

## BULANIK PI DENETLEYİCİ İLE BİR ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN HIZ DENETİMİ

Çetin ELMAS, M. Ali AKCAYOL\* ve Tuncay YİĞİT\*\*

Elektrik Eğitimi Bölümü, Teknik Eğitim Fakültesi, Gazi Üniversitesi, Teknikokullar, 06500 Ankara

\*Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Mimarlık Fakültesi, Gazi Üniversitesi, Maltepe, 06570 Ankara

\*\*Bilgisayar Eğitimi Bölümü, Endüstriyel Sanat. Eğt. Fakültesi, Gazi Üniversitesi, Teknikokullar, 06500 Ankara  
[celmas@gazi.edu.tr](mailto:celmas@gazi.edu.tr), [akcavol@gazi.edu.tr](mailto:akcavol@gazi.edu.tr), [ytuncay@gazi.edu.tr](mailto:ytuncay@gazi.edu.tr)

(Geliş/Received: 11.02.2005; Kabul/Accepted: 14.11.2006)

### ÖZET

Anahtarlamalı relüktans motor (ARM)'lar yapılarının basit ve rotor kayıplarının düşük olması nedeniyle endüstriyel uygulamalarda giderek artan bir ilgi görmektedir. Güç elektroniği ve bilgisayar teknolojisindeki gelişmelerin sonucunda ARM'lerin denetiminde başarılı çalışmalar yapılmıştır. ARM'lerin dinamik karakteristikleri, çalışma şartlarına bağlı olarak değişmektedir. Sabit kazanç katsayılarına sahip klasik PI denetleyici farklı hız ve yüklerde, özellikle hız değişimlerinde aşım ve dalgalanmalara neden olmaktadır. Bu makalede, ARM'nin hız denetimi için bir bulanık PI denetleyici önerilmiştir. Denetleyicide, bir bulanık mantık denetleyici (BMD) tarafından, PI denetleyicinin oransal ve integral katsayıları, motorun hız hatası ve hız hata değişimine bağlı olarak sürekli uyarlanmaktadır. Önerilen denetleyici TMS320F240 sayısal işaret işlemci (Sİİ) kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Deneysel sonuçlardan, bulanık PI denetleyicinin farklı çalışma şartlarında klasik PI denetleyiciye göre daha iyi başarımlar sağladığı gözlemlenmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Bulanık mantık denetleyici, PI denetleyici, anahtarlamalı relüktans motor.

## FUZZY PI CONTROLLER FOR SPEED CONTROL OF SWITCHED RELUCTANCE MOTOR

### ABSTRACT

Switched reluctance motors (SRMs) have been increasingly used in industrial applications because of their simple structure and reduced rotor losses. As a result of improvement of power electronics and computer technology, there have been increased attentions to control the SRMs. Dynamic characteristics of SRMs are varying depending on working conditions. A PI (Proportional-Integral) controllers with constant gain values have overshoot and oscillations at varying speeds and load especially at transient-state. In this paper, a fuzzy PI controller was proposed to control the speed of the SRM. Proportional and integral gains of the PI controller are tuned by fuzzy logic controller (FLC) depending on speed error and change of the speed error. Fuzzy PI controller was implemented using TMS320F240 digital signal processor. Experimental results showed that fuzzy PI controller has better performance than a PI controller with a range of working conditions.

**Keywords:** Fuzzy logic controller, PI controller, switched reluctance machine.

### 1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

ARM'ler basit mekanik yapıları ve düşük rotor kayıplarından dolayı değişken hızlı ve servo tip endüstriyel uygulamalarda gittikçe artarak kullanılmaktadır [1]. Bu motorların, elektrikli otomobil, uzay araçları, ev araçları, radarlar, otomatik kapı sistemleri ve su pompaları gibi çok değişik uygulama alanları bulunmaktadır. ARM'lerin en önemli karakteristik özelliği, faz akımı

ve rotor pozisyonuna bağlı olarak manyetik devresinin doğrusal olmayan yapıda olmasıdır [2]. Bu yüzden ARM'ler maksimum dönme momenti üretilebilme için güçlü bir denetleyiciye ihtiyaç duyarlar [3]. P, PI ve PID gibi klasik denetleyicileri herhangi bir sisteme uygulamak için sistemin matematiksel modelinin bilinmesi gerekmektedir. Çoğu durumda sistem doğrusal değildir ve bu gibi durumlarda denetleyici katsayıları için deneme yanılma metodu veya yaygınca kullanılan

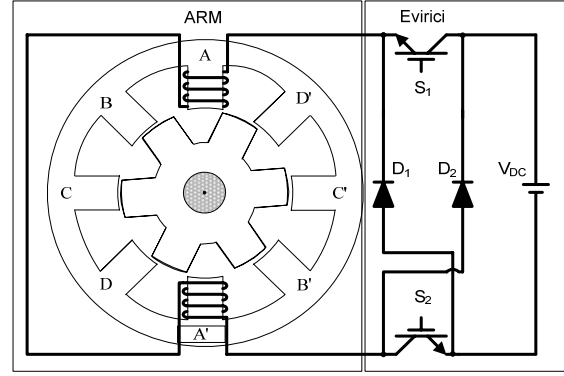
Ziegler-Nichols tarafından önerilen değerler kullanılmaktadır [4]. Ayrıca bu klasik denetleyiciler sistemdeki parametre değişimlerine ve gürültü değerlerine karşı çok duyarlıdır [5]. Bu sakıncalarından dolayı, klasik P, PI ve PID denetleyiciler ARM gibi doğrusal olmayan sistemlerden yüksek başarımla elde etmek için yetersiz kalmaktadırlar [6].

Son yıllarda ARM'nin denetlenmesi için birçok araştırmacı tarafından farklı denetleyici yapıları önerilmiştir. Buja tarafından motor karakteristiklerinin bilgisine gerek kalmaksızın, parametre değişimlerine ve yük etkilerine duyarlı değişken yapıları denetleyici önerilmiştir [7]. ARM'nin hız denetimi için Zhu ve arkadaşları tarafından değişken yapıları bir PID denetleyici önerilmiştir [8]. Ho ve arkadaşları kazanç planlaması diye de adlandırılan kendinden uyarlamalı denetleyici ile ARM'nin hız denetimini gerçekleştirmişlerdir [9]. Diğer çalışmalar ise kendisini düzenleyebilen PI ve PID [10], geri beslemeli doğrusal denetleyici [11], kayma kipli denetleyici [12], bulanık mantık denetleyici [13] ve yapay sinir ağlarıdır [14]. Kendi kendisini düzenleyebilen PI ve PID denetleyiciler ARM'nin çalışma hızına ve referans hızına göre hız hatasına bağlı olarak oransal, integral ve türev katsayılarını değiştirmektedir [15].

Bulanık kazanç ayarlamalı klasik denetleyicilere yönelik çalışmalarda literatürde bulunmaktadır. Zhao ve arkadaşları PID denetleyici katsayılarının bulanık mantık ile optimizasyonuna yönelik simülasyon çalışması yapmışlardır [16]. Yaptıkları bu çalışmada üyelik fonksiyonları ve kural tabanı üzerinde herhangi bir optimizasyon yapmamışlar ve standart 7 etiketli giriş üyelik fonksiyonlarıyla 2 etiketli çıkış üyelik fonksiyonu kullanmışlardır. Ayrıca bu çalışma sadece simülasyon çalışmasını içermekte ve üyelik fonksiyonları üzerinde hiçbir iyileştirme bulunmamaktadır. Bu makalede, bulanık PI denetleyicinin katsayılarının uyarlanması için iki farklı kural tablosuna sahip bir BMD kullanılmıştır. Motorun çalışma şartlarına bağlı olarak denetleyicinin oransal ve integral katsayıları sürekli olarak uyarlanmaktadır. Önerilen bulanık PI denetleyici, TMS320F240 Sİİ kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Deneysel sonuçlardan, bulanık PI denetleyicinin farklı çalışma şartlarında klasik PI denetleyiciye göre daha iyi başarımla sağladığı gözlemlenmiştir.

## 2. ARM'İNİN MATEMATİKSEL MODELİ (MATHEMATICAL MODEL OF SRM)

ARM'ler hem statorda hem de rotorda çıkıntılı kutupları olan ve sargıları tek yönlü uyarılan motorlardır. Şekil 1'de, bir doğru akım kaynağı, bir faz için köprü tipi evirici ve bir ARM'den oluşan devre şeması gösterilmiştir. Bir birine seri bağlanmış, karşılıklı A ve A' stator kutup sargılarından akım geçirildiğinde, bu kutuplar kendine en yakın olan çıkıntılı rotor kutuplarını çekecektir. Aynı durum diğer B-B', C-C', D-D' kutupları içinde sıralı bir şekilde yapılarak stator ve rotor arasındaki hava aralığında meydana gelecek manyetik alan ile rotorda bir dönme momenti oluşacaktır.



Şekil 1. ARM'nin bir faz için uyarım devresi (Driver circuit for one phase of SRM)

ARM'nin davranışını manyetik akı, akım ve rotor pozisyonu ile açıklamak mümkündür. Motorun çalışmasına bağlı olarak uygun fazlara akım uygulandığında motorda üretilen dönme momenti rotorun pozisyonuna bağlı olarak değişecektir. Buna göre motorun matematiksel modeli için aşağıdaki denklemler verilebilir.

$$V = Ri + L(\theta) \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (1)$$

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (2)$$

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L \quad (3)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (4)$$

Burada,  $V$  gerilimi,  $R$  stator sargı direncini,  $L$  sargı endüktansını,  $i$  ise sargı akımını göstermektedir.  $T_e$  motor dönme momenti,  $T_L$  yük momenti,  $J$  motor atalet momenti,  $B$  ise sürtünme katsayısıdır.  $\theta$  rotor pozisyon açısını,  $\omega$  ise açısal hızı göstermektedir.

## 3. BULANIK PI DENETLEYİCİ (FUZZY PI CONTROLLER)

ARM'lerin doğrusal olmayan özelliklerinden dolayı klasik PI denetleyiciler özellikle tüm çalışma şartları için yüksek başarımla istenen uygulamalarda tercih edilmemektedirler. Yüksek ve çok düşük hızlarda ve farklı yükler altındaki çalışma şartlarında iyi başarımla elde etmek için PI katsayılarının uyarlanması gerekmektedir.

Bu çalışmada farklı çalışma şartları için PI katsayıları BMD kullanılarak uyarlanmıştır. Kullanılan BMD oransal katsayı  $K_p$  ve integral katsayısı  $K_i$  için iki ayrı kural tabanına sahiptir.  $K_p$  ve  $K_i$ 'nin farklı değerleri hız hata değeri ile hız hata değişim değeri kullanılarak elde edilmekte ve bir sonraki denetim döngüsü için yeni katsayılar kullanılmaktadır. ARM'nin hız denetimi için referans akım değişimi kullanılmıştır. Aşağıda hız hatası, hız hata değişimi ve akım değişimi denklemleri verilmiştir:

$$e_{\omega}(k) = \omega^* - \omega(k) \quad (5)$$

$$ce_{\omega}(k) = e_{\omega}(k) - e_{\omega}(k-1) \quad (6)$$

$$i(k) = i(k-1) + ci(k) \quad (7)$$

Burada  $\omega^*$  referans hızı,  $\omega(k)$  motordan elde edilen gerçek hızı,  $e_{\omega}(k)$  hız hatasını,  $e_{\omega}(k-1)$  bir önceki hız hatasını,  $ce_{\omega}(k)$  hız hata değişimini,  $i(k-1)$  bir önceki referans akımı,  $ci(k)$  referans akım değişimini ve  $i(k)$  ise şimdiki referans akım değerini ifade etmektedir. PI denetleyici ise aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$ci(k) = K_p e_{\omega}(k) + K_i \sum_{j=0}^k e_{\omega}(j) \quad (8)$$

Burada  $K_p$  oransal katsayı ve  $K_i$  integral katsayıdır.

Motor ilk anda hareketsiz iken istenen referans hızı ulaşmak için büyük değerde denetim sinyaline ihtiyaç duyar. Bunu sağlamak için böyle geçiş durumlarında PI denetleyicinin  $K_p$  oransal katsayısının büyük olması gerekmektedir. İntegral katsayısı  $K_i$  ise referans hızı ulaştıktan sonra aşım olmaması için küçük değere sahip olmalıdır. Motor referans hızı ulaştığında ise hızı sabit tutmak için küçük değerli denetim sinyali gerekmektedir. Bunun için küçük  $K_p$  değeri ve yüksek  $K_i$  değerine ihtiyaç duyulmaktadır.

Yapılan çalışmada  $K_p$  ve  $K_i$  değerleri için iki ayrı kural tablosu oluşturulmuş ve katsayıların birbirinden bağımsız olarak değiştirilmesi sağlanmıştır. Ziegler-Nichols tarafından önerilen değerler gözönüne alınarak  $K_p$  için [0,01, 0,22] ve  $K_i$  için [0,0,6] değer aralıkları alınmıştır [4]. Bulanık PI denetleyiciye ait  $K_p$  ve  $K_i$  katsayıları sistemin mevcut şartlarına göre sürekli uyarlanmaktadır.

Şekil 2'de bulanık PI denetleyici verilmiştir. Burada  $SK_p$  ve  $SK_i$  kural tablosundan seçilen kuralın sayısal değerini ifade etmektedir.

BMD'de kullanılan giriş değişkenleri  $e_{\omega}(k)$  ve  $ce_{\omega}(k)$  için üyelik işlevleri Şekil 3 ve Şekil 4'te verilmiştir.

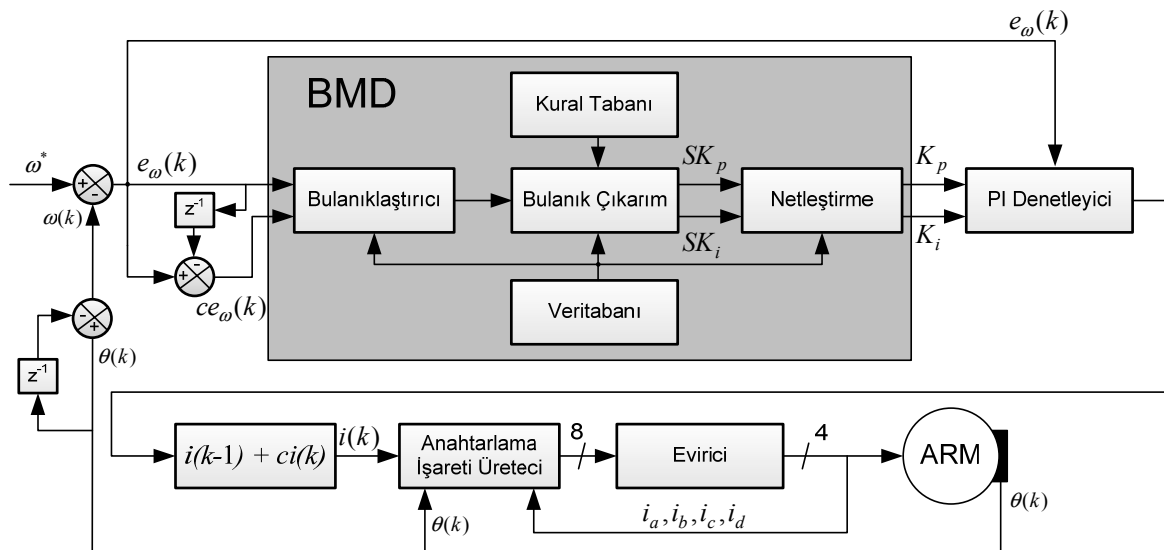
Her iki giriş değişkeni için 7 etiketli üyelik işlevleri kullanılmıştır. Kullanılan dilsel etiketler NB(Negatif Büyük), NO(Negatif Orta), NK(Negatif Küçük), S(Sıfır), PK(Pozitif Küçük), PO(Pozitif Orta) ve PB(Pozitif Büyük) olarak ifade edilmektedir.

BMD'nin iki tane çıkış değişkeni bulunmaktadır. Bunlar PI denetleyiciye ait  $K_p$  ve  $K_i$  katsayılarıdır. Her bir çıkış değişkeni için alınan üyelik işlevleri Şekil 5'te verilmiştir.

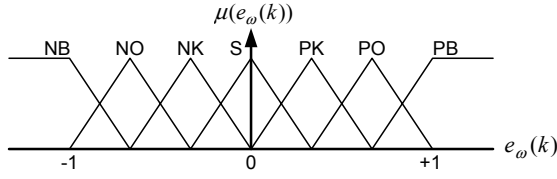
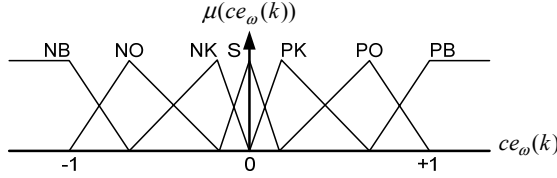
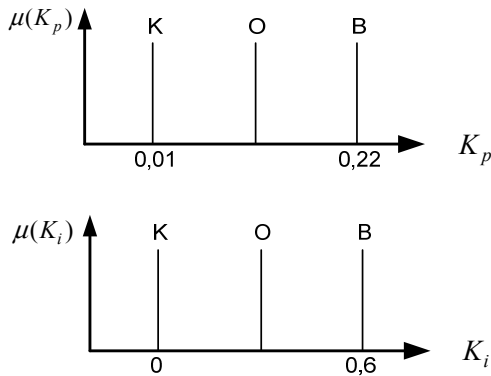
Her iki çıkış, K(Küçük), O(Orta) ve B(Büyük) olarak üç dilsel etiket ile ifade edilmektedir. Giriş ve çıkış değişkenlerine ait üyelik işlevleri ve parametreleri benzetim programı ile deneme-yanılma metodu kullanılarak belirlenmiştir. BMD'nin bulanık çıkarım kısmında kullanılan kural yapısı ise aşağıdaki gibi alınmıştır:

**IF**  $e_{\omega}(k) = \text{NB}$  **VE**  $ce_{\omega}(k) = \text{NO}$  **THEN**  
 $K_p = K$  **VE**  $K_i = O$

Buradaki **VE** işlemcisi  $e_{\omega}(k)$  ve  $ce_{\omega}(k)$  girişleri için üyelik derecelerindeki minimum değeri almayı ifade etmektedir. Bulanık olarak elde edilen çıkış değerlerinin keskin sayısal değere dönüştürülmesi için ağırlık ortalaması netleştirme metodu kullanılmıştır. Aşağıda  $K_p$  ve  $K_i$  için keskin değer elde edilmesinde kullanılan ifadeler verilmiştir:



Şekil 2. Bulanık PI denetleyici blok şeması (Block diagram of fuzzy PI controller)

Şekil 3.  $e_{\omega}(k)$  üyelik fonksiyonu ( $e_{\omega}(k)$  membership function)Şekil 4.  $ce_{\omega}(k)$  üyelik fonksiyonu ( $ce_{\omega}(k)$  membership function)Şekil 5.  $K_p$  ve  $K_i$  için üyelik fonksiyonları (Membership functions for  $K_p$  and  $K_i$ )

$$K_p = \frac{\sum \mu(u_i) \cdot u_i(SK_p)}{\sum \mu(u_i)} \quad (9)$$

$$K_i = \frac{\sum \mu(u_i) \cdot u_i(SK_i)}{\sum \mu(u_i)} \quad (10)$$

Burada  $\mu(u_i)$  minimum üyelik değerini,  $u_i(SK_p)$  kural tablosundan  $K_p$  için seçilen değeri ve  $u_i(SK_i)$  kural tablosundan  $K_i$  için seçilen değeri ifade etmektedir. BMD'de  $K_p$  ve  $K_i$  için kullanılan kural tabloları ise Çizelge 1 ve Çizelge 2'de verilmiştir.

Denetleyicinin kararlılığının sağlanması için  $K_p$  ve  $K_i$  katsayıları kutup yerleştirme yöntemiyle belirlenmiştir. Kutup yerleştirme için ARM'nin elektromekanik eşitliği ve denetleyici eşitlikleri kullanılmıştır.

$$\frac{d}{dt} \omega = \frac{1}{J} (T_e - T_L - B\omega) \quad (11)$$

Burada  $\omega_r$  mekanik hızı,  $J$  atalet momentini,  $T_L$  harici yük dönme momentini,  $B$  sürtünme katsayısını

Çizelge 1.  $K_p$  için kullanılan kural tablosu (Rule base for  $K_p$ )

		$e_{\omega}(k)$						
		NB	NO	NK	S	PK	PO	PB
$ce_{\omega}(k)$	NB	K	K	K	O	B	B	B
	NO	K	K	K	O	B	B	B
	NK	K	O	O	O	O	O	B
	S	O	O	O	O	O	O	O
	PK	B	O	O	O	O	O	K
	PO	B	B	B	O	K	K	K
	PB	B	B	B	O	K	K	K

Çizelge 2.  $K_i$  için kullanılan kural tablosu (Rule base for  $K_i$ )

		$e_{\omega}(k)$						
		NB	NO	NK	S	PK	PO	PB
$ce_{\omega}(k)$	NB	B	B	B	O	K	K	K
	NO	B	B	B	O	K	K	K
	NK	B	B	O	O	O	K	K
	S	O	O	O	O	O	O	O
	PK	K	K	O	O	O	B	B
	PO	K	K	K	O	B	B	B
	PB	K	K	K	O	B	B	B

göstermektedir. Eşitlik (2)'deki  $T_e$  eşitlik (11)'de yerine konursa,

$$\frac{d}{dt} \omega = \frac{1}{J} \left( \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} - T_L - B\omega \right) \quad (12)$$

elde edilir. Akım değeri için denetleyici çıkışı ifade eden aşağıdaki eşitlik yazılabilir:

$$i = \left[ \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\omega^* - \omega) \right]^{1/2} \quad (13)$$

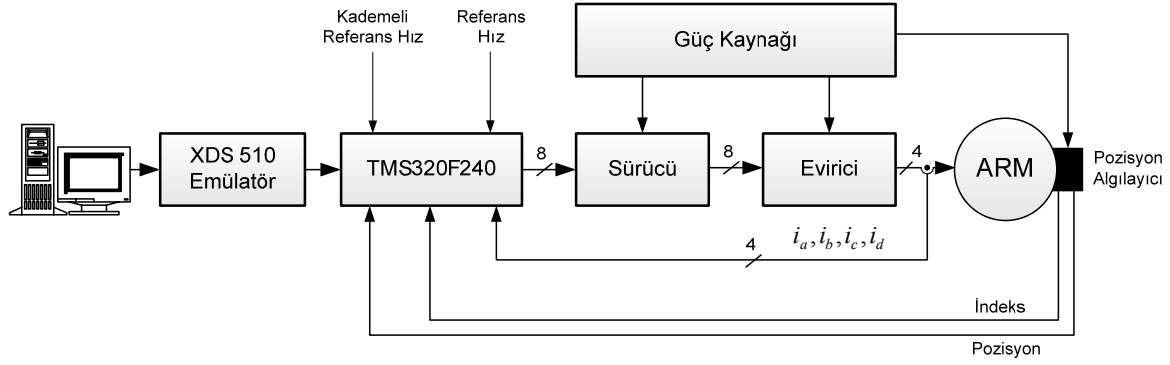
Eşitlik 13 eşitlik 12'deki yerine yazılırsa,

$$s\omega = \frac{1}{J} \left( 0,5 \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\omega^* - \omega) \frac{dL}{d\theta} - T_L - B\omega \right)$$

elde edilir. Harici  $T_L$  yükü ihmal edilirse sistemin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\begin{aligned} \frac{\omega}{\omega^*} &= \frac{0,5(K_p s + K_i) dL / d\theta}{s^2 + \frac{B + 0,5K_p dL / d\theta}{J} s + \frac{0,5K_i dL / d\theta}{J}} \\ &= \frac{(K_p s + K_i) A_1}{s^2 + \left( \frac{B}{J} + A_1 K_p \right) s + A_1 K_i} \end{aligned} \quad (14)$$

Burada  $A_1 = (0,5dL/d\theta)/J$  olarak alınmıştır. ARM sürücü sisteminin karakteristik eşitliği ise,



Şekil 6. Sistemin komple blok şeması (Complete block diagram of the system)

$$s^2 + \left( \frac{B}{J} + A_1 K_p \right) s + A_1 K_i = 0 \quad (15)$$

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0$$

elde edilir. Burada  $\zeta$  bastırma (damping) oranı,  $\omega_n$  osilasyon frekansdır. PI denetleyiciye ait değerler,

$$K_p = \frac{2\zeta\omega_n}{A_1} - \frac{B}{A_1 J} \quad (16)$$

$$K_i = \frac{\omega_n^2}{A_1}$$

eşitlikleri kullanılarak belirlenir. Bu çalışmada klasik PI denetleyicinin katsayı aralıkları ve bulanık PI denetleyicinin katsayılarının üyelik fonksiyonlarına ait değerler bu eşitlikler kullanılarak elde edilmiştir.

#### 4. BULANIK PI DENETLEYİCİNİN Sİİ İLE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ (IMPLEMENTATION OF FUZZY PI CONTROLLER USING DSP)

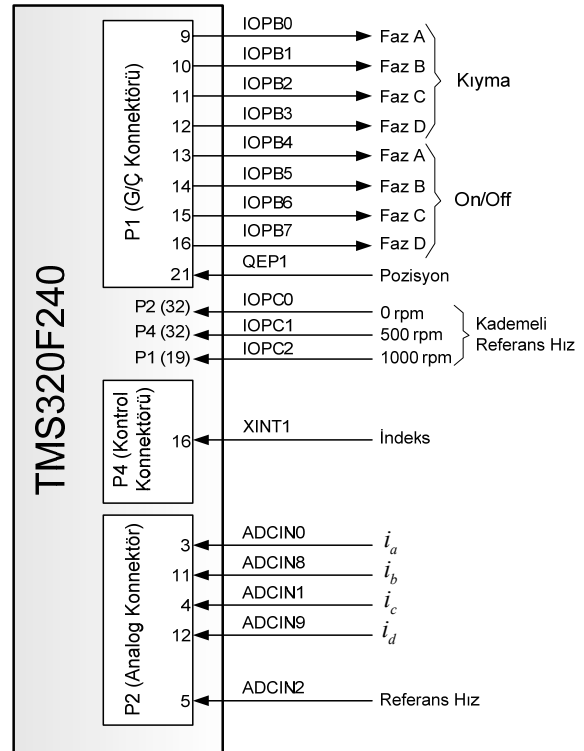
Önerilen bulanık PI denetleyici TMS320F240 Sİİ kullanılarak gerçekleştirilmiştir. TMS320F240 16-bit sabit noktalı ve 50 ns komut döngü süresine sahiptir. Her birisinde 8 kanal olan ve 6,1  $\mu$ s dönüştürme süresine sahip olan iki tane 10-bit analog-dijital dönüştürücü bulundurmaktadır. Ayrıca, Sİİ üzerinde 3 tane 8-bit dijital giriş-çıkış (I/O) portu bulunmaktadır [18]. Gerçekleştirilen sistemin komple blok şeması Şekil 6'da verilmiştir.

Şekil 7'de TMS320F240'a ait detaylı bağlantı şeması görülmektedir. ADCIN2 analog girişi referans hızı istenen değere ayarlamak için kullanılmıştır. Ayrıca hızın 0 rpm, 500 rpm ve 1000 rpm olarak kademeli ayarlanması için IOPC0-IOPC2 sayısal girişleri kullanılmıştır. ADCIN0, ADCIN8, ADCIN1 ve ADCIN9 ise  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  ve  $i_d$  faz akımlarının okunması için kullanılmıştır. QEPI ve XINT1 pinleri pozisyon ve indeks sinyallerinin elde edilmesi için kullanılmaktadır. Rotor pozisyonu doğru anahtarlama yapmak için kullanılmaktadır.

Her faz için bir tanesi anahtarlama diğeri kesme yapmak üzere iki IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) kullanılmıştır. IGBT sürme devresi olarak M57962AL sürücüsü kullanılmıştır [19]. Denetleyici yazılımı ANSI C diliyle hazırlanmış ve Sİİ'ye emülatör aracılığıyla aktarılmıştır. Kullanılan motora ait parametreler Çizelge 3'te verilmiştir.

#### 5. DENEYSEL SONUÇLAR (EXPERIMENTAL RESULTS)

Bulanık PI hız denetleyicinin başarımını görmek için farklı hızlarda ve yüklerde ARM'nin çalışması izlenmiştir. Denetleyici için örnekleme süresi 100  $\mu$ s alınmıştır. Her 100  $\mu$ s aralıklarla elde edilen hız değeri için yeni kontrol işareti üretilmiştir. Klasik PI denetleyiciden elde edilen sonuçlarla bulanık PI denetleyiciden elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.



Şekil 7. Konnektörlerin bağlantı şeması (Connection scheme of the connectors)

**Çizelge 3.** Motora ait parametreler (Parameters of the motor)

Özellik	Değer
Faz sayısı	4
Stator kutup sayısı	8
Rotor kutup sayısı	6
Faz omik direnci	0.96 $\Omega$
Çakışık durumda endüktans	120 mH
Ayrık durumda endüktans	14 mH
Faz akımı	8 A
Maksimum faz gerilimi	400 V
Atalet momenti	0.053 kgm <sup>2</sup>
Sürtünme katsayısı	0.008 Nm.sn.rad <sup>-1</sup>
Maksimum hız	1500 d/d
Güç	5.5 HP

Klasik PI denetleyiciye ait parametreler deneme yanılma metodu kullanılarak belirlenmiştir. Klasik PI denetleyicinin  $K_p$  ve  $K_i$  katsayıları için sırasıyla 0,1 ve 0,3 değerleri alınmıştır.

Şekil 8'de klasik PI denetleyiciyle ve Şekil 9'da bulanık PI denetleyiciyle hızın 0 rpm'den 500 rpm'e yükselmesi ve yaklaşık 8 sn sonra tekrar 0 rpm'e düşürülmesi görülmektedir.

Motor hızı yaklaşık olarak 1 sn sonra 500 rpm referans hızına ulaşmıştır. Klasik PI denetleyicinin referans hızı ulaştıktan sonra aşım yaptığı ve 1,8 sn sonra referans hızı takip ettiği görülmektedir. Ancak bulanık PI denetleyicide aşım ve dalgalanma görülmemektedir. Şekil 10'da klasik PI denetleyiciyle ve Şekil 11'de bulanık PI denetleyiciyle hızın 0 rpm'den 1000 rpm'e yükselmesi ve 8 sn sonra tekrar 0 rpm'e düşürülmesi görülmektedir. Motor yaklaşık 2 sn sonra referans hızına ulaşmıştır. Klasik PI denetleyicide referans hızı ulaştıktan sonra aşım ve dalgalanma yaptığı görülmektedir. Klasik PI denetleyicide referans hızı 3 sn sonra takip etmeye başlamıştır. Bulanık PI denetleyicide aşım ve dalgalanma olmamıştır ve 2 sn sonra referans hızı takip etmeye başlamıştır.

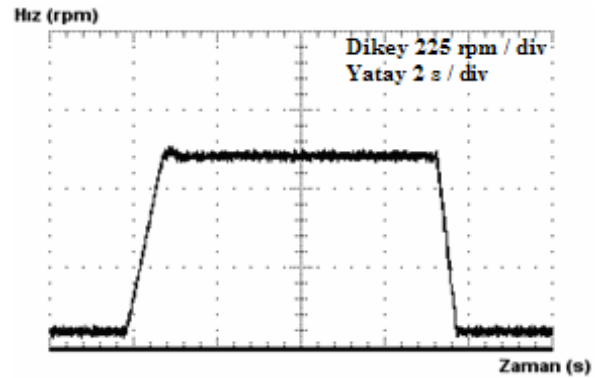
Motorun diğer test çalışmasında ise sabit hızda iken ani yük uygulanmıştır. Motorun 500 rpm sabit hızda iken 10 Nm yük uygulanması ve yükün kaldırılması anında klasik PI ve bulanık PI denetleyicilere ait hız değişim grafikleri Şekil 12'de ve Şekil 13'te verilmiştir.

Klasik PI denetleyicide ani yük uygulandığında ve yük kaldırıldığında gerçek hız değişmekte ve 0,6 sn sonra referans hızı takip etmektedir. Bulanık PI denetleyicide ise 0,4 sn sonra referans hızı takip etmeye başlamıştır. İkinci olarak motor 1000 rpm hızdayken ani olarak yük uygulanmış ve 10 sn sonra yük kaldırılmıştır. Klasik PI ve bulanık PI denetleyicilere ait hız değişim grafikleri Şekil 14'te ve Şekil 15'te görülmektedir. Klasik PI denetleyici ani yük uygulandığında ve yük kaldırıldığında referans hızdan sapma yapmakta ve 1,2 sn sonra referans hızı yakalamaktadır.

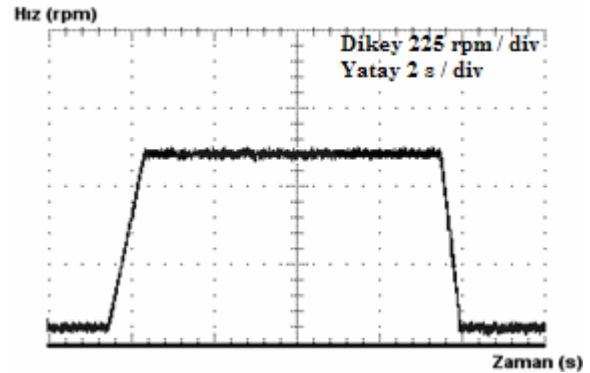
Bulanık PI denetleyicide ise 0,6 sn sonra referans hızı takip etmektedir.

## 6. SONUÇLAR (CONCLUSIONS)

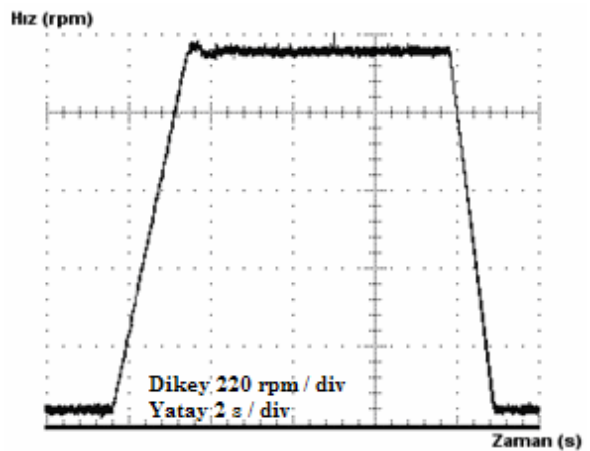
Bu çalışmada bir bulanık PI denetleyici önerilmiş ve bir ARM'nin hız denetimine uygulanmıştır. Farklı hızlarda ve yük altında elde edilen deneysel sonuçlar bulanık PI denetleyicinin başarımının daha yüksek olduğunu göstermiştir. Gerçekleştirilen bulanık PI



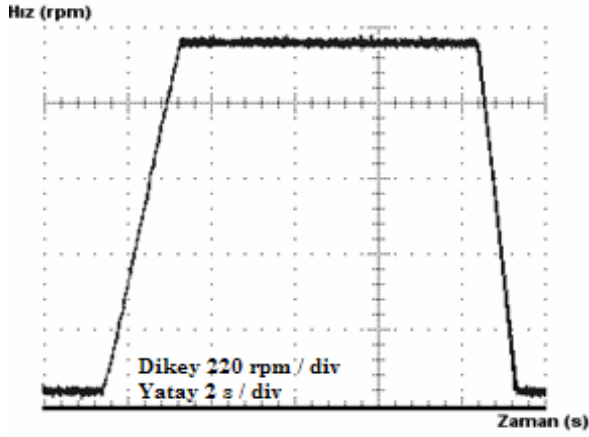
**Şekil 8.** Klasik PI denetleyici ile motorun 500 rpm hızına ulaşması ve tekrar 0 rpm hızına düşmesi (Speed response of the motor for 500 rpm with classical PI controller)



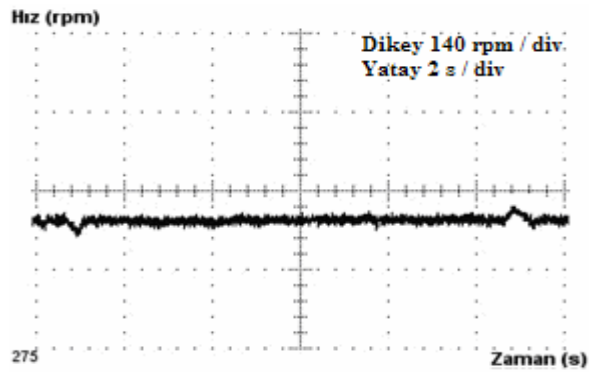
**Şekil 9.** Bulanık PI denetleyici ile motorun 500 rpm hızına ulaşması ve tekrar 0 rpm hızına düşmesi (Speed response of the motor for 500 rpm with fuzzy PI controller)



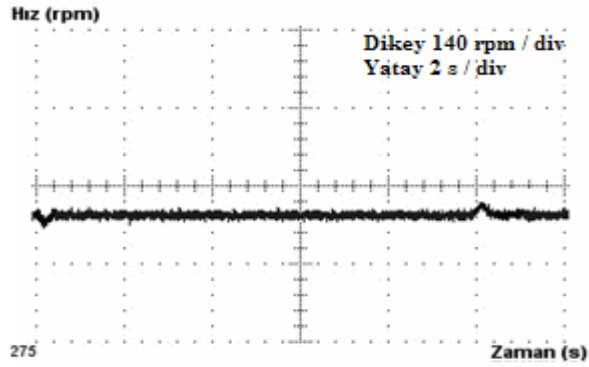
**Şekil 10.** Klasik PI denetleyici ile motorun 1000 rpm hızına ulaşması ve tekrar 0 rpm hızına düşmesi (Speed response of the motor for 1000 rpm with classical PI controller)



Şekil 11. Bulanık PI denetleyici ile motorun 1000 rpm hıza ulaşması ve tekrar 0 rpm hıza düşmesi (Speed response of the motor for 1000 rpm with fuzzy PI controller)

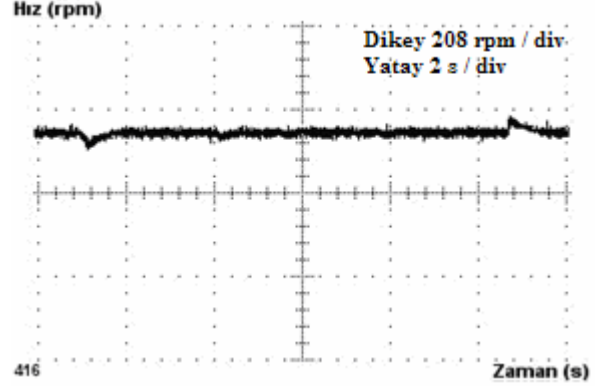


Şekil 12. Klasik PI denetleyici ile motor 500 rpm hızda iken 10 Nm yük uygulanması (Speed response of the motor for 500 rpm with classical PI controller under 10 Nm load)

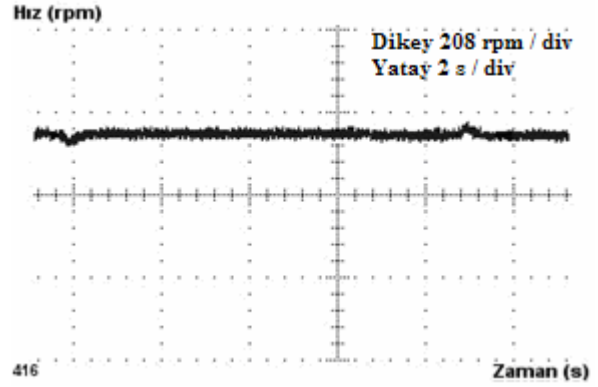


Şekil 13. Bulanık PI denetleyici ile motor 500 rpm hızda iken 10 Nm yük uygulanması (Speed response of the motor for 500 rpm with fuzzy PI controller under 10 Nm load)

denetleyici motorun doğrusal olmayan parametre değişimlerinden daha az etkilenmiştir. Motor sabit 500 rpm ve 1000 rpm hızlarda iken 10 Nm ani yük uygulanması ve yükün belirli bir süre sonra kaldırılması sırasında, klasik PI denetleyici bulanık PI denetleyiciye göre hızda daha fazla sapma yapmış ve tekrar referans hıza ulaşması daha uzun zaman almıştır. Elde edilen deneysel sonuçlar, bulanık PI denetleyiciyle denetlenen ARM'nin referans hıza ulaştıktan sonra daha az aşım ve dalgalanma yaptığını göstermiştir.



Şekil 14. Klasik PI denetleyici ile motor 1000 rpm hızda iken 10 Nm yük uygulanması (Speed response of the motor for 1000 rpm with classical PI controller under 10 Nm load)



Şekil 15. Bulanık PI denetleyici ile motor 1000 rpm hızda iken 10 Nm yük uygulanması (Speed response of the motor for 1000 rpm with fuzzy PI controller under 10 Nm load)

#### KAYNAKLAR (REFERENCES)

1. Bay, O.F., Elmas, C., "Modeling of the Inductance Variation and Control of the Switched Reluctance Motor Based on Fuzzy Logic", *Intelligent Automation and Soft Computing*, 10(3), 233-246, 2004.
2. Lawrenson, P.J., Stephenson J.M., Blenkinsop, P.T., Corda, J., Fulton, N.N., "Variable-Speed Switched Reluctance Motors", *IEEE Proceedings Part B*, 127 (4), 253-265, 1980.
3. Miller, T.J.E., Stephenson, J.M., MacMinn S.R., Handersot, J.R., "Switched Reluctance Drives", *IEEE Industry Applications Society*, Tutorial Course, 1990.
4. Ziegler, J.G., Nichols, N.B., "Optimum Settings for Automatic Controllers", *Transactions of ASME*, 64, 759-768, 1942.
5. Akcayol, M.A., *Bir Anahtarlama Relüktans Motorun Sinirsel-Bulanık Denetimi*, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi, Ankara, 2001.
6. Cheock, A.D., Ertugrul, N., "Use of Fuzzy Logic for Modeling, Estimation, and Prediction in Switched Reluctance Motor Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 46(6), 1207-1224, 1999.
7. Buja, G.S., "Variable Structure Control of a SRM Drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40(1), 56-63, 1993.

8. Zhu, X.M., Panda, S.K., Dash, P.K., Tan, S.H., "Experimental Investigation of Variable Structural PID Control for Switched Reluctance Motor Drives", **Proceedings of 1997 International Conf. on Power Electronics and Drive Systems**, 1, 205-210, 1997.
9. Ho, W.K., Panda, S.K., Lim, K.W., Huang, F.S., "Gain-Scheduling Control of the Switched Reluctance Motor", **Control Engineering Practice**, 6, 181-189, 1998.
10. Fung, H.W., Wang, Q.G., Lee, T.H., "PI Tuning in Terms of Gain and Phase Margins", **Automatica**, 34(9), 1145-1149, 1998.
11. Spong, M.I., Marino, R., Peresada, S.M., Taylor, D.G., "Feedback Linearization Control of a Switched Reluctance Motor", **IEEE Transactions on Automatic Control**, AC-32(5), 371-379, 1987.
12. Haiqing, Y., Panda, S.K., Liang, Y.C., "Sliding Mode Control of Switched Reluctance Motors: An Experimental Investigation", **Proceedings of IECON**, 96-101, 1996.
13. Elmas, Ç., Bay, Ö.F., "Modeling and Operation of A Nonlinear Switched Reluctance Motor Drive Based on Fuzzy Logic", **EPE'95**, Sevilla, 592-597, 1995.
14. Ramamurthy, S.S., Balda, J.C., **Implementation of Neural Networks To Aid Switched Reluctance Motor Control on the TMS320C6701**, Texas Instruments, Application Report, 2000.
15. Berger, M., "Self-tuning of a PI Controller Using Fuzzy Logic for A Construction Unit Testing Apparatus", **Control Engineering Practice**, 4(6), 785-790, 1996.
16. Zhao, Z.Y., Tomizuka, M., Isaka, S., "Fuzzy Gain Scheduling of PID Controllers", **IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics**, 23(5), 1392-1398, 1993.
17. Chen, C.G. and Liu, T.H., "Nonlinear Controller Design for Switched Reluctance Drive Systems", **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, 39(4), 1429-1440, 2003.
18. TMS320F240 **DSP Controllers Evaluation Module**, Texas Instruments, 1999.
19. Motto, E.R., **Hybrid Circuits Simplify IGBT Module Gate Drive**, Powerex Inc., Youngwood, PA, USA, 1999.