

ALAN YÖNLENDİRMELİ ASENKRON MOTORUN BULANIK KAYAN KİP KONUM KONTROLÜ

İbrahim ŞENOL¹, Metin DEMİRTAŞ², Sabir RÜSTEMOV²

¹ Yıldız Teknik Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Müh. Bölümü,
İSTANBUL, e-posta: senol@yildiz.edu.tr

² Dicle Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elk. Elektronik Müh. Böl.,
DİYARBAKIR, e-posta: mdtas@dicle.edu.tr, rustemov@dicle.edu.tr

ÖZET

Bu çalışma, doğrusal olmayan bir sistem olan alan yönlendirmeli asenkron motorun kontrol gereksinimlerini karşılayan, sistemin dış bozuculara ve parametre değişimlerine karşı dayanıklılığını sağlayan ve konum kontrolü yapan çatırtısız kayan kip kontrolör tasarımını içermektedir.

Değişken yapıli sistemlerin kontrolör tasarımında, yörünge nin bir yüzey boyunca anahtarlama yapması, bir sorun olarak ortaya çıkmaktadır. Bu sorunu iyileştirmenin yolu; kontrol süreksizliğinin dışında, anahtarlama yüzeyinin her iki yanında olacak şekilde, ince bir sınır tabaka düzenlemektir. Bu sınır tabakası düzgün bir doyma fonksiyonu ile gerçekleştirilmektedir. Yapılan bu çalışmayla, kayan kipte oluşan çatırtılar bulanık mantık teorisi kullanılarak giderilmiştir ve sistemin oturma zamanı kısaltılmıştır.

Anahtar kelimeler: Asenkron Motor, Bulanık, Kayan Kip.

FREE CHATTERING SLIDING MODE CONTROL OF A VECTOR CONTROLLED INDUCTION MOTOR

ABSTRACT

This study consists of designing free-chattering sliding mode control meeting control requirements of vector controlled induction motor, which is a non-linear system, making system robust against external disturbance and parameter change, and doing position control.

In designing controller of variable structure systems, trajectory switching through a surface is seen as a problem. The way of improving this problem, except the discontinuity of control, is to arrange a thin boundary layer. On the both side of the switching surface. This boundary layer is realized a

saturation function. By this work, this problem, chattering, occurred in sliding mode is eliminated by fuzzy logic, and settle time of system is shorter.

Keywords : Induction Motor, Fuzzy, Sliding Mode.

1. GİRİŞ

DYK 1950'lerin başında ilk defa S. V. Emelyanov ve birlikte çalışan araştırmacılar tarafından ortaya atılmıştır. İlk çalışmalarında, faz değişkenleri formunda modellenmiş ikinci derece doğrusal bir sistem üzerinde bu kontrol yaklaşımının uygulanmasını göstermiş ve açıklamışlardır. Batı dünyası bu süre zarfında daha çok doğrusal kontrol yaklaşımları, doğrusal çok değişkenli kontrol ve doğrusal yaklaşımlara dayanan sistem kuramı üzerinde çalışmıştır.

Değişken yapıli kontrol (DYK) sistemlerinde kayan kip kontrol (KKK), dış bozucular ve sistem parametreleri değişimlerine karşı kontrol sistemine büyük dayanıklılık sağlayan oldukça özel bir yaklaşımdır [1]. Ayrıca, temelde Lyapunov kararlılık koşullarına dayanan bu tasarım yöntemi, doğrusal yada doğrusal olmayan sistemler için kontrolör tasarımına da büyük bir katkı getirmektedir. KKK, parametre değişimlerine ve dış etkilere karşı duyarsız olması ve hızlı dinamik cevap vermesi nedeniyle, son zamanlarda Ac servo sürücü sistemlerin kontrol edilmesinde büyük ilgi çekmiştir [2].

KKK, DYK sistemi yaklaşımının özel bir halidir. Bu yaklaşımdaki ana amaç, hatayı anahtarlama yüzeyi veya kayma yüzeyine itmek ve bu yüzeyde tutmaktır. Bundan sonra sistem kayma rejimindedir ve modelleme hataları ile dış bozuculardan etkilenmez.

DYK sisteminin en belirgin özelliği, kontrolörün farklı iki kontrol için anahtarlama yapmasıdır. Genel olarak, DYK tasarımı çarpma ve kayma fazı olarak iki kısma ayrılabilir. Sistemin yörüngesi anahtarlama yüzeyine ulaşmadan önce bir kontrol kuralı ile kayma yüzeyine doğru yönlendirilir. Kontrol, sistemin tüm durumlarını anahtarlama yüzeyinde yer almaya zorladığı zaman kayan kip oluşur. Yörünge kayma yüzeyine ulaştıktan sonra, sistem dinamikleri yüzey boyunca anahtarlama yapmaya başlar. Kayma yüzeyi, durum değişkenlerinin doğrusal kombinasyonu olan bir fonksiyon olarak tanımlandığı için durum değişkenleri bu yüzey üzerinde doğrusal bağımlı hale gelirler. Böylece, sistem belirsizliklerden ve dış bozuculardan bağımsız olur.

Kontrolün sonsuz hızla anahtarlanamaması nedeniyle DYK sistemlerinin kayma ve kararlı hal kiplerinde daima çatırtı oluşur. Kararlı hal durumunda çatırtı istenen denge noktası civarında yüksek frekanslı bir osilasyon olarak karşımıza çıkar ve bu sistemin modellenmeyen yüksek frekanslı dinamiklerini uyaran (kararsızlığa yol açan) bir kaynak durumuna gelebilir.

Çatırtı genellikle istenen bir davranış olmadığından etkilerinin azaltılması veya yok edilmesi amacıyla önemli miktarda araştırma potansiyeli bu konuya ayrılmıştır. Birçok DYK sisteminde kontrol, röle tipinde kontrolörler içermektedir. İdeal röle karakteristiğinin gerçekleştirilmesi pratik olarak mümkün olmadığından dolayı çatırtıyı azaltmak için yaklaşımlardan biri de röle tipindeki süreksiz kontrolü, sürekli yaklaşımla doyan bir kontrol ile ifade etmektir [2].

Durum uzayında anahtarlama yüzeyi civarında bir sınır tabaka oluşturulmaktadır. Bu sınır tabaka içerisinde kontrol, anahtarlama fonksiyonunun bir sürekli yaklaşımları olarak seçilmektedir. Bu bir bakıma sisteme yüzey civarında lineer yüksek kazanç kontrolü uygulamak demektir. Bu nedenle kontrolör tasarımı bu doyma fonksiyonu, bulanık mantık teorisi ile giderilmektedir. Bulanık mantık, insan düşünme ve algılamasını modellemek için kullanılan güçlü bir yöntemdir. Bulanık mantık, bulanık küme teorisine dayanmaktadır. Bulanık küme teorisi genel bir matematiksel yaklaşımdır. Çözülmesi güç olan problemler genel bir yapıya kavuşturularak daha kolay bir sonuca gidilir. Bulanık kümeler, iki değerli önerme yerine, çok değerli kümelerle sonuç verir [2].

Bulanık mantık kontrol ilk olarak 1970'lerde ortaya çıkmış ve modellenmesi yapısal olarak zor olan sistemler için kontrolör tasarımı kullanılmıştır. Bu zamandan beri bulanık mantık kontrol aktif olarak kullanılmaya başlanmış, birçok pratik uygulamalar ile endüstriyel alanda uygulamalarının teorisi kadar iyi sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir [3]. Bununla birlikte şu anda bulanık mantık için sistematik bir tasarım prosedürü yoktur. Bulanık kontrolörler, diğer kontrolörlerden farklı olarak sıkça kararlı bir başlangıç noktasından ziyade tahmini başlangıç noktası etrafında tasarlanmaktadır.

Bulanık kontrol prensipleri ile kayan kip kontrol teorilerinin eksikliklerini düzeltme imkanı vardır. Bulanık kayan kip kontrol, bulanık kontrol ve kayan kip kontrol teorilerinin birleştirilmiş bir halini teşkil eder. Bulanık kontrolün belirleyici niteliklerinden biri klasik kontrol strateji tabanlı IF-THEN kuralları ve uzman kişinin deneyimidir [4]. Bulanık mantık, kayan kip kontrol ile kullanıldığında ortaya oldukça performansı iyi sonuçlar çıkmaktadır. Yörünge anahtarlama yüzeyini terk ederken, geliş açısına göre

büyük yada küçük bir kontrol işareti uygulayarak, yörüngeyi anaharlama yüzeyine dönmesi sağlanmaktadır. Bulanık kayan kipli kontrol metodu ile tasarlanan bir değişken yapıli sistem kontrolü garantili kararlılık özelliği sağlamaktadır. Bu yaklaşımdaki temel problem ise kural tabanındaki kural sayısının hayli yüksek olmasıdır. Yapılan çalışmada 7 dilsel değişken ve 49 kural taban kullanılmaktadır.

Sincap kafesli asenkron motorlar; yapılarının sağlam ve basit olması, hız ayar aralığının geniş olması, diğer motorlara göre daha ucuz ve daha az bakım gerektirmesinden dolayı endüstride en çok kullanılan motorlar konumuna gelmiştir. Güç elektroniği ve mikroişlemci alanındaki gelişmelere paralel olarak asenkron motorlar, servo uygulamalarında doğru akım ve senkron motorların yerine kullanılmaya başlanmıştır. Ancak bu motorların hız veya moment kontrolü, karmaşık ve doğrusal olmayan yapılarından dolayı doğru akım motorlarına göre daha zordur.

Doğru akım motorlarının momenti; bağımsız olarak kontrol edilebilen, endüvi akımı ve uyarma akısı olmak üzere iki ortagonal bileşenden oluşmaktadır. Asenkron motorlarda bu kenetlenmesiz yapı doğrudan görülmez. Motorun elektrikseldinamiği ile mekanik dinamiği arasındaki doğrusal olmayan kuplaj nedeniyle asenkron motorda yüksek performans elde etmek oldukça zordur. Bu problemi ortadan kaldırmak üzere standart konum ve hız kontrol çevrimlerinden başka daha içte bir çevrim oluşturacak alan yönlendirmeli kontrol teknikleri geliştirilmiştir.

İlk olarak Hasse (1969) ve Blasckhe (1972) tarafından ortaya atılan alan yönlendirme yöntemi ile asenkron motorların momenti ve akısı birbirinden bağımsız akı ve moment bileşenleri üzerinden kontrol edilebilmektedir. Alan yönlendirmeli veya transvektör kontrol isimlerinin de kullanıldığı bu yöntem 1980'lerin başına kadar, uygulanmasındaki teknolojik zorluklar nedeniyle, çok az dikkat çekmiştir. Ancak sayısal işaret işleme tekniklerindeki gelişmeler ve yarı iletken anahtarlama elemanlarının performanslarındaki artışlar ile alan yönlendirmeli asenkron motor kontrolü üzerindeki çalışmalar yoğunlaşmıştır. Temel olarak bütün döner alanlı makinelere uygulanabilen bu yöntem doğrudan ve dolaylı alan yönlendirmeli olarak gerçekleştirilebilmektedir. Genel olarak doğrudan alan yönlendirme, dolaylı alan yönlendirmeye göre daha fazla hesaplama zamanı gerektirmektedir [2].

Başlangıçta, asenkron motorların değişken hızlı sürücü sistemlerle kullanılması skaler kontrol yöntemleri aracılığı ile olmuştur. Değişken hızlı V/f_s kontrollü asenkron motor sürücü sistemlerinde hava aralığı akısı V/f_s oranıyla doğrusal olarak ayarlanarak ucuz ve kolay gerçekleştirilebilen bir

yapı elde edilebilir. Bu yöntemde, moment stator akımı ile ilişkilidir. Ancak stator akımı aynı zamanda akı seviyesini de kontrol ettiği için kenetlemeli bir moment kontrolü söz konusudur. Dolayısıyla, momenti değiştirmek gerektiğinde, akı seviyesi değişeceği için, moment cevap süresi akı değişim hızına bağlı olarak yavaş olacaktır. Ayrıca bu skaler kontrol yöntemi uygulandığı zaman, frekans referansı basamak şeklinde değiştiğinden, gerçek kayma değeri aşılıp olur ve kararsızlık oluşur [2].

V/f_s yöntemi çok düşük hızların dışında, hızın yavaş değiştiği uygulamalar için elverişli olmasına rağmen konum kontrollü sürücülerde kullanılamazlar. Skaler kontrol yöntemlerinin kullanılması ile elde edilen değişken hızlı asenkron motorlu sürücü sistemlerin performansı doğru akım motorlu sürücülerden elde edilen performansa ulaşamamaktadır. Böylece ortaya çıkan boşluğun doldurulması için moment bileşenlerinin ayrıştırılmış olduğu bir kontrol yöntemi gereksinimi ortaya çıkmaktadır [2].

Bu nedenle, yapılan çalışmada asenkron motorun konum kontrolü gerçekleştirildiğinden, tasarlanan kontrolör motorun dolaylı alan yönlendirmeli modeline uygulanmıştır.

Alan yönlendirmeli kontrolde, eksen dönüşümleriyle, stator akımının moment ve akı bileşenleri ayrıştırılarak bir DC makina karakteristiğine benzetilmiştir. Böylece, kenetlemesiz bir kontrol elde edilerek, moment sadece akımın q bileşenine bağlı hale getirilmiştir. Motor modeli kullanılarak, önce kayan kip kontrol teorisi ve daha sonrada bulanık kayan kip kontrol incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar, literatür taramasında çalışılan konuya en yakın ve son çalışma olarak tesbit edilen 1 numaralı kaynakta belirtilen C.Y. Won, D.H. Kim ve S.C. Kim tarafından yapılmış olan "Position control of induction motor with a new fuzzy-sliding mode controller" isimli bildiriye sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

2. ALAN YÖNLENDİRMELİ ASENKRON MOTORUN MODELİ

Senkron hızda dönen bir eksen takımında asenkron motorun elektromekanik moment ve mekanik eşitliği aşağıda verilmiştir [5].

$$T_e - T_l = \frac{2}{p} J \frac{dw_r}{dt} + Bw_r \quad (1)$$

Elektromekanik moment eşitliği;

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \Psi_r \quad (2)$$

$$K_t = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_r} \Psi_r \quad (3)$$

olmak üzere, tork denklemi

$$T_e = K_t i_{qs} \quad (4)$$

olur. Burada ,

i_{qs} : d-q ekseninde stator anlık akımının q bileşeni,

L_m : Ortak endüktans,

L_r : Statora indirgenmiş rotor endüktansı,

ω_r : Rotorun açısal hızı,

p : Kutup sayısı,

J : Atalet momenti,

B : Viskos sürtünme katsayısı,

T_e : Elektromekanik moment,

T_l : Yük momenti.

3. KAYAN KİP KONTROL

DYK iki aşamada ele alınabilir. Birincisi, Manifold seçimi veya $S(x)$ vektör formunda yazılmış anahtarlama fonksiyonunun seçimidir. İkincisi ise, kontrol kuralının seçimidir. Yani Lyapunov fonksiyonunun seçilmesi ile belirlenen, kararlılık kriterinin sağlayacak, kontrolün hesaplanma işidir. Sonuç olarak, seçilmiş olan anahtarlama yüzeyi $S(x)$ 'in işaretine göre farklı kontrol yapılarının uygulanması ile DYK elde edilmiş olur [1].

$$u = \begin{cases} u^+(x_1, x_2, t) & \text{for } S(x, t) > 0 \\ u^-(x_1, x_2, t) & \text{for } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (5)$$

Burada, S anahtarlama yüzeyidir. KKK sistemlerinde bu kontrol, sistemin durumlarının sonlu zamanda seçilen $S(x)=0$ yüzeyine ulaşmasını sağlayacak şekilde yapılır [6]. Daha sonra geliştirilen sınır tabakalı yaklaşımla, sistem durumları sonlu zamanda belirlenmiş $S(x)=0$ yüzeyine sınırlı uzaklıkta bir bant içine sokulur. Kayma yüzeyinin matematiksel ifadesi şu şekildedir.

$$S = Cx_1 + x_2 = 0 \quad (6)$$

$x_1 \rightarrow 0, x_2 \rightarrow 0, S(t)=0$ olur.

Kayan kip kontrolün gerçekleşmesi için aşağıdaki iki şartın sağlanması gereklidir.

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \quad \text{and} \quad \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} < 0 \quad (7)$$

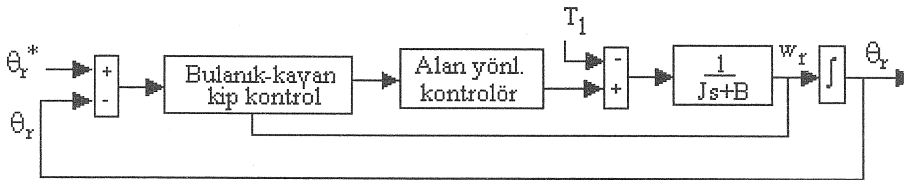
veya

$$\lim_{s \rightarrow 0} S \dot{S} < 0 \quad (8)$$

Denklem (6)'nın sağlanması durumunda, yörünge üstel olarak, kararlı bir şekilde, kayma yüzeyine yönelir. Denklem (8)'in sağlanması durumunda ise, kayan kip kontrollü kapalı çevrim kontrol sistemi asimtotik olarak kararlı olmaktadır.

4. BULANIK KAYAN KİP KONTROL

Bulanık kayan kip kontrolörlü, ideal alan yönlendirmeli servo sistem Şekil 1'de gösterilmiştir. Gerçek konum bilgisi θ_r , referans konum bilgisi θ_r^* ile karşılaştırılarak, hata işareti (x_1) bulunmaktadır. Bu işaretin türevi alınarak motor açısal hızı (x_2) bulunmaktadır.



Şekil 1. Asenkron motorun konum kontrolü.

Şekil 1'de gösterilen ikinci dereceden bir sistemin durum denklemleri,

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -B/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -K_t/J \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \frac{T_l}{J} \quad (9)$$

olarak verilebilir.

Kararlılık, Lyapunov teoremi kullanılarak yapılır ve sonuçlar önerilen kontrol kuralı için dizayn aracı olur [7,8].

$$V = (Cx_1 + x_2)^2 = S^2 \quad (10)$$

V' nin türevi,

$$\dot{V} = 2S \dot{S} < 0$$

olur. Sonuç olarak, bulanık kayan kip kontrolör kapalı döngü sistemi kararlı yapar. Eğer, \dot{V} negatif ise, sistem kararlıdır. Yani aşağıdaki eşitsizlik denklemleri yeterli olmaktadır.

$$\alpha x_2 - \frac{T_I}{K_I} < u(t) \quad \text{if } x_2 > -Cx_1 \quad (\text{Bölge I})$$

$$\alpha x_2 - \frac{T_I}{K_I} > u(t) \quad \text{if } x_2 < -Cx_1 \quad (\text{Bölge II})$$

Burada, $\alpha = (B - JC) / K_I$ 'dır.

Tablo 1. Kural tablosu

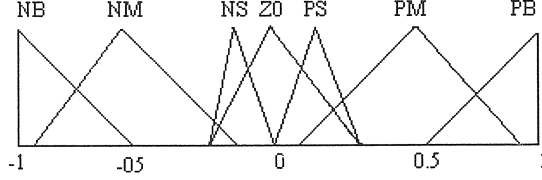
Hata	Hatanın değişimi						
	NB	NM	NS	Z0	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PB	PB	PB	PB	PB
NM	PB	PB	PM	PM	PM	PB	PB
NS	PB	PM	PS	PB	PS	Z0	NS
Z0	PB	PM	PS	Z0	NS	NM	NB
PS	PS	PM	NS	NB	NS	NM	NB
PM	NB	NM	NM	NM	NM	NB	NB
PB	NB	NB	NB	NB	NB	NB	NB

Konum kontrolü yapılan servo sistemlerde, giriş değişkenleri motor konum hatası (E) ve onun türevi (EE)'dir. Burada E; Faz düzleminde, referans kayma yüzeyi ile sistemin gerçekte bulunduğu nokta arasındaki farktır. Örneklemeye sabiti olarak gösterilen p'de, E(p) ve EE(p) şu şekilde yazılabilir.

$$E(p) = Cx_1(p) + x_2(p) \quad (11)$$

$$EE(p) = E(p) - E(p-1) \quad (12)$$

Burada referans kayma yüzeyi $S = Cx_1 + x_2 = 0$ 'dır. x_1 motorun gerçek konum hatası, x_2 ise açısal hızıdır.



Şekil 2. Yedi dilsel değişkenin üyelik fonksiyonlarının değerleri.

Üyelik fonksiyonlarının değerleri, yedi temel bulanık alt küme kullanılarak, dilsel değişkenler şeklinde gösterilmiştir. PB (Pozitif Büyük), PM (Pozitif Orta), PS (Pozitif Küçük), ZO (Sıfır), NS (Negatif Küçük), NM (Negatif Orta) ve NB (Negatif Büyük). Kullanılan bulanık dilsel değişkenler Şekil 2'de görülmektedir. Bulanık mantık kural tabanları ise Tablo 1'de görülmektedir. Burada tüm matris girişleri; hata(E)'nin, hatanın değişimi(EE)'nin ve motora uygulanan kontrol girişi (dU)'nun değişimidir. Tablo 1'deki kontrol kural tablosu,

IF E is NB AND EE is NS THEN dU is PB

şeklinde. Bu demektir ki, eğer hata Negatif Büyük ve onun değişimi Negatif Küçük ise, tork akımının değişimi Pozitif Büyük olmalıdır. Yani sistemin gerçekte bulunduğu nokta, referans kayma yüzeyinden çok uzaktadır ve onun yönü referans kayma yüzeyine doğru değildir. Bu yüzden yürüngenin kayma yüzeyine ulaşması için büyük tork akımı gereklidir [9]. Yukarıdaki örnekler için, E, EE, ve dU sonludur. Böylece,

$$E = (e_1, e_2, e_3, \dots, e_{n1}) \quad EE = (ee_1, ee_2, ee_3, \dots, ee_{n2}) \quad (13)$$

$$du = (du_1, du_2, du_3, \dots, du_{n3})$$

yazılabilir. Önceki tanımlamadaki gibi, kuralları içeren bilgileri,

R_1 : IF E_1 AND EE_1 THEN dU_1
or else
 R_2 : IF E_2 AND EE_2 THEN dU_2
or else
 R_N : IF E_N AND EE_N THEN dU_N
şeklinde gösterebiliriz.

Bulanık mantık kontrolün, durulandırma işleminde ise ağırlık merkezi yöntemi kullanılmıştır. Denklem (1)'de gösterilen asenkron motorun matematiksel modelini yeniden ele alalım. Bu modele kayan kip kontrolün uygulanabilmesi için iki değişkene ihtiyaç vardır. Bunlar, durum değişkeni

x_1 ve x_2 'dir. x_1 konum hatası $\theta_r^* - \theta_r$ 'dir. x_2 açısal hız ω_r 'dir. Burada, θ_r^* referans açısal konum, θ_r ise gerçek konum bilgileridir.

$$\theta_r = \int w_r dt \quad (14)$$

olarak bulunur. Durum denklemleri matematiksel formda,

$$x_1 = \theta_r^* - \theta_r \quad (15)$$

$$x_2 = -w_r \quad (16)$$

olarak yazılabilir. Denklem (15) ve (16)'yı, yeniden düzenlersek,

$$\dot{x}_1 = -\theta_r = -w_r = x_2 \quad (17)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{dw_r}{dt} = (-bT_e + bT_l + \alpha x_2)$$

şeklinde olur. Burada,

$$a = \frac{pB}{2J}, b = \frac{p}{2J} \text{ 'dir.} \quad (18)$$

Durum denklemlerini matrisel formda,

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ x_1 \\ \dot{x}_2 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -K_l b \end{bmatrix} i_{qs} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} T_l \quad (19)$$

yazılabilir. Seçilen kayma yüzeyi, Şekil 3'deki faz düzleminde gösterilmiştir.

Kayma yüzeyinin matematiksel formu,

$$S = Cx_1 + x_2 \quad (20)$$

şeklinde yazılabilir. Kayma yüzeyi belirlendikten sonra, anahtarlama kontrol kuralı, aşağıdaki Lyapunov kararlılık kriterleri olarak bilinen iki şartı sağlamalıdır.

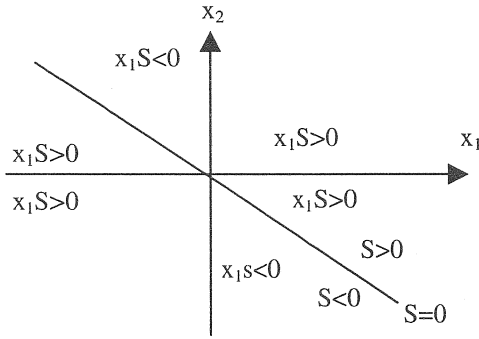
$$S \dot{S} < 0 \text{ for } \forall S \quad (21)$$

$$x_1 \rightarrow 0, x_2 \rightarrow 0 \text{ } S(t) = 0 \quad (22)$$

Eğer denklem (21) sağlanırsa, sistem yörüngesi, kayma yüzeyine yönelmiştir. Eğer denklem (22) sağlanırsa, kayan kip uygulanan sistem asimtotik olarak kararlı olacaktır. Bu yüzden temel anahtarlama kuralı

$$i_{qs} = i_{eq} + d \operatorname{sgn}(S) \quad (23)$$

şeklinde seçilmelidir. Burada i_{eq} eşdeğer kontrol kuralıdır. Sgn, sign fonksiyonudur. d ise bir sabittir. i_{eq} denklem (20)'den elde edilebilir. Denklem (20)'nin türevi alınıp, sıfıra eşitlenirse,



Şekil 3. Faz düzleminde seçilen kayma yüzeyi.

$$\dot{S} = C \dot{x}_1 + \dot{x}_2 = 0 \quad (24)$$

elde edilir. Daha sonra, denklem (18), denklem (24)'de yerine konursa ve elde edilen denklem yeniden düzenlenirse,

$$i_{eq} = \frac{a+C}{bK_t} x_2 + \frac{T_l}{K_t} \quad (25)$$

elde edilir.

Gerçek sistemde yük momentini belirlemek zordur. Bu nedenle, K gibi bir maksimum yük momenti belirlenirse, denklem (23) tekrar şu şekilde düzenlenebilir.

$$i_{qs} = \alpha_2 x_2 + d \operatorname{sgn}(S) \quad (26)$$

Burada,

$$i_{eq} = \alpha_2 x_2 \quad (27)$$

ve

$$\alpha_2 = \frac{a + C}{bK_t} \quad (28)$$

Eğer denklem (18)'i denklem (24)'de yerine yazarsak,

$$\dot{S} = C \dot{x}_1 + \frac{P}{2J} (Bx_2 + T_i - T_e) = 0 \quad (29)$$

elde edilir.

Yukarıdaki denklemler kullanılarak, denklem (21) deki şartların sağlanması için aşağıdaki şartı sağlaması sonucuna varılır.

$$\frac{T_i}{K_t} < d \quad (30)$$

Eğer yukarıdaki şartlar sağlanırsa, kayma şartı oluşacaktır. Denklem (26) konum hatasını da içerecek şekilde yeniden düzenlenirse,

$$i_{qs} = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + d \operatorname{sgn}(S) \quad (31)$$

elde edilir. Eğer denklem (26) için uygulanan prosedür, denklem (31) uygulanır ve işlemlere devam edilirse,

$$-\frac{p}{2J} SK_t \alpha_1 x_1 - \frac{pK_t d |S|}{2J} + \frac{pSK}{2J} < 0 \quad (32)$$

elde edilir. Denklem (32) iki parça halinde analiz edilebilir.

$$-\frac{p}{2J} SK_t \alpha_1 x_1 < 0 \quad (33)$$

$$-\frac{pK_t d |S|}{2J} + \frac{pSK}{2J} < 0 \quad (34)$$

Denklem (33) ile gösterilen şartın sağlandığı şekil 3'de gösterilmiştir. Denklem (34) ile gösterilen şartların sağlanması için, aşağıdaki eşitsizliğin sağlanması yeterlidir.

$$\frac{K}{K_t} < d \quad (35)$$

Bununla birlikte, gerçek sistemlerde ideal kayan kip anahtarlama gecikmelerinden dolayı çok nadir olarak oluşur. Bunun nedeni, yörüngelerin kontrol işareti değişiminin hızlı olmasından dolayı çatırtı yapmasıdır. Bunu ortadan kaldırılması için kontrol süreksizliğini yumuşatacak, kayma yüzeyi

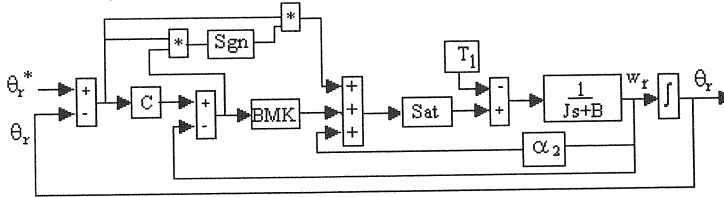
boyunca ince bir sınır tabaka oluşturulmaktadır. Denklem (31), sınır tabakayı içerecek şekilde yeniden yazılırsa,

$$i_{qs} = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + d \operatorname{sat}(S / \varepsilon) \quad (36)$$

elde edilmiş olur.

$$\operatorname{sat}\left(\frac{S}{\varepsilon}\right) = \begin{cases} \operatorname{sgn}(S) & \text{if } |S| > \varepsilon \\ \frac{S}{\varepsilon} & \text{if } |S| \leq \varepsilon \end{cases}$$

Burada, ε sınır tabakanın kalınlığıdır. Elde edilen denklemlere uygun olarak çıkarılan model Şekil 4'te gösterilmiştir.



Şekil 4. Bulanık kayan kip kontrollü asenkron motorun kapalı döngü simülinik modeli

Yapılan çalışmada yedi dilsel değişken kullanılarak, bulanık mantık kural tabanları oluşturulmuştur. Bulanık mantık kontrolörünün girişleri, anahtarlama değişkeni S ve anahtarlama değişkenindeki değişim olan Δs 'dir. Çıkışı ise kontrol işareti olan I_{qs} 'dir. Yörünge, anahtarlama yüzeyini küçük bir açı ile terk ederken, küçük bir kontrol işareti ile tekrar yüzeye yönlendirilmiştir. Daha dik bir açı ile terk ederken, daha büyük bir kontrol işareti ile yüzeye yönlendirilmiştir. Yörünge anahtarlama yüzeyinin üzerinde ise herhangi bir kontrol işareti uygulamaya gerek yoktur. Motora ait parametre değerleri Tablo 2'de verilmiştir.

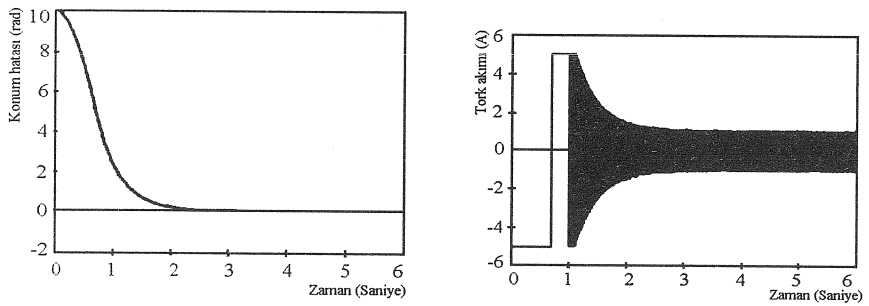
Tablo 2. Asenkron motorun parametreleri.

Motor gücü	3 (hp)	L_m	0.08316 (H)
Motor voltajı	220 (V)	R_r	0.842 (ohm)
Kutup sayısı	4	L_r	0.08525 (H)
R_s	0.687(ohm)	J	0.03 (kg-m ²)
L_s	0.08397 (H)	B	0.001(Nm/sec)

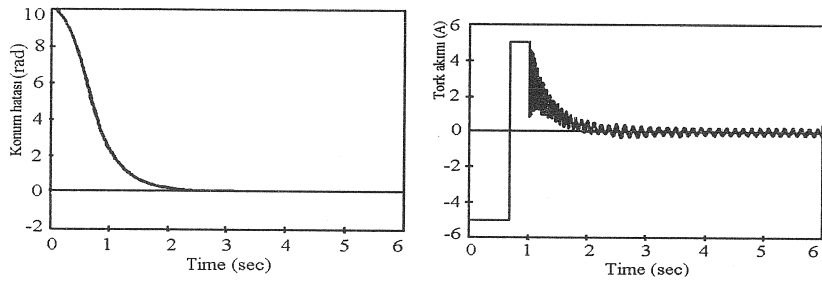
5. SONUÇ VE TARTIŞMA

Yapılan çalışmada, asenkron motorun konum kontrolü amaçlanmaktadır. Bu amaçla tasarlanan kontrolörün referans adımı 10 radyan olarak alınmıştır. Tasarlanan kontrolörün amacı ise sistemin oturma zamanını (cevap verme

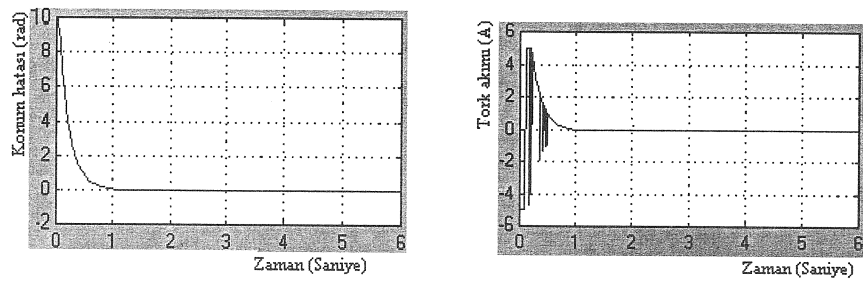
süresi) kısaltmak ve çattırları gidermektir. Önerilen kontrolör sonuçları, daha önce bu konuda yapılan ve C.Y. Won, D.H. Kim ve S.C. Kim tarafından en son çalışma olarak görülen “Position control of induction motor with a new fuzzy-sliding mode controller” isimli bildirideki geleneksel ve alçakgeçiren filtreli kayan kip kontrolör sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. Yapılan bu çalışmada kullanılan motor parametreleri ile karşılaştırma yapılan motor parametreleri aynı değerlere sahiptir. Daha önce yapılmış olan çalışma sonuçları Şekil 5 ve Şekil 6’da, yapılan çalışmanın sonuçları ise Şekil 7’de görülmektedir.



Şekil 5. Asenkron motora uygulanan geleneksel kayan kip kontrolörün adım cevabı.



Şekil 6. Asenkron motora uygulanan alçak geçiren filtreli kayan kip kontrolörün adım cevabı.



Şekil 7. Asenkron motora uygulanan bulanık kayan kip kontrolörün adım cevabı.

Şekil 5’de hatanın 2 saniye sonra sifıra indiği ve motorun 10 radyan döndüğü görülmektedir. Kontrol işaretinde (i_{qs}) ise çatırtıların çok yüksek olduğu görülmektedir. Şekil 6’da ise sistem cevap hızının aynı olduğu fakat çatırtıların biraz daha aza indirildiği görülmektedir.

Yapılan çalışmanın daha önceki (Şekil 5 ve Şekil 6) çalışmalardan farkı; kayma yüzeyinin her iki tarafında bulanık mantık teorisi ile dar bir bant oluşturularak sistemin oturma süresinin kısaltılmasıdır. Bu nedenle çalışmada elde edilen sonuçlar (Şekil 7) daha önce yapılmış çalışmalardaki sonuçlarla karşılaştırıldığında; tasarlanan kontrolörün sistemin oturma zamanını 2 sn’den 1 sn’eye düşürdüğü, önceki çalışmalara göre daha başarılı sonuçlar verdiği ve böylece önceki çalışmalara katkıda bulunduğu gösterilmiştir. Ayrıca geleneksel kayan kip ve alçak geçiren filtrenin kullanıldığı kayan kip kontrolöre göre, kontrol işaretindeki çatırtıların da ortadan kalktığı görülmektedir.

KAYNAKLAR

1. Won C.Y., Kim D.H. and Kim S.C., Position Control of Induction Motor with a New Fuzzy-Sliding Mode Controller, IEEE Proc. of APEC’93, (1993).
2. Demirtaş M., Alan Yönlendirmeli Asenkron Motorun Bulanık Kayan Kip ve Genetik Kayan Kip Konum Kontrolü, Doktora Tezi, F. B. E., Yıldız T. Ü., 1-132, (2003).
3. Zadeh L.A, Fuzzy Set, Information and Control, 338-353, (1985).
4. Gupta M.M., and Qi J., Design of Fuzzy Logic Controllers Based on Generalized T-Operators, Fuzzy Sets and Systems, 40,.473-480, (1991).
5. Ho E.Y.Y. and Sen P.C., Control Dynamics of Speed Drive System Using Sliding Mode Controllers with Integral Compensation, IEEE Trans. Ind. Appl.,27, 5, 883-892, (1981).
6. Ho E.Y.Y. and Sen P.C., A Microcontroller-Based Induction Motor Drive System Using Variable Structure Strategy with Decoupling, IEEE Trans. Ind. Electron, 37, 3, .227-235, (1990).
7. Kawaji S. and Matsunaga N., Fuzzy Control of VSS Type and Its Robustness, IFSA’91,.81-84, (1991).
8. Dote Y. and Saitoh T., Stability Analysis of Variable Structured PI Controller by Fuzzy Logic for Servo System, Proc. of IECON’91, 363-365, (1991).
9. Kawaji S. and Matsunaga N., Generation of Fuzzy Rules for Servomotor”, IEEE International Workshop on Intelligent motion control, Bogazici Univ. Istanbul, 77-82, (1990).

