



**SABİT MIKNATISLI DC LİNEER MOTOR  
TASARIMI VE DENETİMİ**

**Mehmet Taner TUNCAY**

**DOKTORA TEZİ  
ENDÜSTRİYEL TEKNOLOJİ EĞİTİMİ ANABİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**HAZİRAN 2016**



Mehmet Taner TUNCAY tarafından hazırlanan “SABİT MIKNATISLI DC LİNEER MOTOR TASARIMI VE DENETİMİ” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ / OY ÇOKLUĞU ile Gazi Üniversitesi Endüstriyel Teknoloji Eğitimi Anabilim Dalında DOKTORA TEZİ olarak kabul edilmiştir.

**Danışman:** Unvanı Adı SOYADI

Anabilim Dalı, Üniversite Adı

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum/onaylamıyorum .....

**Başkan:** Unvanı Adı SOYADI

Anabilim Dalı, Üniversite Adı

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum/onaylamıyorum .....

**Üye :** Unvanı Adı SOYADI

Anabilim Dalı, Üniversite Adı

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum/onaylamıyorum .....

**Üye :** Unvanı Adı SOYADI

Anabilim Dalı, Üniversite Adı

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum/onaylamıyorum .....

**Üye :** Unvanı Adı SOYADI

Anabilim Dalı, Üniversite Adı

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum/onaylamıyorum .....

Tez Savunma Tarihi: 28/06/2016

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin Doktora Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

Prof. Dr. Metin GÜRÜ  
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü



## ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
  - Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
  - Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
  - Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
  - Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,
- bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Mehmet Taner TUNCAY

28/06/2016



# SABİT MIKNATISLI DC LİNEER MOTOR TASARIM VE DENETİMİ

(Doktora Tezi)

Mehmet Taner TUNCAY

GAZİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Haziran 2016

## ÖZET

Bu tez çalışmasında çift yanlı sabit mıknatıslı DC lineer motor geliştirilmiştir. Geliştirilen motorun manyetik devre yapısının basit ve sürücü devrelerinin karmaşık olmaması en belirgin avantajıdır. Lineer motorların en önemli performans kriterlerinden biri olan kuvvet/akım oranı mevcut motorlardan iki kat daha yüksektir. Ayrıca önerilen lineer motor tasarımında geleneksel lineer motorlarda olduğu gibi uzunluk sınırlaması bulunmamaktadır. Başka bir ifade ile yeni modüllerin eklenmesi ile istenen uzunlukta lineer motor üretilebilme esnekliği mevcuttur. Tasarlanan motorun laboratuvar şartlarında bir adet prototipi üretilmiş ve dinamik modelleri geliştirilmiştir. Elde edilen dinamik model esas alınarak konum ve hız denetleyicileri tasarlanmış, Simulink yazılımı ortamında benzetimleri yapılmış ve gerçek zamanlı olarak test edilmiştir. Benzetim ve deneysel sonuçları karşılaştırmalı olarak verilmiş ve uyumlu olduğu gözlenmiştir. Endüstride ve otomasyon sistemlerinde lineer hareket ihtiyacı her geçen gün artmaktadır. Söz konusu ihtiyaç genellikle hidrolik ve pnömatik sistemler veya kayış, kasnak ve dişli gibi ilave mekanizmaların birlikte kullanıldığı elektrik motorlarından temin edilmektedir. Diğer taraftan lineer elektrik motorları doğrusal hareketi direk olarak üretmektedirler. Söz konusu üstünlüklerine rağmen lineer motorların yaygınlaşamamalarının sebepleri: uzunluk sınırlamaları, düşük kuvvet/akım oranları ve karmaşık sürücü sistem ihtiyaçlarıdır. Bu çalışmada geliştirilen DC lineer motor ise söz konusu ihtiyaçlara cevap verebilecek niteliktedir.

Bilim Kodu : 90514

Anahtar Kelimeler : Sabit Mıknatıs, DC Lineer Motor, Kontrol

Sayfa Adedi : 182

Danışman : Prof. Dr. Recep DEMİRCİ



THE DESIGN AND CONTROL OF PERMANENT MAGNET DC LINEAR MOTOR  
(Ph. D. Thesis)

Mehmet Taner TUNCAY

GAZİ UNIVERSITY  
GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

June 2016

ABSTRACT

In this study, a double-sided permanent magnet DC linear motor has been designed. The most significant advantages of the linear motor are that its magnetic circuit is simple and its driving circuits are not complicated. Its thrust / current ratio, which is fundamental performance criteria of linear motors, is twice higher than existing motors. Moreover, it has no stroke limitation like conventional linear motors. In other words, it can be manufactured in desired length by adding new modules. A prototype of designed motor was produced in laboratory and its dynamic model was developed. Based on dynamic model devised, position and velocity controllers have been designed, related simulations have been performed in Simulink software and tested in real-time. Simulation and experimental results have been presented and it has been observed that they were compatible. Linear motion requirements in industry and automation systems have been continuously increased. The stated requirements are usually either provided by hydraulic and pneumatic systems, or by the complex electrical motors which include additional mechanism like belts, pulleys and gears. On the other hand, linear electrical motors produce linear motion directly. Although they have advantages, the linear motors have not been able to become widespread because of their length limitations, low thrust / current ratios and complex driving system requirements. The linear motor developed in this study has capabilities to fulfil these requirements.

Science Code : 90514

Key Words : Permanent magnet, DC Linear Motor, Control

Page Number : 182

Supervisor : Prof. Dr. Recep DEMİRCİ

## TEŞEKKÜR

Tez alıőmamda bana destek olan danışman hocam Prof. Dr. Recep DEMİRĐİ'ye, Prof. Dr. Hüseyin Güçlü YAVUZCAN'a, Do. Dr. Mahir DURSUN'a, değerli yardımlarını hiç esirgemeyen Öğrenci İşleri sorumlumuz Doğan KARA'ya, mesai arkadaşlarıma, özellikle Doç. Dr. Mahmut HEĞİM, Doç. Dr. Mehmet Akar, Doç. Dr. Ahmet FENERĐİOėLU, Yrd. Doç. Dr. Zafer DOğAN, Yrd. Doç. Dr. Levent GÖKREM, Öğr. Gör. Tufan DOğRUER, Öğr. Gör. Mehmet Serhat CAN'a tezım süresince sabır ve hoőgörüleri ile desteklerini esirgemeyen anneme eőime ve çocuklarıma teőekkürü bir borç bilirim.



## İÇİNDEKİLER

	<b>Sayfa</b>
ÖZET .....	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER .....	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ .....	x
RESİMLERİN LİSTESİ .....	xix
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xx
1. GİRİŞ.....	1
2. MIKNATISLANMA .....	25
2.1. Manyetik Özellik .....	25
2.1.1. Diyamanyetik malzemeler .....	25
2.1.2. Paramanyetik malzemeler.....	26
2.1.3. Ferromanyetik malzemeler .....	26
2.2. Histerezis Eğrisi .....	27
2.3. Mıknatıs Çeşitleri.....	30
2.4. Elektrik Makineleri Tasarımında NdFeB Mıknatısların Önemi .....	34
3. ÇİFT YANLI DOĞRU AKIM LİNEER MOTOR.....	37
3.1. Önerilen Motorun Yapısı .....	37
3.2. Çalışma Prensibi .....	47
3.3. Motorun Manyetik Devresi ve Analizi .....	47
3.3. Üretilen Kuvvetin Analizi.....	55
3.4. Komitasyon Stratejileri ve Konum-Kuvvet İlişkisi .....	56

	<b>Sayfa</b>
3.4.1. Tek bobin iki fırçalı çalışma durumu: fırçalar başta.....	56
3.4.2. Tek bobin iki fırçalı çalışma durumu: fırçalar sonda.....	62
3.4.3. Tek bobin dört fırçalı çalışma durumu .....	66
3.4.4. İki bobin dört fırçalı çalışma durumu .....	68
3.4.5. İki bobin sekiz fırçalı çalışma durumu .....	70
3.5. Sürücü Devre ve Deney Düzeneği.....	72
<b>4. LİNEER MOTORUN DİNAMİK MODELİ .....</b>	<b>79</b>
4.1. Lineer Motorun Durum Denklemleri.....	79
4.2. Motor Parametrelerinin Tespiti.....	86
4.3. Motorun Doğrusal Modeli .....	91
4.4. Motorun Sadeleştirilmiş Doğrusal Modeli .....	91
4.5. Motorun Doğrusal Olmayan Modeli.....	97
<b>5. DENETLEYİCİ TASARIMI.....</b>	<b>113</b>
5.1. Sabit Parametrelili Denetleyici Tasarımı .....	113
5.2. Hız Denetleyicisi Tasarımı .....	116
5.2.1. PI hız denetleyicisi.....	117
5.2.2. PID hız denetleyicisi .....	131
5.3. Konum Denetleyicisi Tasarımı .....	144
<b>6. SONUÇ VE ÖNERİLER .....</b>	<b>171</b>
<b>KAYNAKLAR .....</b>	<b>173</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ .....</b>	<b>181</b>

## ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. Mıknatıslara ait bazı özellikler .....	30
Çizelge 3.1. İletken uzunluğu hesap tablosu.....	44



## ŞEKİLLERİN LİSTESİ

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 1. 1. Lineer motor kullanım alanları .....	4
Şekil 1.2. Lineer AC Motorunun Yapısı .....	5
Şekil 1.3. Alan sargılı iki kutuplu DC lineer motorun kesit şekli.....	6
Şekil 1.4. Alan sargılı değiştirilmiş iki kutuplu DC lineer motorun kesit şekli.....	7
Şekil 1.5. Alan sargılı dört kutuplu DC lineer motorun kesit şekli.....	7
Şekil 1.6. Ayırık alan sargılı iki kutuplu DC lineer motorun kesit şekli.....	8
Şekil 1. 7. İki kutuplu lineer motorun akı yolları.....	9
Şekil 1.8. Alan sargılı silindirik DC lineer motorun kesiti .....	9
Şekil 1.9. Sabit mıknatıslı dört kutuplu DC lineer motorun kesit şekli .....	10
Şekil 1.10. Sabit mıknatıslı iki kutuplu DC lineer motorun kesit şekli .....	10
Şekil 1.11. Sabit mıknatıslı DC lineer motor .....	11
Şekil 1.12. DC lineer motorla çalışan kalemlı kaydedici.....	12
Şekil 1.13. Elektrostatik ayırıcı olarak kullanılan lineer motor .....	12
Şekil 1.14. Sabit mıknatıslı kare endüvili DC lineer motor .....	13
Şekil 1.15. Yassı lineer motor.....	13
Şekil 1.16. Hareketli mıknatıslı DC lineer motor .....	14
Şekil 1.17. Fırçasız sabit mıknatıslı DC motor .....	15
Şekil 1.18. 5-20mm stroklu lineer motor .....	15
Şekil 1.19. Sürekli sargılı çift endüvili fırçasız DC lineer motor .....	16
Şekil 1.20. Çift endüvili, çok üniteli endüvi sargılı fırçasız DC lineer motor .....	17
Şekil 1.21. Hareketli endüvili DC lineer motor .....	18
Şekil 1.22. Baskılı devre endüvi sargısı.....	18
Şekil 1.23. Hareketli sargılı lineer DC motorun kuvvet üretim prensip şeması .....	19
Şekil 1.24. Motorun yapısı.....	19
Şekil 1.25. Konum kontrolü için geliştirilen sabit mıknatıslı DC lineer motor.....	20

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 1.26. Hareketli mıknatıslı dört kutuplu DC lineer motor.....	21
Şekil 1.27. Araba süspansiyonunda kullanılan lineer fırçasız sabit mıknatıslı motorun mıknatıs yönleri .....	21
Şekil 1.28. Pistonlu kompresör için silindirik hareketli nüveli lineer motor .....	21
Şekil 2.1. Histerezis eğrisi .....	28
Şekil 2.2. Bazı mıknatısların $B-H$ eğrileri.....	30
Şekil 3.1. Geliştirilen motorun fiziksel boyutları.....	38
Şekil 3.2. Tasarlanan motorun perspektifi .....	39
Şekil 3.3. Tasarlanan motorun yandan görünümü .....	40
Şekil 3.4. Hava aralığı ayar mekanizması ve süspansiyon sistemi .....	42
Şekil 3.5. Fırçalar ve kolektör sistemi .....	44
Şekil 3.6. Bobinlerin besleme düzeneği.....	44
Şekil 3.7. 50 mm bobin için kolektör ve fırçaların yerleşimi .....	45
Şekil 3.8. 50 mm bobin genişliği: fırçalar başta .....	46
Şekil 3.9. 50 mm bobin genişliği: fırçalar ortada.....	46
Şekil 3.10. 25 mm bobin genişliği .....	46
Şekil 3.11. Lorentz kuvveti.....	47
Şekil 3.12. Tasarlanan motorun prensip şeması a) Ön görünüş b) Yan görünüş.....	48
Şekil 3.13. 1010 çeliğinin $B-H$ eğrisi.....	49
Şekil 3.14. Çift yanlı DC lineer motorun manyetik devresi .....	49
Şekil 3.15. Motorun manyetik eşdeğer devresi.....	50
Şekil 3.16. Motorun manyetik eşdeğer devresi: $R_c$ 'ler ihmal edilmiş .....	50
Şekil 3.17. Motorun tek yanlı akı yolu .....	51
Şekil 3.18. Mıknatısın yük eğrisi, Demanyetizasyon eğrisi, çalışma noktası: $Q$ .....	51
Şekil 3.19. Birinci grup fırça düzeneği .....	57
Şekil 3.20. Birinci grup fırça düzeneğinin elektrik devre şeması .....	57

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 3.21. Statik kuvvet/akım oranı: $K$ .....	58
Şekil 3.22. Aktif iletken sayısının konuma göre değişimi: $n_1(x)$ .....	59
Şekil 3.23. $K_1$ 'in konuma bağımlı değişimi .....	59
Şekil 3.24. Ölçülen ve hesaplanan Statik kuvvet katsayısı- konum ilişkisi: $K(x)$ .....	60
Şekil 3.25. Bobin konumuna göre kaçak akı ve mıknatıs ilişkisi .....	60
Şekil 3.26. Statik kuvvet- konum ilişkisi, $F_1(x)$ : 1 Amper .....	61
Şekil 3.27. Statik kuvvet katsayısı- konum ilişkisi: $K_1(x)$ .....	62
Şekil 3.28. İkinci grup fırça düzeneği .....	63
Şekil 3.29. İkinci grup fırça düzeneğinin elektrik devre şeması.....	64
Şekil 3.30. Aktif iletken sayısının konuma göre değişimi: $n_2(x)$ .....	64
Şekil 3.31. $K_2$ 'in konuma göre değişimi .....	65
Şekil 3.32. Statik kuvvet- konum ilişkisi, $F_2(x)$ : 1 Amper.....	65
Şekil 3.33. Statik kuvvet katsayısı-konum ilişkisi: $K_2(x)$ .....	66
Şekil 3.34. Üçüncü grup fırça düzeneği .....	67
Şekil 3.35. Üçüncü grup fırça düzeneğinin elektrik devre şeması.....	68
Şekil 3.36. Statik kuvvet-konum ilişkisi, $F_3(x)$ : 1 Amper .....	68
Şekil 3.37. Dördüncü grup fırça düzeneği .....	69
Şekil 3.38. Dördüncü grup fırça düzeneğinin elektrik devre şeması .....	70
Şekil 3.39. Statik kuvvet-konum ilişkisi, $F_4(x)$ : 2 A.....	70
Şekil 3.40. Beşinci grup fırça düzeneği .....	71
Şekil 3.41. Beşinci grup fırça düzeneğinin elektrik devre şeması .....	72
Şekil 3.42. Statik kuvvet-konum ilişkisi, $F_5(x)$ : 2 A.....	72
Şekil 3.43. Endüvi sargısının eşdeğer devresi .....	73
Şekil 3.44. Motor kontrol sistemi .....	74
Şekil 3.45. H Köprüsü.....	76
Şekil 3.46. Simulink Modeli .....	77



<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 4.1. Lineer DC motorun eşdeğer devresi .....	80
Şekil 4.2. Sürtünme kuvveti.....	81
Şekil 4.3. Lineer motorun durum uzay blok diyagramı .....	83
Şekil 4.4. Motor hızının bileşenleri.....	86
Şekil 4.5. Motorun parametreleri yerleştirilmiş blok diyagramı.....	86
Şekil 4.6. Sürtünme kuvveti tespit düzeneği.....	88
Şekil 4.7. Motorun mekanik yükleme deney modeli .....	88
Şekil 4.8. Mekanik yüklü deney modeli ( $v_d(t)$ ) ve gerçek ( $v_g(t)$ ) hız cevabı: 3 kg.....	88
Şekil 4.9. Sabit $K$ değişkeni için Simulink modeli .....	91
Şekil 4.10. Motorun sadeleştirilmiş doğrusal modeli .....	92
Şekil 4.11. Endüvi gerilimi ve konum arası transfer fonksiyonu .....	93
Şekil 4.12. Hız tepkisi: sadeleştirilmiş ( $v_s(t)$ ) ve sadeleştirilmemiş ( $v_d(t)$ ) doğrusal model, $e(t)=20$ Volt.....	94
Şekil 4.13. Konum tepkisi: sadeleştirilmiş ( $x_s(t)$ ) ve sadeleştirilmemiş ( $x_d(t)$ ) doğrusal model, $e(t)=20$ Volt .....	94
Şekil 4.14. Motor akımı: sadeleştirilmiş ( $i_s(t)$ ) ve sadeleştirilmemiş ( $i_d(t)$ ) doğrusal model, $e(t)=20$ Volt .....	95
Şekil 4.15. Hız tepkisi: gerçek ( $v_g(t)$ ) ve sadeleştirilmiş doğrusal model ( $v_s(t)$ ), $e(t)=20$ Volt.....	96
Şekil 4.16. Konum tepkisi: gerçek ( $x_g(t)$ ) ve sadeleştirilmiş doğrusal model ( $x_s(t)$ ), $e(t)=20$ Volt.....	96
Şekil 4.17. Akım değeri: gerçek ( $i_g(t)$ ) ve sadeleştirilmiş doğrusal model ( $i_s(t)$ ), $e(t)=20$ Volt.....	97
Şekil 4.18. Komitasyon stratejisi ve eşdeğer devre .....	99
Şekil 4.19. Sadeleştirilmemiş doğrusal olmayan model .....	100
Şekil 4.20. Sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model .....	102
Şekil 4.21. Hız tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal ( $v_s(t)$ ) ve sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ), $e(t)=20$ Volt .....	103
Şekil 4.22. Konum tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal ( $x_s(t)$ ) ve sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ), $e(t)=20$ Volt.....	103

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 4.23. Akım cevabı: sadeleştirilmiş doğrusal ( $i_s(t)$ ) ve sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $i_m(t)$ ), $e(t)=20$ Volt.....	104
Şekil 4.24. Hız tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) ve gerçek ( $v_g(t)$ ), $e(t)=20$ Volt .....	105
Şekil 4.25. Konum tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) ve gerçek ( $x_g(t)$ ), $e(t)=20$ Volt.....	105
Şekil 4.26. Akım cevabı: sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $i_m(t)$ ) gerçek ( $i_g(t)$ ), $e(t)=20$ Volt .....	106
Şekil 4.27. Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model .....	107
Şekil 4.28. Hız tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli ( $v_{km}(t)$ ) ve ilavesiz ( $v_m(t)$ ) doğrusal olmayan sadeleştirilmiş model, $e(t)=20$ Volt .....	108
Şekil 4.29. Konum tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli ( $x_{km}(t)$ ) ve ilavesiz ( $x_m(t)$ ) sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model, $e(t)=20$ Volt .....	108
Şekil 4.30. Akım cevabı: Kulomb sürtünmesi ilaveli ( $i_{km}(t)$ ) ve ilavesiz ( $i_m(t)$ ) sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model, $e(t)=20$ Volt .....	109
Şekil 4.31. Hız tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli doğrusal olmayan sadeleştirilmiş model ( $v_{km}(t)$ ) ve gerçek ( $v_g(t)$ ), $e(t)=20$ Volt.....	110
Şekil 4.32. Konum tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli doğrusal olmayan sadeleştirilmiş model ( $x_{km}(t)$ ) ve gerçek ( $x_g(t)$ ), $e(t)=20$ Volt.....	110
Şekil 4.33. Akım cevabı: Kulomb sürtünmesi ilaveli doğrusal olmayan sadeleştirilmiş model ( $i_{km}(t)$ ) ve gerçek ( $i_g(t)$ ), $e(t)=20$ Volt .....	111
Şekil 5.1. Kapalı çevrim kontrolde H-Köprüsünün kullanımı .....	113
Şekil 5.2. Hız kontrolü için kapalı çevrim transfer fonksiyonu .....	114
Şekil 5.3. PI hız denetleyicisi: sadeleştirilmiş doğrusal model.....	118
Şekil 5.4. PI hız denetleyicisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model .....	121
Şekil 5.5. Simulink tabanlı gerçek zamanlı PI/PID hız denetleyici .....	122
Şekil 5.6. Hız tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal ( $v_s(t)$ ) ve Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PI hız denetleyicisi ...	123
Şekil 5.7. Hız tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal model ( $v_s(t)$ ) esaslı PI hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ).....	123
Şekil 5.8. Hız tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PI hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ).....	124

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 5.9. Konum tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal ( $x_s(t)$ ) ve Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PI hız denetleyicisi.....	124
Şekil 5.10. Konum tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal model ( $v_s(t)$ ) esaslı PI hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) .....	125
Şekil 5.11. Konum tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PI hız denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ).....	125
Şekil 5.12. Konum-hız ilişkisi: sadeleştirilmiş doğrusal ( $v_s(t)$ )ve Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PI hız denetleyicisi .....	126
Şekil 5.13. Konum-hız ilişkisi: sadeleştirilmiş doğrusal model ( $v_s(t)$ ) esaslı PI hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ).....	126
Şekil 5.14. Konum-hız ilişkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PI hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ).....	127
Şekil 5.15. Sürtünme kompanzasyonlu PI hız denetleyicisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model .....	128
Şekil 5.16. Hız tepkisi: Sürtünme kompanzasyonlu ( $v_{km}(t)$ ) ve sürtünme kompanzasyonsuz ( $v_m(t)$ ) PI hız denetleyicisi .....	129
Şekil 5.17. Ölçülen hız tepkisi: sürtünme kompanzasyonlu ( $v_{kg}(t)$ ) ve sürtünme kompanzasyonsuz ( $v_g(t)$ ) PI hız denetleyicisi .....	129
Şekil 5.18. Konum tepkisi: Sürtünme kompanzasyonlu ( $x_{km}(t)$ ) ve sürtünme kompanzasyonsuz ( $x_m(t)$ ) PI hız denetleyicisi .....	130
Şekil 5.19. Gerçek konum tepkisi: sürtünme kompanzasyonlu ( $x_{kg}(t)$ ) ve sürtünme kompanzasyonsuz ( $x_g(t)$ ) PI hız denetleyicisi .....	130
Şekil 5.20. Hız tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal ( $v_s(t)$ ) ve Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi .....	134
Şekil 5.21. Hız tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal model esaslı PID hız denetleyicisi ( $v_s(t)$ ) ve gerçek ( $v_g(t)$ ) .....	134
Şekil 5.22. Hız tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ).....	135
Şekil 5.23. Konum tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal ( $x_s(t)$ ) ve Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi .....	136

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 5.24. Konum tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal model ( $x_s(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) .....	136
Şekil 5.25. Konum tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ).....	137
Şekil 5.26. Konum-hız ilişkisi: sadeleştirilmiş doğrusal ( $v_s(t)$ ) ve Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi .....	137
Şekil 5.27. Konum-hız ilişkisi: sadeleştirilmiş doğrusal model ( $v_s(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) .....	138
Şekil 5.28. Konum-hız ilişkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ).....	138
Şekil 5.29. Hareketli ünite üzerine yükleme deneyi .....	139
Şekil 5.30. Hız tepkisi, 0,5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ).....	140
Şekil 5.31. Konum tepkisi, 0,5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ).....	141
Şekil 5.32. Hız tepkisi, 1 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ).....	141
Şekil 5.33. Konum tepkisi, 1 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ).....	142
Şekil 5.34. Hız tepkisi, 2 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ).....	142
Şekil 5.35. Konum tepkisi, 2 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ).....	143
Şekil 5.36. Hız tepkisi, 5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ).....	143
Şekil 5.37. Konum tepkisi, 5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ).....	144

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 5.38. PID konum denetleyicisi: sadeleştirilmiş doğrusal model.....	145
Şekil 5.39. a) Konum tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal ( $x_s(t)$ ) ve Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi b) Odaklanmış hali.....	147
Şekil 5. 40. Gerçek zamanlı PID konum denetleyici .....	148
Şekil 5.41. a) Konum tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali .....	149
Şekil 5.42. Hız tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) ...	150
Şekil 5.43. a) Konum tepkisi, 0,5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali.....	151
Şekil 5.44. Hız tepkisi, 0,5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) .....	152
Şekil 5.45. a) Konum tepkisi, 1 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali.....	153
Şekil 5.46. Hız tepkisi, 1 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) .....	154
Şekil 5.47. a) Konum tepkisi, 2 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali.....	155
Şekil 5.48. Hız tepkisi, 2 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) .....	156
Şekil 5.49. a) Konum tepkisi, 5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali.....	157
Şekil 5.50. Hız tepkisi, 5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) .....	158
Şekil 5.51. a) Farklı iki nokta arası konum tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali.....	159

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 5.52. a) Farklı iki nokta arası hız tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali.....	160
Şekil 5.53. a) Farklı iki nokta arası konum tepkisi, 0,5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali .....	161
Şekil 5.54. a) Farklı iki nokta arası hız tepkisi, 0,5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali .....	162
Şekil 5.55. a) Farklı iki nokta arası konum tepkisi, 1 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali .....	163
Şekil 5.56. a) Farklı iki nokta arası hız tepkisi, 1 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali .....	164
Şekil 5.57. a) Farklı iki nokta arası konum tepkisi, 2 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali .....	165
Şekil 5.58. a) Farklı iki nokta arası hız tepkisi, 2 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali .....	166
Şekil 5.59. a) Farklı iki nokta arası konum tepkisi, 5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali .....	167
Şekil 5.60. a) Farklı iki nokta arası hız tepkisi, 5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali .....	168

**RESİMLERİN LİSTESİ**

<b>Resim</b>	<b>Sayfa</b>
Resim 3.1. Prototip motorun resmi .....	41
Resim 3.2. Sarım çıkırığı olarak kullanılan torna .....	43
Resim 3.3. DAQ Kart.....	75
Resim 3.4. Optik izolasyon a) Devre şeması b) Resmi.....	75
Resim 3.5. Sinyal dönüştürücüler: akım ve voltaj .....	76



## SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklamalar
$\theta$	İletkenle manyetik akı yoğunluğu vektörü arasındaki açı
$(BH)_{max}$	Maksimum enerji çarpımı
$\omega_n$	Doğal frekans
$A_g$	Manyetik akının geçtiği hava ortamının kesit alanı
$A_m$	Mıknatısın kesit alanı
$H_g$	Hava aralığındaki manyetik alan şiddeti
$\mu_r$	Manyetik malzemenin geçirgenlik katsayısı
$\mu_0$	Hava aralığının geçirgenlik katsayısı
$\mu$	Manyetik geçirgenlik
$\mu_k$	Kinetik sürtünme katsayısı
$\mu_s$	Statik sürtünme katsayısı
$A$	Amper
$A/m$	Amper/metre
$a_y$	Yüzeyin eni
$B$	Manyetik akı yoğunluğu
$B_g$	Hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğu
$B_{g0}$	Hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğu
$B_m$	Mıknatıstaki manyetik akı yoğunluğu
$B_Q$	Çalışma noktasının ordinatı
$B_r$	Mıknatısın artık manyetik akı yoğunluğu
$b_y$	Yüzeyin boyu
$D(s)$	Denetleyicinin transfer fonksiyonu
$E$	Uygulanan voltaj
$e(t)$	Sargıların terminal voltajı
$e_b$	Zıt emk
$E_{pi}(s)$	PI hata sinyali



<b>Simgeler</b>	<b>Açıklamalar</b>
$E_{pid}(s)$	PID hata sinyali
$f$	Frekans
$F$	Kuvvet
$F_c$	Kulomb sürtünme kuvveti
$F_d$	Toplam sürtünme kuvvetini
$F_e$	Elektriksel olarak üretilen kuvvet
$F_m$	Mıknatısın oluşturduğu manyetomotor kuvveti
$F_s$	Statik sürtünme kuvveti
$F_{yük}$	Yük kuvveti
$g$	Yer çekim ivmesi
$G(s)$	Motor ve motor sürücüsünü içeren transfer fonksiyonu
$H$	Manyetik alan şiddeti
$H_c$	Giderici kuvvet
$H_m$	Mıknatıstaki manyetik alan şiddeti
$H_Q$	Çalışma noktasının apsisi
$H_t(s)$	İstenilen kapalı çevrim transfer fonksiyonu
$Hz$	Hertz
$I$	İletkenden geçen akım
$I_b$	Bobinden geçen akım
$i_a$	Endüvi sargılarından geçen akım
$i_d(t)$	Sadeleştirilmemiş doğrusal model akımı
$i_{km}(t)$	Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan modelin akım cevabı
$i_m(t)$	Sadeleştirilmiş doğrusal olmayan modelin akım cevabı
$i_s(t)$	Sadeleştirilmiş doğrusal model akımı
$J/m^3$	Jule/metreküp
$J_b$	İletkenin taşıyabileceği akım yoğunluğu
$K$	Statik kuvvet/akım oranı
$K_b$	Bakırın öz direncini
$K_d$	Türev katsayısı
$K_i$	İntegral katsayısı
$K_p$	Orantı katsayısı

<b>Simgeler</b>	<b>Açıklamalar</b>
$L$	Aktif bölgedeki iletken uzunluğu
$l_b$	Bobindeki toplam iletken uzunluğunu
$L_b$	Endüvi sargısı endüktansı
$l_g$	Manyetik akı yolundaki hava aralığının genişliği
$l_m$	Manyetik akı yolundaki mıknatıs genişliği
$L_s$	Bobin genişliği
$M$	Kalıcı mıknatısiyet
$m/s$	Metre/saniye
$m_2$	Yükleme deneyinde kullanılan kütle
$mm$	Milimetre
$ms$	Milisaniye
$M_t$	Toplam hareketli kütle
$n$	Bobindeki sarım sayısı
$N$	Yüzeye dik olarak etkiyen kuvvettir
$N/A$	Newton/Amper
$p_3$	3. kutup
$q$	Kaçak akı faktörü
$R(s)$	Hız referansı
$R_a$	Bobin ve fırça omik dirençleri toplamı
$R_b$	Bobini oluşturan iletkenin direnci
$R_c$	Nüvenin relüktansı
$R_f$	Fırçaların direnç değeri
$R_g$	Hava aralığının relüktansı
$R_m$	Mıknatısın relüktansı
$S_b$	İletken kesiti
$T_c$	Curie sıcaklığı
$t_p$	En büyük aşım zamanı
$t_r$	Yükselme zamanı
$t_s$	Yerleşme zamanı
$T_v(s)$	$R(s)$ 'den $V(s)$ ' ye transfer fonksiyonu
$U(s)$	Kontrol sinyali
$V(s)$	Ölçülen hız

<b>Simgeler</b>	<b>Açıklamalar</b>
$v_d(t)$	Sadeleştirilmemiş doğrusal model hız tepkisi
$v_g(t)$	Ölçülen hız cevabı
$v_{km}(t)$	Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan modelin hız tepkisi
$v_m(t)$	Sadeleştirilmiş doğrusal olmayan modelin hız tepkisi
$v_r(t)$	Referans hız
$v_s(t)$	Sadeleştirilmiş doğrusal model hız tepkisi
$v_{ss}$	Kararlı durum hızı
$W$	Watt
$x_d(t)$	Sadeleştirilmemiş doğrusal model konum tepkisi
$x_{km}(t)$	Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan modelin konum tepkisi
$X_L$	Bobin endüktif reaktansı
$x_m(t)$	Sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model konum tepkisi
$x_s(t)$	Sadeleştirilmiş doğrusal model konum tepkisi
$Z$	Bobin empedansı
$\alpha$	Viskoz sürtünme katsayısı
$\beta$	Yük eğrisinin eğim açısı
$\gamma$	Demanyetizasyon eğrisinin eğim açısı
$\zeta$	Sönüm oranı
$\Omega$	Ohm
$\Phi$	Manyetik akı
$\tau_e$	Elektriksel zaman sabiti
$\tau_m$	Mekanik zaman sabiti

<b>Kısaltmalar</b>	<b>Açıklamalar</b>
<b>AC</b>	Alternatif akım
<b>Al</b>	Alüminyum
<b>AlNiCo</b>	Alüminyum-nikel-kobalt
<b>B</b>	Bor
<b>Ba</b>	Baryum

<b>Kısaltmalar</b>	<b>Açıklamalar</b>
<b>C</b>	Karbon
<b>CD</b>	Kompakt disk
<b>Ce</b>	Seryum
<b>CNC</b>	Computer Numerical Control
<b>Co</b>	Kobalt
<b>ÇYDALM</b>	Çift yanlı doğru akım lineer motorun
<b>DAQ</b>	Data Acquisition (Veri Toplama)
<b>DC</b>	Doğru akım
<b>emk</b>	Elektromotor kuvveti
<b>Fe</b>	Demir
<b>FeCrCo</b>	Demir-krom-kobalt
<b>KD</b>	Karakteristik denklem
<b>MKS</b>	Metre-kilogram-saniye birim sistemi
<b>MnAlC</b>	Manganez-alüminyum-karbon
<b>Nd</b>	Neodiyum
<b>Nd<sub>2</sub>-Fe<sub>14</sub>-B</b>	Neodymium iron boron
<b>NdFeB</b>	Neodymium iron boron
<b>Ni</b>	Nikel
<b>Pb</b>	Kurşun
<b>PID</b>	Proportional-İntegral-Derivative (Oransal-integral-türev)
<b>Pr</b>	Paraseodiyum
<b>PtCo</b>	Platin-kobalt
<b>PWM</b>	Darbe genişlik modülasyonu (Pulse Width Modulation)
<b>S</b>	Kükürt
<b>Si</b>	Silisyum
<b>Sm</b>	Samaryum
<b>SmCo</b>	Samaryum-kobalt
<b>Sr</b>	Stronsiyum
<b>Ti</b>	Titanyumun
<b>Tl</b>	Talyum

## 1. GİRİŞ

Hayatın her aşamasında veya endüstriyel cihazlarda hareket sağlayan ekipmanlara ihtiyaç duyulmaktadır. Söz konusu hareket bazen dairesel, bazen de lineer olmaktadır. İhtiyaç duyulan lineer hareketi elde etmek için yaygın olarak kullanılan iki yaklaşım mevcuttur. Birinci yöntem dairesel hareket üreten elektrik motorlarının miline dişliler, kayış-kasnak sistemleri, sonsuz vida gibi hareket ileten ara donanımlar eklenerek kullanılmasıdır. Diğer yöntem ise pompa, filtre, şartlandırıcı, valf, hortum ve pistonların kullanıldığı hidrolik veya pnömatik sistemlerden lineer hareketin elde edilmesidir [1]. Ancak her iki çözüm de birçok dezavantajı beraberinde getirmektedir. Dairesel hareket üreten elektrik motorları vasıtasıyla doğrusal hareket elde etme yaklaşımının ilave araç ve gereçler gerektirdiklerinden bazı problemleri vardır. Mevzubahis dezavantajlar; motorların yataklama problemleri, sürtünme kayıpları, bakım gereksinimi, ağırlık, karmaşıklık gibi problemlerdir. Hidrolik veya pnömatik sistemler çalışabilmek için karmaşık yardımcı ünitelere ihtiyaç duyarlar. Dolayısıyla hem daha fazla bakım gerektirirler hem de sık arızaya sebep olurlar.

Diğer taraftan yardımcı parça ve teçhizat gerektirmeyen, aşınma problemi olmayan, enerji kaybı az olan, sürücünün dışında ilave sistemlere ihtiyaç duymayan, bu nedenle arıza ihtimali ve bakım gereksinimi azalan, üretim ve işletme maliyeti düşük, geniş hız aralığında çalışabilecek, büyüklüğü ve ağırlığı az, kısa veya uzun istenilen boyda modüler olarak üretilen, lineer hareketi doğrudan üretebilen makinelere ihtiyaç artmaktadır [2-5].

Yukarıdaki amaçlara ulaşmak için en iyi çözüm olan lineer elektrik motorları, elektrik enerjisini doğrusal harekete doğrudan dönüştüren elektromekanik sistemlerdir. İhtiyaç duyulan doğrusal hareketi elde etmek için kullanılan diğer sistemlere göre lineer motorlar aşağıdaki avantajlara sahiptirler [6-7].

Lineer motorlar oluşturulan manyetik alan yolu boyunca hareket edebilirler. Dolayısıyla herhangi bir uzunluk sınırı olmadan ulaşım araçları yapımında kullanılabilirler. Lineer motorlar kaliteli bir geri besleme ve kontrol sistemi sayesinde yüksek doğrulukta çalışırlar. Lineer motorlar 1 mikron hassasiyetle 3 m/s veya daha az hassasiyetle 5 m/s hızlara rahatlıkla çıkabilirler [6, 8]. Aynı hassasiyet, akışkanların sıkışma ve ısı ile genişleme özellikleri nedeniyle hidrolik ve pnömatik sistemlerden elde edilemez. Lineer motorlar dairesel hareket üreten motorlara göre daha hızlı cevap verirler [7]. Ayrıca lineer motorların

birçoğunda bütün sargıları aynı anda enerjili olmayacağından, çalışmayan kısımların soğumasına şans verilmiş olur ve dolayısıyla lineer motorlar daha az ısınırlar. Lineer motorlarda ilk kalkışta ve yüklenme anında motor hızı düşer ve yumuşak bir kalkış sağlar, ulaşım araçlarında kullanıldıklarında hızlanma ve fren mesafeleri kısalmır [6-7, 9].

Yukarıda sayılan avantajların yanı sıra lineer hareketli motorların dezavantajları da vardır [1, 8]. Lineer motorda hareket yönüne dik istenmeyen kuvvetler meydana gelir. Lineer motorların tasarımında yüksek güçlü mıknatıslar kullanıldığından, çevresindeki metal aksamları kendine çekme veya küçük metal parçalarını üzerlerine toplama ihtimalleri vardır. Lineer motorların yapısı gereği stator-rotor arasındaki hava aralığı dairesel hareket üreten motorlara göre daha büyüktür. Büyük hava aralığı dolayısıyla verim açısından lineer motorlar dairesel hareket üreten motorlardan geride kalmaktadır [6-7, 9].

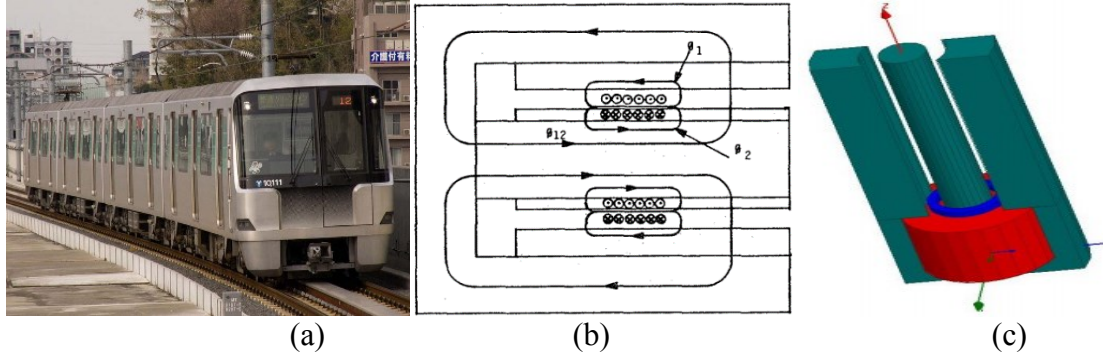
Dairesel hareket üreten motorlarda bir daire etrafında sürekli dönüş olduğu için baş ve son olayı yoktur. Ama lineer motorların statoru ve rotoru da lineer olduğu için nihayetinde bir başı ve bir sonu vardır. Baş ve son hareket yönüne göre belirlenir. Uç noktadaki kuvvet, manyetik akı kayıplardan dolayı farklı olur. Dolayısıyla uç etkisi de denilen “edge-effect” nedeniyle performans olumsuz etkilenir. Uç etkisi düşük hız uygulamalarında ihmal edilebilir [9-11].

Elektriksel özellikleri açısından, lineer motorlar temel olarak iki sınıfa ayrılırlar: AC lineer motorlar ve DC lineer motorlar. Uzunluk sınırlamaları olmamalarına rağmen, pratik uygulamalarda AC lineer motorlar bazı dezavantajlara sahiptirler. Her şeyden önce AC lineer motorlar doğrusal olmayan bir yapıya sahiptirler ve bu nedenle kontrolleri zordur. Genelde 3 fazlı yapılan AC lineer motorlar ilgili fazları aktif hale getirebilmek için konum sensörüne ve karmaşık elektronik devrelere ihtiyaç duyarlar [12-14]. Dolayısıyla küçük çaplı endüstriyel uygulamalar ve kısa mesafelerde ekonomik değildirler. Çok uzun mesafelerde ise her bobinden sürücü karta gelen kablolar sebebiyle problemlidir.

Diğer taraftan DC lineer motorlar AC lineer motorlara göre çok daha basit güç devreleri ile sürülebilirler. Lineer motorlara enerji vermek için, 3 fazlı sistemler yerine, bir DC güç kaynağı yeterlidir. Dolayısıyla lineer motorlarda kullanılan sürücü devrelerin maliyeti ucuzlar ve AC lineer motorlara göre daha avantajlı hale gelirler [15].

Yukarıda belirtilen özellikleri de dikkate alındığında lineer motorların kullanım alanları aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Çok eksenli taşıma, paketleme, bilgisayarlı nümerik kontrol (Computer Numerical Control: CNC) sistemlerde hızlı, güçlü ve güvenilir olarak,
- Montaj hatlarında malzeme besleme sistemlerinde vibratör olarak [16-18],
- Çeşitli pompa uygulamalarında strok boyunu ve motor hızını ayarlayarak hassas dozajlama ve pompalama işlemlerinde [19],
- Buzdolaplarında kompresör motoru olarak [19],
- Fabrikalarda pnömomatik ve hidrolik silindirlerin kullanıldığı yerlerde [1, 20],
- Vanaların oransal kontrolünde,
- Taşımacılıkta, hızlı trenlerde, metrolarda (Şekil 1.1-a) [21-23],
- Yük ve insan taşıyan asansörlerde [24-25],
- Otomatik kayar kapıların hareketinde, asansör kapılarında [26-28],
- Otomotiv sektöründe hız ve çarpışma testlerinde,
- Örgü makinelerinin örücü kafanın hareketlendirilmesinde,
- Dokuma makinelerinde atkı ipini taşıyan mekiklerin hareketinde,
- Robot sistemlerinde eklem hareketlerinin yerine getirilmesinde,
- Disket, CD sürücülerinde (Şekil 1.1-b) [29],
- Elektronik malzeme taşıma ve elektronik baskı devrelerin çizimi, malzemelerin montajı, arıza bulma otomasyonunda [30],
- Patlayıcı ve parlayıcı maddelerin bulunduğu bölgelerde [30],
- Yapay kalp motoru olarak [31-32],
- Uçak gemilerinde uçaklara ilk hız kazandırmada, silahlarda ve hatta nükleer santrallerde (Şekil 1.1-c)[17, 33-38],
- Araç süspansiyonlarında [39-41],
- Dalga enerjisinden elektrik enerjisi elde etmede [42-43],
- Teleskop konumlandırmasında [44] kullanılmaktadır.

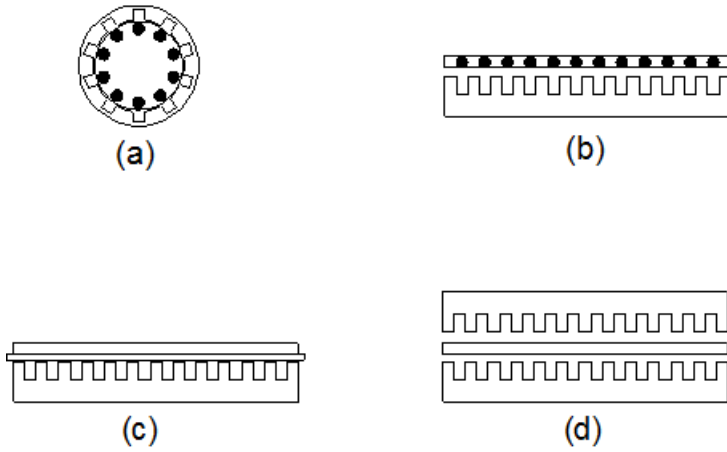


Şekil 1.1. Lineer motor kullanım alanları (a) Lineer indüksiyon motorlu tranvay [23], (b) Lineer CD sürücü motoru [29], (c) Elektromanyetik Fırlatıcı [34]

Lineer motorlar temel olarak dairesel hareket üreten motorların kesilerek açılmış modelleri olduğundan, çalışma prensibi dairesel hareket üreten motorların hemen hemen aynıdır. Bu yüzden dairesel hareket üreten motorların her tipinin lineer versiyonlarını yapmak mümkündür. Günümüzde doğru akım, asenkron, senkron ve relüktans gibi bütün elektrik motorlarının lineer formları üretilmektedir. Ancak bazı türleri imalat ve kullanım alanındaki problemlerden dolayı tercih edilmemektedir [5, 9, 45-46].

Lineer motorların temel tasarım felsefesi dairesel hareket üreten motorların statorlarının ve rotorlarının kesilerek açılması prensibine dayanmaktadır. AC motorların lineer hale getirilmesi sürecinde rotorun aynı şekilde açılıp statorun altına yerleştirilmesi prensibi yerine, bakır veya alüminyumdan yapılmış düz levha şeklindeki bir iletken kullanılarak lineer motorun rotoru oluşturulur. Eğer stator, rotorun tek tarafına yerleştirilirse tek yanlı lineer motor, iki yanına yerleştirilirse çift yanlı lineer motor elde edilir. Elde edilen düzlemsel yapıli lineer motorda, rotor veya stator hareket edecek şekilde tasarlanabilir [6, 9-10, 45]. Dairesel hareket üreten AC motordan lineer AC motorun elde edilme aşaması Şekil 1.2'de verilmiştir. Şekil 1.2-a da dairesel hareket üreten motor, Şekil 1.2-b de kesilerek düzeltilmiş, lineer hale getirilmiş motor, Şekil 1.2-c de rotor kısa devre çubukları çıkartılarak demir yüzey üzerine ince alüminyum veya bakır levha konulmuş tek yanlı lineer motor, Şekil 1.2-d de çift yanlı lineer motor gösterilmiştir [6, 46].





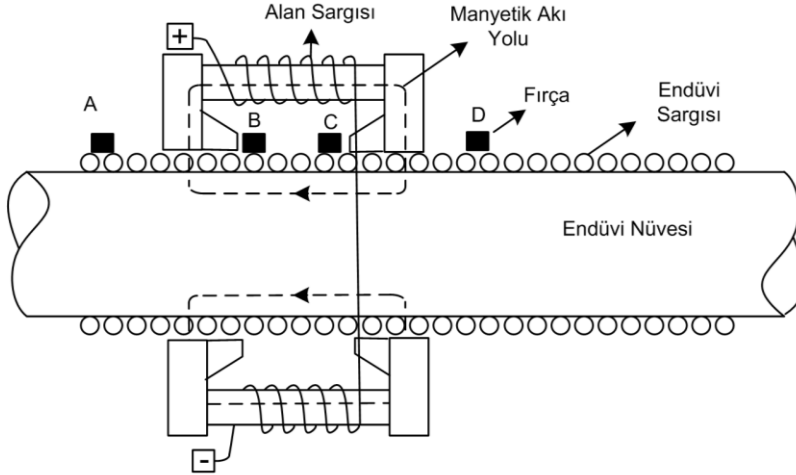
Şekil 1.2. Linear AC Motorunun Yapısı (a) Dairesel hareket üreten motor ( b) Kesilerek linear hale getirilmiş motor (c) Tek yanlı lineer motor (d) Çift yanlı lineer motor [6, 46].

AC lineer motorlarda olduğu gibi DC lineer motorların tasarım aşamasında da endüvi ve endüktör kesilerek açılır. Hava aralığında manyetik alan üreten mekanizma sargılardan oluşabildiği gibi mıknatıslar kullanılarak da tasarlanabilir. DC lineer motorlarda endüvi veya alan sistemi hareketli olabilir [47].

Lineer motor tasarım ölçütlerinden biri de yüksek kuvvet/ağırlık oranına sahip motor elde etmektir. Motorun kilogram başına ürettiği kuvvetin düşük olması, ağırlığının ve hacminin fazla olması demektir ve istenmeyen bir özelliktir. Çünkü hareketli kısmın kütesinin fazla olması ivmelenmeyi olumsuz etkileyecektir. Tasarım kriterlerinin bir diğeri de statik kuvvet/akım oranı olup, motorun verimini belirleyen en önemli faktörlerdendir. Birim akıma karşılık üretilen kuvvet ne kadar yüksek olursa, motorun çektiği akım o derece azalacaktır ve sürücü devreleri basitleşecektir. Dolayısıyla kullanılacak elektronik devrelerin maliyetleri ve karmaşıklığı azalacaktır. Ayrıca DC lineer motorların fırçalı ya da fırçasız olmaları tasarım kriterleri açısından önemli bir parametredir. DC lineer motorların fırçalı olması arıza ihtimalini artırır iken, fırçasız olmaları ise kullanılacak elektronik devrelerin karmaşıklığını artırmaktadır.

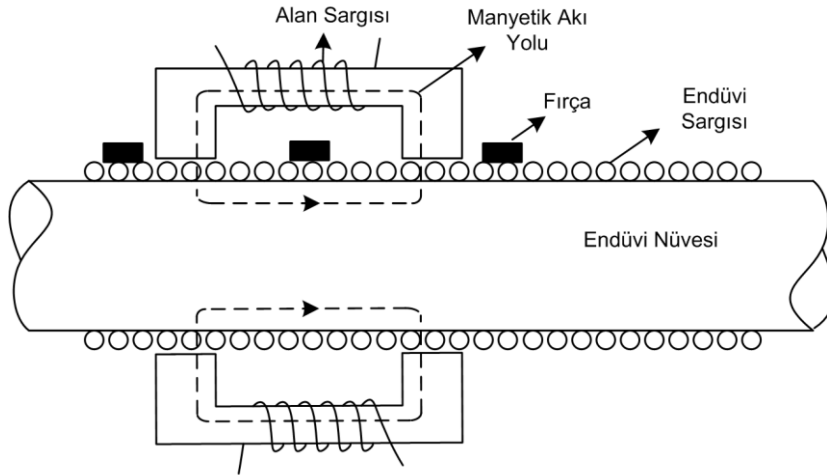
DC lineer motor alanındaki araştırmacılar yukarıda belirtilen hedeflere ulaşabilmek için son 50 yılda değişik konfigürasyonlar denemişlerdir. Lineer DC motor konusundaki ilk çalışma Ratcliff ve Griffiths tarafından 1964 yılında yapılan alan sargılı DC lineer motor olmuştur [48]. Geliştirilen motorda hareketli kısım, alan ünitesidir. Motorun endüvi ünitesine enerji verebilmek için hareketli kısma monte edilmiş dört adet fırça mevcuttur. Alan sargıları

endüvi sargılarına seri, şönt veya kompond bağlanabilmektedir. Kaçak akıları azaltabilmek için kutup pabucu kullanılmıştır. Yumuşak çelik veya başka bir ferromanyetik malzemeden oluşan endüvi boyunca yerleştirilmiş bakır sargılar bulunmaktadır. Alan sargısı hareketli parçaların üzerine sarılmıştır. Eğer alan sargısına enerji verilirse hareketli parçadaki akı Şekil 1.3'deki gibi olmaktadır. Manyetik akı, yolunu endüvi nüvesi üzerinden tamamlarken hava aralığındaki bakır iletkenleri keser. Fırçalar Şekil 1.3'de gösterildiği gibi bağlanırsa A-B ve C-D arasında yerleştirilmiş olan endüvi iletkenlerinden akım akar. İletkenler kesik çizgilerle gösterilmiş olan manyetik akı çizgilerini hava aralığında keserler ve akım taşıyan iletkenlerde bir kuvvet oluşur. Kutup pabucu kullanılması manyetik akı yolunu genişletirken hareketli ünitenin ağırlığını artırır. Hareketli ünitenin ağırlığının artması duruş ve kalkış ivmeleri üzerinde olumsuz etkiler yapar.



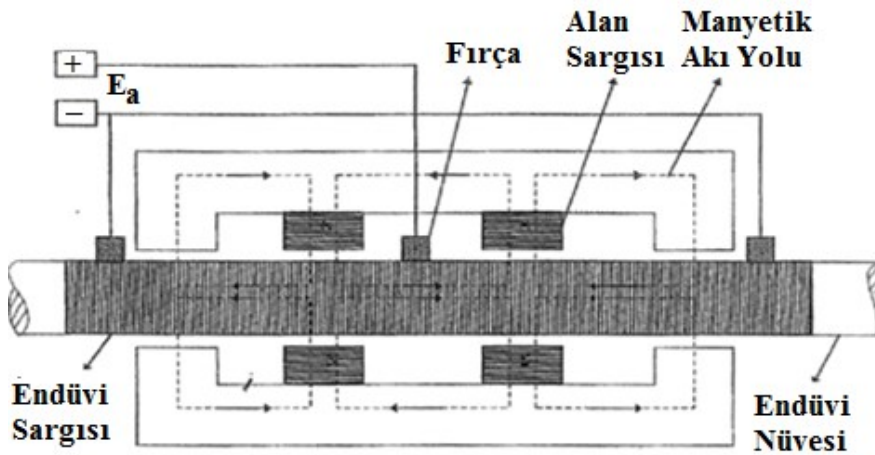
Şekil 1.3. Alan sargılı iki kutuplu DC lineer motorun kesit şekli

Jones 1969 yılında Ratcliff ve Griffiths'in yaptığı motoru geliştirmiştir. Jones'in motorunda Şekil 1.4'de görüldüğü gibi kutup şekli değiştirilmiş ve fırça sayısı dörtten üçe düşürülmüştür. Manyetik akı devresi kesik çizgilerle gösterilmiştir [49]. Her iki çalışmada da alan uyartımını sağlamak için sargılar kullanılmıştır. Alan uyartımının sağlanması için sargıların kullanılması fazla enerji tüketimi demektir. Ayrıca fırçaların enerjisi endüvi sargılarına iletilmesi için endüvi tek katmanlı sarılmış ve fırçanın altına gelen yerlerin yalıtkanı soyulmuştur. Bobinin tek katmanlı olması üretilen kuvvet/akım oranının düşük olması demektir.

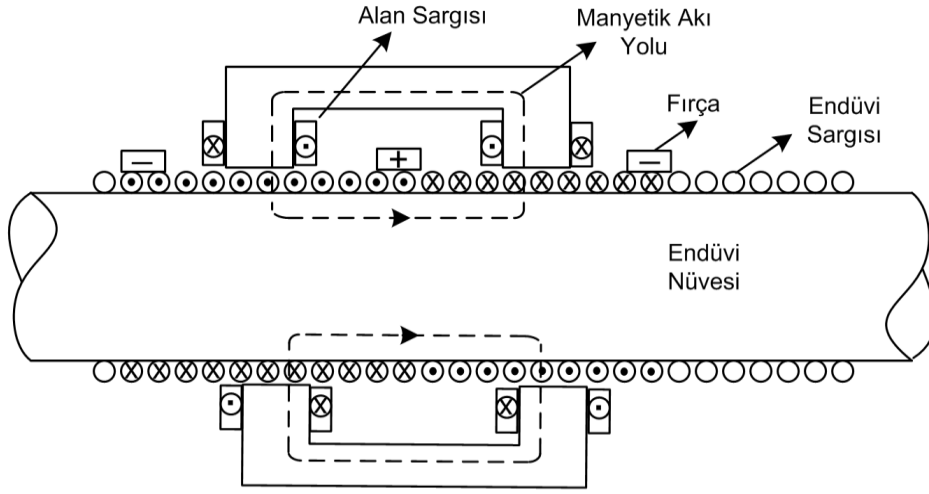


Şekil 1.4. Alan sargılı değiştirilmiş iki kutuplu DC lineer motorun kesit şekli

1969 yılında Griffiths ve Jones yeni iki motor geliştirmişlerdir [3]. Sabit endüvi sargısı ve hareketli alan sargısına sahip olan söz konusu motorlar sırası ile Şekil 1.5 ve Şekil 1.6'da gösterilmiştir. Geliştirilen motorlar alan sargılı dört kutuplu ve iki kutuplu DC lineer motorlardır. Bunların her ikisinde de ikişer kutupta sarım vardır. Diğer iki kutup manyetik akı yüzeyini genişleten sahte kutuplardır. Endüvinin enerjisi lineer motorun hareketli parçalarına tutturulmuş fırçalar yardımıyla sağlanır. Taşıyıcı ünite endüvi akımını besleyen fırçalar ve alan sargıları için tek kutuplu bir DC kaynağa ihtiyaç duyar. Alan sargısının olması ve tek katmanlı endüvi sargısı düşük kuvvet/akım oranı demektir. Hareketli ünitenin büyümesi duruş ve kalkıştaki ivmelenmeyi olumsuz yönde etkilemektedir.

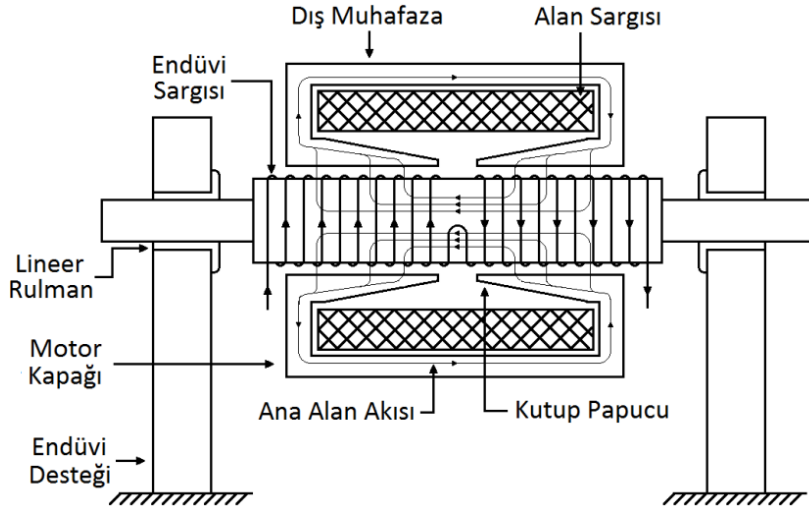


Şekil 1.5. Alan sargılı dört kutuplu DC lineer motorun kesit şekli [3]



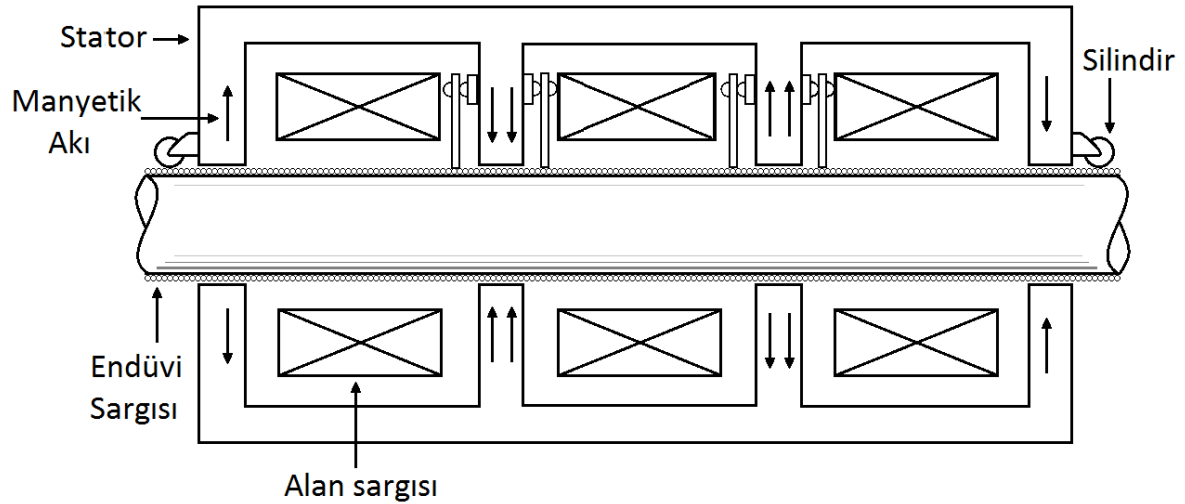
Şekil 1.6. Ayrık alan sargılı iki kutuplu DC lineer motorun kesit şekli

Yine aynı yılda yapılan diğer çalışma da Green ve Paul'un motorudur. Şekil 1.7'de görülen motor kısa pistonlu uygulamalar için kullanılan bir modeldir [2]. Geliştirilen lineer motorda basit iki kutup mevcuttur. Endüvi kısıtlı bir alanda lineer olarak hareket edebilecek şekilde lineer rulmanlarla yataklanmıştır. Motorun alan ünitesi sabitlenmiştir. Endüvi sargısı silindirik yapıya yumuşak çelik üzerine tek katmanlı olarak sarılmış ve orta kısımda yön değiştirmiştir. Motorda fırça kullanım gereksinimi ortadan kalkmıştır. Geliştirilen tasarım, komitatör ihtiyacını ortadan kaldırmasına rağmen hava aralığında akı oluşturabilmek için halen alan sargısına ihtiyaç duymaktadır. Her iki kutupta oluşan manyetik akı Şekil 1.7'de gösterilmiştir. Endüvi sargısının orta noktada ters dönmesinden dolayı herhangi ilave uygulamaya gerek kalmadan iki kutupta da aynı yöne yönelik kuvvet elde edilir. Kısa strok gereksinimi için kullanılabilen motor uzun strok ihtiyacına cevap veremez. Ayrıca tek katman sargı ve alan sargısı düşük kuvvet/akım oranına sebep olur.



Şekil 1.7. İki kutuplu lineer motorun akı yolları

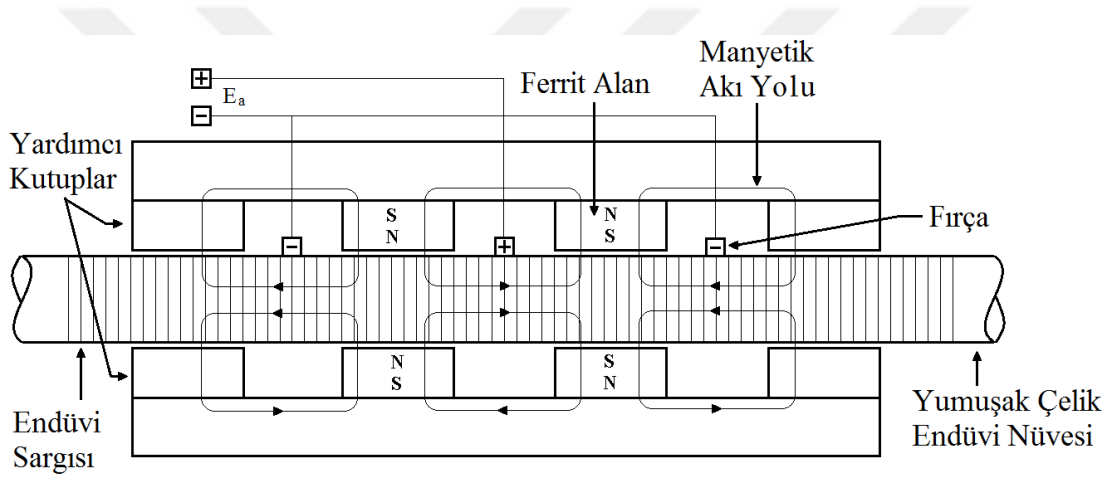
Warnett 1971 de Griffiths ve Jones'in silindirik yapılu DC lineer motoru geliştirmiştir (Şekil 1.8) [50]. Yeni tasarlanan motorlarda manyetik akıyı oluşturabilmek için sarım kullanılmıştır. Motorun akı yolunu artırmak için oluşturulan sahte pabuçlar hareketli ünitenin ağırlığını artırdığından reaksiyon süresi yüksek ve kuvvet/ağırlık oranı düşüktür. Endüvi silindirik olduğu için hava aralığı uzamış ve manyetik relüktans artmıştır.



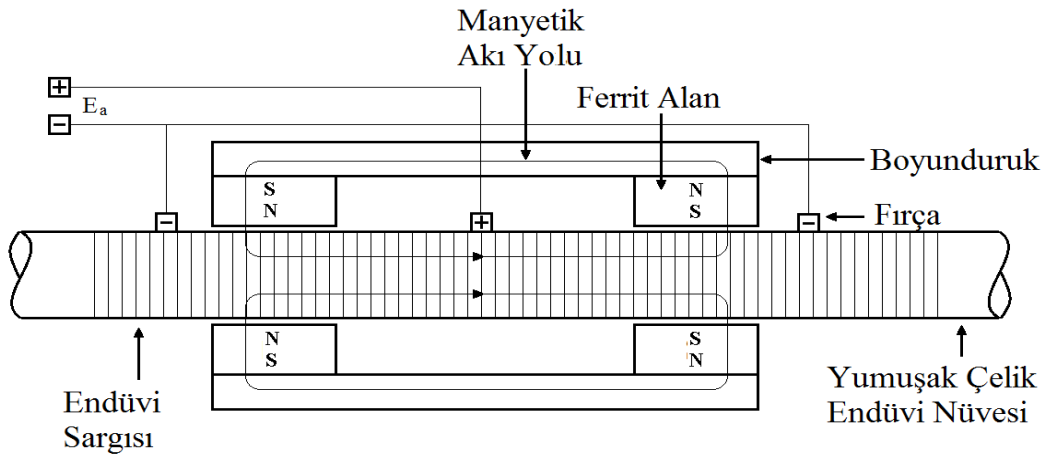
Şekil 1.8. Alan sargılı silindirik DC lineer motorun kesiti

DC lineer motorlarda 1970'lerden itibaren alan sargısı yerine 1950'li yıllarda geliştirilen ferrit sabit mıknatıslar kullanılmaya başlamıştır [51]. Lineer motorlarda alan sargısı yerine sürekli gelişen ve ucuzlayan mıknatısların kullanılması motorların verimini artırmıştır [47]. DC lineer motorlarda manyetik akı kaynağı olarak ilk defa sabit mıknatısları kullanan 1974 yılında Basak olmuştur [52-53]. Yapı olarak Griffiths ve Jones'in motoruna benzeyen

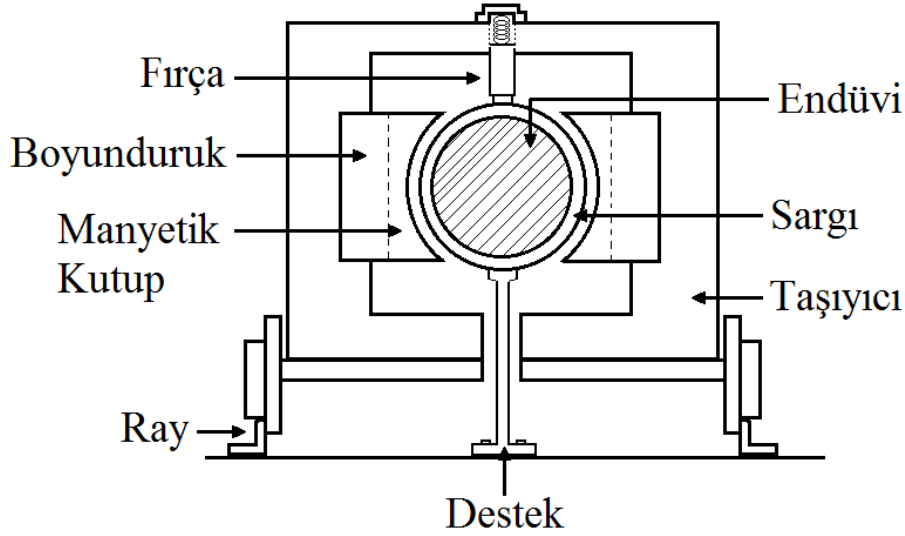
motorun farklı yönü, alan sargılarının yerine sabit mıknatısların kullanılmasıdır. Griffiths ve Jones'in motorlarında olduğu gibi 2 ve 4 kutuplu olarak geliştirilen motorlarda kutuplara Şekil 1.9 ve Şekil 1.10'da görüldüğü gibi dört adet mıknatis yerleştirilmiştir. Dört kutuplu modelde üretilen kuvveti artırmak için yardımcı (sahte) kutuplar kullanılmıştır. Sabit mıknatısların kullanılması, iki yerine tek güç kaynağı ile beslenmesinden dolayı performansı artırmıştır. Fakat hala endüvi sargılarının beslenmesi için fırçalara ihtiyaç vardır. Motor endüvisi uzun silindirik yumuşak çelik bir çubuk ve bunun etrafına monte edilmiş sargılardan oluşmaktadır. Basak'ın geliştirdiği motorun kesiti Şekil 1.11'de verilmiştir. 2 A akım için 3 N kuvvet üreten motorun yataklama ünitesinde rulman olmadığından, üretilen kuvvetin büyük bir kısmı sürtünmeye harcanmıştır.



Şekil 1.9. Sabit mıknatıslı dört kutuplu DC lineer motorun kesit şekli



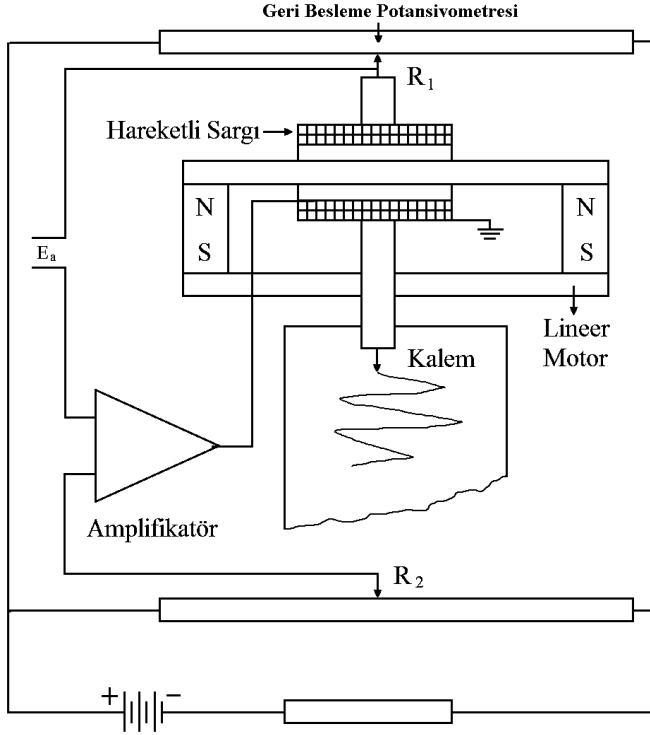
Şekil 1.10. Sabit mıknatıslı iki kutuplu DC lineer motorun kesit şekli



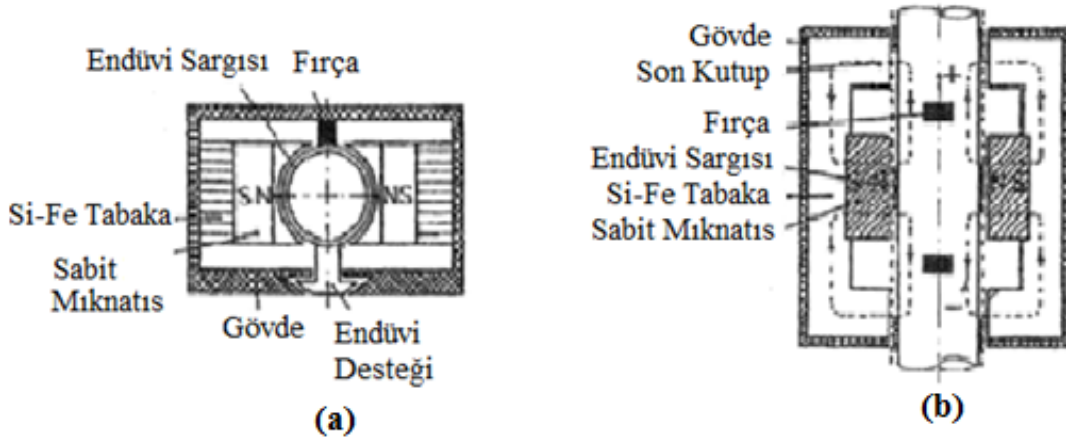
Şekil 1.11. Sabit mıknatıslı DC lineer motor

DC lineer motorları kalemli kaydedici olarak kullanan ilk isim 1984 yılında Zhi-Gang'dır [54]. Motorun kontrol ünitesi Şekil 1.12'de gösterildiği gibi yükselteç, karşılaştırıcı ve geri besleme ünitesinden oluşan servo sistemdir. Sürücü ve karşılaştırma elemanı olarak iki adet potansiyometre kullanılmıştır. Fark sinyali sıfır olduğunda sistem hareketsiz kalmaktadır. Yükselticiye sinyal geldiğinde yazıcı kalem hareket eder ve kâğıt üzerine çizim yapılır.

Dascalescu, Basak ve Overshott'un geliştirdikleri motora benzer şekilde kalıcı mıknatıslı bir lineer motor üretmiştir [55-56]. Üretilen motor elektrostatik ayırıcılarda korona elektrotunun konum denetimi için kullanılmıştır. Söz konusu DC lineer motor sabit endüvi ve hareketli alan ünitesine sahiptir. Alan ünitesi silisyumlu ince sac paketlerinden ve sabit mıknatıstan oluşmaktadır. Endüvi ünitesi Şekil 1.13'deki gibi yumuşak çelik üzerine emaye kaplı bakır telin sıkça sarılması ile oluşturulmuştur. Motorun konum hassasiyeti kontrol devresine bağlıdır. Motor kısa stroklu olarak yapılabilmekte, uzun uygulamalar için kullanılamamaktadır.



Şekil 1.12. DC lineer motorla çalışan kalemlı kaydedici



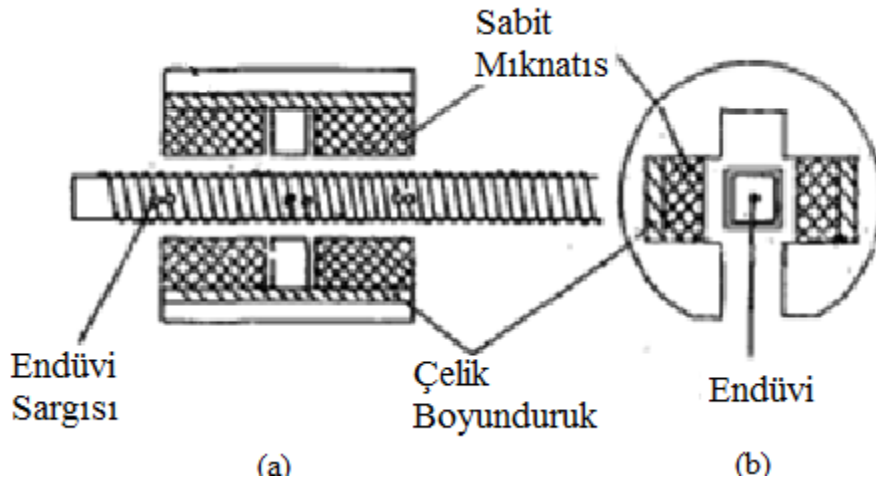
Şekil 1.13. Elektrostatik ayırıcı olarak kullanılan lineer motor a) Kesit görünüşü b) Üstten görünüşü [55]

Lineer motor alanındaki çalışmalar her geçen gün artmaktadır [5, 47]. 1980'li yıllarda yüksek enerji performansına sahip Neodymium-iron-boron (NdFeB) mıknatısların geliştirilmesi motorların tasarımlarında değişikliklere neden olmuştur [57-58]. NdFeB mıknatısların fiyatlarının ucuzlaması ve yüksek manyetik akı yoğunluğu nedeniyle lineer motorlarda yaygın olarak kullanılmaya başlamıştır [59]. Elektronik ve bilgisayar alanındaki gelişmeler sayesinde, adım, anahtarlamalı relüktans ve fırçasız DC motorların lineer türleri yapılmıştır.

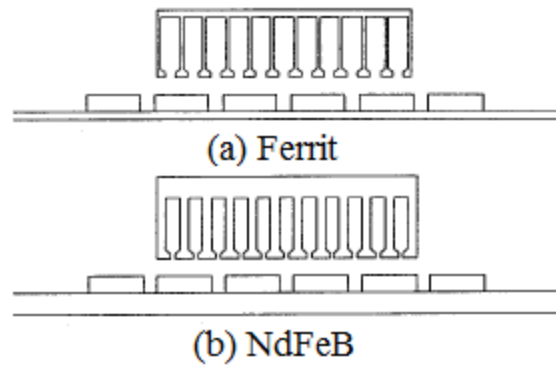


Basak ve Shirkoohi, Basak ve Overshott'un motorunu NdFeB ve baryum ferrit mıknatıslarla yapmıştır. Üretilen motorunun modelinin bilgisayar yardımıyla ve deneysel olarak manyetik analizlerini yapmışlardır [60]. Motorun üstten görünüşü Şekil 1.14 (a) da, kesit görünüşü Şekil 1.14 (b) de verilmiştir.

Akmeşe 1992 yılında sabit mıknatıslı, uzun boylu yassı lineer motor üretmiştir [61]. NdFeB ve ferrit mıknatıs kullanarak iki farklı tasarım gerçekleştiren Akmeşe, uygulamaların deneysel ve sonlu elemanlar analizi ile farklarını araştırmıştır. Ferrit mıknatısla yapılan motor Şekil 1.15 a'da, NdFeB mıknatısla yapılan motor Şekil 1.15 b'de gösterilmiştir.



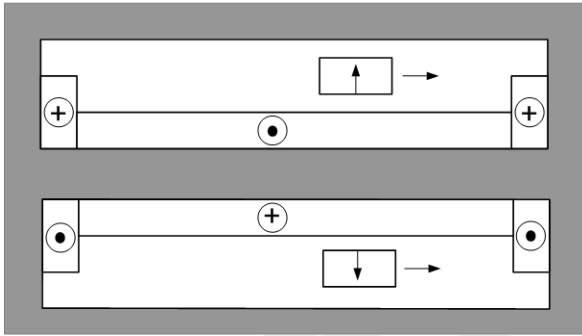
Şekil 1.14. Sabit mıknatıslı kare endüvili DC lineer motor a) Üstten görünüş b) Kesit görünüş [60]



Şekil 1.15. Yassı lineer motor a) Ferrit mıknatıslı b) NdFeB mıknatıslı [61]

Casadei ve arkadaşları 1994 yılında farklı bir geometriye sahip DC lineer motor üzerinde araştırma yapmıştır [62]. Geliştirdikleri motorda Şekil 1.16'da görüldüğü gibi manyetik akıyı sağlamak için iki adet mıknatıs kullanılmıştır. Hareketli üniteyi oluşturan mıknatıslar

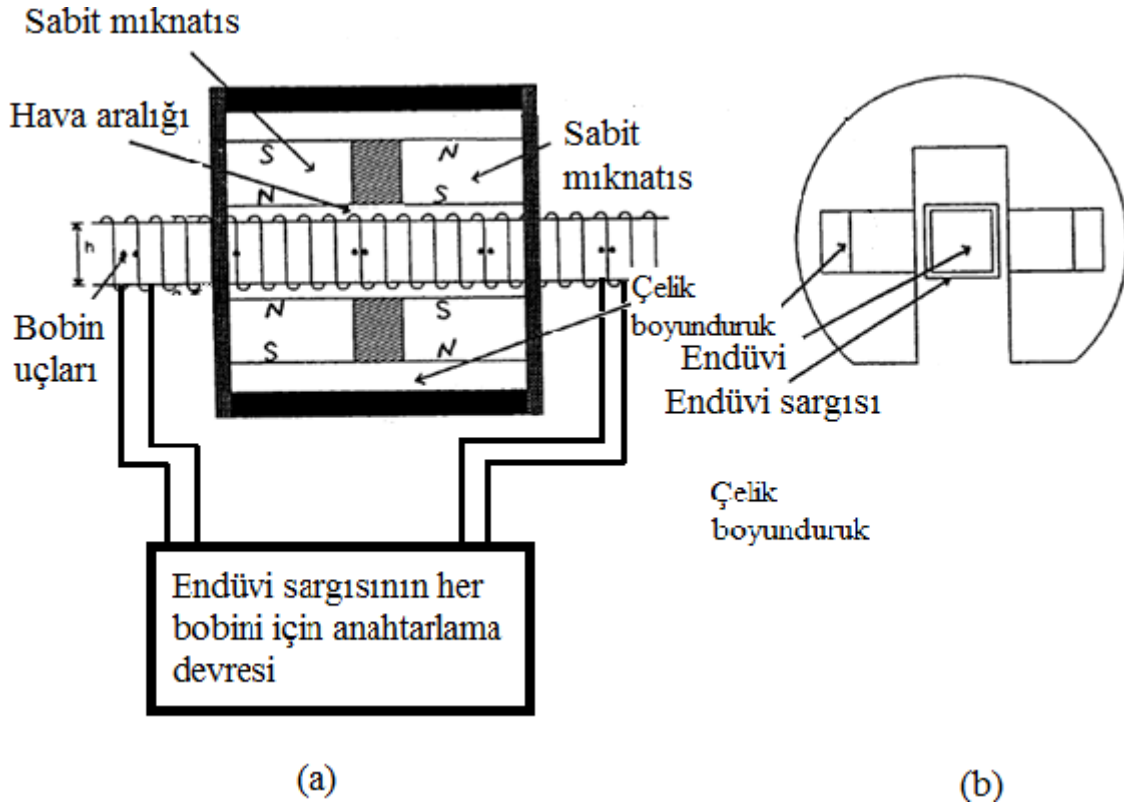
hafif materyal üzerine tutturulmuştur. Endüvi sargıları orta kısma yerleştirilen mil üzerindedir. Motorun hareket limitlerinin sonuna yerleştirilen bobinler çelik nüvenin akı yoğunluğunu sonlandırmak için kullanılmıştır. Aynı motor üzerinde ilave endüvi sargıları ve mıknatıslar sayesinde gerek aynı yönde, gerekse zıt yönde ikinci bir hareket elde edilebilmektedir. Motorda hareketli üniteye enerji vermek gerekmediğinden fırça ve kolektöre ihtiyaç duyulmamaktadır. Sistem kısa stroklu bir modeldir. Dolayısıyla çok kısıtlı bir hareket alanı vardır.



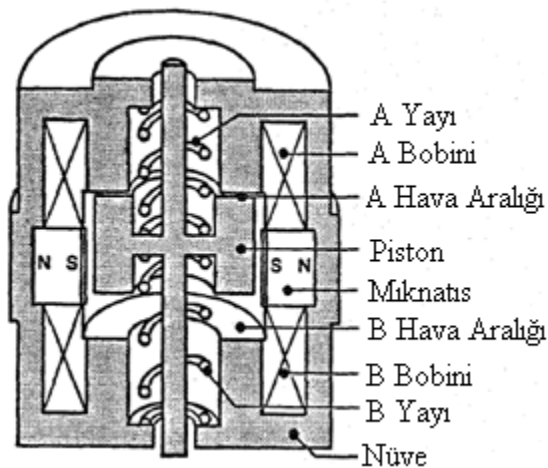
Şekil 1.16. Hareketli mıknatıslı DC lineer motor

Sabit mıknatısların DC lineer motorlarda kullanılmaya başlamasıyla, fırçalı ve fırçasız tasarımlar da zaman içerisinde kendilerine yer bulmuşlardır. NdFeB mıknatıslarla çalışan bir diğer araştırmacı ise Anayi olmuştur [63]. Anayi'nin tasarladığı motor Şekil 1.17 a'da görüldüğü gibi kare kesitli yumuşak çelikten yapılmış uzun bir endüviye sahiptir. Manyetik alan kesikli çizgilerle gösterilmiştir. Motorun önden görünüşü Şekil 1.17 b'de verilmiştir. Sabit mıknatıslar lineer rulman ve iki adet çubuk tarafından desteklenmektedir. Çekirdek üzerinde 64 adet sargı yer almaktadır. Endüvi sargılarının enerjisini mikroişlemci kontrollü anahtarlama devresi sağlamaktadır. Bu sistem fırça ihtiyacını ortadan kaldırmıştır. Lineer motorun endüvi ünitelerini beslemek için tek kutuplu besleme kullanılmıştır. Üretilen kuvveti ve taşıyıcının hızını artırmak için endüvi sargılarının bitişik bölümlerine beraber enerji verilir. Hareketli ünitenin hız ve konum kontrolü için özel kontrol algoritmaları uygulanmamıştır. Motorun uzatılması için kontrol devresinin büyütülmesi gerekir. Anayi'nin motorundaki 64 adet bobinin her birinin uçları ayrı ayrı kontrol kartına getirilmiştir. Sürücü kart üzerinde her bobine ait anahtarlama devresi mevcuttur. Mevzu bahis durum; motorun uzun yapılamaması, karmaşık kontrol algoritması gerektirmesi, farklı boydaki her bir motor için ayrı sürücü tasarımı gereksinimi demektir.

Lequesne yaklaşık 5-20 mm arasında çalışan lineer motorlar üzerine sabit mıknatısların kullanımının etkisini analiz etmiştir. Araştırmacı motorun bir baştan diğer tarafa hareket süresi ve ısı yayma limiti üzerinde çalışmıştır. Şekil 1.18'deki 5-20 mm stroğu ile kullanıma sunulan, lineer motorun ve yeni manyetik materyallerin motorun performansı üzerindeki etkilerini incelemiştir. Tasarımlar komitasyon ihtiyaçları ve maliyeti azaltmak için yoğunlaştırılmış sargıları içermektedir [57].



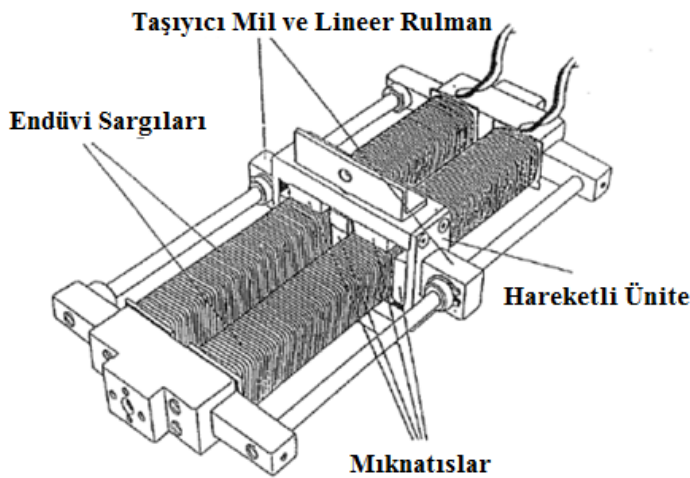
Şekil 1.17. Fırçasız sabit mıknatıslı DC motor a) Üstten görünüş b) Kesit görünüş [63]



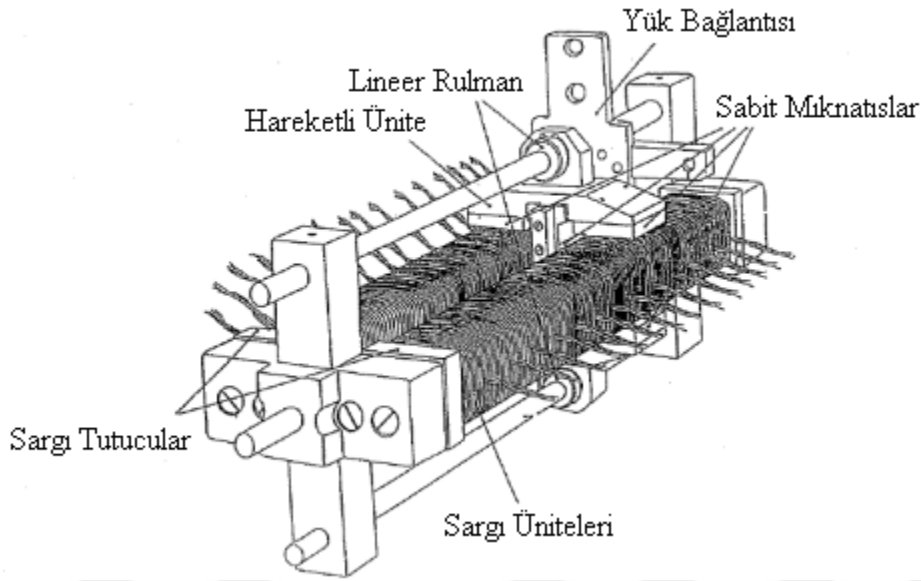
Şekil 1.18. 5-20mm stroklu lineer motor [57]

Filho ve Basak tarafından 1996 yılında yapılan çalışmalarında, Şekil 1.19' da gösterilen paralel çift endüvili fırçasız DC lineer motor geliştirilmiştir [64]. Bu motorda yedi adet NdFeB mıknatis, manyetik akı kaynağını oluşturmak için kullanılmıştır. Endüvi olarak iki adet kare kesitli uzun yumuşak çelik kullanılmıştır. Her endüvi üzerine zıt yönlerde sargılar sarılmıştır. Hareketli kısım üzerine mıknatislar sabitlenmiştir. Endüvi sargılarında tek veya eşzamanlı olarak birkaç bobine enerji verilebilir. Geliştirilen motorun bir avantajı da herhangi bir endüvi sargısı mıknatisları harekete geçirmek için kullanılırken diğeri fren yapmak için kullanılabilir. Yapılan uygulamada motor boyunca tek bobin veya isteğe bağlı olarak paralelindeki ünite ile birlikte çift bobin kullanıldığı için mıknatisın altında olmayan kısımlar da enerjilenmekte, üretilen manyetik akının tamamı kullanılmadığından kayıplar artmakta ve kuvvet/akım oranı küçülmektedir.

1997 yılında Basak ve Filho'nun yaptığı diğeri bir çalışmada, Şekil 1.20'de görüldüğü gibi akı oluşturmak için beş adet yüksek enerjili NdFeB mıknatis kullanılmıştır [65]. Motor 200 mm uzunluğunda, üzerinde endüvi sargılarını taşıyan iki adet nüveye sahiptir. Her bir endüvi 14 adet küçük sarım içerir. Mıknatisları hareket ettirmek için iki endüvi ünitesine eş zamanlı olarak enerji verilebilir. Her bir endüvi ünitesine senkron çalışması için konum kontrollü olarak enerji verilmelidir. Konum bağımlı enerji verme stratejisi konum sensörü kullanımını zorunlu kılar. İlgili çalışmada Anayi'nin motorunda olduğu gibi çok sayıda kablolama ve özel karmaşık kontrol sistemleri gerekmektedir. Mevcut konumu algılanmadan hareket ettirilemeyecek olan motorda, konum algılamak ve ilgili bobinlere enerji vermek için ilave elektronik sistem gerekmektedir.



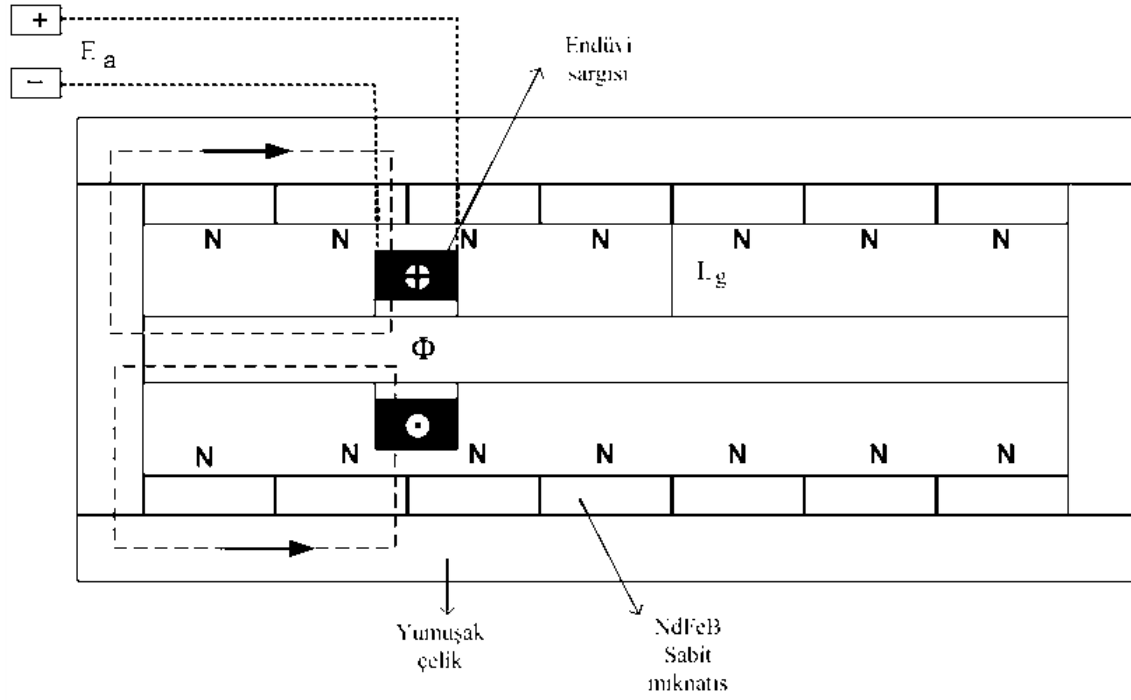
Şekil 1.19. Sürekli sargılı çift endüvili fırçasız DC lineer motor [64]



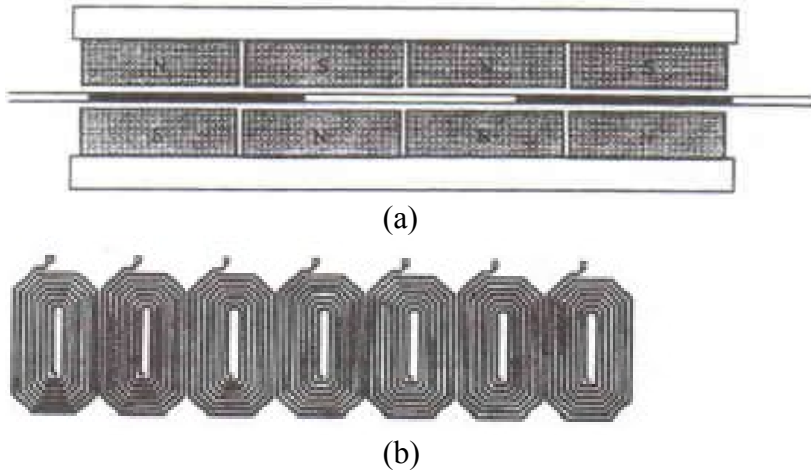
Şekil 1.20. Çift endüvili, çok üniteli endüvi sargılı fırçasız DC lineer motor [65]

Demirci 1997 yılında 12 adet NdFeB mıknatıs kullanarak Şekil 1.21'deki hareketli endüvili DC lineer motoru tasarlamıştır [47]. 333 mm boyu olan motor gövdesine mıknatıslar yapıştırılmış ve 1630 tur sarımlı bobinin orta milin üzerinde lineer rulman aracılığı ile hareket etmesi sağlanmıştır. Kuvvet/akım oranının 7,79 N/A elde edildiği motor tek bir DC kaynak ve dört adet transistörle sürülebilmektedir. Mıknatısların pahalı olmasından dolayı motor uzun yapıldığında ekonomik olmamıştır.

Üstün ve Tunçay yeni bir fırçasız DC lineer motor geliştirmişlerdir. Kesiti Şekil 1.22 a'da verilen motorda iki yanda yerleştirilen NdFeB mıknatıslar arasında hareketli ünite olarak sarım yerine Şekil 1.22 b'de görüldüğü gibi bakır pertinaks üzerine yan yana çizilmiş spiraller kullanılmıştır. İmalatı ve testi yapılan motorun akıllı doğrusal hareketli uygulamaların geleneksel türlerine üstünlük sağlayacağına inanılmaktadır [66]. Geliştirilen motor sadece düşük kuvvet gerektiren alanlarda tercih edilebilir.



Şekil 1.21. Hareketli endüvili DC lineer motor

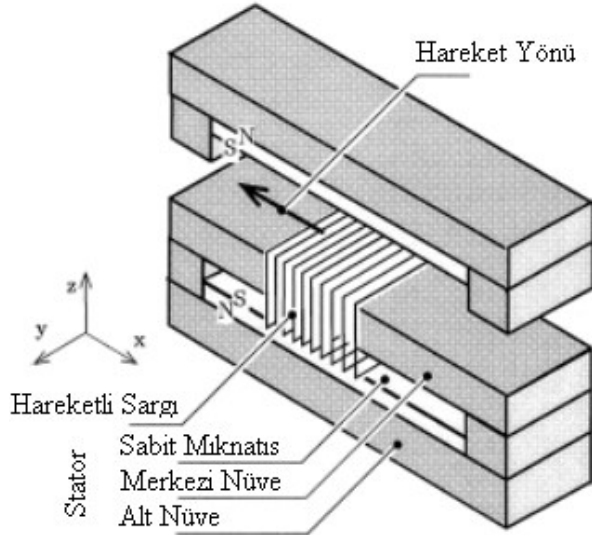


Şekil 1.22. Baskılı devre endüvi sargısı a) Motor kesiti b) Endüvi yapısı [66]

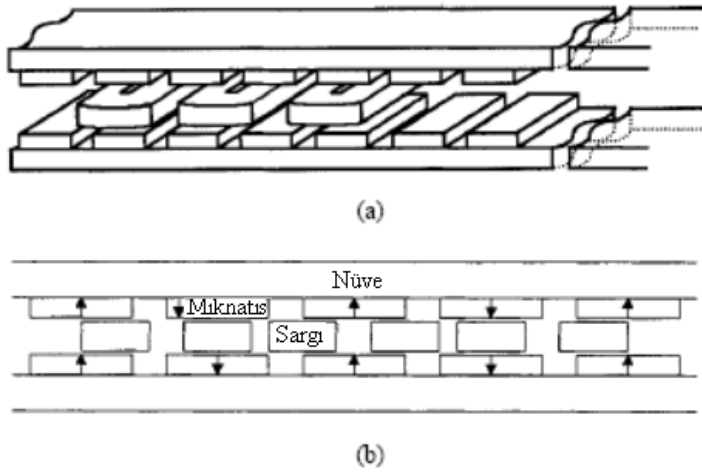
Yajima ve ark. geliştirdikleri lineer DC motorla yüksek hızda doğru ve hassas konum kontrolü elde etmeye çalışmışlardır. Şekil 1.23'de sunulan motor 10 mm'lik mesafede 0,2 kg'lık yükü 27 ms'de taşıyabilmiştir [67]. Hareketli ünitenin hafif olması bir avantajdır. Bu motorun hareket boyu ve taşıma kapasitesi sınırlıdır. Motor uzatıldıkça kullanılacak mıknatıs sayısı artacaktır. Pahalı olan mıknatıslardan dolayı maliyet yükselecektir.

Kang ve ark. 2001 yılında Şekil 1.24'deki oluksuz tip sabit mıknatıslı fırçasız lineer motor tasarımı ve analizi üzerinde çalışmışlardır. Şekil 1.24-a'da oluksuz sabit mıknatıslı fırçasız

motorun yapısı, Şekil 1.24-b’de oluksuz sabit mıknatıslı lineer motorun kesiti görülmektedir [68]. Kang’ın motorunda fazla sayıda mıknatıs kullanıldığından maliyeti artmıştır. Ayrıca konuma göre bobinlerin akım yönleri sürekli değiştirilmek zorundadır.



Şekil 1.23. Hareketli sargılı lineer DC motorun kuvvet üretim prensip şeması [67]



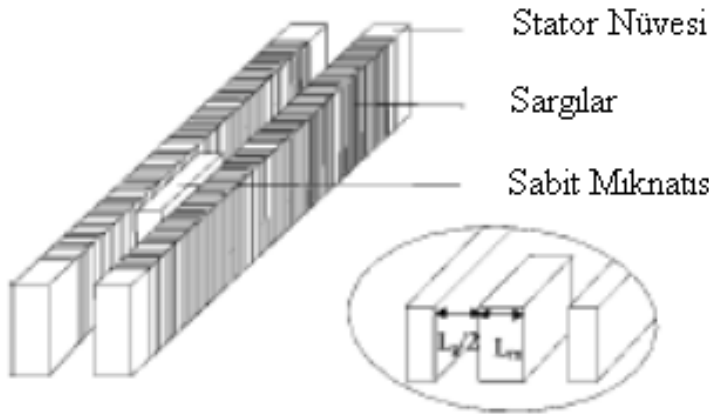
Şekil 1.24. Motorun yapısı a) Oluksuz sabit mıknatıslı fırçasız motorun yapısı b) Oluksuz sabit mıknatıslı lineer motorun kesiti [68]

Okonkwo ve Hanitsch hareketli mıknatıslı DC lineer motor geliştirmişlerdir (Şekil 1.25). Ayrıca geliştirdikleri motorun kontrolü üzerinde çalışma yapmışlardır. Araştırmacılar geliştirdikleri motor için gerekli analizlerini Matlab ile gerçekleştirmişlerdir. Çalışmada sabit mıknatıslı lineer motorun konum kontrolü üzerinde durulmuştur [69]. Geliştirilen motorda sargıların üzer yan boşa bırakılmıştır. Ayrıca motor boyunca sarılan sargının tamamına enerji verilmektedir. Motor boyunca iki bobinin etrafında oluşan manyetik alanın

yalnızca mıknatıs hizasındaki çok küçük bir bölümü kullanılmaktadır. Dolayısıyla motor kuvvet/akım oranı düşük, enerji verimliliği açısından zayıftır. Manyetik devresi açıktır.

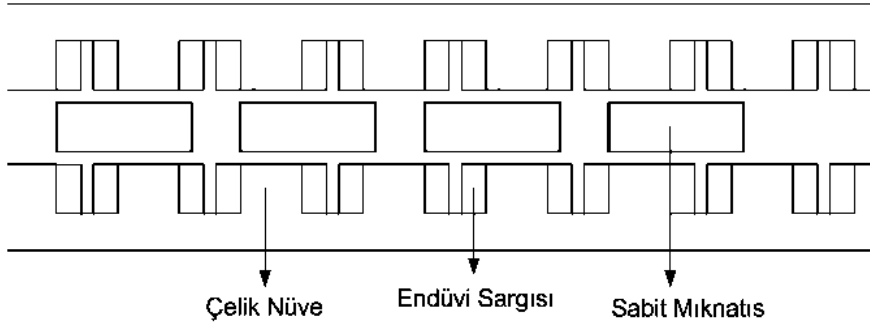
Hareketli sistem olarak mıknatısların kullanıldığı bir diğer motor 2007 yılında Luo ve arkadaşlarının geliştirmiş oldukları motordur [70]. Araştırmacılar Şekil 1.26'daki motor üzerinde farklı mıknatıs genişliklerini kullanmış ve kuvvet dalgalanmasını azaltmaya çalışmıştır. Dört kutuplu olarak imal edilen motorun hareket ettirilebilmesi için karmaşık elektronik devrelere ihtiyaç vardır.

Allen 2008 yılında yaptığı çalışmada otomobillerin amortisör sistemlerindeki yay yerine kullanılabilir hareketli mıknatıslı fırçasız süspansiyon motoru geliştirmiştir. Şekil 1.27'de görüldüğü gibi silindirik NdFeB mıknatısların kullanıldığı lineer motorda dairesel sargılar mevcuttur. Dörtte bir otomobil modelinin kullanıldığı sistemde otomobildeki sarsıntıyı engellemeye çalışan motor sayesinde, yoldaki bozuklukların yolcuya hissettirilmemesi amaçlanmıştır. Her hangi bir konum değişimi olduğunda kontrol sistemi sayesinde harekete geçen motor, sarsıntıyı klasik sistemlerden % 63 daha iyi duruma getirmiş ve yaydan daha konforlu bir sürüş sağlamıştır [71]. Allen motorundan 1 Amper için 7,24 N'luk kuvvet elde etmiştir.

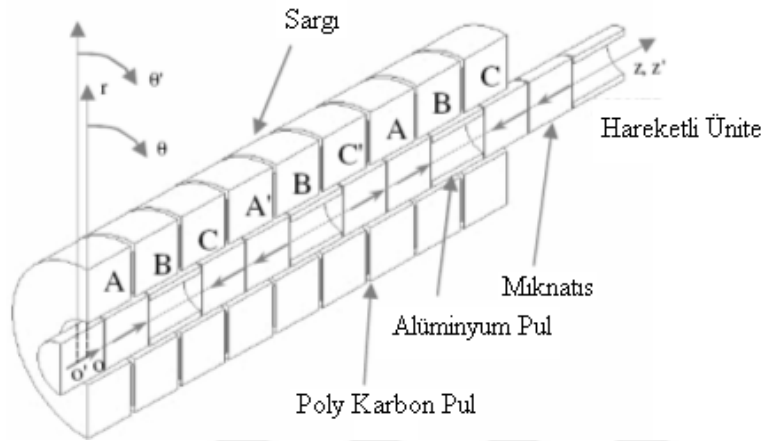


Şekil 1.25. Konum kontrolü için geliştirilen sabit mıknatıslı DC lineer motor [69]



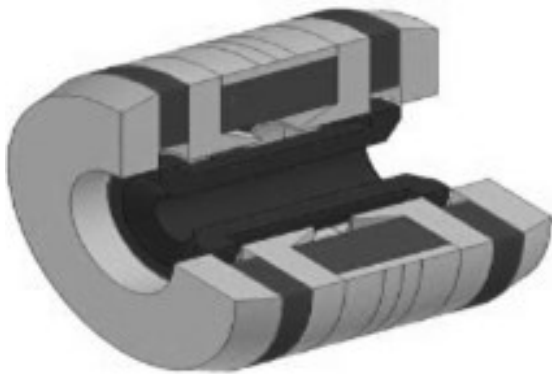


Şekil 1.26. Hareketli mıknatıslı dört kutuplu DC lineer motor



Şekil 1.27. Araba süspansiyonunda kullanılan lineer fırçasız sabit mıknatıslı motorun mıknatıs yönleri [71]

İbrahim ve ark. pistonlu kompresör için hareketli silindirik nüveli lineer sabit mıknatıslı bir motorun sonlu elemanlar yöntemi kullanarak optimizasyonunu ve tasarımını yapmışlardır. Lineer motor, küçük boyutlu buzdolabının kompresör sistemini çalıştırmaya yetecek olan 88.5 W'lık çıkış gücünü üretmek için tasarlanmıştır. Üretim maliyetini azaltmak için tasarımda Strontium Ferrit ve yumuşak demir kullanılmıştır. Tasarlanan motor Şekil 1.28'de gösterilmektedir [72].



Şekil 1.28. Pistonlu kompresör için silindirik hareketli nüveli lineer motor [72]

Fırçasız DC motorlar hangi bobinin enerjileneceğini algılamak için konum bilgisine ihtiyaç duymazlar. Çünkü bütün endüvi boyunca enerjilenen bobin mevcuttur. Fırçasız DC motorlarda endüvi boyu uzadıkça, enerji verilen ancak aktif kullanılmayan iletken sayısı da artacaktır. Dolayısıyla motorun enerji verimliliği de düşecektir. Diğer taraftan fırçasız lineer motorların bazılarında endüvi sargılarının ilgili kısımları sıralı bir şekilde enerjilenir. Sonuçta fırçasız DC lineer motor veya lineer adım motor yapısı elde edilir. Lineer motorların kuvvet/ağırlık oranı ve maliyetleri dikkate alındığında, hareketli mıknatıslı motorlar en fazla tercih edilen motorlardır [64].

DC lineer motor alanında günümüze kadar yapılan çalışmalarında genel olarak aşağıdaki durumlar tespit edilmiştir. Öncelikle DC lineer motorlar anahtarlama problemlerinden dolayı tek katmanlı ve dolayısıyla düşük kuvvet/akım oranına sahip olmuşlardır. Endüvi bobinleri çok katmanlı ve modüler olarak yapıldıklarında ise, karmaşık elektronik devrelere ihtiyaç duymuşlardır. Dolayısıyla uzun mesafelerde anahtarlama ve maliyet, kısa mesafelerde ise uç etkisi problemleri ortaya çıkmıştır.

Bu tez çalışmasında çok katmanlı, sabit mıknatıslı, çift yanlı, sürücü olarak basit bir DC kaynağın yeterli olduğu lineer DC motor tasarımı ve denetimi gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen DC lineer motor temel olarak dört adet NdFeB sabit mıknatısın meydana getirdiği uyartım sistemi ve endüviden oluşmaktadır. Endüvi sargıları motorun gövdesini ve manyetik devresini teşkil eden düşük karbonlu çelik bloklar üzerine yerleştirilmiştir. Hava aralığında manyetik alan oluşturmak için kullanılan mıknatıslar hareketli üniteyi oluşturmaktadır. Böylece hareket eden kısmın kütlesi azaltılmıştır. Endüvi sargısı DC güç kaynağı ile beslendiğinden, endüvi akım yönü değiştirilerek hareketin yönünün kontrol edilebilme esnekliği sağlanmıştır. Yalnızca mıknatısların altındaki bobinlere enerji verebilmek için geliştirilen fırça konfigürasyonu sayesinde ilave elektronik devre kullanmadan çalışabilen ve kuvvet/akım oranı yüksek olan bir motor üretilmiştir. Fırçalar hareketli mıknatıslara bağlı olduklarından, ilave bir sürücü devreye gerek kalmadan ilgili endüvi sargılarına enerji verilebilmektedir. Ancak ihtiyaç duyulduğunda endüvi bobinleri elektronik olarak da devreye alınıp çıkarılabilir. Ayrıca farklı fırça konfigürasyonları sayesinde farklı kuvvet karakteristiklerinin elde edilmesi mümkündür. Geliştirilen fırça konfigürasyonu sayesinde motor modüler bir yapıya sahip olmuştur. İhtiyaca uygun uzunluk sürücü devrede hiçbir değişiklik yapmadan modüler motorun uç uca eklenmesi sonucu elde

edilebilir. Geliştirilen motor; asansör kapılarında, otomatik kapılarda, CNC tezgahlarda, elektronik kart bakım ve montaj hatları gibi lineer servo sistemlerde kullanılabilir.

Prototipi yapılan motorun dinamik modeli oluşturulmuş ve Matlab ortamında simülasyonları yapılmıştır. Geliştirilen model esas alınarak konum ve hız denetleyicileri tasarlanmış ve benzetimleri yapılmıştır. İlave olarak motor sargıları bir adet darbe genişlik modülasyonlu (Pulse Width Modulation: PWM) devre ile sürülmüş, motorun akım ve konum bilgileri bir adet veri toplama (Data Acquisition: DAQ) kartı aracılığı ile bilgisayar ortamına aktarılmıştır. Önerilen konum ve hız denetleyicilerinin performansı benzetim ve ölçüm sonuçları ile karşılaştırılmıştır.





## 2. MIKNATISLANMA

Kâinattaki maddelerin tümü manyetik özellik gösterirler. Maddelerin birim hacimdeki atomlarının manyetik momentlerinin dışarıdan uygulanan manyetik alanlarla aynı doğrultulu hale gelmesine mıknatıslanma denir. Bu özellik maddeler için ayırt edici bir unsurdur.

### 2.1. Manyetik Özellik

Maddeler atomlardan oluşur. Atomlardaki elektronların yörüngelerinde dönmeleri ve kendi eksenini etrafında dönmeleri atomik akımları meydana getirir. Bu atomik akımlar manyetizmanın kaynağı olan manyetik dipol momentlerini oluşturur. Atomik manyetik momenti oluşturan kaynaklar:

Spin açısal momentum: elektronların kendi eksenini etrafında dönmelerinden kaynaklanır.

Yörüngesel açısal momentum: en dış yörüngede bulunan elektronların çekirdek etrafında dönmesinden kaynaklanır. Mıknatıslanma, manyetik etkilerden kaynaklanan yörüngesel açısal momentumdaki değişikliklerdir [73].

Katı bir maddenin manyetik özellikleri dış manyetik alana ve sıcaklığa bağlı olarak maddenin manyetik dipol momentinin uzaysal yönelimlerini belirler. Maddeler manyetik özelliklerine göre temel olarak 3 sınıfa ayrılırlar. Bunlar diyamanyetik, paramanyetik ve ferromanyetikdir.

#### 2.1.1. Diyamanyetik malzemeler

Bütün maddelerin atomları içerisinde buldukları manyetik alandan etkilenirler. Bazı maddelerde etkilenmeler birbirini yok eder. Böylece net manyetik alan sıfır ya da çok küçük olur. Manyetik alan içerisinde manyetik özellik göstermeyen maddelere diyamanyetik malzemeler denir [74]. Atomlara dışarıdan bir manyetik alan uygulandığında manyetik alana küçük de olsa bir tepki gösterirler. Mevzubahis tepki dışarıdan uygulanan alanın indüklediği manyetik momenttir. Etki eden manyetik alanın yönü ile indüklenen manyetik momentin yönü diyamanyetik maddelerde zıt yönlü oluşur. Ayrıca çekirdek etrafında aynı hızda, zıt yönde dönen elektron çiftleri birbirlerinin manyetik momentlerini sıfırladığı için diyamanyetik malzemelerde sürekli manyetik dipol moment oluşmaz. Soy gazlar gibi son

yörüngeleri dolu olan maddeler diyamanyetik özellik gösterir. Diyamanyetik malzemenin manyetik alanla etkileşimini gözlemek, onu alan dışına iten kuvvetin çok küçük olmasından dolayı hayli zordur. Maddeye harici manyetik alan uygulandığında elektronlar fazladan bir manyetik alan etkisine girmiş olurlar. Girilen manyetik etki yönüne paralel olan elektronların hızı azalırken diğer elektronların hızı artar. Oluşan hız artışı harici manyetik alana ters yönlü bir dipol momenti oluşturur. Oluşan mıknatıslanma çok zayıf ve harici manyetik alanla zıt yönlüdür. Soy gazlar, organik maddeler, yarı metaller, bakır, gümüş, kurşun, antimon, bizmut diyamanyetikdir [74-76].

### **2.1.2. Paramanyetik malzemeler**

Manyetik alan içerisine yerleştirildiğinde geçici olarak manyetik özellik kazanan maddelere paramanyetik denir. Malzemelerin atomlarının son yörüngelerinde çiftleşmemiş bir adet elektron varsa tek kalan elektron manyetik momentumu oluşturur. Normalde momentumlar rastgele yönlere yöneldiklerinden manyetik etki oluşturmazlar. Dolayısıyla paramanyetizma da yoktur. Fakat bir manyetik alana girdiklerinde manyetik dipol moment manyetik alan yönüne döner. Oluşan manyetik alanın yönü etki ile aynıdır ve değeri diyamanyetik maddelerin çok fazla üzerinde değildir ve manyetik alan kalkınca tekrar sıfırlanır. Ancak sıcaklık düştükçe paramanyetik maddelere etkiyen kuvvet artar. Mutlak sıfır noktasında çok büyük değerlere ulaşır. Yani sıcaklık ve manyetik alan paramanyetik maddelerin mıknatıslanmasını etkiler. Manyetik malzemeler ısı sınırı değerleri aşıldığında paramanyetik duruma geçerler. Sıvı oksijen, sodyum, magnezyum, kalsiyum, stronsiyum, baryum, alüminyum, platin, uranyum, disprosyum, azot oksit, ozon, krom, manganer oda sıcaklığında paramanyetik malzemelerdir [73-75].

### **2.1.3. Ferromanyetik malzemeler**

Kalıcı mıknatıslanma özelliği olan maddelerdir. Malzemeye dışarıdan uygulanan manyetik alan sayesinde maddenin içerisindeki atomik manyetik dipol momentler uygulanan manyetik alan yönünde düzenlenir. Dolayısıyla manyetik alan içerisinde uygulanan alan yönünde çok kuvvetli mıknatıslık özelliği gösterirler. Dış etki kaldırıldığında da manyetik dipol momentlerin paralel yönleri sabit kalır ve mıknatıslık özelliğini devam ettirirler. Eski durumlarına dönmezler. Meydana gelen olay ferromanyetik maddelerin atomlarından gelen bir özellik değildir. Yan yana dizilmiş olan atom ve iyonların etkileşimlerinden kaynaklanır.

Oda sıcaklığında demir, nikel, kobalt, bazı nadir toprak elementleri ferromanyetik özellik sergiler [75]. Bağıl geçirgenlik ferromanyetik materyallerin en önemli özelliğidir. Ferromanyetik maddelerde yüksek indüksiyon, az bir manyetik alan ile elde edilebilir. Bağıl geçirgenliğin en fazla olduğu maddeler demir ve nikel alaşımlarıdır. Ferromanyetik malzemeler yüksek sıcaklığa maruz kalırsa paramanyetik malzemelere dönüşür ve maddenin geçirgenliği aniden azalır. Bozulma sıcaklık değeri her madde için farklıdır. Bazı maddelerin bozulma sıcaklıkları [75-76]:

Demir	: 770 <sup>0</sup> C
Nikel	: 358 <sup>0</sup> C
Kobalt	: 1130 <sup>0</sup> C
NdFeB	: 312 <sup>0</sup> C
Gadolinyum	: 20 <sup>0</sup> C
SmCo	: 720 <sup>0</sup> C

## 2.2. Histerezis Eğrisi

Histerezis eğrisi Şekil 2.1’de görüldüğü gibi ferromanyetik malzemelerin manyetizasyon eğrisidir. Grafikte  $B$  akı yoğunluğunu,  $H$  dışarıdan uygulanan alan şiddetini temsil eder. Histerezis eğrisini çizebilmek için ya malzemeyi değişken bir manyetik alan içerisine koyup akı yoğunluğunun alana göre değişimine bakılır ya da akım uygulanır. Akım uygulama yönteminde sisteme ilk önce pozitif yönde yavaş yavaş artan akım verilir. Akım verildiği süre içinde  $B$  değeri önce yavaş yavaş artacak ve madde manyetik doyuma ulaşacaktır. Daha sonraki aşamada ise  $B$  değeri sabitlenecektir.  $B$ ’in artmadığı noktaya “doyum” değeri denilir. Doyum değerinden itibaren akım azaltılarak  $B-H$  eğri elde edilir [75, 77].

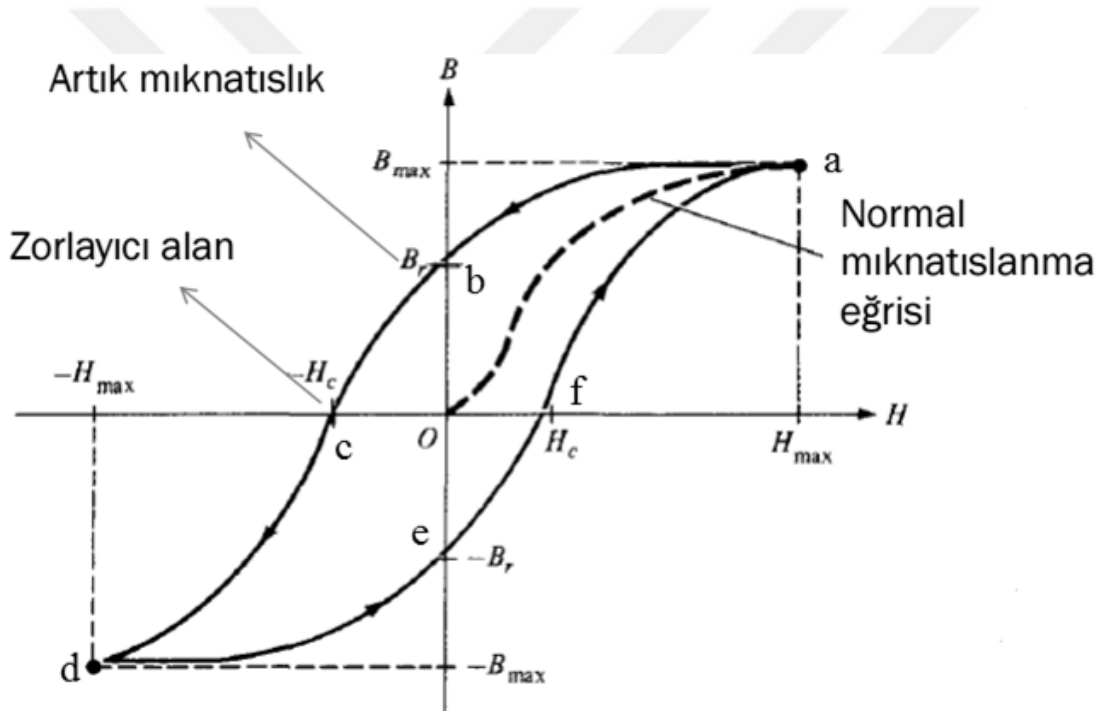
Histerezis eğrisi her ferromanyetik madde için farklıdır ve malzemenin manyetik karakteristiğini gösterir. Malzemenin, yapılacak olan tasarıma uygunluğuna Histerezis eğrisi ile karar verilir. Eğrinin altındaki alanın büyüklüğü mıknatısta depo edilecek enerji değerini belirler. Genellikle grafiğinin altındaki alan geniş olan madde zor mıknatıslanır ve artık mıknatıslanması fazladır. Bu mıknatıslara sert mıknatıslar denir [75, 77]. Manyetik akı yoğunluğu ( $B$ ) ile manyetik alan şiddeti ( $H$ ) arasında bir ilişki vardır. Söz konusu ilişki

$$B = \mu H \quad (2.1)$$

şeklinde yazılabilir. Orantı katsayısı olan  $\mu$  değeri malzemenin manyetik geçirgenliği olarak isimlendirilir. Elde edilen değer dışarıdan uygulanan manyetik alan şiddetine karşılık manyetik akı yoğunluğudur. Eğer malzemede kalıcı mıknatıslanma varsa  $M$  ile ifade edilir ve manyetik akı yoğunluğu

$$B = \mu(H + M) \quad (2.2)$$

ifadesi ile bulunur [78].



Şekil 2.1. Histerezis eğrisi [79]

Histerezis eğrisinin parametreleri  $a$ 'dan  $f$ 'ye kadar olan harflerle tanımlanmıştır:

$a$ : Manyetik doyum noktası (Saturasyon): madde üzerinde mıknatıslanma ve manyetik alan şiddeti yoksa  $B-H$  eğrisi  $(0;0)$  noktasındadır. Koordinat sisteminin başlangıç noktasından itibaren manyetik alan şiddeti ( $H$ ) yavaş yavaş artırılırsa mıknatıslanma oluşmaya başlayacak ve kesikli eğri üzerinden  $a$  noktasına ulaşılacaktır.  $a$  noktası malzemenin manyetik doyum (saturasyon) noktasıdır. Burada maddenin tüm manyetik momentleri etki alanının yönüne dönmüştür ve mıknatıslığının ulaşabileceği son noktadır [75]. Elektrik akımı ile manyetik alan oluşturuluyorsa doyum değerinin kullanılan malzemenin



katalogundan bulunup o değerlere çok fazla yaklaşılmaması sistemin aşırı ısınmaması ve verimli çalışması için gereklidir.

*b*: Artık mıknatısiyet noktası: *a* noktasından itibaren manyetik alan (*H*) azaltılıp sıfıra düşürüldüğünde, mıknatıslanma da denilen manyetik indüksiyon sıfıra ulaşmaz. Manyetik momentlerin yönlendirilmesi tamamı bozulmayıp bir kısmı halen yönlü olarak kalır. *b* harfi ile temsil edilen nokta kalıcı (artık) manyetik alan ( $B_r$ ) değerini verir [75].

*c*: Koersivite noktası: *b* noktasındaki maddenin kalıcı mıknatıslanmasını yok edebilmek için ters yönde bir manyetik alan uygulanması gerekir. Uygulanan manyetik alan şiddeti sayesinde maddenin mıknatıslanmasını tamamen kaybettiği nokta *c* noktasıdır. *c* noktasının *H* eksenini kestiği noktadaki değerine (ters yönde uygulanan manyetik alan değerine) koersif kuvvet veya malzemenin koersivitesi denir [75]. Birimi A/m'dir. Koersivitesi yüksek olan mıknatıslar kaliteli olarak değerlendirilir ve özelliği çevresel etkiler tarafından kolayca yok edilemez.

Kalıcı mıknatısın depoladığı enerji miktarı *B-H* eğrisinin alanı ile orantılı olup, kataloglarda  $(BH)_{max}$  ifadesi ile tanımlanır. MKS'deki birimi  $J/m^3$ 'tür. Mıknatısın sağladığı enerjinin büyüklüğü tasarlanacak elektrik makinanın boyutlarının küçülmesini sağlar [51].

Çizelge 2.1'de ana gruplardaki bazı mıknatısların  $B_r$ ,  $H_c$  ve  $(BH)_{max}$  değerleri verilmiştir. Bunların dışında ticari olarak üretilmeyen, kimyasal formül, üretim şekli, uygulanan ısı işlem yönünden farklı olan pek çok çeşidi mevcuttur [51].

*d*: Zıt manyetik doyum noktası: manyetik alan değeri *c* noktasından itibaren ters yönde artırılmaya devam edilirse malzeme ters yönde doyma bölgesi olan *d* noktasına ulaşır [75].

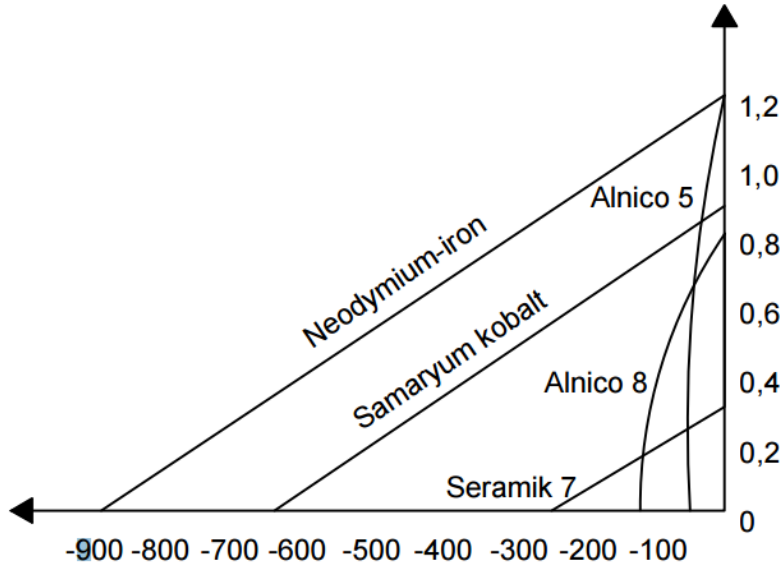
*e*: Zıt kalıcı manyetizasyon noktası: malzeme üzerindeki manyetik alan etkisi kaldırıldığında cismin manyetik akı yoğunluğu sıfıra düşmez ve *b* değerine eşit, zıt yönlü bir artık manyetizasyon kalır [75].

Çizelge 2.1. Mıknatıslara ait bazı özellikler

Mıknatıs Cinsi	$B_r(T)$	$H_c(kA/m)$	$(BH)_{max}(kJ/m^3)$
AlNiCo 5	1,2	50	44
Ferrit	0,4	250	30
SmCo	0,9	650	150
NdFeB (N35)	1,2	900	263

$f$ : Zıt koersivite noktası: kalıcı mıknatıslığı sıfırlayabilmek için ilk başta uygulanan manyetik alan yönünde bir manyetik alan uygulanması gerekir. Madde  $f$  noktasında tamamen kalıcı mıknatıslanmasını kaybetmiş olacaktır. Mıknatıslığın kalmadığı noktadan itibaren manyetik alan artırılmaya devam edilirse eğri tekrar  $a$  noktasındaki doyum değerine ulaşacaktır [75].

Sabit mıknatıslı manyetik devre hesaplarında histerezis eğrisinin genellikle ikinci bölgesi kullanılır. Bir çok malzemede ikinci bölge lineer değildir. Tipik NdFeB mıknatısın  $b$  ve  $c$  değerleri Şekil 2.2’de görüldüğü gibi diğer sabit mıknatıslara göre oldukça yüksek ve lineer bir karakteristiktir. Tez çalışmasında 2. bölge özelliklerinden dolayı NdFeB mıknatıs tercih edilmiştir.

Şekil 2.2. Bazı mıknatısların  $B-H$  eğrileri

### 2.3. Mıknatıs Çeşitleri

Mıknatıslar tabiatta doğal olarak bulunabildiği gibi teknolojinin gelişmesiyle yapay olarak da üretilmektedir. Dolayısıyla doğal mıknatıslar ve yapay mıknatıslar olarak iki gruba ayrılırlar. Doğal mıknatıslar doğada demir oksit içeren kayaçlar şeklinde bulunur. Doğal

mıknatısların kullanım alanı dardır. Yapay mıknatıslar ise elektromıknatıs ve kalıcı mıknatıs olmak üzere ikiye ayrılır. Elektromıknatıslar manyetik geçirgen bir çubuk üzerine dış kısmı yalıtılmış iletken telin makara şeklinde sarılmasıyla elde edilirler. İletken bobinden akım geçirildiğinde nüvede manyetik akı oluşur. Akım etkisiyle oluşan mıknatıslara elektromıknatıs adı verilir ve geçici mıknatıslar olarak da adlandırılır [75]. Mıknatıslanmayı sağlayan manyetik etki ortadan kalkınca mıknatıstık kaybolur. Elektro mıknatıslar kampanalı tip zillerde, kontaktör-role sistemlerinde, transformatörlerde, kulaklıklarda, motor yapılarında, elektromıknatısla çalışan vinçlerde, metal ayırmada ve benzeri birçok sahada kullanım alanı bulmaktadırlar.

Manyetik alan etkisinden kurtulduktan sonra mıknatıslık özelliğini hala devam ettirebilen maddelere kalıcı mıknatıslar denilir. Kalıcı mıknatısların histerezis eğrileri geniş ve yüksektir. Çalışma bölgesi olarak histerezis eğrilerinin ikinci çeyreğinden faydalanılır [80].

Sabit mıknatıslar genelde ferromanyetik malzemeler olup, mühendislik alanlarında kullanımı giderek artmaktadır. Ferromanyetik malzemeler mekanik dayanım ve manyetik özelliğın artırılması açısından iki gurupta imal edilirler. İlki mıknatıslık özelliğı çok kolay bozulabilen yumuşak mıknatıslardır. Yumuşak mıknatıslar üretilen ve kullanılan ilk yapay mıknatıslardır ve genellikle çelikten yapılıır. Yumuşak mıknatıslar manyetik özelliklerinin daha kalıcı olması için özel ısıl işlemlerden geçirilirler. Isıl işlem sonucunda sert mıknatıs olarak tanımlanan ikinci gurup mıknatıslar elde edilir. Sert mıknatısların manyetik etkileri daha kuvvetli ve dayanıklıdır. Gelişen teknolojiyle birlikte mekanik dayanımı düşük, fakat manyetik etkisi çok yüksek olan sert mıknatıslar üretilmiştir [81].

Geçen yüzyılda yapay kalıcı mıknatıs konusunda pek çok araştırma yapılmış ve çok hızlı gelişmeler gözlenmiştir. Yeni tür mıknatıslar bulunurken manyetik özellikleri de sürekli artırılmıştır. Günümüzde birçok çeşit ve değişik özelliklere sahip mıknatıs üretilmektedir. Kullanılacak olduğu alana göre mekanik dayanımı, manyetik değeri, giderici kuvvet değeri, izin verilen ısı değeri, üretim kolaylığı, maliyet faktörü vs. göz önünde bulundurularak seçim yapılmalıdır. Büyük güçlü motorlarda çok küçük bir verim artışı sağlayabilmek bile yıllık toplam tüketim göz önüne alındığında büyük getiriler sağlayacak ve yatırım maliyetini kısa sürede amorti ettirecektir. Ayrıca hassas uygulamalarda maliyeti düşürerek hassasiyetten ödün vermek genellikle istenmeyen sonuçlar doğurur. Dolayısıyla daha kaliteli mıknatıslar seçilmesi uygundur. Çalışma ortamındaki sıcaklık değeri de mıknatıs seçiminde göz önünde

bulundurulması gereken etkenlerin başında gelir. Bazı mıknatıslar da imalat güçlüğü nedeniyle üretilmemektedir. Piyasada yaygın olarak kullanılan mıknatısların başlıcaları AlNiCo, Ferritler ve nadir toprak elementi mıknatıslardır. Mevzubahis mıknatıslar mıknatıs piyasasının yaklaşık % 99'unu oluştururken bunun dışında daha az kullanılan mıknatıs çeşitleri Cutife, Vicalloy, PtCo, FeCrCo ve MnAlC vb. dir. Mıknatıs türlerinin bazıları [51]:

*Seramik (Ferrit) mıknatıslar:* 1950'li yıllarda geliştirilen ferrit mıknatıslar demir-oksit, Baryum (Ba), Stronsiyum (Sr)'dan oluşur. Bazen az miktarda Kurşun (Pb), Alüminyum (Al), Kükürt (S) katkı maddesi olarak kullanılabilir. Giderici kuvveti en büyük olan ferrit; Stronsiyum-Ferrittir [51].

Lineer mıknatıslanma giderme eğrisine sahip olan ferritler diğer mıknatıs türlerinin aksine metal alaşım olmadıkları için elektriksel ve ısı olarak yalıtıcıdır. Sert seramik malzemelerden yapılırlar. Hızlı manyetik alan değişimi gerektiren yerler için tercih edilen bir özelliktir. Ferrit mıknatıslar fuko kayıplarına sebep olmazlar. Yüksek sıcaklıklarda aşınmanın olmadığı mıknatıslarda presleme ve yüzey işleme oldukça kolay ve sorunsuzdur. Seramik mıknatıslarda curie sıcaklığı ( $T_c$ ) düşük olduğundan yüksek sıcaklık değerlerinde kullanılamaz. Aksi takdirde mıknatıslık değerleri azalır ve hatta kaybolur. Doğada bol miktarda bulunan maddelerden yapıldıkları için diğer mıknatıslara nazaran oldukça ucuzdur. Dolayısıyla çok geniş bir uygulama ve kullanım alanına sahiptir. Yüzeyleri düzgün ve pürüzsüz olan ferritler korozyona karşı dayanıklıdır. Sert ve kırılabilir yapıda olan mıknatıslar mıknatıslık özelliklerini uzun süre korurlar. Seramik mıknatısların dezavantajı kalıcı akı yoğunluklarının düşük olmasıdır. Aynı manyetik akıyı elde edebilmek için diğer mıknatıslara göre daha büyük kesit kullanmak gerekir. Yumuşak yapıya sahip olduklarından elektrik makinelerinde az tercih edilirler [45, 51].

*AlNiCo mıknatıslar:* suni olarak ilk geliştirilen mıknatıs olan AlNiCo mıknatıslar, Alüminyum (Al), Nikel (Ni), ve Kobalt (Co)'ın çeşitli oranlardaki karışımlardan oluşan bir alaşımdır. Titanyum (Ti) ve sülfür (S)'ün de kullanıldığı türleri mevcuttur. Elektrik makinelerinde uyarım amacıyla ilk olarak kullanılan, aynı zamanda ilk olarak yüksek indüksiyonlu üretilen mıknatıslardır. Genellikle döküm yoluyla üretilen AlNiCo mıknatıslarda üretim sırasında manyetik alan etkisi ve ısı işlemleri sayesinde  $B_r$  değeri artırılabilir [45, 51].

AlNiCo mıknatıslar yüksek kalıcı akı yoğunluğuna sahip olmalarına rağmen düşük giderici alan şiddetine sahiptirler. Mıknatıslanmayı giderme eğrileri lineer değildir ve düşük seviyeliyedir. Yüksek performanslı elektrik motorlarında tercih edilmemektedirler. Giderici alan şiddetini iyileştirmek için AlNiCo mıknatıslara titanyum katılarak üretilen AlNiCo-8 gibi mıknatıslarda artık mıknatıslanma ( $B_r$ ) değeri düşük, yapıları sert ve kırılımandır. Mekanik zorlamalarda ve darbelerde mıknatıslanmalarını yitirirler. AlNiCo mıknatıslar içinde  $B_r > 1.35$  T değeri ile en büyük mıknatıslık değerine sahip olan AlNiCo-5, en çok kullanım alanına sahiptir. İyi bir korozyon dayanımı vardır. Enerji üretimi ( $(BH)_{max}$ )  $30 \text{ kJ/m}^3$ , kritik sıcaklığı  $900^\circ\text{C}$ 'dir. AlNiCo mıknatısların Curie sıcaklıklarının yüksek olması ( $700-900^\circ\text{C}$ ) ve yüksek sıcaklıklarda iyi bir ısıl karakteristiğe sahip olmaları önemli üstünlüklerindedir. AlNiCo mıknatısların bütün çeşitleri sert ve kırılımandır. Giderici kuvvetleri diğer mıknatıslara göre oldukça düşüktür. Giderici kuvveti düşük olması dinamik uygulamalarda ve motorlarda istenmeyen bir özelliktir. Mıknatısın içinde kullanılan Kobaltın doğada az bulunması mıknatıs fiyatını oldukça yükseltir. Modern makine tasarımında AlNiCo mıknatıslar sakıncalarından dolayı çok fazla tercih edilmezler [45, 51].

*Nadir toprak elementli mıknatıslar:* son yıllarda geliştirilen, yüksek enerjileri ve kalıcı indüksiyonlarından dolayı elektrik makinelerinde mıknatısların kullanımını artıran materyallerdir. Genel olarak NdFeB ve SmCo formülleriyle tanınırlar. Diğer mıknatıs çeşitlerine göre birçok üstünlükleri vardır. Bu mıknatıslar güçlü manyetik özellikleri olan 3-d-geçiş metalleri (Fe, Co), Lantinitler denilen 4-f-geçiş elementleri (Seryum (Ce), Paraseodim (Pr), Neodium (Nd) ve Samaryum (Sm) ) ile nadir toprak elementlerinin alaşımlarından meydana gelmektedir. Ayrıca katkı maddesi olarak Bor (B), Karbon (C), Silisyum (Si), Talyum (Tl)'da kullanılmaktadır. Alaşımlarda bazen tek başlarına, bazen de birlikte kullanılan 15 çeşidi olan nadir toprak elementleri ile değişik katkı oranları kullanılarak laboratuvar şartlarında 50'den fazla mıknatıs türü üretilebilmektedir. Sayılan çeşitlerin bir kısmı üretim güçlüğü, az bulunan madde, mıknatıs özellikleri ve pahalı olması gibi sebeplerden dolayı ticari değer kazanamamış, diğerlerine göre çok yeni ve geliştirilmekte olan çeşitlerdir [51, 81].

*Samaryum-kobalt (SmCo) mıknatıslar:* Samaryum-Kobalt mıknatıslar 1966 yılında K. J. Stmat tarafından bulunmuş, kullanımının yaygınlaşması 1970'lerde gerçekleşmiştir. Nadir toprak elementlerinin kullanımından dolayı fiyatları artmasına rağmen çok geniş bir kullanım alanına sahiptir.  $(BH)_{max}$  değerleri AlNiCo mıknatısların üzerinde, artık

mıknatıslanmaları ise aynı seviyelerdedir.  $H_c$  ve  $B_r$  değerleri yüksektir. Ferrit mıknatısların 3-5 katı giderici kuvvete sahiptirler. Fiziksel karakteristik olarak AlNiCo ve ferrit mıknatıslardan daha gelişmişlerdir. Dönen elektrik makineleri için ideal yapıya sahiptirler. Isıya dayanımı nadir toprak elementi mıknatıslar içerisinde en iyisi olandır.  $500^{\circ}\text{C}$  gibi yüksek sıcaklıklarda dahi çalışabilen bu mıknatıslar gaz tribünleri gibi yüksek sıcaklıktaki ortamlarda güvenle kullanılabilirler. Diğer kullanım alanlarından bazıları yüksek kalkış momenti gerektiren bilgisayar hard disk motorları, servo motorlar, adım motorlar, lineer motorlardır [81].

*Neodim demir bor (NdFeB ) mıknatıslar:* En yeni kuşak mıknatıslardır. 1982 yılında kullanılmaya başlanmıştır. NdFeB (N50) mıknatıslarda  $382 \text{ kJ/ m}^3$  olan enerji üretim seviyesi SmCo mıknatısların 1,5 katı olup, mıknatıslar arasında en yüksek değere sahiptir.  $B_r$  ve  $H_c$  değerleri yüksek olması nedeniyle yüksek performans ihtiyacı olan servo ve adım motorlarda kullanılmaktadırlar. Korozyon dayanımları düşüktür ve artırmak için reçine, krom veya benzeri manyetik olmayan maddelerle kaplanırlar. Isı dayanımları SmCo mıknatıslara nazaran düşüktür [81].

#### **2.4. Elektrik Makineleri Tasarımında NdFeB Mıknatısların Önemi**

Yeni teknolojiyle geliştirilen sabit mıknatıslar birçok üstün özelliklere sahiptirler. Üstün özellikleri sayesinde yeni kullanım alanları bulmuşlardır [45]:

- Şimdiye kadar kullanılmamış klasik sistemlerin yerini alabilirler,
- Bazı alanlarda elektromıknatısların görevini üstlenebilirler,
- Önceden sabit mıknatısların kullanılmadığı yerlerde kullanılabilirler.

Eski mıknatısların yerine yeni geliştirilen mıknatısların tercih edilmesi, yeni gelişen mıknatıslar adına ticari bir başarıdır. Demanyetizasyon eğrilerinin paralel olduğu yerlerde eski ve yeni mıknatıslar sistemde çok fazla değişikliğe gerek kalmadan yenisiyle yer değiştirilebilir. NdFeB ve SmCo mıknatıslar çoğu uygulamada birbirinin yerine kullanılabilirler. Fakat yüksek sıcaklıklarda NdFeB mıknatısların kullanılması uygun değildir [45].

Sabit mıknatıs tercihi yapılırken fiyat kriteri önemli ise seramik mıknatıslar, düşük hacim ve ağırlık kriteri gerekiyorsa NdFeB mıknatıslar tercih edilmektedir. Ayrıca yüksek enerji çarpımından dolayı tasarlanacak olan makinada diğer mıknatıslara nazaran daha küçük ebatta NdFeB mıknatıs kullanılacaktır. Dolayısıyla makinanın demir aksamı ve sargıları küçülecek, maliyetleri azalacak, daha küçük hacimde ve ağırlıkla büyük bir kuvvet elde edilecektir [45].







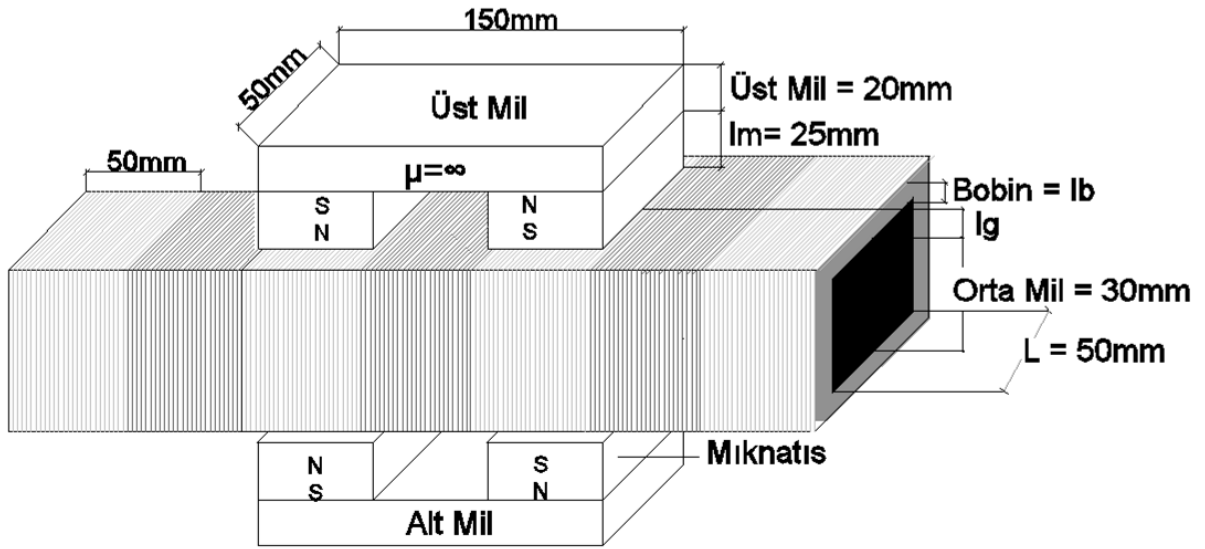
### 3. ÇİFT YANLI DOĞRU AKIM LİNEER MOTOR

Tasarlanan ve prototipi üretilen çift yanlı doğru akım lineer motorunun (ÇYDALM) kontrol sistemi oldukça basit olup kuvvet/akım oranı yüksektir. Endüvi bobinlerinin çok katmanlı sarılması üretilen kuvveti artırmış, geliştirilen fırça-kolektör ünitesi simetrik çift güç kaynağı gereksinimini ve karmaşık kontrol ünitesi gereğini ortadan kaldırmıştır. Mevcut uygulamalarda tek katmanlı sistemlerde bobin telinin üst kısmındaki yalıtkan soyularak enerji verilmiş, çok katmanlı sistemlerde ise oldukça karmaşık elektronik devrelerden oluşan besleme ve kontrol üniteleri kullanılmıştır. Yapılan çalışmada bobinlerin üzerine bobinlerle aynı genişliğe sahip kolektör dilimleri yerleştirilmiş ve mıknatıslarla beraber hareket eden fırçalar sayesinde sadece mıknatısın altındaki bobine enerji verilmesi sağlanmıştır. Bu sayede kullanılmayan bobinlere gereksiz yere enerji verilmesi engellenmiş, görevini icra eden bobinin tekrar enerji verilinceye kadar soğuması sağlanmış, kuvvet/akım oranını yükseltilmiştir. Çok basit bir mekanik sistem sayesinde gerekli olan anahtarlamalar kolaylıkla yapılabilmektedir. Söz konusu özelliklere ilave olarak geliştirilen motor modüller halinde yapılarak birbirine eklenebilecek ve kontrol devresinde hiçbir değişikliğe gerek duyulmayacaktır. Dolayısıyla uzunluk konusunda bir kısıtlama bulunmamaktadır.

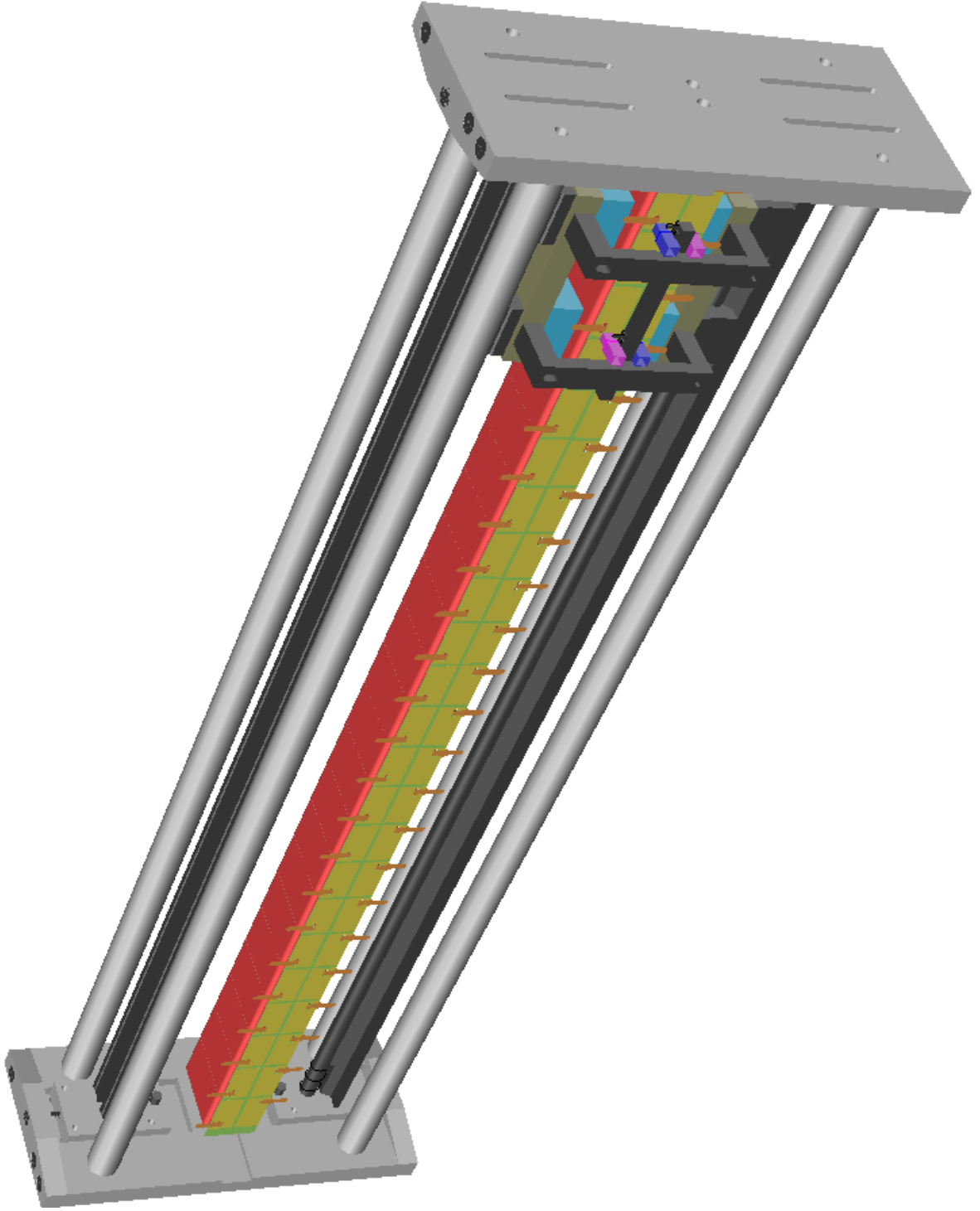
#### 3.1. Önerilen Motorun Yapısı

Yapılan çalışmada gerçekleştirilen DC lineer motorun fiziksel boyutları Şekil 3.1’de, şematik resmi Şekil 3.2 ve Şekil 3.3’de görülmektedir. Prototipi üretilen motorun resmi Resim 3.1’de verilmiştir. DC lineer motor iki ana kısımdan oluşmaktadır: bunlar hareketli üniteyi oluşturan sabit mıknatıslı uyarım sistemi ve sabit kısmı oluşturan sıralı sargıların bulunduğu endüvi sistemidir. Sistemde dört adet 50x50x25 mm kesitli nikel kaplı NdFeB mıknatıs kullanılmıştır. NdFeB mıknatısın tercih edilme sebebi  $B-H$  eğrisinin ikinci bölge karakteristiğinin oldukça lineer olması,  $B_r$  ve  $H_c$  değerlerinin diğer sabit mıknatıslara göre yüksek olmasıdır (Bkz. Şekil 2.2). Düşük karbonlu çelik bloklar üzerine monte edilerek endüvinin her iki tarafına yerleştirilen mıknatıslar motorun manyetik devresini oluşturur ve hava aralığında manyetik alan oluşturulmasını sağlar. Endüvi sargıları düşük karbonlu çelikten yapılan ve hareket etmeyen kısımlara monte edilmiştir. Dolayısıyla hareket eden kısmın kütlelerinin azaltılması ve motorun veriminin artırılması sağlanmıştır. Sargıların, üzerine yerleştirileceği orta mil uzatılarak veya kısaltılarak farklı uygulamalarda kullanılabilir esneklik sağlanmıştır. Endüvi sargısı DC kaynak ile beslendiğinden akım

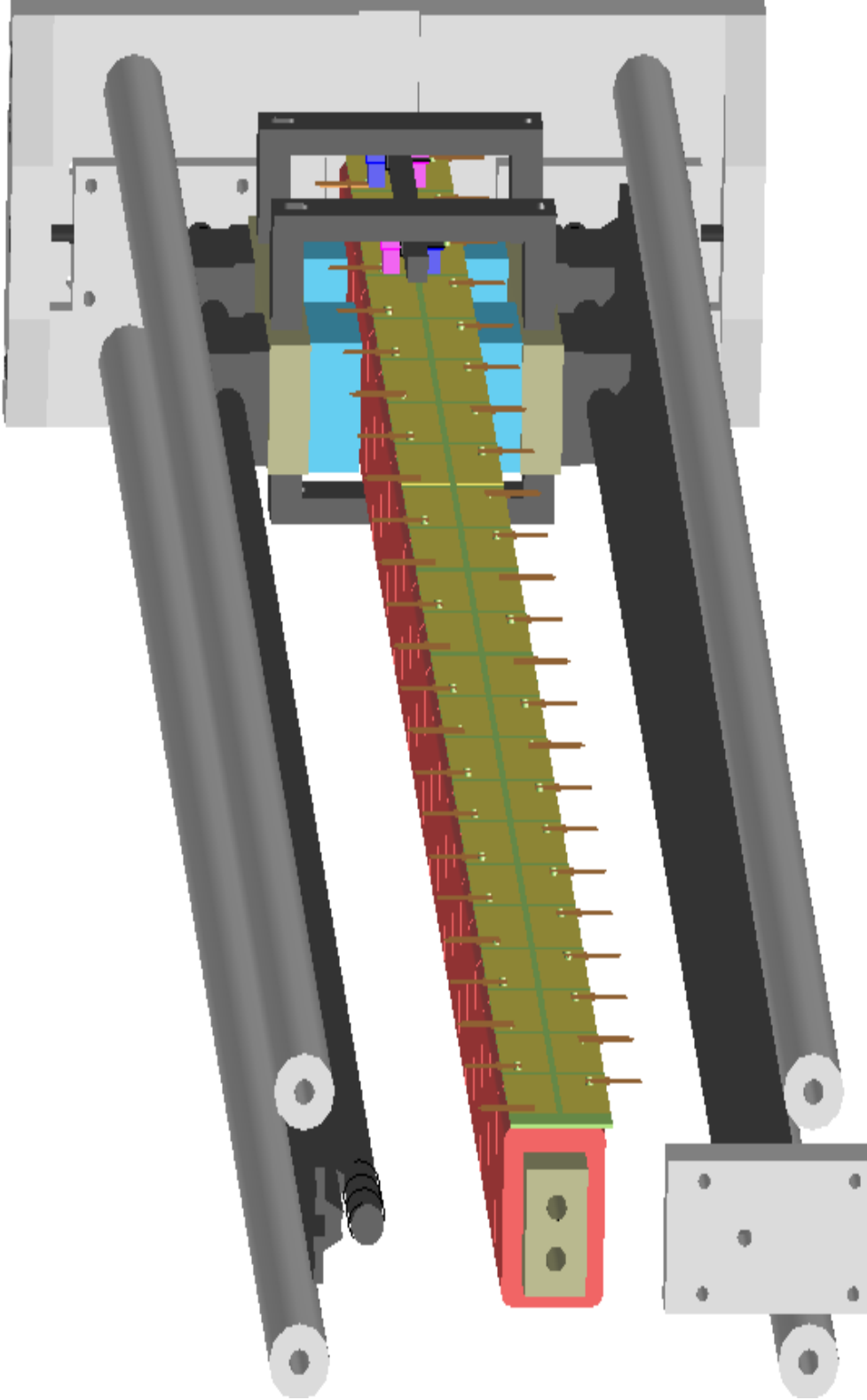
yönü değiştirilerek hareketin yönü de kontrol edilebilmektedir. Sargı akımları ise bir adet darbe genişlik modülasyonlu (Pulse Width Modulation: PWM) sürücü devre ile kontrol edilerek motorun hızı ve konumu kontrol edilmiştir. Yataklamalar ve destek milleri için manyetik olmayan malzemeler kullanılmış, dolayısıyla mıknatısların çekim etkisi nedeniyle oluşacak sürtünme kuvveti azaltılmıştır. Endüvi sargıları emaye kaplı bakır telden bağımsız bölümler halinde sarılmıştır. Hareketli üniteler ikişer adet lineer rulman vasıtası ile 16 mm sertleştirilmiş alüminyum mile yataklanmıştır [82].



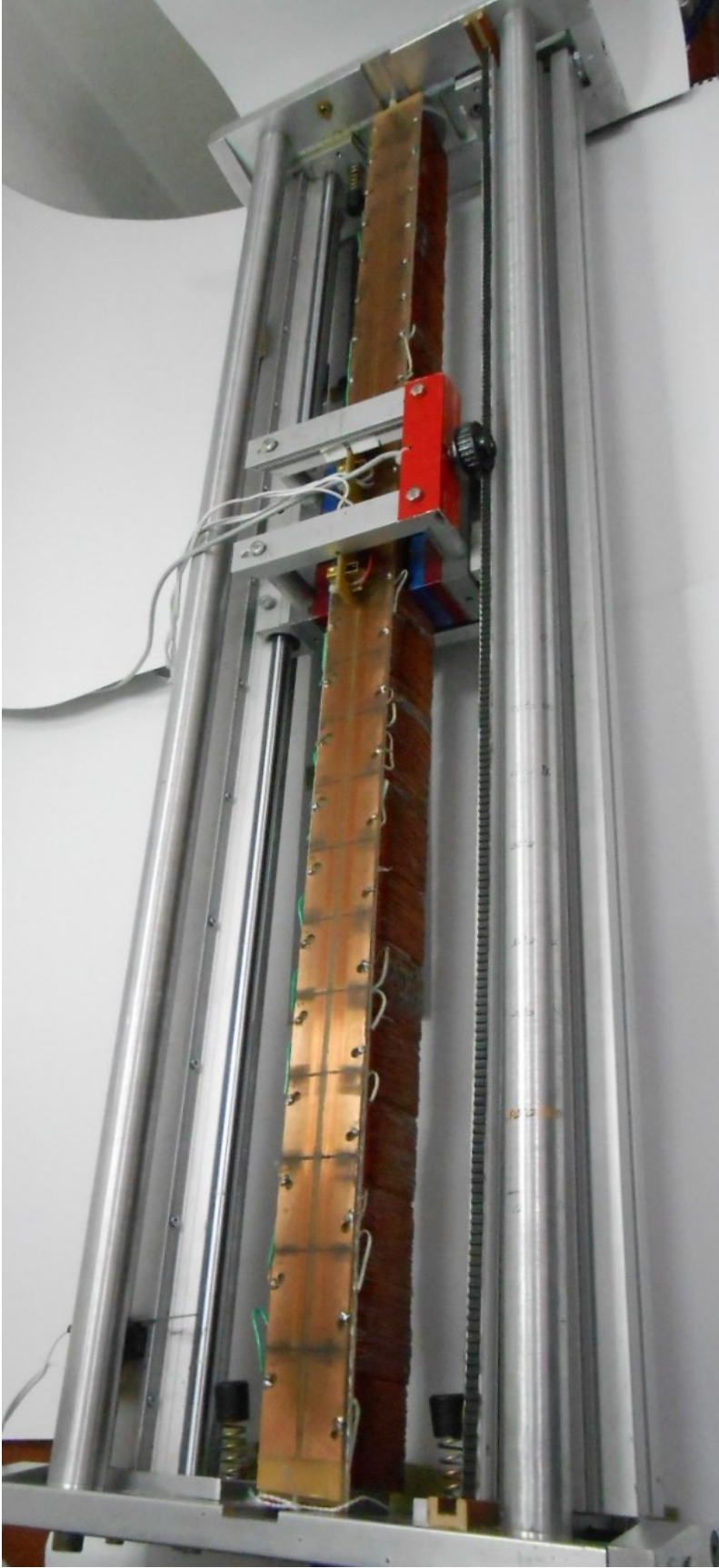
Şekil 3.1. Geliştirilen motorun fiziksel boyutları



Şekil 3.2. Tasarlanan motorun perspektifi

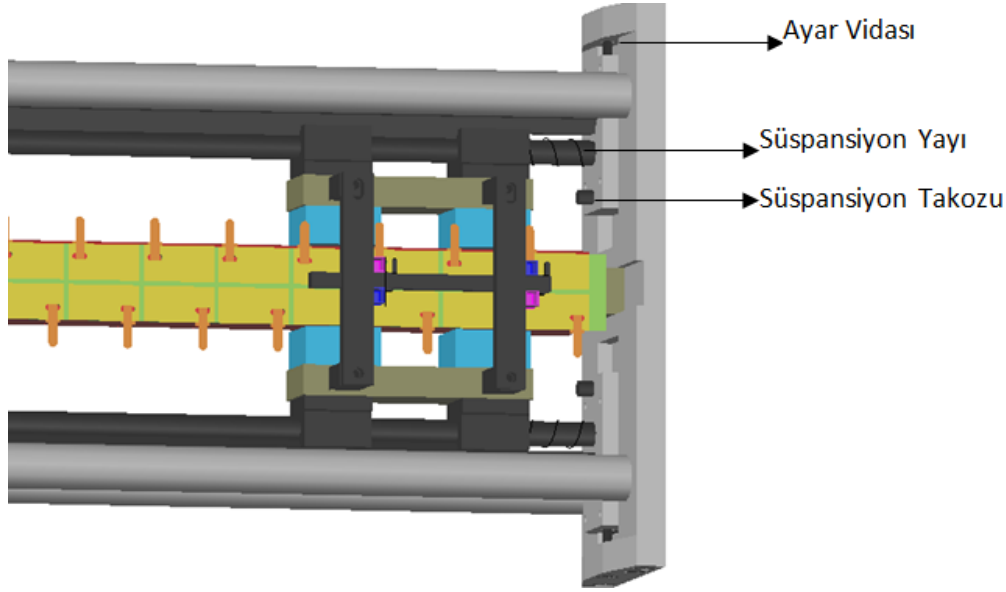


Şekil 3.3. Tasarlanan motorun yandan görünümü



Resim 3.1. Prototip motorun resmi

Mıknatısların kenara çarptığında zarar görmemesi için darbeyi yumuşatmaya yönelik Şekil 3.4'deki gibi yay ve plastik takozlar kullanılmıştır. Tasarımda esneklik sağlayabilmek ve farklı denemeler yapabilmek için hava aralığı vida ile ayarlanabilir olarak tasarlanmıştır. Geliştirilen tasarım aynı zamanda orta milin sökülmesi sırasında hava aralığını arttırarak rahat çalışma ortamını da beraberinde getirmektedir. Ayar düzeneği Şekil 3.4'de gösterilmiştir.



Şekil 3.4. Hava aralığı ayar mekanizması ve süspansiyon sistemi

Hava aralığının mümkün olduğu kadar küçük olabilmesi için sarımın çok düzgün olması gerekmektedir. Torna tezgahı Resim 3.2'de görüldüğü gibi ek aparatlar yardımıyla sarım çıkırığına çevrilmiş ve sarımlar elde edilen cihazda yapılmıştır. Bobinlerde kullanılacak iletkenin kesiti

$$S_b = I_a/J_b \quad (3.1)$$

eşitliği ile hesaplanmıştır.  $S_b$  bobin iletkeninin kesiti,  $I_a$  endüvi devresinden geçecek akım,  $J_b$  iletkenin taşıyabileceği akım yoğunluğudur.  $J_b$  değeri bobinin soğutma, havalandırma ve çalışma şartlarına göre 2,2 ile 4 A/mm<sup>2</sup> arasında olabilir. Yapılan uygulamada  $J_b$  için 4 değeri seçilmiş, kesit değeri 0,24 mm<sup>2</sup>, çapı 0,55 mm olan emaye kaplı bobin teli kullanılmıştır.



Resim 3.2. Sarım ıkırđı olarak kullanılan torna

Sarılan bobinin direnci Eş. 3.2'den hesaplanarak ve ölçölerek karşılaştırılmıştır.

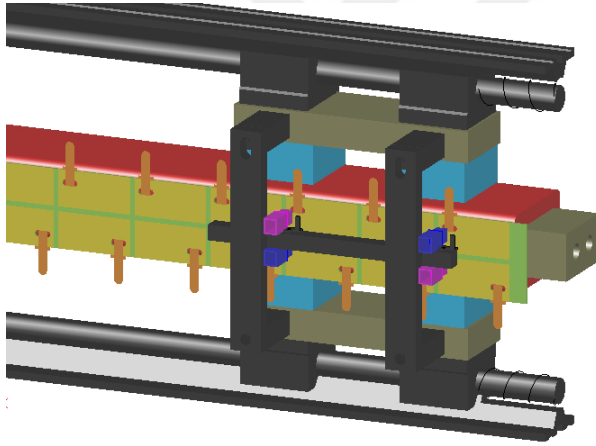
$$R_b = l_b / K_b S_b \quad (3.2)$$

$R_b$  bobini oluşturan iletkenin direnci,  $l_b$  bobindeki toplam iletken uzunluğunu,  $K_b$  bakırın öz direncini,  $S_b$  ise iletkenin kesitini temsil etmektedir. Kullanılan tel uzunluğu Çizelge 3.1 aracılığı ile hesaplanmıştır. 0,55 mm çaplı tel için hesaplanan direnç değerı 12,90  $\Omega$ , multimetre ile ölçölen direnç ( $R_b$ )13,2  $\Omega$ 'dur.

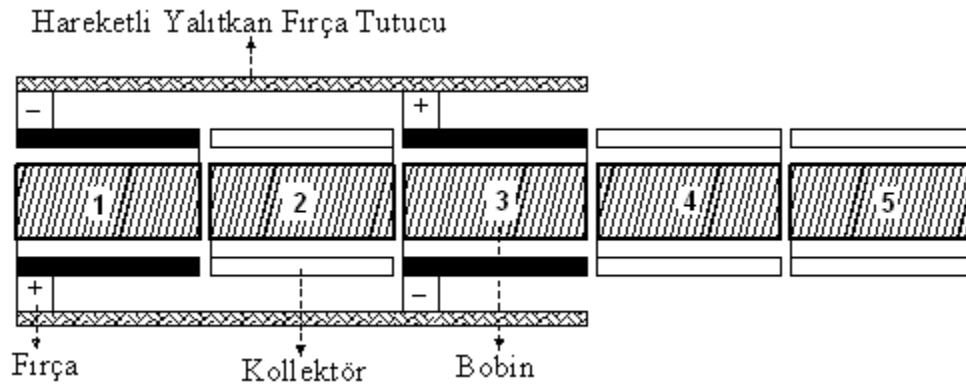
Mıknatıs altına gelen bobinler, fırçalar ve kolektör sayesinde oluşacak kuvveti desteklemek amacı ile birbirine göre ters olarak enerjilendirilmiştir. Motoru frenlemek için bobinlere aynı yönde enerji verilmesi yeterlidir. Aynı düzenek sayesinde tek bobine de enerji verilebilecektir. Fırçalar mıknatıslarla birlikte kayabilen bir düzeneğe monte edilmişlerdir. şekil 3.4'de görölen fırçalardan "+" kutup kırmızı ile ve "-" kutup mavi ile sembolize edilmiştir. Tasarlanan sistemde sadece mıknatısın altına gelen bobine enerji verilmesi sayesinde az enerji tüketimi sağlanmıştır. Görevini icra etmiş bobinlerin soğuma fırsatı sağlanmış olmaktadır. şekil 3.5 ve şekil 3.6'da görölen kolektör fırça düzeneği ve şekil 3.7'deki kolektör sistemi sayesinde simetrik besleme kaynağına gerek kalmadan 1. ve 3. bobinlere zıt yönde enerji verilmiş, 2. bobin ise komitasyonu sağlamak adına enerjisiz bırakılmıştır [82].

Çizelge 3.1. İletken uzunluğu hesap tablosu

Katman	Presbant+bir önceki katmanın kalınlığı (mm)	Mil çevresi (mm)	Toplam çevre (mm)	Sarılan spir sayısı	Katman uzunluğu (mm)
1	0,4	160	161,6	75	12120
2	0,6	161,6	164	75	12300
3	0,6	164	166,4	75	12480
4	0,6	166,4	168,8	75	12660
5	0,6	168,8	171,2	75	12840
6	0,6	171,2	173,6	75	13020
7	0,6	173,6	176	75	13200
8	0,6	176	178,4	75	13380
9	0,6	178,4	180,8	75	13560
10	0,6	180,8	183,2	75	13740
11	0,6	183,2	185,6	75	13920
12	0,6	185,6	188	75	14100
13	0,6	188	190,4	75	14280
14	0,6	190,4	192,8	25	4820
			Toplam	1000	176420

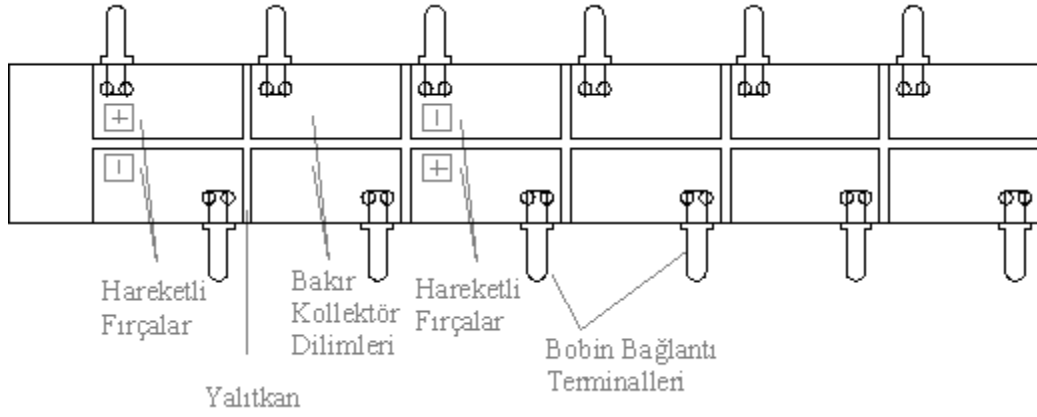


Şekil 3.5. Fırçalar ve kolektör sistemi



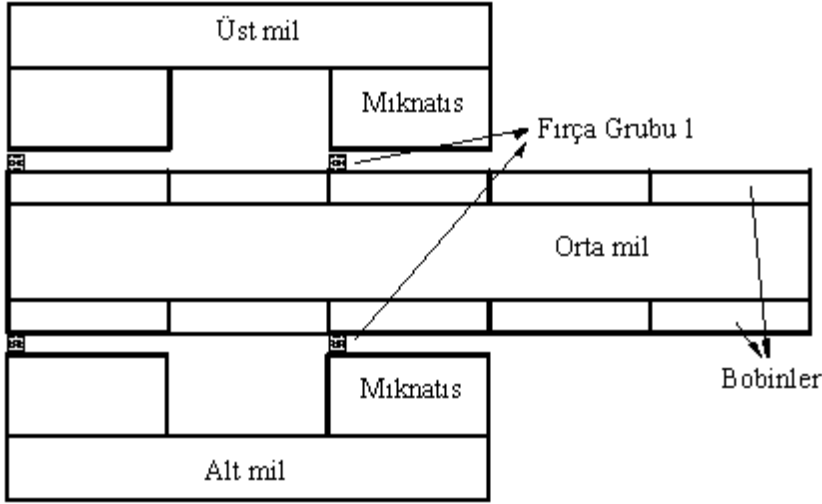
Şekil 3.6. Bobinlerin besleme düzeneği



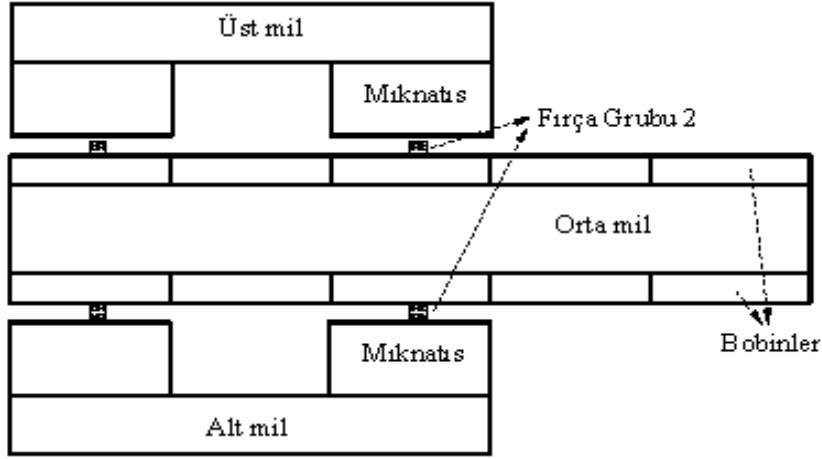


Şekil 3.7. 50 mm bobin için kolektör ve fırçaların yerleşimi

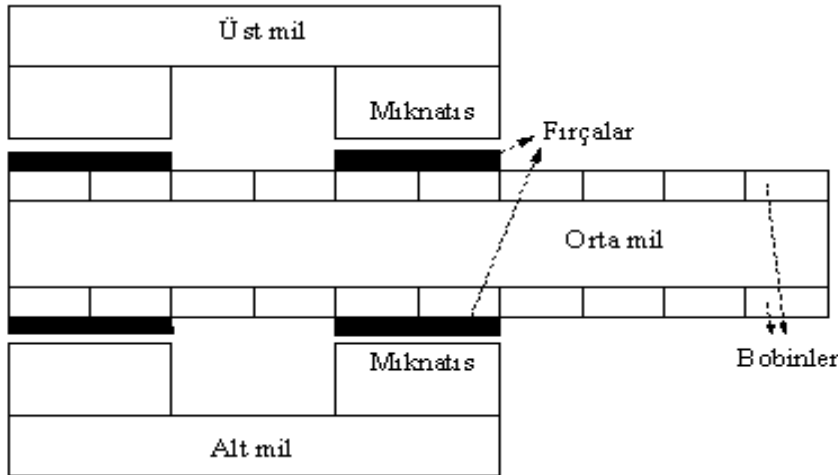
Anahtarlama, değiştirme, aktarma anlamlarına gelen “komitasyon” elektrik devrelerinde akımın bir parçadan diğerine aktarılması anlamına gelmektedir. Komitasyon işlemi genellikle kolektör ve fırçalar sayesinde gerçekleştirilir. Fırçalar istenilen çalışma stratejisine göre Şekil 3.8’de 1. fırça konfigürasyonunda gösterildiği gibi mıknatısın başlangıç noktasında konumlandırılabilir. Fırça grubu ve/veya kolektör ünitesi, gerektiğinde ihtiyaç duyulan oranda kaydırılabilir özelliktedir. Örneğin Şekil 3.9’daki 2. fırça konfigürasyonunda, fırçalar mıknatısın ortasına gelecek şekilde yerleştirilmiştir. Diğer taraftan fırça sistemi hareket edecek şekilde tasarlandığından, fırçalar kaydırılarak motorun hız ve konum denetimini yapmak mümkündür. Önerilen yaklaşımın tasarım esnekliği mevcut olup gerekirse mıknatısların boyları sabit tutularak, bobin genişlikleri farklı yapılabilir. Şekil 3.10’da tipik olarak bobin genişliğinin mıknatıs genişliğinin yarısına eşit olduğu bir tasarım gösterilmiştir. Prototipi yapılan bu çalışmada Şekil 3.1’de görüldüğü gibi bobin genişliği mıknatıs genişliğine eşit olup 50 mm’dir.



Şekil 3.8. 50 mm bobin genişliği: fırçalar başta



Şekil 3.9. 50 mm bobin genişliği: fırçalar ortada



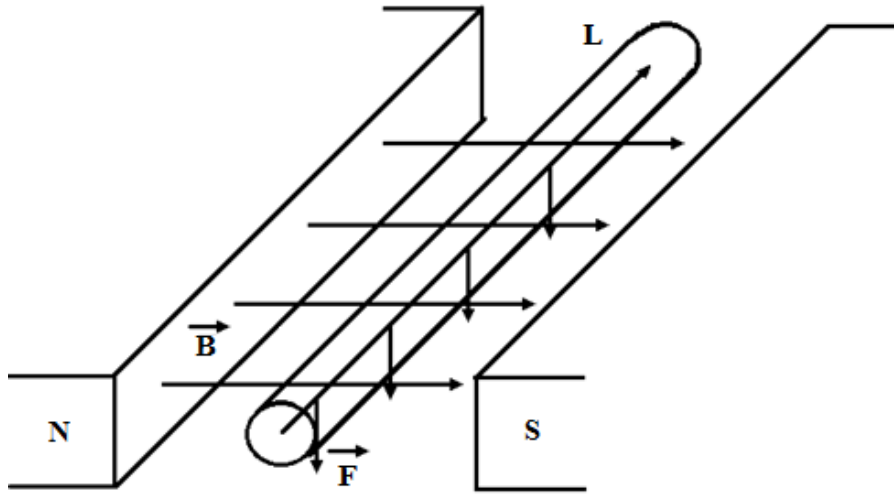
Şekil 3.10. 25 mm bobin genişliği

### 3.2. Çalışma Prensibi

Lorentz kanunu gereği manyetik alan içerisine yerleştirilen bir iletkenin akım geçirilirse Şekil 3.11’de görüldüğü gibi bir kuvvet üretilir. Oluşan kuvvetin büyüklüğü:

$$\vec{F} = L(\vec{I} \times \vec{B}) \quad (3.3)$$

ifadesi ile tanımlanır.  $F$  iletkeni alan dışına yiten kuvvet,  $L$  aktif bölgedeki iletkenin uzunluğu,  $B$  manyetik akı yoğunluğu,  $I$  iletkenin geçen akıdır. Lorentz kanunu DC motorların çalışma prensibini oluşturur. Green ve Paul, Nasar, Basak ve Anayi DC lineer motorlarını söz konusu yasaya dayalı olarak tek katmanlı bobin kullanarak yapmışlardır [9, 63, 83]. Ancak geliştirilen DC lineer motorda  $F$  kuvvetini artırabilmek için motor bobinleri çok katmanlı olarak tasarlanmış ve iletkenin sayısı artırılmıştır.



Şekil 3.11. Lorentz kuvveti

### 3.3. Motorun Manyetik Devresi ve Analizi

Tasarlanan çift yanlı DC lineer motorun prensip şemasının önden ve yandan görünüşü Şekil 3.12-a ve Şekil 3.12-b’de sunulmuştur. Bu yapıda hareketli olan sistem üst-alt mil ve mıknatıslardır. Hareketli kısmın kütesini azaltmak adına daha ağır olan orta mil ve bobinler sabit tutulmuştur. Üst, orta ve alt mil için  $B-H$  karakteristiği Şekil 3.13’de verilen 1010 yumuşak çelik malzeme kullanılmıştır. Mıknatıs olarak 50x50x25 mm ölçülerinde, aşınmalara ve korozyona karşı krom kaplı, N 35 sınıfı Neodymium Iron Boron ( $Nd_2Fe_{14}B$ )

mıknatıs kullanılmıştır. Hesaplamalarda mıknatısın akı yoğunluğu ( $B_r$ ) 1,17 Tesla olarak alınmıştır.

Motorun manyetik akı ve sarımların akım yönleri Şekil 3.14’de, manyetik eşdeğer devresi Şekil 3.15’de verilmiştir. Kullanılan indislerden  $g$  hava aralığını,  $m$  mıknatısları,  $c$  nüveyi temsil etmektedir. Sürekli mıknatısların bulunduğu devrelerde analizi kolaylaştırmak için yumuşak malzemelerin bağıl geçirgenlikleri sonsuz olarak kabul edilerek relüktansı ihmal edilebilir. Şekil 3.15’deki nüvenin manyetik geçirgenliği sonsuz kabul edilirse, motorun manyetik devresinin yeni eşdeğeri Şekil 3.16 gibi olur. Normalde motorda iki adet manyetik akı yolu mevcuttur. Motorun tek yanı dikkate alındığında manyetik akı yolu Şekil 3.17’deki gibi çizilebilir. Manyetik eşdeğer devrede kullanılan simgeler:

$B_m$ : Mıknatısın manyetik akı yoğunluğu

$B_g$ : Hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğu

$l_m$ : Mıknatısın genişliği

$l_g$ : Manyetik akı yolundaki hava aralığının genişliği

$\Phi$ : Manyetik akı

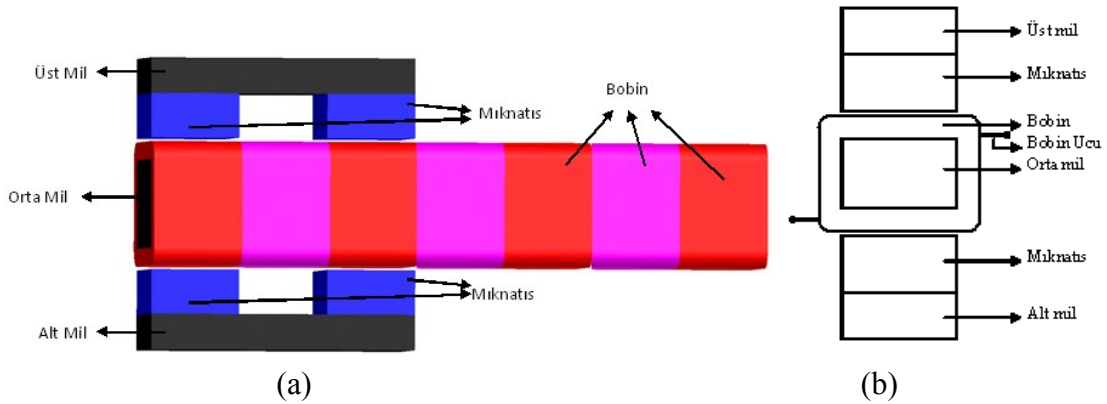
$F_m$ : Mıknatısın oluşturduğu manyetomotor kuvveti

$R_c$ : Nüvenin relüktansı

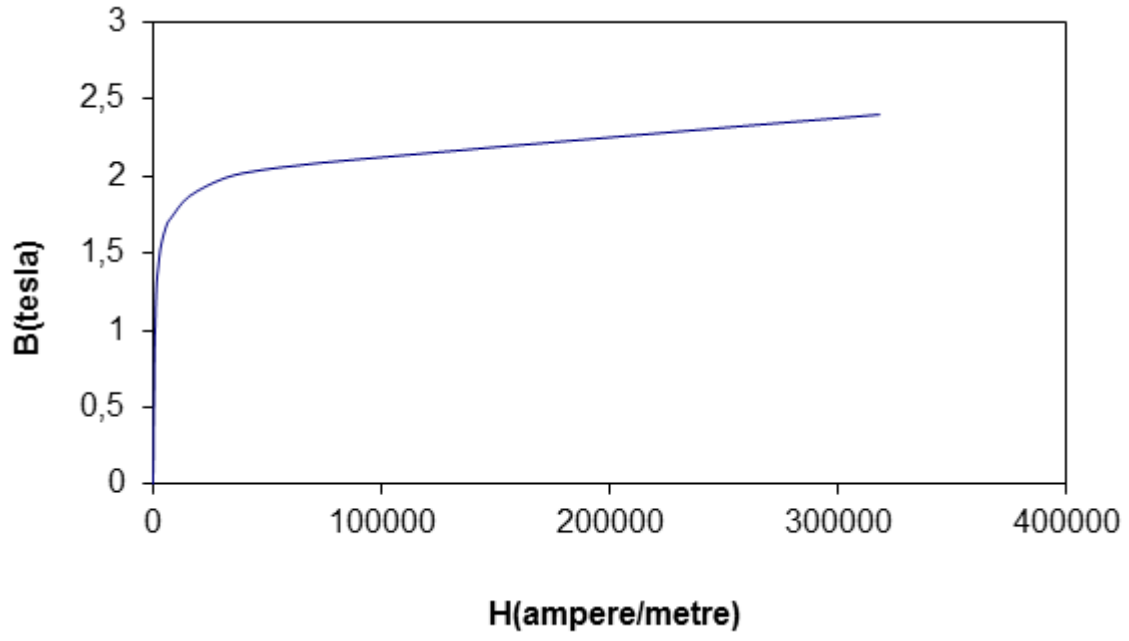
$R_m$ : Mıknatısın relüktansı

$R_g$ : Hava aralığının relüktansı

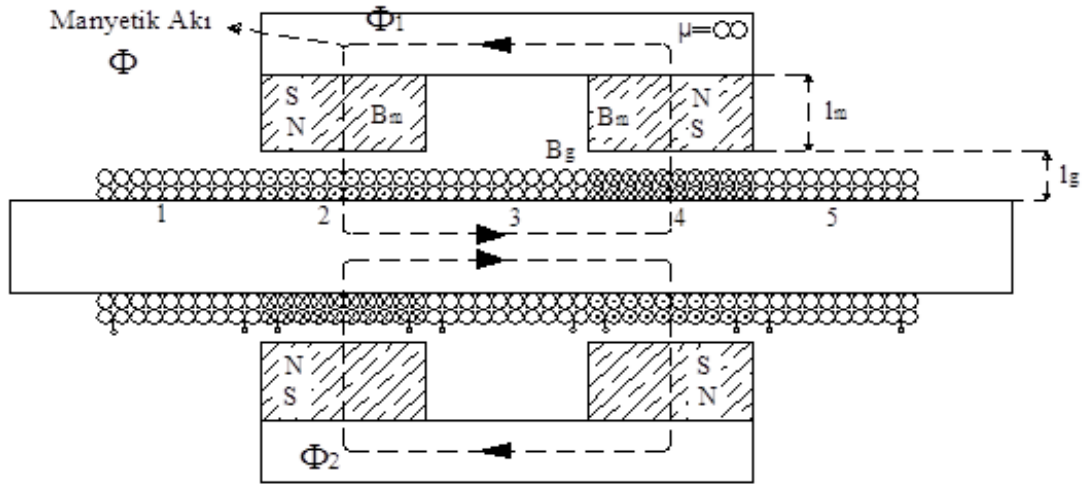
$F_c$ : Bobinin oluşturduğu manyetomotor kuvveti şeklindedir.



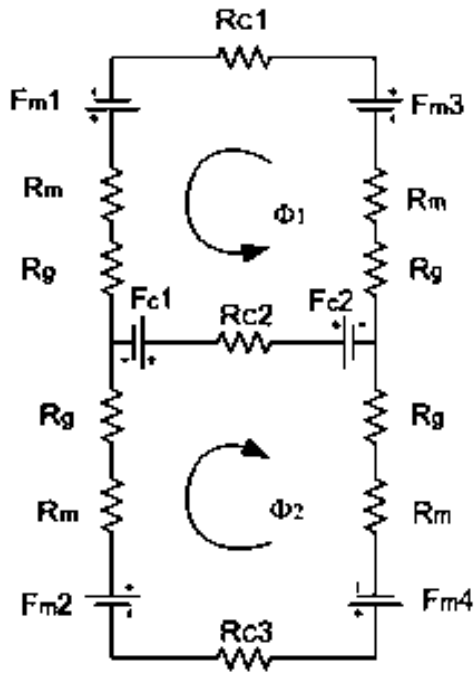
Şekil 3.12. Tasarlanan motorun prensip şeması a) Ön görünüş b) Yan görünüş



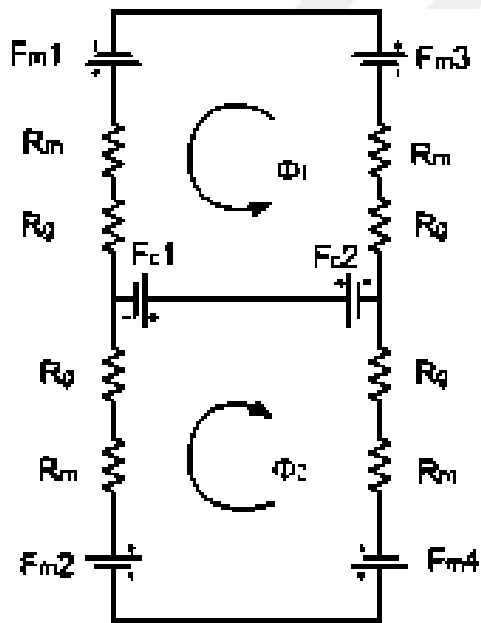
Şekil 3.13. 1010 çeliğinin  $B$ - $H$  eğrisi



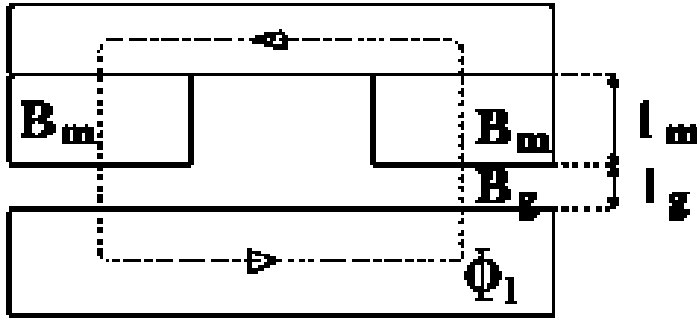
Şekil 3.14. Çift yanlı DC lineer motorun manyetik devresi



Şekil 3.15. Motorun manyetik eşdeğer devresi



Şekil 3.16. Motorun manyetik eşdeğer devresi:  $R_c$ 'ler ihmal edilmiş



Şekil 3.17. Motorun tek yanlı akı yolu

Mıknatısın demanyetizasyon ( $B-H$ ) eğrisi ve çalışma eğrisi Şekil 3.18'de verilmiş olup, kullanılan simgeler:

$B_Q$ : Çalışma noktasının ordinatı

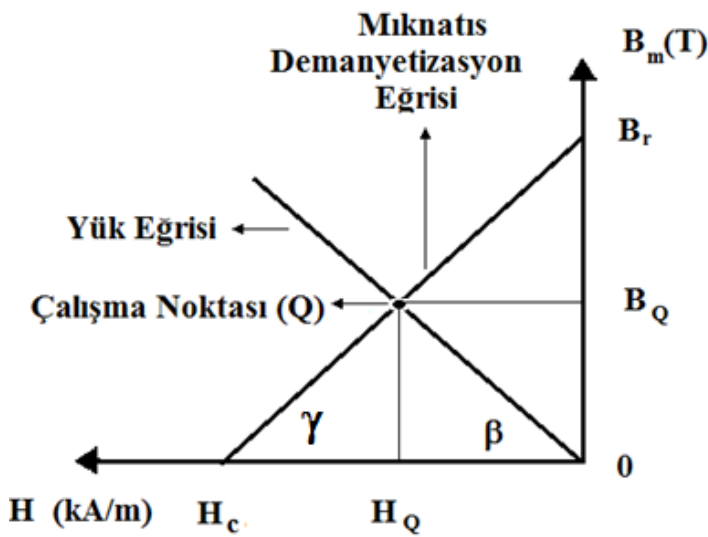
$H_m$ : Mıknatıstaki manyetik alan şiddeti

$H_Q$ : Çalışma noktasının apsisi

$\gamma$ : Demanyetizasyon eğrisinin açısı

$\beta$ : Yük eğrisinin açısını göstermektedir.

Mıknatıs demanyetizasyon ve yük eğrilerin kesim noktası çalışma noktasını verir. Hava aralığı arttıkça çalışma eğrisi yukarı doğru kayar. Söz konusu noktanın koordinatlarının tespiti kritik öneme sahip olup, motorda üretilen kuvvetin tespitinde vazgeçilmezdir.



Şekil 3.18. Mıknatısın yük eğrisi, Demanyetizasyon eğrisi, çalışma noktası:  $Q$

Hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğu  $B_g$  ile manyetik alan şiddeti  $H_g$  arasındaki bağıntı Maxwell denklemleri yardımı ile

$$B_g = \mu_0 H_g \quad (3.4)$$

şeklinde bulunur. Burada  $\mu_0$  hava aralığının geçirgenliğini ifade etmekte olup, değeri  $4\pi \cdot 10^{-7}$  Weber/A dir. Motor devresindeki manyetik akı ( $\Phi$ ), birim yüzeyden geçen manyetik akı yoğunluğu ile yüzeyin çarpımı sonucu elde edilir. Hava aralığından ve mıknatıstan geçen manyetik akılar, hava aralığındaki kaçak akılar ihmal edildiğinde birbirine eşittir. Ancak manyetik akı devresini ferromanyetik veya demir nüve üzerinden tamamlarken kaçak akılar oluşur ve devrelerdeki manyetik akının tamamı yolunu manyetik malzemeler üzerinden tamamlayamaz [84]. Elektrik makinalarında büyük problem olan kaçak akı, tasarım ve hesap aşamalarında göz önünde bulundurulmalıdır. “ $q$ ” ile gösterilen kaçak akı faktörü bir kısım küçük makinalarda 4 değerine kadar çıkabilmektedir [85]. Kaçak akı hava aralığındaki manyetik akının geçtiği etkin yüzeyle alakalıdır. Hava aralığının baş ve sonundaki malzemelerin boyutları eşit ve paralel ise,  $a_y$  ve  $b_y$  yüzeylerin boyutları olmak üzere etkin yüzey:

$$A_g = (a_y + l_g)(b_y + l_g) \quad (3.5)$$

eşitliği ile hesaplanır. Yüzeylerin birbirine eşit olmadığı durumda, küçük olan yüzey ölçüleri esas alınarak

$$A_g = (a_y + 2l_g)(b_y + 2l_g) \quad (3.6)$$

ifadesi yazılır. Bununla birlikte farklı geometrik şekiller için değişik formüller kullanılabilir. Diğer taraftan karmaşık yapılar için deneysel hesaplama önerilmiştir [85]. Üzerinde çalışılan sistemde karşılıklı yüzeyler birbirine eşit olduğundan Eş. 3.5 baz alınmıştır ve hava aralığı yüzeyi

$$A_g = (50 \times 10^{-3} + 12 \times 10^{-3})(50 \times 10^{-3} + 12 \times 10^{-3}) = 3,844 \times 10^{-3} \text{ mm}^2$$



olarak hesaplanmıştır. Mıknatısın yüzeyini temsil eden  $A_m$  değeri  $2,5 \times 10^{-3} \text{ mm}^2$ 'dir. Kaçak akı faktörü  $q$ ,  $A_g$  ve  $A_m$  'nin oranı olup 1,537 şeklinde hesaplanmıştır. Manyetik devrede ve hava aralığında aynı akı dolaştığından, Amper kanununa göre ve kaçak akı faktörü dikkate alınarak

$$\Phi = B_m A_m = q B_g A_g \quad (3.7)$$

ifadesi elde edilebilir. Motorun Şekil 3.16'daki manyetik devresine Amper kanunu uygulandığında

$$2H_m l_m + 2H_g l_g = 0 \quad (3.8)$$

ifadesi elde edilir. Eş. 3.8'de  $l_g$  hava aralığının akı boyundaki ölçüsü,  $l_m$  mıknatısın akı boyundaki ölçüsüdür. Eş. 3.8'den  $H_g$  değeri çekilirse, hava aralığındaki manyetik alan şiddetine ait ifade

$$H_g = -\frac{H_m l_m}{l_g} \quad (3.9)$$

şeklinde yazılır. Eş. 3.7'den  $B_m$  değeri çekildiğinde

$$B_m = \frac{q B_g A_g}{A_m} \quad (3.10)$$

elde edilir. Eş. 3.4'deki  $B_g$  değeri Eş. 3.10'da yerine yazıldığında

$$B_m = \frac{\mu_0 q H_g A_g}{A_m} \quad (3.11)$$

ifadesine ulaşılır. Ayrıca Eş. 3.9'daki  $H_g$  değeri Eş. 3.11'de yerine yerleştirildiğinde ise

$$B_m = -\frac{\mu_0 q l_m A_g}{l_g A_m} H_m \quad (3.12)$$

ifadesi bulunur. Bu eşitlik yük eğrisinin denklemdir. Diğer taraftan mıknatısın  $B-H$  eğrisinin eğimi

$$\tan \gamma = \frac{B_r}{H_c} \quad (3.13)$$

sayesinde hesaplanabilir ve

$$B_m = \tan \gamma H_m + B_r \quad (3.14)$$

sonucuna ulaşılır. Eş. 3.12'deki yük eğrisi ile Eş. 3.14'deki  $B-H$  (demanyetizasyon) eğrilerinin kesişim noktası, çalışma noktasını verir. Eş. 3.14 de  $\tan \gamma$  değeri yerine yazıldığında,  $B_m$ 'in eşitliği

$$B_m = \frac{B_r}{H_c} H_m + B_r \quad (3.15)$$

gibi elde edilir. Eş.3.12 ve Eş. 3.15 birbirine eşitlendiğinde

$$-\frac{\mu_0 g l_m A_g}{l_g A_m} H_m = \frac{B_r}{H_c} H_m + B_r \quad (3.16)$$

ifadesine ulaşılır. Çalışma noktasının apsis değerini bulabilmek için, Eş. 3.16 da  $H_m$  yerine  $H_Q$  yazılarak

$$H_Q = -\frac{B_r}{\frac{B_r}{H_c} + \mu_0 \frac{q A_g l_m}{A_m l_g}} \quad (3.17)$$

sonucuna ulaşılmıştır.  $A_g$  ve  $A_m$  birbirine yaklaşık eşit olduğundan sadeleştirilebilir. Bilinen değerler yerlerine konularak, çalışma noktasının manyetik alan şiddeti

$$H_Q = -\frac{1,17}{\frac{1,17}{868.10^3} + 4\pi 10^{-7} \frac{1,537 A_g 25.10^{-3}}{A_m 12.10^{-3}}} = -218.10^3 A / m$$

şeklinde elde edilir. Eş. 3.15 de  $B_m$  yerine  $B_Q$  yazılıp bilinen değerler yerlerine konulduğunda, mıknatısın çalışma noktasındaki manyetik akı yoğunluğu

$$B_Q = \frac{1,17}{868.10^3} (-218.10^3) + 1,17 = 0,876 \text{ Tesla}$$

olarak elde edilmiştir. Ayrıca yukarıda hesaplanan kaçak akı faktörü yerine konulduğunda çalışma noktasında hava aralığı manyetik akı yoğunluğu

$$B_{gQ} = \frac{B_Q}{g} = 0,569 \text{ Tesla}$$

olarak bulunur.

### 3.3. Üretilen Kuvvetin Analizi

Eş. 3.3'deki vektörel çarpım açıldığında, endüvi iletkenlerinde üretilen kuvvet

$$F = BLISin\theta \quad (3.18)$$

şeklini alır. Eş. 3.18'de görüldüğü gibi bir iletkende üretilen kuvvet manyetik akı yoğunluğu, manyetik alan içerisindeki iletken uzunluğu, akım ve kesme açının sinüsünün çarpımı ile hesaplanır. Önerilen tasarımda  $\theta$  açısı  $90^0$  olduğundan  $Sin \theta$  değeri "1" olur. Her bobinde  $n$  adet sarım bulunmakta olup, Şekil 3.14'de görüldüğü gibi aktif iletken sayısı bir bobin için  $2n$ 'dir. Bu durumda bir tek bobinde üretilen kuvvet Eş. 3.18 yardımı ile

$$F = 2nB_{gQ}LI = 2n0,569LI \quad \text{N} \quad (3.19)$$

olarak ifade edilebilir. Diğer taraftan lineer motorlarda üretilen kuvvet için genel olarak

$$F = KI \quad (3.20)$$

ifadesi literatürde yaygındır. Buradaki  $K$  ifadesi statik kuvvet/akım oranı olarak anılmakta olup, lineer motorların hassasiyetini veya performansını göstermektedir [69, 86-89]. Dolayısıyla tasarlanan motorun statik kuvvet/akım oranı, motorun fiziksel ve manyetik parametreleri cinsinden

$$K = 2nB_{gQ}L = 2n0,569L \quad \text{N/A} \quad (3.21)$$

şeklinde verilebilir. Motorun Şekil 3.1’de gösterilen fiziksel boyutları dikkate alınarak ve bobinin bütün iletkenlerin mıknatıs altında olduğu varsayılarak, Eş. 3.21’de bilinen değerler yerine konulduğunda

$$K=0,569.2.1000.0,050=56,9 \quad \text{N/A}$$

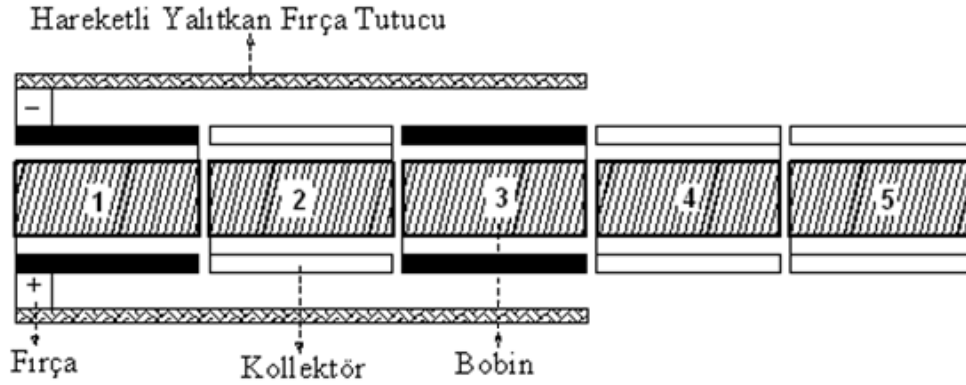
sonucu elde edilir. Ancak Eş. 3.21’de verilen denklemde  $n$  konuma bağlı olarak değiştiğinden  $K$  değişkeni sabit olmayacak ve konuma bağlı olarak değişecektir. Bu nedenle geliştirilen motorun beş ayrı komitasyon durumu mevcut olup, her komitasyon durumu için  $K$  değişkeni farklılıklar göstermektedir. Dolayısıyla hesaplanan statik kuvvet/akım oranları her bir durum için ayrı ayrı deneylerle incelenmiştir.

### 3.4. Komitasyon Stratejileri ve Konum-Kuvvet İlişkisi

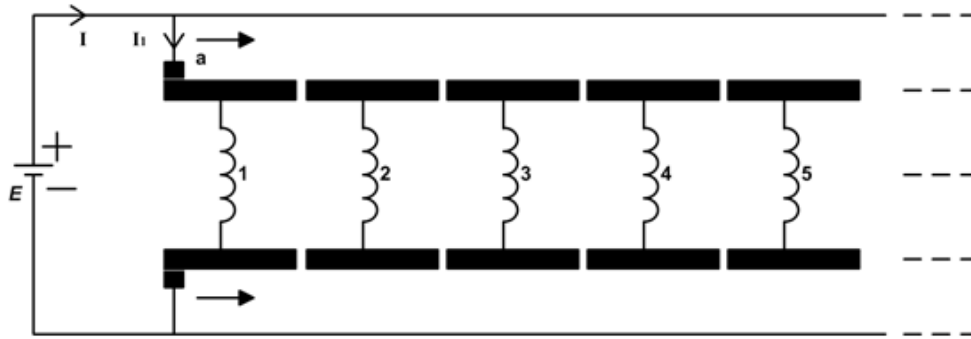
Prototipi geliştirilen lineer motorun en önemli avantajlarından biri de farklı komitasyon durumlarında çalıştırılabilmesidir. Her bir durumun kendine ait avantaj ve dezavantajları mevcuttur.

#### 3.4.1. Tek bobin iki fırçalı çalışma durumu: fırçalar başta

Bu çalışma stratejisinin fırça-kolektör konfigürasyonu Şekil 3.19’da, elektrik devre şeması Şekil 3.20’de gösterildiği gibidir ve tek bobin aktif durumdadır. Eş. 3.21’den hesaplanan statik kuvvet/akım oranı,  $K$ ’yı deneysel olarak teyit etmek için iki ayrı deney yapılmıştır. Birinci deneyde 1 numaralı bobinin tamamı mıknatıs altında kalacak şekilde sabitlenmiş ( $x=0$ ) ve akım 0,1 Amperlik aralıklarla kademeli olarak artırılmış ve üretilen kuvvet hareketli ünite bloke edilerek dinamometre yardımıyla ölçülmüştür. Böylece elde edilen statik kuvvet-akım değişim grafiği Şekil 3.21’de verilmiştir. Eş. 3.21 dikkate alındığında Şekil 3.21’de verilen doğrunun eğimi statik kuvvet/akım katsayısına eşit ve 52,66 N/A dir. Bu oran hesaplanan 56,90 değerine yakındır [82].  $K$  değeri ilerleyen bölümlerde 56,90 olarak alınmıştır. Şekil 3.21’de 0,2 Ampere kadar olan bölgede kuvvetin sıfır olmasının sebebi dinamometrenin hassasiyetinden kaynaklanmaktadır.



Şekil 3.19. Birinci grup fırça düzeneği



Şekil 3.20. Birinci grup fırça düzeneğinin elektrik devre şeması

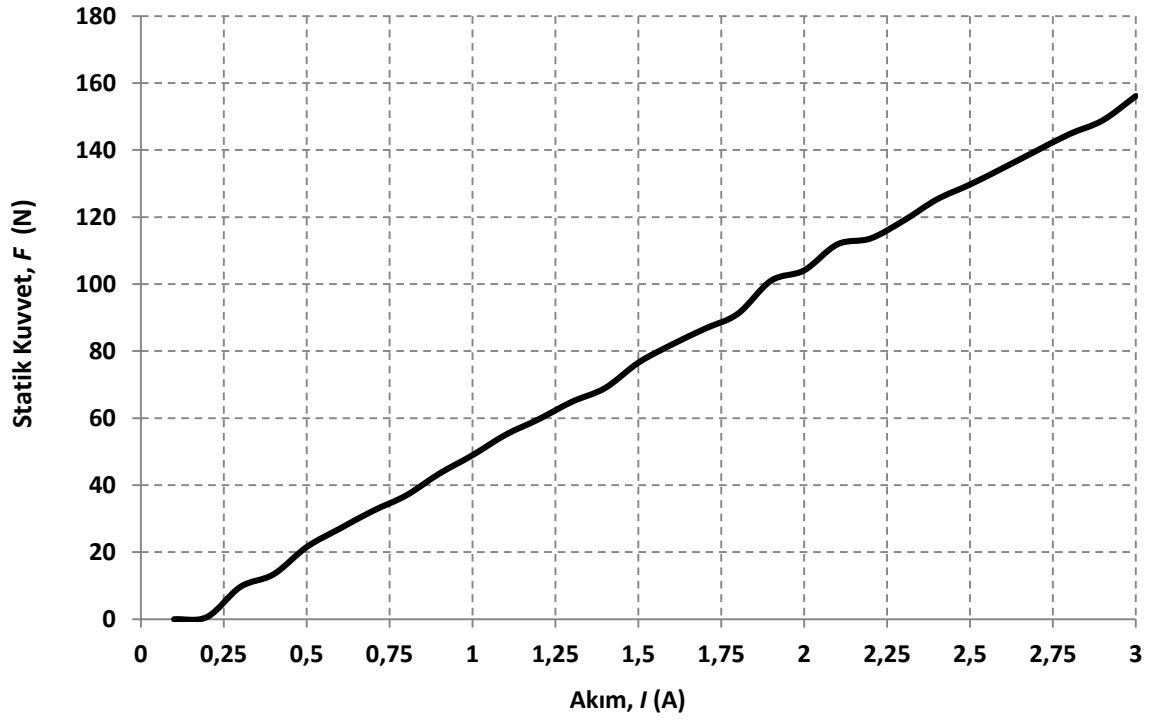
Diğer taraftan söz konusu çalışma, motorun en yüksek kuvvet ürettiği konumdur. Üretilen kuvvet konumla değişmektedir. Şekil 3.19 ve Eş. 3.21 dikkatlice incelendiğinde görülecektir ki mıknatıs altındaki aktif iletken sayısı  $n$  mıknatıs kaydıkaçı değişecektir. İlk başlangıçta 50 mm uzunluğundaki 1000 turun tamamı mıknatıs altında olup kuvvet üretimine katkıda bulunurken, hareketli ünite ilerlediğinde üretilen kuvvet konuma bağlı olarak azalacaktır. Bu durumda  $L_s$  bobin genişliği olmak üzere aktif iletken sayısı  $n$ 'in konuma bağlı ifadesi:

$$n_1(x) = n - \frac{n}{L_s} x = 1000 - \frac{1000}{50} x \quad (3.22)$$

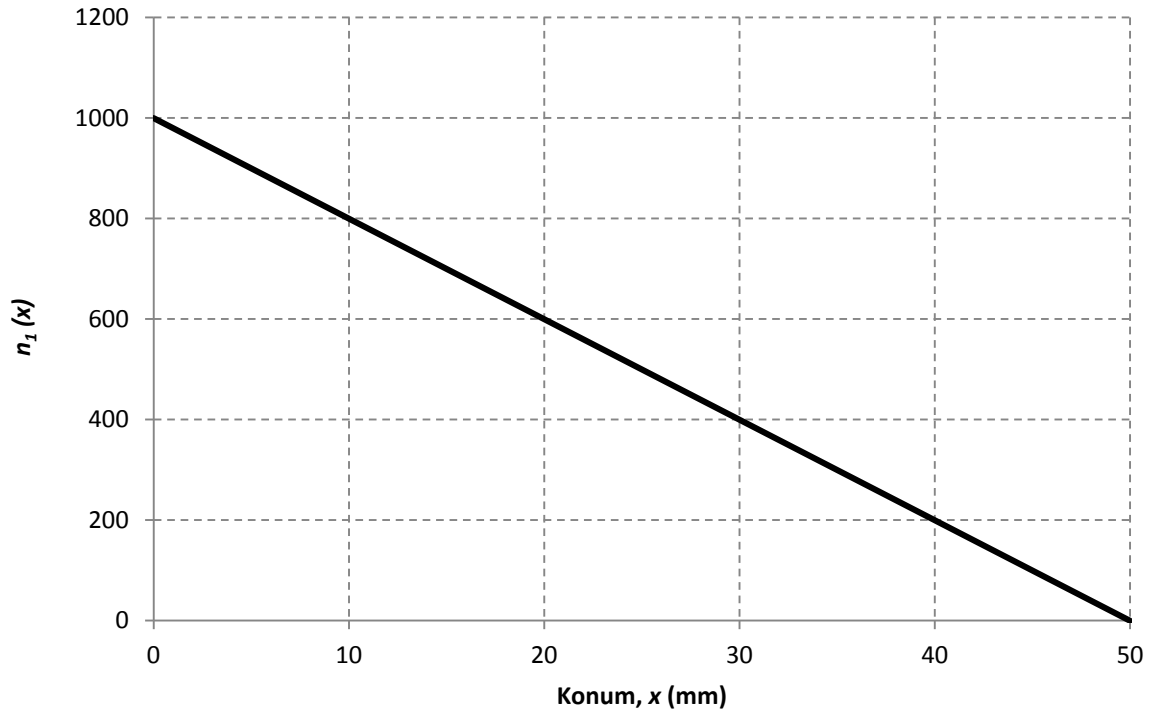
şeklinde tanımlanabilir. Eş. 3.22, Eş. 3.21'de yerine konulduğunda, konuma bağlı statik kuvvet/akım oranı

$$K_1(x) = 2B_{gQ}L \left( n - \frac{n}{L_s} x \right) \quad (3.23)$$

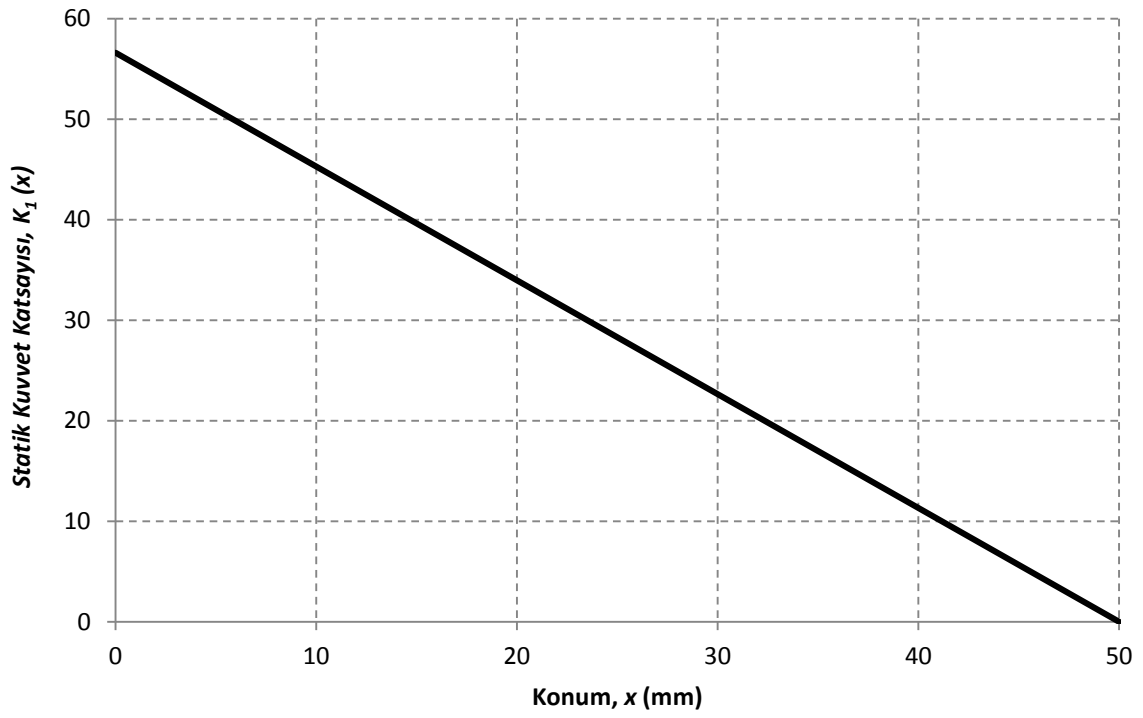
olur. Mıknatıs altındaki kuvvet üretimine katkıda bulunan bobin sayısının,  $n$  konuma bağlı değişimi Şekil 3.22’de,  $K$ ’nın konuma bağımlı değişimi Şekil 3.23’de gösterilmiştir. Hesaplanan ve ölçülen  $K$  bilgileri Şekil 3.24’de aynı grafik üzerinde verilmiştir. Şekil 3.24’de hesaplanan ve ölçülen verilerin orta kısımlarda daha yakın, sıfır konumunda biraz daha uzak olmasının sebebi kaçak akıdır. Şekil 3.25’de görüleceği gibi kaçak akılar akım geçen iletkenleri kesmektedir. Dolayısıyla faydalı akı haline gelerek kuvvet üretimine katkıda bulunmaktadır.



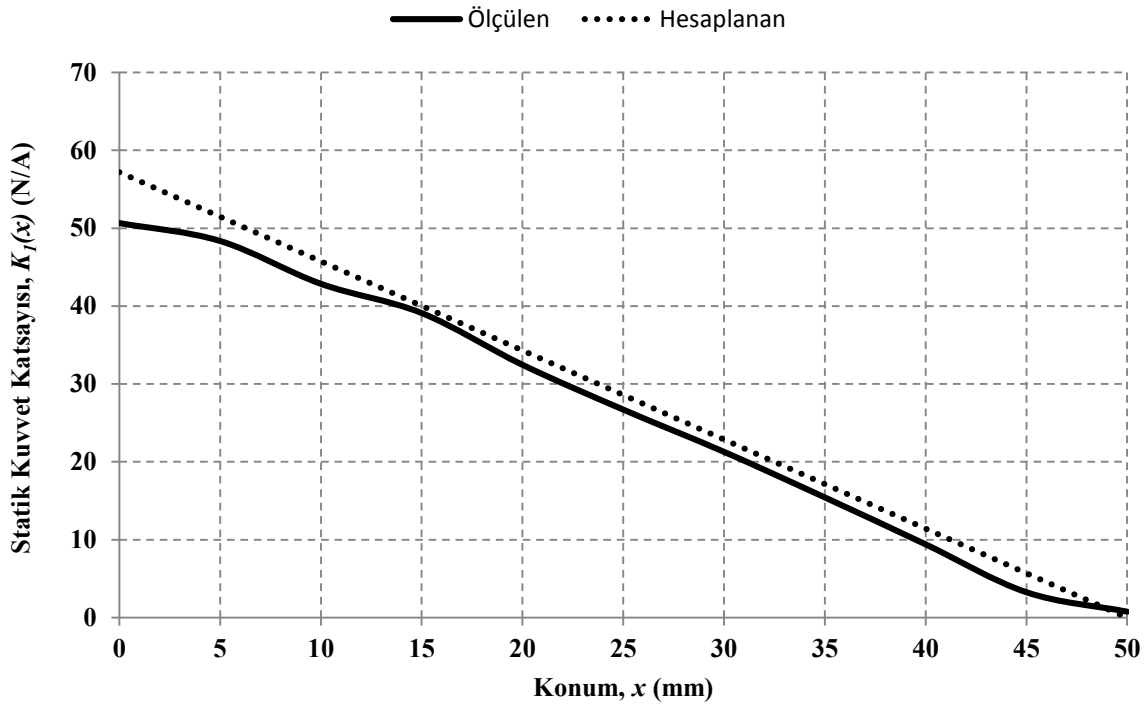
Şekil 3.21. Statik kuvvet/akım oranı:  $K$



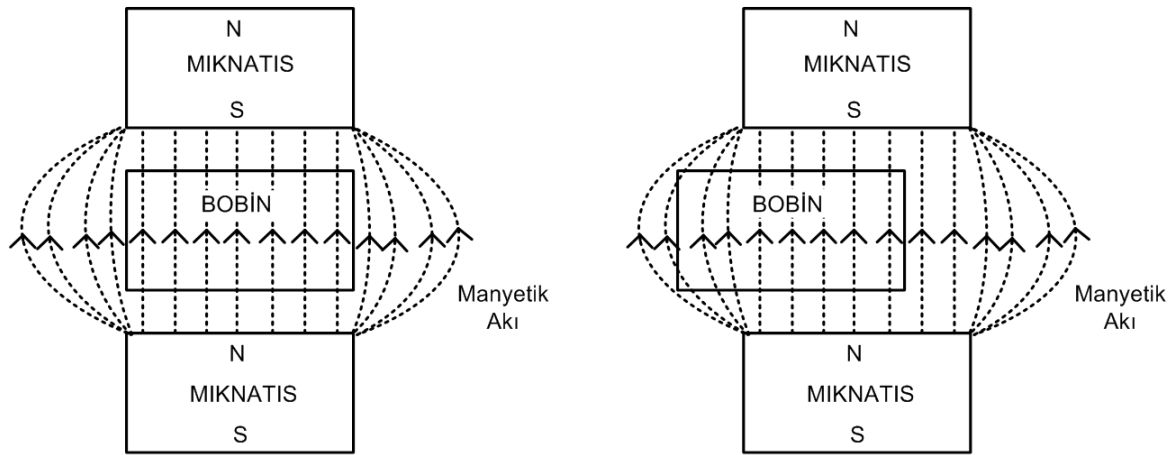
Şekil 3.22. Aktif iletken sayısının konuma göre değişimi:  $n_1(x)$



Şekil 3.23.  $K_1$ 'in konuma bağımlı değişimi



Şekil 3.24. Ölçülen ve hesaplanan Statik kuvvet katsayısı- konum ilişkisi:  $K(x)$



Şekil 3.25. Bobin konumuna göre kaçak akı ve mıknatıs ilişkisi

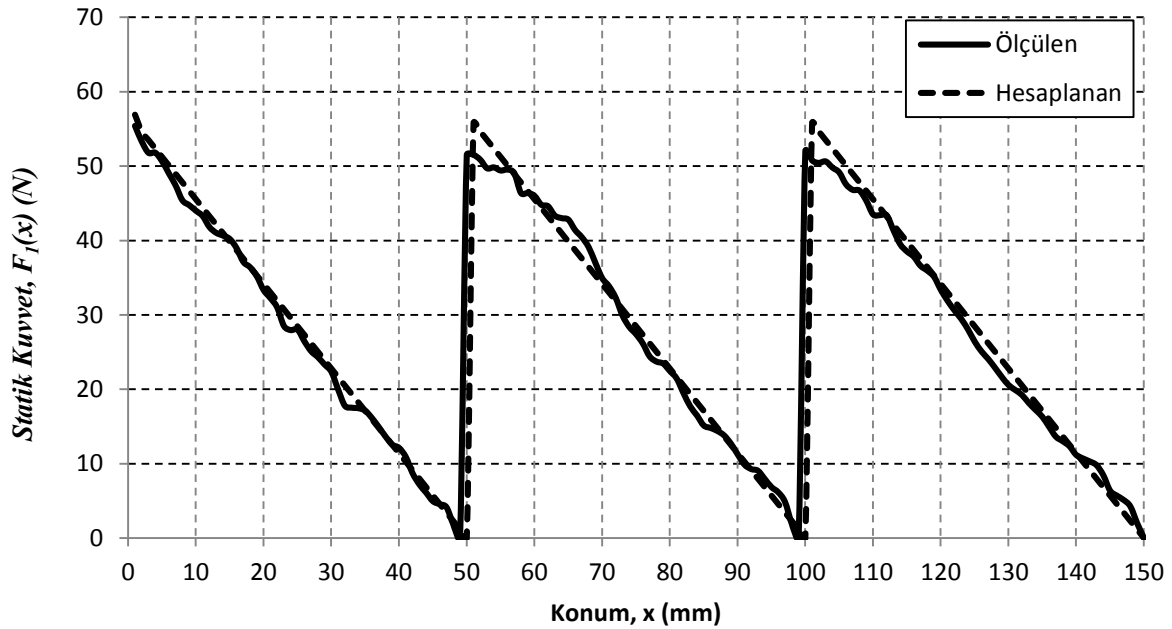
$K'$ 'nin ve  $n$ 'nin konuma göre değişimi aslında tasarlanan motorun en büyük dezavantajıdır.

Eş. 3.23, Eş. 3.20'de yerine konulduğunda, konuma bağlı kuvvet:

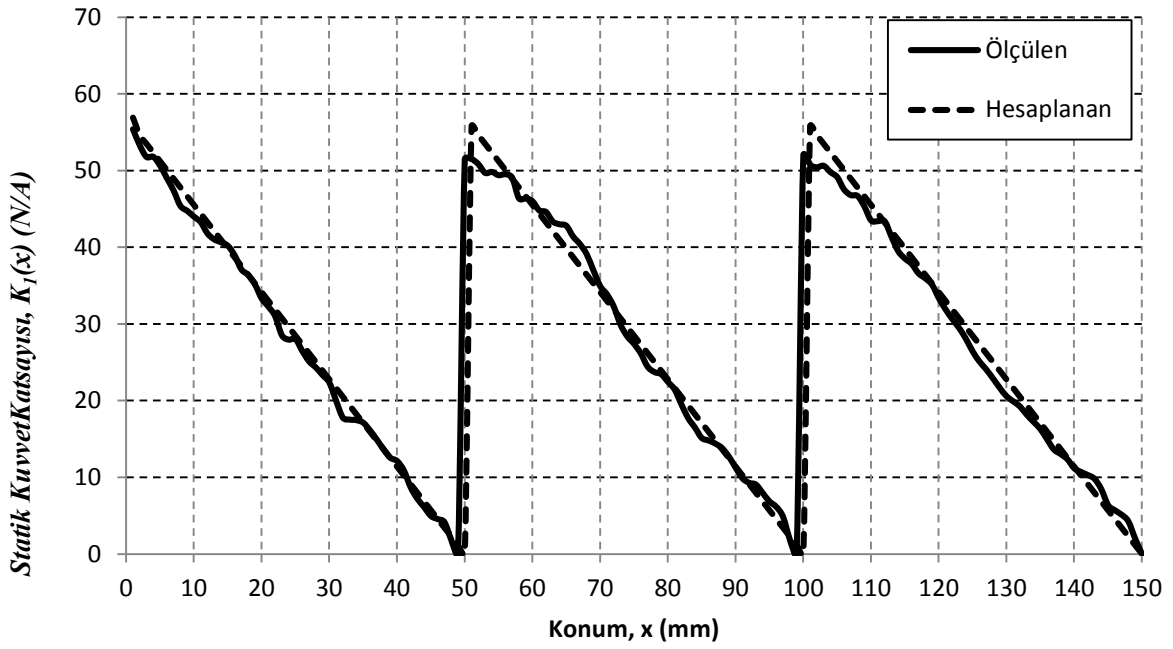
$$F_1(x) = 2 \left( n - \frac{n}{L_s} x \right) B_{gQ} LI \quad (3.24)$$



olur. Eş. 3.23’de tanımlanan  $K(x)$ ’in ve  $F_1(x)$ ’in değişimini görmek için Şekil 3.19’deki fırça-kollektör düzeneğine 1 A uygulanarak üç bobin boyu olan 150 mm mesafede statik kuvvet ölçülmüştür. Ölçülen statik kuvvet ve dolaylı olarak hesaplanan  $K$  grafikleri sırasıyla Şekil 3.26 ve Şekil 3.27’de verilmiştir. Görüldüğü gibi üretilen statik kuvvet ve statik kuvvet katsayısı, mıknatıs ilk bobinle aynı hizada olduğunda maksimum değerde olup mıknatıs ilerledikçe konuma bağlı olarak azalmaktadır. Bir sonraki bobine geçildiğinde kuvvet tekrar maksimuma çıkmış ve kademeli olarak düşmüştür. Sonuç olarak testere dişi şeklinde kuvvet-konum karakteristiği elde edilmiştir. Şekil 3.26 ve Şekil 3.27’de üretilen kuvvetle  $K$  katsayısının eşit çıkma sebebi akım değerinin 1 A olmasıdır. Eş. 3.20 gereği akım değeri 1 A olduğunda  $F$  ve  $K$ ’nın birbirine eşit olacağı görülmektedir. Şekil 3.26 ve Şekil 3.27’de grafiklerin üst kısımlarında hesaplanan değerler fazla, ilerledikçe yaklaşık eşit olmasının sebebi, Şekil 3.25’de verilen bobinle mıknatısın aynı hizadayken kaçak akının kuvvet üretimine etkisi olmaması, mıknatıs ilerledikçe kaçak akının faydalı akı olarak kullanılmasıdır. 60-70 mm konumları arasındaki kuvvet dalgalanmasının sebepleri imalat ve ölçüm hatalarıdır.



Şekil 3.26. Statik kuvvet- konum ilişkisi,  $F_1(x)$ : 1 Amper



Şekil 3.27. Statik kuvvet katsayısı- konum ilişkisi:  $K_I(x)$

### 3.4.2. Tek bobin iki fırçalı çalışma durumu: fırçalar sonda

Şekil 3.28'deki ikinci grup fırça düzeneği devreye alındığında, sistemin elektrik devresi Şekil 3.29'daki gibi olmaktadır. Aslında bu konfigürasyonda Kısım 3.5.1'deki durumun simetriği elde edilmiştir. Çünkü fırça kolektöre temas ettiği sürece ve mıknatıs ilerledikçe aktif iletken sayısı artacaktır. Dolayısıyla bir önceki durumun aksine üretilen kuvvet artacaktır. Söz konusu çalışma stratejisi için  $n(x)$

$$n_2(x) = \frac{n}{L_s} x \quad (3.25)$$

olur. Böylece konuma göre kuvvet değişimi

$$F_2(x) = 2n_2(x)B_{gQ}LI \quad (3.26)$$

şeklinde yazılır. Aktif iletken sayısı  $n(x)$  Eş. 3.26'da yerine konulduğunda

$$F_2(x) = 2 \left( \frac{n}{L_s} x \right) B_{gQ}LI \quad (3.27)$$

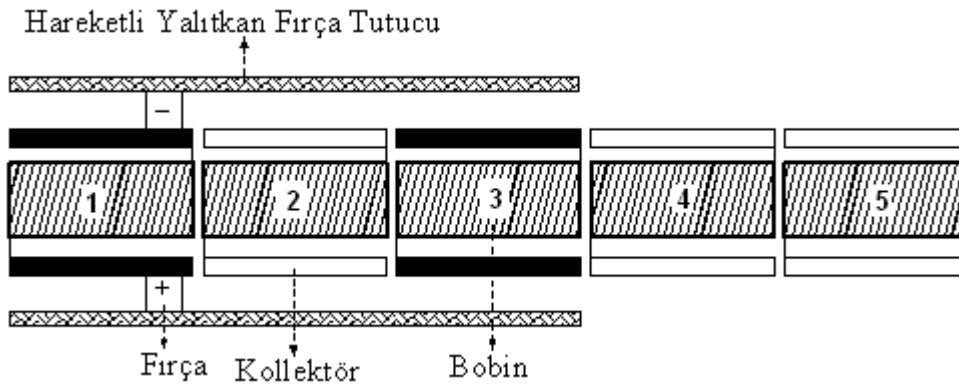
elde edilir. Eş. 3.27'deki akım dışındaki parametreler  $K$  değişkenine denk olup, üretilen kuvvet

$$F_2(x) = K_2(x)I \quad (3.28)$$

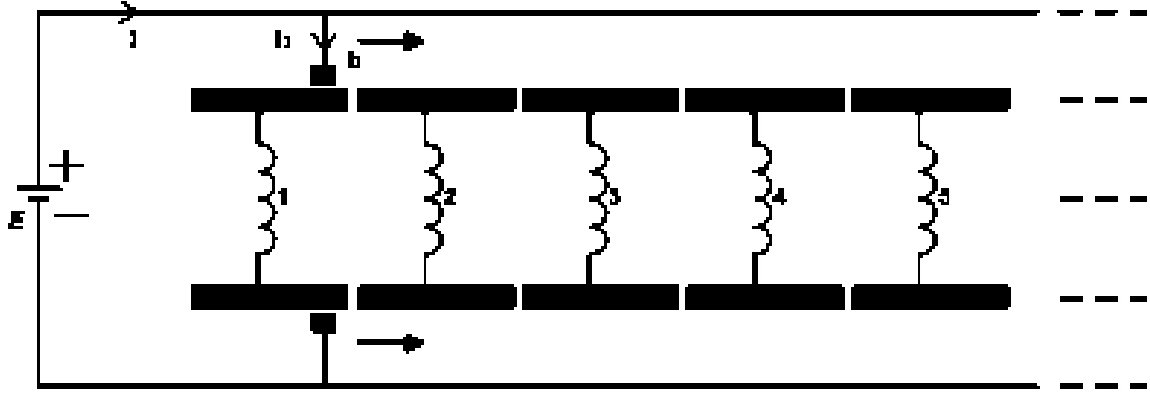
şeklini alır. Eş. 3.28'deki  $K_2(x)$  değişkeni

$$K_2(x) = 2 \left( \frac{n}{L_s} x \right) B_{g0} L \quad (3.29)$$

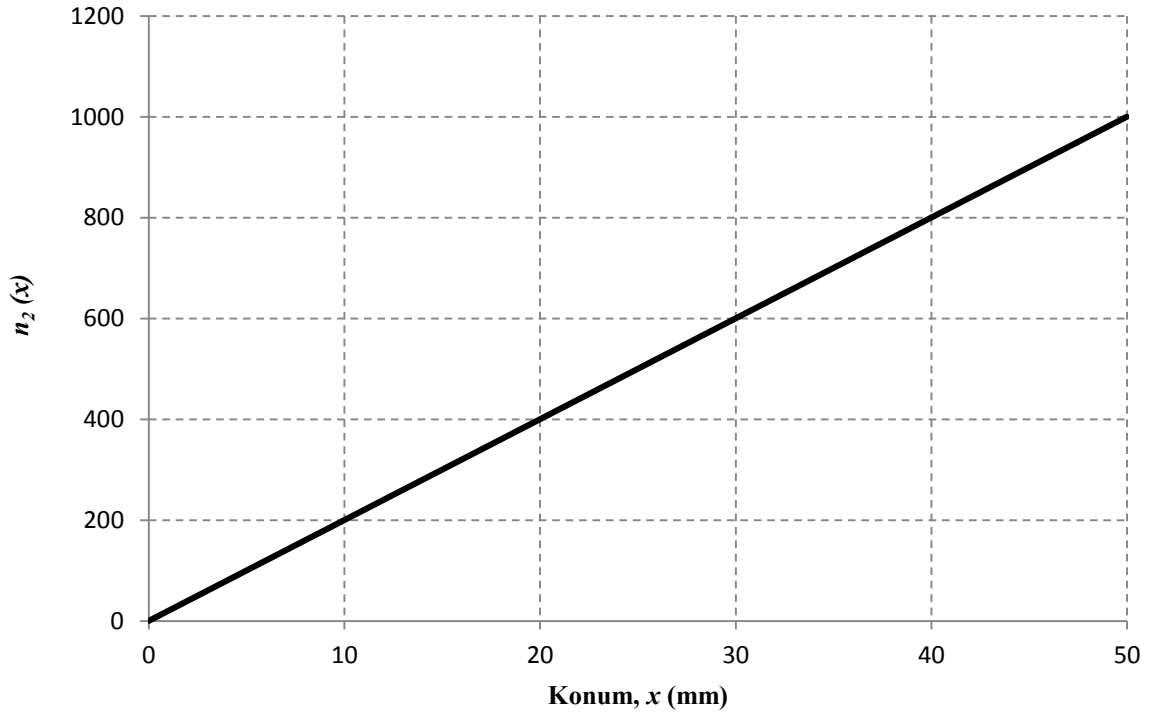
ifadesine eşittir. Söz konusu çalışma durumunda  $n$ 'in  $x$ 'e bağlı değişim grafiği Şekil 3.30'da verilmiştir ve Eş. 3.29'da tanımlanan  $K_2(x)$ 'in değişimi Şekil 3.31'de gösterildiği gibi olmaktadır. 1 numaralı bobinden geçen akım 1 Amperde sabit tutularak, üretilen statik kuvvet dinamometre yardımı ile üç bobin boyunca ölçülmüş ve Şekil 3.32'de gösterilen grafik elde edilmiştir.  $K_2(x)$ 'in üç bobin boyunca değişimi ise Şekil 3.33'de görülmektedir. Şekil 3.32 ve Şekil 3.33'de hesaplanan değerler ölçülenden 8 mm daha geride olmasının sebebi ikinci grup fırçanın Şekil 3.29'da görüldüğü gibi 6 mm fırça genişliği ve 2 mm kollektör dilimleri arasındaki boşluktur. Fırçaların bu mesafeleri tolere edecek şekilde ileri yerleştirilmemesinin sebebi ise aynı anda bir bobinin kollektörüne zıt kutuplu fırçaların temas etmesi sonucu meydana gelebilecek kısadevreleri engellemektir. Dolayısıyla ilk başlangıçta fırçalar 1. bobine enerji verirken 8 mm ilerlediğinde 2. bobin enerjilenmiştir. Hesaplama ve modelde söz konusu gecikme dikkate alınmamıştır. Ölçülen değerlerdeki sapmalar imalat ve ölçüm hatalarından kaynaklanmaktadır.



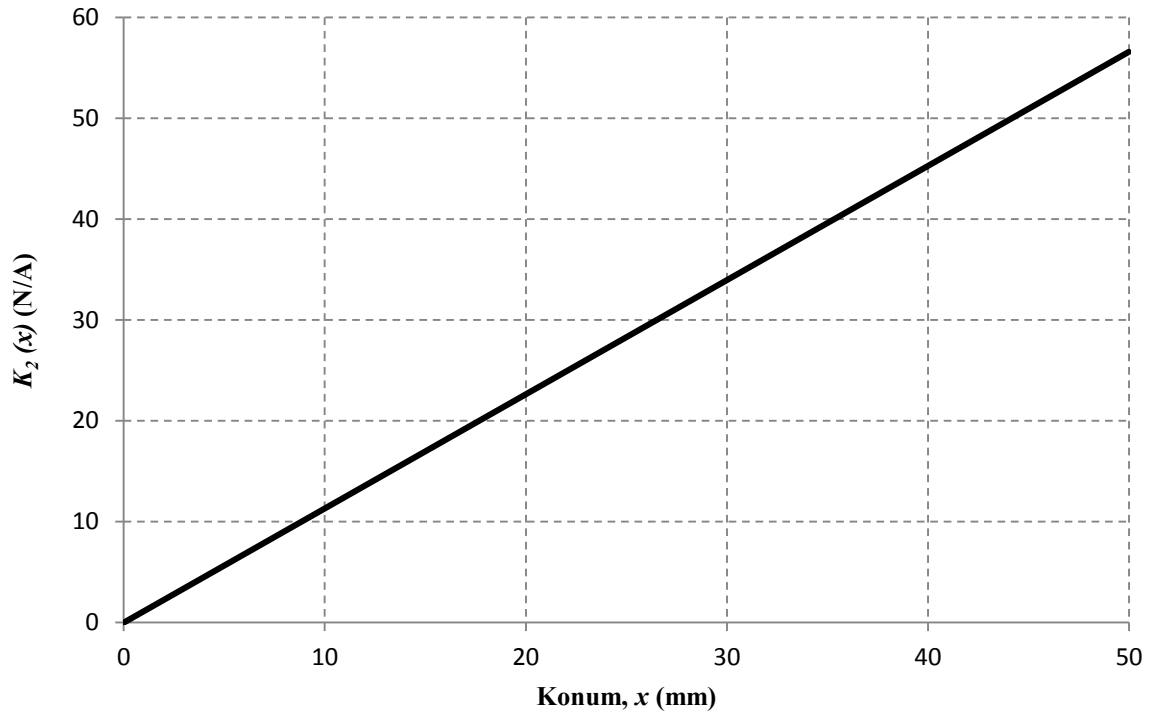
Şekil 3.28. İkinci grup fırça düzeneği



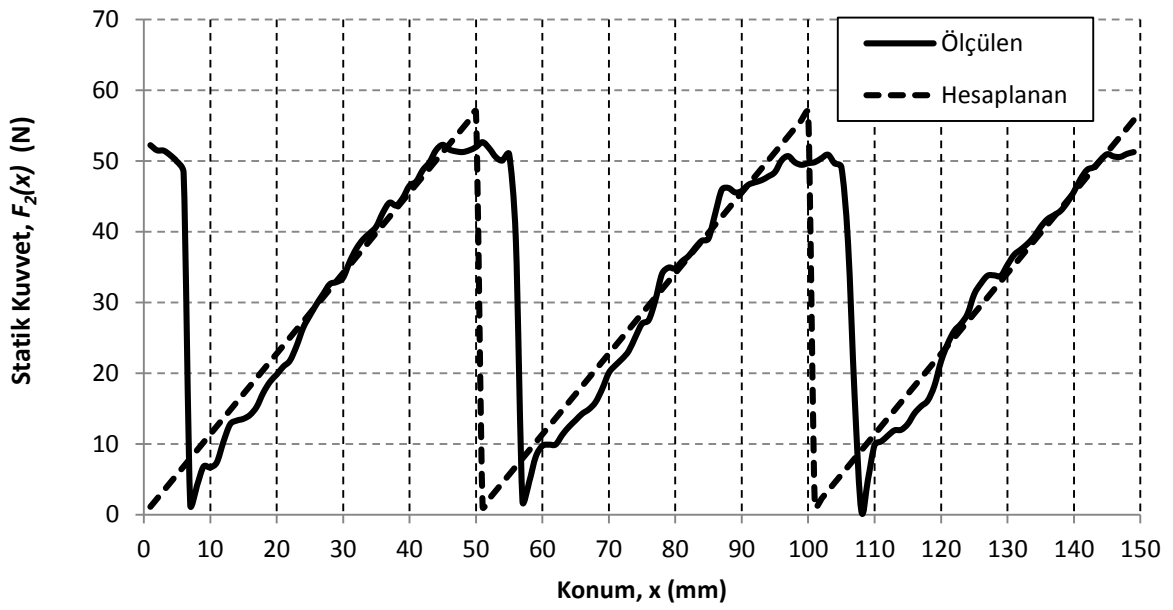
Şekil 3.29. İkinci grup fırça düzeneğinin elektrik devre şeması



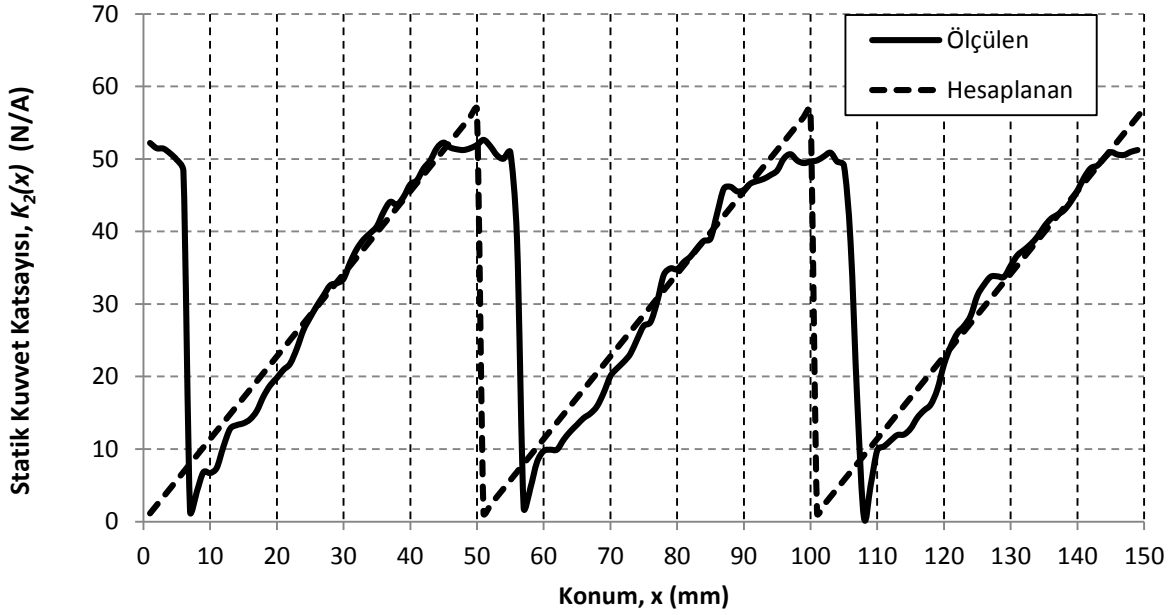
Şekil 3.30. Aktif iletken sayısının konuma göre değişimi:  $n_2(x)$



Şekil 3.31.  $K_2$ 'in konuma göre değişimi



Şekil 3.32. Statik kuvvet- konum ilişkisi,  $F_2(x)$ : 1 Amper



Şekil 3.33. Statik kuvvet katsayısı-konum ilişkisi:  $K_2(x)$

### 3.4.3. Tek bobin dört fırçalı çalışma durumu

Kısım 3.5.1 ve Kısım 3.5.2’de yapılan deneylerde görüldüğü gibi üretilen kuvvet birinde artarken diğerinde azalmaktadır. Her iki komitasyonda üretilen kuvvetler üst üste bindirilirse kuvvette çok fazla bir değişim olmadan sistem çalışacaktır. Tek bobin dört fırça çalışma düzeneği ve fırça konfigürasyonu Şekil 3.34’de, elektrik devre şeması ise Şekil 3.35’de sunulmuştur. Görüldüğü gibi dört fırçanın devrede olduğu durumda üretilen toplam kuvveti bulmak için  $F_1(x)$  ve  $F_2(x)$  değişkenlerinin toplanması gereklidir. Sonuçta dört fırça devrede iken motorun ürettiği kuvvet

$$F_3(x) = F_1(x) + F_2(x) \quad (3.30)$$

şeklinde yazılabilir. Aynı şekilde konuma bağlı  $n$ ’i bulmak için Eş. 3.22 ve Eş. 3.25 toplandığında

$$n_3(x) = n_1(x) + n_2(x) = \left( n - \frac{n}{L_s} x \right) + \frac{n}{L_s} x \quad (3.31)$$

elde edilir ve denklem sadeleştirildiğinde

$$n_3(x) = n = 1000$$

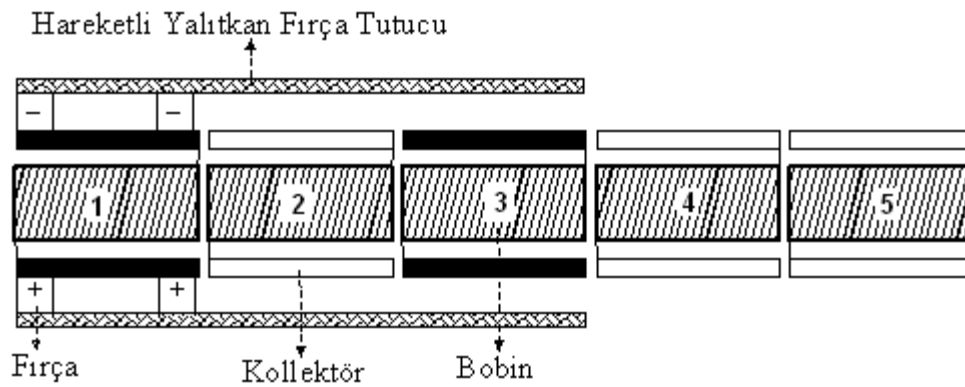
kalır. Yani  $n$  konumdan bağımsız bir hale gelmiştir. Böylece üretilen toplam kuvveti

$$K_3(x) = 2nB_gL$$

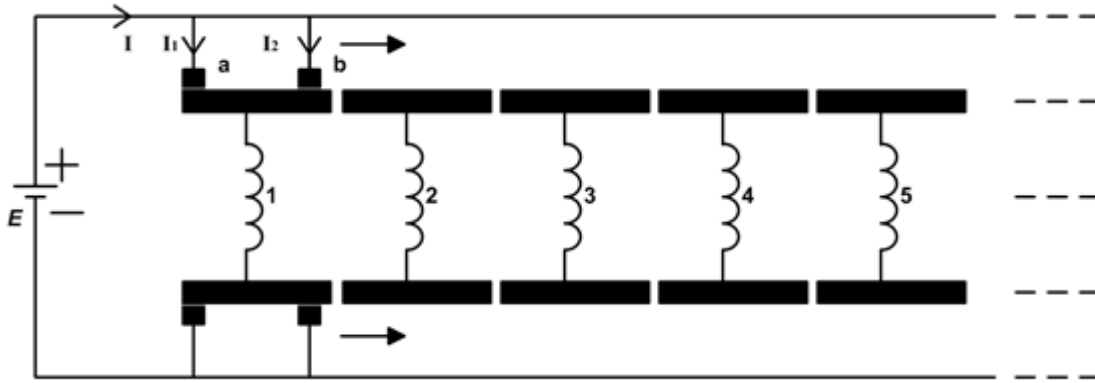
ifadesi yardımıyla

$$F_3(x) = F_1(x) + F_2(x) = 2 n B_g L I \quad (3.32)$$

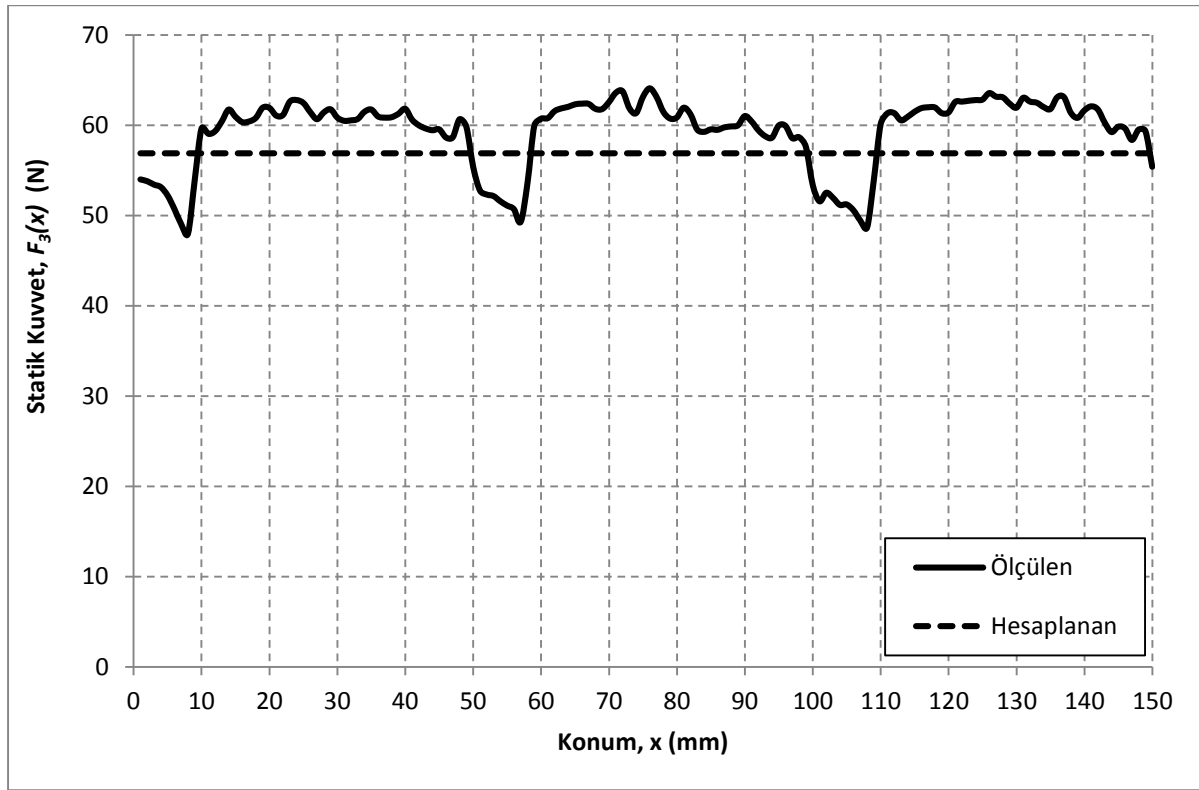
şeklinde yazılabilir. Geliştirilen çalışma stratejisinde kuvvet-konum ilişkisi Şekil 3.36'daki gibi olmuştur. Mıknatıs ilerlediğinde ikinci bobinin de devreye alınması sonucu kuvvet dalgalanmaları minimuma indirilmiştir. Şekil 3.36'daki grafikte görüldüğü gibi ölçülen statik kuvvet bazı durumlarda hesaplanan değerin % 15 üzerine çıkarken bazı durumlarda % 10 altına düşmüştür. Ölçülen kuvvetin hesaplanan değerin üzerine çıkmasının nedeni: fırçaların başlangıç konumundan 8 mm ileri gittiğinde 2. bobinin de devreye girmesi ve aktif iletken sayısının artmasıdır. Ayrıca kaçak akıların da faydalı akı olarak kullanılması sonucu daha fazla kuvvet üretimidir. Diğer taraftan ölçülen kuvvetin hesaplanan değerin altına düşülmesinin sebebi ise fırçaların ikinci bobine geçişi sırasındaki 8 mm'lik fırça genişliğinden kaynaklanmaktadır.



Şekil 3.34. Üçüncü grup fırça düzeneği



Şekil 3.35. Üçüncü grup fırça düzeniğinin elektrik devre şeması



Şekil 3.36. Statik kuvvet-konum ilişkisi,  $F_3(x)$ : 1 Amper

#### 3.4.4. İki bobin dört fırçalı çalışma durumu

Kısım 3.5.1 durumda bahsedilen düzenekte gösterilen üçüncü bobinin hizasına iki ayrı fırçanın eklenmesiyle Şekil 3.37'de gösterilen çalışma stratejisi elde edilmiştir. Söz konusu çalışma stratejisinin elektrik devre şeması Şekil 3.38'deki gibidir. Sistemde iki grup mıknatıs ve iki adet bobin olduğundan, üretilen kuvvet önceki bölümlerde hesaplanan kuvvetin iki katına çıkmıştır. Kuvvet üretimine katkısı olan iletken sayısı Eş. 3.22'dekinin 2 katı olup,



$$n_4(x) = 2n_1(x) = 2 \left( n - \frac{n}{L_s} x \right) \quad (3.33)$$

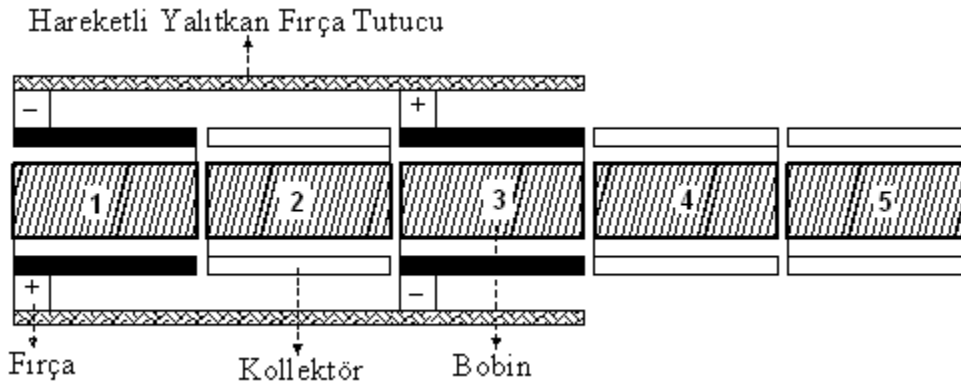
şeklinde tanımlanabilir.  $n_4(x)$  değişkeni  $K$  ifadesinde yerine konulduğunda, konuma bağlı statik kuvvet/akım oranı

$$K_4(x) = 4 \left( n - \frac{n}{L_s} x \right) B_{gQ} L \quad (3.34)$$

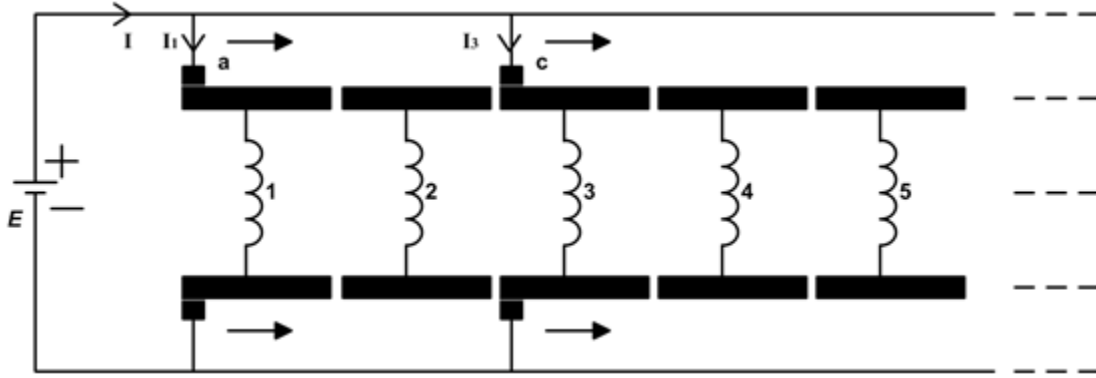
gibi elde edilir. Eş. 3.34 ifadesi Eş. 3.20'de yerine konulduğunda, konuma bağlı kuvvet

$$F_4(x) = 4 \left( n - \frac{n}{L_s} x \right) B_{gQ} LI \quad (3.35)$$

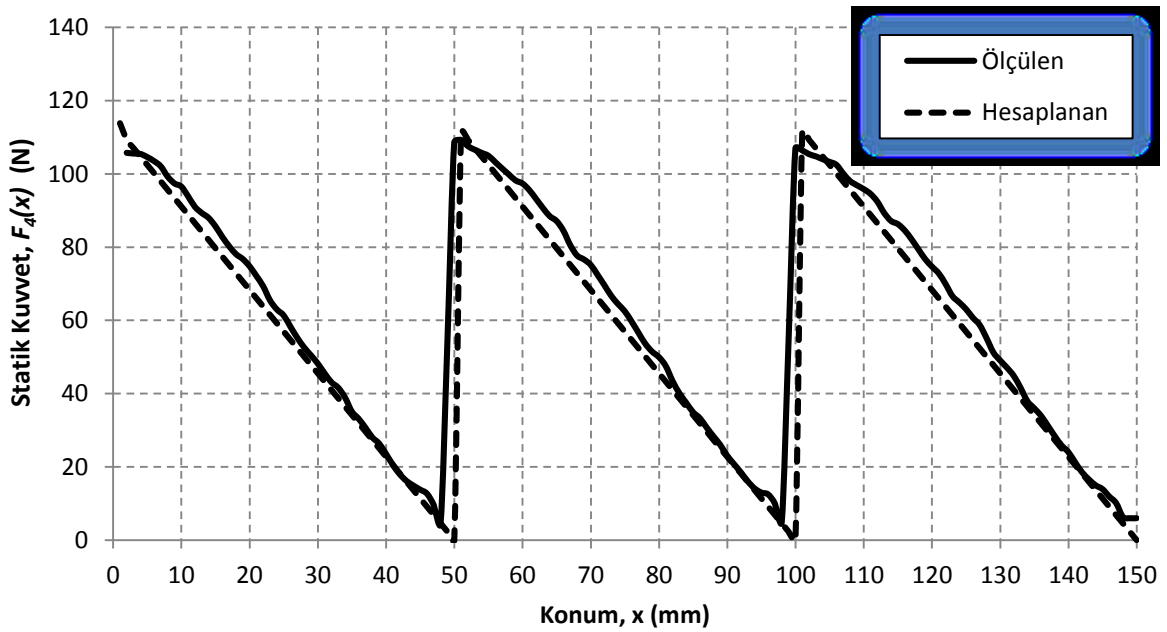
olur. Eş. 3.35'de görüldüğü gibi üretilen kuvvet dalgalanacaktır. Şekil 3.39'da gösterilen kuvvet-konum karakteristiği elde edilmiş olup, Şekil 3.26'daki fonksiyonun veya  $F_I(x)$ 'in iki katıdır. Ölçümdeki dalgalanmaların sebebi imalat ve ölçüm hatalarıdır.



Şekil 3.37. Dördüncü grup fırça düzeni



Şekil 3.38. Dördüncü grup fırça düzeneğinin elektrik devre şeması



Şekil 3.39. Statik kuvvet-konum ilişkisi,  $F_4(x)$ : 2 A

### 3.4.5. İki bobin sekiz fırçalı çalışma durumu

Önceki bölümlerde bahsedilen fırçaların tamamı yani her mıknatıs grubu altındaki ikişer fırça düzeneği de devreye alındığında Şekil 3.40'daki yapı oluşmuştur. İki bobin sekiz fırça durumunun elektrik şeması Şekil 3.41'de verilmiştir. Şekil 3.42'de görüldüğü gibi, geliştirilen fırça konfigürasyonu sayesinde, üretilen kuvvet artırılır iken kuvvetteki dalgalanma da azaltılmıştır. Bu stratejide aktif iletken sayısı

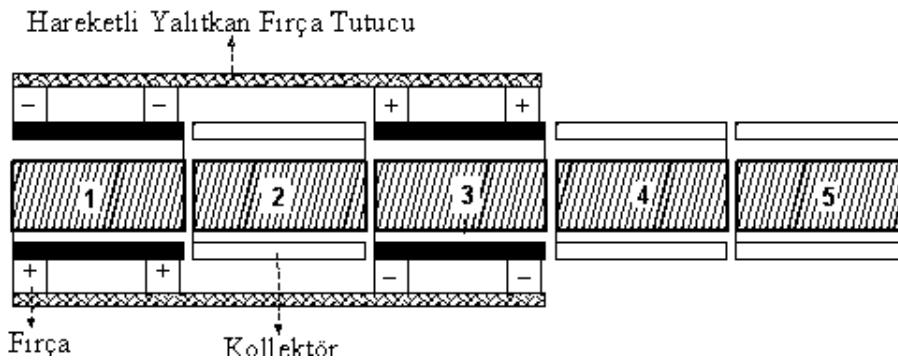
$$n_5(x) = 2n = 2 \times 1000$$

dir.  $n_5(x)$  ifadesi Eş. 3.20'de yerine konulduğunda, üretilen kuvvet konuma bağlı olmaktan çıkar ve

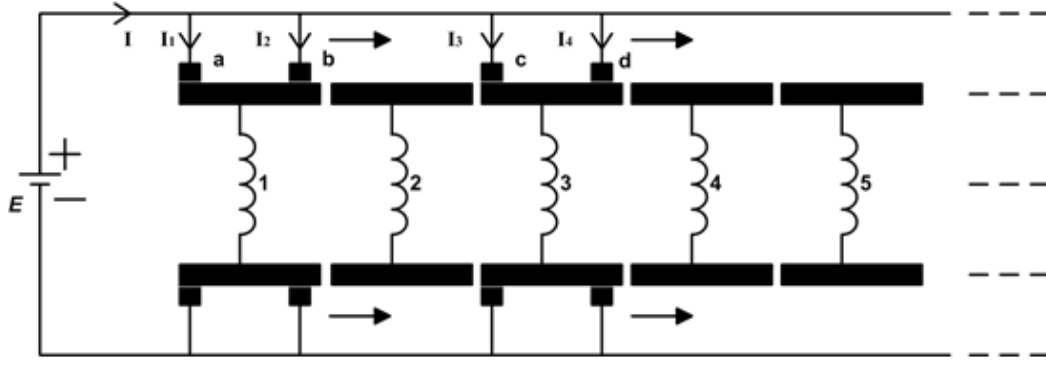
$$F_5(x) = 4nB_gQLI \quad (3.36)$$

şeklini alır. Sonuç olarak üretilen kuvvet-konum grafiği Şekil 3.42'deki gibi elde edilmiştir. Elde edilen kuvvet, Kısım 3.5.3'deki ile aynı karakteristiktir. Ancak çift bobin devrede olduğundan mevzubahis bölümde üretilen kuvvetin iki katıdır. Konuma bağlı kuvvet dalgalanması diğer konfigürasyonlara nazaran çok daha azdır. Diğer fırça konfigürasyonlarında sıfır değerine kadar düşen kuvvetin yeni düzenek sayesinde salınımı -% 10, +% 9 civarına kadar düşürülmüştür. Söz konusu değerler 4 fırça tek bobin sisteminden % 6 daha az salınım demektir. Dört fırça, tek bobin uygulamasından daha düzgün bir grafiğin elde edilme sebebi bir bobinden gelen imalat hatalarını diğer bobinin telafi etmesidir. Kuvvetin bobin geçiş noktalarında farklı olmasının nedeni, 8 mm geride olan 2. grup fırçaların başlangıçta 1. grup fırça ile aynı bobin kollektörüne, daha sonra ise iki farklı bobin kollektörüne temas etmesidir.

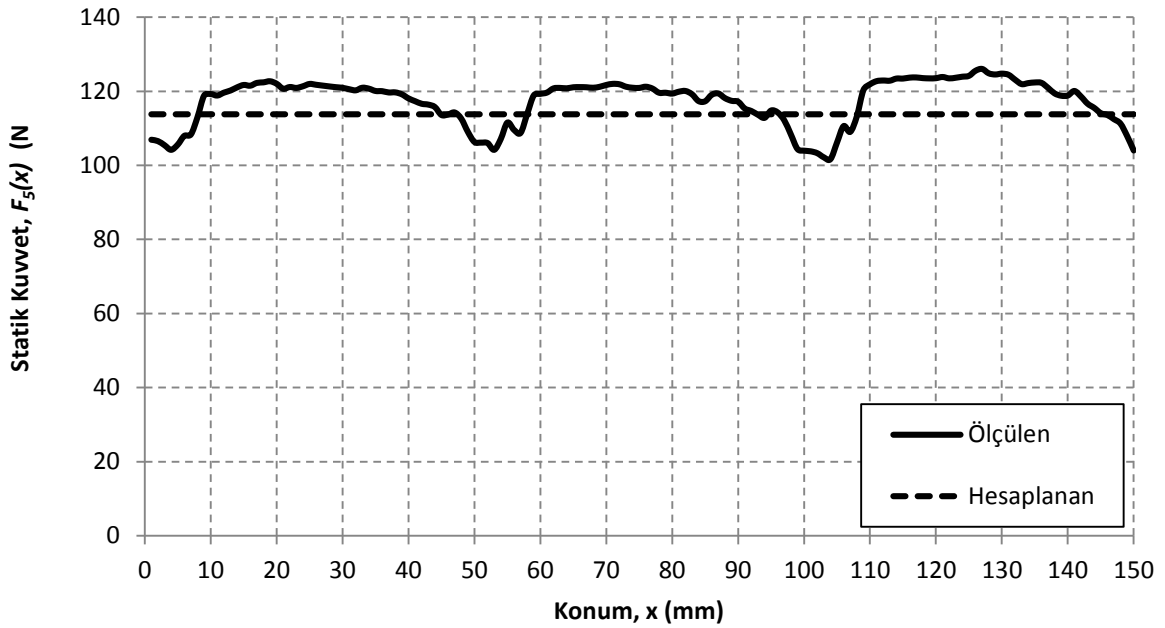
1 Ampere karşılık üretilen kuvvet oldukça yüksektir. Literatürde ise DC lineer motorlardan elde edilen farklı sonuçlar göze çarpmaktadır: Yajima ve arkadaşları 1 A için 2,67 N [89], Yajima ve arkadaşları diğer bir çalışmada 1 A için 27 N [67], Okonkwo 1 A için 1 N civarında [90], Demirci 1 A için 7,8 N [15], Basak ve Anayi 50 A için 35 N [91], Wang ve arkadaşları 220 A'e karşılık 5250 N [40] kuvvet elde etmişlerdir.



Şekil 3.40. Beşinci grup fırça düzeni



Şekil 3.41. Beşinci grup fırça düzeneğinin elektrik devre şeması



Şekil 3.42. Statik kuvvet-konum ilişkisi,  $F_5(x)$ : 2 A

### 3.5. Sürücü Devre ve Deney Düzeneği

Tasarlanan motorun endüvi sargılarına uygulanacak voltaj Şekil 3.43'deki devre modeli ve

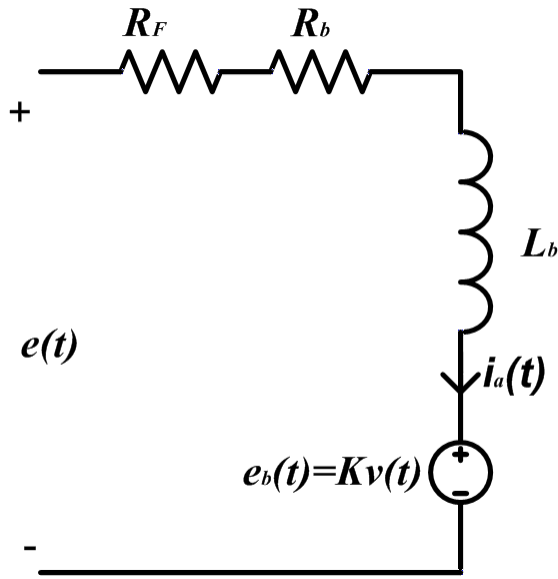
$$e(t) = (R_b + R_f)i_a(t) + L_b \frac{di_a}{dt} + Kv(t) \quad (3.37)$$

eşitliği kullanılarak hesaplanmıştır. Burada  $e(t)$  endüvi sargısına uygulanan voltajı,  $i_a(t)$  endüvi akımını ve  $v(t)$  hareketli ünitenin hızını temsil etmektedir. Ayrıca  $R_f$  fırçaların direnc değerini,  $R_b$  endüvi sargısının direncini,  $L_b$  ise endüktansını temsil etmektedir.  $e_b(t)$  ise zıt

emk'yı (elektromotor kuvvetini) göstermektedir. Motorun hareketli ünitesi duruyor iken  $v(t)$  sıfır olup, endüvi akımı kararlı duruma ulaşacağından Eş 3.37

$$E = (R_b + R_F)I_a = I_a R_a \quad (3.38)$$

şeklinde yeniden yazılabilir. Formülde ve Şekil 3.43'de  $E$  uygulanan voltajı,  $I_a$  ise kararlı durum endüvi akımını temsil etmektedir.



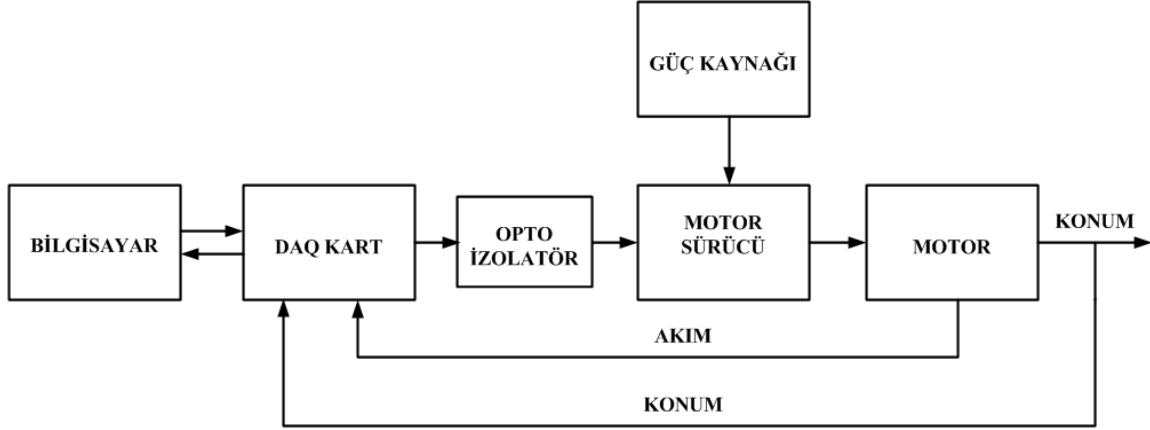
Şekil 3.43. Endüvi sargısının eşdeğer devresi

Motorun fırça direnci,  $R_f$  4,2  $\Omega$  ve  $R_b$  13,2  $\Omega$  olduğundan  $R_a$  değeri 17,4  $\Omega$  dur. Eş. 3.1'de tanımlanan akım yoğunluğu ifadesi ve soğutma durumu esas alınarak, endüvinin kararlı durum akımı 1 A seçildiğinde, kararlı durum endüvi voltajı 17,4 V olacaktır.

### Sürücü devre

Gerçek zamanlı kontrol sistemleri temel olarak iki şekilde gerçekleştirilirler: analog ve sayısal kontrol. Analog sistemlerde genellikle direnç, kondansatör, endüktans, transistör, amplifikatör ve analog filtre gibi elemanlar kullanılır. Analog sistemlerin esnekliği ve doğruluğu sınırlıdır. Örneğin tasarlanan bir analog filtrenin değerlerini değiştirmek gerektiğinde ya direnç, kondansatör gibi elemanları değiştirmek ya da devreyi komple yeniden tasarlamak gerekmektedir [40]. Sayısal kontrol sistemlerinde ise gerekli olan değişiklikler bilgisayar yazılımı ile kolaylıkla yapılabilmektedir [92-93]. Dolayısıyla sayısal

sistemlerde, denetleyiciler aracılığı ile gerçek zamanlı olarak değişiklik yapmak mümkündür. Söz konusu amaçlar için tasarlanmış olan Simulink yazılımı üzerinden sisteme gönderilen komutlar Şekil 3.44'de görüldüğü gibi DAQ kartına ulaşır. DAQ kartının çıkışı motor sürücü kartına uygulanır. Motorun konumunu algılayan çok turlu potansiyometrenin çıkışı, DAQ kartına geri besleme bilgisi olarak giriş yapılır.



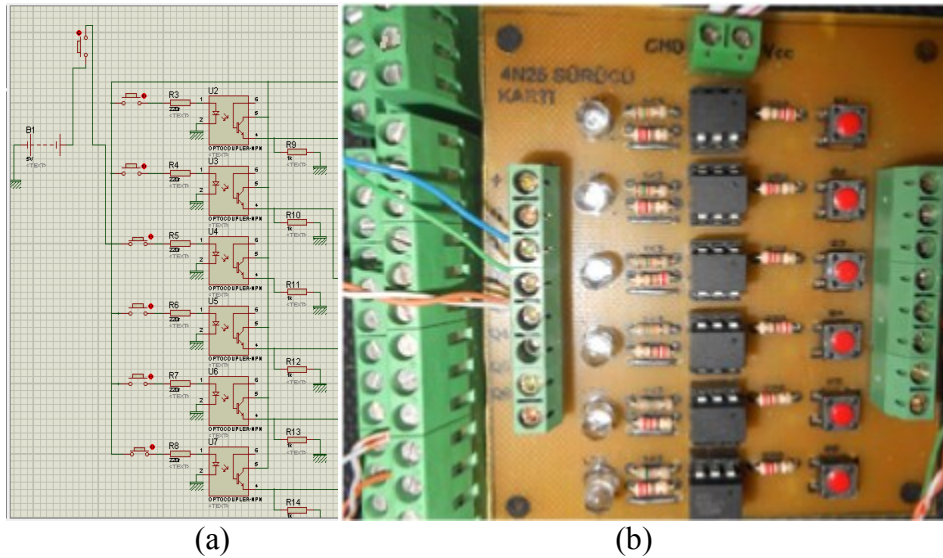
Şekil 3.44. Motor kontrol sistemi

Gerçekte analog olan bir sistemin bilgisayar ile kontrolü, dışarıdan alınan analog verilerin sayısal, gerekli algoritmalarından geçirildikten sonra tekrar analoğa dönüştürülmesi ile yapılır. Tasarlanan deney sisteminde lineer DC motorunun hız ve konumunu kontrol edebilmek için hareketli ünitenin konum bilgisi 5 K $\Omega$ 'luk çok turlu lineer potansiyometre kullanılarak alınmıştır. Konum bilgisi National Instruments firmasının ürünü olan ve Resim 3.3'de gösterilen 6062E DAQ kartı yardımıyla bilgisayar ortamına aktarılmıştır. DAQ kartına voltaj şeklinde uygulanan konum bilgisinin türevi alınarak hız bilgisi elde edilmiştir. Denetleyici çıkış sinyalleri PWM sinyali şeklinde olup, DAQ kartı üzerinden Şekil 3.45'de gösterilen transistörleri sürmüştür. Resim 3.4 a ve Resim 3.4 b'de sırasıyla devre şeması ve resmi verilmiş olan opamlardan oluşan devre, sistemde oluşacak problemlerin DAQ kartına ve bilgisayara zarar vermesini önleme görevini üstlenmiştir. Motorun endüvi akımları CR Magnetics firmasının CR5210-20 akım sensörü ile algılanmış olup, 6062E kartının analog girişine bağlanmıştır. Motorun ilgili voltaj bilgileri aynı firmanın ürünü olan CR5310-300 gerilim sensörü aracılığı ile 0-5 Volta dönüştürülerek 6062E kartı üzerinden bilgisayar ortamına aktarılmıştır (Resim 3.5). Deneylerin gerçek zamanlı yapılabilmesi için Simulink içerisindeki Real Time Windows Target Tool Box kullanılmıştır.

Motoru tek kaynaktan çift yönlü çalıştırabilmek için sürücü olarak Şekil 3.45'de görülen H köprüsü ve PWM sinyalleri kullanılmıştır. Sistemde endüvi bobinlerini sürmek için L298 entegresi kullanılmıştır. Sistemde hangi bobinin devreye alınacağı, mekanik olarak konuma bağlı fırça kolektör sistemi sayesinde belirlenmektedir. Böylece bobin enerjilenme sırasını belirlemek için sensör ve elektronik devreye ihtiyaç olmamıştır. Sistemdeki akım, voltaj, konum ve hız bilgileri Şekil 3.46'da gösterilen Simulink modeli aracılığıyla alınmış ve kaydedilmiştir.



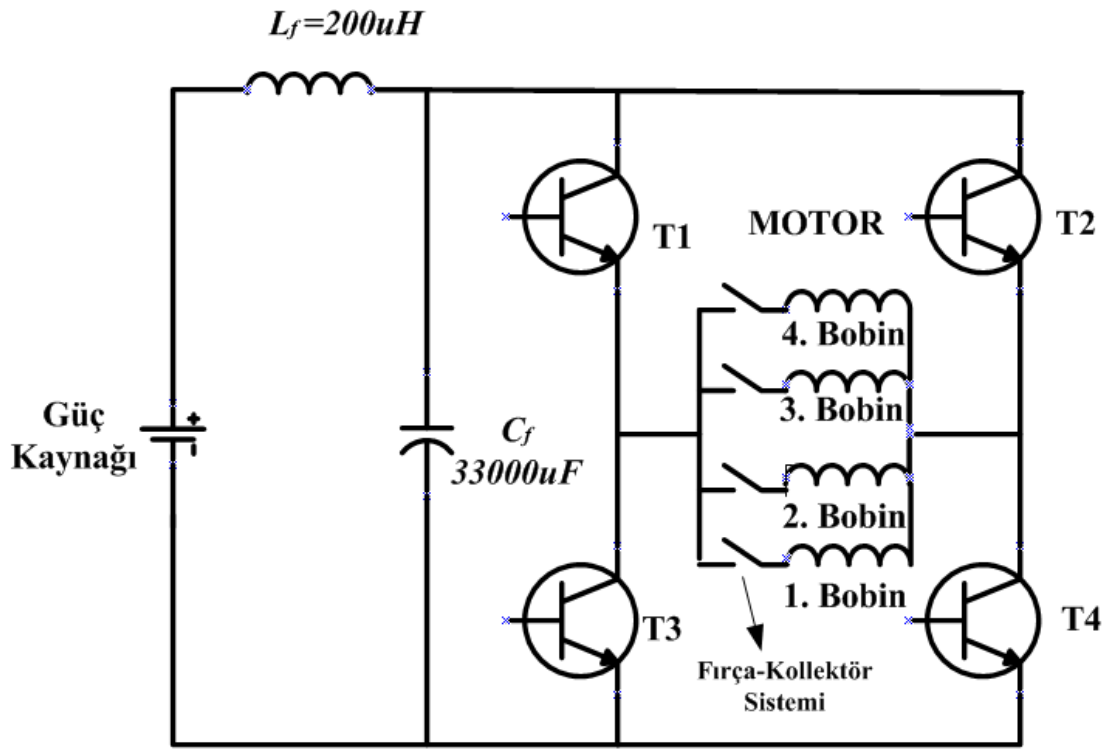
Resim 3.3. DAQ Kart



Resim 3.4. Optik izolasyon a) Devre şeması b) Resmi

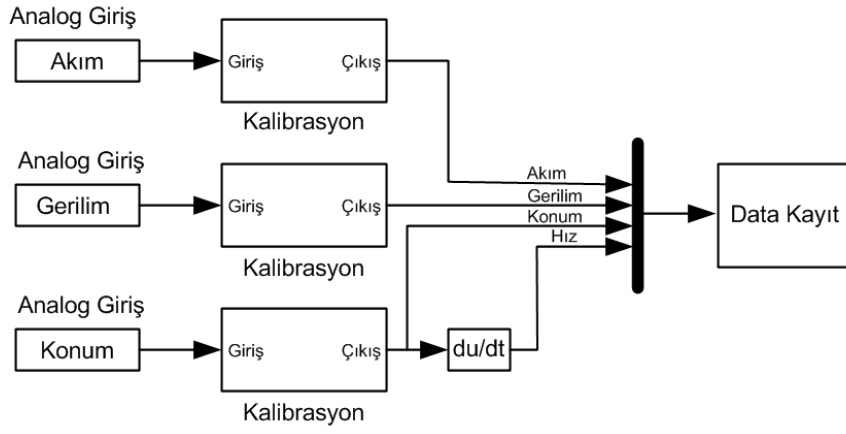


Resim 3.5. Sinyal dönüştürücüler: akım ve voltaj



Şekil 3.45. H Köprüsü





Şekil 3.46. Simulink Modeli



## 4. LİNEER MOTORUN DİNAMİK MODELİ

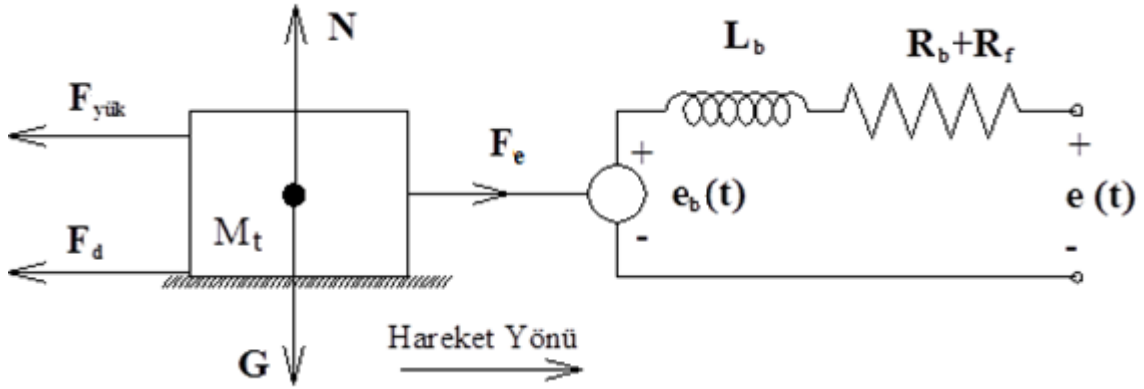
Denetimi yapılacak herhangi bir sistemin dinamik modeline ihtiyaç vardır. Çünkü kontrol edilecek sistemin davranışı öncelikle modeli kullanılarak analiz edilir ve fiziksel ölçümlerle modelin geçerliliği test edilir. Sonraki aşamada ise oluşturulan model esas alınarak analitik yöntemler veya bilgisayar destekli yazılımlar yardımıyla denetleyici tasarlanır ve gerçek sisteme uygulanır. Bu kapsamda tasarlanan lineer motorun denetimi için dinamik modeli önem arz etmektedir.

### 4.1. Lineer Motorun Durum Denklemleri

Lineer motorlar diğer motorlarda olduğu gibi biri sabit, diğeri hareketli ünite olmak üzere temel olarak iki kısımdan oluşmaktadır. Motorların tasarım ve çalışma mantığına göre hareketli ünite farklılık gösterir. Bobinler veya mıknatıslar hareketli olabilir. Geliştirilen motorda bobinler sabit, mıknatıslar hareketlidir. Motorun fiziksel davranışının analizi için matematiksel model gerekli olup, söz konusu amaca ulaşmak için fizik yasalarından faydalanılır. Hareketli ünite Newton kanununa göre hareket etmekte olup,

$$M_t \frac{dv(t)}{dt} = \sum F_t \quad (4.1)$$

şeklinde verilebilir. Eş. 4.1'de  $M_t$  (kg) hareketli ünitenin toplam kütleini,  $dv/dt$  ( $m/s^2$ ) ivmeyi,  $F_t$  (N) hareketli üniteye etki eden net kuvveti,  $v(t)$  zamana bağlı hızı ifade etmektedir. Diğer taraftan motorun elektriksel açıdan analizi için Şekil 4.1'de gösterilen eşdeğer devre dikkate alınmıştır. Söz konusu eşdeğer devrede  $F_e$  elektriksel olarak üretilen kuvveti,  $F_{yük}$  ve  $F_d$  hareket yönüne zıt yönde oluşan kuvvetleri temsil etmektedir. Şekil 4.1 detaylı incelendiğinde birbirine temas eden iki farklı yüzeyin olduğu görülmektedir. Hareket halinde ve birbirlerine temas eden yüzeyler arasında malzeme özelliklerine ve hıza bağlı olarak, hareketi engellemeye çalışan kuvvetler oluşur. Söz konusu kuvvetlere sürtünme kuvvetleri denilir. Dolayısıyla sistemi harekete geçiren kuvvetin ters yönünde statik ve dinamik sürtünme kuvvetleri vardır. Statik sürtünme kuvveti cisim durgun halde iken, dinamik sürtünme kuvveti ise hareketli iken maruz kaldığı sürtünme kuvvetidir.



Şekil 4.1. Lineer DC motorun eşdeğer devresi

Cismi harekete geçirmek için uygulanacak kuvvet, belli bir seviyeye çıkana kadar hareketi başlatamaz ve statik sürtünme kuvvetini yenmek için harcanır. Cisim harekete geçtikten sonra ise hareketin sürdürülebilmesi için daha küçük bir kuvvet yeterli olur [47, 95]. Cisim hareket halindeyken yüzeye dik olarak etkiyen kuvvetten dolayı oluşan sürtünme kuvvetine ise Kulomb sürtünme kuvveti denir ve

$$F_c = \mu_k N = \mu_k M_t g \quad (4.2)$$

ifadesiyle hesaplanır. Diğer taraftan statik sürtünme kuvveti ise

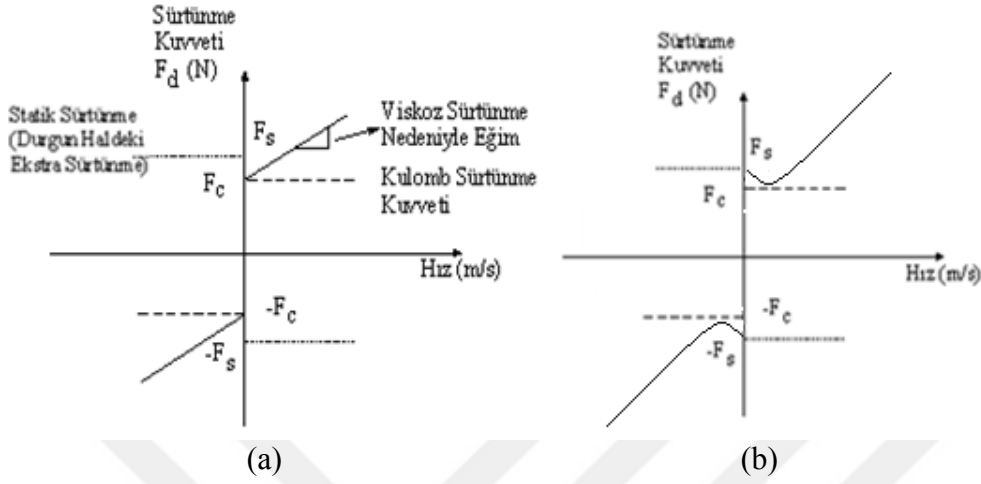
$$F_s = \mu_s N = \mu_s M_t g \quad (4.3)$$

şeklinde ifade edilir. Eş. 4.2 ve Eş. 4.3'de  $F_c$  Kulomb sürtünme kuvvetini,  $\mu_k$  kinetik sürtünme katsayısını,  $F_s$  statik sürtünme kuvvetini,  $\mu_s$  statik sürtünme katsayısını,  $g$  ( $9,81 \text{ m/s}^2$ ) yer çekim ivmesini,  $N$  ise yüzeye dik olarak etkiyen kuvveti temsil eder [47, 96]. Hıza bağımlı olarak değişen bir diğer sürtünme kuvveti olan viskoz sürtünme kuvveti de dikkate alındığında, sistemin toplam sürtünme kuvveti

$$F_d = \alpha v(t) + F_c + F_s \quad (4.4)$$

şeklinde verilebilir. Eş. 4.4'de  $\alpha$  viskoz sürtünme katsayısını temsil etmektedir [47, 97]. Hareket halindeki bir sistemin sürtünme kuvvetleri ve hız ilişkisi Şekil 4.2'de gösterilmiştir. Görüldüğü gibi toplam sürtünme kuvveti lineer olmayıp hıza bağlı olarak değişmektedir. Bu durum ise özellikle düşük hızlarda hareket kontrol sistemlerinde zorluklar çıkarmaktadır.

Sonuçta toplam sürtünme kuvveti Eş. 4.4'den de anlaşılacağı üzere Kulomb, statik ve viskoz sürtünme kuvvetlerinin bileşiminden oluşmaktadır [94].



Şekil 4.2. Sürtünme kuvveti a) İdeal sürtünme kuvveti grafiği b) Gerçek sürtünme kuvveti grafiği

Şekil 4.1 dikkate alınarak ilgili kuvvetler Eş. 4.1'de yerine konursa, hareketli ünitenin dinamik denklemi

$$M_t \frac{dv(t)}{dt} = F_e(t) - \alpha v(t) - F_c - F_s - F_{yük} = F_e(t) - F_d - F_{yük} \quad (4.5)$$

şeklinde çıkarılır [47]. Bu eşitlikte kullanılan  $F_e$  motorda elektriksel olarak üretilen kuvveti temsil etmektedir. Eş. 3.20 ve zamana bağımlı endüvi akımı dikkate alındığında, motorda zamana bağımlı olarak üretilen kuvvet,  $F_e(t) = K i_a(t)$  yazılabilir. Nihayetinde Newton ve Kirşof kanunlarından yararlanarak lineer motorun hareketli kısmının diferansiyel denklemi

$$\frac{dv(t)}{dt} = \frac{K i_a(t)}{M_t} - \frac{\alpha v(t)}{M_t} - \frac{F_{yük}}{M_t} \quad (4.6)$$

$$e(t) = R_a i_a(t) + L_b \frac{di_a(t)}{dt} + e_b(t) \quad (4.7)$$

şeklinde yazılabilir [94]. Faraday indüksiyon kanununa göre manyetik alan içerisinde hareket eden bir iletkende indüklenen zıt elektro motor kuvveti (emk)

$$e_b = Blv \sin \theta \quad (4.8)$$

denklemleri ile tanımlanır. İletkenle manyetik akı yoğunluk vektörü arasındaki açı olan  $\theta$  açısı  $90^\circ$  olduğundan  $\sin \theta$ 'nin değeri 1'dir. Hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğuna  $B_{g0}$  denilmiştir. Ayrıca endüvi sargısında  $n$  adet tur ve her bir turda mıknatıs altında iki iletken kısmı olduğu dikkate alınır, bobinde oluşan zıt emk zamana ve hıza bağımlı olarak

$$e_b(t) = 2nB_{g0}Lv(t) \quad (4.9)$$

şeklinde yazılabilir. Eşitlikteki " $2nB_{g0}L$ " ifadesi Eş. 3.21'deki  $K$  ifadesinin aynısı olduğundan, Eş. 4.9

$$e_b(t) = Kv(t) \quad (4.10)$$

şeklinde yeniden düzenlenebilir. Eş. 4.7'den  $\frac{di_a(t)}{dt}$  çekilir ve Eş. 4.10'daki  $e_b(t)$  yerine yazılırsa

$$\frac{di_a(t)}{dt} = -\frac{R_a i_a(t)}{L_b} - \frac{Kv(t)}{L_b} + \frac{e(t)}{L_b} \quad (4.11)$$

ifadesine ulaşılır. Eş. 4.6 ve Eş. 4.11 yardımı ile geliştirilen DC motorun durum denklemi

$$\begin{bmatrix} \frac{dv(t)}{dt} \\ \frac{di_a(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha / M_t & K / M_t \\ -K / L_b & -R_a / L_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(t) \\ i_a(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 / L_b \end{bmatrix} e(t) + \begin{bmatrix} -1 / M_t \\ 0 \end{bmatrix} F_{yük} \quad (4.12)$$

$$v(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(t) \\ i_a(t) \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

şeklinde elde edilmiştir. Görüldüğü gibi lineer motorda hız ve akım olmak üzere sadece iki tane durum değişkeni vardır: ünite hızı  $v(t)$  ve endüvi akımı  $i_a(t)$ 'dir. Yukarıdaki bilgiler ışığında motorun durum-uzay denklemi

$$\frac{dX_s}{dt} = AX_s(t) + Be(t) \quad (4.14)$$

$$v(t) = CX_s(t) \quad (4.15)$$

şeklinde genelleştirilebilir. Böylece sistemin durum vektörü

$$X_s(t) = \begin{bmatrix} v(t) \\ i_a(t) \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

olarak, durum geçiş matrisi

$$A = \begin{bmatrix} -\alpha / M_t & K / M_t \\ -K / L_b & -R_a / L_b \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

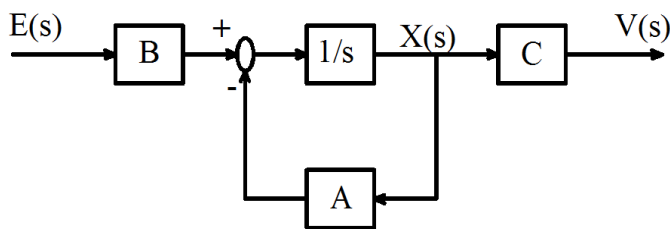
şeklinde ve giriş matrisi

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 / L_b \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

şeklinde motor parametreleri cinsinden yazılabilir. Sistemin çıkış matrisi ise

$$C = [1 \ 0] \quad (4.19)$$

şeklinindedir. Sonuçta ilgili eşitlikler yardımıyla motorun durum-uzay blok diyagramı Şekil 4.3'deki gibi gösterilebilir.



Şekil 4.3. Lineer motorun durum uzay blok diyagramı

Eş. 4.14 ve Eş. 4.15'in Laplas dönüşümleri alınırse voltajı

$$sX_s(s) = AX_s(s) + BE(s)$$

$$V(s) = CX_s(s)$$

elde edilir. Gerekli ara işlemler sonucunda durum vektörü

$$X_s(s) = [sI - A]^{-1} BE(s)$$

elde edilir. Eş.4.12 dikkate alındığında, sistemin endüvi voltajı,  $e(t)$  ve yük kuvveti  $F_{yük}$  olmak üzere iki girişi ve hareketli ünitenin hızı  $v(t)$  olmak üzere bir tek çıkışı vardır. Dolayısıyla süperpozisyon teoremi kullanılarak  $F_{yük}$  ihmal edildiğinde endüvi voltajı ile hız arasındaki transfer fonksiyonu

$$\frac{V(s)}{E(s)} = C[sI - A]^{-1} B \quad (4.20)$$

şeklinde bulunur. Eş. 4.20'deki  $(sI - A)$  matrisinin detayları motor parametreleri cinsinden

$$(sI - A) = \begin{bmatrix} s + \frac{\alpha}{M_t} & -\frac{K}{M_t} \\ \frac{K}{L_b} & s + \frac{R_a}{L_b} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

şeklinde olup, tersi alındığında

$$(sI - A)^{-1} = \frac{1}{\det(sI - A)} \begin{bmatrix} s + \frac{R_a}{L_b} & \frac{K}{M_t} \\ -\frac{K}{L_b} & s + \frac{\alpha}{M_t} \end{bmatrix}$$

elde edilir.  $(sI - A)$  matrisinin determinanı ise

$$\det(sI - A) = \left( s + \frac{\alpha}{M_t} \right) \left( s + \frac{R_a}{L_b} \right) + \frac{K^2}{M_t L_b} \quad (4.22)$$

olarak hesaplanır. Elde edilen çözümlerin Eş. 4.20'de yerine konulması ve ara işlemlerin sonucunda



$$T_1(s) = \frac{V(s)}{E(s)} = \frac{1}{\det(sI - A)} \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s + \frac{R_a}{L_b} & \frac{K}{M_t} \\ -\frac{K}{L_b} & s + \frac{\alpha}{M_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_b} \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

$$T_1(s) = \frac{K / M_t L_b}{s^2 + \left[ \frac{\alpha}{M_t} + \frac{R_a}{L_b} \right] s + \frac{\alpha R_a + K^2}{M_t L_b}} = \frac{B_1(s)}{A_1(s)}$$

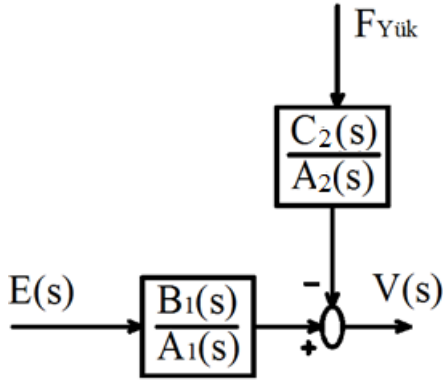
sonucuna ulaşılır. Yine Eş. 4.12 ve süperpozisyon yöntemi yardımıyla endüvi voltajı yok sayıldığında, yük kuvveti ile hareketli ünitenin hızı arasındaki transfer fonksiyonu

$$T_2(s) = \frac{V(s)}{F_{yük}} = \frac{-1}{M_t} \frac{s + R_a / L_b}{s^2 + \left[ \frac{\alpha}{M_t} + \frac{R_a}{L_b} \right] s + \frac{\alpha R_a + K^2}{M_t L_b}} = \frac{C_2(s)}{A_2(s)} \quad (4.24)$$

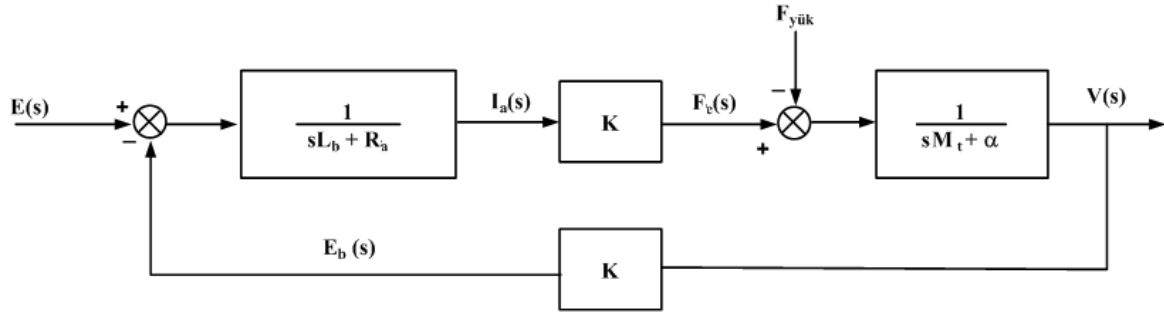
şeklinde elde edilir. Böylece, hareketli ünitenin hızı, endüvi voltajı ve yük kuvvetine bağlı olup,

$$V(s) = \frac{B_1(s)}{A_1(s)} E(s) - \frac{C_2(s)}{A_2(s)} F_{yük} \quad (4.25)$$

şeklinde ifade edilebilir. Endüviye uygulanan voltaj ve yüke bağlı olan hız çıkışının blok diyagramı Şekil 4.4’de, motorun detaylı blok diyagramı Şekil 4.5’de sunulmuştur. Şekillerden de görülebileceği gibi sistem yük girişi “0” olduğu zaman tek girişli tek çıkışlı bir sistem olarak, yük ilave edildiğinde ise iki girişli, tek çıkışlı bir sistem gibi davranır. Hareketli ünitenin üzerine eklenen yük tek girişliliğini bozmaz. Motorun hareketli ünitesinin toplam kütlesi değişmiş olur.



Şekil 4.4. Motor hızının bileşenleri



Şekil 4.5. Motorun parametreleri yerleştirilmiş blok diyagramı

## 4.2. Motor Parametrelerinin Tespiti

Endüvi sargılarının endüktansı ölçü aleti ile 0,030 Henry olarak ölçülmüştür. Ayrıca endüvi sargısına alternatif akım uygulanarak endüktansının ölçümü yapılmıştır. Devrede 10 Volt 50 Hz voltaj uygulanan bobinden 0,57 Amper akım geçmiştir. Ohm kanununa göre

$$Z = EI_a \quad (4.26)$$

eşitliğinde değerler yerlerine yazıldığında, bobin empedansı olan  $Z=17,54$  olarak hesaplanmıştır. Endüvi sargısı direnci  $13,2 \Omega$  olarak ölçülmüştür. Empedans üçgeninden

$$X_L = \sqrt{Z^2 - R_b^2} \quad (4.27)$$

şeklinde yazılmış ve  $X_L$  değeri 11,55 olarak bulunmuştur. Ayrıca

$$X_L = 2\pi f L_b \quad (4.28)$$

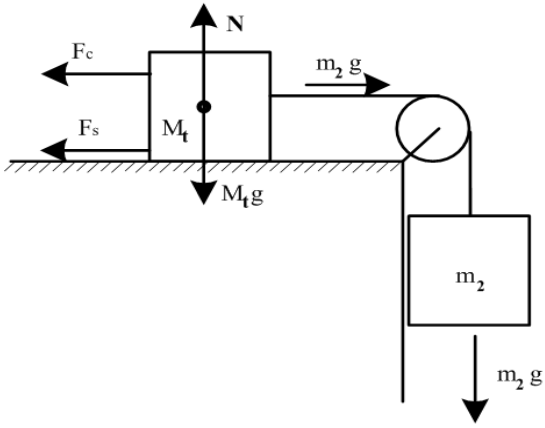
ifadesinden  $L_b$  değeri 0,03675 Henry olarak hesaplanmıştır.

Lineer motorların hız ve konum denetiminde sürtünme kuvveti, performansı olumsuz yönde etkileyen en büyük bozuculardan bir tanesidir [99]. Lineer motorun hareketine etki eden kuvvetler Eş. 4.5 ile verilmiştir. Söz konusu ifadedeki Kulomb sürtünme kuvvetini tespit etmek için Şekil 4.6'daki düzeneğe kurulmuş ve sistemi harekete geçirecek olan  $m_2$  kütlesi olarak bir kova içerisine yavaş yavaş kum ilave edilmiştir. Hareketli ünitenin harekete geçtiği andaki ( $v(t)>0$ ) kova ve kumun kütlesi 0,820 kg olarak tespit edilmiştir. Bulunan  $m_2$  kütlesi  $F_c$  sürtünme kuvvetini hesaplamak için kullanılmıştır. Sistemin hareketli durumu inceleneceğinden statik sürtünme kuvveti sıfır olacaktır [100]. Böylece Kulomb sürtünme kuvveti

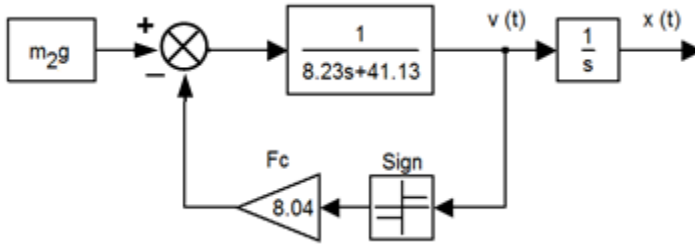
$$F_c = m_2 g = 0,820 \times 9,81 = 8,04 \quad \text{N} \quad (4.29)$$

olarak tespit edilmiştir [98].

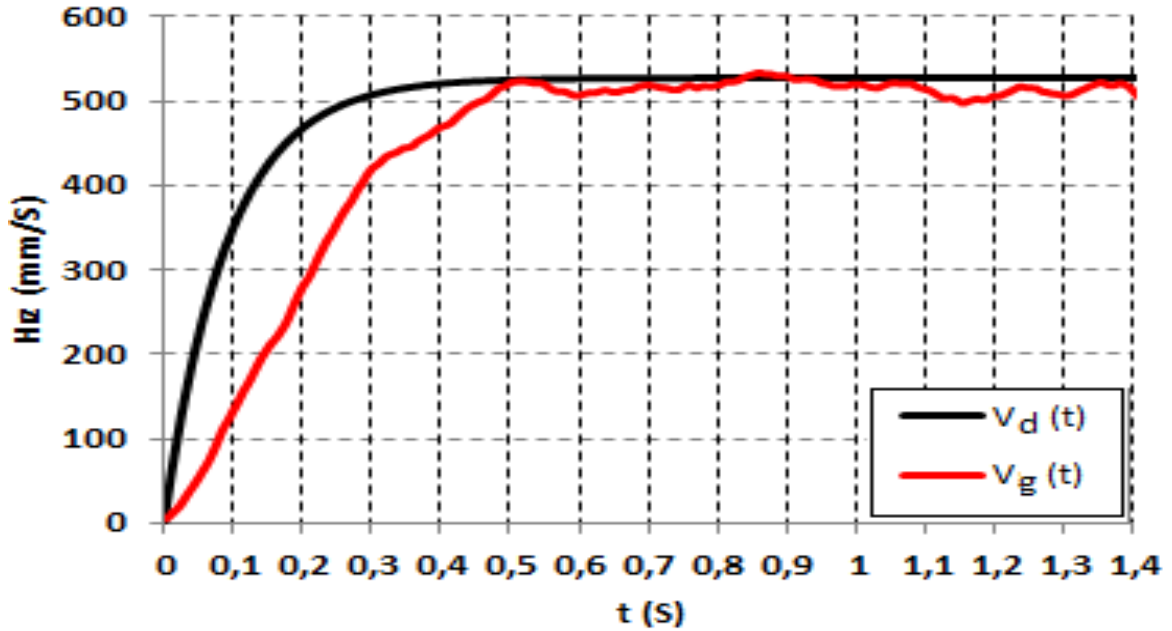
Aynı şekilde Eş. 4.5'deki viskoz sürtünme katsayısını tespit edebilmek için Şekil 4.6'daki deney düzeneği sabit  $m_2$  kütlesi ile yüklenmiştir. Lineer motora enerji verilmediğinden devrede akım oluşmaz. Şekil 4.5'deki blok diyagramı üzerinde gerekli düzenlemeler yapıldığında deney düzeneğine ait blok diyagramı Şekil 4.7'deki gibi elde edilebilir. Kulomb sürtünme kuvvetinin önünde işaret (signum) fonksiyonunun kullanılma sebebi sürtünme kuvvetinin sadece hareketli halde iken devrede olmasıdır. Motorun tahrik kuvveti  $m_2$  kütlesinin ağırlığı ile sağlanmıştır. Motorun hareketli kısmının toplam kütlesi,  $M_t$  5,23 kg, tahrik kuvvetini oluşturan  $m_2$  kütlesi ise 3 kg olarak ölçülmüştür. Söz konusu parametreler ile Simulink modeli çalıştırıldığında elde edilen hız-zaman grafiği Şekil 4.8'deki gibi elde edilmiştir [98].



Şekil 4.6. Sürtünme kuvveti tespit düzeneği



Şekil 4.7. Motorun mekanik yükleme deney modeli



Şekil 4.8. Mekanik yüklü deney modeli ( $v_d(t)$ ) ve gerçek ( $v_g(t)$ ) hız cevabı: 3 kg

Yapılan deney için Newton kanununa göre

$$(M_t + m_2) \frac{dv(t)}{dt} = -\alpha v(t) - F_c - F_s + m_2 g \quad (4.30)$$

ifadesi yazılabilir.  $v(t)$  sıfırken etkisi olmayan  $F_s$  denklemden çıkarılırsa,  $v(t) > 0$  iken

$$(M_t + m_2) \frac{dv(t)}{dt} = -\alpha v(t) + m_2 g - F_c \quad (4.31)$$

denklemini elde edilir. Böylece Şekil 4.6'daki motora asılı olan kütle ile hareket sağlanarak  $\alpha$  viskoz sürtünme katsayısı hesaplanır. Bu amaçla Kulomb sürtünmesi ve  $m_2$  kütlesi arasındaki fark basamak fonksiyonu olarak dikkate alınıp, Eş. 4.31'in Laplas dönüşümü yapılır

$$((M_t + m_2)s + \alpha)V(s) = \frac{m_2 g - F_c}{s} \quad (4.32)$$

ifadesi elde edilir. Eş. 4.32'den ünitenin hızı

$$V(s) = \frac{1}{(M_t + m_2)s + \alpha} \cdot \frac{m_2 g - F_c}{s} \quad (4.33)$$

olarak elde edilir [100]. Şekil 4.6'daki  $m_2$  kütlesi oluşturulan düzenek sayesinde serbest bırakılmış ve sistemin hareketi sağlanmıştır. Dolayısıyla  $m_2$  kütlesinin ağırlığı ile Kulomb sürtünme kuvveti arasındaki fark basamak fonksiyonu olarak değerlendirilmiştir. Son durum teoremi yardımıyla hızın kararlı durumdaki değeri

$$V_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} v(t) = \lim_{s \rightarrow 0} V(s) = sV(s) \quad (4.34)$$

$$V_{ss} = s \frac{1}{(M_t + m_2)s + \alpha} \cdot \frac{m_2 g - F_c}{s} = \frac{m_2 g - F_c}{\alpha} \quad (4.35)$$

şeklinde bulunur. Hareketli kısmın kararlı durum hızı bilindiğinden, Eş. 4.35 yardımıyla viskoz sürtünme katsayısı

$$\alpha = \frac{m_2 g - F_c}{V_{ss}} \quad (4.36)$$

olarak elde edilmiştir. 3 kg yükü yapılan deneyin hız tepkisi ve Şekil 4.7’de verilen modelin hız tepkisi Şekil 4.8’de gösterilmiştir. Grafikte  $v_g(t)$  ölçülen,  $v_d(t)$  Şekil 4.7’deki modelin hız cevabını temsil etmektedir. Görüldüğü gibi ölçülen ve benzetim sonuçları oldukça uyumludur. Grafikler birbiri ile örtüşmektedir ve ikisinde de 0,520 m/s’de hız kararlı duruma ulaşmıştır. Böylece  $\alpha$  parametresi Eş. 4.36 yardımı ile

$$\alpha = (3 \cdot 9.81 - 8.04) / 0.520 = 41,13$$

olarak bulunmuştur [98].

İkinci yöntem olarak, Newton kanunu esaslı yaklaşım kullanılmıştır. Şekil 4.6’deki sisteme Newton kanunu uygulandığında

$$(M_t + m_2) \frac{dv(t)}{dt} = -\alpha v(t) - F_c + m_2 g \quad (4.37)$$

yazılabilir;  $\frac{dv(t)}{dt} = 0$  olduğunda,

$$0 = -\alpha v(t) - F_c + m_2 g$$

ve

$$\alpha v(t) = m_2 g - F_c \quad (4.38)$$

elde edilir. Böylece viskoz sürtünme katsayısı

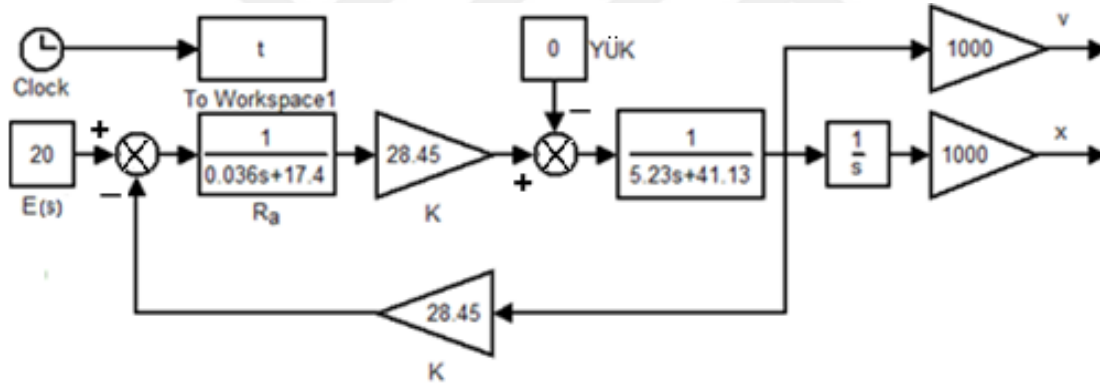
$$\alpha = \frac{m_2 g - F_c}{v} = \frac{3 \cdot 9,81 - 8,04}{0,52} = 41,13$$

değerinin olarak bulunur. Görüldüğü gibi iki sonuçta aynıdır ve birbirini desteklemektedir.  $\alpha$  büyük çıkmasının nedeni 4 adet mıknatısın, bobinlerin sarılmış olduğu orta nüveyi büyük

bir kuvvetle çekmesi sonucu yüzeye dik olarak etkiyen normal kuvvetinin ( $N$ ) yüksek olmasıdır.

### 4.3. Motorun Doğrusal Modeli

Geliştirilen lineer motorun Şekil 4.5’de verilen doğrusal modelinde tespit edilen  $L_a$ ,  $R_a$ ,  $K$ ,  $M_t$  ve  $\alpha$  parametrelerin yerine konulmasıyla Şekil 4.9’da verilen Simulink blok diyagramı elde edilmiştir.  $K$  parametresi kullanılan fırça konfigürasyonuna göre konuma göre değişmektedir. Örneğin, Şekil 3.38 ve Şekil 3.41’de gösterilen fırça bağlantılarında üretilen kuvvet, Şekil 3.39 ve Şekil 3.42’de görüldüğü gibi konuma bağlı olarak değişmektedir. Şekil 3.39’daki dalgalanma Şekil 3.42’de gösterildiği gibi minimuma indirilmiştir. Şekil 3.42’deki yapıda çekilen akım iki katına çıktığından  $K$  parametresi 28,45 olarak alınmıştır ve anahtarlardan oluşan geçici durumlar yok sayılmıştır.



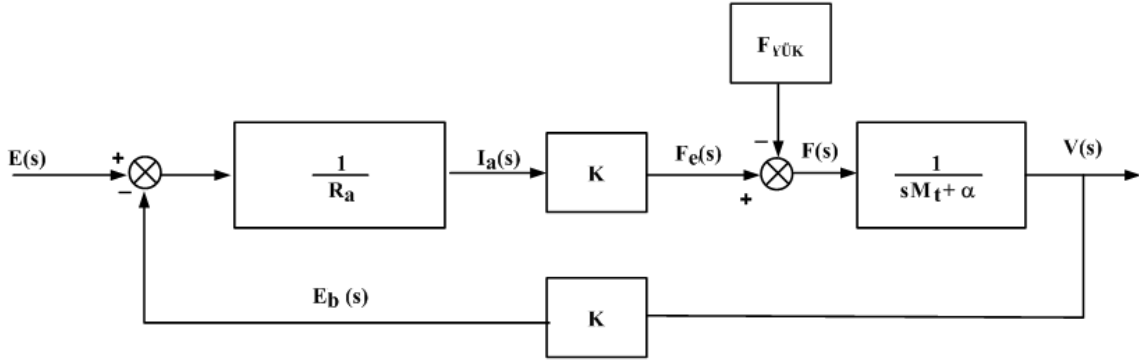
Şekil 4.9. Sabit  $K$  değişkeni için Simulink modeli

### 4.4. Motorun Sadeleştirilmiş Doğrusal Modeli

Kontrol teorisine göre bir sistemin transfer fonksiyonunun derecesi yükseldikçe denetleyici tasarımı güçleşir. Dolayısıyla gerçek sonuçlarla örtüştüğü sürece modellerin basitleştirilmesi tercih edilen bir yaklaşımdır. Bu bakış açısıyla tasarlanan motorun modelinin basitleştirilmesi yoluna gidilmiştir. Şekil 4.9’daki modelde elektriksel zaman sabiti  $\tau_e=L_b/R_a$  ifadesinden 0,002 s yani 2 ms bulunmuştur. Mekanik zaman sabiti ( $\tau_m=M_t/\alpha$ ) ise 127,15 ms’dir. Elektriksel zaman sabiti mekanik zaman sabitinin yanında ihmal edilebilecek seviyededir. Sonuç olarak motor modelini sadeleştirmek ve denetleyici tasarımı kolaylaştırmak için endüktans değeri ( $L_b$ ) ihmal edilebilir. Sadeleştirilmiş model için Eş. 4.7’deki durum denkleminde  $L_b$  değeri kaldırılırsa, motorun elektrik devresi denklemi

$$e(t) = R_a i_a(t) + e_b(t) \quad (4.39)$$

olur. Eş. 4.39 ve Eş. 4.6 dikkate alınarak motorun sadeleşmiş doğrusal modeli Şekil 4.10'daki gibi elde edilmiştir.



Şekil 4.10. Motorun sadeleştirilmiş doğrusal modeli

Şekil 4.10'daki blok diyagramının eşdeğer transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{\frac{K}{R_a(sM_t + \alpha)}}{1 + \frac{K^2}{R_a(sM_t + \alpha)}} \quad (4.40)$$

olup, yeniden düzenlendiğinde

$$G(s) = \frac{K}{sR_aM_t + \alpha R_a + K^2} \quad (4.41)$$

ifadesine ulaşılır ve  $s$  yalnız bırakıldığında ise

$$G(s) = \frac{\frac{K}{M_t R_a}}{s + \frac{\alpha R_a + K^2}{M_t R_a}} \quad (4.42)$$

elde edilir. Sonuçta birinci dereceden bir transfer fonksiyonunun genel biçimi olan



$$G(s) = \frac{b}{s+a} \quad (4.43)$$

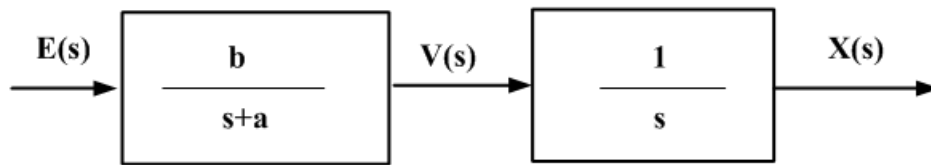
dikkate alındığında  $a$  ve  $b$  parametreleri sırasıyla

$$b = \frac{K}{M_t R_a} \quad (4.44)$$

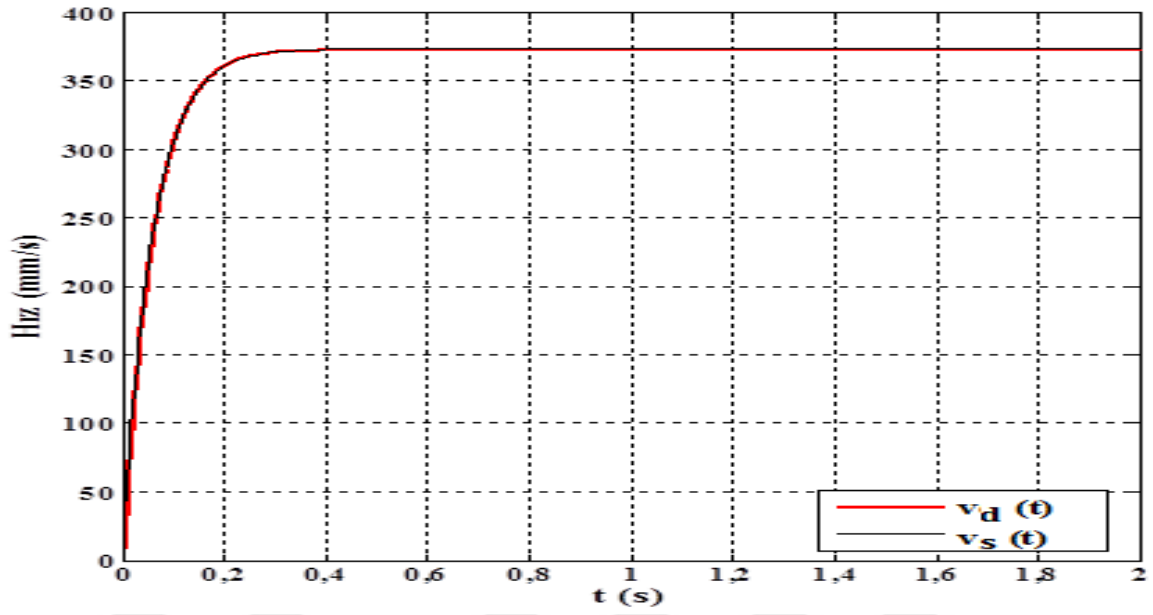
$$a = \frac{\alpha R_a + K^2}{M_t R_a} \quad (4.45)$$

olarak bulunur. Motorun diğer parametreleri ve sabit  $K=28,45$  için  $a$  ve  $b$  değişkenleri sırası ile 16,67 ve 0,31 olarak hesaplanmıştır. Endüvi voltajı ve konum arasındaki transfer fonksiyonunun blok diyagramı ise Şekil 4.11 şeklinde elde edilmiştir.

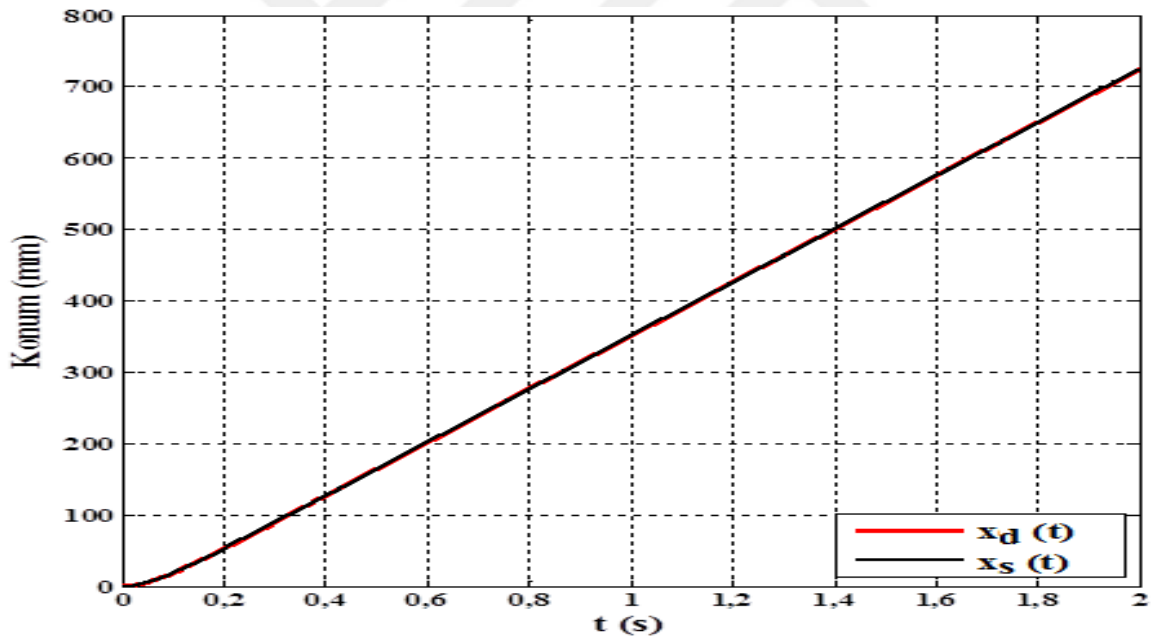
Endüvi endüktansının motorun hız ve konum tepkileri üzerindeki etkilerini test etmek için Şekil 4.9 ve Şekil 4.10'da verilen modeller dikkate alınmış ve endüvi voltajı  $e(t)$  20 Volta ayarlanarak Simulink ortamında benzetimler yapılmıştır. Bu kapsamda sadeleştirilmiş ve sadeleştirilmemiş modellere ait durum değişkeni bilgileri grafiklerle sunulmuştur. Her iki modele ait hız tepkisi Şekil 4.12'de, konum tepkisi Şekil 4.13'de ve motor akımı Şekil 4.14'de verilmiştir. Grafiklerde  $v_d(t)$  sadeleştirilmemiş doğrusal model hız tepkisini,  $v_s(t)$  sadeleştirilmiş doğrusal model hız tepkisini,  $x_d(t)$  sadeleştirilmemiş doğrusal model konum tepkisini,  $x_s(t)$  sadeleştirilmiş doğrusal model konum tepkisini,  $i_d(t)$  sadeleştirilmemiş doğrusal model akımını,  $i_s(t)$  sadeleştirilmiş doğrusal model akımını temsil etmektedir.



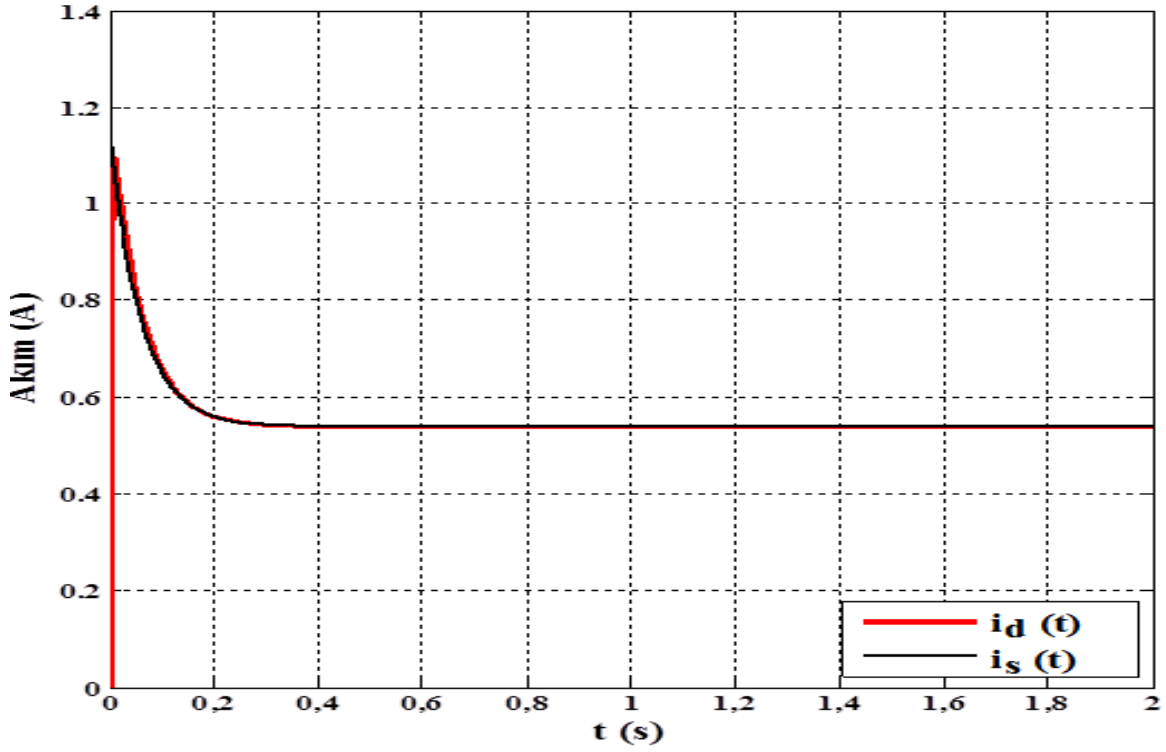
Şekil 4.11. Endüvi gerilimi ve konum arası transfer fonksiyonu



Şekil 4.12. Hız tepkisi: sadeleştirilmiş ( $v_s(t)$ ) ve sadeleştirilmemiş ( $v_d(t)$ ) doğrusal model,  $e(t)=20$  Volt

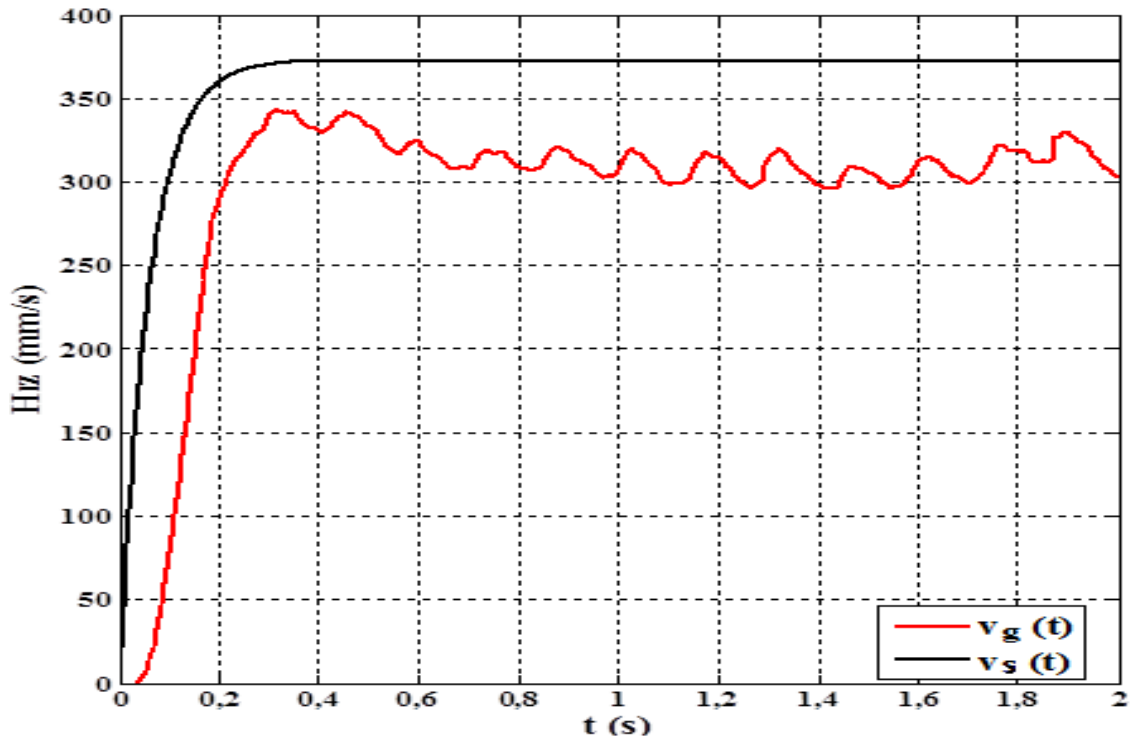


Şekil 4.13. Konum tepkisi: sadeleştirilmiş ( $x_s(t)$ ) ve sadeleştirilmemiş ( $x_d(t)$ ) doğrusal model,  $e(t)=20$  Volt

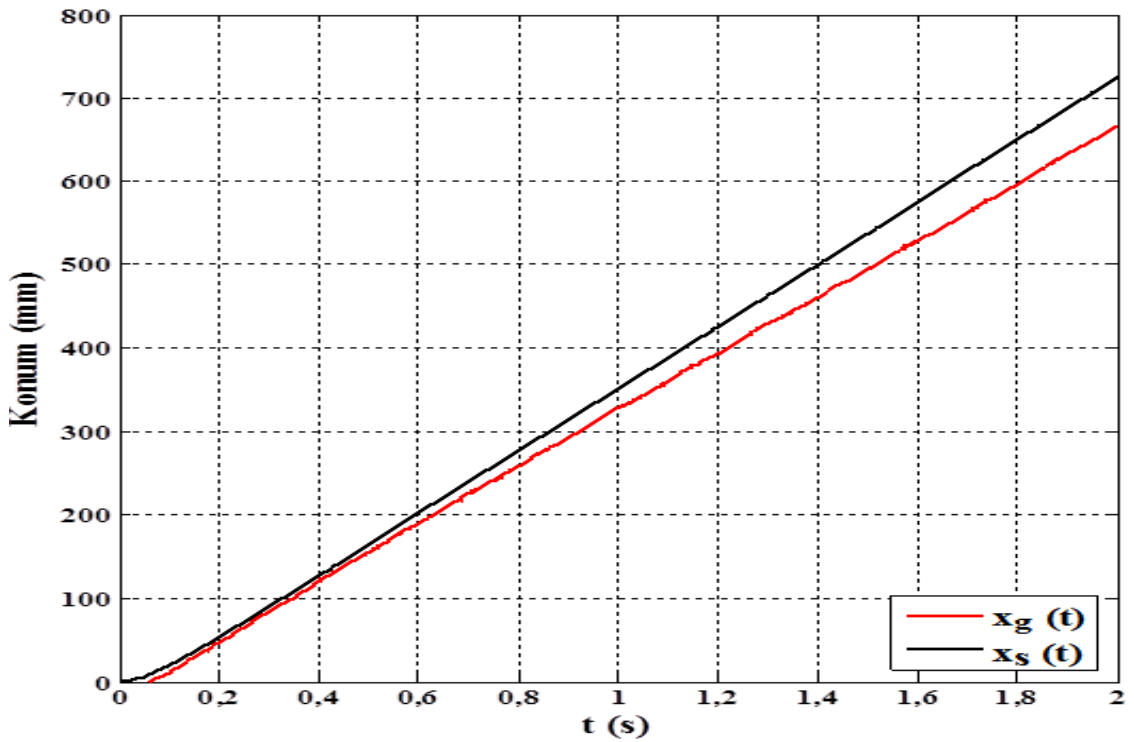


Şekil 4.14. Motor akımı: sadeleştirilmiş ( $i_s(t)$ ) ve sadeleştirilmemiş ( $i_d(t)$ ) doğrusal model,  $e(t)=20$  Volt

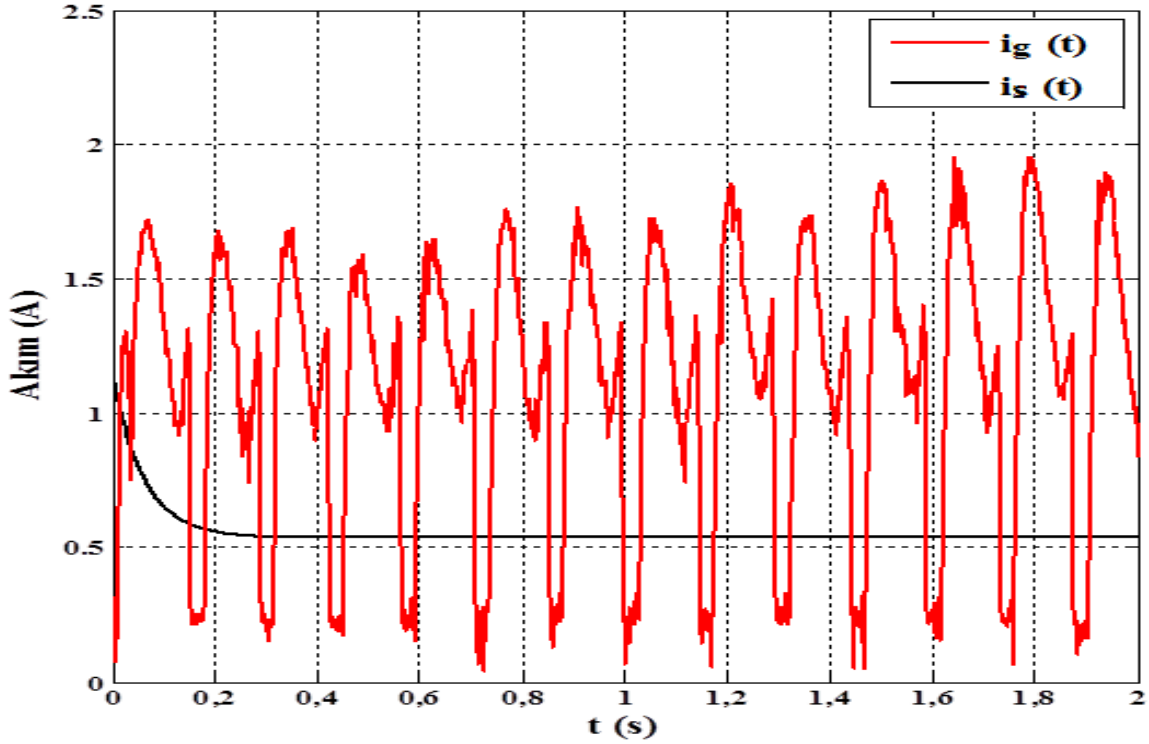
Grafiklerden de açıkça görüldüğü gibi endüktans değerinin ihmal edilmesi ve edilmemesi arasında önemli bir fark yoktur. Dolayısıyla  $L_b$  değeri hesaplamalarda dikkate alınmamıştır. İlave olarak endüvi voltajı  $e(t)$  20 Volt için sadeleştirilmiş doğrusal model çıktıları ile motordan deneysel olarak ölçülen hız, konum ve akım bilgilerinin zamana göre değişimleri sırasıyla Şekil 4.15, Şekil 4.16 ve Şekil 4.17’de verilmiştir. Grafiklerdeki  $v_g(t)$  ölçülen hız tepkisini,  $x_g(t)$  ölçülen konum tepkisini ve  $i_g(t)$  ölçülen akım eğrilerini temsil etmektedir.



Şekil 4.15. Hız tepkisi: gerçek ( $v_g(t)$ ) ve sadeleştirilmiş doğrusal model ( $v_s(t)$ ),  $e(t)=20$  Volt



Şekil 4.16. Konum tepkisi: gerçek ( $x_g(t)$ ) ve sadeleştirilmiş doğrusal model ( $x_s(t)$ ),  $e(t)=20$  Volt



Şekil 4.17. Akım değeri: gerçek ( $i_g(t)$ ) ve sadeleştirilmiş doğrusal model ( $i_s(t)$ ),  $e(t)=20$  Volt

Şekil 4.15, Şekil 4.16 ve Şekil 4.17'den görüldüğü gibi sadeleştirilmiş doğrusal modelle motorun hız, konum ve akım grafikleri verileri birbiri ile uyuşmamaktadır. Ölçülen değerlerin sadeleştirilmiş doğrusal modelin cevabından farklı çıkmasının sebebi, motordaki doğrusal olmayan etkilerdir. Konuma bağlı  $K$  değişkenindeki dalgalanmaları, bobin geçişindeki anahtarlamalardan oluşan geçici durum etkilerinin geliştirilen modele ilave edilebilme zorunluluğu ortaya çıkmıştır.

#### 4.5. Motorun Doğrusal Olmayan Modeli

Önerilen doğrusal modelin, motorun gerçek davranışı ile örtüşmediği önceki bölümde gösterilmiştir. Dolayısıyla diğer etkenlerin model içerisinde yer alması gerekmektedir. Örneğin endüvi nüvesi üzerinde sıralanmış olan bobinlerin ve komitasyon stratejisi sayesinde oluşan geçici rejimlerin dikkate alınması önemlidir.

Tasarlanan lineer DC motorda tek bobin olduğu varsayılarak önerilen eşdeğer devre Şekil 4.1'de ve ilgili denklemleri Eş. 4.6 ve Eş. 4.7'de verilmiştir. Ancak Şekil 3.41'deki fırça sistemi dikkate alındığında, sistemde başlangıçta iki bobinin, fırçalar bir miktar ilerlediğinde ise dört bobinin devrede olacağı rahatlıkla görülmektedir. İlgili dört bobinin devreye alınma,

devreden çıkarılma ve geçici rejimlerini motor modeline ekleyebilmek için Şekil 4.18'deki eşdeğer devre geliştirilmiştir. Konuma bağımlı olarak ilgili bobinlerde yapılan anahtarlamaları modellemek için Şekil 4.19'daki Simulink blok diyagramı oluşturulmuştur.

Motorun Eş. 4.6'daki matematiksel modeli doğrusaldır. Oysaki fırçaların durumuna göre konuma bağlı olarak enerjilenen bobin ve mıknatısların manyetik alanının içindeki aktif iletken sayısı,  $n$  değişmekte, dolayısıyla  $K$  parametresi de aynı şekilde geliştirilen fırça konfigürasyonuna rağmen konuma bağlı olarak değişmektedir. Sonuç olarak sistem doğrusal olmayan bir özellik arz etmektedir. Eş. 3.21'deki  $K$  parametresi, Eş. 4.11'de yerine yazıldığında,

$$\frac{di_a(t)}{dt} = -\frac{R_a i_a(t)}{L_b} - \frac{\left(2B_{gQ}L\left(n - \frac{n}{L_s}x(t)\right)\right)v(t)}{L_b} + \frac{e(t)}{L_b}$$

ifadesi, endüvi sargılarının endüktansı ihmal edildiğinde ise

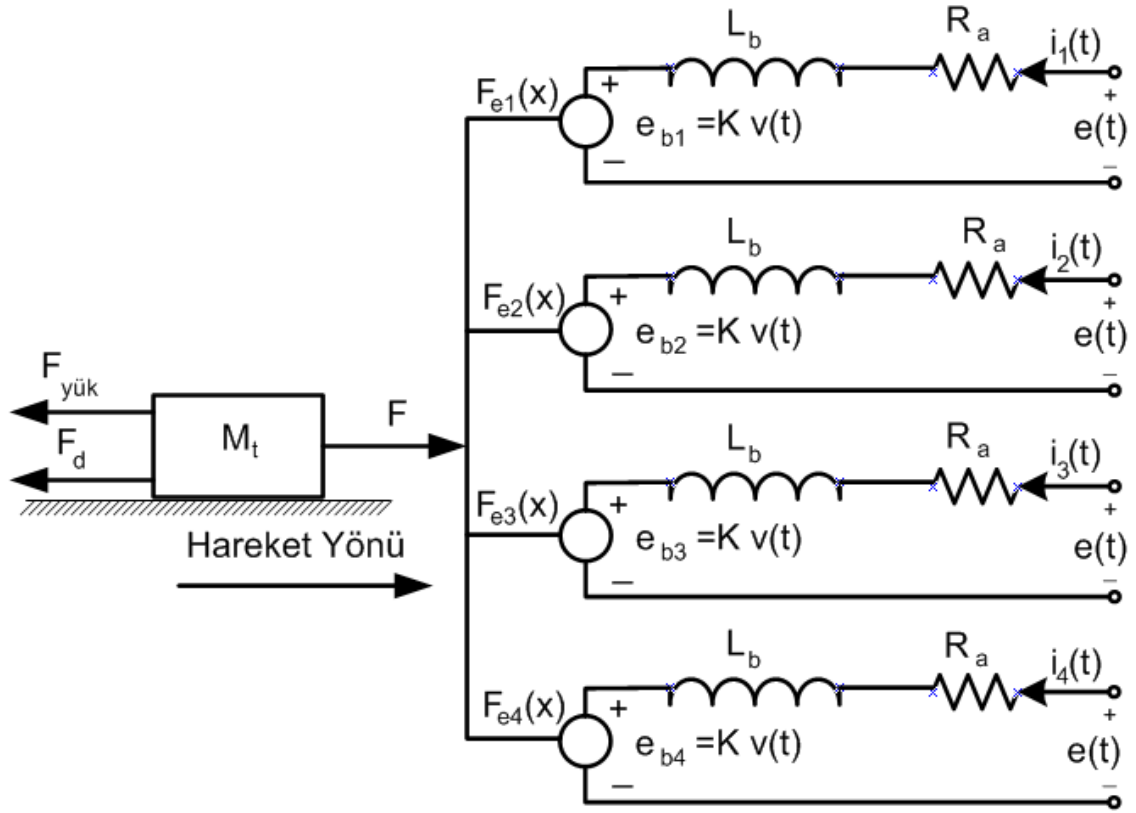
$$\frac{di_a(t)}{dt} = -R_a i_a(t) - \left(2B_{gQ}L\left(n - \frac{n}{L_s}x(t)\right)\right)v(t) + e(t) \quad (4.46/a)$$

sonucu elde edilir. Aynı şekilde Eş. 4.6'daki hareket denklemleri de genişletildiğinde

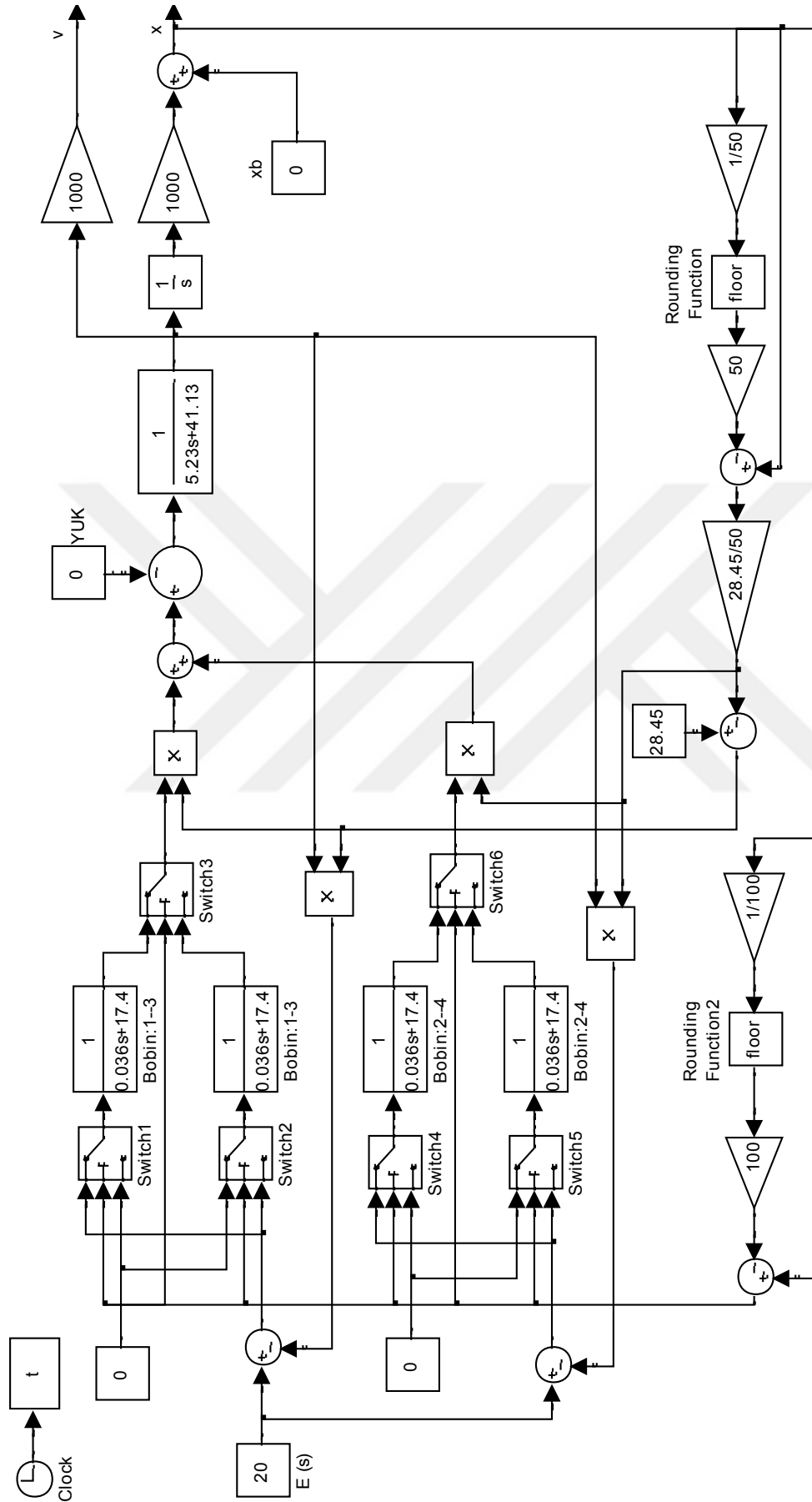
$$\frac{dv(t)}{dt} = \frac{1}{M_t} \left(2B_{gQ}L\left(n - \frac{n}{L_s}x(t)\right)\right)i_a(t) - \frac{\alpha v(t)}{M_t} - \frac{F_{yük}}{M_t} \quad (4.46/b)$$

$$\frac{dx(t)}{dt} = v(t)$$

sonucuna ulaşılır. Denklemlerden görüldüğü gibi  $K$  yerine Eş. 3.23'deki  $K_l$  ifadesi yazıldığında  $x(t)$  ve  $i_a(t)$  gibi iki durum değişkeni çarpım durumuna gelir ve sistem doğrusallıktan çıkar. Dolayısıyla yukarıda bahsedilen konuma bağımlı kuvvet ve zıt emk bilgilerini içeren model Şekil 4.19'daki gibi geliştirilmiştir.



Şekil 4.18. Komitasyon stratejisi ve eşdeğer devre

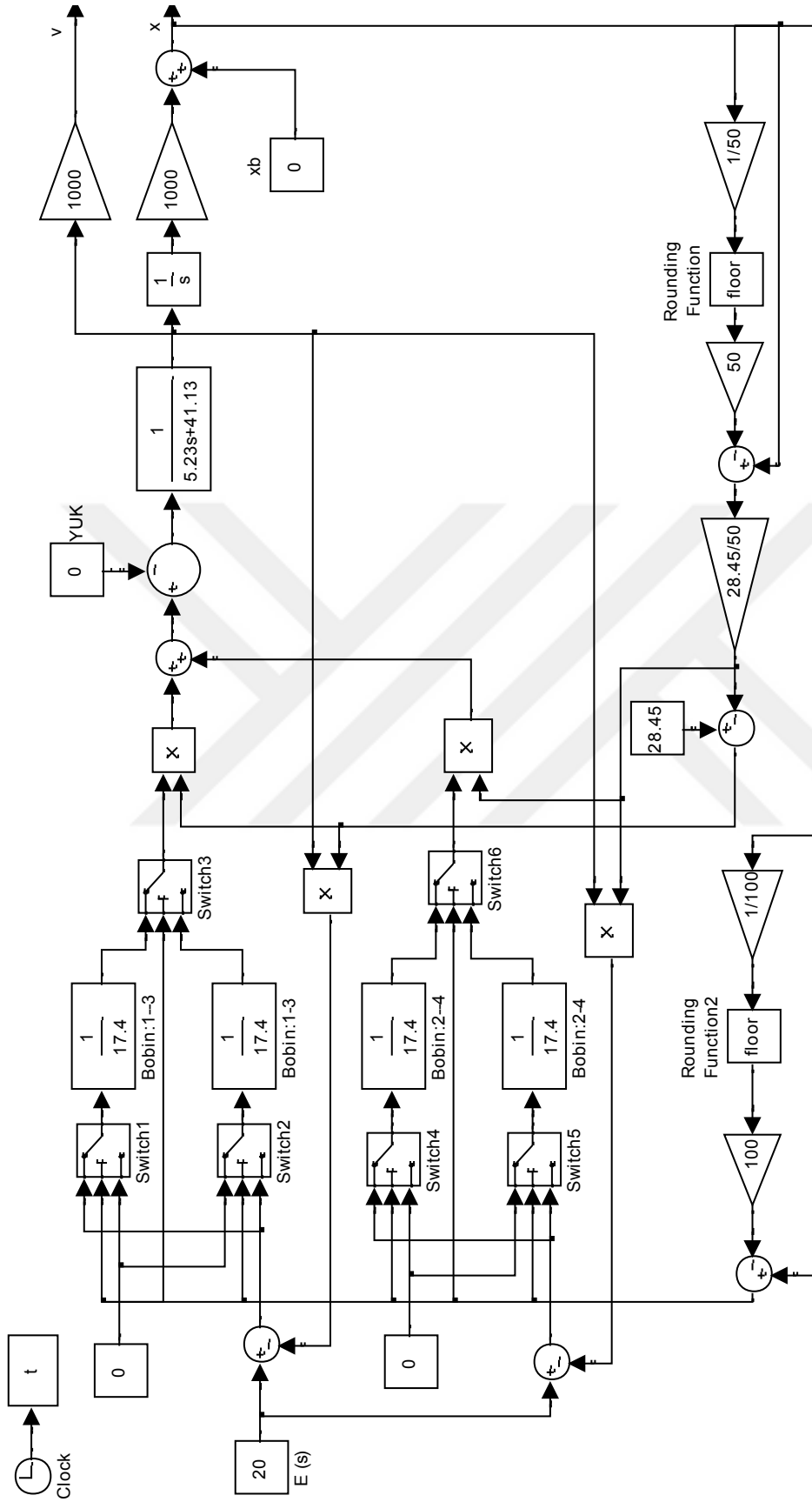


Şekil 4.19. Sadeleştirilmemiş doğrusal olmayan model

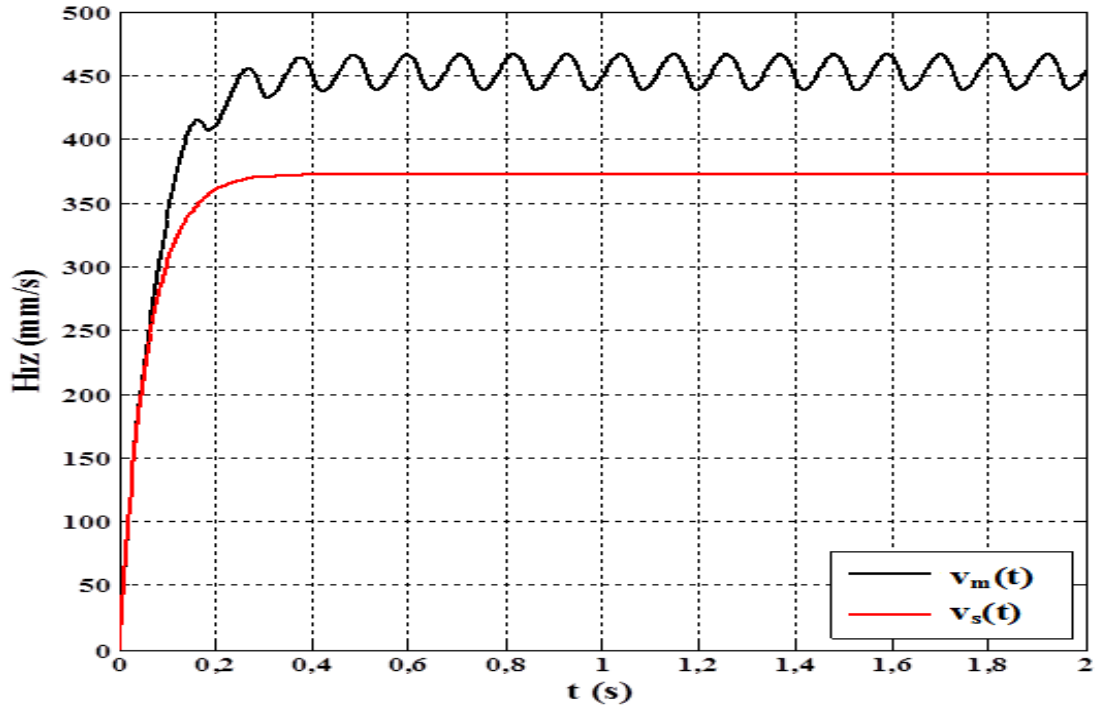


Şekil 4.19'daki sadeleştirilmemiş doğrusal olmayan modelde, motora uygulanan voltajından zıt emk,  $e_b(t)$ , çıkarıldıktan sonra bobinleri enerjilendiren bölüme geçilmiştir. Bobin geçişlerindeki geçici rejim durumlarını elde edebilmek için konum sinyalinin alınan bilgiler doğrultusunda anahtarlama yapılarak bir sonraki bobine geçişin benzetimi yapılmıştır. Fırça düzeneği için Bkn. (Şekil 3.40). Aynı anda 1. ve 3. bobinler devrede olduğundan iki farklı bobin gurubu oluşturulmuş ve çıkışlarından akım elde edilmiştir. Her bobinin baş tarafından itibaren tekrarlanacak şekilde testere dişi şeklinde konum ve  $K$  bilgisi oluşturulmuş ve elde edilen  $K$  katsayısı endüvi akımı ile çarpılmıştır. Daha önceki bölümde endüvi sargılarının endüktanslarının ihmal edilebileceği tespit edilmişti. Aynı yaklaşımla Şekil 4.19'da verilen modeldeki endüktanslar ihmal edilerek Şekil 4.20'de gösterilen sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model elde edilmiştir.

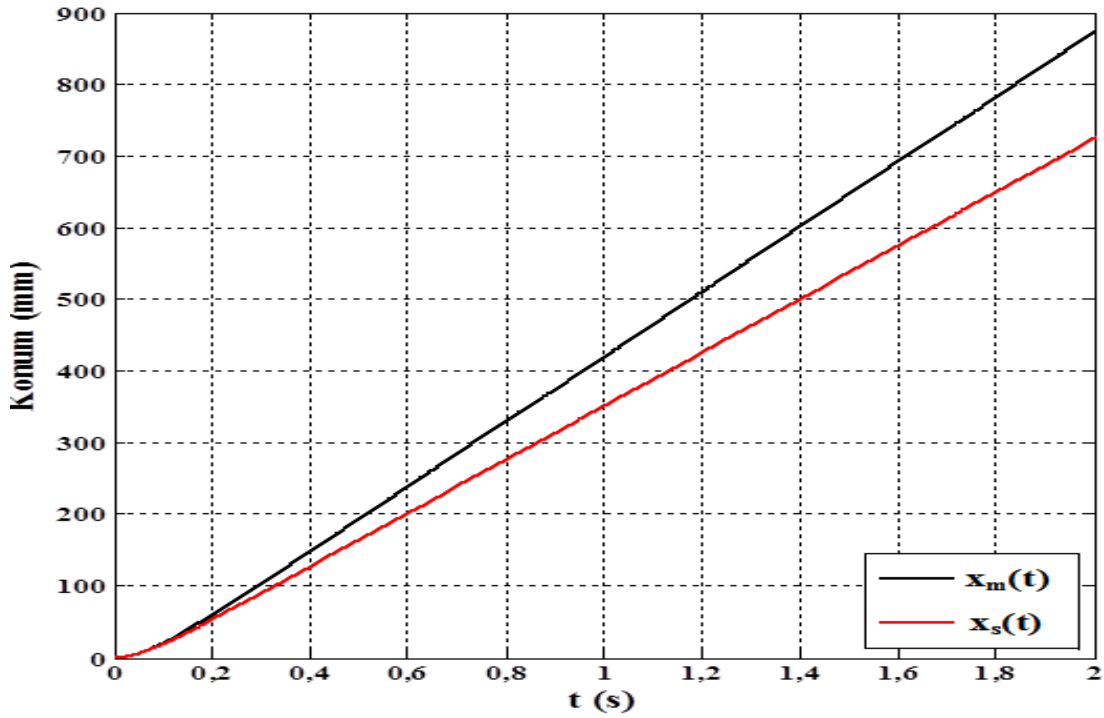
Şekil 4.10'da verilen sadeleştirilmiş doğrusal model ile Şekil 4.20'de verilen sadeleştirilmiş doğrusal olmayan modelin karşılaştırılması için endüvi voltajı,  $e(t)=20$  Volt'a ayarlanarak benzetimler yapılmıştır. Elde edilen hız, konum ve akım grafikleri sırasıyla Şekil 4.21, Şekil 4.22 ve Şekil 4.23'de verilmiştir. Doğrusal olmayan model doğrusal modele göre % 16 yüksek kalmıştır. Konum olarak da haliyle daha ileri gitmiştir.



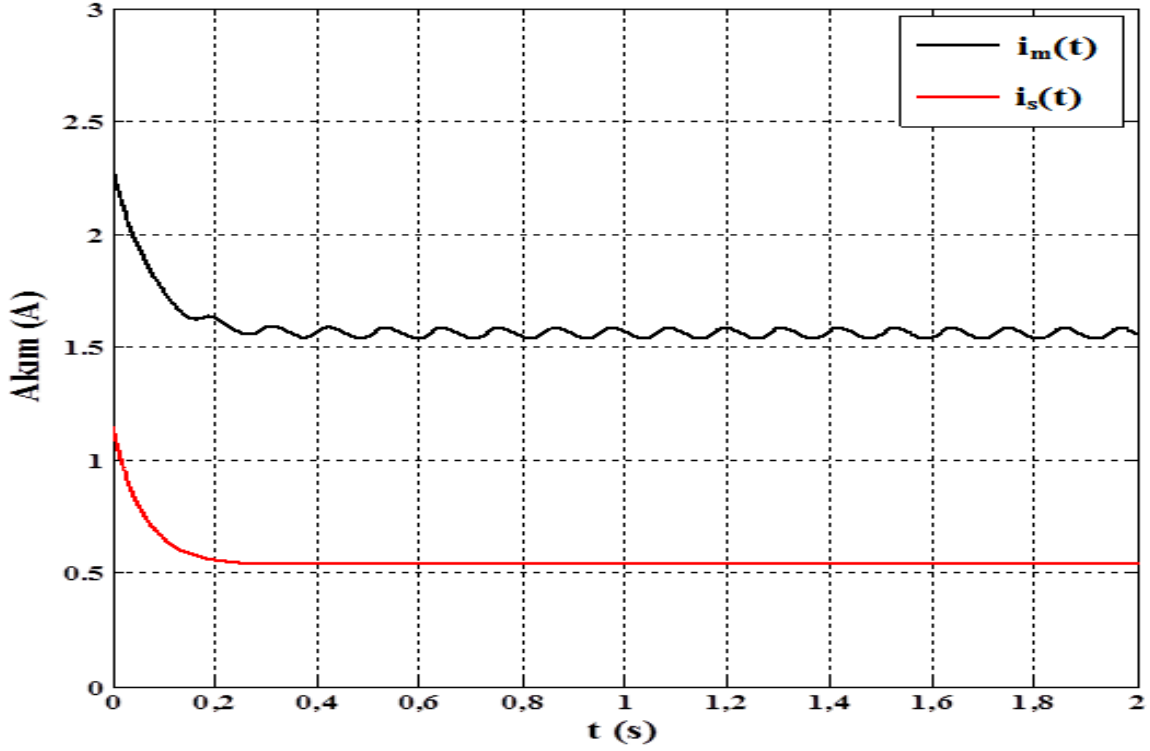
Şekil 4.20. Sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model



Şekil 4.21. Hız tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal ( $v_s(t)$ ) ve sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ),  $e(t)=20$  Volt

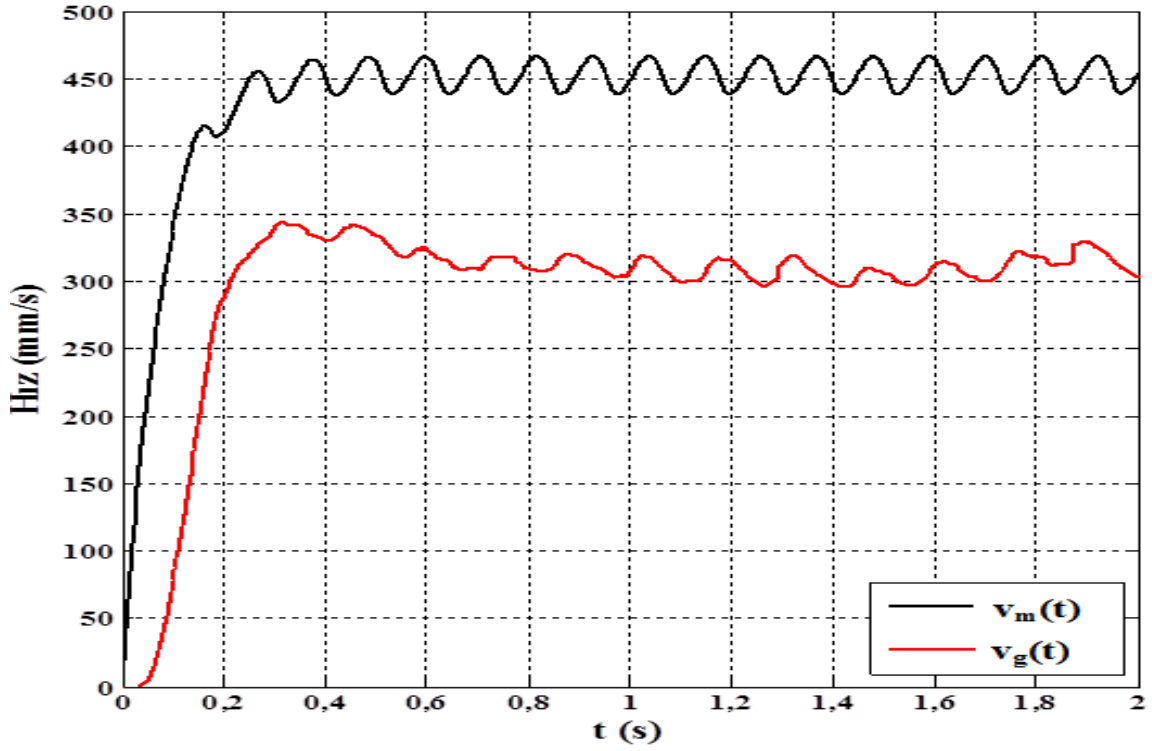


Şekil 4.22. Konum tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal ( $x_s(t)$ ) ve sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ),  $e(t)=20$  Volt

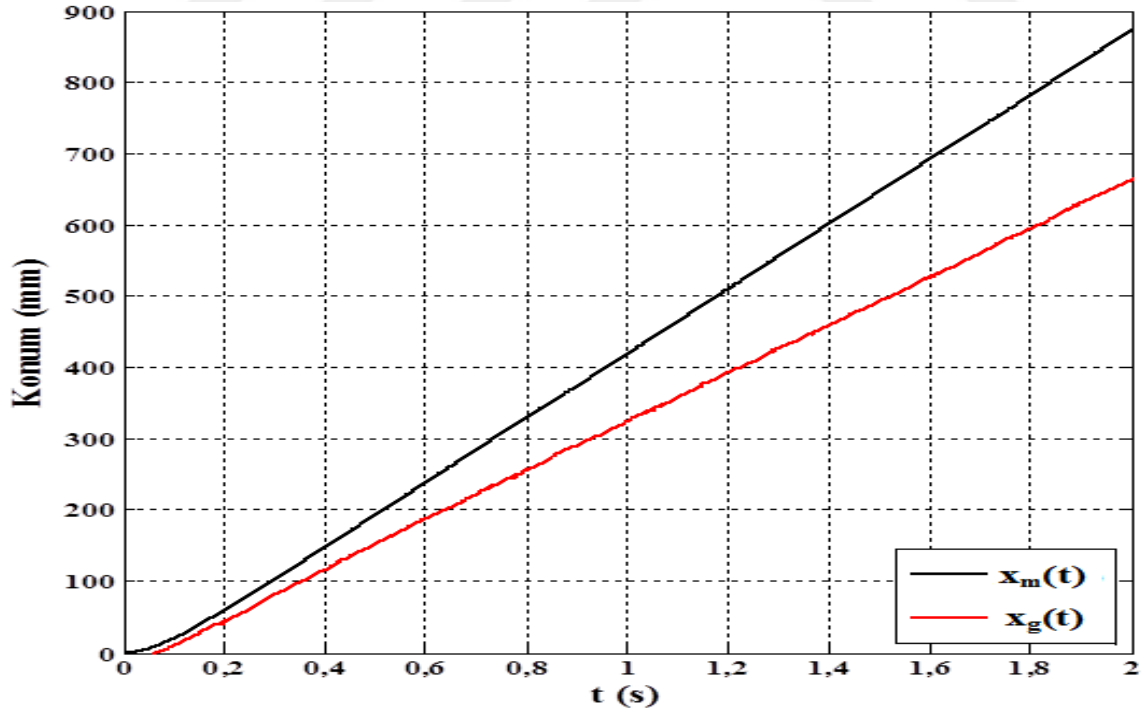


Şekil 4.23. Akım cevabı: sadeleştirilmiş doğrusal ( $i_s(t)$ ) ve sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $i_m(t)$ ),  $e(t)=20$  Volt

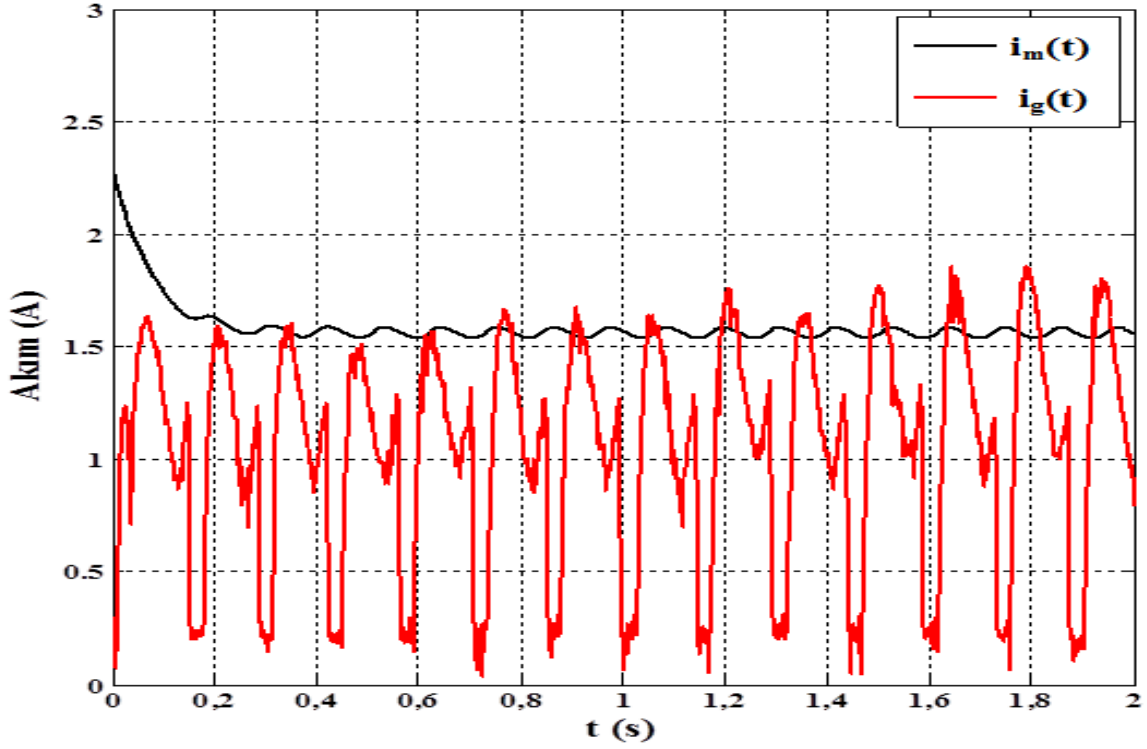
Diğer taraftan endüvi voltajı,  $e(t)=20$  Volt'a ayarlanarak motor çalıştırılmış ve ihtiyaç duyulan veriler kaydedilmiştir. Aynı şekilde sadeleştirilmiş doğrusal olmayan modelin tepkileri ile deneysel olarak ölçülen hız, konum ve akım bilgileri sırasıyla Şekil 4.24, Şekil 4.25 ve Şekil 4.26'da verilmiştir. Verilen grafiklerde  $v_m(t)$  sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model hız tepkisini,  $x_m(t)$  sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model konum tepkisini,  $i_m(t)$  sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model akım cevabını vermektedir.



Şekil 4.24. Hız tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) ve gerçek ( $v_g(t)$ ),  $e(t)=20$  Volt

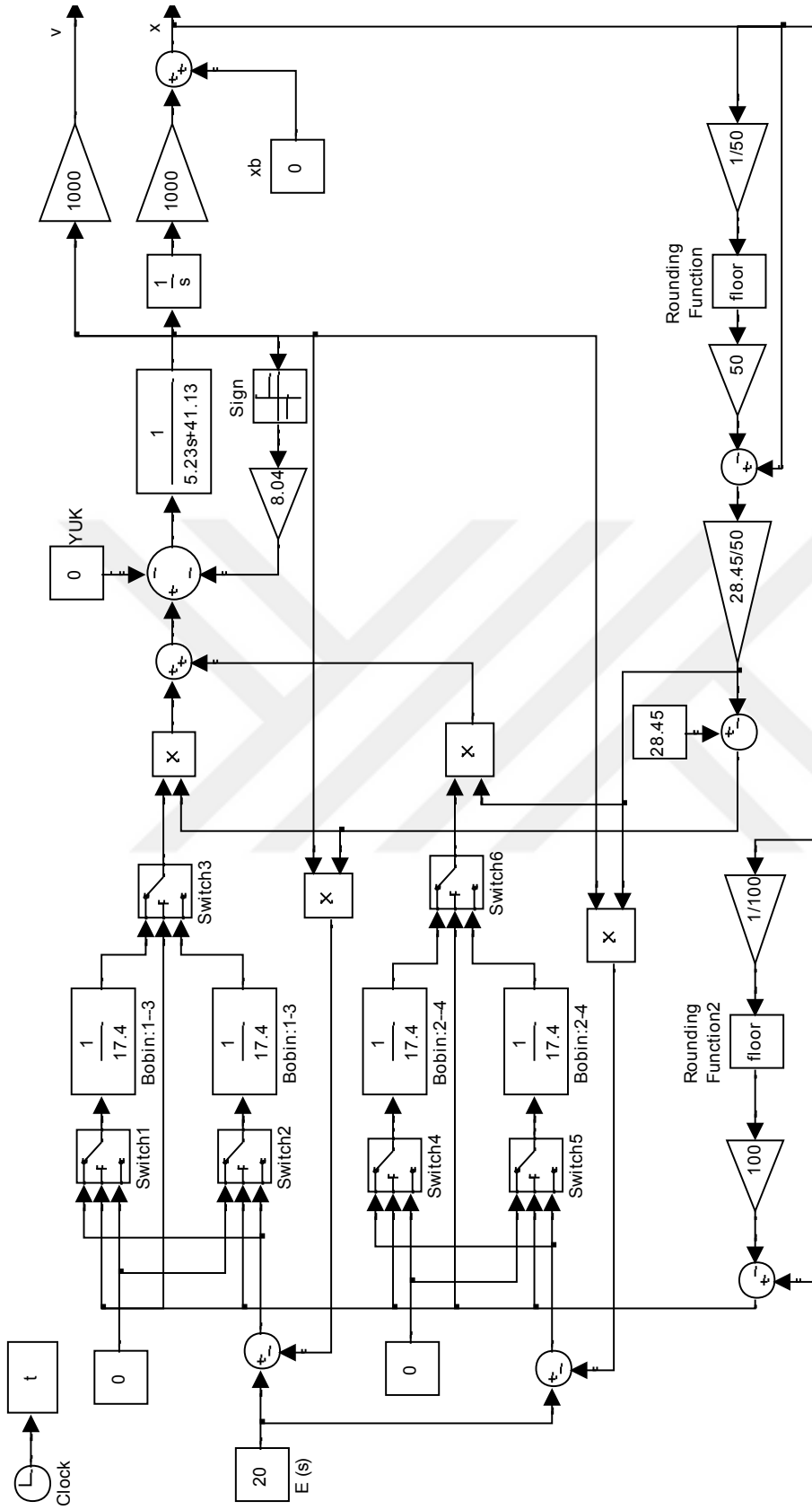


Şekil 4.25. Konum tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) ve gerçek ( $x_g(t)$ ),  $e(t)=20$  Volt

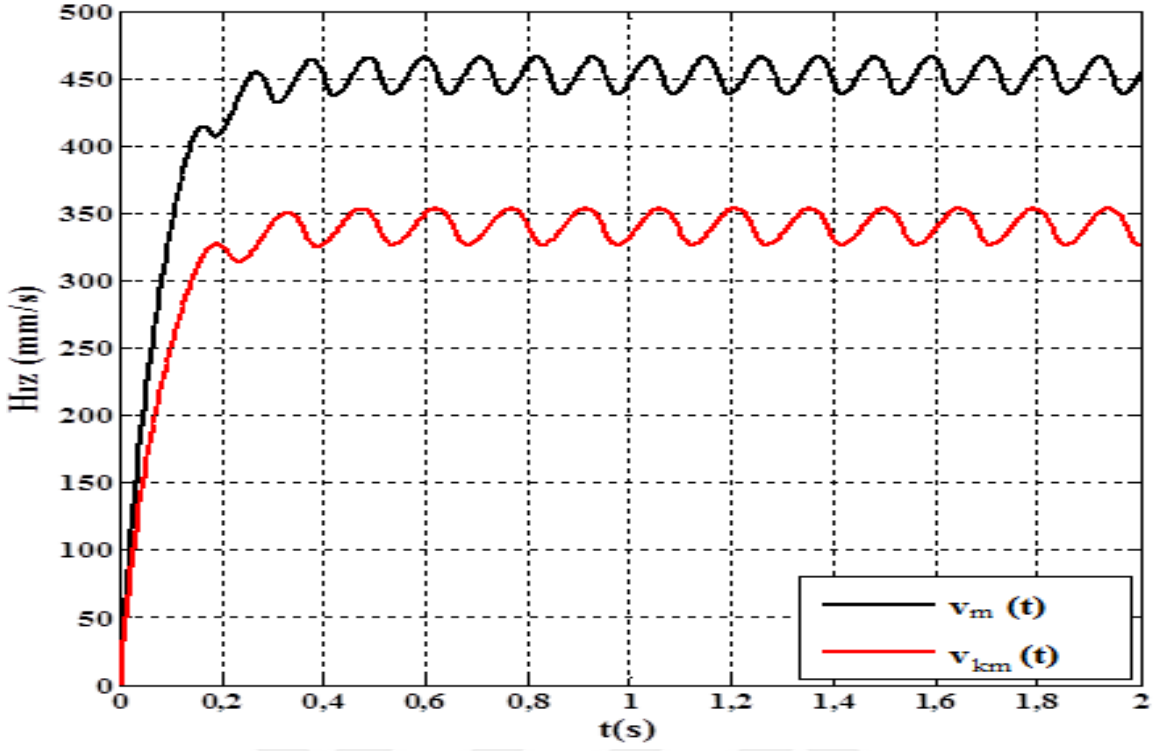


Şekil 4.26. Akım cevabı: sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $i_m(t)$ ) ve gerçek ( $i_g(t)$ ),  $e(t)=20$  Volt

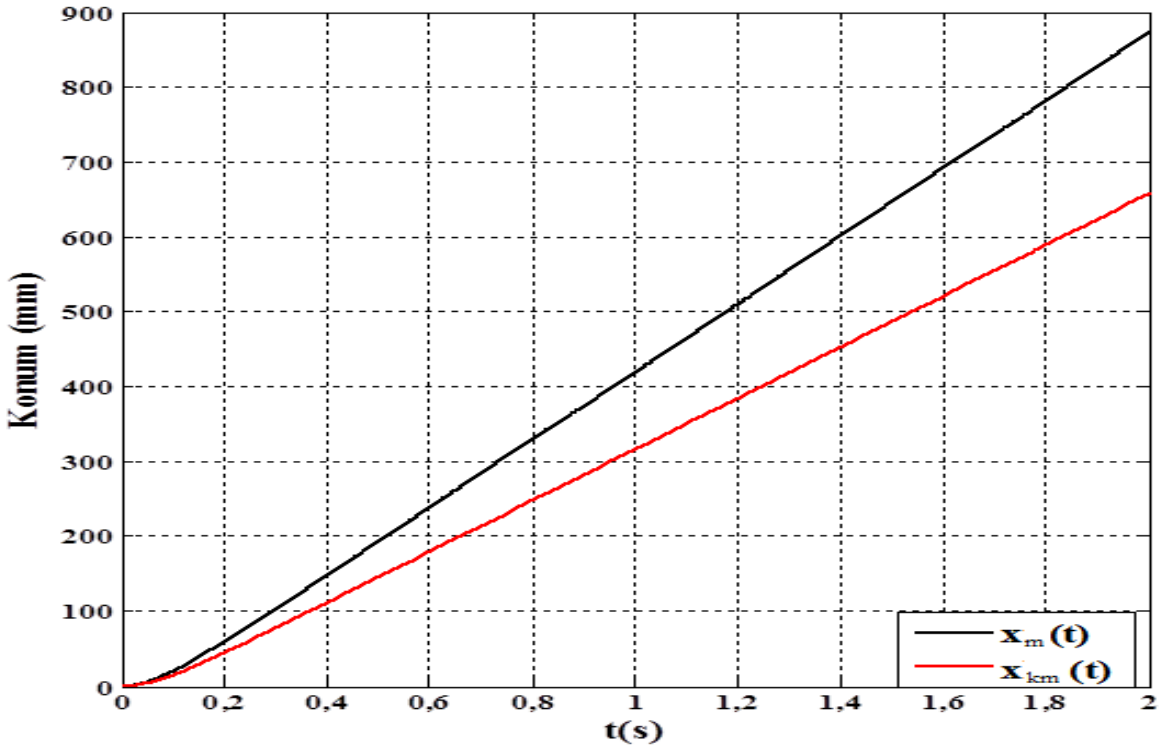
Şekil 4.20'deki modelden elde edilen ve deneysel olarak ölçülen hız grafikleri Şekil 4.24'de verilmiştir. Görüldüğü gibi hız dalgalanmaları karakter olarak benzetmekle birlikte Kulomb sürtünmesinden dolayı genlik bakımından % 32 geride kalmıştır ve gecikme vardır. Dolayısıyla fiziksel sistemde mevcut olan Kulomb sürtünmesinin de sadeleştirilmiş doğrusal olmayan modele ilavesi gerekmektedir. Kulomb sürtünme kuvveti Eş. 4.29'da 8,04 olarak bulunmuş olup, Şekil 4.7'de işaret fonksiyonu ile modellenmiştir. Söz konusu Kulomb sürtünmesi doğrusal olmayan modele ilave edilerek Şekil 4.27'de gösterilen blok diyagramı elde edilmiştir. Şekil 4.27'de verilen blok diyagramı ve  $e(t)=20$  Volt olacak şekilde Simulink ortamında benzetimler yapılmıştır. Kulomb sürtünme kuvveti ilaveli ve ilavesiz modellerin hız, konum ve akım grafikleri sırası ile Şekil 4.28, Şekil 4.29 ve Şekil 4.30'da sunulmuştur. Kulomb sürtünme kuvveti ilavesi Şekil 4.28'de görüldüğü gibi modelin hız değerini % 26 aşağıya çekmiş ve prototipten elde edilen hız tepkisine yaklaşmasını sağlamıştır.



Şekil 4.27. Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model

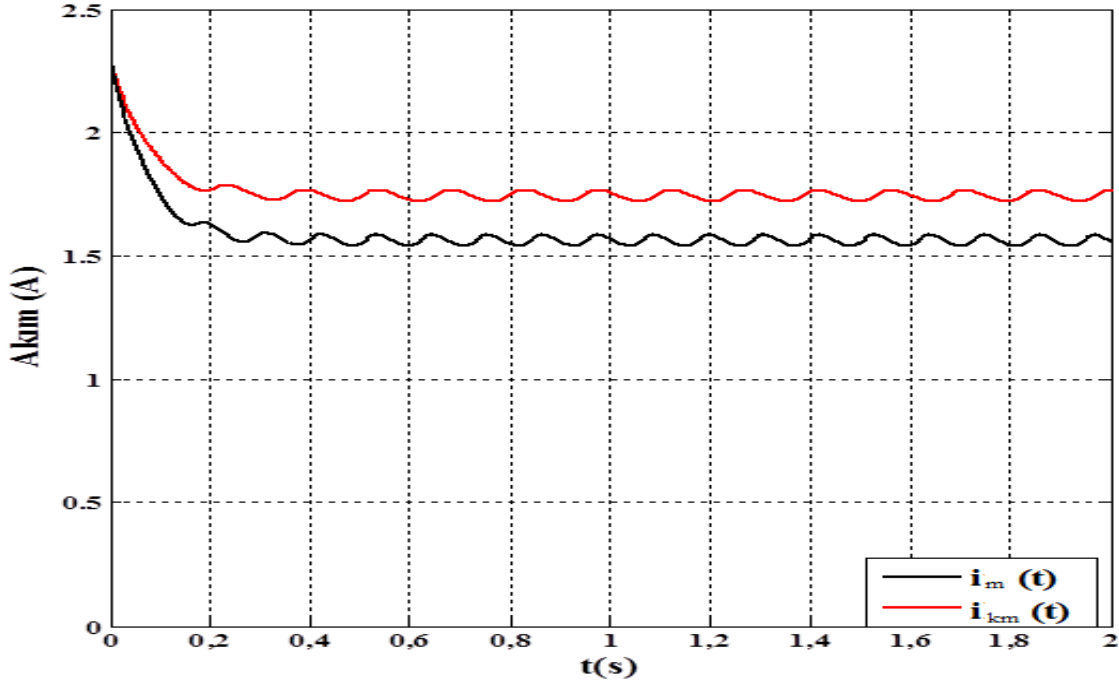


Şekil 4.28. Hız tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli ( $v_{km}(t)$ ) ve ilavesiz ( $v_m(t)$ ) doğrusal olmayan sadeleştirilmiş model,  $e(t)=20\text{Volt}$



Şekil 4.29. Konum tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli ( $x_{km}(t)$ ) ve ilavesiz ( $x_m(t)$ ) sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model,  $e(t)=20\text{Volt}$

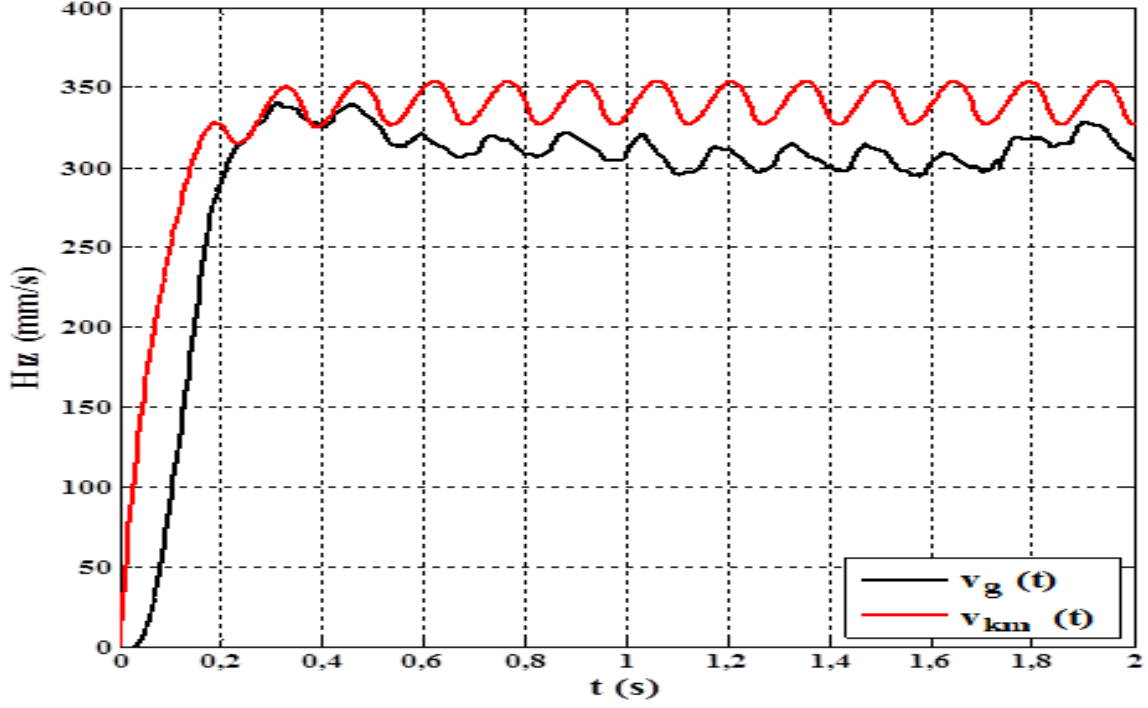




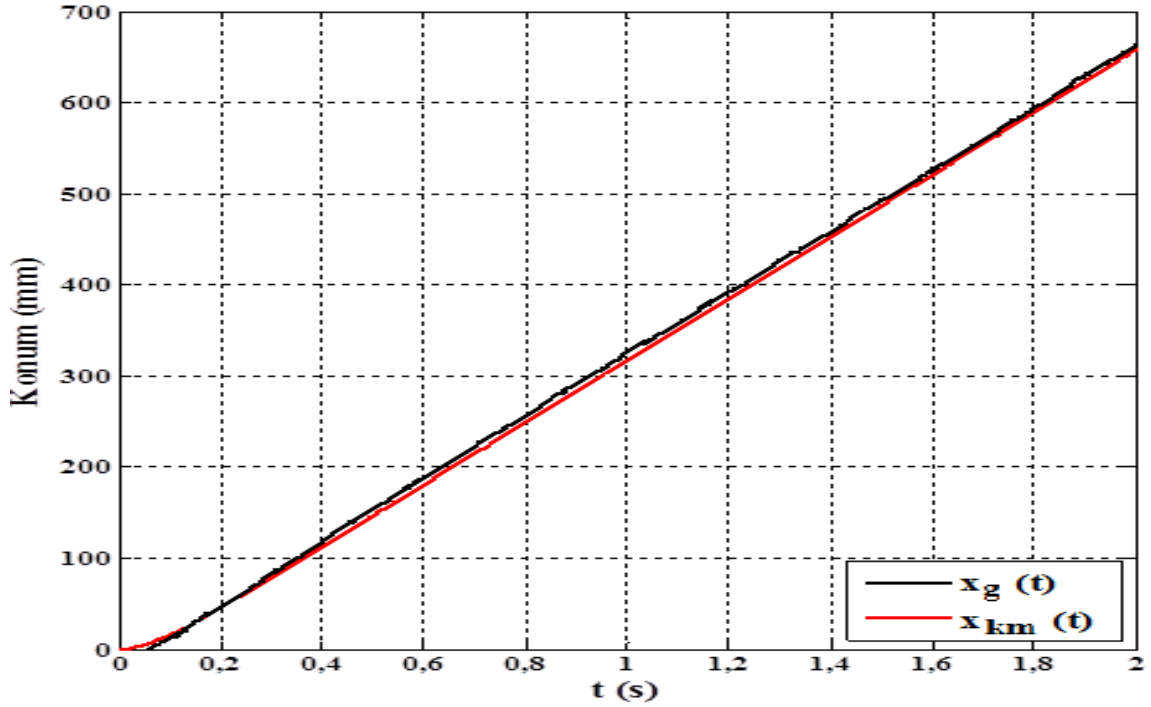
Şekil 4.30. Akım cevabı: Kulomb sürtünmesi ilaveli ( $i_{km}(t)$ ) ve ilavesiz ( $i_m(t)$ ) sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model,  $e(t)=20\text{Volt}$

Kulomb sürtünmesi ilave edilmiş sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model tepkileri ile deneysel olarak ölçülen hız, konum ve akım verileri sırasıyla Şekil 4.31, Şekil 4.32 ve Şekil 4.33'da gösterilmiştir. Şekillerde  $v_{km}(t)$  Kulomb sürtünmesi kuvveti ilaveli sadeleştirilmiş lineer olmayan modelin hız tepkisini,  $x_{km}(t)$  Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş lineer olmayan modelin konum tepkisini ve  $i_{km}(t)$  Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş lineer olmayan modelin akım cevabını temsil etmektedir. Şekil 4.31'de görüldüğü gibi prototipi yapılan motorda mıknatısların uyguladığı kuvvet ve ayar problemlerinden dolayı motorun orta kısımlarında daha fazla sürtünme olmakta, kenar kısımlarında modelle ölçülen veriler tutmaktadır. Kulomb sürtünmesi ilave edilmeden önce Şekil 4.24'de verildiği gibi sadeleştirilmiş doğrusal olmayan modelle ölçülen arasındaki fark % 32 iken Kulomb sürtünmesi ilave edildikten sonra Şekil 4.31'de görüldüğü gibi % 7'ye düşmüştür.

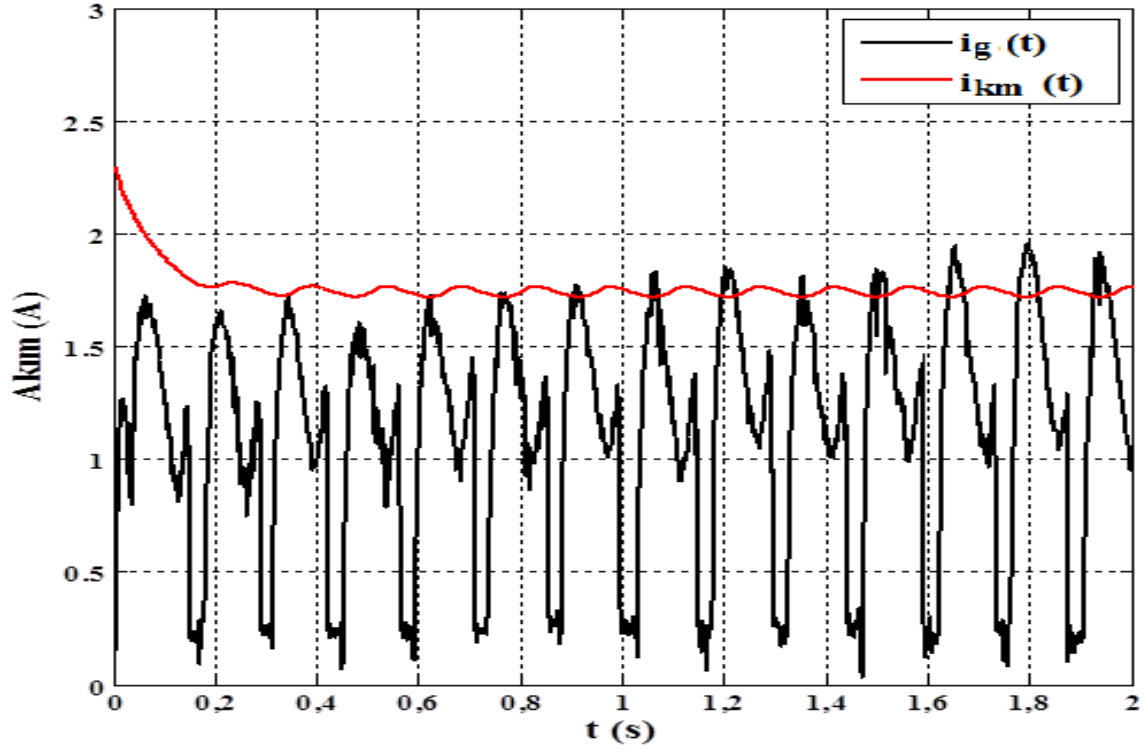
Kulomb sürtünme kuvveti Şekil 4.7'de gösterildiği gibi hız sıfırdan farklı iken, yani sistem hareket halindeyken aktif durumdadır. Motorun ürettiği kuvvet dikkate alındığında ihmal edilemez büyüklüktedir. Nitekim deneysel olarak ölçülen hız tepkisi Kulomb sürtünmesi ilave edilmiş model çıktıları ile örtüşmektedir. Başka bir ifadeyle Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model, tasarlanan DC lineer motorun gerçek davranışına en yakın tepkiyi üretmiştir.



Şekil 4.31. Hız tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli doğrusal olmayan sadeleştirilmiş model ( $v_{km}(t)$ ) ve gerçek ( $v_g(t)$ ),  $e(t)=20$  Volt



Şekil 4.32. Konum tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli doğrusal olmayan sadeleştirilmiş model ( $x_{km}(t)$ ) ve gerçek ( $x_g(t)$ ),  $e(t)=20$  Volt

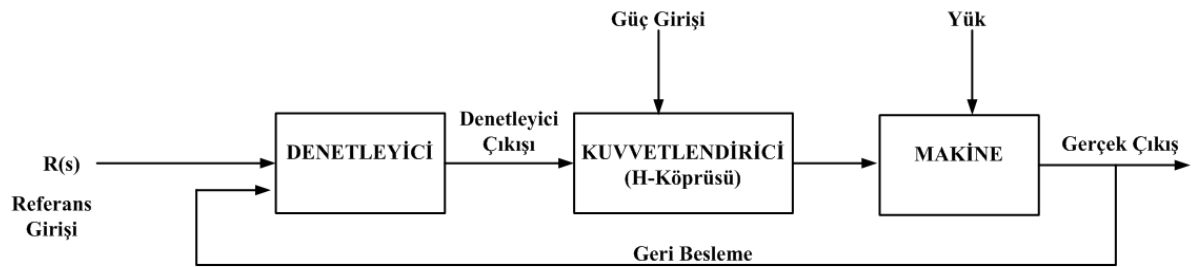


Şekil 4.33. Akım cevabı: Kulomb sürtünmesi ilaveli doğrusal olmayan sadeleştirilmiş model ( $i_{km}(t)$ ) ve gerçek ( $i_g(t)$ ),  $e(t)=20$  Volt



## 5. DENETLEYİCİ TASARIMI

Bir sistemin istenilen sonuçları ya da komutları hatasız olarak takip etmesi mühendislik alanının en temel ihtiyaçlarındandır. Söz konusu komutlar bir insan tarafından verilebileceği gibi her hangi bir sistem tarafından da üretilebilir. Genellikle referans değer olarak adlandırılan komutları makinenin anlayabileceği hale getirebilmek için ara bir dönüştürücüye ihtiyaç vardır. Bu işlevi yapan dönüştürücülere denetleyici adı verilmektedir. Sistemin çıkış bilgisini kullanmayan denetleyicilere açık çevrimli denetleyici denir. Açık çevrimli denetleyici her zaman için hataları da beraberinde getirebilir. Sistemdeki takip hatalarının sıfırlanması veya küçültülmesi için sistem çıkışından bilgi alınması ve istenilen değerle karşılaştırılması zorunludur. Sistemin daha verimli çalışmasını sağlayan geri beslemeli tip kontrole kapalı çevrimli kontrol denilir. Kapalı çevrimli kontrolde bilgisayardan çıkan bilgiler genellikle bir veri toplama (Data Acquisition: DAQ) kart üzerinden makineye iletilir. DAQ kart çıkışı çoğu zaman küçük voltaj ve akımlardan oluşur ve makineyi çalıştırmaya yeterli olmazlar. Dolayısıyla ara bir ünite ile sinyalin kuvvetlendirilmesi gereklidir. Oluşturulan deney sisteminde kuvvetlendirici olarak Şekil 5.1'deki gibi H-köprülü motor sürücü devresi kullanılmıştır.



Şekil 5.1. Kapalı çevrim kontrolde H-Köprüsünün kullanımı

Bilgisayarlar sayısal sinyallerle, fiziksel sistemler ise analog sinyallerle çalışırlar. Dolayısıyla geliştirilen motordan alınan analog geri besleme sinyallerini DAQ kart aracılığı ile sayısal çevrilip bilgisayara iletilmesi, bilgisayarda işlendikten sonra tekrar DAQ kart üzerinden analog çevrilip motor sürücüsüne iletilmesi gerekir.

### 5.1. Sabit Parametrelili Denetleyici Tasarımı

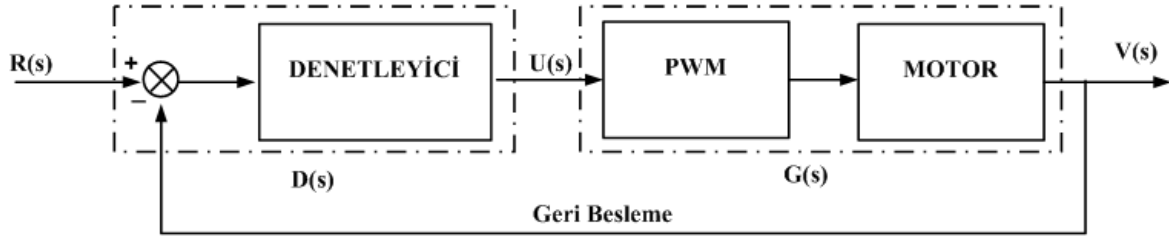
Geliştirilen motorda hız kontrol sistemi oluşturmak için temel olarak sistemden konum bilgisi geri besleme elemanı olarak kullanılan bir potansiyometrede voltaj bilgisine

dönüştürülmüş ve DAQ kart aracılığı ile bilgisayardaki Simulink ortamına taşınmıştır. Elde edilen geri besleme sinyali, Simulink ortamında referans hız bilgisiyle karşılaştırılarak bir hata sinyali üretilmiştir. Hata sinyalinin sistemi kontrol edebilmesi için kontrol sinyaline çevrilmesi gerekmektedir. Denetleyici çıkışında üretilen kontrol sinyali vasıtasıyla PWM sinyalinin görev süresi değiştirilmiş ve motorun denetimi sağlamıştır.

Kontrol sistemlerinde denetleyici tasarımı transfer fonksiyonlarının Laplas dönüşümü kullanılarak frekans boyutunda yapılır ve elde edilen denetleyici sayısal yaklaşım yöntemleri ile bilgisayar ortamında gerçekleştirilir [47]. Temel olarak hız kontrol sisteminin blok şeması Şekil 5.2'deki gibi olup, transfer fonksiyonu

$$T_v(s) = \frac{V(s)}{R(s)} = \frac{D(s)G(s)}{1 + D(s)G(s)} \quad (5.1)$$

şeklinde ifade edilir. Eş. 5.1'de  $T_v(s)$ ,  $R(s)$ 'den  $V(s)$ ' e transfer fonksiyonunu,  $V(s)$  ölçülen hızı,  $R(s)$  referans hızı,  $G(s)$  motor ve motor sürücüsünü içeren transfer fonksiyonunu,  $D(s)$  ise denetleyicinin transfer fonksiyonunu göstermektedir.



Şekil 5.2. Hız kontrolü için kapalı çevrim transfer fonksiyonu

Kontrol teorisi açısından ana problem denetleyici transfer fonksiyonu olan  $D(s)$ 'in tespit edilmesi olup, nihayetinde sistemin çıkışı olan  $V(s)$ 'in referans sinyal olan  $R(s)$ 'i aynen takip etmesi hedeflenir. Ancak bu hedefe ulaşmak o kadar kolay değildir.

Genellikle kapalı çevrim kontrol sisteminden beklentiler, performans kriterlerini içeren bir transfer fonksiyonu üzerinden tanımlanır ve Eş. 5.1'deki  $T_v(s)$  transfer fonksiyonu ilgili transfer fonksiyonuna benzetilmeye çalışılır.

Elektromekanik sistemler, genellikle ikinci derece transfer fonksiyonuna sahiptirler. Dolayısıyla istenilen performans kriterleri ikinci dereceden bir transfer fonksiyonu üzerinden ifade edilir [104]:

$$H_t(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.2)$$

$H_t(s)$  kapalı çevrim kontrol sisteminden beklenen performansın tanımlandığı transfer fonksiyonudur. Yani verilen komuta kapalı çevrimden nasıl tepki vereceği  $H_t(s)$  aracılığı ile tanımlanır. Nihai hedef çıkış sinyalinin referans sinyali ile aynı olmasıdır. Başka bir ifade ile  $V(s)/R(s)$ 'in 1 olmasıdır. Ancak kolay bir işlem değildir. Bununla birlikte  $H_t(s)$ 'deki parametreler uygun seçilerek hata en aza indirilebilir. Söz konusu parametreler:

$\omega_n$ =Doğal frekans

$\zeta$  = Sönüm oranı

$t_r$ = Yükselme zamanı

$t_p$ = En büyük aşım zamanı

$t_s$ = Yerleşme zamanı olarak belirlenmiştir. Yerleşme zamanı, sistemin basamak tepkisinin kararlı hal değerine %1,5-5 hata ile yaklaştığı ve bu aralıktan çıkmadığı ilk zaman dilimi olup

$$t_s = \frac{4}{\zeta\omega_n} \quad (5.3)$$

şeklinde hesaplanır.

Yükselme zamanı ( $t_r$ ) : birim basamak yanıtının değerinin %10 ila %90 arası değer aldığı süreye verilen isimdir ve

$$t_r = \frac{1,8}{\omega_n} \quad (5.4)$$

ifadesi ile bulunur.

En büyük aşım zamanı,  $t_p$ , sistemin çıkışının sürekli hal değerinin üzerine en fazla çıktığı andır. En büyük aşım, sistem çıkışının aldığı en büyük değerin sürekli hal değerinden çıkarılması ile elde edilir. En büyük aşım değerinin sürekli hal değerine bölümünün 100 ile çarpılması sonucu yüzde aşım elde edilir ve kontrol sistemlerinin performansının belirleyici kriterlerindedir [94]. Yüzde olarak en büyük aşım:

$$\%Aşım = 100e^{-\zeta\pi/\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (5.5)$$

şekilde ifade edilir.

Daha önce de belirtildiği gibi kontrol sistemlerinde en büyük problem denetleyici kriterlerinin tespitidir. Ancak kapalı çevrim transfer fonksiyonunun performans kriterleri Eş. 5.2'deki  $H_t(s)$  deki transfer fonksiyonunda tanımlanırsa ve Eş. 5.1'de  $T_v(s)$  yerine  $H_t(s)$  yazılırsa, denetleyici transfer fonksiyonu

$$D(s) = \frac{1}{G(s)} \frac{H_t(s)}{[1 - H_t(s)]} \quad (5.6)$$

şeklinde bulunur. Bu metot *Ragazzini'nin "Direk Tasarım Metodu"* olarak adlandırılır [102]. Ancak Eş. 5.6'daki denetleyiciyi fiziksel olarak her zaman gerçekleştirmek mümkün değildir. Bu yöntem yerine mühendislik uygulamalarında genellikle ticari olarak üretilmekte olan ve endüstride yaygın olarak kullanılan PID denetleyici tercih edilmektedir. PID denetleyicilerin mühendislik problemlerinin çözümünde kullanım oranı % 85'den fazladır [105]. Oransal (Proportional: P), integral (Integral: I) ve türev (Derivative: D) bileşenlerinin farklı kombinasyonları (P, PD, PI ve PID) mümkündür. Kalıcı hal hatasını ortadan kaldırmada etkili olmayan oransal parametre yükselme zamanını azaltır. İntegral bileşeni kalıcı hal hatasını ortadan kaldırmak için kullanılır. Fakat yerleşme zamanı ve maksimum aşım artar. Türev ise maksimum aşım ve yerleşme zamanını küçültmektedir. Bu üç parametre de birbirini etkilemektedir [101].

## 5.2. Hız Denetleyicisi Tasarımı

Sistemlerin hızının denetimi her alanda büyük önem arz etmektedir. İstenilen hızın altında kalan uygulamalar gereksiz vakit kaybına neden olurken üzerindeki değerler ise kazalara,



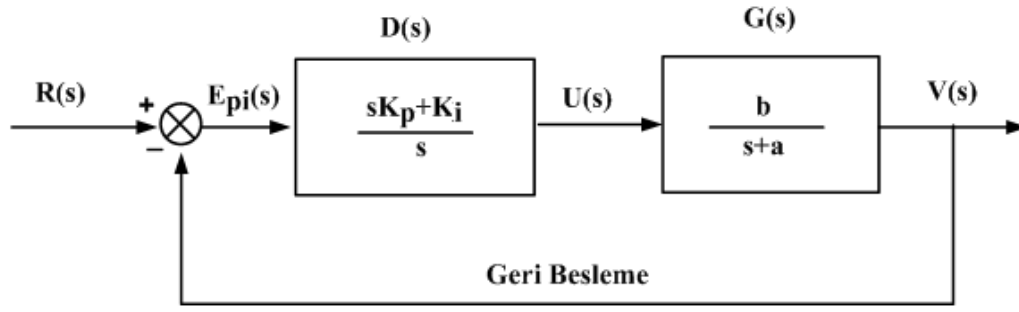
ürün zayıatlarına, yaralanmalara vs. yol açabilmektedir. Dolayısıyla sistemlerin güvenli olarak çalışabilecekleri bir hız aralığı vardır ve o değerlerde çalışmalıdırlar. Ayrıca hız ve yük değişimleri ile sapsmalar gösterebilir. Bu bozucu etkilerin bir denetleyici aracılığı ile bertaraf edilmesi gerekmektedir [102].

PI ve PID gibi sabit parametrelili denetleyicilerin tasarımında en önemli faktörlerden birisi de, kontrol edilecek sistemin transfer fonksiyonunun parametrelerinin sabit ve biliniyor olmasıdır. Parametreler tam olarak bilinmese dahi değişim aralığı dikkate alınarak tasarım yapılabilir. Parametre değişiminden kaynaklanan hatalar ise PI ve PID denetleyicilerin karakteristiği gereği telafi edilebilir. Dolayısıyla tasarlanan DC lineer motorun hız denetimi için PI ve PID denetleyiciler ön görülmüştür.

Geliştirilen motorun birinci dereceden sadeleştirilmiş doğrusal modeli Eş. 4.43’de verilmiş olup,  $a$  ve  $b$  parametreleri sırasıyla Eş. 4.44 ve Eş. 4.45’de tanımlanmıştır. Görüldüğü gibi her iki parametre de motorun statik kuvvet/akım oranı olan,  $K$  parametresine bağımlıdır. Diğer taraftan Eş. 3.23 ve Eş. 3.29’dan da görüleceği gibi  $K$  değişkeni ayrıca hareketli ünitenin konumuna bağımlıdır ve dalgalanmaktadır. Bununla birlikte motorun nihai hali olan fırça konfigürasyonu Şekil 3.41’de verilmiş olup, statik kuvvet-konum karakteristiği Şekil 3.42’de gösterilmiştir. Bu çalışma stratejisinde çekilen akım iki katına çıktığından  $K$  değeri 28,45 olarak alınmıştır. Böylece elde edilen parametreler kullanılarak ve anahtarlamaadan doğan geçici durumlar ihmal edilerek sabit parametrelili hız denetleyici tasarlanmış ve kuvvet dalgalanmalarından kaynaklanan hatayı telafi edeceği varsayılmıştır.

### 5.2.1. PI hız denetleyicisi

Geliştirilen motorun sadeleştirilmiş doğrusal modeli esas alınarak önerilen PI hız denetleyicisinin blok diyagramı Şekil 5.3’de verilmiştir. Sistemdeki  $G(s)$  blok diyagramı sürücüyü ve motoru kapsamaktadır.



Şekil 5.3. PI hız denetleyicisi: sadeleştirilmiş doğrusal model

Denetleyicinin çıkışı olan kontrol sinyali

$$U(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) E_{pi}(s) \quad (5.7)$$

şeklindedir. Burada  $E_{pi}(s)$  hata sinyali,  $R(s)-V(s)$ 'dir.  $U(s)$  denetleyici çıkışını temsil etmektedir. Şekil 5.3'deki sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu

$$T_v(s) = \frac{V(s)}{R(s)} = \frac{\frac{sK_p + K_i}{s} \cdot \frac{b}{s+a}}{1 + \frac{sK_p + K_i}{s} \cdot \frac{b}{s+a}} = \frac{bK_p s + bK_i}{s^2 + (a + bK_p)s + bK_i} \quad (5.8)$$

şeklinde yazılabilir. Görüldüğü gibi ikinci dereceden bir transfer fonksiyonudur. Eş. 5.8 yeniden düzenlendiğinde

$$T_v(s) = \frac{b_{h1}s + b_{h0}}{s^2 + a_{h1}s + a_{h0}} = \frac{b_{h1}(s + \frac{b_{h0}}{b_{h1}})}{(s + p_1)(s + p_2)} = \frac{b_{h1}(s + z_1)}{(s + p_1)(s + p_2)} \quad (5.9)$$

ifadesine ulaşılır. Görüldüğü gibi sistemin iki kutbu ve bir tane de sıfırı mevcuttur. Böylece PI hız denetleyicisinin parametreleri Eş. 5.2'deki transfer fonksiyonunun karakteristik denklemlerine uyumlu seçilerek ikinci dereceden bir tepki elde etmek mümkündür. Ancak sistemin sıfırı olan  $z_1$ 'in karmaşık düzlemin merkezinden oldukça uzak olması gereklidir. Eş. 5.9 ve Eş. 5.2'nin karakteristik denklemleri karşılaştırıldığında

$$a_{h0} = \omega_n^2 \quad (5.10)$$

ve

$$a_{h1} = 2\zeta\omega_n \quad (5.11)$$

elde edilir. Aynı şekilde Eş. 5.8 ve Eş.5.9'un karakteristik denklemlerinden yararlanarak

$$a_{h0} = bK_i \quad (5.12)$$

ve

$$a_{h1} = a + bK_p \quad (5.13)$$

sonucuna ulaşılır. Hız tepkisinde aşımın olmaması için sistemin kritik sönümlü olması gerekir. Yani  $\zeta = 1$  olmalıdır. Sistemin yerleşme zamanı olarak  $t_s=0,5$  saniye alındığında, Eş. 5.3 sayesinde  $\omega_n=8$  bulunur. Aynı şekilde Eş. 5.12 ve Eş. 5.13 yardımı ile  $K_p=2,16$ ;  $K_i=206,45$  olarak hesaplanmıştır. Eş. 5.8'in pay kısmında hesaplanan değerler yerlerine konduğunda, kapalı çevrimli transfer fonksiyonunun sıfırının konumu

$$z_1 = -\frac{K_i}{K_p} \quad (5.14)$$

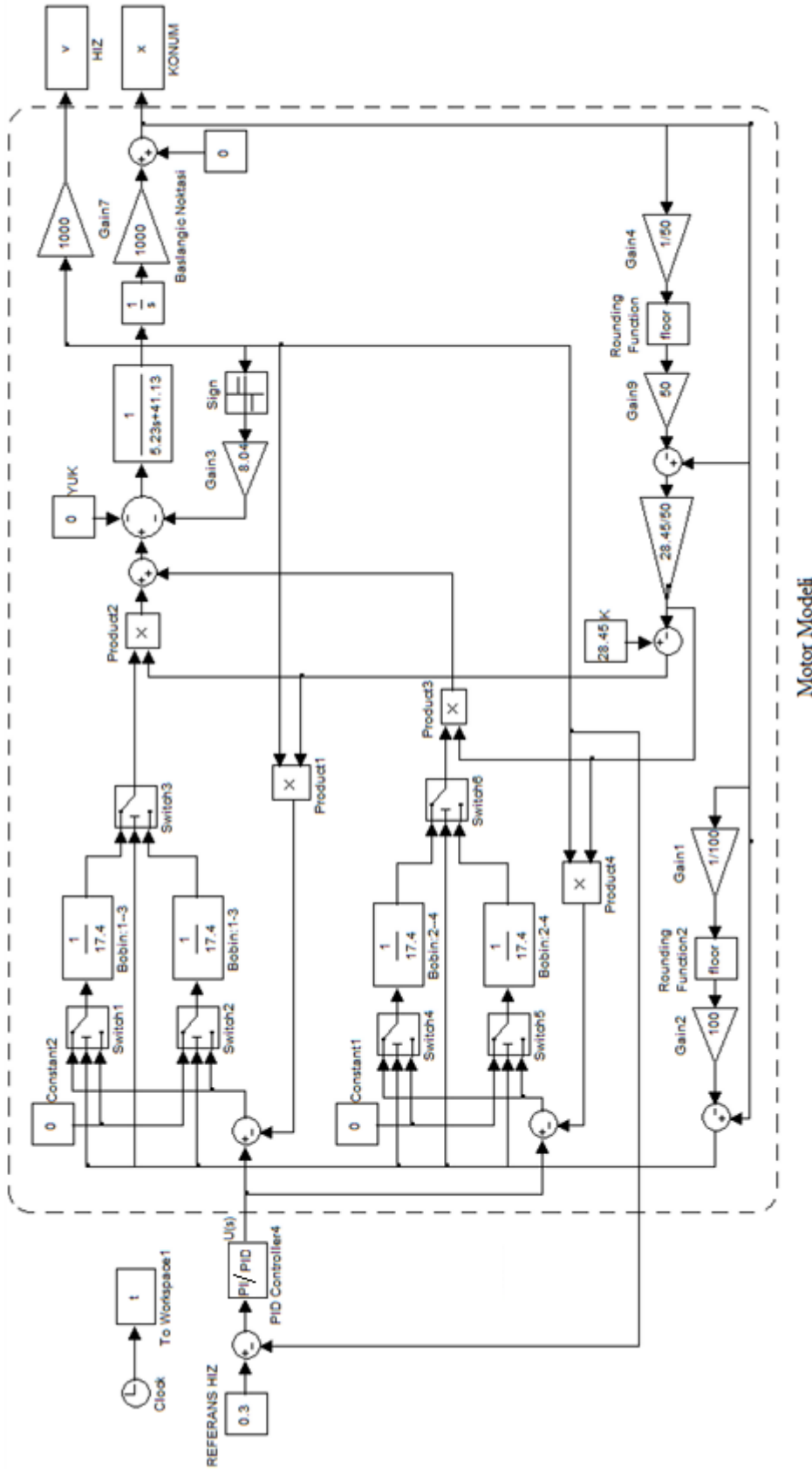
$z_1=-95,58$  olarak bulunur. Elde edilen bu değer  $\zeta\omega_n$  değerinin yaklaşık 12 katıdır. Dolayısıyla söz konusu sıfır baskın köklere göre sol tarafta ve onlardan on kattan fazla uzak olduğu için sistemin tepkisine etkisi çok küçüktür. Diğer taraftan sıfır koordinat sistemine yaklaştıkça aşımın nedeni olmaktadır. Sonuçta sıfırın etkisi ihmal edilebilir [104].

Yukarıda bahsedilen yöntemlerle PI hız denetleyicisinin parametreleri hesaplanmış, hem sadeleştirilmiş doğrusal model ile hem de sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ile Simulink ortamında benzetimleri yapılmıştır. Benzetim için kullanılan Simulink modeli Şekil 5.4'de gösterilmiştir. Ayrıca önerilen denetleyiciyi gerçek zamanlı olarak test etmek için Simulink yazılımı ve Real Time Windows Target Tool Box'ı birleştirilerek Şekil 5.5'de verilen model oluşturulmuştur. Görüldüğü gibi potansiyometre üzerinden alınan konum bilgisinin türevi alınarak hız bilgisi elde edilmiş, denetleyicinin çıkışı ise DAQ kartının PWM çıkışı üzerinden H-köprüsüne uygulanmıştır. H-köprüsünün ilgili transistörleri kontrol sinyalinin polaritesine göre belirlenmiş ve ilgili dijital çıkışlar (DIO) aktif edilmiştir. Ayrıca kontrol sinyali güç kaynağının voltajı olan  $\pm 30$  Volt ile sınırlandırılmıştır. Sistemden

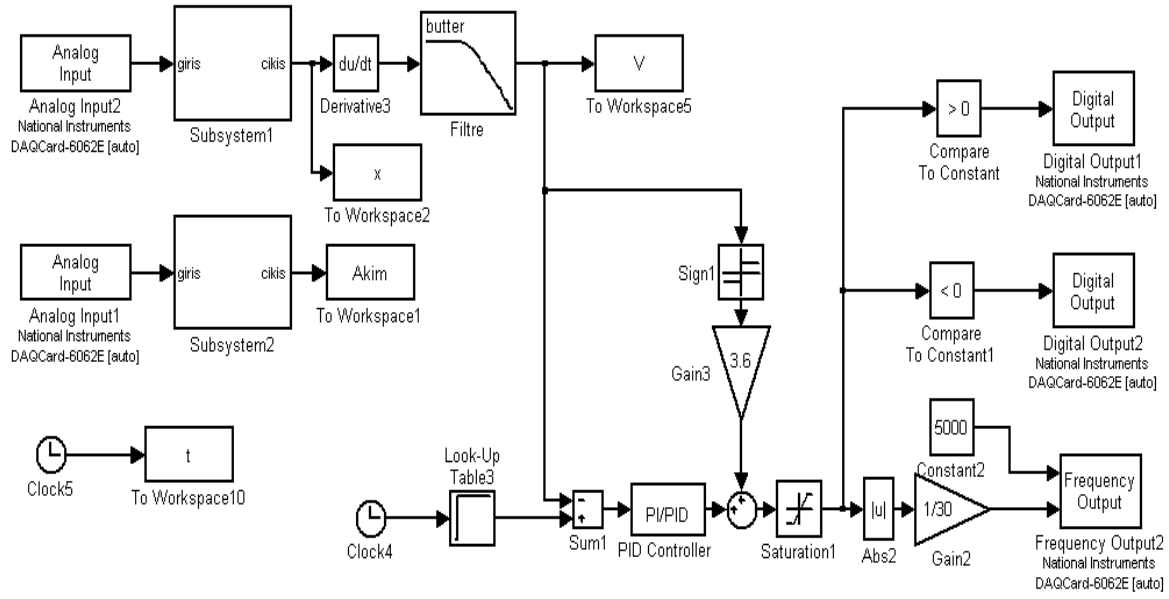
ve çevresel etkilerden kaynaklanan gürültüler türev etkisiyle artar. Bu gürültüleri azaltabilmek için Simulink modelinde filtre kullanılmıştır.

Kontrol sistemlerinde tasarım kriterlerinin saptanması, bir sistemin meydana getirilmesi için en temel ögedir. Kullanılacak kriterlerin belirlenmesi için yapılması arzu edilen işin nasıl, hangi hızda ve hangi hassasiyette istendiği belirlenmelidir [94]. Pratikte giriş sinyalleri rastgele sinyallerdir. Sistemlerin denenmesi için rastgele sinyaller kullanılamaz. Genellikle kullanılan belli başlı giriş sinyal tipleri vardır. Birim basamak fonksiyonu kararlı hal eldesi için kullanılan en yaygın yöntemlerden birisidir. Dolayısıyla deneylerde birim basamak fonksiyonu kullanılmıştır.

Benzetim çalışmalarında PI hız denetleyicisinin öncelikle Şekil 4.11'de gösterilen sadeleştirilmiş doğrusal model, sonra Şekil 5.4'de verilen Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model kullanılarak benzetimleri yapılmıştır. Ayrıca denetleyici gerçek zamanlı olarak test edilmiş, elde edilen sonuçlarla benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Grafiklerde kullanılan  $v_r(t)$  referans hızı,  $v_s(t)$  sadeleştirilmiş doğrusal modelin hız tepkisini,  $v_m(t)$  sadeleştirilmiş doğrusal olmayan modelin hız tepkisini ve  $v_g(t)$  ise motor ünitesinden ölçülen gerçek hızı temsil etmektedir.

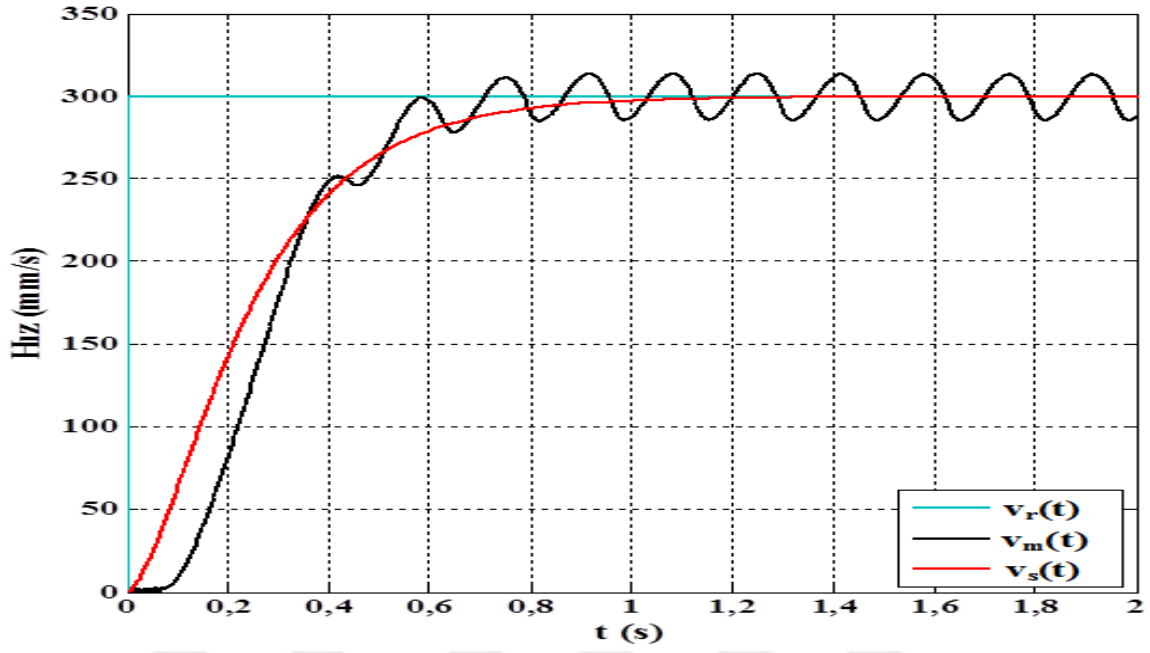


Şekil 5.4. PI hız denetleyicisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model

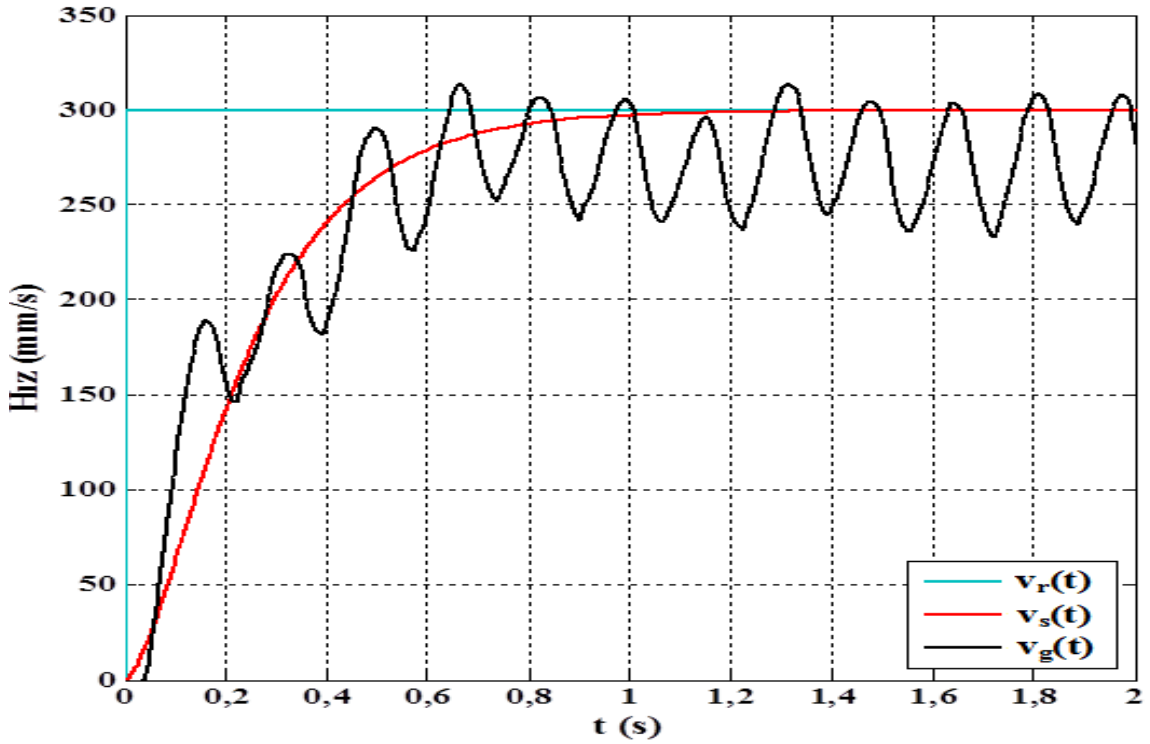


Şekil 5.5. Simulink tabanlı gerçek zamanlı PI/PID hız denetleyici

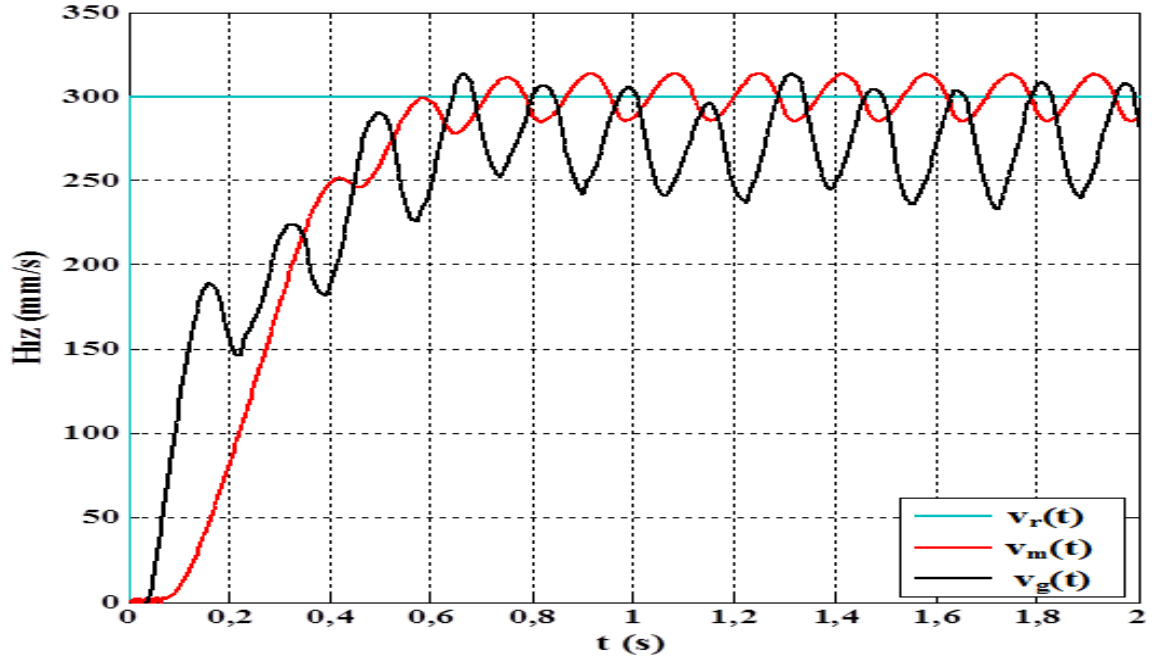
Sadeleştirilmiş doğrusal model ve Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model esas alınarak benzetimi yapılan PI hız denetleyicisinin tepkisi Şekil 5.6’da verilmiştir. Görüldüğü gibi referans hız sadeleştirilmiş doğrusal modelde hatasız takip edilirken doğrusal olmayan modelde % 11’lik dalgalanma mevcuttur. Aynı şekilde doğrusal modelden elde edilen hız tepkisi ile ölçülen hız tepkisi arasındaki fark Şekil 5.7’de gösterilmiştir. Prototipten ölçülen hız % 24’lük dalgalanmaya sahip olmuştur. Diğer taraftan doğrusal olmayan model çıkışı ile motordan ölçülen gerçek hız arasında da Şekil 5.8’de görüldüğü gibi kalkışta gecikme olduğu gözlenmiştir.



Şekil 5.6. Hız tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal ( $v_s(t)$ ) ve Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PI hız denetleyicisi

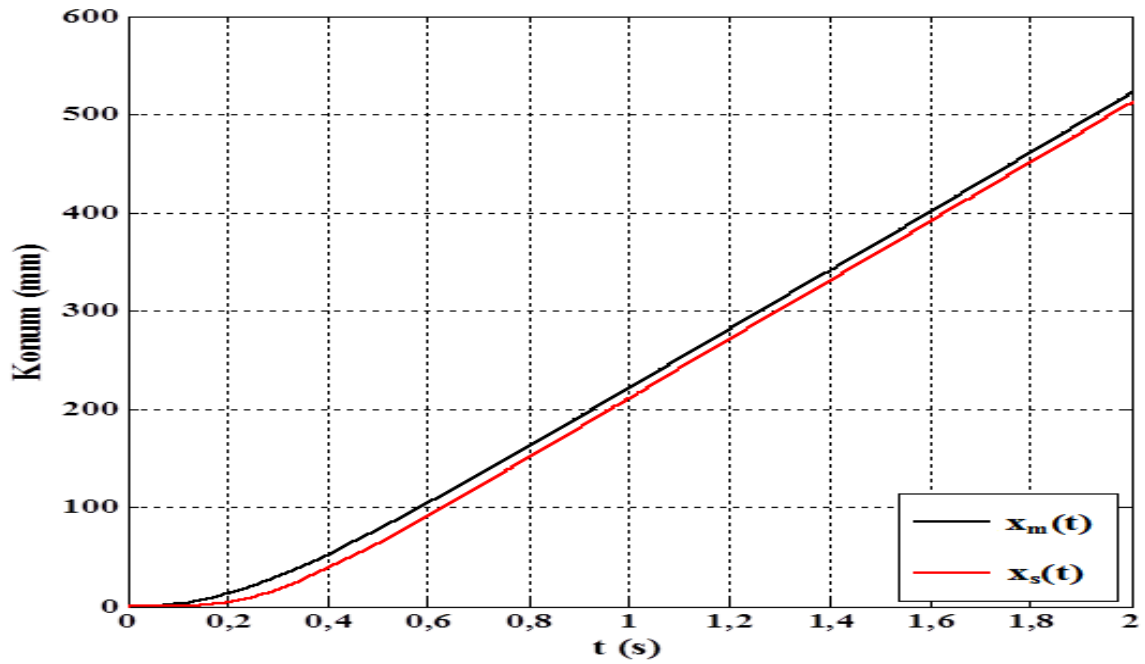


Şekil 5.7. Hız tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal model ( $v_s(t)$ ) esaslı PI hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )



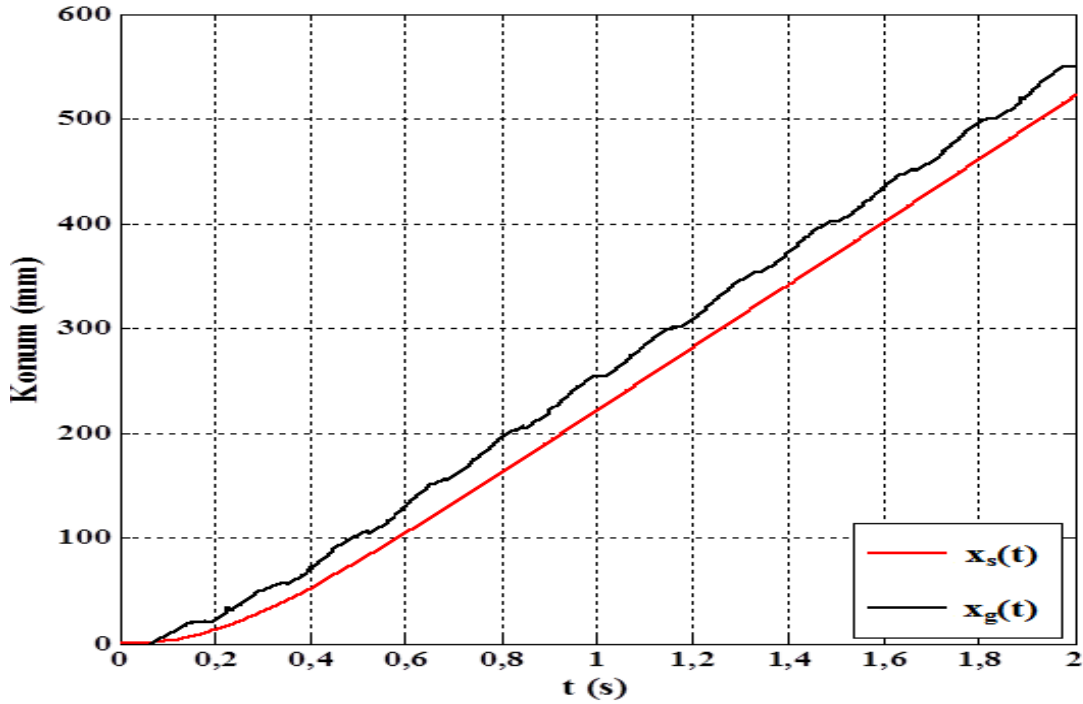
Şekil 5.8. Hız tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PI hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )

Benzer uyumsuzluklar önerilen PI denetleyicisinin konum tepkileri olan ve Şekil 5.9, Şekil 5.10 ve Şekil 5.11’de gösterilen grafiklerde de mevcuttur.

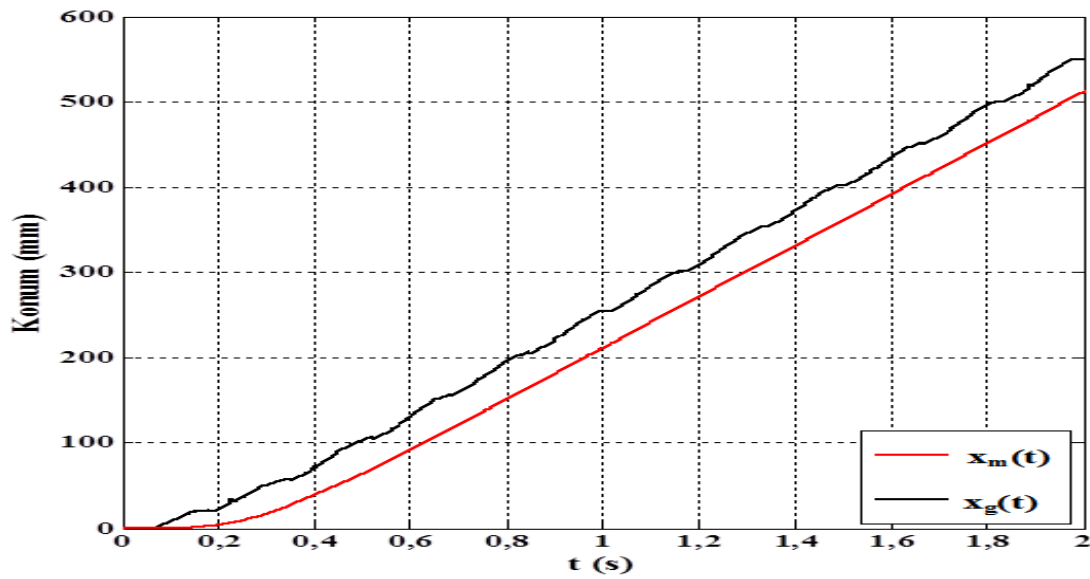


Şekil 5.9. Konum tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal ( $x_s(t)$ ) ve Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PI hız denetleyicisi



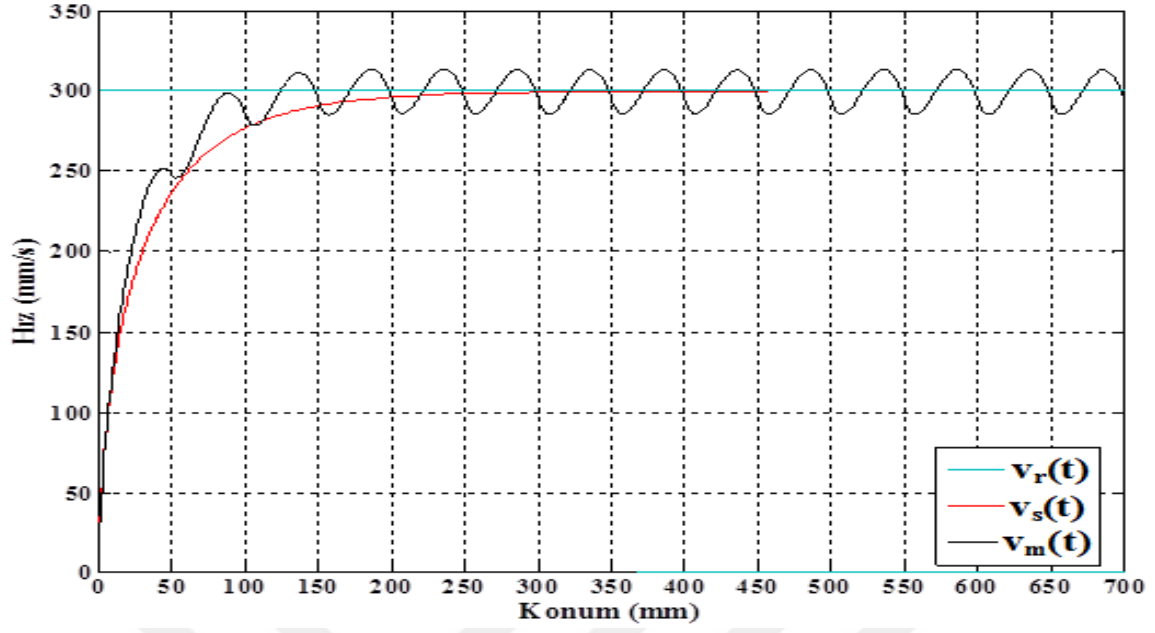


Şekil 5.10. Konum tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal model ( $v_s(t)$ ) esaslı PI hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )

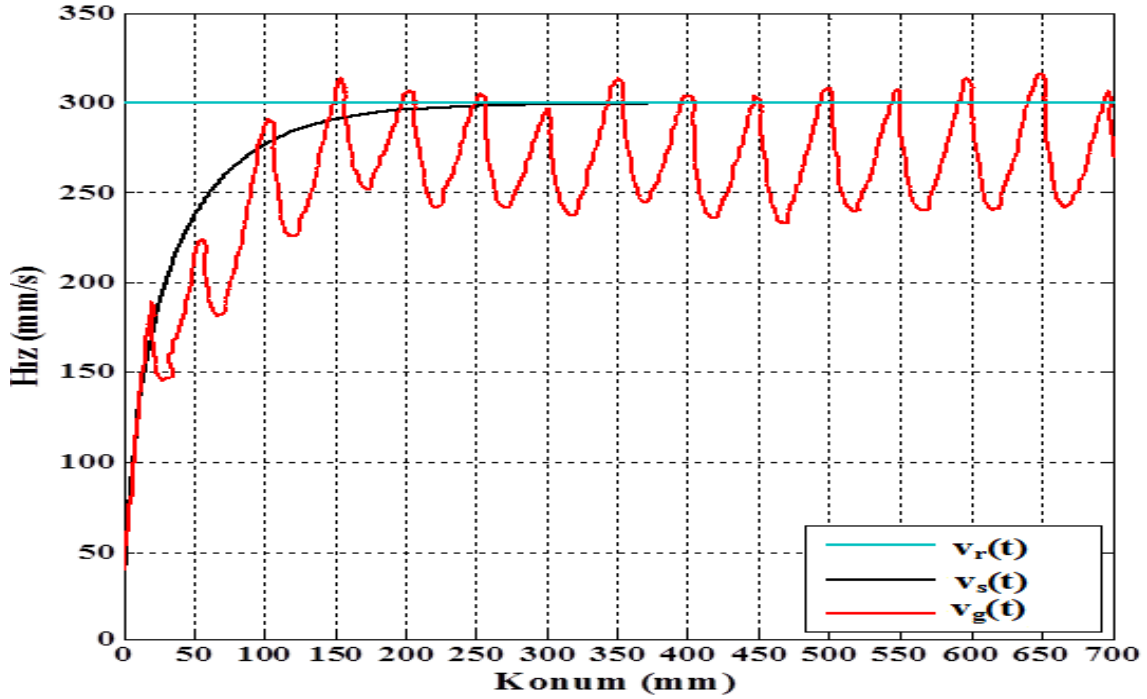


Şekil 5.11. Konum tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PI hız denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ )

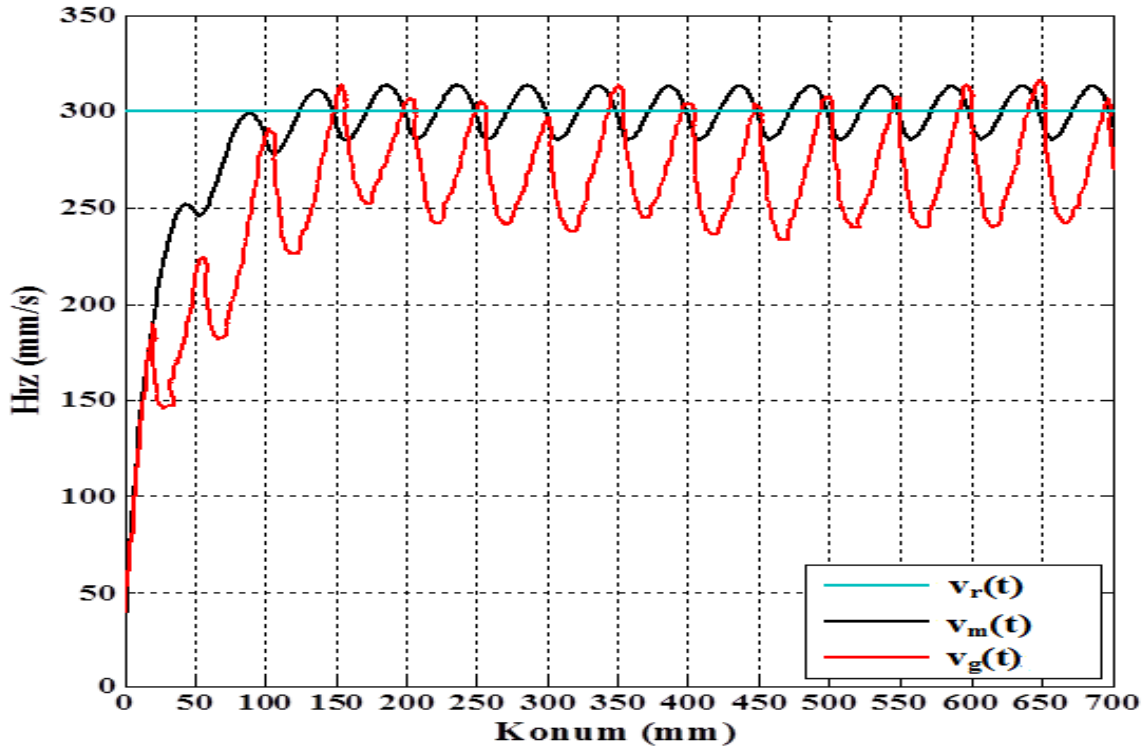
Söz konusu farklılıkların nedenlerinden birisi her 50 mm'de yeni bir bobinin devreye girmesi ve devrede olanın çıkmasından kaynaklanmaktadır. Nitekim Şekil 5.12, Şekil 5.13 ve Şekil 5.14'de gösterilen konum-hız grafikleri ilgili dalgalanmaları desteklemektedir. Konum-hız grafiklerindeki hata yüzdeleri bir önceki bölümde belirtildiği gibi sadeleştirilmiş doğrusal olmayan modelde % 11, prototipten elde edilende % 24'dür.



Şekil 5.12. Konum-hız ilişkisi: sadeleştirilmiş doğrusal ( $v_s(t)$ )ve Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PI hız denetleyicisi

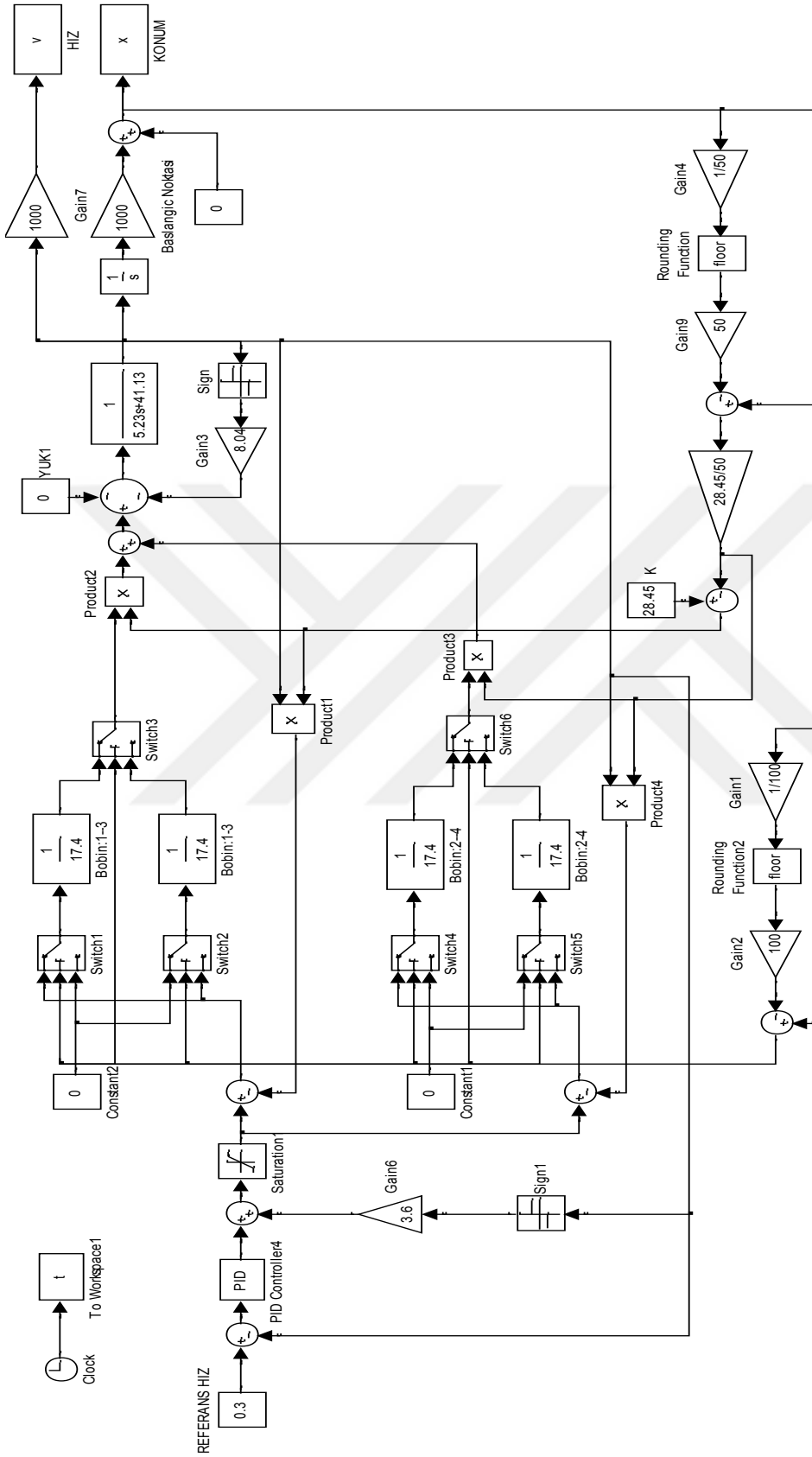


Şekil 5.13. Konum-hız ilişkisi: sadeleştirilmiş doğrusal model ( $v_s(t)$ ) esaslı PI hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )

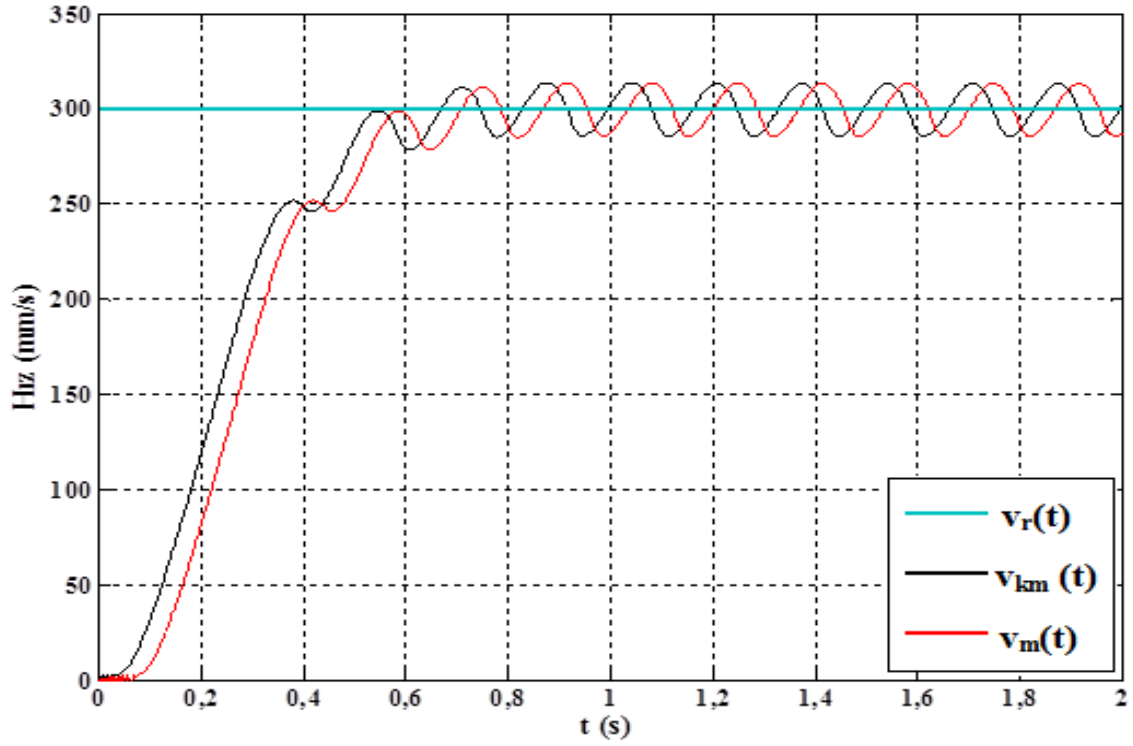


Şekil 5.14. Konum-hız ilişkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PI hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )

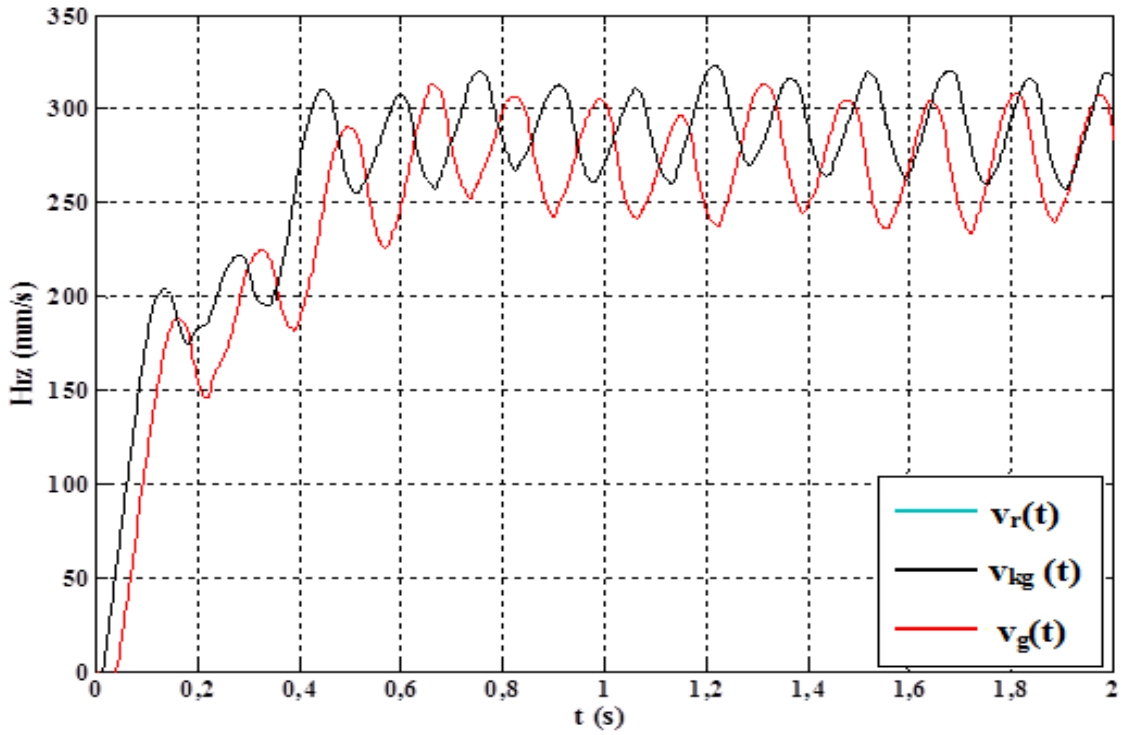
Şekil 5.8’de görüldüğü gibi motorun hız tepkisinde bir miktar gecikme olmaktadır. Konum takip hatasına da neden olan söz konusu gecikmenin nedeni Şekil 4.2’de gösterilen ve Eş. 4.2’de detayları verilen Kulomb sürtünmesidir. Söz konusu sürtünme kuvveti Şekil 4.27’deki modele zaten ilave edilmiştir. Yapılan deneylerle Kulomb sürtünmesini yenmek için gerekli olan kontrol girişinin 3,6 V olduğu tespit edilmiştir. Dolayısıyla hızın miktarına değil yönüne bağlı olan Kulomb sürtünme kuvvetini yenmek için denetleyici çıkışına gerekli kontrol sinyali ilave edilmelidir. İşaret fonksiyonuyla tanımlanan Kulomb sürtünme kuvvetini kompanse etmek için Şekil 5.15’de gösterilen PI hız denetleyicisi önerilmiştir. Sürtünme kompanzasyonlu ve kompanzasyonsuz PI denetleyicinin benzetim ve ölçülen hız sonuçları Şekil 5.16 ve Şekil 5.17’de verilmiştir. Aynı şekilde sürtünme kompanzasyonlu ve kompanzasyonsuz PI hız denetleyicisinin konum tepkileri Şekil 5.18, ve Şekil 5.19’deki gibi olacaktır. Görüldüğü gibi sürtünme kompanzasyonu da sisteme ilave edilmesi gereken bir ihtiyaçtır.



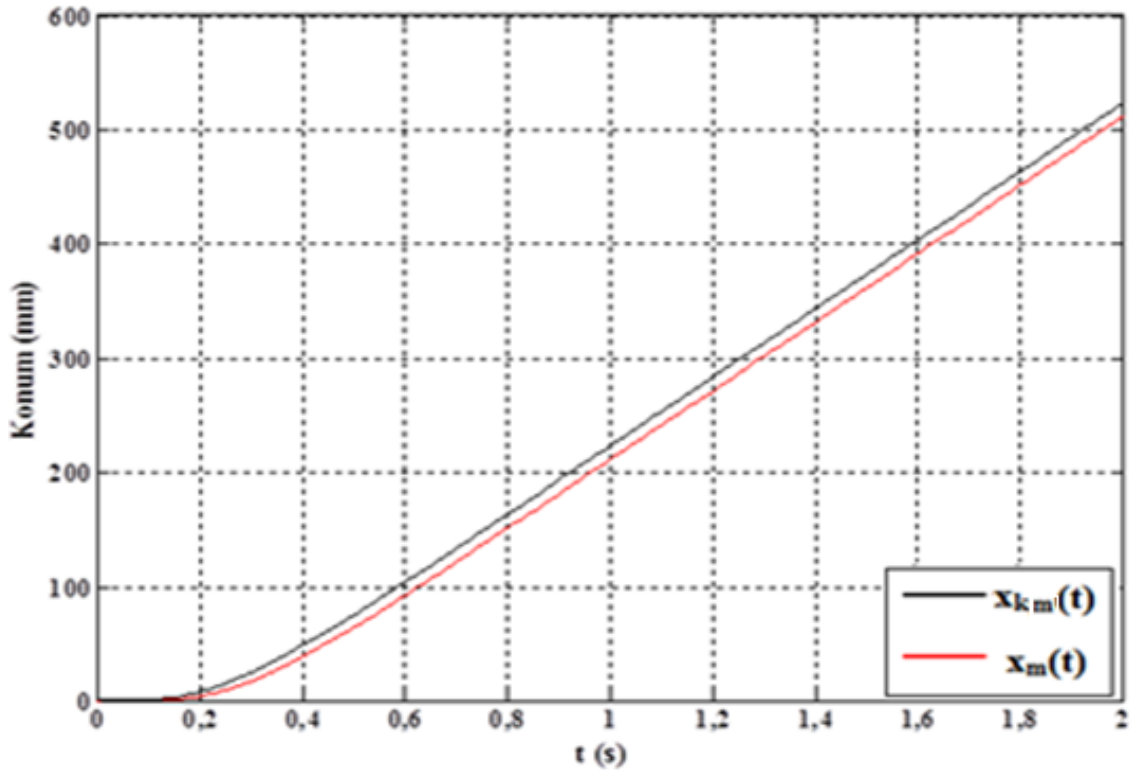
Şekil 5.15. Sürtünme kompozasyonlu PI hız denetleyicisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model



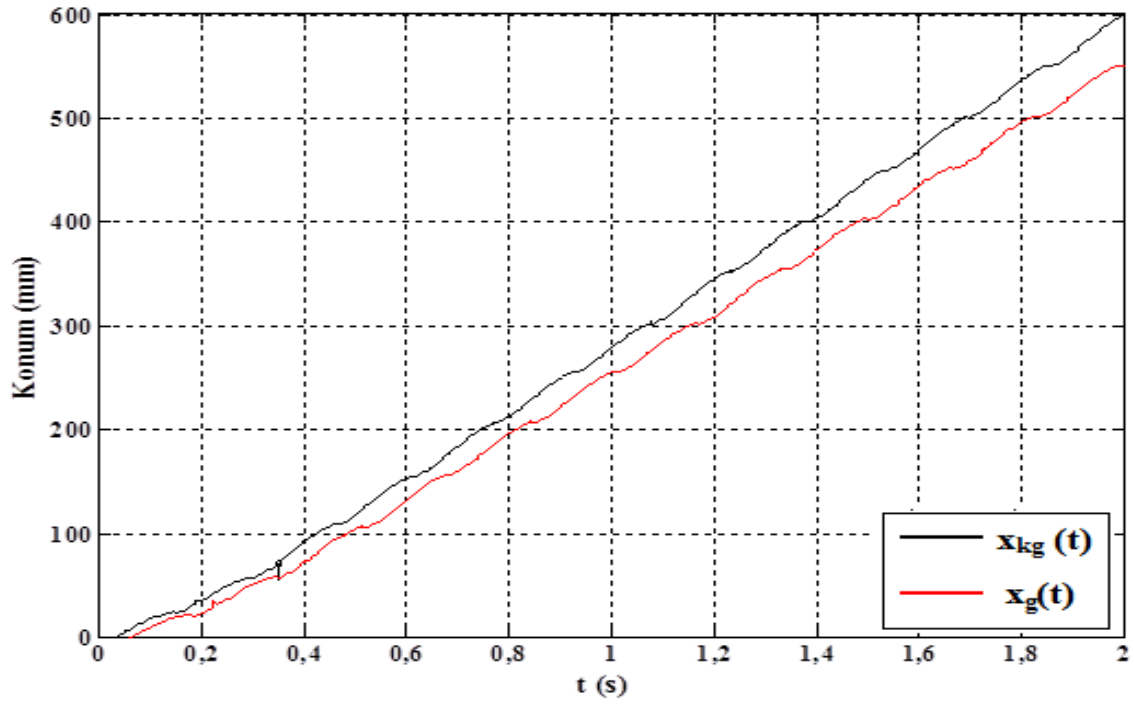
Şekil 5.16. Hız tepkisi: Sürtünme kompanzasyonlu ( $v_{km}(t)$ ) ve sürtünme kompanzasyonsuz ( $v_m(t)$ ) PI hız denetleyicisi



Şekil 5.17. Ölçülen hız tepkisi: sürtünme kompanzasyonlu ( $v_{kg}(t)$ ) ve sürtünme kompanzasyonsuz ( $v_g(t)$ ) PI hız denetleyicisi



Şekil 5.18. Konum tepkisi: Sürtünme kompanzasyonlu ( $x_{km}(t)$ ) ve sürtünme kompanzasyonsuz ( $x_m(t)$ ) PI hız denetleyicisi



Şekil 5.19. Gerçek konum tepkisi: sürtünme kompanzasyonlu ( $x_{kg}(t)$ ) ve sürtünme kompanzasyonsuz ( $x_g(t)$ ) PI hız denetleyicisi

Şekil 5.12, Şekil 5.13 ve Şekil 5.14'den de açıkça görüldüğü gibi konum değişimi,  $K$  değişkeninin dalgalanması ve bobin geçişleri dolayısıyla oluşan anahtarlama etkilerinden dolayı PI hız denetleyicisi yetersiz kalmaktadır.

### 5.2.2. PID hız denetleyici

PI hız denetleyicisinin anahtarlama ve parametre değişimlerinden kaynaklanan hataları telafi edemediği gözlenmiştir. Özellikle takip ve kararlı durum hatalarını azaltmak için PID denetleyicisi öngörülmüştür. Şekil 5.3'de PI denetleyici tasarımında olduğu gibi PID denetleyicisi tasarlanırken de motorun sadeleştirilmiş doğrusal modeli dikkate alınmıştır. Bu kapsamda denetleyici çıkışının Laplas domenindeki ifadesi

$$U(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) E_{pid}(s) \quad (5.15)$$

şeklinde tanımlanabilir. Buradaki  $E_{pid}(s)$  referans ve gerçek çıkış arasındaki hata olup sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu

$$T_v(s) = \frac{\frac{sK_p + K_i + K_d s^2}{s} \cdot \frac{b}{s+a}}{1 + \frac{sK_p + K_i + K_d s^2}{s} \cdot \frac{b}{s+a}} \quad (5.16)$$

şeklinde bulunur. Eş. 5.16 yeniden düzenlendiğinde

$$T_v(s) = \frac{b(s^2 K_p + s K_d + K_i)}{s^2(1 + b K_d) + s(a + b K_p) + b K_i} \quad (5.17)$$

sonucuna ulaşılır. Eş. 5.17'nin paydadaki  $s^2$  yalnız bırakıldığında

$$T_v(s) = \frac{\frac{s^2 b K_p}{1 + b K_d} + \frac{s b K_d}{1 + b K_d} + \frac{b K_i}{1 + b K_d}}{s^2 + s \left( \frac{a + b K_p}{1 + b K_d} \right) + \frac{b K_i}{1 + b K_d}} \quad (5.18)$$

nihai sonucuna ulaşılır. Eş. 5.18'in parametreleri yeniden düzenlendiğinde

$$T_v(s) = \frac{b_{h2}s^2 + b_{h1}s + b_{h0}}{s^2 + a_{h1}s + a_{h0}} \quad (5.19)$$

ikinci dereceden karakteristik denklemi ve iki tane sıfırı olan bir sistem elde edilir. Bu denklemde sistem parametreleri

$$a_{h0} = \frac{bK_i}{1 + bK_d}$$

$$a_{h1} = \frac{a + bK_p}{1 + bK_d}$$

$$b_{h0} = \frac{bK_i}{1 + bK_d}$$

$$b_{h1} = \frac{bK_d}{1 + bK_d}$$

$$b_{h2} = \frac{bK_p}{1 + bK_d}$$

şeklindedir. Buradaki en temel problem  $K_p$ ,  $K_i$  ve  $K_d$  parametrelerinin tespit edilmesidir. Her ne kadar sistem ikinci dereceden olsa bile transfer fonksiyonunun sıfırları sistemin davranışını etkiler. Söz konusu etkiyi azaltmanın en iyi yöntemi sistemin sıfırlarını kutuplardan çok uzağa yerleştirmektir. Bu durumda kapalı çevrim kontrol sistemi Eş. 5.2’de verilen  $H_i(s)$  transfer fonksiyonuna benzetilerek yaklaşık çözümler bulunabilir. Eş. 5.2 ve sistemin zaman performans kriterleri dikkate alınarak ve çeşitli benzetimler yapılarak PID hız denetleyicisinin parametreleri tespit edilmiştir. Öngörülen performans kriterlerinde:

$t_s$ : yerleşme zamanı 0,5 s, aşım olmaması için  $\zeta=1$  alınmıştır [104]. Yani kritik sönümlü bir tepki hedeflenmiştir. Böylece Eş. 5.3’den doğal frekans,  $\omega_n$  8 olarak bulunmuştur.

Eşitlik 5.18 ve Eş. 5.19’un paydaları ve Eş. 5.2’nin karakteristik denklemleri göz önüne alındığına

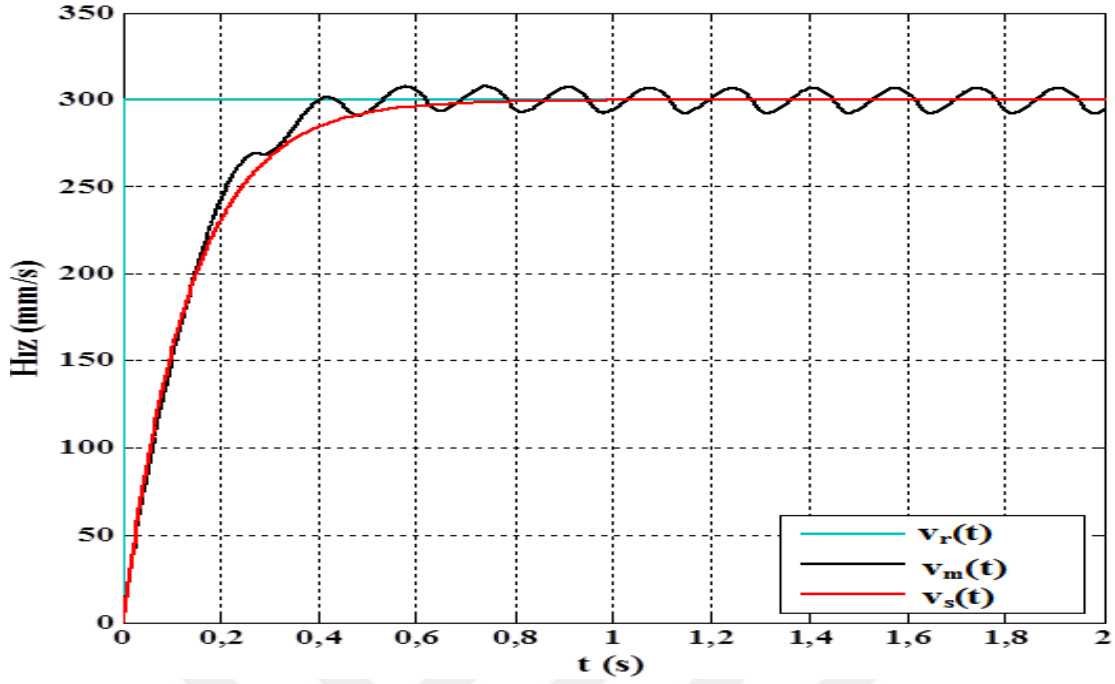


$$a_{h0} = \frac{bK_i}{1+bK_d} = \omega_n^2 \quad (5.20)$$

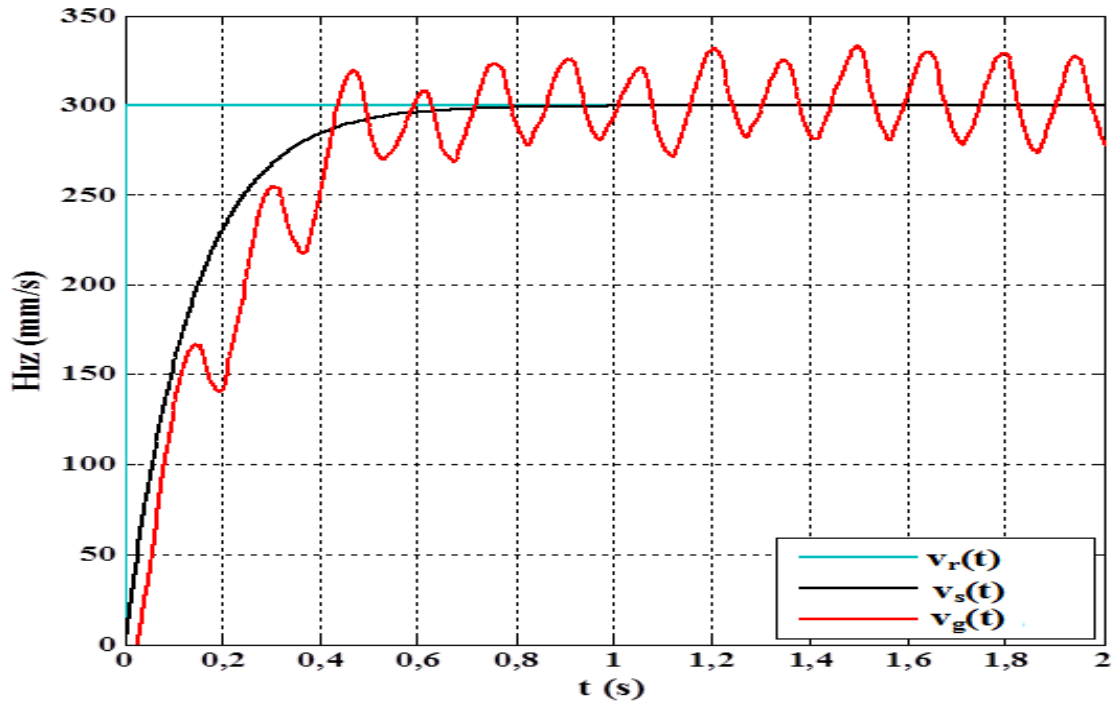
$$a_{h1} = \frac{a+bK_p}{1+bK_d} = 2\xi\omega_n \quad (5.21)$$

şeklinde ifade edilebilir. Böylece  $a_{h0}=64$  ve  $a_{h1}=16$  olarak hesaplanır. Sistemin Simulink modeli üzerinde denemeler yapılarak  $K_d$  parametresi 3 olarak seçilmiştir. Akabinde Eş. 5.20 ve Eş. 5.21 sayesinde  $K_p$  ve  $K_i$  parametreleri sırası ile 45,84 ve 398,45 olarak hesaplanmıştır.

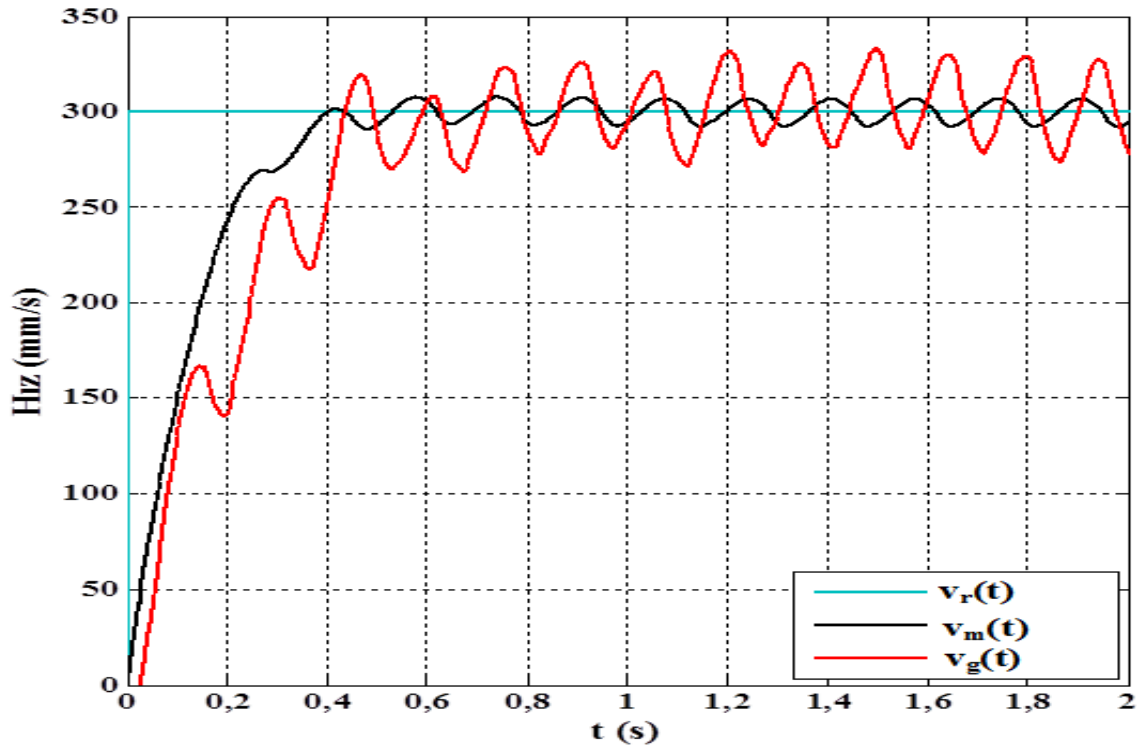
Sadeleştirilmiş doğrusal model ve Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model esas alınarak benzetimi yapılan PID hız denetleyicisinin tepkisi Şekil 5.20’de verilmiştir. Grafiklerde görüldüğü gibi sadeleştirilmiş doğrusal model esaslı denetleyicinin referans hızı hatasız takip etmesine rağmen, doğrusal olmayan modelde % 5’lik dalgalanma mevcuttur. PI hız denetleyicisinde % 11 olan dalgalanma PID hız denetleyicisinde % 5’e düşmüştür. Aynı şekilde doğrusal modelden elde edilen tepki ile ölçülen hız tepkisi arasındaki fark Şekil 5.21’de gösterilmiştir. Diğer taraftan doğrusal olmayan model çıkışı ile motordan ölçülen gerçek hız arasında da Şekil 5.22’de görüldüğü gibi farklılıklar gözlenmiştir. Prototipten elde edilen hız grafiğinde % 17,5’lik bir dalgalanma mevcuttur. PI hız kontrolüne göre iyileşme sağlanmıştır.



Şekil 5.20. Hız tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal ( $v_s(t)$ ) ve Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi

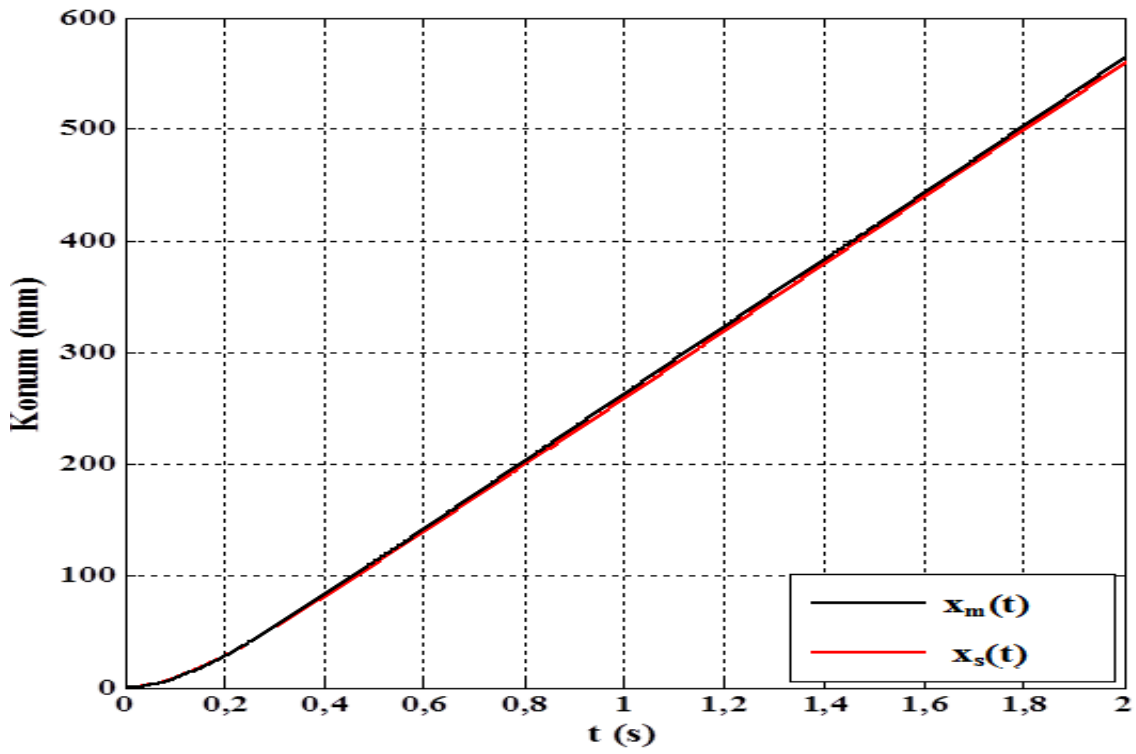


Şekil 5.21. Hız tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal model esaslı PID hız denetleyicisi ( $v_s(t)$ ) ve gerçek ( $v_g(t)$ )

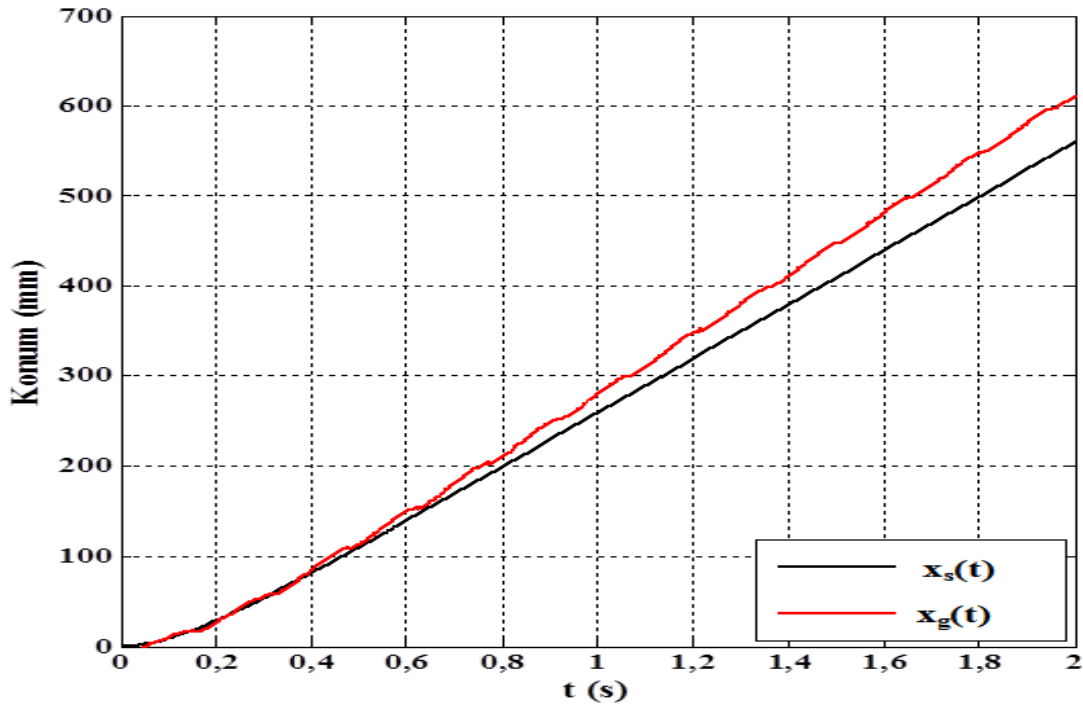


Şekil 5.22. Hız tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )

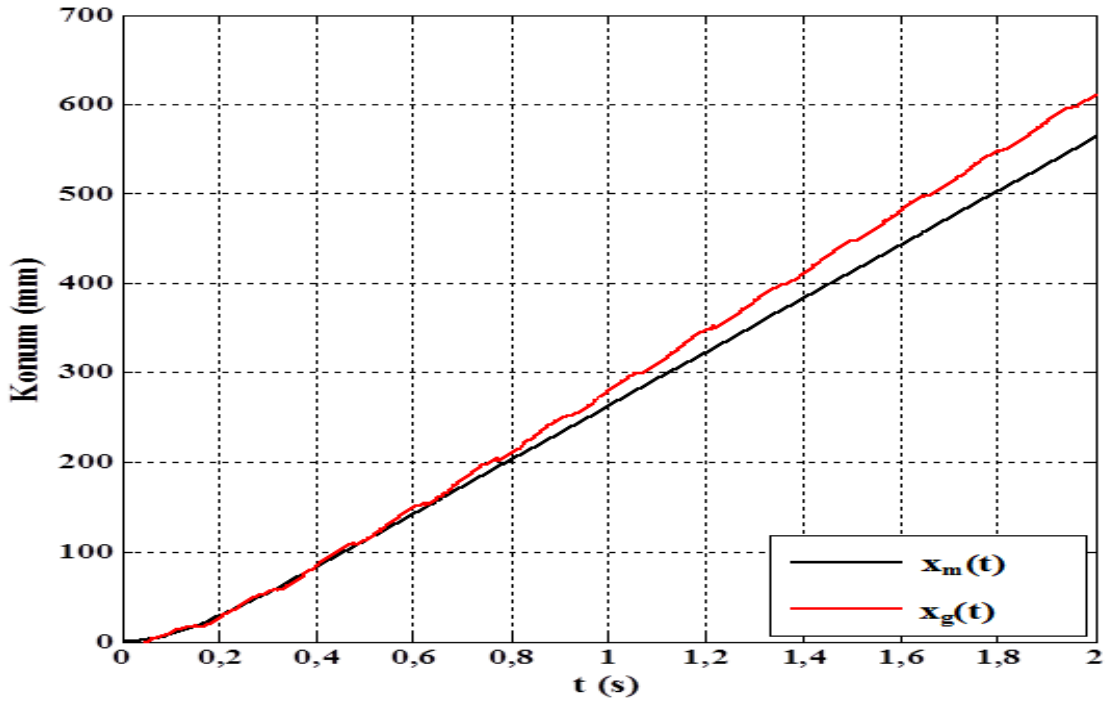
Benzer uyumsuzluklar önerilen PID hız denetleyicisinin konum tepkileri olan ve Şekil 5.23, Şekil 5.24 ve Şekil 5.25'de verilen grafiklerde de mevcuttur. Söz konusu farklılıkların nedenlerinden birisi de her 50 mm'de bir yeni bobinin devreye girmesi ve diğerinin çıkmasından kaynaklanmaktadır.



Şekil 5.23. Konum tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal ( $x_s(t)$ ) ve Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi

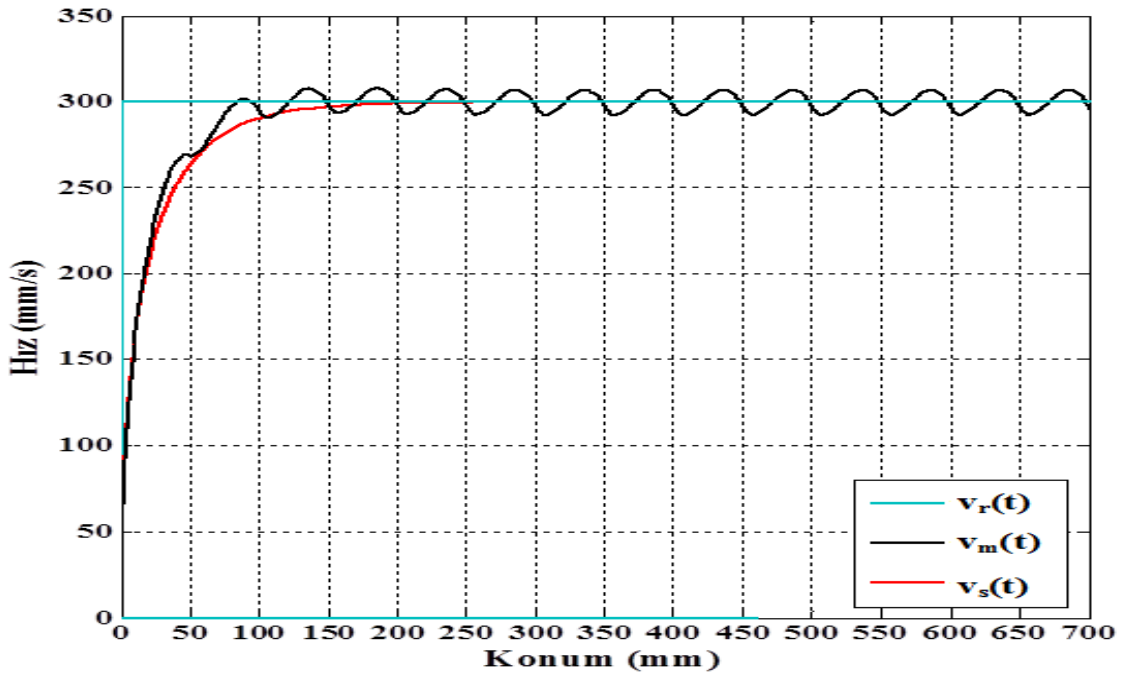


Şekil 5.24. Konum tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal model ( $x_s(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )

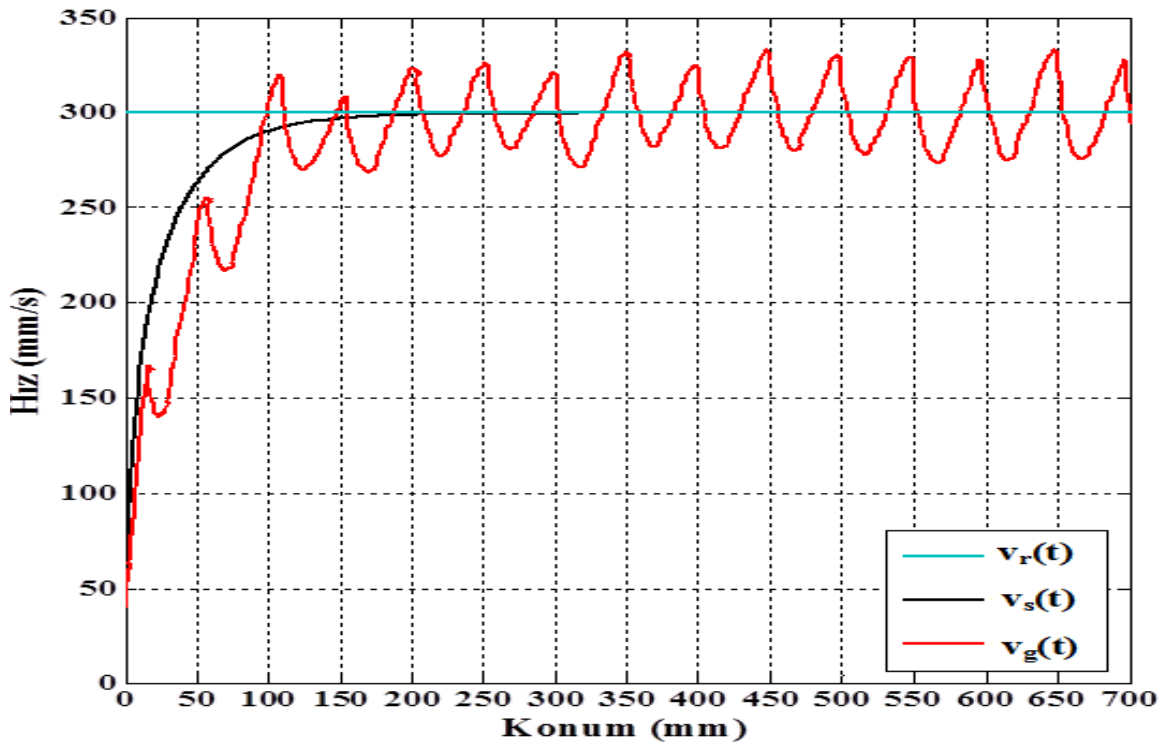


Şekil 5.25. Konum tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )

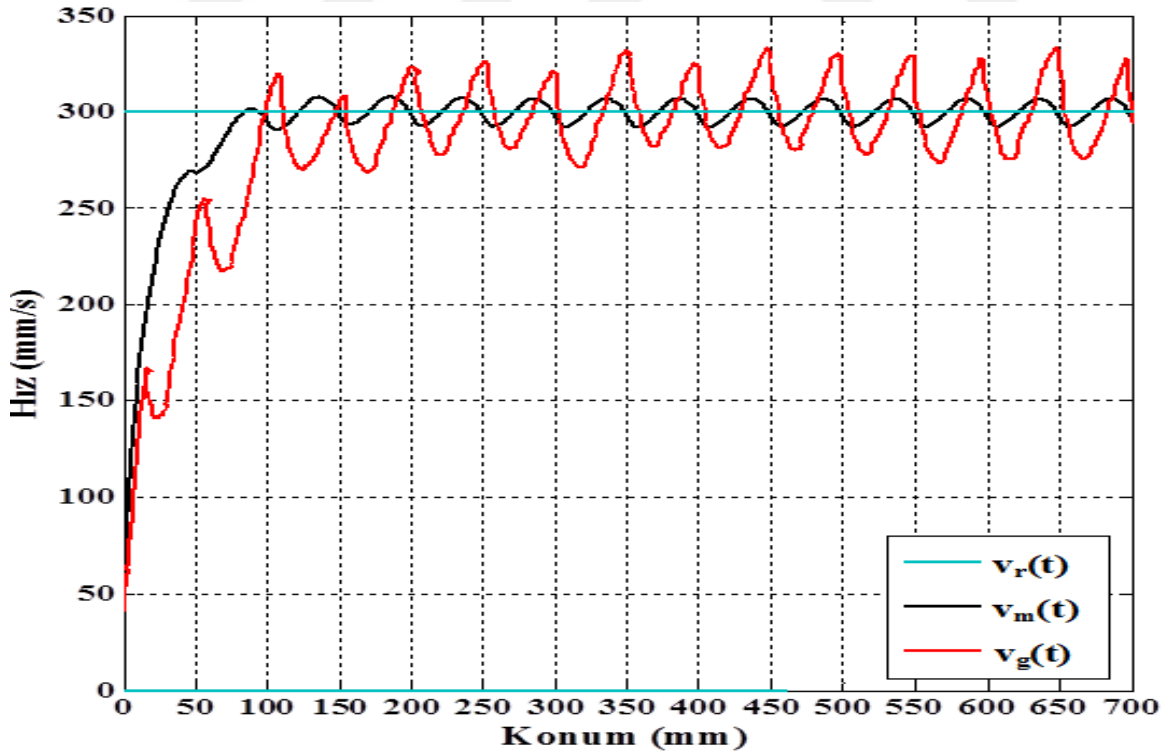
Nitekim Şekil 5.26, Şekil 5.27 ve Şekil 5.28'de gösterilen konum-hız grafikleri ilgili dalgalanmaları desteklemektedir. Bununla birlikte yük taşımacılığı gibi çok hassas hız kontrolü gerektirmeyen uygulamalar için makul sayılabilecek bir performanstır.



Şekil 5.26. Konum-hız ilişkisi: sadeleştirilmiş doğrusal ( $v_s(t)$ ) ve Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi



Şekil 5.27. Konum-hız ilişkisi: sadeleştirilmiş doğrusal model ( $v_s(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )



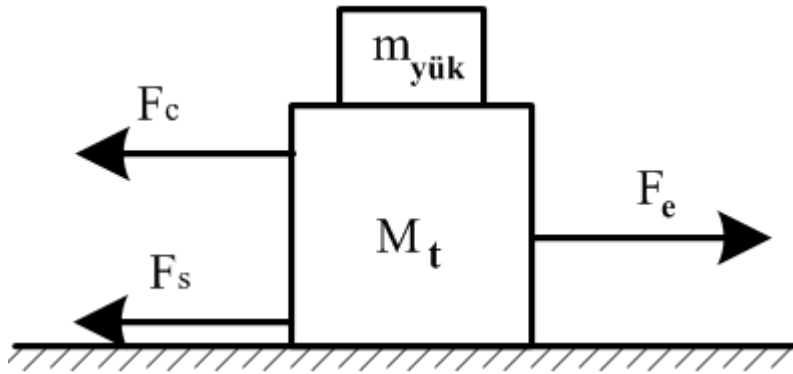
Şekil 5.28. Konum-hız ilişkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )

Şekil 5.28'den de rahatlıkla görüldüğü gibi referans hız sıfır hata ile takip edilmemektedir. Hem sadeleştirilmiş doğrusal olmayan modelin tepkisinde hem de ölçülen değişkenlerde bobin geçişlerinden kaynaklı küçük dalgalanmalar mevcuttur ve tekrarlanmaktadır. Elde edilen hız takip performansı ile geliştirilen motor, asansör, asansör kapısı ve otomatik kapı, ulaşım aracı, depo içinde raflar arası yük taşıma gibi çok hassas hız denetiminin gerekmediği yerlerde kullanılabilir. Ancak CNC tezgah gibi daha hassas yerlerde motoru kullanabilmek için hız denetleyicisinin geliştirilmesine ihtiyaç vardır. Endüvi sargılarındaki geçişlerden kaynaklanan hız dalgalanmaları tasarlanan motorun en büyük dezavantajıdır.

Bundan önceki deneylerde hız denetleyicisi motor yüksüz durumdayken test edilmiştir. Diğer taraftan tasarlanan PID hız denetleyicisinin yük altındaki performansını test etmek için Şekil 5.29'daki sistem öngörülmüştür. Görüldüğü gibi motorun hareketli ünitesinin üzerine yük eklendiğinde, motorun hareketine ait ve Eş. 5.5'de verilen diferansiyel denklemi

$$(m_{yük} + M_t) \frac{dv(t)}{dt} = F_e(t) - F_d - F_{yük} \quad (5.22)$$

şeklini alır. Burada hareketli ünitenin üzerine eklenmiş olan,  $m_{yük}$  kütlesi motorun taşıyacağı faydalı yükü temsil etmektedir. Görüldüğü gibi lineer motorun bu şekilde yüklenmesi model parametrelerini değiştirmektedir.

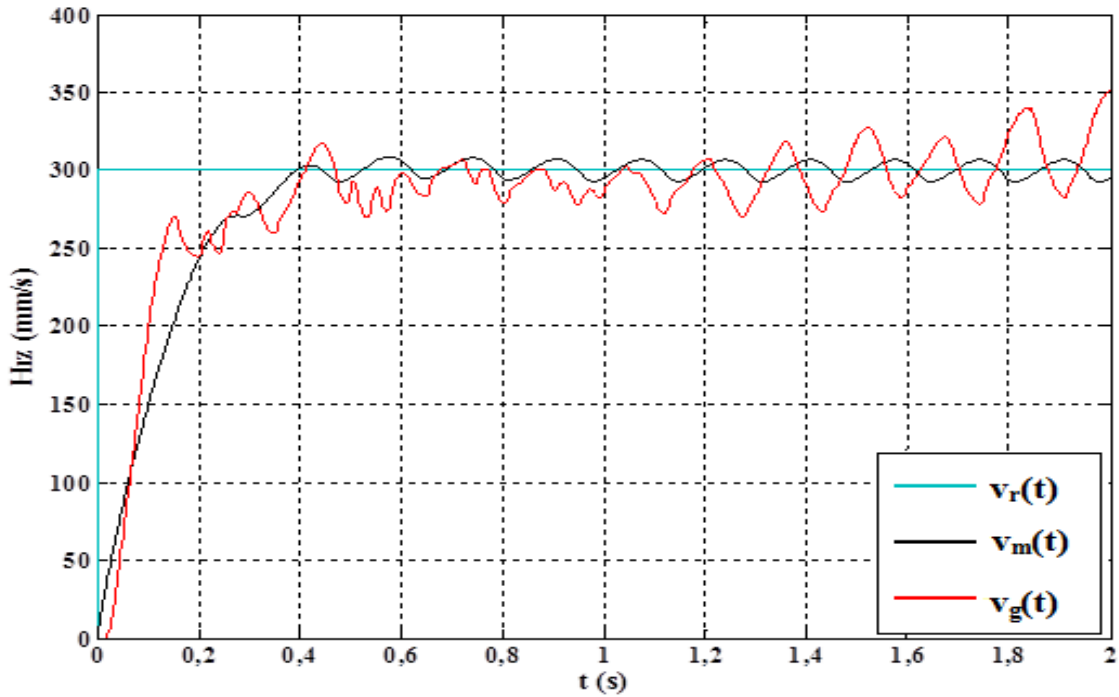


Şekil 5.29. Hareketli ünite üzerine yükleme deneyi

Şekil 5.29'daki sistem kullanılarak motorun hareketli ünitesinin üzerine sırasıyla 0,5 kg, 1 kg, 2 kg ve 5 kg'lık yükler eklenmiş ve PID denetleyicisinin performansı test edilmiştir. Bu kapsamda motorun sadeleştirilmiş doğrusal olmayan modeli kullanılarak benzetimler yapılmış ve gerçek ölçümlerden alınan sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Motor 0,5 kg'lık yük altında iken Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model esas alınarak

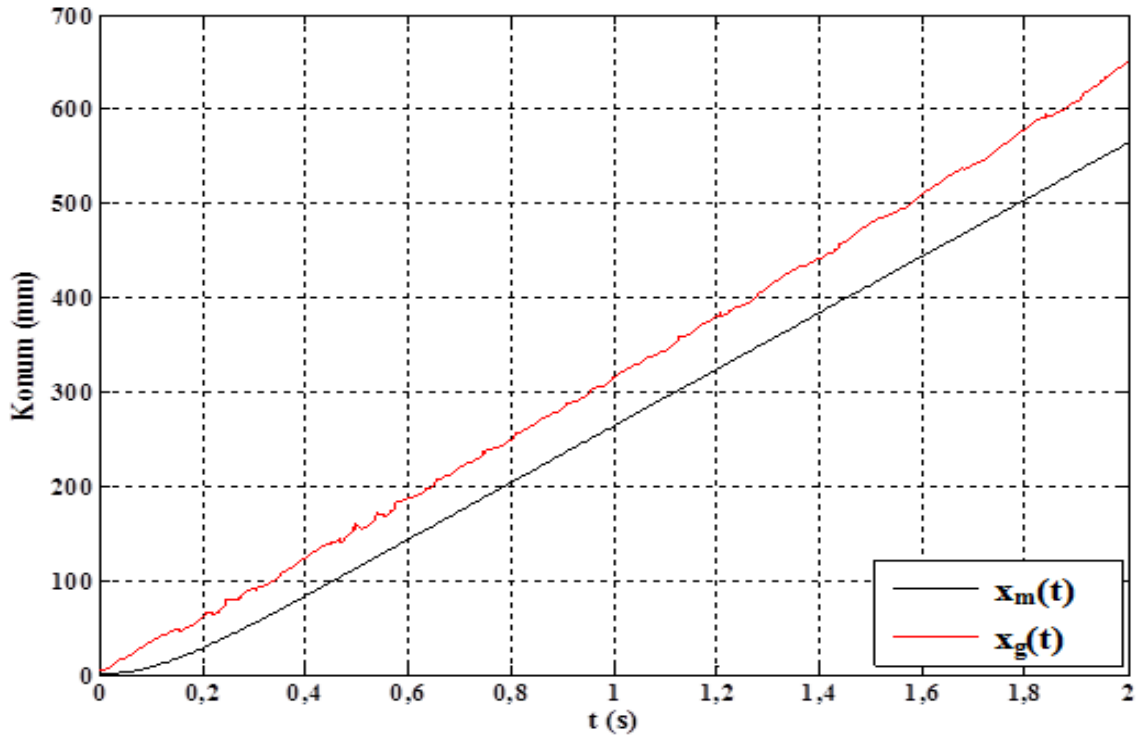
tasarlanan PID hız denetleyicisinin hız tepkisi ve ölçülen hız Şekil 5.30'da verilmiştir. Aynı yük altındaki konum tepkisi ise Şekil 5.31'de verilmiştir. İlgili benzetimler ve ölçümler 1 kg yük ile tekrarlandığında, PID hız denetleyicisinin hız tepkisi ve ölçülen hız Şekil 5.32'de, konum tepkisi ise Şekil 5.33'deki gibidir. Benzer şekilde, 2 kg yük altında alınan hız tepkisi Şekil 5.34'de, konum tepkisi ise Şekil 5.35'de sunulmuştur. Son olarak 5 kg yük altında PID hız denetleyicisinin benzetim ve ölçüm sonuçları Şekil 5.36'daki gibi elde edilmiştir. Söz konusu düzeneğin konum tepkisi de Şekil 5.37'de verilmiştir. Şekillerde kullanılan  $v_g$  ölçülen hız değerini,  $x_g$  ölçülen konum değerini temsil etmektedir.

Deney sonuçlarından görüldüğü gibi motorun taşıdığı yükteki artış, hızdaki dalgalanmaları azaltıcı yönde katkı sağlamaktadır. Diğer bir deyişle motorun taşıyacağı kütle, bozucu etki olarak değil, mekanik zaman sabitinin büyümesi sonucu hız dalgalanmasını kompanse eden bir parametre olarak görev yapmaktadır. Yerleşme zamanı 1,4 s alınarak kararlı haldeki yüksüz durumda % 17,5 olan salınım 0,5 kg'da % 17; 1 kg'da %12; 2 kg'da % 11 ve 5 kg'da % 6,5 olarak gerçekleşmiştir. Motorun yük taşıyıcı olarak kullanılması durumunda kütle artması performansa pozitif katkıda bulunmaktadır ve motorun yapısından kaynaklanan dezavantajı azaltılmaktadır. Bu nedenle geliştirilen DC lineer motor yük taşıyıcı olarak rahatlıkla kullanılabilir.

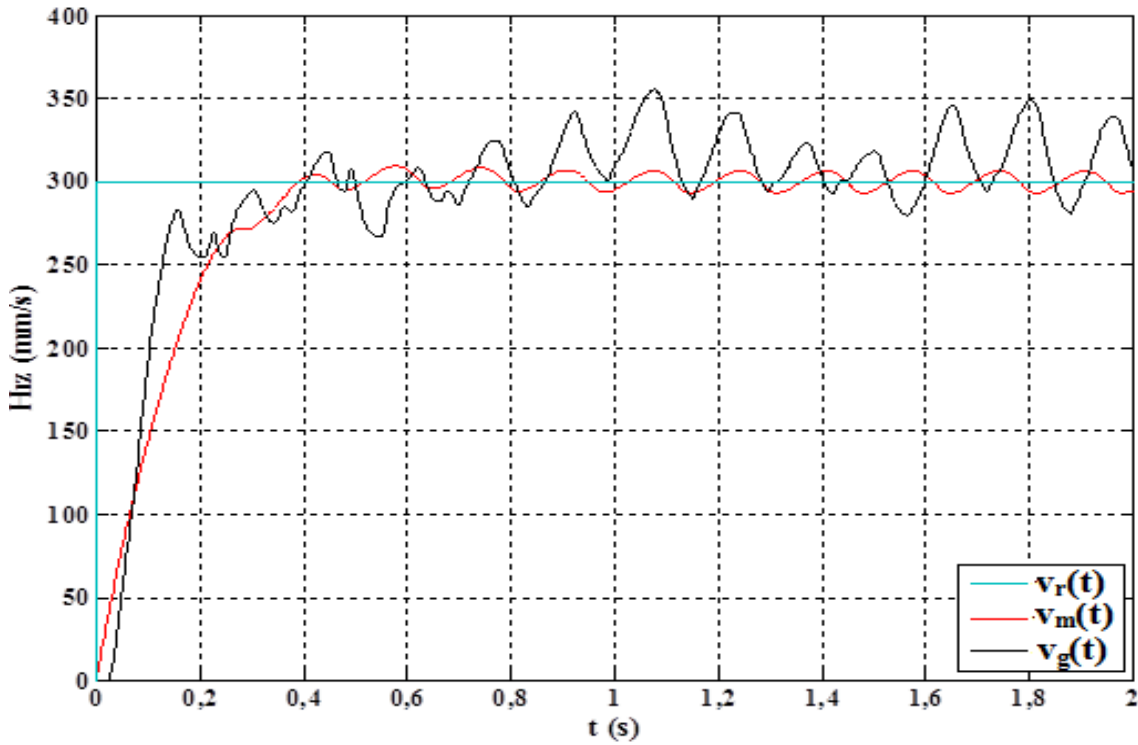


Şekil 5.30. Hız tepkisi, 0,5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )

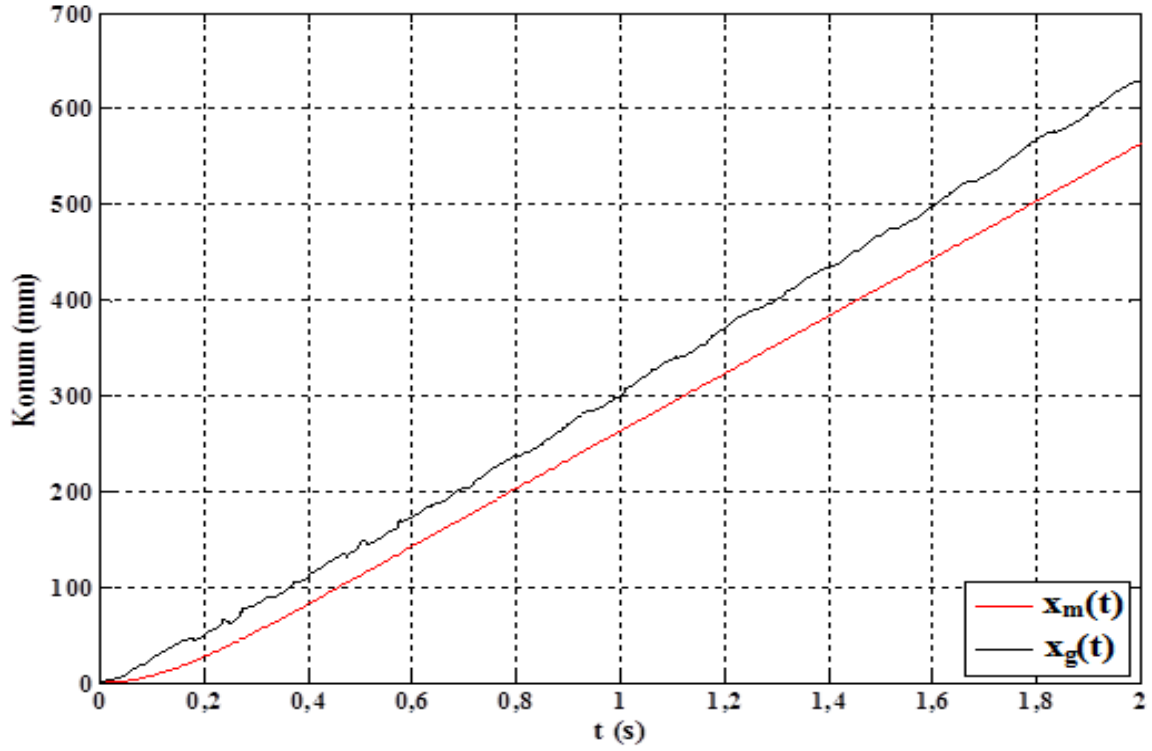




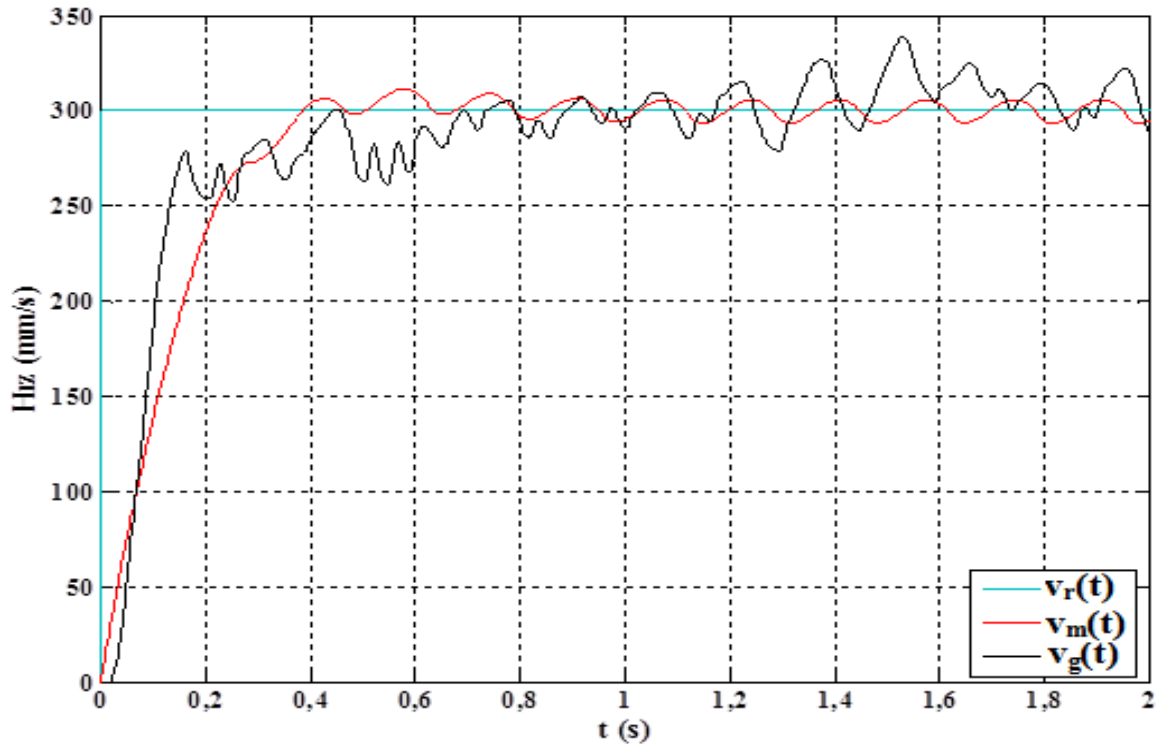
Şekil 5.31. Konum tepkisi, 0,5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ )



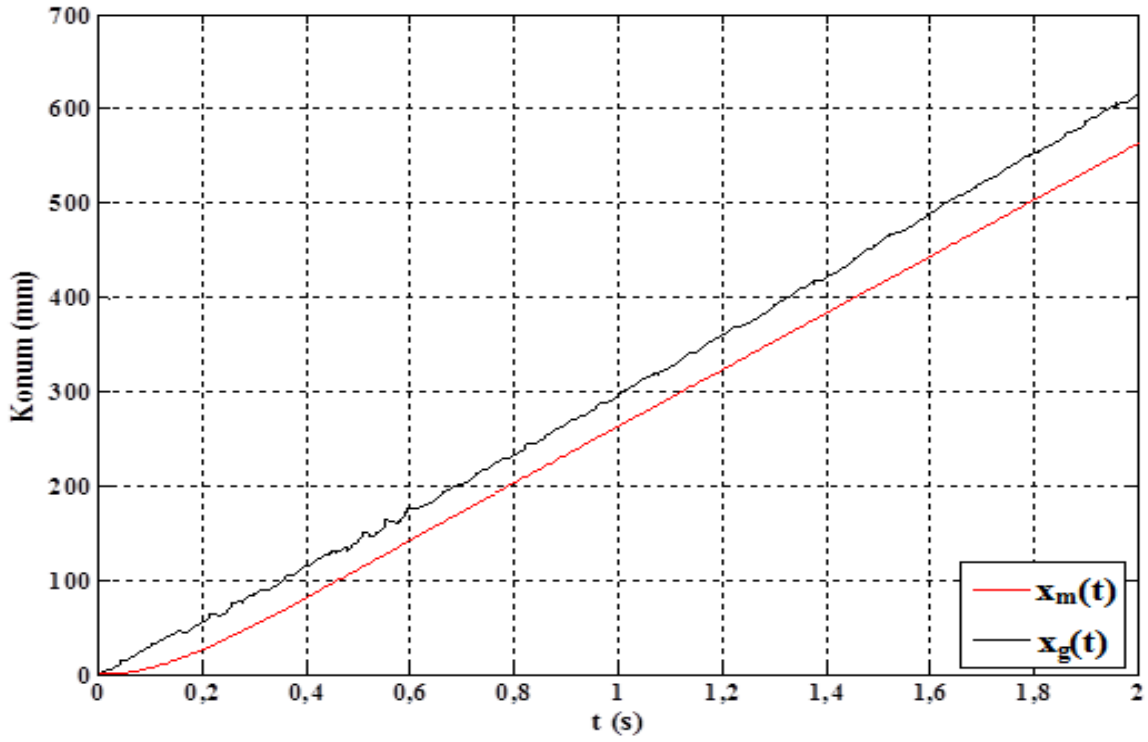
Şekil 5.32. Hız tepkisi, 1 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )



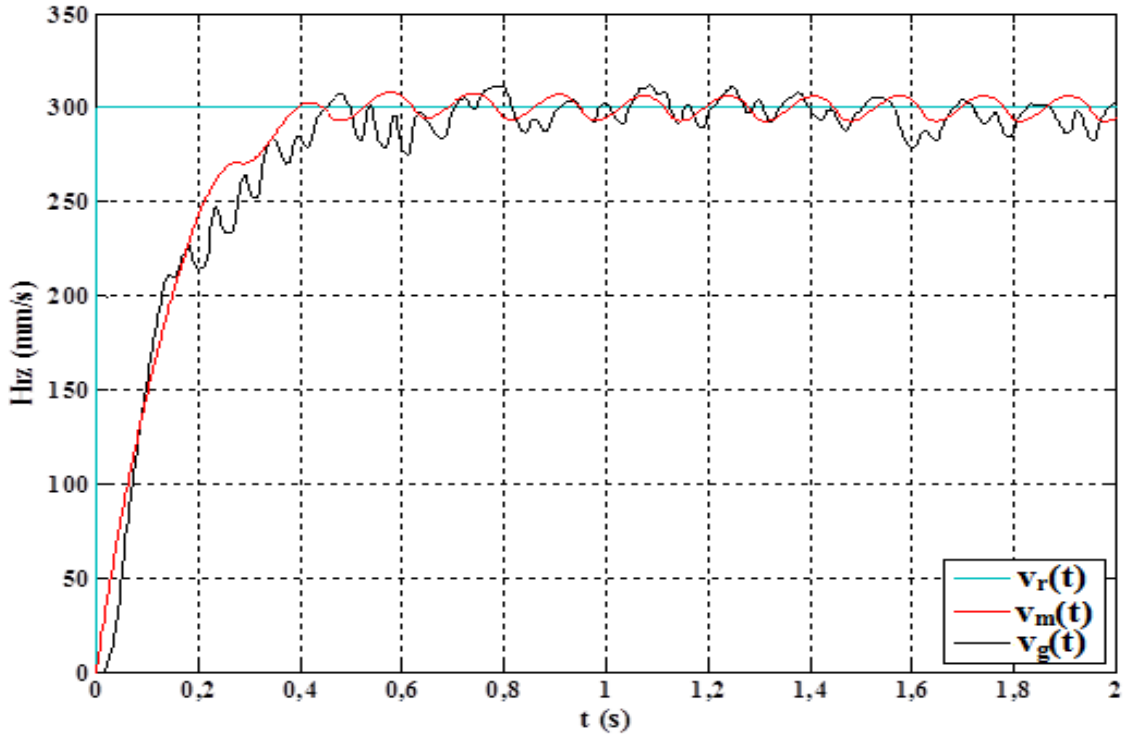
Şekil 5.33. Konum tepkisi, 1 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ )



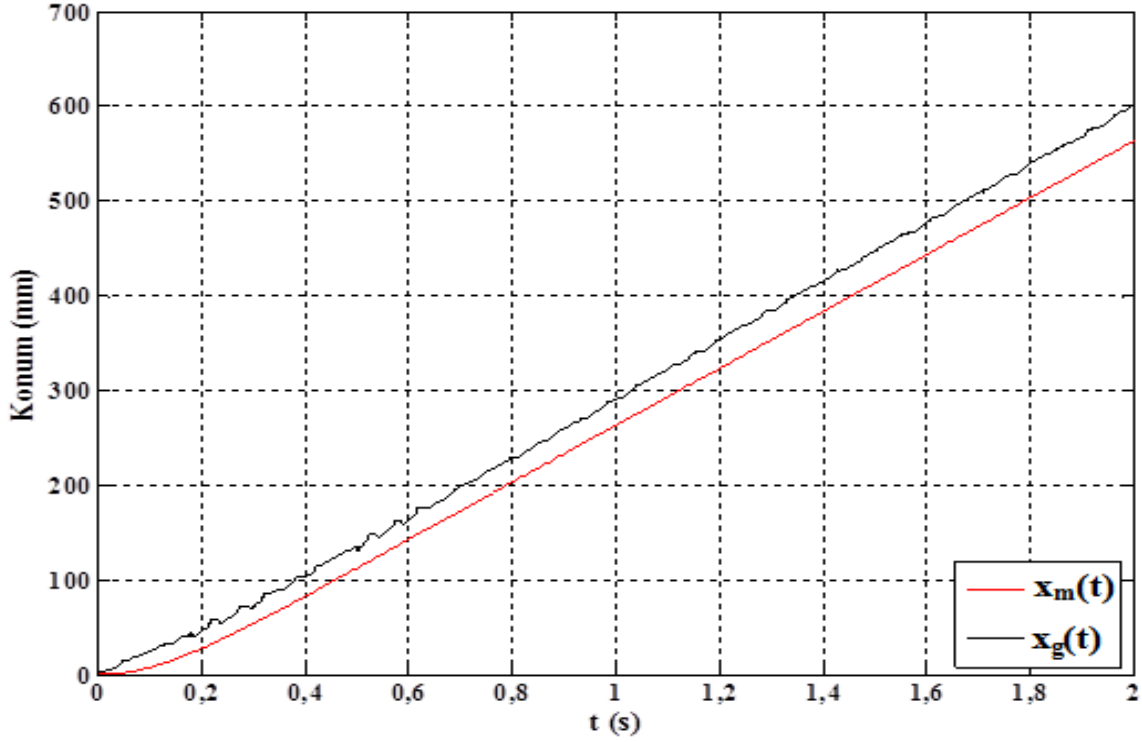
Şekil 5.34. Hız tepkisi, 2 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )



Şekil 5.35. Konum tepkisi, 2 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ )



Şekil 5.36. Hız tepkisi, 5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )



Şekil 5.37. Konum tepkisi, 5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID hız denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ )

### 5.3. Konum Denetleyicisi Tasarımı

Doğrusal hareket endüstri ve otomasyon sistemlerinin vazgeçilmez bir parçasıdır. Her iki alanda kullanılan makinaların bir çoğu konuma bağımlı olarak bir takım işleri yapmaktadır. Örneğin çok eksenli taşıma, paketleme, CNC sistemlerinde, montaj hatlarında ve servo sistemlerde konum denetimi ihtiyaç duyulan bir süreçtir. Dolayısıyla doğrusal hareketi direk üreten DC lineer motorların konumlarının denetimi de aynı şekilde önemlidir [102].

Hız denetiminde olduğu gibi bu amaçla geliştirilen motorun Şekil 4.11’de verilen sadeleştirilmiş doğrusal modeli esas alınarak PID konum denetleyicisi tasarlanmıştır. Konum hızın integrali olduğundan, Şekil 4.11 dikkate alınarak Eş. 4.43 1/s ile çarpıldığında, lineer motorun girişi olan endüvi voltajı ile hareketli ünitenin konumu arasındaki transfer fonksiyonu.

$$\frac{X(s)}{E(s)} = \frac{b}{s(s+a)} \quad (5.23)$$

şeklinde yazılır. Şekil 5.2’de verilen hız denetleyicisinde olduğu gibi, konum denetimi için sadeleştirilmiş doğrusal model esaslı PID denetleyici Şekil 5.38’de verilmiştir. Şekil 5.38’deki PID denetleyicisinin transfer fonksiyonu:

$$D(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + sK_d \quad (5.24)$$

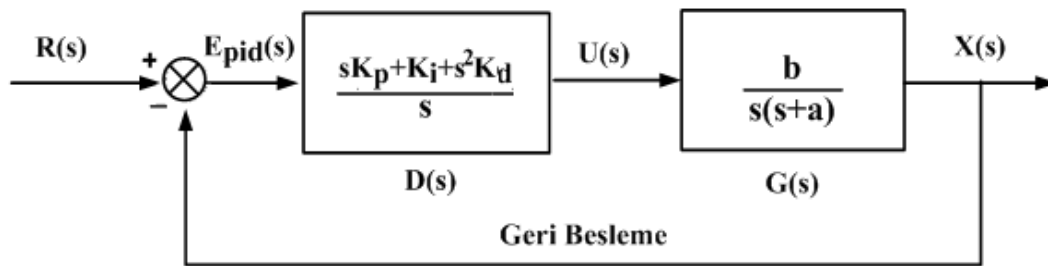
şeklinde yazılabilir. Motorun transfer fonksiyonunun  $a$  ve  $b$  parametrelerinin değerleri önceki bölümde zaten verilmişti. Dolayısıyla burada en büyük problem PID denetleyicisinin parametrelerinin tespitidir. Bu nedenle öncelikle Şekil 5.38’deki kontrol sisteminin kapalı çevrim transfer fonksiyonu

$$T_x(s) = \frac{\left( \frac{sK_p + K_i + s^2K_d}{s} \right) \frac{b}{s(s+a)}}{1 + \left( \frac{sK_p + K_i + s^2K_d}{s} \right) \frac{b}{s(s+a)}} = \frac{sbK_p + bK_i + s^2bK_d}{s^3 + s^2(a + bK_d) + sbK_p + bK_i} \quad (5.25)$$

şeklinde elde edilmiştir. Böylece PID denetleyicili kontrol sisteminin karakteristik denklemi

$$KD_x = s^3 + s^2(a + bK_d) + sbK_p + bK_i \quad (5.26)$$

şeklinde yazılır.



Şekil 5.38. PID konum denetleyicisi: sadeleştirilmiş doğrusal model

Görüldüğü gibi karakteristik denklemi 3. dereceden olup, söz konusu karakteristik denklem ikinci dereceden bir polinom ve birinci dereceden kutup yardımıyla

$$KD = (s + p_3)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) \quad (5.27)$$

şeklinde yeniden düzenlenebilir. Eş. 5.27'deki parantezler kaldırıldığında

$$KD = s^3 + (2\zeta\omega_n + p_3)s^2 + (\omega_n^2 + 2\zeta\omega_n p_3)s + \omega_n^2 p_3 \quad (5.28)$$

ifadesi elde edilir. Aynı şekilde Eş. 5.25'deki transfer fonksiyonu yeniden düzenlendiğinde

$$T_x(s) = \frac{bK_p(s+z_1)(s+z_2)}{(s+p_3)(s^2+2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (5.29)$$

sonucuna ulaşılır. Görüldüğü gibi kapalı çevrim transfer fonksiyonunun 2 sıfırı ve 3 kutbu vardır. Sıfırların ve  $p_3$  kutbunun geçici durum etkilerini en aza indirmek için Simulink ortamında denemeler yapılmıştır. Nihayetinde  $\zeta=1$ ,  $t_s=0,35$  ve  $K_i$  parametresi 20 olarak seçildiğinde, paydadaki 3. kutbun sıfırlardan birisi tarafından yok edildiği ve böylece 2. dereceye yakın bir tepki alındığı görülmüştür. Eş. 5.26. ve Eş. 5.28'in karakteristik denklemleri eşitlendiğinde

$$a + bK_d = 2\zeta\omega_n + p_3 \quad (5.30)$$

$$bK_p = \omega_n^2 + 2\zeta\omega_n p_3 \quad (5.31)$$

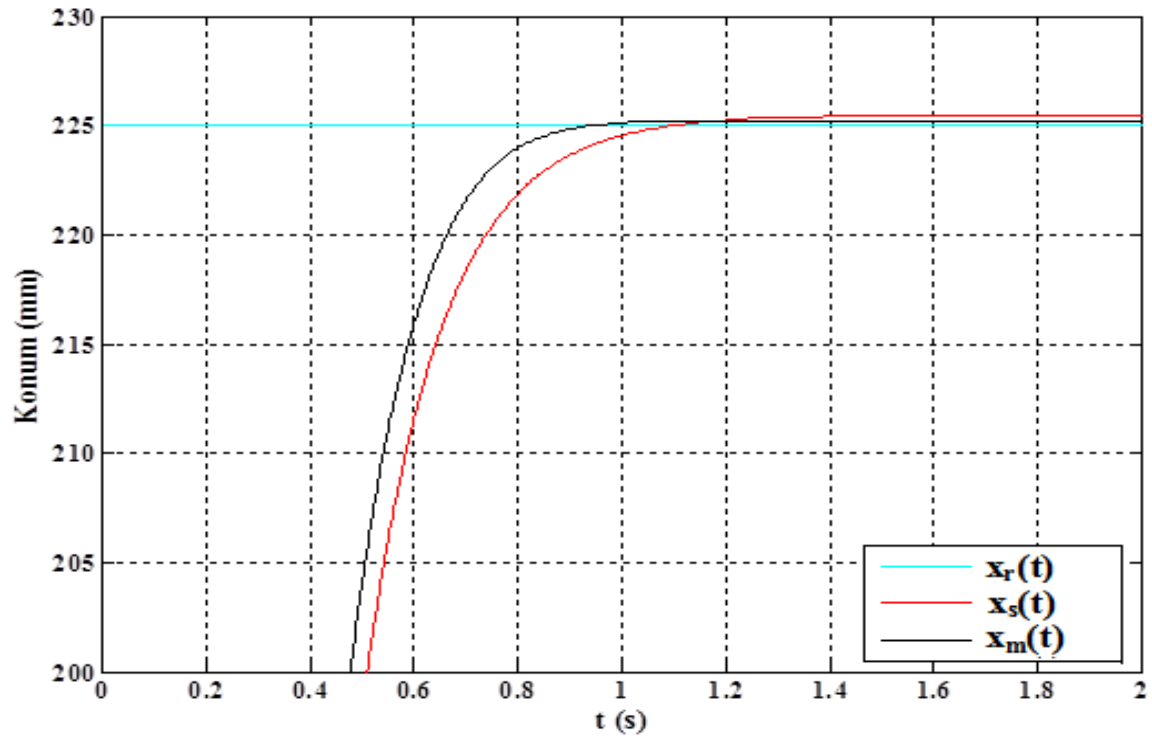
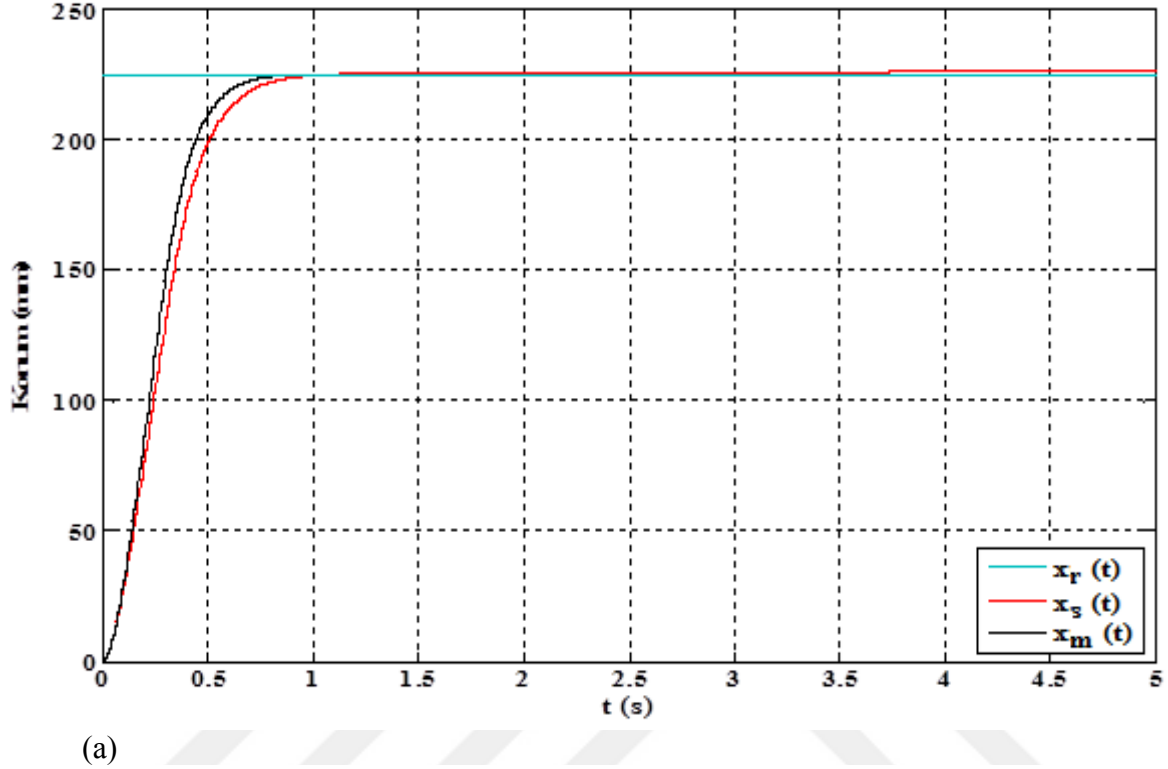
$$bK_i = \omega_n^2 p_3 \quad (5.32)$$

ifadeleri yazılabilir. Eş. 5.32 sayesinde  $p_3 = 0,047$  olarak bulunmuştur. Aynı şekilde Eş. 5.30, ve Eş. 5.31 yardımıyla  $K_p$ ,  $K_d$  parametreleri sırasıyla 424,88 ve 20,12 olarak tespit edilmiştir. Hesaplanan değerler Eş. 5.29'da yerine konulduğunda

$$T_x(s) = \frac{6,24(s+0,047)(s+21,07)}{(s+0,047)(s^2+22,86s+130,64)} \quad (5.33)$$

şeklinde transfer fonksiyonu elde edilir. Buradan bir adet sıfırla bir adet kökün sadeleştirilebileceği açık olarak görülmektedir. Bulunan parametreler kullanılarak sadeleştirilmiş doğrusal model ve Kulomb sürtünme kuvveti ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model esaslı PID denetleyicisinin Simulink ortamında benzetimleri yapılmıştır. Böylece elde edilen konum tepkileri Şekil 5.39-a'da, odaklanmış eğriler ise Şekil 5.39-b'de verilmiştir. Görüldüğü gibi her iki modelin tepkisi de birbirine çok yakın şekilde olmuştur.

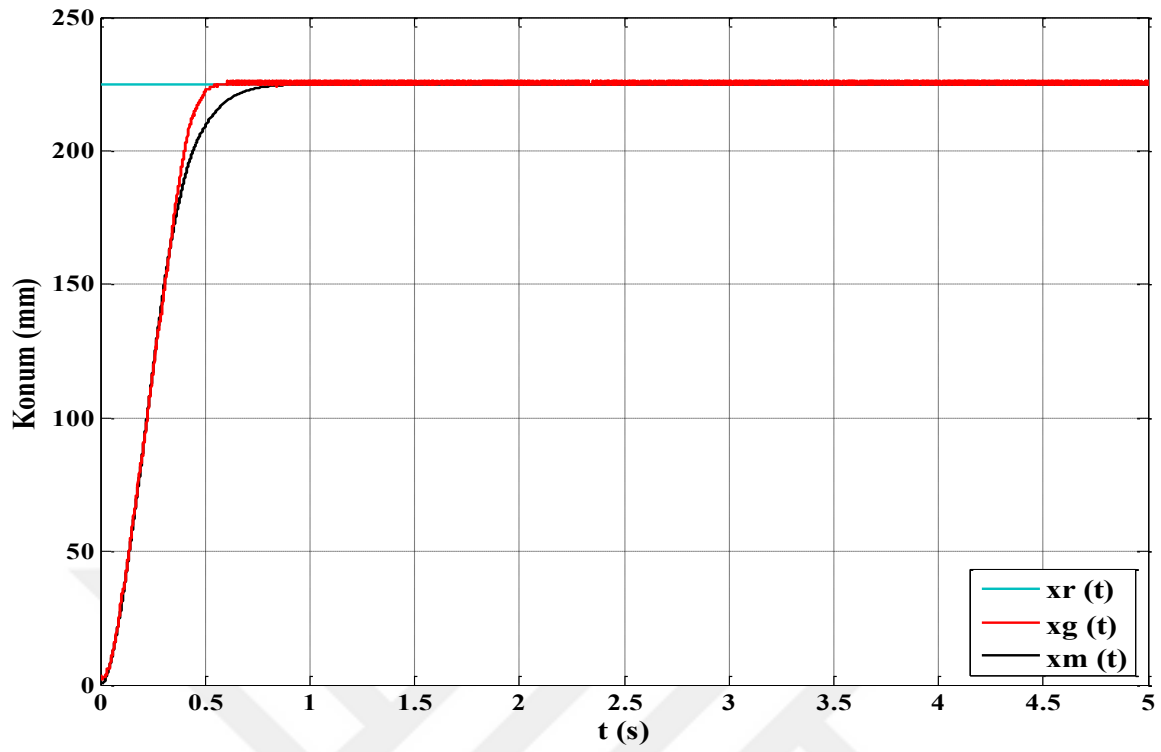
Referans konumu en fazla % 0,15'lik hatayla yakalamıştır. Grafiklerde kullanılan  $x_r$  konum referansını temsil etmektedir.



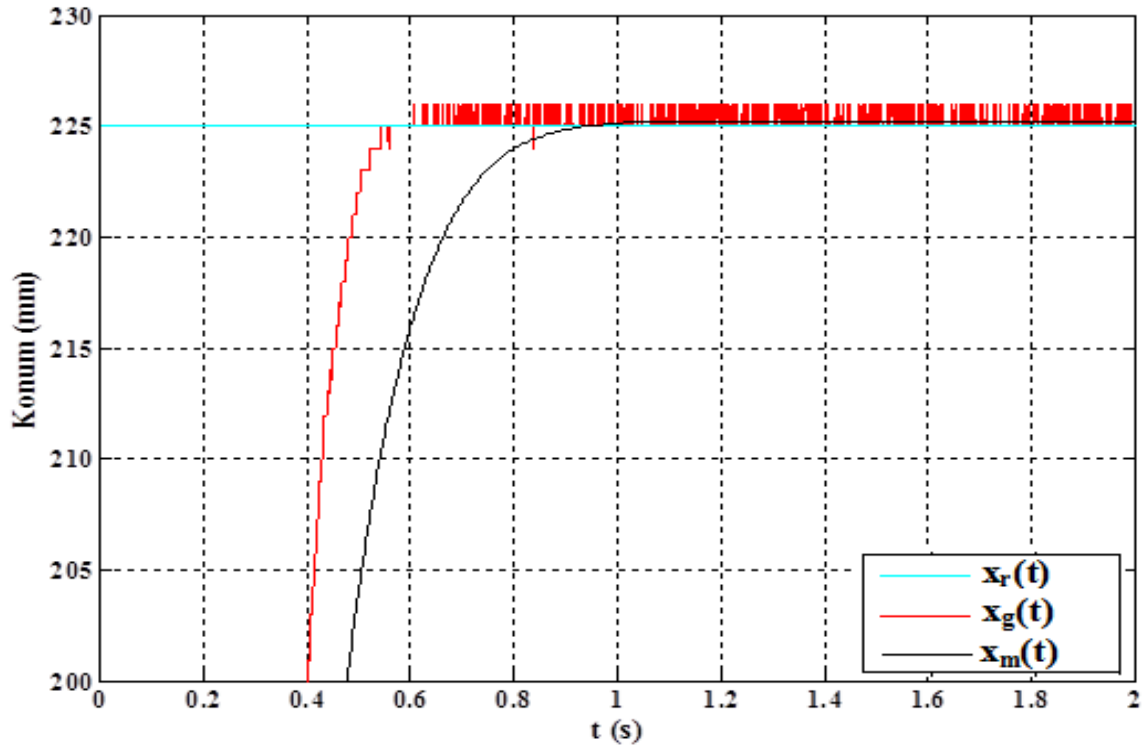
Şekil 5.39. a) Konum tepkisi: sadeleştirilmiş doğrusal ( $x_s(t)$ ) ve Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi b) Odaklanmış hali





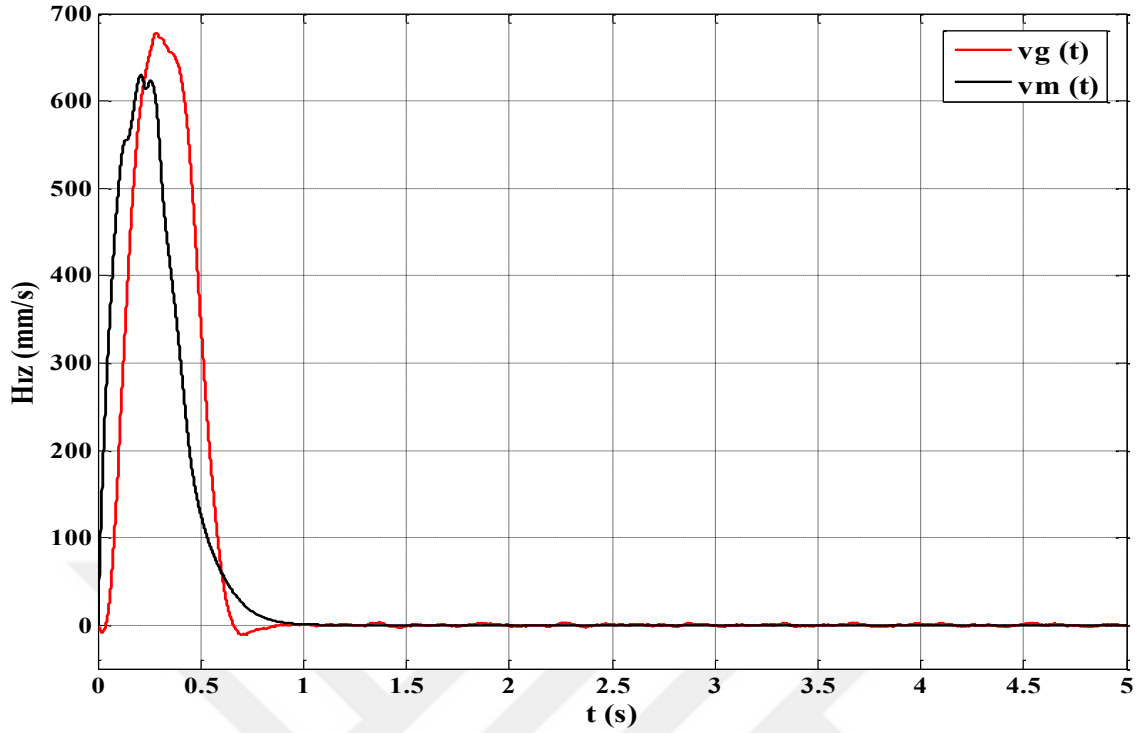


(a)



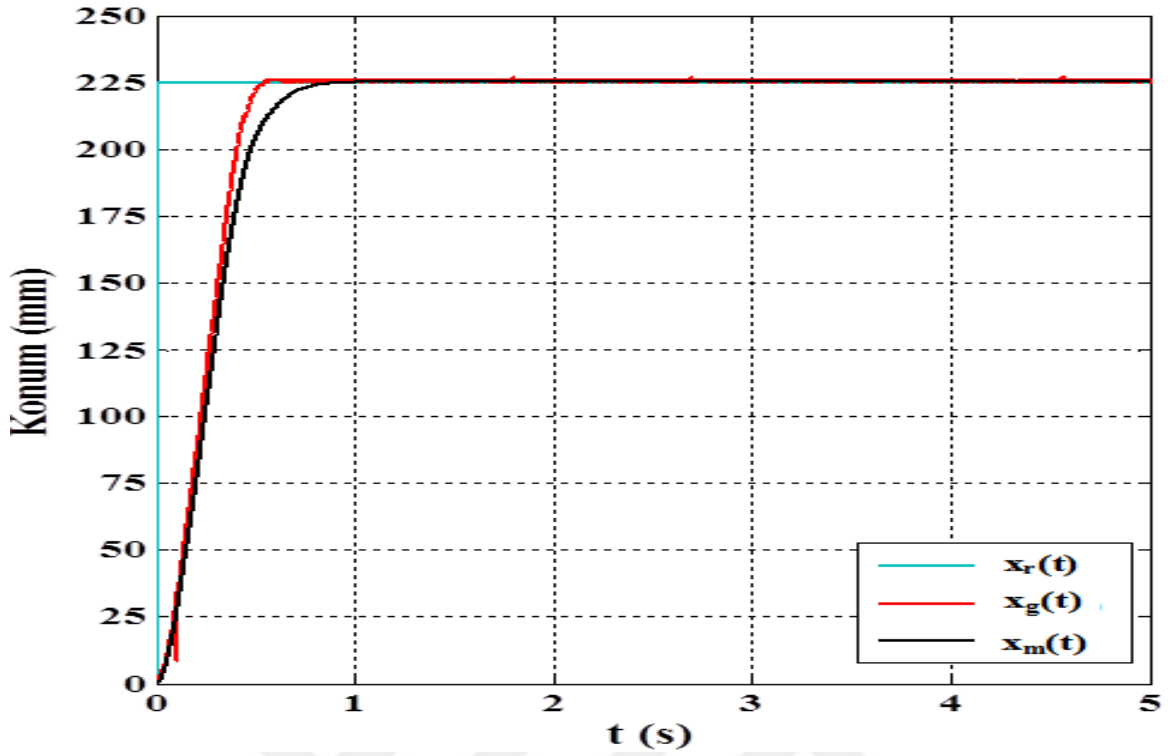
(b)

Şekil 5.41. a) Konum tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali

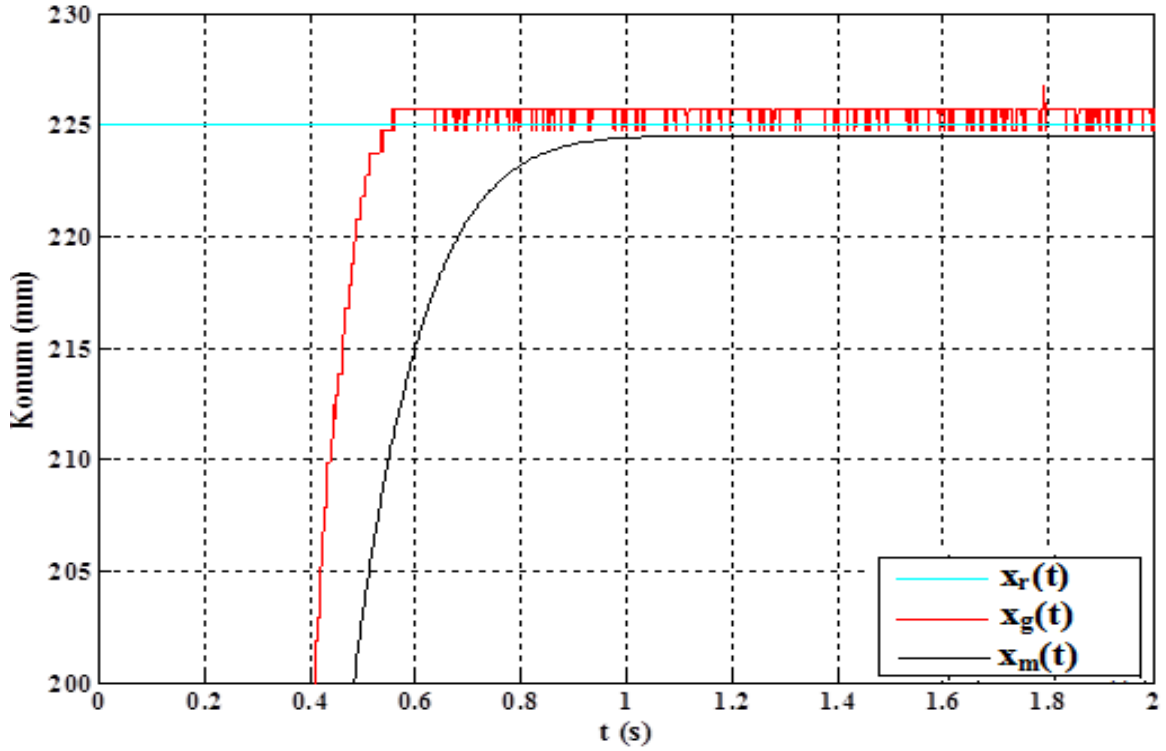


Şekil 5.42. Hız tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )

Bundan önceki deneyde motor boşta çalıştırılmıştır. Diğer taraftan denetleyicinin yüklü durumdaki performansını test etmek için Şekil 5.29'daki düzenek kullanılarak yük altında sonuçlar alınmıştır. İlk yapılan uygulamada motorun hareketli ünitesine 0,5 kg'lık kütle eklenmiş, ilgili konum ve hız bilgileri kaydedilmiştir. Kaydedilen gerçek konum bilgileri ve Kulomb sürtünme kuvveti ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model konum tepki grafikleri Şekil 5.43-a'da, odaklanmış konum grafiği Şekil 5.43-b verilmiştir. 0,5 kg yük deneylerine ait hız grafikleri Şekil 5.44'de verilmiştir. Her iki çalışma durumunda da % 0,22'ye yakın takip etme hatası oluşmuştur.

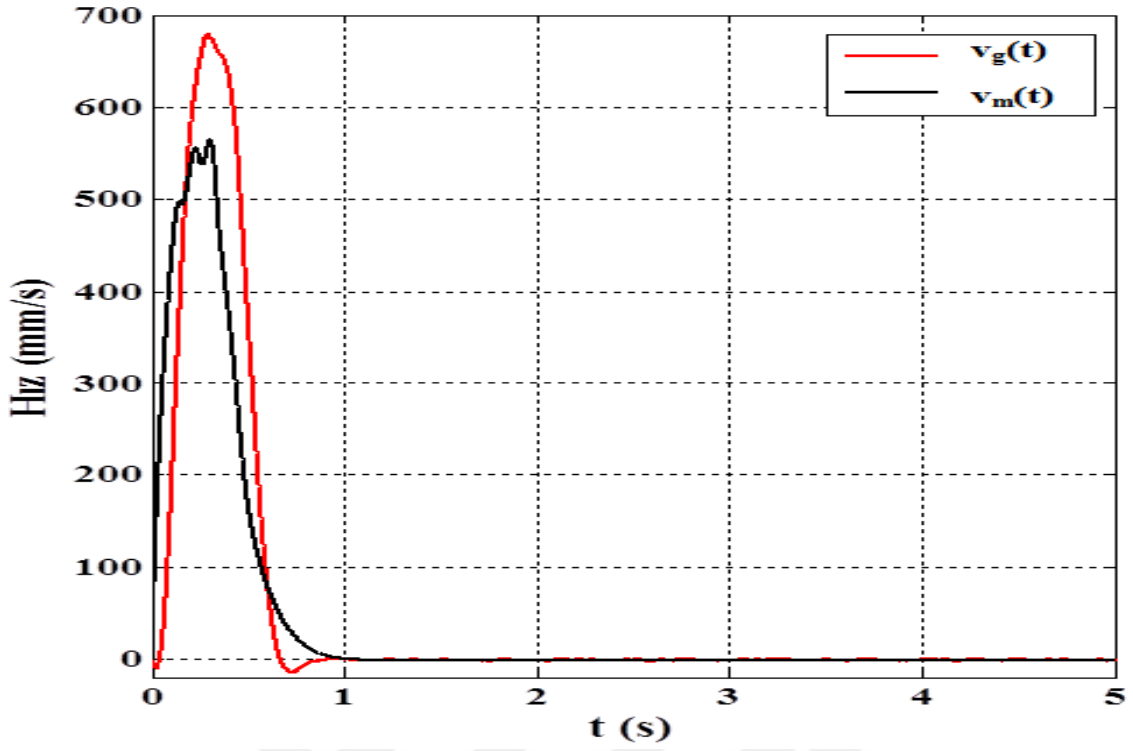


(a)



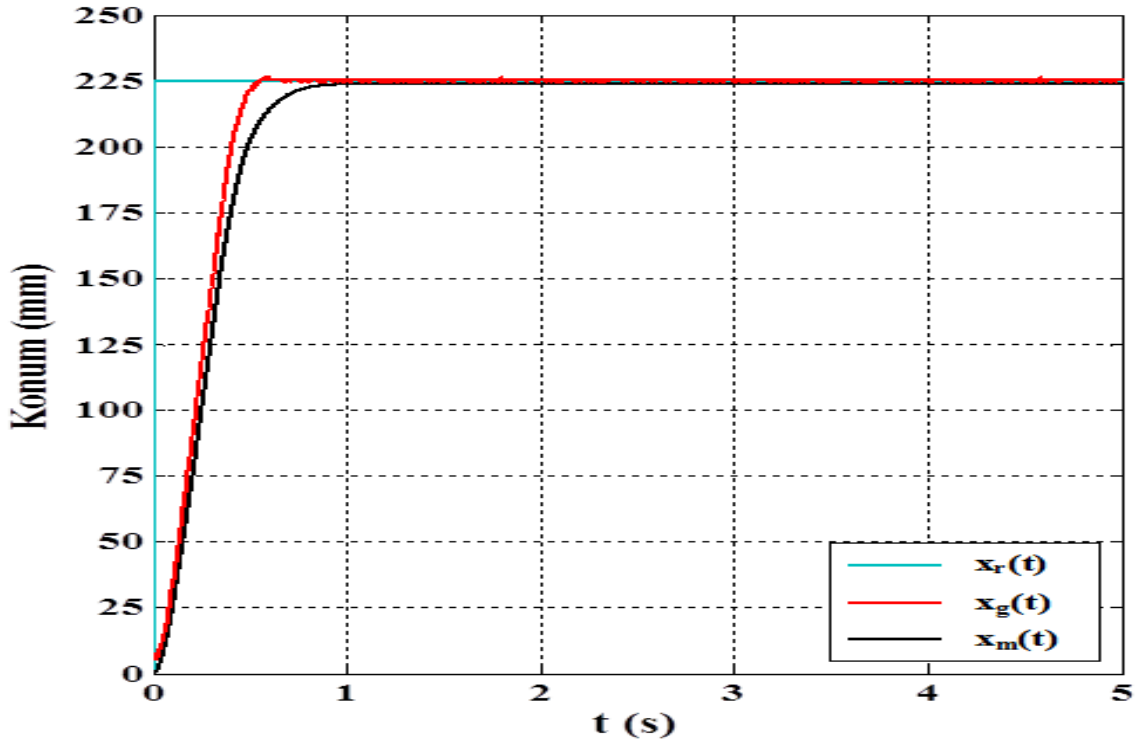
(b)

Şekil 5.43. a) Konum tepkisi, 0,5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali

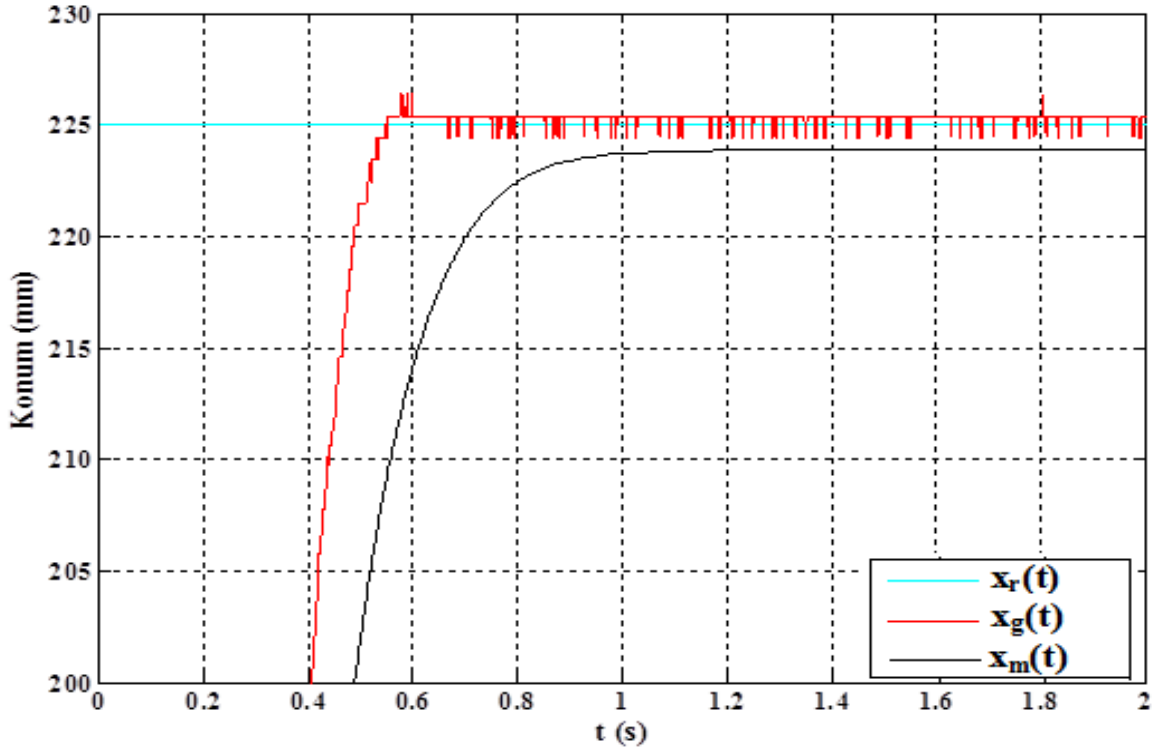


Şekil 5.44. Hız tepkisi, 0,5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )

İlgili deney 1 kg'lık kütle ile tekrarlandığında elde edilen konum ve hız bilgileri sırasıyla Şekil 5.45-a, Şekil 5.45-b ve Şekil 5.46'da verilmiştir. Kalıcı durum hatası modelde % 0,44'e yükselirken gerçek, referansı tam yakalamıştır.

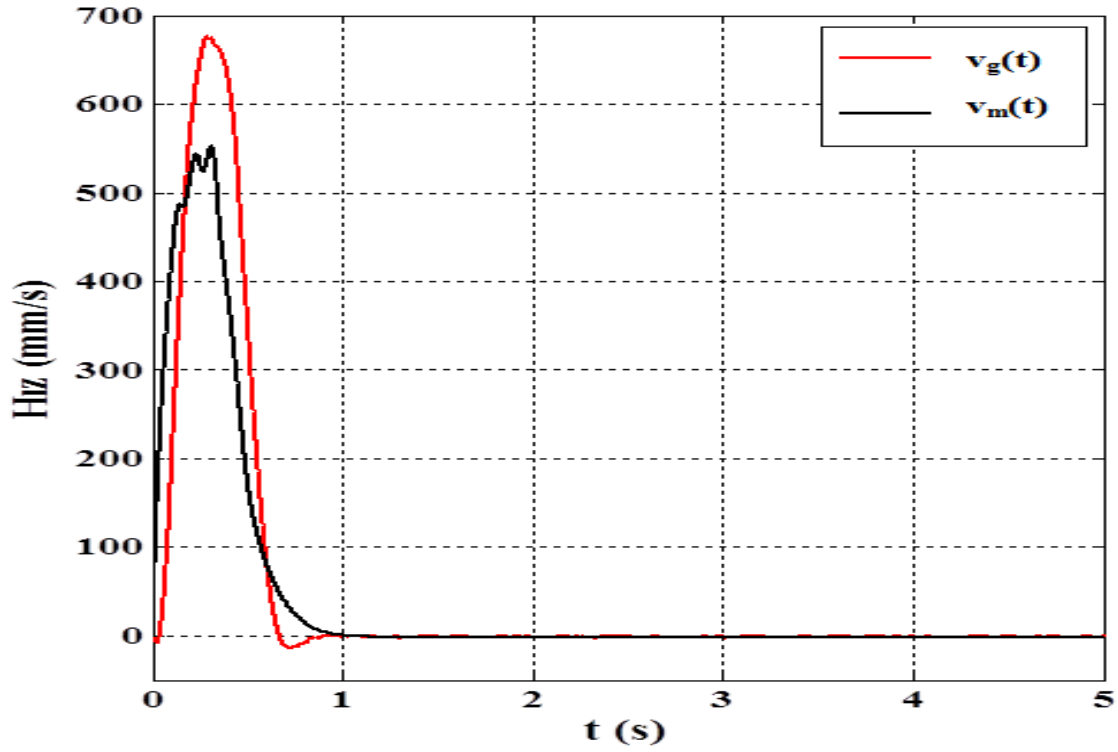


(a)



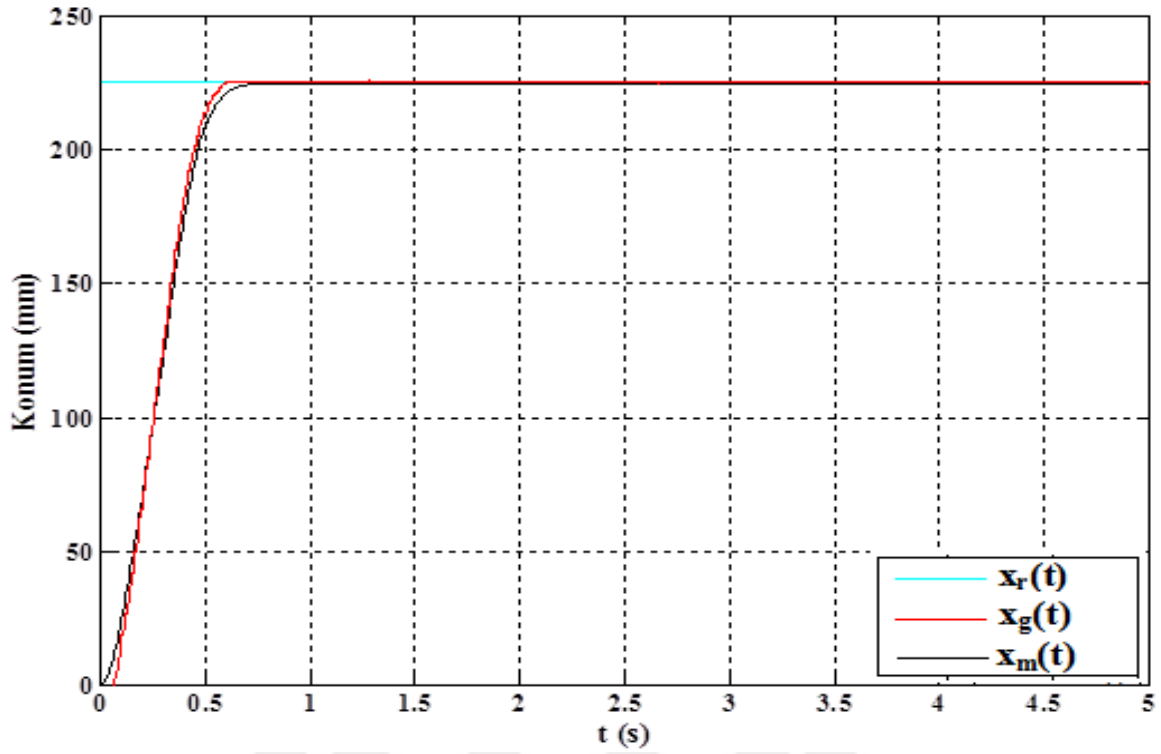
(b)

Şekil 5.45. a) Konum tepkisi, 1 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) Odaklanmış hali

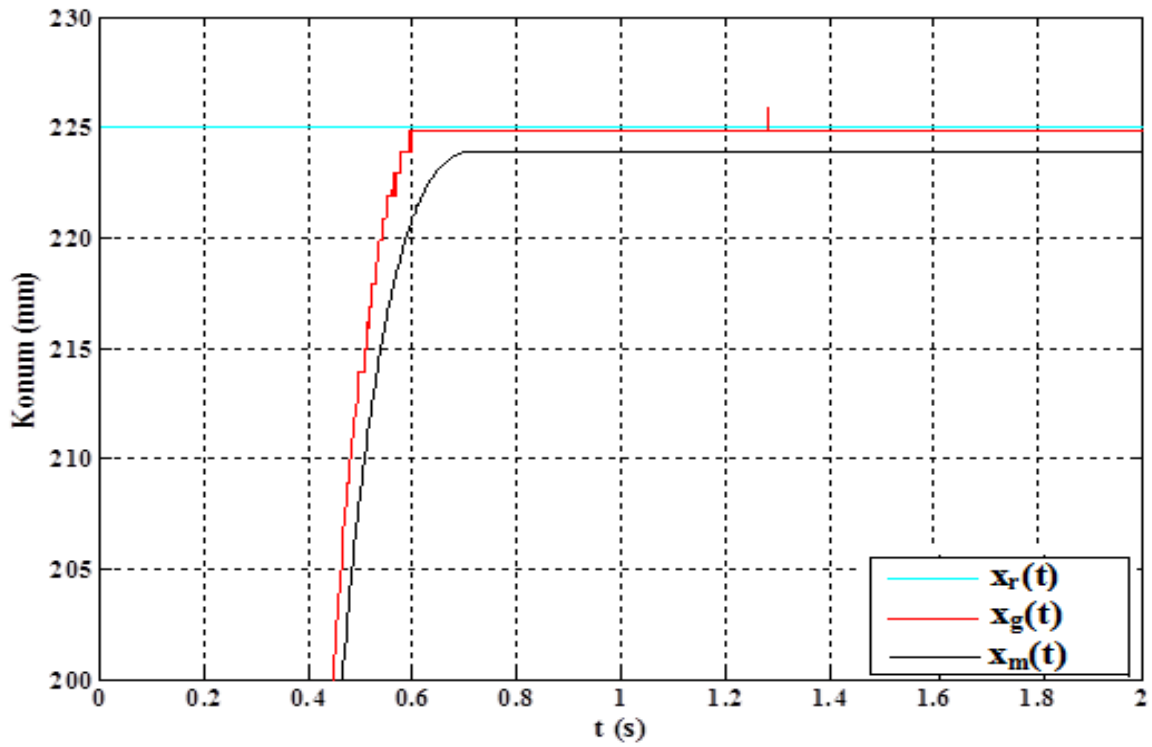


Şekil 5.46. Hız tepkisi, 1 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )

Motorun hareketli ünitesi 2 kg'lık kütle ile yüklendiğinde elde edilen konum grafikleri Şekil 5.47-a'da, odaklanmış konum grafikleri Şekil 5.47-b'de sunulmuştur. İlgili deneyde elde edilen hız grafikleri ise Şekil 5.48'de verilmiştir. Geliştirilen motor referansı hatasız takip ederken model % 0,44'lük kalıcı hal hatası ile takip etmektedir.

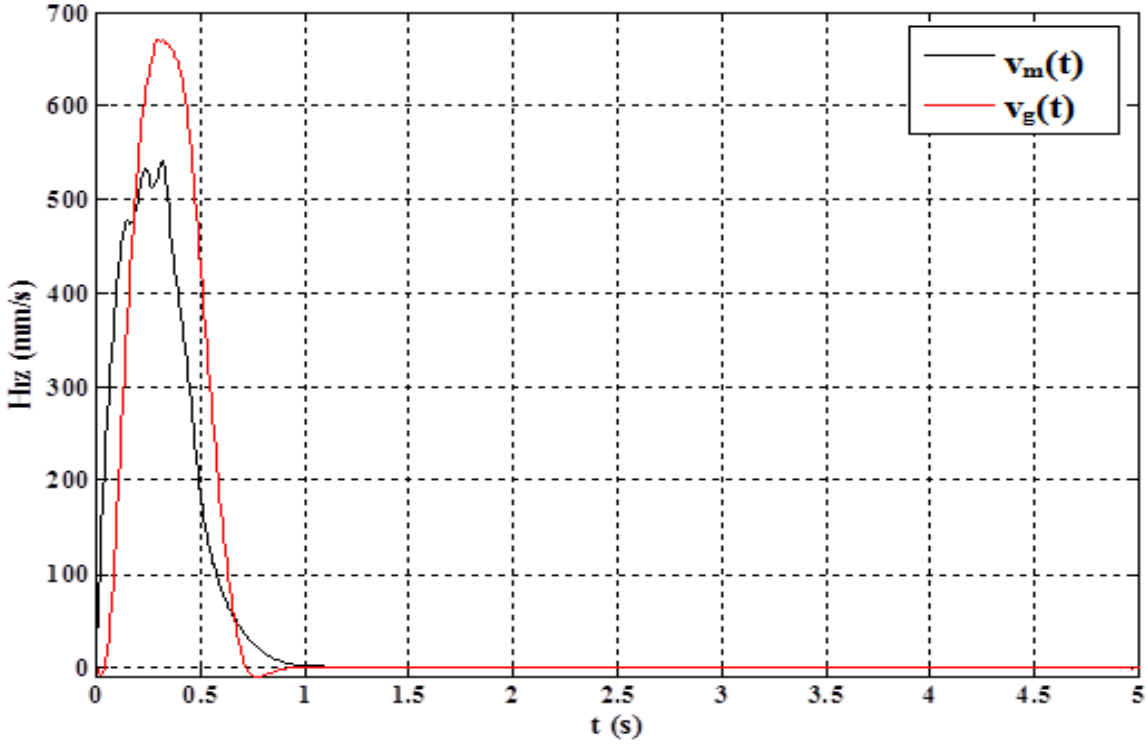


(a)



(b)

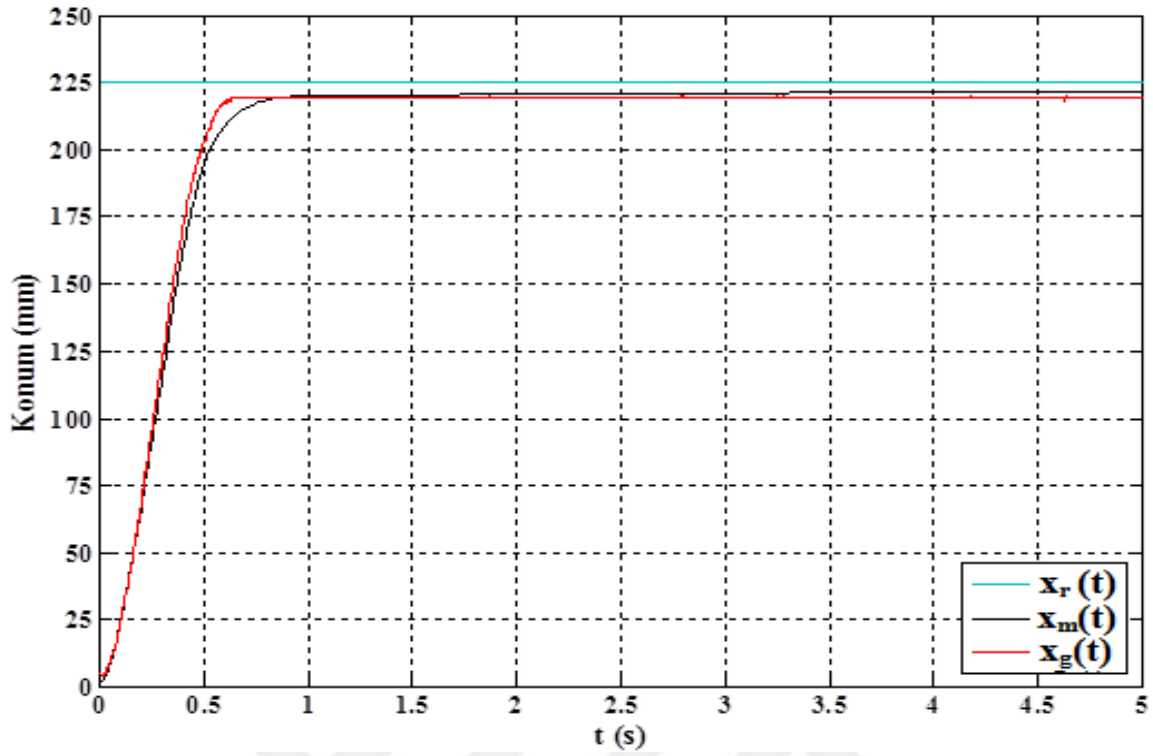
Şekil 5.47. a) Konum tepkisi, 2 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali



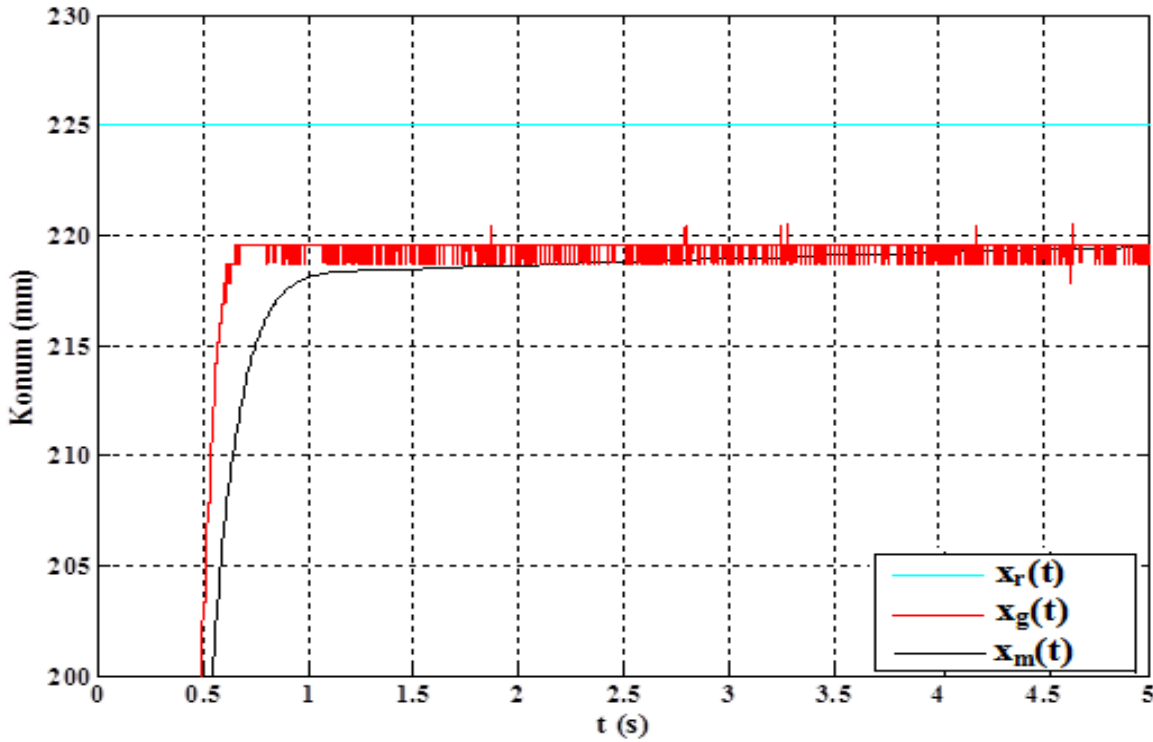
Şekil 5.48. Hız tepkisi, 2 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )

Aynı deneyler 5 kg'lık kütle için de tekrarlanmış, elde edilen konum grafikleri Şekil 5.49-a'da verilmiştir. Odaklanmış konum grafikleri Şekil 5.49-b'de, ilgili hız grafiği ise Şekil 5.50'de verilmiştir. PID konum denetleyicisinin konum takip grafikleri genel olarak değerlendirildiğinde, geçici durumlarda takip hatası olmasına rağmen kalıcı durumda hatanın en fazla % 0,44'lük hata ile 1 mm civarında olduğu gözlemlenmiştir. Bu performans depolarda raflar arası yük taşıma gibi çok yüksek hassasiyet gerektirmeyen uygulamalar için kabul edilebilir bir sonuçtur.



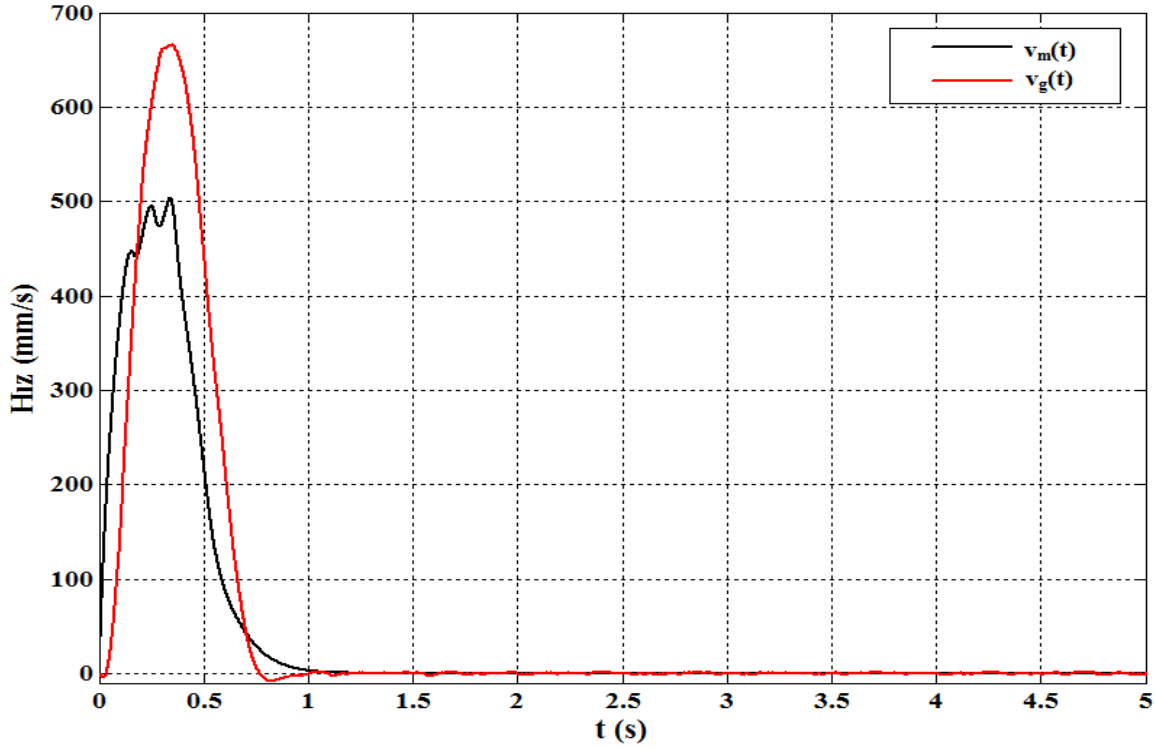


(a)



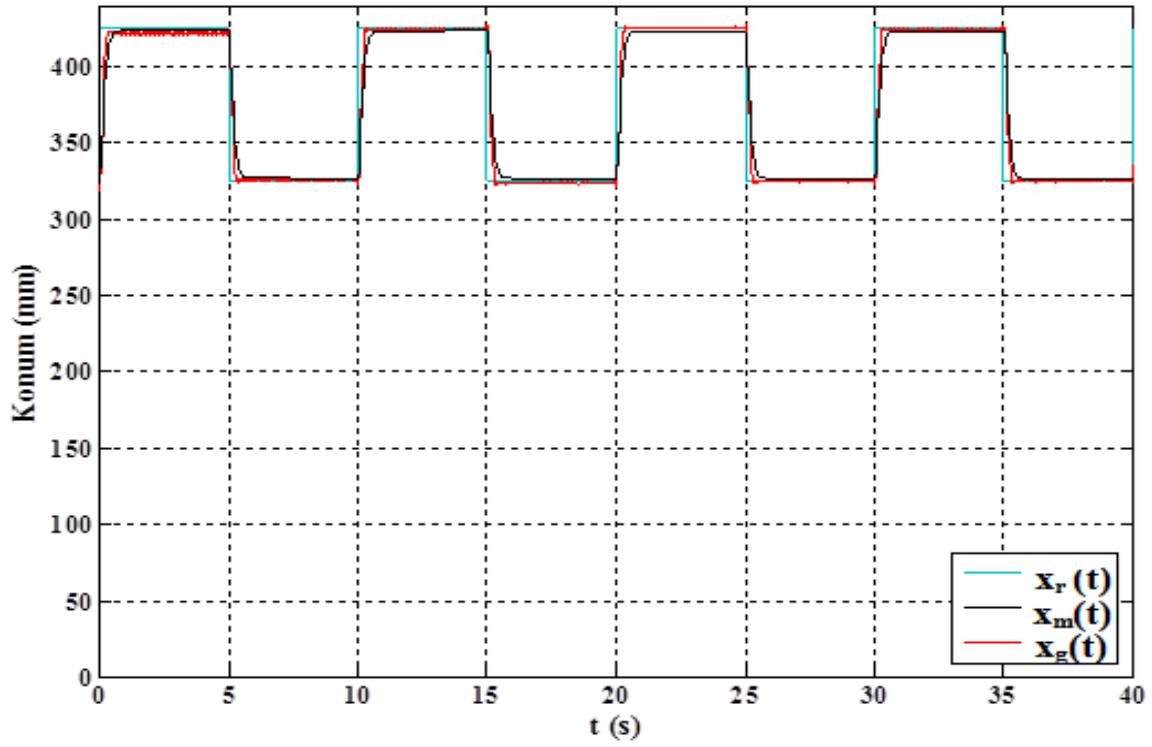
(b)

Şekil 5.49. a) Konum tepkisi, 5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ) Odaklanmış hali

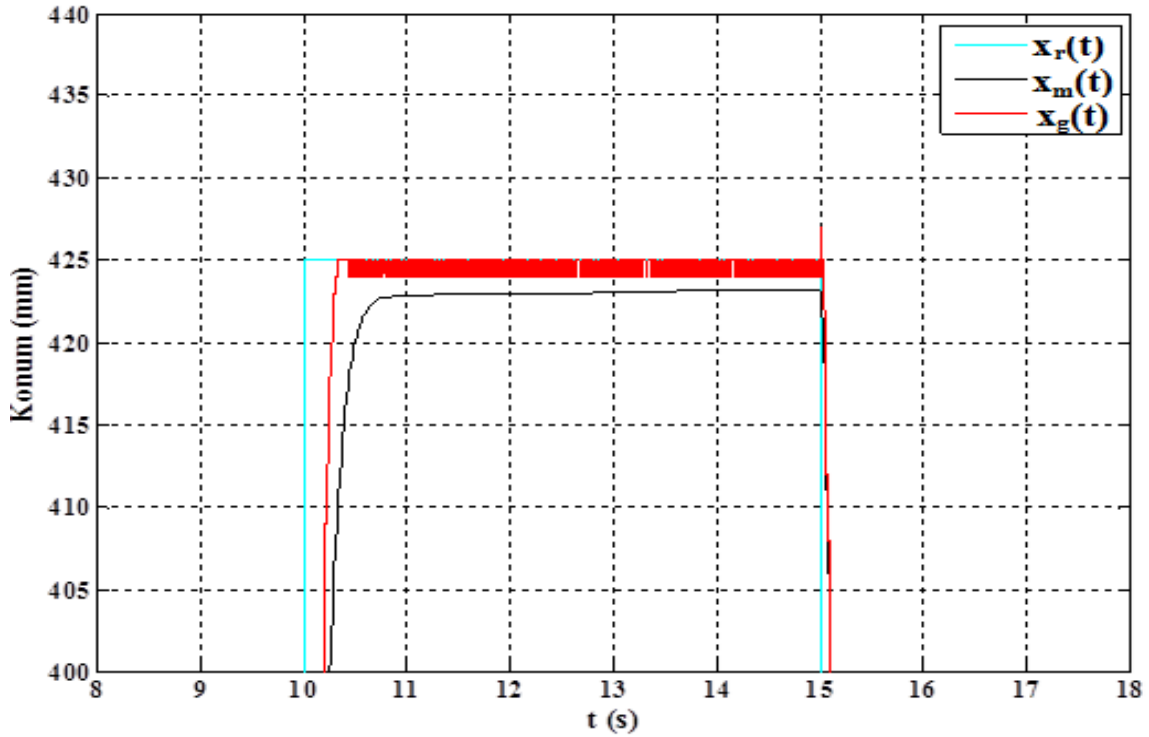


Şekil 5.50. Hız tepkisi, 5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ )

Geliştirilen PID konum denetleyicisi önceki deneylerde basamak sinyali kullanılarak test edilmişti. Ancak doğrusal harekete ihtiyaç duyan sistemlerde hareketli mekanizmanın iki nokta arasında periyodik hareket yapması istenilebilir. Örneğin otomatik kapı, CNC tezgâh gibi uygulamalar söz konusu şekilde çalışmaktadır. Dolayısıyla geliştirilen motor ve konum denetleyicisinden oluşan sistem kare dalga şeklindeki referans sinyaliyle de test edilmiştir. Öncelikle hareketli ünite yüksüz iken deneyler yapılmış, elde edilen konum sinyali Şekil 5.51-a'da, odaklanmış hali ise Şekil 5.51-b'de gösterilmiştir. Aynı şekilde hareketli ünitenin hız grafiği Şekil 5.52-a ve hıza ait odaklanmış eğrisi Şekil 5.52-b'de verilmiştir. Benzetim ve ölçüm sonuçlarına göre komut sinyallerinin benzetim tarafından yaklaşık % 0,47'lik 2 mm kalıcı durum hatası ile takip edildiği görülmektedir. Ölçülen değerler ise referansı daha doğru bir şekilde takip etmiştir.

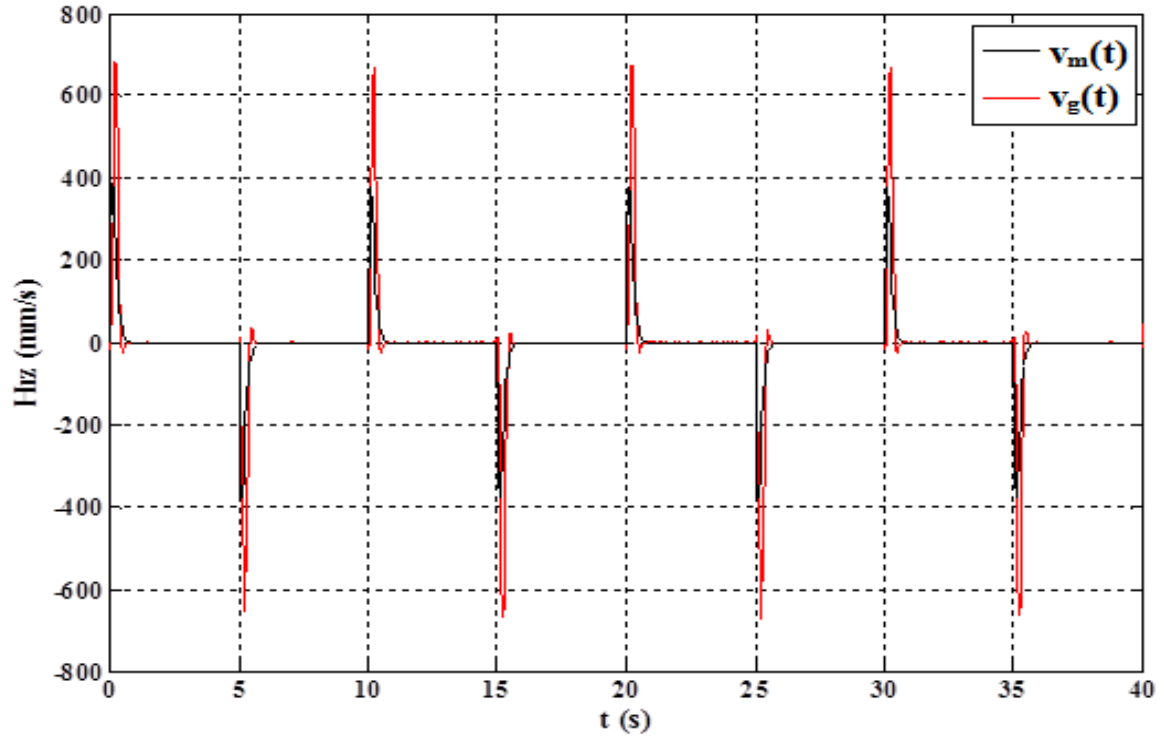


(a)

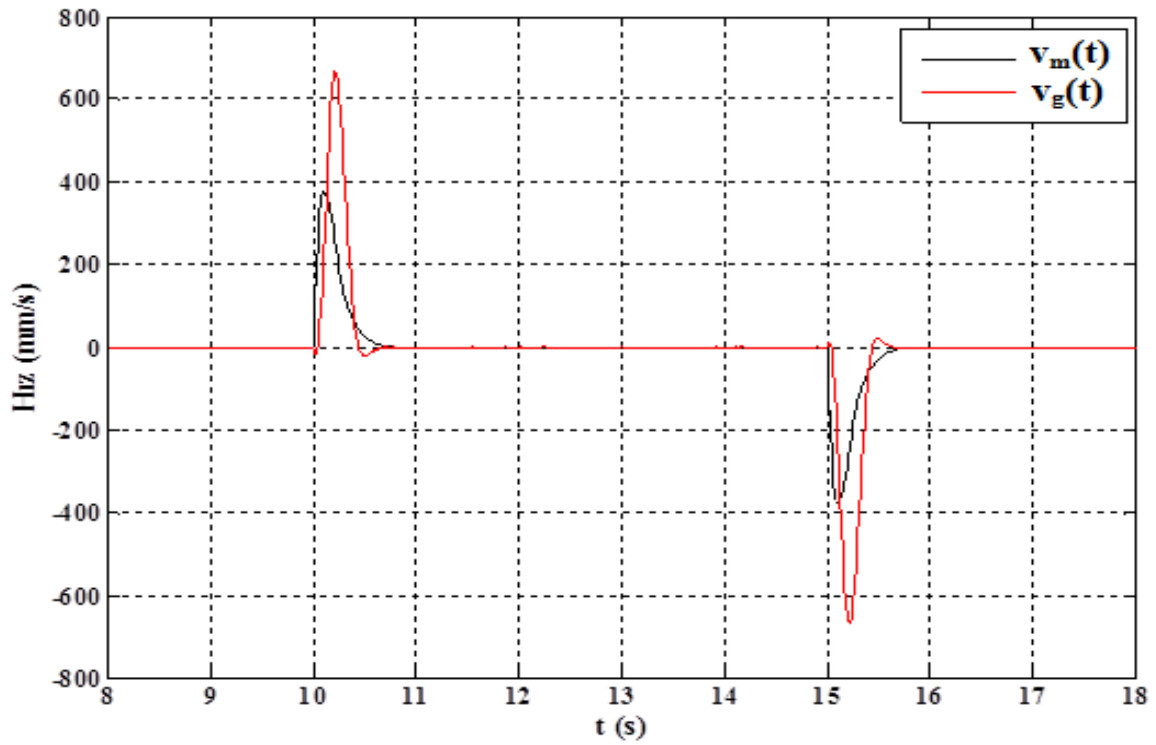


(b)

Şekil 5.51. a) Farklı iki nokta arası konum tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ )  
b) Odaklanmış hali



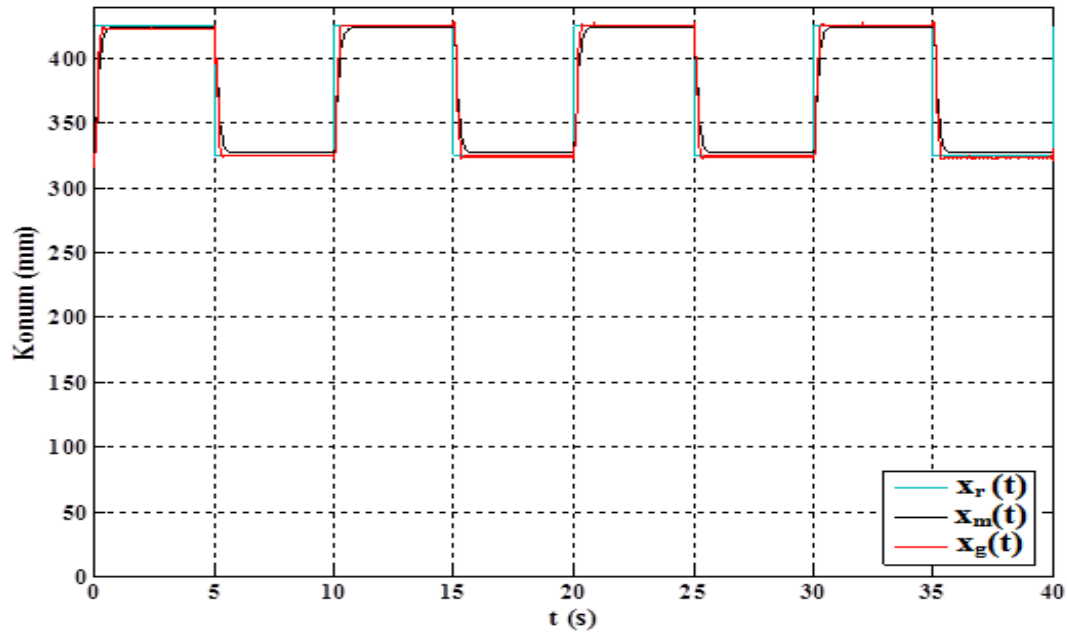
(a)



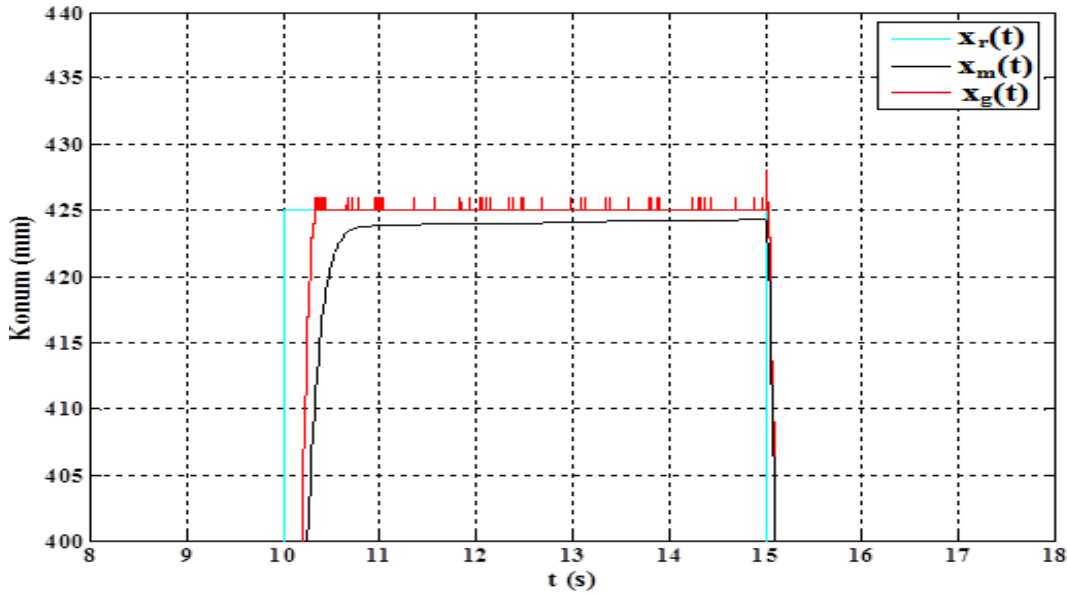
(b)

Şekil 5.52. a) Farklı iki nokta arası hız tepkisi: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali

Önceki deneylerde olduğu gibi motorun yüklü çalışma deneyi için Şekil 5.29'daki düzenek kullanılmıştır. İlgili düzende  $m_{yük}$  kütlesi 0,5 kg olarak ayarlandığında, konum bilgisine ait elde edilen benzetim ve ölçüm sonuçları Şekil 5.53-a ve Şekil 5.53-b'de verilmiştir. Aynı şekilde hız grafikleri Şekil 5.54-a ve Şekil 5.54-b'de verilmiştir. Söz konusu yük, aşım ve salınım olmadan rahatlıkla taşınmıştır. Gerçekte kalıcı hal hatası oluşmazken benzetimdeki konum tepkisinde % 0,25'lik kalıcı hal hatası oluşmaktadır.

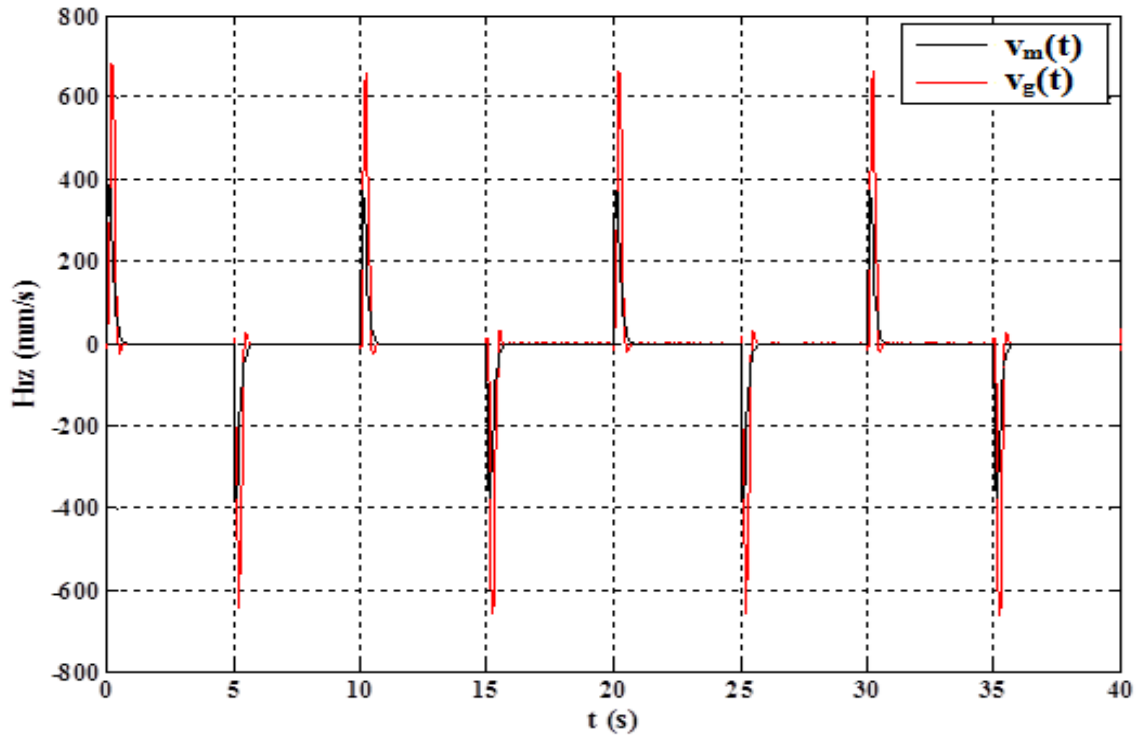


(a)

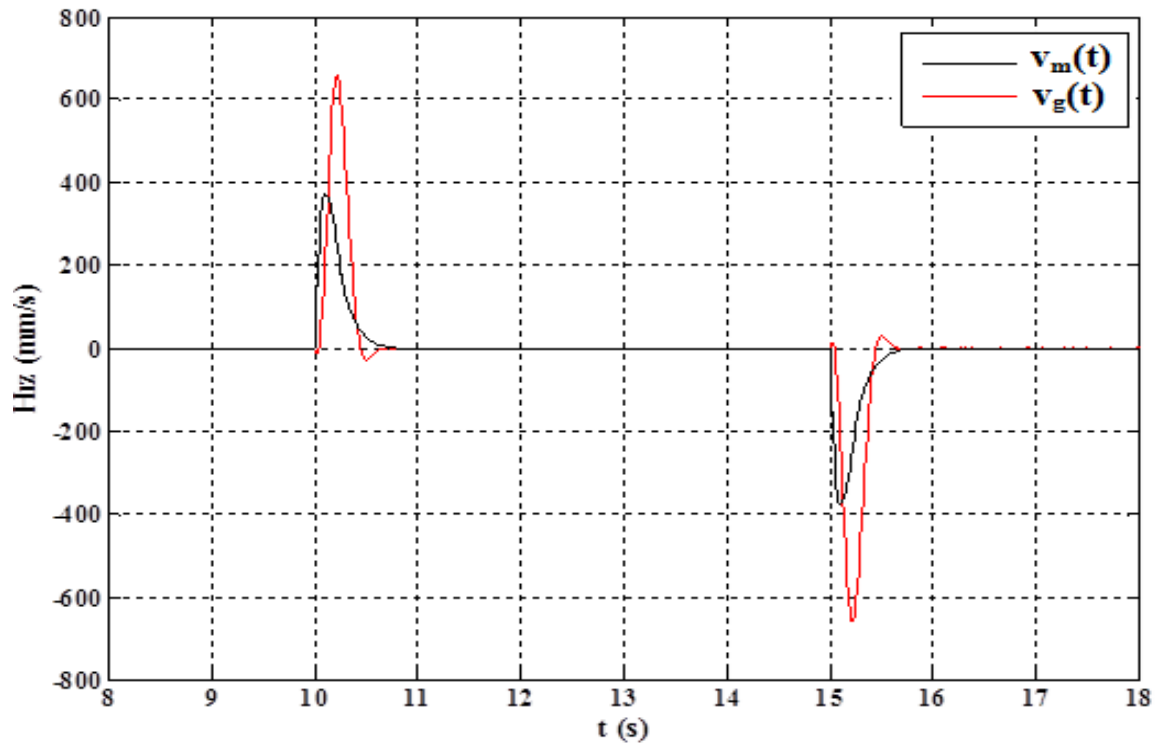


(b)

Şekil 5.53. a) Farklı iki nokta arası konum tepkisi, 0,5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali



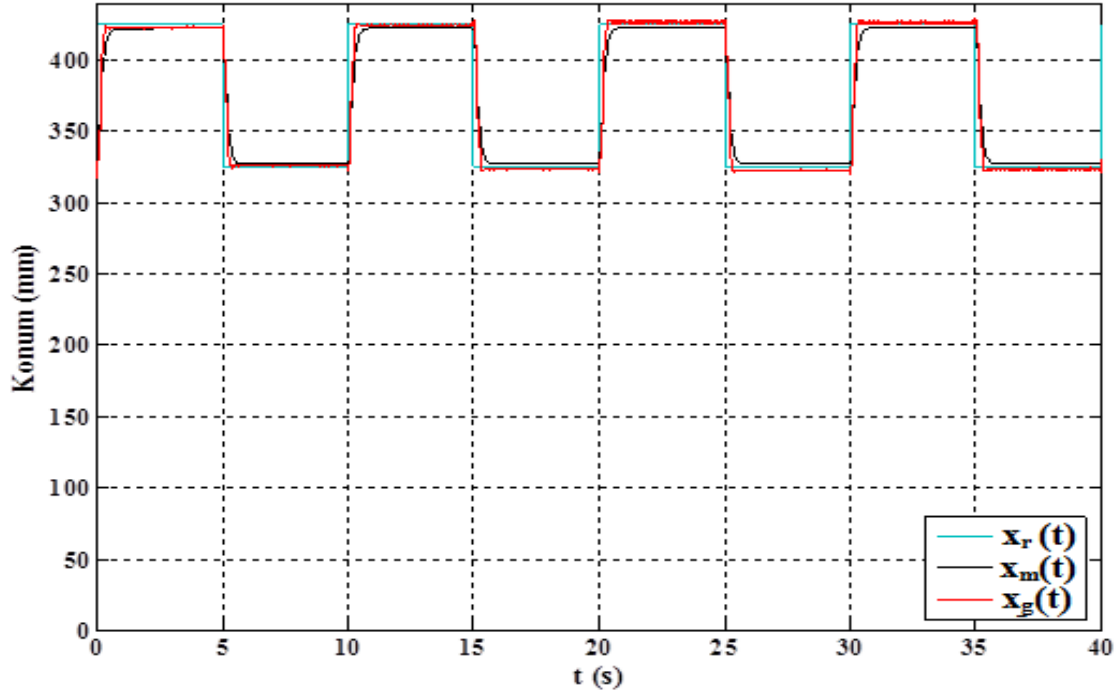
(a)



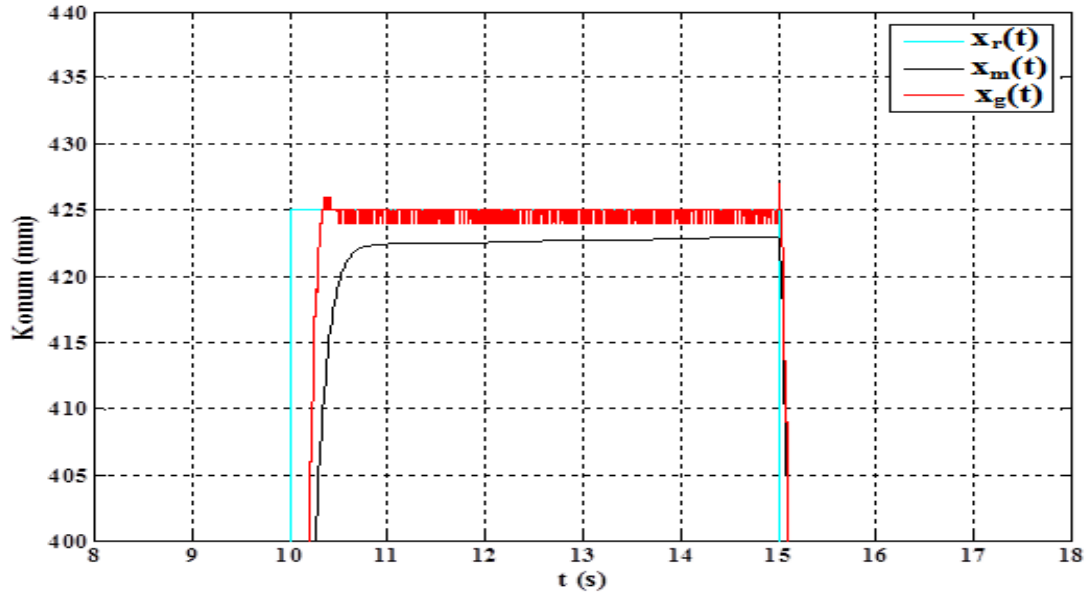
(b)

Şekil 5.54. a) Farklı iki nokta arası hız tepkisi, 0,5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali

Farklı iki nokta arası konum denetimi 1 kg kütle ile tekrarlanmış, elde edilen konum, konuma ait odaklanmış eğrisi Şekil 5.55-a ve Şekil 5.55-b'deki gibi olmuştur. İlgili deneyden elde edilen hız ve hıza ait odaklanmış eğrisi sırasıyla Şekil 5.56-a, ve Şekil 5.56-b'de verilmiştir. Benzetimde % 0,50'lik kalıcı hal hatası oluşmasına rağmen, ölçülen konum sinyalleri referansı daha doğru bir şekilde takip etmiştir.

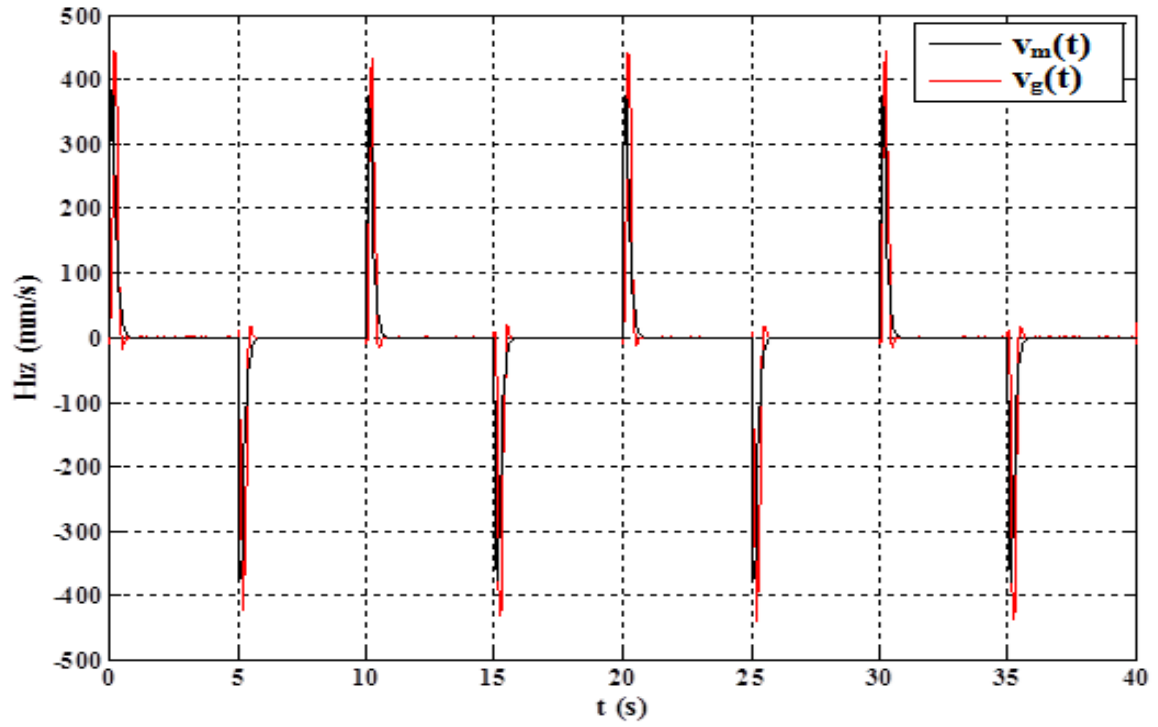


(a)

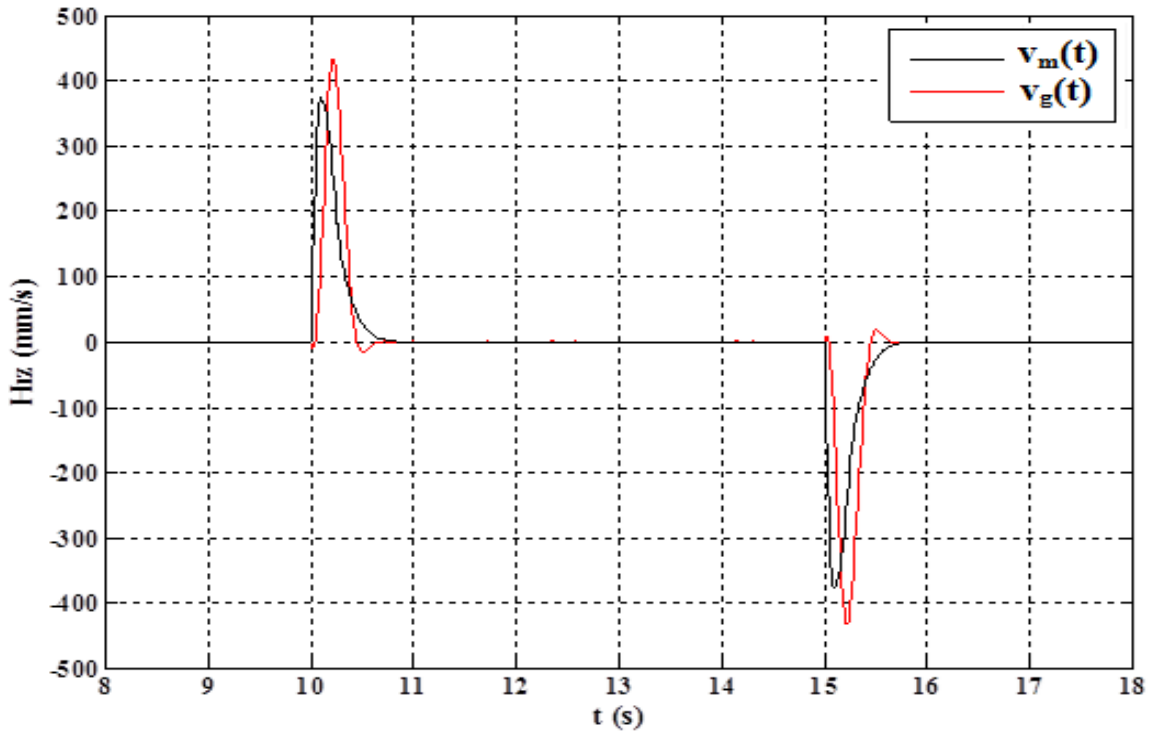


(b)

Şekil 5.55. a) Farklı iki nokta arası konum tepkisi, 1 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali



(a)

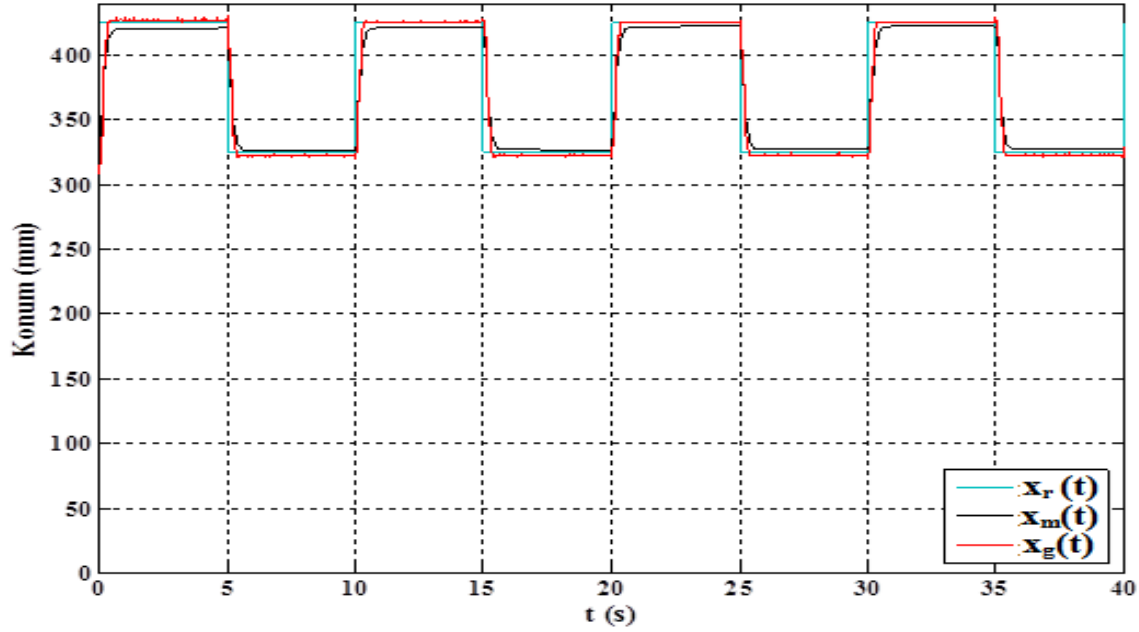


(b)

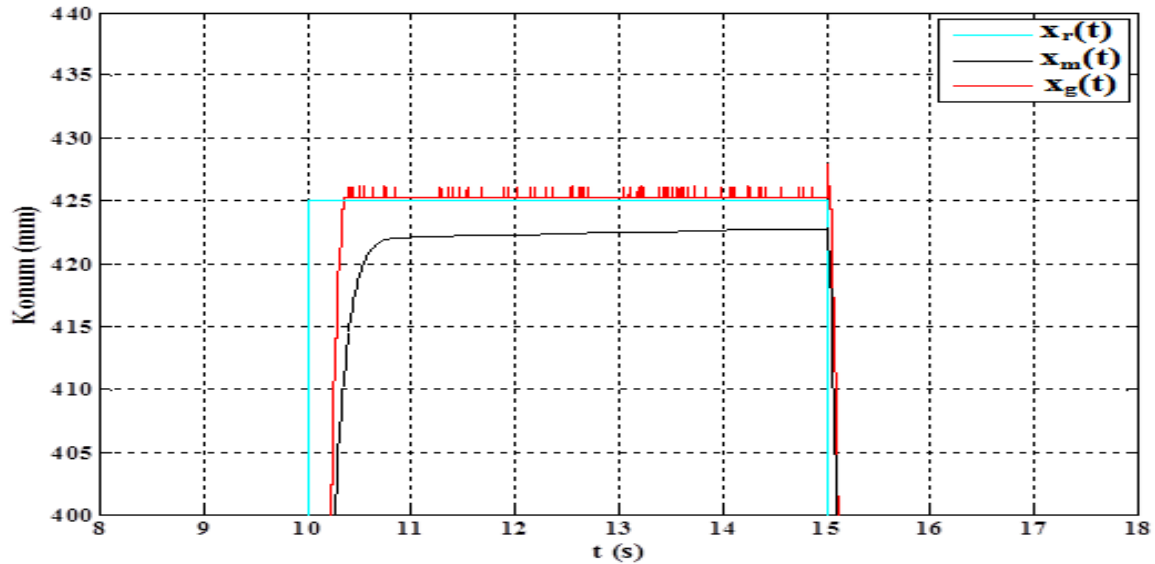
Şekil 5.56. a) Farklı iki nokta arası hız tepkisi, 1 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali



2 kg'lık kütle kullanılarak farklı iki nokta arasındaki konum denetiminden elde edilen konum ve konuma ait odaklanmış sinyaller Şekil 5.57-a ve Şekil 5.57-b'de, hız ve hıza ait odaklanmış eğriler ise sırasıyla Şekil 5.58-a ve Şekil 5.58-b'de verilmiştir. Benzetim sonuçları ile referans arasında yaklaşık % 0,47'ye tekabül eden 2 mm'lik kalıcı hal hatası oluşmuştur.

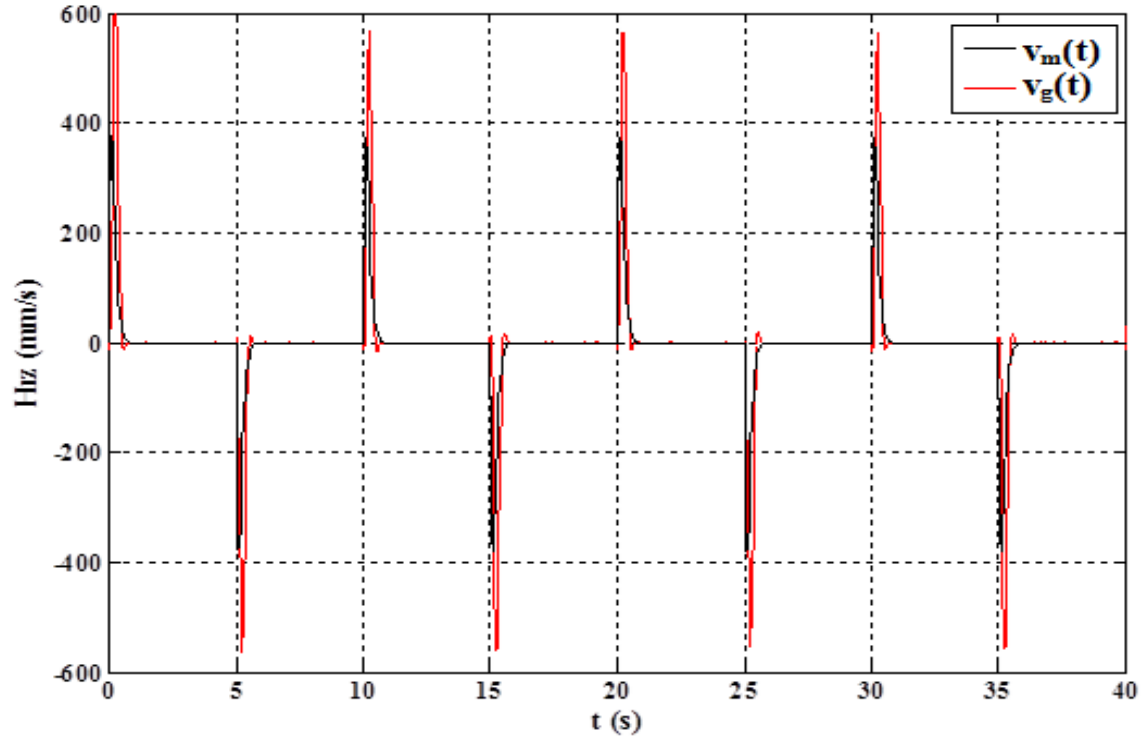


(a)

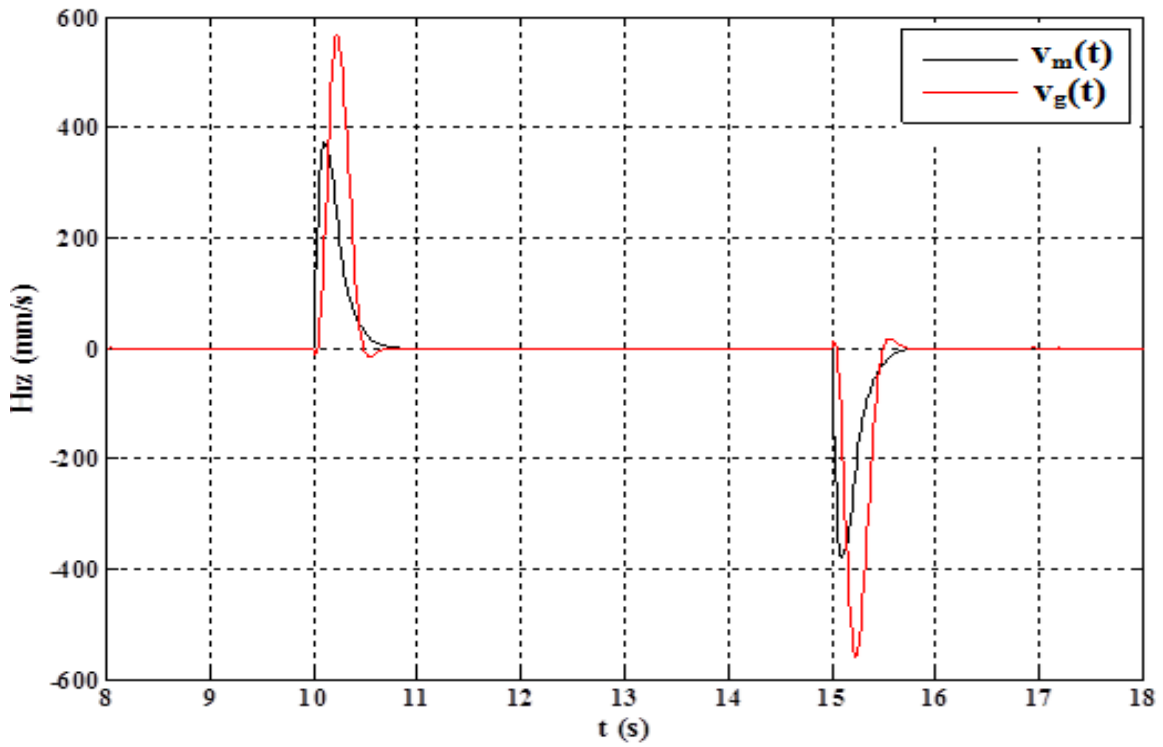


(b)

Şekil 5.57. a) Farklı iki nokta arası konum tepkisi, 2 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali



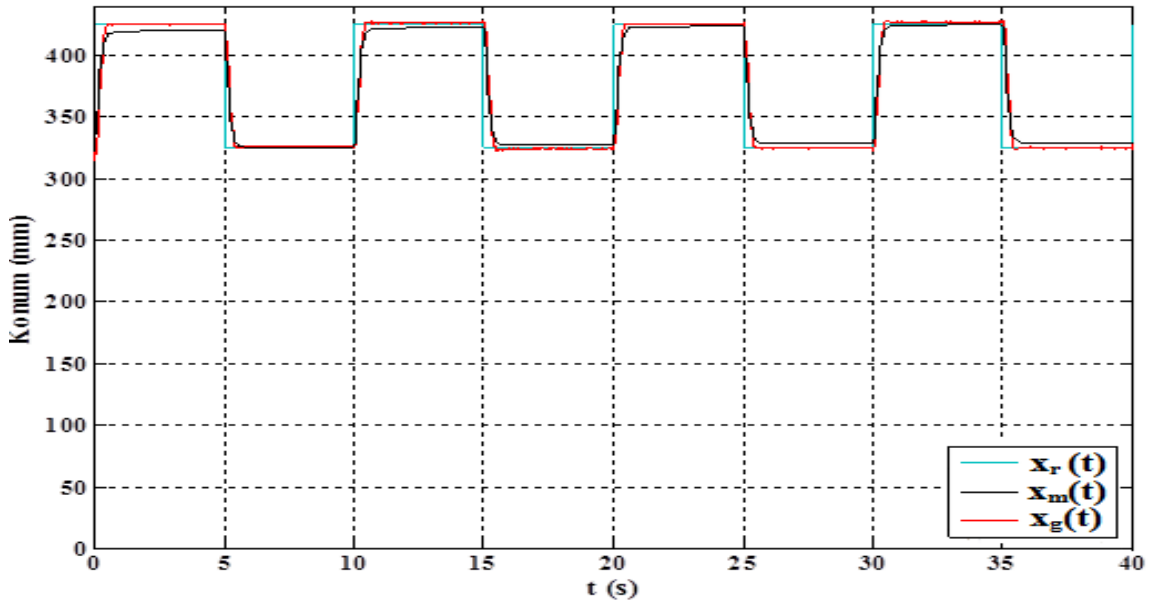
(a)



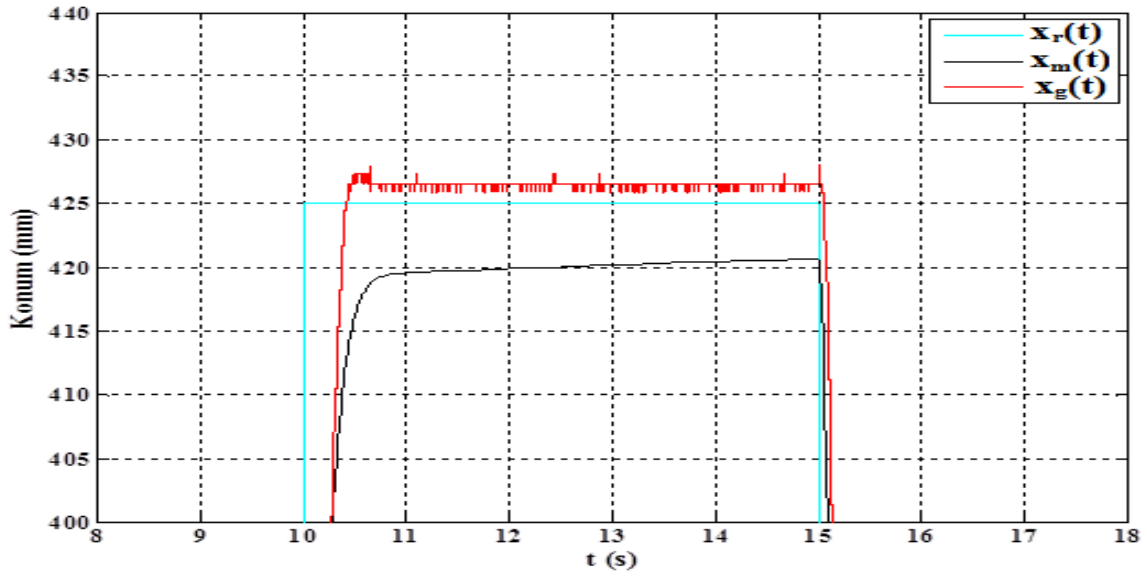
(b)

Şekil 5.58. a) Farklı iki nokta arası hız tepkisi, 2 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali

Son olarak PID konum denetleyicisi 5 kg'lık kütle ile iki nokta arasındaki hareket için test edilmiştir. Benzetim ve ölçümden elde edilen konum sinyalleri Şekil 5.59-a ve Şekil 5.59-b'de gösterilmiştir. Aynı deneye ait hız sinyalleri ise Şekil 5.60-a ve Şekil 5.60-b'da verilmiştir. Bu çalışma stratejisinde ise modelde % 1'e denk gelen 4 mm'lik kalıcı hal hatası gözlemlenmiştir. Gerçekte ise hata % 0.5 oranında gerçekleşmiş olup 2 mm civarında gerçekleşmiştir.

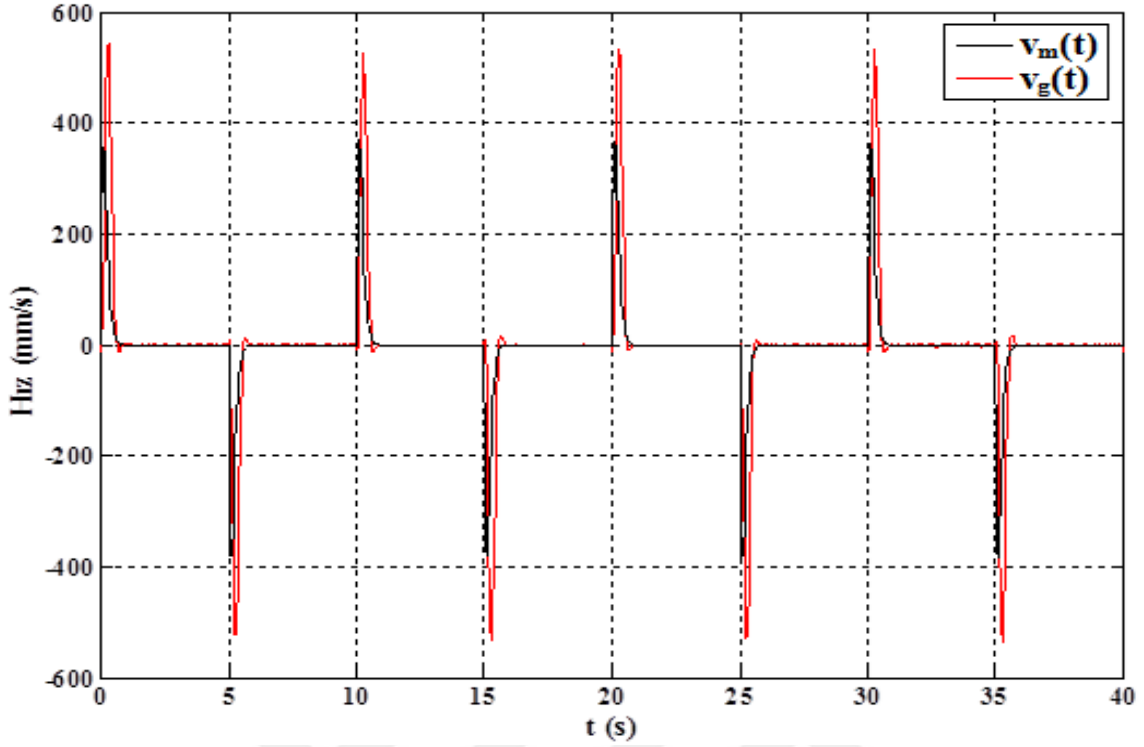


(a)

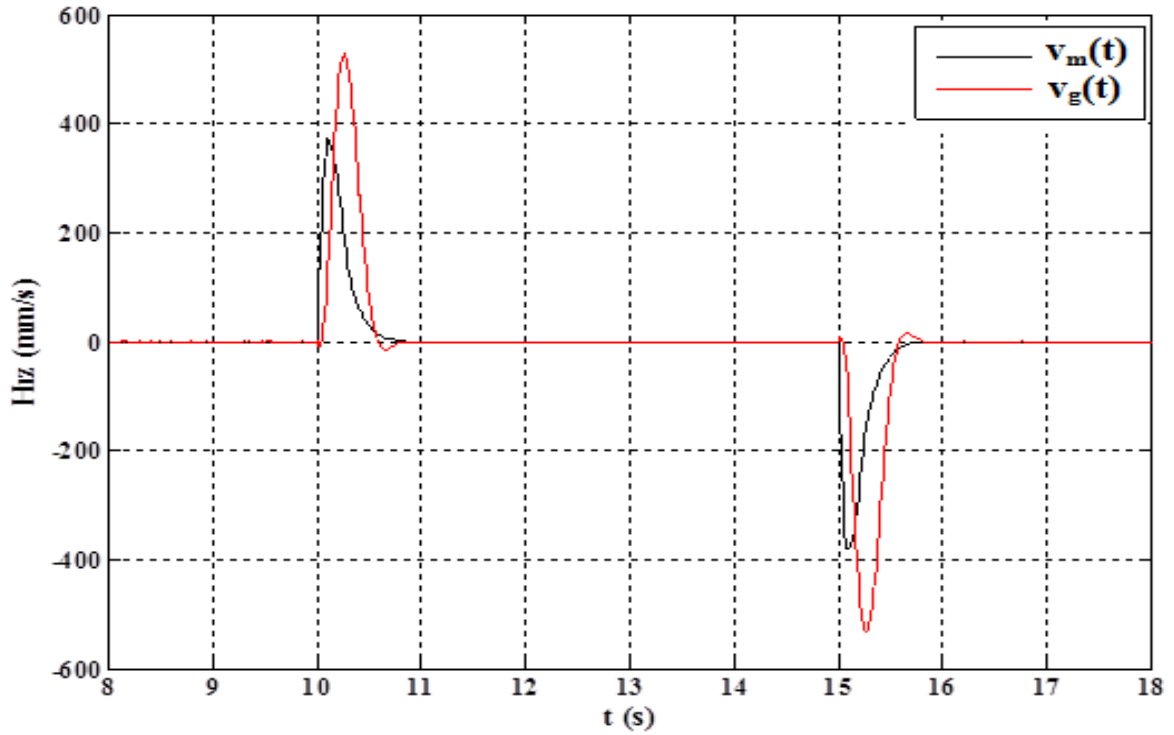


(b)

Şekil 5.59. a) Farklı iki nokta arası konum tepkisi, 5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $x_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $x_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali



(a)



(b)

Şekil 5.60. a) Farklı iki nokta arası hız tepkisi, 5 kg yük: Kulomb sürtünmesi ilaveli sadeleştirilmiş doğrusal olmayan model ( $v_m(t)$ ) esaslı PID konum denetleyicisi ve gerçek ( $v_g(t)$ ) b) Odaklanmış hali

Görüldüğü gibi geliştirilen motorun konum denetimi deneylerinde en fazla hata % 0,5 olup 2 mm kalıcı hal hatası ile konum denetimi gerçekleştirilmiştir. Bu hali ile geliştirilen DC lineer motor otomatik kapı, taşıma-depolama sistemleri gibi çok hassas konumlandırma ihtiyacı olmayan uygulamalarda rahatlıkla kullanılabilir durumdadır.

Denetleyici tasarımında sadeleştirilmiş doğrusal model esas alınarak parametreler tespit edilmiştir. Diğer taraftan motorun gerçek parametreleri ise konuma bağlı olarak değişmektedir. PI ve PID denetleyicilerin parametre değişimlerini kompanze edebilme yeteneği sayesinde motor modelindeki değişimlerden kaynaklanan hatalar büyük oranda azaltılmıştır ve öngörülen tasarım yöntemi makul sonuçlar üretmiştir. Bununla birlikte mekanik anahtarlardan ve parametrik değişimlerden kaynaklanan hataları daha da azaltabilecek denetleyicilere ihtiyaç vardır.



## 6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Statik kuvvet/akım oranı yüksek ve uzunluk sınırlaması olmayan, yeni bir sabit mıknatıslı lineer DC motor tasarlanmıştır. Prototipi yapılan motorda hem elektronik hem de mekanik anahtarlama yapılması mümkündür. Kısa mesafeler için elektronik, uzun mesafeler için mekanik anahtarlama daha ekonomiktir. Mekanik anahtarlama kullanıldığında sürücü devre maliyeti azalmakta, elektronik anahtarlama ise karmaşıklık artmaktadır. Başka bir ifade ile geliştirilen motor ihtiyaca göre fırçalı ve fırçasız olarak çalıştırılabilir.

Geliştirilen motorda anahtarlama dolayısı ile üretilen kuvvette dalgalanmalar mevcuttur. Diğer taraftan fırça düzeneği sayesinde söz konusu dalgalanmalar azaltılabilmektedir. Hava aralığı ayarlanabilir olduğundan, hareketli ünitenin kütlesini artırmadan, endüvi sargılarının sarım sayısı artırılarak üretilen kuvvet artırılabilir.

Geliştirilen sabit mıknatıslı lineer DC motorun doğrusal ve doğrusal olmayan dinamik modelleri oluşturulmuş, benzetim ve analizleri yapılmıştır. Elde edilen sonuçlardan önerilen modellerin büyük oranda örtüştüğü gözlenmiştir. Bununla birlikte önerilen doğrusal olmayan modelin geliştirilmeye ihtiyacı vardır. Motorun elektriksel zaman sabiti mekanik zaman sabitine göre ihmal edilebilecek düzeydedir.

Motorun doğrusal modelleri esas alınarak sabit parametrelili PID hız ve konum denetleyicileri tasarlanmıştır. İlgili denetleyiciler, motorun yapısından kaynaklanan parametre değişimlerini büyük oranda telafi edebilmekte ve makul sonuçlar üretebilmektedir. Bununla birlikte çok yüksek hassasiyetler için yüksek hassasiyetli konum sensörleri ve yüksek kabiliyetli denetleyiciler kullanılmalıdır.

Prototipi yapılan motorda endüvi sargılarının ve sabit mıknatısların boyu eşit ve sabit tutulmuştur. Farklı uzunlukta mıknatıslar ve endüvi sargıları kullanılarak, değişik karakteristiklerde DC lineer motor tasarımları yapılarak yeni çalışma yapılabilir.





## KAYNAKLAR

1. Karaçar, E. (2001). *Hidrolik ve pnömatiğe alternatif çözüm*. II. Ulusal Hidrolik Pnömatik Kongresi ve Sergisi, İzmir, 489-493.
2. Green, C. W. and Paul, R. J. (1969). Application of DC linear machines as short-stroke and static actuators. *Proceedings IEE*, 116 (4), 597-604.
3. Griffiths, J. T. and Jones, P. L.(1969). The direct current linear motor and its applications. 4. Universities Power Engineering Conference Scientific Instruments, University of Nottingham, *England*, 89-91.
4. McLean, G. W. (1988). Review of recent progress in linear motors. *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, 135(6), 380-416.
5. Basak, A. (1996). *Permanent-Magnet DC Linear Motors*. Oxford: Oxford University Press, 1-37.
6. Ekmekçi, M. (2006). *Otomatik Açılıp Kapanan Kapılar için Tüp Tipi Lineer İndüksiyon Motor Tasarımı*, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 5-15.
7. Küçükali, M., Akyazı, Ö. ve Akpınar, A. S., (2008). *Doğrusal hareketli asenkron motor sürücülü mekanik osilatör ve evirici ile kontrolü*. Bursa Eleko 2008, Bildiri no: 39.
8. İnternet: Barrett Jack, Harned Tim, and Monnich Jim. *Linear Motor Basics*. 2015-09-19. URL: <http://www.webcitation.org/query?url=http%3A%2F%2Fwww.compumotor.com%2Fwhitepages%2Flinearmotorarticle.pdf&date=2015-09-19> Son Erişim Tarihi: 19.09.2015.
9. Nasar, S.A. and Boldea, I.(1987). *Linear Electric Motors: Theory, Design, and Practical Applications*. Amerika: Prentice-Hall, 4-23.
10. Özkop, E. (2006). *Doğrusal hareketli asenkron motorun bulanık mantıkla kontrolü*, Yüksek Lisans Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 1-9.
11. Aslan, K.(2010). *Doğrusal hareketli asenkron motorun bulanık mantıkla denetimi*. Yüksek Lisans Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 1-13.
12. Dursun, M., Koc, F. ve Ozbay, H. (2010). *Determination of geometric dimensions of a double sided linear switched reluctance motor*. In International Conference on Electrical Machines and Power Electronics, 282-283.
13. Dursun, M. ve Ozbay, H. (2011). Design and analysis of a double sided linear switched reluctance motor driver for elevator door. *Przeglad Elektrotechniczny*, 5, 293-298.

14. Dursun, M. ve Özden, S. (2013). PC-based data acquisition system for PLC-controlled linear switched reluctance motor. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 21(1).
15. Demirci, R. ve Dursun, M. (2000). Adaptive position controller for double armature brushless dc linear motor. *In International Conference on Electrical Machines*, 1066-1069.
16. Watada, M., Fukuya, Y. and Ebihara, D. (1995). *Kinetic characteristics of cylindrical moving coil linear dc motor for vibrator*. Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives, Durham, İngiltere, 359-362.
17. Wu, A. H., Kou, B. B. and Li, C. L. (2008). The research of a novel brushless dc linear motor for electromagnetic launcher. *14th Symposium on Electromagnetic Launch Technology*, 6(8): 658-661.
18. Ma, P., Liao, C., Chen, Z. and Chen, A. (2010). *Dynamic response of the linear motor feed drives with magneto-rheological fluid damper*. *Mechanic Automation and Control Engineering (MACE)*, 2010 International Conference on, China, 3072-3077.
19. Abdalla, I. I., Ibrahim, T. and Bin Mohd Nor, N. (2014, June). *Optimization of iron-cored linear motor with trapezoidal magnet using finite-element analysis*. In *Intelligent and Advanced Systems (ICIAS)*, 2014 5th International Conference on IEEE, 1-6.
20. Plodpradista, W. (2009). *Dynamic Performances of Tubular Linear Induction Motor for Pneumatic Capsule Pipeline*. World Academy of Science, Engineering and Technology 53 System, 891-896.
21. Gou, Y. G., Jin, J. X., Zhui J. G. and Lu, H. Y.(2007). Design and analysis of a prototype linear motor driving system for hts maglev transportation. *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, 17 (2), 2087-2090.
22. Gurol, H.(2009). General atomics linear motor applications: Moving towards deployment. *Proceedings of the IEEE*, 97 (11), 1864-1871.
23. Hellinger, R. and Mnich, P. (2009). Linear motor-powered transportation: history, present status, and future Outlook. *Proceedings of the IEEE*, 97 (11), 1892-1900.
24. Onat, A., Kazan, E., Takahashi, N., Miyagi, D., Komatsu, Y. and Markon, S. (2010). Design and implementation of a linear motor for multicar elevators. *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, 15(5), 685-693.
25. Dursun, M. ve Fenercioğlu, A. (2011). Velocity control of linear switched reluctance motor for prototype elevator load. *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, 87 (12a), 209-232.
26. Kim, Y. S., Won, S. H., Ahn, J. S., Choe, Y. Y., Kim, Y. G., Cho, C. H. and Lee, J. (2005, September). Analysis of the linear DC motor for the automatic door system. In *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on IEEE*, (1), 255-257.

27. Won, S. H., Ahn, J. S. and Lee, J. (2006). Dynamic characteristics analysis of linear DC motor for the electric screen door. *Journal of Applied Physics*, 99(8), 08R311.
28. Sakagami, S. and Nagasawa, Y. (1992). *Moving magnet type linear motor for automatic door*. U.S. Patent No. 5,134,324. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.
29. Wagner, J. A. (1982). The shorted turn in the linear actuator of a high performance disk drive. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 18(6), 1770-1772.
30. Rinkeviciene, R. and Smilgevicius, A. (2007). Linear induction motor at present time. *Electronics and Electrical Engineering*, 6(78), 3-8.
31. Watada, M., Yanashima, K., Oishi, Y., Ebihara, D. and Imachi, K. (1993, April). Improvement on Dynamic Characteristics of Linear Oscillatory Actuator with Exciting Current Control. In Magnetics Conference, 1993. *INTERMAG'93., Digest of International IEEE*, (FQ-FQ).
32. Yamada, H., Yano, T., Wakiwaka, H., Yamamoto, Y., Nakagawa, H. and Maeda, Y. (1991, September). Development of high power linear pulse motor for artificial heart. In Electrical Machines and Drives, 1991. *Fifth International Conference on IET*, (341), 110-114.
33. Patterson, D., Monti, A., Brice, C., Dougal, R., Pettus, R., Srinivas, D. and Bertonecelli, T. (2002, October). Design and simulation of an electromagnetic aircraft launch system. In Industry Applications Conference, 2002. *37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the IEEE*, (3), 1950-1957.
34. Gherman, L. (2012). An Electromagnetic Launch System For UAVs. *Review of the Air Force Academy*, 21(2).
35. Akyazı, Ö. ve Akpınar, A. S. (2008). Elektromanyetik fırlatıcılar. *Fırat Üniversitesi Fen ve Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 20 (1), 117-126.
36. Mirzaei, M. and Abdollahi, S. E. (2009). Design optimization of reluctance-synchronous linear machines for electromagnetic aircraft launch system. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 45(1), 389-395.
37. Liu, J., Hao, S., Zheng, W., Hao, M., Long, R. and Fan, C. (2009, October). Study on high-power linear motor optimal design. In Intelligent Computation Technology and Automation, 2009. *ICICTA'09. Second International Conference on, IEEE*, (3), 98-102,
38. Hao, S., Tang, Z. and Hao, M. (2011, April). A decentralized linear motor for electromagnetic aircraft launch system. In Consumer Electronics, Communications and Networks (CECNet), *2011 International Conference on, IEEE*, 3813-3818.
39. Cruz, J. J., Bittar, A., Costa, E. A., and Sales, R. M. (2004). Control and optimization of the electromagnetic suspension operation of a maglev vehicle. *ABCN Symposium Series in Mechatronics, Brezilya*, 150-158.

40. Wang, J., Wang, W. and Atallah, K. (2011). A linear permanent-magnet motor for active vehicle suspension. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 60(1), 55-63.
41. Jin, J., Zheng, L., Xu, W., Guo, Y. and Zhu, J. (2011). Thrust characteristics of a double-sided high temperature superconducting linear synchronous motor with a high temperature superconducting magnetic suspension system. *Journal of Applied Physics*, 109(7), 073916, 1-4.
42. Arof, H., Eid, A. M. and Nor, K. M. (2004, September). *On the issues of starting and cogging force reduction of a tubular permanent magnet linear generator*. In Australianasains Universities Power Engineering Conference (AUPEC 2004).
43. Joseph, D. M. and Cronje, W. A. (2008). Design of a double-sided tubular permanent-magnet linear synchronous generator for wave-energy conversion. *COMPEL-The International Journal For Computation and Mathematics In Electrical and Electronic Engineering*, 27(1), 154-169.
44. Gilardi, G., Szeto, K., Huard, S. and Park, E. J. (2011). Finite element analysis of the cogging force in the linear synchronous motor array for the Thirty Meter Telescope, *Elsevier, Mechatronics*, 21, 116-124.
45. Gürdal, O. (2001). *Elektrik Makinalarının Tasarımı*. İstanbul: Atlas Yayınları, 3-20,
46. Laithwaite, E.R. (1971). *Linear Electric Motors*. London: Mills and Boon Limited, 32-88.
47. Demirci, R. (1998). *Adaptive control of DC linear motors*. Doktora Tezi, University of Wales, Wolfson Centre for Magnetics Technology, İngiltere, 1-40.
48. Ratcliff, G. and Griffiths, J., (1964). A linear DC motor. *Journal of Scientific Instruments*, 41, 267-268.
49. Jones, P. L. (1969). DC linear motor for industrial applications. *Electrical Times*, 48-51.
50. Warnett, K. (1971), *Linear Electric Motor, United States patent, 3 581 127*. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.
51. Özçıra, S.(2007). *Sabit mıknatıslı senkron motorun kontrol yöntemleri ve endüstriyel uygulamalar*. Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 1-19.
52. Basak, A. and Overshott, K. J. (1974). The ferrite field DC linear motor. IEE Conference on Linear Electric Machines, *IEE Publication 120*, 39-44.
53. Basak, A. (1975). *An investigation of DC linear motors*. Doktora Tezi, Wales Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Brighton, İngiltere, 1-25.
54. Zhi-Gang, D. (1984). A high performance DC linear motor for instrumentation. Proceeding of the International Conference on Electrical Machines, *Lausanne, Switzerland*, 2, 485-488.

55. Dascalescu, L., Morar, R. and Iuga, A. (1987). Ferrite-field dc linear motors for electro-positioning system of electrostatic separators. *Electric Energy Conference, Adelaide*, 473-475.
56. Dascalescu, L., Morar, R. and Iuga, A. (1987). Permanent magnet DC linear motors for position control of corona electrodes in electrostatic separators. *Third International Conference on Electrical Machines and Drives*, London, 282, 80-84.
57. Lequesne, B. (1996). Permanent magnet linear motors for short strokes. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(1), 161-168.
58. Takeda, Y., Sanada, M., Morimoto, S., Hirasa, T. and Taniguchi, K. (1994). Cylindrical linear pulse motor with interior permanent magnet mover. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 30(1), 141-145.
59. Tavana, N. R. and Shoulaie, A. (2009). Modeling and design optimization of permanent magnet linear synchronous motor with halfbach array. *17th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE 2009)*, 441-446.
60. Basak, A. and Shirkoohi, G. H. (1990). Computation of magnetic field in DC brushless linear motors built with NdFeB magnets. *IEEE Transactions on Magnetics*, 26(2), 948-951.
61. Akmes, R. and Eastham, J. F. (1992). Design of permanent magnet flat linear motors for standstill applications. *IEEE Transactions on Magnetics*, 28(5), 3042-3044.
62. Casadei, D., Cecati, C., Grandi, G. and Serra, G. (1994, September). Adaptive control of a slotless PM linear DC actuator. In *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON'94., 20th International Conference on IEEE*. (3), 2086-2090.
63. Basak, A. and Anayi, F. J. (1995). A DC linear motor with a square armature. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 10(3), 462-469.
64. Filho, A. F. F. (1996). *Investigation of a double armature homopolar brushless DC linear motor*. Doktora Tezi, Wales Üniversitesi, Cardiff, İngiltere, 41-45.
65. Basak, A. and Filho, A. F. F. (1997, May). Improvement of the force produced by a homopolar brushless DC linear motor. In *Electric Machines and Drives Conference Record, 1997. IEEE International IEEE*, (MC1-12).
66. Üstün, Ö. ve Tunçay, R. N. (1999). Design of permanent magnet linear brushless DC motor with printed circuit armature. *Eleco99*, İstanbul, 410-414.
67. Yajima, H., Wakiwaka, H., Minegishi, K., Fujiwara, N. and Tamara, K. (2000). Design of linear DC motor for high-speed positioning. *Elsevier Sensors and Actuators*, 81, 281-284.
68. Kang, G. H., Hong, J. P. and Kim, G. T. (2001). Permanent-magnet linear brushless motor by using equivalent magnetizing current. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 37(5), 1241-1247.

69. Okonkwo, R. C. and Hanitsch, R. (2007). Development and control of a prototype permanent-magnet DC linear motor. *The Institution of Engineering and Technology*, 1(2), 223-228.
70. Luo, H. H., Wu, J. and Chang, W. S. (2007). Minimizing thrust fluctuation in moving-magnet permanent-magnet brushless linear DC motors. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 43(5), 1968-1972.
71. Allen, J. A. (2008). *Design of active suspension control based upon use of tubular linear motor and quarter-car model*. Yüksek Lisans Tezi, Texas Agricultural And Mechanical University, Makine Mühendisliği Bölümü, 1-25.
72. İbrahim, T., Wang, J., Howe, D. and Nor, N. M. (2010). Design and optimisation of a moving-iron linear permanent magnet motor for reciprocating compressors using finite element analysis. *International Journal of Electrical and Computer Sciences IJECS/IJENS*, 10(2), 84-90.
73. Mattis, D.C. (1981). *The Theory of Magnetism*. Londra: Springer Verlag, 127-154.
74. Keller, F.J., Gettys, W.E. and Skove, M.J. (1996). *Fizik*, 2. Cilt, İstanbul: Literatür Yayıncılık, 1025-1039.
75. Otluoğlu-Ercan, S. (2010). *Oda sıcaklığında manyetik soğutucularda kullanılacak halbach kalıcı mıknatıs düzeni kuramsal tasarımı*. Yüksek Lisans Tezi, Muğla Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Muğla, 3-12.
76. Emen, F. (2004). *+3 Değerli demir ve nikel iyonları içeren life1-xnixo2 bileşiklerinin manyetik özellikleri*. Yüksek Lisans Tezi, Çukurova Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Adana, 1-11.
77. Mergen, A. F. ve Zorlu, S., (2009). *Elektrik Makineleri I Transformatörler*, İstanbul: Birsan Yayınevi, 41-46.
78. Hanselman, D. C. (1994). *Brushless Permanent Magnet Motor Design*. R. R. Donnelley and Sons Company, 13-39.
79. İnternet: AUTHORNAME. Histerezis eğrisi. 2015-09-21. URL: <http://www.webcitation.org/query?url=http%3A%2F%2Fehm.kocaeli.edu.tr%2Fduyuru%2Fdosyalar%2F1116%2Fsunu3.pdf&date=2015-09-21>, Son Erişim Tarihi: 21.09.2015.
80. Mavioğlu, I. (2009). *Kalıcı mıknatıslık özelliği gösteren Nd31Fe68B mıknatısının sentezi ve karakterizasyonu*. Yüksek Lisans Tezi, Muğla Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Muğla, 3-17.
81. Asker, M. E. (2009). *Sürekli mıknatıslı senkron motorlara vektör ve doğrudan moment kontrol yöntemlerinin uygulanması*. Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 10-15.
82. Demirci, R., ve Tuncay, M. T., (2013). Çift yanlı doğru akım lineer motor tasarımı, *Gaziosmanpaşa Bilimsel Araştırma Dergisi*, 7, 42-54.

83. Green, C. W. and Paul, R. J. (1971). Performance of DC linear machines based on an assessment of flux distributions. *Proceeding. IEE*, 118 (10), 1413-1420.
84. Matsch, L. W, and Morgan, J. D. (1986). *Electromagnetic and Electromechanical Machines*, New York: John Wiley and Sons Inc., 31-45.
85. Gürünlü, C. (1989). *Enerji Dönüşümünün Temelleri Çözümlü Problemler 1*, Ders Notu, Trabzon: Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi, 1-12.
86. Wakiwaka, H., Yajima, H., Yamada, H. and Oda, J. (1995). Design and Evaluation of Linear DC Motor for Pen Recorder. *IEEE Transactions on Magnetics*, 31 (6), 3755-3757.
87. Wakiwaka, H., Yajima, H., Senoh, S., Yamada, H., Oda, J. and Morimura, T. (1996). Simplified Thrust Limit Equation of Linear DC Motor. *IEEE Transactions on Magnetics*, 32 (5), 5073-5075.
88. Mizuno, T., Iwadare, M., Yamada, H., Nirei, M., Koyama, K. and Anzai, T. (1999). Kinetic Performance of a Moving Magnet Type Linear DC Motor. *IEEE Transactions on Magnetics*, 35 (5): 3313-3315.
89. Yajima, H., Wakiwaka, H., Senoh, S., Yamada, H. and Oda, J. (1997). Optimum Design of a Long Stroke Thin Linear DC Motor. *Electrical Engineering in Japan*, 118 (4), 384-389.
90. Okonkwo, R. C. (2006). Design and performance of permanent-magnet DC linear motors. *IEEE Transactions On Magnetics*, 42 (9), 2179-2183
91. Basak, A. and Filho, A. F. F. (1994). The design and analysis of a novel brushless DC linear motor. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 133(1-3), 640-643.
92. Bennett, S. (1988). *Real Time Computer Control: An Introduction*, UK: Prentice-Hall Ltd. Hertfordshire.
93. Leigh, J. R. (1992). *Applied Digital Control: Theory, Design and Implementation*, Second Edition, Herfordshire, UK: Prentice-Hall International Ltd.
94. Koç, F. (2011). *Lineer anahtarlamalı relüktans motorun konum kontrolü*. Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
95. Kou, B. C. (2014). *Otomatik Kontrol Sistemleri* (Çev. A. Bir). (7. Baskı). İstanbul:Literatür Yayınları, 383-475.
96. Serway, R. A., Beichner, R. J., Jewett, J. W. and Çolakoğlu, K. (2002). *Fen ve Mühendislik için Fizik: Elektrik ve Manyetizma-Işık ve Optik*. Palme Yayıncılık. (Çeviri Editörü: Prof. Dr. Gülsen Öngüt), 4. Baskıdan çeviri, Pearson Prentice Hall, Ankara: 2009.
97. Armstrong-Hélouvry, B., Dupont, P. and De Wit, C. C. (1994). A survey of models, analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction. *Automatica*, 30(7), 1083-1138.

98. Tuncay, M. T. ve Demirci, R., (2015). *DA Lineer motor parametrelerinin deneysel tespiti*. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, TOK 2015, Denizli 711-715.
99. Teeter, J. T., Chow, M. Y. and Brickley Jr, J. J. (1996). A novel fuzzy friction compensation approach to improve the performance of a DC motor control system. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 43(1), 113-120.
100. Virgala, I., Frankovsky, P. and Kenderova, M. (2013). Friction Effect Analysis of a DC Motor, *American Journal of Mechanical Engineering*, 1(1), 1-5.
101. Sarı, Y. (2005). *Standart formlar ile optimal tasarımı*, Doktora Tezi, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya.
102. Franklin, G. F., Powell, J. D. and Workman, M. L. (1997). *Digital Control of Dynamic Systems*. 3. Baskı, Addison-Wesley Publishing Company.
103. Ghosh, M. S. Ghosh, P. K., Saha, G. K. and Panda, P.I. (April 2013). Control Based DC Drive Speed Controller Responses for Small Load Torque Variation. *International Journal of Engineering Sciences and Research Technology*, 2 (4), 895-898.
104. Dorf, R.C. and Bishop, R. H. (2004). *Moder Control Systems*. 10. Baskı, Printed Hall.
105. Paz, R. A. (2001). *The Design of the PID Controller*. Klipsch school of Electrical and Computer engineering.



## ÖZGEÇMİŞ

### Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : TUNCAY Mehmet Taner  
 Uyuğu : T.C.  
 Doğum tarihi ve yeri : 24.01.1969, TOKAT  
 Medeni hali : Evli  
 Telefon : 0 (356) 2521616  
 Faks : 0 (356) 2521527  
 e-mail : mehmettaner.tuncay@gop.edu.tr



### Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Doktora	Gazi Üniversitesi	Devam Ediyor
Yüksek lisans	Marmara Üniversitesi	2010
Lisans	Yıldız Teknik Üniversitesi	1992
Lise	Tokat Gaziosmanpaşa Lisesi	1986

### İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
1995-2005	Sena Tekstil	Bakım-Enerji Şefi
2005-Halen	Gaziosmanpaşa Üniversitesi	Öğretim Görevlisi

### Yabancı Dil

İngilizce

### Yayınlar

- Aküner, C. ve Tuncay, M.T. (2010). Flexible Product Drying System Design and Application, *Electronics and Electrical Engineering*, 10(106)
- Demirci, R. ve Tuncay, M.T. (2013). Çift Yanlı Doğru Akım Lineer Motor Tasarımı. *Gaziosmanpaşa Bilimsel Araştırma Dergisi*, 7(42-54).
- Tarhan, S., Telci, İ., Tuncay, M. T. ve Polatçı, H. (2011). Peppermint Drying Performance of Contact Dryer In Terms of Product Quality, *Energy Consumption and Drying Duration. Drying Technology*. 29(6), 642-651

- Tarhan, S., Telci, İ., Tuncay, M. T. ve Polatçı, H. (2010). Product quality and energy consumption when drying peppermint by, *Industrial Crops and Products*, 32 (420–427).
- Tuncay, M. T., Akuner, C. ve Tarhan, S. (2010). Development of a Computer-Assisted Control Strategy for Rotary Drum Dryer, *International Burch University*, 966-10-IBU, 200.
- Tuncay, M. T. ve Demirci, R. (2015). *DA Lineer Motor Parametrelerinin Deneysel Tespiti* *Experimentally Determination of DC Linear Motor Parameters*, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, TOK'2015, Denizli (711-715).

### **Hobiler**

Yüzme, dalgıçlık, doğa gezisi, bilimsel etkinlikler.





*GAZİ GELECEKTİR..*