

Kalıcı Mıknatıslı Doğru Akım Motorları için Modellemeye Dayalı Hız Kontrolünün Deneysel Uygulamaları

Ahmet DUMLU^{1*}, Tuğrulhan AKGÜL², Kağan Koray AYTEN³

^{1*} Erzurum Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Erzurum/Türkiye.
ORCID No: 0000-0002-2181-5386, e-mail: ahmetdumlu@erzurum.edu.tr

² Erzurum Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Erzurum/Türkiye.
ORCID No: 0000-0001-7274-5843, e-mail: tugrulhan.akgul@erzurum.edu.tr

² Erzurum Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Erzurum/Türkiye.
ORCID No: 0000-0003-0275-4837, e-mail: kagan.koray@erzurum.edu.tr

(Alınış/Arrival: 21.01.2024, Kabul/Acceptance: 26.03.2024, Yayınlanma/Published: 15.06.2024)

Özet

Bu çalışmada, özellikle akademik çalışmalarda ve endüstride sıklıkla kullanılan kalıcı mıknatıslı doğru akım motorlarının (KMDAM) gerçek zamanlı hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Öncelikle geri beslemeli kontrolcü yapısını tasarlanması için gerekli olan KMDAM'ın elektromekanik modellemesi Kirchoff-Newton yasaları kullanılarak elde edilmiştir. Ardından, KMDAM'ın gerçek sistem parametreleri kullanılarak elde edilen tam ve doğru dinamik modeli kullanılarak uygun Oransal-İntegral (Oİ) kontrolcü parametreleri kararlılık kriterlerine bağlı olarak bulunmuştur. Benzer şekilde geri beslemeli kontrolcü yapısı için gerekli olan Oransal-İntegral-Türevsel (OİT) kontrolcü parametreleri ise kontrol kuramında sıklıkla tercih edilen Ziegler-Nichols parametre ayarlama yöntemi kullanılarak belirlenmiştir. Yapılan gerçek zamanlı ve karşılaştırılmalı hız kontrol performans deneylerinden elde edilen sonuçlara göre, özellikle tam ve doğru bir dinamik modele dayalı Ziegler-Nichols parametre ayarlamalı OİT kontrolcünün bilinmeyen harici yükler altında dahi daha iyi bir performans sergilediği ve farklı hız yörünge girişlerinde kontrolcü performansının geleneksel Oİ kontrolcüye göre üstün olduğu gözlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Kalıcı Mıknatıslı Doğru Akım Motoru (KMDAM), Oransal-İntegral (Oİ) kontrolcü, Oransal-İntegral-Türevsel (OİT) Kontrolcü, Ziegler-Nichols Parametre Ayarlama Yöntemi, Doğru Akım Motoru Hız Kontrolü

Experimental Applications of Modeling-Based Speed Control for Permanent Magnet Direct Current Motors

Abstract

In this study, real-time speed control of permanent magnet direct current motors (PMDCMs), which are frequently used in academic studies and industry, is realized. First of all, the electromechanical modeling of the PMDCM, which is necessary for the design of the feedback controller structure, is obtained using Kirchoff-Newton laws. Then, the appropriate Proportional-Integral (PI) controller parameters are found based on the stability criteria by using the exact and accurate dynamic model of PMDCM obtained by using the real system parameters. Similarly, the Proportional-Integral-Derivative (PID) controller parameters

required for the feedback controller structure were determined using the Ziegler-Nichols parameter tuning method, which is frequently preferred in control theory. According to the results obtained from the real-time and comparative speed control performance experiments, it is observed that the PID controller with Ziegler-Nichols parameter tuning based on a complete and accurate dynamic model performs better even under unknown external loads and the controller performance is superior to the conventional PI controller at different speed trajectory inputs.

Keywords: Permanent Magnet Direct Current Motor (PMDCM), Proportional-Integral (PI) controller, Proportional-Integral-Derivative (PID) Controller, Ziegler-Nichols Parameter Tuning Method, Direct Current Motor Speed Control

1. GİRİŞ

Doğru akım (DA) motoru elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren ve doğru akımla çalışan motorlardır. Bu motorlar geçmişten günümüze kadar endüstriyel alanda, robotik projelerde, elektronik uygulamalar gibi birçok sahada kullanılmaktadır [1]. Özellikle, Fırçasız Doğru Akım Motorları (FDAM) ve KMDAM tipi motorlar fırçalı DA motorların bakım zorunluluğu ve verim sıkıntısı gibi dezavantajlarını ortadan kaldırmak üzere geliştirilmiştir. KMDAM'ların boyutunun uygunluğu, yüksek güç yoğunluklu, düşük maliyetli ve iyi karakteristik özelliklere sahip olduğu için endüstride yaygın olarak kullanılan motor çeşitlerinden biri haline gelmiştir [2]. Bu özelliği sayesinde FDAM'lar yaygın olarak endüstriyel makineler ve elektrikli araçlar gibi alanlarda kullanılmaktadır [3]. Özellikle KMDAM'ların cevap hızları çok yüksek olduğundan bu motorlar hız gereksinimi duyulan birçok elektromekanik sistemde kullanılmaktadır [4].

Söz konusu KMDAM'lar yüksek hassasiyette hız kontrollerinin yapılabilmesi için matematiksel olarak elektromekanik modelinin doğru bir şekilde elde edilmesi ve bu modele göre uygun kontrol algoritmalarının kullanılması gerekmektedir. Özellikle, endüstriyel uygulamalarda KMDAM'ların hız kontrolü için Oİ kontrolcüsünden yararlanılmaktadır. Hız kontrolünün en az hata ile gerçekleştirilebilmesi için Oİ kontrolcü parametrelerinin sistem modeline uygun olacak şekilde otomatik kontrol teorisinden yararlanılarak belirlenmesi gerekmektedir. Gerçek zamanlı uygulamalarda herhangi bir matematiksel analizden yararlanılmadan deneysel olarak yapılan parametre ayarlamalarında zaman alıcı problemlerle karşılaşmaktadır. Bu problemlerin üstesinden gelebilmek için öncelikle KMDAM üretimi ile ilgili elektromekanik parametrelerin bilinmesi ve bu parametrelere bağlı olarak Kirchoff ve Newton kanunlarından yararlanılarak tam ve doğru bir dinamik modelinin elde edilmesi gerekmektedir. Bununla birlikte bu sistemin dinamik davranışını elde etmenin bir diğer zorluğu ise, sistemin zamanla değişen ve doğrusal olmamasından kaynaklanmaktadır. Dolayısıyla karmaşık bir sistem modellenirken sistem tipine bağlı olarak Lagrangian, Newton, Kirchoff gibi yasalar kullanılabileceği gibi yapay sinir ağları (YSA) gibi farklı nümerik yöntemlerden de yararlanılabilmektedir [5-6]. Herhangi bir yöntem kullanılarak elde edilen dinamik modellemenin ardından söz konusu model kontrol teorisinde kullanılan geri beslemeli sistem mimarisine dönüştürülmeli ve belirlenecek uygun kontrolcünün matematiksel analizleriyle doğru kontrolcü parametrelerinin ortaya koyulması gerekmektedir. Kontrol kuramında kullanılan geleneksel Oİ-OİT kontrolcü parametrelerinin belirlenmesinde literatürde yapılmış birçok çalışma bulunmaktadır. Bir OİT kontrolcünün tasarlanmasında en çok bilinen yöntemler Cohen-Coon, Wang-Juang-Chan, Chien Hrones Reswick ve Ziegler Nichols yöntemleridir [7]. Ziegler- Nichols yönteminde sistemin basamak cevabından yararlanılarak OİT parametreleri belirlenir. Chien-Hrones-Reswick yönteminde ise OİT parametreleri sisteme ait olan birim

basamak girişe verdiği açık çevrim cevabından elde edilir. Wang-Juang-Chan yönteminde gecikme süresi (L), kazanç (K) ve zaman sabit (T) parametrelerinin bilinmesiyle OİT kontrolcüye ait parametreler elde edilir [8]. Bunlara ek olarak son yıllarda popüler hale gelen Genetik Algoritma (GA), Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) ve Bulanık Mantık yaklaşımı ile Oİ-OİT parametrelerinin belirlenmesi en yaygın bilinen çalışmalardandır [8]. Genetik Algoritma yönteminde sürecin modellenmesinde olasılıklara bağlı olarak çok iterasyonlu bir algoritma kullanılmaktadır [9]. Genetik Algoritmada amaç referans ile gerçek değer arasındaki farkı yani hatayı en aza indirmektir. Bununla birlikte PSO yöntemi kısaca bir popülasyona tabi kalarak ilerleyen stokastik sürecin optimizasyonunu sağlamaktadır [10]. PSO sistemi çok parametrelili ve çok değişkenli nonlineer sistemlerde çok iyi sonuçlar vermektedir [11-12]. Kontrolcü parametre ayarlamasında kullanılan diğer bir yöntem ise Bulanık Mantık yöntemidir [13, 14]. Bulanık Mantık yaklaşımı insan gibi düşünme temeline dayanır. Kısacası bu yöntemde sözel ifadeler (büyük pozitif, pozitif, sıfır, negatif, büyük negatif) yer almaktadır. Ayrıca bu yöntemin en önemli avantajlarından biri kontrol edilecek sistemin matematiksel modelinin çıkarılmasına ihtiyaç duyulmamasıdır. Bu durum ise modelleme esnasında oluşabilecek hataların önlenmesini sağlar [15,16]. DA motorlarının hız kontrolünde esas olan uygun kazanç parametrelerini doğru bir şekilde ayarlayabilmek için son yıllarda literatürde farklı sezgisel algoritmalara dayalı çalışmalara rastlanmaktadır [17-19]. Bu yöntemlerden her birinin birbirine göre üstünlükleri veya eksiklikleri olmasına rağmen gerçek zamanlı endüstriyel uygulamalarda ağır matematiksel işlem yükleri gerektirmesi, iterasyon yoluyla sonucu ulaşılması ve söz konusu alanda tecrübe sahip olunması nedeniyle endüstride çok fazla tercih edilmemektedir.

Yukarıda bahsedilen problemlerin üstesinden gelebilmek için bu çalışmada, öncelikle KMDAM'ın elektriksel ve mekanik eşdeğer devreleri kullanılarak sistemin tam ve doğru bir dinamik modeli ayrıntılı bir şekilde elde edilmiştir. Elektriksel eşdeğer devre analizinde Kirchoff yasalarından yararlanılırken mekanik eşdeğer devrede ise Newton yasasından yararlanılmıştır. Kirchoff ve Newton yasaları kullanılarak elde edilen dinamik denklemler birleştirilerek sisteme ait elektromekanik dinamik model sistem parametrelerine bağlı olarak elde edilmiştir. Ardından elde edilen bu model sistemin oturma zamanı (t_s), sönümleme oranı (ζ) ve doğal frekans (ω_n) değerlerine bağlı olarak Oİ kontrolcünün parametrelerinin belirlenmesinde kullanılmıştır. Bununla birlikte parametrelerin belirlenmesinde ikinci bir yöntem olarak Ziegler-Nichols yönteminden yararlanılmıştır. Bu yöntemde her ne kadar sistem cevabında aşım oluşmasına rağmen kontrolcü parametre değerlerinin belirlenmesi için kullanılan önemli bir yöntemdir. Yapılan gerçek zamanlı hız kontrol performans deneylerinden elde edilen sonuçlara göre, özellikle tam ve doğru bir dinamik modele dayalı Ziegler-Nichols parametre ayarlamalı OİT kontrolcünün bilinmeyen harici yükler altında dahi daha iyi bir performans sergilediği ve farklı hız yörünge girişlerinde kontrolcü performansının geleneksel Oİ kontrolcüye göre güçlendirdiği gözlenmiştir.

2. KMDA MOTORUN MODELLENMESİ

Bu bölümde KMDAM'ın elektriksel ve mekanik eşdeğer devreleri kullanılarak Eşitlik 1'de ifade edilen KMDAM'ın birinci dereceden transfer fonksiyonu elde edilmiştir.

$$\frac{\Omega_l(s)}{V_m(s)} = \frac{K}{(\tau s + 1)} \quad (1)$$

Burada, $\Omega_l(s)$ rotor açısal hızı, ($\omega_l(t)$ ifadesinin Laplace dönüşümü), $V_m(s)$ motor giriş gerilim ($v_m(t)$ ifadesinin Laplace dönüşümü), K kazanç değerini, τ zaman sabitini ifade etmektedir. Eşitlik 1’de ifade edilen transfer fonksiyonu bulabilmek için KMDAM’ın elektriksel ve mekanik eşitliklerinin kullanılması gerekmektedir. KMDAM’ın elektriksel ve mekanik eşdeğerini Kirchoff Gerilim Yasası ve Newton Hareket denklemi kullanılarak elde edilmiştir. KMDAM’ın endüvi devre şeması ve mekanik yapısı Şekil.1’de gösterilmiştir. KMDAM’ın, Şekil.1’de görüldüğü gibi sisteme uygulanan V_m giriş gerilimi altında (Eşitlik 1’de verilen transfer fonksiyonunun giriş büyüklüğünü), R_m motor direnci ve L_m endüktansı olan seri bir devre ile rotor döndüğünde k_m zıt-emk gerilimi meydana gelmektedir. Endüviden akım geçtiğinde, iletkenlerde manyetik alan oluşur ve böylece rotorun çevresinde rotoru döndüren moment meydana gelir.

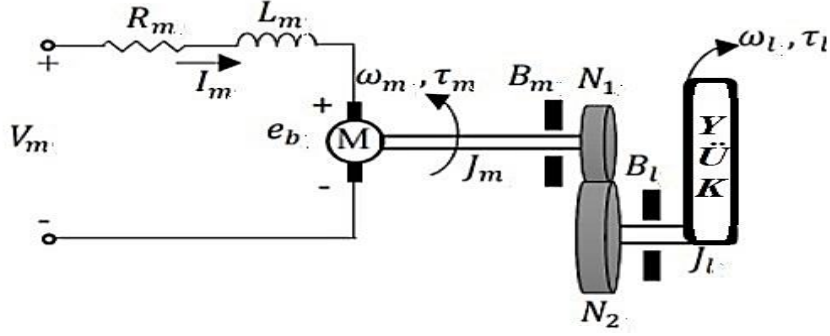
Çizelge 1. KMDAM Parametre Değerleri

| Semboller | Tanımlamalar | Parametre Değerleri |
|-----------|--|---|
| R_m | Motor endüvi direnci | 2.6 Ω |
| L_m | Motor endüvi indüktansı | 0.18 mH |
| K_m | Motor zıt-emk sabiti | 7.8×10^{-3} V rad ⁻¹ s ⁻¹ |
| K_t | Motor akım-tork sabiti | 7.8×10^{-3} N m A ⁻¹ |
| K_g | Dişli oranı | 14 |
| η_m | Motor verimi | 0.69 |
| η_m | Dişli kutusu verimi | 0.90 |
| J_m | Motor milini atalet momenti | 3.90×10^{-7} kg m ² |
| J_l | Yükün atalet momenti | 1.03×10^{-4} kg m ² |
| B_m | Motor miline etki eden viskoz sürtünme | 1.07×10^{-9} N m rad ⁻¹ s ⁻¹ |
| B_l | Yük miline etki eden viskoz sürtünme | 4.41×10^{-6} N m rad ⁻¹ s ⁻¹ |

Bu çalışmada kullanılan KMDAM modeli parametreleri Çizelge 1’de verilmiştir. Ayrıca KMDAM’ın nominal gerilimindeki temel değerleri ve karakteristikleri Çizelge 2’de sunulmuştur.

Çizelge 2. KMDAM Nominal Gerilimindeki Temel Değerleri ve Karakteristikleri

| Tanımlamalar | Parametre Değerleri |
|----------------------|-----------------------|
| Nominal Voltaj | 24 V |
| Yüksüz Hız | 8270 rpm |
| Yüksüz Akım | 164 mA |
| Nominal Hız | 7710 rpm |
| Nominal Tork | 108 mNm |
| Nominal Akım | 4.12 A |
| Durma Torku | 1980 mNm |
| Durma Akımı | 72.5 A |
| Maksimum Verim | %88,6 |
| Maksimum Çıkış Gücü | 102 W |
| Terminal Direnci | 0.331 Ω |
| Terminal İndüktansı | 0.103 mH |
| Tork Sabiti | 27.3 mNm/A |
| Hız Sabiti | 350 rpm/V |
| Hız/Tork Gradyanı | 4.24 rpm/mNm |
| Mekanik Zaman Sabiti | 3.24 ms |
| Rotor Ataleti | 72.8 gcm ² |



Şekil 1. KMDAM endüvi akımı ve dişli takımı

Elektrik motorları için zıt-emk değeri motor milinden elde edilen açısal hız ile doğru orantılıdır. e_b zıt elektromotor gerilimi ve ω_m motor milinin açısal hızı arasındaki ilişki Eşitlik 2’de ifade edilmiştir.

$$e_b(t) = k_m \omega_m(t) \quad (2)$$

Şekil 1’deki elektriksel devreye Kirchoff Gerilim Yasası uygulandığından Eşitlik 3 elde edilmektedir.

$$V_m(t) - R_m I_m(t) - L_m \frac{dI_m(t)}{dt} - k_m \omega_m(t) = 0 \quad (3)$$

Bu denklemde, $I_m(t)$ endüvi akımını ve $L_m \frac{dI_m(t)}{dt}$ ise indüktördeki gerilimi ifade etmek üzere motorun elektriksel eşitliği elde edilir. Burada L_m çok küçük bir değer olduğu için Eşitlik 3’te ihmal edilebilir. Bu durumda Eşitlik 3 daha sade bir halde Eşitlik 4’teki gibi yazılabilmektedir. Bu durumda sistemin birinci dereceden transfer fonksiyonunu elde etmek daha kolay hale gelmektedir.

$$V_m(t) - R_m I_m(t) - k_m \omega_m(t) = 0 \quad (4)$$

Eşitlik 4’ten endüvi akımı ($I_m(t)$) çekildiğinde, endüvi akımının matematiksel ifadesi Eşitlik 5’teki gibi yazılabilmektedir.

$$I_m(t) = \frac{V_m(t) - k_m \omega_m(t)}{R_m} \quad (5)$$

Bununla birlikte, uygulanan motor torkuna (τ_m) göre yükün açısal hızını ω_l ’i açıklayan hareket denklemi geliştirilmiştir. KMDAM tek serbestlik dereceli bir döner sistem olduğundan Newton’un ikinci hareket yasası Eşitlik 6’daki gibi ifade edilmektedir.

$$\tau = j. \alpha \quad (6)$$

Burada, j eylemsizlik momentini yani cismin dönmeye karşı gösterdiği direnci, α sistemin açısal ivmesini ve τ ise sisteme uygulanan torqların toplamını ifade etmektedir. Eşitlik 6 ve Şekil 1'den yararlanılarak KMDAM için Eşitlik 7'de ifade edilen motorun yük tarafı için hareket denklemi yazılabilmektedir.

$$J_l \frac{d\omega_l(t)}{dt} + B_l \omega_l(t) = \tau_l(t) \quad (7)$$

Burada, J_l , yükün atalet momenti, B_l viskoz sürtünme katsayısını, $\tau_l(t)$, yüke uygulanan toplam torku ifade etmektedir. Burada yük ataleti, dişli takım ve ona bağlı herhangi bir harici yükün (disk veya çubuk) ataletini içermektedir. Benzer şekilde motor mili için Newton'un ikinci hareket yasası Eşitlik 8'deki gibi ifade edilebilmektedir.

$$J_m \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B_m \omega_m(t) + \tau_{ml}(t) = \tau_m(t) \quad (8)$$

Burada, J_m , motor milinin atalet momenti, $\tau_{ml}(t)$ motor yükünün ataleti sebebiyle oluşan torkun motor miline etki eden torku ifade etmektedir. Motorun çıkış milinden tork elde edebilmek için motor milinde oluşan atalet değerini, motor mili tarafındaki viskoz sürtünme değerini ve yük tarafında oluşan torkun mile aktarılmış değerini yenmek gerekir. Bununla birlikte sisteme uygulanan motor torku olması durumunda yük milindeki tork denklemi aşağıdaki gibi yazılır;

$$\tau_l(t) = \eta_g K_g \tau_{ml}(t) \quad (9)$$

Burada, $K_g = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)$, çark oranını, η_g ise çark sisteminin verimini ifade etmektedir. Şekil 1'de görüldüğü gibi çark kutusu doğrudan KMDAM'a monte edilmiştir. Böylece motor milinde çarklar üzerinde görülen tork Eşitlik 10 ile ifade edilebilmektedir.

$$\tau_{ml}(t) = \frac{\tau_l(t)}{\eta_g K_g} \quad (10)$$

Teorik olarak çıkış milinin bir tur dönmesi için motor mili K_g kere dönmesi gerektiğinden çıkış mili ile motor mili arasındaki matematiksel ilişki Eşitlik 11'de ifade edilmektedir.

$$\theta_m(t) = K_g \theta_l(t) \quad (11)$$

Burada $\theta_m(t)$ mil tarafındaki açısal konumu, $\theta_l(t)$ ise yük tarafındaki açısal konumu ifade etmektedir. Motor milinin açısal hızı ω_m ve yük milinin açısal hızı ω_l arasındaki ilişkiyi ise Eşitlik 11'in zamana göre türevini alarak $\omega_m(t) = K_g \omega_l(t)$ olarak tanımlanmaktadır. Yukarıda tanımlanan mekanik ilişki denklemleri kullanılarak Newton'un 2. hareket yasasına göre Eşitlik 8'de ifade edilen motor mili denklemi daha kapsamlı bir şekilde Eşitlik 12'teki gibi ifade edilebilmektedir.

$$J_m K_g \frac{d\omega_l(t)}{dt} + B_m K_g \omega_l(t) + \frac{J_l \left(\frac{d\omega_l(t)}{dt} + B_l \omega_l(t) \right)}{\eta_g K_g} = \tau_m(t) \quad (12)$$

$$(\eta_g K_g^2 J_m + J_l) \frac{d\omega_l(t)}{dt} + (\eta_g K_g^2 B_m + B_l) \omega_l(t) = \eta_g K_g \tau_m(t) \quad (13)$$

$$J_{eq} \frac{d\omega_l(t)}{dt} + B_{eq} \omega_l(t) = \eta_g K_g \tau_m(t) \quad (14)$$

Burada, $J_{eq} = \eta_g K_g^2 J_m + J_l$ ve $B_{eq} = \eta_g K_g^2 B_m + B_l$ olarak ifade edilmiştir. Burada J_l yükün atalet momentini, B_l ise yük tarafındaki viskoz sürtünmeyi ifade etmektedir. KMDAM'ın dinamik modelinin elde edilebilmesi için elektriksel denklemin ve mekanik denklemin birleştirilmesi gerekmektedir. Elektrik motorları için motor çıkış torku ile endüvi akımı arasındaki ilişki $\tau_m(t) = \eta_m k_t I_m(t)$ şeklinde ifade edilebilmektedir. Burada, k_t akım-tork sabitini, η_g motor verimini ve I_m ise endüvi akımını temsil etmektedir. Eşitlik 5'te verilen motor armatür akımını, Eşitlik 14'de verilen akım-tork ilişkisinde yerine yazarak $V_m(t)$ giriş voltajı ve $\omega_m(t)$ yük mili hızına göre motor torku denklemi Eşitlik 15'deki gibi elde edilebilir.

$$\tau_m(t) = \frac{\eta_m k_t (V_m(t) - k_m \omega_m(t))}{R_m} \quad (15)$$

Eşitlik 15'de elde edilen $\omega_m(t)$ yerine $\omega_l(t) K_g$ ifadesi yazılır ve Eşitlik 14'de elde edilen motor mili tork eşitliği yine Eşitlik 15'de yerine koyulursa Eşitlik 16 elde edilir.

$$J_{eq} \left(\frac{d}{dt} \omega_l(t) \right) + \left(\frac{k_m \eta_g K_g^2 \eta_m k_t}{R_m} + B_{eq} \right) \omega_l(t) = \frac{\eta_g K_g \eta_m k_t (V_m(t))}{R_m} \quad (16)$$

Daha sade şekilde KMDAM'ın elektrik ve mekanik eşdeğer devresinde Kichoff ve Newton yasaları uygulandığında, KMDAM'ın zaman tanım alanında elektromekanik matematik modeli aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\left(\frac{d}{dt} \omega_l(t) \right) J_{eq} + B_{eq,v} \omega_l(t) = A_m V_m(t) \quad (17)$$

Burada;

$$B_{eq,v} = \frac{\eta_g K_g^2 \eta_m k_t k_m + B_{eq} R_m}{R_m}, A_m = \frac{\eta_g K_g \eta_m k_t}{R_m} \quad (18)$$

KMDAM'ın zaman tanım alanında elektromekanik matematik modelini ifade eden Eşitlik 17'ye Laplace dönüşümü uygulanarak sistemin transfer fonksiyonu elde edilir.

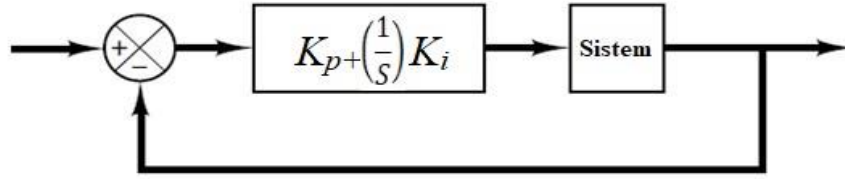
$$J_{eq}s\Omega_l(s) + B_{eq,v}\Omega_l(s) = A_m V_m(s) \rightarrow \frac{\Omega_l(s)}{V_m(s)} = \frac{A_m}{J_{eq}s + B_{eq,v}} \quad (19)$$

KMDAM modeli parametreleri Çizelge 1’de verilen değerler kullanılarak $J_{eq}, B_{eq,v}, A_m$ değerleri hesaplanır ve daha sonra sistemin K kazancını ve τ zaman sabiti Eşitlik 20’deki gibi elde edilerek sistemin transfer fonksiyonu elde edilir.

$$K = \frac{A_m}{B_{eq,v}}, \quad \tau = \frac{J_{eq}}{B_{eq,v}} \rightarrow \frac{\Omega_l(s)}{V_m(s)} = \frac{1.530}{0.0254s + 1} \quad (20)$$

3. Oİ KONTROLCÜ PARAMETRELERİNİN BELİRLENMESİ

Bu bölümde 1. dereceden bir sistem için elde edilen transfer fonksiyonuna göre kalıcı hal hatası, aşma değeri ve tepe noktasına ulaşma zamanına bağlı olarak KMDAM’ın hız kontrolü için Oİ kontrolör tasarlanması ve bu kontrolörün uygun kazanç katsayılarının bulunması amaçlanmaktadır. Buna göre tasarlanacak olan Oİ kontrolörün blok diyagramı Şekil 2’de yer almaktadır.



Şekil 2. Oİ kontrolöre ait blok diyagramı

KMDAM hız kontrolü için tasarlanan bu Oİ kontrolörden aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$V_m(t) = K_p(\omega_d(t) - \omega_l(t)) + K_i \int (\omega_d(t) - \omega_l(t))dt \quad (21)$$

Burada $V_m(t)$ motora uygulanan gerilim değerini, K_p oransal kontrol kazancını, K_i integral kontrol kazancını, $\omega_d(t)$ referans olarak belirlenen açısal hız değerini ve $\omega_l(t)$ de motor milinden ölçülen açısal hız değerini ifade etmektedir. Buna göre Eşitlik 21’deki bağıntının Laplace dönüşümü alındığı zaman ise Eşitlik 22 elde edilir.

$$\frac{\Omega_l(s)}{\Omega_d(s)} = \frac{K(K_p s + K_i)}{s^2\tau + (1 + KK_p)s + KK_i} \quad (22)$$

DA motor hız kontrolü için tasarlanan Oİ kontrolöre ait sistemin kapalı döngü transfer fonksiyonu elde edildikten sonra sistemin kalıcı hal hatası (E_{kh}), aşma değeri (M_p) ve tepe noktasına (t_p) ulaşma zamanı gibi önceden belirlenen çalışma şartlarını yerine getirebilmesi için sönüm oranı ve doğal frekansın belirlenmesi gerekir. Buna göre belirli bir aşım değeri ve tepe noktasına ulaşma şartına göre sönümlenme oranı (ζ) ve doğal frekans (ω_n) Eşitlik 23’teki formüller kullanılarak hesaplanır.

$$\zeta = -\ln\left(\frac{M_p}{100}\right) \sqrt{\frac{1}{\ln\left(\frac{M_p}{100}\right)^2 + \pi^2}}, \omega_n = \frac{\pi}{t_p \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (23)$$

Sönüm oranı ve doğal frekansı bulduktan sonra da Oİ denetleyicinin kazanç katsayılarını bulabilmek için kapalı döngü sisteme ait transfer fonksiyonunun karakteristik denklemini genelleştirilmiş karakteristik denklem olan $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$ 'ye eşitleyecek olursak Oİ denetleyicinin K_p ve K_i kazanç katsayılarını elde edilmiş olacaktır. Bunun için öncelikle sistemimizin karakteristik denklemini genelleştirilmiş karakteristik denkleme benzetebilmek için yeniden düzenlemesi gerekir ve bunun sonucunda da sistemimizin karakteristik denklemi Eşitlik 24'teki gibi elde edilir.

$$s^2 + \frac{(1 + KK_p)s}{\tau} + \frac{KK_i}{\tau} \quad (24)$$

Eşitlik 24'te elde edilen sisteme ait karakteristik denklemin son hali ile genelleştirilmiş karakteristik denklemin katsayılarının eşitlenmesi sonucunda da Eşitlik 25 elde edilir.

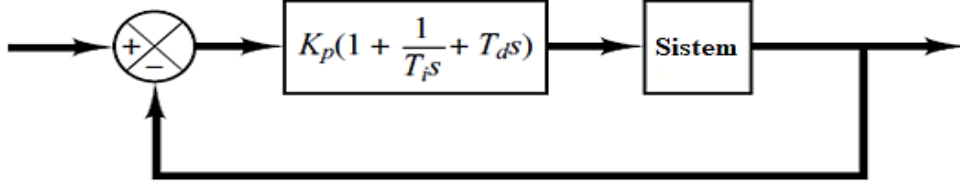
$$\frac{KK_i}{\tau} = \omega_n^2, \frac{1 + KK_p}{\tau} = 2\zeta\omega_n \quad (25)$$

Eşitlik 25'den yararlanarak DA motor hız kontrolü için tasarladığımız Oİ denetleyiciye ait olan K_p ve K_i kazanç katsayılarını ise son olarak Eşitlik 26'daki gibi elde edilir.

$$K_p = \frac{-1 + 2\zeta\omega_n\tau}{K}, K_i = \frac{\omega_n^2\tau}{K} \quad (26)$$

3.1. OİT Denetleyicilerin Ziegler-Nichols Kuralları ile Ayarlanması

Kapalı döngü sistemlerin geçici ve kararlı durum özelliklerini karşılayacak denetleyici parametrelerini belirlemek için çeşitli tasarım teknikleri bulunmaktadır. Ancak bu tasarım tekniklerinin uygulanması sistemlerin matematiksel modelinin oluşturulduğu durumlarda geçerlidir. Bununla birlikte, eğer sistemlerin matematiksel modeli karmaşıksa OİT denetleyicilerin ayarlanma ölçütleri için analitik yaklaşımlar olumlu sonuçlar vermeyebilir [20]. Sistemlerin istenilen performans özelliklerini sağlamak için oluşturulan OİT denetleyiciler, deneysel yaklaşım metotları kullanılarak ayarlanabilmektedir. Ziegler-Nichols kuralları, sistemin birim basamak girişine verdiği tepkiye veya sadece orantılı denetleyici kullanıldığında marjinal kararlılık durumu sağlayan K_p değerine bağlı olarak oluşturulan OİT denetleyicilerin ayarlanmasına olanak sağlamaktadır.

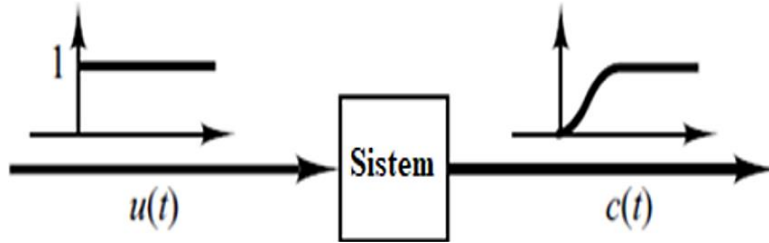


Şekil 3. Ayar parametreleri içeren OİT denetleyici içeren sistem

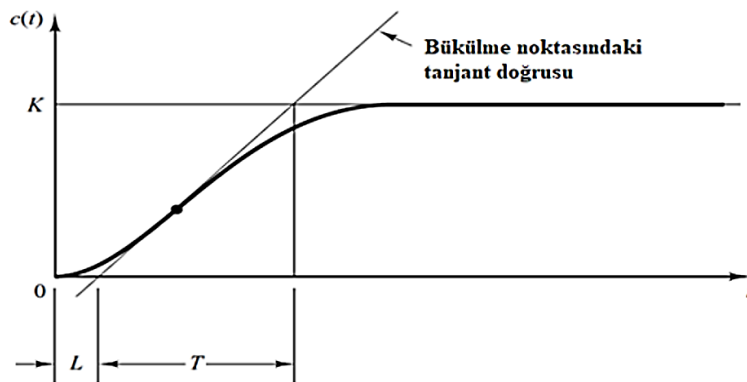
Bu kurallar, sistemin kararlı bir şekilde çalışmasını sağlayacak K_p , T_i ve T_d (oransal kazanç, integral zaman değeri, türev zaman değeri) ayar değerlerin bulunmasına dayalıdır. Ancak, oluşturulan denetleyici sistemi giriş olarak sağlanan birim basamak işareti yanıtında büyük bir üst aşım sergileyebilir. Böyle bir durumda, kabul edilebilir bir sonuç elde edilene kadar bir dizi hassas ayarlamalara ihtiyaç duyulur. Ziegler-Nichols ayar kuralları; K_p , T_i ve T_d değerleri için kabul edilebilir sayılabilecek tahmin sonuçları sağlar ve ayrıca temel parametre ayarları için bir başlangıç noktası sağlar. Ziegler-Nichols yöntemi; K_p , T_i ve T_d 'nin değerlerinin, sistemin geçici tepki özelliklerine bağlı olarak belirlenmesi için kurallar önermiştir. Bu değerlerin sağlayacağı OİT parametrelerinin belirlenmesi, sistem üzerinde yapılan deneylerle elde edilebilir. Buna bağlı olarak Ziegler-Nichols ayar kuralları iki ayrı yöntem üzerinde incelenebilir.

3. 2. Sistemlerin Birim Basamak İşareti Tepkisini Kullanarak Parametre Ayarlama

Denetleyici tasarlanmak istenilen sistemin transfer fonksiyonu integratör kutup(lar) ve baskın kompleks eşlenik kutuplar içermiyorsa, sistemin birim basamak girdisine tepkisi S şeklinde görünebilir. Açıklanan varsayıma göre de bahsedilecek olan yöntem sistemlerin birim basamak girdisi yanıtının S şekilli bir eğri olduğu zaman geçerlidir. Bu tür tepki eğrileri sistemin deneysel veya dinamik benzetiminden oluşturulabilir.



Şekil 4. Uygun bir sisteme uygulanan birim basamak girdisinin yanıt eğrisi



Şekil 5. S şekilli eğrinin gösterimi

S şeklindeki eğri; L (gecikme süresi), T (zaman sabiti) aralıklarıyla karakterize edilir. Gecikme süresi ve zaman sabiti elde edilen eğrinin bükülme noktasından çizilen bir teğet doğrusunun zaman eksenini ile kesiştiği nokta ve teğet doğrusunun $c(t)=K$ doğrusu ile kesiştiği nokta ile belirlenir. Transfer fonksiyonu olan $C(s)/U(s)$ gecikme içeren bir birinci dereceden sistem olarak tahmini olarak ifade edilebilir:

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{K e^{-Ls}}{Ts + 1} \quad (27)$$

Çizelge 3. Sistemlerin birim basamak yanıtına bağlı olarak Ziegler-Nichols ayarlama kuralları [15].

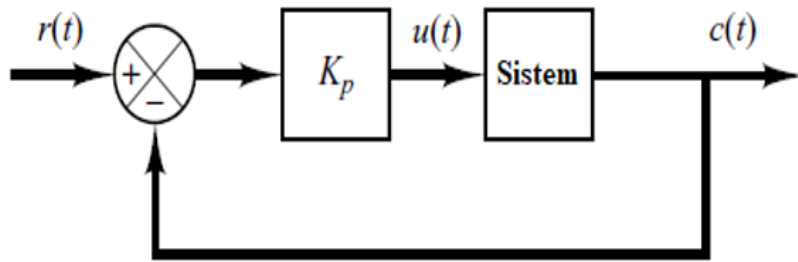
| Denetleyici Tipleri | K_p | T_i | T_d |
|---------------------|-------------------|-----------------|--------|
| P | $\frac{T}{L}$ | ∞ | 0 |
| PI | $0.9 \frac{T}{L}$ | $\frac{L}{0.3}$ | 0 |
| PID | $1.2 \frac{T}{L}$ | $2L$ | $0.5L$ |

Eğriden elde edilen L ve T değerleri, Ziegler-Nichols'un önerdiği tabloda (Çizelge 3) kullanılarak Eşitlik 28'da gösterilen ayar parametreleri K_p , T_i ve T_d hesaplanır.

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (28)$$

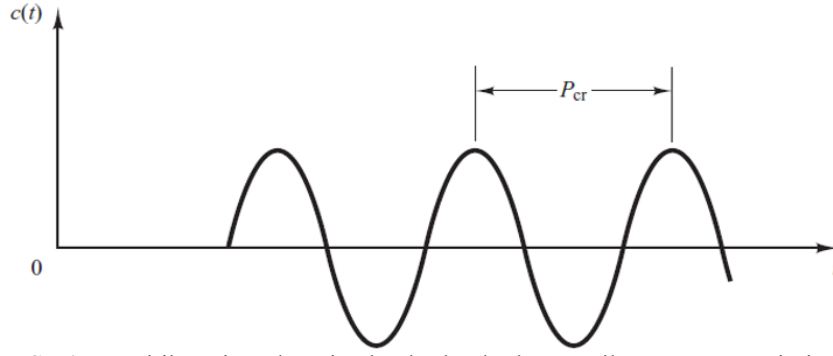
3. 3. Sistemlerin kritik kazanç değerinin kullanılması ile parametre ayarlama

Ziegler-Nichols ayar yöntemlerinden ikincisi olan kritik kazanç değeri ile parametre ayarı yöntemine ilk olarak; Eşitlik 28'ta gösterilen değerlerden $T_i=\infty$ ve $T_d=0$ olarak gösterilir ve denetleyicinin sadece K_p oransal kazancı ile denetlendiği kabul edilir



Şekil 6. Kapalı çevrim sistemin oransal denetleyici ile denetimi

Oransal denetleyici olarak gösterilen K_p sıfırdan başlatılarak çıkış işaretinin sürekli salınımlar sergilediği kritik bir K_{cr} değerine yükseltilir. Sistemin karakteristik denkleminin bağlı olarak K_{cr} değeri Routh-Hurwitz kararlılık tablosu ile kolayca hesaplanabilir. Böylece kritik kazanç K_{cr} ve karşılık gelen P_{cr} ($P_{cr} = 2P/w_{cr}$) periyodu deneysel olarak belirlenir. Sistemin bilinen bir matematiksel modeli varsa (transfer fonksiyonu gibi), kök yer eğrisi yöntemi kullanılarak sürekli osilasyonlar oluştuğu w_{cr} ve K_{cr} değerleri bulunabilir. Bu değerler, kök yer eğrisi dallarının imajner (jw) eksenini ile kesişme noktalarından bulunmaktadır. Ancak kök yer eğrisi dalları jw ekseninden geçmezse, bu yöntem geçerli değildir.



Şekil 7. Kritik periyot değerine bağlı olarak oluşan osilasyonun gösterimi

Eğriden elde edilen K_{cr} ve P_{cr} değerleri, Ziegler-Nichols'un önerdiği ikinci tablo kullanılarak (Çizelge 4) yine Eşitlik 28'de gösterilen ayar parametreleri K_p , T_i ve T_d hesaplanır.

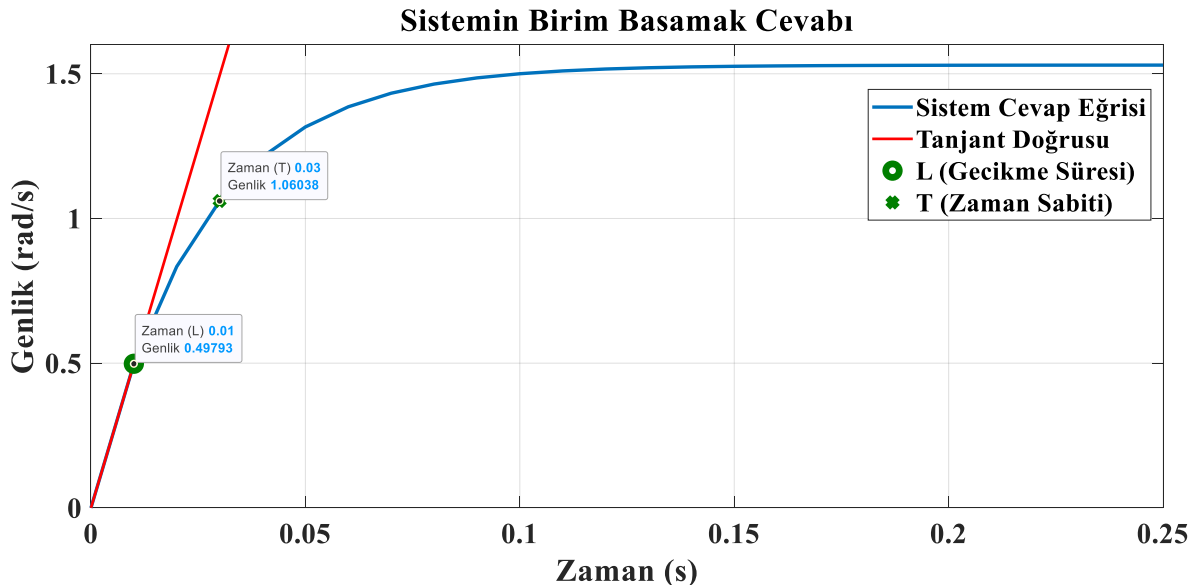
Çizelge 4. Sistemlerin birim basamak yanıtına bağlı olarak Ziegler-Nichols ayarlama kuralları [15].

| Denetleyici Tipleri | K_p | T_i | T_d |
|---------------------|--------------|-----------------------|---------------|
| O | $0.5K_{cr}$ | ∞ | 0 |
| Oİ | $0.45K_{cr}$ | $\frac{1}{1.2}P_{cr}$ | 0 |
| OİT | $0.6K_{cr}$ | $0.5P_{cr}$ | $0.125P_{cr}$ |

4. BULGULAR VE TARTIŞMA

KMDAM transfer fonksiyonunun, birim basamak sinyali cevabı Şekil 8'de gösterilmiştir. Elde edilen cevap eğrisi üzerinde gecikme süresi (L) ve zaman sabiti (T) gösterilmiştir. Bu değerler OİT parametre ayarlama işleminde kullanılmak üzere $L=0.01$ (s) ve $T=0.03$ (s) olarak kaydedilmiştir.

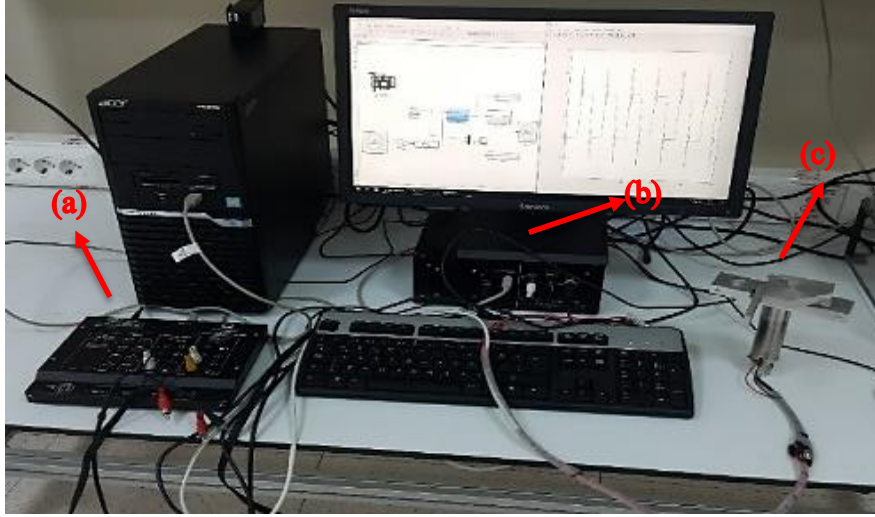
OİT parametreleri olarak K_p , K_i ve K_d değerleri Çizelge 3'den yararlanılarak sırasıyla 3.6, 180 ve 0.018 olarak hesaplanmıştır. Tasarlanan Oİ denetleyici parametreleri olarak; aşım %2 ve tepe süresi 0.05 s seçildiğinde K_p ve K_i değerleri 1.9382 ve 167.1632 olarak hesaplanmıştır.



Şekil 8. KMDAM'ın Birim Basamak Sinyali Cevabı

4.1. Oİ ve Parametre Ayarlı OİT Denetleyici (ZN-OİT) ile Denetlenen KMDAM'ın Kare ve Sinüzoidal Dalga Referans Hız İşaretlerine Karşı Gerçek Zamanlı Uygulama Sonuçları

KMDAM, farklı referans hız işaretlerine göre gerçek zamanlı olarak çalıştırılmıştır. Gerçek zamanlı veriler, Intel Core i5-7400 3.0 GHz işlemciye sahip bir kişisel bilgisayarda çalışan MATLAB/Simulink 2017(a) aracılığıyla gerçek zamanlı performans sağlayan Quanser Q8-USB veri toplama cihazı kullanılarak alınmıştır (Şekil 9). Deneyleerde kullanılan motor ise Maxon marka olup çalışma voltajı ± 24 Volt' dur. Motorun nominal çalışma hızı ise 7710 dakika başına devir sayısıdır (Çizelge 2).



Şekil 9. KMDAM'ın deney düzeneği; (a): Q8 USB veri toplama kartı (b): Güç Kaynağı (c): KMDAM

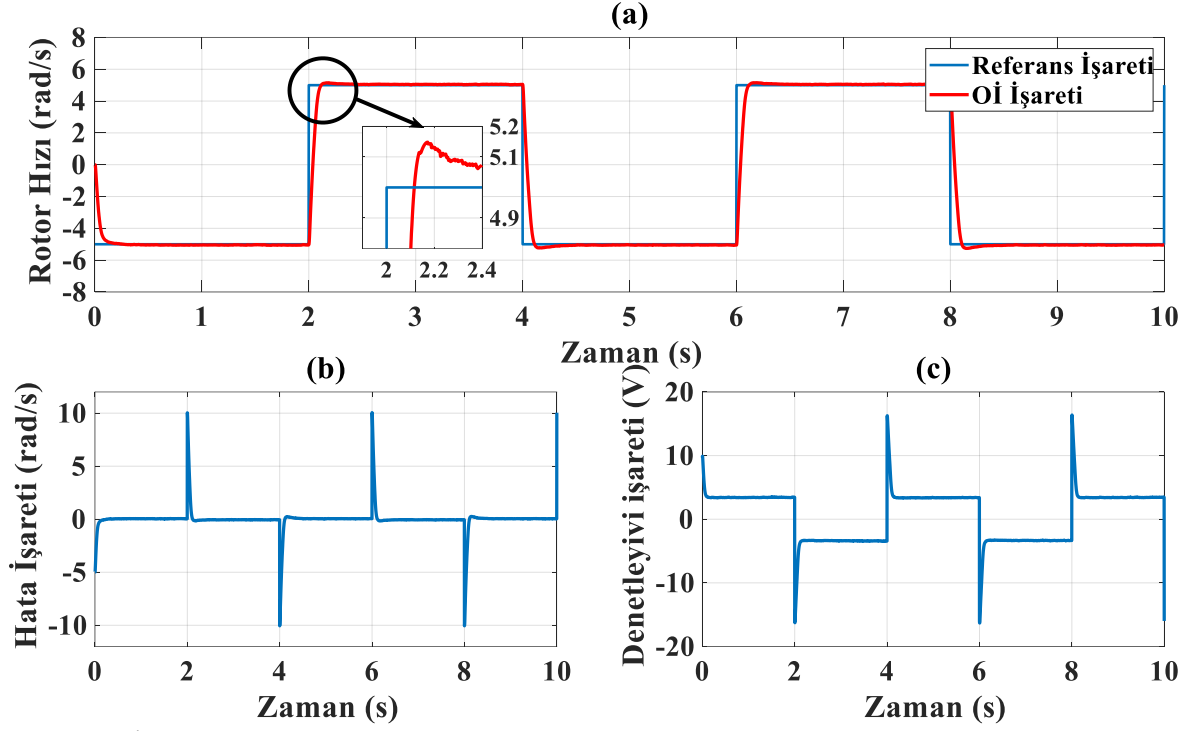
Sisteme uygulanan kare dalga hız yörüngesinin (Şekil 10) ikinci yarım periyodu (2 - 4 s) göz önünde bulundurularak yapılan temel performans analizlerinin sonuçları Çizelge 5'de sunulmuştur.

Çizelge 5. Oİ ve ZN-OİT denetleyicilerinin performans değerleri çizelgesi.

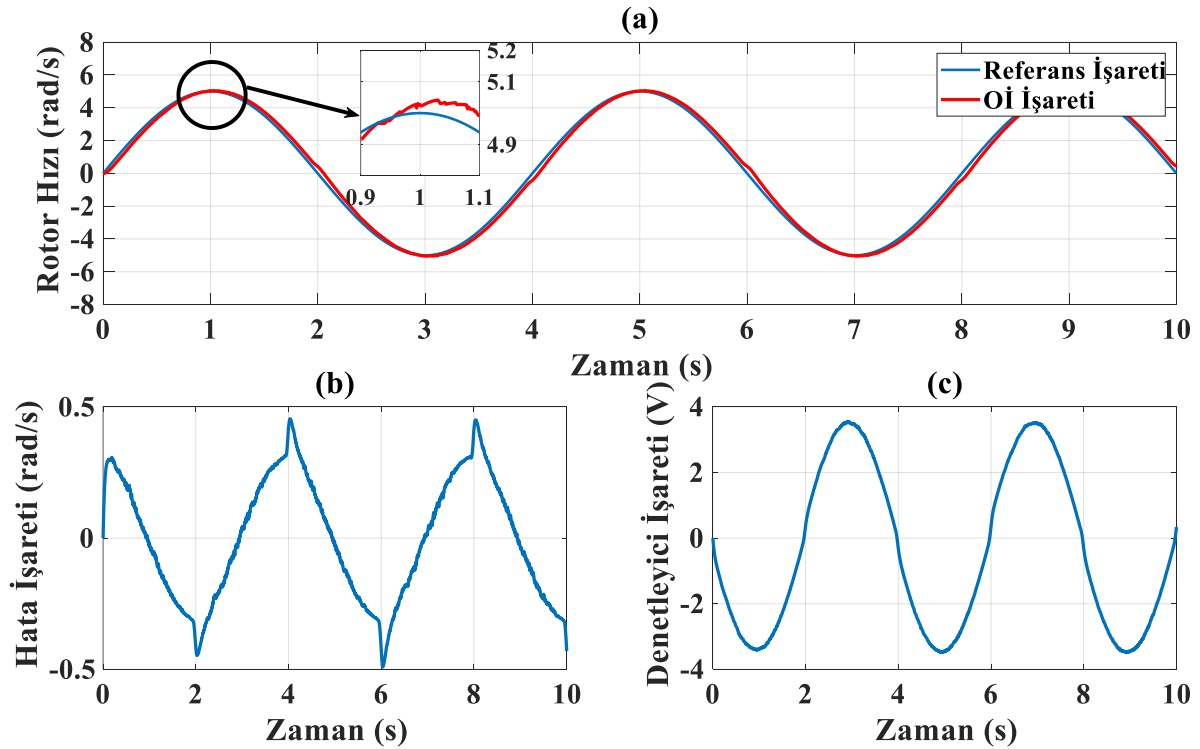
| Denetleyici Tipleri | Yüzde Aşım (M_p) | Yerleşme Süresi (t_s) | Yükselme Süresi (t_r) | Tepe Süresi (t_p) | Ortalama Kararlı Hal Hatası (E_{kh}) |
|---------------------|----------------------|---------------------------|---------------------------|-----------------------|--|
| Oİ | %2.9677 | 0.2500 | 0.0510 | 0.1720 | 0.0470 |
| ZN-OİT | %1.5850 | 0.0880 | 0.0420 | 0.0920 | 0.0284 |

Aşım şartı %2 ve tepe süresi 0.05 s olarak tasarlanan Oİ denetleyici için; sisteme uygulanan kare ve sinüzoidal dalga girişlerine karşın Oİ denetleyicisinin çıkış sinyali (rotor açısal hızı) eğrileri, hata değişimi eğrileri, denetleyici sinyal eğrileri Şekil 10 ve Şekil 11'de çizdirilmiştir.

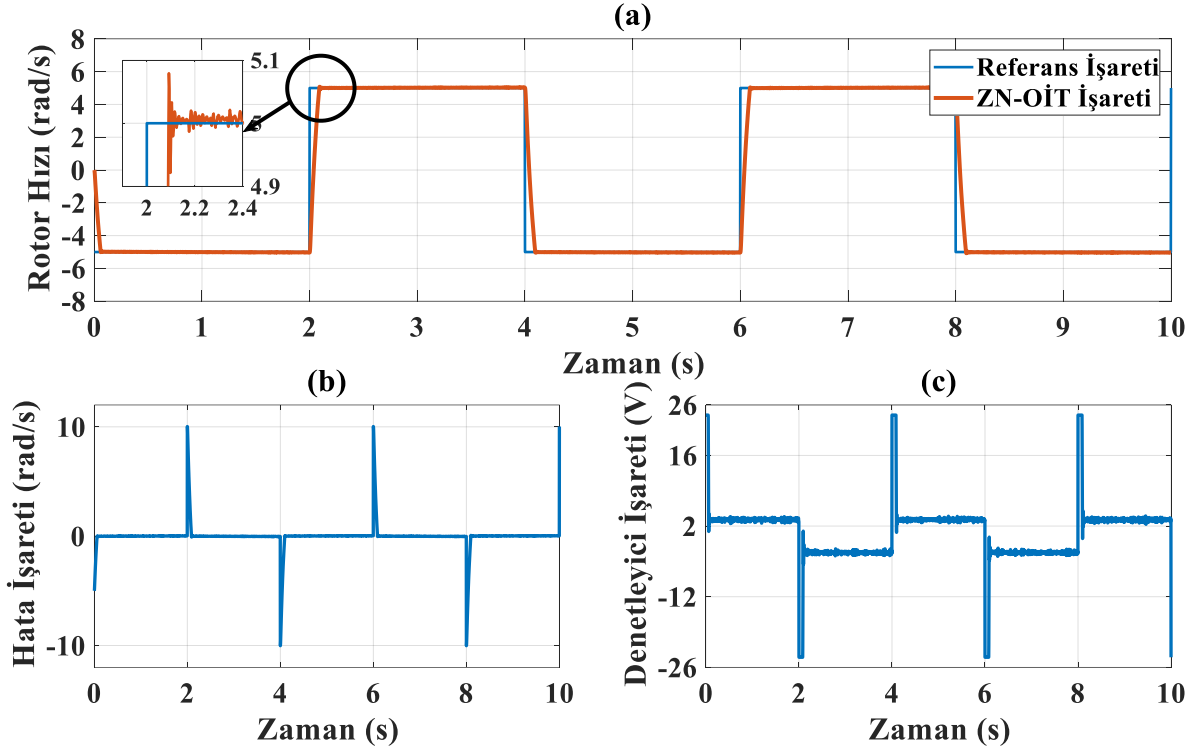
Parametreleri Ziegler-Nichols metodu ile ayarlanan ZN-OİT denetleyici için; sisteme uygulanan kare ve sinüzoidal dalga girişlerine karşın OİT denetleyicisinin çıkış sinyali (rotor açısal hızı) eğrileri, hata değişimi eğrileri, denetleyici sinyal eğrileri Şekil 12 ve Şekil 13'de çizdirilmiştir.



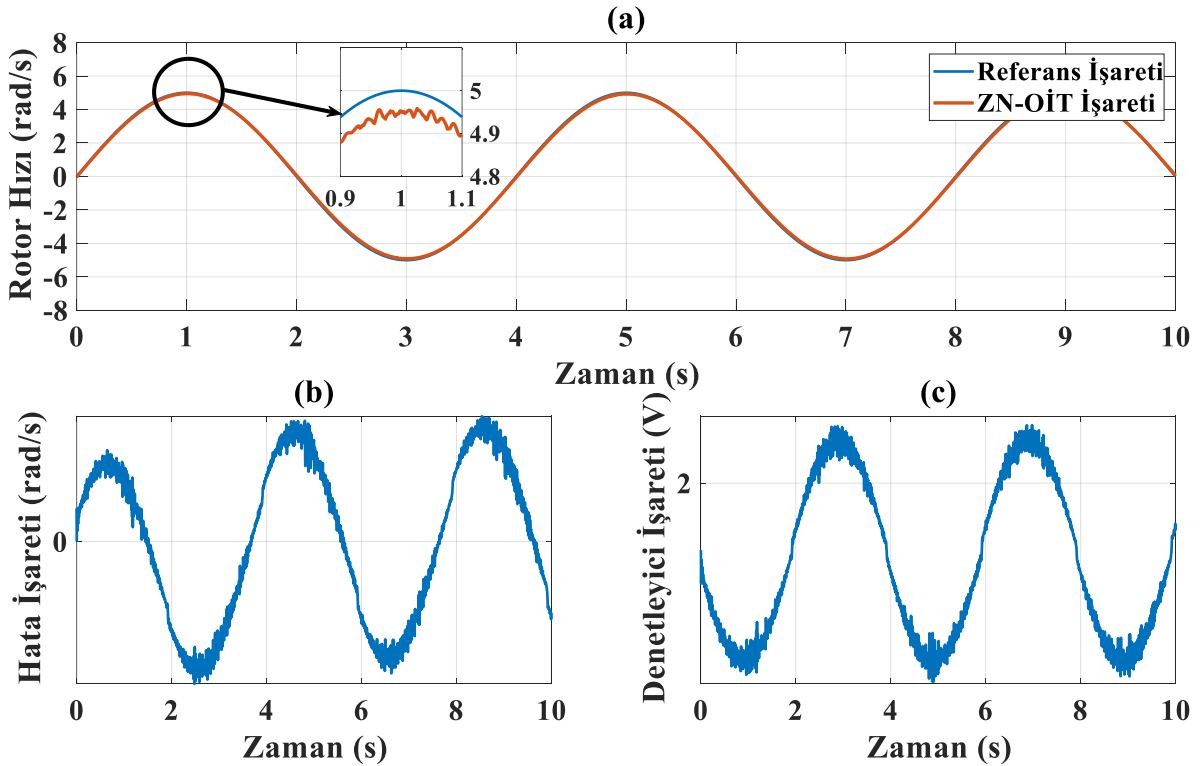
Şekil 10. Oİ Denetleyici ile Denetlenen KMDAM'ın Kare Dalga Girişine Karşı Oluşturduğu Gerçek Zamanlı Sinyal Eğrileri (a) Çıkış (Rotor Açısal Hızı) Eğrisi (b) Hata Değişimi Eğrisi (c) Denetleyici Sinyali Eğrisi



Şekil 11. Oİ Denetleyici ile Denetlenen KMDAM'ın Sinüzoidal Dalga Girişine Karşı Oluşturduğu Gerçek Zamanlı Sinyal Eğrileri (a) Çıkış (Rotor Açısal Hızı) Eğrisi (b) Hata Değişimi Eğrisi (c) Denetleyici Sinyali Eğrisi



Şekil 12. ZN-OİT Denetleyici ile Denetlenen KMDAM'ın Kare Dalga Girişine Karşı Oluşturduğu Gerçek Zamanlı Sinyal Eğrileri (a) Çıkış (Rotor Açısız Hızı) Eğrisi (b) Hata Değişimi Eğrisi (c) Denetleyici Sinyali Eğrisi



Şekil 13. ZN-OİT Denetleyici ile Denetlenen KMDAM'ın Sinüzoidal Dalga Girişine Karşı Oluşturduğu Gerçek Zamanlı Sinyal Eğrileri (a) Çıkış (Rotor Açısız Hızı) Eğrisi (b) Hata Değişimi Eğrisi (c) Denetleyici Sinyali Eğrisi

5. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu çalışmada, KMDAM'ın elektromekanik denklemleri elde edildikten sonra sistemin transfer fonksiyonu bulunup buradan hareketle Oİ kontrolcüye ait parametre değerleri elde edilmiştir. İkinci aşamada ise aynı sistemin hız kontrolü Ziegler-Nichols kurallarıyla parametreleri belirlenen OİT kontrolcü tarafından sağlanmıştır. Her iki kontrolcü gerçek zamanlı olarak KMDAM'ın hız kontrolü yapılmıştır. Alınan veriler incelendiğinde KMDAM'ın hız kontrolünde Ziegler-Nichols ile parametreleri ayarlanan OİT denetleyicisinin daha iyi sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. OİT kontrolcüsünün Oİ kontrolcüye oranla ortalama kararlı hal hatası ve yerleşme süresi değerlerinin daha kabul edilebilir olduğu ortaya çıkarılmıştır. Ancak Oİ denetleyicisinin yüzde aşım performansının OİT denetleyicisine oranla iyi olduğu gözlemlenmiştir. Bu çalışma özellikle KMDAM ile çalışan elektromekanik sistemlerin kontrol edilmesinde faydalı bir kaynak olacağı düşünülmekte olup gerçek zamanlı kontrol teknikleri üzerine çalışmalar yapan araştırmacılara fayda sağlayacaktır.

KAYNAKLAR

- [1] Elsrogy, W. M. Fkirin, M. A. Hassan, M. A. M. Speed Control of DC Motor Using PID Controller Based on Artificial Intelligence Techniques. 1st Institute of Electrical and Electronics Engineer International Conference on Control, Decision and Information Technologies. 2013.
- [2] Dosiak, L. Pillay, P. Cogging Torque Reduction in Permanent Magnet Machines. Institute of Electrical and Electronics Engineer Transactions on Industry Application. 2007;43(6).
- [3] Siong, T. C. Ismail, B. Mohammed, M. F. Tajuddin, M. F. N. Rahim, S. R. B. A. Isa, Z. M. Study of Fuzz and PI Controller for Permanent-Magnet Brushless DC Motor Drive. 4th International Power Engineering, Optimization and Computing Conference. 2010.
- [4] Amiri, P. Bagheri, M. Speed Control of DC Motor by Programmable Logic Control with High Accuracy. Universal Journal of Control and Automation.2013;1(4).
- [5] Özkan, E. Kontrol Sistemlerinin Modellenmesi ve PID Kontrolörü. İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. 2006.
- [6] Kılıç, E. Özbalcı, Ü. Özçalık, H. R. Lineer Olmayan Dinamik Sistemlerin Yapay Sinir Ağları ile Modellenmesinde MLP ve RBF Yapılarının Karşılaştırılması. Elektrik Elektronik ve Biyomedikal Mühendisliği Konferansı. 2012.
- [7] Ziegler, J. G. Nichols, N. B. Optimum Settings for Automatic Controllers. Transactions of the A.S.M.E. 1942.
- [8] Kanojiya R. G, Meshram P. M, 2012a. Optimal Tuning of PI Controller for Speed Control of DC Motor Drive Using Particle Swarm Optimization. Internaional Conference on Advances in Power Conversion and Energy Technologies. 2-4 August 2012, Mylavaram, India.

- [9] Vatansever F, Şen D, 2013. Genetik Algoritma Tabanlı PID Kontrolör Simülatörü Tasarımı. Uludağ Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi, 18(2), 7-18.
- [10] Kennedy J, Eberhart R. C, 1995. Particle Swarm Optimization. International Conference on Neural Networks, 27 November- 1 December 1995, Perth, Australia.
- [11] Berber Ö, Ateş M, Alhasan H. A, Güneş M, 2016. Parçacık Sürü Optimizasyonu ve PID ile Mobil Robotun Optimum Yörünge Kontrolü. Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi. 19(3), 165-169, 2016, Kahramanmaraş, Türkiye.
- [12] Çavuşlu M. A, karakuzu C, Şahin S, 2010. Parçacık Sürü Optimizasyonu Algoritması ile Yapay Sinir Ağı Eğitiminin FPGA Üzerinde Donanımsal Gerçeklenmesi. Politeknik Dergisi. 13(2), 83-92, 2010.
- [13] Köse F, Kaplan K, Ertunç H. M, 2013. PID ve Bulanık Mantık ile DC Motorun Gerçek Zamanda STM32F407 Tabanlı Hız Kontrolü. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, 26-28 Eylül 2013, Malatya, Türkiye.
- [14] Fkirin M. A. and Khira M. A. E, 2023. Enhanced Antenna Positioning Control System Using Adapted DC Servo Motor and Fuzzy-PI Controller. IEEE Access. 11, 102661-102668.
- [15] Kayışlı K, Uğur M, 2017. 3 Serbestlik Dereceli Bir Robot Kolun Bulanık Mantık ve PID ile Kontrolü. Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi. 5(4), 223-234, Ankara, Türkiye.
- [16] Guo Y. and Mohamed M. E. A, 2020. Speed Control of Direct Current Motor Using ANFIS Based Hybrid P-I-D Configuration Controller. IEEE Access. 8, 125638-125647
- [17] Hekimoğlu B, 2019. Böbrek-ilhamlı Algoritma ile Ayarlanan PID Kontrolör Kullanarak DC Motor Hız Kontrolü. Bitlis Eren Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi. 8(2) 652-663.
- [18] Şahin A. Akyazi K., Sahin Ö., E., ve Çakir O., 2021. DC Motorun Hız Kontrolü İçin Meta-Sezgisel Algoritma Tabanlı PID Denetleyici Tasarımı. Bitlis Eren Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi. 10(2), 533-549.
- [19] Doğruer, T., 2023. Dc Motorun Hız Kontrolü İçin Kesir Dereceli Pid Kontrolör Tasarımı ve Dayanıklılık Analizi. Adıyaman Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, 10(19), 15-28.
- [20] Ogata, K, 1997. Modern Control Engineering. Upper Saddle River, N.J: Prentice Hall.