




## Asenkron Motorun Modellenmesi ve Modern Denetim Yöntemleri ile Hız Analizi

### *Modeling of Induction Motor and Speed Analysis of Modern Control Methods*

Abulhakim Karakaya 

Kocaeli Üniversitesi, Enerji Sistemleri Mühendisliği Bölümü, Kocaeli, Türkiye

#### Öz

Bu çalışmada, asenkron motorun matematiksel modeli elde edilmekte ve modelin simülasyonu Matlab/Simulink paket programında gerçekleştirilmektedir. Asenkron motorun hız denetimi, PI ve Bulanık Mantık PI (BMPI) Denetleyicileri ile yapılmaktadır. Referans hız değişimi ve basamak yük momenti uygulaması sonucu elde edilen hız grafiklerinden; referans hıza ulaşma zamanı, aşma miktarı ve açılma hız değişimi analizi yapılarak denetleyicilerin performansları karşılaştırılmaktadır.

**Anahtar Kelimeler:** Asenkron makine, Benzetim, Bulanık mantık denetleyici, Modelleme

#### Abstract

In this study, the mathematical model of the asynchronous motor is obtained and simulation of model is performed by using Matlab/Simulink. Speed control of induction motor is carried out by the BMPI and PI controllers. Performances of the controllers are compared from change of reference speed and result of step load torque application obtained from the speed graphs which are performed the time to reach the reference speed, overshoot and the angular speed variation analysis.

**Keywords:** Induction machine, Simulation, Fuzzy logic controller, Modelling

#### 1. Giriş

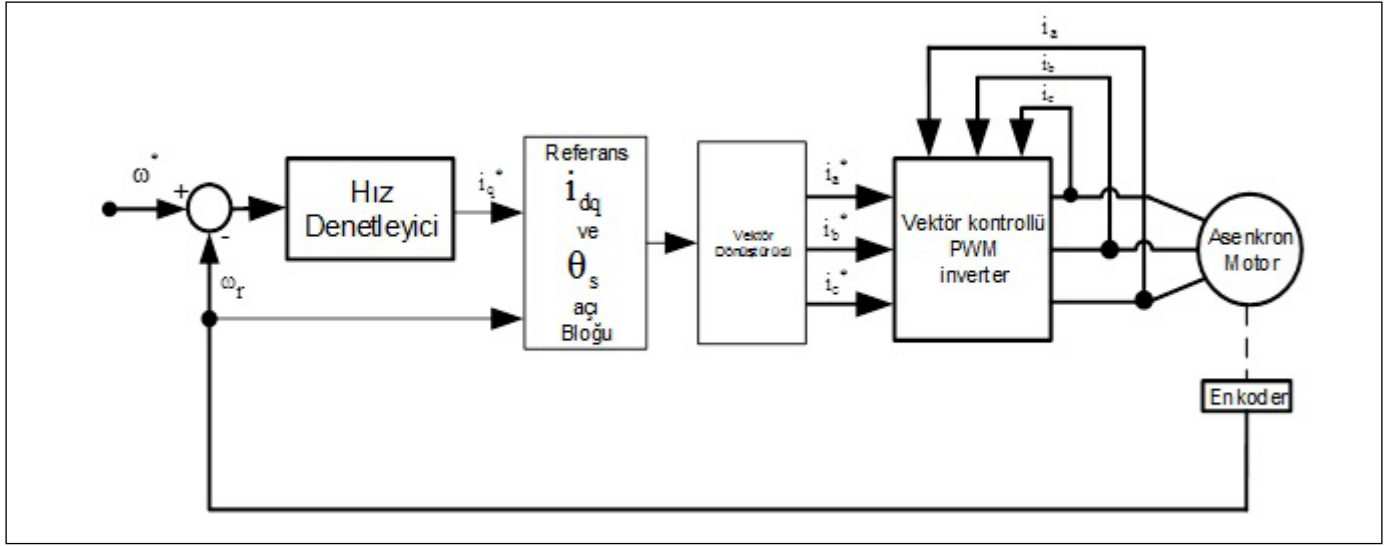
Asenkron motorlar, endüstride kullanımı yaygın olan elektrik makineleridir. Çalışmaları sırasında elektrik arki meydana gelmemesi, diğer elektrik makinelerine göre daha ucuz olmaları ve bakıma daha az ihtiyaç duymaları gibi nedenlerden dolayı asenkron motorlarla ilgili birçok çalışma yapılmaktadır. Matematiksel modeli doğrusal olmadığından dolayı, doğru akım ve daimi mıknatıslı makineler göre, kontrol yöntemi daha karmaşık bir yapıya sahiptir. Günümüzde, güç elektroniği ve dijital sinyal işleme alanındaki hızlı gelişmeler, vektör kontrol stratejisine dayanan alternatif akım sürücüleri ile asenkron motor hız kontrolü rahatlıkla yapılabilmektedir.

Motor kontrolü genellikle PI ve PID denetleyicileri ile yapılmaktadır (Uddin vd. 2002). Fakat bu denetleyiciler parametre ve yük değişimleri gibi etkenlere karşı oldukça duyarlıdır. Bu nedenle kontrol parametreleri sürekli olarak güncellenmelidir. Bu problem çeşitli kontrol yöntemleri ile çözülebilmektedir. Örneğin, kayan kip denetim (sliding-

mode control) (Won vd. 1992), değişken yapı denetim (variable structure control) (Chern ve Wu 1991) ve öz-ayarlı PI denetleyiciler (self-tuning PI controllers) (Hung 1994) gibi. Tüm bu denetleyicilerin tasarımı, sistemin matematiksel modelinin kesinliğine bağlıdır. Ancak, sistemin matematiksel modelinin tespiti, parametre değişimi, sıcaklık değişimi, yük değişimleri ve doyma gibi etkenlerden dolayı oldukça zordur. Tüm bu problemlerin üstesinden gelebilmek için son zamanlarda gelişmekte olan Bulanık Mantık Denetleyici kullanılmaktadır (Karakaya ve Karakaş 2005, Bose 1982, Ogata 1996, Yager ve Filev 1994, Lekhchine vd. 2013, Mohammed ve Meroufel 2014, Gdaim vd. 2015, Berzoy vd. 2016).

Bu çalışmada, asenkron motorun matematiksel modeli elde edilmekte ve modelin simülasyonu Matlab/Simulink paket programında gerçekleştirilmektedir. Motor modelinin hız denetimi, PI ve Bulanık Mantık PI (BMPI) Denetleyicileri ile yapılmaktadır. Bu denetleyicilerle elde edilen hız grafiklerinden; referans hıza ulaşma zamanı, aşma miktarı ve açılma hız değişimi analizi yapılarak denetleyicilerin performansları karşılaştırılmaktadır. Şekil 1'de hız denetleyici bloğunda BMPI ve PI denetleyiciler kullanılmaktadır.

\*Sorumlu yazarın e-posta adresi: [abdulkarakaya@hotmail.com](mailto:abdulkarakaya@hotmail.com)



Şeki 1. Asenkron motor hız denetimi blok diyagramı.

## 2. Gereç ve Yöntem

Yapılan çalışmada, asenkron motorun matematiksel modeli Matlab/Simulink paket programında gerçekleştirilmektedir. Asenkron motorun hız denetimi, PI ve BMPI Denetleyicileri ile yapılmaktadır. Bu yöntemle, elde edilen sonuçlar analizi yapılarak denetleyicilerin performansları karşılaştırılmaktadır.

## 3. Asenkron Motorun Matematiksel Modeli

Şekil 1'de üç faz yıldız bağlı sincap kafesli asenkron motorun hız denetimi blok diyagramı görülmektedir. Motor, statorunda senkron hızda dönen d-q koordinasyon sisteminde, sırasıyla akı ve moment bileşenleri olan  $i_d$  ve  $i_q$  bileşenlerine dönüştürülür (Bose 1982). Aşağıdaki denklemlerle motor modeli oluşturulmaktadır (1-10):

$$\begin{bmatrix} V_{s0} \\ V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\theta_s & -\sin\theta_s \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$RE = R_s + R_r' \cdot \frac{L_m}{L_r} \quad (3)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r} \quad (4)$$

$$V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} - \omega_s \left[ \sigma L_s \cdot i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \Psi_{rq} \right] + \frac{d}{dt} \left[ \sigma L_s \cdot i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \Psi_{rd} \right] \quad (5)$$

$$V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \omega_s \left[ \sigma L_s \cdot i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \Psi_{rd} \right] + \frac{d}{dt} \left[ \sigma L_s \cdot i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \Psi_{rq} \right] \quad (6)$$

$$\frac{d\Psi_{rd}}{dt} = \frac{R_r' \cdot L_m}{L_r} \cdot i_{sd} - \frac{R_r'}{L_r} \cdot \Psi_{rd} + \omega_r \cdot \Psi_{rq} \quad (7)$$

$$\frac{d\Psi_{rq}}{dt} = \frac{R_r' \cdot L_m}{L_r} \cdot i_{sq} - \omega_r \cdot \Psi_{rd} - \frac{R_r'}{L_r} \cdot \Psi_{rq} \quad (8)$$

$$T_e - T_L = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + B \cdot \omega \quad (9)$$

$$T_e \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (i_{sq} \cdot \Psi_{rd} - i_{sd} \cdot \Psi_{rq}) \quad (10)$$

Burada, sistem dengeli olduğu için  $V_{s0}$  ve  $i_{s0}$  sıfırdır,  $i_a$ - $i_b$ - $i_c$  ve  $V_{as}$ - $V_{bs}$ - $V_{cs}$ ; stator faz akım ve gerilimlerini,  $T_L$ ; yük momentini,  $B$ ; sönüm katsayısını,  $J$ ; eylemsizlik momentini,  $V_{sd}$  ve  $V_{sq}$ ; d-q eksenli stator gerilimlerini,  $i_{sd}$  ve  $i_{sq}$ ; d-q eksenli stator akımlarını,  $\Psi_{rd}$  ve  $\Psi_{rq}$ ; d-q eksenli rotor akımlarını,  $R_r'$ ; statora indirgenmiş rotor direncini,  $RE$ ; eşdeğer direnç,  $\sigma$ ; kaçak faktörü,  $R_s$ ; Stator faz sargı direncini,  $\omega_s$  ve  $\omega_r$ ; stator ve rotor akımları açısız frekansını,  $\omega$ ; rotor açısız hızını,  $T_e$ ; elektro manyetik momentini,  $L_s$ ; stator endüktansını,  $L_r'$ ; statora indirgenmiş rotor endüktansını,  $L_m$ ; mıknatıslama endüktansını ve  $P$ ; kutup çifti sayısını ifade etmektedir.

#### 4. PI Denetleyici

PI denetleyici Şekil 2'de görüldüğü gibi oransal ve tümlevsel denetleyici etkilerinin birleşiminden oluşmaktadır. Denklem (11) ve (12)'de PI denetleyici eşitlikleri görülmektedir.

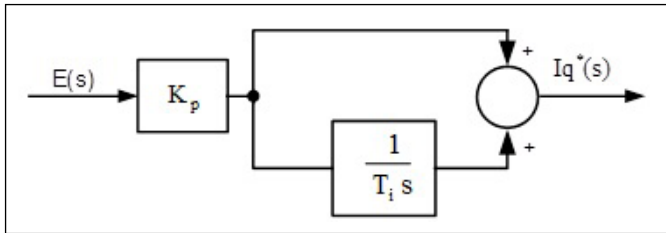
$$i_q^*(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (11)$$

$$i_q^*(t) = K_p \cdot \left[ e(t) + \frac{K_i}{K_p} \int_0^t e(t) dt \right] \quad (12)$$

şeklinde ifade edilir (Ogata 1996) ve denetim organı çıkışı  $i_q^*(t)$ , hata  $e(t)$ 'nin zaman integrali ile orantılıdır. Burada  $K_i$  tümlevsel etki kazancı,  $K_p$  orantılı kazancı ve  $T_i = K_p / K_i$  tümlevsel etki zamanıdır. PI denetleyicinin transfer fonksiyonu ise Denklem (13)'de görülmektedir.

$$\frac{I_q^*(s)}{E(s)} = K_p \cdot \left[ 1 + \frac{1}{T_i s} \right] \quad (13)$$

şeklinde ifade edilir.  $K_p$  ve  $K_i$  sırasıyla, 0.7939 ve 0.51 olarak deneme yanılma yöntemiyle tespit edilmiştir.



Şekil 2. PI denetleyici blok diyagramı.

#### 5. Bulanık Mantık PI Denetleyici

Şekil 3 (a)'da görüldüğü gibi BMPI denetleyicinin yapısı incelendiğinde, denetleyicinin iki girişi bulunmaktadır; hız hatası  $E(k)$  ve hız hatasındaki değişim  $CE(k)$ 'dir (Yager ve Filev 1994). Aynı zamanda, referans faz akımı olan  $\Delta i_q^*(k)$ 'daki değişimi ifade eden  $\Delta I_q^*(k)$  çıkış değişkeni bulunmaktadır.

BMPI denetleyicinin giriş ve çıkış değişkenlerinin ölçeklendirme faktörleri ( $G_e$ ,  $G_{ce}$  ve  $G_{\Delta I_q}$ ) arasındaki bağıntılar Denklem (14), (15) ve (16)'da görülmektedir:

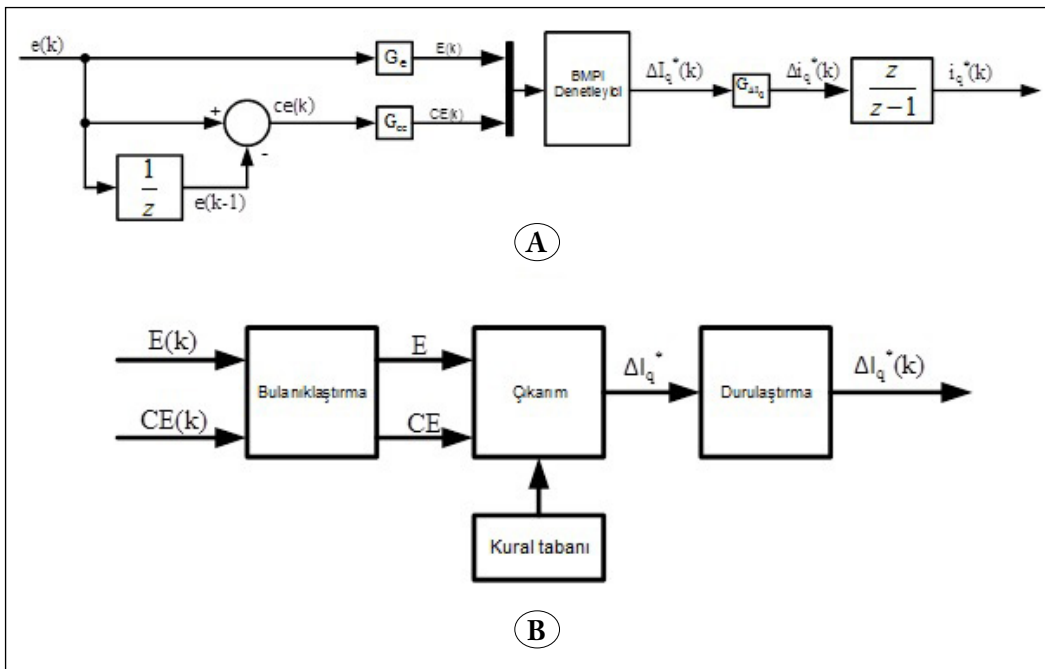
$$E(k) = e(k) \cdot G_e(k) \quad (14)$$

$$CE(k) = ce(k) \cdot G_{ce}(k) \quad (15)$$

$$\Delta I_q^*(k) = \Delta I_q(k) \cdot G_{\Delta I_q}(k) \quad (16)$$

burada,  $G_e$ ,  $G_{ce}$  ve  $G_{\Delta I_q}$  sabitleri sırası ile 1/90, 3.34055 ve 0.968 olarak belirlendi. BMPI denetleyici; bulanıklaştırma, kural tabanı ve durulaştırma olmak üzere üç bölümden oluşur.

Şekil 4'de gösterilen üçgen üyelik fonksiyonları kullanılarak,  $E(k)$  ve  $CE(k)$  keskin değişkenleri,  $E$  ve  $CE$  bulanık değişkenlerine dönüştürülmektedir.  $E$  ve  $CE$  bulanık değişkenlerin ölçeklendirme faktörleri sırası ile (-1, 1) rad/s'dir. Çıkış değişkeni ölçeklendirme faktörü  $\Delta I_q^*(k)$  ise, (-1, 1) Amper'dir. Evrensel dilde yedi bulanık değişken kullanılmaktadır: negatif büyük (NB), negatif orta (NO),



Şekil 3. A) BMPI denetleyici yapısı. B) BMPI denetleyici iç yapısı.

negatif küçük (NK), negatif çok küçük (NÇK), sıfır (S), pozitif çok küçük (PÇK), pozitif küçük (PK), pozitif orta (PO), pozitif büyük (PB)'dir. Her bulanık değişken sıfır ile bir arasında değişmekte olan üyelik  $\mu$  derecesinin alt kümesinin bir üyesidir.

Çıkarım biriminin girişi olan bulanık değişkenler E ve CE'ye bağlı olarak, Çizelge 1'de görülen, 49 adet denetim kurallarını yürütmekte ve elde edilen  $\Delta I_q^*$  büyüklüğünü durulama biriminde işlemektedir. Bu kurallar, kontrol mühendislerinin deneyimleri ve asenkron motorun davranış bilgilerine dayanılarak elde edilmiştir.

Şekil 3 (b)'de görüldüğü gibi, Durulaştırma bölümünde  $\Delta I_q^*$  değeri, motor çıkış keskin değeri olan  $\Delta I_q^*(k)$  keskin değerine dönüştürülür. Burada,  $\Delta I_q^*$  üyelik fonksiyonunun ağırlık merkezine göre keskin değerler hesaplaması Denklem (17)'deki gibi yapılarak durulaştırma algoritması gerçekleştirilmektedir.

$$\Delta I_q^*(k) = \frac{\sum_{i=1}^n (\Delta I_{q_i}^* \mu[(\Delta I_q^*)_i])}{\sum_{i=1}^n \mu[(\Delta I_q^*)_i]} \quad (17)$$

## 6. PI ve BMPI Denetleyicilerin Performanslarının Karşılaştırılması

### 6.1. Basamak Yük Momenti Uygulanması ve Kaldırılması

Motor yüksüz durumda kalkış yaptıktan sonra, 10. s'de motor 1 Nm ile ani yüklenir ve motor nominal hız değerine ulaştıktan sonra 20. s'de yük kaldırıldığında şekil 5'deki hız grafiği elde edilir. Şekil 5'de, referans hız 100 rad/s iken elde edilen grafik görülmektedir. Çizelge 2'de,  $\Delta t_i$  hızın referans değerine ulaşma zamanını,  $\Delta \omega_i$  açısal hız değişimini,  $O_{s_i}$  aşma miktarını ifade etmektedir.

Çizelge 2'de, Şekil 5'deki hız grafiklerinin analiz sonuçları verilmektedir. Oturma zamanı, açısal hız değişimi ve aşma miktarları değerleri her iki zaman dilimi için, ayrı ayrı ortalamaları alınarak karşılaştırıldıklarında, BMPI denetleyicinin en iyi sonucu verdiği görülmektedir.

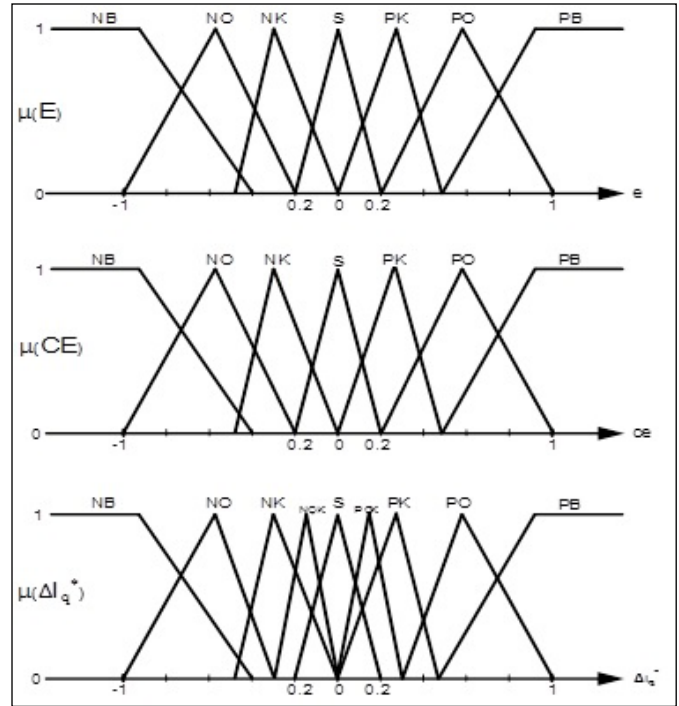
### 6.2. Referans Hız Takibi

Motor yüklü ve yüksüz durumda kalkış yaptıktan sonra, 10 s aralıklarla referans hız 100 ile 80 rad/s olarak değiştirilmektedir. Referans hız takibi sonucu elde edilen grafikler, üç zaman diliminde incelenmektedir. Zaman dilimleri, referans hızın değişimine göre alınmıştır. Bunlar: PI ve BMPI için, birinci zaman dilimi;  $0 \leftrightarrow 10$ , ikinci zaman dilimi;  $10 \leftrightarrow 20$  ve üçüncü zaman dilimi  $20 \leftrightarrow 30$ 'dur. Çizelge

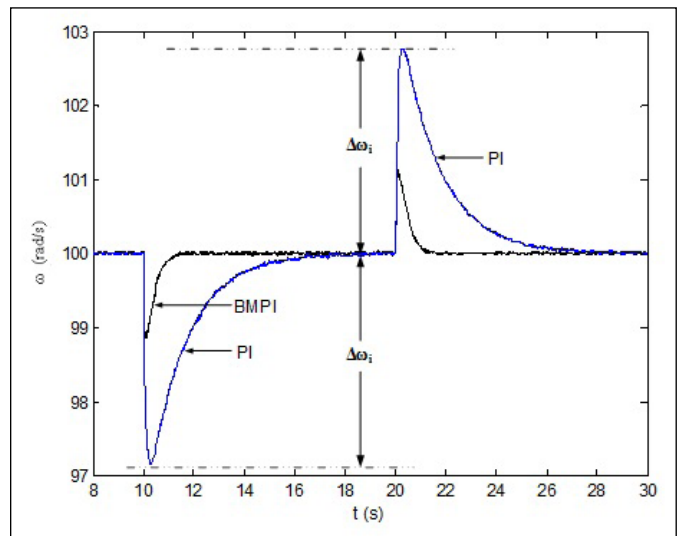
3 ve Çizelge 4'de,  $t_{so}$  ve  $t_{sL}$ ; açısal hızın nominal değere ulaşma zamanı,  $O_s$ ; aşma miktarını ifade etmektedir.

Yüksüz ve yüklü durumda motor kalkındıktan sonra PI ve BMPI denetleyiciler kullanılarak asenkron motordan elde edilen hız grafikleri sırasıyla Şekil 6 ve Şekil 7'de görülmektedir.

Çizelge 3 ve Çizelge 4'de, Şekil 6 ve Şekil 7'deki hız grafiklerinin analiz sonuçları verilmektedir. Üç zaman diliminde,



Şekil 4. E, CE ve  $\Delta I_q^*$  bulanık değişkenlerinin üyelik fonksiyonları.



Şekil 5. PI ve BMPI denetleyicilerin basamak yük momentini uygulanması ve yükün kaldırılması ile elde edilen hız cevapları.

**Çizelge 1.** Hız denetimi için bulanık denetim kuralları.

		Hata "e"						
		NB	NO	NK	S	PK	PO	PB
Hata değişimi "ce"	NB	NB	NB	NB	NM	NK	NÇK	S
	NO	NB	NB	NO	NK	NÇK	S	PÇK
	NK	NB	NM	NK	NÇK	S	PÇK	PK
	S	NO	NK	NÇK	S	PÇK	PK	PO
	PK	NK	NÇK	S	PÇK	PK	PO	PB
	PO	NÇK	S	PÇK	PK	PO	PB	PB
	PB	S	PÇK	PK	PO	PB	PB	PB

**Çizelge 2.** Basamak yük uygulanması durumunda denetleyici performanslarının karşılaştırılması.

Denetleyiciler	$\Delta t_i$ (%)	$\Delta \omega_i$ (%)	$O_{si}$ (%)
BMPI-PI	70	42	-

**Çizelge 3.** Yüksüz durumda denetleyici performanslarının karşılaştırılması.

Denetleyiciler	$t_{so}$ (%)	Denetleyiciler	$O_s$ (%)
BMPI-PI	22	BMPI-PI	78

**Çizelge 4.** Yüklü durumda denetleyici performanslarının karşılaştırılması.

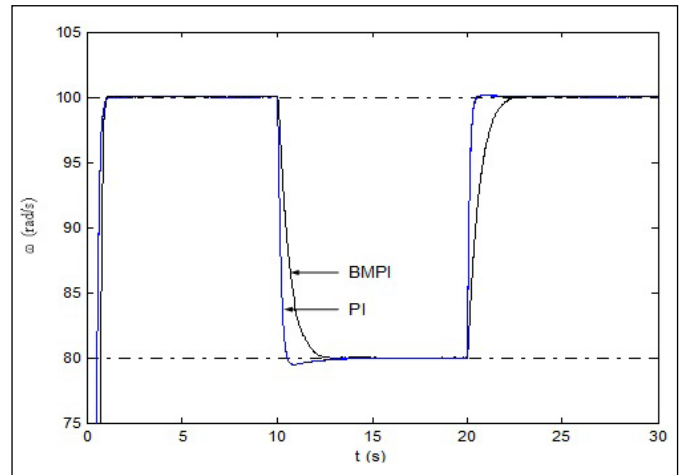
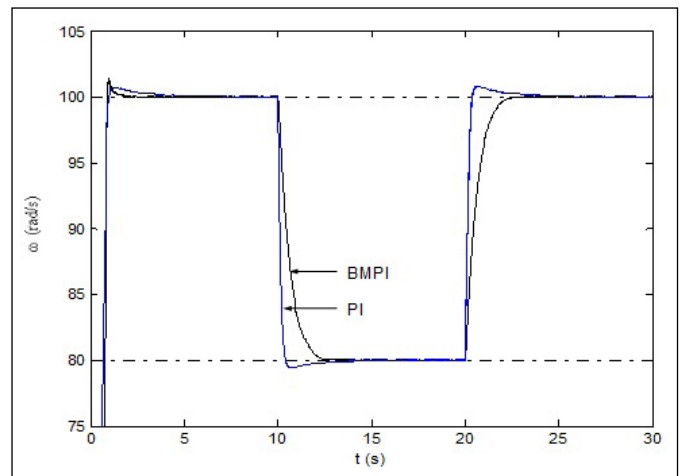
Denetleyiciler	$t_{sL}$ (%)	Denetleyiciler	$O_s$ (%)
BMPI-PI	44	BMPI-PI	20

oturma zamanı ve aşma miktarı değerlerinin ayrı ayrı ortalaması alındığında, Çizelge 3 ve Çizelge 4'de BMPI denetleyicinin daha iyi performansa sahip olduğu görülmektedir.

## 7. Sonuçlar

Bu çalışmada asenkron motorun PI ve BMPI denetleyiciler kullanılarak yapılan hız denetiminde şu sonuçlar elde edilmektedir;

Asenkron motorun hız analizinde incelenen durumlar için; BMPI'nin PI denetleyiciye göre hızın referans değere ulaşması bakımından, basamak yük uygulanması ve kaldırılması durumunda %70 ve yüklü-yüksüz durumda referans hız değişiminde ise ortalama %33 daha iyi olduğu tespit edilmiştir. Basamak yük uygulanması ve kaldırılması durumundaki yüzdesel değere bakıldığında, BMPI denetleyici PI denetleyiciye göre hızın nominal değere ulaşma performansı bakımından üstünlüğünün artmakta olduğu görülmektedir.

**Şekil 6.** Yüksüz durumda PI ve BMPI denetleyiciler kullanılarak referans hız değişimi sonucu elde edilen hız grafikleri.**Şekil 7.** Yüklü durumda PI ve BMPI denetleyiciler kullanılarak referans hız değişimi sonucu elde edilen hız grafikleri.

Genel olarak bakıldığında, ani yük değişimlerinin olduğu uygulamalarda BMPI denetleyicinin kullanılması mevcut sistem için en uygun olduğu sonucuna varılmaktadır.

## 8. Kaynaklar

- Uddin M. N., Radwan T. S., Rahman M. A. 2002.** Performances of Fuzzy-Logic-Based Indirect Vector Control for Induction Motor Drive. *IEEE TIA*, 38: 1219-1225.
- Won C.Y., Kim D. H., Bose B. K. 1992.** An induction motor servo system with improved sliding mode control. *PEMC*, San Diego, 1: 60–66.
- Chern T. L., Wu Y. C. 1991.** Design of integral variable structure controller and application to electrohydraulic velocity servo systems. *IEE PCTA*, 138: 439–444.
- Hung J. C. 1994.** Practical industrial control techniques. *IECIC*, Bologna, 7–14.
- Karakaya A., Karakaş E. 2005.** The Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Fuzzy Logic and Self Tuning Fuzzy PI Controller. *ELECO*, Bursa, 162-166.
- Bose B. K. 1982.** Adjustable speed ac drives—A technology status review. *Proceedings of the IEEE*, 70: 116–135.
- Ogata K. 1996.** Modern control engineering. Englewood Cliffs: Prentice-Hall International Editions, New Jersey.
- Yager R. R., Filev D. P. 1994.** Essentials of fuzzy modeling and control. John Wiley & Sons Inc., Canada.
- Lekhchine S., Soufi Y., Bahi T. 2013.** Fuzzy logic control for rotor field oriented control of a dual star induction machines. *POWERENG*, Istanbul, 1723-1728.
- Mohammed H., Meroufel A. 2014.** Contribution to the Neural network speed estimator for sensor-less fuzzy direct control of torque application using double stars induction machine. *CISTEM*, Tunis, 1-8.
- Gdaim S., Mtibaa A., Mimouni M. F. 2015.** Design and Experimental Implementation of DTC of an Induction Machine Based on Fuzzy Logic Control on FPGA. *TFUZZ*, 23: 644 – 655.
- Berzoy A., Mohammed O., Rengifo J. 2016.** Fuzzy Predictive DTC of induction machines with reduced torque ripple and high performance operation. *APEC*, Long Beach, 3200-3206, doi: 10.1109/APEC.2016.7468323.