

Bir Robot Kolunun PID Kontrolör ile Dayanıklı Kontrolü

Anahtar Kelimeler: PID Kontrol, Dayanıklı Kontrol, Robot kontrol

Özet

Bu çalışmada bir robot kolunun tek eksen üzerinde dayanıklı kontrolü incelenmiştir. Sözü edilen robot kolu parametre belirsizlikleri içermektedir. Çalışma Nyquist diagramı ile köklerin yer eğrisi arasındaki bağlantıyı kullanarak kapalı çevrimde dayanıklı bölge kararlılığı sağlayan PID kontrolörlerinin tamamının bulunması esasına dayanmaktadır.

1 Giriş

Günümüzde pratik hayatta kullanılan kontrolörlerin büyük bir çoğunluğu orantı-integral-türev (PID) tipi kontrolörlerdir [1]. Literatürde bu tip kontrolör tasarımıyla ilgili pek çok kaynağa rastlamak mümkündür [2–6]. Ancak bu yöntemlerin büyük çoğunluğu belli bir başarımlı ölçütünü göz önünde bulundurarak verilen bir sistem için en iyi orantı-integral-türev katsayılarını bulmakla yetinirler. Halbuki bir kontrolör tasarımı sırasında genelde bir-biriyle çatışan pek çok kriter söz konusudur. Bu yüzden kontrolör tasarımı sırasında belli bir başarımlı ölçütünü en iyilemek genelde tasarım sırasında akla gelmeyen ve çoğunlukla uygulamaya yönelik bir takım kriterlerin iyiden uzaklaşması pahasına mümkün olur. Son yıllarda verilen bir sistemi kontrol edecek tek bir kontrolör yerine verilen kriterleri sağlayan tüm kontrolörler kümesinin bulunması yönünde bir takım çalışmalar olmuştur [7–14].

Bu yönde yapılan çalışmalarda Shafiei ve Shenton [7–9] verilen bir sistemi kararlı yapan ve aynı zamanda belirli kazanç ve evre paylarını garantileyen grafik bir yöntem ileri sürmüşlerdir. Öte yandan Ho ve ark. [15] genelleştirilmiş Hermite-Biehler teoremini [16] kullanarak verilen ölü zamanı olmayan doğrusal bir sistemi Hurwitz manasında kararlı yapan kazançları bulmak için cebrik bir yöntem geliştirmiş ve bu yöntemi 2 ve 3 boyutlara genelleştirilerek PI ve PID tipi kontrolör tasarımına yönelik çalışmalarda bulunmuşlardır [10, 11]. Bu konuda yapılan son çalışmalarda Munro ve Söylemez [12–14] Nyquist diagramı ile köklerin yer eğrisi arasındaki ilişkiyi kullanarak kapalı çevrimi kararlı yapan düşük dereceli kontrolör tasarımına yönelik yeni bir yöntem önermişlerdir. Genelliği ve getirdiği çeşitli işlemsel kolaylıklar yüzünden bu son yöntem gelecek vaad etmektedir. Bu yöntemin ölü zamanlı

sistemlerin kontrolünde uygulanabileceği daha önce yapılan çalışmalarda gösterilmiştir [17, 18].

Bu çalışmamızda Munro ve Söylemez [12–14] tarafından yapılan çalışmalardan hareket ederek doğrusal sistemlerin PID kontrolörlerle bölgesel dayanıklılığı problemini inceliyeceğiz. Bu amaçla öncelikle verilen bir sistemin kapalı çevrim kararlılığını garantileyen kazanç kümesinin bulunması konusu 2. Ayrıttta incelenecektir. 3. Ayrıttta bu konuda verilen teori PID kontrolörler için genelleştirilecektir. Değişik yük koşullarında çalıştırılabilen bir robot kolu örnek olarak 4. Ayrıttta incelenerek verilen yöntemin bu sisteme nasıl uygulanabileceği gösterilecektir. Sonuçlar 5. Ayrıttta özetlenmiştir.

2 Orantı (P) Kontrolü ile Bölgesel Kararlılığın Garanti Edilmesi

Transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde verilen sistemi ele alalım.

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (1)$$

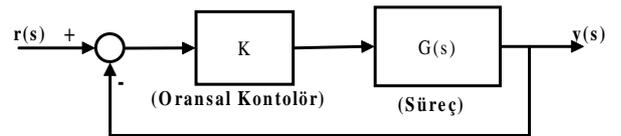
Burada $N(s)$ ve $D(s)$ sistem transfer fonksiyonunun sırasıyla pay ve payda polinomları olup şu şekilde verilmiştir.

$$N(s) \triangleq a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0 \quad (2)$$

$$D(s) \triangleq s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0 \quad (3)$$

Notasyonun kolaylığı açısından $m < n$ olduğunu varsayalım.

Bu sistemin Şekil 1'de gösterildiği üzere bir oransal kontrolör ile kontrolü yapılarak kapalı çevrim kutuplarından k tanesinin karmaşık düzlemde verilen herhangi bir kapalı D-Bölgesi içinde kalmasını garanti eden kazanç kümesini inceleyelim.



Şekil 1: Oransal Kontrol ile Geribesleme.

Sözü edilen kazanç kümesini bulmak için $G(s)$ 'nin

Nyquist diagramından, yani s karmaşık değişkeni D-Bölgesinin sınırlarında (saat yönünün tersi yönde) değişirken $G(s)$ 'nin karmaşık düzlemde aldığı değerlerden yararlanacağız. Nyquist diagramının gerçel eksenini kestiği noktaları soldan sağa doğru x_1, x_2, \dots, x_q ile gösterelim (yani $x_i < x_{i+1}$). $x_0 \triangleq -\infty$ ve $x_{q+1} \triangleq \infty$ olarak tanımlanırsa Nyquist diagramının gerçel eksenini $q + 1$ aralığa böldüğü görülür. Bu aralıkları $\mathcal{I}_1, \mathcal{I}_2, \dots, \mathcal{I}_{q+1}$ şeklinde isimlendirelim (yani $\mathcal{I}_i \triangleq (x_{i-1}, x_i)$). Nyquist diagramının gerçel eksenini x_i noktasında kestiği frekans kümesini $\mathcal{W}_i = \{s_{i,1}, s_{i,2}, \dots, s_{i,p_i}\}$ ile gösterelim. Bu frekanslardan herbir $s_{i,j}$ için eğer Nyquist diagramı alt yarı düzlemde üst yarı düzleme geçiyorsa geçişin yönü pozitiftir denir ve $d_{i,j} = 1$ ile gösterilir, aksi takdirde geçişin yönü negatiftir ve $d_{i,j} = -1$ ile gösterilir. Bu durumda bir x_i noktasındaki net pozitif geçişlerin sayısı

$$r_i \triangleq \sum_{j=1}^{p_i} d_{i,j} \quad (4)$$

ile verilir. Bu tanımlara dayanılarak aşağıdaki teorem verilebilir.

Teorem 2.1 (1) eşitliği ile verilen bir $G(s)$ sistemi için $G(s)$ 'nin sanal kısmını sıfır yapan bir $s_{i,j}^*$ frekansı (yani $x_i = G(s_{i,j}^*) \in \mathcal{R}$) ancak ve ancak kapalı çevrim sistemin en az bir kutbunu D-bölgesi sınırları üzerine getiren bir $k^* = \frac{-1}{x_i}$ gerçel kazancın var olmasıyla mümkündür. Dahası bu kazancın k^* civarında artmasıyla D-bölgesinin dışına çıkan kutupların net sayısı r_i ile verilir.

Bu teoremin daha genel bir versiyonunun ispatı [13]'de verildiği için burada tekrarlanmayacaktır. Teorem 2.1 $k = \frac{-1}{x_i}$ kazancı için kapalı çevrim sistemin D-bölgesi sınırları üzerinde p_i adet kutbu olduğunu ve kazanç $\frac{-1}{x_{i-1}} < k < \frac{-1}{x_i}$ değerleri arasındayken kapalı çevrimin D-bölgesi içindeki kutup sayısının sabit kaldığını da ima etmektedir. Şu halde parametre düzleminde $\mathcal{K}_i = \{k : \frac{-1}{x_{i-1}} < k < \frac{-1}{x_i}\}$ olacak şekilde $\mathcal{K}_1, \mathcal{K}_2, \dots, \mathcal{K}_{q+1}$ aralıklarını tanımlayacak olursak, her bir \mathcal{K}_i aralığı için D-bölgesindeki kapalı çevrim sistem kutuplarının sayısı, u_i , şu formül yardımıyla bulunabilir [13].

$$u_i = u_o + \sum_{t=0}^{i-1} r_t \quad (5)$$

Burada u_o açık çevrim sistemin sağ yarı düzlemde bulunan kutup sayısını ifade etmektedir. (5) eşitliği göstermektedir ki sağ yarı düzlemdeki açık çevrim kutuplarının sayısı ve $G(s)$ 'nin gerçel eksenini kestiği noktalar ve bu noktadaki geçiş yönleri bilindiği takdirde bölgesel kararlılığı sağlayan kazanç aralıkları

i	$s_{i,1}$	$x_i = G(s_{i,1})$	$d_{i,1}$	r_i
1	$-1 + 0.8j$	-0.6098	-1	-1
2	$-1 + 1.2j$	-0.4098	1	1

Tablo 1: Örnek 2.1 için r_i katsayılarının hesaplanması.

kolaylıkla hesaplanabilir. Yani orantı (P) kontrol ile bölgesel kararlılık problemi şu denklemin çözülmesine indirgenmiştir.

$$\text{Im}(G(s)) = 0 \quad (6)$$

O halde kararlılığı sağlayan aralıkların bulunması için şöyle bir algoritma önerilebilir:

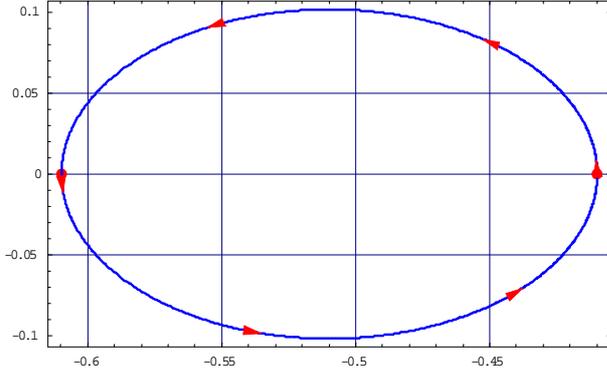
Algoritma 2.1

- (6) eşitliğini sağlayan s_1, s_2, \dots, s_n frekanslarını bul.
- $x_i = G(s_i)$ noktalarını hesapla.
- x_i noktalarını $x_i > x_{i-1}$ olacak şekilde ve karşı düşen frekansları da $\mathcal{B}_{i,1}, \mathcal{B}_{i,2}, \dots, \mathcal{B}_{i,p_i}$ şeklinde yeniden etiketlendir.
- Nümerik ya da cebrik yöntemler kullanarak her bir $s_{i,j}^*$ için geçiş yönünü ($d_{i,j}$) bul.
- $r_i = \sum_{j=1}^{p_i} d_{i,j}$ değerlerini hesapla.
- \mathcal{I}_i ve \mathcal{K}_i aralıklarına karşı düşen D-bölgesi dışındaki kutup sayılarını (u_i) (5) eşitliğinden hesapla.
- D-bölgesi içinde k adet kutup bulunmasını sağlayan \mathcal{K}_i aralıkları $u_i = n - k$ formülü yardımıyla kolayca bulunabilir. Böyle bir aralık yoksa bu sistem orantı kontrolü ile istenildiği şekilde kontrol edilemez.

Örnek 2.1 Şu sistemi göz önüne alalım.

$$G(s) = \frac{1}{s(s+2)} \quad (7)$$

Kapalı çevrimde sistem kutuplarından birini $-1 + j$ merkezli ve 0.2 yarıçaplı bir dairenin içinde tutan kazanç aralığını bulmaya çalışalım. Frekans değişkeni (s) bu dairenin etrafında saat yönünün tersi yönde ilerlerken $G(s)$ 'nin aldığı değerler Şekil 2'de gösterilmiştir. Bu değerlerden görülecektir ki $G(s)$ iki frekans değeri için gerçel eksenini kesmektedir. Bu frekansları ve bunlara karşı düşen x_i noktalarını yukarıda belirtilen şekilde etiketlendirecek olursak geçiş yönleri ($d_{i,j}$) ve net geçiş sayıları (r_i) Tablo 1'de verilen şekilde hesaplanır.



Şekil 2: Örnek 2.1 için Nyquist diyagramı.

i	\mathcal{I}_i		\mathcal{K}_i		u_i
	x_{i-1}	x_i	$\frac{-1}{x_{i-1}}$	$\frac{-1}{x_i}$	
1	$-\infty$	-0.6098	0	1.64	2
2	-0.6098	-0.4098	1.64	2.44	1
3	-0.4098	0	2.44	∞	2
4	0	∞	$-\infty$	0	2

Tablo 2: u_i katsayılarının hesaplanması.

Şimdi $u_o = r_0 = 2$ olduğunu da göz önüne alarak \mathcal{I}_i ve \mathcal{K}_i aralıkları oluşturularak (5) eşitliği uyarınca bu aralıklara karşı düşen D -bölgesi dışındaki kutup sayıları (u_i) Tablo 2'deki gibi hesaplanabilir. Tablo 2 incelendiğinde kapalı çevrimin sadece kazancın $1.64 < k < 2.44$ eşitsizliğini sağlaması halinde bölgesel kararlı olacağı görülür.

Burada dikkat çekmemiz gereken bir nokta da eğer verilen sistemin pay ve payda polinomlarının katsayılarının bazılarında parametre belirsizlikleri bulunuyorsa kenar teoremi [19] uyarınca parametre uzayındaki parametre politopunun bütün kenarları için yukarıda bahsedilen yöntem uygulanarak bölgesel kararlılığı sağlayan kazanç aralıklarının bulunabileceğidir. Dayanıklı bölgesel kararlılığı sağlayan kazanç aralığı bu kazanç aralıklarının kesişim kümesidir.

3 Orantı-İntegral-Türev (PID) Kontrolör ile Dayanıklı Bölgesel Kararlılık

Bir orantı-integral-türev (PID) kontrolörünün transfer fonksiyonu şu şekilde verilebilir:

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (8)$$

Burada PID katsayılarından bir tanesi (diyelimki K_d) sabitlenip diğer ikisinin değiştiği düşünülerek kapalı çevrim sistemin karakteristik polinomu yazılacak

olursa.

$$p_c(s) = s D(s) + K_d s^2 N(s) + (K_p s + K_i) N(s) \quad (9)$$

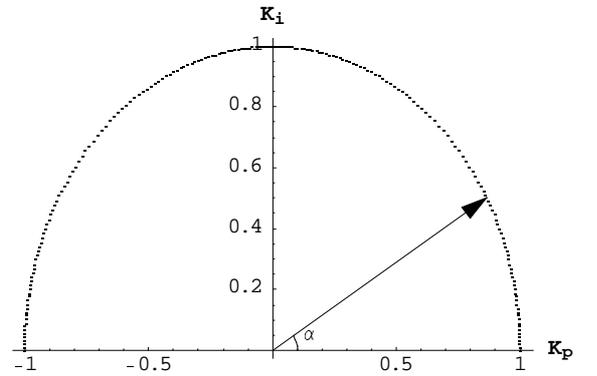
Sabit bir (K_p, K_i) çifti ($K_p = K_p^*, K_i = K_i^*$) parametre düzleminde bir noktayı temsil etmektedir. Aynı nokta $K_p = k \cos(\alpha)$ ve $K_i = k \sin(\alpha)$ ($0 \leq \alpha < 180$) yazılarak (k, α) çiftiyle de gösterilebilir. Bu durumda ileri yön transfer fonksiyonu şu şekilde verilen bir sistemin kapalı çevrim karakteristik polinomu da yukarıdaki gibi olacaktır:

$$G_{fp}(s) = k H(s, \alpha) \quad (10)$$

Burada

$$H(s, \alpha) \triangleq \frac{N(s) (s \cos(\alpha) + \sin(\alpha))}{s D(s) + K_d s^2 N(s)} \quad (11)$$

şeklinde tanımlanmıştır. (10) eşitliğine bakıldığında verilen bir α değeri için kararlılık probleminin bir önceki bölümde incelenen sabit kazanç ile kararlılığın sağlanması problemine dönüştüğü görülür. Öyleyse α açısı 0 ile 180 dereceler arasında değiştirilerek (Şekil 3) her bir α değeri için $H(s, \alpha)$ 'yı kararlı yapan k değerlerinin bulunması ile verilen K_d değeri için kapalı çevrim sistemi kararlı kılan tüm (K_p, K_i) çiftleri bulunabilir.



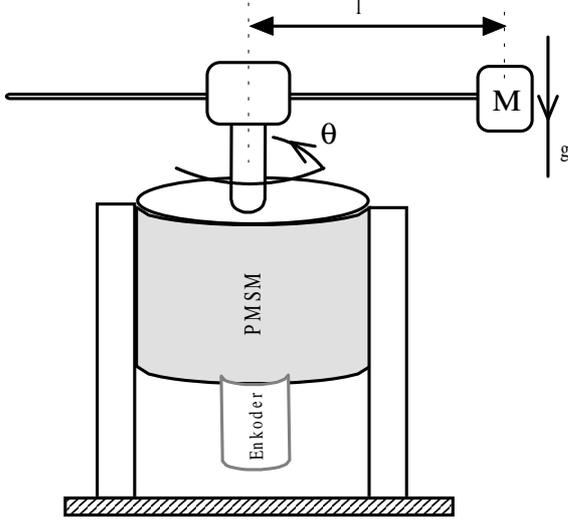
Şekil 3: α açısı 0 ile 180° arasında değiştirilerek (K_p, K_i) vektörünün üst yarı düzlemi taraması sağlanır.

Tasarlanan kontrolörün dayanıklı olması için yukarıda bahsedildiği üzere tüm parametre değişiklikleri göz önüne alınarak bulunan kontrolör kümelerinin kesişimi göz önüne alınır.

4 Bir Robot Kolunun Tek Eksen Üzerinde Dayanıklı Kontrolü

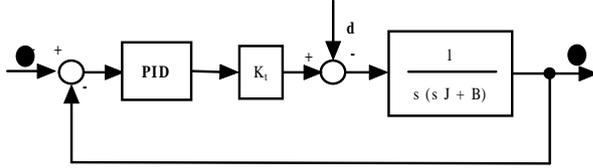
Sürekli mıknatıslı senkron motorlar (PMSM) robot kollarının tahrik sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Uygulama olarak böyle bir motorun

miline doğrudan bağlı ve hareketi yer çekiminden etkilenmeyen değişik yükler ele alınarak eklemeli bir robot kolu gerçekleştirilmiştir. Konum bilgileri motor miline bağlı 81000 çizgili bir laser artımlı enkoder kullanılarak alınmaktadır. Sistemin yapısını gösterir şema Şekil 4'de verilmiştir.



Şekil 4: Kontrol edilen sistemin yapısı.

Bu sistemin konum kontrolünde kullanılacak olan dayanıklı yapıdaki bir PID kontrolörünün tasarlanması için sistemin blok şeması Şekil 5'de verilmiştir.



Şekil 5: Kontrol sisteminin blok şeması.

Burada

d : Sisteme etkiyen dış bozucu (Nm),

l (Kol uzunluğu) = 12cm,

K_t (moment katsayısı) = 0.1853 Nm/A,

$B = B_m$ (motor sürtünme katsayısı) = 0.003 Nm s/rad,

J : motor miline etkiyen toplam eylemsizlik momenti ($kg m^2$) dir.

$d = 0$ alındığında kontrol edilen sistem şu şekilde verilebilir:

$$G(s) = \frac{K_s}{s(s\tau + 1)} \quad (12)$$

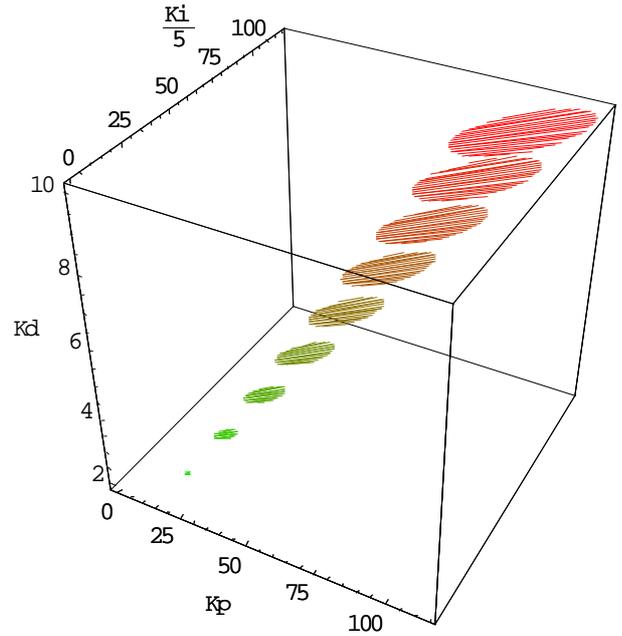
Burada K_s sistem kazancı olup $K_s = K_t/B$ ve

τ zaman sabiti olup $\tau = J/B$ şeklinde verilebilir. Bir eklemli robot koluna bağlı olan yükler $0 \leq M \leq M_{max} = 440gr$ aralığında değişmektedir. Buna karşılık, toplam eylemsizlik J , $J = J_m + M l^2$ şeklinde değişmektedir. Burada J_m motor ve yükün bağlanacağı vida biçimindeki kolun eylemsizliği olup $0.003kg m^2$ değerindedir, yani eylemsizlik $J_m \leq J \leq J_m + M_{max} l^2$ aralığında değişmektedir. Bu durumda zaman sabiti $\tau = J/B$ ifadesi uyarınca J 'ye bağlı olarak $\tau_{min} \leq \tau \leq \tau_{max}$ aralığında değişir. Burada $\tau_{min} = J_m/B = 1s$ ve $\tau_{max} = J_m + M_{max} l^2 = 3.112s$ dir. Zaman sabiti $1s \leq \tau \leq 3.112s$ aralığında değişirken kontrol edilen sistemin kazancı K_s , K_t ve B sabit olduğundan $K_s = K_t/B = 37.5$ değerinde ve sabittir.

Burada kapalı çevrim sistemin yeterince hızlı ve parametre değişikliklerine karşı dayanıklı olması için baskın kutupların $-5 \pm 5j$ merkezli ve 1 yarıçaplı daireler içinde kalması istenmektedir. Dayanıklı bölgesel kararlılığı sağlayan PID katsayılarını bulmak için (11) uyarınca ileri yol transfer fonksiyonu

$$H(s, \alpha) \triangleq \frac{37.5 (s \cos(\alpha) + \sin(\alpha))}{s^2 (s\tau + 1) + 37.5 K_d s^2} \quad (13)$$

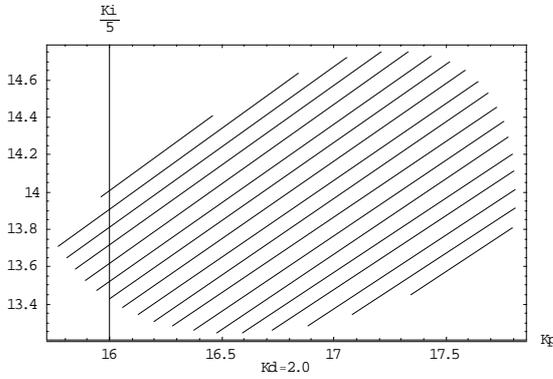
şeklinde verilen bir sistemi göz önüne alırız. Burada K_d 'ye 0 ile 10 arasında değerler vererek ve α açısını 0 ile 180 dereceler arasında değiştirerek, τ 'nın tüm değerleri için bölgesel kararlılığı sağlayan PID katsayıları kümesi yukarıda anlatılan yöntemle Şekil 6'da görüldüğü üzere bulunur.



Şekil 6: Dayanıklı bölgesel kontrolü sağlayan PID katsayıları.

Şekil 6'da da görüldüğü üzere bölgesel dayanıklı kontrolü garantileyen PID katsayıları parametre uzayında bir huniyi andıran bölge içinde kısıtlanmıştır. Bu bölge içinden seçilen herhangi bir K_p, K_i, K_d üçlüsü için kapalı çevrim sistemin geçici rejim yanıtının verilen yük aralığında benzer olması beklenir.

Gerek yapılan deneyler ve gerekse duyarlık analizi incelemeleri göstermektedir ki kapalı çevrim sistemin sistem çıkışında bulunan gürültülerden (30 – 50Hz arasında) etkilenmemesi için K_d katsayısı küçük tutulmalıdır. Bu durumda K_d katsayısı bahsi geçen huninin altına yakın bir nokta olan $K_d = 2$ 'de sabit tutulup huninin $K_d = 2$ düzlemindeki kesiti alınacak olursa (yani $K_d = 2$ için dayanıklı bölgesel kararlılığı sağlayan PI katsayıları hesaplanırsa) K_p ve K_i katsayılarının Şekil 7'deki taralı alan içinden seçilmesi gerektiği görülür.



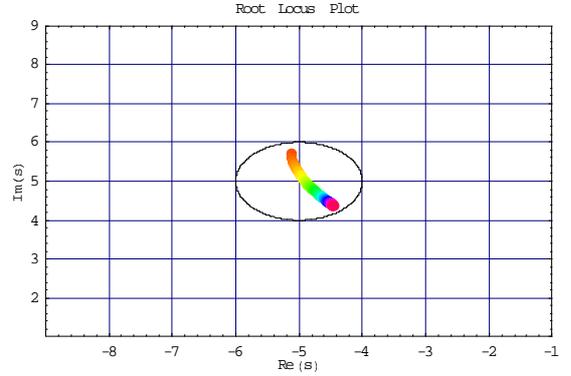
Şekil 7: $K_d = 2$ için dayanıklı bölgesel kararlılığı sağlayan K_p ve K_i katsayıları.

Genel bir prensip olarak K_p ve K_i katsayıları verilen taralı alan içinden ve (daha fazla dayanıklılık için) kenarlara fazla yakın olmayacak şekilde seçilir. Örnek olarak $K_p = 17$ ve $K_i = 70$ olarak seçilmiştir. Bu durumda kapalı çevrim sistemin üst yarı düzlemdeki baskın kutbunun zaman sabiti $1 \leq \tau \leq 3.112$ arasında değişirken alacağı değerler Şekil 8'de gösterilmiştir.

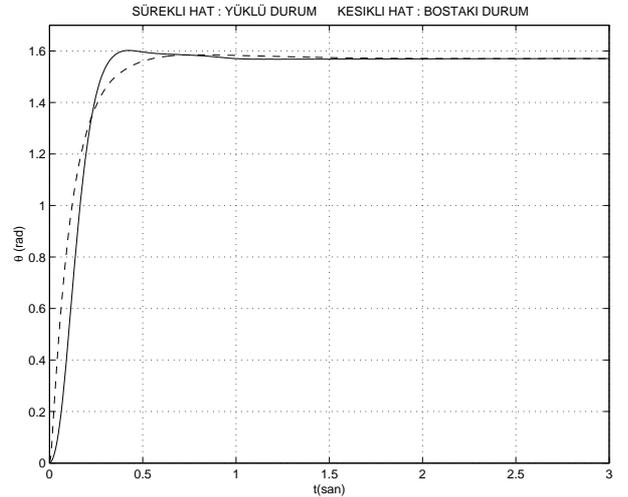
Katsayıları bu şekilde seçilen PID kontrolörün gerçek sistem üzerinde çeşitli yük koşullarında uygulandığında elde edilen zaman yanıtları Şekil 9'da gösterilmiştir. Bu şekilden de görüleceği üzere sistem başarımlı değişik yük koşullarında birbirine yakın ve iyidir.

5 Sonuç

Doğrusal sistemlerin PID kontrolörlerle dayanıklı kontrolüne yönelik etkin ve pratik bir yöntem



Şekil 8: Seçilen kontrolör için $1 \leq \tau \leq 3.112$ arasında değişirken kapalı çevrim sistemin köklerinin yer eğrisi



Şekil 9: $K_d = 3$, $K_p = 17$ ve $K_d = 70$ alındığında robot kolunun zaman yanıtı (yüksüz ve tam yüklü durumlarda).

tanıtılmıştır. Sunulan yöntem ile nispeten kısa bir süre içinde verilen bir sistemi kapalı çevrimde bölgesel kararlı yapan tüm kontrolörler kümesi bulunabilmektedir. Bu yöntem pratik olarak bir robot kolunun kontrolü için uygulanmış ve son derece tatmin edici sonuçlar elde edilmiştir.

Kaynakça

- [1] K. J. Åström ve T. Hägglund, "PID control," *The Control Handbook* (W. S. Levine, ed.), pp. 198–209, Florida: CRC Press, 1996.
- [2] K. J. Åström ve T. Hägglund, *Automatic Tuning of PID Controllers*. Instrument Society of America, 1988.
- [3] Special Edition, "PID tuning methods," *Comp. & Control Eng. Journal*, vol. 10, pp. 42–69, 4 1999.
- [4] K. J. Åström, T. Hägglund, C. C. Hang, ve W. K. Ho, "Automatic tuning and adaptation for PID controllers – a survey," *Control Eng. Prac.*, vol. 1, no. 4, pp. 699–714, 1993.
- [5] G. F. Franklin, J. D. Powell, ve A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*. New York: Addison-Wesley, 3 ed., 1994.
- [6] S. Kurtulan ve L. Gören, "Endüstriyel kontrol sistemleri için bir tasarım yöntemi," *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı TOK'98*, (İTÜ, İstanbul), pp. 149–154, 10 1998.
- [7] Z. Shafiei ve A. T. Shenton, "Tuning of PID-type controllers for stable and unstable systems with time delay," *Automatica*, vol. 30, no. 10, pp. 1609–1615, 1994.
- [8] A. T. Shenton ve Z. Shafiei, "Relative stability for control systems with adjustable parameters," *J. Guidance Contr. and Dynamics*, vol. 17, pp. 304–310, 3 1994.
- [9] Z. Shafiei ve A. T. Shenton, "Frequency-domain design of PID controllers for stable and unstable systems with time delay," *Automatica*, vol. 33, pp. 2223–2232, 12 1997.
- [10] M.-T. Ho, A. Datta, ve S. P. Bhattacharyya, "A linear programming characterization of all stabilizing PID controllers," *Proc. Amer. Contr. Conf.*, (Albuquerque, NM), pp. 3922–3928, IEEE, 6 1997.
- [11] M.-T. Ho, A. Datta, ve S. P. Bhattacharyya, "Control system design using low order controllers: Constant gain, PI and PID," *Proc. Amer. Contr. Conf.*, (Albuquerque, NM), pp. 571–578, IEEE, 6 1997.
- [12] N. Munro, "The systematic design of PID controllers," *IEE Colloquium*, (Austin Court, Birmingham), IEE, Professional Group B1, Digest No: 99/088, 6 1999.
- [13] N. Munro, M. T. Söylemez, ve H. Baki, "Computation of D-Stabilizing low-order compensators," Control Systems Centre Report 882, UMIST, Manchester, 8 1999.
- [14] N. Munro ve M. T. Söylemez, "Fast calculation of stabilizing PID controllers for uncertain parameter systems," *Proceedings of ROCOND'2000*, (Prague), IFAC, 6 2000.
- [15] M.-T. Ho, A. Datta, ve S. P. Bhattacharyya, "A new approach to feedback stabilization," *Conf. Decision Contr.*, (Kobe, Japan), pp. 4643–4648, IEEE, 12 1996.
- [16] M.-T. Ho, A. Datta, ve S. P. Bhattacharyya, "A generalization of the Hermite-Biehler theorem," *Conf. Decision Contr.*, (New Orleans, LA), pp. 130–131, IEEE, 12 1995.
- [17] H. Baki, H. Wang, M. T. Söylemez, ve N. Munro, "Implementing machine-directional basis weight control for a pilot paper machine," *Control Eng. Prac.*, vol. 9, pp. 621–630, 6 2001.
- [18] M. T. Söylemez, S. Kurtulan, ve H. Baki, "PI kontrolör ile ölü zamanlı sistemlerin dayanıklı kontrolü," *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı TOK'2000*, (Ankara), pp. 157–163, 9 2000.
- [19] A. C. Bartlett, C. V. Hollot, ve H. Lin, "Root locations of an entire polytope of polynomials: It suffices to check the edges," *Math. Contr. Signals Syst.*, vol. 1, pp. 61–71, 1988.