

Gauss Merkezci Taban Fonksiyonlu Sinir Ağları ile Doğrusal Olmayan Sistemlerin Kayma Kipli Denetimi

¹M. Önder Efe, ²Okyay Kaynak, ³Xinghuo Yu ve ⁴Bogdan M. Wilamowski

^{1,2}Boğaziçi Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Bebek, 80815, İstanbul, Türkiye

³Faculty of Informatics and Communication, Central Queensland University
Rockhampton QLD 4702, Australia

⁴University of Wyoming, Department of Electrical Engineering
Laramie, WY 82701, U.S.A.

Anahtar Kelimeler: Kayma Kipli Denetim, Yapay Sinir Ağları, Doğrusal Olmayan Sistemler

Özet

Bu çalışmada doğrusal olmayan dinamik sistemlerin kayma kipli denetimi için Gauss Merkezci Taban Fonksiyonlu Sinir Ağlarının (GMTFSA) kullanımı tartışılmaktadır. Sunulan yaklaşım bir denetleyicinin parametrelerinin dinamik olarak uyarlanmasına dayalıdır. Önerilen uyarlama mekanizması, denetleyici çıkışında tanımlanan bir boyutlu sıfır hata öğrenme düzeyi ile sistem çıkışlarında tanımlanan kayma yüzeyi arasındaki doğrusal olmayan bir transformasyonun varlığından hareketle hem denetleyici parametrelerinin hem de sistemin kayma kipinde tutulmasını, böylelikle hassas bir referans izleme yeteneğinin elde edilebileceğini göstermektedir. Yaklaşımın başarımı gözlenen değişkenlere eklenen gürültü ve başlangıç koşullarındaki büyük hataların bertaraf edilebilmesi anlamında değerlendirilmiş ve tasarımı sistem denklemlerinin bilinmediği varsayılmıştır.

1. GİRİŞ

Anahtarlamalı bir çıkış fonksiyonuna sahip değişken yapılı denetleyicilerin belli koşullar altında durum uzayının önceden tanımlanmış bir alt uzayında kayma kipi olarak isimlendirilen bir davranışı oluşturabileceği bilinmektedir. Bu kip birtakım değişmezlik özelliklerinden dolayı sistem modelindeki kesinsizliklerin ve dış bozucu etkenlerin toplam başarımlar üzerindeki olumsuz etkilerine karşı gürbüz olma özelliği ile bilinmektedir. Kuramsal olarak kayma kipli denetim tekniği, hata vektörünün istenen bir dinamiğe doğru sürülmesini ve o dinamik içerisinde tutulmasını öngörecektir denetim girdilerinin hesaplanması üzerinedir.

Kayma kipli denetim kavramı ilk olarak Emelyanov [1] tarafından 1967 senesinde ortaya atılmış ve bahsedilen çalışmada ikinci dereceden sistemlerin faz uzayında özel bir doğrunun tanımlanması ve herhangi bir ilk koşul vektörünün bu doğruya yaklaşacak şekilde yönlendirilebilmesi üzerinde durulmuştur. Bu

çalışmadan sonra literatürde birçok eser kayma kipli denetim üzerinde yoğunlaşmış, bahsedilen doğru çok boyutlu bir hiper yüzey halini almış ve anahtarlamalı yüzeyi -ya da kayma yüzeyi- olarak isimlendirilmiştir. Kayma kipli denetim tekniğinin temel felsefesi ise anahtarlamalı yüzeyi etrafında hesaplanan anahtarlamalı bir denetim stratejisinin kurulmasıdır.

Kayma kipli denetim tekniğinde gözlemlenen büyüklüklerin üzerindeki gürültü bileşeni önemli bir güçlük teşkil eder. Çünkü, ideal kayma kipli denetim yaklaşımı çok hızlı değişebilen denetim girdilerinin hesaplanmasına dayanmakta ve bu girdilerin hesaplanmasında ise sıfıra çok yakın bir büyüğün işareti kullanılmaktadır. Bu durum ise denetim girdilerinin gereksiz biçimde büyük genliklere ulaşmasına neden olabilmektedir. Literatürde bu güçlüklerin aşılabilmesi için kayma kipli denetim kuralında bazı değişiklikler önerilmektedir. Bunlardan bazıları bulanık mantık [2-3], bazıları ise yapay sinir ağlarının kullanımı üzerinedir [4-5].

Geçmiş yıllarda kayma kipli denetim tekniği üzerine yapılmış birçok çalışma mevcuttur. Bunlar içerisinde önem arz eden bazıları şöyle özetlenebilir: Hung [6] denetim stratejisini doğrusal olan ve doğrusal olmayan sistemler için incelemiş, değişik anahtarlamalı mekanizmaları, diferansiyel denklemlerin kanonik formlarda gösterilmesi ve basit kayma kipli denetim kurallarının oluşturulması üzerinde durmuştur. Bekiroğlu [7], uyarlamalı kayma yüzeylerinin tasarımı üzerinde durmuş, Young [8] ise kayma kipli denetim tekniğinin uygulamadaki güçlüklerinin nasıl aşılabileceğini incelemiştir. Kayma kipli denetim tekniğinin işlemsel akıl içeren sistemlerde parametre güncelleme işemi amacıyla kullanımına yönelik çalışmalar [9-11] kaynaklarında verilmektedir. Bu çalışmalarda, türev bilgisi kullanılan öğrenme yordamlarının dinamik olarak modellenmesi ve kayma kipli denetim tekniğinin elde edilen modele uygulanması ile öğrenme katsayısının parametrik kararlılığı sağlayan şekli elde edilmekte ve bu kural

standart hata geriye yayma yönteminin parametre güncelleme kuralı ile birleştirilmektedir.

Kayma kipli denetim tekniğinin esnek bilgi işlem sistemlerinde parametre güncelleme amacıyla kullanımı üzerinde duran bazı çalışmalar sistem çıkışlarındaki hata ölçütünün sonlu bir zaman dilimi içerisinde sıfıra ulaşabileceğini göstermiştir [12-13]. Kesinsizlik sınırlarını sabit kabul eden ilk çalışmada açık çevrimde sürülen bir Kapitsa sarkacının ters dinamiğinin tanımlanması üzerinde durulmuş, bunu takip eden çalışmalarda ise kesinsizlik sınırlarının uyarlamalı olduğu durumlar ele alınmıştır [13]. Her iki kaynağa da ele alınan problem, esnek bilgi işlem sisteminin istenen çıkışlarının mevcut olduğunu varsaymış ve sarkacın açık çevrimde uyarıldığı durumu incelemiştir. Denetim problemlerinde ise bu duruma ilişkin iki güçlük sözkonusudur; bunlar sırasıyla, bir sistemin açık çevrimde uyarılmasının tehlikeleri ve istenen denetim girdilerinin mevcut olmayışıdır. Bir diğer problem ise, gözlenen değişkenlerin gürültü içerdiği durumlarda Yu [13] tarafından önerilen dinamik kesinsizlik uyarlaması mekanizmasının, hatanın mutlak değerinin integrasyonunu gerektirmesi dolayısıyla uzun dönemde kararsızlıklara yol açabileceğidir.

Bu çalışmada [12-13] kaynaklarında ele alınan yöntemin GMTFSA parametrelerinin uyarılmasında kullanılması tartışılmaktadır. Denetim sistemi kapalı çevrimde çalışmakta ve kasinsizlik sınırları sabit kabul edilmektedir. Geliştirilen yöntem, bir çift sarkaç sistemine uygulanmakta ve elde edilen bulgular karşılaştırmalı olarak değerlendirilmektedir. Bu amaçla ikinci kısımda GMTFSA yapısı tanıtılmakta, üçüncü kısımda denetleyicinin tasarımı üzerinde durulmaktadır. Dördüncü kısımda çift sarkaç sisteminin dinamik modeli verilmekte ve benzetim sonuçları tartışılmaktadır. Beşinci kısımda ise sonuçlar verilmektedir.

2. GAUSS MERKEZCİL TABAN FONKSİYONLU SİNİR AĞLARI

Birçok yapay sinir ağı yapısındaki temel işlem parametre vektörü ile giriş vektörünün iç çarpımından elde edilen değer doğrusal olmayan bir aktivasyon fonksiyonundan geçirilmesine dayalıdır. Bu işlemin sonucunda elde edilen büyüklük ise bir nöronun çıkışı olarak bilinmektedir. Bir diğer ağ yapısında ise nöron çıkışı uygun bir biçimde tanımlanmış taban fonksiyonlarından elde edilen değerlerin matematiksel bir birleşiminden elde edilmektedir. Taban fonksiyonları kullanan ağ yapıları gizli katmanda tasarımcı tarafından belirlenen sayıda gizli nöronlar içermekte ve bu nöronların aktivasyon düzeyleri ise giriş vektörünün önceden tanımlanmış prototip vektörlere olan uzaklıklar ile belirlenmektedir [14-16].

GMTFSA yapısı taban fonksiyonu kullanan ağ yapılarının özel bir şeklidir. Bu ağ yapıları içerisindeki gizli katman nöronları (1) ile tanımlanan Gauss fonksiyonunu aktivasyon fonksiyonu olarak kullanırlar. Bu tanımda i değişkeni gizli katmandaki nöronları, j değişkeni ise giriş vektörünün bileşenlerini sıralamaktadır. Prototip vektör c_{ij} değişkenleri ile kurulmakta, ve bu değişkenler Gauss fonksiyonlarının

merkez değerlerini belirlemektedir, σ_{ij} değişkeni ise μ_{ij} ile gösterilen fonksiyonunun kendi tanım uzayı (u_j) üzerinde nasıl yayıldığını belirlemektedir. m -girişli, h -gizli nörona sahip ve tek çıkışlı bir GMTFSA yapısı Şekil 1'de gösterilmektedir. Gizli katmandaki i . nöronun çıkışı (2) ile hesaplanmakta ve w^j sembolü ile gösterilmektedir. GMTFSA yapısının çıkış fonksiyonu ise (3) ile tanımlanan ağırlıklı toplam ile verilmektedir.

$$\mu_{ij}(u_j) = \exp\left\{-\left(\frac{u_j - c_{ij}}{\sigma_{ij}}\right)^2\right\} \quad (1)$$

$$w^j = \prod_{i=1}^m \mu_{ij}(u_j) \quad (2)$$

$$\tau = \sum_{i=1}^h y^i w^i = \underline{y}^T \underline{w} \quad (3)$$

Yukarıda y^i değişkeni i . gizli katman nöronunun τ ile gösterilen ağ cevabı üzerindeki etkisini belirleyen ağırlık parametresidir.

GMTFSA yapısını denetim mühendisliği açısından değerlendirildiğinde çekici kılan özellik gizli katman nöronlarının giriş vektörü ile prototip vektörler arasındaki benzerliğin bir ölçütünün hesabı mantığına dayalı olarak çalışmasıdır. Böylelikle tasarımcının yerel bölgelere ilişkin gerekli denetim girdilerinin özellikleri üzerinde durabilmesi ve bütünsel davranışı yerel bilgiler ile tamamlayabilmesi daha kolaylaşmaktadır.

GMTFSA yapısının sistem tanımlama ve denetimi üzerine uygulamaları [17-19] kaynaklarında, imge ve örüntü tanıma uygulamalarına ilişkin kullanımı ise [15] kaynağında ele alınmaktadır.

3. KAYMA KIPLİ DENETLEYİCİ TASARIMI VE DİNAMİK ÖĞRENME KURALI

Şekil 1'de gösterilen ve denetleyici olarak kullanılacak GMTFSA yapısı gözönüne alınsın. Yapının uyarlanabilir parametre vektörü ve parametreleri uyarın vektör sırasıyla (4) ve (5) denklemleri ile verilmektedir. Denetleyicinin giriş-çıkış ilişkisi ise (3) denklemi ile tanımlanmaktadır.

$$\underline{y} = [y^1 \quad y^2 \quad \dots \quad y^h]^T \quad (4)$$

$$\underline{w} = [w^1 \quad w^2 \quad \dots \quad w^h]^T \quad (5)$$

Yukarıda görülen h değişkeni gizli katmandaki nöron sayısını göstermektedir. Denetleyici Şekil 2'de gösterildiği gibi standart geribesleme sistemi içerisinde çalışmaktadır. Sistemi ilgilendiren kayma yüzeyi $s_p(e, \dot{e})$ ile, denetleyiciyi ilgilendiren sıfır hata öğrenme düzeyi ise $s_c(\tau, \tau_d)$ ile gösterilmekte ve (6)-(7) ifadelerindeki gibi tanımlanmaktadır.

$$s_p(e, \dot{e}) = \dot{e} + \lambda e \quad (6)$$

Yukarıda λ değişkeni kayma yüzeyinin eğimini belirleyen bir parametredir.

$$s_c(\tau, \tau_d) = \tau - \tau_d \quad (7)$$

(7) denkleminde görülen τ_d değişkeni denetleyicinin değeri bilinmeyen ancak istenen çıkış değerini simgelemektedir.

Fiziksel gerçeklik ile çelişki içerisinde olmamak amacıyla tasarımcının bazı koşulları koymas gerekmektedir. Bunlar sırasıyla denetleyicinin parametre vektörünün, parametre vektörünü uyarın giriş vektörünün zaman türevinin ve istenen denetleyici çıkışının zaman türevinin normunun sınırlı olmasıdır.

$$\|\underline{y}\| = \sqrt{\sum_{i=1}^h (y^i)^2} \leq B_y \quad (8)$$

$$\|\underline{\dot{w}}\| \leq B_{\dot{w}} \quad (9)$$

$$\|\underline{\dot{\tau}}_d\| \leq B_{\dot{\tau}_d} \quad (10)$$

Teorem 1. Çok girişli çok tek çıkışlı bir esnek sistem için çıkışların parametrelere göre doğrusal olduğu durumda uyarılama mekanizmasının (11) denkleminde verildiği gibi seçilmesi parametre değerlerini sıfır hata öğrenme düzeyine ulaşacak şekilde zorlar.

$$\underline{\dot{y}} = -\frac{w}{w^T w} k \text{sgn}(s_c) \quad (11)$$

Yukarıda görülen k parametresi (12) eşitsizliğini sağlayan yeterince büyük bir pozitif sabittir.

$$k > B_y B_{\dot{w}} + B_{\dot{\tau}_d} \quad (12)$$

(11) denkleminde tasvir edilen uyarılama mekanizması keyfi bir $s_c(0)$ değerini sonlu zaman içerisinde sıfır düzeyine çeker ve bu zaman dilimi (13) ile verilen eşitsizliği sağlar.

$$t_h \leq \frac{|s_c(0)|}{k - B_y B_{\dot{w}} - B_{\dot{\tau}_d}} \quad (13)$$

İspat 1. (14) ile tanımlanan Lyapunov fonksiyonu aday gözönüne alınsın. Sıfır hata öğrenme düzeyine ($s_c=0$) ulaşmak için fonksiyonun zaman türevi (15) ile verildiği gibi negatif olmalıdır.

$$V_c = \frac{1}{2} s_c^2 \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_c &= \dot{s}_c s_c \\ &= (\underline{\dot{y}}^T \underline{w} + \underline{y}^T \underline{\dot{w}} - \underline{\dot{\tau}}_d) s_c \\ &= -k \text{sgn}(s_c) s_c + (\underline{y}^T \underline{\dot{w}} - \underline{\dot{\tau}}_d) s_c \\ &= -k |s_c| + (\underline{y}^T \underline{\dot{w}} - \underline{\dot{\tau}}_d) s_c \\ &\leq (-k + B_y B_{\dot{w}} + B_{\dot{\tau}_d}) |s_c| < 0 \end{aligned} \quad (15)$$

(12) ile verilen eşitsizliğin yukarıdaki zaman türevini negatif yapacağı aşikardır. (11) denkleminde \dot{s}_c değeri hesaplandığında (16) ile verilen denklem elde edilir. Bu denklemin çözümü (17) denkleminde verildiği gibi olacaktır.

$$\dot{s}_c = -k \text{sgn}(s_c) + \underline{y}^T \underline{\dot{w}} - \underline{\dot{\tau}}_d \quad (16)$$

$$s_c(t) - s_c(0) = -k t \text{sgn}(s_c(0)) + \int_0^t (\underline{y}^T(\rho) \underline{\dot{w}}(\rho) - \underline{\dot{\tau}}_d(\rho)) d\rho \quad (17)$$

$t = t_h$ anında $s_c(t_h) = 0$ olur, böylelikle (18) denkleminde ulaşılır.

$$-s_c(0) = -k t_h \text{sgn}(s_c(0)) + \int_0^{t_h} (\underline{y}^T(\rho) \underline{\dot{w}}(\rho) - \underline{\dot{\tau}}_d(\rho)) d\rho \quad (18)$$

Yukarıdaki ifadenin her iki tarafı $-\text{sgn}(s_c(0))$ ile çarpılırsa (19) denkleminde elde edilecektir ki bu denklem ile (13) denkleminde de belirtildiği üzere s_c büyüklüğünün sonlu zaman içerisinde kayma yüzeyine ulaşacağı sonucuna varılır.

$$\begin{aligned} |s_c(0)| &= k t_h - \left(\int_0^{t_h} (\underline{y}^T(\rho) \underline{\dot{w}}(\rho) - \underline{\dot{\tau}}_d(\rho)) d\rho \right) \text{sgn}(s_c(0)) \\ &\geq k t_h - (B_y B_{\dot{w}} + B_{\dot{\tau}_d}) t_h \end{aligned} \quad (19)$$

□

Bu noktada belirtilmesi gereken önemli bir husus uygulamada τ_d değeri bilinmediği için s_c değişkeni üzerinde çalışılmayacağıdır. Bu nedenle, s_c ve s_p arasındaki ilişkinin araştırılması bir zorunluluk halini almaktadır. Bu iki değişken arasındaki ilişkinin (20) denkleminde verilen şekilde olduğu varsayılınsın.

$$s_c = \Psi(s_p) \quad (20)$$

Nitel olarak s_p değeri sıfıra yaklaşırsa bu, s_c değerinin sıfıra yaklaşacağı anlamına gelir. Fiziksel olarak sistem kusursuz bir izleme yetisine ulaşmış olacaktır çünkü denetleyici istenen denetim girdilerini üretmektedir. Diğer yandan s_p değerinin genliği artarsa hata vektörünün orijinden uzaklaşmakta olduğu aşikardır. Bu durumda da benzer bir ıraksak davranış s_c değişkeni üzerinde gözlemlenmelidir. Aşağıda Ψ bağıntısının sağlaması gereken koşullar tartışılmaktadır.

A. Bölge Koşulu

Denetim girdileri o anki durumun gerektirdiği istenen değerlere yaklaştıkça durum izleme hatası vektörü kayma yüzeyine doğru hareket eder. Diğer bir deyişle istenen denetim girdileri izleme hatası vektörünü kayma yüzeyine doğru itecektir. Limit durumu gözönüne alan bu iki ifade (21) denkleminde verilmektedir.

$$\lim_{\tau \rightarrow \tau_d} s_p = 0 \Leftrightarrow \lim_{s_p \rightarrow 0} \tau = \tau_d \quad (21)$$

Yukarıda verilen birbirine denk iki limit ifadesi ve bu ifadelerin ardılları (22) ve (23) denklemlerinde s_p ve s_c değişkenlerinin kullanımı ile açık biçimde verilmektedir.

$$\lim_{s_c \rightarrow 0} s_p = 0 \Rightarrow \begin{cases} \dot{e} \rightarrow -\lambda e \\ \dot{e} \rightarrow 0 \end{cases} \quad (22)$$

$$\lim_{s_p \rightarrow 0} s_c = 0 \Rightarrow \{\tau \rightarrow \tau_d \quad (23)$$

Yukarıdaki iki denklem Ψ bağıntısının (24) denkleminde verilen koşulu sağlamasını gerektirir.

$$\Psi(0) = 0 \quad (24)$$

Bunun ötesinde, Şekil 3'ten de görülebileceği üzere Ψ bağıntısı s_p - $\Psi(s_p)$ koordinat sisteminin birinci ve üçüncü kadrantlarında tanımlı olmalıdır. Yani bölge koşulu (25) denkleminde verilen biçimde olmalıdır.

$$\Psi(s_p) = \begin{cases} \text{pozitif} & s_p > 0 \\ \text{sifir} & s_p = 0 \\ \text{negatif} & s_p < 0 \end{cases} \quad (25)$$

B. Uyumluluk Koşulu

Denetim sisteminin izleme başarımının bir ölçütü olarak (26) ile verilen Lyapunov fonksiyonu tanımlansın. Denetleyicinin gerçekleştirme başarımını ölçmek için ise (14) ile tanımlanan Lyapunov fonksiyonu gözönüne alınsın. Şekil 4'te iki küme gösterilmektedir; eğer seçilen bir Ψ ilişkisi her iki Lyapunov fonksiyonunun da eşzamanlı minimizasyonunu sağlıyor ise bu ilişki uygun bir adaydır. Şekilde gösterilen taralı bölge dışında kalan bir küme elemanı tasarım amaçlarından en az birini ihlal ettiğinden seçilebilecek bir aday Ψ ilişkisi kesişim kümesinin elemanı olmak zorundadır.

$$V_p = \frac{1}{2} s_p^2 \quad (26)$$

C. Tersinirlik Koşulu

Şekil 5'te gösterildiği üzere $s_p = \eta$ ($\eta > 0$) ile tanımlanan doğrular ailesi η değişkeninin değişen değerleri için çizdirilirse izleme hatası vektörünün zamanı her bir anında bu aileye ait doğrulardan birinin üzerinde olacağı aşikardır. Bunun ötesinde, gösterilen aileye ait doğruların her biri farklı bir duruma karşı düşer ve bu durumlardan her biri farklı s_c değerlerini gerektirir. Bu yüzden Ψ ilişkisi tersinir olmalıdır. Diğer bir deyişle, $\forall s_c \in \mathfrak{R}$ için $\exists s_p \in \mathfrak{R}$.

Tartışılan üç koşul Şekil 6'da gösterilen Lyapunov fonksiyonlarının eşzamanlı minimizasyonu için tanım uzaylarının -yani yatay eksenlerinin- birbiri üzerine bire bir eşleşmesini gerektirmektedir.

Theorem 2. Monoton artan, bölge koşulunu, uyumluluk koşulunu ve tersinirlik koşulunu sağlayan tüm sürekli fonksiyonlar Ψ ilişkisi olarak kullanılabilir. Bu durumda denetim altındaki sistemin kayma kipli denetimi ile denetleyici içerisinde kayma kipli öğrenme arasında bir denklik ilişkisi oluşur.

İspat 2. Lyapunov anlamında kararlılık (26) denklemi ile verilen fonksiyonun zaman türevinin negatif olmasını gerektirir. (27) denklemi ile verilen ilişkinin

kullanımı ile (28) denklemindeki zaman türevi çıkarımı yapılabilir.

$$s_p = \Psi^{-1}(s_c) \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_p &= \dot{s}_p s_p \\ &= \left(\Psi^{-1}(s_c) \right) \dot{\Psi}^{-1}(s_c) \\ &= \frac{\partial \Psi^{-1}(s_c)}{\partial s_c} \dot{s}_c \Psi^{-1}(s_c) \\ &= \frac{\partial \Psi^{-1}(s_c)}{\partial s_c} \left(\underline{y}^T \underline{w} + \underline{y}^T \underline{\dot{w}} - \dot{\tau}_d \right) s_c \Psi^{-1}(s_c) \\ &= \frac{\partial \Psi^{-1}(s_c)}{\partial s_c} \left(-k \text{sgn}(s_c) s_c + \left(\underline{y}^T \underline{\dot{w}} - \dot{\tau}_d \right) s_c \right) \Psi^{-1}(s_c) \\ &= \frac{\partial \Psi^{-1}(s_c)}{\partial s_c} \left(-k |s_c| + \left(\underline{y}^T \underline{\dot{w}} - \dot{\tau}_d \right) s_c \right) \Psi^{-1}(s_c) \\ &< \frac{\partial \Psi^{-1}(s_c)}{\partial s_c} \left| \Psi^{-1}(s_c) \right| \left(-k + B_y B_w + B_{\tau_d} \right) |s_c| \end{aligned} \quad (28)$$

$\partial \Psi^{-1}(s_c) / \partial s_c$ kısmi türevi Ψ ilişkisinin monoton artan karakterinden dolayı her zaman pozitifdir. (12) eşitsizliği ile verilen sınır değeri gözönüne alındığında seçilen Ψ bağıntısı ile hem V_p hem de V_c Lyapunov fonksiyonlarının zaman türevinin negatif olduğu görülür. Sonlu zaman içerisinde kayma yüzeyine ulaşma ile ilgili ispat için İspat 1'deki işlemlerin aynısı geçerli olmaktadır. \square

4. BENZETİM ÇALIŞMALARI

Bu çalışmada fiziksel yapısı Şekil 7'de gösterilen çift sarkaç sistemi kullanılmıştır. Bu tür mekatronik sistemlerin davranışını betimleyen dinamik denklemlerin doğrusal olmaması ve denklemlerde görülen değişkenler arasındaki karmaşık ilişkiler hassas izleme amacına yönelik tasarım için güçlük teşkil ederler. Bunların ötesinde ölçülen büyüklüklerin gürültü içermesi denetleyicinin gürbüz olmasını gerektirir ki klasik yöntemler ile tasarım çoğu zaman oldukça zaman alıcı ve matematiksel gösterimlerin yarattığı güçlüklerin aşılabılmesine bağlıdır. Bu yüzden ele alınan sistemin içerdiği zorlukları aşabilecek denetleyicilerin çalışma koşullarına göre kendilerini uyarlayabilme ya da öğrenebilme yetisine sahip olmaları istenen bir özellik olmaktadır.

Ele alınan çift sarkaç sisteminin dinamik davranışı (29)-(32) denklemleri ile belirlenmekte ve denklemlerde açılal konumlar ve açılal hızlar sistemin durum vektörünü oluşturmaktadır. τ_1 ve τ_2 sembolleri ile gösterilen denetim girişleri her bir sarkaçın hareketini sağlayan taban servomotorları tarafından temin edilmektedir. Sistemin denklemlerinde görülen parametreler Tablo 1'de MKS birim sistemine göre verilmiştir.

$$\dot{x}_1 = x_3 \quad (29)$$

$$\dot{x}_2 = x_4 \quad (30)$$

$$\dot{x}_3 = \left(\frac{M_1 gr}{J_1} - \frac{k_s r^2}{4J_1} \right) \sin(x_1) + \frac{k_s r}{2J_1} (l-b) + \frac{\tau_1}{J_1} + \frac{k_s r^2}{4J_1} \sin(x_4) \quad (31)$$

$$\dot{x}_4 = \left(\frac{M_2 gr}{J_2} - \frac{k_s r^2}{4J_2} \right) \sin(x_2) - \frac{k_s r}{2J_2} (l-b) + \frac{\tau_2}{J_2} + \frac{k_s r^2}{4J_2} \sin(x_3) \quad (32)$$

Tablo 1. Sistem Parametreleri

Sarkaç 1 Kütlesi	M_1	2 kg
Sarkaç 2 Kütlesi	M_2	2.5 kg
Eylemsizlik Momenti 1	J_1	0.5 kg
Eylemsizlik Momenti 2	J_2	0.625 kg
Yay Sabiti	k_s	100 N/m
Yayın Doğal Uzunluğu	l	0.5 m
Sarkaçlar Arası Taban Mesafesi	b	0.4 m
Sarkaçların Yüksekliği	r	0.5 m

Yukarıda $g=9.81$ m/s² değeri yerçekimi ivmesini temsil etmektedir. Tablo 1’de de verildiği üzere $b < l$ durumu her iki sarkacın düşey konumda iken birbirini itme halinde olduğu anlamına gelmektedir.

Ele alınan sistemin Gauss merkezci taban fonksiyonlu sinir ağları kullanılarak uyarlamalı denetimine yönelik bir çalışma Spooner ve Passino [20] tarafından yapılmıştır. Model ile ilgili detaylar belirtilen kaynaktan bulunabilir.

Tartışılan benzetimlerde ele alınan çift sarkaç sistemi, üçüncü kısımda incelenen yöntem ile denetlenmektedir. Denetleyici yapısı her bir sarkaç sistemi için iki girişli, 9 gizli nöronlu, bir çıkışlı bir GMTFSA sistemidir ve sistemin sadece ağırlık (\underline{w}) parametreleri güncellenmektedir. Denetim sisteminin detaylı bir mimarisi Şekil 8’de gösterilmektedir. Durum izleme hatasının ölçülen değeri ile $s_p(e, \dot{e})$ büyüklüğü hesaplanmakta, ve bu değer Ψ fonksiyonundan geçirilerek dinamik uyarlama mekanizmasının ihtiyaç duyduğu s_c büyüklüğü elde edilmektedir. Kayma yüzeyinin eğimini belirleyen λ parametresi yapılan benzetimlerde her iki denetleyici için de 1 seçilmiştir. Verilen bilgiler ışığında GMTFSA denetleyicinin y^i parametresinin dinamik davranışı (33) denklemi ile tanımlanmaktadır.

$$y^i = - \frac{w^i}{\sum_{j=1}^h (w^j)^2} k \text{sgn}(\Psi(s_p)) \quad (33)$$

Mekatronik sistemlerin denetiminde hassas yörünge izleme probleminin çözümü birtakım güçlüklerin ne derecede aşılabildiği ile ilintilidir. Ölçülen durum vektöründeki gürültü bileşeninin olumsuz etkilerinin

nasıl giderilebileceğini göstermek amacıyla GMTFSA denetleyicilerin girişlerinde oluşan izleme hatası alt vektörleri sıfır ortalamalı, Gauss dağılımlı ve varyansı $0.33e-6$ değerine sahip bir gürültü işareti tarafından bozulmaktadır. Gürültü işaretinin tepe değeri $\pm 1e-3$ sınırları içerisindedir. İkinci önemli güçlük ise sıfırdan farklı konum ilk değerleridir. Yöntemin erişme kipi başarımını göstermek amacıyla başlangıçta birinci sarkaç $\pi/6$ radyan konumunda, ikinci sarkaç ise $-\pi/4$ radyan konumundadır. Benzetimlerde kullanılan referans yörünge Şekil 9’da gösterilmektedir.

s_c ve s_p arasındaki bağıntı olarak üçüncü kısımda incelenen koşullar doğrultusunda (34) denklemi ile verilen ifade kullanılmış, kayma rejiminin çatırtı olarak bilinen olumsuz özelliğini gidermek amacıyla (33) denklemde görülen işaret fonksiyonu yerine (35) denklemi ile verilen ifade kullanılmıştır.

$$\Psi(s_p) = s_p \quad (34)$$

$$\text{sgn}(\Psi(s_p)) \approx \frac{\Psi(s_p)}{|\Psi(s_p)| + 0.05} \quad (35)$$

Benzetimlerde her iki denetleyici için de uyarlanabilir parametrelerin ilk değerleri sıfır olarak seçilmiş, bu koşullar altında Şekil 10’da gösterilen durum izleme sonuçları elde edilmiştir. Açısız konum ve hız hatalarının da açık bir biçimde gösterdiği üzere önerilen yöntem λ parametresi tarafından belirlenen yeterince hızlı bir cevap ile hassas durum izleme amacına ulaşmıştır. Denetleyicilerin ürettiği olduğu denetim girdileri Şekil 11’de gösterilmektedir. Burada vurgulanması gereken önemli bir özellik, denetim işaretinin yüksek frekanslı bileşenlerinin kabul edilebilir ölçüde düşük genlikli oluşudur. Şekil 12’de her iki sarkaç için de faz uzayındaki hareket gösterilmektedir. Hızlı bir erişme kipi ardından gerçekleşen kayma kipi ile hata vektörünün her bir sarkaç için orijine doğru hareket ettiği aşıkardır.

Sunulan sonuçlar için kesinsizlik sınırı olan k parametresi her iki sarkaç için de 1000 değerinde seçilmiş, benzetim adım aralığı 2.5 ms olarak seçilmiş ve benzetimler Matlab 5.2 yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. Gerçek zamanda 12.32 saniye süren denetim yordamının toplam benzetim zamanı ise önerilen yaklaşımın pratik uygulamalar için de işlemsel karmaşıklık açısından uygun olduğunu göstermektedir.

5. SONUÇLAR

Bu çalışmada doğrusal olmayan sistemlerin kayma kipinde denetimi için yeni bir yöntem önerilmektedir. Sunulan sonuçlar ışığında yöntemin durum izleme başarımı ve üretilen denetim girdilerinin düzgün bir davranışa sahip olması ilk bakışta göze çarpan özelliklerdir. Yaklaşım GMTFSA yapısına sahip bir denetleyicinin ağırlık parametrelerinin dinamik bir uyarlama kuralı ile değiştirilmesini öngörmektedir ve amaç hem denetim altındaki sistemi hem de denetleyici çıkışlarını birbirine denk kayma kiplerine itmektir. Faz

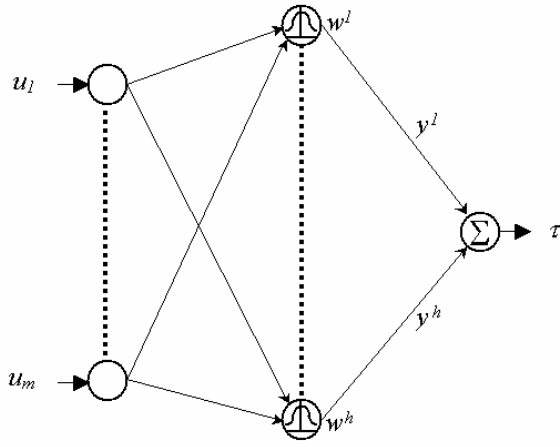
uzayında gözlemlenen davranış sistem denklemlerini kullanmaksızın bu amaca ulaşılabileceğini doğrulamaktadır. Her bir denetleyici için sadece 9 uyarlanabilir parametrenin olması da önerilen yöntemi işlemsel karmaşıklığın düşük olması açısından çekici kılan bir özelliktir. Bu açıdan değerlendirildiğinde yaklaşım denetim mühendisliği pratiğinde önemli bir yer edinebilecek esnekliğe sahiptir.

TEŞEKKÜR

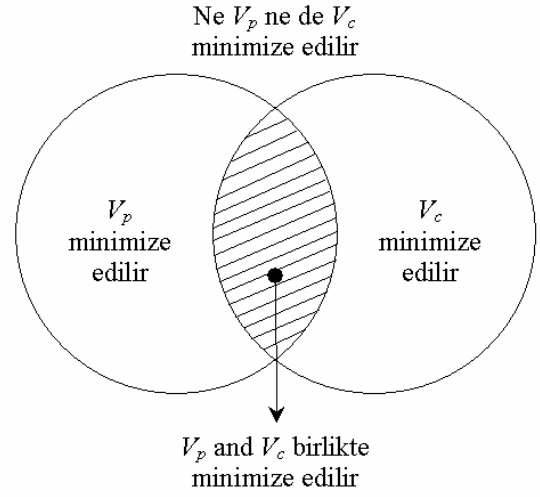
Bu çalışma Boğaziçi Üniversitesi Araştırma Fonu (Proje No: 00A203D) ve NSF tarafından desteklenmektedir (Proje No: 9906233).

KAYNAKLAR

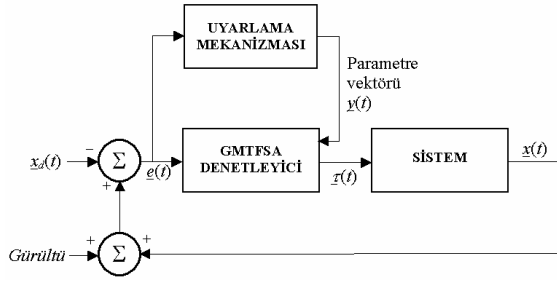
- [1] Emelyanov, S. V. *Variable Structure Control Systems*, Moscow, Nauka, 1967.
- [2] Erbatur, K., Kaynak, O., Sabanovic, A. and Rudas, I., "Fuzzy Adaptive Sliding Mode Control of a Direct Drive Robot," *Robotics and Autonomous Systems*, Vol. 19, No: 2, pp. 215-227, 1996.
- [3] Byungkook, Y. and Ham, W., "Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control of Nonlinear Systems", *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, Vol. 6, No: 2, pp. 315-321, 1998.
- [4] Ertugrul, M. and Kaynak, O., "Neuro Sliding Mode Control of Robotic Manipulators," *Mechatronics*, Vol. 10, No: 1, pp. 243-267, 2000.
- [5] Ertugrul, M. and Kaynak, O., "Neural Computation of the Equivalent Control in Sliding Mode For Robot Trajectory Control Applications", *Proc. of the 1998 IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, pp. 2042-2047, 1998.
- [6] Hung, J. Y., Gao, W. and Hung, J. C., "Variable Structure Control: A Survey, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*," Vol. 40, No: 1, pp. 2-22, 1993.
- [7] Bekiroglu, N., *Adaptive Sliding Surface Design for Sliding Mode Control Systems*, Ph.D. Thesis, Bogazici University, 1996.
- [8] Young, K. D., Utkin, V. I. and Ozguner, U., "A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control," *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, Vol. 7, No: 3, pp. 328-342, 1999.
- [9] Efe, M. O. and Kaynak, O., "Stabilizing and Robustifying the Learning Mechanisms of Artificial Neural Networks in Control Engineering Applications," to appear in *Int. Journal of Intelligent Systems*, 2000.
- [10] Efe M. O., Kaynak, O. and Wilamowski, B. M., "Stable Training of Computationally Intelligent Systems by Using Variable Structure Systems Technique", to appear in *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 47, No: 2, April 2000.
- [11] Efe, M. O. and Kaynak, O. "A Novel Optimization Procedure for Training of Fuzzy Inference Systems by Combining Variable Structure Systems Technique and Levenberg-Marquardt Algorithm," to appear in *Fuzzy Sets and Systems*, 2000.
- [12] Sira-Ramirez, H. and Colina-Morles, E., "A Sliding Mode Strategy for Adaptive Learning in Adalines," *IEEE Trans. on Circuits and Systems – I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 42, No: 12, pp. 1001-1012, 1995.
- [13] Yu, X., Zhihong, M. and Rahman, S. M. M., "Adaptive Sliding Mode Approach for Learning in a Feedforward Neural Network," *Neural Computing and Applications*, No: 7, pp. 289-294, 1998.
- [14] Hartman, E., Keeler, J. D. and Kowalski, J. M., "Layered Neural Networks with Gaussian Hidden Units as Universal Approximations," *Neural Computation*, Vol. 2, No: 2, pp. 210-215, 1990.
- [15] Girosi F., Poggio, T. and Caprile, B., "Extension of a Theory of Networks for Approximation and Learning: Outliners and Negative Examples," *Advances in Neural Information Processing Systems*, (Eds.) R. P Lippmann, J. E. Moody, and D. S. Touretzky, pp. 750-756, San Mateo, 1991.
- [16] Moody, J. and C. J. Darken, "Fast Learning Networks of Locally-Tuned Processing Units," *Neural Computation*, Vol. 1, No. 2, pp. 281-294, 1989.
- [17] Efe, M. O. and Kaynak, O., "A Comparative Study of Soft Computing Methodologies in Identification of Robotic Manipulators," *Robotics and Autonomous Systems*, Vol. 30, No: 3, pp. 221-230, 2000.
- [18] Efe, M. O. and Kaynak, O., "A Comparative Study of Neural Network Structures in Identification of Nonlinear Systems," *Mechatronics*, Vol. 9, No: 3, pp. 287-300, 1999.
- [19] Sanner, R. M. and Slotine J.-J. E., "Gaussian Networks for Direct Adaptive Control," *IEEE Transactions on Neural Networks*, Vol. 3, No: 6, pp. 837-863, 1992.
- [20] Sooner, J. T. and Passino, K. M., "Decentralized Adaptive Control of Nonlinear Systems Using Radial Basis Neural Networks," *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. 44, No: 11, pp. 2050-2057, 1999.



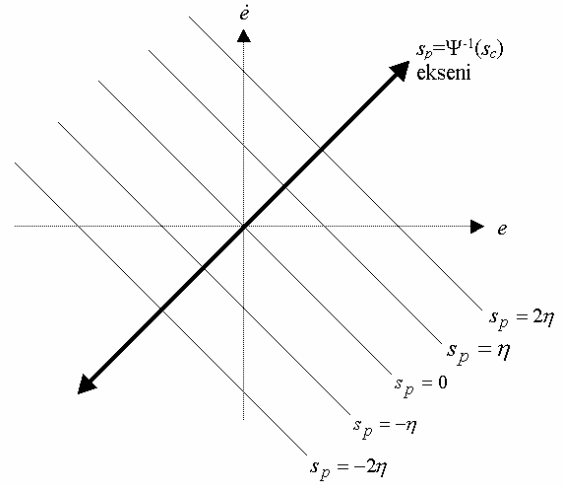
Şekil 1. Gauss Merkezci Taban Fonksiyonlu Sinir Ağı Yapısı



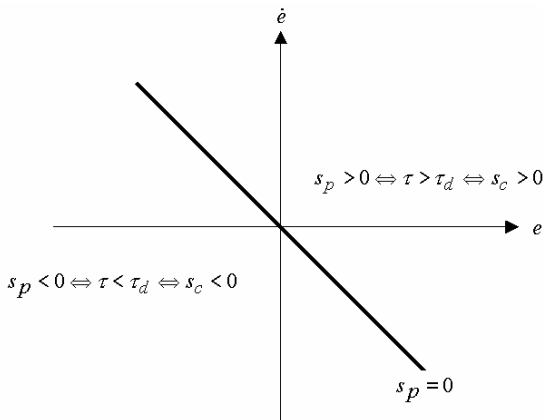
Şekil 4. Olası Dört Kümeye Ait Seçimlerin V_p ve V_c Ölçütleri Arasındaki Bağlantının Uyumluluğuna İlişkin Yorumlanması



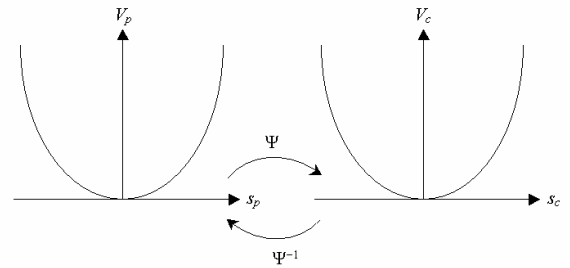
Şekil 2. Standart Geribeslemeli Denetim Sistemi Yapısı



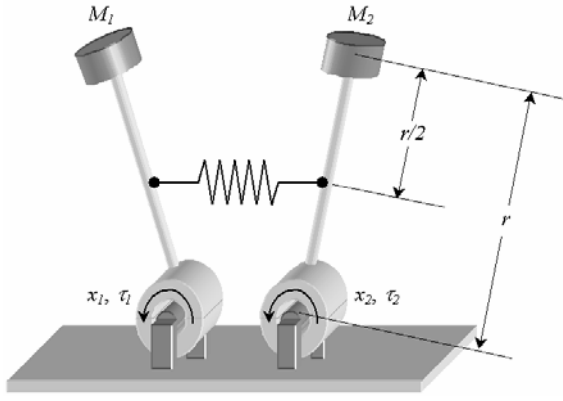
Şekil 5. s_p Değeri Değiştikçe Oluşan Doğrular Ailesi



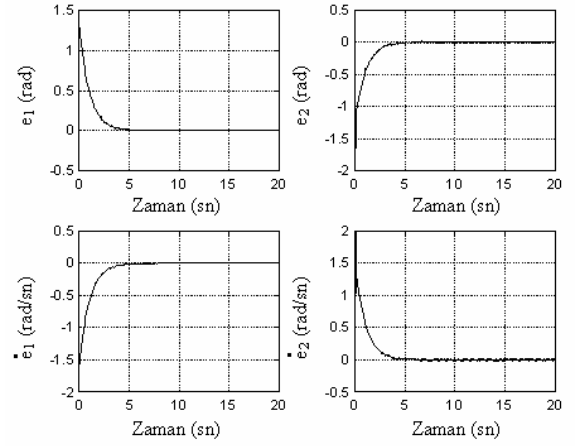
Şekil 3. s_p ve s_c büyüklüklerinin işaretleri $s_p=0$ doğrusunun farklı taraflarında zıt yönlüdür



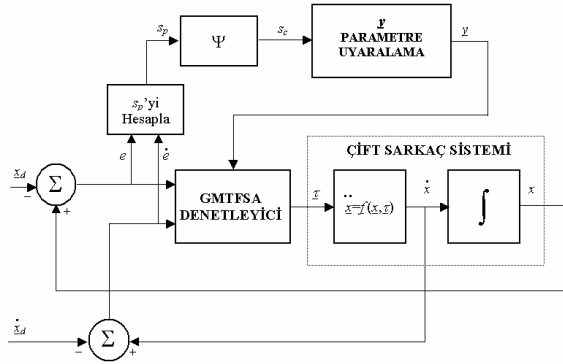
Şekil 6. Ψ ilişkisi Yatay Eksenler Arasında Bire Bir Bir Eşleştirme Kuralıdır.



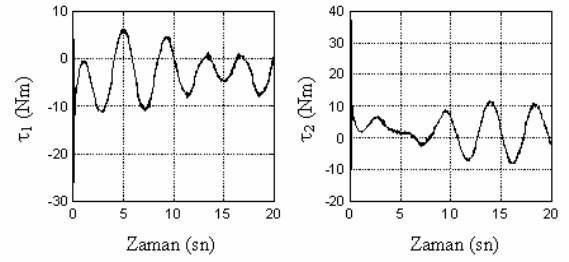
Şekil 7. Çift Sarkaç Sisteminin Fiziksel Görünümü



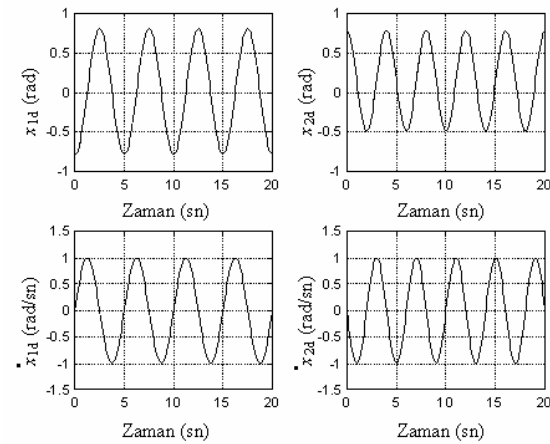
Şekil 10. Durum İzleme Hataları



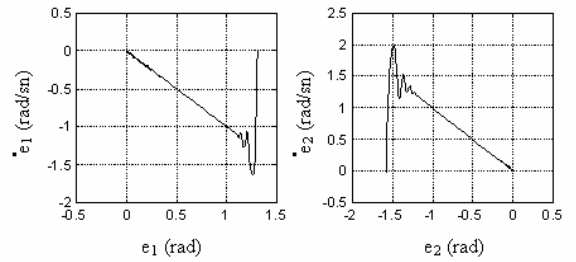
Şekil 8. Denetim Sisteminin Ayrıntılı Yapısı



Şekil 11. Uygulanan Denetim Girdileri



Şekil 9. Referans Durum Yörüngesi



Şekil 12. Her Bir Sarkaçın İzleme Hatası Vektörünün Faz Uzayındaki Davranışı