC motorun hız kontrolü için kullanılmış, klasik PI ve PID kontrolörle karşılaştırılarak maksimum aşma, yerleşme zamanı ve kalıcı durum hatası kriterleri açısından incelendiğinde daha etkili olduğu gözlemlenmiştir. Ancak kontrolde sistem durumları kayan yüzey üzerinde tutulmaya çalışıldığından çatırtı problemi görülmüştür. Çatırtı, mekanik sistemlerin hızlı hareket eden parçalarına zarar verebilir. [19]'da yüksek dereceli kayan kipli kontrol yöntemi kullanılarak DC motorun hız kontrolünde çatırtının azaltıldığı görülmüştür. Ancak bu çalışmada kontrol performansının dikkate değer olması için, kontrolörün kazanç parametrelerinin deneme yanılma yoluyla ayarlanması gerekmektedir.

DC motor gibi doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde kararlılığı garanti altına almak önemlidir. Bunun için Lyapunov fonksiyonları kullanılabilir. Bu fonksiyonlar sadece uygulandıkları sistemin kararlılığını artırmakla kalmazlar, aynı zamanda sistemin performansını da artırır [20]. [21]'de DC motorun kontrolü, bilinmeyen dinamiklerin kompanzasyonuna dayalı bir sinir ağı tabanlı çıkış

geribeslemeli kontrolör ile gerçekleştirildi ve Lyapunov analiziyle zamanla değişen bilinmeyen dinamiklerle karşı karşıya kalınsa bile asimptotik kararlılığın sağlandığı gösterildi. [22]'de geri adımlamalı kontrolörün DC motorun hız denetimine uygulanmasına yönelik yapılan araştırmanın sonuçları verilmektedir. Bozucu etkiler yokken Lyapunov açısından asimptotik kararlılık başarılı olarak elde edilmektedir. Hatta, ideal bir ortam varsayılarak yapılan tasarım bozucu yük momentlerinin varlığı söz konusu olduğunda da kararlı olarak çalışmakta ancak bozucu etkinin düzeyine göre çok sapma olabilmektedir. [12]'de DC motor gibi doğrusal olmayan bir sistem olan çift katlı DC-DC yükselten dönüştürücü Lyapunov tabanlı PI kontrolör ile kontrol edilmiştir. Bu denetleyici ile sistemin çıkış geriliminin yükselme zamanı, aşma ve yerleşme zamanında dikkate değer azalmalar olmuştur. Bu çalışmada ise, [12]'deki çalışmadan yola çıkılarak Lyapunov tabanlı PI kontrolör, DC motorun hız kontrolü için uyarlanmıştır. Önerilen yöntem ile motorun hızı kontrol edilirken kararlılığının sağlanması amaçlanmaktadır. Önerilen yöntem ile sistemin asimptotik kararlılığı Barbalat'ın ön kuramı dikkate alınarak ispatlanmıştır. Bu denetleyici, klasik PI kontrolör ile elde edilen kontrol sinyalinin kararlı hal durumunda değişmeyeceği düşüncesinden yola çıkılarak, kontrol sinyalinin zamana göre türevinin referans değer (sıfır) olarak alınması ve Lyapunov fonksiyonunun uygulanmasıyla tasarlanmıştır. Böylece yük değişimi ve referans hız değişimi gibi farklı çalışma koşulları altında hızlı dinamik cevap elde edilebilmektedir. Çalışmada DC motorun modellenmesi MATLAB programı ile yapıldı ve önerilen kontrol yöntemi sisteme uygulanarak benzetimi gerçekleştirildi.

## II. PI KONTROLÖR İLE DC MOTOR KONTROLÜ

DC motorun transfer fonksiyonunu elde etmek için zaman domenindeki matematiksel modelinin çıkarılması ve daha sonra Laplace dönüşümünün yapılması gereklidir. Matematiksel modelin elde edilmesinde kullanılan DC motorun eşdeğer devresi Şekil 1'de verilmektedir.



Şekil 1. DC motorun eşdeğer devresi

DC motorun dinamik modeli Eş. 1-4'te verilmektedir [23].

$$e_a(t) = K_b \omega(t) \quad (1)$$

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e_a(t) \quad (2)$$

$$T_e(t) = K_m i_a(t) \quad (3)$$

$$\frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{1}{J} (T_e(t) - T_L(t) - B\omega(t)) \quad (4)$$

Eş. 1'den görüleceği üzere, armatür üzerinde indüklenen zıt emk ( $e_a$ ), motor milinin açısal hızı ( $\omega$ ) ile doğru orantılıdır.  $K_b$  zıt emk sabitini ifade etmektedir. Şekil 1'deki elektriksel eşdeğer devreye Kirchhoff'un gerilim yasasının uygulanmasıyla elde edilen Eş. 2'de  $V_a$ , armatür devresine uygulanan gerilimi,  $i_a$  bu devreden geçen akımı,  $R_a$  ve  $L_a$  sırasıyla armatür direncini ve armatür endüktansını

ifade etmektedir. Eş. 3'ten görüleceği üzere, motor tarafından üretilen moment ( $T_e$ ),  $i_a$  akımıyla doğru orantılıdır.  $K_m$  moment sabitini ifade etmektedir. Yine Şekil 1'de Newton'un 2. yasasının uygulanmasıyla elde edilen Eş. 4'te  $T_L$ , yük momentini ifade ederken,  $J$  ve  $B$  sırasıyla atalet momentini ve viskoz sönümlenme katsayısını ifade etmektedir. Sıfır başlangıç koşulları altında Eş. 1-4 için Laplace dönüşümü yapılırsa Eş. 5-8 elde edilir.

$$E_a(s) = K_b \omega(s) \quad (5)$$

$$V_a(s) = (R_a + L_a s) i_a(s) + E_a(s) \quad (6)$$

$$T_e(s) = K_m i_a(s) \quad (7)$$

$$T_e(s) - T_L(s) = (B + J s) \omega(s) \quad (8)$$

Yük momentinin sıfır olduğu durumda DC motorun açısal hızı ile giriş gerilimi arasındaki transfer fonksiyonu Eş. 9 ile verilmektedir.

$$\frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{K_m}{(R_a + L_a s)(B + J s) + K_b K_m} \quad (9)$$

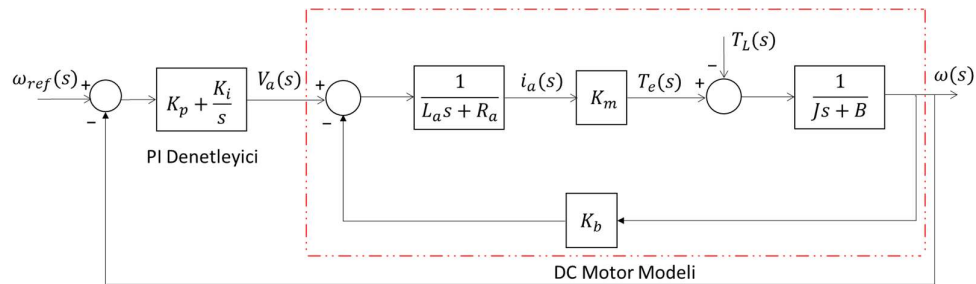
DC motorun hız kontrolünü gerçekleştirmenin yollarından bir tanesi, motorun hızının istenilen hıza ulaşmasını sağlayacak gerekli armatür gerilimini temin etmektir. Şekil 2'de Oransal-İntegral (PI) kontrolör ile kapalı çevrim DC motor kontrolünde gerekli olan armatür geriliminin belirlenmesi işlemi gösterilmektedir. Herhangi bir sistemin kapalı çevrim kontrolünde kullanılan PI kontrolörün çıkışı, yani sisteme uygulanan kontrol işareti  $u(t)$  Eş. 10 ile elde edilir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (10)$$

Burada  $e(t)$ , kontrol edilen değişkenin referans değeri ile ölçülen değeri arasındaki hatayı ifade etmektedir.  $K_p$  oransal kazancı ifade ederken,  $K_i$  integral kazancı ifade eder. PI kontrolör, hatayla orantılı olan oransal etki ve hatanın integraliyle hesaplanan integral etkinin toplamını sisteme uygulanması gereken kontrol işareti olarak belirler. Eş. 10 ile verilen ifadenin Laplace dönüşümü yapılırsa, PI kontrolörün transfer fonksiyonu Eş. 11'de verildiği gibi elde edilir.

$$G_{PI}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (11)$$

Şekil 2 incelendiğinde DC motorun hız kontrolünün armatür gerilimi  $V_a$  ile yapıldığı görülmektedir. Bu sebeple Laplace domeninde PI kontrolörün çıkışı olan kontrol işareti  $U(s)$ ,  $V_a(s)$ 'e eşit olmaktadır.



Şekil 2. DC motorun PI kontrolör ile hız kontrolü

### III. LYAPUNOV TABANLI PI KONTROLÖR TASARIMI

DC motorun hız kontrolü için önerilen Lyapunov tabanlı PI kontrolörün tasarımına başlamak için, öncelikle Eş. 10'da verilen kontrol işaretini DC motor için elde etmek gerekir. Eş. 12 ile verilen hız hatası Eş. 10'da yerine konulduğunda, DC motor hız kontrolünü sağlayan kontrol işareti Eş. 13'te verildiği gibi elde edilir.

$$e(t) = \omega_{ref}(t) - \omega(t) \quad (12)$$

$$u(t) = K_p(\omega_{ref}(t) - \omega(t)) + K_i \int (\omega_{ref}(t) - \omega(t)) dt \quad (13)$$

PI kontrolör ile kontrol edilen sistemin kararlı hal durumunda kontrol işaretinin değişmeyeceği, yani sabit kalacağı bilinmektedir. Bu düşünceden yola çıkılarak bu denetleyiciye Lyapunov fonksiyonlarının uygulanmasıyla yeni bir denetleyici tasarlanmış ve Lyapunov tabanlı PI kontrolör olarak adlandırılmıştır [12]. Yeni denetleyicinin tasarımı için, kontrol işareti  $u(t)$ 'nin zamana göre türevi için referans değer sıfır alınır. Çünkü az önce de belirtildiği gibi sistemin kontrolü başarıyla gerçekleştirildiğinde, kararlı hal durumunda  $u(t)$  zamanla değişmez ve zamana göre türevi sıfır olur. Ancak  $u(t)$ 'nin zamana göre türevi kararlı hal durumuna geçinceye kadar zamanla değişecektir ve dolayısıyla referans değer ile zamanla değişen bu değer arasında bir hata oluşacaktır. Bu durumda Lyapunov tabanlı PI kontrolör için hata değişkeni ( $z$ ) Eş. 14 ile tanımlanır.

$$z = \frac{du_{kh}(t)}{dt} - \frac{du_{gh}(t)}{dt} = 0 - \frac{du_{gh}(t)}{dt} = K_p \frac{d\omega(t)}{dt} - K_i(\omega_{ref}(t) - \omega(t)) \quad (14)$$

Burada  $u_{kh}(t)$  kararlı hal durumundaki kontrol işaretini ifade ederken,  $u_{gh}(t)$  geçici hal durumundaki kontrol işaretini ifade eder. Eş. 4, Eş. 14'te yerine konduğunda, Eş. 15 elde edilir.

$$z = K_p \frac{1}{J} (T_e(t) - T_L(t) - B\omega(t)) - K_i(\omega_{ref}(t) - \omega(t)) \quad (15)$$

Hata değişkeninin dinamiği Eş. 3-4'ten faydalanılarak Eş. 16'da verildiği gibi elde edilir.

$$\dot{z} = \frac{K_p K_m}{J} \frac{di_a(t)}{dt} + \left( K_i - \frac{B}{J} * K_p \right) \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (16)$$

Hem Eş. 4'te verilen  $\frac{d\omega(t)}{dt}$  ifadesi, hem de Eş. 2'den elde edilen  $\frac{di_a(t)}{dt}$  ifadesi Eş. 16'da yerine konduğunda Eş. 17 elde edilir.

$$\dot{z} = \frac{K_p K_m}{J} \left( \frac{V_a(t) - R_a i_a(t) - K_b \omega(t)}{L_a} \right) + \left( K_i - \frac{B}{J} * K_p \right) \frac{1}{J} (T_e(t) - T_L(t) - B\omega(t)) \quad (17)$$

Denetleyici tasarımı için Lyapunov fonksiyonu Eş. 18'de verildiği gibi tanımlanabilir.

$$V = \frac{1}{2} z^2 \quad (18)$$

Lyapunov fonksiyonunun zamana göre türevi alınır Eş. 19 elde edilir.

$$\dot{V} = z\dot{z} \quad (19)$$

Barbalat'ın ön kuramına göre aşağıdaki 3 şart sağlanırsa, hata ( $z$ ) sifira yakınsar [24].

- 1)  $V$  alttan sınırlı bir fonksiyon olmalıdır.
- 2)  $\dot{V}$  negatif yarı tanımlı bir fonksiyon olmalıdır.
- 3)  $\dot{V}$  düzgün sürekli bir fonksiyon olmalıdır.

$z$  sınırlı bir değişken olduğundan, Eş. 18'den anlaşılacağı üzere  $V$  alttan sınırlı bir fonksiyon olmaktadır ve 1. şart sağlanmaktadır. Eş. 19'da  $\dot{z} = -\lambda z$  olduğu varsayımıyla, Lyapunov fonksiyonunun zamana göre türevi  $\dot{V} = -\lambda z^2$  olur.  $\lambda$ 'nin pozitif tasarım sabiti olduğu varsayımıyla, Lyapunov fonksiyonunun zamana göre türevi  $\dot{V}$  negatif yarı tanımlı bir fonksiyon olur ve böylece 2. şart da sağlanmaktadır.

$\dot{V} = -\lambda z^2$  fonksiyonunun türevi alındığında Eş. 20 elde edilir.

$$\dot{V} = -2\lambda z\dot{z} \quad (20)$$

$z$  ve  $\dot{z}$  sınırlı değişkenler olduğundan, Eş. 20'den  $\dot{V}$ 'nin sınırlı olduğu sonucuna varılır. Bu da  $\dot{V}$ 'nin düzgün sürekli bir fonksiyon olduğu anlamına gelir ve böylece 3. şart da sağlanmış olur. Bu durum, hatanın sifira yakınsayacağını gösterir ve sistemin asimptotik olarak kararlı davranışını kanıtlar.

$\dot{z} = -\lambda z$  varsayımı,  $\dot{z} + \lambda z = 0$  olduğu anlamına gelir ve bu yeni denklemden Eş. 15'te ve Eş. 17'de sırasıyla verilen  $z$  ve  $\dot{z}$  ifadeleri yerine konduğunda Eş. 21 elde edilir.

$$\begin{aligned} \dot{z} + \lambda z &= \frac{K_p K_m}{J} \left( \frac{V_a(t) - R_a i_a(t) - K_b \omega(t)}{L_a} \right) + \left( \lambda K_p + K_i - \frac{B}{J} * K_p \right) \frac{1}{J} (T_e(t) - T_L(t) - B\omega(t)) \\ -\lambda K_i (\omega_{ref}(t) - \omega(t)) &= 0 \end{aligned} \quad (21)$$

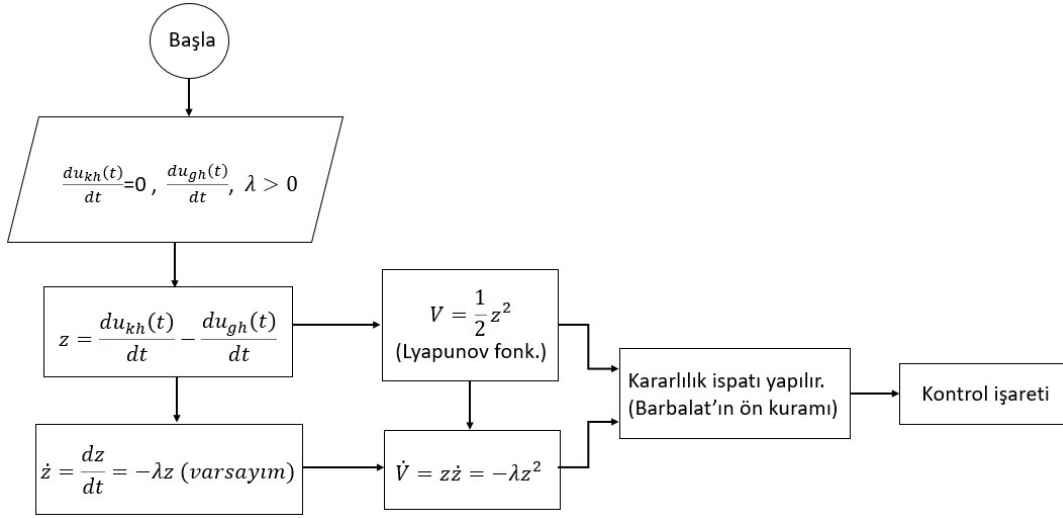
DC motorun hız kontrolü için önerilen Lyapunov tabanlı PI kontrolör ile elde edilen kontrol işareti olan gerilim  $V_a(t)$ , Eş. 21'den faydalanılarak Eş. 22'de verildiği gibi elde edilir.

$$V_a(t) = \left( \frac{\left( -\lambda K_p - K_i + \frac{B}{J} * K_p \right) \frac{1}{J} (T_e(t) - T_L(t) - B\omega(t)) + \lambda K_i (\omega_{ref}(t) - \omega(t)) + \frac{K_p K_m}{J} \left( \frac{R_a i_a(t) + K_b \omega(t)}{L_a} \right)}{\frac{K_p K_m}{J L_a}} \right) \quad (22)$$

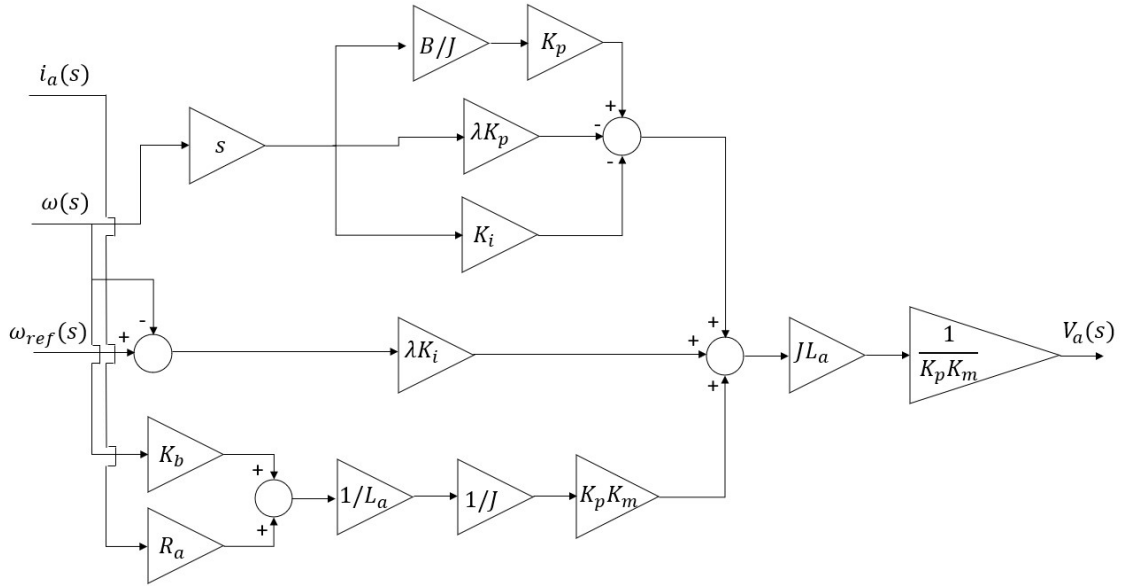
Eş. 22 ile verilen ifadenin Laplace dönüşümü yapılırsa, önerilen denetleyici ile elde edilen kontrol işareti Eş. 23'te verildiği gibi elde edilir.

$$V_a(s) = \left( \frac{\left( -\lambda K_p - K_i + \frac{B}{J} * K_p \right) \omega(s) s + \lambda K_i (\omega_{ref}(s) - \omega(s)) + \frac{K_p K_m}{J} \left( \frac{R_a i_a(s) + K_b \omega(s)}{L_a} \right)}{\frac{K_p K_m}{J L_a}} \right) \quad (23)$$

Önerilen yöntemin anlaşılabilirliğini kolay kılmak için Şekil 3'te işlem basamakları akış şeması ile verilmiştir. DC motorun hız kontrolü için önerilen Lyapunov tabanlı PI kontrolörün blok diyagramı ise Şekil 4'te verilmektedir.



Şekil 3. Önerilen yönteme ait akış şeması



Şekil 4. DC motor hız kontrolü için önerilen Lyapunov tabanlı PI kontrolör

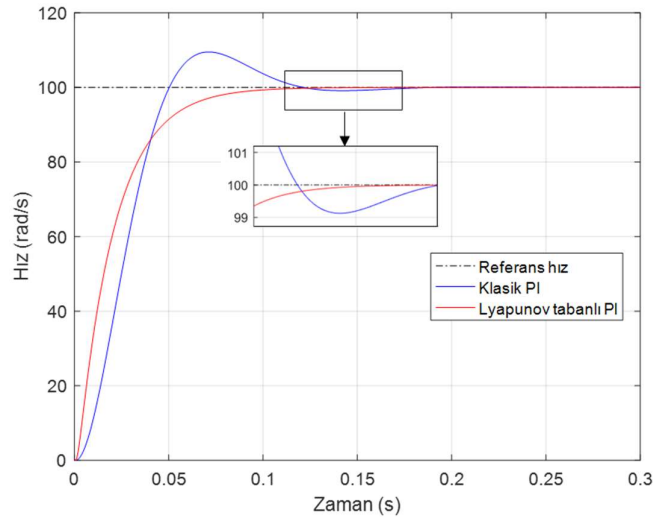
## IV. BENZETİM SONUÇLARI

Tablo 1’de verilen DC motorun hız kontrolü için önerilen Lyapunov tabanlı PI kontrolöre ait benzetim çalışması MATLAB programı ile gerçekleştirildi. Önerilen kontrolör, klasik PI kontrolör ile karşılaştırıldı. Klasik PI kontrolör parametreleri Matlab tune ile optimize edildi ve kontrol parametreleri olarak  $K_p=1,79$  ve  $K_i=45,19$  kullanıldı. Önerilen Lyapunov tabanlı PI kontrolörde kullanılan  $\lambda$  parametresi deneme yanılma yoluyla,  $K_p$  ve  $K_i$  parametreleri Matlab tune ile ayarlanan parametreler üzerinden deneme yanılma yoluyla belirlendi. Kullanılan parametreler  $K_p=0,1$  ve  $K_i=50$  ve  $\lambda=50$ ’dir.

**Tablo 1.** DC motor parametreleri

Parametre	Değer
Anma gücü	3,68 kW
Armatür direnci ( $R_a$ )	2,581 $\Omega$
Armatür endüktansı ( $L_a$ )	0,028 H
Zıt emk sabiti ( $K_b$ )	1,0113 V s/rad
Moment sabiti ( $K_m$ )	1,0113 Nm/A
Atalet momenti ( $J$ )	0,02215 Kg m <sup>2</sup>
Viskoz sönüleme katsayısı ( $B$ )	0,002953 Nms/rad

Önerilen yöntemin geçici hal yanıtındaki başarımını test etmek için DC motor sabit 100 rad/s referans hız altında çalıştırıldı ve motorun hız cevabı Şekil 4'te verildiği gibi gözlemlendi. Şekil 3'ten faydalanarak Lyapunov tabanlı PI ve klasik PI kontrolörlerin geçici hal yanıtına ilişkin parametreleri ölçülmüş ve Tablo 2'de verilmiştir. Tablo 2 incelendiğinde Lyapunov tabanlı PI kontrolör ile hiç aşma olmadığı görülmekte olup, klasik PI kontrolör ile yaklaşık % 9,5 aşma görülmektedir. Aynı zamanda geçici hal davranışına ilişkin diğer önemli parametrelerden biri olan yerleşme zamanı incelendiğinde, DC motorun Lyapunov tabanlı PI kontrolör ile klasik PI kontrolöre kıyasla 0,03 sn daha kısa sürede istenen hız değerine ulaştığı görülmektedir. Yükselme zamanı her iki kontrolör için birbirine çok yakındır.



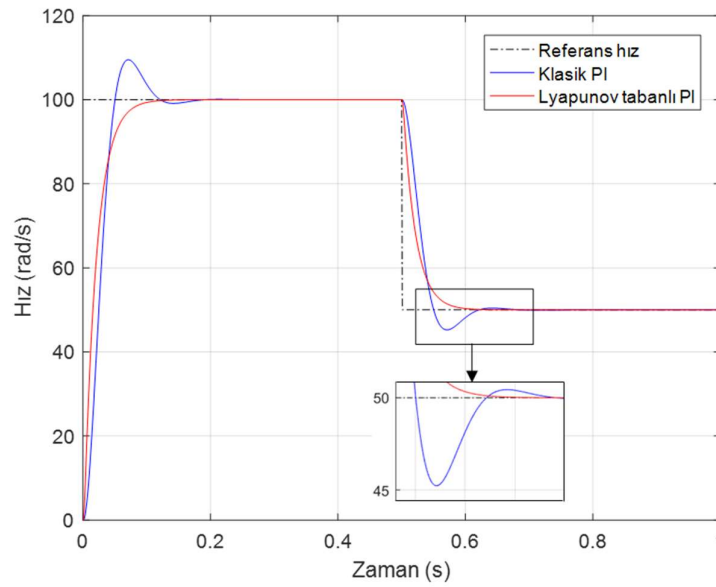
**Şekil 4.** DC motorun sabit referans hız altında hız cevabı



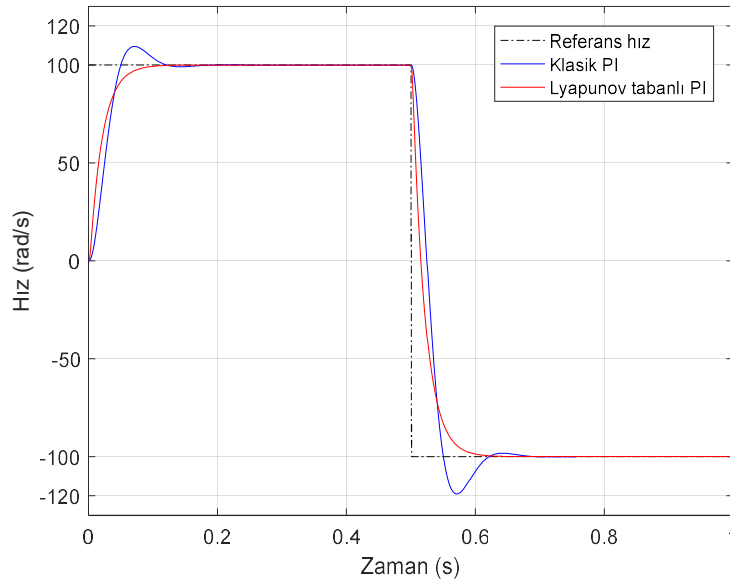
**Tablo 2.** DC motorun geçici hal davranışına ilişkin parametreler

Kontrolör tipi	Aşma	Yerleşme zamanı	Yükselme zamanı
Lyapunov tabanlı PI kontrolör	% 0	0,078 s	0,047 s
Klasik PI kontrolör	% 9,5	0,108 s	0,043 s

DC motorun değişken referans hız altındaki tepkisi Şekil 5'te verilmektedir. Her iki kontrolörle de kalıcı durum hatası görülmezken, referans hızın değiştiği noktada klasik PI kontrolörle istenmeyen salınımların ortaya çıktığı görülmektedir. Lyapunov tabanlı PI kontrolör ile salınım görülmemektedir. DC motorun iki yönlü çalışmasını test etmek için referans hız olarak ilk 0,5 saniye 100 rad/s, sonraki 0,5 saniye -100 rad/s değeri girilmiştir ve Şekil 6'da görüldüğü gibi motor her iki yönde de başarılı bir şekilde çalışabilmekte ve kontrol edilebilmektedir.

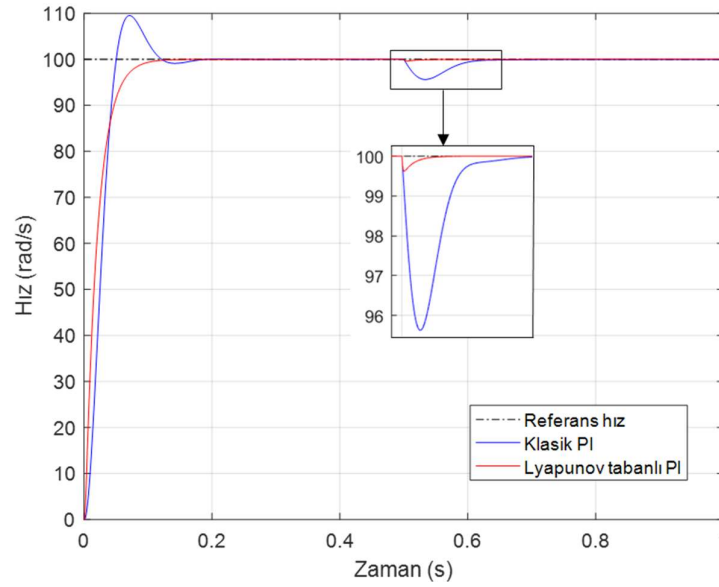


**Şekil 5.** DC motorun değişken referans hız altında hız cevabı

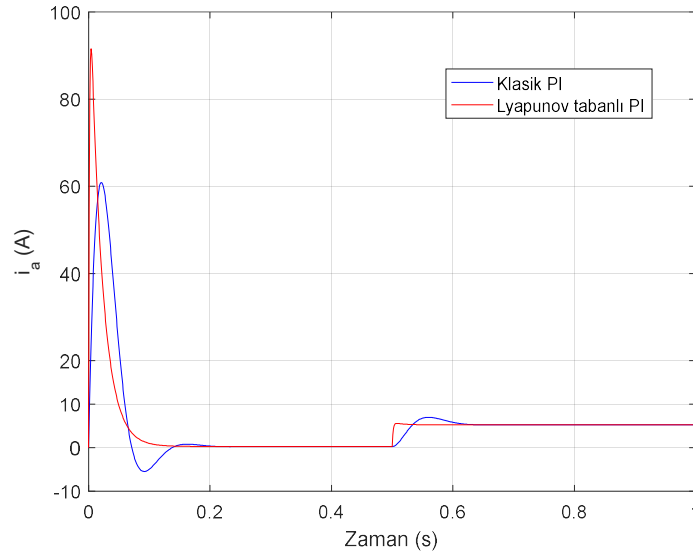


**Şekil 6.** DC motorun iki yönlü çalışması

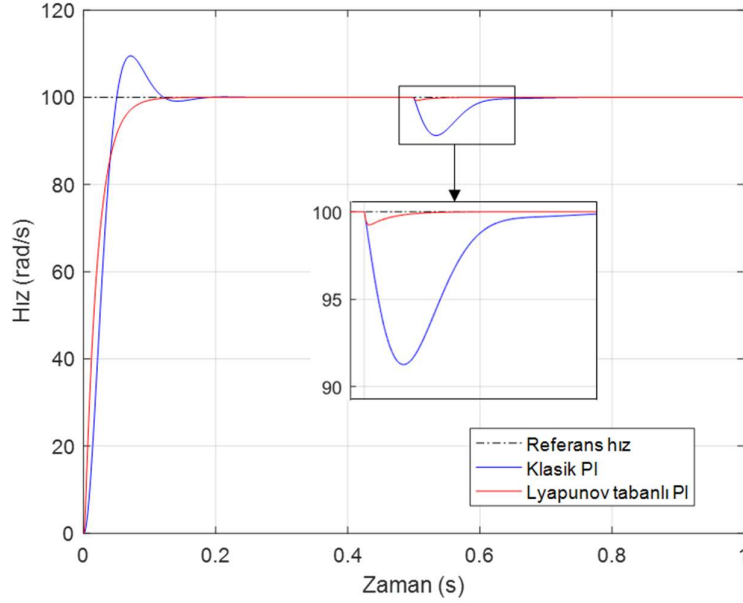
DC motorun bozucu giriş olan değişken yük altındaki başarımını test etmek için başlangıçta boşta çalışan motora 0,5'inci saniyede 5 Nm yük uygulanmıştır. Motorun tepkisi Şekil 7'de görülmektedir. Yük değişiminin olduğu noktada, Lyapunov tabanlı PI kontrolör ile motorun hızında % 0,4 oranında çok küçük bir azalma olduğu ve daha sonra kısa sürede yeniden istenen değere ulaştığı görülürken, klasik PI kontrolör ile motorun hızında % 4,4 oranında daha büyük bir azalma olduğu ve daha uzun sürede istenen değere tekrar ulaştığı görülmektedir. Şekil 8'de ise yüksüz çalışmada DC motorun kararlı halde armatür akımının 0,3 A olduğu, yüklü çalışmada 5,24 A olduğu görülmektedir. Akım değişiminden de görüleceği üzere yük değişiminin olması sonucu Lyapunov tabanlı PI kontrolör ile motorun kararlı duruma hızlı geçiş yaptığı görülmektedir. Bozucu girişin artması durumunu test etmek için motordaki yük değişimi artırılarak, yüksüz çalışmadan 10 Nm yük altında çalışmaya geçilmiş ve Şekil 9'da görüldüğü gibi 5 Nm yük altında çalışmaya nispeten, klasik PI ile yeniden kararlı duruma geçmeden önce motorun hızındaki düşüş % 4,35 oranında artarak % 8,75 olurken, Lyapunov tabanlı PI ile kararlı duruma geçmeden önce motorun hızındaki düşüş % 0,35 oranında artarak % 0,75 olmuştur. Bu sonuçlar, önerilen Lyapunov tabanlı PI kontrolörün DC motor kontrolünde bozucu girişlere karşı gürbüz bir kontrol yöntemi olduğunu göstermektedir.



Şekil 7. DC motorun 5 Nm yük momenti değişimi altında hız cevabı



Şekil 8. DC motorun 5 Nm yük momenti değişimi altında armatür akımı



Şekil 9. DC motorun 10 Nm yük momenti değişimi altında hız cevabı

## V. SONUC

Bu çalışmada DC motorun hız kontrolü için önerilen Lyapunov tabanlı PI kontrolörün performansı, klasik PI kontrolör ile karşılaştırılarak gösterilmektedir. Önerilen kontrolör ile DC motor kontrol sisteminin asimptotik kararlılığı Barbalat'ın ön kuramına göre ispatlanmıştır. Dinamik performans üzerindeki etkisi, değişken referans hız koşulu altında ve değişken bozucu giriş altında çalışmasıyla test edilmektedir. Değişken referans hız koşulu altında klasik PI kontrolör ile istenmeyen salınımlar ortaya çıkarken, önerilen kontrolör ile salınımların elimine edildiği görülmektedir. Ayrıca önerilen kontrolör DC motorun her iki yönde çalışmasını ve kontrol edilebilmesini sağlamaktadır. İki farklı yükte test edilen değişken yük koşulu altında da önerilen kontrolör ile klasik PI kontrolöre kıyasla DC motor hızının bozucu girişten çok daha az etkilendiği görülmüştür. Benzetim sonuçları önerilen Lyapunov tabanlı PI kontrolörün gürbüz bir kontrolör olduğunu ve klasik PI kontrolöre göre dinamik performansının daha iyi olduğunu göstermektedir. Gelecekte yapılacak çalışmalarda Lyapunov tabanlı PI kontrolör parametreleri sezgisel yöntemlerle optimize edilerek daha iyi sonuçlar elde edilebilir. Aynı zamanda Lyapunov tabanlı bu yaklaşım, bulanık mantık kontrolör gibi zeki denetleyicilere de uyarlanabilir.

## VI. KAYNAKLAR

- [1] F. Blaabjerg, G-D. Andreescu, C. I. Pitic, and I. Boldea, "Combined flux observer with signal injection enhancement for wide speed range sensorless direct torque control of IPMSM drives," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 2, pp. 393–402, 2008.
- [2] L. Tang, L. Zhong, M. Rahman, and Y. Hu, "A novel direct torque control for interior permanent-magnet synchronous machine drive with low ripple in torque and flux - a speed-sensorless approach," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 6, pp. 1748–1756, 2003.
- [3] S. Ekinçi, B. Hekimoğlu, and D. Izci, "Opposition based Henry gas solubility optimization as a novel algorithm for PID control of DC motor," *Engineering Science and Technology, an International Journal*, vol. 24, no. 2, pp. 331-342, 2021.
- [4] B. Hekimoğlu, "Optimal tuning of fractional order PID controller for DC motor speed control via

chaotic atom search optimization algorithm,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 38100–38114, 2019.

[5] A. Rodríguez-Molina, M.G. Villarreal-Cervantes, and M. Aldape-Pérez, “An adaptive control study for a DC motor using meta-heuristic algorithms,” *IFAC Papers-OnLine*, vol. 50, pp. 13114–13120, 2017.

[6] A. Rodríguez-Molina, M.G. Villarreal-Cervantes, J. Álvarez-Gallegos, and M. AldapePérez, “Bio-inspired adaptive control strategy for the highly efficient speed regulation of the DC motor under parametric uncertainty,” *Appl. Soft Comput. J.*, vol. 75, pp. 29–45, 2019.

[7] A.T. El-Deen, A.A. Hakim Mahmoud, and A.R. El-Sawi, “Optimal PID tuning for DC motor speed controller based on genetic algorithm,” *Int. Rev. Autom. Control.*, vol. 8, pp. 80–85, 2015.

[8] A. Madadi, and M.M. Motlagh, “Optimal control of DC motor using grey wolf optimizer algorithm,” *Tech. J. Eng. Appl. Sci.*, vol. 4, pp. 373–379, 2014.

[9] R. Jain, M.V. Aware, and A.S. Junghare, “Tuning of fractional order PID controller using particle swarm optimization technique for DC motor speed control,” *IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, 2016, pp. 1–4.

[10] F. Cibo, “Doğru akım motorunun bulanık mantık-PI kontrolör ile hız kontrol performansının iyileştirilmesi,” Yüksek lisans tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Zonguldak Bülent Ecevit Üniversitesi, Zonguldak, Türkiye, 2020.

[11] Z. Ben mabrouk, A. Aicha, B.H. Mouna, and S. Lassaad, “Speed control of DC machine using adaptive neural IMC controller based on recurrent neural network,” *5th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, 2016, pp. 198-203.

[12] U. Maheswararao.Ch, Y.S. Kishore Babu, and K. Amaresh, “Sliding mode speed control of a DC motor,” *International Conference on Communication Systems and Network Technologies*, 2011, pp. 387–391.

[13] S.V. Ambesange, S.Y. Gadgune, and D.S. More, “Application of sliding mode control for the speed control of DC motor drives,” *IEEE International Conference on Control Applications*, 2013, pp. 832–836.

[14] O.A. Morfín, C.E. Castañeda, A. Valderrabano-Gonzalez, M. Hernandez-Gonzalez, and F.A. Valenzuela, “A real-time SOSM supertwisting technique for a compound DC motor velocity controller,” *Energies*, vol. 10, no. 9, pp. 1–18, 2017.

[15] T.P. Cabré, A.S. Vela, M.T. Ribes, J.M. Blanc, J. R. Pablo, and F.C. Sancho, “Didactic platform for DC motor speed and position control in Z-plane,” *ISA Transactions*, vol. 118, pp. 116–132, 2021.

[16] S. Kart, “Yakıt hücre sistemleri için çift katlı yükseltilen DA-DA dönüştürücünün kontrolü,” Doktora tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, İstanbul Üniversitesi, İstanbul, Türkiye, 2021.

[17] J. J. E. Slotine, and W. Li, *Applied Nonlinear Control*, New Jersey, USA: Prentice-Hall, 1991, pp. 100-126.

[18] O. O. Martins, A. A. Adekunle, M. O. Arowolo, D. C. Uguru-Okorie, and B. O. Bolaji, “The effect of an evolutionary algorithm’s rapid convergence on improving DC motor response using a PID controller,” *Scientific African*, vol. 17, pp. 1-13, 2022.

- [19] M. Salimi, "Practical implementation of the Lyapunov based nonlinear controller in DC-DC boost converter for MPPT of the PV systems," *Solar Energy*, vol. 173, pp. 246-255, 2018.
- [20] X. Yang, W. Deng, and J. Yao, "Neural network based output feedback control for DC motors with asymptotic stability," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 164, pp. 1-15, 2022.
- [21] R. Ö. Doruk ve A. Zuglem, "Geri adımlama tekniği ile bir DC motorun konum ve hız kontrolü," *Süleyman Demirel Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, c. 22, ss. 65 – 82, 2018.
- [22] A. Tepljakov, E. A. Gonzalez, E. Petlenkov, J. Belikov, C. A. Monje, and I. Petráš, "Incorporation of fractional-order dynamics into an existing PI/PID DC motor control loop," *ISA Transactions*, vol. 60, pp. 262-273, 2016.
- [23] A. M. Zaki, M. El-Bardini, F. A. S. Soliman, and M. M. Sharaf, "Embedded two level direct adaptive fuzzy controller for DC motor speed control," *Ain Shams Engineering Journal*, vol. 9, no. 1, pp. 65-75, 2018.
- [24] M. Nikolić, M. Šelmić, D. Macura, and J. Čalić, "Bee Colony Optimization metaheuristic for fuzzy membership functions tuning," *Expert Systems with Applications*, vol. 158, pp. 1-10, 2020.