

DC LİNEER MOTOR İÇİN ADAPTE EDİLEBİLEN HIZ DENETLEYİCİSİ TASARIMI

Recep Demirci

Abant İzzet Baysal Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi
Elektrik Bölümü, 81100, DÜZCE

ÖZET

Bu makalede NdFeB tipi sabit mıknatıslar kullanılarak tasarlanmış olan DC lineer motor sunulmuştur. Ayrıca Lyapunov kararlılık teorisi temel alınarak model tabanlı adapte edilebilen hız denetleyicisi tasarlanmış ve pratik olarak gerçekleştirilerek DC lineer motorun parametrelerindeki değişikliklerin kontrol sistemi üzerindeki etkileri azaltılmaya çalışılmıştır.

Anahtar kelimeler: Sabit mıknatıslı DC lineer motor, Adapte edilebilen denetleyici, Lyapunov kararlılık teorisi

1. GİRİŞ

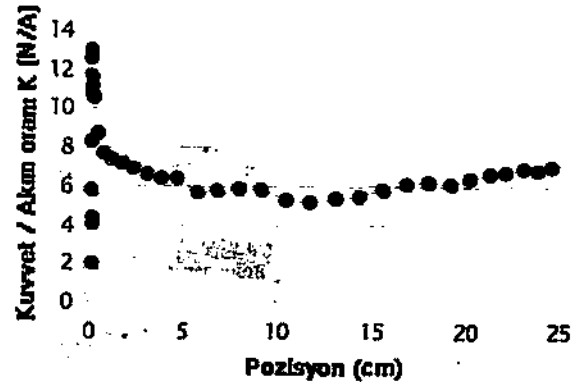
Dairesel hareketi doğrusal harekte dönüştüren dişli sistemleri, kayış vb. gibi aksamalarının olmaması lineer motorların pozisyon kontrol sistemlerinde kullanıma nedenlerinden bazılarıdır [1][2][4][5]. Bu tür aksamlara ihtiyaç duyulmadığından, pozisyon kontrol sisteminin toplam ağırlığı, sürtünmesi ve maliyeti azalmakta, dolayısıyla sistemin verimliliğin artmaktadır. Lineer motorlar son yıllarda birçok araştırmacının dikkatini çekmiştir. Kare kesitli DC lineer motor [3], çift endüvili lineer motor [6], fırçasız DC lineer motor ve bozucu giriş zayıflatmalı kontrol tekniği [10] son zamanlarda literature girmiştir.

Bu çalışmada, yapısı şekil 1 gösterilmiş olan bir adet prototip DC lineer motor NdFeB tipi sabit mıknatıslar kullanılarak tasarlanmış ve motorun kuvvet-pozisyon karakteristiği deneysel olarak incelenmiştir. Söz konusu karakteristik şekil 2 de gösterilmiş olup motorun 1 Amperlik elektrik akıma karşılık ürettiği kuvvete aittir. Bu parametre son yıllarda lineer motorların performansını gösteren bir kriter haline gelmiştir [7][8][9]. Şekil 2 de görüldüğü gibi lineer motorda üretilen kuvvet pozisyona bağlı olarak değişmekte olup, düzgün ve doğrusal değildir. Üretilen kuvvet uç noktalarda artar iken orta noktalara doğru azalmaktadır. Bunun nedeni ise motorda kullanılan mıknatısların B-H eğrisi üzerindeki çalışma noktaları pozisyona bağlı olarak değişmesidir. Bu değişiklik PI, PID ve kutup yerlerinin değiştirilmesi gibi klasik kontrol tekniklerinin uygulanmasını zorlaştırmaktadır. Dolayısıyla lineer motorun parametrelerindeki

değişikliğe göre kendi kendini yenileyen yani adapte edilebilen denetleyici tasarımı bir ihtiyaç haline gelmektedir. Demirci ve diğerleri tarafından sabit mıknatıslı DC lineer motorun hız ve pozisyonunu kontrol amacıyla adapte edilebilen denetleyici son zamanlarda geliştirildi [11][12][13]. Söz konusu çalışmalarda adapte edilebilen denetleyici tasarımında normalize edilmiş gradyan tipi adaptasyon algoritması kullanılmıştır. Bu çalışmada Lyapunov kararlılık teorisi esas alınarak adapte edilebilen hız denetleyicisi tasarımı önerilmiş ve önerilen denetleyicinin geçerliliği deneysel sonuçlarla desteklenmiştir.



Şekil 1 Sabit mıknatıslı DC lineer motor



Şekil 2 Deneysel olarak elde edilen kuvvet-pozisyon karakteristiği.

2. SABİT MİKNATISLI DC LİNEER MOTORUN MODELİ

Kirşof ve Newton kanunlarından yararlanarak sabit mıknatıslı lineer motora ait diferansiyel denklemler

$$\frac{dv(t)}{dt} = \frac{K i(t)}{M} - \frac{F v(t)}{M} - \frac{f_{load}}{M} \quad (2)$$

$$\frac{di(t)}{dt} = -\frac{R i(t)}{L} - \frac{K v(t)}{L} + \frac{e_a(t)}{L}$$

şeklinde yazılabilir. Yukarıdaki denklemde F sürtünme kuvvet katsayısını, R ve L sırasıyla endüvi sargısının direncini ve endüktansı ifade etmektedir. M motorun hareket eden kısmının toplam kütlesi, K ise kuvvet ve ters emf katsayısıdır. Ayrıca V lineer motorun hareket eden kısmının hızını, $e_a(t)$ de endüvi uçlarındaki voltajı göstermektedir. Gerekli dönüşümler yapıldıktan sonra, lineer motorun hızı ile endüvi uçlarındaki voltajı arasındaki transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir:

$$G(s) = \frac{V(s)}{E_a(s)} = \frac{b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3)$$

Denklemin ilgili parametreleri

$$b_0 = \frac{K}{ML}, \quad a_1 = \left(\frac{F}{M} + \frac{L}{R} \right) \quad \text{ve} \quad a_0 = \left(\frac{FR + K^2}{ML} \right)$$

şeklinde dir.

3. ADAPTE EDİLEBİLİR HIZ DENETLEYİCİSİ

Lineer motor için önerilen adapte edilebilir hız denetleyicisinin yapısı Şekil 2 de gösterilmiştir. İkinci dereceden transfer fonksiyonu olan referans model hız komutu R ye karşılık istenilen cevabı vermektedir yani lineer motor, sürücü ve hız denetleyiciden oluşan kapalı çevrimden ideal şartlarda beklenen davranış referans model tarafından üretilmektedir. Referans modelin çıkışı ile lineer motorun ölçülen gerçek hızı arasındaki hata (e) adaptasyon algoritması tarafından kullanılarak hız denetleyicisinin parametreleri her bir örnekleme zamanında değiştirilmektedir. Model referanslı kontrol sistemlerinde önemli noktalardan biride referans modelin transfer fonksiyonu $T_m(s)$ ile temel kapalı çevrimin transfer fonksiyonu $T_c(s)$ nin derecelerinin aynı olmasının adaptasyon algoritmasının oluşturulmasında sağladığı kolaylıktır. p_1 ayarlanabilir ileri yol kazancı, p_2 ve p_3 ayarlanabilir geri besleme kazançları olmak üzere aşağıdaki kontrol algoritması seçildiğinde

$$U(s) = p_1 R(s) - p_2 V(s) - p_3 s V(s) \quad (4)$$

hız komutu $R(s)$ ile lineer motorun hızı $V(s)$ arasındaki temel çevrimin transfer fonksiyonu şu şekilde elde edilir:

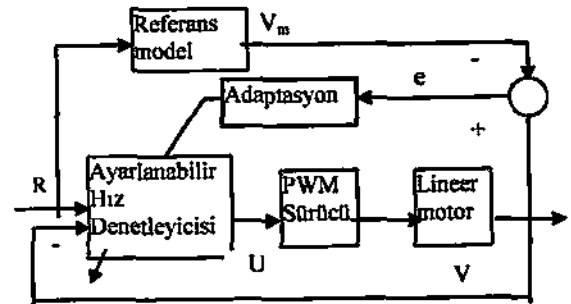
$$T_c(s) = \frac{B_c(s)}{A_c(s)} = \frac{b_{c0}}{s^2 + a_{c1}s + a_{c0}} \quad (5)$$

Denklemin (6) da ki transfer fonksiyonun parametreleri lineer motorun ve denetleyicinin parametreleri cinsinden

$$\begin{aligned} b_{c0} &= b_0 p_1 \\ a_{c0} &= b_0 p_2 \\ a_{c1} &= (a_1 + b_0 p_3) \end{aligned} \quad (6)$$

şeklinde ifade edilebilir. Temel kapalı çevrim ikinci dereceden olduğundan, lineer motorun hız kontrol sisteminden beklenen cevabı üretmek için aşağıdaki referans model seçildi:

$$r_m(s) = \frac{B_m(s)}{A_m(s)} = \frac{b_{m0}}{s^2 + a_{m1}s + a_{m0}} \quad (7)$$



Şekil 3 Lineer motor için adapte edilebilir hız denetleyicisinin yapısı

4. TAKİP ETME HATASININ MODELİ

Takip etme hatası referans modelin çıkışı V_m ile lineer motorun ölçülen gerçek hızı V arasındaki fark olduğundan, takip etme hatasının ikinci türevi de şu şekilde ifade edilebilir:

$$\ddot{e} = \ddot{v} - \ddot{v}_m$$

Gerekli ara işlemler yapıldıktan sonra takip etme hatasının dinamik modeli

$$E(s) = \frac{1}{s^2 + a_{m1}s + a_{m0}} \Phi^T W \quad (8)$$

olmaktadır. Denklem (8) deki Φ parametre hatası, W ise ölçme vektörü olarak tanımlanabilir.

Parametre hatası vektörü $\Phi^T = [\Phi_1 \ \Phi_2 \ \Phi_3]$ olarak düzenlenmiş olup vektörün elemanları model ve lineer motor parametreleri cinsinden:

$$\begin{aligned}\Phi_1 &= a_{m1} - a_{c1} = a_{m1} - (a_1 + b_0 p_3) \\ \Phi_2 &= a_{m0} - a_{c0} = a_{m0} - (a_0 + b_0 p_2) \\ \Phi_3 &= b_{c0} - b_{m0} = (b_0 p_1) - b_{m0}\end{aligned}\quad (9)$$

olarak, ölçüm vektörü ise lineer motorun değişkenleri cinsinden $w^T = [\dot{v} \ v \ r]$ olarak düzenleyebiliriz. Denklem (8) deki takip etme hatası modeli durum denklemleri şeklinde

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{e1} \\ \dot{x}_{e2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_{m0} & -a_{m1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{e1} \\ x_{e2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \Phi^T w$$

$$e = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{e1} \\ x_{e2} \end{bmatrix}$$

veya

$$\begin{aligned}X_e &= A X_e + B \Phi^T w \\ e &= C X_e\end{aligned}\quad (10)$$

olarak ayrıca yazılabilir. Denklem (10) daki X_e vektörü lineer motorun değişkenleri cinsinden

$$\begin{bmatrix} x_{e1} \\ x_{e2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_m - v \\ \dot{v}_m - \dot{v} \end{bmatrix}$$

olarak verilerek, $\Phi^T w = U_e$ şeklinde düzenlenir. U_e takip etme hatasının dinamik modeline giriş değişkeni şeklinde yorumlanabilir.

5. LYAPUNOV TİPİ ADAPTASYON ALGORİTMASI

Denklem (10) dikkatlice incelendiğinde: takip etme hatası modelinin girişi U_e bir şekilde sıfır yapılıcak olursa, takip etme hatası da sıfıra yaklaşır. Ayrıca denklem (10) daki durum değişkenlerinin (X_e) takip ettiği yörünge (trajectory) sistemin denge noktasına (equilibrium point) bir defa ulaşırsa, zaman sonsuza gitsede sistemin yörüngesi aynı noktada kalır. Burada akla gelen ilk soru sistemin takip ettiği yörünge denge noktasına nasıl getirileceğidir. İşte bu noktada Lyapunov'un kararlılık teorisi dinamik sistemlerin yörüngelerinin incelenmesinde önemli role sahiptir. Lyapunov'un kararlılık teorisine göre öncelikle incelenecek sistemle ilgili ve kesin pozitif olan Lyapunov fonksiyonunun oluşturulması gereklidir [14] [15]. Model referanslı kontrol sisteminde amaç takip etme hatasını sıfır yapmak olduğundan,

değişkenleri denklem (10) un durum değişkenleri X_e ve parametre hata vektörü Φ olan kesin pozitif olan Lyapunov fonksiyonu V_h

$$V_h = \frac{1}{2} \left(X_e^T P X_e + \Phi^T \Phi \right) \quad (11)$$

olarak seçilebilir. Denklem (11) deki P 2×2 boyutlarında real sayılardan oluşan simetrik matris olup, elemanları kontrol sisteminin parametreleri cinsinden ileride açıklanacaktır. Lyapunov teorisine göre oluşturulan kesin pozitif Lyapunov fonksiyonu V_h nin zamana göre kısmi türevleri kesin negatif ise bir sistemin yörüngesi (trajectory) zamana bağlı olarak denge noktasına gider. Lyapunov fonksiyonu V_h nin kısmi türevi aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$\dot{V}_h = \frac{1}{2} \left(\left(\dot{X}_e \right)^T P X_e + X_e^T P \dot{X}_e + 2 \Phi^T \dot{\Phi} \right) \quad (12)$$

Denklem (10), denklem (12) de yerine konulduğunda V_h nin kısmi türevi

$$\begin{aligned}\dot{V}_h &= \frac{1}{2} \left(X_e^T \left(A^T P + P A \right) X_e \right) \\ &+ \frac{1}{2} \left(2 U_e^T B^T P X_e + 2 \Phi^T \dot{\Phi} \right)\end{aligned}\quad (13)$$

olmaktadır. Kararlı bir kontrol sistemi elde edebilmemiz için denklem (13) ın kesin negatif olması gereklidir. Denklem (13) kesin negatif olabilmesi için de aşağıdaki şartların sağlanması gerekmektedir:

$$A^T P + P A = -Q \quad (14)$$

ve

$$2 U_e^T B^T P X_e + 2 \Phi^T \dot{\Phi} = 0 \quad (15)$$

Denklem (14) göre, kesin pozitif olan P ve Q matrislerinin bulunmasına ihtiyaç vardır. Bu denklemlerde çözüme ulaşmanın bir yoluda, matrislerden birinin kesin pozitif seçilerek diğer matrisin kesin pozitif olup olmadığını kontrol etdirmesidir. Bu nedenle Q matrisi daima kesin pozitif olan I birim matrisine eşit seçilip ($Q=I$), denklem (10) da verilen A matrisi ve I matrisi denklem (14) de yerine konularak

$$\begin{bmatrix} 0 & -a_{m0} \\ 1 & -a_{m1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_{m0} & -a_{m1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

P matrisinin elemanları referans modelin parametreleri cinsinden hesaplanabilir:

$$p_{11} = \frac{(1 + a_{m0})a_{m0} + a_{m1}^2}{2a_{m0}a_{m1}}, \quad p_{12} = \frac{1}{2a_{m0}}$$

$$p_{22} = \frac{1 + a_{m0}}{2a_{m0}a_{m1}}$$

Sylvester teoremine [16] göre

$$p_{11} > 0, \quad p_{11}p_{22} - p_{12}p_{21} > 0$$

şartları sağlandığında kesin pozitif P matrisi elde edilir. Yukarıdaki şartlardan anlaşılacağı üzere referans modelin parametrelerinin seçimi önemlidir. Lyapunov fonksiyonunun türevini kesin negatif yapan ikinci şart ise denklem (15) in sıfır yapılmasıdır. Denklem (15)

$$2U_e^T B^T P X_e = -2\Phi^T \Phi$$

şeklinde düzenlenip, U_e yerine $W^T \Phi$ konulduğunda $W\Phi^T B^T P X_e = -\Phi^T \Phi$, denetleyici parametre adaptasyon algoritması bulunur:

$$\dot{\Phi} = -W B^T P X_e \quad (16)$$

Denklem (16) yeniden yazılıp gerekli ara işlemler yapıldıktan sonra, denetleyicinin her bir parametresine ait adaptasyon kuralı aşağıdaki şekilde olur

$$\frac{dp_1}{dt} = -\gamma_1 r B^T P X_e \quad (17)$$

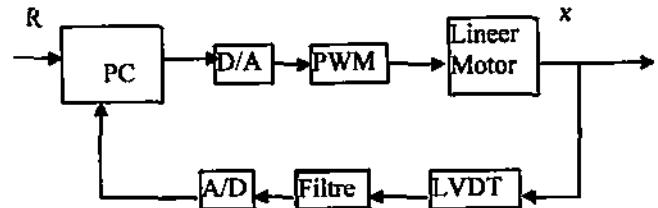
$$\frac{dp_2}{dt} = \gamma_2 v B^T P X_e \quad (18)$$

$$\frac{dp_3}{dt} = \gamma_3 v B^T P X_e \quad (19)$$

Denklem (17),(18) ve (19) gösterilen γ_1, γ_2 ve γ_3 harfleri parametre adaptasyon oranları olup deneysel olarak seçilmiştir[11][14]. Denklem (17),(18) ve (19) verilen ifadelerin nümerik olarak integrali alınarak denetleyicinin parametrelerinin her bir örnekleme zamanındaki değeri hesaplanır.

6. DENEY DÜZENEGİ

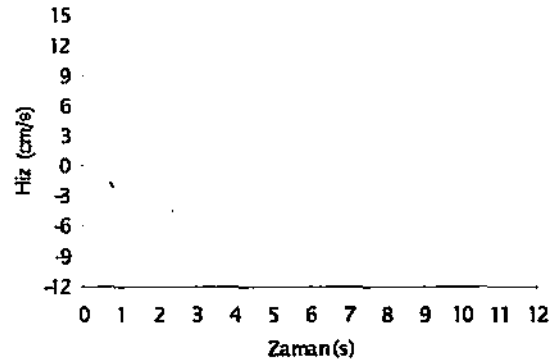
Deney düzeneginin prensip şeması şekil 4 de gösterilmiştir olup denetleyici olarak bir adet kişisel bilgisayar (PC) kullanılmıştır. Bilgisayar ve lineer motor arasında bilgi almak ve göndermek amacıyla Analogic şirketi tarafından yapılan HS-DAS 16 tipi veri toplama kartı kullanılmıştır. Pozisyon bilgileri lineer motorun hareket eden kısmına mekanik olarak irtibatlanmış bir adet LVDT (Linear-Variable-Differential-Transformer) tarafından elde edilmektedir. Denetleyici, referans model ve adaptasyon algoritmaları C bilgisayar programlama dilinde yazılmış olup, örnekleme zamanı 5 ms olarak seçilmiştir. Lineer motor MOSFET tipi transistörlerle yapılan PWM tipi sürücü devre ile sürülmüş olup, sürücünün çıkış voltajı kontrol sinyali U vasıtasıyla değiştirilmektedir.



Şekil 4 Deney düzenegi prensip şeması

7. DENEYSEL SONUÇLAR

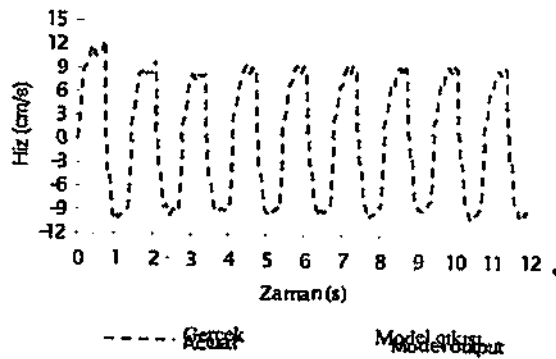
Şekil 5 de gösterilen hız komut referans model ve denetleyiciye aynı anda uygulandığında, referans modelin çıkışı ve lineer motorun ölçülen gerçek hızı şekil 6 gösterilmiştir. Şekil 6 da görüldüğü gibi başlangıçta takip etme hatası oldukça fazla olup zaman arttıkça azalmaktadır.



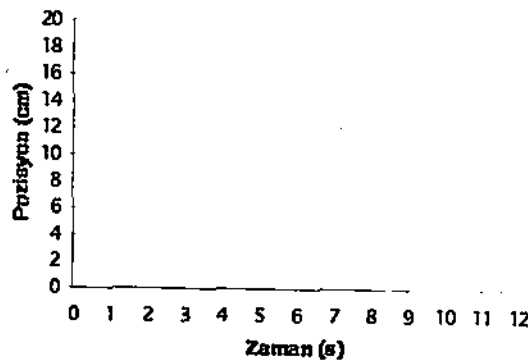
Şekil 6 Hız komutu R

Bunun anlamı, denklem (10) modeli verilen takip etme hatasının sistem görüngesi (trajectory) başlangıçta denge noktasından uzakta olmasıdır. Ancak zaman arttıkça adaptasyon algoritması takip etme hatasına ait sistem yörüngesini denge noktasına gitmeye zorlamaktadır dolayısıyla takip etme hatası

da minimuma yaklaşmaktadır. Pozisyon sinyali şekil 7 gösterilmiştir.



Şekil 6 Referans model çıkışı V_m ve lineer motorun ölçülen hızı gerçek hızı V .



Şekil 7 Pozisyon sinyali x

8. SONUÇ

NdFeB tipi sabit mıknatıslar kullanılarak yapılan DC lineer motor için model referanslı adapte edilebilen denetleyici tasarlandı. Yeni tasarlanan lineer motor doğrusal olmayan kuvvet-pozisyon karakteristğine sahip olmasına rağmen, Lyapunov kararlılık teorisi temel alınarak gerçekleştirilen denetleyici lineer motorun bu tür dezavantajını azaltmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] Basak, A., 1996, *Permanent-Magnet DC Linear Motors*, Oxford University Press.
- [2] Laithwaite, E.R., 1971, *Linear Electric Motors*, Mills & Boon Limited, London.
- [3] Basak, A., and Anayi, F. J., September 1995, "A dc linear motor with a square armature," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 10, no.3, pp. 462-469.
- [4] Mclean, G.W., November 1988, "Review of Recent Progress in Linear Motors," *IEE proceedings*, vol.135, Pt. B, No. 6, pp. 380-416.

- [5] Nasar, S.A., 1987, *Linear Electric Motors: Theory, Design, and practical Applications*, Prentice-hall Inc., Englewood Cliffs, N.J.
- [6] Filho, F.F.A., April 1996, "Investigation of a double armature homopolar brushless DC linear motor," PhD. thesis, University of Wales.
- [7] Famouri, P., September 1992, "Control of a Linear Permanent Magnet Brushless DC Motor via Exact Linearization Methods," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol.7, no.3, pp. 544-551.
- [8] Eastham, J.F., and Magureanu, R., 5-8 September 1994, "DSP control of the brushless PM linear motor", *ICEM'94, International Conference On Electrical Machines*, Paris, France, Proceedings, Vol.3, pp. 24-29.
- [9] Janke, C., Gens, W., and Berger, G., 5-8 September 1994, "Linear induction drive system completely digital position controlled with minimal hardware investment," *ICEM'94, International Conference On Electrical Machines*, Paris, France, Proceedings Vol.1, pp. 246-250.
- [10] Egami, T., and Tsuchiya, T., October 1995, "Disturbance suppression control with preview action of linear DC brushless motor," *IEEE Trans. On Ind. Electronics*, vol. 42, No.5, pp.494-500.
- [11] Demirci, R., April 1998, Adaptive control of DC linear motors, PhD. thesis, University of Wales.
- [12] Demirci, R., Tufkun, N. and Kockar, H., September 1998, "Position controller for PM DC linear motor," *ICEM'98, International Conference On Electrical Machines*, Istanbul, Turkey, Vol.2.
- [13] Basak, A., and Demirci, R., September 1996, "Real-time model reference (MRAC) adaptive velocity controller for a PM DC linear motor", *UPEC'96, Greece*, Vol.1, pp. 13-16.
- [14] Astrom, K.J., and Wittenmark, B., 1989, *Adaptive Control*, Addison-Wesley Publishing Company.
- [15] Isemann, R., Lachmann, K.H., and Matko, D., 1992, *Adaptive Control Systems*, Hertfordshire, Prentice-Hall International (UK) Ltd.
- [16] James, G., and Burley, D., 1994, *Advanced Modern Engineering mathematics*, Addison-Wesley Publishing Company.