

ELEKTRİK MOTORU İLE TAHİRİK EDİLEN DÖRT-ÇUBUK MEKANİZMASININ KAYAN KİP HIZ KONTROLÜ

Gürsel ŞEFKAT*

Sevda TELLİ*

Özet: Bu çalışmada bir elektrik motoru tarafından tahrik edilen dört-çubuk mekanizmasının hız kontrolü ele alınmıştır. Öncelikle motor-mekanizma sisteminin bütün olarak matematiksel modeli oluşturulup hareket denklemleri çıkartılmış ve bu denklemler nümerik olarak çözülmüştür. Daha sonra sistemin hız kontrolü, Kayan Kip Kontrol (KKK) tekniği kullanılarak yapılmış ve sonuçlar PID kontrol ve bulanık mantık kontrol metotları ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlardan, kayan kip kontrol metodunun hızdaki düzgünsüzlük, maksimum aşma, kalıcı durum hatası ve ortalama hız bakımından diğer her iki kontrol metodundan da daha iyi bir performans gösterdiği görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Kayan Kip Kontrol Metodu, Hız Kontrolü, Düzgünsüzlük, Dört-Çubuk Mekanizması

Sliding Mode Speed Control of An Electric Motor Driven Four-Bar Linkage Mechanism

Abstract: In this study, the speed control of a four-bar linkage mechanism driven by an electric motor is considered. Firstly, a complete mathematical model for the motor-mechanism system is developed and the motion equations of the system are obtained and then these equations are solved numerically. Secondly, the speed control of the system is carried out by using Sliding Mode Control (SMC) method and the results obtained from simulation are compared with those of PID control and fuzzy logic control. Numerical simulations show that, the sliding mode control method has much better performance in the speed fluctuation, the percent overshoot, the steady-state error, and the average speed than the other control methods.

Key Words: Sliding Mode Control, Speed Control, Speed Fluctuation, Four-bar Linkage Mechanism

1. GİRİŞ

Dört-çubuk mekanizmaları en basit çubuk mekanizmalarından biri olmakla beraber endüstrinin çok değişik alanlarında oldukça yaygın bir şekilde kullanılmaktadırlar. Bu mekanizmaların gerek sentez gerekse analiz işlemleri esnasında yapılan en temel kabullerden biri mekanizmada krankın (tahrik uzvunun) açısal hızının sabit olduğudur. Ancak, mekanizma şayet bir elektrik motoru tarafından tahrik ediliyorsa, bu kabul geçerliliğini yitirir. Çünkü mekanizmanın çalışması sırasında mekanizma ataletinde oluşan zamana bağlı değişimler motor miline periyodik olarak değişen bir dış yük gibi etki eder ve motor momentinde dalgalanmalara dolayısıyla da krankın açısal hızında değişimlere sebep olur. Çeşitli mekanik veya elektronik yöntemler kullanılarak açısal hızdaki bu düzgünsüzlüklerin giderilmesi veya en azından belli limitlerde minimize edilmesi amaçlanır. Hızdaki dalgalanmayı mekaniksel olarak gidermenin veya kabul edilebilir bir seviyeye indirmenin en bilinen yolu mekanizmaya uygun bir volan ilave etmektir. Öte yandan elektrik motorunun giriş gerilimini kontrol ederek motor milinin dönme hızını istenen değerlerde tutmak da mümkündür. Motor milinin arzu edilen hızına göre giriş geriliminin kontrolünde en önemli nokta denetleyicinin tasarımıdır. Burada ele alınan motor-mekanizma sistemi doğrusal olmadığından klasik kontrol teknikleri ile sistem denetimini sağlamak oldukça zahmetli ve zordur.

En yaygın kontrol metodu olan PID kontrol, doğrusal olmayan sistemlerde uygulandığında denetleyicinin kazanç sabitleri teorik olarak tayin edilemediğinden ancak deneme yoluyla belirlenebilir. Bu oldukça zahmetli ve çoğunlukla sisteme uygun sabitlerin tam olarak tespit edilememesi ile sonuçlanan bir yoldur. Tao ve Sadler (1994), dört-çubuk mekanizmasının hız kontrolünde PID metodu

* Uludağ Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Makine Mühendisliği Bölümü, 16059, Görükle, Bursa.

kullanmış, ancak klasik PID tahrik milindeki hız dalgalanmalarını arzu edilen seviyeye getirmede yetersiz kaldığından denetim sinyalinin orantı kısmına zamanla değişen bir integral terimi ilave etmiştir. Bu terimin ilavesi ile sistemin doğrusal olmamasından kaynaklanan zamana bağlı parametre değişimleri, denetim sinyalinde temsil edilmiş ve hız düzgünlüğü hemen hemen ortadan kaldırılıp hızın sabit kalması sağlanmıştır. Doğrusal olmayan PID (NL PID) olarak adlandırılan bu metotta orantı kazanç sabiti arttırıldıkça hızdaki düzgünlük azalmakta buna karşılık, yüksek orantı sabitleri yüksek maksimum aşmalara sebep olmaktadır. Bu aşmaları gidermek için türev sabitinin yeterince yüksek tutulması gerekir, ancak türev sabitinin yükseltilmesi çıkış sinyalinin istenen değere oturma süresini arttırdığından Tao ve Sadler (1994) en uygun kazanç sabitlerini nümerik metotlarla optimizasyon yaparak belirlemiştir. Gündoğdu ve Erentürk (2005) ise yaptıkları çalışmalarında dört-çubuk mekanizmasının hız kontrolünde PID yerine modern kontrol tekniklerinden biri olan bulanık mantık metodu kullanmışlardır. Bu çalışmalarda uygulanan kontrol metotlarıyla sistemin hız düzgünlüğünde ve kalıcı durum hatasında önemli oranda azalma sağlanmıştır.

Bu çalışmada ise yukarıda anılan son iki çalışmada ele alınan motor-mekanizma sistemi üzerine kayan kip kontrol (KKK) metodu uygulanmıştır. Bu çalışmadaki temel maksat, bir elektrik motoru tarafından tahrik edilen dört-çubuk mekanizmasının hız kontrolünde KKK metodunun uygulanıp diğer kontrol teknikleri ile hızdaki düzgünlük, maksimum aşma, kalıcı durum hatası ve ortalama hız bakımından karşılaştırılmasıdır. Bu nedenle ele alınan motor-mekanizma sistemine ait bütün yapısal parametreler Tao, Sadler (1994) ve Gündoğdu, Erentürk (2005) ile tamamen aynı alınmıştır.

KKK metodu, modern kontrol tekniklerinden biri olup değişken yapıli denetim algoritmalarına dayanır. KKK metodu sistemin parametre değişimlerini dikkate alabilmesi ve sistem dışından gelen bozucu etkilere karşı hassas olmaması nedeniyle doğrusal olmayan sistemlerin kontrolüne elverişli bir metottur. Özellikle pratik uygulamalarda çevreden gelen bozucu etkenlere karşı dayanıklılığı nedeniyle tercih edilen KKK metodu yüksek dereceden sistemlerde derece indirgemesi yapması hasebiyle de avantaj sağlamaktadır. Değişken yapıli denetim sistemleri 1960'ların başında Rus araştırmacıları Emel'yanov ve Barbashin'in öncü çalışmaları ile geliştirilmiştir. Bu düşünce, 1976'da İtkis tarafından yazılan bir kitap ve 1977'de Utkin tarafından yapılan bir araştırma makalesinin İngilizce yayınlandığı 1970'lerin ortalarına kadar, Rusya dışında görülmemiştir. Değişken yapıli denetim kavramı, sonradan gürbüz düzenleyiciler, model izleme sistemleri, uyarılma şemaları, izleyici sistemler, durum gözleyicili ve hata bulma şemalarının tasarımında kullanılmıştır. Bu düşünce, otomatik uçuş kontrolü, elektrik motorlarının kontrolü, kimyasal prosesler, helikopter kararlılığını artırıcı sistemler, uzay sistemleri ve robotlar gibi çeşitli problemlere başarıyla uygulanmıştır [Edwards, C. ve Spurgeon, S. K., 1998].

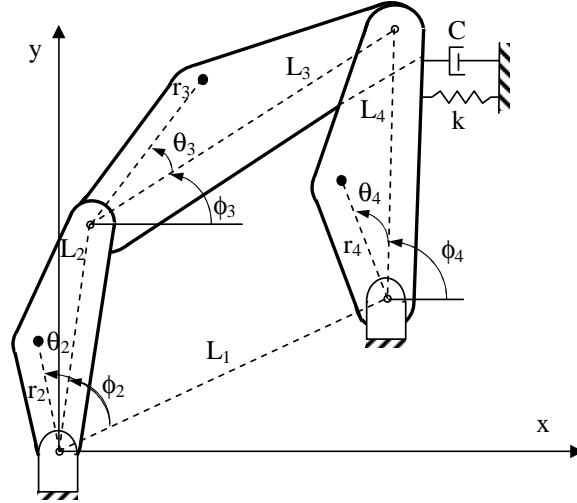
2. MOTOR TAHRİKLİ BİR MEKANİZMANIN MATEMATİK MODELİ

Bu çalışmada bir elektrik motoru ile tahrik edilen dört-çubuk mekanizması ele alınmıştır. Çalışma sonucunda yapılacak karşılaştırmaların anlamlı olabilmesi adına ilgili sistem ve motor-mekanizma grubuna ait yapısal parametreler daha önce yapılan çalışmalar; Tao, Sadler (1995) ve Gündoğdu, Erentürk (2004) ile aynı alınmıştır. Sisteme ait hareket denklemleri önceki çalışmalarda çıkartılmış olmakla birlikte gerek modelleme sırasında ihtiyaç duyulan bazı ara işlemlerin adı geçen makalelerde mevcut olmaması gerekse mevcut denklemlerin kontrolü için yeniden çıkartılmıştır.

Şekil 1, dört çubuk mekanizmasının genelleştirilmiş şemasını gösterir. Burada koyu dairelerle her bir çubuğun ağırlık merkezi belirtilmiştir. i inci çubuk için ağırlık merkezinin konumu r_i ve θ_i ile; çubuğun kütlesi m_i ile; kütlelele atalet momenti J_i ile ve çubuğun boyu L_i ile gösterilmiştir. Genelleştirilmiş mekanizma modeline göre, mekanizmanın çıkış uzvuna etki edecek muhtemel direnç kuvvetlerini temsil eden k rijitlik sabiti ile bir burulma yayı ve C sönümleme katsayısına sahip bir burulma sönümleyicisi mekanizmaya ilave edilmiştir.

Genelleştirilmiş koordinatlarda mekanizmanın hareketini tanımlamak için krank açısı ϕ_2 kullanılarak, Lagrange ifadeleri şöyle yazılabilir.

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial K}{\partial \dot{\phi}_2} \right) - \frac{\partial K}{\partial \phi_2} + \frac{\partial P}{\partial \phi_2} + \frac{\partial D}{\partial \dot{\phi}_2} = T \quad (1)$$



Şekil 1.
Dört çubuk mekanizmasının şematik gösterimi

burada K ; kinetik enerjii, P potansiyel enerjii ve D kayıp fonksiyonunu gösterir. T , kranka verilen dış giriş momentini temsil eder. Mekanizmanın toplam kinetik enerjisi;

$$K = \sum_{i=2}^4 \left(\frac{1}{2} m_i (V_{ix}^2 + V_{iy}^2) + \frac{1}{2} J_i \dot{\phi}_i^2 \right) \quad (2)$$

dir. Burada $\dot{\phi}_i$ i ninci çubuğun açısal hızını ve V_{ix} ve V_{iy} i ninci çubuğun kütle merkezi hızının x ve y bileşenlerini temsil eder. ϕ_3 ve ϕ_4 , ϕ_2 'nin fonksiyonu olarak ifade edilebileceğinden $\dot{\phi}_i$, V_{ix} ve V_{iy} için,

$$\begin{aligned} V_{ix} &= \alpha_i \dot{\phi}_2 & i &= 2,3,4 \\ V_{iy} &= \beta_i \dot{\phi}_2 & i &= 2,3,4 \\ \dot{\phi}_i &= \gamma_i \dot{\phi}_2 & i &= 2,3,4 \end{aligned} \quad (3)$$

yazabiliriz. Bu eşitlikler (2) nolu ifadede yerine konulursa;

$$A(\phi_2) = \sum_{i=2}^4 \left(m_i (\alpha_i^2 + \beta_i^2) + J_i \gamma_i^2 \right) \quad (4)$$

olmak üzere

$$K = \frac{1}{2} A(\phi_2) \dot{\phi}_2^2 \quad (5)$$

elde edilir. Mekanizmanın toplam potansiyel enerjisi ise,

$$P = P_s + P_g \quad (6)$$

olup, burada P_s burulma yayında depolanan potansiyel enerjii P_g da ağırlık potansiyelini temsil etmektedir. Bu enerjileri,

$$P_s = \frac{1}{2} k (\phi_4 - \phi_{4,0})^2 \quad (7)$$

$$P_g = \{ m_2 r_2 \sin(\phi_2 + \theta_2) + m_3 (L_2 \sin \phi_2 + r_3 \sin(\phi_3 + \theta_3)) + m_4 (L_1 \sin \phi_1 + r_4 \sin(\phi_4 + \theta_4)) \} g \quad (8)$$

şeklinde yazabiliriz. Burada $\phi_{4,0}$, sarkaç kolun burulma yayındaki sıfır sıkışmaya karşılık gelen konumu ve g ise yerçekim ivmesidir. Sistemin kayıp fonksiyonu ise,

$$D = \frac{1}{2} C \dot{\phi}_4^2 \quad (9)$$

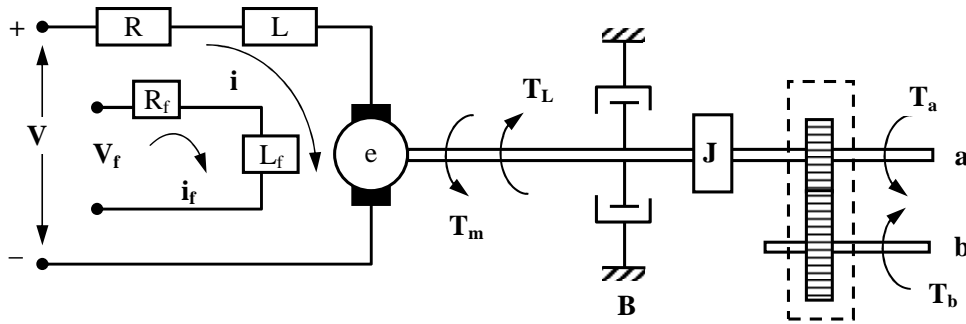
ifadesi ile verilebilir. Mekanizmanın yatay düzlemde çalıştığı kabulüyle (5), (6) ve (9)'da verilen eşitlikleri (3) nolu bağıntı da göz önünde bulundurularak (1)'de verilen Lagrange denkleminde kullanıldığında mekanizmanın hareket denklemi,

$$A \ddot{\phi}_2 + \frac{1}{2} \frac{dA}{d\phi_2} \dot{\phi}_2^2 + k\gamma_4(\phi_4 - \phi_{4,0}) + C\gamma_4^2 \dot{\phi}_2 = T \quad (10)$$

elde edilmiş olur.

3. ELEKTRİK MOTORUNUN MATEMATİK MODELİ

Mekanizmayı tahrik eden DC elektrik motoru ve dişli kutusunun şematik gösterimi Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2.
Motor ve dişli kutusunun şematik gösterimi

Dişlinin çevrim oranı;

$$n = \frac{T_b}{T_a} = \frac{\omega_a}{\omega_b} \quad (11)$$

olup burada ω_a ve ω_b sırasıyla a ve b millerinin açısal hızlarıdır. Sistemin girişi V gerilimi, çıkışı Lagrange denkleminde T ile gösterilen T_b momentidir. i_f , R_f ve L_f sırasıyla alanın akımı, direnci ve indüktansı, R , L ve i sırasıyla rotor (armatür) direnci, indüktansı ve akımıdır. J rotorun atalet momenti ve B yatakların viskoz sürtünmesidir. T_L fırça sürtünmesi, dişli sürtünmesi veya kuru yatak sürtünmesinden dolayı oluşan sabit mekanik yüküdür.

Kirchhoff'un gerilim kanununun uygulanmasıyla;

$$V = Ri(t) + L \frac{di}{dt} + e \quad (12)$$

elde edilir. Burada e motorda üretilen zıt elektromotor kuvvettir. Diğer taraftan rotor ve redüktör üzerinden moment dengesiyle;

$$T_b = n(T_m - T_L - B\omega_a - J\dot{\omega}_a) \quad (13)$$

elde edilir. İfadedeki T_m moment, manyetik motor momentini ve n, (11) nolu ifadede tanımlanan dişli çevrim oranını temsil eder. Verilen sabit bir alan akımı i_f için, manyetik moment ve üretilen elektromotor kuvvet şöyle tanımlanır.

$$T_m = K_m i(t) \quad (14)$$

ve

$$e = K_g \omega_a \quad (15)$$

burada K_m ve K_g sırasıyla motor momenti ve motor gerilimi için sabitlerdir. Mekanizmanın krankını b mili tahrik ettiğinden (11) nolu ifadeden;

$$\omega_a = n\omega_b = n\dot{\phi}_2 \quad (16)$$

yazılabilir. (14-16) ifadeleri (12) ve (13) nolu ifadelerde yerine koyulursa, motorun matematik modeli,

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L}(V - Ri(t) - nK_g\dot{\phi}_2) \quad (17)$$

ve

$$T = nK_m i - nT_L - n^2 B\dot{\phi}_2 - n^2 J\ddot{\phi}_2 \quad (18)$$

şeklinde elde edilir.

4. DURUM UZAYI GÖSTERİMİ

Çubuk mekanizmasının hareketini temsil eden (10) nolu ifade ile elektrik motoru için yazılan (18) nolu ifadenin birlikte değerlendirilmesiyle motor-mekanizma sisteminin hareket denklemi elde edilir:

$$A\ddot{\phi}_2 + \frac{1}{2} \frac{dA}{d\phi_2} \dot{\phi}_2^2 + k\gamma_4(\phi_4 - \phi_{4,0}) + C\gamma_4^2 \dot{\phi}_2 = nK_m i(t) - nT_L - n^2 B\dot{\phi}_2 - n^2 J\ddot{\phi}_2 \quad (19)$$

(19) ifadesinden görüldüğü gibi bütün sistemin hareket denklemi iki bağımsız değişkenli, ikinci mertebeden, doğrusal olmayan bir denklemdir. Sistemin birinci mertebeden durum denklemleri için aşağıdaki gibi bir değişken dönüşümleri yapmak mümkündür:

$$\begin{aligned} x_1 &= \phi_2 \\ x_2 &= \dot{x}_1 = \dot{\phi}_2 \\ x_3 &= i(t) \end{aligned} \quad (20)$$

(17) ve (19) denklemleri durum değişkenleri cinsinden,

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= A_0(A_1 x_2^2 + A_2 x_2 + nK_m x_3 + A_3) \\ \dot{x}_3 &= \frac{1}{L}(V - Rx_3 - nK_g x_2) \end{aligned} \quad (21)$$

olarak yazılabilir. Burada

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{1}{A(\phi_2) + n^2 J} \\ A_1 &= -\frac{1}{2} \frac{dA}{d\phi_2} \\ A_2 &= -(n^2 B + C\gamma_4^2) \\ A_3 &= -k\gamma_4(\phi_4 - \phi_{4,0}) - nT_L \end{aligned} \quad (22)$$

eşitlikleri ile verilmektedir. $A(\phi_2)$ ve $dA(\phi_2)/d\phi_2$ terimleri için de,

$$\begin{aligned} C_0 &= J_2 + m_2 r_2^2 + m_3 L_2^2 \\ C_1 &= J_3 + m_3 r_3^3 \\ C_2 &= J_4 + m_4 r_4^2 \\ C_3 &= 2m_3 r_3 L_2 \end{aligned} \quad (23)$$

olmak üzere,

$$A(\phi_2) = C_0 + C_1\gamma_3^2 + C_2\gamma_4^2 + C_3\gamma_3 \cos(\phi_3 - \phi_2 + \theta_3) \quad (24)$$

ve

$$\frac{d\gamma_3}{d\phi_2} = \frac{L_2(D_1 + D_2)}{L_3 \sin^2(\phi_3 - \phi_4)} \quad (25)$$

$$\frac{d\gamma_4}{d\phi_2} = \frac{L_2(D_3 + D_4)}{L_4 \sin^2(\phi_3 - \phi_4)} \quad (26)$$

burada

$$\begin{aligned} D_1 &= (\gamma_4 - 1) \sin(\phi_3 - \phi_4) \cos(\phi_4 - \phi_2) \\ D_2 &= (\gamma_4 - \gamma_3) \sin(\phi_4 - \phi_2) \cos(\phi_3 - \phi_4) \\ D_3 &= (\gamma_3 - 1) \sin(\phi_3 - \phi_4) \cos(\phi_3 - \phi_2) \\ D_4 &= (\gamma_4 - \gamma_3) \sin(\phi_3 - \phi_2) \cos(\phi_3 - \phi_4) \end{aligned} \quad (27)$$

olmak üzere,

$$\frac{dA}{d\phi_2} = 2C_1\gamma_3 \frac{d\gamma_3}{d\phi_2} + 2C_2\gamma_4 \frac{d\gamma_4}{d\phi_2} + C_3 \left\{ \frac{d\gamma_3}{d\phi_2} \cos(\phi_3 - \phi_2 + \theta_3) - \gamma_3 \sin(\phi_3 - \phi_2 + \theta_3) (\gamma_3 - 1) \right\} \quad (28)$$

yazmak mümkündür.

5. ANALİZ VE BENZETİM SONUÇLARI

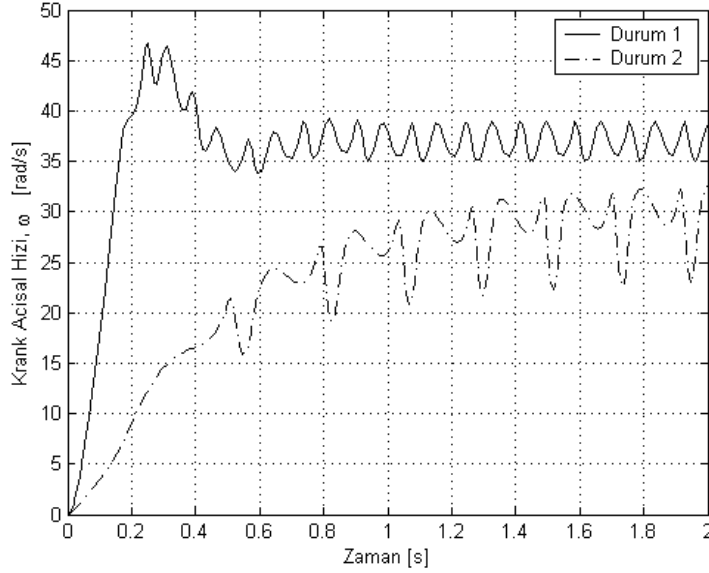
Bu çalışmada ele alınan motor-mekanizma sistemine ait doğrusal olmayan denklem takımlarının çözümü için 5.mertebeden Runge-Kutta metoduna dayanan MATLAB® kodları kullanılmış ve motor-mekanizma çiftinin iki farklı konfigürasyonu için analiz sonuçları elde edilmiştir. Mekanizmanın iki durumu ve motora ait parametreler Tablo 1 ve Tablo 2’de sunulmuştur. Açık döngü basamak cevabın benzetim sonuçları ise Şekil 3’de gösterilmiştir. (21) nolu durum denklemleri için başlangıç şartları her iki durum için de sıfır alınmıştır. Ayrıca iki farklı durum için, yay sabiti k ve sönümleme katsayısı C de yine sıfır alınmıştır.

Tablo 1.
Farklı iki durum için mekanizmaya ait sabitler [Tao ve Sadler (1995)]

Parametreler	Durum 1				
	L (m)	r (m)	m (kg)	J (kgm ²)	θ (rad)
Çubuk 1	0.5593				
Çubuk 2	0.102	0.0	1.362	0.00071	0.0
Çubuk 3	0.610	0.305	1.362	0.0173	0.0
Çubuk 4	0.406	0.203	0.2041	0.00509	0.0
Durum 2					
Çubuk 1	0.2794				
Çubuk 2	0.1349	0.0674	0.09919	0.000269	0.0
Çubuk 3	0.2997	0.1488	0.1794	0.00219	0.0
Çubuk 4	0.3251	0.1625	0.1765	0.00229	0.0

Tablo 2. Farklı iki durum için motora ait sabitler [Tao ve Sadler (1995)]

	$R (\Omega)$	$L (H)$	$K_m (Nm/a)$	$K_g (Vs)$	$J (kgm^2)$	$T_L (Nm)$	$B (Nms)$
Durum 1	0.4	0.050	0.678	0.678	0.056	0.00	0.226
Durum 2	2.0	0.014	0.260	0.260	0.011	0.28	0.000

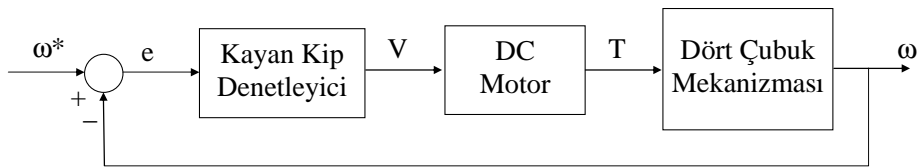


Şekil 3.

Motor-Mekanizma sisteminin açık döngü cevap eğrileri

5.1. Hız Kontrolü için Kayan Kip Denetleyici Tasarımı

Dört çubuk mekanizmasını tahrik eden DC motorun açısal hız denetimi için kayan kip kontrol metodu ele alınmıştır. Bu kontrol sistem yapısının avantajı, hızlı dinamik cevap ve hem elektrik hem de mekanik alt sistemlerin yüksek gürbüzlük sergilemesidir. (Utkin, V. ve diğ., 1999). Şekil 4, DC motor tahrikli dört çubuk mekanizma sisteminin kontrol yapısını gösterir.



Şekil 4.

Kayan Kip Denetimli sistemin blok şeması

Genellikle izleme hatası $e(t)$ ve bunun zamana göre türevi arasındaki uygun doğrusal bir kombinasyon, KKK'de kayma manifoldu tasarımı için yaygın bir seçimdir (Damiano A. ve diğ., 2004).

Ele alınan sistem için, istenen krank başvuru açısal hızı $\omega^*(t)$ ve gerçekleşen açısal hız $\omega(t)$ olmak üzere hız hatası $e = \omega^* - \omega$ şeklinde tanımlanır. Anahtarlama fonksiyonu $s = c\varepsilon_1 + \varepsilon_2$ ve durum değişkenleri $\varepsilon_1 = e$ ve $\varepsilon_2 = \dot{e}$ olarak tanımlanıp, (17) ve (18) nolu eşitlikler ile birlikte ele alındığında sistemin hareket denklemleri;

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_1 &= \varepsilon_2 \\ \dot{\varepsilon}_2 &= a_1\varepsilon_1 + a_2\varepsilon_2 + f(t) - bu \end{aligned} \quad (29)$$

şeklinde yazılır. Burada $a_1 = \frac{Rc}{L} + \frac{n^2 Bc}{J}$, $a_2 = \frac{Jn^2 K_m K_g - Rn^2 B}{cJL}$ ve $b = \frac{nK_m}{JL}$ sabit değerlerdir.

(29) nolu ifadenin doğrusal kısmı, istenen açısal hız ve yük moment bozucularına bağlı olan

$$f(t) = \ddot{\omega}^* - \left(\frac{R}{L} - \frac{n^2 B}{J} \right) \dot{\omega}^* + \left(\frac{Jn^2 K_m K_g - Rn^2 B}{cJL} \right) \omega^* - \frac{Rn}{JL} T_L - \frac{R}{JL} T + \frac{n}{J} \dot{T}_L + \frac{1}{J} \dot{T} \quad (30)$$

tarafından bozular. Sisteme ait (29) nolu durum denklemleri göz önüne alınırsa, sistem ikinci derece olduğundan yukarıda verilen anahtarlama fonksiyonu ifadesi;

$$s = c\varepsilon_1 + \varepsilon_2 = ce + \dot{e} = s(e, \dot{e}) \quad (31)$$

biçiminde yazılabilir. Aşağıda verilen değişken yapı yasasının kullanılmasıyla kontrol işareti [Utkin V. ve diğ., 1999];

$$u(t) = \begin{cases} -v_0 & \text{eğer } s(e, \dot{e}) > 0 \\ v_0 & \text{eğer } s(e, \dot{e}) < 0 \end{cases} \quad (32)$$

yazılabilir. Burada $s(e, \dot{e})$ anahtarlama fonksiyonunu temsil eder ve şöyle tanımlanır;

$$s(e, \dot{e}) = ce + \dot{e} = c(\omega^* - \omega) + (\dot{\omega}^* - \dot{\omega}) \quad (33)$$

burada c pozitif bir tasarım katsayısıdır. (33) nolu ifadede verilen anahtarlama fonksiyonu, faz yüzeyinde ki herhangi bir (e, \dot{e}) noktasında hangi denetim yapısının kullanılacağına karar verir. Genel değişken yapı kontrol sistemlerinde kontrol işaretini temsil eden (32) nolu ifade, bu çalışmada kontrol işareti olarak tahrik motoruna uygulanan gerilim alındığından daha kısa olarak

$$V(t) = u(t) = -v_0 \operatorname{sgn}(s(e, \dot{e})) \quad (34)$$

biçiminde yazılır. Burada $\operatorname{sgn}(\cdot)$ signum veya daha çok kullanılan adıyla işaret fonksiyonunu temsil etmektedir. İşaret fonksiyonu şu özelliği sergiler;

$$s \operatorname{sgn}(s) = |s| \quad (35)$$

Bununla birlikte, \dot{e} değerleri için $c|\dot{e}| < 1$ eşitsizliği sağlanırsa tanımlanan anahtarlama fonksiyonuna göre Lyapunov kararlılık ölçütünün geçerli olması için;

$$s\dot{s} = s(c\dot{e} + \ddot{e}) = s(c\dot{e} - v_0 \operatorname{sgn}(s)) < |s|(c|\dot{e}| - v_0) < 0 \quad (36)$$

ifadesinin sağlanması gerekir veya denk olarak;

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{s} < 0 \quad \text{ve} \quad \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{s} > 0 \quad (37)$$

sonuç olarak, $c|\dot{e}| < 1$ ken sistemin izlediği yörünge bu çizginin her iki tarafındaki noktalardan çizgiye doğrudur.

$$L_s = \{(e, \dot{e}) : s(e, \dot{e}) = 0\} \quad (38)$$

İki farklı denetim yasası arasında yüksek anahtarlama frekansı, sistemin izlediği yörüngede tekrarlı olarak çizgisinin karşılıklı tarafına yerleşeceği aşıkardır. Bu yüksek frekans hareketi çitirtti (*chattering*) olarak tanımlanır. Eğer sonsuz anahtarlama frekansı mümkün olsaydı, hareket L_s doğrusu üzerinde kalmaya şartlanırdı. L_s doğrusu doğrulanırken hareket, $s(e, \dot{e}) = 0$ yeniden düzenlenmesinden elde edilen farklı denklemleri sağlar, yani,

$$\dot{e}(t) = -ce(t) \quad (39)$$

Bu, birinci mertebeye düşmeyi temsil eder ve yörünge, L_s doğrusu boyunca orijine kayar.

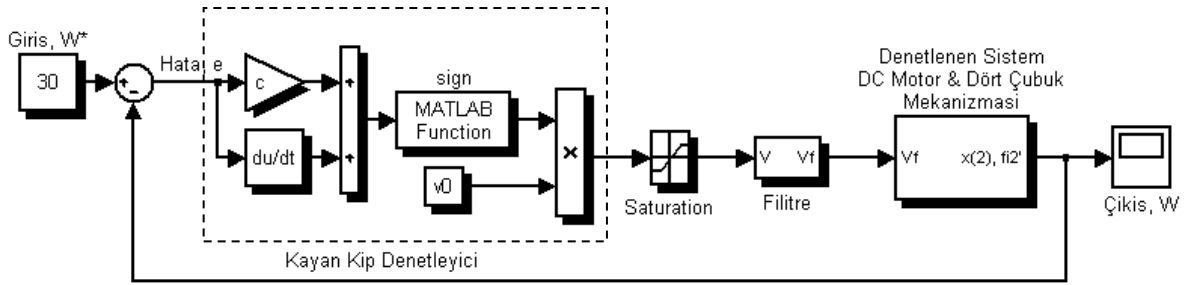
KKK işlemleriyle, referans yörüngenin asimptotik üstel yörüngesini garanti eden $s(e, \dot{e}) = 0$ koşuluna sonlu bir zaman sonra ulaşması sağlanır.

$$s(e, \dot{e}) = 0 \quad t \geq T_1 \quad \Rightarrow \quad e(t) = e(T_1) e^{-c(t-T_1)} \quad (40)$$

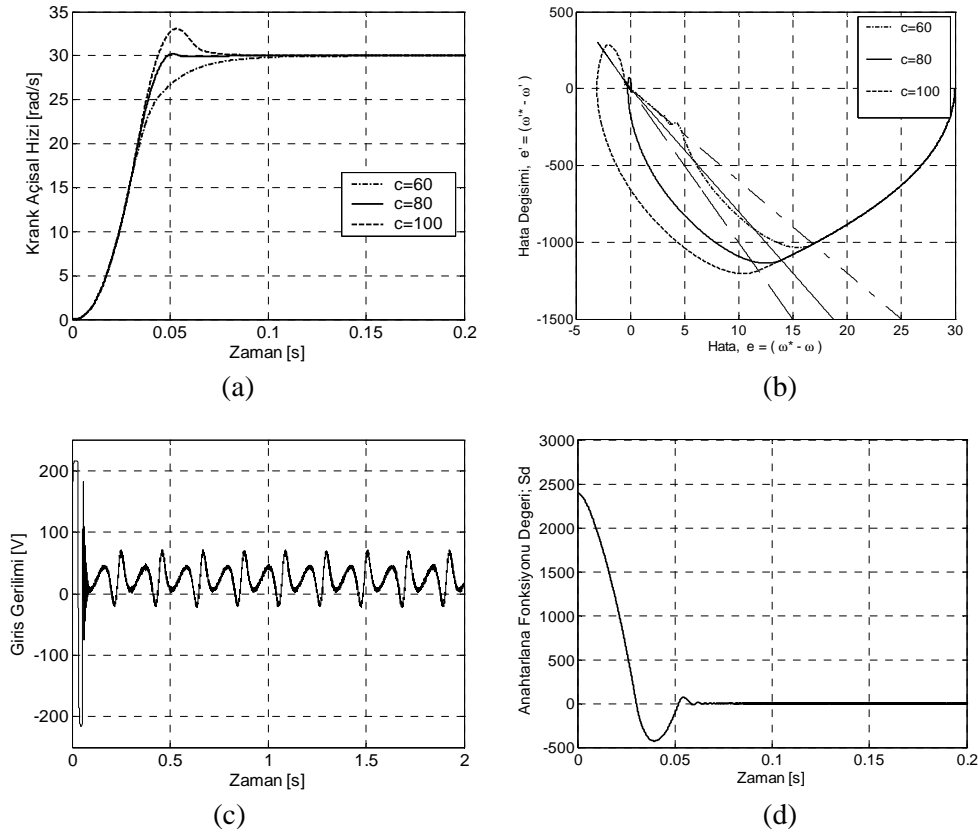
yukarda verilen ifadeden de görüldüğü gibi c sabit değerinin uygun artışı ile yakınsama oranı isteğe göre hızlandırılabilir (Damiano A. ve diğ., 2004).

5.2 Sistemin SIMULINK Modeli

Bu çalışmada ele alınan motor-mekanizma-açısız hız denetleyici sistemine ait Simulink modeli Şekil 5'de gösterilmiştir. Kayan Kip Kontrolü, doğası gereği süreksiz bir denetim sinyali sağlar. Ancak pratikte bunu uygulamak mümkün olmadığından bu süreksizliği (*çıtırtıyı*) ortadan kaldırmak için zaman sabiti $\tau = 0.0025$ olan alçak geçiren bir filtre kullanılmıştır. Bunun yanı sıra, Şekil 5a'dan görüldüğü gibi kayan kip denetleyicisinin ardına bir gerilim sınırlayıcı yerleştirilmiştir. Böyle bir sınırlayıcı kullanmanın amacı, motora yol verme esnasında motorun aşırı gerilim talebini sınırlandırmaktır. Bu çalışmada v_0 parametresi bozucu girdiler ve parametre belirsizlikleri dikkate alınmadığından daha önce yapılan çalışmalarla benzer şekilde Durum 1 için 220 V ve Durum 2 için 180 V alınmıştır.

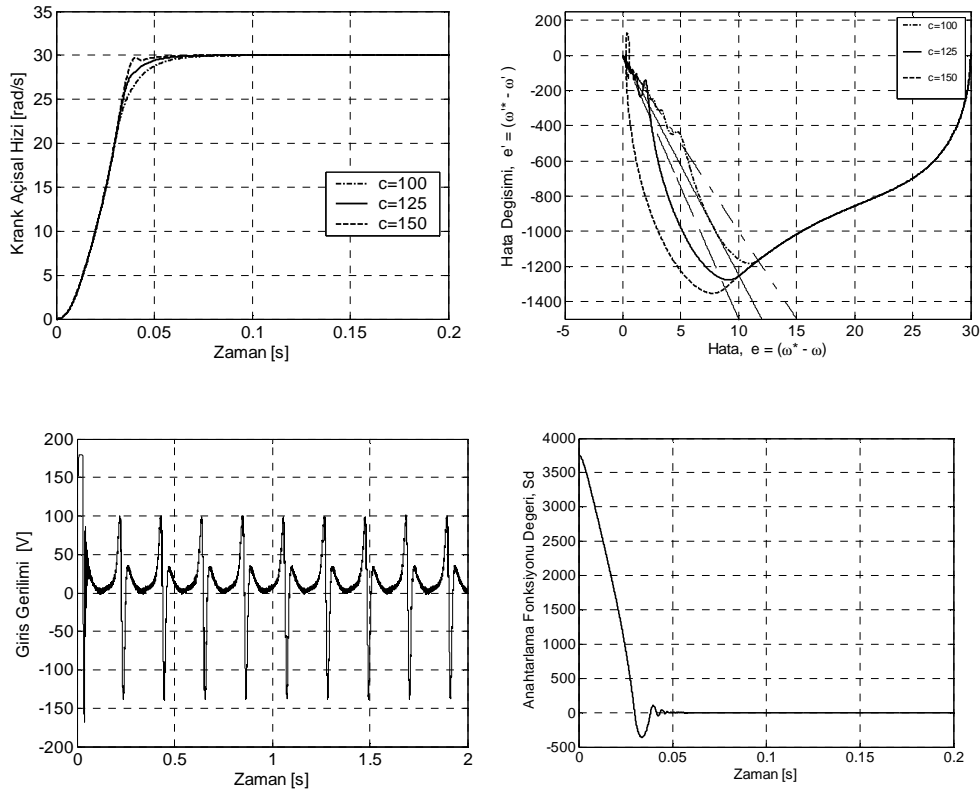


Şekil 5.
Açısız hız denetim sisteminin blok şeması



Şekil 6.

Durum 1 için a) sistem cevabı b) faz düzleminde kayma yüzeyi ve değerleri c) $c=80$ değeri için giriş gerilimi değişimi ve d) $c=80$ değeri için anahtarlama fonksiyonu s 'in değişimi



Şekil 7.

Durum2 için a) sistem cevabı b) faz düzleminde kayma yüzeyi ve değerleri c) $c=125$ değeri için giriş gerilimi değişimi ve d) $c=125$ değeri için anahtarlama fonksiyonu s 'in değişimi

Sisteme ait Simulink modeli kullanılarak, c sabitinin farklı değerlerine karşılık, açısal hız değişimi, faz düzleminde sistemin cevabı, giriş gerilimi ve anahtarlama fonksiyon değerinin zaman göre değişim eğrileri her iki motor-mekanizma durumu için de ayrı ayrı elde edilmiştir. Durum 1'e ait sonuçlar Şekil 6'da, Durum 2'e ait sonuçlar ise Şekil 7'de sunulmuştur.

Durum 1 için Şekil 6 ve Durum 2 için Şekil 7 incelendiğinde ' c ' pozitif tasarım katsayısına bağlı olarak:

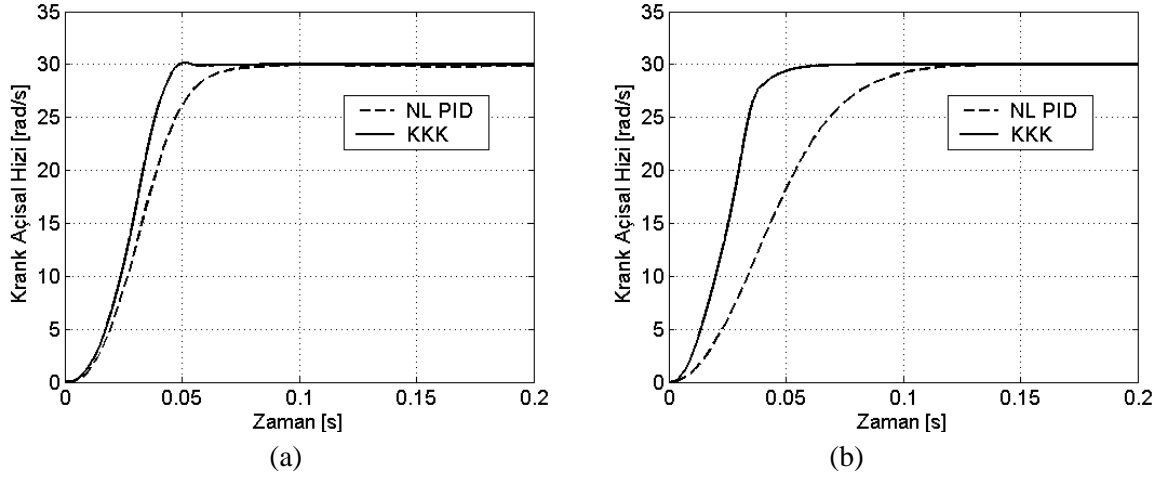
Sistemin açısal hız değişimi yani cevap eğrisini gösteren Şekil 6a ve Şekil 7a'da ' c ' katsayısının artmasıyla sistem cevabının, dolayısıyla yükselme zamanının azaldığı gözlenir. Bu durum, Şekil 6b ve Şekil 7b incelendiğinde c tasarım katsayısına bağlı olarak faz düzlemindeki cevap eğrisinin daha önce veya daha sonra kayma yüzeyine ulaşması ve orijine doğru kayma miktarının değişmesi ile açıklanabilir. Tasarım katsayısı c 'nin artması cevap hızında azalmaya sebep olurken maksimum aşma miktarında artışı da beraberinde getirir. Bu yüzden uygun ' c ' katsayısı Durum 1 için 80, Durum 2 için 125 olarak belirlenmiştir.

Şekil 6c ve Şekil 7c farklı iki durum için motora uygulanan gerilim değişimini gösterir. Bu şekillerden görüldüğü gibi, sabit hız çıkışı için motor giriş sinyalini periyodik olarak değiştirmektedir.

Şekil 6d ve Şekil 7d ise, anahtarlama fonksiyonu değerinin zamana göre değişimini göstermekte olup, kayma yüzeyine ulaştıktan sonra anahtarlama fonksiyon değerinin sıfırda kaldığını göstermektedir.

5.3 Kapalı Döngü Denetim Sonuçları

DC motor tahrikli dört çubuk mekanizmasının NL-PID [Tao, J. ve Sadler, J. P., 1994] ve önerilen Kayan Kip Kontrolü (KKK)'nün krank açısal hızı değişimi açısından karşılaştırmalı sonuçları, Şekil 8'de verilmiştir. Ayrıca, aynı sistemin bulanık mantık denetimli sonuçları da [Gündoğdu, Ö. ve Erentürk, K., 2005] eklenerek Tablo 3'de özet olarak sunulmuştur.



Şekil 8.
Sistemin kapalı döngü basamak cevabı a) Durum 1, b) Durum 2

Tablo 3.
Denetim tipine göre kapalı döngü benzetim sonuçları

	Denetim Tipi	Hızdaki Düzgünsüzlük (%)	Maks. Aşma (%)	Kalıcı Durum Hatası (%)	Ortalama Hız (rad/s)	Yükselme Zamanı (s)
1. Durum	KKK	0.012	0.059	0.00	30.00	0.034
	Bulanık	0.100	0.680	0.07	30.00	0.018
	PID	0.170	1.460	0.04	29.99	0.065
2. Durum	KKK	0.005	0.000	0.00	30.00	0.035
	Bulanık	0.100	0.630	0.08	30.02	0.036
	PID	0.350	0.970	0.03	30.01	0.070

6. SONUÇLAR

Bu makalede, DC motor tahrikli dört-çubuk mekanizmasının giriş mili hızının kontrolü için kayan kip denetleyicisi tasarlanmıştır. Açık ve kapalı döngü kontrol sistemlerinin farklı iki durum ve kontrol konfigürasyonları için benzetim sonuçları grafiklerle gösterilmiştir. Şekil 3'de verilen açık döngü benzetim sonuçları, tahrik motoruna sabit gerilim uygulandığında giriş mili hızında periyodik düzensizlikler olduğunu gösterir. Ancak çoğu mekanizma tasarım ve analizinde sabit giriş mili hızı istendiğinden bir denetleyici tasarımı gerekir. Bu amaçla denetleyici olarak kayan kip kontrolü tasarlanmıştır.

Benzetim sonuçları, sözü edilen iki motor-mekanizma durumunda da kayan kip kontrolünün başarımlı ölçütü olarak ele alınan kalıcı durumda hız düzensizlikleri, kalıcı durum hatası, maksimum aşma ve yükselme zamanı açısından oldukça etkin olduğunu göstermiştir.

Şekil 8'den kayan kip kontrolünün, açık döngü ve PID durumundaki cevaplarla karşılaştırıldığında yüksek maksimum aşmasız, çok hızlı bir yükselme zamanı ve nerdeyse sıfır hız düzensizliği gözlenmiştir. Önerilen kayan kip kontrolü ile PID ve bulanık mantık denetleyicilerini karşılaştırmak için başarımlı ölçütleri Tablo 3'de özetlenmiştir. Ayrıca, doğrusal olmayan PID metodunda uygun denetleyici katsayılarının bulunması için nümerik optimizasyon tekniklerine ve bulanık mantık metodunda uzun hesaplama süreleri ihtiyaç duyulması gibi dezavantajlar da önerilen kayan kip denetleyicisi ile bertaraf edilmiştir. Bu gözlemlerden, mekanizma hız kontrolü alanında, dört çubuk mekanizma-

sının giriş mili hızını denetlemek için kayan kip kontrolünün kullanım kolaylığı da sağlayan en iyi seçimlerden biri olduğu başarıyla gösterilmiştir.

KAYNAKLAR

1. Edwards, C. and Spurgeon, S. K. (1998) *Sliding Mode Control Theory and Applications*, Taylor & Francis, UK.
2. Gündoğdu, Ö. and Erentürk, K. (2005) Fuzzy control of a dc motor driven four-bar mechanism, *Mechatronics*, 15(4), 423-438.
3. Tao, J. and Sadler, J. P. (1994) Constant speed control of a motor driven mechanism system, *Mechanism and Machine Theory*, 30(5), 737-748.
4. Utkin, V., Guldner, J. and Shi, J. (1999) *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, Taylor & Francis, UK.
5. Damiano, A., Gatto, G.L. and Marongiu I. (2004) Second-order sliding-mode control of DC drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, No. 2, 364-373.

Makale 07.06.2007 tarihinde alınmış, 13.02.2008, 16.06.2008 ve 22.08.2008 tarihlerinde düzeltilmiş, 25.08.2008 tarihinde kabul edilmiştir. İletişim Yazarı: G. Şefkat (sefkat@uludag.edu.tr).