

Sinirsel-Bulanık Denetleyici ile Dolaylı Vektör Denetimli Asenkron Motorun Dayanıklı Hız Denetimi

Beşir DANDIL*, Fikret ATA**

*Fırat Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi, Elektrik Eğitimi Bölümü
ELAZIĞ

**Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
ELAZIĞ

ÖZET

Bu çalışmada, dolaylı vektör denetimli asenkron motorlar için sinirsel bulanık denetleyici (SBD) ile dayanıklı bir hız denetimi önerilmiştir. Asenkron motorların hız denetim başarısı, motor sürücülerindeki doğrusal olmayan elemanlar ve parametre değişimlerinden önemli ölçüde etkilenmektedir. Öğrenmeli bir sistem olan SBD denetim yapısı ile, parametre değişimleri ve doğrusal olmayan yükler altında asenkron motor sürücülerinin dayanıklılığı ve hız denetim başarılarının iyileştirilmesi amaçlanmıştır. Değişik hızlarda ve doğrusal olmayan yükler uygulanarak, asenkron motor sürücülerini için önerilen SBD'nin denetim başarısını gösteren benzetim sonuçları verilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Sinirsel bulanık denetleyici, asenkron motor, vektör denetimi, dayanıklı denetim, hız denetimi.

Robust Speed Control of Indirect Vector Controlled Induction Motors Using Neuro-Fuzzy Controllers

ABSTRACT

This study proposes a robust speed control for the indirect vector controlled induction motors using neuro-fuzzy controller. Speed control performance of induction motors is affected from parameter deviations and nonlinearities in induction motor drives. The aim of the proposed control scheme is to improve the performance and robustness of the induction motor drives under nonlinear loads and parameter variations. Simulation results showing the speed control performance of NFC proposed for the induction motor drives are given for the different nonlinear loads and speed references.

Keywords: Neuro-Fuzzy Controller, induction motors, vector control, robust control, speed control.

1. GİRİŞ

Asenkron motorlar sağlam ve güvenilir yapıları, düşük maliyet ve ataletle sahip olmaları, özellikle sinçap kafesli tiplerinde az bakım gerektirmeleri, kirli ve tehlikeli ortamlarda çalıştırılabilmeleri nedeniyle endüstride diğer elektrik motorlarına göre daha yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Asenkron motorlar bu üstünlüklerine karşın son zamanlara kadar hız denetimlerinin zor ve maliyetlerinin yüksek olması nedeniyle, daha çok sabit hızlı basit uygulamalarda kullanılmaktaydı. Yüksek başarılı servo sistem uygulamalarında ise doğru akım motorları ve değişken relüktanslı adım motorları tercih edilmekteydi (1,2). Ancak son yıllarda, asenkron motorların vektör denetiminde sağlanan gelişmelere bağlı olarak bu motorlar yüksek başarılı hız denetim sistemlerinde de diğer elektrik motorlarına göre önemli bir üstünlük sağlamıştır.

Asenkron motorların sürekli durum modelinden çıkarılan skaler denetim yöntemi ile, gerilimin frekansa oranı (V/f) sabit tutularak hız denetimi yapılabilen ve düşük başarılı pek çok endüstriyel uygulama için yeterli olmaktadır. Ancak skaler hız denetiminde maki-

nenin elektriksel ve mekanik dinamiği arasındaki doğrusal olmayan kenetleme etkisi nedeniyle yüksek başarımlı elde edilmesi oldukça güçtür. Bu sorunu ortadan kaldırmak üzere standart hız denetim döngüsünün yanında, daha içte bir çevrim oluşturularak akı ve moment arasındaki kenetleme etkisinin kaldırıldığı vektör denetim yöntemleri geliştirilmiştir (3). Vektör denetim yöntemleriyle asenkron motorun akı ve momenti arasındaki kenetleme ortadan kaldırılarak birbirinden bağımsız olarak denetlenebilir hale getirilmektedir. Akı ve moment arasındaki kenetlemenin kalkmasıyla asenkron motorun moment bağıntısı, bir doğru akım (DA) motorunun moment bağıntısına benzer hale gelir. Böylece, asenkron motorun vektör denetimi ile tıpkı DA motorlarında olduğu gibi akı bileşeni sabit tutularak stator akımının moment bileşeni ile moment doğrusal olarak denetlenebilir. Burada akı ve moment arasındaki kenetlemenin kaldırılması için rotor, stator ya da hava aralığı akı vektörlerinden birinin genliğinin veya konumunun bilinmesi gereklidir. Bu akı vektörlerinin elde edilme şekline bağlı olarak vektör denetimi doğrudan ve dolaylı olmak üzere iki farklı şekilde yapılmaktadır. Doğrudan vektör denetim yönteminde motorda üretilen akı vektör bilgisi, algılayıcılar ile

doğrudan ölçülerek bulunur. Dolaylı vektör denetim yönteminde ise akı vektörünün konumu, ölçülen rotor hızı/konumu ve hesaplanan açısız kayma hızından bulunur. Doğrudan vektör denetim yönteminde akı bilgisi, motor üzerinden ölçümle elde edildiği için özel yapım motorlara gereksinim gösterir (4,5). Bu nedenle doğrudan vektör denetiminin uygulanabilirliği oldukça kısıtlıdır ve uygulamada daha çok dolaylı vektör denetim yöntemi tercih edilir. Dolaylı vektör denetim yönteminde ise, hız/konum algılayıcılarına ihtiyaç duyulması ve motor parametrelerindeki değişime karşı oldukça duyarlı olması bu yöntemin en büyük olumsuz yönleridir (6).

Asenkron motorların dolaylı vektör denetiminde; bu motorların doğrusal olmayan yapısı ve çalışma esnasında zamanla değişen parametrelere sahip olması, parametre değişimine oldukça duyarlı olan dolaylı vektör denetim yönteminin uygulamada karşılaşılan önemli bir sorundur. Bu denetim yönteminde kayma frekansı rotor zaman sabitine bağlı olduğundan, rotor zaman sabitindeki değişim kaymanın yanlış hesaplanmasına dolayısı ile de alan yönlendirmesinin yanlış yapılmasına neden olabilir. Ayrıca asenkron motorların hız-moment karakteristiğinin doğrusal olmaması nedeniyle ani hız-moment değişimleri motoru kararsızlığa götürebilir. Bu gibi sakıncaların üstesinden gelebilmek için denetim yapısında kullanılan hız denetleyicisinin parametre değişimlerine ve bozucu girişlere karşı dayanıklı bir yapıda olması istenir. Geleneksel bir PI hız denetleyici ile bu sorunları gidermek oldukça güç olduğundan son yıllarda yapılan çalışmalar daha dayanıklı ve doğrusal olmayan denetleyici tasarımına doğru kaymıştır. Bu amaçla, yapay sinir ağları (YSA), bulanık denetleyiciler (BD) ve sinirsel bulanık denetleyiciler (SBD) doğrusal olmayan yapıları, uyarılma ve öğrenme yetenekleri, tasarım aşamasında karmaşık matematiksel işlemlere gerek duymaması nedeniyle pek çok sistemin denetiminde olduğu gibi elektrik motorların hız denetiminde de yaygın olarak kullanılır hale gelmişlerdir (7,8). SBD temel olarak, BD'nin işlevlerinin YSA tarafından gerçekleştirilmesi prensibine dayanır. Bu nedenle BD ve YSA'nın üstün özelliklerinin bir arada bulunduğu bir yapıya sahip olmasından ötürü uyarılma, öğrenme ve çıkarım yapabilme yeteneklerine sahiptir. Asenkron motorların vektör denetiminde karşılaşılan sorunlar, SBD'nin bu özellikleri ve doğrusal olmayan yapısı ile giderilebilir. Yapılan çalışmalarda SBD asenkron motorların vektör denetiminde; akı ve hız gözlemleyici, parametre tanıyıcı ve hız denetleyici olarak kullanılmıştır. Hız denetleyici olarak kullanımında parametre değişimlerine karşı dayanıklı bir denetleyici olmasına karşın sürekli durum hatalarını giderememesi YSA ve BM de olduğu gibi SBD için de giderilmesi gereken bir sorun olarak devam etmektedir (6,9,10).

Bu çalışmada; bir asenkron motorun hız denetimi kayma kazançlı dolaylı vektör denetim yapısı ile ger-

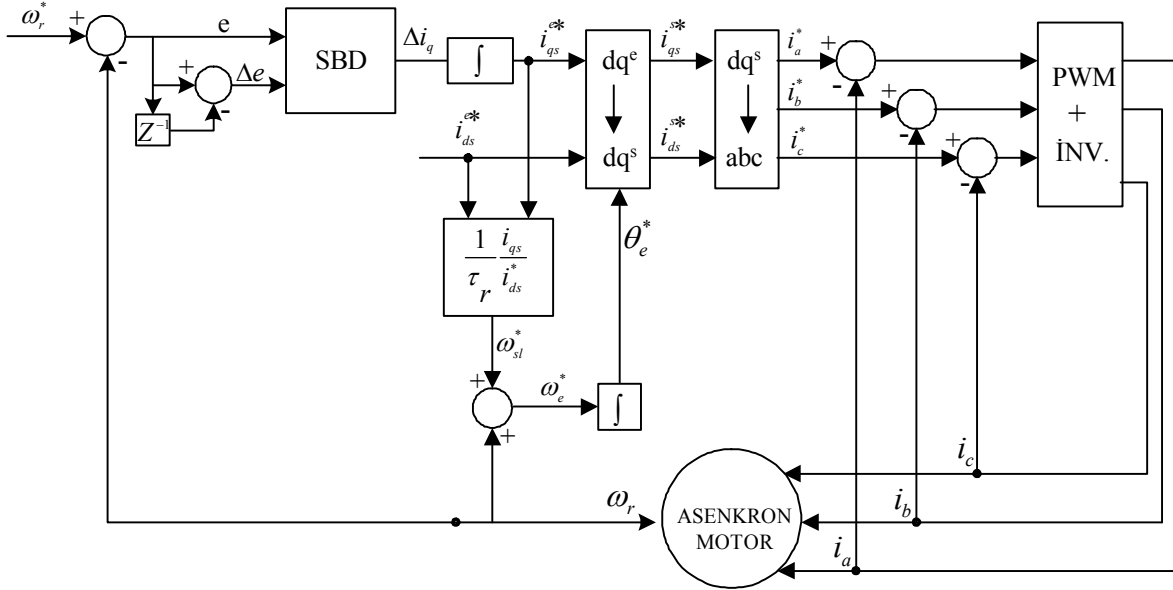
çekleştirilmiştir. Denetim yapısında hız denetleyici olarak, doğrusal olmayan yapısı ve parametre değişimlerine karşı dayanıklı olması nedeniyle SBD kullanılmıştır. Böylece denetleyici tasarımı için motorun matematiksel denklemine gerek duymayan, yük değişimine karşı dayanıklı doğrusal olmayan yapıda bir denetleyici elde edilmesi amaçlanmıştır. Ayrıca oluşabilecek sürekli durum hatalarının giderilmesi amacıyla SBD çıkışına bir integral denetleyici konulmuştur. Önerilen denetim yapısı ile SBD'nin eğitimi, geriye yayılım algoritması kullanılarak sinüsoidal referans giriş işareti ile gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Eğitim sonucunda elde edilen SBD parametreleri kullanılarak, bu denetleyicinin değişik hızlarda motora uygulanan sabit ve doğrusal olmayan yüklerle karşı dayanıklılığı değerlendirilerek elde edilen benzetim sonuçları sunulmuştur.

2. DENETİM YAPISI

Asenkron motorların vektör denetiminde, doğrudan denetim yapısında özel olarak üretilmiş motorlara gereksinim duyulduğundan daha çok dolaylı vektör denetimi tercih edilmektedir. Dolaylı vektör denetimi temel olarak kayma kazanç denetimli (Akım referanslı) ve gerilim referanslı olmak üzere iki farklı yapıda gerçekleştirilmektedir. Gerilim referanslı denetim yapısında akım denetleyicileri kullanılır ve gerilim kompanzasyonuna ihtiyaç duyulur. Kayma kazanç denetimli vektör denetim yapısında Darbe genişlik modülasyon (DGM) işaretleri hız denetleyicisinden üretilen referans akımlar yardımıyla elde edildiği için gerilim kompanzasyonuna gereksinim duymaz ve bu da işlem yoğunluğunun daha az olmasına neden olur. Bu nedenle uygulamada sayısal işaret işleyicilerin işlem yoğunluğunun azaltılması için kayma kazanç denetimli denetim yapıları daha çok tercih edilmektedir. Bu çalışmada asenkron motorun hız denetiminde blok diyagramı Şekil 1' de verilen rotor alan yönlendirmeli kayma kazanç denetimli denetim yapısı kullanılmıştır. Blok diyagramında görülen hız denetleyici olarak çoğunlukla basit yapılarından dolayı PI denetleyiciler tercih edilmektedir. Ancak sabit motor parametrelerine göre tasarlanan PI parametreleri, çalışma esnasında değişen motor dinamikleri ve doğrusal olmayan yük koşulları altında yetersiz kalabilmektedir. Bu sorun denetleyicinin uyarlanabilir parametrelere sahip olmasıyla giderilebilir. Bu amaçla denetim yapısında hız denetleyici olarak, doğrusal olmayan yapısı, öğrenme, uyarılma ve çıkarım yapabilme yeteneklerine sahip olan ve doğrusal olmayan sistemlerin denetimindeki etkinliği nedeniyle SBD kullanılmıştır. Bir denetleyici olarak SBD bütün bu önemli üstünlüklerine karşın, YSA ve BM de olduğu gibi sürücü sistemlerinin hız denetimlerinde sürekli durum hatalarının giderilmesinde yetersiz kalmaktadır. Bu sorun ise SBD'nin çıkışına integral denetleyici bağlanarak giderilmiştir. Böylece geçici ve sürekli durumda değişen yük ve parametrelere karşı dayanıklı bir denetim yapısı amaçlanmıştır. Dolaylı alan yönlendirmeli denetimi ya-

pılan asenkron motorun dinamik matematiksel modeli ve hız denetiminde kullanılan SBD yapısı aşağıdaki alt bölümlerde verilmiştir.

$$v_{qr}^e = 0 = R_r i_{qr}^e + \frac{d\psi_{qr}^e}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr}^e \quad (4)$$



Şekil 1. Asenkron motorun dolaylı vektör denetimi için blok yapısı

2.1. Asenkron

Şekil 1. Asenkron motorun dolaylı vektör denetimi için blok yapısı

Asenkron motorun matematiksel modelinin çıkarılmasında, v_{qs} , v_{ds} -stator gerilimleri, v_{qr} , v_{dr} -rotor gerilimleri, ψ_{qs} , ψ_{ds} -stator akı halkalamaları, ψ_{qr} , ψ_{dr} -rotor akı halkalamaları, ω_e -senkron hız, ω_r -rotor elektriksel hızı, L_s -stator indüktansı, R_s -stator direnci, L_r -statora indirgenmiş rotor indüktansı, R_r -statora indirgenmiş rotor direnci olmak üzere, R.H. Park tarafından önerilen d-q dönüşümü herhangi bir referans çatıda aşağıdaki gibi elde edilebilir (1,2),

$$\mathbf{I}_{qd0s} = S(\varphi) \mathbf{I}_{abcs} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\varphi) & \sin(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \mathbf{I}_{abcs} \quad (1)$$

Burada, $\mathbf{I}_{qs} = [i_{qs} \ i_{ds} \ i_{0s}]^T$, $\mathbf{I}_{qs} = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$ ve φ ise \mathbf{I}_{qs} ile \mathbf{I}_{as} arasındaki açıdır.

Senkron referans çatısında motorun durum denklemleri aşağıdaki gibi elde edilir,

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \frac{d\psi_{qs}^e}{dt} + \omega_e \psi_{ds}^e \quad (2)$$

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + \frac{d\psi_{ds}^e}{dt} - \omega_e \psi_{qs}^e \quad (3)$$

$$v_{dr}^e = 0 = R_r i_{dr}^e + \frac{d\psi_{dr}^e}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr}^e \quad (5)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{2J} (T_e - T_L) \quad (6)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (7)$$

Bu denklemlerdeki stator ve rotor akı halkalamaları aşağıdaki gibidir

$$\begin{bmatrix} \psi_{qs}^e \\ \psi_{ds}^e \\ \psi_{qr}^e \\ \psi_{dr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (8)$$

Hava aralığı akı akı halkalanmaları ise aşağıdaki gibidir.

$$\psi_{qm}^e = L_m (i_{qs}^e - i_{qr}^e) \quad (9)$$

$$\psi_{dm}^e = L_m(i_{ds}^e - i_{dr}^e) \quad (10)$$

Motorun ürettiği elektriksel moment ise,

$$T_e = \frac{3PL_m}{4L_r}(\psi_{dr}^e i_{qs}^e - \psi_{qr}^e i_{ds}^e) \quad (11)$$

olarak elde edilir. Senkron referans çatıda rotor alan yönlendirmesi sonucu q^e-eksen rotor akı halkalaması sıfır olduğundan ($\psi_{qr}^e = 0$) elektriksel moment,

$$T_e = \frac{3PL_m}{4L_r} \psi_{dr}^e i_{qs}^e \quad (12)$$

olarak yeniden elde edilir. Senkron hız ise,

$$\omega_e = \omega_r + \frac{L_m i_{qs}^e}{\tau_r \psi_{dr}^e} \quad (13)$$

olarak bulunur. Böylece senkron çatı eksenlerinden duran çatı eksenlerine ve buradan da üç faz gerilimlerine dönüşüm aşağıdaki gibi elde edilir.

$$v_{qs}^s = v_{qs}^e \cos \theta_e + v_{ds}^e \sin \theta_e \quad (14)$$

$$v_{ds}^s = -v_{qs}^e \sin \theta_e + v_{ds}^e \cos \theta_e \quad (15)$$

$$v_{as} = v_{qs}^s \quad (16)$$

$$v_{bs} = -\frac{1}{2} v_{qs}^s - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{ds}^s \quad (17)$$

$$v_{cs} = -\frac{1}{2} v_{qs}^s + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{ds}^s \quad (18)$$

2.2. SBD Ağ Yapısı

Denetim alanında sinirsel bulanık ağların kullanımında pek çok ağ yapısı bulunmaktadır. Ancak, gerek yapısının basitliği gerekse doğrusal olmayan sistemlerin denetimindeki etkinliği nedeniyle uyarlanabilir sinirsel bulanık çıkarım sistemi (ANFIS) olarak bilinen ağ yapısı tercih edilmektedir. Bu çalışmada da SBD olarak bu ağ yapısı hız denetleyici olarak kullanılmış ve yapısı Şekil 2’ de verilmiştir (11,12). Hız denetleyici olarak kullanılan bu ağ yapısı, Şekil 1’ de verilen denetim bloğu gereği iki girişli ve tek çıkışlı olarak seçilmiştir. SBD toplam beş katmandan oluşmakta olup bu katmanlarda gerçekleştirilen işlevler aşağıda açıklanmıştır.

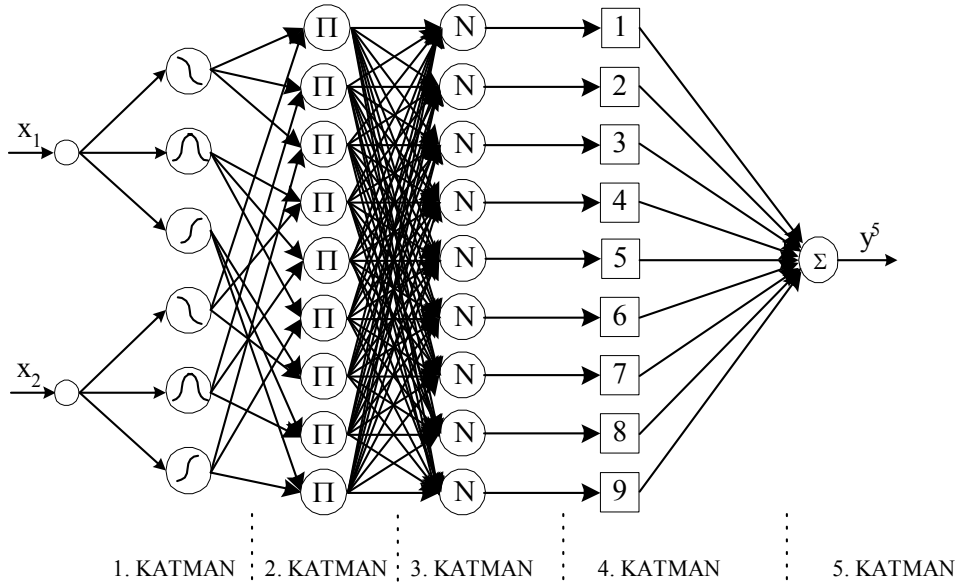
1. Katman: İlk katman üyelik fonksiyonu katmanıdır ve bu katmanda her bir giriş değişkenine ilişkin üyelik fonksiyonu derecesi hesaplanır. Burada her bir giriş için bir tane bell fonksiyonu ve iki adet de sigmodal fonksiyon olmak üzere üç üyelik fonksiyonu seçilmiştir. SBD’ nin 1. katman çıkışı y^1 , üyelik fonksiyonu parametreleri ise a,b ve c olmak üzere, i. girişi j. çıkışa bağlayan üyelik fonksiyonu dereceleri aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$y_{ij}^1 = \frac{1}{1 + e^{-a_{ij}(x_i^1 - c_{ij})}} \quad i=1,2 \quad \text{ve} \quad j=1, 3 \quad (19)$$

$$y_{i2}^1 = \frac{1}{1 + \left| \frac{x_i^1 - c_{i2}}{a_{i2}} \right|^{2b_{i2}}} \quad (20)$$

Burada a, b ve c parametreleri SBD’ nin giriş parametreleri olarak da adlandırılırlar.

2. Katman: SBD’ nin ikinci katmanı kural tabanını oluşturur ve bu katmanda bulanık kurallar



Şekil 2. İki girişli tek çıkışlı SBD yapısı

belirlenir. İkinci katman çıkışı y^2 , herhangi bir k . düğüm için aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$y_k^2 = \prod_i y_{ij}^1 \quad k=1,2,\dots,9 \quad (21)$$

3. Katman: Bu katman normalizasyon katmanı olarak adlandırılır ve bulanık kuralların kesinlik derecesini hesaplar. Herhangi bir k . düğüm için normalizasyon işlemi, k . bulanık kural kesinlik derecesinin, kuralların kesinlik derecelerinin toplamına bölünmesiyle elde edilir.

$$y_k^3 = \frac{y_k^2}{\sum_k y_k^2} \quad (22)$$

4. Katman: SBD' nin dördüncü katmanı bir kuralın ateşleme derecesinin boyutu olarak adlandırılır. Bu katmanda normalize edilmiş kuralların ateşleme derecesi doğrusal bir f fonksiyonu ile çarpılarak bulanık kuralların durulaştırma işlemi gerçekleştirilmiş olunur.

$$y_k^4 = y_k^4 f_k \quad (23)$$

$$f_k = p_k x_1 + q_k x_2 + r_k$$

Burada p , q ve r , f fonksiyonunun parametreleridir ve SBD' nin çıkış parametreleri olarak adlandırılırlar.

5. Katman: Bu katman SB' nin çıkış düğümüdür ve girişlerinin toplamını çıkışına aktarır.

$$y^5 = \sum_k y_k^4 \quad (24)$$

SBD'nin Eğitimi

SBD' nin eğitimi giriş ($a, b, ve c$) ve çıkış (p, q ve r) parametrelerinin uyarlanarak en uygun değerlerinin bulunmasını amaçlar. SBD' nin eğitiminde geriye yayılım ve en küçük kareler algoritmasının birlikte kullanıldığı melez öğrenme algoritması kullanılır (11,12). Giriş parametreleri doğrusal olmayan fonksiyonların parametreleri olduğundan geriye yayılım algoritması ile eğitilir. Çıkış parametreleri ise doğrusal bir fonksiyonun parametreleri olmasından dolayı en küçük kareler algoritmasıyla eğitilir. Ancak bu melez öğrenme yöntemi, en küçük kareler algoritmasının toplu eğitim gerektirmesinden dolayı gerçek zamanlı uygulamalarda kullanılamaz. Bu nedenle gerçek zamanlı uygulamalarda giriş ve çıkış parametreleri sadece geriye yayılım algoritması kullanılarak eğitilir. Geriye yayılım algoritması ile gerçek zamanlı olarak giriş ve çıkış parametrelerinin güncellenmesi için, e -izleme hatası ve minimize edilecek E -toplam karesel hata aşağıdaki gibi belirlenir.

$$e(k) = y^*(k) - y(k) \quad (25)$$

$$E = \frac{1}{2} e^2(k)$$

Burada, y -sistem çıkışı, y^* -arzu edilen sistem çıkışıdır. Geriye yayılım algoritmasını kullanarak herhangi bir θ parametresinin güncellenmesi,

$$\theta(k) = \theta(k-1) + \Delta\theta(k) = \theta(k-1) + \left(-\alpha \frac{\partial E(k)}{\partial \theta}\right) \quad (26)$$

olarak elde edilir. SBD' nin uyarlanacak giriş ve çıkış parametre vektörü olarak $\theta = [a, b, c, p, q, r]^T$ olarak alınır, E fonksiyonunun geriye yayılımından parametre güncellemesi aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\delta^1 = \frac{\partial E}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial \omega} \frac{\partial \omega}{\partial y^5} \quad (27)$$

$$\frac{\partial E}{\partial p} = \delta^1 \frac{\partial y^5}{\partial p} \quad (28)$$

$$\frac{\partial E}{\partial a} = \delta^1 \frac{\partial y^5}{\partial y^4} \frac{\partial y^4}{\partial y^3} \frac{\partial y^3}{\partial y^2} \frac{\partial y^2}{\partial y^1} \frac{\partial y^1}{\partial a} \quad (29)$$

Burada δ^1 -yöresel gradyan ve α -öğrenme oranıdır. Bu ifadede eğitim işaretinin sistem üzerinden yansıtıldığı $\partial E / \partial y^5$ jakobyeninin doğru bir şekilde hesaplanması oldukça önemlidir. Ancak sistemin dinamiklerinden kaynaklanan belirsizliklerden dolayı bu ifade doğru bir şekilde bulunamaz. Bu sorunun giderilebilmesi amacıyla eğitim işaretinin sistem üzerinden yansıtılmasında delta uyarlama kuralı kullanılmıştır (13).

$$\delta^1 = Ae + \dot{e} \quad (30)$$

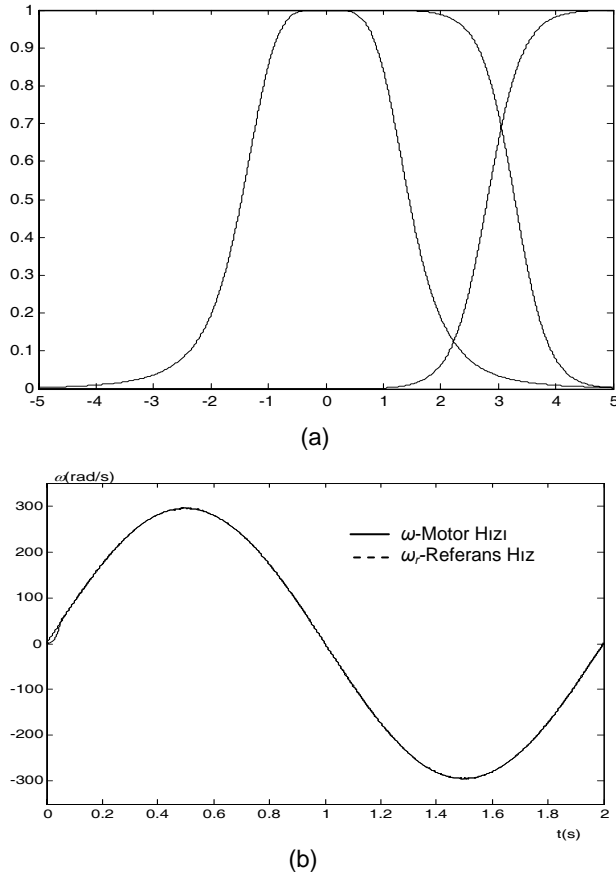
Burada A pozitif değerli bir sabittir. Diğer parametrelerin güncellenmesi de Denklem 28 ve 29' a benzer şekilde yapılabilir.

3. BENZETİM SONUÇLARI

Asenkron motorun benzetim çalışmasının yapılması amacıyla Şekil 1' de verilen kayma kazanç denetimli dolaylı vektör denetim yapısı, rotor alan yönlendirmesi kullanılarak MATLAB programında gerçekleştirilmiştir. Şekil 1' de verilen denetim yapısının benzetiminde örnekleme periyodu (T_s) 200µs alınmıştır. Burada kullanılan asenkron motor modeli, motorun duran çatıdaki denklemleri kullanılarak elde edilmiştir. İnverter devresinde kullanılan anahtarlar ideal kabul edilmiş ve inverter devresinin anahtarlanmasında kullanılan PWM işaretleri histerisiz bant denetimiyle elde edilmiştir. Benzetim çalışmasında SBD' nin çıkışı $\pm 1.7 * i_{qref}$ ile sınırlandırılmış ve eğitimi sinüzoidal referans işaretine göre gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Gerçek zamanlı eğitim

yapılmasından dolayı hem giriş hem de çıkış parametrelerinin eğitiminde geriye yayılım algoritması kullanılmıştır. SBD' nin eğitiminde öğrenme oranı $\alpha=0.001$ olarak seçilmiş ve eğitim işlemi karesel hataların toplamı $E=0.1$ ' e kadar sürdürülmüştür. SBD' nin eğitimi sonucunda elde edilen giriş ve çıkış parametreleri kullanılarak, önerilen denetleyici yapısının değişik referans hızlardaki genelleme yeteneği ve bu hızlardaki geçici ve sürekli durumlardaki başarımları incelenmiştir. Ayrıca SBD' nin asenkron motorda oluşabilecek parametre değişimlerine karşı dayanıklılığının incelenmesi için, doğrusal olmayan bir yük ile denetleyici performansı incelenmiştir. Denetim yapısında kullanılan motorun nominal değerleri ve parametreleri; $P=1.1\text{kW}$, $V=220\text{V}$, 2 kutup, $f=50\text{Hz}$, $T=3.72\text{Nm}$, $R_S=8.5\Omega$, $R_r=4.59\Omega$, $L_S=0.5999\text{H}$, $L_r=0.5999\text{H}$, $L_M=0.5787\text{H}$, $J=0.0019$, $B=0.000263$ olarak alınmıştır.

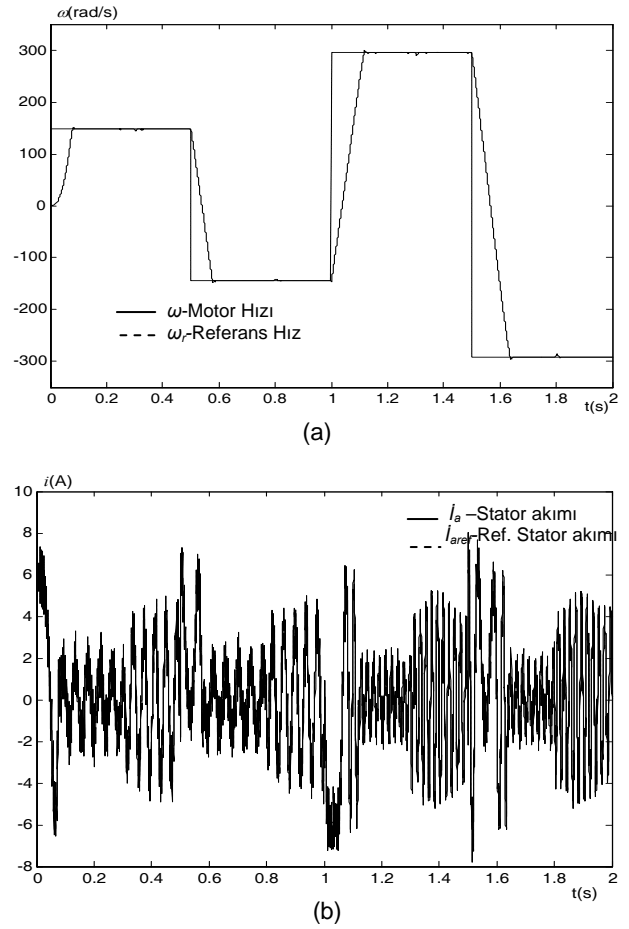
Motorun yüksüz durumda sinüsoidal referans giriş işareti ile eğitimi sonucunda elde edilen giriş parametrelerine göre çizilen üyelik fonksiyonlarının değişimi ve bu ağ ağırlıklarıyla motorun eğitim işaretini genellemesi Şekil 3' de gösterilmiştir.



Şekil 3.(a) Eğitim sonucunda elde edilen SBD' nin üyelik fonksiyonlarının değişimi

(b) Eğitimden elde edilen parametrelerle SBD nin eğitim işaretini genelleme sonucu

SBD' nin başarımının incelenmesi amacıyla, asenkron motora değişik referans hızlarda sabit yük momenti uygulanması durumunda elde edilen hız cevapları ve i_a faz akımının değişimi Şekil 4' de verilmiştir. Burada $t=0.3\text{s}-0.5\text{s}$ ve $1.3\text{s}-1.5\text{s}$ zaman aralıklarında 3.72Nm ' lik, $t=0.8\text{s}-1.0\text{s}$ ve $1.8\text{s}-2.0\text{s}$ zaman aralıklarında ise motora -3.72Nm ' lik sabit yük momenti uygulanmıştır. Bu şekilde de görüleceği gibi sinüzoidal referans giriş işaretine göre eğitilen SBD' nin yük momentiyi birlikte değişik hızlardaki başarımlı oldukça iyidir.



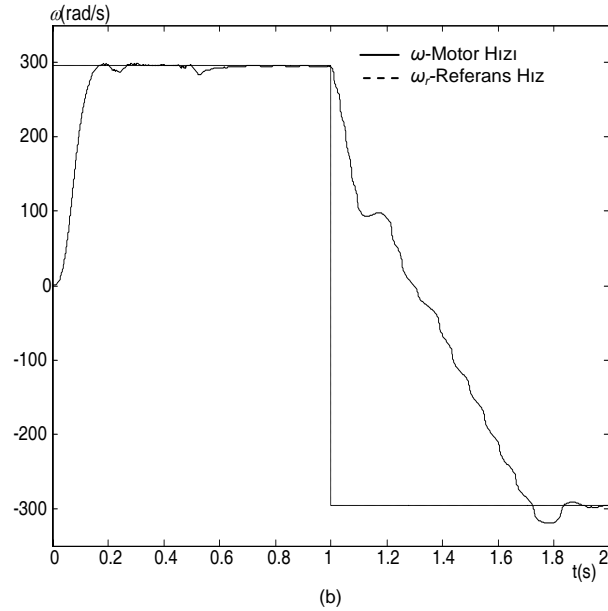
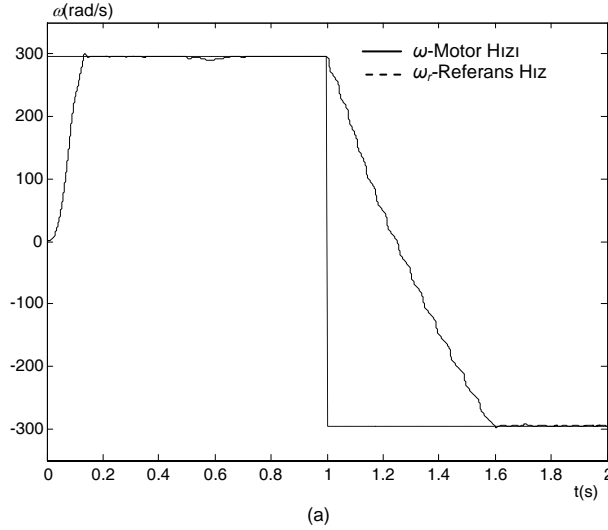
Şekil 4. Motora sabit bir yük uygulanması durumunda referans değerlere karşı;

(a) Motor hızının (b) I_a faz akımının değişimi

Asenkron motorun miline sabit ve doğrusal olmayan yükün birlikte bindirilmesi durumunda motorun başarımının incelenmesi amacıyla, ataleti ve sürtünme katsayısı Denklem 31 ile verilen doğrusal olmayan bir yük ve sabit bir yük birlikte uygulanmıştır. Doğrusal olmayan yükün uygulanması durumunda SBD denetleyicinin dayanıklılığının gösterilmesi için Şekil 1' de verilen denetim yapısında hız denetleyici olarak hem SBD hem de geleneksel PI denetleyici kullanılmıştır. Doğrusal olmayan yük motor miline $t=0.5-2\text{s}$ arasında,

sabit yük ise $t=0.5-1s$ arasında 3.72 Nm ve $t=1.7-2s$ arasında -3.72 Nm olarak uygulanmıştır. Bu durumunda motorun değişik hızlardaki cevabı; SBD denetleyici için Şekil 5 (a)' da, PI denetleyici için ise Şekil 5 (b)' de verilmiştir. Elde edilen sonuçlardan da görüldüğü gibi değişen yük koşullarında SBD denetleyicilerin geleneksel PI denetleyiciye karşı önemli bir üstünlüğü vardır.

$$\begin{aligned} J_L &= 4*J + 3*J*\sin(0.15*\omega(k-1)); \\ B_L &= 10*B + 5*B*\cos(0.15*\omega(k-1)) \end{aligned} \quad (31)$$



Şekil 5. Motora değişik zamanlarda sabit ve doğrusal olmayan yük uygulanması durumunda; (a) SBD ile elde edilen (b) PI denetleyici ile elde edilen motor hızının değişimi

Bu şekillerden de görüldüğü gibi, çıkışı integatörlü SBD hız denetleyicinin değişik hızlarda ve değişik yüklerdeki başarımı oldukça tatmin edicidir. Özellikle doğrusal olmayan yük ve sabit yük uygulanması durumunda motorun arzu edilen hızı izleme yete-

neği SBD' nin dayanıklı bir denetleyici olduğunu göstermektedir.

4. SONUÇLAR

Bu çalışmada bir asenkron motor sürücüsünün dolaylı vektör denetim yapısında hız denetleyici olarak çıkışı integrall SBD kullanılarak hız denetimi yapılmıştır. SBD denetleyicinin kullanılmasıyla; hız denetleyici tasarımı için gerekli yoğun matematiksel işlemlere gerek kalmamış ve SBD' nin öğrenbilme ve genelleme yapabilme yeteneği ile doğrusal olmayan, uyarlanabilir parametrelili ve dayanıklı bir denetleyici elde edilmiştir. Böylece asenkron motorun vektör denetiminde karşılaşılan zamanla değişen parametrelerin denetim başarımı üzerindeki olumsuz etkisi giderilmiştir. Çalışmanın deneysel olarak gerçekleştirimi ayrı bir çalışmanın konusu olup farklı bir çalışmada gerçekleştirilecektir.

5. KAYNAKLAR

1. Bose, B. K., Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 2002
2. Boldea, I., Nasar, S.A., Vector Control of AC Drives, CRC Pres, New York, 1992.
3. G.O Garcia, R. M. Stephan and E. H. Watanabe, Comparing the indirect field-oriented control with a scalar method, IEEE Trans. Ind. Appl., 41(2),201-207, April 1994.
4. Harnefors, L., "Design and analysis of general rotor-flux-oriented vector control systems," IEEE Trans. Ind. Electron., vol.48, 383-390,2001.
5. Peresasa, S., Tilli, A., Tonielli, A., "Theoretical and experimental Comparison of indirect Field-oriented Controllers for induction motors", IEEE Trans. on Power Electron., vol. 18, 151-163, 2003.
6. Bose, B. K., Patel, N. R. And Rajashekara, K., "A neuro-fuzzy-based on-line efficiency optimization control of a stator flux-oriented direct vector-controlled induction motor drive," IEEE Trans. on Indust. Electron., vol. 44, 1997.
7. Lin F.-J., Wai R. J. and Chen H. P., "A PM synchronous servo motor drive with an on-line trained fuzzy neural network controller," IEEE Transactions on Energy Conv., Vol. 13, 319-325, 1998.
8. Lin, F.-J., Wai, R.J., "Hybrid Control Using Recurrent Fuzzy Neural Network for Linear-Induction Motor Servo Driver", IEEE Trans. Of Fuzzy Sys. Vol:9, 102-115, 2001.
9. Rubai, A., Ricketts, D. and Kanham, D., "Development and implementation of an adaptive fuzzy-neural network controller for brushless drivers," IEEE Transaction on Inddustry Applications, vol. 38, 441-447, 2002.
10. Lazerini B., Reyneri L. M. And Chiaberge M., A neuro-fuzzy Approach to hybrid intelligent control, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, 413-425,1999.
11. Jang J.-S.R., Sun C.-T. And Mizutani E., Neuro-Fuzzy and Soft Computing, Prentice Hall, 1997.

12. Jang J.-S.R. and Sun C.-T., "Neuro-fuzzy modelling and control," Proceeding of the IEEE, vol. 83, 378-405, 1995.
13. Chen Y.C. and Teng C.C., A model reference control structure using a fuzzy neural network, Fuzzy Sets and Systems, 73, 291-312, 1995.