

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**MANYETİK YASTIKLAMA TEMELLİ MEKANİK TEMASSIZ ÇELİK SAC TAŞIMA
SİSTEMİ TASARIMI VE AKTİF KONTROLÜ**

ÖMER FARUK GÜNEY

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ PROGRAMI**

**DANIŞMAN
YARD. DOÇ. DR. KADİR ERKAN**

İSTANBUL, 2016

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**MANYETİK YASTIKLAMA TEMELLİ MEKANİK TEMASSIZ ÇELİK SAC TAŞIMA
SİSTEMİ TASARIMI VE AKTİF KONTROLÜ**

Ömer Faruk GÜNEY tarafından hazırlanan tez çalışması 20.04.2016 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Yard. Doç. Dr. Kadir ERKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Yard. Doç. Dr. Kadir ERKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi



Yard. Doç. Dr. Mehmet Selçuk ARSLAN
Yıldız Teknik Üniversitesi



Prof. Dr. Ekrem YANMAZ
İstanbul Gelişim Üniversitesi





Bu çalışma, Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğü'nün 2012-06-04-KAP01 numaralı projesi ve kısmi olarak da TÜBİTAK'ın MAG-112M210 no'lu projesi ile desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Bu çalışma süresince tüm bilgilerini benimle paylaşarak oldukça verimli bir yüksek lisans dönemi geçirmemi sağlayan, her türlü konuda desteğini benden esirgemeyen ve tezimde büyük emeği olan Yıldız Teknik Üniversitesi Mekatronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyesi çok sevgili danışman hocam, Sayın Yard. Doç. Dr. Kadir Erkan'a teşekkürlerimi sunarım.

Bu çalışmaya maddi desteklerini sağlayan TÜBİTAK'a (MAG-112M210 no'lu proje) ve Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırmalar Koordinatörlüğü'ne (KAP-2012-06-04 no'lu proje) teşekkürlerimi sunarım. Çalışmalarım süresince beni hep destekleyen ve güvenen çok sevdiğim canım annem ve babama sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Nisan, 2016

Ömer Faruk GÜNEY

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	vii
KISALTMA LİSTESİ.....	viii
ŞEKİL LİSTESİ.....	ix
ÇİZELGE LİSTESİ	xi
ÖZET	xii
ABSTRACT.....	xiii
BÖLÜM 1	
GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	7
1.3 Hipotez	8
BÖLÜM 2	
SİSTEMİN MODELLENMESİ	9
2.1 U-Tipi Elektromıknatısın Modellenmesi	10
2.2 Çelik Plakanın Modellenmesi	12
2.3 Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Sistemin Analizi.....	15
BÖLÜM 3	
KONTROLCÜ TASARIMI	18
3.1 Ayrıştırılmış (Decentralized) ve Merkezleştirilmiş (Centralized) Kontrol. 21	
3.1.1 Integral-Proportional Derivative (I-PD) Kontrolcü Tasarımı	23
3.1.2 Durum Geri Beslemeli Integral Kontrolcü Tasarımı.....	30
3.1.3 Bozucu Giriş Gözlemcisi (Disturbance Observer)	36
3.2 Sıfır Güç Kontrolü	40

BÖLÜM 4	
YATAY EKSEN HAREKETİNİN MODELLENMESİ	44
4.1 Alan Yönlendirmeli Kontrol.....	45
4.2 Doğrusal Motorun Sonlu Elemanlar Metodu ile Analizi	48
BÖLÜM 5	
SONUÇ VE ÖNERİLER	51
KAYNAKLAR.....	53
EK-A	
SENSÖR OKUMA DEVRE KARTLARI TASARIMLARI	57
EK-B	
ÜÇ FAZ AKIMIN D-Q EKSEN TAKIMINA DÖNÜŞÜMÜ.....	58
EK-C	
DOĞRUSAL İNDÜKSİYON MOTOR SÜRÜCÜ DEVRESİ TASARIMI.....	59
C-1 Mikroişlemcili PWM Kontrol Kartı Tasarımı	59
C-2 H-Bridge Motor Sürücü Güç Kartı Tasarımı	60
ÖZGEÇMİŞ	61

SİMGE LİSTESİ

α	x - eksenini etrafındaki açısal yer değiştirme
β	y - eksenini etrafındaki açısal yer değiştirme
τ	Eşdeğer zaman sabiti
γ	Kararlılık indeksi
λ	Akı bağı
ϕ	Akı yoğunluğu
R	Bobin rezistans değeri
L	Bobin indüktans değeri
N	Bobin sarım sayısı
S	Elektromıknatıs kesit alanı
μ_0	Havanın manyetik geęirgenlięi
m	Çelik plaka kütlesi
g	Yerçekimi ivmesi
J_α	α – eksenini atalet momentini
J_β	β – eksenini atalet momentini
f_d	Bozucu kuvvet girişi
f_{dz}	z – eksenini bozucu kuvvet
$T_{d\alpha}$	α – eksenini bozucu girişi
$T_{d\beta}$	β – eksenini bozucu girişi
a	α – eksenini için mıknatıslar arası mesafe
b	β – eksenini için mıknatıslar arası mesafe

KISALTMA LİSTESİ

DOBS	Disturbance Observer (Bozucu Giriş Gözlemcisi)
I-PD	Integral – Proportional Derivative Controller
LIM	Lineer(Doğrusal) İndüksiyon Motoru
PID	Proportional Integral Derivative Controller
SSI	State-Space Feedback Integral Controller
PWM	Pulse Width Modulation
ZPC	Zero-Power Controller (Sıfır-Güç Denetleyici)

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1	LCD taşıyıcı sistemin enine kesitinin görünüşü 3
Şekil 1.2	Düzlenssel mekanik temassız çelik plaka taşıma sistemi 4
Şekil 1.3	Hibrit elektromıknatıslar ve doğrusal motorların yerleşimi 4
Şekil 1.4	Taşıyıcı sistemin yapısı ve hareket ağı 5
Şekil 1.5	4 kutuplu manyetik yastık ve lineer senkron motor 5
Şekil 1.6	Taşıyıcı sistem 3D çizimi 6
Şekil 1.7	Manyetik yastıklama sistemi 7
Şekil 2.1	Sistemin geometrik detayları 9
Şekil 2.2	U-tipi elektromıknatısın detaylı çizimi 11
Şekil 2.3	Çekme kuvvetlerinin eksenlerdeki harekete dönüşümü 13
Şekil 2.4	Doğrusallaştırılmış z eksen dinamiği blok diyagramı 14
Şekil 2.5	U-tipi elektromıknatısın sonlu elemanlar analizi 15
Şekil 2.6	Manyetik yastıklama sisteminin Maxwell analiz modeli 15
Şekil 2.7	Manyetik yastık üzerinde manyetik akı yoğunluk vektörü değişimi 16
Şekil 2.8	Hava aralığına bağlı çekme kuvveti – akım grafiği (denklem) 16
Şekil 2.9	Hava aralığına bağlı çekme kuvveti – akım grafiği (analiz) 17
Şekil 3.1	Sistemin kontrol yapısını gösteren akış diyagramı 19
Şekil 3.2	Deney düzeneği 20
Şekil 3.3	Güç yükseltici devresi 20
Şekil 3.4	Akım sensörleri ölçüm devresi 21
Şekil 3.5	Hava aralığı sensörleri ölçüm devresi 21
Şekil 3.6	Doğrusallaştırılmış model 22
Şekil 3.7	Sistemin kök-yer eğrisi 22
Şekil 3.7	Sistemin PID ve I-PD kontrolcüler için kutup yerleşimi 23
Şekil 3.9	Sistemin I-PD kontrolcü ve alçak-geçiren filtre şeması 24
Şekil 3.10	Ayrıklaştırılmış I-PD kontrol blok şeması 26
Şekil 3.11	Merkezleştirilmiş I-PD kontrol blok şeması 26
Şekil 3.12	Ayrıklaştırılmış I-PD kontrol referans pozisyon takibi 27
Şekil 3.13	Ayrıklaştırılmış I-PD kontrol pozisyon takibi hatası 27
Şekil 3.14	Ayrıklaştırılmış I-PD kontrol bozucu etki cevabı 28
Şekil 3.15	Ayrıklaştırılmış I-PD kontrol bozucu etki akım değişimi 28
Şekil 3.16	Merkezleştirilmiş I-PD kontrol referans pozisyon takibi 29
Şekil 3.17	Pozisyon takibi için her mıknatısın hava aralığı değişimi 29
Şekil 3.18	Pozisyon takibi için mıknatıslar ve eksenlerdeki akım grafiği 30

Şekil 3.19	Sistemin açık-çevrim cevabı.....	31
Şekil 3.20	Durum geribeslemeli integral kontrolcü blok diyagramı.....	32
Şekil 3.21	SSI kontrolcü Simulink uygulama arayüzü.....	34
Şekil 3.22	SSI kontrol referans pozisyon takibi ve akım grafiği.....	35
Şekil 3.23	SSI açılı referans pozisyon takibi ve akım grafiği	35
Şekil 3.24	SSI bozucu etki için pozisyon takibi ve akım grafiği.....	36
Şekil 3.25	Bozucu giriş gözlemcili integral kontrolcü blok diyagramı	37
Şekil 3.26	Bozucu giriş gözlemcili integral kontrolcü Simulink uygulama arayüzü.....	39
Şekil 3.27	Bozucu giriş gözlemcili altsistemi modeli	39
Şekil 3.28	Kompanzasyon olduğunda yükleme ve akım grafiği karşılaştırması	40
Şekil 3.29	Sıfır güç denetleyici blok şeması.....	41
Şekil 3.30	Sıfır güç denetleyici Simulink uygulama arayüzü.....	42
Şekil 3.31	Sıfır güç denetleyici referans pozisyon takibi ve akım grafiği.....	42
Şekil 3.32	Sıfır güç denetleyici açılı referans takibi	43
Şekil 3.33	Sıfır güç denetleyici bozucu giriş davranışı	43
Şekil 4.1	Taşımacılıkta kullanılan doğrusal motor tipleri.....	45
Şekil 4.2	Sistemde kullanılan doğrusal indüksiyon motoru.....	46
Şekil 4.3	Çelik plaka yatay eksen tahrik mekanizması.....	47
Şekil 4.4	Montajı tamamlanmış H-Bridge motor sürücü devresi	48
Şekil 4.5	Doğrusal indüksiyon motorunun Maxwell analizi	49
Şekil 4.6	Yatay eksen hareketi simülasyon sonuçları	50

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 2.1 Manyetik yastıklama sistemi parametreleri.....	10
Çizelge 4.1 Hava aralığı ve akıma bağlı kuvvet değerleri.....	49



MANYETİK YASTIKLAMA TEMELLİ MEKANİK TEMASSIZ ÇELİK SAC TAŞIMA SİSTEMİ TASARIMI VE AKTİF KONTROLÜ

Ömer Faruk GÜNEY

Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Yard. Doç. Dr. Kadir ERKAN

Çelik sac plakalar, gerek imal ve gerekse kullanım amaçlı olarak, dönen miller üzerinden bir noktadan diğer bir noktaya nakledilirler. Nakil esnasında çelik sac plakalar mil üzerinde mekanik temasa maruz kaldıklarından dolayı yüzeylerinde pürüzler ve deformasyonlar meydana gelmektedir. Bu olumsuzluklar çelik saclardan üretilen ürünlerin kalitesini bozmakta ve ürün performansını olumsuz yönde etkilemektedir. Manyetik yastıklama teknolojileri mekanik temassız hareket sağlama özelliklerinden dolayı özel gereksinimleri olan taşıma uygulamaları için en önemli alternatiflerden birisi olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu tez çalışmasında, çelik sac plakaların manyetik yastıklama teknolojisi kullanılarak bir noktadan başka bir noktaya naklini sağlayan bir sistemin tasarımı ve kontrolü yapılmıştır. Düzlemde farklı noktalara yerleştirilmiş manyetik yastıklarla mekanik temassız havada tutma ve yerçekimini yenme işlemi gerçekleştirilmiştir. Doğrusal motor vasıtasıyla da taşıma işlemi gerçekleştirilmiştir. Böylece kullanıma özel, yüksek teknoloji ve katma değere sahip bir sistem teorik ve deneysel olarak incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Manyetik yastıklama, I-PD Kontrol, Durum geri beslemeli kontrol, Bozucu giriş gözlemcisi, Sıfır-Güç Kontrolü, Lineer indüksiyon motorları

**MAGNETIC LEVITATION BASED NON-CONTACT STEEL PLATE
CONVEYANCE SYSTEM DESIGN AND ACTIVE CONTROL**

Ömer Faruk GÜNEY

Department of Mechatronics Engineering

Master of Science Thesis

Adviser: Assist. Prof. Dr. Kadir ERKAN

Steel plates, for use and as well production purposes, are conveyed from one point to another on rotating shafts (rollers). During the conveyance, roughness and deformations are induced on the surface of steel plates due to mechanical contact by roller. These disadvantages compromises the quality of products to be produced from the steel sheet and adversely affect product performance. Magnetic levitation technology as one of the most important transportation alternative for applications with special requirements due to its ability to provide mechanical contactless movement emerges. In this project, design of a conveyance system based on magnetic levitation technologies are aimed at to convey a steel plate one place to another. Trust for steel plate motion is to be supplied from a linear induction motor and levitation is provided by multiple arrangements of electromagnets. Hence, contact free one direction planar movement of steel plate is accomplished. High-tech and value-added system configuration is developed and investigated theoretically and analytically.

Keywords: Magnetic levitation, I-PD control, State-Space feedback control, Disturbance observer, Zero-Power control, Linear Induction Machines (LIMs)

1.1 Literatür Özeti

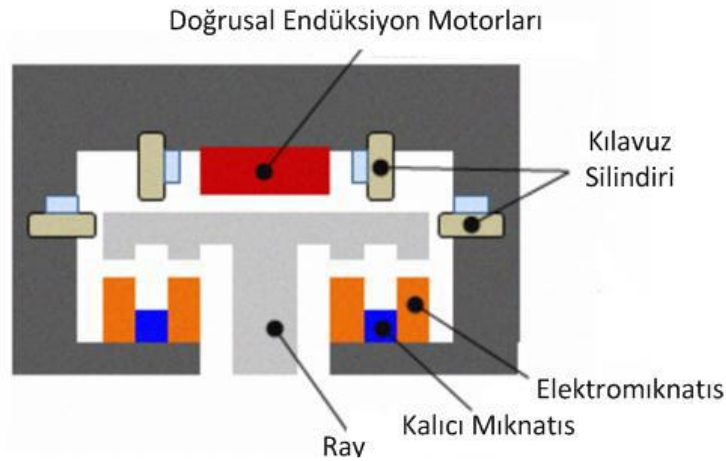
Endüstride yaygın olarak kullanılan çelik sac plakaların, üretimi veya işlenmesi amacıyla dönen miller üzerinden bir noktadan diğer bir noktaya taşınması sırasında, yüzeylerinde mekanik temasa dayalı deformasyon oluşmaktadır. Bu durum çelik saclardan üretilecek ürünlerin kalitesini bozmakta ve ürün performansını olumsuz yönde etkilemektedir. Özellikle otomotiv sektöründe olmak üzere endüstrinin birçok alanında çelik plakaların taşınarak işlem görmesi söz konusudur. Ayrıca, son zamanlarda birçok ileri teknoloji ürünün (bütünleşmiş devreler, LED ekranlar, hücre kopyalama cihazları vb.) geliştirilmesi ve üretimi için özel ortamlar (temiz odalar) gerekmektedir. Bu ortamlarda kullanılan nesnelere taşıma sistemlerinin titreşimsiz, gürültüsüz, hassas ve temiz çalışma koşullarını sağlaması beklenmektedir. Manyetik yastıklama sistemleri tüm bu gereksinimleri karşılaması bakımından yakın gelecekte mekanik temassız taşıma uygulamaları daha yaygın olarak kullanılmaya başlanacaktır. Sadece elektriksel tahrik sistemlerinin kullanılması, enerji dönüşümünü ortadan kaldırır, titreşimi önler, hareket kabiliyetini artırır ve bulunduğu ortamda toz ve parçacık üretmediğinden dolayı temiz çalışma koşullarını sağlar. Ayrıca manyetik yastıklama temelli taşıma sistemlerinde aşınma olmaması ortaya çıkacak bakım maliyetlerinin önüne geçmektedir. Özel ortamlarda birbiriyle taşıma ağı ile bağlı iş istasyonları arasında güvenli taşıma sistemlerinin oluşturulması önemlidir. Yüksek hassasiyette pozisyon ve hız kontrol gerektiren bu ortamlar için ekonomik katma değeri yüksek bir ileri teknolojik çözümler gerekmektedir. Dahası, son yıllarda daha fazla önem kazanan çevreyi koruma ve enerji verimliliği konuları düşünüldüğünde

özellikle de motor verimliliği hususu ele alınması gereken en önemli faktörlerden biridir. Manyetik yastıklama temelli taşıma sistemlerinde kullanılan doğrusal indüksiyon motorları, dönel tip motorlarla karşılaştırıldığında, elektromekanik enerji dönüşümüne ihtiyaç duymadan gerekli hareketi sağlayabilirler. Bunun yanı sıra hareket iletimi ve dişli sistemlerinin olmayışı sayesinde de güvenilir ve yüksek dinamik performansa sahiptirler [1-14].

Manyetik yastıklama sistemleri mekanik teması ortadan kaldırması sayesinde, titreşim izolasyonu, yüksek hızlı trenler, sürtünmesiz yataklar(bearings), çelik plaka taşınması gibi birçok mühendislik alanında yaygın olarak kullanılmaktadır. Elektromıknatısın açık-çevrim kararsızlığı ve doğrusal olmayan elektromekanik dinamikleri sebebiyle çelik plakaların güvenle taşınabilmesi için aktif bir kontrol sistemi tasarımı büyük önem taşımaktadır. Literatürde manyetik yastıklama sistemleri için birçok kontrol yöntemi üzerinde çalışılmıştır. Araştırmacılar kayan kipli kontrol [15-18], adaptif kontrol [19, 20] ve ikisinin birleştirildiği kontrol teknikleri üzerinde çalışmıştır. Fakat kayma kipli kontrolün büyük kontrol sinyalleri ve gürültü (chattering) problemi, adaptif kontrolün ise çok fazla işlem yükü olması geçici durumda memnun edici olmayan sonuçlar ortaya çıkarmıştır. [21]'de manyetik yastıklama sistemi pozisyon takibi için integral değişken-yapılı gri kontrol metodu önerilmiştir. Gri tahmin dengeleyicisi (grey predictive compensator) chattering problemini ve kararlı-durum hatasını azaltmak için bozucu girişleri tahmin etmektedir. Buna rağmen dengeleyicideki işaret fonksiyonu ve devam etmeyen anahtarlama tipi yine chattering problemine yol açmaktadır. Bazı araştırmacılar pozisyon takibinde ileribesleme ve geribesleme doğrusallaştırma (feedforward and feedback linearization) tekniklerini kullanmışlardır [22-24]. Bu tekniklerde kesin bir modele ihtiyaç duyulduğundan dolayı bazı doğrusal olmayan dinamikler ihmal edilmiştir ki bu durum kontrol performansını düşürmektedir [25, 26]. Yine literatürde manyetik yastıklama sistemleri pozisyon takibi için bulanık mantık kontrol ve yapay zekâ uygulamaları yer almaktadır [27-31]. Bahsedilen kontrol tekniklerine alternatif olarak, modeldeki sapmaların ve bozucu girişlerin üstesinden gelebilmek için kontrolcülere bozucu giriş gözlemcisi(Disturbance observer) eklenerek sistemin daha gürbüz hale getirilmesi amaçlanmıştır [32, 33].

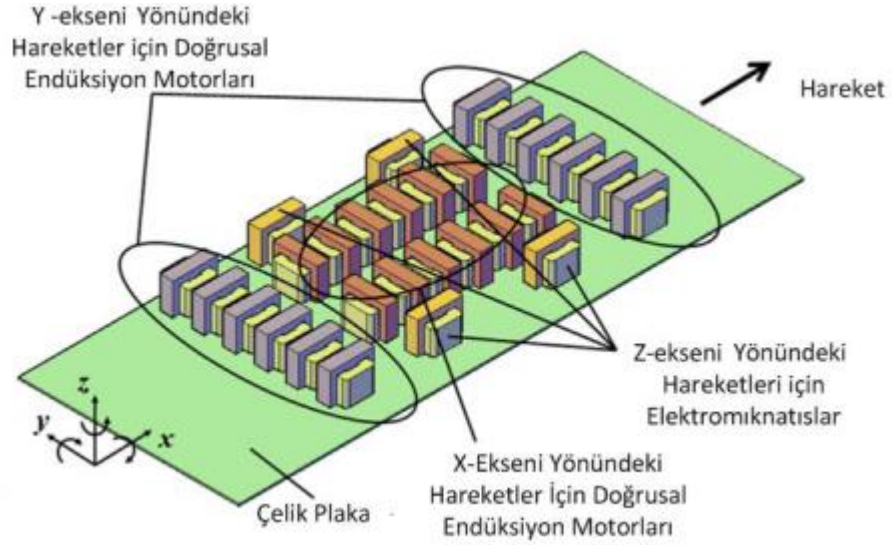
Elektromıknatısların kontrolü için yapılan çalışmalar nominal bir çalışma noktası için doğrusallaştırılmış model üzerinde yoğunlaşmıştır. Bu durumda nominal çalışma noktasından uzaklaştıkça kontrol performansı da oldukça düşer. Ayrıca uzun süreli çalışma koşullarında elektromıknatısların ısınması sonucu indüktans ve rezistans değerleri de değişeceğinden modelden sapmalar görülmesi de muhtemeldir. Bu nedenle uzun mesafeler için başarılı bir kontrol performansı isteniyorsa doğrusal modelden ziyade doğrusal olmayan bir model düşünülmelidir [34-37].

Özel ortamlardaki taşıma işlemlerinde, doğrusal indüksiyon motorlarıyla sürülen yastık mekanizmaları gereksinim duyulan şartları ilk elden sağlayan en önemli teknolojik yaklaşımların başında yer almaktadır. [8]'de doğrusal indüksiyon motoru kullanılarak manyetik olarak yastıklanan LCD cam konveyör sistemi geliştirilmiştir(Şekil 1.1).



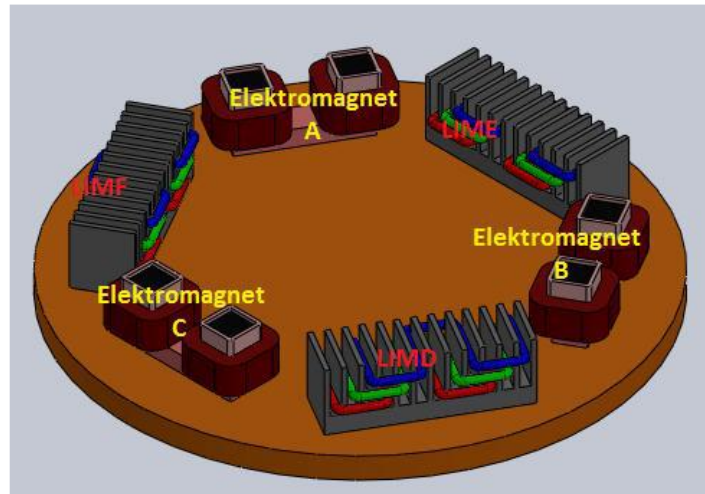
Şekil 1.1 LCD taşıyıcı sistemin enine kesitinin görünüşü

Tek doğrusal indüksiyon motoru ve U-tipi elektromıknatısların koordinasyonu ile tek eksen takımı boyunca nakil işlemleri gerçekleştirilebilmektedir. Fakat bir eksen takımından diğer eksen takımına manyetik yastığın yönlendirilmesi ve sürülmesi için ekstra doğrultu değiştirme düzeneklerine (pnömatik ve/veya elektrik tahrikli gibi) ihtiyaç duymaktadırlar. [2]'de mekanik temasız çelik plaka taşıma sistemi için yeni bir itme-çekme kuvveti üreten sistem önerilmiştir (Şekil 1.2). Bu sistemde 4 elektromıknatıs çekme kuvveti üreterek z-ekseninde harekete imkân sağlamakta, x ve y eksenini boyunca yerleştirilen doğrusal indüksiyon motorları itme kuvveti üreterek plakayı yatay ekseninde hareket ettirmektedir. Sonlu elemanlar analizi ve deneysel çalışmalarla sistem incelenmiştir.

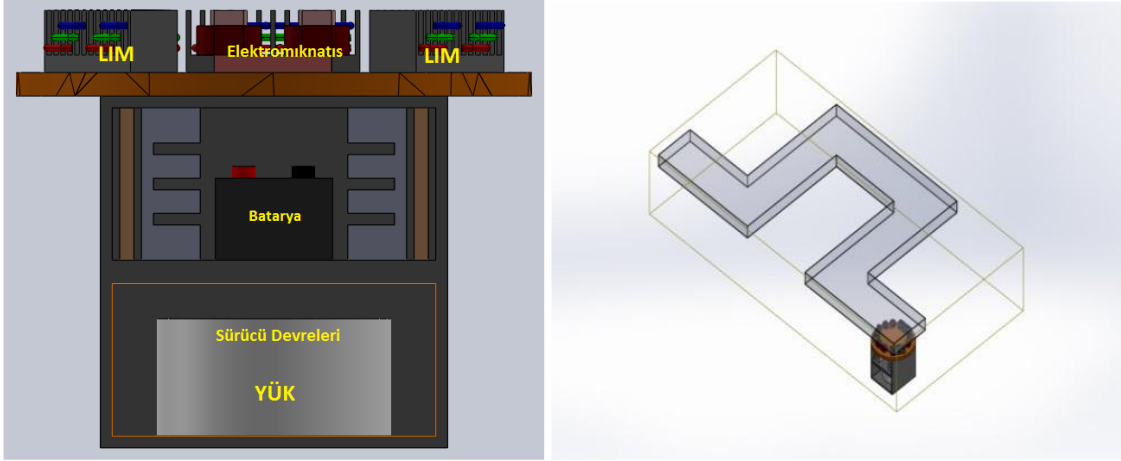


Şekil 1.2 Düzlemsel mekanik temassız çelik plaka taşıma sistemi

Doğrusal indüksiyon motorları, yüksek itme kuvveti ve basit yapısı nedeniyle uzun mesafe taşıma sistemlerinde sıklıkla kullanılmaktadır. Ancak yatay taşımanın yanında, dikey ve eğimli taşıma sistemlerinin kullanımı son yıllarda artış göstermektedir. Taşıyıcının 6 serbestlik derecesinde kontrolüne imkân sağlayan esnek taşıma sistemleri [38-40]'da önerilmiştir. Şekil 1.3'de görüldüğü gibi 3 tane doğrusal indüksiyon motoru aralarında 120 derecelik açılar ile dairesel düzleme yerleştirilmiştir. Taşıyıcının manyetik yastıklaması için hibrit elektromıknatıslar kullanılmıştır. Elektromıknatıslara kalıcı mıknatısların eklenmesi ile hibrit elektromıknatıslar elde edilmiştir. Sistemin yastıklama kontrolünde ayrıklaştırılmış (decentralized) ve merkezileştirilmiş (centralized) kontrol yöntemleri kullanılmaktadır.



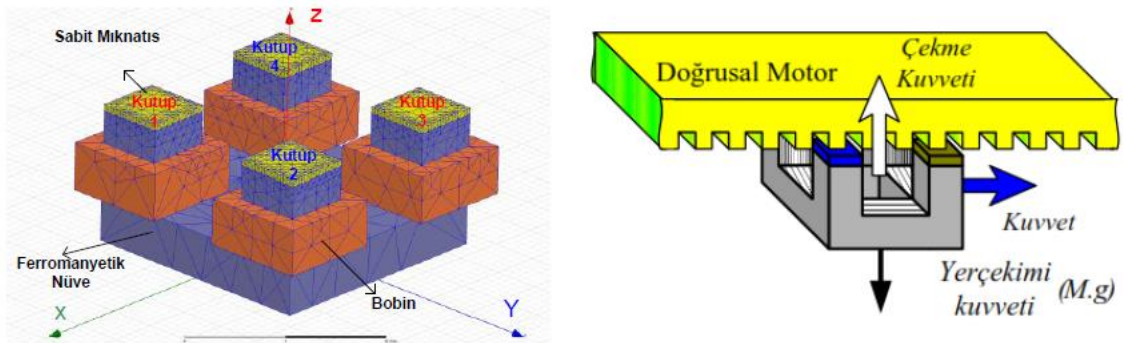
Şekil 1.3 Hibrit elektromıknatıslar ve doğrusal motorların yerleşimi



Şekil 1.4 Taşıyıcı sistemin yapısı ve hareket ağı

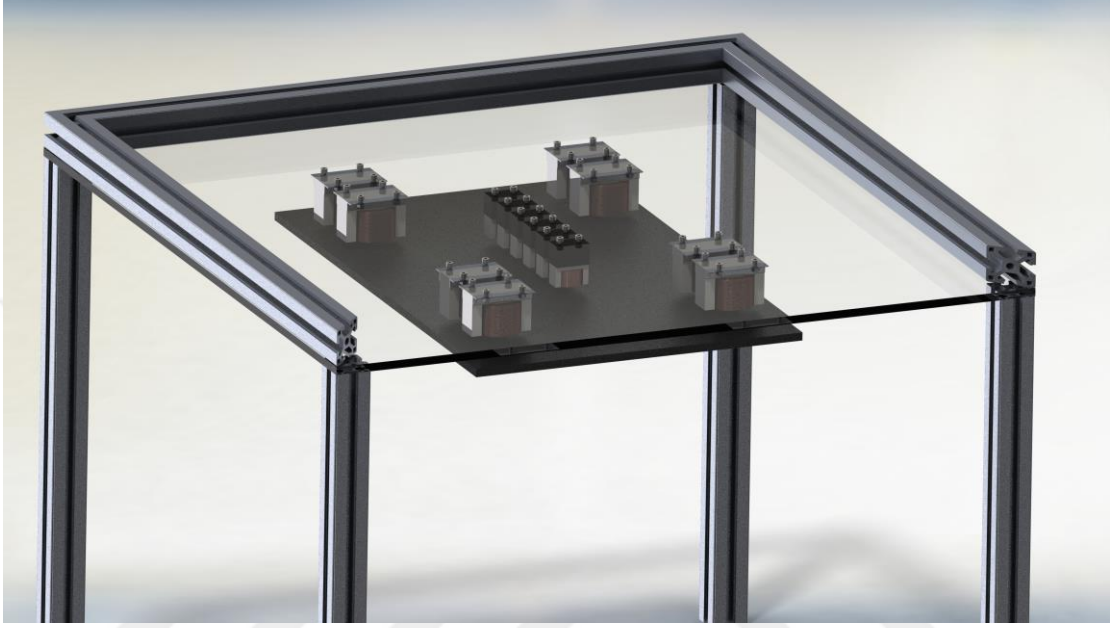
Taşıyıcı sistem; batarya, sürücü devresi, doğrusal indüksiyon motorları, elektromıknatıslar ve yükten oluşmaktadır (Şekil 1.4). Hibrit elektromıknatıslar kararlı durumda sistemin havada askılanması için gerekli güç tüketimini sıfıra yakınsar. Böylece hava askılanmak için gerekli enerji taşıyıcı üstüne yerleştirilen bataryadan karşılanır. Şekil 1.4.'de görüleceği üzere esnek taşıma sistemi ağ şeklinde kurulabilecek olup, taşıyıcının köşe noktalarında herhangi bir doğrultu değiştirme düzeneğine ihtiyaç duymaksızın taşıma işlemi gerçekleştirileceği öngörülmüştür.

[1]'de 4 kutuplu hibrit mıknatısların kullanıldığı 3 serbestlik derecesine sahip taşıyıcı bir sistem tasarlanmıştır. Bu çalışmada hareket eden taşıyıcı düzenek olduğundan sensörler ve batarya da bu taşıyıcının üzerindedir. Sistemde yastıklama kontrolü için bizim çalışmamıza benzer kontrol teknikleri kullanılmıştır. Başarılı bir yastıklama sonrası kalıcı mıknatıslı doğrusal senkron motor kullanılarak yatay ekseninde hareket gerçekleştirilmiştir (Şekil 1.5).



Şekil 1.5 4 kutuplu manyetik yastık ve lineer senkron motor

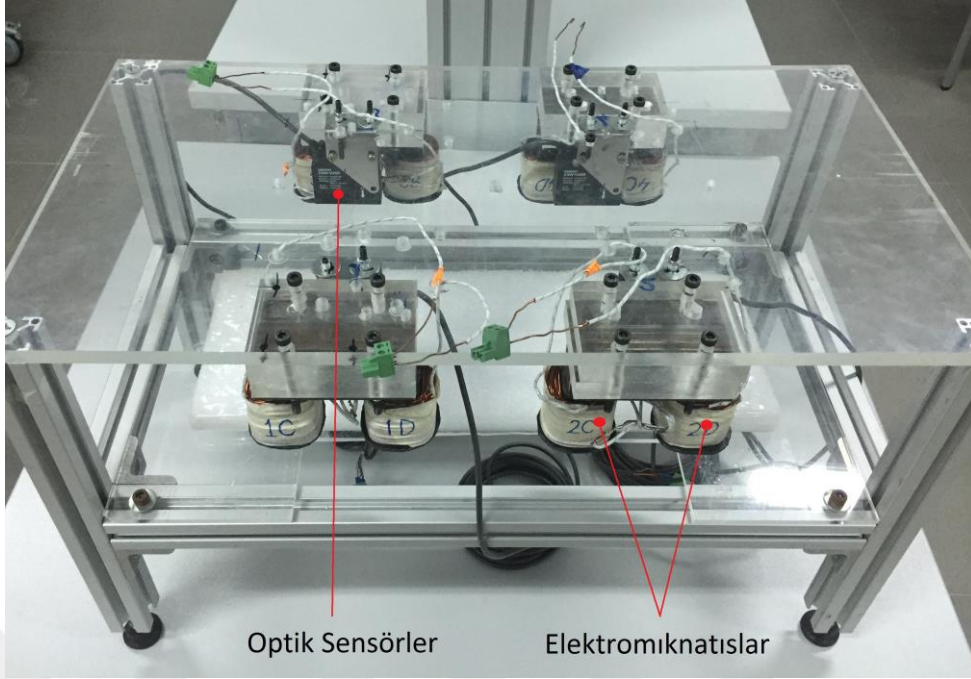
Çoklu serbestlik dereceli yastıklama yapılabilmesi için birçok mıknatıs aynı düzleme yerleştirilmeli ve eş zamanlı olarak kontrol edilmelidir. Sistemde 8 adet elektromıknatıs dörtlü konfigürasyon oluşturacak şekilde simetrik olarak yerleştirilmiştir. Taşıyıcı sistem; güç yükselteci devresi, akım ve hava aralığı ölçüm devreleri, doğrusal indüksiyon motoru, elektromıknatıslar ve çelik plakadan oluşmaktadır (Şekil 1.6).



Şekil 1.6 Taşıyıcı sistem 3D çizimi

Elektromıknatısların sarımlarına güç yükselteci(power amplifier) vasıtasıyla gerilim uygulanarak çelik plakayı havada tutacak kuvveti üretmesi sağlanmıştır. Hava aralığı 4 farklı noktadan yüksek çözünürlüklü 4 optik sensör vasıtasıyla ölçülerek sisteme geri beslenmiştir. Hava aralığı (gap) I-PD ve SSI + DOBS kontrol metotlarıyla başarılı bir şekilde kontrol edilmiştir.

Manyetik yastıklama sisteminin taşıyıcı olarak çalışabilmesi için başarılı bir yastıklama sonrası diğer eksenlerde doğrusal hareketin gerçekleşmesi gerekmektedir. Yataydaki bu hareketleri sağlamak üzere sistemde doğrusal motor kullanılmıştır. Doğrusal motorlar genel olarak dönel tip klasik motorların merkezinden ikiye ayrılıp açılmış hali olarak düşünülebilir. Plakayı havada tutma işlemi başarıyla tamamlandıktan sonra yatay hareketleri sağlamak amacıyla doğrusal indüksiyon motorunun vektör kontrolü yapılmıştır. Manyetik yastıklama sistemi ile doğrusal motorun temel yapısı Şekil 1.7' de verilmiştir.



Şekil 1.7 Manyetik yastıklama sistemi

1.2 Tezin Amacı

Mekanik teması ortadan kaldırması sayesinde manyetik levitasyon sistemleri birçok mühendislik alanında uygulama şansı bulmuştur. Tezin amacı, endüstride taşıyıcı bantlar ve merdaneler üzerinde taşınan çelik plakaların üzerinde oluşması muhtemel deformasyonu ortadan kaldıracak manyetik levitasyon temelli bir sistem oluşturmaktır.

Bu tez, TÜBİTAK-1001 (MAG-112M210) ve Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğü (04-06-2012 KAP01) projeleri kapsamında yapılan araştırma çalışmalarına dayanmaktadır. Tezin amacına uygun olarak, çıktılar aşağıdaki gibi sıralanabilir;

- Manyetik yastıklamayla; toz ve kimyasal atık üretmeyen, mekanik temassız, aşınmasız, bakım gideri düşük, titreşim ve gürültü üretmeyen, zorlu çalışma koşullarında bile hassas, doğru, sürdürülebilir işletme şartlarını sağlayan, ağ biçiminde kullanıma yatkın bir taşıma sistemi tasarımı incelenmiştir.
- Manyetik yastıklama için elektromıknatis başlarına eklenen kalıcı mıknatıslar sayesinde, plakayı havada tutabilmek için gereken enerji sıfır güç kontrol metodu ile sadece kalıcı mıknatıslardan sağlanmış ve enerji tüketimi düşürülmüştür.

- Hem elektromıknatıslar hem de doğrusal indüksiyon motoru elektrik enerjisi kullanmaktadır. Böylece enerjinin değişik formlara dönüştürülerek (pnömatik, hidrolik gibi) kullanımına ihtiyaç kalmamaktadır. Bu tür dönüşümlerin olası olumsuz etkileri (çok pahalı düzeneğe gerekliliği ve toz gibi) ortadan kaldırılmıştır.

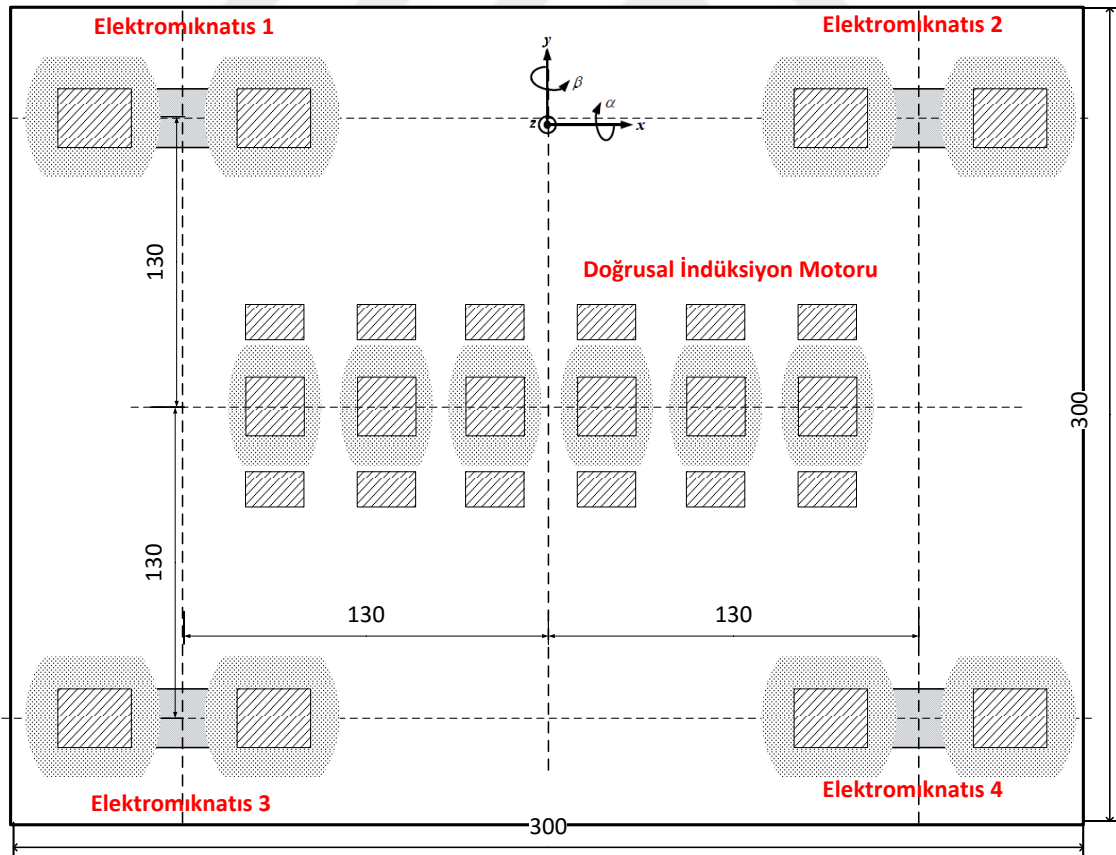
Esnek taşıma sisteminde; çelik plakanın doğrusal indüksiyon motoru vasıtasıyla düzlemde hareketi, manyetik yastıklarla da mekanik temassız havada tutma işlemi ile 4 serbestlik derecesinde kontrolü gerçekleştirilmektedir. Sistem içerdiği elektrik-elektronik ve mekanik donanım ve kontrol teorisi bakımından tam bir mekatronik sistem kapsamında yer alır.

1.3 Hipotez

Çelik sac plakaların manyetik yastıklama sistemi ile havada tutulması ve ortaya çıkan titreşimlerin bastırılması [1-8]'de geniş kapsamlı bir biçimde incelenmiştir. Tez kapsamında, bütünleşik sisteme ilişkin deneysel test düzeneği kurulması planlanmıştır. Levitasyon aşamasında farklı kontrolcü tipleri ile sistemin kontrol edilmesi ve kontrolcü performanslarının karşılaştırmalı olarak ortaya konması düşünülmektedir. Son on yıl içerisinde yapılan çalışmalar incelendiğinde sensör maliyetlerini azaltmak üzerine yoğunlaşmış olup, gözlemci tasarımı ve kullanımı üzerine özellikle çalışmalar bulunmaktadır [18, 32, 37]. Manyetik levitasyonu sağlayacak ve doğrusal indüksiyon motorunun yüksek performans kontrolü için bozucu giriş gözlemcisi kullanılması öngörülmektedir. Yatay tahrik mekanizması için doğrusal indüksiyon motoru önerilmiş olup [3]'te ayrı yapıda da kullanılabilen transverse akı tipi indüksiyon motoru kullanılacaktır. Bu yapı ile hem yatay hareket sağlanırken hem de çekme kuvvetinin elde edilmesi öngörülmektedir. Fakat ayrı tarzda motor kullanmak yerine kompakt yapıdaki motorun alan yönlendirmesi ile hem çekme hem de tahrik kuvvetinin ayrı ayrı kontrolü amaçlanmaktadır. Ayrıca, elektromıknatıs başlarına kalıcı mıknatıslar eklenmiş ve çelik plakanın enerji harcanmadan havada yastıklanabilmesi ve taşınabilmesi için sıfır güç kontrolcü tasarımı yapılması hipotezi ortaya atılmıştır. Bu yönleriyle hâlihazırdaki çalışmalardan farklılık arz etmekte ve literatürdeki ilgili boşluğu doldurması hedeflenmektedir.

SİSTEMİN MODELLENMESİ

Önerdiğimiz manyetik yastıklama sistemi, 4 adet U-tipi elektromıknatıs dörtlü konfigürasyon oluşturacak şekilde tasarlanmıştır. Her elektromıknatıs çifti birbirine 90°'lik açı olacak şekilde yerleştirilmiştir. Deneysel düzeneği oluşturan elektromıknatısların ve lineer indüksiyon motorun yerleşimi ve sistemin geometrik detayları Şekil 2.1'de görülmektedir.



Şekil 2.1 Sistemin geometrik detayları

Manyetik yastıklama sisteminde elektromıknatısların çekme kuvvetleri ayarlanarak çelik plakaya, z-ekseninde doğrusal ve x,y-eksenlerinde dönme hareketleri ($z-\alpha-\beta$) yaptırılabilir. Bu hareketlerin yanında lineer indüksiyon motorunun ürettiği itme kuvveti ile de çelik plaka x-ekseni boyunca doğrusal olarak hareket ettirilebilir. Sistemi oluşturan bileşenlerin sabit parametreleri Çizelge 2.1’de verilmiştir.

Çizelge 2.1 Manyetik yastıklama sistemi parametreleri

SABİT PARAMETRE	BÜYÜKLÜK	BİRİM
Çelik plakanın uzunluğu	300	mm
Çelik plakanın genişliği	300	mm
Çelik plakanın kalınlığı	4	mm
Çelik plakanın kütlesi (m)	2.65	kg
α -ekseni için atalet momenti (J_α)	0.184	kg.m ²
β -ekseni için atalet momenti (J_β)	0.184	kg.m ²
Elektromıknatıslar arası mesafe (a)	260	mm
Elektromıknatıslar arası mesafe (b)	260	mm
Bobin sargılarının rezistansı (R)	1.32	Ω
Bobin sargılarının indüktansı (L)	0.023	H
Bobin sargılarının sarım sayısı (N)	200	Sarım

2.1 U-Tipi Elektromıknatısın Modellenmesi

Sistemde kullanılan U-tipi elektromıknatısların çekme kuvveti elektromanyetik devre analizi yaklaşımı kullanılarak ve

- Histeresis, doyma ve fuko akımları ihmal edilebilir düzeydedir.
- Ferromanyetik kısımlar sonsuz manyetik geçirgenliğe sahiptir.
- Elektromıknatıslarda akı kaçağı veya saçılması yoktur.

kabulleriyle şu şekilde ifade edilebilir:

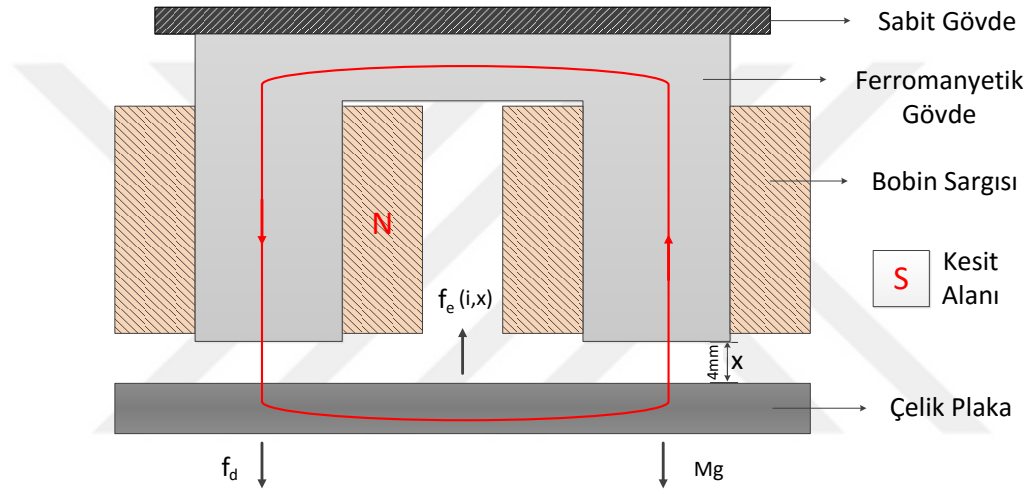
$$f_e(i, x) = \frac{\mu_0 N^2 S}{2} \left(\frac{i}{x} \right)^2 \quad (2.1)$$

Elektromıknatısın doğrusal olmayan mekanik ve elektriksel dinamikleri;

$$m\ddot{x} = f_e(i, x) - mg - f_d \quad (2.2)$$

$$V = Ri + \frac{\partial \lambda}{\partial t} = Ri + \frac{\partial \lambda}{\partial t} \frac{di}{dt} + \frac{\partial \lambda}{\partial t} \frac{dx}{dt} \quad (2.3)$$

şeklinde. Burada akı bağı $\lambda = 2N\Phi$ formülü ile bulunur. Elektromıknatısa ilişkin parametreleri de gösteren çizim Şekil 2.2'de görülmektedir.



Şekil 2.2 U-tipi elektromıknatısın detaylı çizimi

Doğrusal olmayan kuvvet denklemi belirli bir denge noktası için doğrusallaştırılabilir. Sistemimizde çelik plakayı 4 mm açıklıkta dengede tutacağımızı varsayarak ve denge noktasında çelik plakaya etkiyen kuvvetlerden, elektromıknatısın çekme kuvveti ile plaka ağırlığının birbirine eşit olacağından doğrusal olmayan kuvvet denklemi i_0 ve x_0 için doğrusallaştırma noktasındaki küçük sapmaların sıfıra eşit olacağı kabulüyle şu şekilde elde edilir:

$$f_{e0}(i_0, x_0) = k \left(\frac{i_0}{x_0} \right)^2 = mg \quad (2.4)$$

Aynı yaklaşımla mekanik ve elektriksel dinamikleri gösteren doğrusal olmayan denklemler doğrusallaştırıldığında doğrusal denklemler aşağıdaki gibi karşımıza çıkar:

$$m\Delta\ddot{x} = -K_x\Delta x + K_i\Delta i - f_d \quad (2.5)$$

Burada, hava aralığı ve akım katsayısı olarak ifade ettiğimiz değerler:

$$K_x = -\left. \frac{df_e}{dx} \right|_{\substack{i=i_0 \\ x=x_0}} = 2k \frac{(i_0)^2}{(x_0)^3} \quad (2.6)$$

$$K_i = \left. \frac{\partial f_e}{\partial v_i} \right|_{\substack{i_0 \\ x_0}} = 2k \frac{(i_0)}{(x_0)^2} \quad (2.7)$$

Doğrusallaştırılmış elektriksel dinamik aşağıdaki gibidir:

$$\frac{di}{dt} = -\frac{R}{L}i + \frac{K_v}{L} \frac{dx}{dt} + \frac{1}{L} \Delta V \quad (2.8)$$

Burada, ters elektro-motor kuvveti katsayısı ve indüktans değerleri:

$$K_v = -\left. \frac{\partial f_e}{\partial i} \right|_{\substack{i_0 \\ x_0}} = 2k \frac{(i_0)}{(x_0)^2} \quad (2.9)$$

$$L = \left. \frac{\partial \lambda}{\partial i} \right|_{\substack{i_0 \\ x_0}} = \frac{2k}{x_0} \quad (2.10)$$

şeklinde ifade edilir.

2.2 Çelik Plakanın Modellenmesi

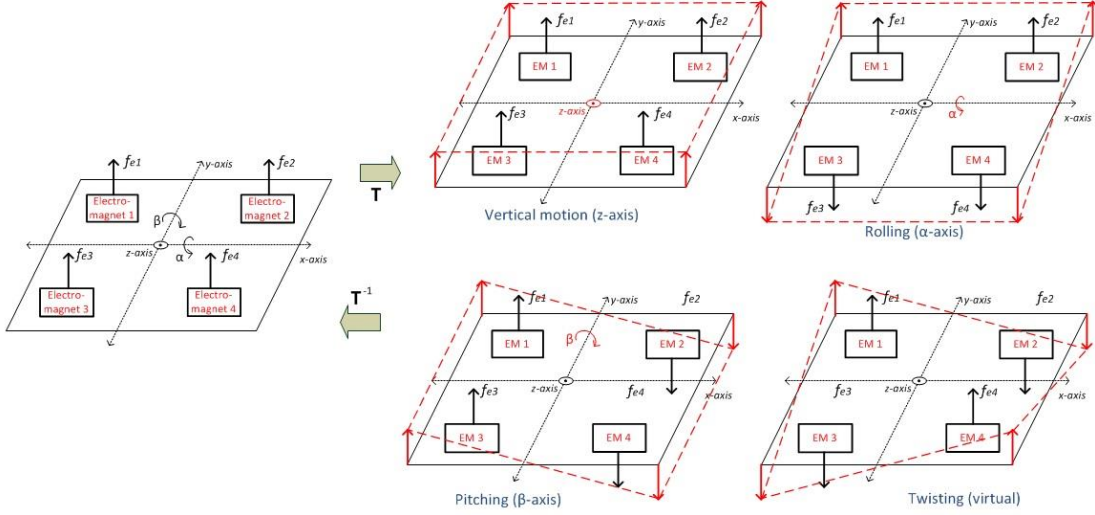
Çelik plakanın 3 serbestlik derecesindeki (z - α - β) hareketlerini, her bir elektromıknatis ve çelik plaka arasındaki hava aralığı ile ilişkilendirebiliriz. Elektromıknatislerin ürettiği kuvvete bağlı olarak hava aralıkları değişerek çelik plaka hareket etmektedir. Çekme kuvvetlerinin yönüne bağlı olarak eksenlerde meydana gelen hareketi temsil eden çizim Şekil 2.3'de görülmektedir.

Elektromıknatislerin üreteceği çekme kuvvetlerinin yönlerine bağlı olarak çelik plakanın eksenlerdeki hareketini ifade eden doğrusal olmayan denklemler şu şekildedir:

$$M\ddot{z} = f_{e1} + f_{e2} + f_{e3} + f_{e4} - mg - f_{dz} \quad (2.11)$$

$$J\ddot{\alpha} = a(f_{e1} + f_{e2}) - a(f_{e3} + f_{e4}) - T_{d\alpha} \quad (2.12)$$

$$J\ddot{\beta} = b(f_{e1} + f_{e3}) - b(f_{e2} + f_{e4}) - T_{d\beta} \quad (2.13)$$



Şekil 2.3 Çekme kuvvetlerinin eksenlerdeki harekete dönüşümü

α , β eksenlerindeki açısal yer değiştirmeler ve z eksen yönündeki doğrusal yer değiştirmeyi elde etmek için hava aralığı algılayıcı ölçümleri, algılayıcıların geometrik yerleşimleri dikkate alınarak aşağıdaki dönüşüm matrisi tanımlanır:

$$\begin{bmatrix} \Delta z \\ \Delta \alpha \\ \Delta \beta \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 \\ \frac{1}{a} & \frac{1}{a} & -\frac{1}{a} & -\frac{1}{a} \\ \frac{1}{b} & -\frac{1}{b} & \frac{1}{b} & -\frac{1}{b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \Delta x_3 \\ \Delta x_4 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Eksen akımları ise yukarıdaki dönüşüme benzer şekilde akım dönüşüm matrisi kullanılarak gerçekleştirilir:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_z \\ \Delta i_\alpha \\ \Delta i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_1 \\ \Delta i_2 \\ \Delta i_3 \\ \Delta i_4 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Doğrusallaştırılmış eksen dinamikleri ise şu şekilde elde edilir:

$$m \frac{d^2 \Delta x}{dt^2} = K_x \Delta x - K_i \Delta i + f_d \quad (2.16)$$

$$\frac{di_z}{dt} = -\frac{R_z}{L_z} i_z + \frac{K_v}{L_z} \Delta \dot{z} + \frac{1}{L_z} \Delta V_z \quad (2.17)$$

$$\Delta \ddot{\alpha}, \ddot{\beta} = K_{x\alpha, \beta} \Delta_{\alpha, \beta} + K_{i\alpha, \beta} \Delta_{i\alpha, \beta} - T_{d\alpha, \beta} \quad (2.18)$$

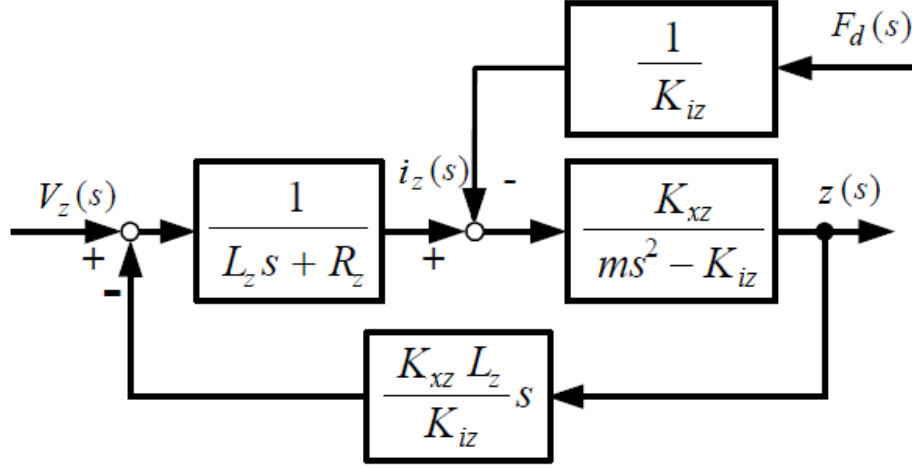
$$\frac{di_{\alpha,\beta}}{dt} = -\frac{R_{\alpha,\beta}}{L_{\alpha,\beta}} i_{\alpha,\beta} + \frac{K_v}{L_{\alpha,\beta}} \Delta \dot{\alpha}, \dot{\beta} + \frac{1}{L_{\alpha,\beta}} \Delta V_{\alpha,\beta} \quad (2.19)$$

Denklemlerin hava aralığına göre Laplace dönüşümü alınırsa (s: Laplace operatörü),

$$z(s) = \frac{K_{iz}}{ms^2 - K_{xz}} i_z(s) - \frac{1}{K_{xz}} f_d(s) \quad (2.20)$$

$$i_z(s) = \frac{1}{L_z s - R_z} \left[V_z(s) - s \frac{K_{xz} L_z}{K_{iz}} z(s) \right] \quad (2.21)$$

z eksenini için doğrusallaştırılmış sistem dinamiği blok diyagramı Şekil 2.4'de gösterilmiştir. Benzer durum açısı yer değiştirme eksenleri için de geçerli olduğundan dolayı tekrar yer verilmeyecektir.



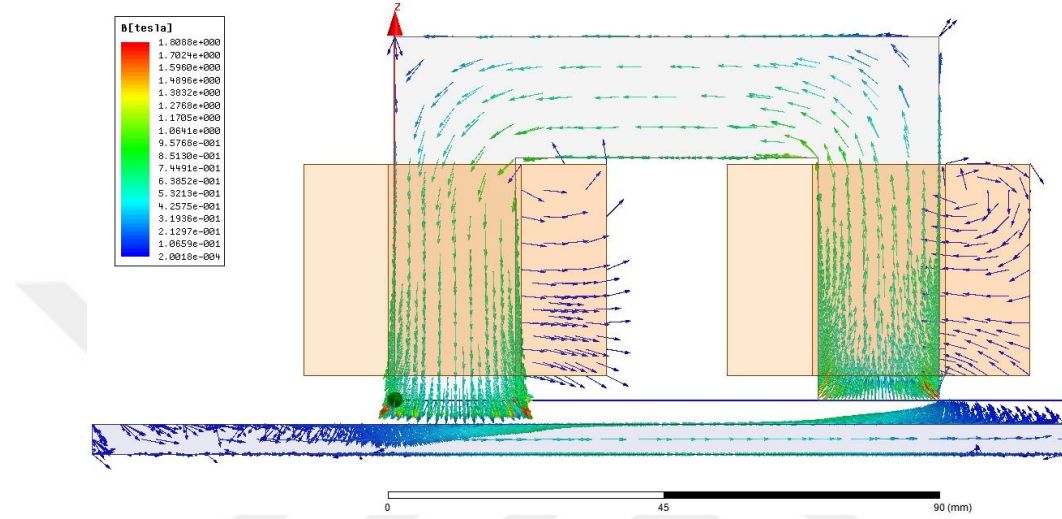
Şekil 2.4 Doğrusallaştırılmış z eksen dinamiği blok diyagramı

$\Delta z(t)$, $\Delta \dot{z}(t)$ ve $\Delta i_z(t)$ durum değişkenleri olarak seçilirse Şekil 2.4'teki doğrusal model durum uzayında aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Delta z(t) \\ \Delta \dot{z}(t) \\ \Delta i_z(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{K_{xz}}{m} & 0 & \frac{K_{iz}}{m} \\ 0 & -\frac{K_{xz}}{K_{iz}} & -\frac{R_z}{L_z} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta z(t) \\ \Delta \dot{z}(t) \\ \Delta i_z(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_z} \end{pmatrix} \Delta V_z(t) + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{1}{m} \\ 0 \end{pmatrix} f_d(t) \quad (2.22)$$

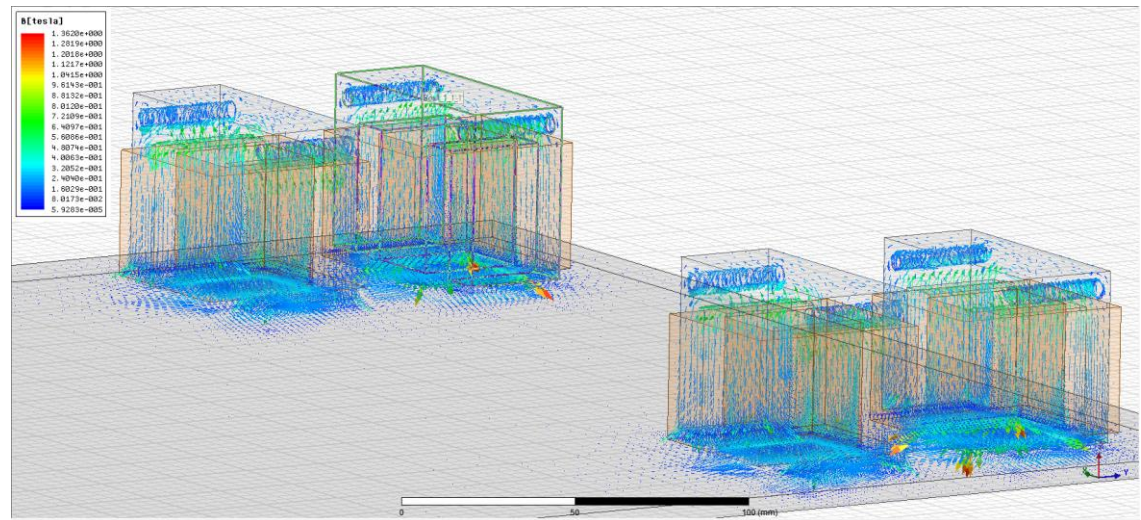
2.3 Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Sistemin Analizi

Elektromıknatısların üreteceği yatay ve dikey kuvvetleri daha iyi belirleyebilmek için sonlu elemanlar yöntemi ile 3 boyutlu analizler gerçekleştirilmiştir. Sadece bir U-tipi elektromıknatısın üreteceği kuvvetler analiz edildiği gibi tüm elektromıknatıslar için ANSYS Maxwell programında yapılan analiz sonucu Şekil 2.5’ te gösterilmiştir.

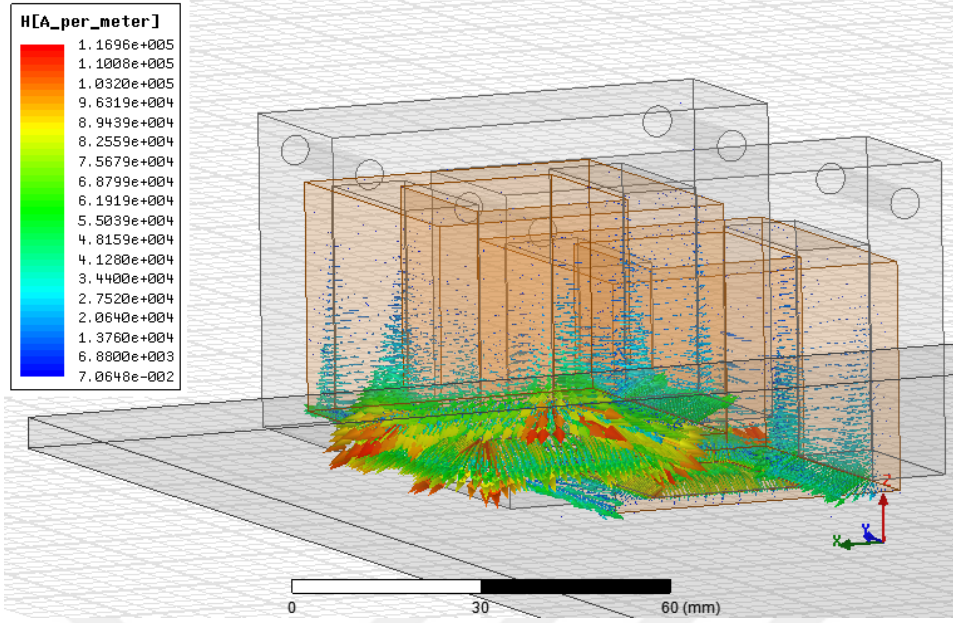


Şekil 2.5 U-tipi elektromıknatısın sonlu elemanlar analizi

Şekil 2.6’ te analiz edilen 4-kutuplu elektromanyetik yastığın 3 boyutlu ağ yapısı gösterilmiştir. Manyeto-statik analizde bu 3 boyutlu ağ yapısı adaptif olarak ANSYS Maxwell programında üretilir. Analiz için önem arz eden bölgelerde ağ yapısı sıklaşmaktadır. Şekil 2.7’te yüzeyel manyetik akı yoğunluğu vektör yönelimleri gösterilmiştir.

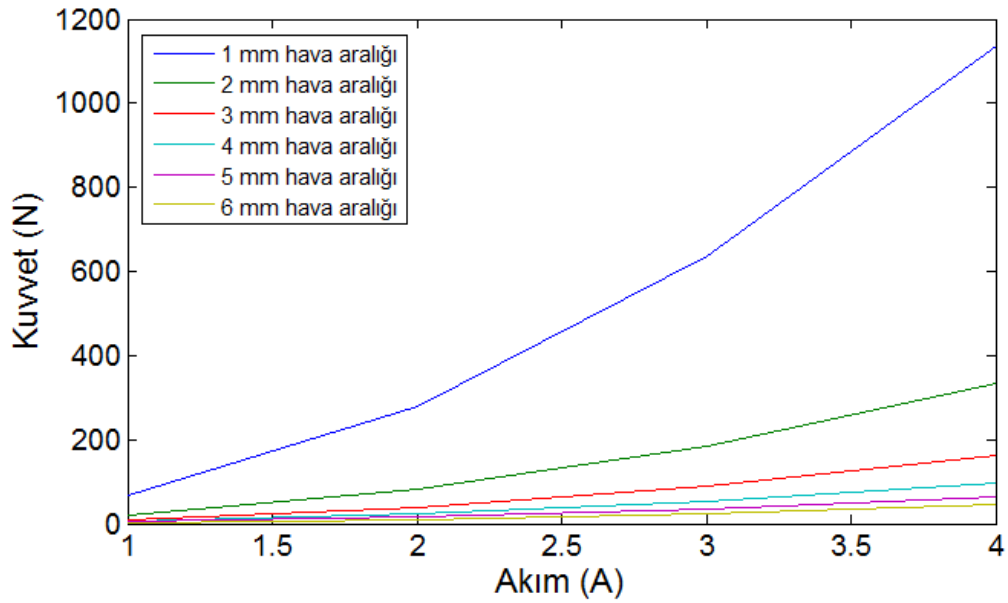


Şekil 2.6 Manyetik yastıklama sisteminin Maxwell analiz modeli

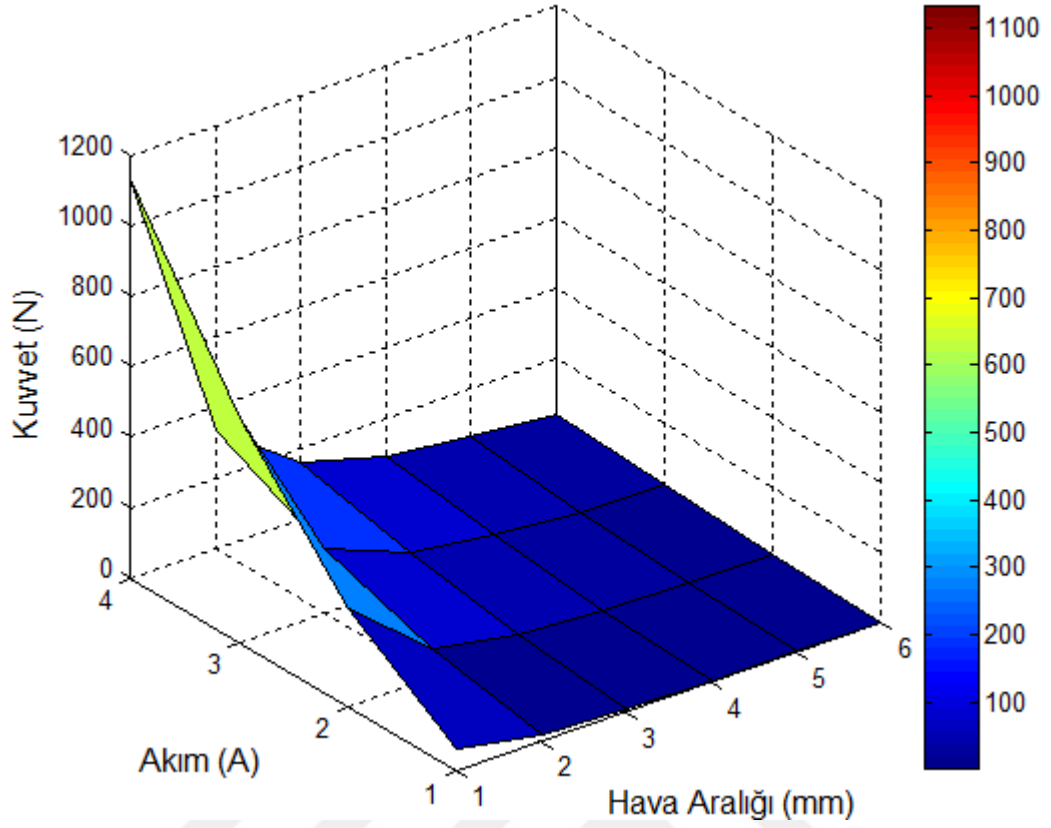


Şekil 2.7 Manyetik yastık üzerinde manyetik akı yoğunluk vektörü değişimi

Şekil 2.8'da (2.11) eşitliği kullanılarak f_z kuvvetinin hava aralığı ve z eksen akımına (i_z) bağlı olarak değişimi verilmiştir. Şekil 2.9 ise sonlu elemanlar yöntemiyle analiz sonuçlarını göstermektedir. f_z için sonuçlar irdelendiğinde görülmektedir ki; geliştirilen analitik model sonlu elemanlar yöntemi ile yapılan analiz sonuçlarıyla neredeyse birebir örtüşmektedir. Analiz sonuçlarından da anlaşılacağı üzere elektromıknatısın doğrusal olmayan özellikleri geliştirilen analitik modelde de üstünde durulduğu gibi karşımıza çıkmaktadır.



Şekil 2.8 Hava aralığına bağlı çekme kuvveti – akım grafiği (denklem)



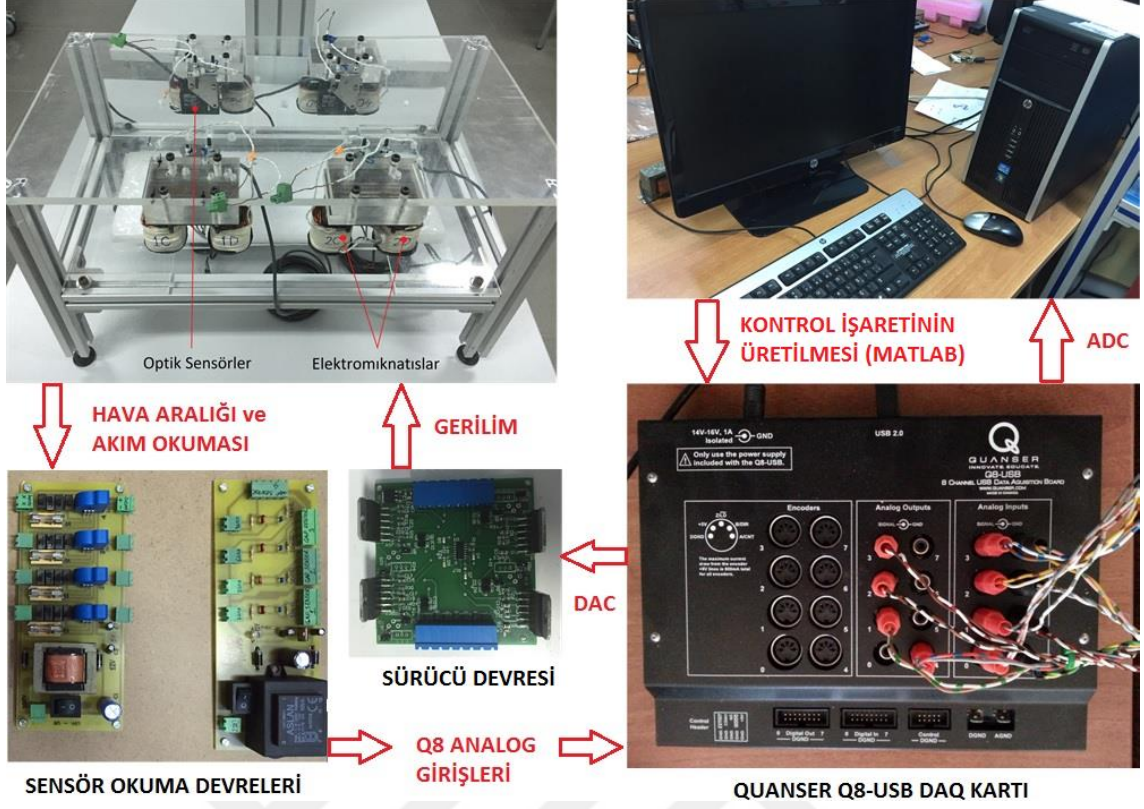
Şekil 2.9 Hava aralığına bağlı çekme kuvveti – akım grafiği (analiz)

Bu bölümde sistem bileşenleri ve parametreleri tanıtılmış ve sonrasında sistemin modellenmesi anlatılmıştır. Doğrusal olmayan kuvvet denklemi üzerinden mekanik ve elektriksel dinamikler elde edilmiş ve belirli bir çalışma noktası için bu denklemlerin doğrusallaştırılması yapılmıştır. Çelik plakanın hareketleri modellenmiş olup eksen dönüşümleri için gerekli matrisler çıkarılmıştır. Son olarak elektromıknatısların üreteceği kuvvet ve akı yoğunluk noktaları 3 boyutlu olarak sonlu elemanlar metoduyla analiz edilmiştir.

KONTROLCÜ TASARIMI

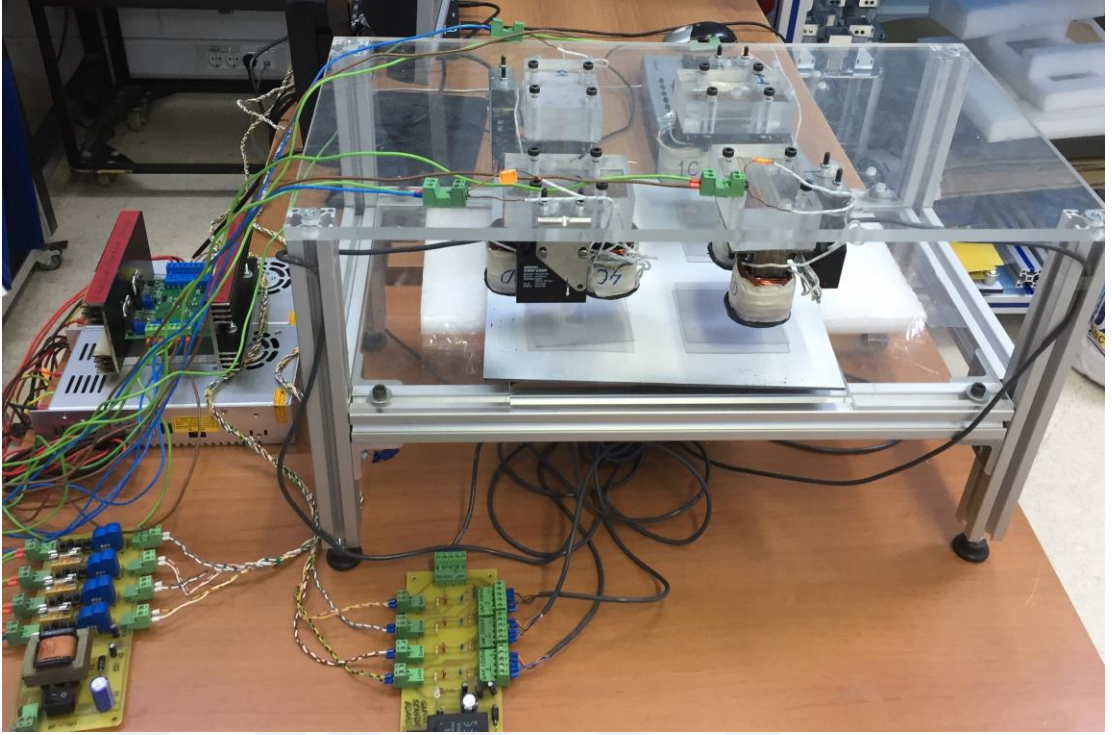
Manyetik yastıklama sistemi ve yatay tahrik mekanizmasının ayrıklaştırılması sistemin kontrolü açısından önemlidir. Hava aralığı elektromıknatısın sargılarına verilen gerilim sonucu oluşan çekme kuvvetiyle kontrol edilirken, yatay hareket doğrusal motor faz sargılarına gerilim uygulanması sonucu oluşan itme kuvvetiyle kontrol edilir. Doğrusal motor faz sargılarının oluşturduğu manyetik alanın yastıklama mekanizmasını bozmaması gerekmektedir. Bu durum bir sonraki bölümde detaylandırdığımız, elektrik motorlarda alan yönlendirme kontrolü (vektör kontrol) olarak bilinen yöntemin doğrusal motora uygulanması ile sağlanır. Bu bölümde manyetik yastıklama ile çelik plaka ve elektromıknatısların arasındaki hava aralığının kontrolü anlatılmıştır. Bir önceki bölümde oluşturulan doğrusal model üzerinden kontrolcü tasarımı yapılmış ve belirli bir hava aralığı değeri için sistem havada levite edilmiştir.

Manyetik yastıklama sistemi elektromıknatısların karakteristikleri sebebiyle yüksek derecede doğrusal olmayan ve kararsız bir yapıya sahiptir. Bu nedenle plakayı havada tutabilmek için yüksek performans sağlayacak aktif bir kontrolcü tasarımı büyük önem arz etmektedir. Çelik plaka, elektromıknatısların ürettiği kuvvetlerin yönlerinin ayarlanmasıyla 3 serbestlik derecesinde olarak kontrol edilebilir. Sistemin girişi elektromıknatısların sargılarına verilen gerilim; sistemin çıkışı ise çelik plaka ile elektromıknatıs başları arasındaki hava aralığı olacaktır. Şekil 3.1'de sistemin kontrolüne ilişkin akış diyagramı görülmektedir.

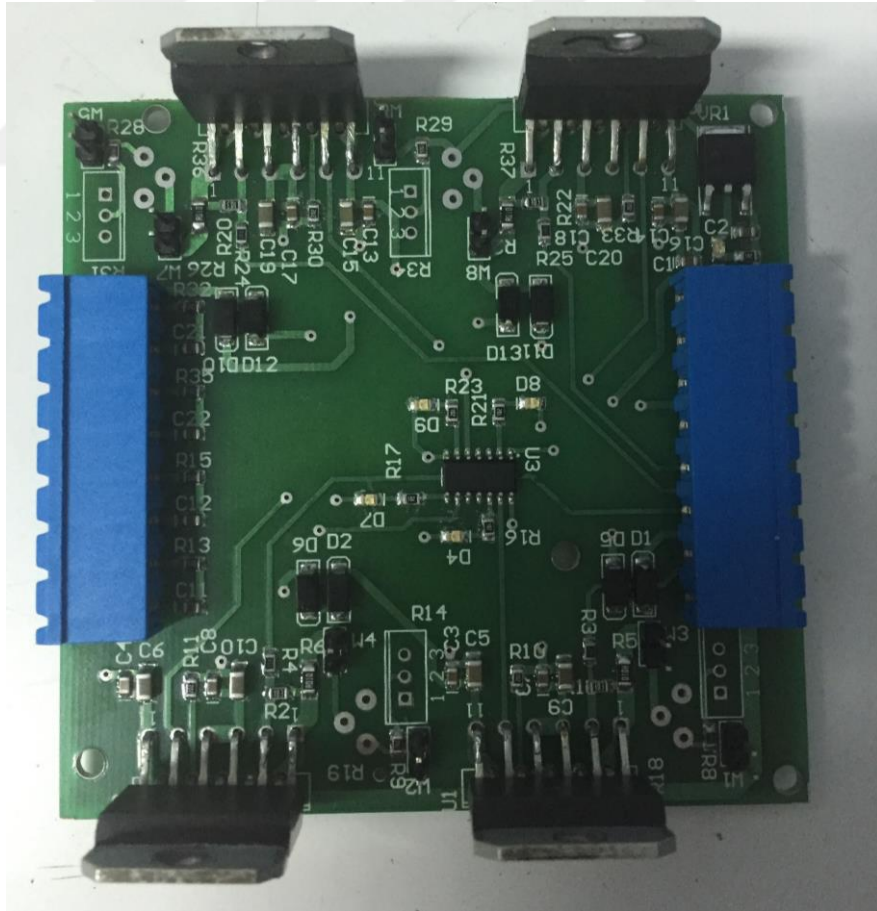


Şekil 3.1 Sistemin kontrol yapısını gösteren akış diyagramı

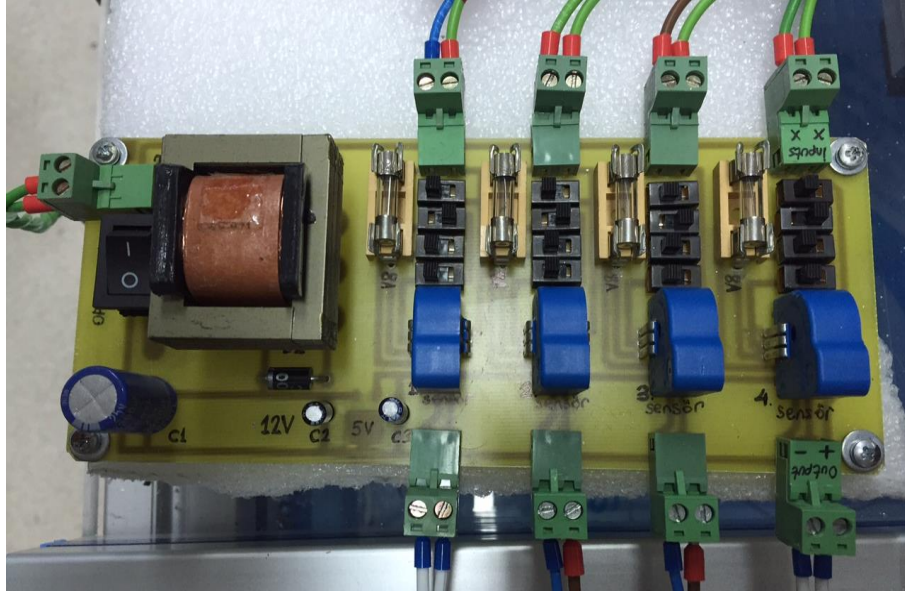
Sistemin kontrolü, dijital kontrolcü ile sağlanmaktadır. Dijital kontrolcü; bilgisayar, ADC (analog dijital çevirici) ve DAC (dijital analog çevirici) kartından oluşmaktadır. ADC kartı analog sinyal üreten hava aralığı ve akım sensörleri çıkışlarını, dijital sinyallere çevirmektedir. Bilgisayar kontrol algoritmasına göre kontrol çıkışlarını belirlemektedir. DAC kartı dijital kontrol çıkışlarını güç yükselteci devresine göndermek üzere tekrar analog sinyallere çevirir. ADC ve DAC kartı olarak Q8 (Data Acquisition Board) kartı kullanılmıştır. Bu kart 8 analog giriş ve 8 analog çıkışa sahip oluşu ve Matlab/Simulink ile uyumlu olarak çalışabilmesi sayesinde, tasarlanan kontrol algoritmaları kolaylıkla sisteme uygulanmaktadır. Deneylerimizi gerçekleştirdiğimiz düzenek Şekil 3.2’de görülmektedir. Opmalı güç yükselteci (sürücü) devresi Şekil 3.3’de, akım sensörleri ölçüm devresi Şekil 3.4’de ve hava aralığı sensörleri ölçüm devresi ise Şekil 3.5’de görülmektedir. Ayrıca EK-A içinde devrelerin tasarımının yapıldığı Proteus programı detayları görülmektedir.



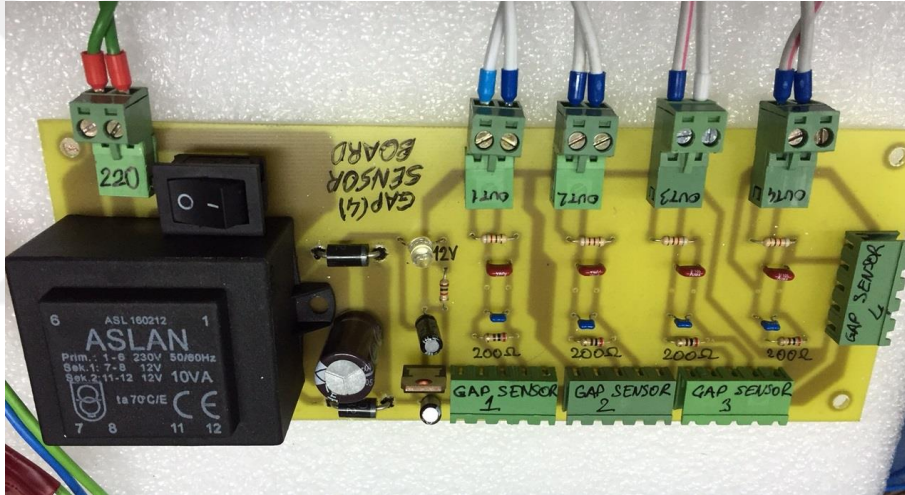
Şekil 3.2 Deney düzeneği



Şekil 3.3 Güç yükseltici devresi



Şekil 3.4 Akım sensörleri ölçüm devresi

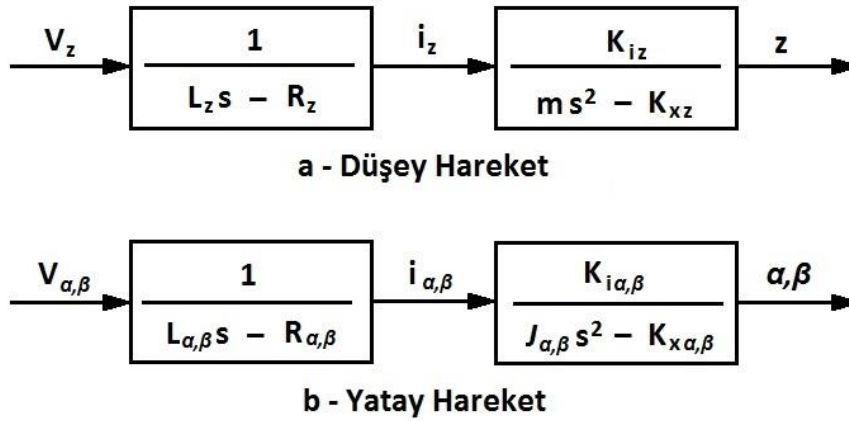


Şekil 3.5 Hava aralığı sensörleri ölçüm devresi

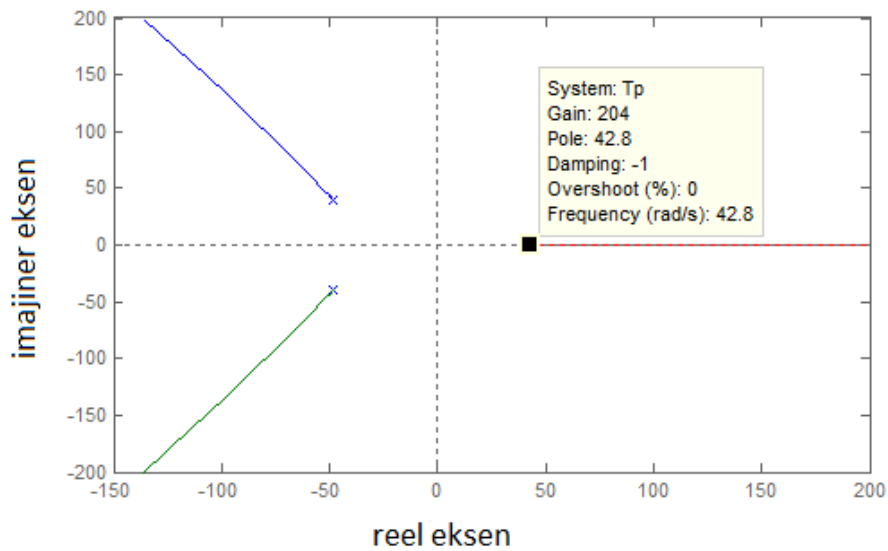
3.1 Ayrıştırılmış (Decentralized) ve Merkezileştirilmiş (Centralized) Kontrol

Hava aralığı, elektromıknatısların birbirinden bağımsız olarak düşünülmesiyle ayrı ayrı kontrol edilebilir. Elektromıknatıslarla çelik plaka arasındaki hava aralıklarının birbirinden bağımsız düşünülerek eksenlerdeki hareketin kontrol edildiği bu yöntem ayrıştırılmış (decentralized) kontrol denilir. Elektromıknatıslar beraber düşünülerek hava aralığı kontrol edilmek istenirse bu yöntem de merkezileştirilmiş (centralized) kontrol denilir. Bu yöntemde eksenlerde yapılmak istenen hareket için gerekli hava aralıkları bir dönüşüm matrisi (2.14) ile hesaplanır. Ayrıştırılmış kontrolde böyle bir dönüşüm olmadığından kontrolcü üzerinde işlem yükü nispeten daha düşüktür [27-31].

Manyetik yastıklama sisteminin kontrolü için daha önceki teorik modelleme bölümünde de üzerinde durduğumuz doğrusallaştırılmış model üzerinden kontrolcü tasarımı yapılmıştır. Ayrıştırılmış kontrolde her bir hava aralığı ayrı ayrı kontrol edilmek istendiğinden 4 adet kontrolcü tasarlanmıştır. Merkezileştirilmiş kontrol yaklaşımı; birbirinden bağımsız olduğu kabulü ile her bir eksen takımının ayrı ayrı kontrolü ilkesine dayanmaktadır. Burada kontrol edilmek istenen serbestlik derecesi sayısınca (z, α, β – 3 adet) kontrolcü tasarlanmıştır. Bu açıdan; düşey ve açısal eksen dinamikleri şekil olarak birbirine benzerlik göstermekle beraber farklılık sadece ilgili parametrelerde ortaya çıkmaktadır (Şekil 3.6). Sonraki kısımlarda sadece düşey eksen (z) dinamiği dikkate alınmış, geliştirilen metotların benzer şekilde açısal eksen dinamiklerine de uygulandığı varsayılmıştır.



Şekil 3.6 Doğrusallaştırılmış model

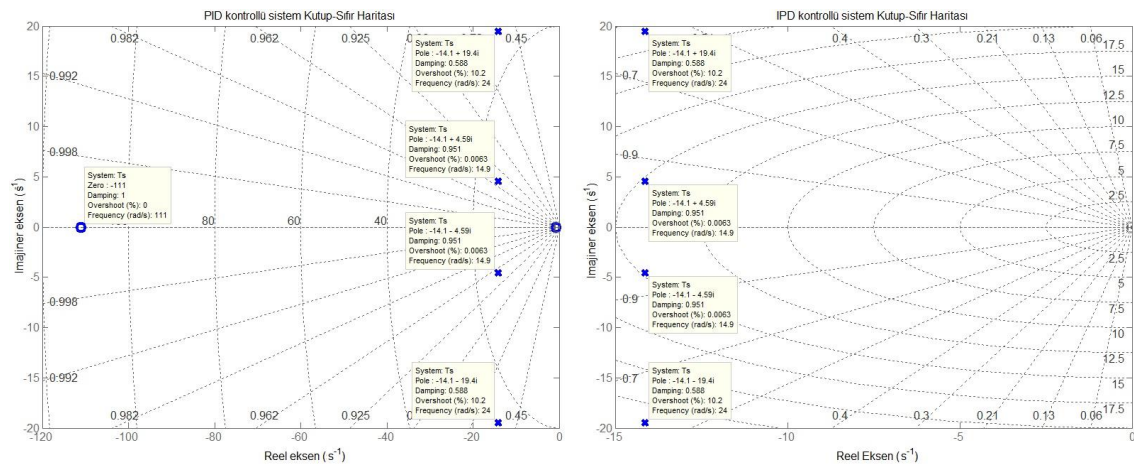


Şekil 3.7 Sistemin kök-yer eğrisi

Düsey eksen (z) dinamiğinin doğrusallaştırılmış hali incelendiğinde ve parametre değerleri yerlerine konduğunda; karmaşık düzlemin sağ tarafında kökü bulunduğundan sistemin kararsızlık gösterdiği açıkça görülmektedir (Şekil 3.7). Bunun anlamı herhangi bir kontrol olmadığı takdirde çelik plaka havada yastıklanamayarak yere düşer.

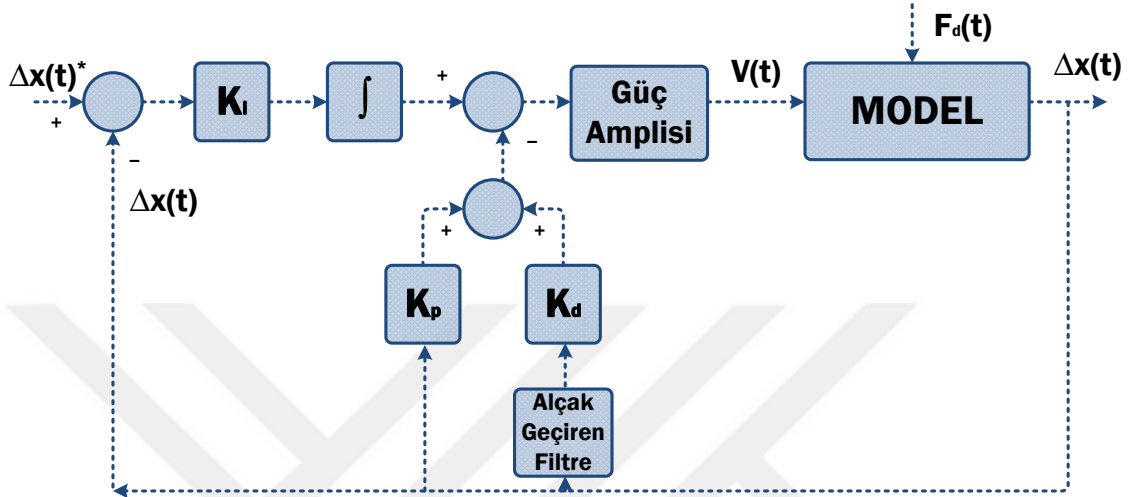
3.1.1 Integral-Proportional Derivative (I-PD) Kontrolcü Tasarımı

Standart PID kontrolcüler kolay uygulanabilir oluşu ve basit donanım gereksinimleriyle mühendislik alanlarının çoğunda yaygın olarak kullanılmaktadır. Fakat PID kontrolcüler sınırlı kontrol performansı bazı uygulamalarda yeterli olmamaktadır. Özellikle manyetik yastıklama sistemlerinin yüksek kararsızlığı ve doğrusal olmayan dinamikleri sebebiyle referans sinyalindeki bir zıplama yüksek kontrol çıkışı üretmekte ve kontrol performansını oldukça düşürmektedir. P ve D kontrolcülerden gelen bu büyük sinyalleri önlemek amacıyla açık-çevrim transfer fonksiyonları PID ile temelde aynı olan I-PD kontrolcü sistemimize adapte edilmiştir [1,41]. PID kontrolcü ve I-PD kontrolcü için çizdirilmiş kök-yer eğrisi Şekil 3.7'de görülmektedir. Herhangi bir kontrol yapısı olmadan kararsız olan sistem, bu kontrolcüler kullanılarak kararlı hale getirilir. Kutupların sol yarı düzleme çekilmesi işlemi iki kontrolcüyle de mümkündür fakat PID kontrolde orijine yakın olan sıfır nedeniyle sistem birim basamak cevabında oldukça fazla üstaşım değerine ulaşmakta olduğu için sistemimize uygulanabilir değildir. PD kontrolde istenmeyen kalıcı durum hatası oluşmakta; PI kontrolde ise sistemin sağ yarı düzlemdeki kutbunu sol yarı düzleme taşımak mümkün olmamaktadır.



Şekil 3.8 Sistemin PID ve I-PD kontrolcüler için kutup yerleşimi

Sensör ölçümlerindeki gürültü de kontrol performansını önemli ölçüde etkilediğinden kontrolcüye ek olarak alçak geçiren filtre sisteme eklenmiştir. Gürültü seviyesinin sistemimize etkisini gözlemlediğimizde birinci dereceden bir alçak geçiren filtre yeterli olmaktadır. [41]. I-PD kontrolcünün ve alçak geçiren filtrenin kapalı-çevrimde sisteme entegrasyonu Şekil 3.8’de görülmektedir.



Şekil 3.9 Sistemin I-PD kontrolcü ve alçak-geçiren filtre şeması

I-PD kontrol yapısında P ve D kontrolcülerden gelecek büyük sinyaller integral kontrolcü sayesinde önlenmiş olur. Kontrol girişini ifade eden u aşağıdaki gibidir:

$$U = -K_p Y + \frac{K_i}{s} (R - Y) - \frac{K_d s}{\tau s + 1} Y \quad (3.1)$$

Burada $\tau (> 0)$ eşdeğer zaman sabitini, K_p , K_i ve K_d katsayıları ise sırasıyla oransal, integral ve türevsel kazanç değerlerini ifade etmektedir. Bu değerlerin tespiti kontrol performansı açısından büyük önem arz etmektedir. Bu amaçla kapalı çevrim transfer fonksiyonunun şekillendirilmesi esasına dayanan kanonik polinom yaklaşımı kullanılmıştır [42]. Bu yaklaşımın arkasındaki temel fikir eşdeğer zaman sabiti ve kararlılık indeksleri kullanarak uygun kararlı bir karakteristik polinom belirlemek ve bunu gerçekleyecek kontrolcü parametreleri bulmaktan geçmektedir. Kapalı çevrim kontrol sistemine ilişkin karakteristik denklem ya da polinom;

$$\begin{aligned} P(s) &= K_{iz} (K_d s^2 + K_p s + K_i) + s[(R_z + L_z s)(ms^2 - K_{xz}) + K_{xz} L_z s] \\ &= L_z m s^4 + R_z m s^4 + K_{iz} K_d s^2 + (K_p K_{iz} - R_z K_{xz}) s + K_i K_{iz} \\ &= a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 \end{aligned} \quad (3.2)$$

γ kararlılık indisleri ve τ eşdeğer zaman sabiti aşağıdaki gibi tanımlanmıştır;

$$\gamma_i = \frac{a_i^2}{(a_{i+1})(a_{i+1})} \quad \text{ve} \quad \tau = \frac{a_1}{a_0} = \gamma_3 \gamma_2 \gamma_1 \frac{L_z}{R_z} \quad (3.3)$$

Eşdeğer zaman sabiti çıkış cevap hızına etki ederken kararlılık indisleri parametre değişimlerine karşı gürbüzlük ve kararlılık ile çıkış dalga şeklini belirler. Karakteristik denklemin katsayıları aşağıdaki gibi belirlenebilir;

$$a_2 = K_{iz} K_d = a_3^2 / (a_4 \gamma_3) = \frac{R_z^2 m}{L_z \gamma_3} \quad (3.4)$$

$$a_1 = K_p K_{iz} - R_z K_{xz} = a_2^2 / (a_3 \gamma_2) = \frac{R_z^3 m}{L_z^3 \gamma_3^2 \gamma_2} \quad (3.5)$$

$$a_0 = K_i K_{iz} = a_1^2 / (a_2 \gamma_1) = \frac{R_z^3 m}{L_z^3 \gamma_3^3 \gamma_2^2 \gamma_1} \quad (3.6)$$

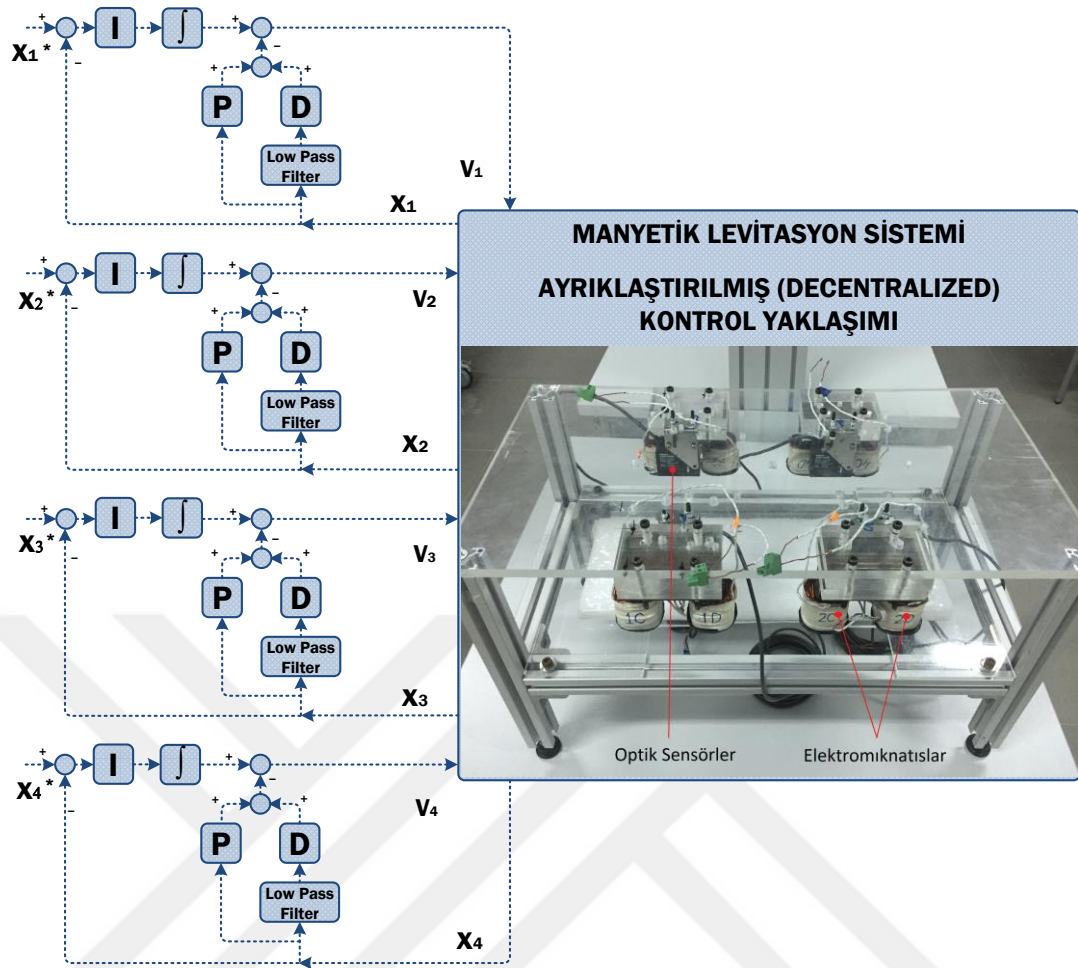
Buradan da genelleştirilmiş kontrolcü kazanç değerleri aşağıdaki gibi bulunur:

$$K_p = \frac{L^2 \gamma_3^2 \gamma_2 K_x R + R^3 m}{L^2 \gamma_3^2 \gamma_2 K_i} \quad (3.7)$$

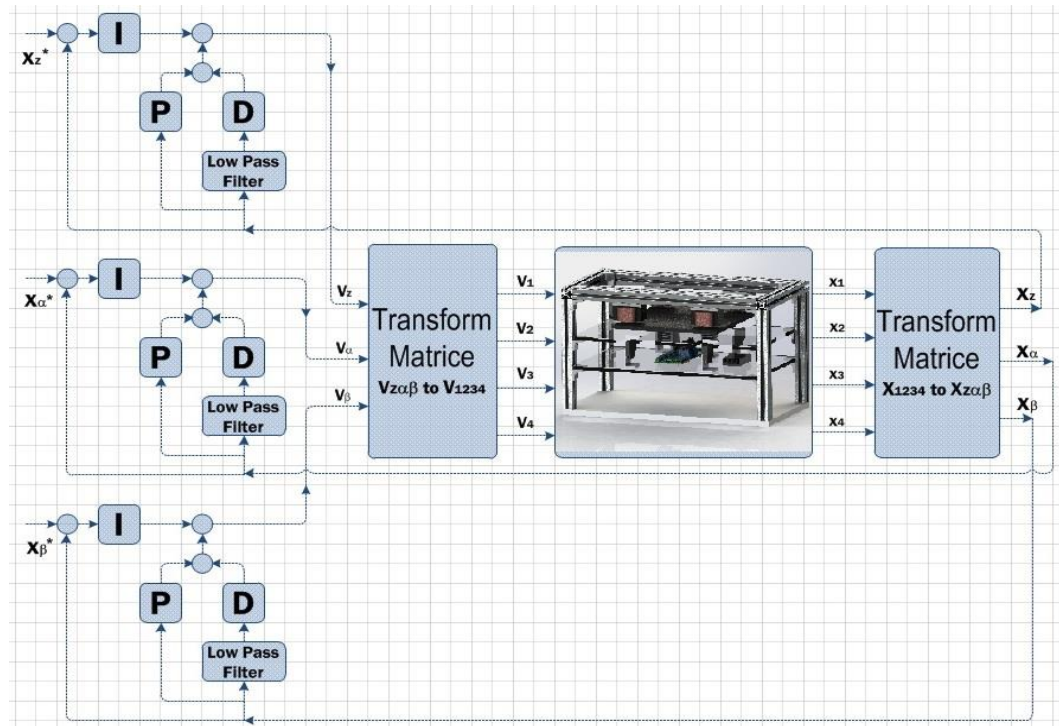
$$K_i = \frac{R^4 m}{L^3 \gamma_3^3 \gamma_2^2 \gamma_1 K_i} \quad (3.8)$$

$$K_d = \frac{R^2 m}{L \gamma_3 K_i} \quad (3.9)$$

Kontrolcü parametrelerinin belirlenmesi oldukça doğrusal-olmayan davranış gösteren manyetik levitasyon sisteminin başarılı kontrolü için büyük önem arz etmektedir. 1980'li yıllarda Manabe ilk kararlılık indeksinin 2.5 ve diğerlerinin 2 olarak alınmasını önermiştir [42]. Bu parametreler yerlerine konulduğunda kontrolcü kazançları bulunur. Şekil 3.10'da sistemin ayrıklaştırılmış ve Şekil 3.11'de merkezleştirilmiş kontrolünü gösteren çizimler yer almaktadır.

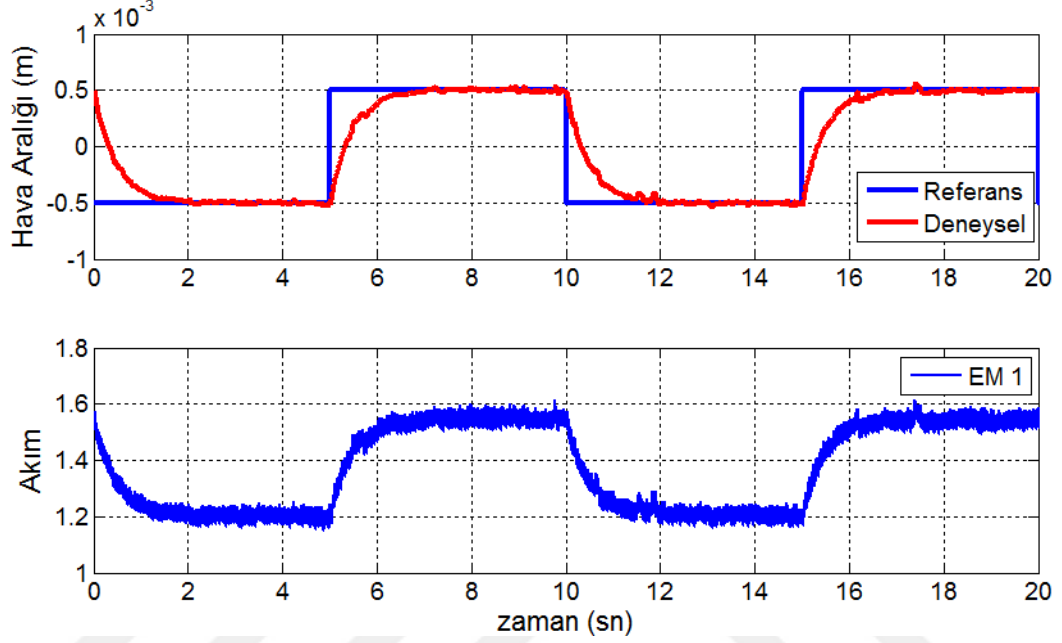


Şekil 3.10 Ayrıklaştırılmış I-PD kontrol blok şeması

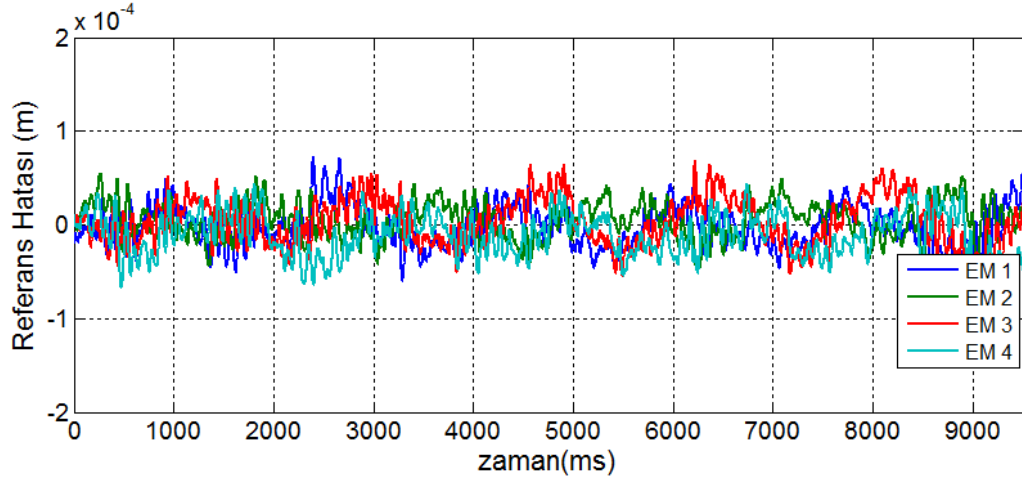


Şekil 3.11 Merkezileştirilmiş I-PD kontrol blok şeması

Sistem öncelikle ayrıklaştırılmış düzende kontrol edilmiştir. Hava aralığı 4 mm değerindeyken sisteme referans pozisyon takibi yaptırılmıştır. Şekil 3.12’de görüleceği üzere sistem verilen referans değerini başarıyla takip etmiştir ve kalıcı durumda pozisyon hatası Şekil 3.13’de görülmektedir. Sistem kalıcı durumda 50 mikron bandını aşmayan hassasiyette pozisyon takibi yapabilmektedir.

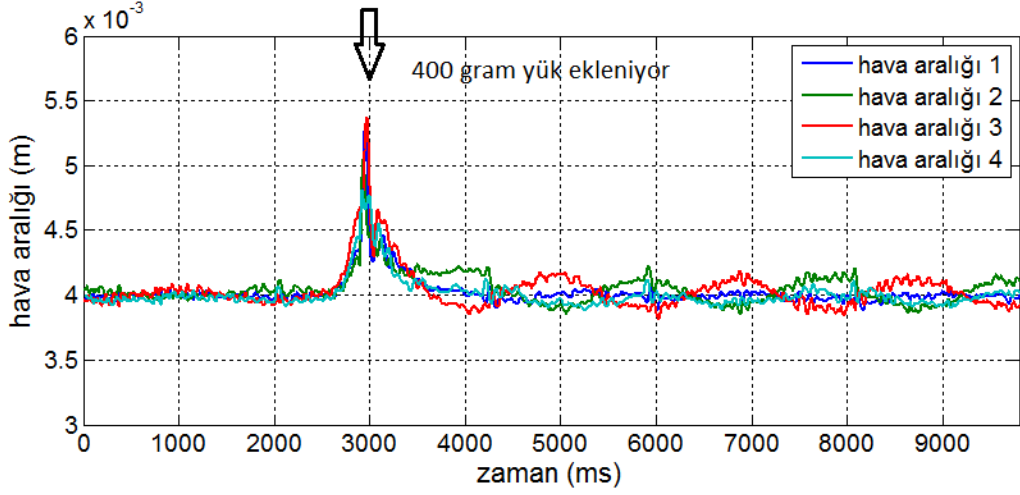


Şekil 3.12 Ayrıklaştırılmış I-PD kontrol referans pozisyon takibi

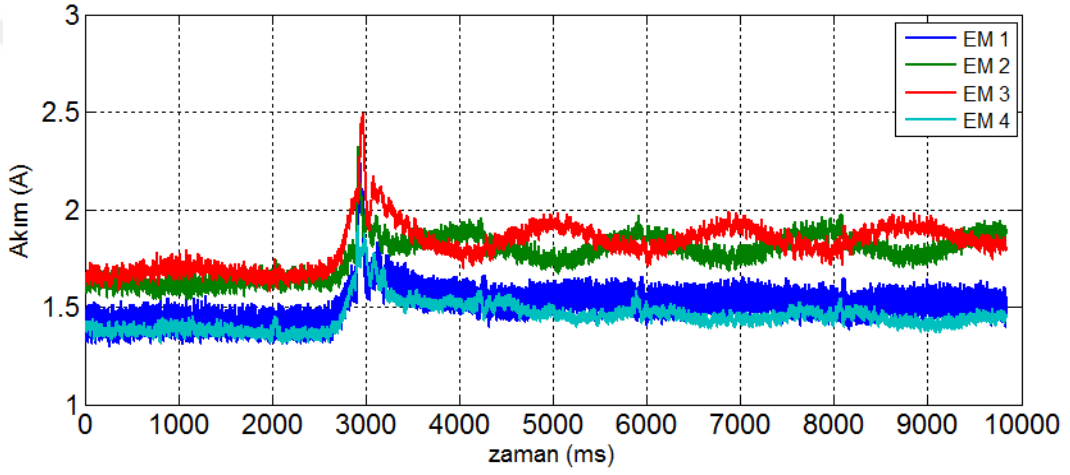


Şekil 3.13 Ayrıklaştırılmış I-PD kontrol pozisyon takibi hatası

Deneylerde yükleme durumunu test etmek amacıyla hava aralığı yine 4 mm değerindeyken bozucu etki olarak 400 gramlık bir yük eklenmiştir. Hava aralığı ve akımların değişimleri Şekil 3.14 ve Şekil 3.15’de görülmektedir.



Şekil 3.14 Ayırıklaştırılmış I-PD kontrol bozucu etki cevabı

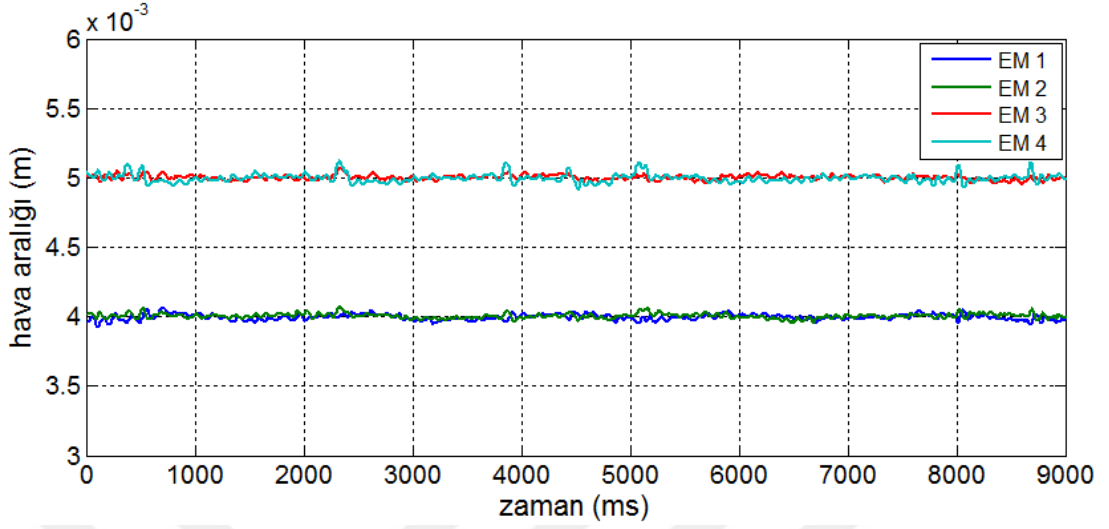


Şekil 3.15 Ayırıklaştırılmış I-PD kontrol bozucu etki akım değişimi

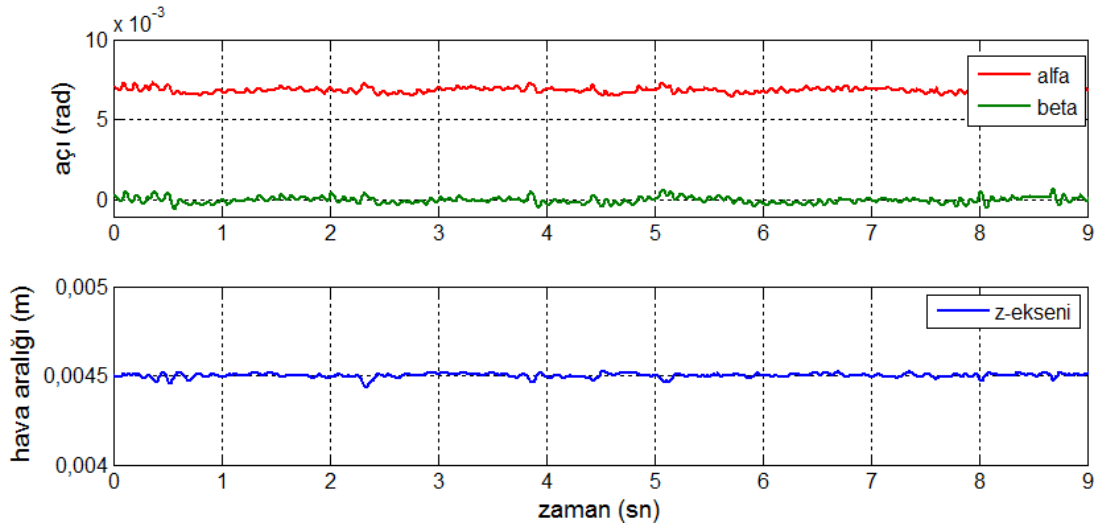
Sistem çelik plakaya yük konulması esnasında küçük bir üstaşım yaparak tekrar nominal hava aralığı değerine oturmuş ve nispeten biraz daha fazla akım çekerek bu yükün de havada yastıklanmasını sağlamıştır.

Benzer deneyler merkezileştirilmiş düzen için de denenmiştir. Sonuçlar z-ekseni referans takibi için aynı olmakla beraber merkezileştirilmiş I-PD kontrol için eksenlerdeki akım ve hava aralığı değişimlerini de gözlemlemek mümkün olmaktadır. Sistemde çelik plakayı x-ekseninde bir eğim yaptıracak şekilde pozisyon kontrolü gerçekleştirilmiştir. Endüstriyel bir uygulamada çelik plakanın belli bir eğim açısıyla ilerlemesi kullanılabilir bir uygulama olmayabilir fakat plakanın α ve β eksenlerindeki eğim açısının kontrolü onun düşey eksenindeki hareketini kararlı kılmak açısından önemlidir.

Çelik plakanın eğim açısının kontrolü ve her bir mıknatısın hava aralığını gösteren grafikleri aşağıda gösterilmiştir.

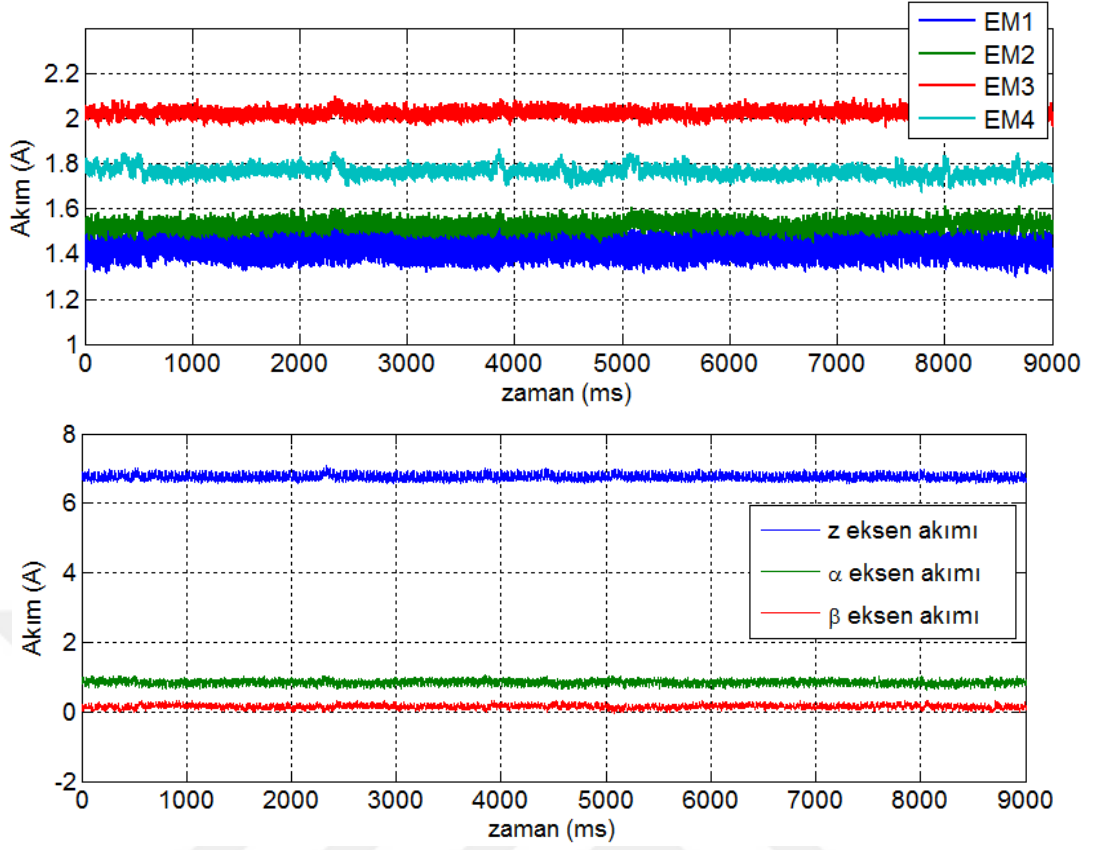


Şekil 3.16 Merkezileştirilmiş I-PD kontrol referans pozisyon takibi



Şekil 3.17 Pozisyon takibi için her mıknatısın hava aralığı değişimi

Bu hava aralığı değerlerinde plakayı yastıklayabilmek için gerekli bobin akımları ve eksen akımları Şekil 3.18'de görülmektedir. Bobin akımları gerçek zamanlı olarak dönüşüm matrisleri kullanılarak eksen akımlarına dönüştürülür ve kontrol döngüsünde geribeslenerek plakaya istenen eğim açısı değeri yaptırılır.



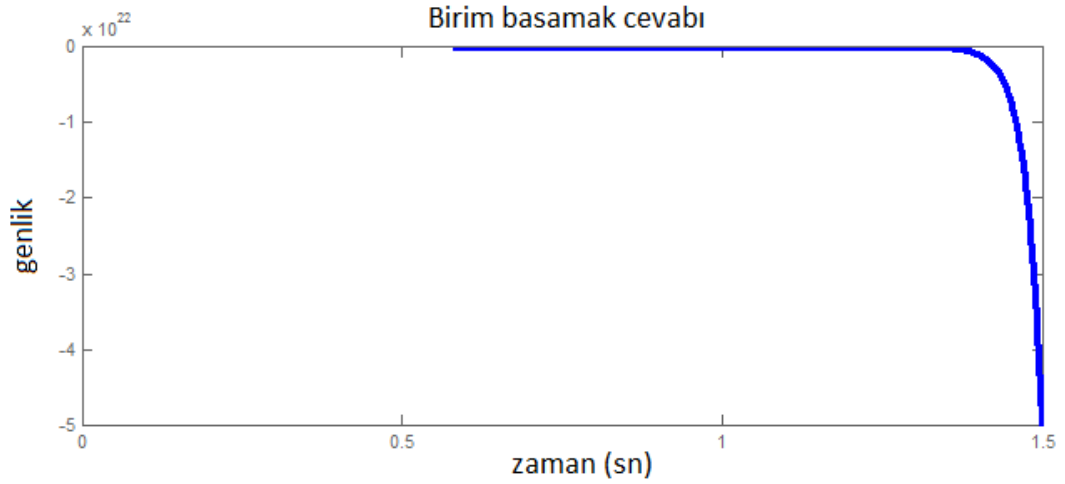
Şekil 3.18 Pozisyon takibi için mıknatıslar ve eksenlerdeki akım grafiği

3.1.2 Durum Geri Beslemeli Integral Kontrolcü Tasarımı

Manyetik yastıklama sistemi daha önce de üzerinde durduğumuz üzere açık-çevrimde kararsızlık göstermekte olup bu bölümde kararlılık analizi üzerinde durulacak ve kapalı çevrim durum geribeslemeli integral kontrolcü tasarımı anlatılacaktır. İntegral bileşeni olmadan benzer bir sistemin bozucu girişlerle referans sinyalinin takibi [1]'de incelenmiş ve istenmeyen kalıcı durum hatası olduğu sonuçlarla açıkça ortaya konmuştur. Bu sebeple kalıcı durum hatalarını sıfırlamak için bozucu girişten önce bir integral terimi kontrolcüye eklenmelidir [31, 35, 36].

Manyetik yastıklama sisteminin bir kutbu s-düzleminin sağ tarafında olduğu için sistem kararsızdır. Ayrıca sistemin açık çevrim cevabı da kararsızlığını gözlememizi sağlar.

Şekil 3.19'da elektromıknatıslar ile çelik plaka arasındaki hava aralığının sonsuza gittiği gözükmemektedir. Gerçekte ise çelik plaka havada yastıklanamayarak yere düşer. Bu yüzden uygun kontrolcü tasarlanması önem taşımaktadır.



Şekil 3.19 Sistemin açık-çevrim cevabı

Kontrol edilebilir sistemlerde kutup atama tekniği ile sistemin kutupları istenilen yere taşınabilir. Kontrol edilebilir sistemlerin tüm durum değişkenleri giriş sinyalinden etkilenir. Durum uzayında sistemlerin genel gösterimi aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + D \end{aligned} \quad (3.10)$$

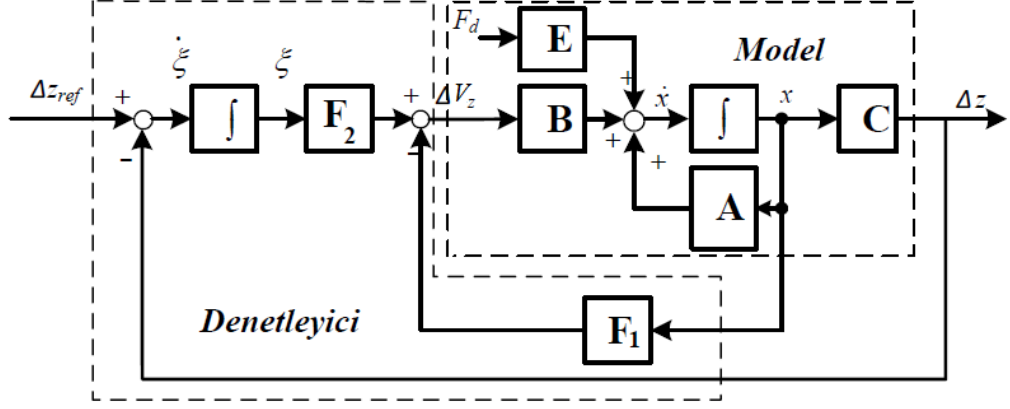
Durum uzayında A, B, C ve D matrisleri ile gösterilen sistemin kontrol edilebilirliği ise $A_{n \times n}$, $B_{n \times 1}$ matris çifti ile belirlenir:

$$\begin{bmatrix} B & AB & A^2B & \dots & \dots & A^{n-1}B \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Manyetik yastıklama sistemimiz için durum ifadeleri;

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \\ u &= \Delta V_z = -F_1x + F_2\xi \\ \xi &= r - y = r - Cx \end{aligned} \quad (3.12)$$

şeklindedir ve (3.11)'de ki matrisin rankı tam (n) ise sistem kontrol edilebilirdir. Sistemin durum denklemi (2.22) kontrol edilebilirlik özelliğini sağlamaktadır. İntegral kontrollü blok diyagramı Şekil 3.20'de gösterilmiştir.



Şekil 3.20 Durum geribeslemeli integral kontrolcü blok diyagramı

Hava aralığı, hava aralığının hızı ve akım değerleri durum değişkeni olarak seçildiğinde sistem durum uzayında ifade edilebilir hale getirilir. Kontrol çevriminde integral bileşeni olmadan kalıcı durum hatası olduğundan, hava aralığının integrali de sisteme durum değişkeni olarak atanarak sistem bir derece artırılır. Sistem kontrol edilebilir olduğu için kutup atama yöntemi ile kontrolcü tasarlanabilir. Kontrolcü kutuplarının atanması için referans polinom bulunmalıdır. Bu sistem için 3. ve 4. dereceden sistemlerin referans polinomu aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\begin{aligned} P_4(s) &= a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0 \\ P_3(s) &= a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0 \end{aligned} \quad (3.13)$$

Referans polinomunun katsayıları kararlılık indeksleri kullanılarak hesaplanır.

$$\frac{a_1^2}{a_2a_0} = \gamma_1, \quad \frac{a_2^2}{a_3a_1} = \gamma_2, \quad \frac{a_3^2}{a_4a_2} = \gamma_3, \quad \frac{a_1}{a_0} = \tau \quad (3.14)$$

Kessler kanonik formunda kararlılık indekslerinin hepsi 2 olarak tanımlanmıştır. Eşdeğer zaman sabiti kapalı çevrim sistemlerde basamak yanıtının hızını belirler. Referans polinomu sıfıra eşitlenerek çözümlenirse 4 kök elde edilir. Bu kökler durum geri beslemeli kontrolcünün köklerini temsil eder. Eşdeğer zaman sabiti 0.1 alınarak referans polinomun katsayıları bulunur:

$$\begin{aligned} \frac{P_4(s)}{a_0} &= \frac{a_4s^4}{a_0} + \frac{a_3s^3}{a_0} + \frac{a_2s^2}{a_0} + \frac{a_1s}{a_0} + \frac{a_0}{a_0} \\ &= b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0 \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned}
b_0 &= 1 & b_1 &= \frac{a_1}{a_0} = \tau = 0.1 \\
\frac{b_1^2}{b_2 b_0} &= \gamma_1 & b_2 &= \frac{\tau^2}{\gamma_2} = 0.005 \\
\frac{b_2^2}{b_3 b_1} &= \gamma_2 & \Leftrightarrow & b_3 = \frac{b_2^2}{b_1 \gamma_2} = 1.25 * 10^{-4} \\
\frac{b_3^2}{b_4 b_2} &= \gamma_3 & & b_4 = \frac{b_3^2}{b_2 \gamma_3} = 1.56 * 10^{-6}
\end{aligned} \tag{3.16}$$

Denklem sıfıra eşitlenip çözüldüğünde 3. dereceden sistemin ($P_3(s)$) kutupları bulunur ($p_1 = -25, p_{2-3} = -25 \pm 34.6j$). 4. dereceden sistemin ($P_4(s)$) kutupları bulunur ($-25 \pm 20j$).

Sistemin durum hata denklemi ise aşağıda verilmiştir.

$$\dot{e} = A_e e + B_e u_e \tag{3.17}$$

Burada

$$A_e = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{K_{xz}}{m} & 0 & \frac{K_{iz}}{m} & 0 \\ 0 & -\frac{K_{xz}}{K_{iz}} & -\frac{R_z}{L_z} & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ ve } B_e = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

ve kontrol sinyali de aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned}
u_e &= -Ke \\
K &= [F_1 \quad -F_2]
\end{aligned} \tag{3.19}$$

K geri besleme kazanç matrisi kutup atama yöntemi ile bulunacaktır. Kutup atama yönteminin uygulanabilmesi için genişletilmiş sistem kontrol edilebilir özelliğini sağlamalıdır. Hava aralığı değişiminin integrali sisteme durum değişkeni olarak eklendiği için 4. dereceden sistemin kutupları $-25 \pm 20j$ noktalarında çift katlı kök olarak seçilir. A_e matrisinin rankı 4 olarak bulunduğu için genişletilmiş sistem kontrol edilebilirdir ve kutup atama tekniği uygulanabilir. Matlab programında kutup atama işlemi aşağıdaki komutlar kullanılarak yapılabilir [1].

$$K = \text{place}(A_e, B_e, [p1 \ p2 \ p3 \ p4])$$

$$K = \text{acker}(A_e, B_e, [p1 \ p2 \ p3 \ p4])$$

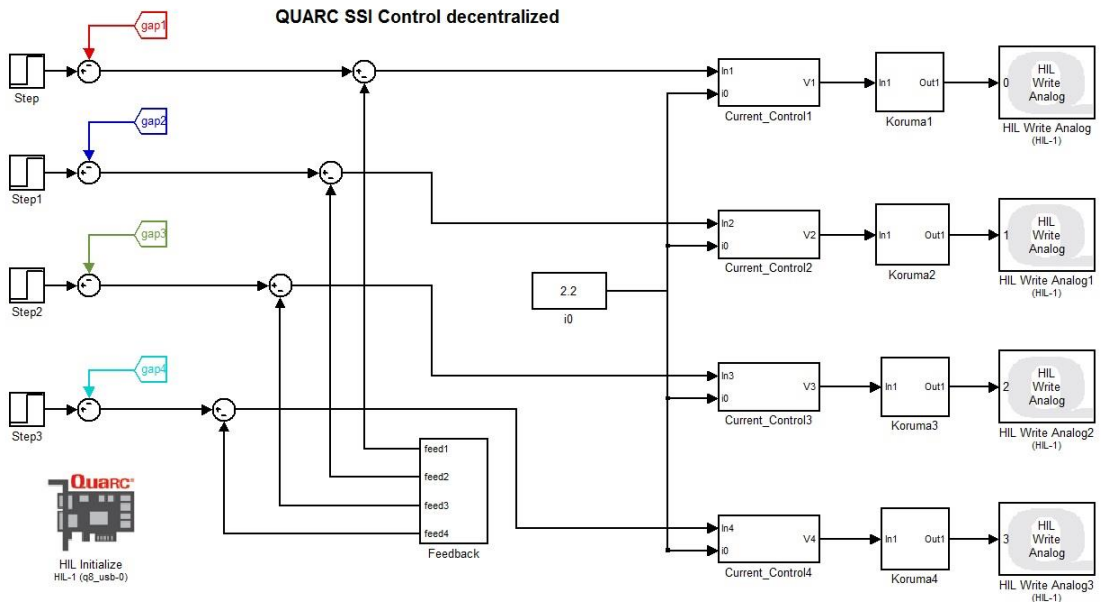
Place komutu ile aynı noktaya rank(B)'den fazla kutup yerleştirilemez. Bu yüzden aynı noktaya iki veya da fazla kutup atamak için place komutu kullanılmamaktadır. Bu yüzden kutup atamaları acker komutu ile yapılmaktadır. Ancak acker komutu nümerik olarak daha kararsızdır. Yüksek dereceli sistemlerde place komutu tercih edilmelidir. acker komutu kullanılarak durum geri besleme kazanç matrisi ve integral kazancı da aşağıdaki gibi hesaplanmıştır [1].

$$F_1 = [3785.26 \ 61 \ 1.03]$$

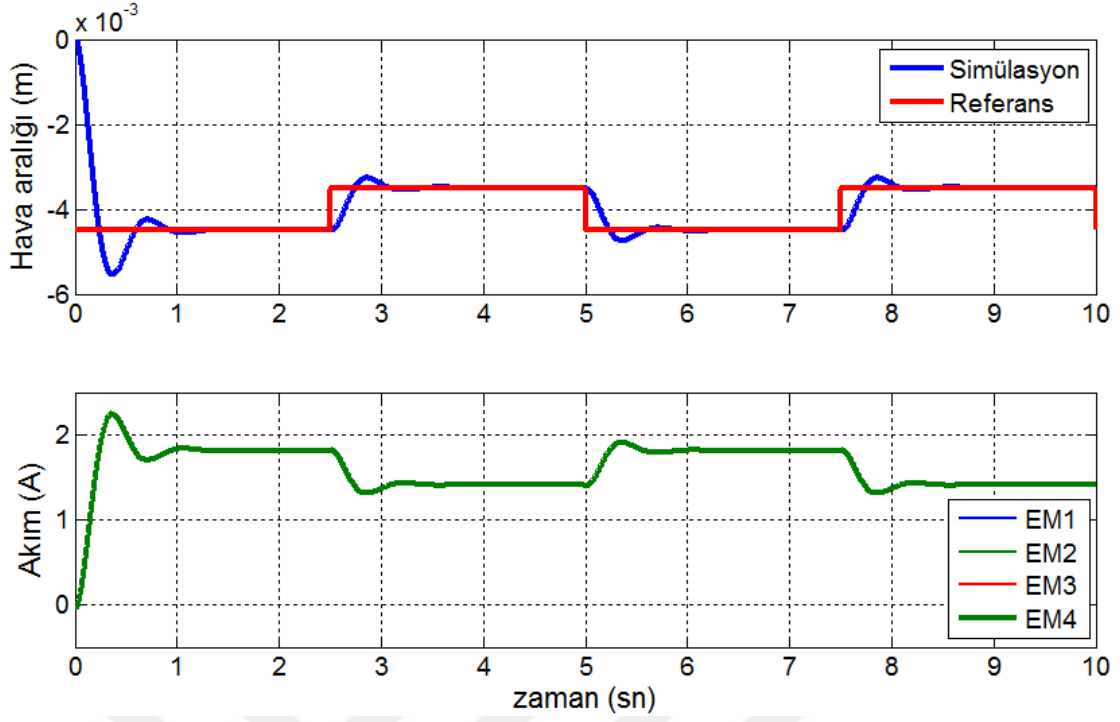
$$F_2 = -45895.2$$

Bu hesaplamalar MATLAB/Simulink ortamında test edilmiş olup pozisyon takibi, açılal yerdeğiştirme ve bozucu etki karşısındaki davranışları incelenmiştir.

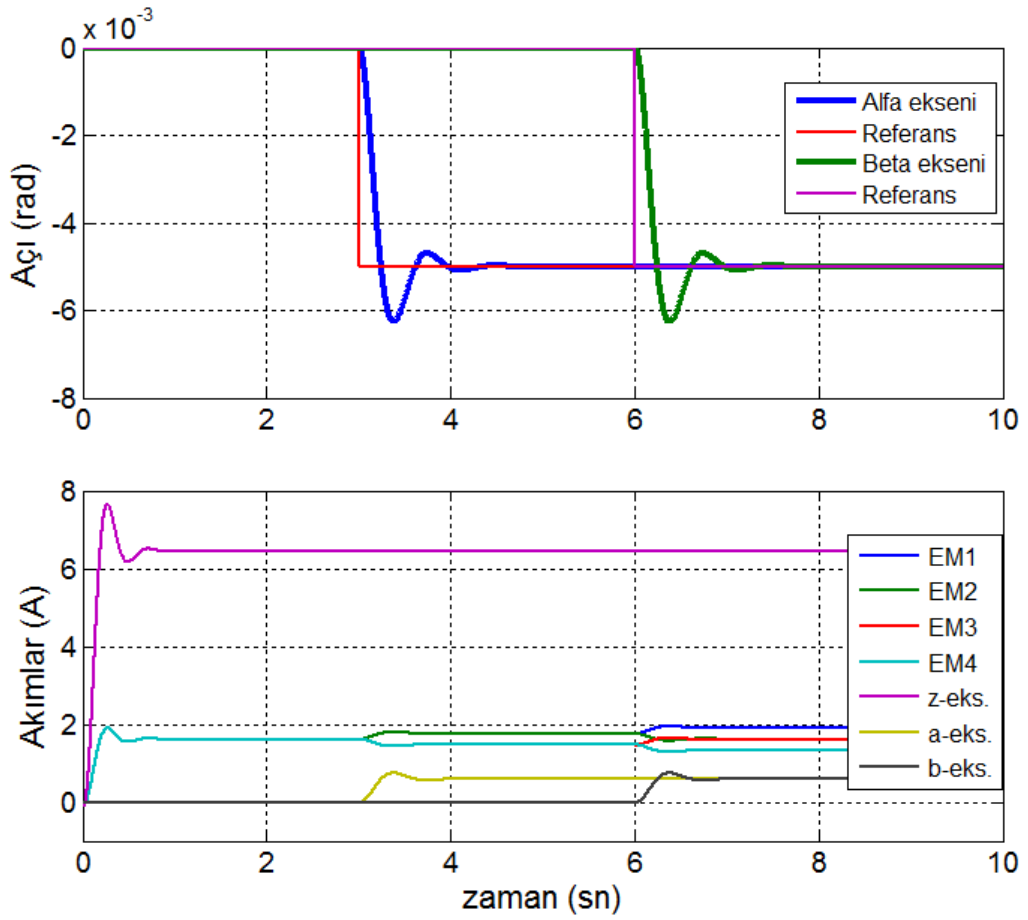
Kutup atama yapıldığında sistemin kutupları sol yarı düzleme taşınarak kararlılık sağlanmıştır. Sistem cevabının kontrol edilmek istenen değere bir üst aşım değeri yaparak oturduğu gözlemlenmiştir. Üsteaşım değeri makul değerlerde olduğundan ve sistemin hızlı cevap vermesi bakımından istenilen sonuçlar elde edilmiştir. Sistemin kontrol yapısına ilişkin blok diyagramı 3.21'de görülmektedir.



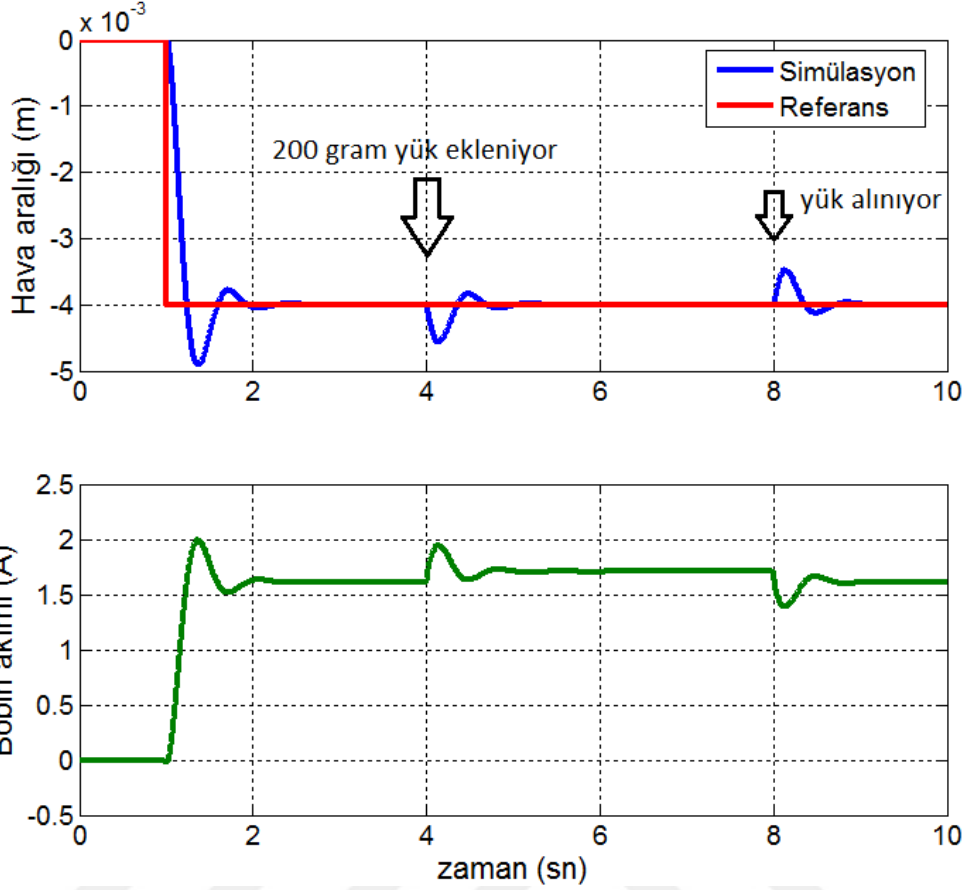
Şekil 3.21 SSI kontrolcü Simulink uygulama arayüzü



Şekil 3.22 SSI kontrol referans pozisyon takibi ve akım grafiği



Şekil 3.23 SSI açılı referans pozisyon takibi ve akım grafiği



Şekil 3.24 SSI bozucu etki için pozisyon takibi ve akım grafiği

Sisteme 200 gramlık yük eklenmesi ve çıkarılması durumunda çelik plaka çok az referans değerinden saparak dengeye gelmiş ve yükü biraz daha akım çekerek kompanze etmiştir. Durum geribeslemeli kontrol pozisyon takibi için yeterli derecede hızlı ve makul sonuçlar vermiştir. Fakat sisteme yükleme yapıldığında veya bozucu giriş eklendiğinde sistemde referans değerinden çok fazla üstaşım yapma ve kalıcı durum hatası gibi olumsuz sonuçlar ortaya çıkmıştır.

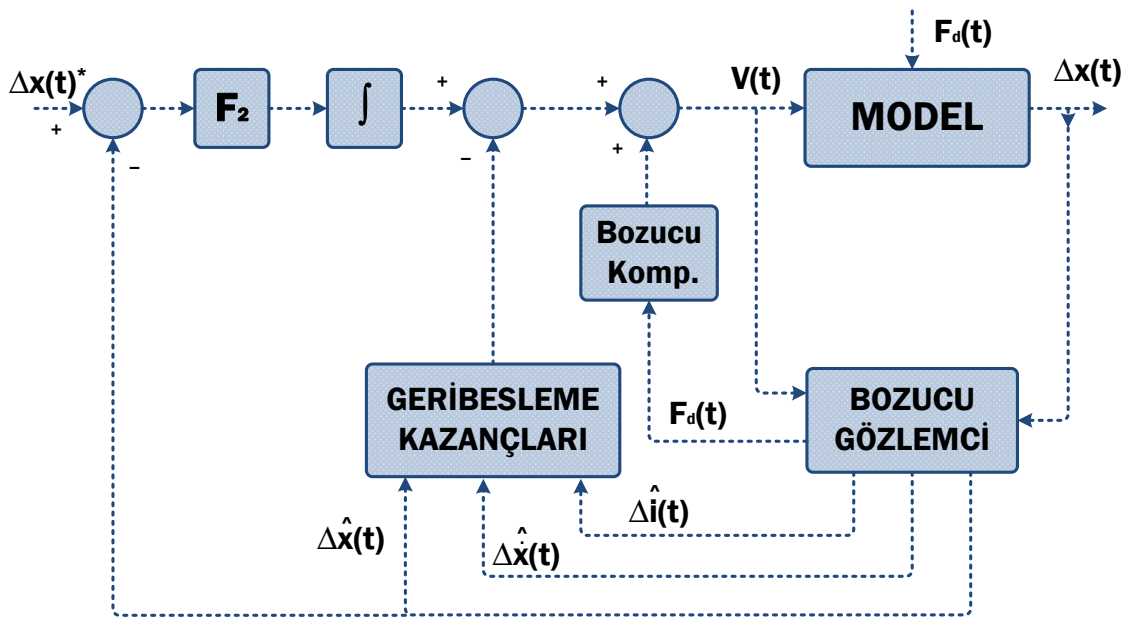
3.1.3 Bozucu Giriş Gözlemcisi (Disturbance Observer)

Durum uzayı integral kontrolü ile kontrolcü tasarımda sistemin tüm durum değişkenlerine $x(t)$ 'ye erişilebilir olduğu varsayılmıştır. Ancak pratikte tüm durum değişkenleri ölçülebilir değildir ya da yüksek maliyetlerinden dolayı sensör kullanımından kaçınılmaktadır. Modelimizde hava aralığı, hava aralığı hızı ve akım durum değişkenleri olarak kullanılmaktadır. Hava aralığı ve akım sensörler yardımıyla bulunabilirken hava aralığı hızı ölçülebilir değildir. Bu yüzden gözlemci tasarlanarak

sadece hava aralıkları ölçülerek diğer durum değişkenleri tahmin edilmiştir [1]. Gözlemlenebilir sistemlerin girişi ve çıkışı gözlemlenerek durum değişkenleri bulunabilir. Durum uzayında A, B, C ve D matrisleri ile gösterilen sistemin gözlenebilirliği ise $A_{n \times n}$, $C_{1 \times n}$ matris çifti ile belirlenir.

$$\begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \dots \\ \dots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

(3.20)'deki matrisin rankı tam (n) ise sistem gözlemlenebilirdir. Böylece, Şekil 3.25'de gösterildiği gibi uygun bir gözlemci tasarlanarak elde edilen durum vektörleri geri beslemede kullanılabilir. Gözlemci tabanlı durum geri beslemeli integral kontrolcü tasarımı kutup atama yöntemi kullanıldığı için sistemin hem kontrol edilebilir hem de gözlemlenebilir olması gerekmektedir. Atanacak kutupların yerleri yine Kessler kanonik formu kullanarak belirlenmiştir. Gözlemcinin sistemden daha hızlı çalışarak sistemdeki değişimlere daha çabuk cevap vermesi amaçlanmaktadır. Bu yüzden, genellikle gözlemcinin kutupları kontrolcü kutuplarından 2 ile 5 kat daha hızlı seçilir. Böylece sistemdeki hata daha hızlı olarak sifıra yakınsanır.



Şekil 3.25 Bozucu giriş gözlemcili integral kontrolcü blok diyagramı

Bozucu gözlemci tabanlı durum geri beslemesi integral kontrol yönteminde sisteme bozucu giriş uygulandığında hava aralığının sabit kalması amaçlanmıştır. Bu yüzden hava aralığı durum değişkeninin değişiminin integrali durum denkleminde eklenmiştir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta z(t) \\ \Delta \dot{z}(t) \\ \Delta i_z(t) \\ \int 0 - \Delta z(t) dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{K_{xz}}{m} & 0 & \frac{K_{iz}}{m} & 0 \\ 0 & -\frac{K_{xz}}{K_{iz}} & -\frac{R_z}{L_z} & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta z(t) \\ \Delta \dot{z}(t) \\ \Delta i_z(t) \\ \int 0 - \Delta z(t) dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_z} \\ 0 \end{bmatrix} \Delta V_z(t) \quad (3.21)$$

Bozucu kuvvetin gözlemci tarafından belirlenmesi kontrol sistemi için önemlidir. Gözlemcinin bozucu girişler olması durumunda durum değişkenlerini hatalı tahmin ettiği görülerek sisteme bozucu kompanzasyonu eklenmiştir. Bozucu kuvvet durum uzayı denklemlerine dördüncü durum değişkeni olarak eklenir. Bozucu gözlemci (3.22)'de ki durum denklemleri ile yapılandırılır [18, 29, 30, 32, 37].

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta z(t) \\ \Delta \dot{z}(t) \\ \Delta i_z(t) \\ f_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{K_{xz}}{m} & 0 & \frac{K_{iz}}{m} & -\frac{1}{m} \\ 0 & -\frac{K_{xz}}{K_{iz}} & -\frac{R_z}{L_z} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta z(t) \\ \Delta \dot{z}(t) \\ \Delta i_z(t) \\ f_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_z} \\ 0 \end{bmatrix} \Delta V_z(t)$$

$$\begin{aligned} \hat{\dot{x}} &= A\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} &= C\hat{x} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Şekil 3.26'da bozucu gözlemci tabanlı durum geri besleme integral kontrol simülük modeli ve Şekil 3.27'de bozucu gözlemci altsistemi verilmiştir. Bozucu gözlemci ile hesaplanan bozucu kuvvet bozucu kompanzasyonu katsayısı ile çarpılarak kontrol girişi ile toplanır. Sistemin sonsuzda kararlı halde olduğu düşünülerek durum denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$0 = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{K_{xz}}{m} & 0 & \frac{K_{iz}}{m} \\ 0 & -\frac{K_{xz}}{K_{iz}} & -\frac{R_z}{L_z} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta z(\infty) \\ \Delta \dot{z}(\infty) \\ \Delta i_z(\infty) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_z} \end{pmatrix} \Delta V_z(\infty) + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{1}{m} \\ 0 \end{pmatrix} f_d \quad (3.23)$$

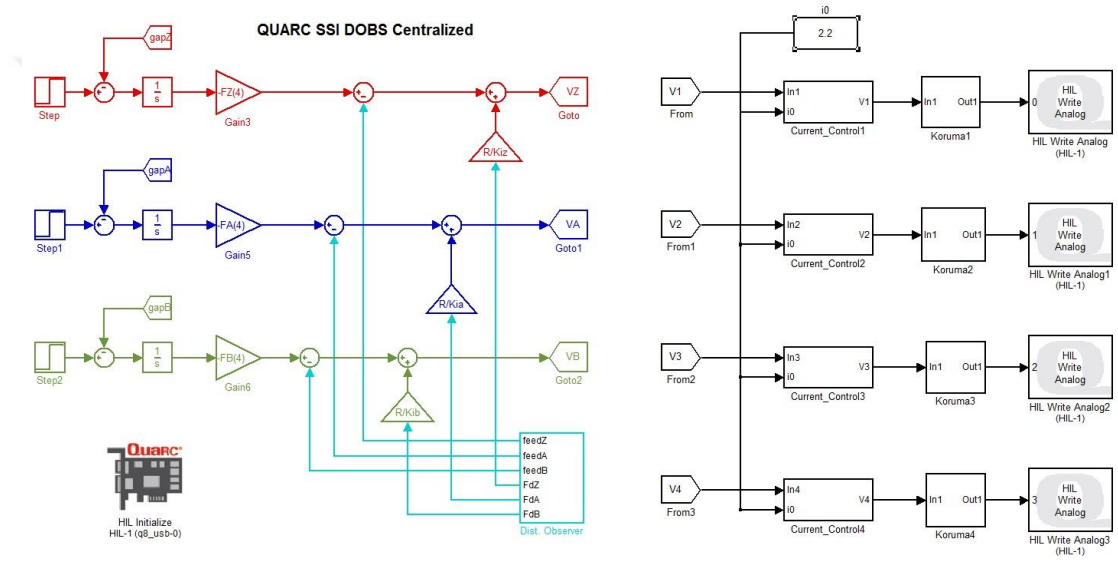
Durum denklemleri düzenlenerek,

$$\begin{aligned} \frac{K_{iz}}{m} \Delta V_z(\infty) - \frac{1}{m} f_d &= 0 \\ -\frac{R_z}{L_z} \Delta i_z(\infty) + \frac{1}{L_z} \Delta V_z(\infty) &= 0 \end{aligned} \quad (3.24)$$

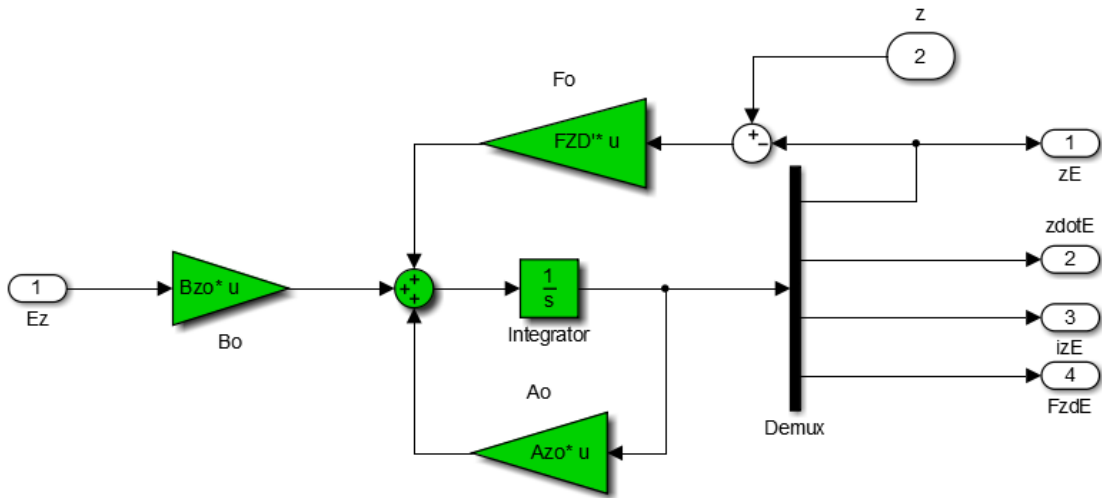
bozucu kompanzasyon katsayısı aşağıdaki gibi bulunur:

$$K_{fd} = \frac{\Delta V_z(\infty)}{f_d} = \frac{R_z}{K_{iz}} \quad (3.25)$$

Bozucu giriş gözlemcisi Matlab/Simulink modeli aşağıda görülmektedir.

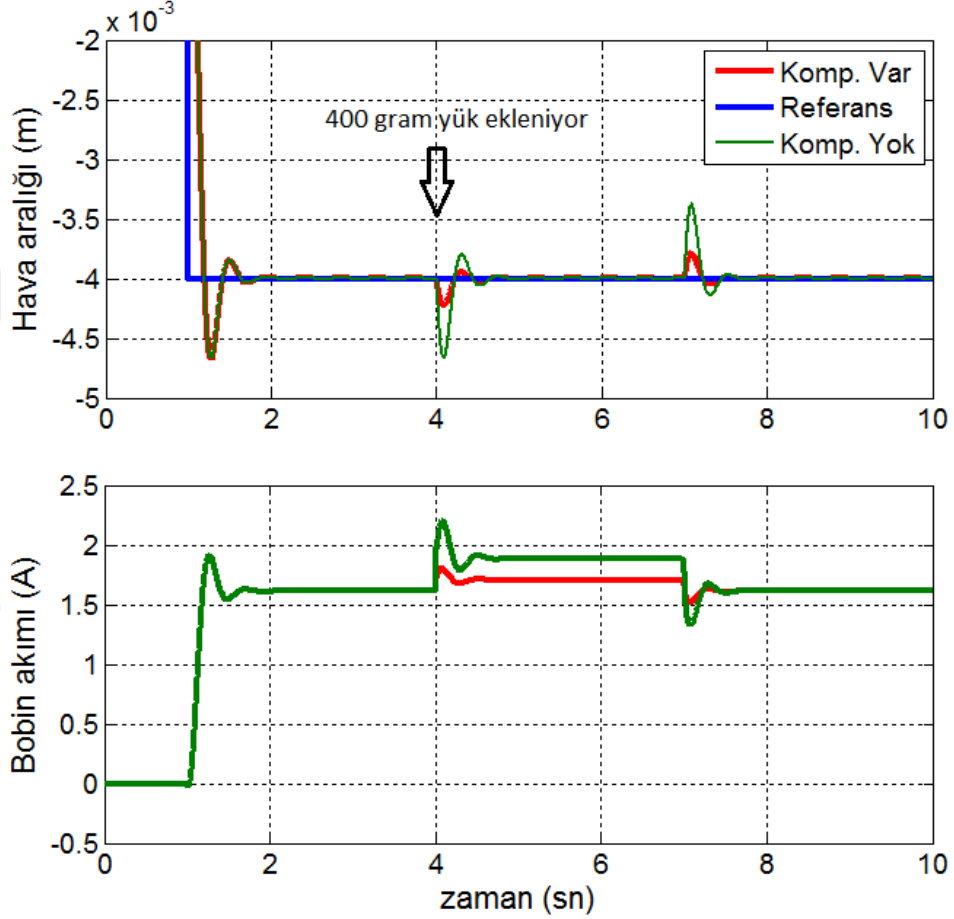


Şekil 3.26 Bozucu giriş gözlemcili integral kontrolcü Simulink uygulama arayüzü



Şekil 3.27 Bozucu giriş gözlemcili altsistemi modeli

Sonuçlar yine simülasyonlarla test edilmiş olup bozucu giriş gözlemcisinin pozisyon takibi, açılal yerdeğıştirme ve bozucu giriş karşısındaki davranışları incelenmiştir. Bozucu giriş gözlemcisi sisteme dışarıdan gelebilecek etkiler veya yükleme yapılması durumunda, bozucu kompanzasyonu olmadan elde edilen sonuçlara göre daha makul sonuçlar vermiştir. Bu durum Şekil 3.28’de karşılaştırılmalı olarak gösterilmiş olup bozucu giriş gözlemci kullanılarak 3 kat daha fazla yükleme yapılabilir.

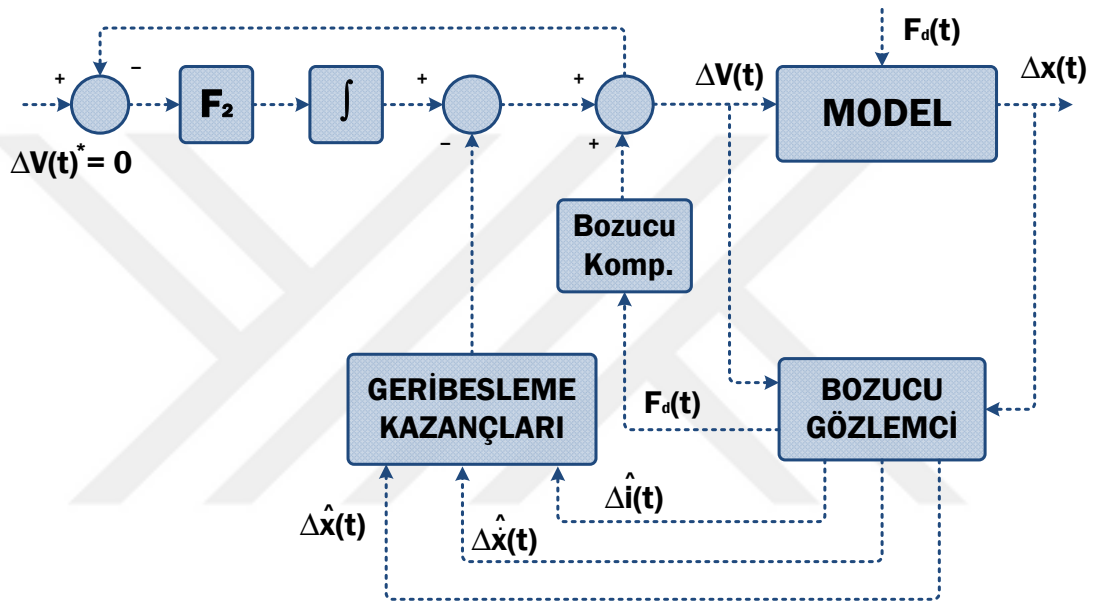


Şekil 3.28 Kompanzasyon olduğunda yükleme ve akım grafiğı karşılaştırması

3.2 Sıfır Güç Kontrolü

Sıfır güç kontrolünde çelik plakayı havada yastıklamak için gerekli kuvvet elektromıknatısların uçlarına yerleştirilen kalıcı mıknatıslar sayesinde üretilir. Bu sebeple, herhangi bir bozucu olmadığı takdirde çelik plakayı havada tutabilmek için gerekli kuvvet doğal mıknatıslanma kuvvetiyle karşılanmış olur; bu yöntemle literatürde sıfır güç kontrolü denir [1, 38, 40, 43, 44, 45].

Sistemde bozucu girişler olması durumunda elektromıknatis sargıları anlık olarak akım çekerek çelik plakayı aynı hava aralığı değerinde tutmaya çalışacaktır. Kalıcı durumda akım yine sifıra yakınsanacağından güç de sifıra yakınsar. Bu kontrol metodu ile manyetik yastıklama için ihtiyaç duyulan enerji miktarı minimize edilmiş olur. Sıfır güç kontrolü gerçekleştirilirken kullanılan metodlar elektromıknatislerin sargılarının uyarılması için kullanılan güç kaynağına göre gerilim ve akım kaynağı tabanlı olmak üzere iki tiptir. Bu çalışmada gerilim kaynağı kullanıldığı için gerilim uyarımlı sıfır güç denetleyici (Şekil 3.29) tasarlanmıştır.

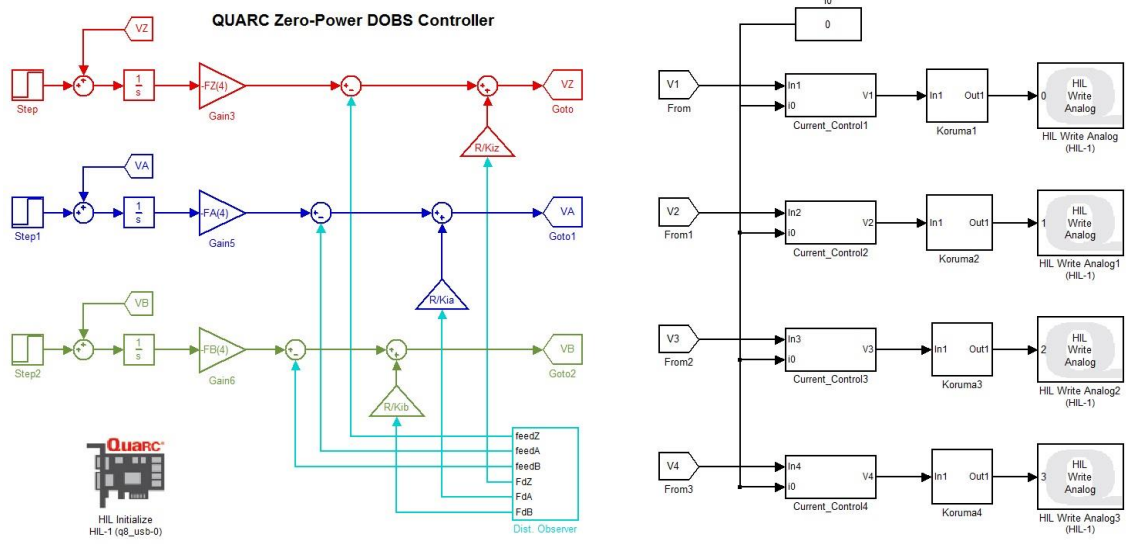


Şekil 3.29 Sıfır güç denetleyici blok şeması

Kontrol girişi ΔV_z 'nin integrali durum değişkeni olarak sisteme eklenmiştir. Böylece sistem herhangi bir bozucu giriş olmadığı takdirde uygulanan gerilimi sifıra götürerek sıfır güç kontrolü uygulanmaktadır. Bu genişletilmiş sistem gözlenebilirlik koşulunu tamamen karşılamamasına rağmen, kontrol girişinin integrali $\int \Delta V_z$ direk olarak kontrol girişi ΔV_z 'den hesaplanabilir. Böylece tüm durum değişkenleri tahmin edilebilir. Sistemin genişletilmiş durum denklemleri ise aşağıdaki gibidir:

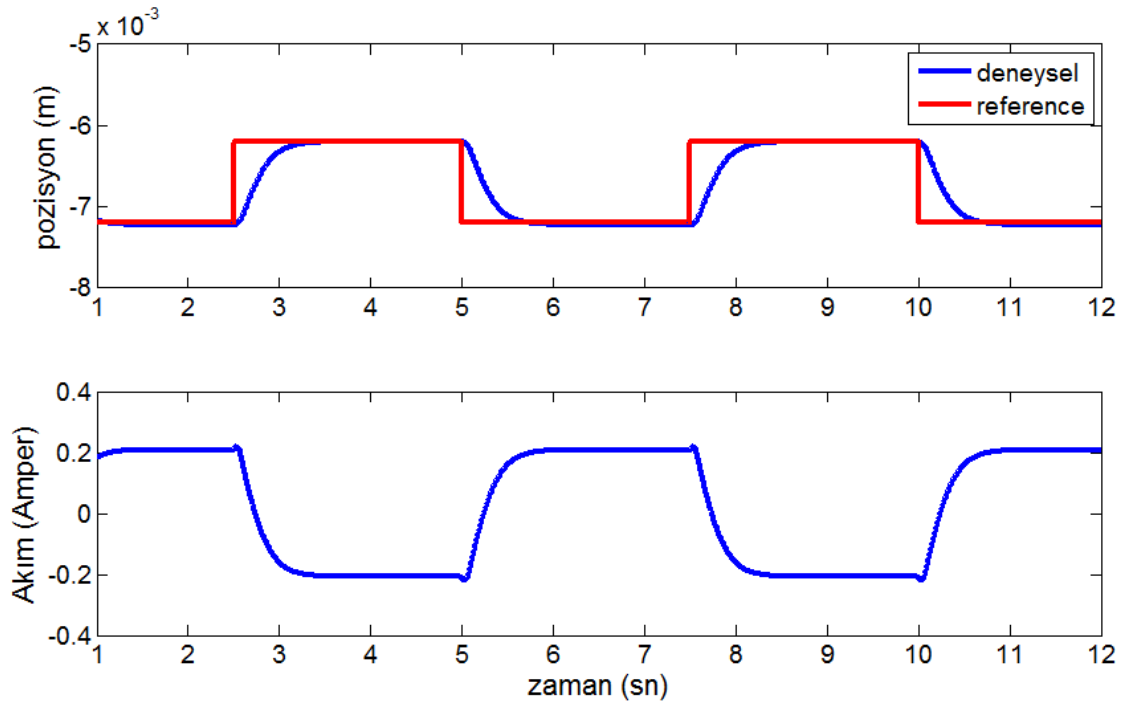
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta z(t) \\ \Delta \dot{z}(t) \\ \Delta i_z(t) \\ \int 0 - \Delta V_z(t) dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{K_{xz}}{m} & 0 & \frac{K_{iz}}{m} & 0 \\ 0 & -\frac{K_{xz}}{K_{iz}} & -\frac{R_z}{L_z} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta z(t) \\ \Delta \dot{z}(t) \\ \Delta i_z(t) \\ \int 0 - \Delta V_z(t) dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_z} \\ -1 \end{bmatrix} \Delta V_z(t) \quad (3.26)$$

Gerilim tipi sıfır güç kontrolü kontrol girişinin integrali $\int \Delta V_z$ 'yi sıfıra götürerek gerçekleştirilir. Kontrol girişinin integrali $\int \Delta V_z$ elektromıknatis sargıları tarafından üretilen manyetik akı anlamına gelmektedir.

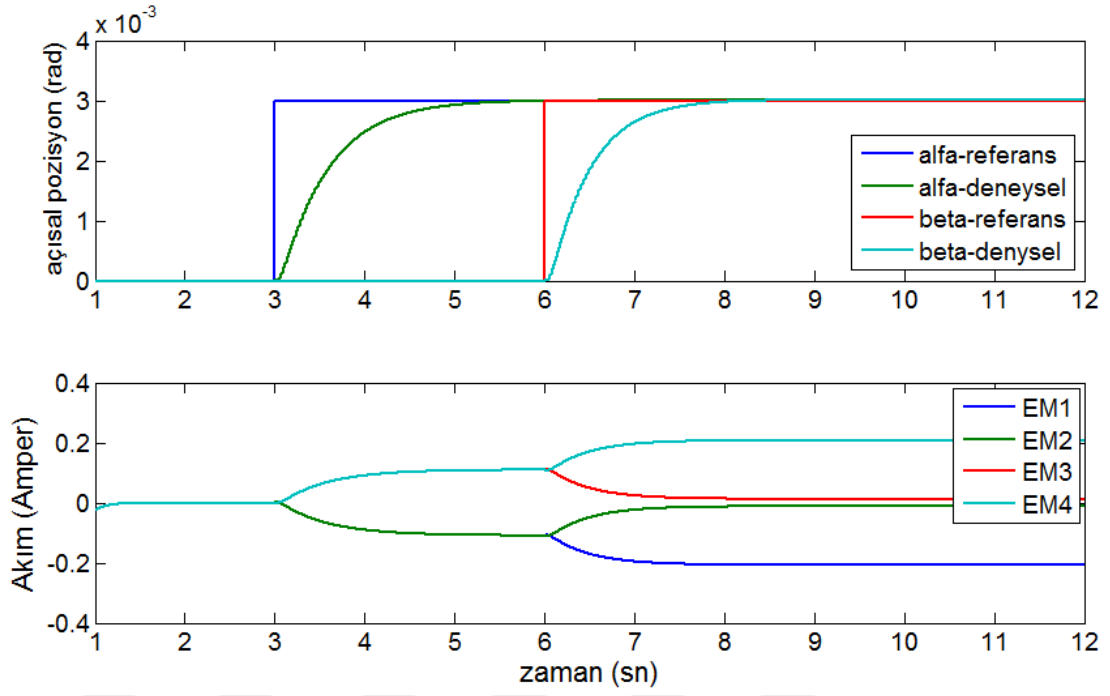


Şekil 3.30 Sıfır güç denetleyici Simulink uygulama arayüzü

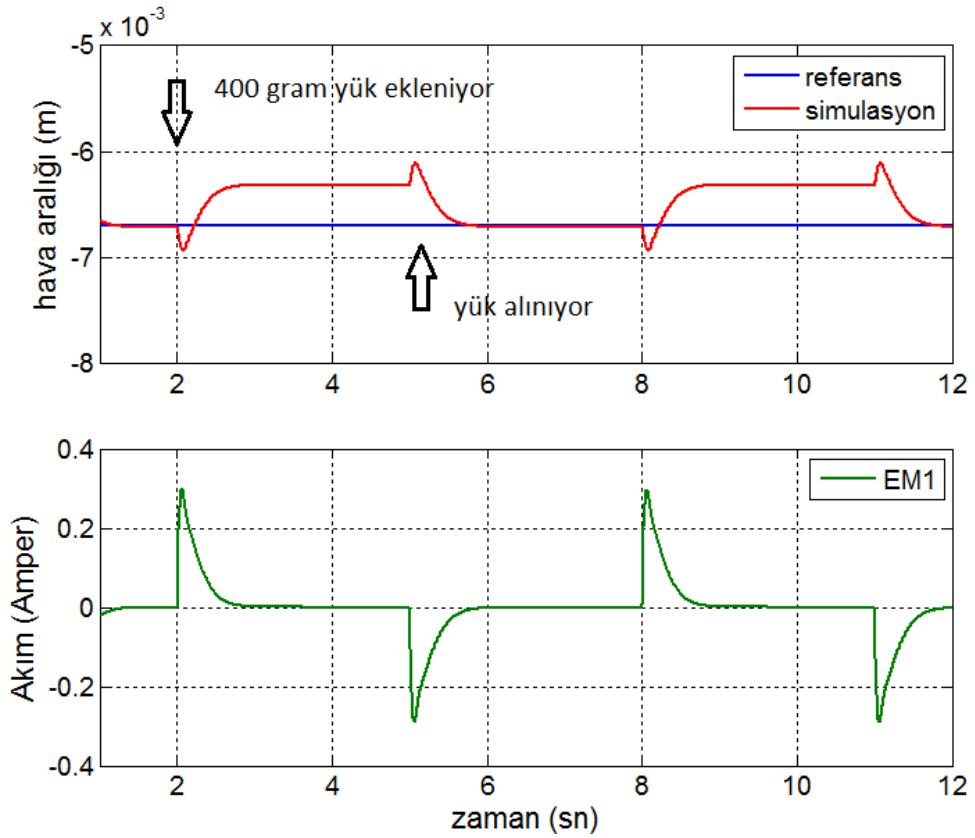
Gerilimi sıfıra götürecekte şekilde tasarlanan ve bozucu giriş gözlemcili sıfır güç kontrolcünün performansını gözlemlemek için deneyler gerçekleştirilmiş ve referans takibi – akım grafiği Şekil 3.31’de verilmiştir.



Şekil 3.31 Sıfır güç denetleyici referans pozisyon takibi ve akım grafiği



Şekil 3.32 Sıfır güç denetleyici açılı referans takibi



Şekil 3.33 Sıfır güç denetleyici bozucu giriş davranışı

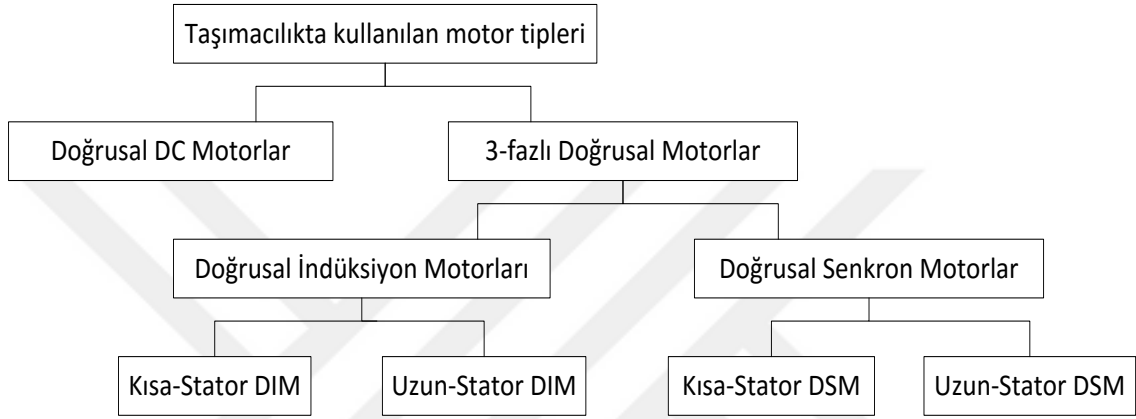
YATAY EKSEN HAREKETİNİN MODELLENMESİ

Doğrusal motorun geçmişi 1840 ların başlarına kadar uzanmaktadır. Sonrasında ise doğrusal motorlar raylı taşımacılık sistemlerinde kullanılmaya başlanmıştır. 1935 yılında sonlarına doğru manyetik levitasyon trenin ilerlemesi için doğrusal motor kullanılması fikri tartışılmaya başlanmıştır ve 1940 sonlarına doğru ilk çalışan model geliştirilmiştir [47, 48, 49]. Doğrusal motorun taşımacılıkta kullanılmasının avantajları öncelikle mekanik sürtünmenin olmamasıdır; yüksek ivmelenme, dişli sistemine ihtiyaç duyulmaması ve sadece elektrik enerjisi harcanması ise çevreci yönünü ortaya koymaktadır. Bizim uygulamamızda doğrusal motorun kullanılması ise plakaların taşınırken yüzeylerinde mekanik sürtünmeye dayalı bir deformasyon olmaması ve enerjinin en aza indirgenmesi bakımından oldukça avantajlıdır.

Uygulanan kontrol algoritmaları ile başarılı bir manyetik levitasyon sonucunda çelik plakalar havada yastıklanmıştır. Bu bölümde, havada yastıklanan plakaların yatay ekseninde doğrusal hareketinin sağlanması konusu ele alınmıştır. Manyetik yastıklama sisteminin levitasyon ve yatay tahrik mekanizmasının ayrıklaştırılması sistemin kontrolü açısından önemlidir. Levitasyon kontrolü elektromıknatıslar ile kontrol edilirken, yatay hareket doğrusal motor faz sargıları ile kontrol edilir. Doğrusal indüksiyon motorunun faz sargılarının oluşturduğu manyetik alanın levitasyon mekanizmasını bozmaması gerekmektedir ki bunu gerçekleştirmek için elektrik motorlarında alan yönlendirmeli kontrol (vektör kontrol) olarak bilinen yöntemin doğrusal indüksiyon motoruna uygulanması gerekir. [1, 2, 3, 4, 47, 48, 49].

4.1 Alan Yönlendirmeli Kontrol

Doğrusal motorun çalışma prensibi ile rotasyonel motorun çalışma prensibi aynıdır; doğrusal motoru, rotasyonel motorun şaft boyunca açılmasından elde edilen bir yapı olarak düşünülebiliriz. Doğrusal motorlar direk itme (thrust) kuvveti üretebilmesi, yüksek ivmelenmesi ve bunları herhangi bir dişli mekanizmasına ihtiyaç duymaksızın gerçekleştirebilmesi bakımından oldukça avantajlıdır. Şekil 4.1’de raylı sistemlerde kullanılan doğrusal motor tipleri gösterilmiştir.



Şekil 4.1 Taşımacılıkta kullanılan doğrusal motor tipleri

Doğrusal motor üzerindeki oluklara faz sargıları yerleştirilir (R, S, T). Bu sargılara uygulanan değişken gerilimler neticesinde yatay ekseninde hareket eden bir elektromanyetik alan elde edilir. Manyetik yastığın pozisyonunu daha hassas ve doğru bir şekilde kontrol etmek amacıyla doğrusal motor sargıları tarafından endüklenen elektromanyetik alanın istenen tarzda şekillendirilmesine dayanan kontrol tekniği alan yönlendirmeli kontrol olarak bilinir [1, 2, 10, 39, 47, 48, 49]. Alan yönlendirmesi; endüklenen alanın tahrik alanı ve levitasyon alanı olarak iki ayrı alana ayrıştırılması temeline dayanır. 3 faz sargı akımları, dönüşüm matrisi kullanılarak aralarında 90 derece elektriksel açı bulunan sanal 2 ayrı akıma (faza) dönüştürülür (Ek-B).

Şekil 4.2’de sistemde yatay hareketi kontrol etmek amacıyla kullanılan doğrusal indüksiyon motoru görülmektedir.



Şekil 4.2 Sistemde kullanılan doğrusal indüksiyon motoru

Yatay hareket mekanizmasıyla levitasyon kısmının birbirinden ayrıştırılması üretilecek elektromanyetik alanın doğru bir şekilde yönlendirilmesiyle mümkündür. Bu yüzden düşey ekseninde oluşacak kuvvetleri üreten akımların toplamı $i_d = 0$ olmalıdır. Yatay ekseninde oluşacak kuvvetleri üreten akımların toplamı ise i_q ile ifade edilir [1, 2, 10, 39].

d – q eksenlerine ilişkin gerilim denklemi aşağıdaki gibidir:

$$V_d = i_d R + L_d \frac{di_d}{dt} - \frac{\pi v}{\tau_p} \Phi_q \quad (4.1)$$

$$V_q = i_q R + \frac{di_q}{dt} - \frac{\pi v}{\tau_p} \Phi_d \quad (4.2)$$

İtme kuvveti d ve q eksen akılarına bağlı olarak hesaplanır:

$$F_q = K(\Phi_d i_q - \Phi_q i_d) \quad (4.3)$$

d ve q eksen akıları ise aşağıdaki gibi ifade edilirler:

$$\Phi_d = L_d i_d + \Phi \quad \text{ve} \quad \Phi_q = L_q i_q \quad (4.4)$$

Çelik plakaya doğrusal motor tarafından uygulanan yatay elektromanyetik kuvvet ise aşağıdaki gibidir:

$$F_q = K(\Phi_d i_q - \Phi_q i_d) = K[\Phi_d i_q - (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (4.5)$$

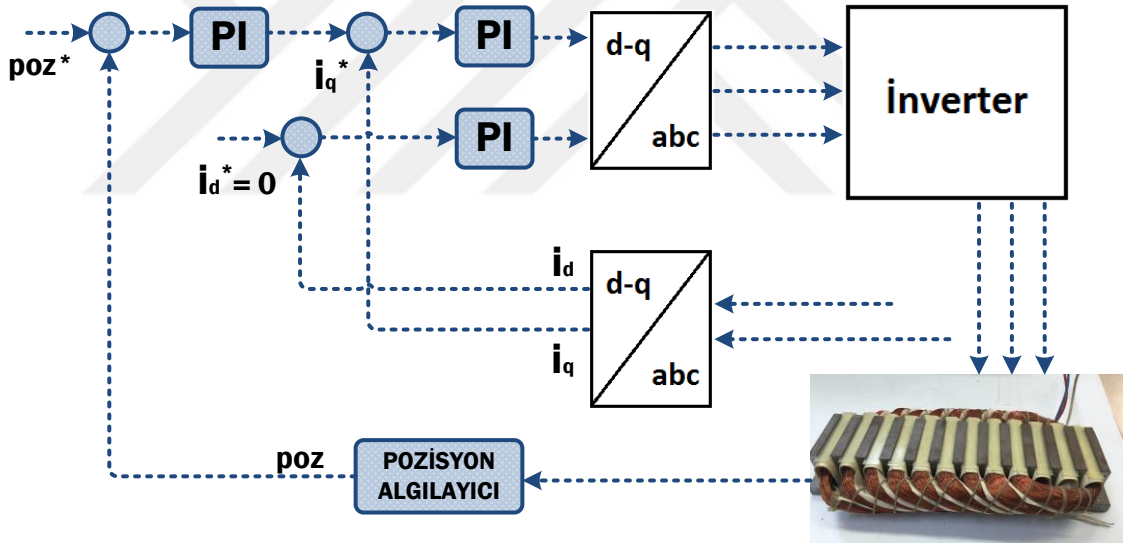
Çelik plaka ile doğrusal motor arasındaki hava aralığı değeri, dönel senkron motorlardakine kıyasla oldukça fazladır, bundan dolayı eşdeğer d – q eksen endüktans

değerleri birbirine eşit kabul edilebilir ($L_q \approx L_d$). Bu durumda yatay elektromanyetik kuvvet aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$F_q = K(\Phi i_q) \quad (4.6)$$

Sistemde levitasyon işleminin, sıfır güç kontrolü yoluyla hibrit elektromıknatısların üzerinde bulunan kalıcı mıknatıslar tarafından yapılması istendiği için, düşey eksende kuvvet oluşturacak bütün akımlar sıfıra yakınsanır. Böylece doğrusal motor tarafından levitasyonu bozabilecek kuvvetlerin oluşması da önlenmiş olur. Dahası, doğrusal motor üzerindeki sargı olukları çelik plaka ile doğrusal motor arasındaki hava aralığında salınımlara (cogging kuvveti) neden olmakta ve kontrol kalitesini düşürmektedir. Bu salınımların minimum seviyede tutulması için yatay ve düşey hareket kontrolünde bozucu giriş gözlemcileri tasarlanmıştır.

Sistemin yatay eksendeki hareketini kontrol eden algoritma Şekil 4.3'de görülmektedir.

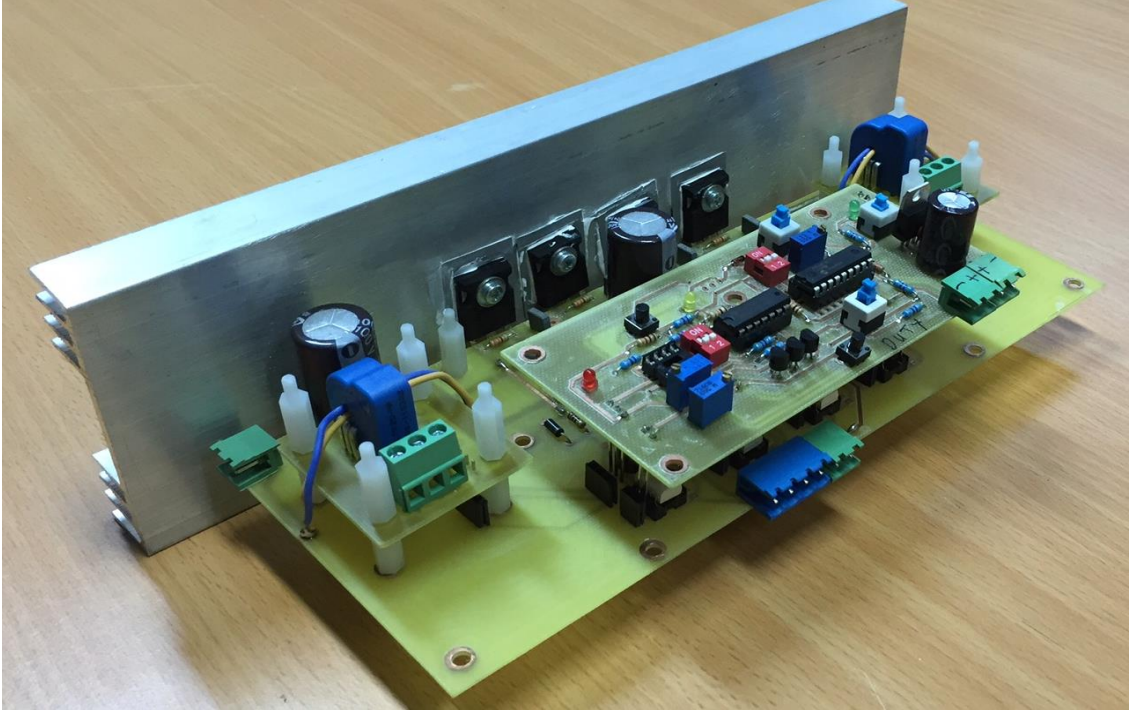


Şekil 4.3 Çelik plaka yatay eksen tahrik mekanizması

Uygulama noktasında ise motor sürücü olarak farklı tasarımlar yapılmıştır. Doğrusal OPAMP sürücü devreleri ve piyasada standart olarak bulunan motor sürücü devreleri ile deneyler yapılmış olup sisteme istenen akım istenilen sürede verilememiştir. Bunun üzerine kendi uygulamamıza özel yüksek anahtarlama frekanslarına ve yüksek akım değerlerine çıkabilecek H-Bridge motor sürücü devresi tasarlanmış ve üretilmiştir.

Tasarlanılan H-Bridge motor sürücü iki kısımdan oluşmaktadır. Birinci kısımda mikroişlemcili bir kontrol kartı bulunmakta olup 15 kHz çalışma frekansına sahip

mikroişlemci mosfetleri sürececek PWM sinyallerini üretmekle beraber sistemde aşırı akım kontrolü de yapabilmektedir. İkinci kısımda ise üretilen PWM sinyalleri TLP250 entegrelerine gönderilmekte ve sürücü katmanında bulunan mosfetler üzerinden motor sürme işlemi gerçekleştirilmektedir. Sürücülerin her biri devrede kullanılan kapasite ve mosfetlerin izin verdiği 100V değerinde 10A akım verebilmektedir ($P=1kW$). Şekil 4.4 de montajı tamamlanmış olan motor sürücü devresi görülmekte olup devreye ilişkin tasarımlar EK-C’de verilmiştir.



Şekil 4.4 Montajı tamamlanmış H-Bridge motor sürücü devresi

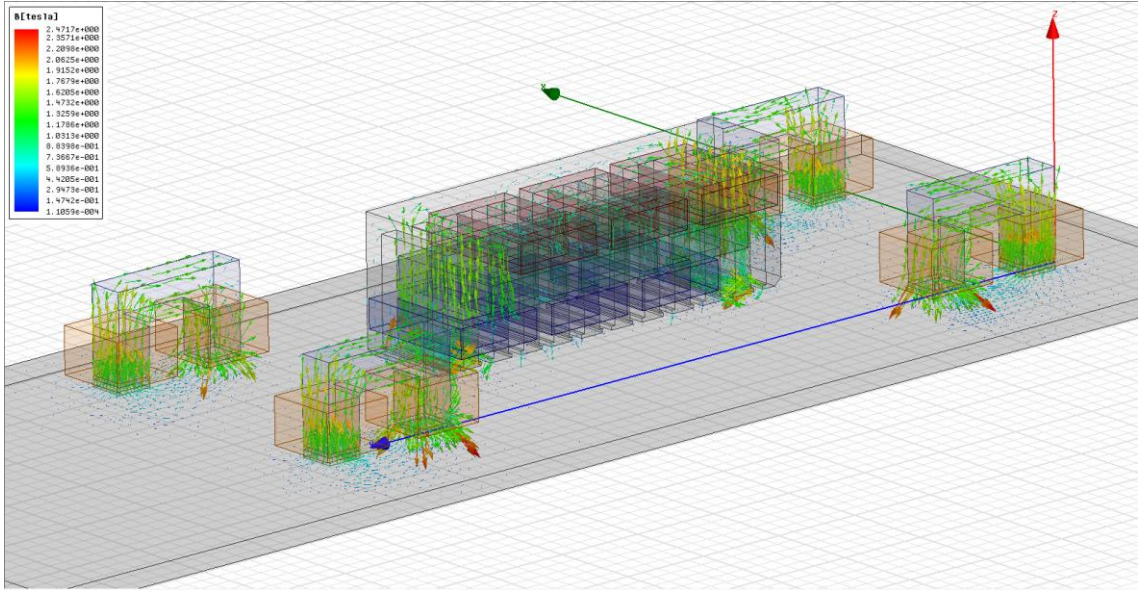
4.2 Doğrusal Motorun Sonlu Elemanlar Metodu ile Analizi

Tasarlanan sistemde bulunan doğrusal motorun, ANSYS Maxwell programı kullanılarak değişen akım ve hava aralığı değerleri için kuvvet analizi yapılmıştır. Çelik plaka kalıcı mıknatıslar olmadan 4mm, kalıcı mıknatıslar olduğunda 6.7 mm de yastıklanarak yataydaki hareketi üzerine çalışılmıştır. Doğrusal indüksiyon motorunun belirli hava aralığı değerleri için fazlarına uygulanan gerilim neticesinde oluşan akım değerlerine göre üreteceği kuvvet hesaplanmıştır. Aşağıdaki tabloda (Çizelge 4.1) değişen parametreler için hesaplanan kuvvet değerleri gösterilmektedir.

Çizelge 4.1 Hava aralığı ve akıma bağlı kuvvet değerleri (N cinsinden)

Akım	F (x=1 için)	F (x=2 için)	F (x=3 için)	F (x=4 için)	F (x=5 için)
0.5 A	9.1	2.5	1.2	0.6	0.4
1 A	37.1	10.2	4.7	2.6	1.7
1.5 A	84.5	23.1	10.7	6.1	3.8
2 A	151.6	41.3	19.1	10.8	6.9
2.5 A	238.6	64.8	29.9	16.9	10.8
3 A	344.9	93.7	43.2	24.4	15.6
3.5 A	469.3	127.9	58.9	33.3	21.2

Kuvvet analizi sonucu çelik plakanın kütlesi ve akım değerleri gözönünde bulundurularak en uygun hava aralığına göre doğrusal indüksiyon motor sisteme entegre edilmiştir. Linear Motorun Maxwell programındaki çizimi de aşağıdaki şekilde verilmiştir.

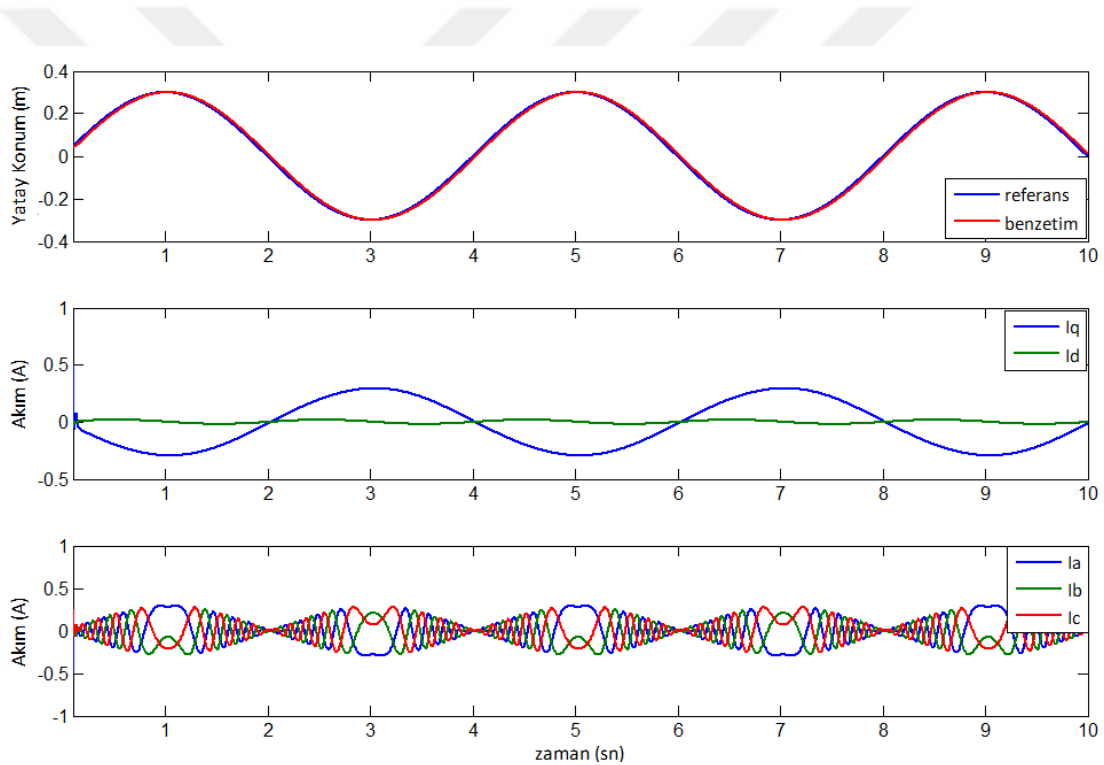


Şekil 4.5 Doğrusal indüksiyon motorunun Maxwell analizi

3 boyutlu kuvvet analizinden sonra çelik plakanın yatay eksenindeki hareketi bilgisayar ortamında simülasyonlarla test edilmiştir. Pozisyon algılayıcıyla plakanın pozisyonu belirlendikten sonra istenilen noktaya çelik plakanın taşınabilmesi için gerekli kontrol çevriminde hata değeri PI kontrolcüyle sıfırlanmaya çalışılmaktadır. Kontrolcü, plakanın

referans değere gitmesi için gerekli yatay kuvveti üretecek i_q referans akım değerini belirler. Sonrasında ise akım da bir PI kontrolcüyle bir çevrime sokularak kontrol edilir.

Yatay eksendeki hareketi modellemek amacıyla Matlab/Simulink ortamında kontrol çevrimi oluşturulmuştur. Çelik plakanın yatayda ± 30 cm sinüsoidal şekilde hareket ettiğini varsayarak bir konum girişi verilmiştir. Çelik plaka havada asılı olup sürtünme etkisi hava haricinde bulunmamaktadır. Hava sürtünmesi ise düşük hızlarda oldukça düşük olup ihmal edilmektedir. Bu durum dikkate alındığında hız referansı verildikten sonra çelik plaka hız değerine ulaşır ulaşmaz q – eksen akımı sıfır yapılarak sistemin bu hızda hareket ettiği kabul edilmiştir. Bu duruma ilişkin benzetim sonuçları Şekil 4.6’da görülmektedir.



Şekil 4.6 Yatay eksen hareketi simülasyon sonuçları

Simülasyon sonuçlarına göre çelik plaka yatayda verilen pozisyon takibini başarıyla gerçekleştirebilmektedir. Referans konumu takip ederken fazlarda oluşan akımları da grafikten görmek mümkündür. Düşey ekseninde bir kuvvet oluşturacak i_q akımının ise sıfır olduğu görülmektedir.

SONUÇ VE ÖNERİLER

Manyetik levitasyon sistemleri özellikle yüksek hızlı maglev trenleri sayesinde son dönemde yoğun ilgi gören bir mühendislik bilimleri alanı olmuş ve araştırmacılar tarafından bu alanda hem endüstriyel hem de akademik anlamda kapsamlı çalışmalar ortaya konmuştur.

Bu tez kapsamında oluşturulan manyetik yastıklama sisteminde 4 elektromıknatısla çelik plakanın 3 serbestlik derecesinde (dikey ekseninde doğrusal ve yatay eksenlerde dönme) hareketleri ve gerçekleştirilmiş olup doğrusal indüksiyon motoru ile yatay ekseninde düzlemsel hareketi ve yatay tahrik mekanizmasının yastıklama etkisi matematiksel ve elektromanyetik analizlerle incelenmiştir.

Sistemde çelik plakanın havada tutulması (levitasyonu) farklı kontrolcülerle denenmiş olup kontrolcü performansları karşılaştırılmalı olarak ele alınmıştır. Kullanılan doğrusallaştırılmış modele uygulanan kontrol algoritmaları simülasyon çalışmalarında öngörüldüğü üzere deneysel olarak da oldukça makul ve tatmin edici sonuçlar vermiştir.

Tez kapsamında ileri teknoloji ürünü bir esnek taşıma sistemi modellenmiş ve eksenlerdeki hareketi farklı kontrol metodlarıyla başarıyla kontrol edilmiştir. Elde edilen sonuçlar ilerleyen zamanlarda ülkemizde bu alanda çalışmak isteyen araştırmacılara ışık tutacak niteliktedir. Gelecek çalışmalarda ileri kontrol teknikleri (sliding mode control, fuzzy) levitasyon aşamasında sistemimiz için denenecektir. Ayrıca sistem yüksek kararsızlığa sahip olduğundan akım kontrolü olmadan levitasyonu kararlı hale getirmek mümkün olmamıştır. İleri süreçte akım kontrolü olmadan (akım sensörlerini devreden çıkarıp) levitasyon kararlı hale getirilmeye çalışılacaktır.

Sonrasında ise hava aralığını ölçen optik sensörlerden herhangi biri devreden çıktığında yine levitasyonun kararlı halde kalmasını sağlayacak bir algoritma üzerinde çalışılacaktır (fault tolerant control). Yatay tahrik mekanizmasının deneysel olarak sisteme alınması ve gerçekleştirilmesi üzerine çalışılacaktır. Yatay hareketin pozisyon kontrolü için farklı tip sensörler kullanılarak (endüktif, kamera tabanlı) farklı çalışma koşulları için sistem esnek bir yapıya kavuşturulacaktır.



KAYNAKLAR

- [1] Ertuğrul, H. F., (2014). “4 Kutuplu 3 Serbestlik Dereceli Karma Elektromıknatısın Modellenmesi ve Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [2] Choi, J. S., ve Baek, Y. S. (2008). “Magnetically-Levitated Steel-Plate Conveyance System Using Electromagnets and a Linear Induction Motor”, IEEE Transactions on Magnetics, 44(11): 4171-4174.
- [3] Jung, K. S., ve Shim, K. B. (2010). “Noncontact Conveyance of Conductive Plate Using Omni-Directional Magnet Wheel”, Mechatronics, 20(4): 496-502.
- [4] Liu, C. T., Lin, S. Y., ve Yang, Y. Y. (2008). “On the Fuzzy-based Control Strategy Design and Implementation of a Non-contacting Steel Plate Conveyance System”, IEEE In Industry Applications Society Annual Meeting, 2008, 1-6.
- [5] Liu, C. T., Lin, S. Y., ve Yang, Y. Y. (2008). “Fuzzy-based Linear Motion Control of a Non-contacting Steel Plate Conveyance System”, International Conference Electrical Machines and Systems, ICEMS 2008, 1047-1052.
- [6] Liu, C. T., Yang, Y. Y., ve Lin, S. Y. (2008). “Development of an Automatic Online Gap-Detection Scheme for Levitated Industrial Steel-Plate Conveyance System”, IEEE Transactions on Industry Applications, 44(2): 517-524.
- [7] Liu, C. T., Lin, S. Y., ve Yang, Y. Y. (2012). “On-line Realizations of Dynamic Gap Detection and Control for Levitated Industrial Steel Plate Conveyance System”, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS 2012, 1-8.
- [8] Kim, C., Lee, J., Han, H. ve Kim, B. (2011). “Levitation and Thrust Control of a Maglev LCD Glass Conveyor”, IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 610-615.
- [9] Matsumoto S., Arai Y., ve Nakagawa T. (2014). “Noncontact Levitation and Conveyance Characteristics of a Very Thin Steel Plate Magnetically Levitated by a LIM-Driven Cart”, IEEE Transactions on Magnetics, 50(11): 1-4.
- [10] Hayashiya H., Ohsaki H., ve Masada E., (1999). “A Combined Lift and Propulsion System of a Steel Plate by Transverse Flux Linear Induction Motors”, IEEE Transactions on Magnetics, 35(5): 4019-4021.

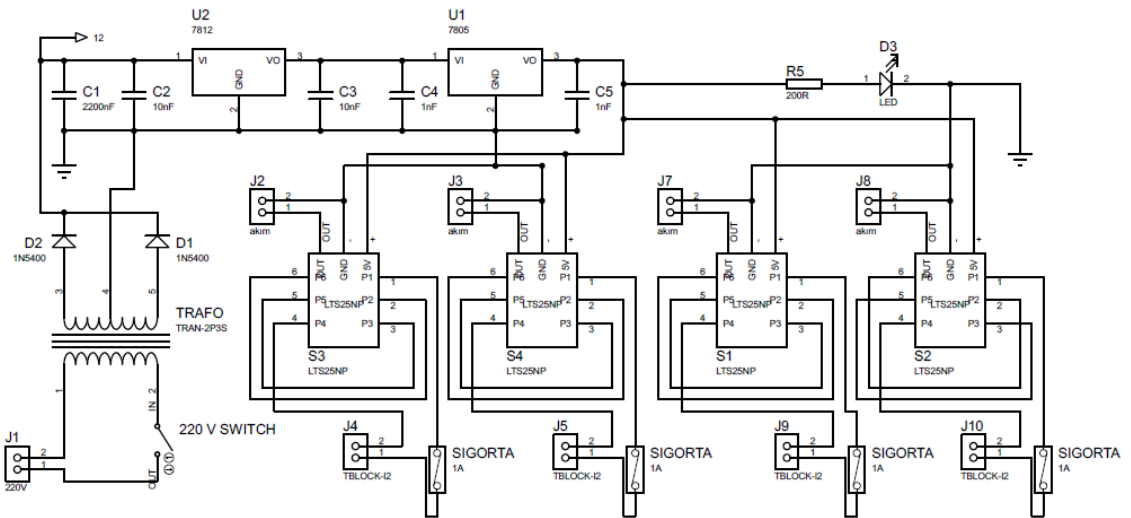
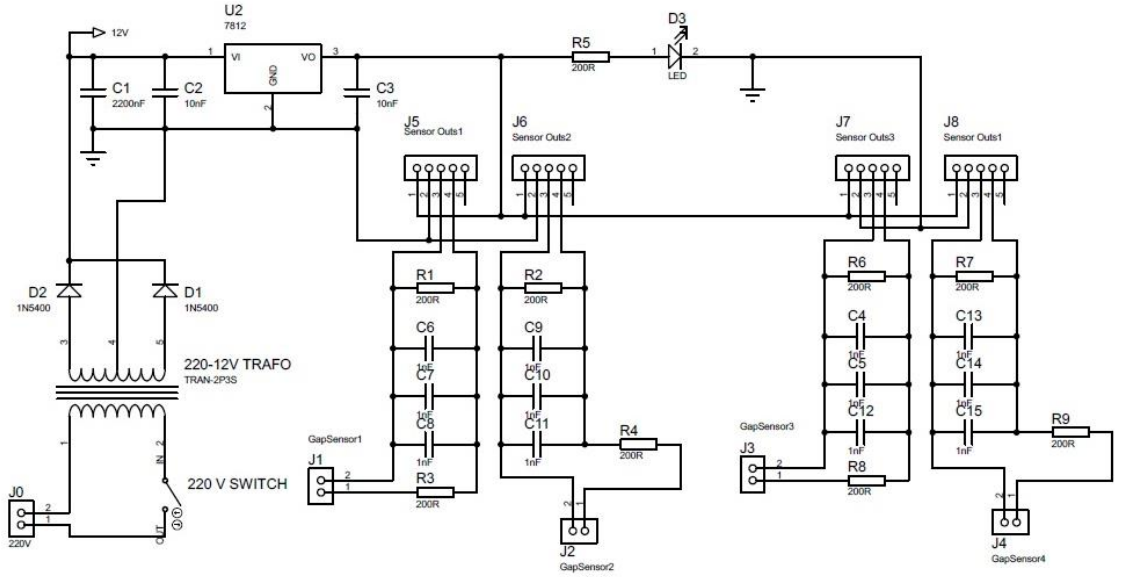
- [11] Narita T., Oshinoya Y. ve Hasegawa S. (2011). "Study on Horizontal Noncontact Positioning Control for a Magnetically Levitated Thin Steel Plate", *Journal of International Council on Electrical Engineering*, 1(3): 292-297.
- [12] Sasaki R. ve Torii S. (2002). "5-DOF Magnetic Levitation Control of a Steel Plate Using Observation of the Supported Weight", *International Conference on Magnetically Levitated Systems and Linear Drives*, 1-7.
- [13] Kubota F., Matsumoto S., Arai Y. ve Nakagawa T. (2013). "Control Techniques of Levitation and Guidance for Processing and Carrying Very Thin Steel Plates", *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*, 3439-3444.
- [14] Yonezawa H., Narita T., Oshinoya Y., Marumori H. ve Hasegawa S. (2014). "Bending Magnetic Levitation Control for Thin Steel Plate", *IEEE International Power Electronics Conference*, 3055-3060.
- [15] Lin F. J., Teng L. T., ve Shieh P. H. (2007). "Intelligent Sliding-Mode Control Using RBFN for Magnetic Levitation System", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(3): 1752-1762.
- [16] Lin F. J., Chen S. Y., ve Shyu K. K., (2009). "Robust Dynamic Sliding-Mode Control Using Adaptive RENN for Magnetic Levitation System", *IEEE Transactions on Neural Networks*, 20(6): 938-951.
- [17] Kuo C. L., Li T. S. ve Guo N. R., (2005). "Design of a Novel Fuzzy Sliding-Mode Control for Magnetic Ball Levitation System", *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, 2005(42): 295-316.
- [18] Sun Z. G., Cheung N. C., Zhao S. W., ve Gan W. C., (2009). "The Application of Disturbance Observer-based Sliding Mode Control for Magnetic Levitation Systems", *J. Mechanical Engineering Science*, 224(8): 1635-1644.
- [19] Mizumoto I. ve Tanaka H., (2010). "Model Free Design of PFC for Adaptive Output Feedback Control and Application to a Control of Magnetic Levitation System", *IEEE International Conference on Control Applications*, 35-40.
- [20] Lin F. J., Teng L. T., ve Shieh P. H. (2007). "Intelligent Adaptive Backstepping Control System for Magnetic Levitation Apparatus", *IEEE Transactions on Magnetics*, 43(5): 2009-2018.
- [21] Chiang H. K., Chen C. A. ve Li M. Y., (2006). "Integral Variable-Structure Grey Control for Magnetic Levitation System", *IEE Proceedings on Electrical Power Applications*, 153(6): 809-814.
- [22] Hajjaji A. E. ve Ouladsine M. (2001). "Modeling and Nonlinear Control of Magnetic Levitation Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48(4): 831-838.
- [23] Ishtiaq, A. ve Javaid M. A. (2010). "Nonlinear Model and Controller Design for Magnetic Levitation System", *Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Signal Processing, Robotics and Automation*, 324-328.

- [24] Morales R. ve Sira-Ramírez H. (2010). "Trajectory Tracking for the Magnetic Ball Levitation System via Exact Feed Forward Linearisation and GPI Control", *International Journal of Control*, 83(6): 1155-1166.
- [25] Yang Z. J., Miyazaki K., Kanae S., ve Wada K., (2004). "Robust Position Control of a Magnetic Levitation System via Dynamic Surface Control Technique", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(1): 26-34.
- [26] Wai R. J. ve Lee J. D., (2009). "Robust Levitation Control for Linear Maglev Rail System Using Fuzzy Neural Network", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 17(1): 4-14.
- [27] Erkan K. ve Koseki T., (2007). "Fuzzy Model-based Nonlinear Maglev Control for Active Vibration Control Systems", *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 2007(25): 543-548.
- [28] Erkan K. ve Koseki T., (2005). "Flexible Nonlinear Stabilizing Control for Magnetic Levitation Based on A Fuzzy Algorithm for Safe and Comfortable Suspension of A Stage", *COE Symposium*, 2005, Tokyo, 383-387.
- [29] Erkan K. ve Koseki T., (2005). "3 Degrees of Freedom Fuzzy Model-Based Nonlinear Control of Triple Configuration of U-Type Hybrid Electromagnets", *The 5th International Symposium on Linear Drives for Industrial Applications*, 338-342.
- [30] Erkan K. ve Koseki T., (2005). "Fuzzy Control Applied to Stabilized Electromagnetic Suspension for Active Oscillation Suppression", *IEE-Japan, Tokyo-Japonya*, 51-55.
- [31] Chen S. Y., Lin F. J., ve Shyu K. K., (2009). "Direct Decentralized Neural Control for Nonlinear MIMO Magnetic Levitation System", *Neurocomputing*, 2009 (72): 3220-3230.
- [32] Yang Z. J., Tsubakihara H., Kanae S., Wada K. ve Su C. Y., (2007). "Robust Nonlinear Control of a Voltage-Controlled Magnetic Levitation System with Disturbance Observer", *16th IEEE International Conference on Control Applications*, Singapore, 2007, 747-752.
- [33] Yanga J., Zolotas A., Chenc W. H., Michail K. ve Li S., (2011). "Robust Control of Nonlinear MAGLEV Suspension System with Mismatched Uncertainties via DOBC Approach", *ISA Transactions*, 2011(50): 389-396.
- [34] Yang Z.-J., Fukushima Y., Kanae S. ve Wada K., (2009). "Robust Non-linear Output-Feedback Control of a Magnetic Levitation System by K-filter Approach", *IET Control Theory Applications*, 3(7): 852-864.
- [35] Lee T. E., Su J. P. Ve Yu K. W., (2007). "Implementation of the State Feedback Control Scheme for a Magnetic Levitation System", *IEEE Industrial Electronics and Applications*, ICIEA 2007, 548-553.
- [36] Baranowski J. ve Piatek P., (2008). "Nonlinear Dynamical Feedback for Motion Control of Magnetic Levitation System", *Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008. 13th. IEEE*, 1446-1453.

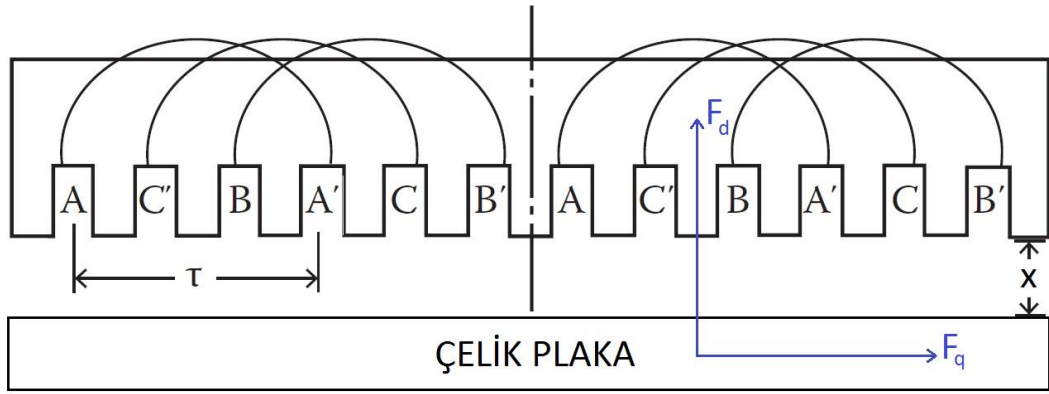
- [37] Baranowski J. ve Piatek P., (2011). "Observer-based Feedback for the Magnetic Levitation System", Transactions of the Institute of Measurement and Control, 34(4): 422-435.
- [38] Ertuğrul, H. F., Okur, B., Erkan, K., ve Üvet, H. (2013). "An Evaluation of Zero Power Controlled Maglev Systems for Flexible Conveyance", International Advanced Technologies Symposium (IATS), İstanbul-Türkiye, 457-461.
- [39] Makino, Y., Kovudhikulrungsri, L. ve Koseki, T. (2003). "6 Degrees of Freedom Control through Three Electromagnets and Three Linear Induction Motors", IEE-Japan, Tokyo-Japonya, 125-129.
- [40] Bozkurt A. F., Erkan K., Güney Ö. F., (2015). "Zero Power Control of a 3 DOF Levitated Multiple Hybrid Electromagnet Flexible Conveyor System", ACEMP 02-04 Eylül 2015, Antalya-Türkiye, 570-575.
- [41] Mochizuki S. ve Ichihara H. (2013). "Generalized Kalman-Yakubovich-Popov Lemma Based I-PD Controller Design for Ball and Plate System", Journal of Applied Mathematics, 2013(1): 1-9.
- [42] Manabe S., (1998). "Coefficient Diagram Method", 14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, 1998, Seoul.
- [43] Mizuno T., Takasaki M., Suzuki H., Ishino Y., (2003). "Development of a Three-Axis Active Vibration Isolation System Using Zero-Power Magnetic Suspension", 42th IEEE Conference on Decision and Control, Hawaii ABD, Aralık 2003, 4493-4498.
- [44] Kim C. H., Cho H. W., Lee J. M., Han H. S., Kim B. S. ve Kim D. S., (2010). "Zero-Power Control of Magnetic Levitation Vehicles with Permanent Magnets", International Conference on Control, Automation and Systems, Ekim 27-30, Gyeonggi-do, Korea.
- [45] Ueno T. ve Higuchi T., (2007). "Zero-Power Magnetic Levitation Using Composite of Magnetostrictive/Piezoelectric Materials", IEEE Transactions on Magnetics, 43(8): 3477-3482.
- [46] Hayashiya H., Iizuka D., Ohsaki H., ve Masada E., (1998). "A Novel Combined Lift and Propulsion System for a Steel Plate Conveyance by Electromagnets", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 34(4): 2093-2095.
- [47] Hayashiya H., Ohsaki H., ve Masada E., (1999)., "A Combined Lift and Propulsion System of a Steel Plate by Transverse Flux Linear Induction Motors," IEEE Transactions on Magnetics, 35(5): 4019-4021.
- [48] Liu C. T., Lin S. Y., ve Yang Y. Y., (2005). "Flux Modeling and Analysis of a Linear Induction Motor for Steel Mill Noncontacting Conveyance System Application," Journal of Magnetism & Magnetic Materials, 290(1): 1359-1362.
- [49] Hellinger R. ve Mnich P. (2009). "Linear Motor-Powered Transportation: History, Present Status, and Future Outlook", Proceedings of the IEEE, 97(11): 1892-1900.

SENSÖR OKUMA DEVRE KARTLARI TASARIMLARI

Devreler Proteusta tasarlanmış ve PCB laboratuvarında üretilmiştir.



ÜÇ FAZ AKIMIN D-Q EKSEN TAKIMINA DÖNÜŞÜMÜ



Çelik plakanın yatayda hareketini sağlayacak kuvvetin üretilmesi sırasında levitasyonu etkileyecek olan düşey kuvvetin de sıfıra çekilmesi gerekir. Bu bakımdan doğrusal motor sargılarına verilen 3 faz akımı dönüşüm matrisi kullanılarak d – q eksen akımlarına dönüştürülerek kontrol altında tutulur:

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120) & \cos(\theta+120) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-120) & -\sin(\theta+120) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (\text{Ek-B.1})$$

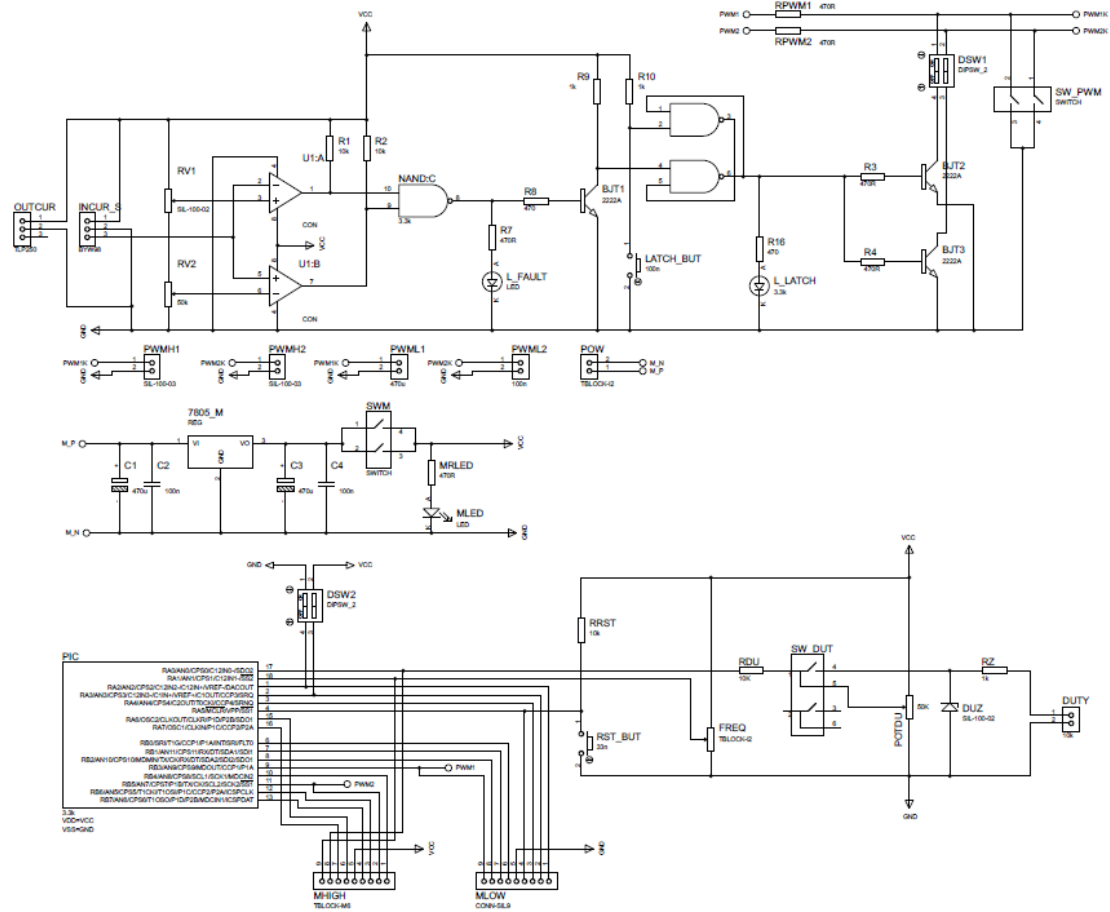
ve yine bir dönüşüm matrisi kullanılarak 3 faz sargı akımlarına dönüştürülür:

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos(\theta-120) & -\sin(\theta-120) \\ \cos(\theta+120) & -\sin(\theta+120) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (\text{Ek-B.2})$$

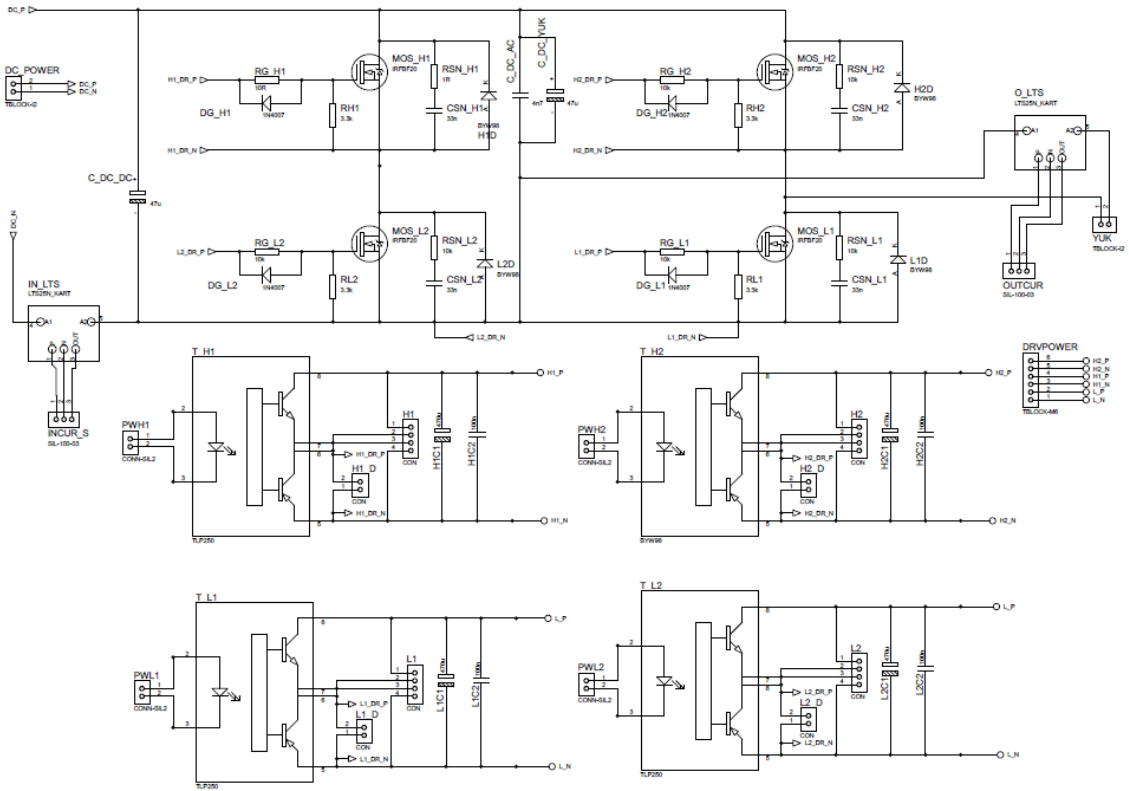
DOĞRUSAL İNDÜKSİYON MOTOR SÜRÜCÜ DEVRESİ TASARIMI

Sürücü ve kontrol devreleri tasarımı Proteus programı kullanılarak ve üretimi PCB laboratuvarımızda yapılmış olup devrelerle ilgili detaylar aşağıdadır.

C-1 Mikroişlemcili PWM Kontrol Kartı Tasarımı



C-2 H-Bridge Motor Sürücü Güç Kartı Tasarımı



ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Ömer Faruk GÜNEY
Doğum Tarihi ve Yeri : 02.05.1990, Terme
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : oguney@yildiz.edu.tr, omergny55@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Mekatronik Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	halen
Lisans	Mekatronik Mühendisliği	Kocaeli Üniversitesi	2012
Lise	Sayısal	Ünye M.R.G. A.Ö.L.	2008

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2013-...	Yıldız Teknik Üniversitesi	Araştırma Görevlisi
2012-2013	Amasya Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

YAYINLARI

Bildiri

1. Güney Ö. F., Bozkurt A. F., Erkan K., (2015). “3-DoF Centralized I-PD Control of Nonlinear Magnetic Levitation System”, International Symposium on Electromagnetic Fields (ISEF) 10-12 Eylül 2015, Valencia – İspanya.
2. Bozkurt A. F., Erkan K., Güney Ö. F., (2015). “Zero Power Control of 3-DoF Levitated Multiple Hybrid Electromagnet Flexible Conveyor System”, IEEE International ACEMP - OPTIM - Conference 02-04 Eylül 2015, Antalya - Türkiye, 570-575.
3. Aktan M. E., Akdoğan E., Zengin N., Güney Ö. F., Parlar R. E., (2016) “The Use Of Artificial Neural Networks For Determination Of Hashimoto’s Thyroiditis Sub-Groups” Innovations in Science and Education, 23-25 Mart 2016, Prague - Çek Cumhuriyeti.
4. Zengin N., Aslan F., Artunç T., Aktan M. E., Güney Ö. F., (2016) “Hydrokinetic Turbine Energy Generation System Design” Innovations in Science and Education, 23-25 Mart 2016, Prague - Çek Cumhuriyeti.
5. Gökçe M., Güney Ö. F., Yalçın B., Adıyaman O., Koyun A.,(2016) “Experimental Setup Design for Observing Response of Three Different Networks used in Energy Management and Leak Detection” 11th Pipeline Technology Conference, 23-25 Mayıs 2016, Berlin – Almanya.

Proje

1. “Manyetik Yastıklama Temelli Çelik Sac Plaka Taşıma Sistemi Tasarımı Ve Aktif Kontrolü”, Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğü destekli Proje No: 2012-06-04-KAP01 (devam ediyor).
2. “Planar Doğrusal Motorla Tahrik Edilen Manyetik Yastıklama Temelli Bir Esnek Taşıma Sisteminin Optimal Tasarımı Ve Pozisyon Algılama Ağı Ile Geri Beslemeli Pozisyon Kontrolü”, TÜBİTAK-1001 Proje No: MAG-112M210 (devam ediyor).
3. “Su Kaçağı ve Kontrol Temelli Enerji Yönetim Sistemi”, TR10/14IEVK/0013 nolu İSTKA destekli İSKİ projesi (tamamlandı - 31.08.2015).