



## 4-kutuplu karma elektromıknatısın 3 serbestlik derecesinde manyetik yastıklama kontrolü

Hasan Fatih Ertuğrul\*, Kadir Erkan, Hüseyin Üvet

Yıldız Teknik Üniversitesi, Yıldız Kampüsü, Makine Fakültesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümü, 34349, İstanbul, Türkiye

### Ö N E Ç İ K A N L A R

- 4-kutuplu karma elektromıknatısın 3 boyutlu manyetik alan analizi
- Manyetik yastıklama sistemi için kontrolcü ve bozucu giriş gözlemcisi tasarımı
- Çok serbestlik derecesinde manyetik yastıklama

#### Makale Bilgileri

Geliş: 13.05.2015

Kabul: 27.02.2016

#### DOI:

10.17341/gummfd.48525

#### Anahtar Kelimeler:

4-Kutuplu karma elektromıknatıs, manyetik yastıklama, bozucu giriş gözlemcisi

#### ÖZET

Bu çalışmada, 4-kutuplu karma elektromıknatısın doğrusal motorla birleştirilmesi ile elde edilen esnek taşıma sisteminin, manyetik yastıklama kuvvet ve moment karakteristikleri 3 boyutlu sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak incelenmiştir. Ortaya çıkan sonuçlar dikkate alınarak sistemin 3 ekseninde hareket dinamiğine karşılık gelen doğrusal sistem modeli türetilmiştir. Karma elektromıknatıs yapısı gereği doğrusal olmayan bir karakteristiğe sahiptir ve kontrol edilebilirlik noktasında kararsızlık göstermektedir. Sistemin kontrolünü sağlamak amacıyla her bir eksen için gerilimle uyartım durumu dikkate alınarak durum geri beslemeli integral denetleyicileri kutup atama yöntemi kullanılarak tasarlanmıştır. Denetleyici kutupları katsayılar diyagramı yöntemi (Kanonik polinom yöntemi) kullanılarak belirlenmiştir. Manyetik yastıklama sistemi sadece hava aralıklarını ölçen algılayıcılar içermektedir. Sisteme ilişkin diğer durumların ölçülebilmesi amacıyla her bir eksen takımı için durum ve bozucu girişi kestirimini gerçekleştiren bozucu giriş gözlemcileri tasarlanmış ve kontrol çevrimine entegre edilmiştir. Gözlemlenen bozucu giriş değerleri uygun dönüştürme kazancı ile çarpılarak kontrol yoluna ileri beslenmiş böylece sistemin gürbüz kontrolü sağlanmıştır. Deneysel sonuçlar önerilen kontrol yaklaşımlarının etkinliğini başarılı bir biçimde göstermiştir.

## Magnetic levitation control of a three degrees of freedom 4-pole hybrid electromagnet

### H I G H L I G H T S

- 3 Dimensional magnetic field analysis of the 4-pole type hybrid electromagnet
- Controller and disturbance observer design for magnetic levitation system
- Multi-degree-of-freedom magnetic levitation

#### Article Info

Received: 13.05.2015

Accepted: 27.02.2016

#### DOI

10.17341/gummfd.48525

#### Keywords:

4 Pole hybrid electromagnets, magnetic levitation, disturbance observer

#### ABSTRACT

In this study, flexible transportation system which is obtained by combining linear motor and 4-pole type yoke hybrid electromagnet is analyzed using 3D Finite Element Method (FEM) in order to achieve magnetic levitation force and torque characteristic. Linear system model is derived corresponding to 3-axis motion dynamic of the system by considering the analysis results. The hybrid electromagnet inherently has a non-linear characteristic and from the point view of controllability, it is unstable. In order to control the system, state feedback integral controller is designed using the pole assignment method by considering the state of the excitation voltage for each axis. Controller poles are determined using coefficient diagram method (Canonical polynomial method). Magnetic levitation system includes sensors that measure only the air gap. In order to estimate other states of the system, the disturbance observer is designed to obtain states and disturbance input for each axis and is estimated and integrated into the control loop. The estimated disturbance value is factored by the appropriate conversion gain and added to the input signal of the plant, so that the robust control system is achieved. Experimental results have shown effectiveness of the proposed control algorithms.

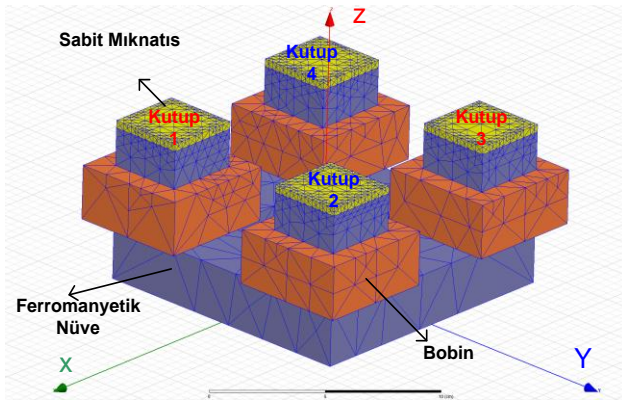
### 1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Mekanik temasın bulunmadığı manyetik yastıklama sistemleri; sürtünme, aşınma, titreşim, gürültü vb. mekanik

sorunlardan bağımsız; yüksek doğruluk ve hassasiyette çalışabilmektedirler. Bu avantajlarından dolayı kitle taşıma araçlarında, temassız yataklama sistemlerinde, titreşim izolasyon sistemlerinde, uzay çalışmalarında, biyomedikal

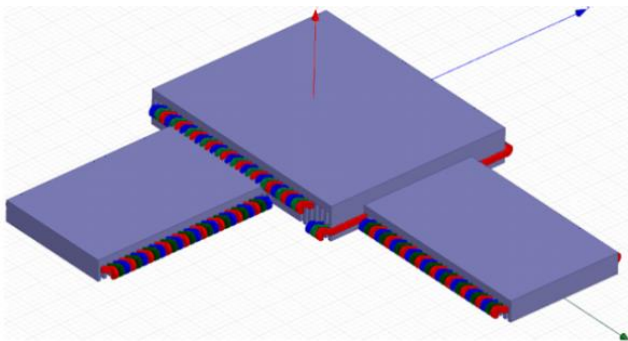
\* Sorumlu Yazar/Corresponding author: fatiher@yildiz.edu.tr / Tel: +90 554 469 2703

aletlerde, rüzgar tribünlerinde ve temiz odalarda anahtar bir teknoloji olarak kullanım alanları bulmaktadır [1, 2]. Kalıcı mıknatıs ve elektromıknatısın birleştirilmesiyle oluşan karma elektromıknatıslar, manyetik yastıklama sistemlerinde enerji kayıplarını büyük ölçüde azaltır. Bu tür manyetik yastıklama sistemlerinde, hava aralığı elektromıknatıslar ile dinamik olarak kontrol edilirken, yastıklama kuvveti esas olarak kalıcı mıknatıslarla sağlanır [3]. Manyetik yastıklama sistemlerinde sıklıkla kullanılan U ve E tipi elektromıknatıslar tek eksende hareket ve kontrol yeteneğine sahiptirler. Manyetik yastıklama temelinde çoklu serbestlik dereceli dengeli yastıklamanın oluşturulabilmesi için birçok elektromıknatıs aynı düzleme yerleştirilmeli ve eş zamanlı olarak kontrol edilmelidir. Bu makalede incelenen 4-kutuplu manyetik yastık sistemi ile 3 serbestlik derecesinde dengeli yastıklama mümkündür (Şekil 1). 1 ve 3 numaralı kutup başları N kutuplu, 2 ve 4 numaralı kutup başları S kutupludur. 4 kutuplu elektromıknatıs simetrik yapıdadır [4-6].



Şekil 1. 4-kutuplu manyetik yastık  
(4-pole type hybrid electromagnet)

4-Kutuplu manyetik yastık sürücü sistemi olmaksızın herhangi bir düzlemde hareket yeteneğine sahip değildir. Tek ve iki boyutlu doğrusal motor ağı kullanılarak x-y düzleminde hareket kazandırılabilir (Şekil 2) [7]. 4 kutuplu manyetik yastığın sapma eksenli hareket serbestliğinden yoksun olması ve yönlendirilmesinde kullanılan iki boyutlu doğrusal motorun sargı yapısının karmaşıklığı sistemin dezavantajları olarak karşımıza çıkmaktadır [8, 9].



Şekil 2. Doğrusal motor ağı (Linear motor network)

Literatürde doğrusal endüksiyon motorların ve karma elektromıknatısların konfigürasyonlarından oluşan 6 serbestlik derecesinde harekete imkân sağlayan esnek taşıma sistemleri mevcuttur. Taşıyıcının 3 doğrusal endüksiyon motoru, 3 U-tipi karma elektromıknatıs, batarya, motor ve elektromıknatıs sürücü devrelerinden oluştuğu 6 serbestlik dereceli sistemler [8-10]'da önerilmiştir. Ancak bu sistemlerde motor ağırlıklarının taşıyıcı üzerinde olması, motor ve elektromıknatısların aynı batarya ile beslenmesi nedeniyle daha güçlü batarya ihtiyacı; taşıyıcının toplam ağırlığını 5-6 kg arttırmaktadır. Bu yüzden, 4 kutuplu manyetik yastık sisteminin (enerji verimliliği nedeniyle) uzun süre kesintisiz çalışma gereken alanlarda kullanımı daha uygundur. Fakat 6 serbestlik dereceli esnek taşıma sisteminin stator kısmının basitliği nedeniyle uzun mesafeli çalışma alanlarında kullanımı daha uygundur. U-tipi karma elektromıknatısla manyetik yastıklama ve tek doğrultuda taşıma amaçlı olarak yapılan çalışmalar son yıllarda ivme kazanmıştır. [11]'de, bu çalışmada önerilen sisteme benzer olarak doğrusal motorlarla tahrik edilen U-tipi karma elektromıknatıslarla yastıklamanın yapıldığı bir sistem önerilmiş modelleme ve kontrol yaklaşımları verilmiştir. Önerdiğimiz sistemle karşılaştırıldığında ancak tek doğrultuda hareket mümkün olabilmektedir. Sistemin otonomluk özelliği büyük oranda zayıflamakta ve düzlemsel hareket mümkün olamamaktadır, ayrıca hareket doğrultusuna dik diğer yatay ekseninde aktif kontrol ihtiyacı ortaya çıkmaktadır. Enerji ve kontrol elektroniği gereksinimleri artmakta ve sistem daha karmaşık hale gelmektedir. Fakat yastıklama kontrolünde manyetik kuplaj etkisi nispeten ortadan kalkarak denetleyici tasarımı kolaylaşmaktadır. Sonlu elemanlar yöntemi gibi nümerik yöntemler motorların, manyetik yastıklama sistemlerinin alan ve kayıp analizinde sıklıkla kullanılmaktadır. Bu yöntem oldukça kolay ve yüksek doğrulukta sonuçlar vermektedir. [12]'de 3 boyutlu sonlu elemanlar yöntemi ile analizi yapılan anahtarlamalı relüktans motoru fiziksel olarak da gerçekleştirilmiş ve tasarımın uygulanabilirliği doğrulanmıştır. [13]'te demir parçası altında yastıklanan 4-kutuplu karma manyetik yastık 3 boyutlu sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak nümerik olarak incelenmiş, ayrıca kuvvet ve tork değerleri analitik denklemlerle ifade edilmiştir. [14]'te U-tipi karma yastık ile doğrusal motor etkileşimi detaylı bir analize tabi tutulmuş, manyetik devre yaklaşımı ile oluşturulan model ile sonlu elemanlar sonuçları karşılaştırılmıştır. Fakat bu sistemde manyetik kuplaj etkisi diğer eksenlerde ortaya çıkan tork etkileri çalışmamıştır. Manyetik yastıklama sistemleri doğrusal olmayan dinamiklere sahip olup açık çevrim transfer fonksiyonları kararsızdır. Bu yüzden manyetik yastığı kararlı hale getirebilecek geri besleme kontrol algoritmalarının sisteme uygulanması gerekir. Sistem modelinin belirli çalışma noktası etrafında doğrusallaştırılmasıyla elde edilen yaklaşık doğrusal modeli için lineer denetleyiciler tasarlanabilir [15]. 4-kutuplu manyetik yastığın doğrusal modelinin durum uzayı ifadesinde hava aralığı, hava aralığı değişim hızı ve bobin akımları durum değişkenleri olarak karşımıza çıkmaktadır.

Durum geri beslemeli kontrolün başarımı bu durumların ölçümü ile doğrudan orantılıdır. Ancak pratikte tüm durum değişkenleri ölçülebilir değildir ya da yüksek maliyetlerinden dolayı sensör kullanımından kaçınılmaktadır. Önerdiğimiz sistemde sadece hava aralıklarının ölçüldüğü varsayılmaktadır, diğer durum değişkenleri ise bozucu giriş gözlemcisi kullanılarak kestirilecektir. Bozucu giriş gözlemcisi, kestirilen bozucu girişin kontrol yoluna ileri beslenmesi ile kontrol sistemine gürbüzlük özelliği kazandırmaktadır [4, 5]. [11]'de PID tipi denetleyiciler doğrusallaştırılan her bir eksen dinamiği için tasarlanmış ve deneysel olarak denenmiştir. Fakat denetleyici tasarım yaklaşımı ve detayları raporlanmamıştır. Yastıklama sonuçları verilmiş fakat bozucu altındaki gürbüzlük davranışları irdelenmemiştir.

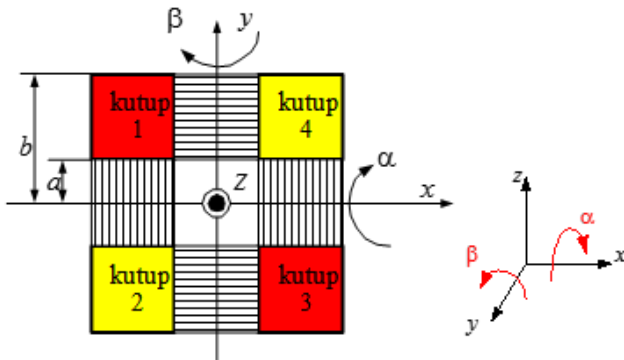
Bu çalışmada, 3 serbestlik derecesinde kontrol edilebilen 4-kutuplu elektromagnetsin doğrusal motor altında çekme kuvveti ve dönme momenti karakteristikleri; eğim açısı, hava aralığı ve uyarım akımlarına bağlı olarak sonlu elemanlar yöntemi (ANSYS Maxwell-3D yazılımı) kullanılarak analiz edilmiştir. Detaylı olarak incelenen analiz sonuçları sistemin lineer modelinin ve kontrol yaklaşımının belirlenmesinde kullanılmıştır. Manyetik yastıklama temelli çok eksenli hareket kabiliyetine sahip sistem için bozucu giriş gözlemcisi tabanlı durum geri beslemeli integral denetleyicisi tasarlanmış ve etkinliği deneysel olarak gösterilmiştir.

## 2. 4-KUTUPLU KARMA MANYETİK YASTIK (4 POLE TYPE HYBRID ELECTROMAGNET)

### 2.1. Manyetik Yastık Kontrol Yöntemi (The Control Method Of Magnetic Levitation)

4-kutuplu karma manyetik yastık, 3 serbestlik derecesinde hareket serbestliğine sahiptir (Şekil 3). Bunlar;

- Yatay z eksenli doğrultusunda,
- $\alpha$  eğim açısıyla x-ekseni etrafında,
- $\beta$  eğim açısıyla y-ekseni etrafındaki hareketlerdir.



Şekil 3. 4-kutuplu manyetik yastık hareket eksenleri (4-pole type hybrid electromagnet motion axis)

Her kutup başında ortaya çıkan hava aralığının kontrolü sistemin çalıştırılması ve aktif kontrolünün yapılması için takip edilebilecek yollardan bir tanesidir. Fakat bu yaklaşım açıl eksen takımlarında kontrolü oldukça güçleştirmekte ve bu yönlerden gelebilecek bozucu moment girişlerine karşı sistemi oldukça zayıf bırakmaktadır. Bu yüzden, sistem dinamiği koordinat dönüşümlerine tabi tutularak her bir eksen takımı için ayrı ayrı geliştirilir.

4 kutup sargısı, her bir eksenli kontrolü sağlayacak farazi eksen akımlarına çevrilir ve kontrol işlemi her eksen takımı için ayrı ayrı gerçekleştirilir. Şekil 4'te  $i_z$  farazi akımı kutup başlarını kuvvetlendirecek yönde,  $i_\alpha$  ve  $i_\beta$  farazi akımları dönme eksenli yönündeki kutupları kuvvetlendirecek yönde alınmıştır. Büyük puntolarla gösterilen kutup başları, farazi akımlarla kuvvetlenen kutup başlarını göstermektedir. Şekil 4 dikkate alınarak gerçek sargı akımları ile farazi eksen akımları arasındaki akım dönüşümü aşağıdaki gibi yazılabilir (Eş. 1).

$$\begin{aligned} i_z &= \frac{1}{4}(i_1 + i_2 + i_3 + i_4) \\ i_\alpha &= \frac{1}{4}(-i_1 + i_2 + i_3 - i_4) \\ i_\beta &= \frac{1}{4}(-i_1 - i_2 + i_3 + i_4) \end{aligned} \quad (1)$$

Eş.1 yeniden düzenlenerek akım dönüşümleri matris formuna getirilebilir (Eş. 2).

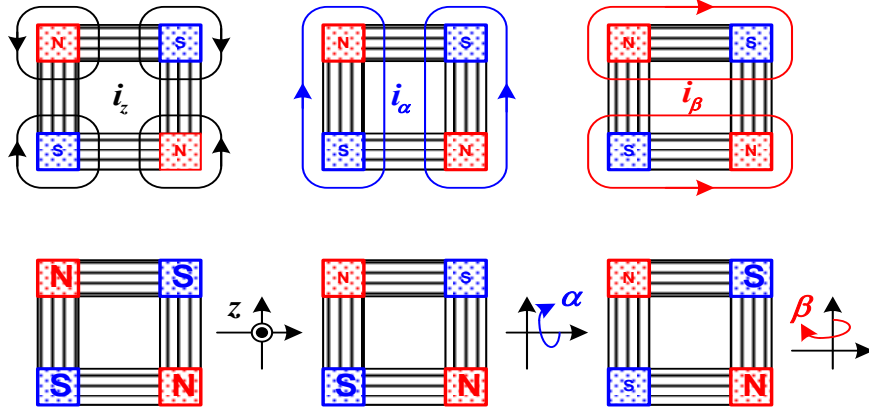
$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_z \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

Tüm kutup başları dikkate alındığında ekstenel yer değiştirmeler ise aşağıdaki dönüşüme tabi tutulur (Eş. 3).

$$\begin{aligned} z &= \frac{1}{4}(z_1 + z_2 + z_3 + z_4) \\ \alpha &= \frac{1}{2b} \left( \frac{z_1 + z_4}{2} - \frac{z_2 + z_3}{2} \right) \\ \beta &= \frac{1}{2b} \left( \frac{z_1 + z_2}{2} - \frac{z_3 + z_4}{2} \right) \end{aligned} \quad (3)$$

Eş. 3 yeniden düzenlenerek eksen dönüşümleri matris formuna getirilebilir (Eş. 4).

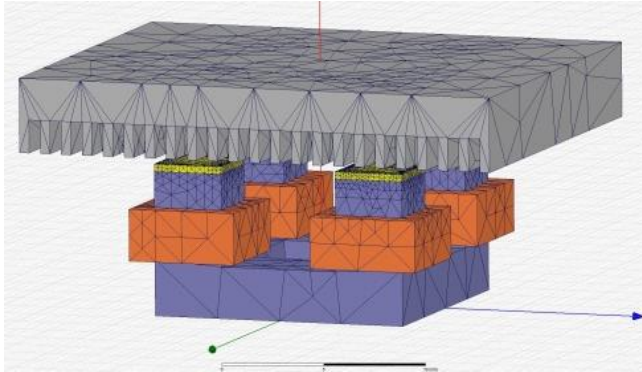
$$\begin{bmatrix} z \\ \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1/b & -1/b & -1/b & 1/b \\ 1/b & 1/b & -1/b & -1/b \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} \quad (4)$$



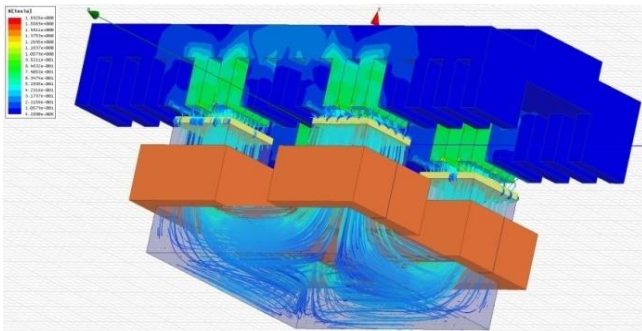
Şekil 4. 4-kutuplu manyetik yastığın kontrol metodu (Control methods of 4-pole type hybrid electromagnet)

## 2.2. 4-Kutuplu Elektromıknatısın Elektromanyetik Analizi (Electromagnetic Analysis of the 4-Pole Type Electromagnet)

4-kutuplu karma elektromıknatısın doğrusal motor altında çekme kuvveti ve dönme momenti karakteristikleri sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak analiz edilmiştir. Şekil 5'te analiz edilen 4-kutuplu elektromanyetik yastığın 3 boyutlu ağ yapısı gösterilmiştir. Manyeto-statik analizde bu 3 boyutlu ağ yapısı adaptif olarak Maxwell programı tarafından üretilir.



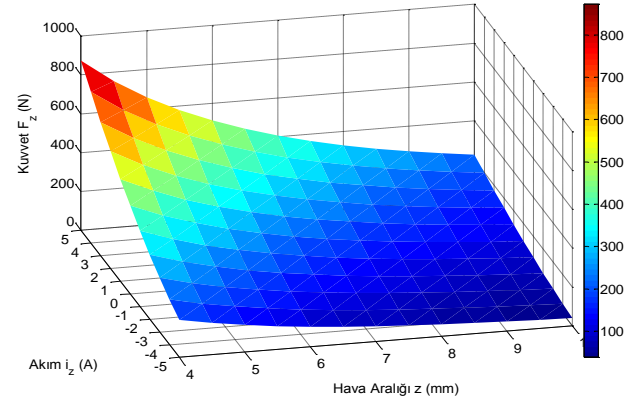
Şekil 5. 4-kutuplu manyetik yastığın Maxwell analizi  
(Maxwell analysis of 4-pole type hybrid electromagnet)



Şekil 6. Yüzeysel Manyetik Akı Yoğunluğu Vektörleri  
(Surface Magnetic Flux Density Vectors)

Analiz için önemli teşkil eden manyetik akı saçılmasına yatkın bölgelerde ağ yapısı sıklaşmaktadır. Özellikle bu

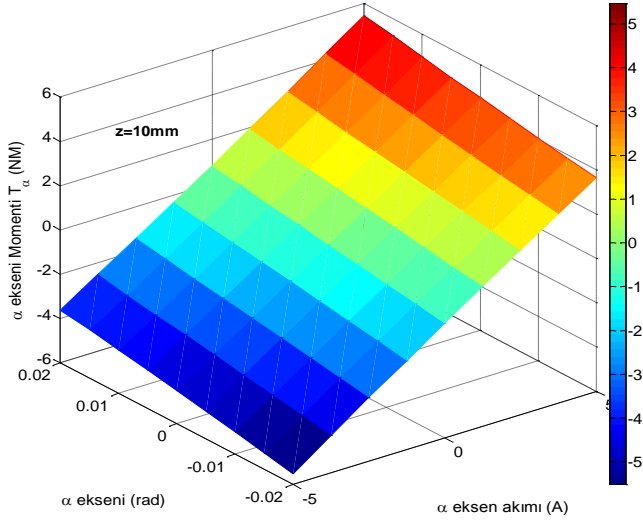
durumun ortaya çıktığı hava aralığına yakın bölgelerde 4-kutuplu manyetik yastığın hava aralığında ağ yapısının sıklaştığı görülmektedir. Şekil 6'da manyetik akı yoğunluğu vektör yönelimleri gösterilmiştir. Şekil 7'de z eksen yönünde ortaya çıkan  $f_z$  çekme kuvvetinin hava aralığı ve z eksen akımına ( $i_z$ ) bağlı olarak değişimi verilmiştir. Z ekseninde ortaya çıkan çekme kuvveti ile hava aralığı (z) ve  $i_z$  akımları arasında doğrusal olmayan bir bağıntının varlığı ortaya çıkmaktadır.



Şekil 7. Z eksen çekme kuvveti  $f_z$ 'nin sonlu elemanlar ile analizi

(Analysis of the Z-axis attractive force with finite element method)

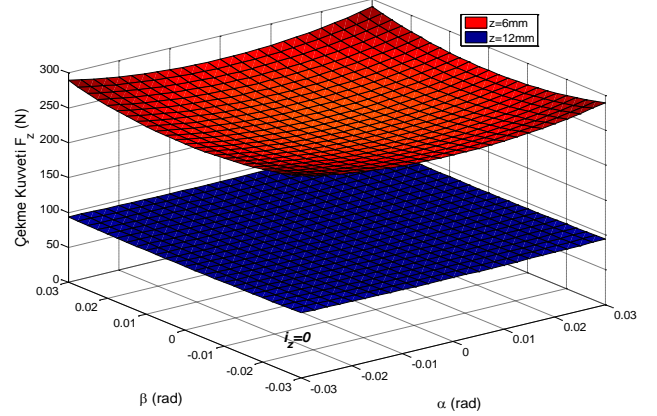
Şekil 8'de  $\alpha$  açısız yer değiştirmesi ve  $\alpha$  eksen akımı  $i_\alpha$  için  $T_\alpha$  dönme momenti değişimi verilmiştir. 4-kutuplu manyetik yastık simetrik yapıda olduğunda dolayı  $\beta$  eksen karakteristikleri sonlu elemanlar analizi için benzer özellikleri gösterecektir. Ayrıca görüleceği üzere eksenel yer değiştirme ve eksen akımları ortaya çıkan momentle yaklaşık doğrusal bir bağıntıya sahiptir yani kuplaj etkisi doğrusaldır. Dikey yönde doğrusal olmayan özellik gösteren sistem, eğim yönlerinde yaklaşık olarak doğrusal özellik göstermektedir. Bu durum dikkate alındığında, 4-kutuplu karma manyetik yastıklama sistemi belirli bir hava aralığında doğrusallaştırılıp, lineer denetleyiciler tasarlanarak 3 eksenle başarılı bir şekilde kontrol edilebileceği sonucuna varılmaktadır.



Şekil 8.  $\alpha$  eksen momentini  $T_{\alpha}$ 'nın sonlu elemanlar ile analizi (Analysis of the  $\alpha$ -axis torque with finite element method)

Farklı hava aralığı değerlerine ilişkin dengesiz yüklenmelerde kuplaj etkisini gözlemlemek için; belirli  $i_z$  akım değerleri için  $\alpha$  ve  $\beta$  açısal yer değiştirmelerine karşılık  $F_z$  üzerindeki değişimin sonlu elemanlar analiz sonucu Şekil 9'da göstermektedir. Şekil 9'da görüleceği üzere kuplaj etkisi hava aralığının düşük olduğu değerlerde etkisini gösterirken ( $z=6\text{mm}$ ), hava aralığının nispeten büyük olduğu değerlerde ( $z=12\text{mm}$ ) etkisi azalmaktadır. Buradan şu sonuca ulaşılmaktadır; hava aralığının düşük olduğu değerlerde manyetik yastıklama yapılması gerektiğinde denetleyicinin ortaya çıkan kuplaj etkisini bastırarak kadar gürbüz olması gerekir. Şekil 9 irdelendiğinde;  $z=6\text{mm}$  için çekme kuvvet değeri  $\alpha$  ve  $\beta$  açı değişimlerinde %7 civarında bir değişim göstermektedir.

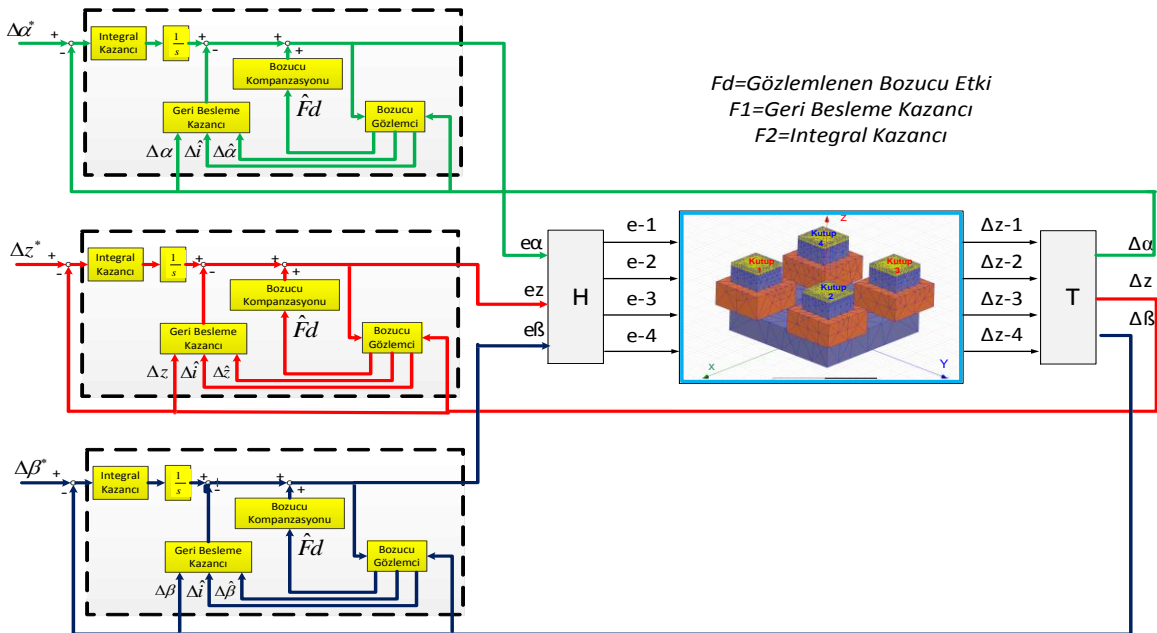
Hava aralığı değerleri büyüdüğünde ( $z=12\text{mm}$ ) çekme kuvveti değişimi %3 ün altına düşmektedir. Bu nedenle, her eksen takımının birbirinden bağımsız lineer denetleyicilerle kontrol edilmesi yaklaşımı sistem için uygunluk göstermektedir.



Şekil 9. Farklı eğim açıları için çekme kuvvetinin sonlu elemanlar analizi (Finite element method result of the attractive force for different inclination angles)

### 3. BOZUCU GÖZLEMCİ TABANLI DURUM GERİ BESLEMELİ İNTEGRAL KONTROLÜ (DISTURBANCE OBSERVER-BASED STATE FEEDBACK INTEGRAL CONTROL)

Kontrol yaklaşımı; elektromanyetik analiz kısmında değinildiği üzere birbirinden bağımsız olduğu kabulü ile her bir eksen takımının ayrı ayrı kontrolü ilkesine dayanmaktadır. Şekil 10'da 3 serbestlik derecesinde kontrol edilebilen bozucu giriş gözlemcisi tabanlı integral



Şekil 10. 4 Kutuplu elektromıknatısın kontrol blok şeması (4-pole type hybrid electromagnet control block diagram)

denetleyici yapısı gösterilmektedir. Herbir eksen takımı ( $\alpha$ ,  $\beta$  ve  $z$ ) için birbirinden bağımsız denetleyiciler tasarlanmıştır. Şekil 10'da T harfiyle sembolize edilen dönüşüm işlemi (Eş. 4) kullanılarak hava aralığı sensör ölçümleri  $\alpha$ ,  $\beta$  eksenlerindeki açısız yer değiştirmelere ve  $z$  eksenini yönündeki dikey yer değiştirmeye çevrilir. Hesaplanan açısız ve dikey yer değiştirmeler denetleyiciye geri besleme olarak aktarılır. Denetleyici çıkışları Şekil 10'da H harfiyle sembolize edilen dönüşüm matrisi (Eş. 2) ile elektromıknatis sargı gerilimlerine dönüştürülür.

### 3.1. 4-Kutuplu Elektromıknatisın Durum Uzayı Modeli (State Space Representations of the 4-Pole Type Electromagnet)

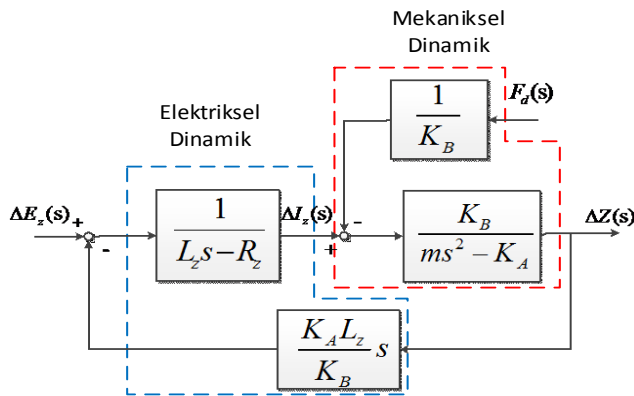
$Z$  eksenini için doğrusallaştırılmış mekaniksel sistem dinamiği Eş. 5'te verilmiştir [4, 5]. Sistem parametrelerinin sembolleri Tablo 1'de verilmektedir. ( $s$ : Laplace operatörüdür.)

$$Z(s) = \frac{K_B}{ms^2 - K_A} I_z(s) - \frac{1}{ms^2 - K_A} F_d(s) \quad (5)$$

Eş.5'te elektriksel giriş akım yada akım kaynağı formundadır. Genelde, manyetik yastığa ilişkin bobinleri enerjilendirmek için gerilim kaynağı kullanılmaktadır. Deneysel çalışmalarda da gerilim kaynağı kullanıldığından dolayı, elektriksel dinamikler aşağıda verilmiştir (Eş. 6).

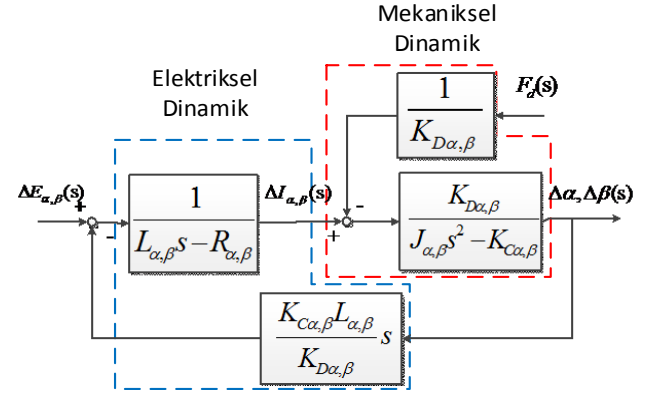
$$I_z(s) = \frac{1}{L_z s - R_z} \left[ E_z(s) - \frac{K_A L_z}{K_B} s Z(s) \right] \quad (6)$$

$Z$  eksenini için sistem dinamiği Şekil 11'de blok diyagram formunda gösterilmiştir. Benzer durum açısız yer değiştirme eksenleri için de geçerlidir. Bu açıdan; düşey ve açısız eksen dinamikleri şekil olarak birbirine benzerlik göstermekle beraber farklılık sadece ilgili parametrelerde ortaya çıkmaktadır (Şekil 12).



Şekil 11. Z-Eksenini doğrusallaştırılmış sistem dinamiği  
(Linearized system dynamic model for z-axis)

$Z$  eksenini için  $\Delta z(t)$ ,  $\Delta \dot{z}(t)$  ve  $\Delta i_z(t)$  durum değişkenleri olarak seçilirse Şekil 11'de ki doğrusal sistem modeli durum uzayı formunda Eş.7' deki gibi elde edilir



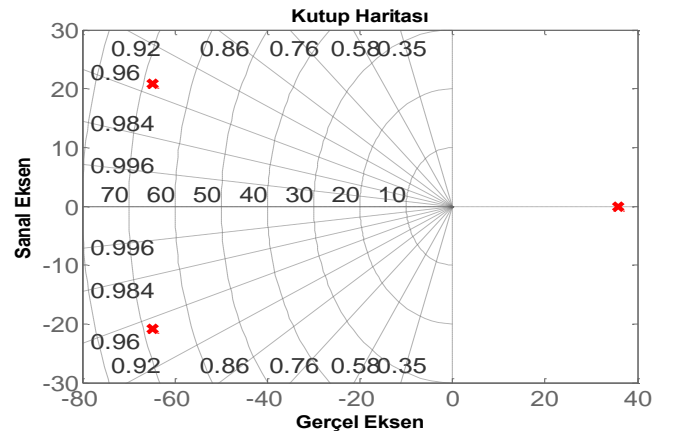
Şekil 12.  $\alpha, \beta$ -Eksenleri doğrusallaştırılmış sistem dinamikleri (Linearized system dynamic model for  $\alpha, \beta$ -axis)

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + EF_d(t)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Delta z(t) \\ \Delta \dot{z}(t) \\ \Delta i_z(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{K_A}{m} & 0 & \frac{K_B}{m} \\ 0 & -\frac{K_A}{K_B} & -\frac{R_z}{L_z} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta z(t) \\ \Delta \dot{z}(t) \\ \Delta i_z(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_z} \end{pmatrix} \Delta e_z(t) + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{1}{m} \\ 0 \end{pmatrix} F_d(t) \quad (7)$$

### 3.2. Durum Geri Beslemeli İntegral Kontrolcüsü Tasarımı (State Feedback Integral Controller Design)

A matrisinin öz değerleri sistemin kutuplarını ifade etmektedir. Sistemin kutuplarının yerleşimi Şekil 13'te gösterilmiştir. 4-Kutuplu karma elektromıknatis sistem modelinin bir kutubu  $s$ -düzleminin sağ tarafında olduğu için sistem kararsızdır. Bu yüzden aktif kontrol yöntemleri uygulanarak kontrol edilir.



Şekil 13. Sistem kutuplarının yerleşimi (System pole placement)

Bir durum değişkeninin kalıcı durum hatasının sıfıra yakınsaması için bu değişkenin integrali durum uzayı denkleminde durum değişkeni olarak eklenmelidir [5]. Bozucu giriş gözlemcisi tabanlı durum geri beslemeli integral kontrol yönteminde sisteme bozucu giriş uygulandığında hava aralığının sabit kalması amaçlanmıştır. Bu yüzden hava aralığı durum değişkeninin değişiminin integrali durum denkleminde eklenmiştir. Genişletilmiş durum uzayı denklemi aşağıdaki gibi verilir (Eş. 8).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta z(t) \\ \dot{\Delta z}(t) \\ \Delta i_z(t) \\ \int 0 - \Delta z(t) dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{K_A}{m} & 0 & \frac{K_B}{m} & 0 \\ 0 & -\frac{K_A}{K_B} & -\frac{R_z}{L_z} & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta z(t) \\ \dot{\Delta z}(t) \\ \Delta i_z(t) \\ \int 0 - \Delta z(t) dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_z} \\ 0 \end{bmatrix} \Delta e_z(t)$$

Kessler kanonik formu tek girişli tek çıkışlı sistemlerin karakteristik polinomunun katsayılarını bulmak için etkili bir yöntemdir. Bu yaklaşımın arkasındaki temel fikir eşdeğer zaman sabiti ve kararlılık indeksleri kullanarak uygun kararlı bir karakteristik polinom belirlemektir (Eş. 9). Eşdeğer zaman sabiti çıkış cevap hızına etki ederken kararlılık indeksleri parametre değişimlerine karşı gürbüzlük ve kararlılık ile çıkış dalgı şeklini belirler [16]. Kapalı çevrim kontrol sistemine ilişkin karakteristik denklemi;

$$P_4(s) = a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 \quad (9)$$

olarak tanımlanmıştır.  $\gamma$  kararlılık indeksleri ve  $\tau$  eşdeğer zaman sabiti Eş. 10'da tanımlanmıştır;

$$\gamma_i = \frac{a_i^2}{a_{i+1} a_{i-1}} \quad (i=1,2,3)$$

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} \quad (10)$$

Kararlılık sınırları (Eş. 11) ise

$$\gamma_i^* = \frac{1}{\gamma_{i+1}} + \frac{1}{\gamma_{i-1}} \quad (\gamma_n = \gamma_0 = \infty) \quad (11)$$

3. ve 4. dereceden polinomlar için Routh – Hurwitz kararlılık analizi ile

$$\gamma_i > \gamma_i^* \quad (i=1 \sim n-1) \quad (12)$$

olması sonucuna varılır (Eş. 12). 5 ve üzerindeki derecelerdeki polinomlarda ise

$$\gamma_i > 1.12\gamma_i^* \quad (i=1 \sim n-1) \quad (13)$$

şartı ile kararlılık sağlanmış olur (Eş. 13). 1960'lı yıllarda Kessler  $\gamma_i$  değerlerinin 2 olması gerektiğini önermiştir. 1980'li yıllarda ise Manabe  $\gamma_1=2,5$  ve diğerlerinin 2 olarak alınmasını önermiştir [16]. Manyetik yastıklama temelli bir sistem için eşdeğer zaman sabitinin 0,1 [s]'den küçük alınması pratikte kabul gören bir yaklaşımdır [4]. Referans polinomunun katsayıları aşağıdaki denklemler yardımıyla bulunur. (Eş. 14-Eş. 15)

$$\frac{P_4(s)}{a_0} = \frac{a_4}{a_0} s^4 + \frac{a_3}{a_0} s^3 + \frac{a_2}{a_0} s^2 + \frac{a_1}{a_0} s + \frac{a_0}{a_0}$$

$$= b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0 \quad (14)$$

Eş. 10 ve Eş. 14 kullanılarak karakteristik denklemin katsayıları aşağıdaki gibi hesaplanır (Eş. 15).

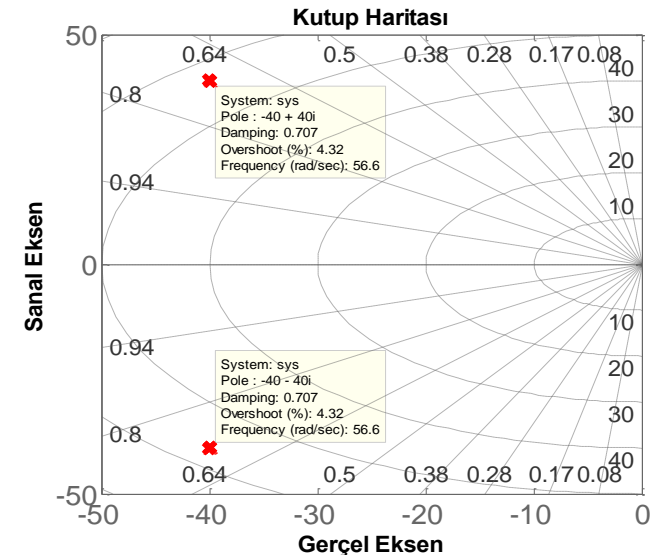
$$b_0 = \frac{a_0}{a_0} = 1 \quad b_1 = \frac{a_1}{a_0} = \tau$$

$$\frac{b_1^2}{b_2 b_0} = \frac{\tau^2}{b_2} = \gamma_1 \Rightarrow b_2 = \frac{\tau^2}{\gamma_1}$$

$$\frac{b_2^2}{b_3 b_1} = \gamma_2 \Rightarrow b_3 = \frac{b_2^2}{b_1 \gamma_2}$$

$$\frac{b_3^2}{b_4 b_2} = \gamma_3 \Rightarrow b_4 = \frac{b_3^2}{b_2 \gamma_3} \quad (15)$$

Referans polinomu sıfıra eşit alınarak çözümlenirse 4 kök elde edilir. Bu kökler tasarlanan denetleyici ilavesistemköklerinin taşınmasının istenildiği yerleri teşkil eder. Eşdeğer zaman sabiti 0,05 seçilirse 4. dereceden sistemin kutupları  $-40 \pm 40j$  noktalarında çift katlı kök olduğu bulunur (Şekil 14).



Şekil 14. Arzu edilen sistem kutuplarının yerleşimi (Desired system pole placement)

Geri besleme kazancı ( $F_1$ ) ve integral kazancı ( $F_2$ ) kutup atama yöntemi ile elde edilir. Kutup atama yönteminin uygulanabilmesi için genişletilmiş sistem kontrol edilebilir özelliğini sağlamalıdır. A matrisinin rankı tam olduğu için genişletilmiş sistem kontrol edilebilirdir ve kutup atama tekniği uygulanabilir. Bu çalışmada kutup atama Matlab programı ile aşağıdaki şekilde yapılmıştır (Eş. 16).

$$\hat{K} = ac\ ker(\hat{A}, \hat{B}, [p_1 \ p_2 \ p_3 \ p_4]) \quad (16)$$

place komutu ile aynı noktaya rank(B)'den fazla kutup yerleştirilemez. Bu yüzden kutup atamaları acker komutu ile yapılmıştır. Durum geri besleme kazanç matrisi ve integral kazancı,

$$\hat{K} = [F_1 \ -F_2] \quad (17)$$

olarak bulunur.

### 3.3. Bozucu Gözlemci Tasarımı (Disturbance Observer Design)

Kutup atama yaklaşımıyla tasarlanan kontrol sistemlerinde tüm durum değişkenlerinin geri besleme için ulaşılabilir olduğu varsayılmaktadır. Fakat bazı durum değişkenleri direk olarak ölçülebilir değildir yada yüksek maliyet ve ölçümde oluşabilecek gürültüden dolayı sensör kullanımından kaçınılmaktadır [17]. Bozucu girişin uygulandığı, gözlemci tabanlı durum geri beslemeli kontrol sistemlerinde bozucu etki gözlemcinin durum değişkenlerini hatalı tahmin etmesine neden olmaktadır. Bu yüzden, bozucu kuvvetin gözlemci tarafından belirlenmesi kontrol sistemi için önem teşkil etmektedir. Gözlemlenen bozucu etkinin kontrol işaretine ileri besleme yoluyla ilave edilmesi sistemin gürbüzlüğünü artırmaktadır. Sistemin bozucu girişi ve diğer durum değişkenleri tasarlanan bozucu giriş gözlemcisi ile kestirilebilir. Bozucu gözlemci tasarımında sistem modeli genişletilerek, bozucu kuvvet durum değişkeni olarak eklenir. Manyetik yastıklama sistemlerinde bozucu etki genellikle basamak giriş olarak karşımıza çıkmaktadır. Sabit bozucu girişin türevi sıfır olduğu için durum vektörüne sıfır satırı eklenerek sistem genişletilmiştir. Genişletilmiş durum denklemi gözlenebilirlik özelliğini sağladığı için gözlemci tasarımı yapılabilir. Genişletilmiş durum denklemi aşağıda verilmiştir (Eş. 18).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta z(t) \\ \Delta z(t) \\ \Delta i_z(t) \\ \dot{F}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ K_A & 0 & K_B & -1 \\ m & 0 & m & m \\ 0 & -K_A & -R_z & 0 \\ 0 & 0 & L_z & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta z(t) \\ \Delta z(t) \\ \Delta i_z(t) \\ \dot{F}_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ L_z \end{bmatrix} \Delta e_z(t)$$

Ayırma prensibi gereği gözlemci ve denetleyici birbirinden bağımsız olarak tasarlanabilir [17]. Bozucu giriş gözlemcisi tasarımında denetleyici tasarımına benzer olarak genişletilmiş sistemi kararlı hale getirecek kutuplar istenilen bir dinamikte atanarak gözlemci tasarımı yapılır. Gözlemci kutuplarının atanmasında denetleyici tasarımında olduğu gibi Kessler kanonik formu kullanılmıştır. Fakat gözlemci zaman sabiti denetleyici zaman sabitinden 3-8 kat daha hızlı bir dinamiğe sahip olacak biçimde seçilmelidir [17]. Bu çalışmada bozucu giriş gözlemcisine ilişkin dinamik 7 kat hızlı olacak şekilde seçilmiştir.

### 3.4. Bozucu Kompanzasyon Katsayısının Belirlenmesi (Determination of the Disturbance Compensation Coefficient)

Bozucu giriş gözlemci ile hesaplanan bozucu kuvvet ( $F_d$ ) bozucu kompanzasyonu katsayısı ile çarpılarak kontrol girişine eklenir. Böylece durum değişkenlerinin kararlı hal hatası sıfırlanabilir. Bozucu kompanzasyon katsayılarını bulmak için sistemin kalıcı durumda dinamik etkinin ortadan kalktığı kabulüyle;

$$t = \infty \quad \Delta z(\infty) = 0 \quad \Delta \dot{z}(\infty) = 0 \quad (19)$$

sistemin durum denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir (Eş. 20).

$$0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{K_A}{m} & 0 & \frac{K_B}{m} \\ 0 & -\frac{K_A}{K_B} & -\frac{R_z}{L_z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta z(\infty) \\ \Delta \dot{z}(\infty) \\ \Delta i_z(\infty) \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ L_z \end{bmatrix} \Delta e_z(\infty) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} F_d$$

Durum denklemi (Eş. 20) düzenlenerek,

$$\frac{K_B}{m} \Delta i_z(\infty) - \frac{1}{m} F_d = 0 \quad (21)$$

$$-\frac{R_z}{L_z} \Delta i_z(\infty) + \frac{1}{L_z} \Delta e_z(\infty) = 0 \quad (22)$$

elde edilir. Bozucu kompanzasyon katsayısı Eş. 21 ve Eş. 22'nin düzenlenmesi ile;

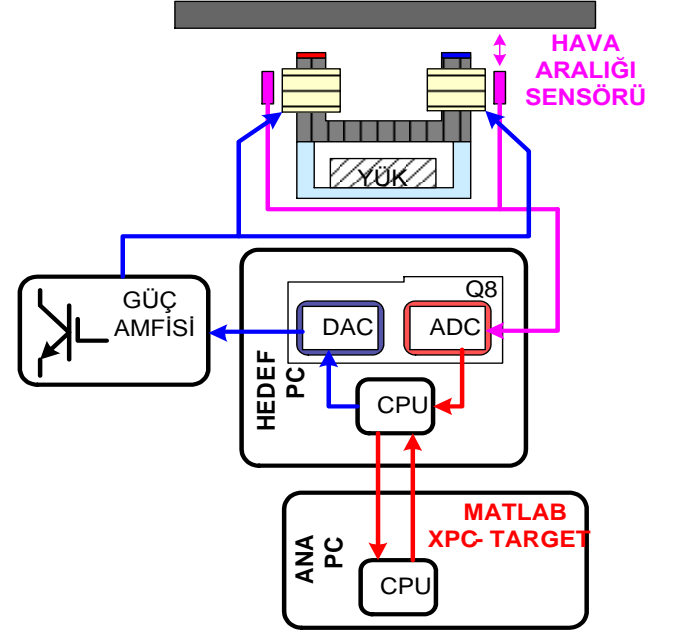
$$K_{fd} = \frac{\Delta e_z(\infty)}{F_d} = \frac{R_z}{K_B} \quad (23)$$

olarak bulunur. Bu katsayı yardımıyla N biriminde gözlemlenen bozucu etki gerilime çevrilerek kontrol girişimize direk olarak eklenir.



#### 4. SONUÇLAR VE TARTIŞMALAR (RESULTS AND DISCUSSIONS)

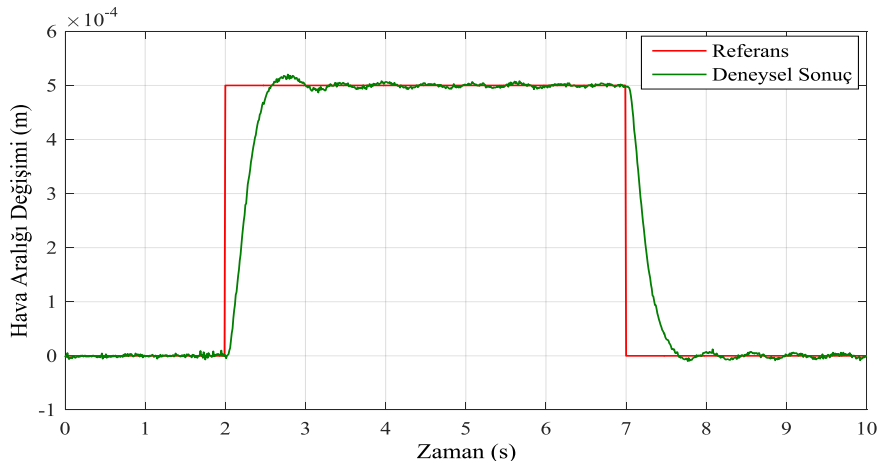
4-kutuplu karma elektromıknatısın havada yastıklama deneylerinin gerçekleştirildiği deney düzeneği şematik olarak Şekil 15'te gösterilmiştir. Sistemin kontrolü, analog çıkışlı hava aralığı sensör verilerinin Q8 veri işleme kartında Matlab/Simulink ortamında tasarlanan kontrol algoritmasına göre işlenmesiyle sağlanır. Q8 veri işleme kartının Matlab/Simulink Kütüphanesi sayesinde tasarlanan kontrol algoritmaları kolaylıkla sisteme uygulanmaktadır. XPC-TARGET konfigürasyonu hızlı prototipleme amaçlı olarak kullanılmıştır. Karma manyetik yastığa ilişkin parametreler Tablo 1'de ki gibi direkt ya da dolaylı deneysel metotlarla elde edilmiştir. Deneysel ortamda z-eksenine ilişkin basamak cevabı ve buna karşılık düşen akım değişimi Şekil 16, Şekil 17'de verilmiştir. Sisteme  $t=2$ . saniyede uygulanan basamak girişi hava aralığının 0,5 mm kapanmasına neden olmaktadır. Yastıklama durumunun bozulmaması için bobinlerden negatif yönde akım geçmektedir.  $\alpha$  ve  $\beta$  eksenlerinde sistemin basamak giriş cevapları sırasıyla Şekil 18 ve Şekil 19'da, eksen akım değişimleri ise Şekil 20'de verilmiştir.



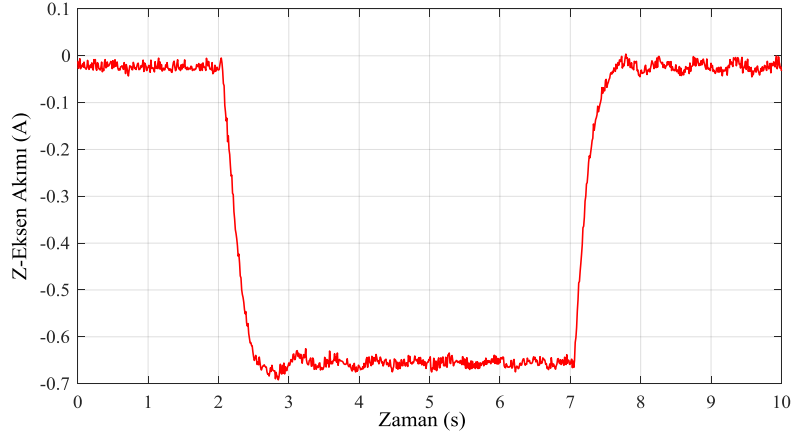
Şekil 15. Deney düzeneği fonksiyonel yapısı  
(Experimental setup functional structure)

Tablo 1. Sistem parametreleri (System Parameters)

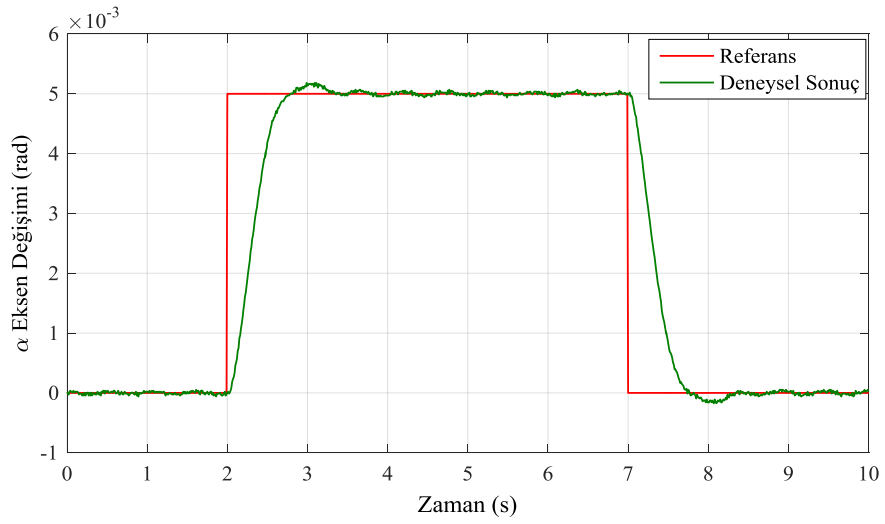
Sembol	Açıklama	Değeri
$k$	Kuvvet katsayısı	$6,84 \cdot 10^{-6}$ [Nm <sup>2</sup> /A <sup>2</sup> ]
$I_m$	Kalıcı mıknatısın akım eşdeğeri	13,44 [A]
$m$	Taşıyıcının toplam ağırlığı	10 [kg]
$J_{\alpha, \beta}$	Taşıyıcının $\alpha, \beta$ eksen ataletleri	0,3 [kg.m <sup>2</sup> ]
$z_0$	Nominal hava aralığı	4,3 [mm]
$i_{z0}$	Nominal çalışma noktasındaki z-eksen akımı (Kalıcı mıknatıs nedeniyle sıfır bias akımı)	0,0 [A]
$\alpha_0, \beta_0$	Nominal $\alpha, \beta$ eksen açıları	0,0 [rad]
$i_{\alpha 0}, i_{\beta 0}$	Nominal çalışma noktasındaki $\alpha, \beta$ eksen akımları	0,0 [A]
$R_{z, \alpha, \beta}$	Sargı rezistansları	1,50 [ $\Omega$ ]
$L_{z, \alpha, \beta}$	Sargı indüktansları	0,016 [H]
$E_{pm}$	Kalıcı mıknatıs manyetomotor kuvveti	2689 [AT]
$K_A$	Hava aralığı sertliği	20991 [N/m]
$K_B$	z-ekseni akım duyarlılığı	14,87 [N/A]
$K_C$	$\alpha, \beta$ eksen sertliği	106,43 [Nm/rad]
$K_D$	$\alpha, \beta$ eksen akım duyarlılığı	3,13 [Nm/A]



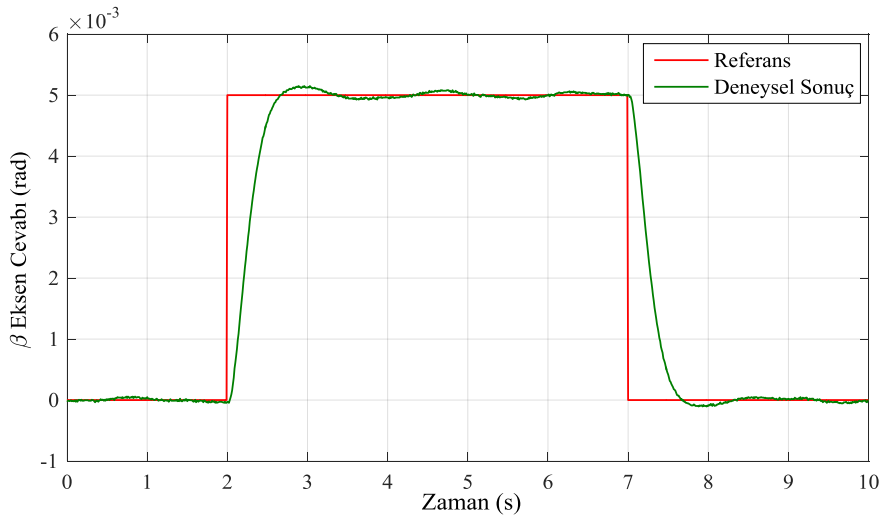
Şekil 16. Basamak referans girişi için z eksenı cevabı (z-axis response for the step reference input)



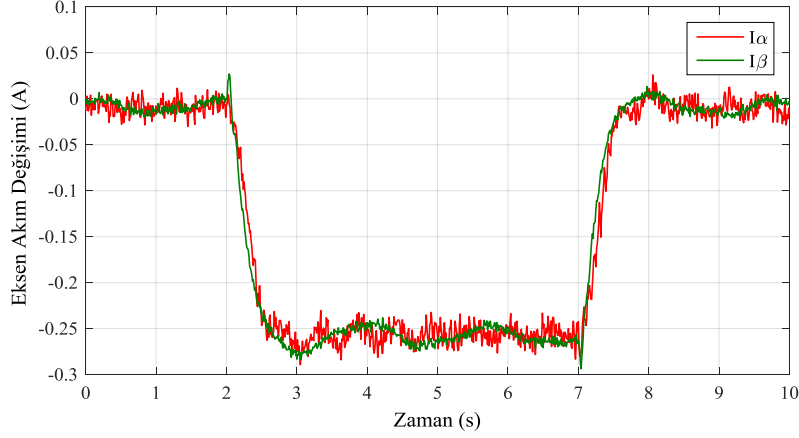
Şekil 17. Basamak referans girişi için z eksen akımı cevabı (z-axis current response for the step reference input)



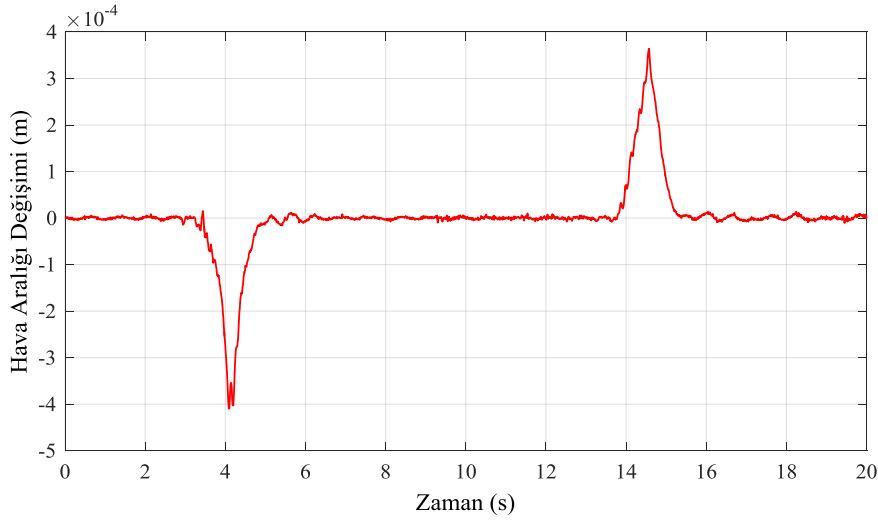
Şekil 18. Basamak referans girişi için  $\alpha$  eksen cevabı ( $\alpha$ -axis response for the step reference input)



Şekil 19. Basamak referans girişi için  $\beta$  eksen cevabı ( $\beta$ -axis response for the step reference input)

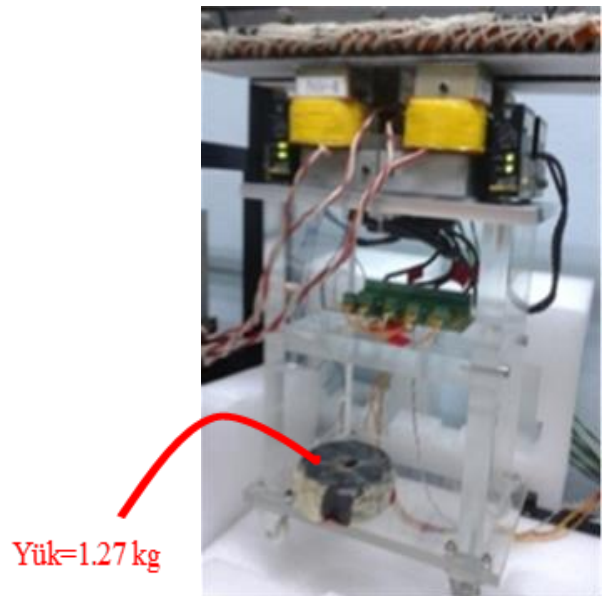


Şekil 20. Basamak referans girişi için  $\alpha$  ve  $\beta$  eksen akımı cevabı ( $\alpha$  and  $\beta$ -axis current response for the step reference input)

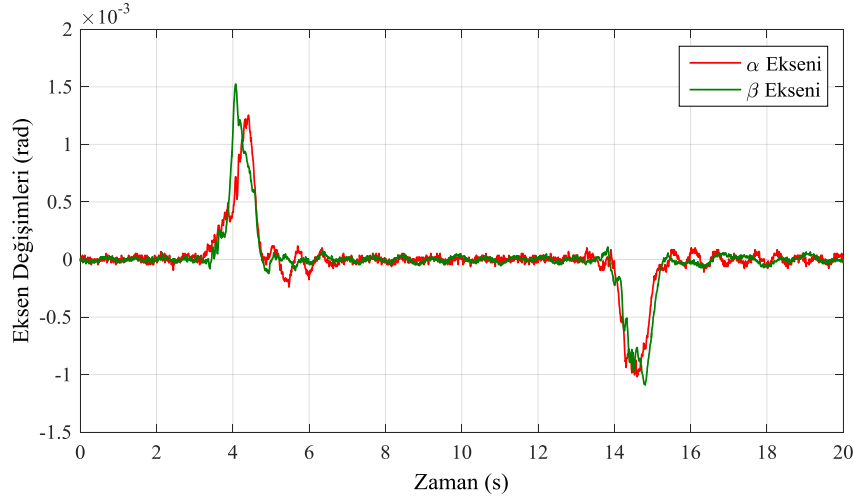


Şekil 22. Bozucu girişi için z eksen cevabı (z-axis response for the disturbance input)

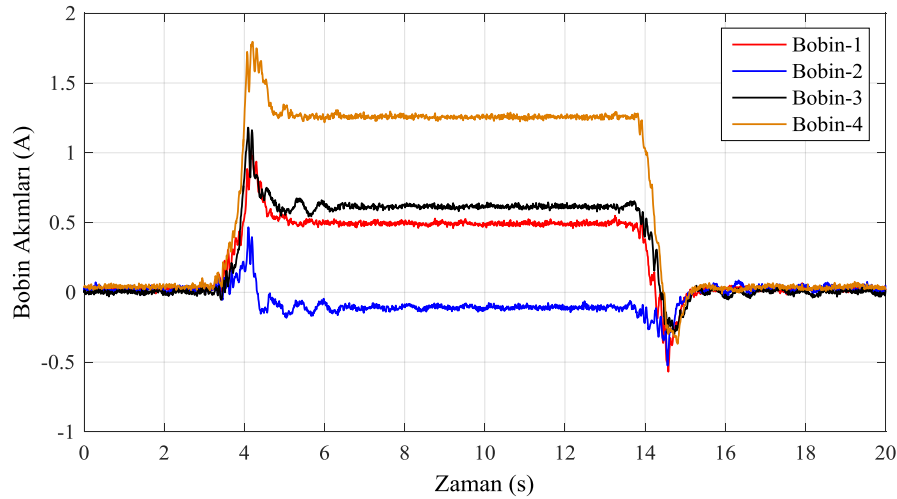
Sistemin bozucu giriş reaksiyonunu belirlemek için  $t=3,5$  saniye civarında  $1,27$  [kg]'lık bir kütle bozucu giriş olarak sisteme uygulanmış, daha sonra bozucu etki ortadan kaldırılmıştır (Şekil 21). Sadece z eksenini yöndeki durumu gözlemlemek yerine diğer eksenlere ilişkin denetleyici performansını da test etmek için bozucu giriş kütlesi dengesiz olarak sisteme uygulanmış ve bütün eksen takımlarında eş zamanlı olarak etki göstermesi istenmiştir. Bozucu etkinin dikey (z) ve açısal eksenlerde ( $\alpha$  ve  $\beta$ ) meydana getirdiği değişimler Şekil 22, Şekil 23'te verilmiştir. Sistemin dengesiz yüklenmesi bobin sargılarında da dengesiz akım dağılımına neden olmaktadır (Şekil 24). Görüleceği üzere denetleyici bozucu girişe rağmen yaklaşık 1 saniye içerisinde toparlanarak istenmeyen etkileri uzaklaştırmaktadır. Z ekseninde salınım olmazken  $\alpha$  ve  $\beta$  eksenlerinde çok küçük sönümlü salınımlarla bozucu etkisi bertaraf edilmektedir. Bozucu giriş kompanzasyonu ile sistem cevabı hızlandırılmakta ve aynı zamanda yüklenmeler esnasındaki ani pikler azaltılmaktadır. Öngörüldüğü üzere bozucu giriş kompanzasyonu ile sistemin kontrol performansı ve gürbzlük artırılmaktadır.



Şekil 21. Dengesiz Yükleme (Unbalanced loading)



Şekil 23. Bozucu girişi için  $\alpha$  ve  $\beta$  eksen cevabı ( $\alpha$  and  $\beta$  axis response for the disturbance input)



Şekil 24. Bozucu girişi için bobin akımları değişimi (Coil currents for the disturbance input)

## 5. SONUÇLAR (CONCLUSIONS)

Bu çalışmada, 4-kutuplu karma elektromıknatis ile manyetik yastıklamanın yapıldığı ve doğrusal motorlarla tahrik mekanizmasının oluşturulduğu bir esnek taşıma sistemi incelenmiştir. Karma manyetik yastığın kuvvet ve dönme momenti karakteristikleri 3 boyutlu sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak analiz edilmiştir. Sistem kararsız bir yapı gösterdiğinden dolayı kararlılığı sağlayan kontrol algoritmaları kanonik polinom teknikleri kullanılarak sentezlenmiştir. Doğrusallaştırılmış her bir eksen dinamiği için durum geri beslemeli integral denetleyicisinin tasarımı kutup atma tekniği ile yapılmıştır. Ölçülemeyen durumları kestirmek için bozucu giriş gözlemcisi kullanımı önerilmiş ve tasarım kriterleri özetlenmiştir. Kestirilen bozucu değerini ileri besleyerek sistemin hem dış bozucu hem de parametre belirsizlikleri neticesinde oluşan belirsizliklere karşı gürbüzlüğü sağlanmıştır. Tasarlanan denetleyici deneysel ortamda başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir.

## TEŞEKKÜR (ACKNOWLEDGEMENT)

Bu çalışma TÜBİTAK-1001 112M210 nolu proje kapsamında yapılmaktadır. Katkılarından dolayı TÜBİTAK'a teşekkür ederiz. Ayrıca, Tokyo Üniversitesi'nden Prof. Dr. Takafumi KOSEKİ'ye deney setinin geliştirilmesinde yapmış oldukları katkılardan dolayı şükranlarımızı sunarız.

## KAYNAKLAR (REFERENCES)

1. Sinha P. K., Electromagnetic Suspension: Dynamics and Control, Peter Peregrinus, Ltd., London, U. K., 1987.
2. Boldea I., Linear Electric Machines, Drives, and Maglevs Handbook, CRC Press, 2013.
3. Morishita M., Azukizawa T., Kanda, S., Tamura N., ve Yokoyama T., A new Maglev system for magnetically levitated carrier system, IEEE Trans. Veh. Technol., 38 (4), 230–236, 1989.

4. Yakushi Y., Koseki T. ve Sone S., 3 degree-of-freedom zero power magnetic levitation control by a 4-pole type electromagnet, International Power Electronics Conference, Tokyo-Japonya, 2136-2141, 3-7 Nisan, 2000.
5. Liu J., Koseki T., Robust Control of a 4-Pole Electromagnet in Semi-Zero-Power Levitation Scheme with a Disturbance Observer, The Transactions of I.E.E. Japan, 122 (1), 7-15, 2002.
6. Erkan K., Okur B., Koseki T., Yigit F., Experimental evaluation of zero-power levitation control by transfer function approach for a 4-pole hybrid electromagnet, 2011 IEEE International Conference on Mechatronics, İstanbul-Türkiye, 23-28, Nisan, 2011.
7. Liu J., Koseki T., Inui S., Ohira Y., The 2-Dimensional LSM Drive Experiments with 4-Pole 3 Degree-of-Freedom Maglev Control Electromagnet, IEEJ Technical Meeting on Linear Drives, Tokyo-Japonya, October 2002.
8. Makino Y., Kovudhikulrungsri L. ve Koseki T., 6 Degrees of Freedom Control through Three Electromagnets and Three Linear Induction Motors., Symp. on Power Electronics, Electrical Drives, Automation & Motion, Paper No.50, Capri-İtalya, Haziran 2004.
9. Makino Y., Erkan K., Koseki T., Six Degrees of Freedom Control through Three Hybrid Electromagnets and Three Linear Motors for Two Dimensional Conveyance System, The 16th Symposium on Electromagnetics and Dynamics, Japonya, Haziran, 2004.
10. Ertuğrul H.F., Okur B., Erkan K., Üvet H., An Evaluation of Zero Power Controlled Maglev Systems for Flexible Conveyance, International Advanced Technologies Symposium, İstanbul-Türkiye, 30 Ekim-01 Kasım, 2013.
11. Kim C. H., Kim K. J., Yu J. S. ve Cho H. W., Dynamic performance evaluation of 5-DOF magnetic levitation and guidance device by using equivalent magnetic circuit model, IEEE Trans. on Mag., 49 (7), 4156-4159, 2013.
12. Oner Y, Öztürk M., The Magnetic Analysis and Design of New Type Axial Flux Switched Reluctance Motor, Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University, 30 (3), 461-474, 2015.
13. Ertuğrul H. F., Okur B., Erkan K., Üvet H., 3D Electromagnetic Simulation Of A 4-Pole Type Yoke Hybrid Electromagnet , International Symposium on Electromagnetic Field, in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering, Ohrid-Makedonya, 12-14 Eylül, 2013.
14. Cho H. W., Kim C. H., Kim J. M. ve Han H. S., Analysis on the Levitation Force Characteristics of Longitudinal Flux Type Levitation Magnet using Equivalent Magnetic Circuit Model, The Transactions of The Korean Institute of Electrical Engineers., 60 (12), 2236- 2245, 2011.
15. Barie W., Chiasson J., Linear and Nonlinear state-space controllers for magnetic levitation, Int. J. Syst. Sci., 27 (11), 1153-1163, 1996.
16. Manabe S.“Coefficient diagram method”, 14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, Seul, Kore, 199- 210, 24-28 Ağustos, 1998.
17. Ogata K., Modern Control Engineering, Prentice Hall, 2009.

