

FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARININ ALGILAYICISIZ HIZ KONTROLÜ

Mehmet GEDİKPINAR, Hanifi GÜLDEMİR
Fırat Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, Elektronik-Bilgisayar Bölümü,
23100 ELAZIĞ

ÖZET

Fırçasız doğru akım motor sürücü devresinin kontrolü hız ve konum algılayıcısı gerektirmektedir. Ancak bu algılayıcıların sürücü sisteme ek maliyet ve ekstra bakım getirmesi algılayıcısız kontrol yöntemlerinin geliştirilmesini zorunlu kılmıştır. Bu çalışmada fırçasız doğru akım motorunun algılayıcısız hız kontrolü yapılmıştır. Algılayıcısız hız kontrolünün temeli, fırçasız doğru akım motorunun iki faz eşdeğerindeki gerçek ve tahmin edilen durum değişkenleri arasındaki farka dayanmakta olup, motor terminal büyüklükleri olan akım ve gerilim ölçmelerinden faydalanılmaktadır. Bu amaçla önce fırçasız doğru akım motorunun iki faz eşdeğeri matematiksel modeli elde edilmiş ve algılayıcısız kontrol için gerekli ifadeler türetilmiştir. Modelleme sonucunda değişik hız ve yük değerleri için fırçasız doğru akım motorunun hem açık çevrim, hem de kapalı çevrim kontrolünün simülasyonu yapılmıştır. Simülasyon sonuçlarından, kullanılan gözlemleyiciden elde edilen hız ve konum tahmininin motor modelinden elde edilen hız ve konum ile örtüştüğü görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Algılayıcısız kontrol, fırçasız doğru akım motoru

SENSORLESS SPEED CONTROL OF BRUSHLESS DC MOTORS

ABSTRACT

The control of the brushless dc motor drive requires speed and position sensors. However, the presence of these sensors require extra maintaining and increase the overall cost of the system. Hence various attempts have been made towards the sensorless control systems. The sensorless speed control of brushless dc motor presented in this paper relies on estimating rotor position from the difference between the actual and estimated state variables obtained from motor terminal voltage and current information. For this reason, two phase equivalent model of brushless dc motor is obtained and the equations for sensorless control are then derived. The model has been simulated under different load and with different speeds and the simulation results are given. A good correlation between the estimated and actual speed and position is found.

Keywords: Sensorless speed control, brushless dc motor

1. GİRİŞ

Klasik (fırçalı) DA motorlar, yüksek kalınma momenti ve yüksek verime sahip motorlardır. Bu karakteristik özellikler, servo sistemler için aranan özelliklerdir. Ancak, fırça ve kolektörlerden dolayı sürtünme ve ark oluşmakta ve motorun verimi olumsuz yönde etkilenmektedir. Ayrıca aşınma ve ısınma sonucu sık-sık arızalar meydana gelmektedir. Sıralanan sakıncalardan arındırılmış DA motorlar, daha az bakım gerektiren ve verimleri daha yüksek ideal sayılabilecek yapıya kavuşturulmuşlardır (1).

Fırçasız doğru akım motorları (FDAM), yapısal yönden fırçalı motorlardan fazla bir farkı yoktur. Motorun tam dönme yapabilmesi için gerekli olan endüvinin akım yönünün değiştirilmesi işlemi (komütasyon), fırça-kollektör yerine mil konumunu tespit eden algılama elemanları ve bu elemanların süreceği güç devresi yardımı ile gerçekleştirilir (2).

Elektronik malzeme ve kontrol teknolojisi alanındaki hızlı gelişmeler, elektrik makinaları ile

ilgilenenlerin, gelişen teknolojiye paralel yeni tip elektrik motorları planlamalarını ve planlananların da hızla üretime geçirilmesini zorunlu kılmıştır. Sürekli mıknatıslı üretilen DA motorlarının ucuz, pratik, bakımı kolay, verimleri yüksek ve ekonomik olmaları, sabit mıknatıs teknolojisini geliştirmeye zorlamış ve manyetik akı yoğunluğu oldukça yüksek çeşitli alışımlardan daimi mıknatıslar elde edilmiştir. Geliştirilen manyetik malzemeler beraberinde sürekli mıknatıslı motor tasarımına yeni yaklaşımlar kazandırmıştır (3,4). Bu gelişmelerle birlikte uygulamalarda AA servo motorlar DA servo motorların yerini almaya başlamıştır (5,6). Bu çalışmada Fırçasız Doğru akım motorlarının algılayıcısız hız kontrolü simülasyonun gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Bu amaçla FDAM'ın matematiksel modeli elde edilerek algılayıcısız hız kontrolü için açık ve kapalı çevrim hız tahmininde kullanılacaktır.

2. FDAM HIZ KONTROLÜ

FDAM'lar, yüksek hız kabiliyetleri, düşük ataletlerine ilaveten fırçalarının bulunmaması ne-

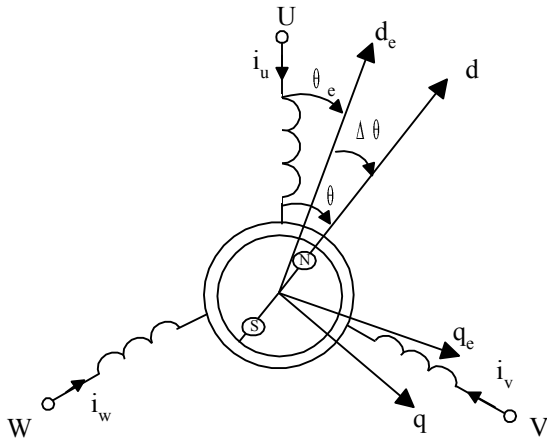
deli aşağıdaki dönüşüm matrisi kullanılarak elde edilir (2).

$$\begin{bmatrix} d_e \\ q_e \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta_e - 2\pi/3) & -\sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \quad (2)$$

buradan, fırçasız doğru akım motorunun d_e , q_e eksen takımındaki gerilim denklemleri

$$\begin{bmatrix} v_{de} \\ v_{qe} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL & -L\omega_e \\ L\omega_e & R + pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} + K_e \begin{bmatrix} -\omega \sin \Delta\theta \\ \omega \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (3)$$

olarak elde edilir.



Şekil 2: Fırçasız doğru akım motoru analitik modeli

K_b = zıt emk sabiti
 R = motor faz sargı direnci
 θ = radyan olarak elektriksel rotor açısı
 L = faz sargısı indüktansı
 ω = rad/s olarak gerçek rotor hızı
 p = türev operatörünü (d/dt) ifade etmektedir.

Burada,

$$\Delta\theta = \theta_e - \theta \quad (4)$$

olup gerçek konum ile tahmin edilen konum arasındaki farkı ifade etmektedir. Bir başka deyişle d - q referans eksenini ile d_e - q_e referans eksenini arasındaki farktır. $\omega_e = \dot{\theta}_e$ ise tahmin edilen rotor hızıdır.

İdeal şartlarda, $\Delta\theta = 0$ olduğunda $\dot{\theta}_e = \dot{\theta}$ olur. Yani q_e eksenini gerçek q eksenini ile çakıştırdığında (4) ifadesi ile verilen gerilim eşitlikleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL & -L\omega_e \\ L\omega_e & R + pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + K_e \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \end{bmatrix} \quad (5)$$

Burada v_d ve v_q ideal şartlardaki yani, sıfır konum hatasındaki gerilimlerin d_e ve q_e bileşenleridir.

$\Delta\theta$ 'nın çok küçük olduğu kabul edilerek (3) ve (5) ifadelerinin farkı alındığında,

$$\begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{de} - v_d \\ v_{qe} - v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_e \omega \sin \Delta\theta \\ K_e (\omega \cos \Delta\theta - \omega_e) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} -K_e \omega \Delta\theta \\ K_e \Delta\omega \end{bmatrix} \quad (6)$$

elde edilir. Burada $\Delta\omega = \omega_e - \omega$ olup açısal hız hatasıdır. (6) nolu ifadedeki gerilim farkları kontrol sisteminden kolaylıkla hesaplanabilir. (5) nolu ifade (6) nolu ifadede yerine konulduğunda,

$$\begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{de} \\ v_{qe} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R + pL & -L\omega_e \\ -L\omega_e & R + pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ K_e \omega_e \end{bmatrix} \quad (7)$$

olarak elde edilir. Konumun doğru olarak tahmin edilebilmesi için bir başka deyişle d_e eksenini gerçek d eksenini ile çakışması için hem Δv_d hem de Δv_q değerlerinin sıfıra yakınsaması gerekmektedir. Bu da açıklanmaya çalışılan konum tahmin yönteminin temelini oluşturmaktadır (17, 18).

Denklem (6) ile verilen ifade incelendiğinde, gerilimin d bileşeninin konum hatası ile, q bileşeninin ise hız hatası ile orantılı olduğu söylenebilir. Ancak, (7) nolu ifade, hız ya da konumun hesaplanmasında akımın türevini içermesi, bu yöntemin dezavantajını oluşturmaktadır. Çünkü, akımdaki gürültüler türev alındığında çok daha büyük gürültülere sebep olacaktır. Dolayısıyla akımın örneklenmesi işlemi dalga şeklinin gürültüsüz olan kısımlarında gerçekleştirilmesi gerekmekte, bu da pratikte mümkün olmamaktadır. Filtreleme işlemi ile gürültülerin bastırılması düşünülebilir. Ancak filtreleme gürültüyü bastırırken faz farkının oluşmasına, faz farkı da konum hatasına sebep olmaktadır (18).

Akımın türevinin oluşturduğu sakıncaların giderilmesi için yeni değişkenler Δ_d ve Δ_q tanımlanarak (7) nolu ifadenin her iki tarafı $(1 + (L/R)p)$ ye bölünürse, bu durumda,

$$\begin{bmatrix} \Delta_d \\ \Delta_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & \frac{L\omega_e}{a} \\ -\frac{L\omega_e}{a} & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} + \frac{1}{a} \begin{bmatrix} v_{de} \\ v_{qe} \end{bmatrix} \quad (8)$$

ifadesi elde edilir. Burada;

$$a = 1 + \frac{L}{R} p \quad (9)$$

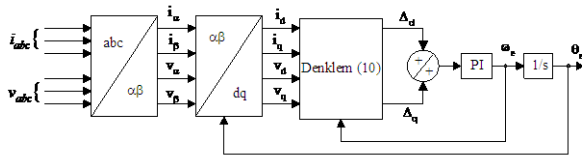
olup, L/R stator zaman sabitidir. Diğer taraftan (6) nolu ifade de aynı şekilde yazıldığında

$$\begin{bmatrix} \Delta_d \\ \Delta_q \end{bmatrix} = \frac{1}{a} \begin{bmatrix} K_e \omega \sin \Delta \theta \\ K_e (\omega \cos \Delta \theta - \omega_e) \end{bmatrix} \approx \frac{1}{a} \begin{bmatrix} K_e \omega \Delta \theta \\ K_e \Delta \omega \end{bmatrix} \quad (10)$$

ifadesi elde edilir.

(7) ile (8) ve (6) ve (10) nolu ifadeler arasındaki tek fark paydadaki $a=(1+(L/R)p)$ terimidir. Bir başka deyişle, Δ_d ve Δ_q değerleri zaman sabiti, stator zaman sabiti L/R ye eşit olan alçak geçiren bir filtre ile geciktirilmiş konum ve hız hataları olarak tanımlanabilir. Bu sinyaller herhangi bir türev işlemi içermeden akım/gerilim ölçümleriyle kolaylıkla hesaplanabilir. Filtrenin oluşturduğu gecikme ise konum tahmininden kompanse edilebilmektedir.

Şekil 3 de, (8) ve (10) nolu ifadeler kullanılarak elde edilen gözlemleyici blok şeması verilmiştir. Motorun akım/gerilim bilgilerinden faydalanılarak gerçekleştirilen gözlemleyici ile açılma hız tahmin edilmiş ve açılma hızının integrali alınarak konum bilgisi belirlenmiştir.



Şekil 3: Gözlemleyici blok diyagramı

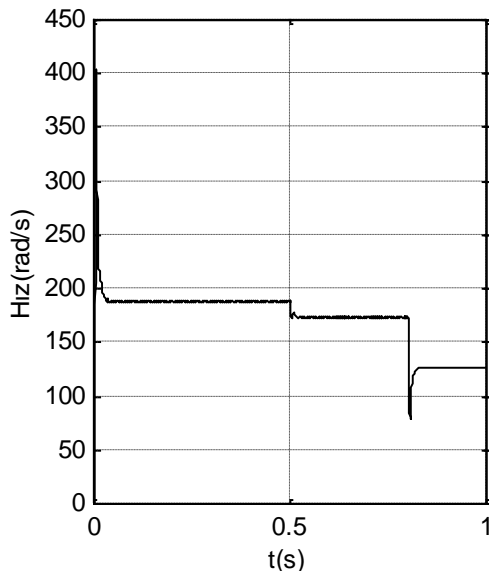
Simülasyonu yapılan FDAM'un parametreleri;

$$\begin{aligned} P &= 4 \text{ kutup} & J &= 0.8e-3 \text{ kgm}^2 \\ \varphi &= 0.175 \text{ Wb} & L &= 8.5e-3 \text{ H} \\ M &= 0.02 \text{ H} & R &= 2.785 \Omega \\ B &= 0.0001 \text{ Nm.rad/s} & K_e &= 0.175 \text{ V/ rad/s} \end{aligned}$$

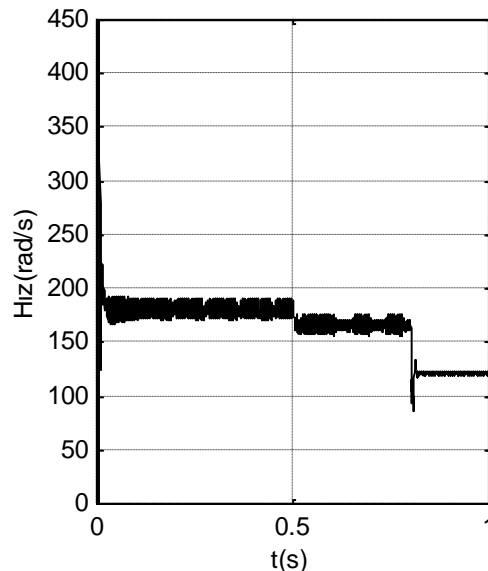
4. SİMULASYON SONUÇLARI

Kullanılan gözlemleyiciden doğru sonuç alınıp alınmadığını test etmek amacıyla ilk önce hız kontrol sisteminin geribeslemesi model çıkışından yapılmış ve modelin hız ve konum değişimi ile gözlemleyiciden elde edilen hız ve konum değişimleri karşılaştırılmıştır. Karşılaştırılan model çıkışı ile gözlemleyici hız ve konum çıkışlarının örtüştüğü görülmüştür. Daha sonra hız kontrol sistemindeki modelden alınan hız ve konum bilgileri yerine gözlemleyiciden elde edilen hız ve konum bilgileri sisteme uygulanmıştır. Böylece algılayıcı-sız hız kontrol sistemi elde edilmiştir. Şekil 3'de verilen blok devre diyagramı ile FDAM'un açık çevrim simülasyonu, değişik zamanlarda değişik yük momentleri ve değişik referans hızlar denenecek yapılmıştır.

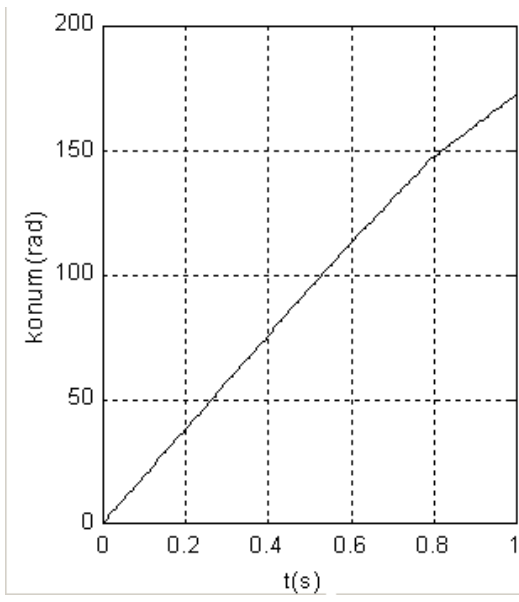
FDAM'un beslendiği üç-fazlı kaynak gerilimlerinin ve stator faz akımlarının uygulandığı gözlemleyiciden elde edilen tahmini konum (θ_e) ile sistemin kaynak gerilimleri elde edilmiş ve FDAM'a uygulanmıştır. Gözlemlenen (θ_e) kullanılarak elde edilen üç-fazlı kaynaktan beslenen FDAM'nun hız/konum simülasyon sonuçları ve gözlemleyicinin hız/konum simülasyon sonuçları Şekil 4'de verilmiştir. Simülasyon sonuçları incelenmiş ve gözlemleyici performansının açık çevrimde iyi olduğu anlaşılmıştır. Ancak gözlemleyicinin simülasyon sonuçlarının çok daha gürültülü olduğu görülmüştür.



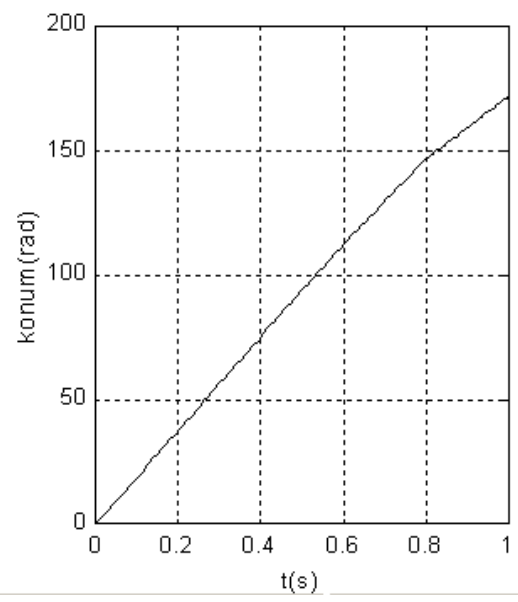
(a) FDAM'un hızı



(b) Gözlemleyici hızı



(c) FSDAM'nun konumu

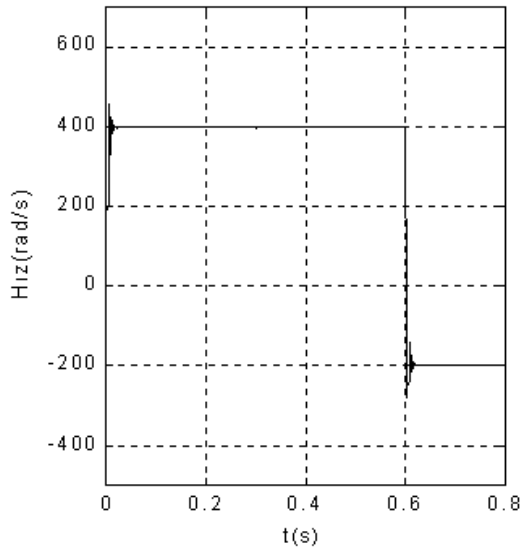


(d) Gözlemleyici konumu

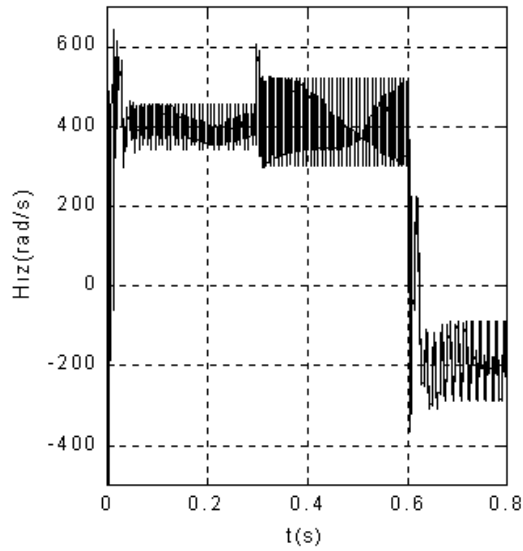
Şekil 4: Algılayıcısız FDAM açık çevrim hız kontrolü

Şekil 3'deki FDAM modeline başlangıçta 2Nm'lik bir yük ve 500 rad/s bir hız referansı uygulanmıştır. Simülasyonun 0.5'inci saniyesinde yük 2 Nm'den 5Nm'ye basamak şeklinde arttırılmıştır. 5 Nm'lik yük, simülasyon süresince sabit tutulurken 0.8'inci saniyede giriş hız referansı 300 rad/s olarak basamak şeklinde düşürülmüştür.

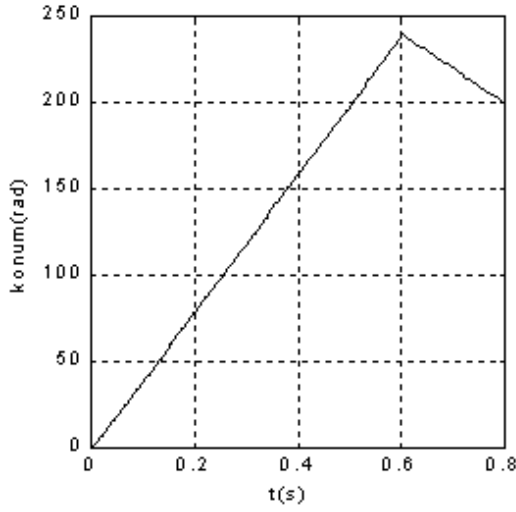
Şekil 3 deki gözlemleyici ile FDAM'ın kapalı çevrim hız kontrolü yapılmıştır. FDAM'a yüksüz yol verilmiş ve 0.3'üncü saniyede 3 Nm'lik yük uygulanmıştır. Başlangıç hız referansı 400 rad/s olarak verilmiş ve 0.6'ıncı saniyede -200 rad/s olarak değiştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 5'de gösterilmiştir.



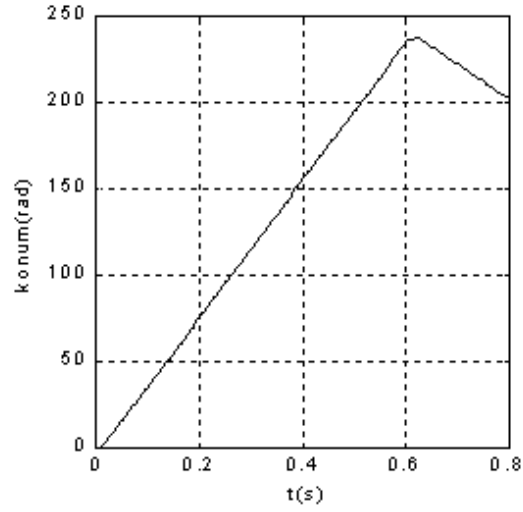
(a) FDAM'un hızı



(b) Gözlemleyici hızı



(c) FDAM'un konumu



(d) Gözlemleyici konumu

Şekil 5: Algılayıcısız FDAM kapalı çevrim hız kontrolü

5. SONUÇ

Bu çalışmada fırçasız doğru akım motorunun algılayıcısız hız kontrolü için kullanılan yöntemlerden biri olan gözlemleyici kullanılarak hız kontrolü yapılmıştır. Gözlemleyicide, motor terminal büyüklükleri olan akım ve gerilimler kullanarak, hız ve konum bilgileri türetilmiştir. Bu gözlemleyici kullanılarak motorun açık çevrim ve kapalı çevrim hız kontrolü yapılmış ve simulasyon sonuçları verilmiştir. Benzetim sonuçlarından gözlemleyiciden elde edilen hız ve konum cevabının hem açık çevrim hem de kapalı çevrim durumunda motor hız ve konum cevabını iyi bir şekilde izlediği görülmüştür. Darbeli yüklerin de motor ve gözlemleyici hızına etkisinin yok denecek kadar az olduğu simulasyon sonuçlarından görülmüştür.

KAYNAKLAR

1. Nasar, S.A., Boldea, I. and Unnewehr, L.E., "Permanent Magnet, Reluctance and Self-Synchronous Motors", CRC Press, USA, 1993.
2. Kenjo, T., "Electrical Motors and Their Control", Oxford Science Publications, 1991.
3. Pherson, G. M. and Laramore, R. D., "Electrical Machines and Transformers" John Wiley and Sons, 1990.
4. Krause, P.C., Wasynczuk, O. and Sudhoff, S.D., "Analysis of Electric Machinery", IEEE Press, 1995.
5. Pillay, P. and Krishnan, R., "Modeling, Simulation and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives", IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. IA-25, No. 2, pp. 265-279, 1989.
6. Hemati, N. and Leu, C.M., "A Complete Model Characterisation of Brushless DC Motors", IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. IA-28, No. 1, pp. 172-180, 1992.
7. Kenjo, T.M., Permanent Magnet and Brushless DC Motor, Clerandon Press, Oxford, 1985.
8. Pherson, G.M., Laramore, R.D., Electrical Machines and Transformers, Jonson Wiley and Sons, 1990.
9. Aydınüz, M. ve Taşçı, S.Z., Endüstriyel Kontrol, Kurtiş Matbaacılık, İstanbul, 1993.
10. Bal, G., Özel Elektrik Makinaları, Gazi Üniversitesi, Ankara, 1997.
11. Gökbulut, M., Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Yapay Sinir Ağları İle Uyarlamalı Denetimi, Doktora tezi, Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 1998.

12. Ogasawara, S., Akagi, H., An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless DC Motors, IEEE IAS, 1990 (4), 443-447.
13. Bose, Bimal K., Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, NJ, 2002.
14. Marimato, S., Tong, Y., Takeda, Y., Hirose, T., Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 41(5), 511-517, 1994.
15. Ko J.S, Lee J.H. and Youn M.J., Robust Digital Position Control of Brushless Dc Motor with Adaptive Load Torque Observer, IEE Proc. Electric Power Applications, 141(2), 63-70, 1994.
16. Demirbaş, Ş., Bal, G., Fırçasız DA Motorlarında Pozisyon Kontrolü, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, 10(4), 455-469, 1997.
17. Abu Sharkh, S.M., Barinberg, V., A New Approach to Rotor Position Estimation for A PM Brushless motor Drive, IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON98), 1199-1203, 1998.
18. Hesmondhalgh, D.E., Tipping, D., Amrani, M., Performance and Design of an Electromagnetic Sensor for Brushless DC Motors, IEEE Proc., 137, 174-183, 1990.