

Atf İçin: Aksoy, A., Aksoy, İ., Yaren, T. ve Kızır, S. (2023). DA Motor Konum Kontrolü için LQR+I ve Bulanık Mantık Denetleyici Tasarımı. *İğdır Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 13(1), 237-251.

To Cite: Aksoy, A., Aksoy, İ., Yaren, T. & Kızır, S. (2023). LQR+I and Fuzzy Logic Controller Design for DC Motor Position Control. *Journal of the Institute of Science and Technology*, 13(1), 237-251.

DA Motor Konum Kontrolü için LQR+I ve Bulanık Mantık Denetleyici Tasarımı

Atakan AKSOY¹, İslam AKSOY¹, Tuğçe YAREN^{1*}, Selçuk KİZİR¹

Öne Çıkanlar:

- Hızlı kontrol prototipleme
- Gerçek zamanlı kontrol
- Kontrol eğitim uygulaması

Anahtar Kelimeler:

- DA motor,
- Doğrusal karesel regülatör,
- Bulanık mantık kontrolörü,
- Konum kontrolü

ÖZET:

Sabit mıknatıslı Doğru Akım (DA) motorları kontrol eğitimi uygulamalarında sıklıkla tercih edilmektedir. Kapalı çevrim DA motor kontrol uygulamaları için farklı birçok metot geliştirilmiştir. Geliştirilen metotların en önemli hedefi kontrolcü performansında yüksek başarımlar elde edebilmektir. Bu çalışmada, bir DA motorun açısal konum kontrolü, integratör ilave edilmiş doğrusal karesel regülatör (LQR+I) ve bulanık mantık kontrol (FLC) yöntemleri kullanılarak tasarlanmış ve öncelikle simülasyon ortamında daha sonra gerçek zamanda başarılı bir şekilde test edilmiştir. Model tabanlı LQR ve model tabanlı olmayan FLC kontrol yöntemleri deneysel bir sistem üzerinde uygulanmış ve elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Kontrol algoritması hızlı kontrol prototipleme tekniği ile Waijung kütüphanesi kullanılarak hazırlanmış ve STM32F4 Discovery kiti aracılığıyla sistemde testler gerçekleştirilmiştir. Kontrolcü performanslarının daha net ortaya çıkması için gerçek zamanlı farklı referans sinyalleri sisteme uygulanmış, bu sinyaller sonucunda ise her iki kontrolcü de başarılı sonuçlar elde etmiştir.

LQR+I and Fuzzy Logic Controller Design for DC Motor Position Control

Highlights:

- Rapid control prototyping
- Real time control
- Control training application

Keywords:

- DC motor,
- Linear quadratic regulator,
- Fuzzy logic controller,
- Position control

ABSTRACT:

Permanent magnet Direct Current (DC) motors are frequently preferred in educational control applications. Many different methods have been developed for the closed-loop control of DC motors. The main purpose of these developed methods is to provide high performance in control. In this study, the angular position control of a DC motor was designed in a simulation environment by using the linear quadratic regulator method with integrator (LQR+I) and fuzzy logic control (FLC) and then successfully tested in real-time. LQR, which is a model-based control method, and FLC, a non-model-based control method, were applied to an experimental system and the results were compared. Control algorithm was generated by rapid control prototyping technic using Waijung library and uploaded to the STM32F4 Discovery kit. In order to observe the controller performances more clearly, different real-time reference signals were applied to the system, and as a result of these signals, both controllers achieved successful results.

¹ Atakan AKSOY ([Orcid ID: 0000-0002-0608-9590](https://orcid.org/0000-0002-0608-9590)), İslam AKSOY ([Orcid ID: 0000-0002-3237-5320](https://orcid.org/0000-0002-3237-5320)), Tuğçe YAREN ([Orcid ID: 0000-0001-9937-3111](https://orcid.org/0000-0001-9937-3111)), Selçuk KİZİR ([Orcid ID: 0000-0002-0582-5904](https://orcid.org/0000-0002-0582-5904)), Kocaeli Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümü, Kocaeli, Türkiye

*Sorumlu Yazar/Corresponding Author: Tuğçe YAREN, e-mail: tugce.yaren@kocaeli.edu.tr

GİRİŞ

Doğru Akım (DA) elektrik motorları kontrollerinin kolay olması ve yüksek verim elde edebilmeleri sebebiyle endüstri kullanımında sıklıkla tercih edilmektedir (Abut, 2016). Özellikle DA motor konum kontrolü, oldukça fazla uygulaması olan bir kontrol problemidir. Bu kontrol uygulaması için model tabanlı ve model tabanlı olmayan birçok kontrol yöntemi geliştirilmiştir (Suna, 2009; Mamdani, 1992). Model tabanlı ve model tabanlı olmayan kontrol yöntemlerinde temel ayırım, ele alınan kontrol yapısının sistemin matematiksel modelini içerip içermediğidir. Kontrol yöntemlerinin birbirlerine göre üstünlükleri olması ile birlikte, tasarımcının ihtiyaçlarına ve uygulama çeşidine bağlı olarak tercih edilecek kontrol yöntemi farklılık gösterebilir.

Motor miline binen yük durumuna göre milin konumu değişebileceğinden dolayı konum kontrol uygulamalarında, açık çevrim kontrol sistemi tercih edilmez. Kapalı çevrim kontrol sistem yapısında ise motor milinin referans değeri ayarlanabilir. Motor miline bağlı olan sensör yardımıyla milin gerçek konumu okunur. Sisteme verilen referans değeri ile gerçek değer arasındaki farka göre motor uyarım sargısı gerilimi ayarlanarak konumun istenen referans değerinde kalması sağlanır (Arslan ve Mühürücü, 2014). Burada sistem kontrolü yarı iletkenler ve mikrodenetleyici tarafından sağlandığı için sistem verimi yüksektir.

Bazı uygulamalarda kontrol edilecek sistemin tüm parametreleri bilinmeyebilir. Bu durum kontrolcünün güvenilirliğini azaltır. Model tabanlı kontrolcüler, parametre belirsizliğinde istenmeyen davranışlara ve sistemin kararsızlığına neden olabilir. İstenmeyen durumların üstesinden gelebilmek için ise kontrol uygulamasında, model tabanlı olmayan kontrol yöntemlerinden bulanık mantık kontrol (FLC: fuzzy logic control) yöntemi tercih edilebilir. Bulanık mantık ilk olarak 1965 yılında Azeri bir bilim adamı olan Lofti Zadeh tarafından ortaya atılmıştır. İnsan ve makinenin etkileşimi sonucu ortaya çıkan bir tekniktir. Bu yaklaşım sayesinde makinelere insan deneyimleri ve bilgileri aktarılabilir. Standart lojikte bulunan sıfır ve bir kavramları yerine bulanık mantık, giriş ve çıkışların birden çok üyelik derecesine sahip olabildiği bir yöntemdir. İnsan düşünme yapısını model olarak sunması ve sistemin (doğrusal veya doğrusal olmayan) matematiksel modeline gerek duymadan kolaylıkla uygulanabilir olması kontrol tasarımcılarına avantaj sağlamaktadır. Bununla birlikte kuralları ve üyelik fonksiyonlarının tanımlanma zorluğu, tasarım ve kararlılık analizlerinin yapılamaması gibi dezavantajları da mevcuttur (Mamdani, 1992).

Kontrol sistemlerinde kullanılan model tabanlı kontrol yöntemlerinden biri ise doğrusal karesel düzenleyici (LQR: Linear Quadratic Regulator) kontrolüdür (Yaren, 2018). LQR yöntemi 1950'li yıllardan beri kullanılmaktadır. Bu yöntem ile bir optimizasyon problemi çözülerek kazanç matrisi hesaplanır. Bu matris yardımıyla kontrol sisteminin çıkışı uygun kontrol girişi ile geçici rejimden sürekli rejime geçiş yaparak istenen referans girişi yakalanır. İntegral etkisinin eklenmesi ile LQR+I kontrol yapısı oluşturulabilmektedir. Böylece kalıcı durum hatası bakımından LQR yönteminin geliştirilmesi sağlanmaktadır.

Tosun ve arkadaşları (2019), STM32F4 kiti ve Waijung blok set aracılığıyla bulanık mantık kontrolcü tasarlayarak oda sıcaklık kontrolü gerçekleştirmişlerdir. Kaplan ve arkadaşları (2020), DA motorun gerçek zamanlı konum kontrolü için PID (Proportional–Integral–Derivative) ve bulanık mantık denetleyici uygulaması geliştirmişlerdir. Çakar ve arkadaşları (2020) ise DA motorun konum kontrolünü MIT kuralı ile model referans uyarlamalı PID denetleyici (MRUPIDD) tasarlayarak gerçek zamanlı olarak gerçekleştirmişler ve uygulama sonuçlarını, gerçekledikleri PID ve bulanık mantık kontrol yöntem sonuçları ile karşılaştırmışlardır.

Chotai ve Narwekar (2017) fırçalı bir DA motorun konum kontrolünü PID ve LQR yöntemleri ile deneysel olarak gerçekleştirmişlerdir. Deneysel analiz sonucunda LQR kontrolcü performansının sistemde bozucu etki olmadığına, daha iyi olduğu sonucuna varmışlardır. Bozucu etki altında ise LQR, Q ve R matrislerinin uygun şekilde ayarlanmasıyla azaltılabilecek kalıcı ofset hatası vermiştir. Moradi ve arkadaşları (2010), DA motor konum kontrolü için LQR ve geri besleme doğrusallaştırması yöntemi olmak üzere iki yöntem kullanmışlardır. LQR ve geri beslemeli doğrusallaştırma kontrolcü tasarımlarını ayrı ayrı yapmışlar, ardından bu yöntemleri birleştirmişlerdir. Simülasyon çalışmaları sonunda, hibrit kontrolcünün, en iyi performansa sahip olduğu gözlenmiş; farklı çalışma koşullarında başarılı bir şekilde referansı izleyerek kararlı yanıtı sahip olduğu sonucu sunulmuştur.

FLC ve LQR kontrol yöntemlerinin yanı sıra literatürde farklı yöntemlerde kullanılmaktadır. Bunlara örnek olarak LQG (Linear Quadratic Gaussian) ve PID verilebilir. PID kontrol diğer kontrol yöntemlerine göre nispeten basit yapısı ve etkili performansı sayesinde endüstride sıklıkla karşımıza çıkmaktadır. PID kontrolde sistemin aşımı, yükselme zamanı, kalıcı durum hatası gibi davranışlarında istenen kriterler doğrultusunda K_p , K_i , K_d katsayıları hesaplanır (Çakar ve ark., 2020). Sisteme durum geri beslemeli kontrol uygularken tüm durum değişkenlerinin bilinmesi gerekmektedir. Fakat gerçek dünyada bazı sistemlerde bu mümkün olmamaktadır. Eğer sistem gözlemlenebiliyorsa ölçülemeyen durum değişkenleri, sistemden ölçülen değerler kullanılarak kestirilebilir. LQR kontrol için bilinmeyen durum değişkenleri kestirilecekse LQR kontrole Kalman filtresi eklenerek uygulama gerçekleştirilir. Bu elde edilen yeni kontrol yapısına LQG kontrol denmektedir (Yaren, 2018).

Chairez ve Utkin (2022), bir AA-DA güç konvertörü tarafından üretilen DA gerilim kaynağının ayarlanmasıyla DA motor konumunu kontrol edebilmek için kontrolcü tasarımı gerçekleştirmişlerdir. Gerçekleştirdikleri tasarımın birinci kısmında, konvertörün üç fazını kontrol etmek için kayma kipli kontrol uygulamışlar, ikinci kısmında ise konvertör çıkış voltajı DA motorun istenen girişine eşit olacak şekilde kazanç seçimi gerçekleştirmişlerdir. Simülasyon analizi ile hem sabit hem de zamanla değişen açısız konum referansı için geliştirilen kontrol metodolojisinin uygulamasını göstermişlerdir. Kokundu ve Aydemir (2020), fırçasız DA motorun performansını artırmak için Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) tabanlı Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) yöntemi kullanmışlardır. UVDGM tabanlı AYK kontrolcünün fırçasız DA motoruna uygulanabilirliği ve başarımını Simulink benzetimi ve laboratuvar ortamında yüklü ve yüksüz yapılan testlerin sonuçlarıyla doğrulamışlardır. DA motor konum kontrolü, literatürde çok geniş bir çalışma alanına sahiptir. Yapılan çalışmalarda kullanılan yöntem ve deneylerin çeşitliliği de bunu göstermektedir.

Bu çalışmada öncelikle DA motor sisteminin matematiksel modeli ve durum uzay modeli elde edilmiş sonrasında ise DA motor konum kontrolünü gerçekleştirmek üzere FLC ve LQR+I kontrol modelleri geliştirilmiştir. Geliştirilen modeller Waijung blok seti (MATLAB tarafından desteklenmektedir) ve STM32F4 uygulama geliştirme kiti kullanılarak gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmanın amacı, her iki temel kontrol yöntem grubunun (model tabanlı – model tabanlı olmayan) endüstriyel sistemlerde nasıl çalıştığını ve bu denetleyicilerin üstlenebileceği aktif rolü göstermektir. Ayrıca modern kontrol yöntemlerinin kullanımı ile hızlı ve kolay bir şekilde uygulama geliştirilebileceği ve geliştirilen uygulamaların kontrol eğitiminde kolaylıkla kullanılabilirliği de gösterilmektedir.

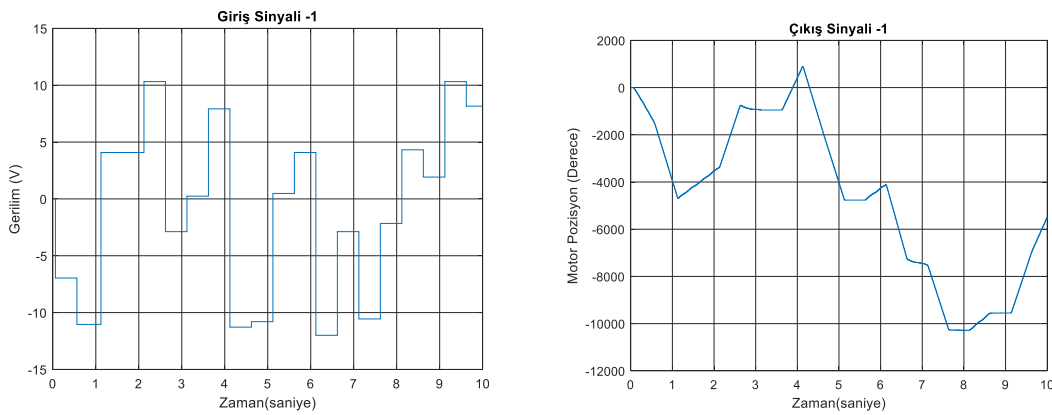
MATERYAL VE METOT

Kara Kutu Yaklaşımı ile Sistem Tanımlama

Bu çalışmada kalıcı sabit mıknatıslı DA motor (Canon FN38S modeli) kullanılmıştır. Kullanılan motorun matematiksel modelinin bulunması için kara kutu modeli ile sistem tanımlama

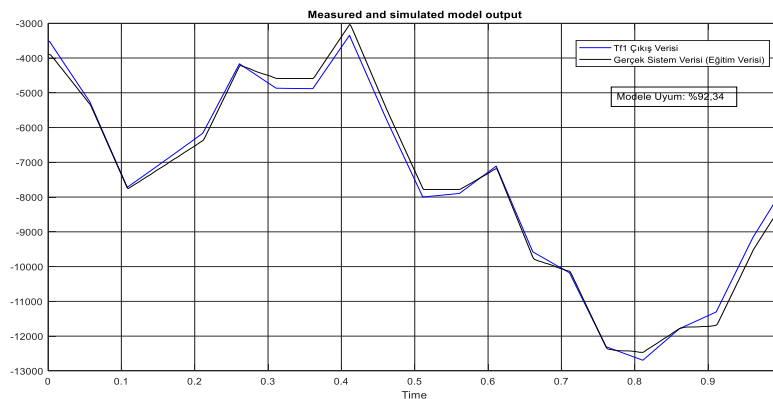
gerçekleştirilmiştir. Kara kutu modeli ile sistem tanımlama yaklaşımı, incelenen sistemin yapısı ile ilgili hiçbir bilgi olmadığı zaman kullanılan yaklaşımdır. Sistemin matematiksel modeli çıkartılırken sadece deneysel verilerden yararlanır (Kizir ve ark., 2019). Sisteme çeşitli giriş sinyalleri uygulanır ve çıkış incelenerek bir model oluşturulur. Sisteme uygulanan giriş sinyali (gerilim) ve bu sinyal sonucu elde edilen çıkış sinyali (motor konum) Şekil 1’de görülmektedir.

Şekil 1’de görülen giriş ve çıkış sinyalleri ile MATLAB / Sistem Tanımlama Araç Kutusu (SIT) kullanılarak sistemin 2 kutup ve 1 sıfıra sahip transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Elde edilen transfer fonksiyonu Eşitlik 1’de görülmektedir. Bu transfer fonksiyonu ile elde edilen sonuç grafiği ise Şekil 2’de verilmiştir. Görüldüğü üzere gerçek sistem verisi ile transfer fonksiyonu çıkış verisi %92,34 oranında benzerlik göstermektedir. Kabul edilebilir bir oran olduğundan elde edilen transfer fonksiyonu DA motor konum modeli olarak kullanılabilir.



Şekil 1. Sistem tanımlama için kullanılan giriş ve çıkış test sinyali

$$tf = \frac{5131s + 8919}{s^2 + 1.853s + 0.3327} \quad (1)$$



Şekil 2. Sistem tanımlama karşılaştırması sonucu

DA Motor Durum Uzay Modeli

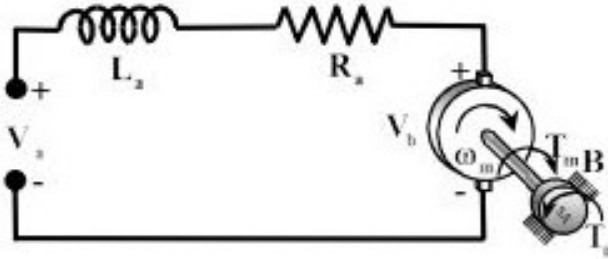
Matematiksel modellemede sistem dinamiği tanımlama formlarından birisi durum uzay model gösterimidir. Durum uzay modeli sistemin dinamik davranışını tanımlayan durum denklemlerinden meydana gelmektedir (Yaren, 2018). DA motorun konum kontrolü için geri beslemeli kontrol kullanılacağı için durum uzay modelinin elde edilmesi gerekmektedir. Bir sistemin genel durum uzay formu gösterimi Eşitlik 2’de görülmektedir.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2)$$

$$y = Cx + Du$$

x durum vektörü, u giriş vektörü, y ise çıkış vektörünü ifade etmektedir. A , durum ya da sistem; B , giriş; C , çıkış ve D , ileri-besleme matrisi olacak şekilde sistemin bilinen durum uzayı matrisleridir.

DA motor konum kontrol sisteminde, durum değişkenleri motor konumu, hızı ve akımıdır. Giriş değişkeni giriş gerilimi olup, çıkış değişkeni ise motorun açısal konumudur. DA motorun durum uzay modelini belirtilen durum değişkenleri türünden elde edebilmek için DA motor eşdeğer devresinden yararlanılır.



Şekil 3. DA motor eşdeğer devresi (Kizir ve ark., 2019)

Şekil 3'de verilen DA motor eşdeğer devresinin elektriksel kısmına Kirchoff gerilimler kanunu uygulanarak Eşitlik 3'deki ifade elde edilir. Mekanik kısma ise Newton Kanunu uygulanarak Eşitlik 4 elde edilir.

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_a} V_a(t) - \frac{R_a}{L_a} i_a(t) - \frac{1}{L_a} V_b(t) \quad (3)$$

$$\frac{d^2\vartheta_m(t)}{dt^2} = \frac{1}{J_m} T_m(t) - \frac{1}{J_m} T_L(t) - \frac{B}{J_m} \frac{d\vartheta_m(t)}{dt} \quad (4)$$

Bu eşitliklerde; B viskoz sürtünme katsayısını, ϑ_m rotor açısal konumunu, T_L yük momentini ve J_m motor eylemsizlik momentini ifade etmektedir. R_a , L_a , i_a , V_b , V_a sırasıyla armatür direnci, armatür endüktansı, armatür akımı, zıt elektromotor gerilimi ve uygulanan giriş gerilimi olarak ifade edilir. $T_m = K_m i_a$ ve $V_b = K_i \dot{\vartheta}_m$ olmak üzere K_m ve K_i sırasıyla motor tork sabiti ve zıt elektromotor sabitini ifade etmektedir. $T_L = 0$ için Eşitlik 3 ve 4, vektör-matris biçiminde yazılırsa DA motorun durum uzay modeli aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\theta_m(t)}{dt} \\ \frac{d\omega_m(t)}{dt} \\ \frac{di_a(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{B}{J_m} & \frac{K_i}{J} \\ 0 & -\frac{K_m}{L_a} & -\frac{R_a}{L_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_m(t) \\ \omega_m(t) \\ i_a(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_a} \end{bmatrix} u \quad (5)$$

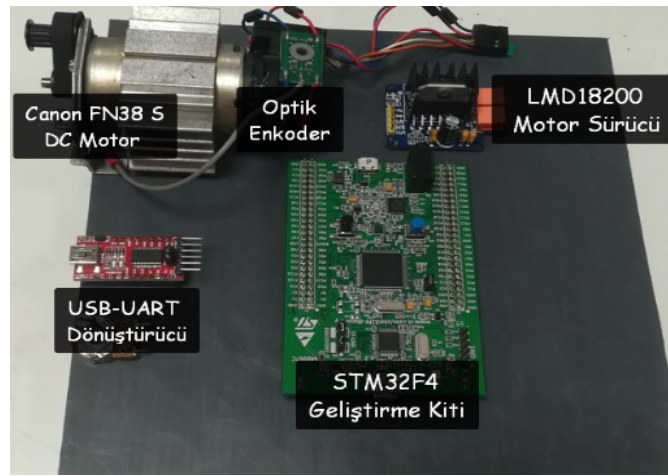
$$y(t) = [1 \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} \theta_m(t) \\ \omega_m(t) \\ i_a(t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

Test Düzeneği

Tasarımı gerçekleştirilen denetleyicilerin uygulanması için hazırlanan test düzeneği Şekil 4'de verilmiştir. Bu test düzeneğinde Çizelge 1'de parametreleri verilen, redüktörlü ve enkoderli DA motor

kullanılmıştır. Bu motoru sürmek için ise LMD18200 motor sürücü devresi kullanılmıştır. Sisteme verilen referans değeri ve sistemin yanıtı USB-TTL dönüştürücü kullanılarak bilgisayara aktarılmıştır.

Test düzeneğinde kullanmış olduğumuz STM32F4 geliştirme kiti ARM Cortex M4 tabanlı gelişmiş bir mikrodenetleyicidir. Sahip olduğu zengin çevre birimleri (UART, ADC, DAC, PWM, I2C, SPI vb.) ve yüksek işlem kapasitesi sayesinde kontrol ve sinyal işleme uygulamalarında kullanılabilir. Kontrol modelinin oluşturulması ve kartı programlamak için Waijung kütüphanesi kullanılmıştır. Bu kütüphane harici olarak MATLAB Simulink'e eklenmektedir ve diğer Simulink kütüphaneleriyle beraber kullanılabilir. STM32F4 mikrodenetleyicilerinin önemli bir kısmıyla bu kütüphane uyumludur. Bu kütüphane sayesinde diğer Simulink kütüphanelerinde olduğu gibi kod yazmadan bloklarla işlem yapılabilir. Bu özelliği sayesinde desteklenen STM32F4 mikrodenetleyicileri kolay bir şekilde programlanabilmekte ve hızlı prototipleme yapılabilir.



Şekil 4. Test düzeneği

Çizelge 1: DA motor parametreleri

Sembol	Tanım	Değer
J	Rotor Atalet Momenti	32 g-cm ²
B	Viskoz sönümlenme	
K_i	Tork Sabiti	36.1 mN.m/A
K_m	Zıt Elektromotor Sabiti	3.8 V/1000 r/1000
R	Rotor Direnci	5.5 Ω
L	Rotor Endüktansı	2.9 mH

LQR Yöntemi

LQR kontrol yöntemi 1950'li yıllardan beri kullanılmaktadır. Bu yöntem ile hesaplanan kazanç matrisi yardımıyla kontrol sisteminin çıkışı en uygun kontrol girişi ile geçici rejimden sürekli rejime geçiş yaparak istenen referans girişini yakalar. Bu işlemi gerçekleştirmek için aşağıdaki J maliyet fonksiyonundan yararlanılır (Arslan ve Mühürçü, 2014).

$$J(x, u) = \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) dt \quad (7)$$

Eşitlik 7'deki Q parametresi pozitif simetrik durum ağırlık matrisi ve R parametresi ise pozitif simetrik denetim ağırlık matrisidir. Maliyet fonksiyonunu en aza indiren K optimal kazanç sabiti, indirgenmiş Riccati matris denkleminde elde edilir. Zamanla değişmeyen doğrusal (LTI) sistemin kontrolü için en uygun indirgenmiş Riccati denklemi Eşitlik 8'deki gibidir.

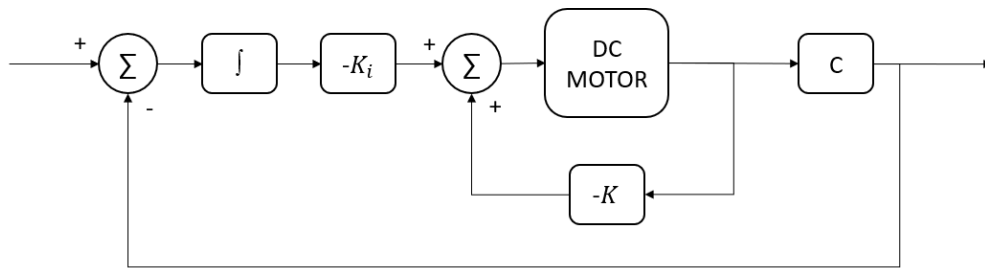
$$A^T P + P A - P B R^{-1} B^T P + Q = 0 \quad (8)$$

Eşitlik 8 çözümlenerek P pozitif tanımlı simetrik matrisi elde edilir. $x(t)$ durum geri beslemeli kontrol olduğundan $u(t)$ optimal kontrol sinyali Eşitlik 9'daki gibi elde edilir. Eşitlikte bulunan K parametresi kazanç matrisini ifade etmektedir.

$$u(t) = -Kx(t) = R^{-1}B^T Px(t) \quad (9)$$

Sistem için en uygun Q ve R ağırlık matrisleri seçilerek optimal durum geri beslemeli kontrolör ile nominal sistemin hedeflenen geçici rejim davranışını göstermesi sağlanır. Burada Q ve R matrislerinin seçimiyle ilgili kriter; R matrisi uygulamada kontrol işaretini doyuma sokmayacak şekilde, Q matrisi ise hedeflenen kapalı çevrim sistemin geçici rejim başarımını belirleyecek şekilde kullanıcı tarafından seçilmesidir (Arslan ve Mühürücü, 2014).

Bu çalışmada konum kontrolü için kullanılan LQR + I blok diyagramı Şekil 5'de verilmiştir.



Şekil 5. Uygulanan LQR + I yöntemi blok diyagramı

LQR yöntemi, yapısı gereği (integral etkisine sahip olmadığı için) kalıcı durum hatasını yok edecek özelliğe sahip değildir. LQR kontrol yapısına integral etkisi eklendiğinde; LQR + I (linear quadratik integral) kontrolcü elde edilebilmektedir. Bu yapıda, integral etkisi çıkış hatasına ekleneceğinden kalıcı durum hatalarının üstesinden gelinebilmektedir. Özellikle sabit bozuculara karşı kontrolcü başarısı daha yüksek olacaktır. Dolayısıyla integral etkisi eklenmiş LQR yapısı, klasik LQR yerine referans takibi kontrol uygulamalarında sıklıkla tercih edilmektedir (Altun, 2017).

İntegral etkisini de içeren kazanç matrisinin hesaplanabilmesi için Eşitlik 5 ve 6'da yer alan durum uzay modelinin, integral durum değişkeninin yer alacağı genişletilmiş durum uzay modeline çevrilmesi gerekmektedir.

Eşitlik 10'da integral etkisi dahil edilmiş genişletilmiş durum uzay matrisleri görülmektedir.

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}} &= \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} [u] + \begin{bmatrix} 0 \\ C^T \end{bmatrix} [r] \\ \dot{\bar{x}} &= \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_i \end{bmatrix} = A'x + B'u + C'r \\ \dot{x}_i &= e = r - C'x \end{aligned} \quad (10)$$

Bu eşitliklerde \bar{x} genişletilmiş durum değişkenleri olup kapalı çevrim optimal kontrol giriş denklemi, Eşitlik 11'deki gibidir.

$$u(t) = [K \ K_i] \begin{bmatrix} x \\ x_i \end{bmatrix} \quad (11)$$

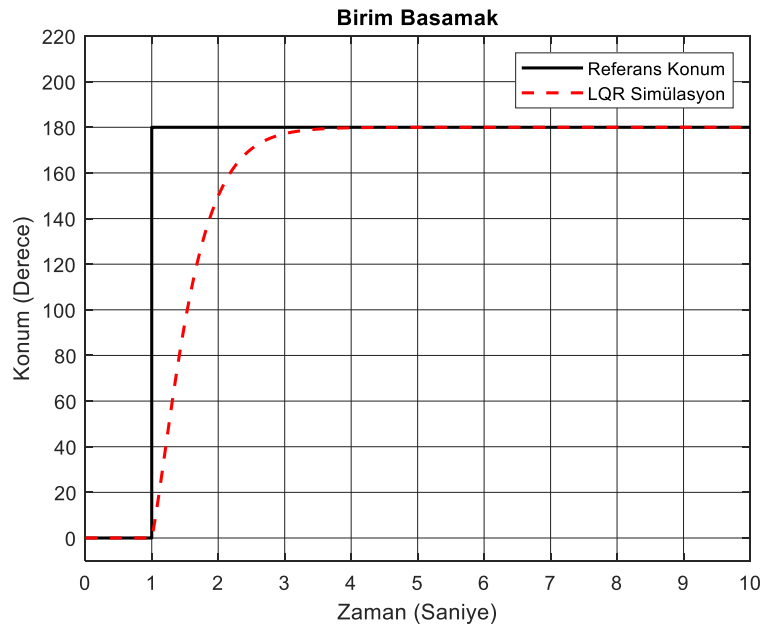
Seçilen Q ve R matrisleri Eşitlik 12'de verilmiştir.

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.01 & 0 \\ 0 & 0 & 0.01 \end{bmatrix} \quad R = 0.001 \quad (12)$$

MATLAB programında, $K=lqr(A,B,Q,R)$ fonksiyonu kullanılarak kazanç matrisi Eşitlik 13'deki gibi elde edilir.

$$K = [29.4413 \quad 2.9137 \quad -3.1622] \quad (13)$$

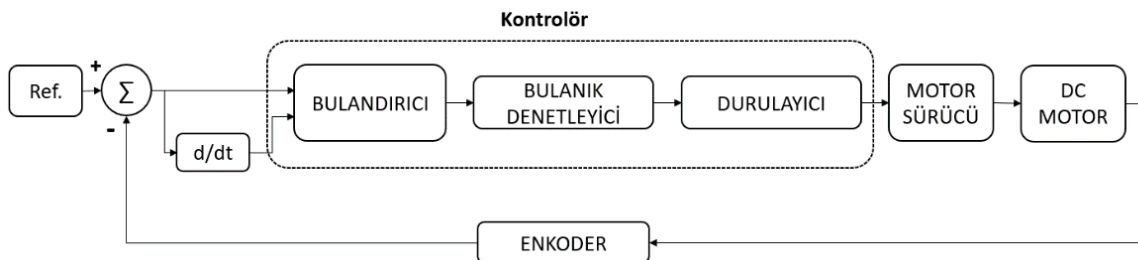
Simülasyon sonucunu görmek için Şekil 5'de görülen blok diyagramı esas alınarak MATLAB Simulink modeli oluşturulmuş ve Eşitlik 13'de verilen kazanç matrisi (K) ve integral kazancı ($K_i=50$) kullanılmıştır. Referans konum bilgisi olarak birim basamak sinyali verilmiş olup DA motorun konumu ile arasındaki fark hesaplanarak hata bilgisi elde edilmiştir. Bu hata bilgisinin öncelikle integrali alınıp, integral kazancı (K_i) ile çarpılmıştır. Ardından hesaplanan LQR kazanç katsayıları (K) ile farkı alınarak DA motora kontrol sinyali gönderilmiştir. Şekil 6'da bu işlemler sonucu elde edilen grafik görülmektedir. Simülasyon sonucunda LQR+I yöntemi ile konum kontrolü başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir.



Şekil 6. LQR + I denetleyici simülasyon sonucu

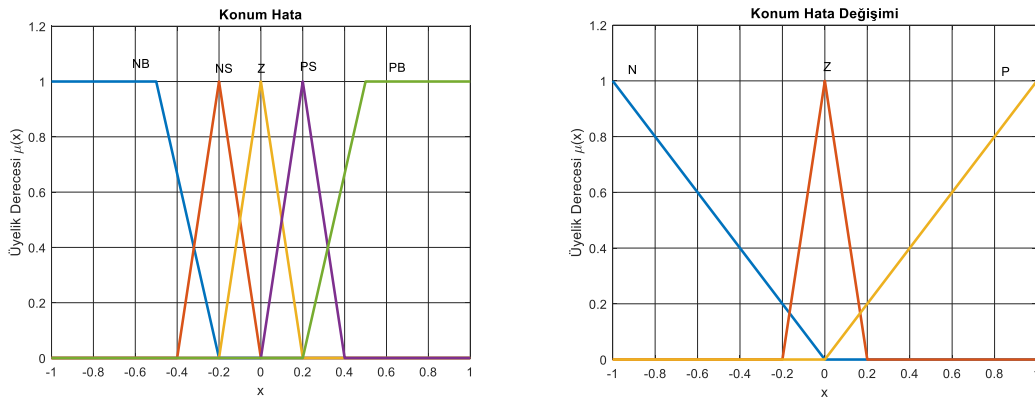
FLC Yöntemi

Bulanık mantık kontrol yöntemi blok diyagramı Şekil 7'de görülmektedir. Bulanık mantık kontrolü için öncelikle referans konum bilgisi ile enkoderden okunan anlık motor konum bilgisinin farkı alınır ve hata sinyali elde edilir. Hata sinyalinin türevi alınarak bulunan hatanın değişim bilgisi ile hata bilgisinin kendisi bulandırma işlemine tabi tutulur. Bu işlemten sonra belirlenen kural tablosuna göre kural çıkarımı yapılır ve durulama işlemi ile kontrol sinyali elde edilir.

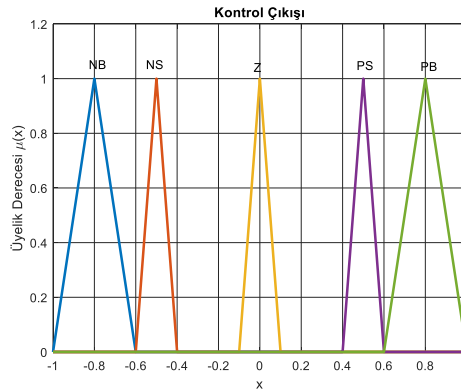


Şekil 7. Bulanık mantık kontrol yöntemi blok diyagramı

Bu çalışmada, hata ve hatanın değişimi değerleri için kullanılan üyelik fonksiyonları Şekil 8’de verilmiştir. Üyelik fonksiyonlarında, üçgen fonksiyonlar tercih edilmiştir. Böylelikle mikrodenetleyicinin hesapsal yükü diğer fonksiyonların (yamuk, gauss vb.) kullanımına göre azaltılmıştır. Hesapsal yük, bu çalışmanın da konusu olan gerçek zamanlı kontrolde önemli bir yer tutmaktadır. Şekil 8’de görülmekte olan konum hata üyelik fonksiyonlarında beş farklı sembolik ifade kullanılmıştır. Bunlar NB (Negatif Büyük), NS (Negatif Küçük), Z (Sıfır), PS (Pozitif Küçük), PB (Pozitif Büyük)’dür. Konum hata değişimi üyelik fonksiyonlarında ise üç farklı sembolik ifade kullanılmıştır. Bunlar N (Negatif), Z (Sıfır), P (Pozitif)’dir. Kontrol çıkışı için oluşturulan, kontrol çıkış üyelik fonksiyonları ise Şekil 9’da verilmiştir.



Şekil 8. Konum hata ve hata değişimi üyelik fonksiyonları



Şekil 9. Çıkış üyelik fonksiyonları

Bulandırma işlemi yapılan hata ve hatanın değişimi verilerinin işlenip Şekil 9’daki çıkış üyelik fonksiyonundan, uygun kontrol çıkışı elde edilebilmesi için kural tablosuna ihtiyaç vardır. Bu çalışmada kullanılan kural tablosu Çizelge 2’de verilmiştir.

Çizelge 2. Kural tablosu

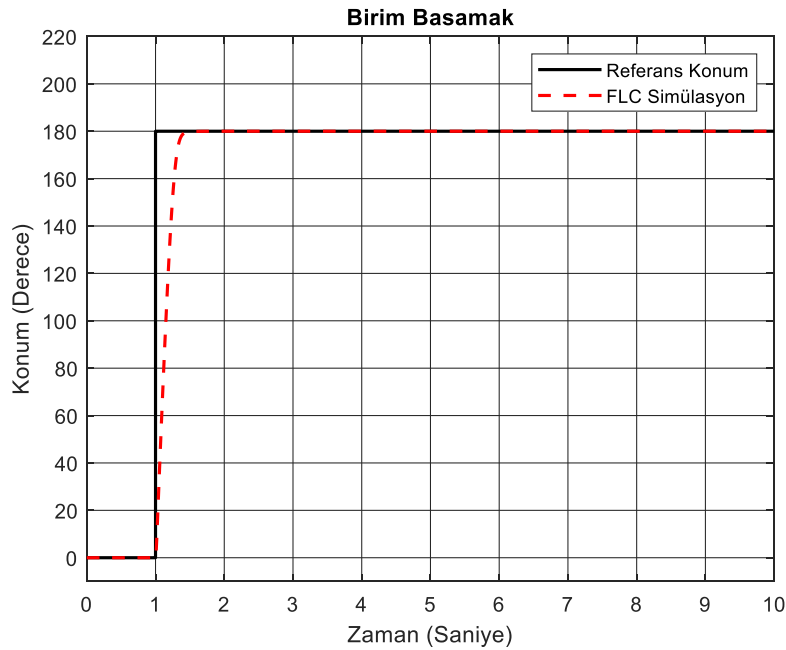
u		Δe		
		N	Z	P
e	NB	NB	NS	NS
	NS	NB	NS	NS
	Z	NS	Z	PS
	PS	PS	PS	PB
	PB	PS	PB	PB

Oluşturulan kural tablosunda “u” parametresi çıkış değerini, “e” parametresi hatayı, “Δe” parametresi ise hatanın değişimini göstermektedir. Çizelge 2’de görüldüğü üzere 15 farklı kural tanımlanmıştır. Kural tabanı elde edildikten sonra bulanık mantık çıkarım yönteminin belirlenmesi

gerekmektedir. Bulanık mantık çıkarımını gerçekleştirmek için birçok farklı teknik mevcuttur. Bu uygulamada hesaplama yükünü en aza indirmek için Max-Min bulanık mantık yöntemi kullanılmıştır (Kizir ve ark., 2019).

Bulanık mantık çıkarımı sonucu elde edilen bulanık kontrol değerinin durularak kesin değerlere çevrilmesi gerekmektedir. Durulama işlemi için en yaygın kullanılan teknik olan, ağırlık merkezi ortalaması tekniği (Centroid) kullanılmıştır. Bu tekniğe göre bulanık mantık çıkış değişkeni için aşağıdaki ifade kullanılır. Burada c en büyük alana sahip bölgeyi, z ise o bölgenin ağırlık merkezini ifade etmektedir.

$$u = \frac{\int \mu_c(z)z dz}{\int \mu_c(z)dz} \quad (14)$$



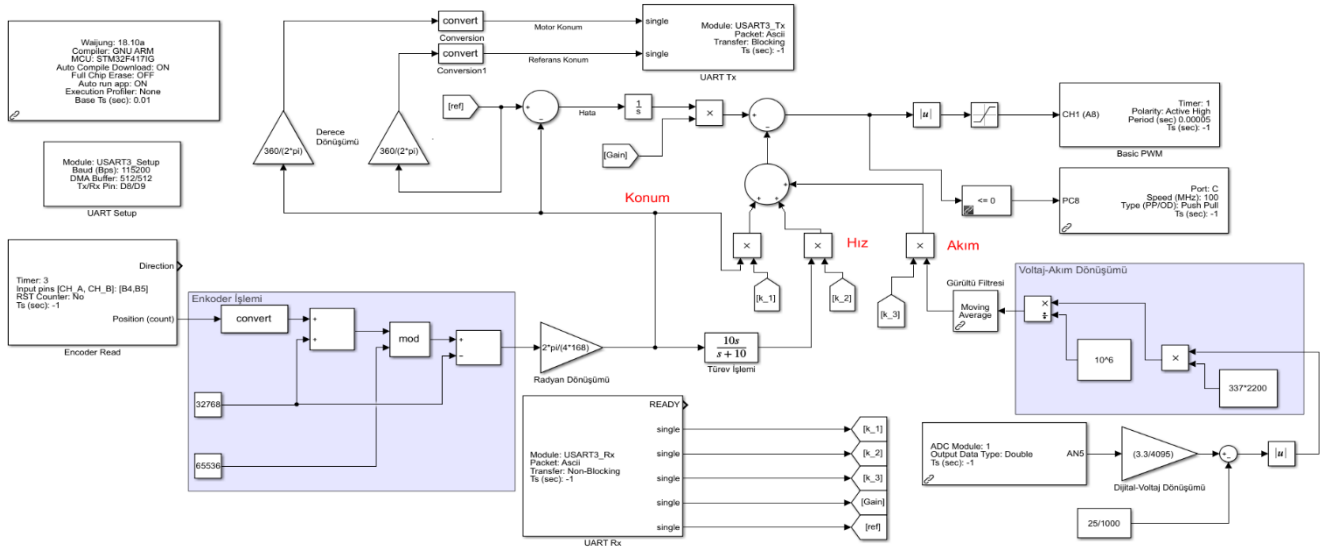
Şekil 10. Bulanık mantık kontrolörünün simülasyon çıktısı

Simülasyon sonucunu görmek için Şekil 7’de verilen blok diyagramına göre Simulink modeli oluşturulmuştur. Referans konum bilgisi olarak birim basamak sinyali verilmiştir. Referans konum ve anlık konum bilgisinin farkı alınarak elde edilen hata ve hatanın değişim sinyalleri bulanık mantık kontrolörüne giriş olarak verilmiştir. Elde edilen çıkış bilgisi, PWM sinyalinin doluluk oranı 0-100 değerleri arasında değiştiği için 100 değeri ile çarpılmıştır. Ardından DA motorun transfer fonksiyonuna giriş değeri olarak verilmiştir. Şekil 10’da ise bu işlemler sonucu elde edilen çıktı görülmektedir.

BULGULAR VE TARTIŞMA

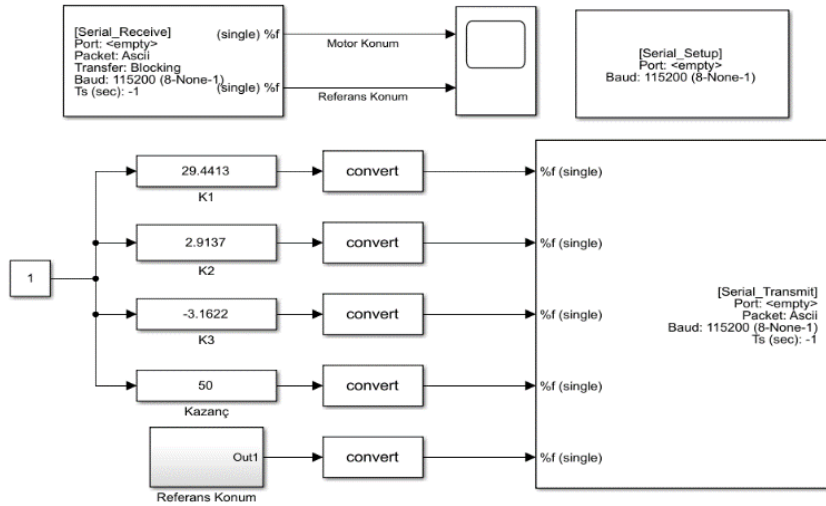
LQR + I ile Gerçek Zamanlı DA Motor Konum Kontrolü

Waijung blok setleri kullanılarak oluşturulan ve STM32F4 mikrodenetleyicisi içerisine yüklenen Simulink kit modeli Şekil 11’de görülmektedir.



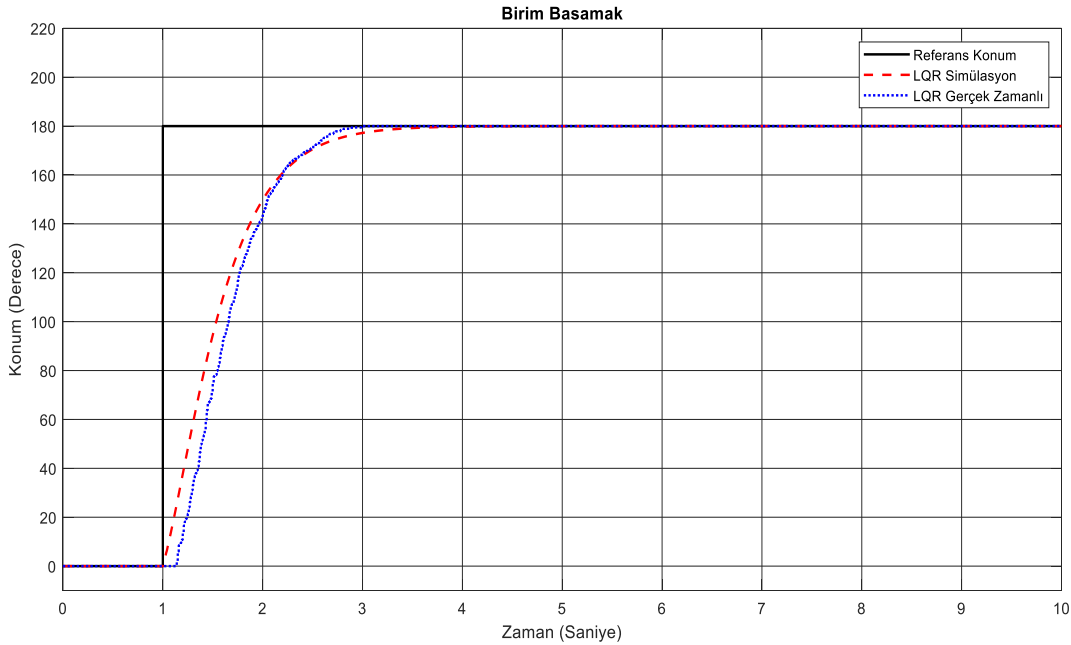
Şekil 11. LQR + I denetleyici gerçek zamanlı kit modeli

Şekil 11’de matematiksel olarak elde edilen katsayılar ve referans konum bilgisi Simulink üzerinden host modeli ile gönderilmiştir. Gönderilen referans konum bilgisi ile enkoderden okunan motorun anlık konum bilgisi çıkarılmış, elde edilen hatanın integrali alınmıştır. Ardından kazanç bloğu ile çarpılarak değer yükseltilmiştir. Kazanç matrisi ile konum, hız ve akım değerleri çarpılarak sistemden çıkarılmıştır. Elde edilen bu değer PWM doluluk oranı olarak DA motora gönderilerek konum kontrolü sağlanmıştır. Şekil 12’de ise kazanç katsayılarının ve referans konum bilgisinin gönderildiği Simulink host modeli görülmektedir. Örnekleme zamanı 0.01 saniye alınmıştır.



Şekil 12. LQR + I denetleyici host modeli

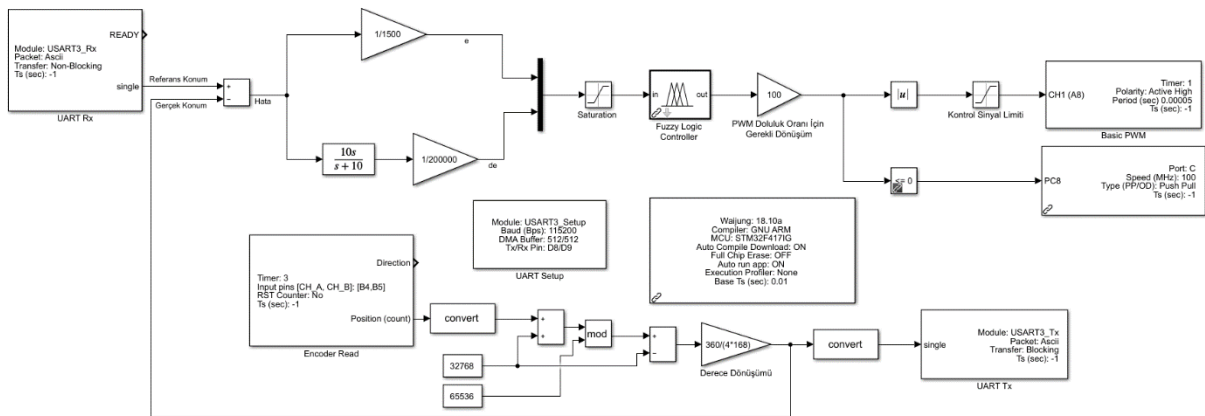
LQR+I kontrol yönteminin birim basamak girişine göre elde edilen simülasyon sonucu ve gerçek zamanlı kontrol sonucu grafiği Şekil 13’de görülmektedir. Grafikte görüldüğü üzere gerçek zamanlı kontrol sonucu ve simülasyon sonucu eşleşmektedir.



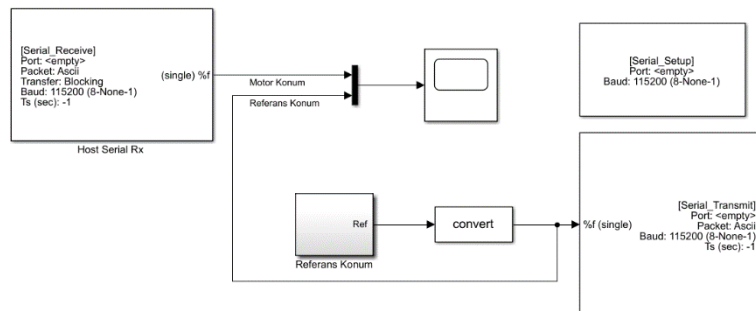
Şekil 13. LQR + I yöntemi için birim basamak girişe karşılık simülasyon ve gerçek zamanlı kontrol sonucu

FLC ile Gerçek Zamanlı DA Motor Konum Kontrolü

Şekil 14’de referans konum bilgisi ile motorun anlık konum bilgisinin farkı alınarak hata değeri elde edilmiştir. Ardından hata değerinin bilgisi ve hata değişiminin bilgisi bulanık mantık kontrolörüne gönderilmiştir. Bulanık mantık kontrolörü, tanımlanan kurallar çerçevesinde, hataya göre kontrol çıktısı üretmektedir. Üretilen bu çıktı motora PWM doluluk oranı olarak gönderilmiş olup konum kontrolü sağlanmıştır. Örnekleme zamanı 0.01 saniye alınmıştır.

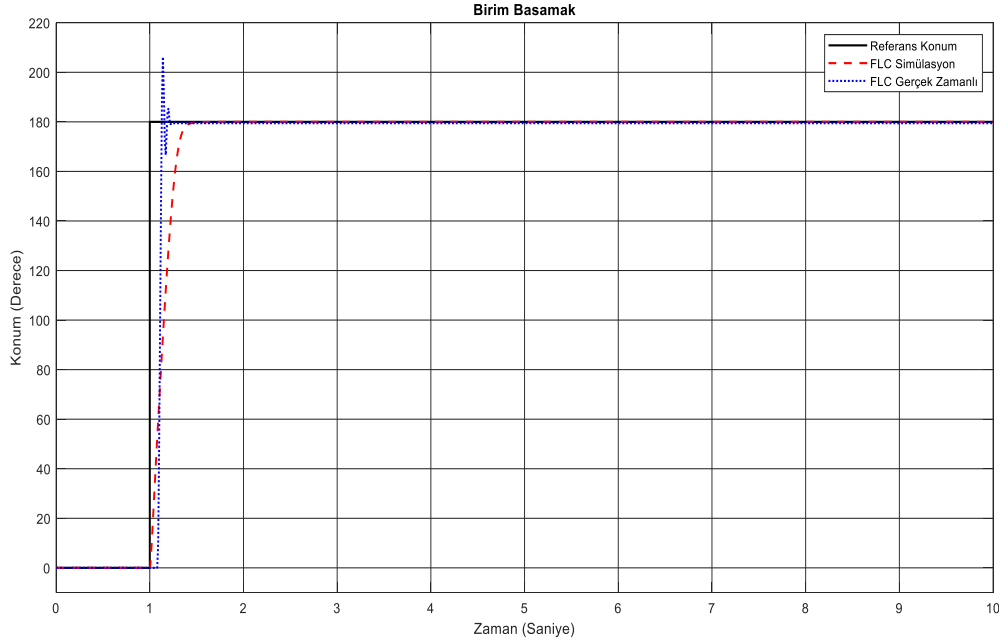


Şekil 14. FLC denetleyici gerçek zamanlı kit modeli



Şekil 15. FLC denetleyici host modeli

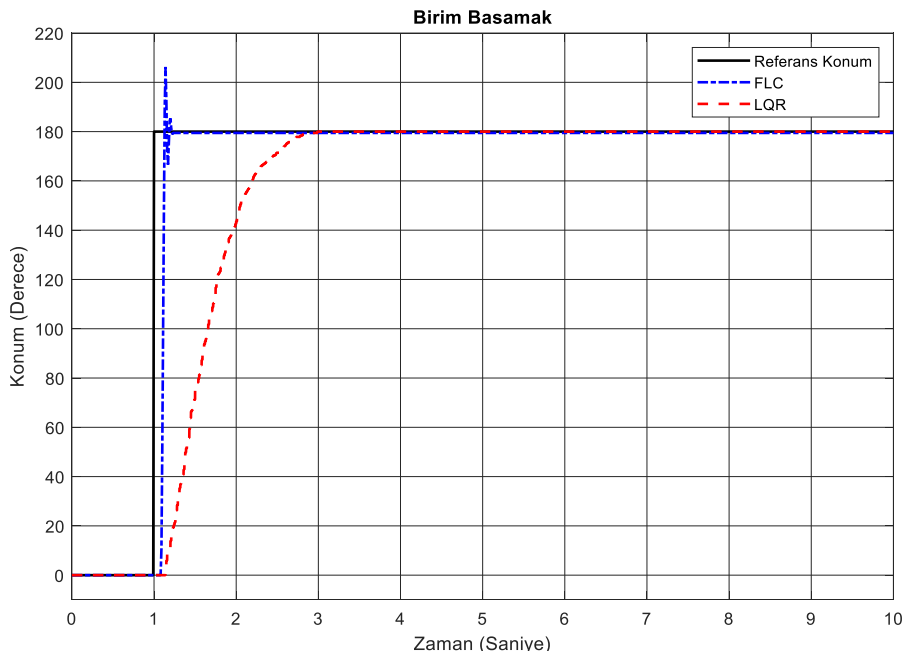
Referans konum bilgisi Simulink host modeli tarafından gönderilmektedir. Simulink host modeli ise Şekil 15’de görülmektedir. FLC kontrol yönteminin birim basamak girişine göre elde edilen simülasyon sonucu ve gerçek zamanlı kontrol sonucu grafiği Şekil 16’da görülmektedir. Grafikte görüldüğü üzere gerçek zamanlı kontrol sonucu ve simülasyon sonucu benzer çıkmıştır.



Şekil 16. FLC yöntemi için birim basamak girişe karşılık simülasyon ve gerçek zamanlı kontrol sonucu

LQR/FLC Kontrol Yöntemlerinin Farklı Referans Girişlerine Verdiği Gerçek Zamanlı Yanıtlar

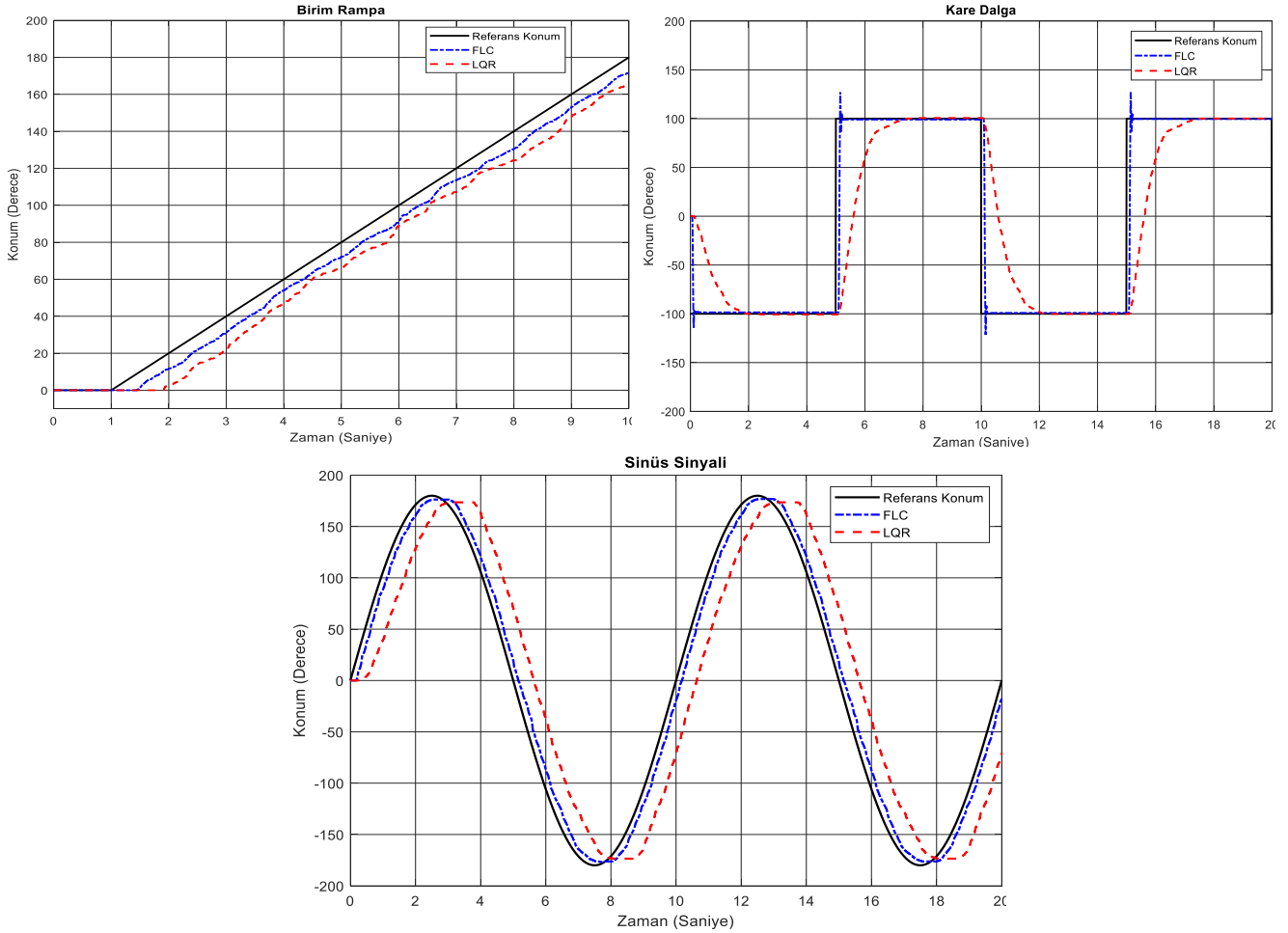
Simulink host modelleri üzerinden farklı referans konum bilgileri kontrolörlere gönderilmiş ve her iki kontrolörün gerçek zamanlı kontrol başarımları izlenmiştir. Şekil 17’de giriş konum bilgisi olarak verilen, 1 saniye sonra 180° değerine çıkan birim basamak fonksiyonu ile DA motorun bu girişe karşılık verdiği cevap görülmektedir.



Şekil 17. DA motorun birim basamak yanıtı

Alınan bu verilerin yüzde aşım, yükselme zamanı, oturma zamanı ve kalıcı durum hatası gibi performans kriterleri açısından karşılaştırılması Çizelge 3’de görülmektedir. Farklı performans

kriterleri açısından her iki kontrol yönteminin başarısı farklılık göstermektedir. Yüzde aşım bakımından LQR+I çok başarılıyken, yükselme ve oturma zamanı bakımından ise bulanık mantık çok daha başarılıdır.



Şekil 18: DA motorun farklı referans girişlerinde gerçek zamanlı yanıtları

Kontrolcülerin performans analizi için birim rampa, kare dalga ve sinüs sinyali uygulanmış ve sonuçlar karşılaştırılmıştır (Şekil 18). 1 saniye sonra yükselmeye başlayan 10. saniyede 180° değerine erişen birim rampa fonksiyonu, 100° genliğine sahip; 0.1 Hz. frekanslı kare dalga, 180° genliğine sahip; 0.1 Hz. frekanslı sinüs sinyali DA motor sistemine uygulanmış ve kontrolcü sonuçları çizdirilmiştir. Her bir referans giriş için hem LQR+I hem de FLC başarılı kontrolcü performansı sergilemiştir.

Çizelge 3: Performans kriterleri

	LQR+I	FLC
Yüzde Aşım	% 0	% 11,5
Yükselme Zamanı	1.20 s	0.15 s
Oturma Zamanı	1.90 s	0.30 s
Kalıcı Durum Hatası	0°	0°

SONUÇ

Bu çalışmada, bir DA motorun gerçek zamanlı konum kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla model tabanlı LQR+I yöntemi ile akıllı denetim yöntemlerinden birisi olan bulanık mantık yöntemi kullanılmış ve DA motor üzerinde bu iki yöntem karşılaştırılmıştır.

DA motora birçok farklı referans giriş verilmiş ve bu çalışmada kullanılan iki yöntemle göre konum kontrolü gerçekleştirilmiştir. Yapılan bu çalışmalar sonucunda, bulanık mantık kontrolörünün

aşımı fazla olmasına rağmen, LQR+I kontrolörüne göre daha iyi sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. Bulanık mantık kontrolöründeki bu aşımaların kural sayısının artırılmasıyla çok daha azalacağı düşünülmektedir.

Gerçekleştirilen çalışma ile her iki temel kontrol yöntem grubunun (model tabanlı – model tabanlı olmayan) temel endüstriyel sistemlerde nasıl uygulanabileceği ve bu denetleyicilerin üstlenebileceği aktif rol gösterilmiştir. Ayrıca modern kontrol yöntemlerinin kullanımı ile hızlı ve kolay bir şekilde uygulama geliştirilebileceği ve geliştirilen uygulamaların kontrol eğitiminde kolaylıkla kullanılabilmesi de vurgulanmıştır. Bu çalışma ile alt yapısı sunulan temel gerçek zamanlı kontrol uygulamaları diğer motor, kontrol ve robotik problemlerine uygulanarak yeni yöntem ve tekniklerin geliştirilmesi ve test edilmesi amacıyla düşük maliyetli bir alternatif olarak kullanılabilir.

Çıkar Çatışması

Bu çalışmada herhangi bir çıkar çatışması yoktur.

Yazar Katkısı

Yazarlar makaleye eşit oranda katkı sağlamıştır.

KAYNAKLAR

- Abut, T. (2016). Modeling and optimal control of a DA motor. *International Journal of Engineering Trends and Technology*, 32(3), 146-150. <https://doi.org/10.14445/22315381/IJETT-V32P227>
- Arslan, Ş., Mühürücü, G. (2014). Doğru akım elektrik motorunun doğrusal karesel regülatör ve bulanık mantık kontrolörü ile hız kontrolü. *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı Bildiriler Kitabı*, Türkiye, 995-1000.
- Çakar, Y., Orman, Y., Kizir, S. (2020). Design of a model reference adaptive PID controller for DA motor position control: compare with PID and fuzzy controllers. *Mugla Journal of Science and Technology*, 6(0), 25-35. <https://doi.org/10.22531/muglajsci.668552>
- Chairez, I., Utkin, V. (2022). Direct current motor position control by a sliding mode controlled dual three-phase AC-DC power converter. *IFAC-PapersOnLine*, 55(9), 333-338. <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2022.07.058>
- Chotai, J., Narwekar, K. (2017). Modelling and position control of brushed DC motor. *International Conference on Advances in Computing, Communication and Control*, India, <https://doi.org/10.1109/ICAC3.2017.8318792>
- Kaplan, K., Kuncan, M., Polat, H., Tepe, B., Ertunç, H., M. (2020). PID ve bulanık mantık tabanlı DA motorun gerçek zamanlı konum kontrolü. *Iğdır Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 10(2), 900-916. <https://doi.org/10.21597/jist.621724>
- Kizir, S., Yaren, T., Kelekçi, E. (2019). *Matlab Simulink Destekli Gerçek Zamanlı Kontrol*. Ankara: Seçkin Yayıncılık.
- Kokundu, S., Aydemir, M., T. (2020). UVDGM tabanlı AYK yöntemiyle fırçasız doğru akım motorunun konum kontrolü. *Gazi University Journal of Science Part C: Design and Technology*, 8(1), 1-14. <https://doi.org/10.29109/gujsc.565375>
- Mamdani, E., H. (1992). Twenty years of fuzzy control: experiences gained and lessons learned. *IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, USA, 339-344. <https://doi.org/10.1109/FUZZY.1993.327439>
- Moradi, M., Ahmadi, A., Abhari, S. (2010). Optimal control based feedback linearization for position control of DC motor. *International Conference on Advanced Computer Control*, China, 312-316. <https://doi.org/10.1109/ICACC.2010.5486946>
- Suna, B. (2009). *DC motorda kontrol yöntemlerinin simülasyonu*. (Tez No. 245184) [Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi]. Ulusal Tez Merkezi.
- Tosun, M., F., Gençkal, A., A., Şenol, R. (2019). Modern kontrol yöntemleri ile bulanık mantık temelli oda sıcaklık kontrolü. *Süleyman Demirel Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 23(3), 992-999. <https://doi.org/10.19113/sdufenbed.579885>
- Yaren, T. (2018). Doğrusal tahrikli çift çubuklu ters sarkaç sisteminin tasarımı ve denge kontrolü. (Tez No. 494767) [Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi]. Ulusal Tez Merkezi.