

# SENKRON RELÜKTANS MOTORUN HIZLI MOMENT TEPKİSİ KONTROL YÖNTEMİNE GÖRE BULANIK MANTIK DENETİMLİ VEKTÖR KONTROLÜ

Ülkü ÖZDEMİR<sup>1</sup> Mehmet ÖZDEMİR<sup>2</sup> Mahmut Temel ÖZDEMİR<sup>3</sup>

<sup>1</sup> Bayındırlık ve İskan Bakanlığı Yapı İşleri Genel Müdürlüğü Ankara

<sup>2,3</sup> Fırat Üniversitesi Müh. Fak. Elektrik-Elektronik Müh. Böl. 23119 Elazığ

<sup>1</sup> e-posta: ozdemir\_ulku@hotmail.com <sup>2</sup> e-posta: mozdemir@firat.edu.tr

<sup>3</sup> e-posta: mto@firat.edu.tr

Anahtar sözcükler: Senkron Relüktans Motor, Akım Açısı Kontrolü, Bulanık Mantık Denetleyici

## ABSTRACT

This paper presents a fast torque response control method which is one of the current angle vector control strategies of SynRM. First, system has been employed to classical controller (PI) and then to fuzzy logic controller (FLC). Machine was investigated at the different speeds under load and the obtained results of each controller were compared.

## 1. GİRİŞ

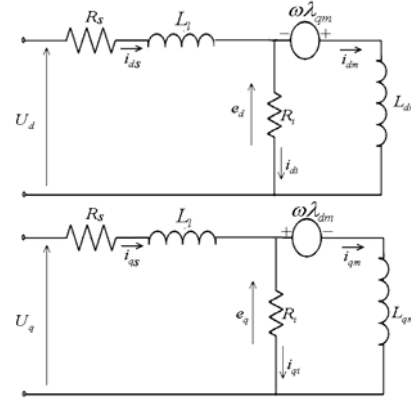
Değişken hız uygulamalı SynRM, fırçasız senkron AC makineler kategorisine girerler. Bunlar sinüsoidal akım sürüclü makinelerdir [1]. SynRM'nin en önemli kontrol parametresi akım vektör açısıdır. Buna yönelik kontrol yöntemleri, maksimum moment kontrolü, hızlı moment tepki kontrolü (momentin maksimum değişim oranı kontrolü), maksimum verim kontrolü, maksimum güç faktörü kontrolü, sabit d-eksen akımı kontrolü ve alan zayıflatma kontrolüdür[2]. Senkron Relüktans motorlar (SynRM) için geliştirilen kontrol yöntemleri, makinenin en yüksek performansta çalışmasını sağlamayı amaçlar.

SynRM'nin esas kontrol parametresinin, motorun yüksek reaktans eksenine ile ilgili akım vektör açısı olduğu söylenmişti. Yapılan çalışmada bu eksen d eksenidir. Yapılan bir kısım çalışmalarda [2-3] SynRM'in ideal modeli dikkate alınarak incelenmiştir. Yani kullanılan modellerde demir kaybı ve doyma ihmal edilmiştir. Bu çalışmada ise demir kaybı ve doyma modelin içine katılarak kontrol yöntemlerinden hızlı moment cevap kontrolü incelenmiştir. [4] ve [5] çalışmalarda benzer varsayımlar altında, daha özel bir formda SynRM'in kontrolü ele alınmıştır.

Bu çalışmada amaç, SynRM'nin akım açısı vektör kontrolünün denklemlerini elde ederek bunun sayısal benzetimini yapmak, daha sonra da SynRM'nin akım açısının bulanık mantık denetimli vektör kontrolünü hızlı moment cevap kontrolü yöntemine göre yaparak, klasik kontrolle kıyaslamak, avantaj ve dezavantajlarını belirtmektir.

## 2. SynRM'İN ROTOR REFERANS ÇATIDAKİ MATEMATİKSEL MODELİ

SynRM d-q eksen takımına göre eşdeğer devresi ve buna ait matematiksel modeli yapılan kabullere göre değişiklik arz edebilir. Şekil 1.'de verilen eşdeğer devre SynRM'nin doymayı ve demir kayıplarını ihtiva eden eşdeğer devre şeklindedir. Şekil 2'de ise motora ait vektör diyagramı verilmiştir.



Şekil 1. Senkron relüktans motorun d-q eşdeğeri

Şekil 1.'deki eşdeğer devrelerden gerilim ifadesi yazıldığında,

$$u_d = R_s \cdot i_{ds} + L_1 \cdot \frac{di_{ds}}{dt} - \omega \cdot \lambda_{qs} + \frac{d\lambda_{dm}}{dt} \quad (1)$$

$$u_q = R_s \cdot i_{qs} + L_1 \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + \omega \cdot \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{qm}}{dt} \quad (2)$$

eşdeğer devreden akım ifadeleri bulunursa,

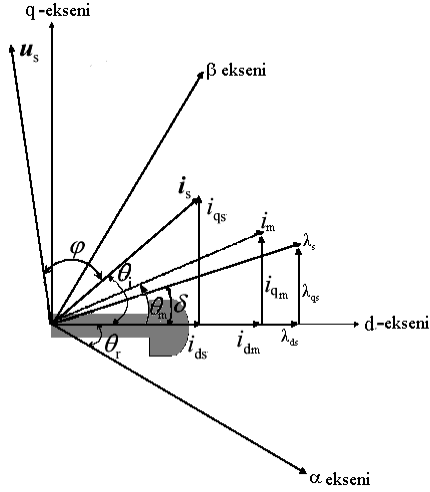
$$i_{ds} = i_{dm} + \frac{1}{R_i} \left( -\omega \cdot \lambda_{qm} + \frac{d\lambda_{dm}}{dt} \right) \quad (3)$$

$$i_{qs} = i_{qm} + \frac{1}{R_i} \left( \omega \cdot \lambda_{dm} + \frac{d\lambda_{qm}}{dt} \right) \quad (4)$$

SynRM'nin elektromanyetik moment ifadesi,

$$T_e = \frac{3}{4} P_p (L_{dm} - L_{qm}) i_s^2 \sin 2\theta_i \quad (5)$$

şeklinde yazılır. Şekil 2'de motorun vektör diyagramı verilmiştir.



Şekil 2. SynRM'nin vektör diyagramı

### 3. HIZLI MOMENT TEPKİSİ KONTROLÜ

SynRM'nin  $dT_e/dt$  değerini maksimuma ulaştıran bir kontrol yöntemidir. Makinede akım açısı  $\theta_i = \tan^{-1} \xi$ ,  $\xi = L_d/L_q$ 'dir [6]. Bu kontrol yönteminde, sürücünün olabilecek en hızlı cevaba sahip olması istenir. Demir kayıplı ve doymalı durumda momentin değişim oranı ifadesi tamamen karmaşıktır. Kaçak ve stator direncinin ihmal edildiği  $R_i$  ve  $L_d$ 'nin sabit olduğu, makinenin sabit akım açısında çalıştığı durumda, momentin değişim oranı ifadesi;

$$pT_e = \sqrt{2 \frac{T_e(L_{dm} - L_{qm}) \tan \theta_m}{L_{dm}^2 + L_{qm}^2 \tan^2 \theta_m} v^2 - \omega^2 T_e} \quad (6)$$

Denklem 6 sıfıra eşitlendiğinde, kontrol için optimal açı;

$$\theta_m^* = \tan^{-1} \frac{L_{dm}}{L_{qm}} = \frac{L_d}{L_q} = \xi \quad (7)$$

olur. Makinenin mıknatıslanma kısmı ideal makineyle aynı olduğu sürece, bu eşitlik ideal makine modeli için elde edilenle ifade ile aynı olur. Denklem 7, denklem 6'da yerine yazılırsa, hızlı moment tepkisi kontrolü için aşağıdaki ifade elde edilir.

$$(pT_e)_{maks.} = 2 \sqrt{\frac{T_e(L_{dm} - L_{qm})}{2L_{dm}L_{qm}} v^2 - \omega^2 T_e} \quad (8)$$

Maksimum giriş akımı;

$$i_{ds} = \frac{2T_e(R_i - \omega L_{qm} \tan \theta_m) + L_{qm} pT_e}{2R_i \sqrt{T_e(L_{dm} - L_{qm}) \tan \theta_m}} \quad (9)$$

$$i_{qs} = \frac{(2T_e R_i + L_{qm} pT_e) \tan \theta_m + 2T_e \omega L_{dm}}{2R_i \sqrt{T_e(L_{dm} - L_{qm}) \tan \theta_m}} \quad (10)$$

$\tan \theta_i = i_{qs}/i_{ds}$ ,  $\tan \theta_m = \tan \theta_m^*$  ve denklem 9 ve 10 kullanılarak, optimal giriş akım açısı ifadesi şu şekilde elde edilebilir;

$$\theta_i^* = \tan^{-1} \left[ \sqrt{\frac{L_{dm}}{L_{qm}} \frac{A+C}{B+D}} \right] \quad (11)$$

$$A = \sqrt{L_{qm} [(L_{dm} - L_{qm}) v^2 - 2T_e L_{dm} L_{qm} \omega^2]}$$

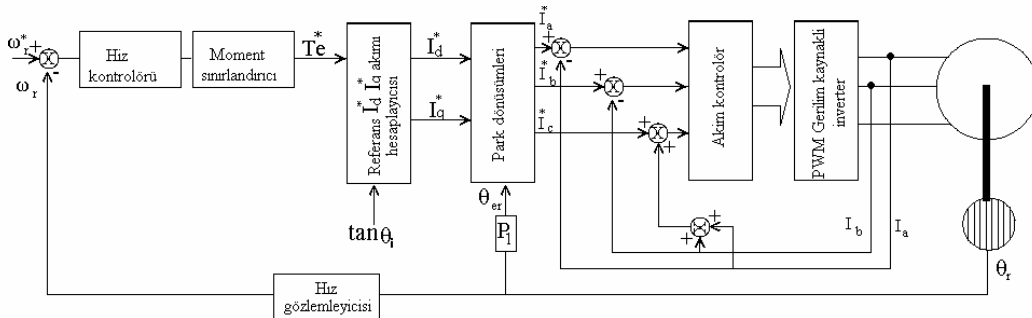
$$B = \sqrt{L_{dm} [(L_{dm} - L_{qm}) v^2 - 2T_e L_{dm} L_{qm} \omega^2]}$$

$$C = (R_i + \omega L_{qm}) \sqrt{2T_e L_{dm}}$$

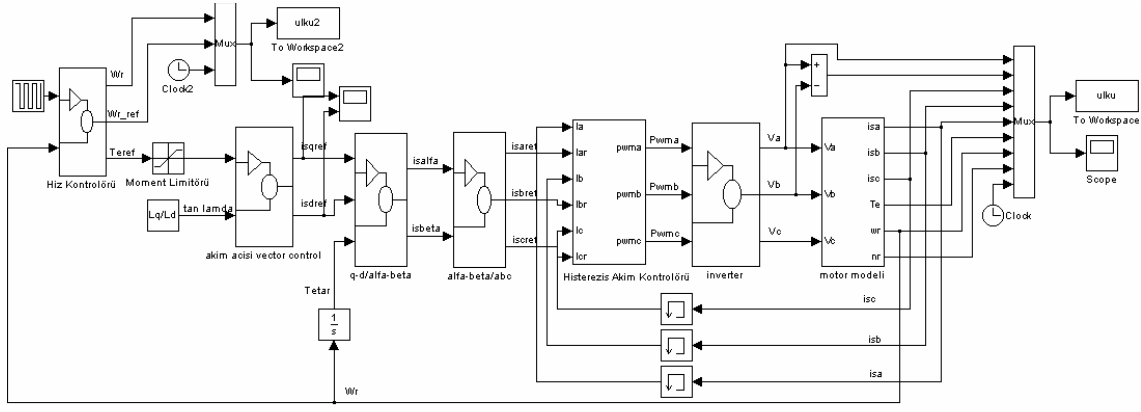
$$D = (R_i - \omega L_{qm}) \sqrt{2T_e L_{qm}}$$

### 4. AKIM AÇISI VEKTÖR KONTROLÜ

SynRM'nin akım açısı vektör kontrolünün sayısal benzetiminde, ilk olarak PI hız kontrolörü tasarlanmıştır. PI kontrolörün çıkışı  $T_e^*$  referans moment değeridir. Daha sonra hesaplanan referans moment değeri, moment limitörü bloğu ile sınırlandırılmıştır. Hızlı moment tepkisi kontrolü için,  $i_d^*$  ve  $i_q^*$  değerleri hesaplanmaktadır. Daha sonra Park dönüşümleri yardımı ile önce  $i_{s\alpha}$  ve  $i_{s\beta}$  değerleri ve daha sonra referans akım değerleri olan  $i_{sref}$ ,  $i_{sbref}$  ve  $i_{scref}$  hesaplanır. Bu hesaplamalar sonunda elde edilen değerler ve gerçek akım değerleri Histeresis akım kontrolörü bloğunda karşılaştırılarak gerilim kaynaklı inverter için PWM kontrol işaretleri üretilir. Bu işaretler ile modellenen gerilim kaynaklı inverter kontrol edilerek  $u_a$ ,  $u_b$  ve  $u_c$  gerilimleri elde edilir.



Şekil 3. Akım açısı kontrolünün şeması



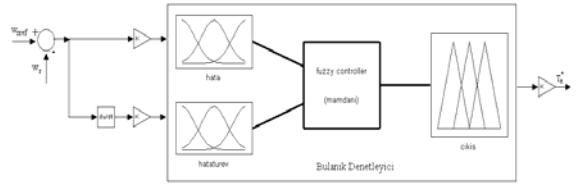
motor  
motorizimleri  
Motor ve Histeresiz Pwm Parametreleri  
Motor Cizimleri

Şekil 4 SynRM'nin Akım Açısı Vektör Kontrolünün MATLAB/Simulink Modeli

Elde edilen gerilimler d-q eksen takımına dönüştürülerek modeli oluşturulan motora uygulanarak gerçek akım, gerçek moment ve hız değerleri elde edilir. Sistemin genel yapısı Şekil 3'de ve bu prensibe göre Matlab/Simulink'te elde edilen sayısal benzetim ise Şekil 4'te verilmiştir.

## 5. BULANIK MANTIK DENETLEYİCİ

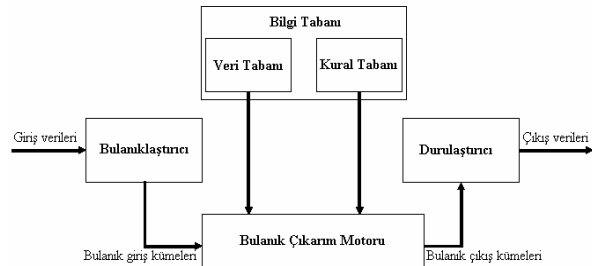
Bulanık mantık denetleyiciler (BMD), klasik denetleyicilere göre çok daha yeni olmasına karşın giderek artan sayıda uygulamada kullanılmaktadır. Bulanık denetleyiciler, klasik denetleyicilerden esinlenerek bulanık PD, bulanık PI, bulanık PID ve karma denetleyiciler şeklinde farklı yapılarda tasarlanmaktadır [7]. Bulanık denetleyici ve klasik denetleyici tasarlanırken sistemin kararlılığı, performansı gibi aynı kontrol problemleri çözülmeye çalışılır. Burada temelde şu farklılık vardır. Klasik denetleyiciler sürecin matematiksel modeline göre tasarlanır. Bulanık denetleyiciler ise uzman bilgisinden yararlanarak elde edilen eğer-ise kuralları sentez edilerek tasarlanır.



Şekil 6. Bulanık mantık denetleyicisinin genel yapısı

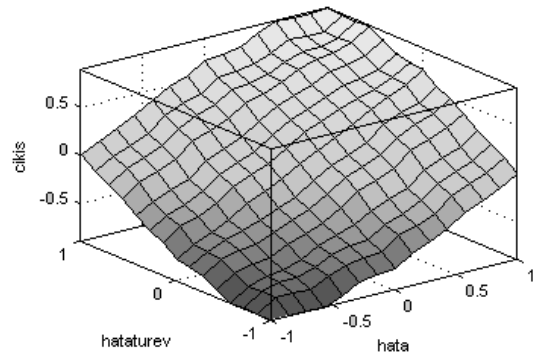
e de	NB	NS	Z	PS	PB
NB	NVB	NVB	NB	NS	Z
NS	NVB	NB	NS	Z	PS
Z	NB	NS	Z	PS	PB
PS	NS	Z	PS	PB	PVB
PB	Z	PS	PB	PVB	PVB

Şekil 7. Bulanık Mantık Denetleyicisinin kural tabanı (e: hata, de: hatanın türevi)



Şekil 5. Bulanık Kontrol Blok Diyagramı

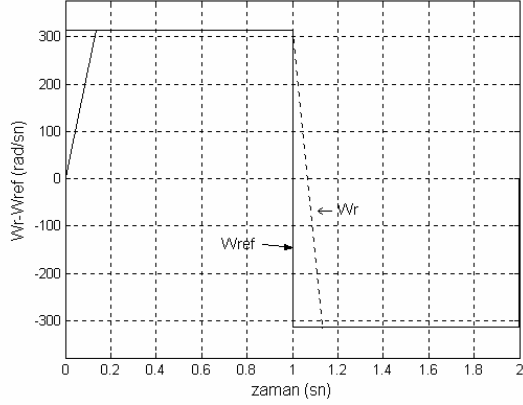
Bulanık denetleyicinin gerçekleşmesinde, sistemin bir matematiksel modelinden ziyade o sistemi çalışan operatörün sistem davranışı konusunda sahip olduğu bilgiler önemlidir. Tasarım safhasında genellikle bu tür bilgilerden yararlanır. Benzetimde kullanmak üzere Bulanık PD kontrolör tasarlanmıştır.



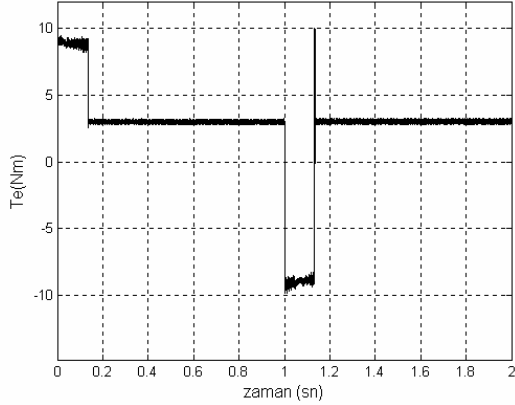
Şekil 8 Bulanık mantık denetleyicinin giriş-çıkış değişimi

## 6. SAYISAL BENZETİM SONUÇLARI

PI kontrolörlü ve  $\pm 3000$  d/d  $T_L=3$  Nm durumu için sonuçlar aşağıdaki gibidir,



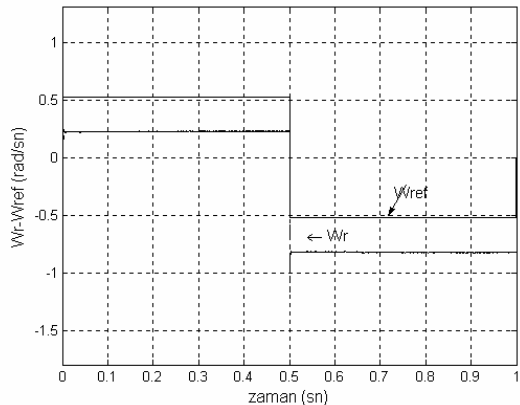
Şekil 9 Ref-gerçek hızın zamana göre değişimi



Şekil 10 Momentin zamana göre değişimi

3000 d/d ve  $T_L=3$  Nm durumunda PI kontrolörlü sistem, Şekil 9-10'da görüldüğü gibi istenen cevabı vermektedir.

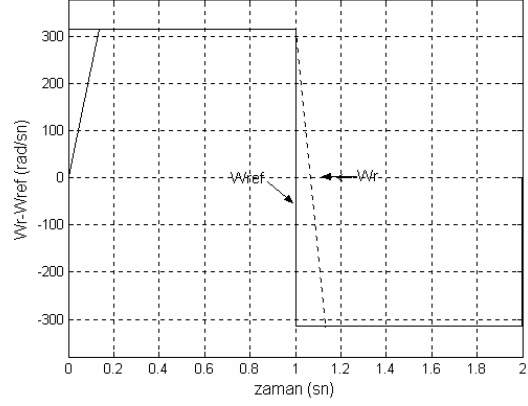
PI kontrolörlü ve  $\pm 5$  d/d  $T_L=3$  durumu için



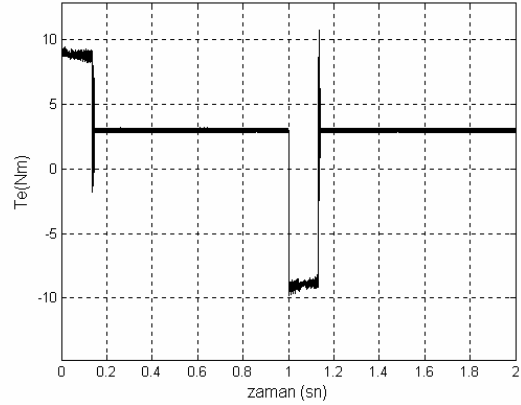
Şekil 11 Ref-gerçek hızın zamana göre değişimi

SynRM, yüklü durumda ve 5 d/d'da çalıştırıldığında PI kontrolörlü sistemin cevabı Şekil 11-15'de görüldüğü gibidir. Burada makinenin verilen referansı yakalayamadığı görülmektedir.

BMD ve  $\pm 3000$  d/d  $T_L=3$  durumu için



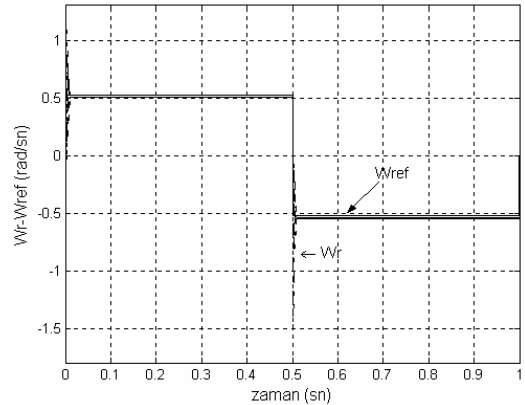
Şekil 12 Ref-gerçek hızın zamana göre değişimi



Şekil 13 Momentin zamana göre değişimi

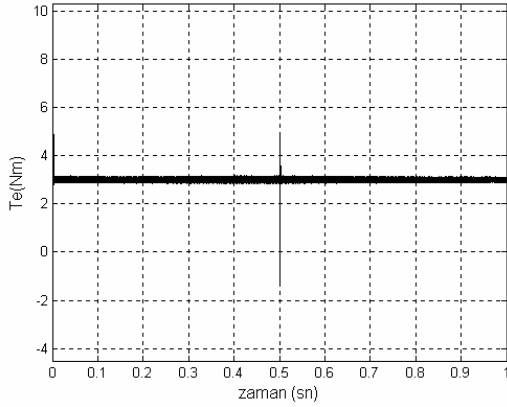
Belirtilen nominal şartlarda bulanık mantık denetleyicili sistem, Şekil 12-13'de görüldüğü gibi klasik kontrolörlü sistemdeki gibi cevap vermektedir .

BMD ve  $\pm 5$  d/d  $T_L=3$  durumu için

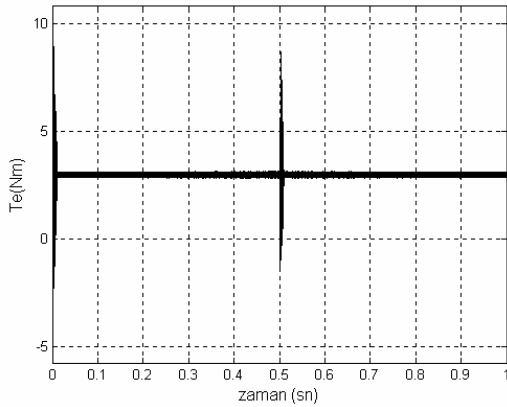


Şekil 14 Ref-gerçek hızın zamana göre değişimi

5 d/d'da çalıştırıldığında BMD'li sistemin cevabının iyi olduğu, çok az bir sürekli durum hatasının olduğu Şekil 14'de ve buna ait moment değişimi Şekil 16'da görülmektedir.



Şekil 15 Momentin zamana göre değişimi (PI)



Şekil 16 Momentin zamana göre değişimi (BMD)

## 6. SONUÇ

Bu çalışmada benzetim sonuçları incelendiğinde bulanık mantık denetleyicili sistemin düşük hızlar haricinde PI kontrolörlü sistemle aynı performansı sağladığı görülmektedir. Ancak düşük hızlarda bulanık denetleyicili sistemin daha iyi performans sağladığı görülmektedir. Bu durum nominal şartlar için tasarlanan PI kontrolörün, farklı çalışma şartlarında yeterli performans sağlayamadığını, buna karşın bulanık mantık denetleyicili sistemin farklı

çalışma şartlarında yeterli performansı sağladığını göstermektedir.

Benzetimde Kullanılan SynRM parametreleri:  
 $V_m=220$  V,  $f=50$  Hz,  $R_s=0.9552$   $\Omega$ ;  $L_d=140,77.10^{-3}$  H,  
 $L_q=7,336.10^{-3}$  H,  $P=1$  (Kutup çift sayısı),  $B_m=0$ ,  
 $T_{emax}=6$  N.m;  $J=2,5.10^{-3}$  kg.m<sup>2</sup>

## KAYNAKLAR

- [1] Hatajaa, J., A Comparative Performance Study Of Four-Pole Induction Motors And Synchronous Reluctance Motors In Variable Speed Drives, Lappeenranta University of Technology, Finland, 2003
- [2] Betz, R.E., "Control of Synchronous Reluctance Machines", Annual Meeting IEEE-IAS, Dearborn USA, pp 456-462, Sept 29-Oct 4, 1991
- [3] Betz, R.E., Miller, T.J.E., "Aspects of the Control of Synchronous Reluctance Machines", Proceedings European Power Electronics Conference EPE'91, Florence, Sept 6-9, 1991.
- [4] Fratta, A. Vagati and Villata, F., "Control of a Reluctance Synchronous Motor for Spindle Applications", IPEC, Japan, 1990, pp. 708-715.
- [5] Xu, L., Xu, X., Lipo, T.A., and Novotny, D.W., "Vector Control of a Synchronous Reluctance Motor including Saturation and Iron Losses", IEEE Trans on Industry Applications, vol. 27, no. 5, pp 977-985, Sept/Oct 1991
- [6] Betz, R.E., "Theoretical Aspects of the control of Synchronous Reluctance Machines ", 1992, Electric Power Applications, pp:355-364, Volume: 139
- [7] Hu, B., Mann, G.K.L., Gosine, R.G., "New Methodology for Analytical and Optimal Design of Fuzzy PID Controller", IEEE Trans. On Fuzzy Systems, vol.7, no.5, 521-539, October 1999.