

Doğrusal Karesel Gaussian Kontrolü ile Doğru Akım Motorunun Hız Kontrolü

Speed Control of Direct Current Motor with Linear Quadratic Gaussian Control

Şinasi Arslan¹, Gülçin Mühürçü¹

¹Makine Mühendisliği Bölümü
Sakarya Üniversitesi, Esentepe-Sakarya
sarslan@sakarya.edu.tr

Özet

Bu çalışma, bir doğru akım motor (DC) rotor hız kontrolünün rotor hız algılayıcı düzeneği kullanmadan gerçekleştirilmesi ele almıştır. Sistemin durum değişkenleri olan motor rotor hızı ve armatür akımı Kalman Filtresi (KF) kullanılarak kestirilmiş, hızı kontrolü için doğrusal karesel regülatör (LQR) ile oluşan doğrusal karesel Gaussian (LQG) kontrol yöntemi kullanılmıştır. Kestirilen DC motor büyüklüklerinin ortak özelliği KF tarafından ortam gürültüsünden arındırılıp LQR için giriş olarak kullanılmasıdır. Kontrol süreci gürültülü ölçümler altında değişken yüklü bozucular ve değişken hız referans büyüklükleri için çevrim içi simülasyonu yapılarak sonuçlar irdelemiştir.

Abstract

The realization of the speed control of a direct current (DC) electrical motor has been proposed without using speed sensor equipment in this study. The state variables that are armature current and speed of motor have been estimated by Kalman Filter (KF). The combination of linear quadratic regulator (LQR) and KF that is called linear quadratic Gaussian (LQG) control method has been used for the speed control of the DC motor. The common property of the estimated variables is eliminated from noise of the environment. The results in closed loop under noisy measurement for variable torque load and speed references in simulation of control process have been discussed.

1. Giriş

Doğru akım (DC) motorları endüstride kâğıt ve tekstil imalatında, madencilikte, hadde ve takım tezgâhlarında, robotikte, konum kontrolü gibi çeşitli uygulamalarda mükemmel hız kontrol özellikleri nedeniyle yaygın olarak kullanılmaktadır [1]. Motor sürücünün yanı sıra, kullanılan hız kontrol sistemi de önemlidir. Açık çevrimli sistemle motor rotor hız kontrolünde devir sayısı endüvi veya uyarım sargısı üzerine düşen gerilimi değiştirmekle ayarlanabilir. Açık çevrimli sistemde motor gerilimindeki ve motor devir sayısındaki değişiklikler dikkate alınmaz. Bu sistemde, yük durumuna göre devir artar veya azalır. Bu nedenle sabit hız uygulamalarında açık çevrimli sistem kullanılamaz. Kapalı çevrimli sistemle motor rotor hız kontrolünde, çıkış büyüklüğü sistem değişkenlerinden bağımsız hale getirilir. Kapalı çevrim

sayesinde çıkış büyüklüğü olan motor devri sayısı (hızı) sabit tutulmak istenir [2].

DC motoru hız kontrol uygulamalarında kapalı çevrimli kontrollerinden oransal-tümlev-türevsel (PID) kontrol sıkça kullanılan bir yöntemdir [3]. Ancak, bu kontrol yöntemi modelin parametre değişikliklerine ve yük değişimlerine karşı verimli değildir [1, 4, 5]. Bu sınırlamaları aşmak için yapay sinir ağları, bulanık mantık tabanlı, genetik algoritma tabanlı, doğrusal karesel regülatör, doğrusal olmayan, uyarlanabilir değişken yapı, model referans uyarlamalı kontrol, ileri beslemeli hesaplanmış moment kontrol yöntemleri gibi çeşitli kontrol teknikleri yalnız veya PID ve kendi aralarında birlikte DC motorunun hızını düzenlemek için kullanılır [5-13].

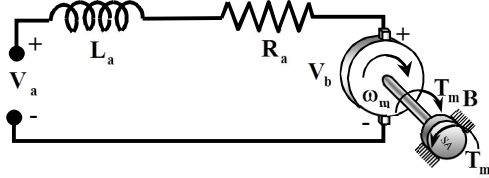
Verilen kapalı çevrimli sistemde motor hızı referans değeri ile ayarlanır. Sistemde kullanılan elektro-mekaniksel bir algılayıcı yardımı ile gerçek hız ölçülür. Motor yük durumuna göre rotor sargısı veya uyarım sargısı gerilimi değiştirilerek motor hızının referans değerinde kalması sağlanır. Motor gerilimi yarı iletkenler yardımı ile ayarlandığından, sistem verimli ve güvenilir hale getirilir.

Rotor açısal hızı, motorun rotor miline eklenen elektro-mekaniksel bir algılayıcı ile doğrusal elektriksel işaretlere dönüştürülür [1-13]. Bu her zaman tercih edilen bir yöntem olmayabilir. Motora eklenmek istenen elektro-mekaniksel düzene; ortam şartlarına uygun düşmemesi, kontrol sistemine ek bir maliyet getirmesi, kontrol edilen sistemin mekanik güvenilirliğinin azalması, bakım masraflarının artması gibi sebeplerden dolayı tercih edilmeyebilir. Bu durumda, elektro-mekaniksel algılayıcının görevini yapabilecek gözlemleyiciye ihtiyaç duyulabilir [14].

Bu çalışmada, ölçülen motor durum değişkenlerini kullanarak ölçülemeyen motor durum değişkenini kestirmek ve bu değişkenlere ilave olan ortam gürültüsünü ortadan kaldırmak amacıyla Kalman Filtre (KF) kullanılmıştır. Motor durum değişkenleri, değişken genlikli bozucu yük altında ve değişken referans hızlarında kestirilerek, doğrusal karesel regülatör (LQR) için giriş değerleri olarak kullanılmıştır. LQR ve KF bileşimi ile oluşturulan doğrusal karesel Gaussian (LQG) kontrol yönteminin kestirim, filtreleme ve kontrolör başarımı Matlab ortamında gözlenmiştir.

2. DC Motor Modeli

Bu çalışmada kullanılan kalıcı mıknatıslı DC motoru, V_a gerilim kaynağından sağlanan elektrik enerjisini manyetik eşleme yöntemi ile dönen rotor vasıtasıyla mekanik enerjiye dönüştürür. DC motoru Şekil 1’de görüldüğü gibi uygulanan V_a girişi gerilim altında, R_a armatür direnci ve L_a endüktansı olan seri bir devre ile rotor döndüğünde V_b zıt elektromotor gerilimi oluşur. Rotor iletkenlerinden akım geçtiğinde, iletkenler manyetik alan tarafından alanın dışına doğru itilirler. Böylece rotor çevresinde, rotoru döndüren bir moment meydana gelir.



Şekil 1: DC motorun elektrik ve mekanik eşdeğer diyagramı.

Bu çalışmada, DC motor modeli olarak JDH-2250-HF-2C-E seçilmiştir. DC motoru ile ilgili parametreler Tablo 1’de verilmiştir.

Tablo 1: DC motor parametreleri

DC motor modeli: JDH-2250-HF-2C-E		
Parametre tanımı	Değer	Birim
Armatür direnci (R_a)	2.7	[Ω]
Armatür endüktansı (L_a)	4×10^{-3}	[H]
Motor moment katsayısı (K_i)	0.105	[Nm/A]
Hız volt katsayısı (K_b)	0.105	[Vs/rad]
Sürtünme katsayısı (B)	0.93×10^{-5}	[N.m.s/rad]
Atalet momenti (J_m)	0.1×10^{-3}	[Kg.m ²]
Maksimum tork (T_{max})	0.85	[Nm]
Sürekli tork (T_s)	0.11	[Nm]
Güç (P)	0.85	[kW]

Motor milinde oluşan T_m moment, Φ manyetik alan akısı ve i_a armatür akımıyla doğru orantılıdır. T_m motor momentini

$$T_m(t) = K_m \Phi i_a(t) \quad (1)$$

ile ifade edilir. Denklem 1’de Φ sabit olduğundan, K_i [Nm/A] moment katsayısı olarak ele alındığında T_m motor momentini

$$T_m(t) = K_i i_a(t) \quad (2)$$

olarak yazılır. ω_m motor milinin açısal hızı ile V_b zıt elektromotor gerilimi arasında

$$V_b(t) = K_b \Phi \omega_m(t) \quad (3)$$

ilişkisi olup, Denklem 3 rotor açısal hızı cinsinden

$$V_b(t) = K_b \omega_m(t) \quad (4)$$

olarak ifade edilebilir. DC motor elektrik ve mekanik eşdeğer devresinde Kirchoff ve Newton kanunları uygulandığında, DC motorunun zaman tanım alanında matematik modeli

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_a} V_a(t) - \frac{R_a}{L_a} i_a(t) - \frac{1}{L_a} V_b(t) \quad (5)$$

$$\frac{d^2 \theta_m(t)}{dt^2} = \frac{1}{J_m} T_m(t) - \frac{1}{J_m} T_L(t) - \frac{B}{J_m} \frac{d\theta_m(t)}{dt} \quad (6)$$

elde edilir. Burada; θ_m rotor açısal konum, B viskoz sürtünme katsayısı, T_L yük momentini ve J_m motor eylemsizlik momentini gösterir. Sistemin $x(t) = [i_a, \omega_m]^T$ durum değişkenleri; $i_a(t)$ armatür akımı ile $\theta_m(t)$ motor milinin açısal konumudur.

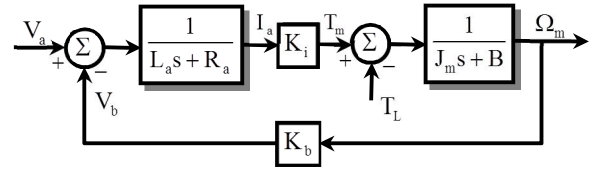
2.1. Transfer Fonksiyonu

Denklem 5 ve 6’ın $i_a(0)=0$ ve $\theta_m(0)=0$ başlangıç değerlerinde Laplace dönüşümleri düzenlenirse, $T_L=0$ için DC motorun armatür akımının ve motor milinin açısal konumunun frekans tanım alanındaki ifadeleri

$$I_a(s) = \frac{V_a(s) - V_b(s)}{L_a s + R_a} \quad (7)$$

$$\Omega_m(s) = \frac{T_m(s)}{J_m s + B} \quad (8)$$

elde edilir. Denklem 7 ve 8’den DC motorunun blok diyagramı Şekil 2’de gösterildiği gibi elde edilmiştir.



Şekil 2: DC motor blok diyagramı.

Şekil 2’den yararlanarak DC motorun transfer fonksiyonu

$$\frac{\Omega_m(s)}{V_a(s)} = \frac{K_i}{J_m L_a s^2 + (B L_a + J_m R_a) s + B R_a + K_i K_b} \quad (9)$$

ifade edilir. Burada $\tau_e = L_a/R_a$ elektriksel ve $\tau_m = J_m/B$ mekaniksel olmak üzere iki adet zaman sabiti bulunmaktadır. $\tau_m \gg \tau_e$ göz önünde bulundurulursa, Denklem 9

$$\frac{\Omega_m(s)}{V_a(s)} = \frac{K}{\tau s + 1}; K = \frac{K_i}{R_a B + K_i K_b} \text{ ve } \tau = \frac{J_m R_a}{R_a B + K_i K_b} \quad (10)$$

olarak birinci dereceden doğrusal bir modele dönüştürülür.

2.1. Durum Uzay Modeli

Denklem 5 ve 6 vektör-matris biçiminde düzenlenirse, $T_L=0$ için DC motor durum uzay modeli

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{d\omega_m(t)}{dt} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -R_a/L_a & -K_b/L_a \\ K_i/J & -B/J_m \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} i_a(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix}}_{\tilde{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1/L_a \\ 0 \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} V_a(t) \\ 0 \end{bmatrix}}_u \quad (11)$$

$$y(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_C \underbrace{\begin{bmatrix} i_a(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix}}_{\tilde{x}} \quad (12)$$

ifade edilir.

2.3. Doğrusal Ayrık Zaman Durum Uzay Modeli

Bu çalışmada kontrol yönteminin bir parçası olan Kalman filtresi (KF) ön kestirimci veya gözleyici amacıyla kullanılıp ayrık zamanda çalıştırılacağından dolayı DC motorun durum uzay modelinin ayrıklaştırılması gerekir. Ayrıklaştırma, Taylor serisinden faydalanılarak gerçekleştirilir. Ayrıklaştırma sürecinde Taylor serisinin ilk 2 terimi alınarak, DC motorun ayrık zaman durum uzay model vektör-matris katsayıları

$$A_d = \exp(AT) \cong I + AT \quad (13)$$

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_a T}{L_a} & -\frac{K_b T}{L_a} \\ \frac{K_t T}{J} & 1 - \frac{B T}{J} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$B_d = \left[\int_0^T \exp(At) dt \right] B \cong BT \quad (15)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} T \\ 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

elde edilir. Burada; ayrıklaştırma işleminin doğruluğu, T ayrıklaştırma zaman sabitesinin (örnekleme periyodu) (T=τ_m/10) yeteri derecede küçük seçilmesiyle sağlanmıştır. DC motorun durum uzay modelinin ayrıklaştırması sonrası aşağıdaki ayrık durum uzay modeli

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - \frac{R_a T}{L_a} & -\frac{K_b T}{L_a} \\ \frac{K_t T}{J} & 1 - \frac{B T}{J} \end{bmatrix}}_{A_d} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} T \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_d} V_a(k) \quad (17)$$

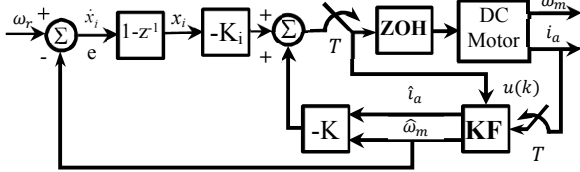
$$y(k) = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_d} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} \quad (18)$$

elde edilir.

3. Kontrol Yöntemi

Doğrusal karesel regülatör (LQR) kontrolör için her zaman tüm durum değişkenlerinin mevcut olması gerekir. Bu durum gerçekçi olmayıp durum değişken ölçümleri gürültülüdür ve hatta bazı durum değişkenleri ölçülemez veya ölçülmesi için gerekli olan sensörden tasarruf gerekebilir. Bu durumda LQR kontrolörüne gerekli olan tam ölçümler için KF'ne ihtiyaç vardır.

Bu çalışmada, $x(t) = [i_a, \omega_m]^T$ ölçülen armatür akımı ile ölçülmeyen motor rotor hızı durum değişkenleri KF yardımıyla ölçülen gürültülü akım ve ölçümü yapılmayan motor rotor hızı değişkenlerinin kestirimi yapılabilir. Blok yapısı Şekil 3'de gösterilen LQR ile, gerekli olan tam durum değişkenlerinin elde edildiği KF kestirimcisinden oluşan bu kontrol yöntemi doğrusal karesel Gaussian (LQG) olarak isimlendirilir [14].



Şekil 3: LQG kontrol yöntemi blok diyagramı.

3.1. Kalman Filtresi Tasarımı

Modelin önceki bilgileriyle birlikte giriş ve çıkış bilgilerinden sistemin durum değişkenlerinin tahmin edilebilmesini sağlayan filtredir. KF'de genel amaç ortalama kestirim hatasının karesini en aza getirmeye yönelik bir algoritma ile durum değişkeninin hesaplanmasıdır [14]. Sinyallerin durumunun kestirilmesinde KF'nin kullanılmasının amacı alınmış gürültülü ölçümlerden tahmin yapılarak sinyalin gelecekteki davranış ve değerlerinin hesaplanmasıdır. KF, iki tip gürültü altında en uygun sonucu

verir. Bu gürültüler; $w(k)$ süreç gürültüsü ve $v(k)$ ölçme gürültüleridir. Ayrıca KF hesaplamalarının yapılabilmesi için durum uzayının ayrık hale getirilmesi gerekir. Bu yüzden genelde bu yöntem durum kestiriminin teorik temeli olarak kabul edilir. Bu uygulama bilgisayar vasıtasıyla durum uzayının ayrık hale getirilebildiği ve modele belli kısıtlamaların uygulandığı durumlarda mümkün olur.

3.1.1. Matematiksel Modeli

KF durum kestirim problemi, süreç modeli üzerinde belirli zorlama ve kısıtlamalar uygulandığında kolay işlenir hale gelir. Bu zorlama ve kısıtlamalar; sistem modelinin doğrusal olması ve gürültü terimleri; w süreç ve v ölçmenin birbirleriyle ilişkisiz, Gauss dağılımlı, sıfır ortalamalı beyaz gürültü (WN) olmalarıdır [10]. KF'ne ait matematiksel ifadelerin geçerli olabilmesi için, DC motora süreç ve ölçüm gürültüleri ilave edilmesi gerekir. Yukarıda ifade edilenler matematiksel olarak

$$\begin{aligned} x(k+1) &= A_d x(k) + B_d u(k) + w(k) \\ z(k+1) &= C_d x(k) + v(k) \\ w &\cong N(0, W), \quad v \cong N(0, V) \\ E(w w') &= W, \quad E(v v') = V, \quad E(w v') = 0 \end{aligned} \quad (19)$$

ile ifade edilebilir. Burada W ve V sırasıyla durumun ve ölçüm gürültüsünün ikinci derece özelliklerini belirten kovaryans matrisleridir. İlave edilen gürültülerle DC motorun ayrık durum uzay modeli rassal hale gelmiş olur.

3.1.2. Kalman Filtresi Algoritması

KF zaman güncelleme/tahmin (ön tahmin) ve ölçümü güncelleme/düzeltilme (kestirim veya güncelleme) olmak üzere iki ayrı denklem takımından oluşur. Ön tahmin denklem takımında k durumda (her bir zaman diliminde) $\hat{x}(k+1|k)$ bir adım ileri durum tahmini ve $P(k+1|k)$ hata kovaryansı verilen ilk değerlere ve bir adım önceki değerlere göre bulunur. İkinci denklem takımında önce $L(k+1)$ Kalman kazancı bulunup $\hat{x}(k+1|k)$ ön tahmin değeri düzeltilerek $\hat{x}(k+1|k+1)$ bir adım sonraki durum ve sonraki $P(k+1|k+1)$ hata kovaryansı bulunur. Aşağıda KF'ne ait algoritma ön tahmin

1. $\hat{x}(0), P(0)$ ilk değerler
2. $\hat{x}(k+1|k) = A_d \hat{x}(k|k) + B_d u(k)$
3. $P(k+1|k) = A_d(k) P(k|k) A_d(k)^T + W$

kestirim (güncelleme)

4. $L(k+1) = P(k+1|k) C_d(k)^T [C_d(k) P(k+1|k) C_d(k)^T + V]^{-1}$
5. $P(k+1|k+1) = [I - L(k+1) C_d(k)] P(k+1|k)$
6. $\hat{x}(k+1|k+1) = \hat{x}(k+1|k) + L(k+1) [z(k+1) - C_d(k) \hat{x}(k+1|k)]$
7. Basamak 2'e git

olarak verilir.

3.2. Doğrusal Karesel Regülatör

LQR yöntemi ile hesaplanmış kontrolör kazanç katsayıları ile kontrol edilen sistem çıkışı en uygun kontrol girişi ile geçici rejimden sürekli rejime geçiş yaparak istenen giriş referans değerini yakalar. Bunun için bir J başarımlı fonksiyonundan faydalanılır. Bu fonksiyon

$$J(x,u) = \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) dt \quad (20)$$

ile ifade edilir [14]. Burada, Q pozitif simetrik durum ağırlık ve R pozitif simetrik kontrol ağırlık matrisleridir.

Denklemler 20 ile verilen başarımların fonksiyonunu en aza indiren K en uygun kontrolör kazanç matrisi, indirgenmiş Riccati matris denklemlerinden elde edilebilir [14]. Zamanla değişmeyen doğrusal (LTI) sistemin en uygun kontrolü için indirgenmiş Riccati matris denklemleri

$$A^T P + P A - P B R^{-1} B^T P + Q = 0 \quad (21)$$

çözümünden P pozitif tanımlı ve simetrik matrisi elde edilir. Böylece, $x(t)$ durum geri beslemeli kontrol olduğundan $u(t)$ en uygun kontrol

$$u(t) = -Kx(t) = R^{-1} B^T P x(t) \quad (22)$$

elde edilir. Uygun Q ve R ağırlık matrisleri seçilerek LQR tam durum geri beslemeli kontrolör ile nominal sistemin hedeflenen geçici rejim davranışını göstermesi sağlanır.

Denklemler 21’de verilen başarımların fonksiyonunu en aza indirecek; Q matrisi hedeflenen kapalı çevrimli sistemin geçici rejim başarımlarını belirleyecek ve R matrisi uygulamada kontrol işaretini doyuma sokmayacak şekilde seçilir.

LQR tasarımında sistemin durum uzay gösterimi olan Denklem 11 ve 12’nin genişletilmiş durum uzay gösterimine getirilmesi gerekir. Bu sistemin ω_m çıkış ile ω_r referans girişi arasındaki hatanın tümelevisi sistemin durum uzay gösterimine ilave edilebilir bulunur. Buna göre genişletilmiş durum uzay gösterimi

$$\dot{\tilde{x}} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_i \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} x \\ x_i \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}}_B [u] + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ C^T \end{bmatrix}}_C [r] \quad (23)$$

$$\dot{x}_i = e = \omega_r - Cx$$

oluşturulur. Burada $\tilde{x} = [i_a, \omega_m, x_i]^T$ genişletilmiş durum değişkenleri olup yukarıdaki kapalı çevrim için en uygun kontrol çıkışı

$$u(t) = -K\tilde{x} = [K, K_i \begin{bmatrix} x \\ x_i \end{bmatrix}] \quad (24)$$

ile ifade edilir. Burada, $K = lqr(A, B, Q, R)$ genişletilmiş Kalman kazanç katsayıları Matlab fonksiyonu ile LQR yöntemiyle bulunur. Q ve R ağırlık matrisleri

$$R = 0.01;$$

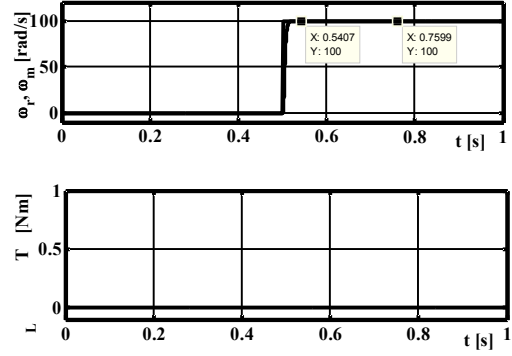
$$Q = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 \\ 0 & 0 & 10000 \end{bmatrix}$$

olarak seçilmiştir. Q ve R ’in seçimi sistemin cevabının hızını ve kontrol yükü ayarı için tasarımcının tercihine bırakılır.

4. Simülasyon Çalışmaları

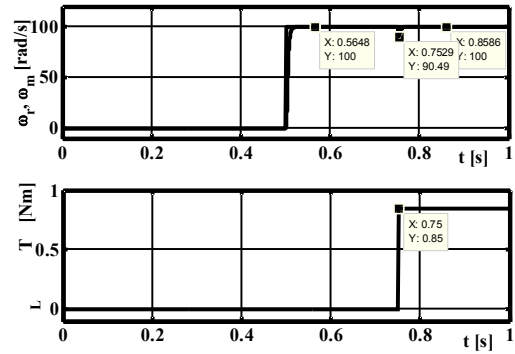
LQG kontrol algoritmaları yüksüz, sabit sürekli ve rassal yük altında istenen sabit ve rassal olarak değişen yük altında simülasyon ortamında çalıştırılarak kontrol başarımları incelenmiştir.

Şekil 4’de DC motor başlangıçtan itibaren yüksüz, $\omega_r = 100 \text{ rad/s}$ istenen adım referans giriş hızına karşı kontrolörün başarımlarını izlenmiştir.

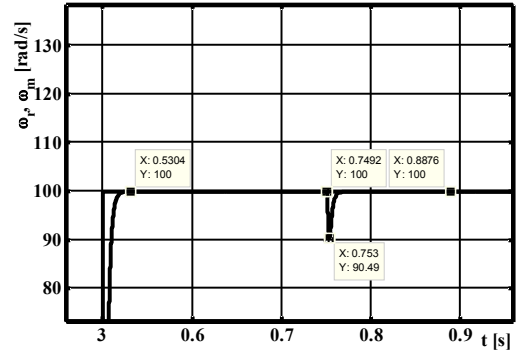


Şekil 4: Yüksüz $\omega_r = 100 \text{ rad/s}$ adım girişine LQG cevabı.

Şekil 5’de yüksüz, $r = 100 \text{ rad/s}$ istenen adım referans giriş hızında 0.75’inci saniyede $T_L = 0.85 \text{ Nm}$ bozucu yük ilavesi ile kontrolörün başarımlarını gösterilmiştir.



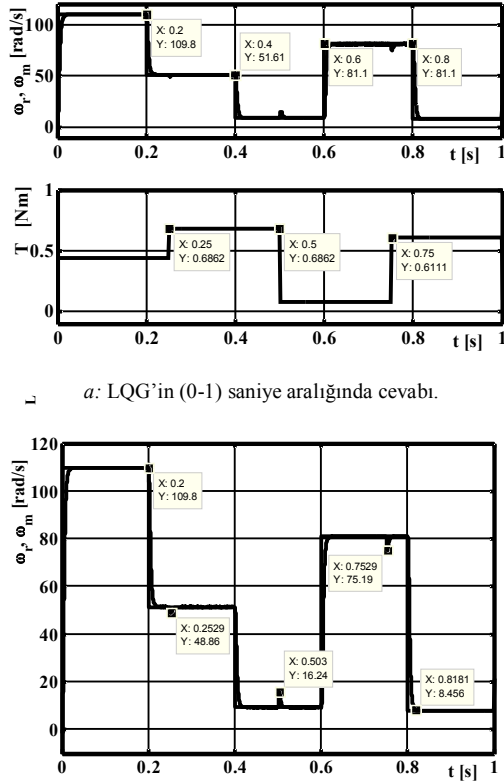
a: LQG’in (0-1)saniye aralığındaki cevabı.



b: LQG’in 0.75 inci saniyedeki cevabı.

Şekil 5: LQG’in $T_L = 0.85 \text{ Nm}$ ilave bozucu yüke cevabı.

Şekil 6’da $r = (0 - 120) \text{ rad/s}$ arasında her 0.2 saniyede rassal olarak değişen adım referans giriş hızlarında, aynı şekilde $T_L = (0 - 0.85) \text{ Nm}$ arasında her 0.25 saniyede rassal olarak değişen bozucu yük altında kontrolörün eş zamanda hız başarımlarını cevapları detayları ile birlikte gösterilmiştir.



a: LQG'in (0-1) saniye aralığında cevabı.

b: LQG'in 0.25 inci saniyedeki cevabı.

Şekil 6: LQG'in rassal hız ve ilave bozucu yüke cevabı.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, bir DC motorun açılma hız sabitleme kontrolü LQG kontrol yöntemi ile sağlanmış, hız başarımı Matlab simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir.

Yüksüz çalışma ortamında LQG istenen giriş hızına 4 ms'de ulaşırken kalıcı durum hatası sıfır olup aşısız olarak cevap vermiştir.

DC motoruna 0.75'inci saniyede uygulanan 0.85 Nm'lik bozucu yük altında yüksüz durumdaki gibi hızlı cevap verirken sıfır kalıcı durum hatası vermiştir.

Rassal hız ve bozucu yük altında çalışırken daha hızlı kalıcı duruma geçerken aynı şekilde aşısız sıfır kalıcı durum hatası verdiği izlenmiştir.

Önerilen kontrol yönteminin başarısı istenilen referans değerlerine ve uygulanan bozucu yüke karşı kestirilerek gerçekleştirilen geri besleme işaretinin iki adet performans denemesine hassas ve dayanıklı cevaplar ile kanıtlanmıştır. Kontrol sisteminin başarısı, motor miline bağlanması gereken bir donanım olan takometre ve eşdeğerlerinin kullanım zorunluluğunu ortadan kaldırmıştır.

6. Kaynaklar

- [1] Shadkam, M., Mojallali, H., and Bostani, Y., "Speed Control of DC Motor Using Extended Kalman Filter Based Fuzzy PID", *International Journal of Information and Electronics Engineering*, Vol. 3, No. 1, pp. 109-112, 2013.
- [2] MEGEP, "Açık Çevrim Kontrolü Endüstriyel Otomasyon Teknolojileri", MEB, Ankara, 2009.
- [3] Hamed, B., and Almobaied, M., "Fuzzy PID Controllers Using FPGA for Real Time DC Motor Speed Control", *Intelligent Control and Automation*, Vol. 2, pp. 233-240, 2011.
- [4] R. Malhotra, and T. Kaur, "DC Motor Control Using Fuzzy Logic Controller", *International Journal of Advanced Engineering Sciences and Technologies*, Vol.8, No. 2, pp. 291-296, 2011.
- [5] Goel, A., Uniyal, A., and Bahuguna, "Performance Comparison of PID and Fuzzy Logic Controller Using Different Defuzzification Techniques for Positioning Control of DC Motors", *Journal of Information Systems and Communication*, Vol. 3, No.1, pp. 235-238, 2012.
- [6] Sharaf, A. M., Altas I. H. ve Ozkop, E., "Elektrikli Araçlar için Çift Çevrim Destekli DC Motor Kontrol Uygulaması", *XII. EEBB Mühendisliği Ulusal Kongresi*, 2007.
- [7] Sharaf, A. M., and Johnson, C. "A Novel Adaptive Rule Based Speed Controller for PMDC Motor Drives", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '95*, pp. 272-278, 1995.
- [8] Saneifard, S., Prasad, N. R., Smolleck, H.A., and Wakileh, J. J., "Fuzzy Logic-based Speed Control of a Shunt DC Motor", *IEEE Transactions on Education*, Vol. 41, No. 2, pp. 159-164, 1998.
- [9] Mehta, S., and Chiasson, J., "Nonlinear Control of a Series DC Motor: Theory and Experiment", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 45, No. 1, pp. 134-141, 1998.
- [10] El-Samahy, A. A., "Speed control of DC motor using adaptive variable structure control", *IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC*, pp. 1118-1123, 2000.
- [11] Weerasooriya, S., and El-Sharkawi, M.A., "Identification and Control of a DC Motor Using Back-propagation Neural Networks", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 6, No. 4, pp. 663-669, 1991.
- [12] Haishui, Z., Dahu, W., and Keming, H., "Design on a DC Motor Speed Control", *IEEE Intelligent Computation Technology and Automation*, Vol. 2, 11-12 May, 2010.
- [13] Ghribi, M., and Le-Huy, H., "Optimal Control and Variable Structure Combination Using a Permanent Magnet Synchronous Motor", *IEEE-IAS Annual Meeting*, Vol. 1, pp. 408-415, 1994.
- [14] Grewal, S. M., and Andrews, A. P., "Kalman Filtering Theory and Practice Using Matlab", Prentice-Hall New Jersey, 2008.