

Manyetik Askı Sistemleri için Dayanıklı PID ve Değişken Yapılı Kontrol

Fuat Gürleyen¹, Çağrı Bahadır²

¹Elektrik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak
gurleyen@elk.itu.edu.tr

²Elektrik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak
cagri@elk.itu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, izin verilen fiziksel koşullar altında bulunan bütün dinamik çalışmalarda, manyetik cisimlerin manyetik askıda tamı tamına referans giriş ile tanımlı bir denge konumunda durması ve bir denge konumundan başka bir denge konumuna geçişin hemen hemen sabit olan en küçük aşım ve yerleşme zamanı değerleri ile gerçekleşmesini sağlayan bir doğrusallaştırıcı dinamik geri besleme kontrolünün tasarımı amaçlanmıştır. Tasarlanan kontrolör iki serbestlik dereceli PID kontrolör olup, sistem başarımı performansı ve kararlılığının dayanıklı olması sağlanmıştır. Ayrıca Manyetik Askı Modeli ve MANAS Kurulumu üzerinde tasarlanan kontrolörün doğruluğu deneysel olarak gözlemlenmiştir.

Anahtar kelimeler: Manyetik Askı Sistemi, Dayanıklı Kontrol, PID Kontrol, Kayma Kipli Kontrol

1. Giriş

Normal şartlar altında, boşlukta serbest olarak bırakılan bir cisim yerçekimi kuvvetinin etkisi altında düşer. Serbest bırakılan bir cismin havada asılı olarak kalabilmesi için, yerçekimi kuvvetine ters yönde bir kuvvetle dengelenmesi gerekir. Ters yöndeki bu kuvvet, bir elektromıknatis kullanılarak oluşturulursa geribesleme ile cisim herhangi bir fiziksel temas kurulmaksızın dengelenmiş olur. Bilindiği gibi bir mıknatısın herhangi bir cisme uyguladığı çekim kuvveti, cisim ile mıknatıs arasındaki uzaklığın karesi ile ters orantılıdır. Bunun sonucu olarak; geribeslemesiz bir düzen ile cisim denge noktasından aşağı konulursa, yerçekimi kuvvetinin cisim üzerindeki etkisi mıknatısın çekim kuvvetinden fazla olacağından cisim aşağıya doğru hareket edecek, çekim etkisi daha da azalacak ve sonuç olarak cisim yere düşecektir. Benzer şekilde cisim denge noktasından daha yukarıya konulursa, mıknatısın çekim kuvveti yerçekimi kuvvetinden daha fazla olacağından cisim yükselecek, bu durumda mıknatısın cisim üzerindeki çekim kuvveti daha da artacağından cisim mıknatısa yapışacaktır. Sadece tam denge noktasında cisim sabit kalacak, en ufak bir bozucu etki geldiğinde de denge noktasından uzaklaşacaktır. Bu durumda sistem kararsızdır.

Yukarıda belirtildiği üzere sistemi kararlı yapabilmek için kontrol sistemi tasarlamak şarttır. Bu amaçla cismin

konumundan bir geri besleme yapılması gerekir. Yani cismin o an ki konumu ölçülüp, cismin bulunması istenen konumla karşılaştırıldığı takdirde, bir kontrolör yardımıyla cismin üzerindeki çekim kuvveti azaltılıp çoğaltılarak, cisim denge noktasında tutulabilir. Cismin konumu, herhangi bir bozucu etki tarafından değiştirilse bile, cisim tekrar denge konumuna gelir ve sistem kararlı olur.

Yukarıda anlatılan sisteme Manyetik Askı Sistemi (MANAS) adı verilir. Söz konusu cisim ise ferromagnetik bir cisim olmalı yada ferromagnetik malzeme içermelidir. Manyetik askı sisteminin en büyük kullanım alanı uçakların yada uzay araçlarının çok yüksek hızla çalışan hava tüneline aerodinamik modelini çıkarma işlemidir. Kullanılan modellerin denenmesi esnasında, modelin herhangi bir fiziksel temasa maruz kalmaması gerekir. Modellemenin gerçeği yansıtması için bu şarttır. Eğer fiziksel bir bağlantı söz konusu olursa, yüksek hızlara çıkıldıkça gerçek yaklaşımlardan uzaklaşılacaktır. MANAS daha birçok alanda kullanılabilir. Çarpıcı olması açısından; yeni boyanmış bir otomobilin, herhangi bir fiziksel temasa maruz bırakılmadan bir yerden kaldırılıp başka bir yere götürülmesi örnek olarak verilebilir [1].

MANAS kararsız ve eğrisel bir sistemdir. Sistemdeki eğriliği gidermek amacıyla, önerilen kontrol yöntemleri genelde tek bir nokta etrafında doğrusallaştırmaya yöneliktir. Bu çalışmada önerilen yöntem tek bir nokta etrafında doğrusallaştırmaktansa bir eksen üzerinde doğrusallaştırmayı hedeflemektedir. Bunun için dinamik geri besleme doğrusallaştırılması yapılmaktadır. Çalışmada MANAS'ın belli bir modeli çıkarılıp, o model üzerinde Dayanıklı PID ve Değişken Yapılı Kontrolör tasarımı yapılmıştır.

2. Matematiksel Model

Bu çalışmada MANAS'ın matematiksel modelinin çıkarımı aktarılmaktansa, bu modelin kontrolde kullanılacak birkaç biçimi verilecektir. MANAS'ın dinamik denklemleri

$$v(t) = Ri(t) + L(x) \frac{di}{dt} + i \frac{\partial L(x)}{\partial x} \frac{dx}{dt} \quad (1)$$

$$M \frac{d^2x}{dt^2} = \frac{1}{2} \frac{\partial L(x)}{\partial x} i^2(t) - f\left(\frac{dx}{dt}\right) + Mg \quad (2)$$

olarak verilebilir. Burada $v(t)$ elektromıknatis üzerindeki gerilim, $i(t)$ elektromıknatıstan akan akım, R elektromıknatısın direnci, $L(x)$ elektromıknatısın endüktansı, $f\left(\frac{dx}{dt}\right)$ havanın sürtünme direncidir.

(1) ve (2) diferansiyel denklemlerinden, elektriksel olarak doğrusal elektromıknatis ve manyetik cisimden oluşan MANAS'ın gerçek dinamik davranışını belirleyen durum denklemleri kolayca belirlenebilir. Mıknatısın kontrollü akım kaynağı ile sürüldüğü; öteki deyişle, akım bağımsız kontrol işareti gerilim bağımlı değişken olarak düşünülürse, elektrik kapıya ilişkin (1) denklemi göz ardı edilebilir. Bu halde MANAS'ın kontrol problemini çözmek için yalnız (2) denkleminin karşı düşen durum denklemleri göz önüne alınır.

Böylece $x_1(t) = x(t)$, $x_2(t) = \dot{x}(t) = \frac{dx}{dt}$, $u(t) = i(t)$ tanımlarını kullanarak ve bütün bozucu etkilerini de

$$d(t) = g_D(x, \sigma, u, t) = g + \left[\frac{\partial W'_m(x_1, u)}{\partial x_1} - \frac{1}{2} \frac{\partial L(x_1)}{\partial x_1} \dot{u}^2 - f(x_2) \right] / M \quad (3)$$

biçiminde tanımlayarak göz önüne alınan MANAS'ın matematiksel modeli

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= \frac{1}{2M} \frac{\partial L(x_1)}{\partial x_1} u^2(t) + d(t) \end{aligned} \quad (4)$$

biçiminde elde edilir. Bu modelde x_1 ve x_2 durum değişkenleri dinamik çalışmada manyetik cismin mıknatis çekirdeği referans alınarak ölçülen konum ve hızını, $u(t)$ kontrol fonksiyonu olarak mıknatıstan akıtılan akımı temsil etmektedir. M askıda tutulan cismin gerçek kütlesi, $L(x_1)$ gerçek endüktans fonksiyonu, $d(t)$ ise hareket eden cisme etkiyen sürtünme kuvveti, yer çekimi ivmesi ve diğer çevresel etkenlerden kaynaklanan kuvvetler olduğunu düşünebiliriz. Dinamik modelin belirlenmesinde kullanılan bütün bu parametre ve büyüklükler fiziksel koşullarında tam anlamıyla, bilinmeyen belirsiz nitelikte parametre ve büyüklüklerdir. Sadece bilinen bunların nominal değerleri ile alt ve üst sınırlarıdır. Öteki deyişle kontrol edilmek istenen MANAS (4) modeli ile tanımlı belirsiz bir dinamik sistemdir[2].

3. Kontrol Kuralı

Dinamiği (3) denklemi ile tanımlı bir gerçek manyetik askı sisteminin istenen denge konumu x_r olmak üzere, akımı

$i(t) = u(x_1, x_2, x_r)$ gibi kontrol yasası uyarınca üretilerek

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1m} \\ \dot{x}_{2m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\xi\omega_n^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1m} \\ x_{2m} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_n^2 \end{bmatrix} x_r \quad (5)$$

kararlı kalıp model gibi davranması amaçlansın. Bu kalıp modelde ξ ve ω_n istenen ideal performansa göre seçilmiş pozitif parametrelerdir.

İstenen denge konumu üzerinde doğal olarak

$$x_{\min} \leq x_r \leq x_{\max} \quad (6)$$

kısıtlaması vardır. Gerçek dinamik sistem ve doğrusal kalıp model durumlarının farkı

$$e(t) = \begin{bmatrix} x_{1m} - x_1 \\ x_{2m} - x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

hata olarak tanımlansın. $e(t)$ durum hatası için dinamik hata modeli (5) denkleminin (3) denklemini çıkararak

$$\dot{e}(t) = Ae(t) + b\sigma(u) \quad (8)$$

biçiminde ifade edilir. Burada

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\xi\omega_n^2 \end{bmatrix} \text{ ve } b = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_n^2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$u_c = \omega_n^2(x_r - x_1) - 2\xi\omega_n x_2 - d(t) \quad (10)$$

$$\sigma(u) = (u_c - \frac{1}{2M} \frac{\partial L}{\partial x_1} u^2) / \omega_n^2 \quad (11)$$

olarak tanımlanmıştır. A bir kararlılık matrisi olduğundan $Q = Q^T > 0$ olmak üzere

$$A^T P + PA + Q = 0 \quad (12)$$

matris Liapunov denkleminin çözümü $P = P^T$ kesin pozitif bir matristir.

$$v(e) = e^T p e \quad (13)$$

Sistem (4)'ün aday Liapunov fonksiyonu olsun.

$$\dot{v}(e) = -e^T Q e + 2e^T p b \sigma(u) \quad (14)$$

biçiminde ifade edilebilir ve her $t > 0$ için $\sigma(u) = 0$ koşulu ile

$$\dot{v}(e) = -e^T(t)Qe(t) < 0, \quad e(t) \neq 0 \quad (15)$$

olur ki $V(e)$ dinamik hata modelinin bir Liapunov fonksiyonudur. Öteki deyişle, (4) dinamik denklemi ile tanımlı gerçek sistemin (5) dinamik denklemi ile tanımlı, kararlı kalıp doğrusal model gibi davranmasını sağlayan bir dinamik geri besleme kontrolünün varlığı için (11)

denklemini her $t > t_0$ için $\sigma(u) = 0$ kılan bir gerçel $u(t)$ çözümünün bulunabilmesi yeterlidir. (11) denkleminde böyle bir kontrol fonksiyonunun saptanabilmesi koşulu

$$\text{sgn}\left(\frac{\partial L(x_1)}{\partial x_1}\right) \text{sgn}(u_c) = 1 \quad (16)$$

biçiminde ifade edilebilir. Endüktans fonksiyonu daima hava aralığına göre monoton azalan pozitif bir fonksiyon olduğundan

$$\text{sgn}\left(\frac{\partial L(x_1)}{\partial x_1}\right) = -1 \quad (17)$$

dir. Bu nedenle, doğrusallaştırıcı ve kararlı kılıcı geri besleme için

$$u_c(x_1, x_2) < 0 \quad (18)$$

koşulu sağlanmak zorundadır. Bu koşullar altında (4) dinamik denklemi ile tanımlı manyetik askı sistemini doğrusallaştırıcı ve kararlı kılıcı kontrol yasası (11) denkleminde

$$i = u(x_1, x_2) = \pm \sqrt{M \left[\frac{\partial L(x_1)}{\partial x_1} \right]^{-1} (1 - \text{sgn}(u_c))} u_c \quad (19)$$

biçiminde çözümler. Fakat, bu kontrol yasasının gerçekleştirilebilmesi için; MANAS'ın gerçek dinamik çalışma koşullarındaki gerçek M , $L(x)$ ve $d(t)$ parametre ve fonksiyonlarının bilinmesi zorunludur. Ancak bu koşulla belirlenen (19) kontrol yasası uyarınca tam lineerleştirme sağlanırsa ve manyetik kontrol sistemi çekme

modu $u_c < 0 (i \neq 0)$ çalışmasında kalıp doğrusal sistem (5) gibi, serbest düşme modu $u_c \geq 0 (i = 0)$ çalışmasında ise

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2 \\ \dot{x}_2(t) &= d(t) \end{aligned} \quad (20)$$

dinamik sistemi gibi davranan değişken yapı bir kontrol sistemi olur.

Doğal olarak, parametre ve büyüklükleri, eşitsizlik ve eşitlik şeklindeki (2.1)-(2.4) kısıtlamalarının sağlandığı bölge dahilinde değer alan manyetik askı sisteminin kontrol yasası (3.15) bilinmeyen gerçek parametre ve büyüklükler yerine

ancak bilinen nominal parametre ve büyüklükler kullanılarak gerçekleştirilebilir. Öteki deyişle, fiziksel sistemde ölçmelerle

saptanan konum x_1 ve hız x_2 bilgileri, nominal kütle M_n , nominal analitik endüktans fonksiyonu $L_n(x)$ ve nominal bozucu g göz önüne alınarak en uygun kontrol

$$d(t) = g \quad (21)$$

$$u_c = \omega_n^2 (x_r - x_1) - 2\xi\omega_n x_2 - d(t) \quad (22)$$

$$l = [1 - \text{sgn}(u_c)] / 2 \quad (23)$$

$$i = u(x_1, x_2) = \pm \sqrt{M \left[\frac{\partial L(x_1)}{\partial x_1} \right]^{-1} (1 - \text{sgn}(u_c))} u_c \quad (24)$$

biçiminde üretilerek sisteme uygulanabilir. Yer çekimi ve sabit mıknatıslanmadan ileri gelen denge konumundaki sürekli hal sapmalarını gidermek için doğrusallaştırıcı dinamik geri beslemenin bellekli bir kontrolör ile sağlanması gerekir. (21)-(24) denklemleri ile tanımlı doğrusallaştırıcı kontrol yönteminde $u_c(t)$ kontrol işareti oransal kazancı ve türev zaman sabiti sırasıyla

$$K_P = \omega_n^2, \quad K_D = 2\xi\omega_n \quad (25)$$

olan iki serbestlik dereceli bir PD kontrolörün çıkışı, $u_c(t) = u_{CP}(t) + u_{CD}(t) - g$ olarak düşünülebilir. Sistem denge konumunda sabit bozucu nedeniyle meydana

gelen sürekli hal sapmalarını gidermek için, $u_c(t)$ 'yi üreten salt oransal kontrolör yerine bir oran+integral kontrolör

kullanılmalıdır. Bu integral kontrolörün durum değişkeni x_3 ve parametresi K_I ile gösterilerek dinamiği

$$\dot{x}_3 = x_r(t) - x_1(t) \quad (26)$$

$$u_{CI}(t) = K_I x_3(t) \quad (27)$$

şeklinde tanımlanabilir ve doğrusallaştırıcı dinamik geri

besleme yönteminde göz önüne alınan $u_c(t)$ kontrol işareti

$$u_c(t) = u_{CP}(t) + u_{CI}(t) + u_{CD}(t) \quad (28)$$

şeklinde değiştirilebilir. Böylece doğrusallaştırıcı yeni kontrol işareti

$$u_c(t) = \omega_n^2 [x_r(t) - x_1(t)] - 2\xi\omega_n x_2 + K_I x_3(t) \quad (28)$$

$$l = [1 - \text{sgn}(u_c(t))] / 2 \quad (29)$$

$$i(t) = u(x_1, x_2, x_3) = \sqrt{2lM_n \left[\frac{\partial L(x_1)}{\partial x_1} \right]^{-1}} u_c(t) \quad (30)$$

şeklinde belirlenir. (26)-(30) denklemleri ile tanımlı doğrusallaştırıcı yeni kontrol yöntemiyle manyetik askı kontrol sisteminin dinamik modeli

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\omega_n^2 K_S l & -2\xi\omega_n K_S l & K_S K_I l \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_n^2 K_S l \\ 1 \end{bmatrix} x_r(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} d[\sigma(t), g]$$

biçiminde verilebilir. Burada $d(\sigma, g)$ fonksiyonunu bütün belirsizlikleri ve bozucu etkileri tanımlayan

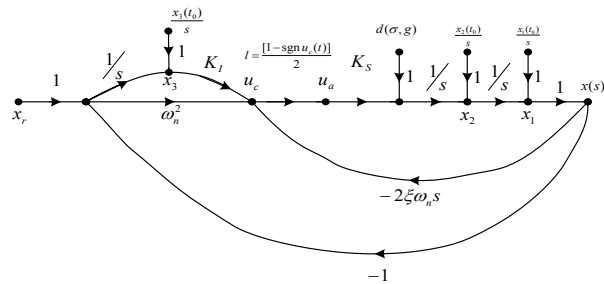
$$d(\sigma, g) = g + \sigma(x, x_r, t) \quad (32)$$

biçiminde bilinmeyen bir fonksiyondur. $\sigma(x, x_r, t)$ belirsizlik fonksiyonu bütün çalışmalarda $0 < \varepsilon \leq 1$ olmak üzere

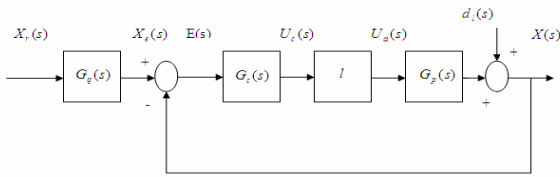
$$-\varepsilon g \leq \sigma \leq 0 \quad (33)$$

biçiminde sınırlıdır. (3.7) denklemi ile tanımlı manyetik askı kontrol sisteminin durum diyagramı şekil 1'de ve eşdeğer blok diyagramı şekil 2 'de gösterilmiştir. Burada $u_c(t)$ kontrol fonksiyonu girişi $e_r(t) = x_r(t) - x_1(t)$

olan bir PI kontrolör girişi ve $x_1(t) = x(t)$ olan bir D kontrolörün çıkışının toplamı olarak düşünüldüğünden, (28)-(30) kontrolü PID etkili doğrusallaştırıcı kontrol olarak adlandırılmaktadır.



Şekil 1. PID etkili tam doğrusallaştırıcı kontrol sonucunda meydana gelen kapalı çevrim sistemin durum diyagramı.



Şekil 2. Kontrol Sisteminin en basit yapıdaki blok diyagramı.

Şekil 2 de verilen blok diyagramda; $G_r(s)$ ön kontrolör, $G_c(s)$ kontrolör, l mod seçici dinamik anahtar, $G_p(s)$ kurulu düzen, $X_e(s)$ ön kontrolör çıkışı veya umulan denge konumu, $E(s)$ kontrolör girişi veya dinamik hata, $u_c(s)$ kontrolör çıkışı, $u_a(s)$ kurulu düzene etkileyen giriş, $d_l(s)$ l modunda çıkışa etkileyen bozucudur. Bu transfer fonksiyonları ve büyüklükler Şekil 1 deki durum diyagramı göz önüne alınarak:

$$l = \begin{cases} 0 & | u_c(t) \geq 0 \quad \text{Açık_çevrim} \\ 1 & | u_c(t) < 0 \quad \text{Kapalı_çevrim} \end{cases}$$

$$G_c(s) = \frac{\omega_n^2 s + K_I}{2\xi\omega_n s^2 + \omega_n^2 s + K_I} \quad (35)$$

$$G_c(s) = \frac{2\xi\omega_n s^2 + \omega_n^2 s + K_I}{s} \quad (36)$$

$$\Pi = \left\{ G_p(s) = \frac{K_S}{s^2}; K_{s \min} \leq K_S \leq K_{s \max} \right\} \quad (37)$$

$$T_C(s) = \frac{I G_p(s) G_c(s) G_{cf}(s)}{1 + I G_p(s) G_c(s)}, \quad T_D(s) = \frac{1}{1 + I G_p(s) G_c(s)} \quad (38)$$

Transfer fonksiyonlarını kullanarak, Şekil 2 de verilen blok diyagramının göz önüne alınan işaretler

$$\begin{aligned} X(s) &= T_C(s)x_r(s) + T_D(s)d_l(s), & X_e(s) &= G_{C_r}(s)x_r(s) \\ E_r(s) &= x_r(s) - x(s), & E(s) &= x_e(s) - x(s) \end{aligned} \quad (39)$$

biçiminde ifade edilebilir. Burada $T_C(s)$ referans giriş çıkış transfer fonksiyonu, $T_D(s)$ bozucu etki çıkış transfer fonksiyonu, $X_e(s)$ ön kontrolör çıkışı, $E_r(s)$ izleme hatası ve $E(s)$ dinamik hatadır. Bozucu giriş ve ilişkin yanıt sırasıyla,

$$d_l(s) = \frac{x_1(t_0)}{s} + \frac{x_2(t_0)}{s^2} + \frac{g + lK_S K_I x_3(t_0)}{s^3}, \quad \sigma(x, x_r, t) \equiv 0$$

$$Y_D(s) = s^3 \frac{d_l(s)}{\Delta(s)}$$

$$Y_D(s) = (K_S K_I x_3(t_0) + g + x_2(t_0)s + x_1(t_0)s^2) / \Delta(s) \quad (40)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada $\Delta(s)=s^3+K_S(K_Ds^2+K_Ps+K_I)$ karakteristik polinom olur. Bozucu yanıtta H_∞ optimal kontrol kriteri uygulanırsa,

$$\min_{G_c} \|Y_D\|_\infty = \min_{G_c} \sup_{\omega} |Y_D(j\omega)| < 1 \quad (41)$$

sonucu yazılabilir ve en kötü başlangıç koşul bozucuları

$$x_1(t_0) = y_{\max}, x_2(t_0) = \sqrt{2gy_{\max}}, x_3(t_0) = 0 \quad \text{göz önüne alınarak dayanıklı kontrolör parametreleri tayin edilir.}$$

4. Dayanıklı PID Tasarımı

Aslında çift bir integratör olan (37) transfer fonksiyonu $G_p(s)$, gerçekte doğrusal olmayan elektromanyetik askı sisteminin tam doğrusallaştırıcı dinamik geri besleme altında kontrol çevrimindeki davranışını temsil eden modeldir. Bilinmeyen K_S parametresinin, gerçek kurulu MANAS düzeninde izin verilen fiziksel koşullanmalar altındaki dinamik çalışmalarda sadece minimum ve maksimum ve nominal değerleri bilinmektedir. Bu parametre kütle ve manyetik alanın nominal olması halinde $K_S = K_{S_n} = 1$; kütleinin büyük manyetik alanın zayıf olması halinde $0 < K_{S_{\min}} \leq K_S < 1$; kütleinin küçük manyetik alanın kuvvetli olması halinde $1 < K_S \leq K_{S_{\max}}$ gibi değer alabilir. Kararlı kontrol tasarımının amacı, doğrusallaştırıcı geri besleme çevrimi içinde, çift bir integratör gibi davranan (37) ile tanımlı kurulu düzen ailesini asimptotik kararlı kılan kontrolörleri belirlemektir. Tüm sistemin sınırlı giriş çıkış kararlılığının yanında, iç değişkenlerinin de sınırlı kalabilmesi için kontrolörlerin hiçbirinin sağ yarı s-düzleminde kutupları ve sıfırları olmamalıdır. Bu nedenle (35) ve (36) kontrolörlerini tanımlayan ξ, ω_n ve K_I parametreleri doğal olarak pozitif kabul edilen parametrelerdir. Geri besleme $l=1$ için tanımlı olduğundan kapalı çevrim kontrol sisteminin asimptotik kararlılık koşulu, (39) karakteristik denkleminde Routh Hurwitz kriterini uygulayarak

$$K_{sc} = \frac{K_I}{2\xi\omega_n^3} < K_S \quad (42)$$

biçiminde ifade edilebilir. Bu koşulun (37) ile tanımlı kurulu düzen ailesi Π için sağlanabilmesinin, öteki deyişle sistemin dayanıklı kararlı olmasının gerek ve yeter koşulu $l=1$ (çekme modu) için

$$K_{sc} = \frac{K_I}{2\xi\omega_n^3} < K_{S_{\min}} \leq K_S \leq K_{S_{\max}} \quad (43)$$

olarak belirlenir. Burada K_{sc} kontrol sisteminin kritik kararlı olması halindeki kurulu düzen parametre değeridir.(41) dayanıklı tasarım kriteri ile elde edilen kontrolör parametreleri

$$K_D \leq K_p^2 / 2K_I, g/K_I < K_S \quad (44)$$

Değerlendirme: Elde edilen kontrol sisteminin $l=1$ kapalı çevrim çalışma modunda, $G(s) = G_p(s)G_c(s)$ açık çevrim transfer fonksiyonunun orijiniinde üç kutbu vardır, öteki deyişle $G(s)$ 3-tipi bir sistemdir. Öte yandan sistemin çıkışında ortaya çıkan bozucu (39) ifadesinde görüldüğü üzere ilk koşullar ne olursa olsun parabolik tipte bir bozucudur. Teorik açıdan sürekli hal bileşeni

$$x_{r_{ss}} = \lim_{t \rightarrow \infty} e_r(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE_r(s) = 0 \quad (45)$$

olacağı $T_C(s)$ ve $T_D(s)$ transfer fonksiyonları göz önüne alınarak gösterilebilir. Buna karşın sürekli hal bileşeni parabolik tipte olan referans girişler için sürekli hal hatası sınırlı fakat sıfır olmayan sabit bir değer olur. Sistem tipiyle çelişen bu sonucun nedeni, iç çevrimdeki oran+integral kontrolör ile hız yada türev geri beslemeli sistemin 2-tipi bir açık çevrim olmasıdır. Pratik açıdan referans girişler $0 \leq x_r(t) \leq x_{\max}$ şeklinde sınırlıdır. Bu nedenle sürekli hal bileşeni sabit olan bu tür girişler için sürekli hal izleme hatası sıfırdır. Öteki deyişle, doğrusallaştırıcı dinamik geri beslemesi Dayanıklı kararlı kılıcı PID kontrolör ile sağlanan manyetik askı sisteminde, manyetik cisimler tamı tamına istenen denge konumunda asılı olarak tutulabilirler.

5. Sonuçlar

Bölüm 3'te tek bir elektromıknatis için tasarlanan dayanıklı PID kontrolör yaklaşımı, aynı yöntemle ikinci bir elektromıknatis içinde uygulanabilir. Birbirinin aynısı olan denklemler kayma kipli kontrol yaklaşımıyla farklı iki mıknatisin birbirlerine zıt etki edecek şekilde sürülmesinde kullanılabilir. Kaynak [3]'te verilen kutuplama akımlı kontrol yönteminden farklı olarak, tasarlanan kutuplama akımsız kayma kipli kontrol yaklaşımı, daha az enerji kaybı ve daha etkin çalışmaya olanak sağlar. Bu şekilde tasarlanmış olan dayanıklı kontrolörün simülasyonu MATLAB ortamında ve deneysel olarak gerçekleştirildi. Gerçeklenen PID kontrolör sistemi kararlı kılıp, sistemin bozuculara karşı dayanıklı olmasını ve aynı zamanda sistemin istenen sürekli ve geçici hal davranışlarını göstermesini sağladığı tespit edildi.. MATLAB simülasyon sonuçları ve bazı formül çıkarımları yer kısıtlaması sebebiyle burada yer almamış ve bunlar hakkında detaylı sonuçlar Kaynak[2] de verilmiştir.

6. Kaynakça

- [1] Ç. Bahadır, *Manyetik Askı Sisteminin Modellemesi, Kurulumu ve Kontrolör Tasarımı, Lisans Bitirme Ödevi*, Danışman İTÜ F. Gürleyen, 2006.
- [2] F. Gürleyen, *PID Rule Based Variable Structure Control of Active Magnetic Bearings for High Speed Rigid Rotors*, 9. IEEE Int. Workshop on AMC Proc., 2006.
- [3] Min Sig Kang & Woo Hyun Yoon, *PID Acceleration Feedforward Control in Active Magnetic Bearing System subject to Base Motion by Filtered-X LMS Algorithm*, IEEE, 2006.
- [4] F. Mazenc, M.S. de Queiroz, M. Malisoff & F. Gao, *PID Further Results on Active Magnetic Bearing Control With Input Saturation*, IEEE, September 2006.