

**LİNEER ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN POZİSYON  
KONTROLÜ**

**Fatmagül KOÇ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRİK EĞİTİMİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**AĞUSTOS 2011  
ANKARA**

Fatmagül KOÇ tarafından hazırlanan “LİNEER ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN POZİSYON KONTROLÜ” adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Doç. Dr. Mahir DURSUN .....

Tez Danışmanı, Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı

Bu çalışma jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik Eğitimi Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Osman GÜRDAL .....

Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı, G.Ü.

Doç. Dr. Mahir DURSUN .....

Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı, G.Ü.

Doç. Dr. M. Timur AYDEMİR .....

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, G.Ü.

Tarih: 10/08/2011

Bu tez ile G.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu Yüksek Lisans derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Bilal TOKLU .....

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

## **TEZ BİLDİRİMİ**

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada orijinal olmayan her türlü kaynağa eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Fatmagül KOÇ

**LİNEER ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN  
POZİSYON KONTROLÜ  
(Yüksek Lisans Tezi)**

**Fatmagül KOÇ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**Ağustos 2011**

**ÖZET**

Bu çalışmada asansör, hastane ve metro kapıları gibi yerlerde kullanılmak üzere 250 N çekme kuvvetine sahip, çift taraflı, 6/4 kutuplu, 3 fazlı, 8A, 24V, 250W'lık bir Lineer Anahtarlama Relüktans Motorun tasarımı yapılmıştır. Tasarımı yapılan motorun gücüne uygun olarak hava aralığı ve rotor, translator kutuplarının geometrik ölçülerine göre ideal endüktans profili çıkartılmıştır. Endüktans profilinden motor ve jeneratör olarak çalışma ve anahtarlama bölgeleri belirlenmiştir. Belirlenen değerlere göre C programlama dilinde pozisyona göre PI ve BMD ile hız denetiminin simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Daha sonra motorun PIC18F452 ve işlemcisi ile pozisyona göre hız kontrolü yapılmıştır. Tasarlanan motor için bir sürücü devresi tasarlanarak motor bir asansör kapısı yükü altında test edilmiştir. Motorun pozisyona göre hızlanma ve yavaşlama eğrileri, titreşim ve akım eğrileri ile hızlanma ve yavaşlamadaki hataları PI ve BMD Denetleyicileri ile ölçülmüş ve performansları karşılaştırılmıştır.

**Bilim Kodu : 703.1.033**

**Anahtar Kelimeler: Lineer Anahtarlama Relüktans Motor, PI, Bulanık Mantık,  
Asansör**

**Sayfa Adedi : 150**

**Tez Yöneticisi : Doç. Dr. Mahir DURSUN**

**POSITION CONTROL OF LINEAR SWITCHED RELUCTANCE MOTOR****(M.Sc. Thesis)****Fatmagül KOÇ****GAZI UNIVERSITY****INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY****August 2011****ABSTRACT**

In this study ,a linear switched reluctance motor is designed which has 250N pull force, and which is double sided ,6/4 poled,3 phased,8A , 24V, 250W, to be used in places such as elevator, hospital, and subway doors. With determined parameters, in the C programming language, PI and fuzzy logic rate and position control simulation of motor is realized. Subsequently, PIC18F452 processor the position control of simulated motor done with it. Motor is tested under the elevator door weight by designing motor-in driver phase. According to the position of motor, acceleration and slowdown curve, vibration and current curve and the errors in acceleration and slowdown were measured under PI and Fuzzy Logic controllers and performances were compared.

**Science Code : 703.1.033****Key Words :Key Words : Linear Switched Reluctance Motor, PI,Fuzzy Logic, Elevator****Page Number : 150****Adviser : Assoc. Prof. Dr. Mahir DURSUN**

## TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren, her konuda yanımda olan, maddi ve manevi her türlü desteğini esirgemeyen çok değerli hocam Doç. Dr. Mahir DURSUN'a teşekkürlerimi bir borç bilirim. Ayrıca çalışmalarımda yardımını esirgemeyen arkadaşlarım Öğr. Gör. Harun ÖZBAY ve Uzman Semih ÖZDEN'e de teşekkürlerimi bir borç bilirim.

Tezi SANTEZ Kapsamında 00401 STZ.2009/1 kodlu proje kapsamında destekleyen Sanayi Bakanlığı, EMSA Otomasyon ve Gazi Üniversitesi BAP Birimine teşekkürlerimi sunarım.

## İÇİNDEKİLER

|   | <b>Sayfa</b> |
|---|--------------|
| ÖZET.....   | iv           |
| ABSTRACT.....   | v            |
| TESEKKÜR.....   | vi           |
| İÇİNDEKİLER .....   | vii          |
| ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....   | x            |
| ŞEKİLLERİN LİSTESİ .....  | xi           |
| RESİMLERİN LİSTESİ .....  | xvi          |
| SİMGELER VE KISALTMALAR.....  | xvii         |
| 1. GİRİŞ.....   | 1            |
| 2. LİNEER MOTOR İLE OTOMATİK KAPI TAHRİKİ.....  | 6            |
| 2.1. Lineer ARM.....  | 7            |
| 2.2. Lineer Anahtarlamaalı Relüktans Motorla Asansör Kapısı Tahrik Sistemi Tasarımı.....      | 9            |
| 3. LİNEER ANAHTARLAMAalı RELÜKTANS MOTORUN TASARIMI.....                                      | 12           |
| 3.1. Çift Taraflı LARM' nin Fiziksel ve Geometrik ve Geometrik Boyutlarının Belirlenmesi..... | 12           |
| 3.2. Tasarlanan Lineer Anahtarlamaalı Relüktans Motorun Manyetik Analizi.....                 | 18           |
| 3.3. LARM'nin Endüktans Profilinin Çıkartılması.....  | 26           |
| 3.4. Çift Taraflı LARM'un Dinamik Denklemlerinin Oluşturulması.....                           | 31           |
| 3.4.1. LARM'nin dinamik modeli.....   | 33           |
| 3.4.2. LARM'nin açık döngü cevabı.....  | 39           |
| 4. LARM' NİN SİMÜLASYONU.....   | 43           |
| 4.1. PI Kontrol Metodu.....   | 45           |

**Sayfa**

|   |    |
|---|----|
| 4.1.1. LARM' nin PI metodu ile doğrusal hız kontrolü.....                           | 48 |
| 4.2. Bulanık Mantık ile Denetim.....  | 54 |
| 4.2.1. LARM' nin bulanık mantık ile doğrusal hız kontrolü.....                      | 57 |
| 5. LARM'NİN HIZ KONTROLÜ.....   | 62 |
| 5.1. PI Metodu ile Hız Kontrolü.....  | 62 |
| 5.1.1. LARM' nin referans hızı kullanılarak PI metodu ile ileri yönde kontrolü..... | 62 |
| 5.1.2. LARM' nin referans hızı kullanılarak PI metodu ile geri yönde kontrolü.....  | 69 |
| 5.2. Bulanık Mantık ile Hız Kontrolü.....   | 76 |
| 5.2.1. LARM' nin ileri yönde referans hızı kullanılarak kontrolü.....               | 76 |
| 5.2.2. LARM' nin geri yönde referans hızı kullanılarak kontrolü.....                | 80 |
| 5.3. PI ve Bulanık Mantık Kontrollü LARM' nin Hızının Karşılaştırılması.....        | 83 |
| 6. DENEYSEL SONUÇLAR.....   | 89 |
| 6.1. Deney İçin Seçilen Yük Olan Asansör Kapısı ve Mekanizması.....                 | 89 |
| 6.2. Tasarımı ve Montajı Tamamlanmış LARM.....                                      | 90 |
| 6.3. Motorun Sürme Devresi Şeması.....  | 91 |
| 6.4. LARM Yapısı ve Sürücüsü.....   | 92 |
| 6.5. LARM Konvertör Devresi.....  | 92 |
| 6.6. LARM Kontrolü.....   | 94 |
| 6.7. Mikrodenetleyici Devresi.....  | 95 |
| 6.8. Akım Değerinin Algılanması.....  | 97 |
| 6.9. Pozisyon Bilgisinin Algılanması.....   | 99 |

**Sayfa**

|  |     |
|--|-----|
| 6.10. Algoritma.....   | 100 |
| 6.11. Endüktans Değerinin Ölçülmesi.....   | 102 |
| 6.12. Faz Akımlarının Osiloskop ile Alınmış Görüntüsü.....   | 103 |
| 6.13. Hız ve Pozisyonun LABVIEW ile Alınmış Şekilleri.....   | 104 |
| 7. SONUÇ VE ÖNERİLER.....  | 105 |
| KAYNAKLAR.....   | 106 |
| EKLER.....   | 111 |
| EK-1 Dursun M ,Özbay H ,Koç F “Lineer Motorlu Asansör Kapı Tahrik Sistemi” Asansör Sempozyumu, 21-23 Mayıs İzmir, 2010 .....   | 112 |
| EK-2 Dursun M., Koç F., Özbay H, “Determination of Geometric Dimensions of a Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, World Academy of Science, Engineering and Technology, 6,71, 32-38, France, 2010.....              | 120 |
| EK-3 Dursun M., Koç F., “Simulation of Fuzzy Logic Position and Speed Control of Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, ICMSC International Conference on Modeling, Simulation and Control, 517-521, Egypt, 2010..... | 130 |
| EK-4 Dursun M., Koç F., Özbay H., Ozden S., “Design of Linear Switched Reluctance Motor Driver for Automatic Door Application”, International Conference on Information and Industrial Electronics, China, 2011.....           | 137 |
| EK-5 Dursun M., Koç F., “Simulation of Velocity Control of Linear Switched Reluctance Motor”, International conference on computer Engineering and Technology (ICCET 2011), Kuala Lumpur, Malaysia, 2011.....                  | 142 |
| EK-6 Maliyet Analizi.....  | 148 |
| ÖZGEÇMİŞ.....  | 149 |

## ÇİZELGELERİN LİSTESİ

| <b>Çizelge</b>   | <b>Sayfa</b> |
|--|--------------|
| Çizelge 3.1. Lineer Anahtarlamaalı Relüktans motora ait mekanik ve elektriksel parametreler..... | .20          |
| Çizelge 3.2. Karşılıklı durumdaki fazlar arası endüktans (mH) matrisi.....                       | .24          |
| Çizelge 3.3. Karşılıksız durumdaki fazlar arası endüktans (mH) matrisi .....                     | .25          |
| Çizelge 4.1. Titreşim yöntemine göre denetim organı ayar değerleri .....                         | .47          |

## ŞEKİLLERİN LİSTESİ

| Şekil   | Sayfa |
|---|-------|
| Şekil 2.1. Lineer motor tahrikli bir asansör kapısında güç akışı .....                                  | 7     |
| Şekil 2.2. Lineer Anahtarlamalı Relüktans Motor .....   | 7     |
| Şekil 2.3. Asansör kapısı tahriki için tasarlanmış olan LARM'nin 3 boyutlu görüntüsü .....              | 8     |
| Şekil 2.4. Klasik kapı tahrik sisteminin blok diyagramı .....   | 9     |
| Şekil 2.5. Lineer ARM Kullanılan kapı tahrik sisteminin blok diyagramı .....                            | 10    |
| Şekil 2.6. Tasarımı yapılarak kayar kapı sistemine yerleştirilen LARM'nin görüntüsü .....               | 10    |
| Şekil 3.1. Asansör kapısının pozisyona göre referans sabit hız eğrisi. ....                             | 12    |
| Şekil 3.2. Lineer Anahtarlamalı Relüktans Motorun Stator Sargılarının Yerleşimi .....                   | 19    |
| Şekil 3.3. Steel 1010 BH Eğrisi.....  | 19    |
| Şekil 3.4. Tasarlanan LAR Motora ait (a) üç boyutlu modelinin benzetimi (b) sonlu elemanlar yüzeyi..... | 21    |
| Şekil 3.5. Karşılıklı durumdaki manyetik akı yoğunluğu .....  | 22    |
| Şekil 3.6. Karşılıksız durumdaki manyetik akı yoğunluğu .....   | 23    |
| Şekil 3.7. Translator pozisyonuna göre çıkarılan motorun 5 bölgeli endüktans profili.....               | 28    |
| Şekil 3.8. LARM'nin endüktans değişimine göre zıt emk, akım, güç ve kuvvet oluşumu .....                | 29    |
| Şekil 3.9. Kuvvet eğrisinin 21. Mertebeden polinom fonksiyonunun eğrisi.....                            | 30    |
| Şekil 3.10. Kuvvet eğrisinin 21. Mertebeden polinom fonksiyonunun eğrisi.....                           | 30    |
| Şekil 3.11. ARM nin bir fazı için eşdeğer devre .....   | 31    |
| Şekil 3.12. LARM' nin eşdeğer devresi .....   | 33    |
| Şekil 3.13. Motor Kontrol sisteminin sürtünme kuvveti .....   | 34    |

| <b>Şekil</b>  | <b>Sayfa</b> |
|---|--------------|
| Şekil 3.14. Hareket kontrol sistemlerinde sürtünme kuvvetlerinin kombinasyonu .....       | .34          |
| Şekil 3.15. LARM' nin durum uzay blok diyagramı .....                                     | .37          |
| Şekil 3.16. Tahrik girişli LARM .....   | .38          |
| Şekil 3.17. LSRM nin transfer fonksiyonu .....  | .38          |
| Şekil 3.18. Lineer Motor ve Manyetik Akı Yoğunluğunun Küçük bir parçası.....              | .39          |
| Şekil 3.19. Manyetik devrenin PM demanyetizasyon eğrisi ve yük hattı .....                | .40          |
| Şekil 4.1. Simülasyon sonuçlarından elde edilen endüktans eğrisi.....                     | .42          |
| Şekil 4.2. LARM'nin tek faz akımı.....  | .43          |
| Şekil 4.3. LARM'nin 3 faz akımları .....  | .43          |
| Şekil 4.4. LARM'nin Pozisyona göre Hız, Akım ve Kuvvet değişimi.....                      | .44          |
| Şekil 4.5. PI denetimli sistemin blok diyagramı .....                                     | .46          |
| Şekil 4.6. PID kontrolörün blok diyagramı .....   | .47          |
| Şekil 4.10. LSRM' nin sabit hız referans hız modeli .....                                 | .50          |
| Şekil 4.11. LARM' nin referans hızı.....  | .51          |
| Şekil 4.12. PI kontrollü LARM'nin doğrusal hız değişimi ve referans hızı .....            | .51          |
| Şekil 4.13. PI kontrollü LARM'nin referans hız ile gerçek hız arasındaki hata eğrisi..... | .52          |
| Şekil 5.14. PI kontrollü LARM'nin doğrusal hız değişimi ve referans hızı .....            | .53          |
| Şekil 4.15. PI kontrollü LARM'nin doğrusal hız değişimi ve referans hızının farkı .....   | .53          |
| Şekil 4.16. PI kontrollü motor faz akımları.....  | .54          |
| Şekil 4.17. PI kontrollü motor faz akımları .....   | .55          |
| Şekil 4.18. Bulanık mantık üyelik değerleri .....   | .57          |

| <b>Şekil</b>   | <b>Sayfa</b> |
|--|--------------|
| Şekil 4.19. Bulanık mantık denetimli sistemin blok diyagramı .....                                 | .58          |
| Şekil4.20. Bulanık mantık kontrol sistemi .....  | .58          |
| Şekil 4.21. LARM' nin bulanık mantık kontrollü hız eğrisi .....                                    | .60          |
| Şekil 4.22 Bulanık Mantık kontrollü LARM'nin doğrusal hız değişimi ve referans hızının farkı ..... | .60          |
| Şekil 4.23. LARM' nin bulanık mantık kontrollü akımları.....                                       | .61          |
| Şekil 4.24. LARM' nin bulanık mantık kontrollü akımları.....                                       | .62          |
| Şekil 4.25. Bulanık mantık kontrollü LARM' nin yük değişimine karşı hız tepkisi .....              | .63          |
| Şekil 4.26. LARM' nin bulanık mantık kontrollü yük değişimine karşı faz akımları.....              | .63          |
| Şekil 5.1. Motorun ileri yönde çalışırken pozisyona göre referans hız modeli....                   | .64          |
| Şekil 5.2 Motorun ileri yönde çalışırken pozisyona göre referans hız eğrisi .....                  | .65          |
| Şekil 5.3. LARM' nin PI denetiminde referans hızı ve hızlanma eğrisi .....                         | .66          |
| Şekil 5.4. PI kontrollü LARM'nin ileri yönde hız değişimi ve referans hızının farkı .....          | .66          |
| Şekil 5.5. LARM' nin PI denetiminde referans hızı ve hızlanma eğrisi .....                         | .67          |
| Şekil 5.6. PI kontrollü LARM'nin ileri yönde hız değişimi ve referans hızının farkı .....          | .68          |
| Şekil 5.7. LARM' nin PI kontrollü faz akımları .....   | .69          |
| Şekil 5.8. LARM' nin PI kontrollü faz akımları .....   | .69          |
| Şekil 5.9. LARM' nin PI kontrollü faz akımları .....   | .70          |
| Şekil 5.10. Motorun geri yönde çalışırken pozisyona göre referans hız modeli ....                  | .71          |
| Şekil 5.11. Motorun geri yönde çalışırken pozisyona göre referans hız eğrisi .....                 | .72          |
| Şekil 5.12. Motorun geri yönde çalışırken pozisyona göre hız eğrisi ve referans eğrisi.....        | .73          |

| <b>Şekil</b>  | <b>Sayfa</b> |
|---|--------------|
| Şekil 5.13. geri yöndeki hız ve referans hız farkı.....   | 73           |
| Şekil 5.14. Motor yükü azaltıldığında pozisyona göre hız eğrisi ve referans eğrisi .....                      | 74           |
| Şekil 5.15. PI Parametreleri değiştirildiğinde .....  | 75           |
| Şekil 5.16. LARM' nin PI kontrollü faz akımları .....   | 76           |
| Şekil 5.17. LARM' nin PI kontrollü faz akımları .....   | 76           |
| Şekil 5.18. LARM' nin PI kontrollü faz akımları .....   | 77           |
| Şekil 5.19. Motorun ileri ve geri yönde çalışırken pozisyona göre referans hız eğrisi .....                   | 78           |
| Şekil 5.20. LARM' nin bulanık mantık kontrollü ileri yönde hız değişimi .....                                 | 79           |
| Şekil 5.21. İleri yöndeki hız ve referans hız farkı .....   | 80           |
| Şekil 5.22. LARM' nin bulanık mantık kontrollü yük değişimine karşı faz akımları.....                         | 81           |
| Şekil 5.23. LARM' nin bulanık mantık kontrollü ileri yönde hız değişimi .....                                 | 81           |
| Şekil 5.24. LARM' nin bulanık mantık kontrollü geri yönde hız değişimi .....                                  | 82           |
| Şekil 5.25. LARM' nin bulanık mantık kontrolünde geri yöndeki hız ve referans hız farkı .....                 | 83           |
| Şekil 5.26. LARM' nin bulanık mantık kontrolünde geri yönde faz akımları .....                                | 84           |
| Şekil 5.27. LARM' nin bulanık mantık kontrollü yük değişimine karşı faz akımları.....                         | 84           |
| Şekil 5.28. LARM' nin doğrusal hızının PI ve Bulanık Mantık Denetleyicileri ile karşılaştırılması .....       | 85           |
| Şekil 5.29. LARM' nin doğrusal hız hatasının PI ve Bulanık Mantık Denetleyicileri ile karşılaştırılması ..... | 86           |
| Şekil 5.30. LARM' nin ileri yönde hızının PI ve Bulanık Mantık Denetleyicileri                                | 87           |

| <b>Şekil</b>   | <b>Sayfa</b> |
|--|--------------|
| Şekil 5.31. LARM' nin hız hatasının PI ve Bulanık Mantık Denetleyicileri ile karşılaştırılması .....     | .87          |
| Şekil 5.32 LARM' nin geri yönde hızının PI ve Bulanık Mantık Denetleyicileri ile karşılaştırılması ..... | .88          |
| Şekil 5.33. LARM' nin hız hatasının PI ve Bulanık Mantık Denetleyicileri ile karşılaştırılması .....     | .89          |
| Şekil 5.34. LARM' nin PI ve Bulanık Mantık Denetimli akımlarını karşılaştırılması .....                  | .90          |
| Şekil 6.1. LSRM' nin kapıya montaj planı.....  | 91           |
| Şekil 6.2. LARM için üç fazlı klasik konvertör ve snubber devresi .....                                  | 95           |
| Şekil 6.3. Konvertör devresi.....  | .96          |
| Şekil 6.4. LSRM. Kontrol blok diyagramı .....  | .96          |
| Şekil 6.5. Kontrol devre şeması.....   | .98          |
| Şekil 6.6. Akım sensörünün tek faz devresi. ....   | .100         |
| Şekil 6.7. Kontrol algoritması. ....   | .103         |
| Şekil 6.8. Endüktans değerinin normalize edilmiş şekli .....   | .104         |
| Şekil 6.9. Motor 3 faz akımlarının görüntüsü .....   | .105         |
| Şekil 6.10 Hız ve pozisyonun LABWIEV ile alınmış şekilleri.....  | .105         |

**RESİMLERİN LİSTESİ**

| <b>Resim</b>  | <b>Sayfa</b> |
|---|--------------|
| Resim 6.1. Translater ve rotor sacları .....                      | 92           |
| Resim 6.2. LSRM'nin görüntüsü .....                               | 93           |
| Resim 6.3. LARM deney düzeneği ve sürme devresinin görünümü ..... | 94           |
| Resim 6.4. Klasik konvertör devresinin görüntüsü .....            | 97           |
| Resim 6.5. Kontrol devresi görünümü. ....                         | 99           |
| Resim 6.6. Akım sensör devresinin görünümü .....                  | 100          |
| Resim 6.7. LARM sürücüsünün görüntüsü .....                       | 101          |
| Resim 6.8. Motor kontrol devresi elemanları ve görüntüsü .....    | 102          |

## SİMGELER VE KISALTMALAR

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

| <b>Simgeler</b> | <b>Açıklama</b>                               |
|-----------------|---|
| $a$             | İvme ( $m/s^2$ )                              |
| $F_a$           | Kuvvet (N)                                    |
| $b_{sy}$        | Stator boyunduruğunun kalınlığı (mm)          |
| $b_{ry}$        | Rotor kalınlığı (mm)                          |
| $\beta_r$       | Rotor kutbunun dönme açısı (derece)           |
| $\beta_s$       | Stator kutbunun dönme açısı $^\circ$ (derece) |
| $D$             | Toplam delik çapı (mm)                        |
| $d_c$           | İletkenin uzunluğu (mm)                       |
| $f_{sw}$        | Anahtarlama frekansı (Hz)                     |
| $F_a$ :         | LARM'nin gücü (N)                             |
| $h_r$           | Rotor kutbunun yüksekliği (mm)                |
| $h_s$           | Stator kutbunun yüksekliği (mm)               |
| $h_t$           | Translator kutbunun yüksekliği (mm)           |
| $I_p$           | Faz akımının pik değeri (A)                   |
| $L_a$           | Hızlı pozisyondaki endüktans (H)              |
| $L_u$           | Hizasız pozisyondaki endüktans (H)            |
| $L_{tr}$        | Translatorun toplam uzunluğu (mm)             |
| $m$             | Translator için maksimum kütle (kg)           |
| $n$             | Toplam stator kutup sayısı                    |
| $N_r$           | Döner hız (rpm)                               |

| <b>Simgeler</b> | <b>Açıklama</b>                                     |
|-----------------|---|
| $N_{sc}$        | LARM'nin toplam sektör sayısı                       |
| $P$             | LARM'nin gücü ( $W$ )                               |
| $t_a$           | İvmelenme zamanı ( $s$ )                            |
| $\theta_i$      | Akım üretme açısı (derece)                          |
| $\tau$          | Kutup alanı   |
| $P_s$           | Stator kutup sayısı                                 |
| $P_r$           | Rotor kutup sayısı                                  |
| $q$             | Faz sayısı  |
| $v_m$           | Maksimum lineer hız                                 |
| $w_{tp}$        | Translator kutbunun genişliği                       |
| $w_{ts}$        | Translator boşluğunun genişliği                     |
| $w_{sp}$        | Stator kutbunun genişliği                           |
| $w_{ss}$        | Stator boşluğunun genişliği                         |
| $F_g$           | Hava boşluğundaki kuvvet                            |
| $F_s$           | Stator nüvesindeki kuvvet                           |
| $F_r$           | Rotor nüvesindeki kuvvet                            |
| $i$             | Bobindeki akım                                      |
| $H_g$           | Hava boşluğundaki manyetik alan şiddeti ( $A/mm$ )  |
| $H_s$           | Stator nüvesindeki manyetik alan şiddeti ( $A/mm$ ) |
| $H_r$           | Rotor nüvesindeki manyetik alan şiddeti ( $A/mm$ )  |
| $l_g$           | Hava boşluğu uzunluğu                               |
| $l_s$           | Stator nüvesi uzunluğu                              |
| $l_r$           | Rotor nüvesi uzunluğu                               |
| $\varphi_s$     | Toplam manyetik akı                                 |
| $B_s$           | Stator kutbundaki akı yoğunluğu                     |
| $A_s$           | Stator kutbu alanı                                  |

| <b>Kısaltmalar</b> | <b>Açıklama</b>                      |
|--------------------|--------------------------------------|
| <b>AA</b>          | Alternatif Akım                      |
| <b>DA</b>          | Doğru Akım                           |
| <b>LARM</b>        | Lineer Anahtarlamalı Relüktans Motor |
| <b>EMK</b>         | Elektro Motor Kuvvet                 |
| <b>MMK</b>         | Manyeto Motor Kuvvet                 |
| <b>SEM</b>         | Sonlu Elemanlar Metodu               |
| <b>FSDMA</b>       | Fırçasız Doğru Akım Motoru           |
| <b>BMD</b>         | Bulanık Mantık Denetimi              |
| <b>GDF</b>         | Güç Dağıtım Fonksiyonları            |

## 1. GİRİŞ

Yaşam alanlarımızda sıkça karşılaştığımız otomatik açılıp kapanan kapı sistemler hayatımızda önemli bir yer almıştır. Giriş ve çıkışların yoğun olduğu mekânlarda kullanılan otomatik kapı sistemlerinin tercih edilmesindeki en önemli nedenler konfor, iklimlendirme, yetkisiz girişleri engelleme ve güvenlidir. Kışın ısı tasarrufu sağlama yanında çalışma alanlarında sadece yetkili personelin girişine imkan verme, tren, metro, asansör gibi yerlerde güvenliği sağlama gibi avantajlara da sahiptir. Hayatımızı kolaylaştıran otomatik kapıların hareketini sağlayan motorlar kapılardan istenilenleri vermede en önemli role sahip elemandır.

Asansör kapılarının açılıp kapanma süreleri asansör hizmet kalitesini ve yolcuların bekleme sürelerini önemli ölçüde etkilemektedir. Bu nedenle hem hızlı açılıp kapanan, hem de arıza oranı düşük ve aynı zamanda da yüksek verimli yeni sistemlerin tasarımını zorunlu kılmaktadır.

Günümüzdeki otomatik kapı sistemlerindeki hareket; dairesel hareketi sağlayan bir motor ve bu motorun miline bağlı redüktör veya kayış kasnak sistemlerine bağlanan bir elektromekanik kilit ve kayar kapı sisteminden oluşmaktadır. Bu hareket eden cismin kendinden sonraki güç aktarma organına hareketi aktarma sırasında ani darbelerden kaçınıldığından kapının hızlanma süresini de uzatmaktadır. Ayrıca her bir güç aktarma organında ve kayış kasnak sisteminde eleman sayısının artması, verimin düşmesine ve arıza oranının artmasına yol açar. Bunun yanında motorların dairesel hareketinden dolayı sistemde titreşim oluşmaktadır. Oysa bu sistemlerde işin hızlı ve tam doğru, kullanılan cihazların uzun ömürlü, hareketli parçaların ve kullanılan eleman sayılarının az ve sistemin bakım gereksiniminin çok az olması gerekir. 2005 yılında Krishnan R. doğrusal hareket yapan sistemlerde tarih boyunca kullanılan döner motorların yerine doğrusal motorların kullanımının da endüstride dev bir adım olarak nitelendirmiştir. Bu nedenle lineer hareket yapan mekanik sistemlerde yüksek verimli ve yüksek hız tepkili aynı zamanda da arıza oranı daha

düşük olan lineer motorların asansör kapısı gibi kayar kapı sistemlerinde kullanılması kaçınılmazdır.

DA motorların kontrol yapılarının basitliği ve analog devre elemanlarıyla gerçekleştirilebilmesi sebebiyle başlangıçtan günümüze kadar DA motorlar yaygın şekilde kullanılmakta ve endüstride önemli bir yer teşkil etmektedir. Benzer şekilde tren, metro, asansör veya ameliyathane kapılarında da genellikle doğru akım motoru kullanılmaktadır. Ancak DA motorlarda bulunan fırça ve kollektör gibi mekanik parçalarından dolayı bu motorların arıza oranının yüksek olması, kollektör ve fırçalar arasında oluşan yanma ve patlama ihtimali olan ortamlarda kullanılmaması hız tepkisinin yavaş olması ve yüksek hızlarda kullanılmaması gibi sebepler DA motorların kullanımını sınırlamaktadır. Özellikle sık kullanılan kapı uygulamalarında fırça ve kollektör bakımı ciddi bir sorun teşkil etmektedir. Ayrıca, DA motorların kalkışta yüksek akım çekmesi bir başka dezavantajı olarak görülebilir. Yüksek kalkınma tork sebebiyle DA motorlar tercih sebebi olmuştur.

Lineer Anahtarlama Relüktans Motorlar ağırlık/hacim oranına göre yüksek tahrik gücüne sahip, hassas konum kontrolü yapılabilen basit yapılı ve ucuz motorlardır. Lineer Anahtarlama Relüktans Motorlar (LARM) ise yarıiletken teknolojisinin gelişimi ile birlikte oldukça hızlı bir gelişme kaydetmişlerdir. Hız kontrol aralığının çok geniş olması nedeniyle bu motorlar son yıllarda yaygın bir kullanım alanı bulmaktadırlar. Yapılarının basit, üretim ve bakım maliyetlerinin düşük olmasından dolayı endüstri ve tüketiciye yönelik uygulamalarda gittikçe artan bir ilgiye sahiptirler [1]. Sağladığı avantajlar nedeniyle hareket kontrol sistemlerinde diğer AA ve DA motorlara alternatif olarak birçok uygulama alanı bulmuştur [2]. Uygun bir konvertör devresi ve sürme sistemi ile kontrol edilen LARM'de diğer elektrik motorlarından daha yüksek verim elde edilebilir [3]. Bu motorlar yapı bakımından stator kutup sayısı rotor kutup sayısından farklı ve rotorlarında herhangi bir sargı bulunmayan fırçasız DA motorlardır.

LARM' lerde hem rotor hem de stator sıkıştırılmış silisli saçlardan meydana gelir. Rotor, sadece sıkıştırılmış silisli saçlardan çıkıntılı kutuplu olarak imal edilmişken, stator da ise ayrıca kutup üzerinde DA makinelerinde olduğu gibi bir alan sargısı da bulunmaktadır. Bu alanlar enerjilendiklerinde karşılıklı olarak ters bir manyetik alan meydana getirecek şekilde yerleştirilirler. Enerjilendirme ise tek yönlü bir uyarım şeklindedir.

Lineer motor ve asansör kapısı tahriki konusunda birkaç çalışmaya rastlanmaktadır. Bunlardan bazılarına örnek verilecek olursa; 1991 yılında Pasanen J, Jahkonen P, Ovaska SJ ve arkadaşları öncelikle otomatik asansör kapılarında kullanılmak üzere sayısal hız kontrollü motor için kontrolör tasarlamışlardır. Tasarladıkları kontrolör ile kapının hızı artırılarak kapının hareketinde harcanan zaman ve sabit ivmeli hızlanma ve yavaşlama pozisyonları minimize edilmiştir [4]. 1995 yılında J. D. Edwards ve Gürdal O., lineer bir RM' nin pozisyonunun temassız olarak algılanması konusundaki çalışmalarını yayınlamışlardır[5]. 1996 Masuda T, Yoshikawa M, Tawada M, ve arkadaşları, servo motorlu sürücüyü panoramik çoklu asansör kapılarında uygulamışlardır[6]. 2000 Bae HK, Lee BS, Vijayraghavan P, Krishnan R. lineer motorlu bir sistem için minimum güç devresinin topolojisi tanımlamışlardır[7]. Bu motorların kullanımının en çarpıcı örneğinin de halatsız asansörler olduğunu belirtmiştir ve çalışmalarında; lineer anahtarlamalı relüktans motor sürücülerinin gelişimini, bu motorların düşük fiyatlı imalatı ve mümkün olan uygulama alanlarını vermiştir[8]. 2007 yılında Liu X. ve arkadaşları, lineer fırçasız doğru akım motoru (FSDMA) ile sürülen yeni bir asansör kapısı çalışmalarını yayınlamışlardır. Çalışmalarında manyetik alan, zıt EMK ve motorun tahrik gücünü sonlu elemanlar Metodu (SEM) ile analiz etmişlerdir ve motorun optimum tasarımının manyetik alandaki harmonikleri azalttığı ve performansını artırdığını bildirmişlerdir. Tasarlanan motor bir asansör kapısının tahrikinde kullanılmıştır[9].

2008 yılında Jia YH ve arkadaşları bir asansör kapısının kontrolünde özel bir Fırçasız DA Motorlu servo sistem kullanmışlardır. Motorun çalışmasında rotor pozisyonu,

absolute pozisyon algılayıcı ve sayısal sinyal işaret işlemcisi kullanılarak uzay vektör kontrol tekniği ile kontrol edilmiştir[10].

2008 yılında Liu X. ve arkadaşları da yine lineer fırçasız motorlu bir asansör kapısı sunmuşlardır. Motor sonlu elemanları metodu ile analiz edip tasarlamışlar ve çeşitli deneysel ve manyetik analiz ile teorik bulgularını ve asansör kapısındaki test sonuçlarını yayınlamışlardır[11].

Ayrıca 2008 yılında Krishnan R. Lineer anahtarlamalı relüktans motorlu sistem sağlıklı bir şekilde asansörde uygulamış ve maliyeti diğer asansörlere göre 15 kat daha ucuz olduğunu belirtmiştir. Krishnan R. bu konuda yayınladıkları makalede, LARM'yi taşıyıcı asansörlerde itici güç olarak kullanmışlardır. Krishan R LARM tasarımında, ikiz stator kullanılarak yapılacak yeni tip LARM düşünmüşler ve asansörlerde titreşimi azaltmak için güç dağıtım fonksiyonları (GDF) kullanmışlardır. Bu çalışmada LARM'nin geniş kapsamlı dinamik simülasyon ve deneysel ispatları verilmiştir ve Örneklerle gösterilmiş dikey asansör uygulamaları performansın yüksekliğini kanıtladığını belirtmişlerdir[12].

2010 yılında Fenercioğlu A. ve Dursun M. çift taraflı bir lineer anahtarlamalı relüktans motorun asansör için tasarımını ve 3 boyutlu manyetik analizini yayınlamışlardır [13].

Bu çalışmada ilk olarak LARM kullanılarak asansör kapısı tahriki yapılmıştır. Manyetik analizleri yapılan 250 W gücündeki bir Lineer ARM' nin, M. Dursun, H. Özbay, F. Koç tarafından yapılmıştır. Bu tezde ise asansör, hastane, metro ve tren kapıları gibi doğrusal hareket eden kapı sistemlerine uygun bir motorun optimum geometrik özellikleri bulunup belirlenmiştir. Motorun ideal ve gerçek endüktans eğrileri çıkartılmıştır. Parametreleri belirlenen motorun C programlama dilinde 4. Mertebeden Runge-Kutta yöntemi kullanılarak PI Kontrol metodu ile hız denetiminin simülasyonu yapılmıştır[14]. Literatürde benzer çalışmalara da rastlanmaktadır [15–24]

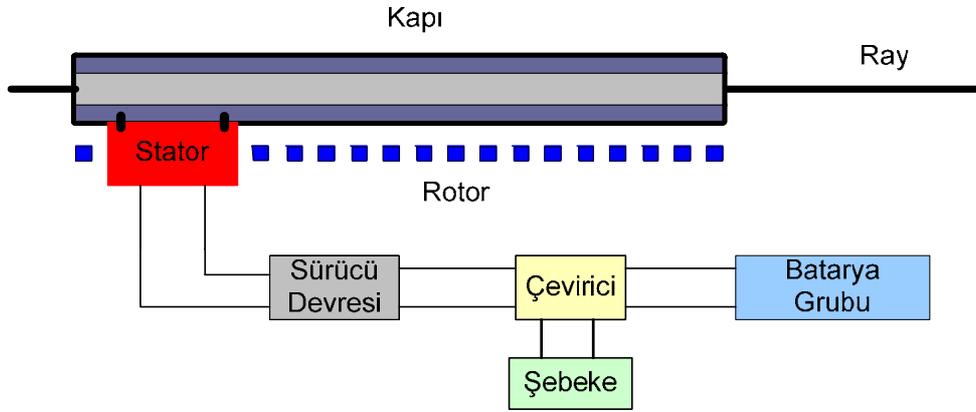
İkinci bölümde lineer motor ile asansör kapısı tahriki anlatılmıştır. Üçüncü bölümde çift taraflı bir LARM'nin geometrik boyutları belirlenerek manyetik analizleri ve tasarımı yapılmıştır. Tasarımı yapılan LARM'nin endüktans profili belirlenmiş ve dinamik denklemleri çıkarılmıştır. Dördüncü bölümde PI kontrol ve Bulanık Mantık kontrol metotları kullanarak LARM'nin doğrusal hızının kontrolü yapılmış ve simülasyon sonuçları verilmiştir. Beşinci bölümde yine PI ve Bulanık Mantık Kontrol metotları ile LARM'nin ileri ve geri yönde hız kontrolü yapılmıştır ve her iki metot birbiriyle karşılaştırılarak simülasyon sonuçları verilmiştir. Altıncı bölümde LARM'nin deneysel sonuçları verilmiştir. Bu bölümde endüktansın ölçülmesi, sürücü devresi, işlemci anlatımı, algoritma ve osiloskop, LABVIEW görüntüleri verilmiştir. Yedinci bölümde ise elde edilen sonuçlar tartışılmıştır.

## 2. LİNEER MOTOR İLE OTOMATİK KAPI TAHRİKİ

Günümüzdeki otomatik kapı sistemlerindeki hareket; dairesel hareketi sağlayan bir motor ve bu motorun hareket ettirdiği kayış sistemi ile kurulan bir mekanizma ile gerçekleştirilmektedir. Bu sistemlerde hareketi sağlayan kayış ve dişli sistemleri zamanla deforme olmakta, kolaylıkla bozulmaktadır. Bunun yanında motorların dairesel hareketinden dolayı sistemde titreşim oluşmaktadır. Oysa bu sistemlerde işin hızlı ve tam doğru, kullanılan cihazların uzun ömürlü, hareketli parçaların ve kullanılan eleman sayılarının az ve sistemin bakım gereksiniminin çok az olması gerekir.

DA motorların kontrol yapılarının basitliği ve analog devre elemanlarıyla gerçekleştirilebilmesi sebebiyle başlangıçtan günümüze kadar DA motorlar yaygın şekilde kullanılmakta ve endüstride önemli bir yer teşkil etmektedir. Şekil 2.1’de tren, metro, asansör veya ameliyathane kapılarında da genellikle doğru akım motoru kullanılmaktadır. Ancak DA motorlarda bulunan fırça ve kollektör gibi mekanik parçalarından dolayı bu motorların arıza oranının yüksek olması, kollektör ve fırçalar arasında oluşan yanma ve patlama ihtimali olan ortamlarda kullanılmaması hız tepkisinin yavaş olması ve yüksek hızlarda kullanılmaması gibi sebepler DA motorların kullanımını sınırlamaktadır. Özellikle sık kullanılan kapı uygulamalarında fırça ve kollektör bakımı ciddi bir sorun teşkil etmektedir. Ayrıca, DA motorlarının kalkışta yüksek akım çekmesi bir başka dezavantajı olarak görülebilir. İlk çalışma anında (kalkış), sağladıkları yüksek tork sebebiyle DA motorları tercih sebebi olmuştur.

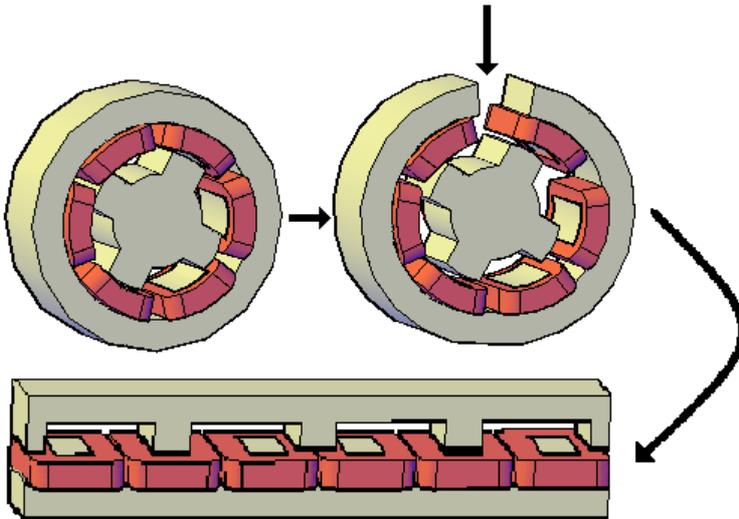
Lineer Anahtarlamalı Relüktans Motorlar ise yarıiletken teknolojisinin gelişimi ile birlikte oldukça hızlı bir gelişme kaydetmişlerdir. Hız kontrol aralığının çok geniş olması nedeniyle bu motorlar son yıllarda yaygın bir kullanım alanı bulmaktadırlar. Yapılarının basit, üretim ve bakım maliyetlerinin düşük olmasından dolayı endüstri ve tüketiciye yönelik uygulamalarda gittikçe artan bir ilgiye sahiptirler [1]. Sağladığı avantajlar nedeniyle hareket kontrol sistemlerinde diğer AA ve DA motorlara alternatif olarak birçok uygulama alanı bulmuştur [2].



Şekil 2.1. Linear motor tahrikli bir asansör kapısında güç akışı

## 2.1. Linear ARM

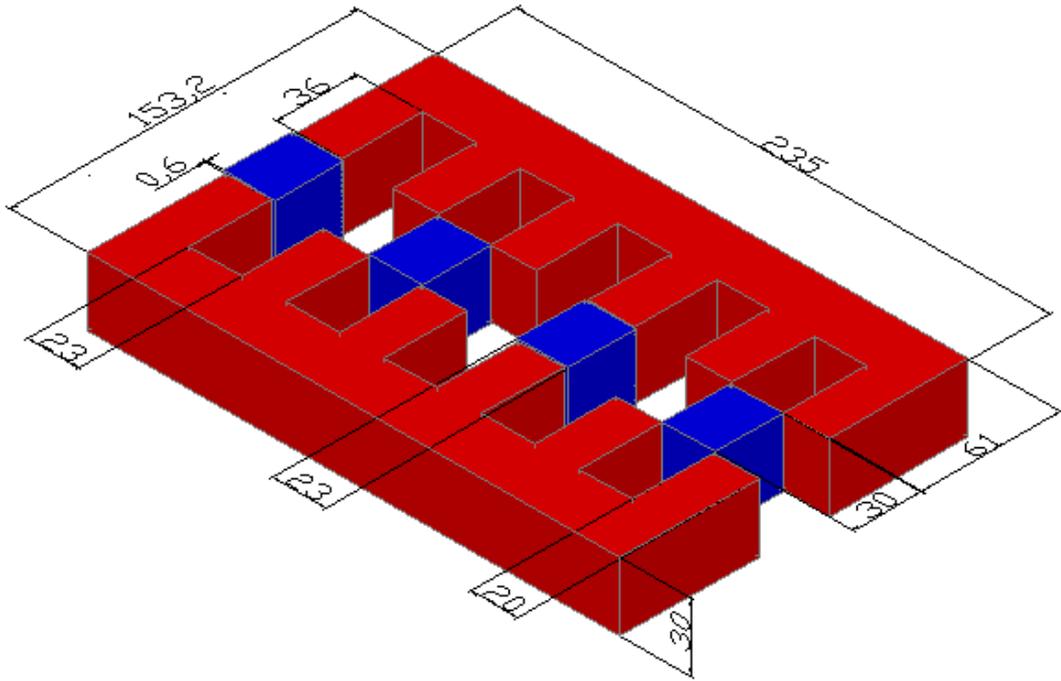
Asansörler ve otomatik kapılar gibi doğrusal hareketin gerektiği birçok uygulama için Linear Anahtarlama Relüktans Motoru geliştirilmiş ve uygulanmaya başlanmıştır [25]. Linear Anahtarlama Relüktans Motor yapısı, Şekil 2.2'den görüleceği gibi dairesel hareket eden ARM'ler ile aynıdır.



Şekil 2.2. Linear Anahtarlama Relüktans Motor

LARM'de bir faza ait sargılar enerjilendiği anda stator kutupları büyük bir elektromıknatıs haline gelirler. Elektromıknatıs haline gelen stator kutupları belli bir

büyükteki kuvvet ile en yakın rotor kutuplarını kendilerine doğru çekerler. Oluşan hareket, başlangıçta ayırık pozisyonda bulunan rotor kutuplarının hizalı pozisyona gelinceye kadar devam eder. Rotor kutbu hizalı pozisyona geldiğinde eğer bu fazın enerjisi kesilip sıradaki faz enerjilendirilmez ise rotor hareketi sona erer [26]. Motor kutuplarında kullanılan demirin mıknatıslanması manyetik akının yönünden bağımsız olduğundan ve devrenin simetrik çıkıntılara sahip olması nedeniyle rotor torku stator sargılarına uygulanan akımın yönüne bağımlı olmaktadır. Uygun bir konvertör devresi ve sürme sistemi ile kontrol edilen LARM' de diğer elektrik motorlarından daha yüksek verim elde edilebilir [27]. Şekil 2.3'de asansör kapısı için tasarlanmış bir LARM'nin 3 boyutlu görüntüsü verilmiştir.



Şekil 2.3. Asansör kapısı tahriki için tasarlanmış olan LARM'nin 3 boyutlu görüntüsü

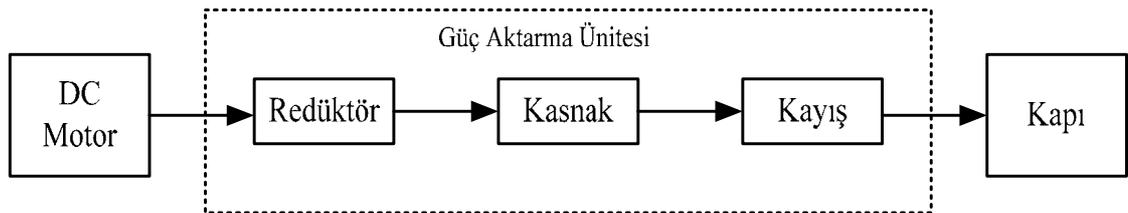
Lineer ARM'lerin başlıca özellikleri aşağıdaki gibi özetlenebilir:

- Basit ve dayanıklı yapıya sahip olmaları

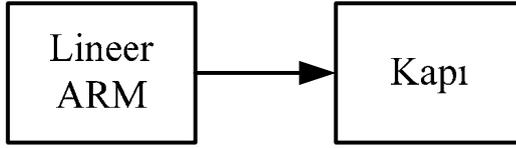
- Düşük maliyette imal edilebilmeleri
- Yüksek akım çekmeden yüksek başlangıç momenti üretebilmeleri
- Diğer motorlara oranla düşük sıcaklık değerinde yüksek hızda çalışabilmeleri
- Birbirinden bağımsız stator faz sargılarına sahip olmaları
- Motor momentinin faz akımlarının yönünden bağımsız olması ve dolayısıyla faz basına bir anahtar ile denetlenebilmeleri
- Dört bölgede çalışabilme özelliğine sahip olmaları
- Moment-hız karakteristiklerinde geniş sabit moment – güç özelliğine sahip olmaları
- Yüksek verimli olmaları

## 2.2. Lineer Anahtarlamalı Relüktans Motorla Asansör Kapısı Tahrik Sistemi Tasarımı

Klasik kapı tahrik sisteminin blok diyagramı Şekil 2.4’de verilmiştir. Burada verilen blok diyagramında görüldü gibi doğrusal hareket eden bir kapı dairesel bir motorla redüktör ve kayış kasnak sistemi kullanılarak tahrik edilmektedir. Bu şekilde hem kapının tepki hızının azalmasına hem de güç aktarma organlarının sürtünmesi nedeniyle verimin düşmesine neden olmaktadır. Şekil 2.5’de ise tasarımı yapılan çift taraflı LARM’li bir asansör kapısı tahrik sisteminin blok diyagramı görülmektedir. Sistemde hava aralığının gücü direk olarak kayar kapı mekanizmasına aktarılarak sürtünmeler en aza inmesi amaçlanmıştır. Bu sistemde motorda da fırça ve kolektör olmadığı için sürtünmeler az, motor verimi yüksektir. Ayrıca güç aktarımında kayış, kasnak ve redüktör den kaynaklanan kayıplar önlenmiş hem de fazladan kullanılan güç aktarma elemanları kaldırılarak maliyet ucuzlayacaktır. Şekil 2.6’da Lineer ARM’nin otomatik kapı sistemine aktarılmış görüntüsü verilmiştir.



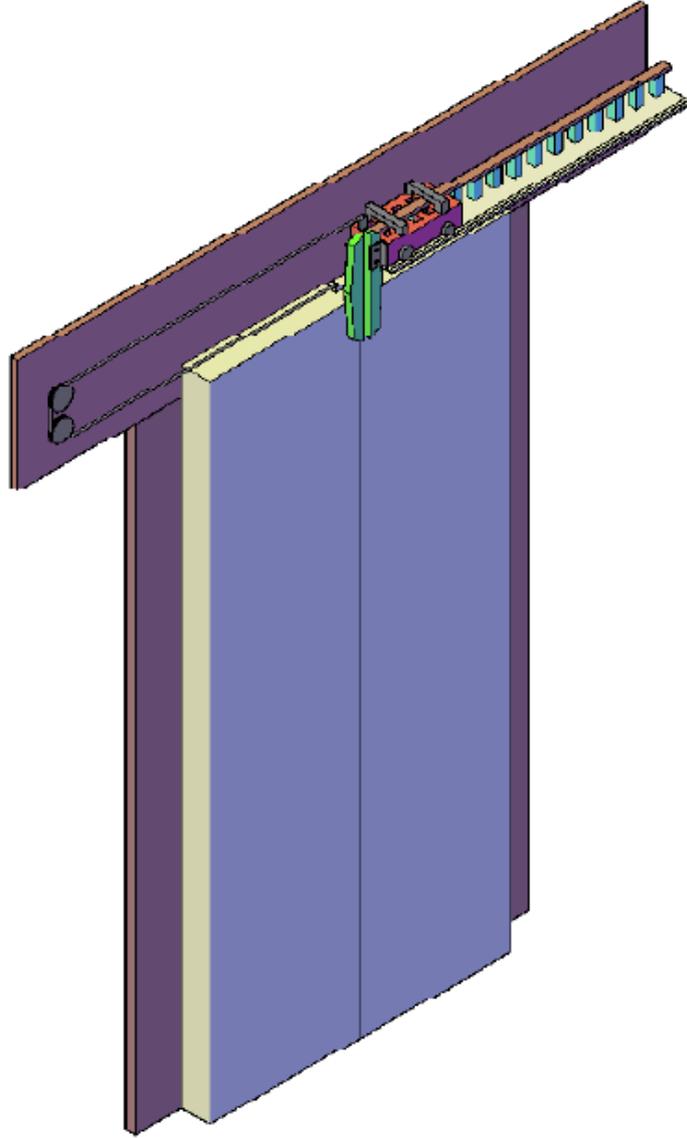
Şekil 2.4. Klasik kapı tahrik sisteminin blok diyagramı



Şek il 2.5. Lineer ARM Kullanılan kapı tahrik sisteminin blok diyagramı

Asansör kapısının tahriki için EN 81 standardına göre 150 N kapıyı hareket ettirmek için de 100 N'luk kuvvet gerekmektedir. Bu standarda uygun bir motor tasarımı için Ansoft Maxwel programı kullanılarak, sonlu elemanlar metoduna göre manyetik analizi yapılarak ölçülendirilen bir lineer ARM örnek alınmıştır [14].

Tasarımda kayar kapı kanadının toplam ağırlığı 25 kg olarak alınmıştır. Klasik sistemlerde kapının kapanma süresi 4 s'dir. Sürtünme kuvvetini vermek için deneyle bulunan 100 N'luk bir kuvvet, kayıp olarak kabul edilmiştir. İlgili standarda göre kapının kapanma sırasında net olarak 150 N'dan fazla bir kuvvete izin vermediğinden motorun indükleyeceği çekme kuvveti 250 N olarak belirlenmiştir.



Şekil 2.6. Tasarımı yapılarak kayar kapı sistemine yerleştirilen LARM'nin görüntüsü

Tasarımda kullanılan çift taraflı LARM'da kapıyı translator hareket ettirmektedir. Aynı zamanda translator kayar kapıya doğrudan bağlanmış ve sargılar translator kutupları üzerine yerleştirilmiştir. Sistemin analizi ve simülasyonunun doğruluğu için sargıların bağlandığı translatorun pozisyonuna göre motorun endüktans eğrisinin bilinmesi gerekir. Bu nedenle tasarımı yapılan motorun translator pozisyonuna göre 5 bölgele endüktans eğrisi çıkarılmıştır. Bölgeler belirlenirken motorun geometrik ölçülerinden yararlanılmıştır.

### 3. LİNEER ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTORUN TASARIMI

#### 3.1. Çift Taraflı LARM' un Fiziksel Ve Geometrik Boyutlarının Belirlenmesi

LARM tasarlanırken şu özelliklerin olduğu kabul edilmiştir.

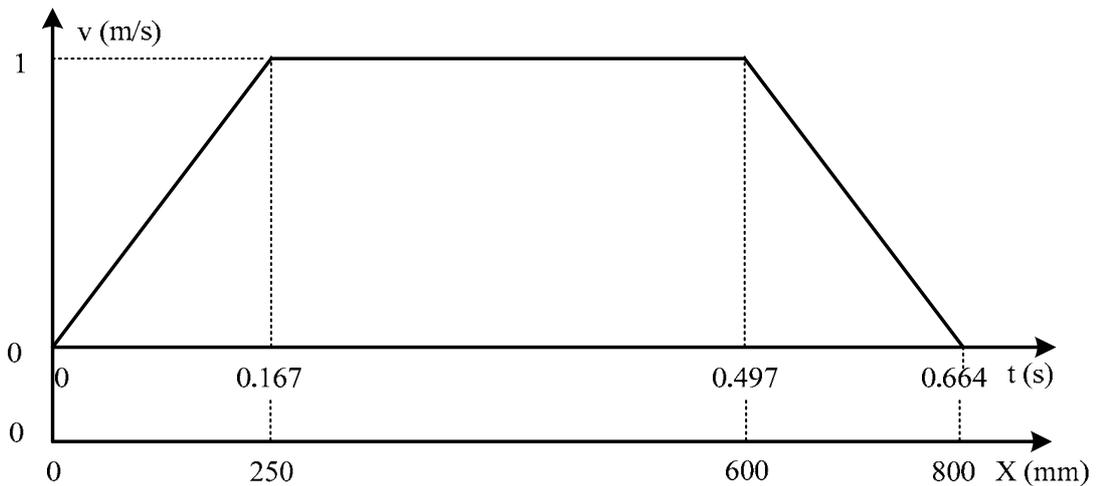
LARM'nin uzunluğu=0,8 m

Maksimum hız=1,0 m/s

Hızlanma zamanı= 0,167 s

Translator için maksimum kütle=25 kg

Lineer motorların özellikleri dairesel motorların elektriksel ve geometrik özelliklerinden farklı değildir. Tasarıma örnek seçilen motor 235mm uzunluğunda olduğundan bu motoru, çevresi 235 mm ve olan bir çember ve yarıçapı 37,40 mm olan bir dairesel motor olarak düşünülebilir. Motorun 80 cm' lik bir mesafede 25 kg' lık bir asansör kapısını açıp kapatmada kullanılacağı kabul edilmiştir. Açma-kapama sırasında kapının hız–zaman ve hız-pozisyon eğrisi Şekil 3.1' de verilmiştir.



Şekil 3.1. Asansör kapısının pozisyona göre referans sabit hız eğrisi.

Motorun tahrik edeceği kapının kütlesi 25 kg olarak ölçülmüştür. Buna göre Şekil 3.1' deki eğriye uygun olarak motorun konuma göre belirlenen sürede hızlanmasını

sağlayacak kuvvet-hız ve kuvvet-pozisyon değerleri de aynı şekilde bulunabilir. Kapının kütlesi 25 kg, hızlanma süresi 0.167 saniye ve kapının hızı 1,0 m/s seçilmiştir. Bu değerlere göre kapının ivmesi Eş. 3.1 ile ve kapiya bu ivmeyi kazandıracak motorun çekmek kuvveti ise Eş. 3.2 ile bulunur.

$$a = \frac{v_m}{t_a} = \frac{1.0}{0.167} = 6 \text{ m/s}^2 \quad (3.1)$$

$$F_a = m_i a_a = 25.6 = 150 \text{ N} \quad (3.2)$$

Kapının ilk hareketi için gerekli 100 N'luk kuvvetin de bu değere eklenmesi ile  $F_a=150+100=250$  N alınmıştır. Eş. 3.2' de  $F_a$  motorun uygulaması gereken kuvvet (N),  $m$  kapının kütlesi (kg) ve  $a$  referans hız için belirlenen ivme  $6 \text{ (m/s}^2\text{)}$ ' dir. Kapının yavaşlama ivmesi hızlanma ivmesine eşit fakat ters işaretlidir. Böylece hızlandırma için gerekli gücün aynı değerdeki zıt işaretlisi durdurma içinde gereklidir. LARM' nin gücü ise Eş. 3.3 ile hesaplanırsa;

$$P = F_a v_m = 250.1 = 250 \text{ W} \quad (3.3)$$

olarak bulunur.

LARM' nin teknik özellikleri hesaplandıktan sonra, döner ARM tasarımı üzerinde hesaplanan veriler kullanılarak devam edilir. Sürekli çekme kuvveti için minimum translator kutup genişliği seçilir. Böylece, bu kutup dışının uzunluğu döner motorun çevresinden yararlanarak, Eş. 3.4 ile bulunur.

$$\min[\beta_s] = \frac{4\pi}{P_t P_r} = \frac{4\pi}{6 \times 4} = 0.5236 \text{ rad} = 30^\circ \quad (3.4)$$

olarak bulunur. Buradan motorun kutup genişliği dairesel motora benzetilerek; motorun toplam uzunluğu dairesel motorun çevresine eşit olduğu kabul edilerek  $235 \text{ mm}=360^\circ$  yazıldığında bir translator kutbunun uzunluğu 19,58 mm olarak hesaplanmış ve 20 mm olarak kabul edilmiştir.

Aynı şekilde LARM'nin rotor kutup genişliği  $\beta_r = 36^\circ = 0,6283\text{rad}$  olarak hesaplanır. Daha sonra maksimum güç üretebilmek için akım iletim açısı  $\theta_i$  translator kutup genişliği  $\beta_i$  'ye eşit olmalıdır.

$$k_d = \frac{\theta_i \cdot P_i \cdot P_r}{360} = \frac{30 \times 3 \times 4}{360} = 1 \quad (3.5)$$

$$k_2 = 1 - \frac{L_u}{L_a} \quad (3.6)$$

$k_2$  sabiti, maksimum gücü çıkış gücünü almak için maksimum translator akımının hesaplanmasında gerekir. Bu durumda kullanılan nüvenin manyetik karakteristiği hizalı olmayan pozisyondaki endüktansın hizalı pozisyondaki endüktans değerine oranını verir. Bu oran kullanılan çelik sac nüveden  $L_u/L_a = 0,1$  olarak bulunur. Böylece  $k_2 = 1 - 0,1 = 0,9$ 'dir.

Nüve için kullanılan M 1010 çeliği için  $B = 1,7\text{ T}$  ve  $A_s = 24.400$ 'dir. Servo sistemsiz uygulamalar için  $k$ , 0,65 olarak seçilir. Bu parametrelerin seçiminden sonra,

$$k_e = 0,4; k_d = 1; k_1 = \frac{\pi^2}{120}; k_2 = 0,9; B = 1,7\text{T}$$

değerlerinden yararlanılarak delik çapı Eş. 3.8 ile hesaplanacak olursa;

$$D = \sqrt{\frac{P\pi}{60 \times k_e \times k_d \times k_1 \times k_2 \times k_B A_s v_m}} = \sqrt{\frac{250\pi}{60 \times 0,4 \times 1 \times \frac{\pi^2}{120} \times 0,9 \times 0,65 \times 1,7 \times 24400 \times 1}} \quad (3.8)$$

$$= 0,079 \cong 76\text{ mm} \text{ olarak bulunur.}$$

Burada;

$$k_e = \text{verim}, k_1 = \frac{\pi^2}{120},$$

$k_2 = \text{çalışma noktası üzerindeki bağlı değişken};$

$k_d = \text{görev oranı};$

LARM'nin hızı döner hız karşılığı ise Eş. 3.9 ile;

$$N_r = \frac{v_m}{0.5D} \times \frac{60}{2\pi} = \frac{1 \times 10^3}{37} \times \frac{60}{2\pi} = 258.09 \text{ rpm} \quad (3.9)$$

olarak bulunur. Sargılara uygulanan akımın anahtarlama frekansı Eş. 3.10 ile hesaplanır.

$$f_{sw} = 2P_r \frac{N}{60} = 2 \times 4 \times \frac{360}{60} = 48 \approx 50 \text{ Hz} \quad (3.10)$$

LARM'nin kutup yayının uzunluğu  $\tau$  Eş. 3.11 ile hesaplanır.

$$\tau = \frac{v}{f_{sw}} = \frac{1.0}{50} = 20 \text{ mm} \quad (3.11)$$

Döner ARM'da boşluk genişliği Eş. 3.12. ile bulunur.

$$L = kD = 0.65 \times 0.76 = 0,494 \text{ mm} \quad (3.12)$$

Stator boyunduruğunun kalınlığı  $b_{sy}$  Eş. 3.13 ile,

$$b_{sy} = \frac{D\beta_s}{2} = \frac{74 \times 0.5236}{2} = 19,897 \text{ mm} \quad (3.13)$$

olarak bulunur ve yaklaşık olarak 20 alınmıştır. Statorun dış çapının  $D_o = 200 \text{ mm}$  olduğu varsayılarak, stator kutbunun yüksekliği Eş. 3.14 ile bulunur.

$$h_s = \frac{D_o}{2} - \frac{D}{2} - b_{sy} = \frac{200}{2} - \frac{76}{2} - 20 = 42 \text{ mm} \quad (3.14)$$

Rotorun arka bakır genişliği  $b_{ry}$  ve rotor kutbunun yüksekliği bulunurlar.  $h_r$ ; Eş. 3.15 ve Eş. 3.16 ile

$$b_{ry} = \left(\frac{D}{2}\right)\beta_r = \left(\frac{76}{2}\right) \times 0.6283 \approx 23,88mm \quad (3.15)$$

$$h_r = \frac{D}{2} - \lambda_g - b_{ry} = \frac{76}{2} - 1 - 24 = 13mm \quad (3.16)$$

hesaplanır. Burada  $\lambda_g$  hava boşluğunun uzunluğudur. Hava aralığındaki manyetik akı şiddeti Eş. 3.17 ile hesaplanacak olursa;

$$H_g = \frac{B_g}{\mu_r} = \frac{1.7}{4 \times \pi \times 10^{-7}} = 1352817,016A/mm \quad (3.17)$$

olarak bulunur. Eş. 3.18.'den tur başına faz;

$$T_{ph} = \frac{H_g (2\lambda_g)}{I_p} = \frac{1352.817(2 \times 1)}{7} = 193 \text{ tur/faz} \quad (3.18)$$

olarak hesaplanır. Burada  $I_p$  tepe faz akımıdır. Akım yoğunluğunu  $5 A/mm^2$  alınarak, iletkenin kesiti Eş. 3.19 ile bulunur.

$$a_c = \frac{I_p}{J\sqrt{q}} = \frac{7}{5\sqrt{3}} = 0.80mm^2 \quad (3.19)$$

olarak bulunur. LARM'nin toplam sektör sayısı Eş. 3.20 ile;

$$N_{sc} = \frac{L_t}{\pi D} = \frac{0.8}{\pi \times 76 \times 10^{-3}} \approx 4 \quad (3.20)$$

$$n = P_s N_{sc} = 6 \times 4 = 24 \quad (3.21)$$

LARM'nin statorunun aktif, translatorunun pasif çalışması, dönen ARM'nin stator ve rotoruna karşılık olarak LARM'nin stator ve translatorunu yansıtır. Stator kutbunun genişliği ve stator içinin genişliği Eş. 3.22 ve Eş. 3.23 ile bulunur.

$$w_{sp} = b_{sy} = \frac{D\beta_s}{2} = \frac{76 \times 0.5236}{2} = 19.89 \approx 20mm \quad (3.22)$$

$$w_{ss} = \frac{(D\pi - P_s w_{sp})}{P_s} = \frac{(\pi \times 76 - 6 \times 20)}{6} = 20,889 \approx 23mm \quad (3.23)$$

Translator kutup genişliği ve translator içinin genişliği Eş. 3.24 ve Eş. 3.25 ile bulunur;

$$w_{tp} = b_{ry} = \left(\frac{D}{2}\right)\beta_r = \left(\frac{76}{2}\right) \times 0.6283 \approx 23,88 mm = 23 mm \quad (3.24)$$

$$w_{ts} = \frac{(\pi D - P_r w_{tp})}{P_r} = \frac{(\pi \times 76 - 4 \times 20)}{4} = 39,5 mm \quad (3.25)$$

Translatorun toplam uzunluğu Eşilik 3.26'dan;

$$L_{tr} = 6w_{tp} + 5w_{ts} = 6 \times 20 + 5 \times 23 = 235mm \quad (3.26)$$

bulunur. Döner bir ARM' de statorun yığın uzunluğu Eş. 3.27 ile hesaplanır;

$$L_w = L = kD = 0.65 \times 80 = 52mm \quad (3.27)$$

Kondüktör yarıçapı Eş. 3.28. ile bulunur.

$$d_c = \sqrt{\frac{4a_c}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \times 0.8171}{\pi}} = 1,02mm \quad (3.28)$$

Sargıların dikey katmanın sayısı  $N_v$ , Eş. 3.29'dan ve yatay katmanlarının sayısı  $N_h$  Eş. 3.30.'dan

$$N_v = P_f \frac{(h_s - w)}{d_c} = 0.8 \times \frac{(39 - 3)}{1.02} = 28,2353 \approx 28 \quad (3.29)$$

$$N_h = \frac{T_{ph}}{2 \times N_v} = \frac{200}{2 \times 28} = 3.5714 \approx 4 \quad (3.30)$$

bulunur. Burada  $P_f$  paketleme faktörüdür. Stator sargı alanı SSA ile gösterilirse;

$$SSA = 2 \frac{a_a N_v N_h}{P_r} = 2 \times \frac{0.8171 \times 28 \times 4}{0.8} = 228,788 \text{mm}^2 \quad (3.31)$$

olarak hesaplanır. Stator kutupları arasındaki boşluğun alanı  $G_a$  olmak üzere Eş. 3.32 ile bulunur.

$$G_a = w_{ss}(h_s - w) = 23 \times (39 - 3) = 756 \text{mm}^2 \quad (3.32)$$

Kutuplar arası doluluk oranı  $F_r$  ile temsil edilirse;

$$F_r = \frac{SSA}{G_a} = \frac{228.788}{756} = 0,30263 \quad (3.33)$$

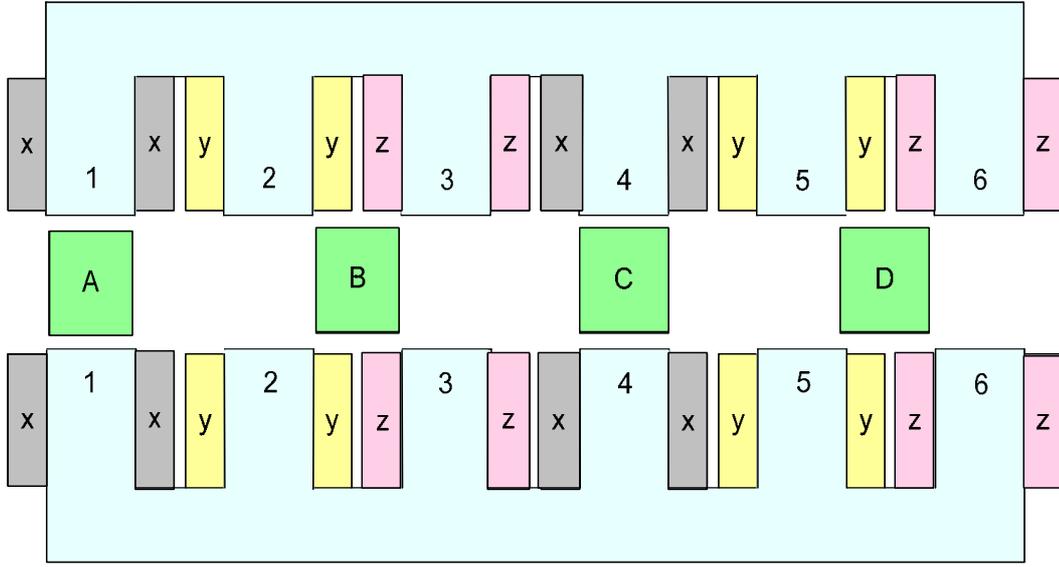
olarak Eş. 3.33 ile bulunur. Bu değer normal şartlarda  $0.2 \leq F_r < 0.7$  arasındadır. Daha sonra Eş. 3.34 ve Eş. 3.35 ile motorun toplam uzunluğu bulunur. Bu iki Eş. ten bulunan değerlerin eşit olması ile işlemlerin doğruluğu kesinleştirilir [25].

$$P_s(W_{sp} + W_{ss}) = 6 \times (20 + 23) = 252 \quad (3.34)$$

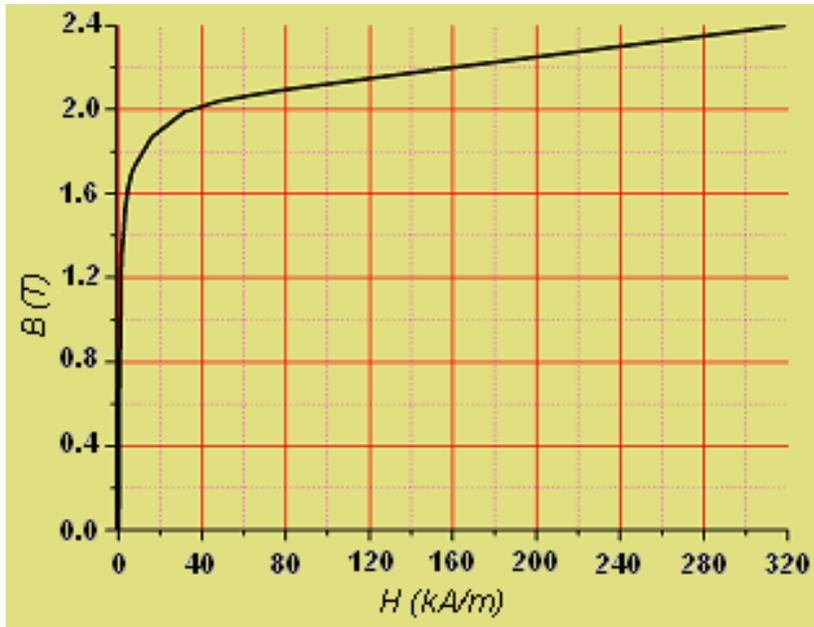
$$P_p(W_{tp} + W_{ts}) = 4 \times (23 + 39.5) = 252 \quad (3.35)$$

### 3.2. Tasarlanan Lineer Anahtarlamalı Relüktans Motorun Manyetik Analizi

Bu tezde tasarlanan motor sargılarının ayrı iki stator yapısına karşılıklı olarak yerleşimi Şekil 3.2’de gösterilmiştir. Stator konumu rotora göre karşı karşıya durumundadır ve minimum relüktans göstermektedir. Bu durumda “y” sargıları enerjilendirilirse stator taşıyıcı olarak sağ tarafa doğru harekete geçecektir. Eğer diğer tarafa doğru hareket istenirse “z” sargıları enerjilendirilmelidir.



Şekil 3.2. Linear Anahtarlamalı Relüktans Motorun Stator Sargılarının Yerleşimi



Şekil 3.3. M1010 BH Eğrisi

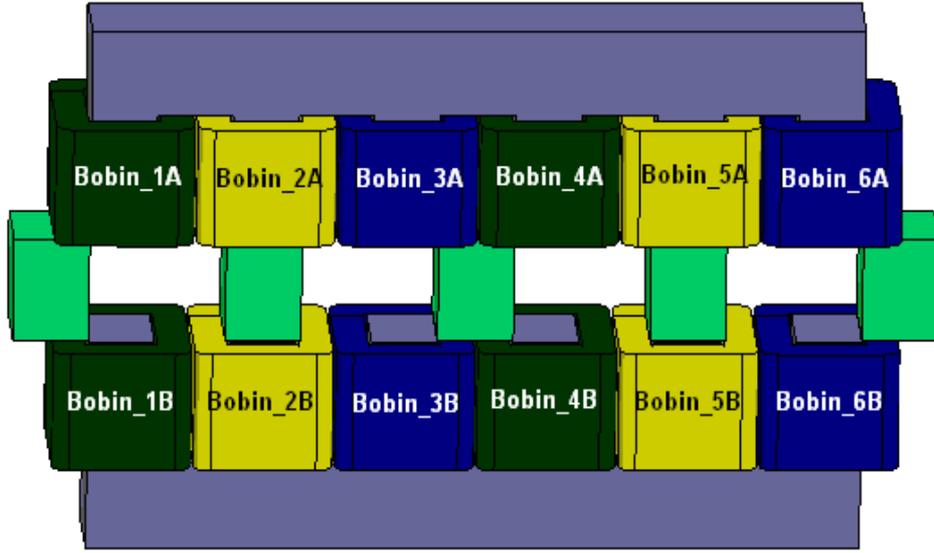
Stator ve rotor Steel 1010 karakteristiğindeki çelik malzeme ile tasarlanmıştır. M1010 malzemesinin B-H eğrisi Şekil 3.3'de verilmiştir. Stator sargılarında ise bakır kullanılarak, modelin dış bölgesi hava olarak atanmıştır.

Motorun tasarıma uygun olarak mekanik ve elektriksel parametreleri Çizelge 3.1’de verilmiştir. Bu parametreler doğrultusunda motor 3 boyutlu olarak bilgisayar ortamında görselleştirilmiştir.

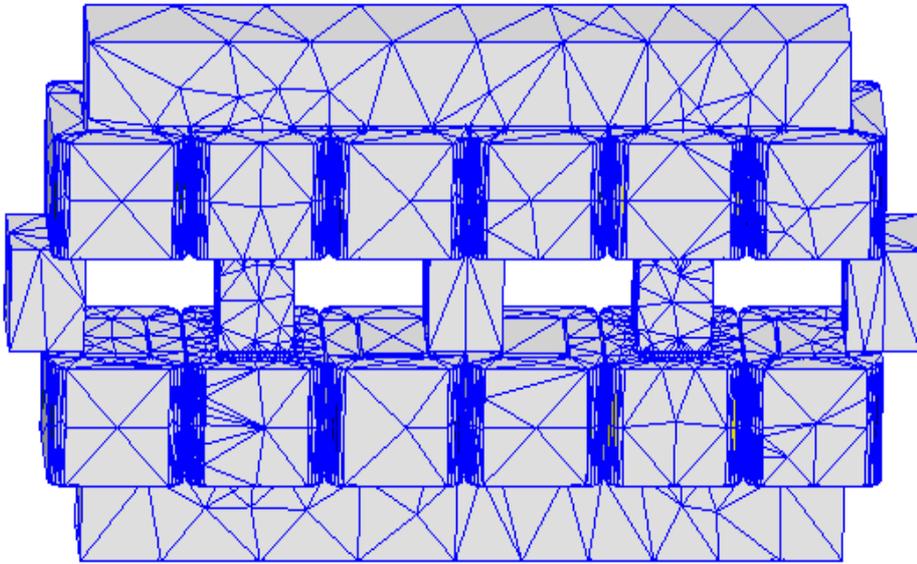
Tasarımı tamamlanan motorun Maxwell-Ansoft yazılımı aracılığı ile benzetim aşamasına gerçekleştirilmiştir. Üç boyutlu olarak çizimi gerçekleştirilen motorun benzetimi yapılmıştır. LARM’nin rotoru üzerinde oluşan elektromanyetik torku, sargılarının ortak endüktans ve kaçak endüktans analizi, manyetik akı ve akı yoğunluğu ile manyetik akı ve akı yoğunluğu vektörleri elde edilmiştir. Bu elde edilen değerler, rotorun konumuna ve akıma göre değiştiği için lineer olmayan fonksiyonlardır. Bu nedenle motorun performans analizinin gerçekleştirilmesinde en uygun yöntem sonlu elemanlar analizidir. Şekil 3.4’de manyetik analizi yapılan motorun üç boyutlu modelinin benzetimi ve sonlu elemanlar yüzeyi verilmiştir.

Çizelge 3.1. Lineer Anahtarlama Relüktans motora ait mekanik ve elektriksel parametreler

|                         |          |
|-------------------------|----------|
| Faz Sayısı              | 3        |
| Stator Kutbu Genişliği  | 20 mm    |
| Stator Kutbu Aralığı    | 23 mm    |
| Stator Kutup Yüksekliği | 36 mm    |
| Stator Derinliği        | 30 mm    |
| Rotor Kutup Genişliği   | 23 mm    |
| Rotor Derinliği         | 30 mm    |
| Toplam Uzunluk          | 235 mm   |
| Toplam Genişlik         | 153,2 mm |
| Hava Aralığı            | 0,6 mm   |
| Çelik tipi              | M1010    |



(a)

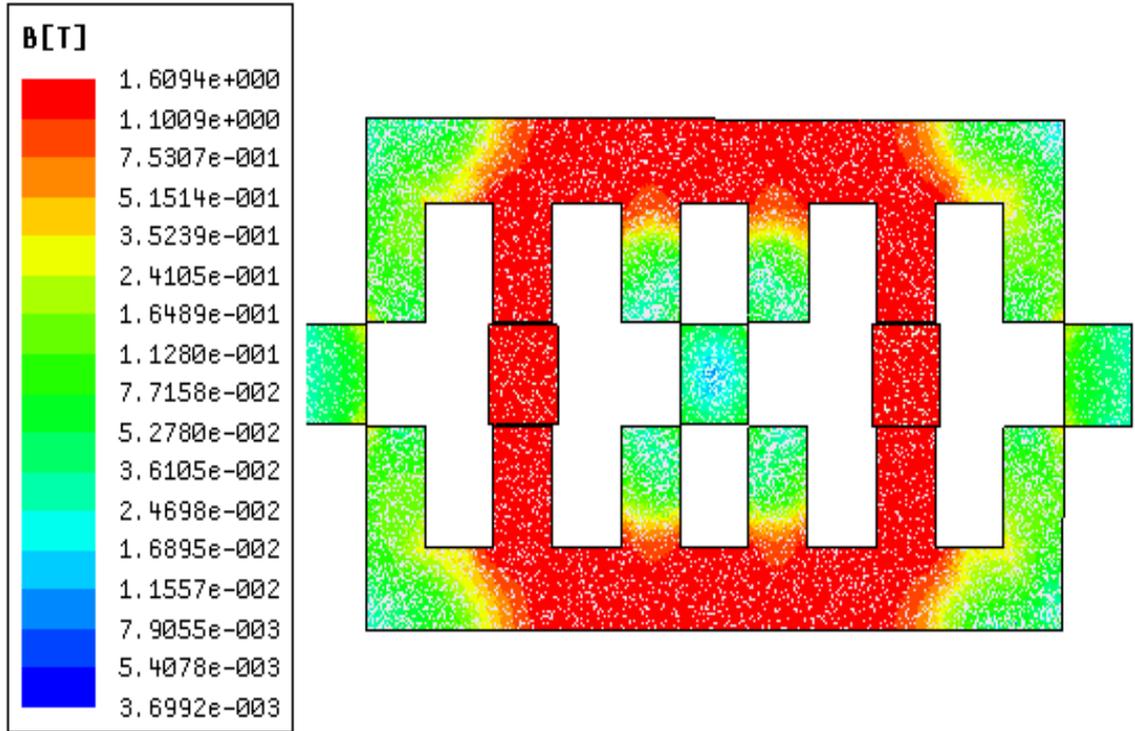


(b)

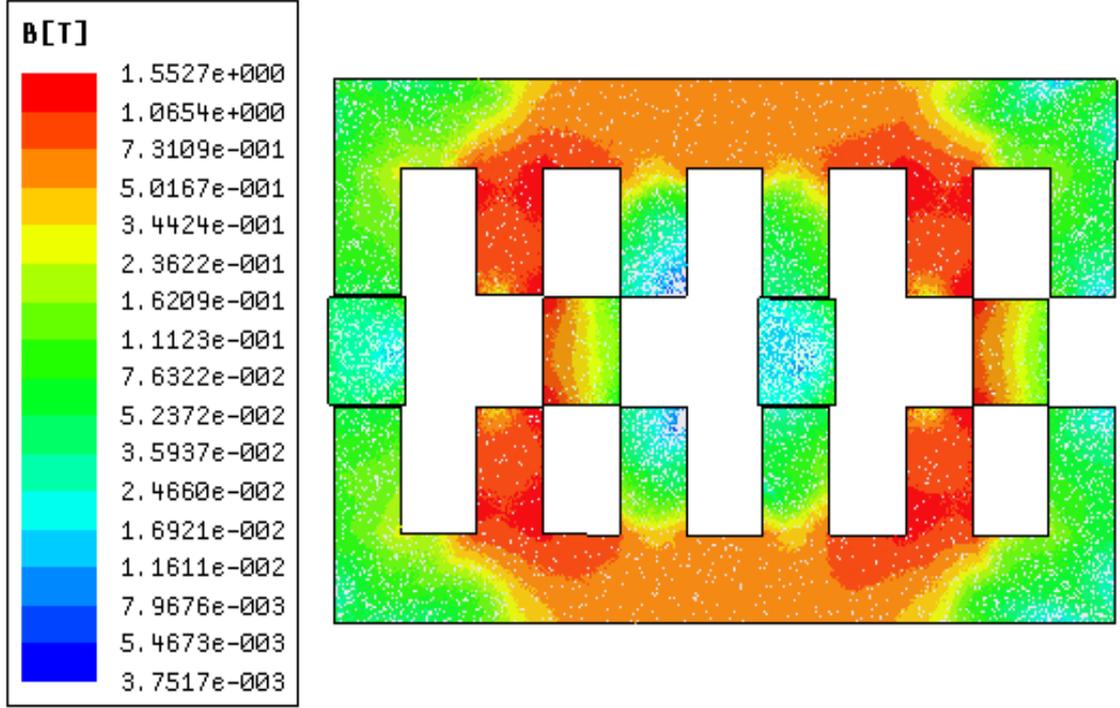
Şekil 3.4 Tasarlanan LAR Motora ait  
(a) üç boyutlu modelinin benzetimi (b) sonlu elemanlar yüzeyi

Motorun manyetik analizindeki değişkenler, rotorun konumu ve sargı akımlarıdır. Kullanılan ANSOFT Maxwell 3D yazılımı, rotor konumuna bağlı olarak motorun sonlu elemanlar yüzeyini oluşturmakta ve ardından faz endüktansları, moment, kuvvet, manyetik akı ve akı yoğunluğu gibi temel çıkış parametrelerini

hesaplamaktadır. Şekil 3.5 ve Şekil 3.6'da sırasıyla karşılıklı durumdaki manyetik akı yoğunluğu ve karşılıksız durumdaki manyetik akı yoğunluğu verilmektedir. Şekil 3.6'da görüldüğü gibi nüvede en büyük manyetik akı yoğunluğu translator kutuplarında meydana gelmiştir. Hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğu Şekil 3.3'deki BH eğrisinden 1,7 Tesla olarak görülmektedir.



Şekil 3.5. Karşılıklı durumdaki manyetik akı yoğunluğu



Şekil 3.6. Karşılıksız durumdaki manyetik akı yoğunluğu

LARM'nin en önemli karakteristik eğrileri, rotor konumu-kuvvet ve sargı akımı-endüktans değişimleridir. Motorun dinamik performansı bu eğriler sayesinde elde edilir. Manyetik analizi yapılan motorun karşılıklı durumdaki fazlar arası endüktans matrisi Çizelge 3.2'de verilmiştir. Karşılıksız durumdaki fazlar arası endüktans matrisi ise Çizelge 3.3'de verilmiştir.

Çizelge 3.2. Karşılıklı durumdaki fazlar arası endüktans (mH) matrisi

|                 | <b>Bobin_1A</b>         | <b>Bobin_2A</b>        | <b>Bobin_4A</b>         | <b>Bobin_3A</b>         | <b>Bobin_6A</b>         | <b>Bobin_5A</b>         | <b>Bobin_1B</b>         | <b>Bobin_2B</b>         | <b>Bobin_3B</b>         | <b>Bobin_4B</b>         | <b>Bobin_5B</b>         | <b>Bobin_6B</b>         |
|-----------------|-------------------------|------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|
| <b>Bobin_1A</b> | 2,5319.10 <sup>-4</sup> | 1,0363.10 <sup>4</sup> | -0,74774                | -0,21861                | -0,30966                | -0,23219                | 0,24036                 | 0,24581                 | 0,30558                 | 0,30485                 | 0,18988                 | 0,18389                 |
| <b>Bobin_2A</b> | 1,0363.10 <sup>-4</sup> | 2,5174.10 <sup>4</sup> | -0,22114                | -0,76661                | -2,475.10 <sup>-2</sup> | -0,28709                | 0,22826                 | 0,25289                 | 0,30086                 | 0,30296                 | 0,18681                 | 0,18284                 |
| <b>Bobin_4A</b> | -0,74774                | -0,22114               | 3,4845.10 <sup>-4</sup> | 1,9599.10 <sup>-4</sup> | -0,75957                | -0,24291                | 0,42645                 | 0,40139                 | 0,52168                 | 0,51798                 | 0,32322                 | 0,31333                 |
| <b>Bobin_3A</b> | -0,21861                | -0,76661               | 1,9599.10 <sup>4</sup>  | 3,5497.10 <sup>-4</sup> | -0,26451                | -0,74337                | 0,38018                 | 4,5980.10 <sup>-2</sup> | 0,52306                 | 5,294.10 <sup>-2</sup>  | 0,32575                 | 0,31856                 |
| <b>Bobin_6A</b> | -0,30966                | -0,02475               | -0,75957                | -0,26451                | 3,779.10 <sup>4</sup>   | 0,69698                 | 1,3539.10 <sup>-4</sup> | -6,104.10 <sup>-2</sup> | 0,45302                 | 0,39807                 | 0,26892                 | 2.52E-005               |
| <b>Bobin_5A</b> | -0,23219                | -0,28709               | -0,24291                | -0,74337                | 0,69698                 | 3,6081.10 <sup>-4</sup> | -0,51374                | 1,3105.10 <sup>-4</sup> | 0,36886                 | 0,42204                 | 0,24032                 | 0,24328                 |
| <b>Bobin_1B</b> | 0,24036                 | 0,22826                | 0,42645                 | 0,38018                 | 1,3539.10 <sup>-4</sup> | -0,51374                | 3,6823.10 <sup>-4</sup> | 0,72657                 | -7,469.10 <sup>-2</sup> | -0,02491                | -0,31285                | -0,24769                |
| <b>Bobin_2B</b> | 0,24581                 | 0,25289                | 0,40139                 | 4,5980.10 <sup>-2</sup> | -6,104.10 <sup>-2</sup> | 1,3105.10 <sup>-4</sup> | 0,72657                 | 3,7532.10 <sup>-4</sup> | -0,275370               | -7,746.10 <sup>-2</sup> | -0,27055                | -0,32046                |
| <b>Bobin_3B</b> | 0,30558                 | 0,30086                | 0,52168                 | 0,52306                 | 0,45302                 | 0,36886                 | -7,469.10 <sup>-2</sup> | -0,27537                | 3,5303.10 <sup>-4</sup> | 1,9669.10 <sup>-4</sup> | -0,79562                | -0,24298                |
| <b>Bobin_4B</b> | 0,30485                 | 0,30296                | 0,51798                 | 5,294.10 <sup>-2</sup>  | 0,39807                 | 0,42204                 | -2,491.10 <sup>-2</sup> | -7,746.10 <sup>-2</sup> | 1,9669.10 <sup>4</sup>  | 3,5335.10 <sup>-4</sup> | -0,25123                | -0,77972                |
| <b>Bobin_5B</b> | 0,18988                 | 0,18681                | 0,32322                 | 0,32575                 | 0,26892                 | 0,24032                 | -0,31285                | -0,27055                | -0,79562                | -0,25123                | 2,6626.10 <sup>-4</sup> | 1,1274.10 <sup>-4</sup> |
| <b>Bobin_6B</b> | 0,18389                 | 0,18284                | 0,31333                 | 0,31856                 | 2.52E-005               | 0,24328                 | -0,24769                | -0,32046                | -0,24298                | -0,77972                | 1,1274.10 <sup>-4</sup> | 2,5704.10 <sup>-4</sup> |

Çizelge 3.3. Karşılıksız durumdaki fazlar arası endüktans (mH) matrisi

|          | Bobin_1A                | Bobin_2A                | Bobin_4A                | Bobin_3A                | Bobin_6A                | Bobin_5A                | Bobin_1B                | Bobin_2B                | Bobin_3B                | Bobin_4B                | Bobin_5B                | Bobin_6B                |
|----------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|
| Bobin_1A | 5,3291.10 <sup>-4</sup> | 3,9059.10 <sup>-4</sup> | -0,81306                | -0,25419                | -0,72798                | -0,65476                | 1,779.10 <sup>-4</sup>  | 17676.10 <sup>-4</sup>  | 0,36302                 | 3.36E-005               | 0,51976                 | 0,55346                 |
| Bobin_2A | 3,9059.10 <sup>-4</sup> | 5,3371.10 <sup>-4</sup> | -0,25602                | -0,81223                | -6.51E-005              | -0,73612                | 1,7739.10 <sup>-4</sup> | 1,7788.10 <sup>-4</sup> | 0,03624                 | 0,33784                 | 0,51988                 | 0,55525                 |
| Bobin_4A | -0,81306                | -0,25602                | 2,7062.10 <sup>-4</sup> | 0,363330                | -0,88408                | 0,47051                 | 0,42971                 | 0,38311                 | 0,085207                | 0,074819                | 0,11941                 | 0,12577                 |
| Bobin_3A | -0,25419                | -0,81223                | 0,36333                 | 2,7153.10 <sup>-4</sup> | 0,46211                 | -0,90338                | 0,38015                 | 0,42551                 | 0,079964                | 0,078627                | 0,11689                 | 0,12625                 |
| Bobin_6A | -0,72798                | -6.51E-005              | -0,88408                | 0,46211                 | 3,6898.10 <sup>-4</sup> | 1,1022.10 <sup>4</sup>  | 1,1232.10 <sup>-4</sup> | 0,52249                 | 0,01674                 | 0,12649                 | 0,21982                 | 0,22578                 |
| Bobin_5A | -0,65476                | -0,73612                | 0,47051                 | -0,903380               | 1,1022.10 <sup>-4</sup> | 3,7315.10 <sup>-4</sup> | 0,52678                 | 1,1252.10 <sup>-4</sup> | 0,13834                 | 0,15802                 | 2,137.10 <sup>2</sup>   | 0,23668                 |
| Bobin_1B | 1,779.10 <sup>-4</sup>  | 1,7739.10 <sup>-4</sup> | 0,42971                 | 0,38015                 | 1,1232.10 <sup>-4</sup> | 0,52678                 | 5,9275.10 <sup>-4</sup> | 4,1278.10 <sup>-4</sup> | -0,82604                | -0,25164                | -0,71735                | -0,68737                |
| Bobin_2B | 1,7676.10 <sup>-4</sup> | 1,7788.10 <sup>-4</sup> | 0,38311                 | 0,42551                 | 0,52249                 | 1,1252.10 <sup>-4</sup> | 4,1278.10 <sup>-4</sup> | 5,9165.10 <sup>-4</sup> | -0,28644                | -0,78827                | -0,64616                | -0,76612                |
| Bobin_3B | 0,363020                | 3,624.10 <sup>2</sup>   | 8,5207.10 <sup>2</sup>  | 7,9964.10 <sup>2</sup>  | 0,01674                 | 0,13834                 | -0,82604                | -0,28644                | 2,6639.10 <sup>-4</sup> | 0,38368                 | -0,82546                | 0,47845                 |
| Bobin_4B | 3.36E-005               | 0,33784                 | 7,4819.10 <sup>2</sup>  | 7,8627.10 <sup>2</sup>  | 0,12649                 | 0,15802                 | -0,25164                | -0,78827                | 0,38368                 | 2,6855.10 <sup>-4</sup> | 0,38934                 | -0,94396                |
| Bobin_5B | 0,51976                 | 0,51988                 | 0,11941                 | 0,11689                 | 0,21982                 | 2,137.10 <sup>2</sup>   | -0,71735                | -0,64616                | -0,82546                | 0,38934                 | 3,0265.10 <sup>-4</sup> | 0,98331                 |
| Bobin_6B | 0,55346                 | 0,55525                 | 0,12577                 | 0,12625                 | 0,22578                 | 0,23668                 | -0,68737                | -0,76612                | 0,47845                 | -0,94396                | 0,98331                 | 3,2979.10 <sup>-4</sup> |

### 3.3. LARM'nin endüktans profilinin çıkartılması

Relüktans motorun analiz edilmesi ve benzetim çalışmalarının yapılabilmesi ayrıca anahtarlama bölgelerinin tespiti için endüktans profilinin çıkarılması hayati önem taşımaktadır. Şekil 3.7'de translator pozisyonuna göre çıkarılan motorun 5 bölge endüktans profili görülmektedir. Tasarımı yapılan motorun translator pozisyonundan çıkartılan 5 bölge ideal endüktans profilinde 1. Bölge Eş. 3.36 ile bulunur. 1. bölgede faz endüktansı minimumdur ve başlangıç konumu ile  $X_1$  arasında endüktansın minimum değeri değişmemektedir. 2. bölge ise endüktansın lineer olarak arttığı bölgedir ve bölgenin uzunluğu Eş. 3.37 ile hesaplanır. Bu bölge de endüktans değişimi pozitif olduğu için bu bölgede sargıdan akım geçirilirse akımın karesi ile orantılı olarak pozitif çekme kuvveti oluşmaktadır. Endüklenen kuvvet akımın karesi ile değiştiğinden akımın yönünden bağımsızdır. 3. Bölge endüktansın maksimum olduğu bölgedir ve uzunluğu Eş. 3.38 ile hesaplanır. Bu bölgede endüktans değişimi sıfır olduğundan endüktansın türevi de sıfıra eşittir. Bu nedenle bu bölgede faz sargısına akım uygulansa bile çekme kuvveti oluşmayacaktır. Herhangi bir faz sargısında bulunan akımın sıfıra düşmesi için akımın değeri ve motor hızı ile doğru orantılı olarak faz akımı endüktansın maksimum değerine ulaşmadan daha önce kesilmelidir. 4. bölge endüktansın azaldığı bölgedir ve uzunluğu Eş. 3.39 ile hesaplanır. Bu bölgede de endüktans değişimi negatif olduğu için negatif yönde bir kuvvet oluşmaktadır ve motor bu bölgede generatör olarak çalışmaktadır. 5. Bölgenin özellikleri 1. Bölge ile aynıdır ve uzunluğu Eş. 3.40 ile hesaplanır. Buradan motorun minimum endüktansı bir sargı için 0,065 H Maksimum endüktansı 0,025 H olarak belirtilmiştir. Şekil 2.3'de tasarımı ve benzetimi yapılan motorun 3 boyutlu görünümü verilmişti. Motorun elektriksel özellikleri 250 W, 24V DA, 8 A olarak belirlenmiştir [51].

$$x_1 = \frac{W_{ts} - W_{sp}}{2} \quad (3.36)$$

$$x_2 = x_1 + W_{ts} = \frac{W_{ts} + W_{sp}}{2} \quad (3.37)$$

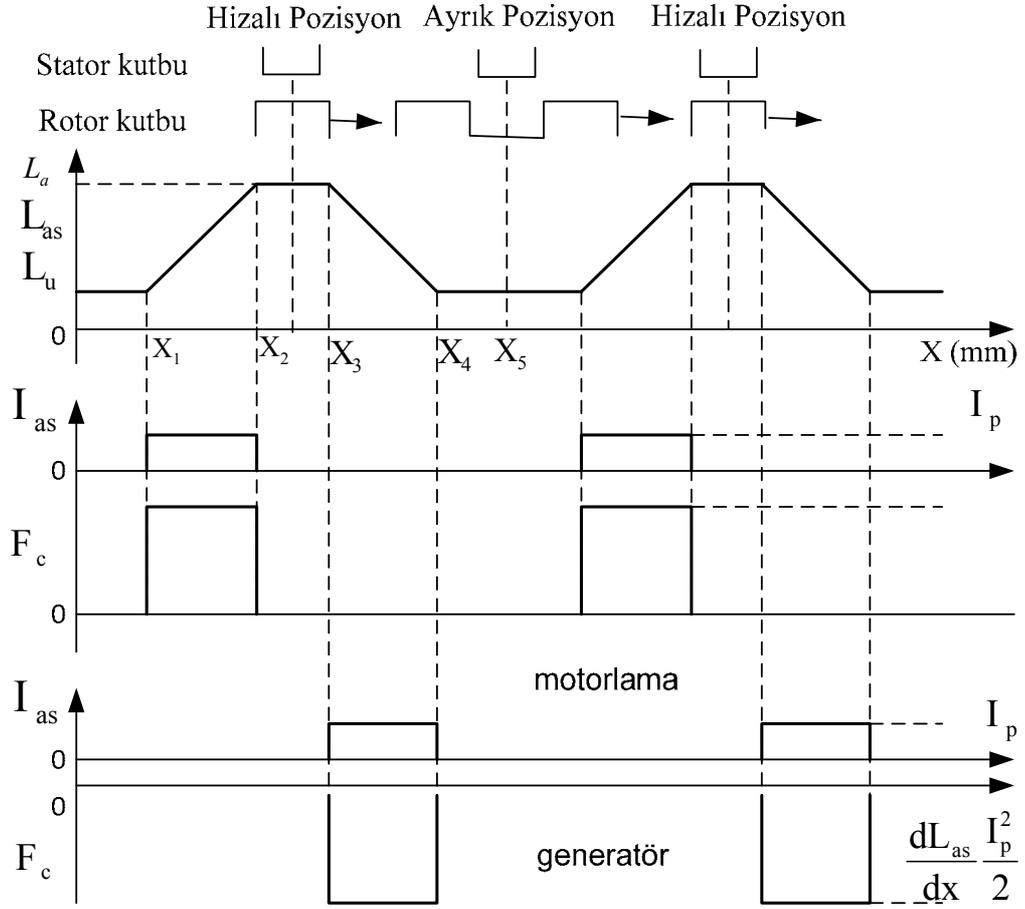
$$x_3 = x_2 + (w_{tp} - w_{sp}) = w_{tp} + \left(\frac{w_{ts} - w_{sp}}{2}\right) \quad (3.38)$$

$$x_4 = x_3 + w_{sp} = w_{tp} + \left(\frac{w_{ts} + w_{sp}}{2}\right) \quad (3.39)$$

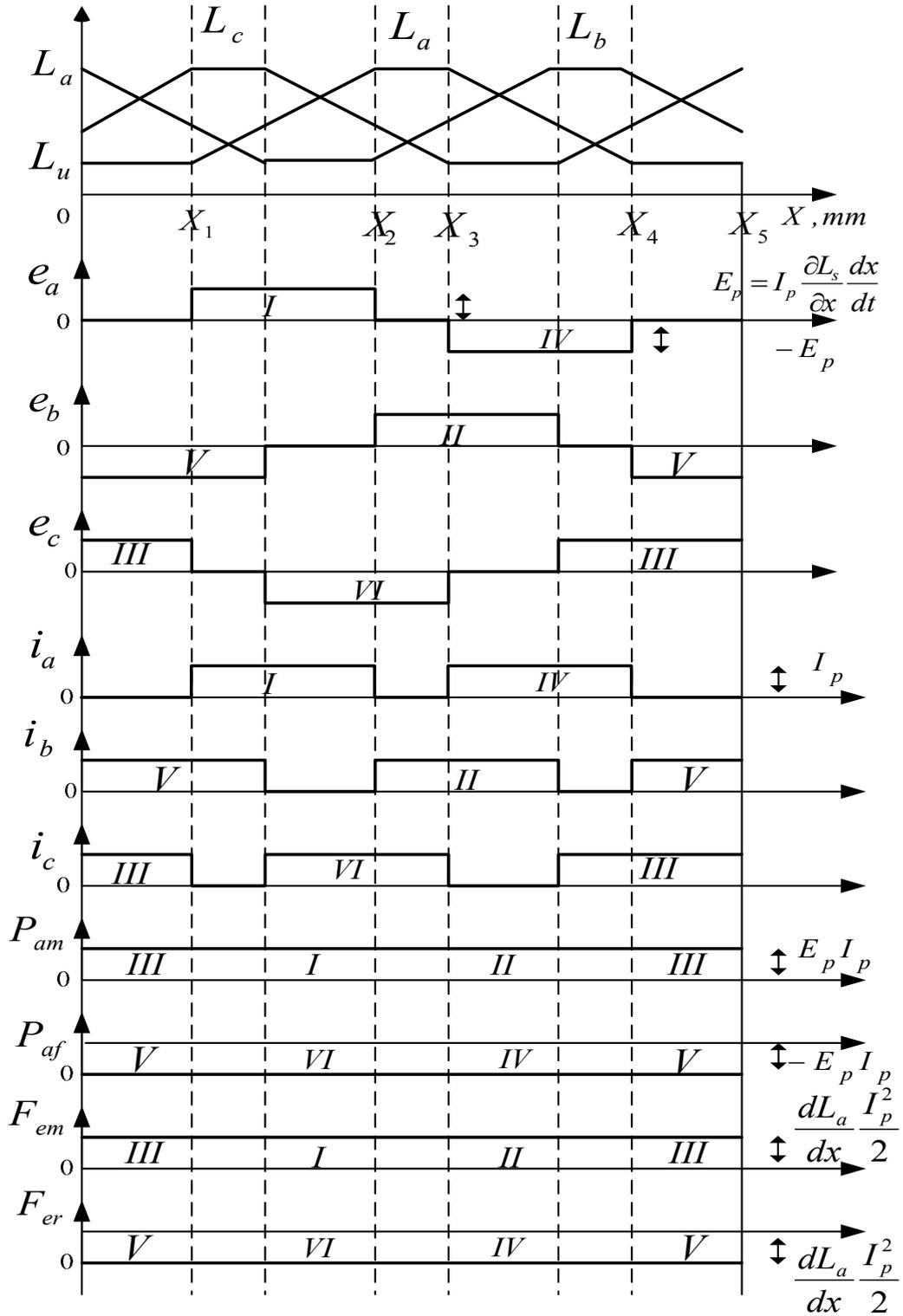
$$x_5 = x_4 + \frac{w_{ts} - w_{sp}}{2} = w_{sp} + w_{ts} \quad (3.40)$$

Şekil 3.7’de endüktans profilinden  $0 - x_1$  ve  $x_4 - x_5$  arasındaki bölge ayırık pozisyon,  $x_2 - x_3$  arasındaki bölge ise hizalı durumu göstermektedir. Şekil 3.7’de LARM’nin 4 bölge çalışmasında endüktans değişimine göre zıt emk, akım, güç ve çekme kuvvetinin oluşumu verilmiştir.

Kuvvet üretimi  $x_1 - x_2$  arasındaki bölgede oluşmaktadır ve bu bölgede motor olarak çalışmaktadır.  $x_3 - x_4$  arasındaki bölgede ise kuvvet üretimi olmamakta ve bu bölgede motor generatör olarak çalışmaktadır [51].

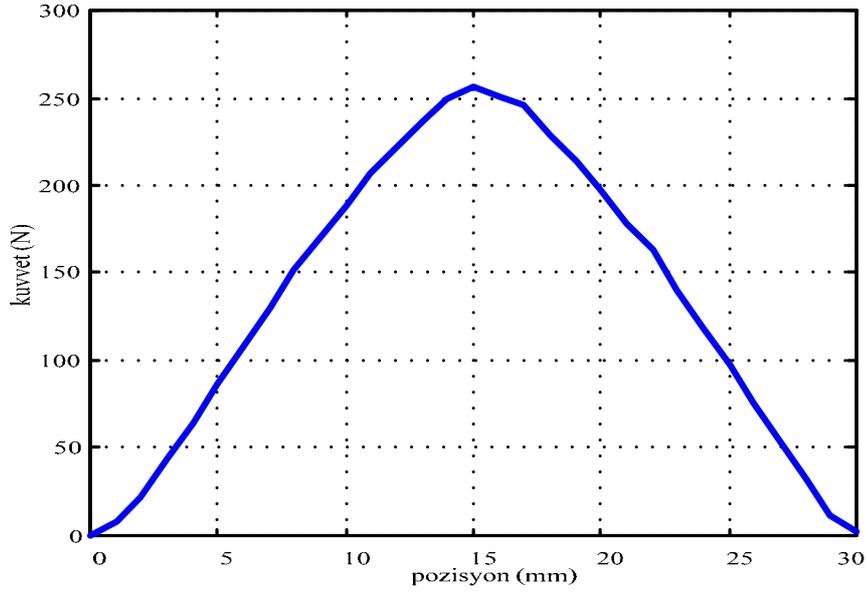


Şekil 3.7. Translater pozisyonuna göre çıkarılan motorun 5 bölgesi endüktans profili

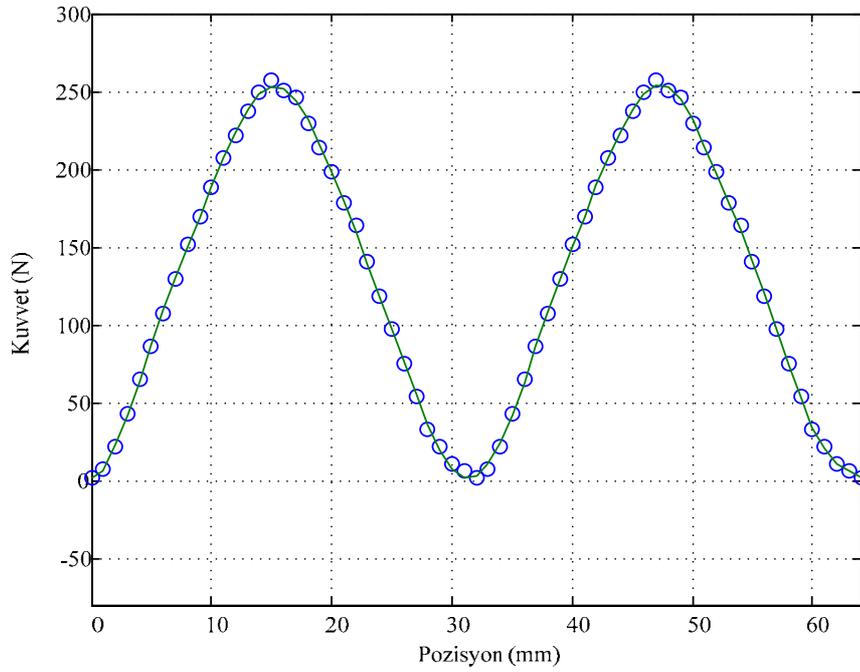


Şekil 3.8. LARM'nin endüktans değişimine göre zıt emk, akım, güç ve kuvvet oluşumu

21. Mertebeden polinom ile fonksiyonu bulunan endüktans eğrisinin değerleri Turbo C programında denklemde yerine yazılarak bir faza ait endüklenen çekme kuvveti elde edilmiştir. Elde edilen kuvvet eğrileri Şekil 3.9 ve Şekil 3.10' da verilmiştir.



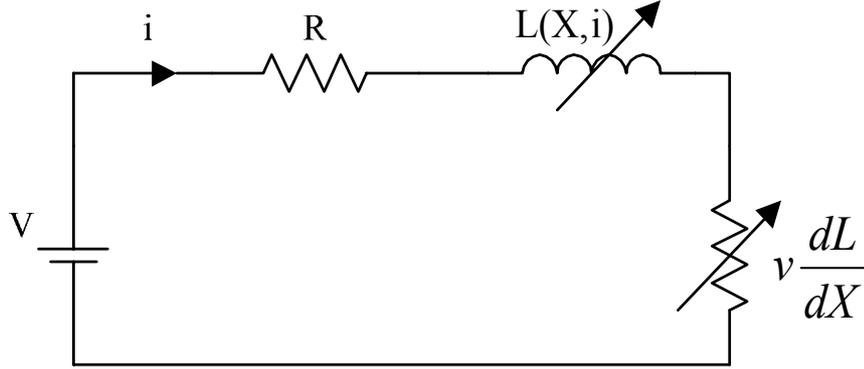
Şekil 3.9. Kuvvet eğrisinin 21. Mertebeden polinom fonksiyonunun eğrisi



Şekil 3.10. Kuvvet eğrisinin 21. Mertebeden polinom fonksiyonunun eğrisi

### 3.4. Çift Taraflı LARM' nin Dinamik Denklemlerinin Oluşturulması

LARM' lerde motor faz endüktansı, translator pozisyonu ve sargıdan geçen akıma bağlı olarak değişir. LARM' nin genel devre denklemi Eş.3.41'de verilmiştir. LARM' nin bir faz için eşdeğer devresi Şekil 3.11'de görülmektedir[28].



Şekil 3.11. LARM nin bir fazı için eşdeğer devre

Eşdeğer devreden her bir faz için gerilim diferansiyeli Eş.3.41 ile ;

$$V = Ri + \frac{d\psi(X,i)}{dt} - M(X) \frac{di'}{dt} \quad (3.41)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada, V kaynak gerilimi, R stator sargı direnci,  $\Psi$  manyetik akı, i faz sargı akımı, M(X) karşılıklı endüktans, X rotor pozisyonu,  $i'$  ilgili fazdan önce uyarılan sargı akımıdır. Doyum ihmal edildiğinde manyetik akı Eş 3.42 ile,

$$\psi = L(X).i \quad (3.42)$$

olduğundan Eş. 3.41 yeniden düzenlendiğinde,

$$V = Ri + \frac{d(L(X),i)}{dt} - M(X) \frac{di'}{dt} \quad (3.43)$$

olmaktadır. Burada L(X,i) faz endüktansını göstermektedir. Eş. 3.43'deki türevsel ifade parçalara ayrıldığında karşılıklı endüktans ihmal edilerek;

$$V = Ri + L(X) \frac{di}{dt} + i \frac{dL(X)}{dt} \quad (3.44)$$

Eş 3.44 şekline gelir. Karşılıklı endüktans değeri ihmal edildiğinde Eş. 3.45, Eş. 3.46 şekline gelir.

$$\frac{dL(X,i)}{dt} = \frac{dL(X,i)}{dX} v \quad (3.45)$$

Aynı zamanda Eş. 3.44'deki uygun eşitlik yerine konulduğunda;

$$\frac{di}{dt} = \frac{di}{dX} v$$

$$V = Ri + L(X) \frac{di}{dX} v + i \frac{dL(X)}{dX} v \quad (3.46)$$

olmaktadır. Burada  $v$  doğrusal hızdır. Motor faz akımları pozisyona göre değişmektedir. Buna göre devrenin denklemi yeniden düzenlenirse  $K_a$ ,  $K_b$  ve  $K_c$  motor fazları için birer sabit olmak üzere, Eş. 3.47, Eş. 3.48 ve Eş. 3.49 ile gösterilirse;

$$K_a = R + v(dL_a/dX) \quad (3.47)$$

$$K_b = R + v(dL_b/dX) \quad (3.48)$$

$$K_c = R + v(dL_c/dX) \quad (3.49)$$

olur. Motor elemanlarının tamamı durum uzay formunda;

$$\dot{X} = Ax + Bu \quad (3.50)$$

ile gösterilirse Eş. 3.51 elde edilir [28].

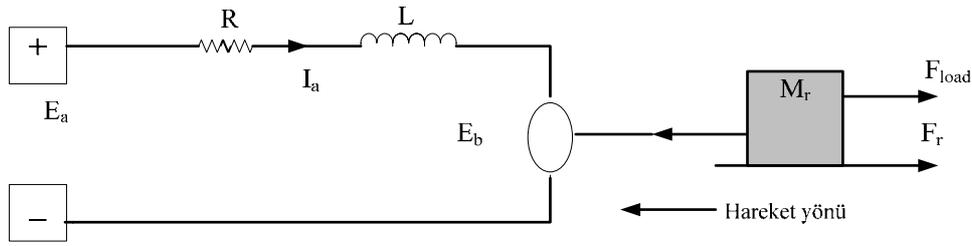
$$\begin{bmatrix} i_a' \\ i_b' \\ i_c' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_a}{vL_a} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_a}{vL_a} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{K_a}{vL_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{I}{vL} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V] \quad (3.51)$$

### 3.4.1. LARM' nin dinamik modeli

Matematik modelin analizi sistemin fiziksel davranışı için bir fikir verir. Bir sistem için matematiksel model bir veya daha fazla temel yasaların uygulaması ile bulunur. Örneğin; mekanik geçiş ve rotasyonel problemler için, Newton'un yasası kullanılır; elektrik devre problemleri için, Kirchhoff ve Ohm Kanunu kullanılır.

$$ma = \sum_{i=1}^n F_i \quad (3.52)$$

Burada ;m kütle (kg), a ivme ( $m/s^2$ ),  $F_i$  kuvvet (N)



Şekil 3.12. LARM' nin eşdeğer devresi

Newton Kanunu uygulanmış LARM' nin eşdeğer devresi Şekil 3.12' de gösterilmiştir. Bu devrenin eşitliği aşağıdaki gibi yazılır [29];

$$M_t \frac{dv(t)}{dt} = F_d(t) + F_v(t) + F_c + F_s + F_{load} \quad (3.53)$$

Burada;

$F_d(t)$  üretilen kuvvet

$F_c$ , Coulomb sürtünme kuvveti

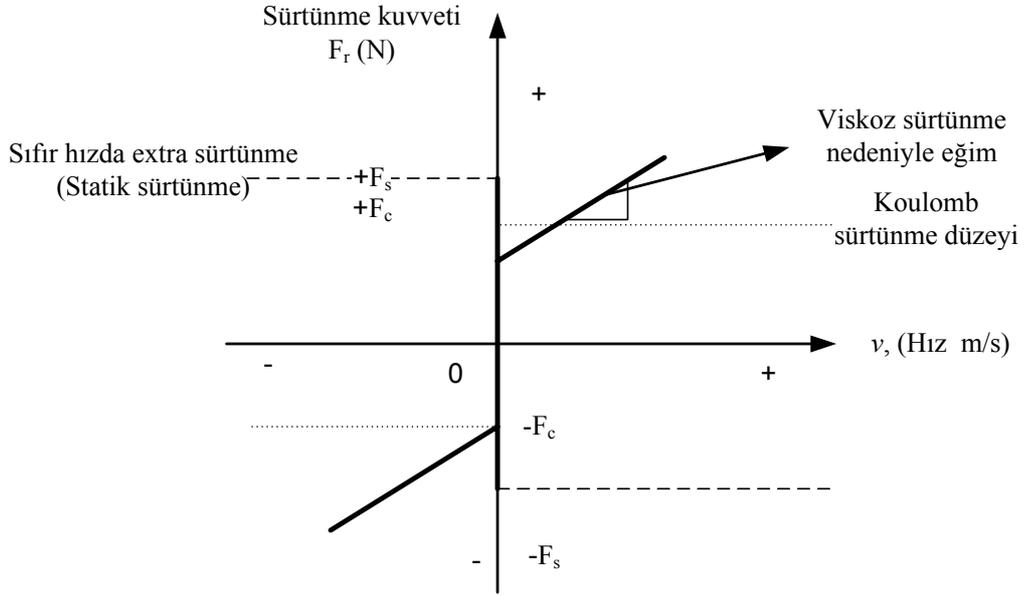
$F_s$ , sıfır hızda statik sürtünme kuvveti

$F_{load}$ , tahrik kuvveti veya yük kuvveti

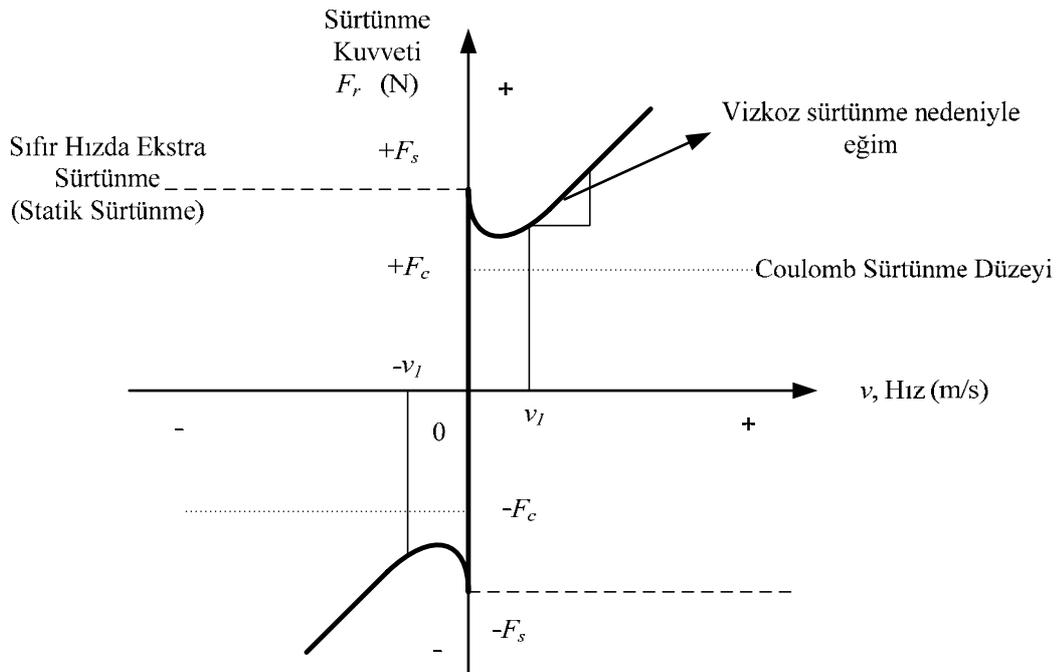
$M_t$ , Motorun hareketli birimin toplam kütlesi

$v(t)$ , kayan lineer hız

$F_v$ , viskoz sürtünme kuvveti



Şekil 3.13. Motor Kontrol sisteminin sürtünme kuvveti



Şekil 3.14. Hareket kontrol sistemlerinde sürtünme kuvvetlerinin kombinasyonu

Eş. 3.54.'de gösterildiği gibi, sürtünme kuvveti Coulomb sürtünme, viskoz sürtünme ve statik sürtünme kuvveti olarak 3'e ayrılmıştır. Hareket kontrol sistemlerinde sürtünme kuvveti kontrol performansını azaltır. Literatürde çok sayıda sürtünme ve sürtünme kontrolü bulunmaktadır [30-34]. Şekil 3.13' de genel sürtünme modeli gösterilmiştir. Şekil 3.14' de hareket kontrol sistemlerinde sürtünme kuvvetlerinin kombinasyonu gösterilmiştir. Şekil 3.14.' de görüldüğü gibi,  $+v_1$  ve  $-v_2$  arası düşük

$$F_r = Fv(t) + F_c + F_s \quad (3.54)$$

hızda sürtünme kuvveti lineer değildir. Bu sürtünme kuvvetini tanımlayan uygun bir fonksiyonu bulmak zordur ve zamanla değişen karakteristiği vardır. Coulomb sürtünme kuvveti ve statik sürtünme kuvveti  $F$  kuvveti dahil edilmişse, Newton' un ve Kirşof' un kanunlarına göre; LARM' nin hareketi için geçici diferansiyel denklemler Eş. 3.55 ve Eş. 3.56' deki gibi yazılabilir.

$$\frac{dv(t)}{dt} = \frac{K i_a(t)}{M_t} - \frac{Fv(t)}{M_t} - \frac{f_{load}}{M_t} \quad (3.55)$$

$$\frac{di_a(t)}{dt} = -\frac{R i_a(t)}{L(X,i)} - \frac{Kv(t)}{L(X,i)} + \frac{e_a(t)}{L(X,i)} \quad (3.56)$$

Burada  $R$  endüvi direnci,  $L$  endüvi sargılarının endüktansı,  $K$  zıt emk ve statik itme faktörü,  $e_a(t)$  endüvi sargılarının terminal gerilimi, ve  $i_a(t)$  endüvi akımıdır. Eş. 3.55.'e göre lineer motorun durum denklemi Eş. 3.57 ve Eş. 3.58'de

$$\begin{bmatrix} \frac{dv(t)}{dt} \\ \frac{di_a(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -F/M_t & K/M_t \\ -K/L(X,i) & -R/L(X,i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(t) \\ i_a(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L(X,i) \end{bmatrix} e_a(t) + \begin{bmatrix} -1/M_t \\ 0 \end{bmatrix} f_{load} \quad (3.57)$$

$$v(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(t) \\ i_a(t) \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

verilmiştir. Burada  $v(t)$  ve  $i_a(t)$  lineer motorun durum değişkenleridir. Lineer motorda sadece bir giriş ve bir çıkış vardır, lineer motorun durum-uzay denklemleri aşağıdaki gibi yeniden yazılırsa Eş. 3.59 ve Eş. 3.60 ;

$$\dot{X}(t) = AX_1(t) + Be_a(t) \quad (3.59)$$

$$v(t) = CX_1(t) \quad (3.60)$$

elde edilir. Burada durum vektörü  $X_1(t)$  Eş. 3.61' de verilmiştir.

$$X_1(t) = \begin{bmatrix} v(t) \\ i_a(t) \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

ve sistem matrisi olan 2x2'lik A matrisinin girdileri lineer motorun parametreleri olarak Eş. 3.62.' de verilmiştir:

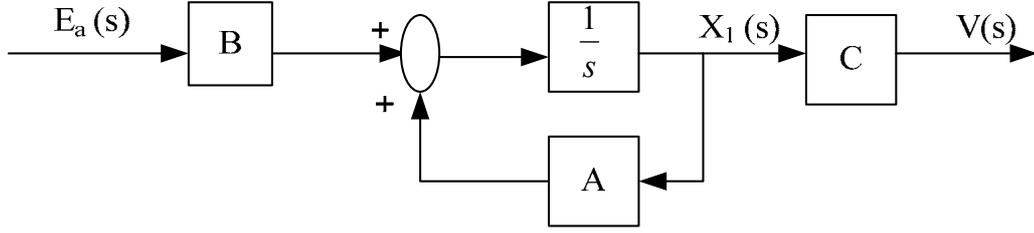
$$A = \begin{bmatrix} -\frac{F}{M_t} & \frac{K}{M_t} \\ -\frac{K}{L(X,i)} & -\frac{R}{L(X,i)} \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

2x1 lik B giriş matrisinin LARM parametreleri Eş. 3.63' de verilmiştir:

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ L \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

1x2 lik C çıkış matrisi Eş. 3.64' de verilmiştir.

$$C = [1 \quad 0] \quad (3.64)$$



Şekil 3.15. LARM' nin durum uzay blok diyagramı

Eş. 3.64 Laplace dönüşüm denklemi I'yı aldıktan sonra endüvi gerilimi  $E_a(s)$  ve LARM'nin hızı  $V(s)$ 'nin transfer fonksiyonu Eş. 3.65' de verilmiştir.

$$\frac{V(s)}{E_a(s)} = C[sI - A]^{-1}B \quad (3.65)$$

Burada I benzerlik matrisidir ve  $(sI - A)$  matris Eş. 3.66' da

$$(sI - A) = \begin{bmatrix} s + \frac{F}{M_t} & -\frac{K}{M_t} \\ \frac{K}{L} & s + \frac{R}{L} \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

olarak verilmiştir. Denklem 3.67.'deki  $(sI - A)$  matrisi  $\det(sI - A)$  dan bulunur.

$$\det(sI - A) = \left( s + \frac{F}{M_t} \right) \left( s + \frac{R}{L} \right) + \frac{K^2}{M_t L} \quad (3.67)$$

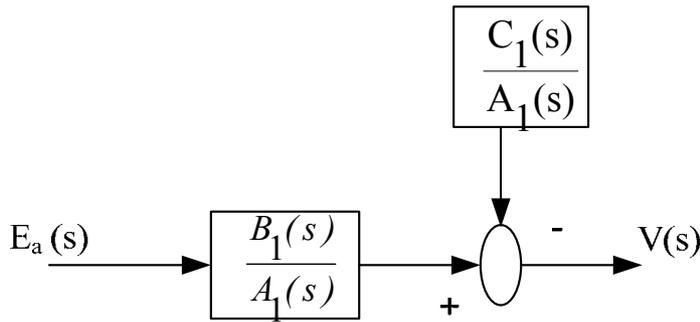
$\det(sI - A)$ 'nın kökleri LARM nin karakteristik değeridir. Eş. 3.67' de  $(sI - A)$  ve cebirsel munipulasyonun konulmasıyla Eş. 3.68. ve Eş. 3.69.

$$\frac{V(s)}{E_a(s)} = \frac{\frac{K}{M_t L}}{s^2 + \left( \frac{F}{M_t} + \frac{R}{L} \right) s + \frac{FR + K^2}{M_t L}} = \frac{B_1(s)}{A_1(s)} \quad (3.68)$$

$$\frac{V(s)}{F_{\text{load}}(s)} - \frac{1}{M_t} \frac{s + \frac{R}{L}}{s^2 + \left(\frac{F}{M_t} + \frac{R}{L}\right)s + \frac{FR + K^2}{M_t L}} = \frac{C_1(s)}{A_1(s)} \quad (3.69)$$

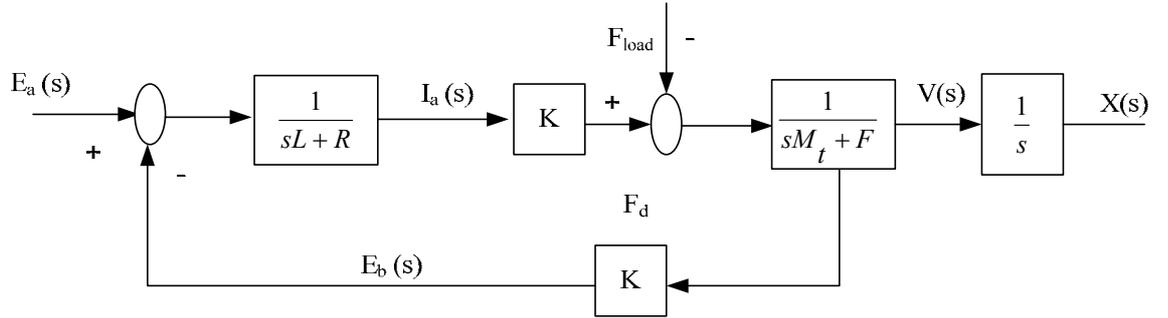
elde edilir. Sonuç olarak, tahrik girişi ile LARM'nin genel transfer fonksiyonu Eş. 3.70 gibi yazılabilir [29]:

$$V(s) = \frac{B_1(s)}{A_1(s)} E_a(s) - \frac{C_1(s)}{A_1(s)} F_{\text{load}} \quad (3.70)$$



Şekil 3.16. Tahrik girişli LARM

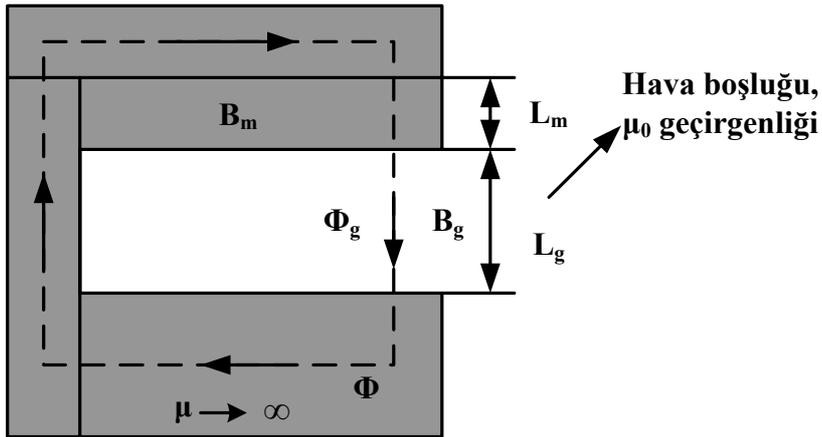
Şekil 3.16'da LSRM' nin hız cevabının endüvi gerilimi için ve kuvvet için oluşan hız çıkışı, şekil 3.17'de LSRN' nin transfer fonksiyonunun blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 3.17. LARM nin transfer fonksiyonu

### 3.4.2. LARM' nin açık döngü cevabı

Hava Boşluğundaki Manyetik akının teorik Hesaplaması



Şekil 3.18. Lineer motor ve manyetik akı yolunun küçük bir parçası

$$F_m = K_r H_g L_g + H_m L_m = 0 \quad (3.71)$$

Veya

$$H_g = -\frac{H_m L_m}{K_r L_g} \quad (3.72)$$

Burada  $H_g$  ve  $H_m$  sırasıyla hava boşluğundaki manyetik alan şiddeti ve sabit mıknatıstır.  $K_r$  relüktans faktörüdür. Akı manyetik devre üzerinden sürekli olmalıdır;

$$F = qA_g B_g = A_m B_m \quad (3.73)$$

veya,

$$B_m = \frac{qA_g B_g}{A_m} \quad (3.74)$$

Burada sırasıyla  $B_g$  ve  $B_m$  hava boşluğundaki akı yoğunluğu ve sabit mıknatıstır,  $q$  sızıntı faktörüdür. Hava boşluğu geçirgenliği  $\mu_0$  Eş. 3.75'deki gibi ifade edilir.

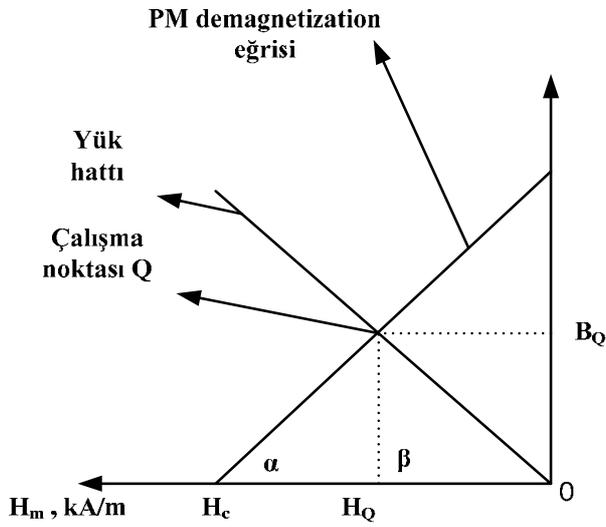
$$B_m = \frac{q\mu_0 A_g H_g}{A_m} \quad (3.75)$$

Eş. 3.75 Eş. 3.76'da yerine konursa;

$$B_m = -\frac{\mu_0 q A_g}{A_m} \frac{L_m}{K_r L_g} H_m \quad (3.76)$$

manyetik akı yoğunluğu  $B_m$  ve  $H_m$  arasında doğrusal bir ilişki olduğu görülebilir. Ayrıca yük hattı denilen bu doğrusal ilişki, şekil 3.19'da gösterildiği gibi çizilebilir. Yük eğimi tanjant  $\beta$  Eş. 3.77'den hesaplanır.

$$\tan\beta = -\frac{\mu_0 q A_g}{A_m} \frac{L_m}{K_r L_g} \quad (3.77)$$



Şekil 3.19. Manyetik devrenin PM demanyetizasyon eğrisi ve yük hattı

Şekil 3.19.'da düz bir çizgi olarak yük hattı ve demagnetizasyon eğrisi görülmektedir. Eş. 3.76 yük hattı için kabul edilebilir. Sabit mıknatısın demanyetizasyon eğrisi için Eş. 3.78 ile yaklaşık olarak

$$B_m = \tan\alpha H_m + B_r \quad (3.78)$$

bulunur ve demagnetization eğrisinin eğimi Eş. 3.79 ile

$$\tan\alpha = \frac{B_r}{H_c} \quad (3.79)$$

bulunur. Burada  $B_r$  ve  $H_c$  sırasıyla artık mıknatıs ve sabit mıknatısın koersivitesidir.

Gelişmiş kuvvet ve zıt emk Eş. 3.80 ile bulunur

$$F_d = \Phi n I_a \text{ Newton} \quad (3.80)$$

burada;

$I_a$  endüvi akımı

n metre başına endüvi uzunluğunun iletken sayısı

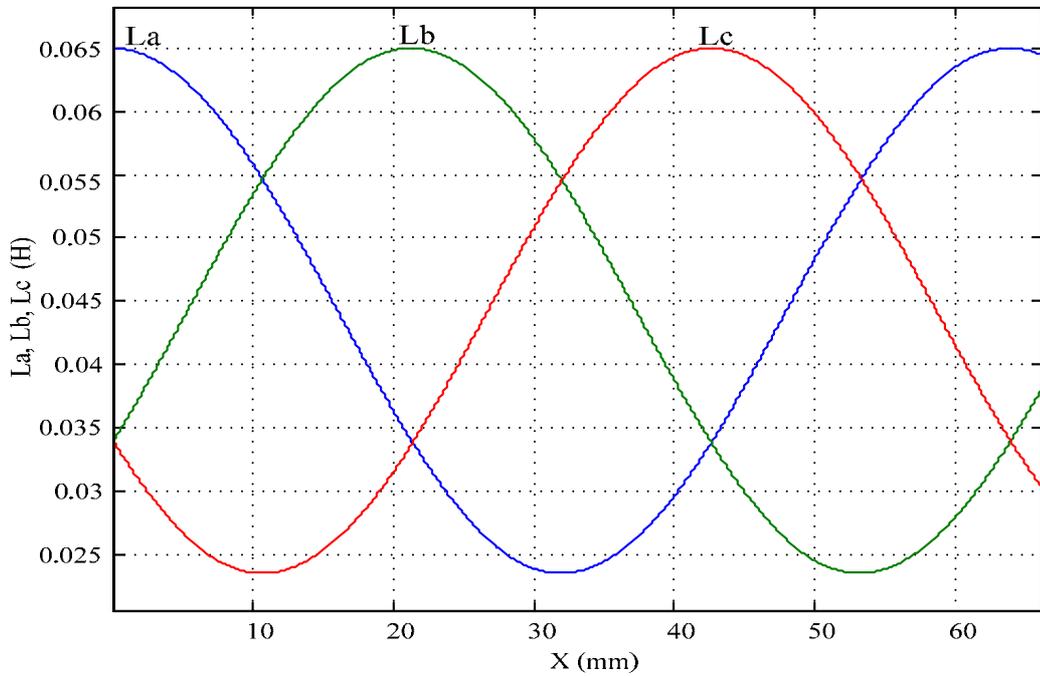
$\Phi_g$  kutup yüzeyinden endüviye giren radyal akı [29]

$$F_d = KI_a \text{ Newton} \quad (3.81)$$

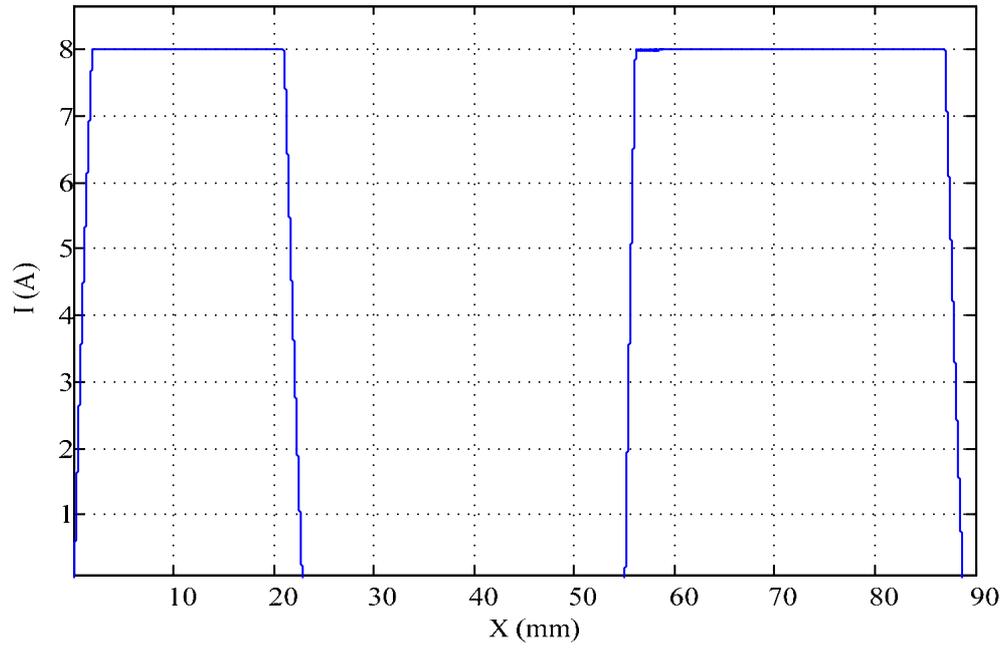
#### 4. LARM' NİN SİMÜLASYONU

Tasarımı Maxwell Ansoft programında FEM metodu kullanılarak yapılan LARM'nin endüktans verileri yine aynı program ile elde edilmiştir. Bu motorun dinamik denklemleri oluşturularak curve-fitting (eğri uydurma) metodu ile 21. mertebeden polinom ile matematiksel fonksiyon haline getirilmiştir. Bu fonksiyon kullanılarak 3 faz endüktans eğrisi çıkartılmıştır. Bu şekilde elde edilen eğrilerin kosinüs eğrisine çok benzediği için kosinüs metodu kullanılmış ve fazlar kaydırılarak elde edilen eğri Şekil 4.1'deki üç faza ait motor endüktans eğrisi verilmiştir.

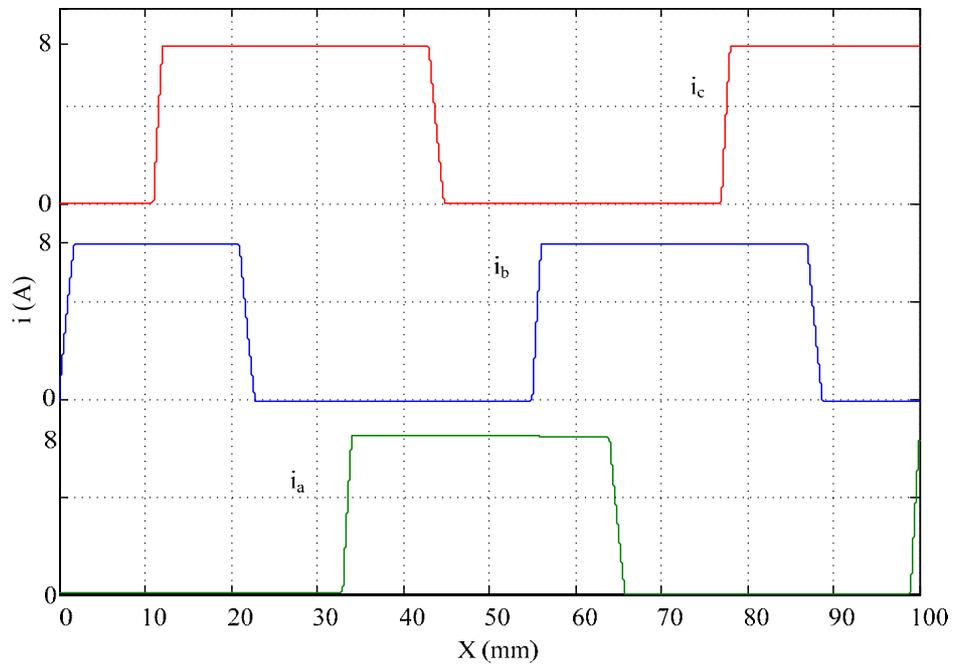
Şekil 4.1'de elde edilen endüktans eğrisinden motorun translator konumuna göre faz akımlarının anahtarlama bölgeleri ve stratejiler tespit edilmiştir. 8 A maksimum akım değeri belirlenerek 4. mertebeden Runge-Kutta metodu ile elde edilen LARM'nin tek ve 3 faz anahtarlama akımları Şekil 4.2 ve Şekil 4.3'de verilmiştir.



Şekil 4.1. Simülasyon sonuçlarından elde edilen endüktans eğrisi

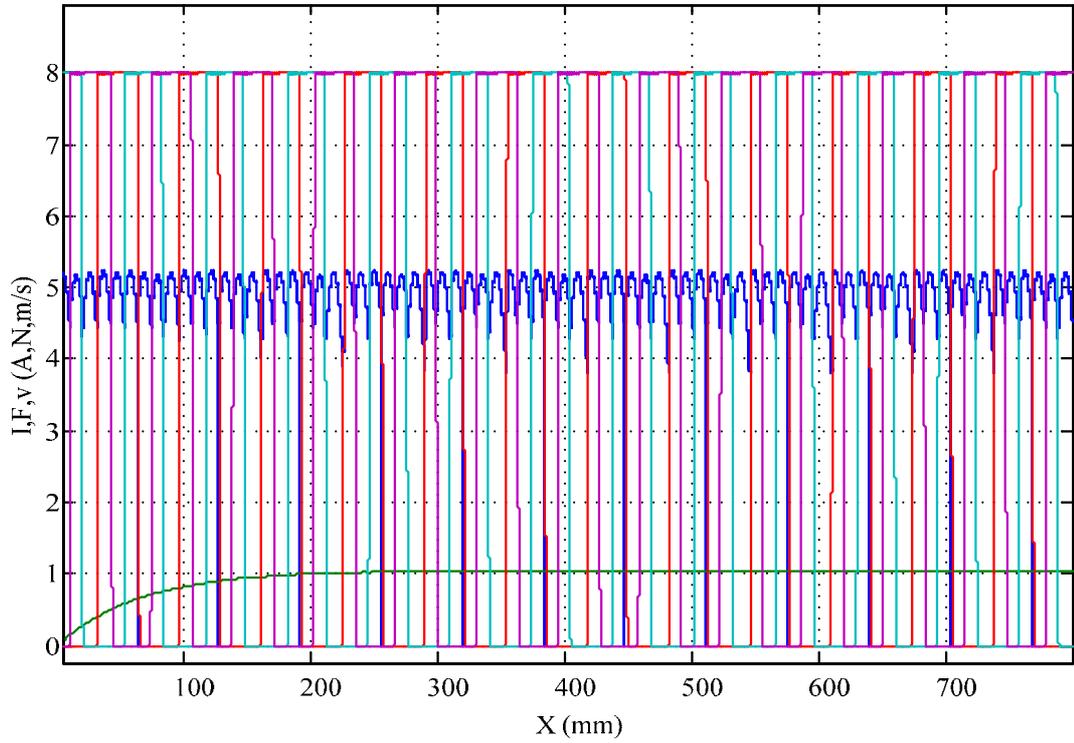


Şekil 4.2. LARM'nin tek faz anahtarlama akımı



Şekil 4.3. LARM'nin 3 faz anahtarlama akımları

Şekil 4.4.'de motorun on-off kontrollü çalıştırılmasından motorun 80 cm' lik hareketi sırasında elde edilen hız, akım ve kuvvetinin şekli verilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi motor hızında dalgalanma az, ancak indüklenen kuvvet oldukça dalgalıdır ve kuvvet gösterim açısından 50 kat küçültülmüştür. Buradan dairesel hareket eden motorlarda oluşan tork dalgalanmasının LARM' de kuvvet dalgalanması şeklinde ortaya çıkmıştır. Bu kuvvet dalgalanması çeşitli ileri kontrol metotları ile azaltılabilir.



Şekil 4.4 LARM' nin Pozisyona göre Hız, Akım ve Kuvvet değişimi

#### 4.1. PI Kontrol Metodu

P kontrol sadece oransal etkiyle yapılan kontroldür. P Kontrol hatanın ansal değişimine orantılı denetim etkisi sağlar. Oransal kontrolörün transfer fonksiyonu Eş. 4.1 de verilmiştir.

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p \quad (4.1)$$

Oransal kontrolörün denklemi Eş. 4.2.' de

$$u(t) = k_p(t) \quad (4.2)$$

ile ifade edilir.  $K_p$  burada kontrolör kazancıdır. P kontrol genellikle çıkış sinyalinin referans sinyaline ulaşmasında yeterli değildir ve kararlı durum halinde sapma vardır.

PI kontrol, orantı etkiye integral etki ilavesi ile elde edilen yapısı nispeten basit olup endüstriyel uygulamaların % 90' nında kullanılmaktadır. İntegral etki biriktirilmiş hataya orantılı bir denetim çıkışı oluşturarak hatanın zaman içinde sıfırlanmasını sağlar. İntegral etkinin kullanım amacı sistemin değişen talepleri üzerinde yeterli bir denetim etkisi sağlamaktır [35],[36].

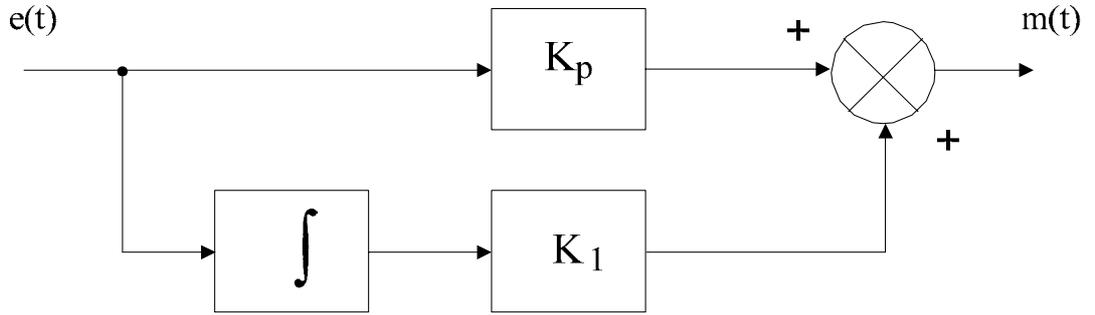
Standart PI denetiminin transfer fonksiyonu Eş. 4.3' de

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (4.3)$$

Şeklinde verilmiştir. PI kontrolörü, kararlılığı ve aynı zamanda kararlı hal hatalarını düzeltmekte, ancak yükselme zamanını artırmaktadır. PI kontrolde, P kontrolöründen denkleminde farklı bir terim olarak integral vardır. PI kontrolör denklemi Eş. 4.4' de

$$u(t) = K \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right) \quad (4.4)$$

olarak verilmiştir. Burada  $T_i$  integral zaman sabitidir. Eğer kontrolör yavaş olarak ayarlanırsa  $T_i$  zaman sabiti aralığı geniş olur yani referans hıza ulaşma zamanı uzar. Kontrolör başta P kontrolörü gibi davranırsa da integrasyon etkisinin başlamasıyla yavaşça salınarak kararlı duruma gelir. Sonuçta PI Kontrolde kararlı durum sıfıra gider. Eğer kontrolör PI' ın değeri çok küçük seçilirse hem P hem de I kontrol sinyalini baştan sona etkiler. Bu şekilde sistem daha hızlıdır fakat çıkış sinyali dalgalı olur.



Şekil 4.5. PI denetimli sistemin blok diyagramı

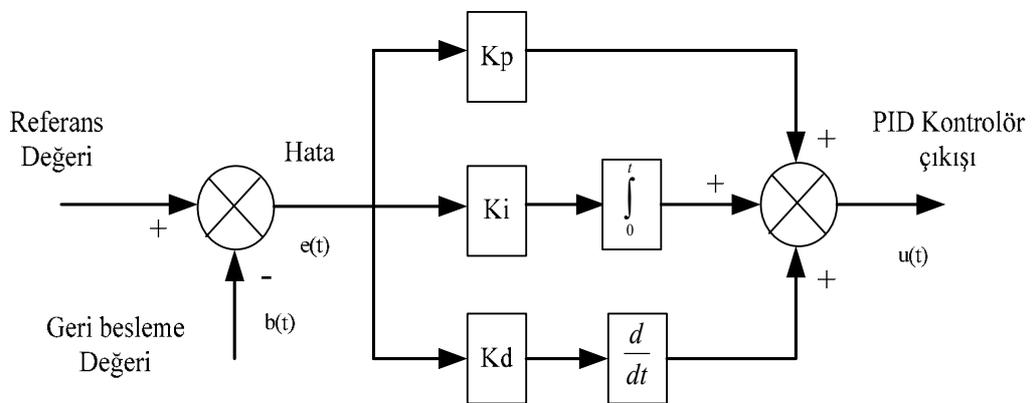
PID kontrol, orantı, integral ve türev (P, I ve D) temel denetim etkilerini birleştiren sürekli denetim yasasıdır. Yani bu denetimde sürekli hata mevcut olduğu süre denetim komutu da mevcuttur [35]. PI kontrolör denklemini Eş. 4.5’de

$$u(t) = K \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_D \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (4.5)$$

olarak verilmiştir. Buradan da transfer fonksiyonu

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (4.6)$$

olarak elde edilir.



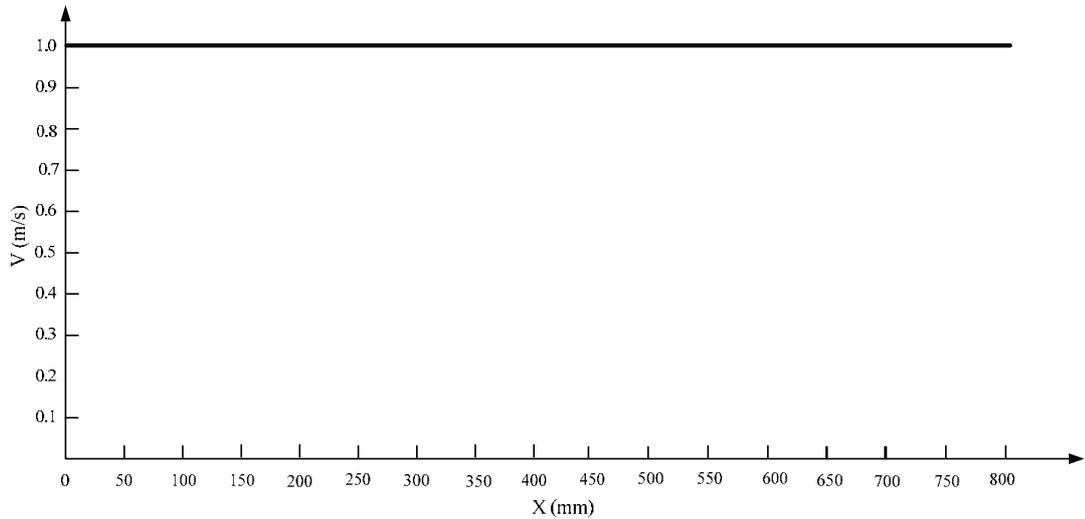
Şekil 4.6. PID kontrolörün blok diyagramı

Çizelge 4.1. Titreşim yöntemine göre denetim organı ayar değerleri

| Etki Türü | $K_p$           | $T_i$       | $T_d$       |
|-----------|-----------------|-------------|-------------|
| P         | $0.5 K_{pmax}$  | -           | -           |
| PI        | $0.45 K_{pmax}$ | $0.825 P_u$ | -           |
| PID       | $0.6 K_{pmax}$  | $0.5 P_u$   | $0.125 P_u$ |

#### 4.1.1. LARM' nin PI metodu ile doğrusal hız kontrolü

Turbo C programında PI kontrol metodu ile kontrolü yapılan LARM için referans hız olarak ilk önce sabit hız verilmiştir. Belirlenen referans hız modeli Şekil 4.7.'de verilmiştir.

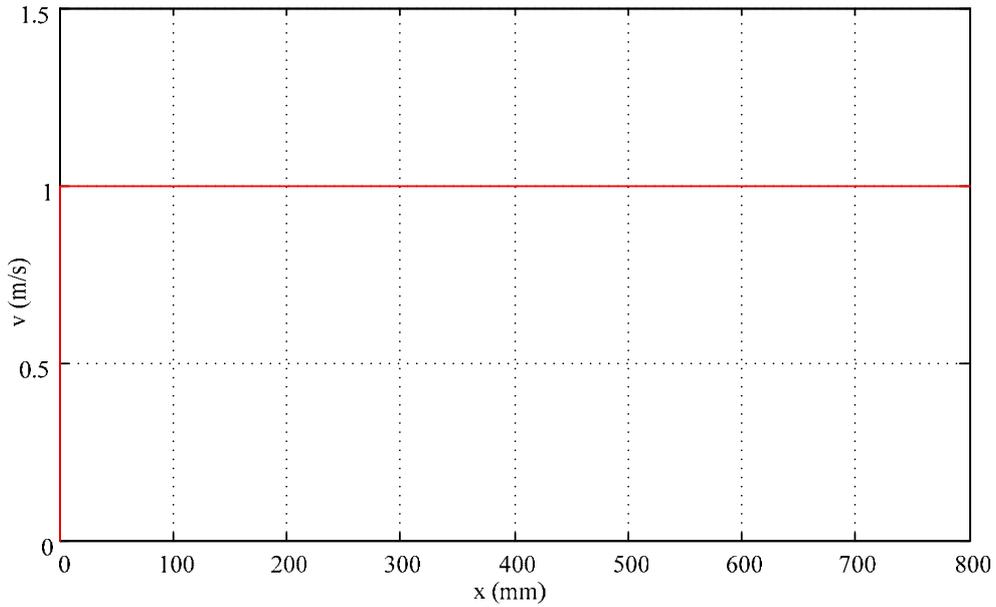


Şekil 4.7. LARM' nin sabit hız referans hız modeli

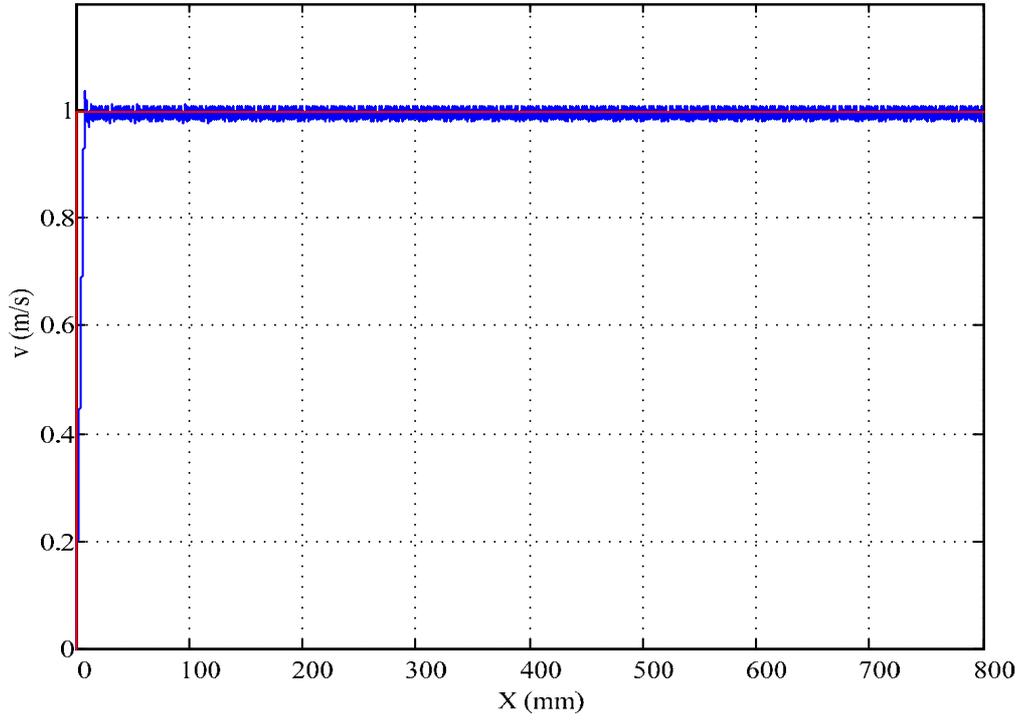
Şekil 4.8'de LARM' referans hızı görülmektedir. Şekil 4.8' de belirlenen referans hız modeli ve motor hız tepkisi Şekil 4.9.'da verilmiştir. Daha önceki grafiklerde

kullanılan aynı parametreler Şekil 4.9.'un elde edilmesinde de kullanılmış ve PI kontrollü LARM'nin doğrusal hız değişimi verilmiştir. Motorun 1 m/s hıza yine 22 mm'de ulaştığı görülmüştür.

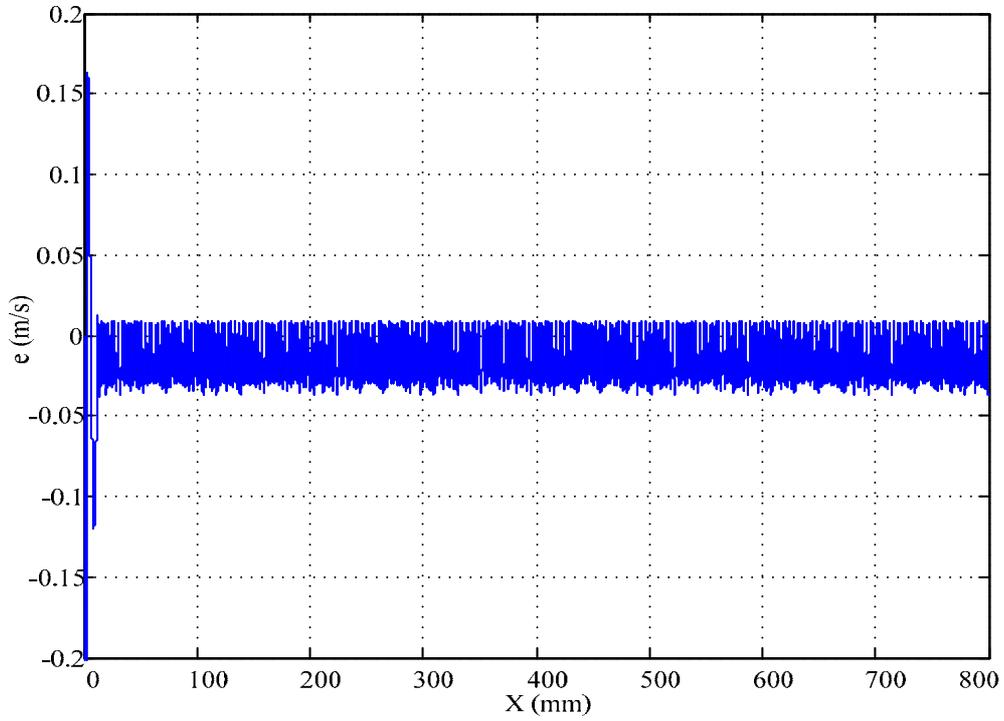
Şekil 4.10'da PI kontrollü LARM'nin referans hız ile gerçek hız arasındaki hata eğrisi verilmiştir. Şekil 4.10'da görüldüğü gibi hızda dalgalanma vardır.. Aynı hata Şekil 4.10'da da görülmektedir. Burada hata daha çok negatif yönde görülmektedir ve hata değeri negatif yönde kararlılığa ulaşmadan önce 0.2 m/s kararlılığa ulaştıktan sonra ise 0.03 m/s kadar olmaktadır. Pozitif yönde ise kalkınmada en büyük hata değeri 0.16 m/s kararlı durumda ise 0.01 m/s kadar olmaktadır. Bu değerler kabul edilebilir sınırların oldukça altındadır.



Şekil 4.8 LARM'nin referans hızı

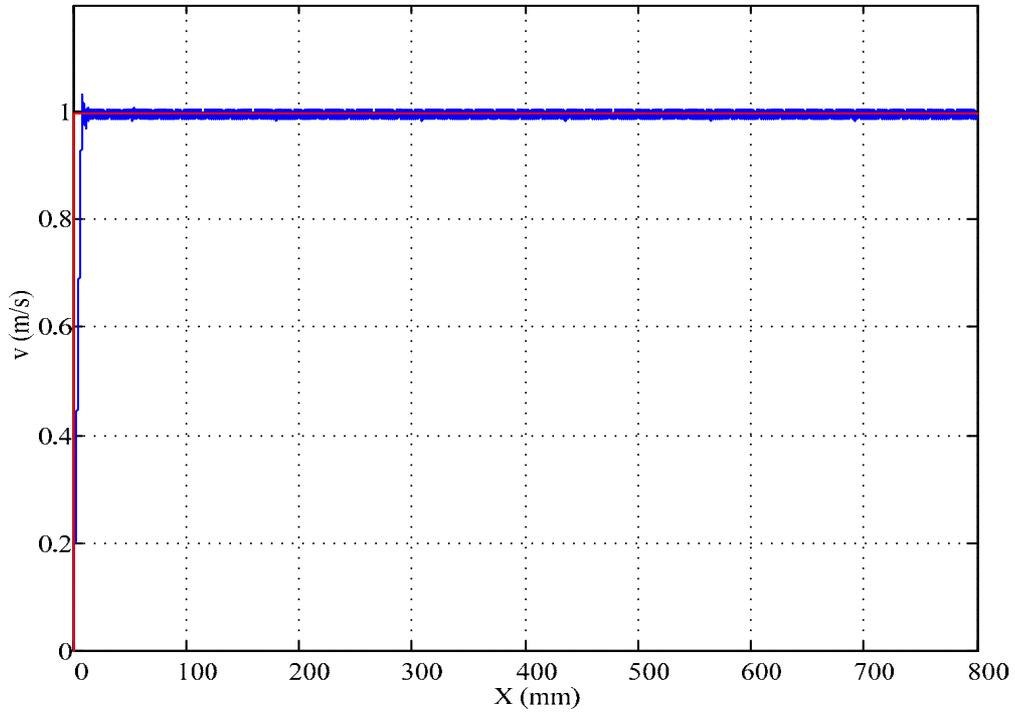


Şekil 4.9 PI kontrollü LARM'nin doğrusal hız değişimi ve referans hızı

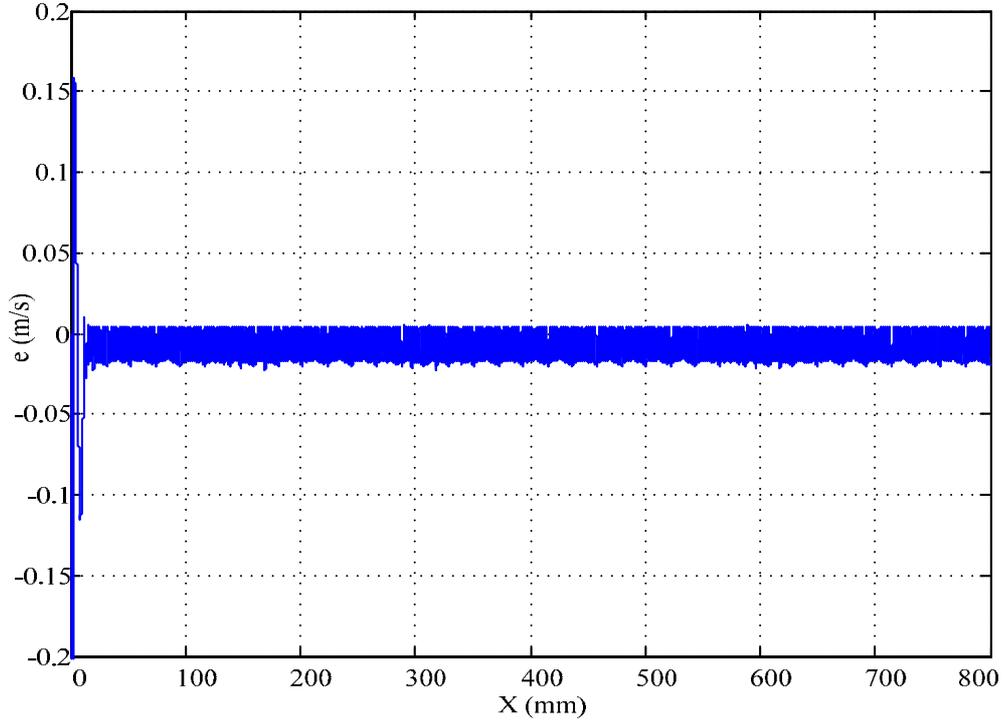


Şekil 4.10. PI kontrollü LARM'nin referans hız ile gerçek hız arasındaki hata eğrisi

PI parametrelerinde ki 100 ve  $k_p$  200 yapıldığında elde edilen değişimi Şekil 4.11’de verilmiştir. Buradaki dalgalanmanın bir öncekine göre daha az olduğu görülmüştür. Şekil 4.12. PI kontrollü LARM’ nin doğrusal hız değişimi ve referans hızının farkı verilmiştir. Burada da hata daha çok negatif yönde görülmektedir ve hata değeri negatif yönde kararlılığa ulaşmadan önce 0.025 m/s kararlılığa ulaştıktan sonra ise 0.02 m/s kadar olmaktadır. Pozitif yönde ise kalkınmada en büyük hata değeri 0.008 m/s kararlı durumda ise 0.005 m/s kadar olmaktadır. Bu değerler kabul edilebilir sınırların altındadır.



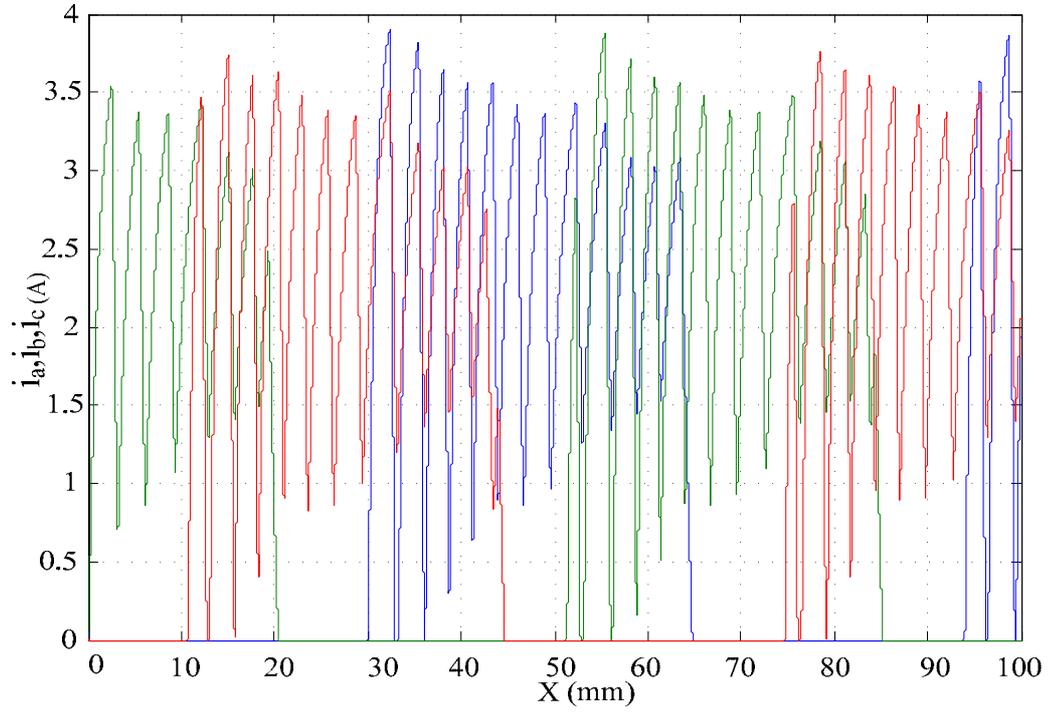
Şekil 4.11. PI kontrollü LARM’ nin doğrusal hız değişimi ve referans hızı



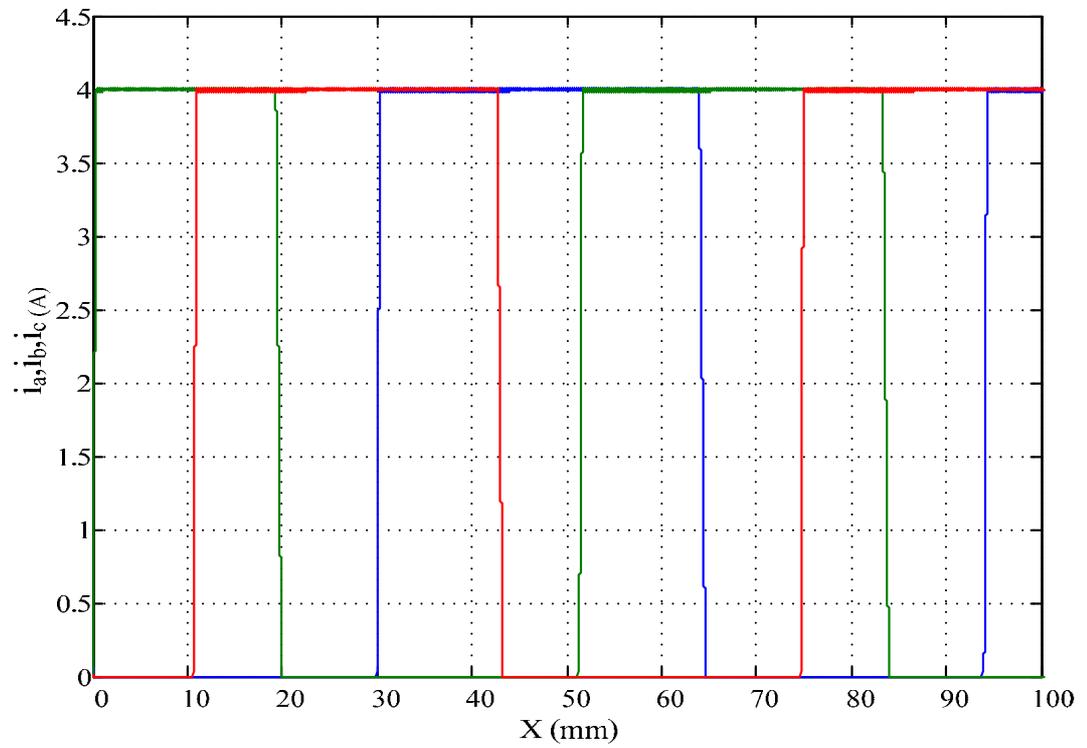
Şekil 4.12. PI kontrollü LARM'nin doğrusal hız değişimi ve referans hızının farkı

Şekil 4.13'da 1 m/s sabit hızda ve sabit yükte PI kontrollü LARM'nin faz akımları verilmiştir. LARM'nin yükü 4 katı kadar arttırılmıştır ve elde edilen akım grafiği de Şekil 4.14'de verilmiştir.

Şekil 4.14'de motor yükü 5 katı artırıldığında ilk 100 mm hareketindeki faz akımları görülmektedir. Bu şekillerden görüldüğü gibi motor 80 N yük altında referans hızı geçtiği için akım maksimum değerine ulaşmamış ve akımda her hangi bir kıyım yapılmamıştır. Ancak referans hız geçildiği için anahtarlar faz akımının ortalama değerinin daha da düşürülmesi için pozisyon faz bitim noktasına gelmeden daha önce kesilmiş ve hız referans hız düşüncü tekrar akım verilmiştir. Yük 5 kat artırıldığına ise motor kalkınmada zorlanmış ve faz akımlarının değeri yükselerek referans değeri de geçmiştir. Bu durumda faz akımları kesilerek kıyım yapılmış ve referans değerin aşılması izin verilmemiştir. Böylece hem anahtarların yanması hem de motor sargılarının hasar görmemesi sağlanmıştır.



Şekil 4.13. PI kontrollü motor faz akımları



Şekil 4.14. PI kontrollü motor faz akımları

## 4.2. Bulanık Mantık ile Denetim

Bulanık Mantık, bulanık küme teorisine dayanan bir matematiksel disiplindir. Bulanık Mantık insan mantığında olduğu gibi, Uzun-Kısa, Sıcak-Soğuk, Hızlı-Yavaş, Siyah-beyaz yerine Çok Uzun-Uzun-Orta-Kısa-Çok Kısa, Sıcak-Ilık-Az Soğuk-Soğuk-Çok Soğuk vb. gibi ara değerlere göre çalışmaktadır [37].

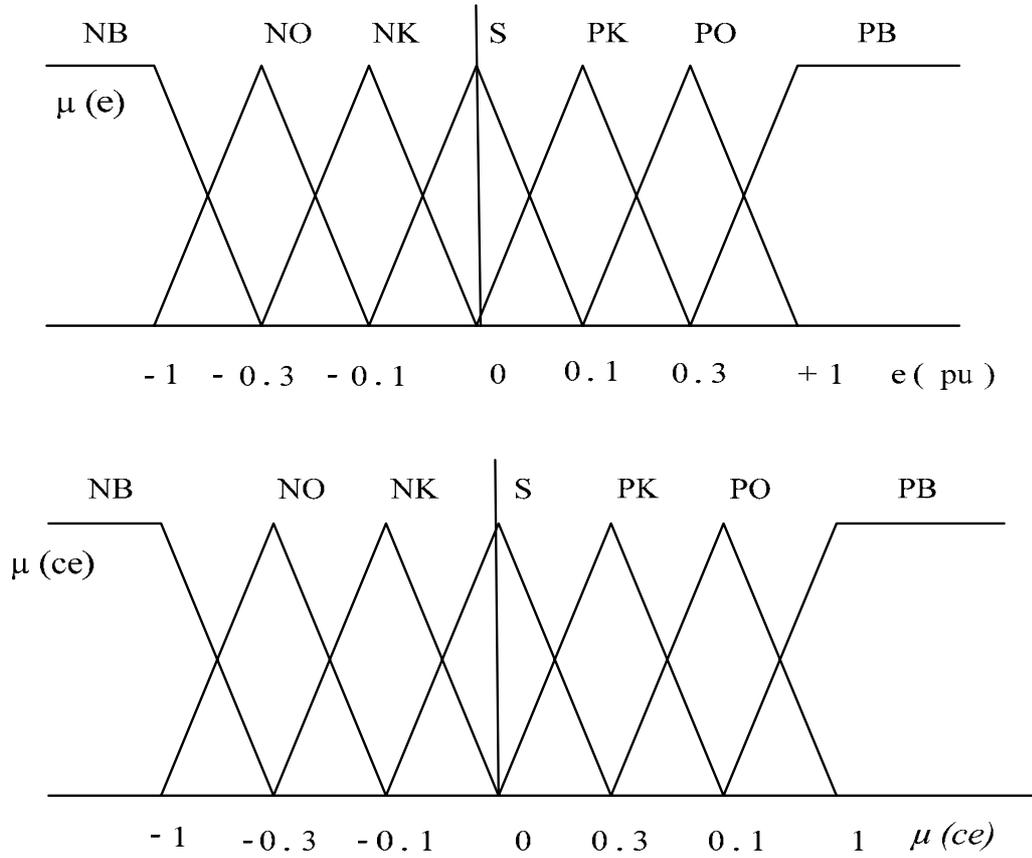
Bulanık mantık yaklaşımı, makinelere insanların özel verilerini işleyebilme ve onların deneyimlerinden ve önsözlerinden yararlanarak çalışma imkânı vermektedir. Bu yeteneği kazandırırken sayısal ifadeler yerine sözel ifadeler kullanılır. Bulanık mantık denetleyicinin temeli sözlü ifadeler ve bunlar arasındaki mantıksal ilişkiler üzerine kurulmuştur [38]. Sözel ifadelerin bilgisayara aktarılması matematiksel bir temele dayanmaktadır. Bu matematiksel temel, bulanık kümeler teorisi ve bulanık mantık olarak adlandırılır.

Bu yaklaşım ilk defa 1956'da bir konferansta duyurulmasına rağmen ilk ciddi adımlar 1965 yılında Lotfi A. Zadeh tarafından yayınlanan bir makalede bulanık mantık adı altında atılmıştır [39].

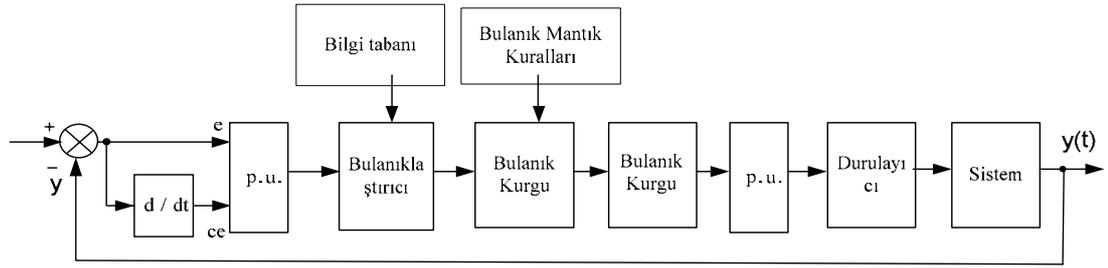
Bulanık mantığın genel özellikleri Zadeh tarafından şu şekilde ifade edilmiştir;

- Bulanık mantıkta, kesin değerlere dayanan düşünme yerine, yaklaşık düşünme kullanılır.
- Bulanık mantıkta her şey  $[0,1]$  aralığında belirli bir derece ile gösterilir.
- Bulanık mantıkta bilgi büyük, küçük, çok az gibi dilsel ifadeler seklindedir.
- Bulanık çıkarım işlemi dilsel ifadeler arasında tanımlanan kurallar ile yapılır.
- Her mantıksal sistem bulanık olarak ifade edilebilir.
- Bulanık mantık matematiksel modeli çok zor elde edilen sistemler için çok uygundur[39].

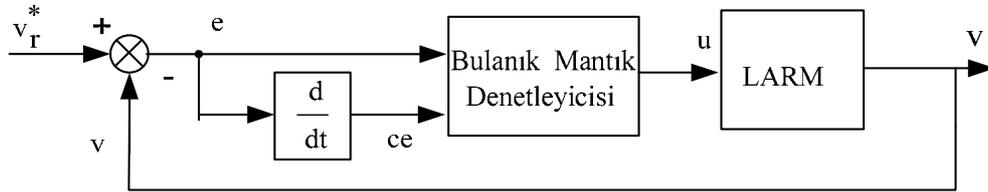
Bulanık mantık denetleyici LARM'nin hız kontrolü için kullanılabilir. Bulanık Mantık Denetleyicisinde sistemin giriş değişkenleri ( $e$ ) hız hatası ve ( $ce$ ) hız hatasının değişimi olarak tanımlanır. Hata ve elde edilen hatanın değişimi per unit değere dönüştürülür. Bu değerlerin üyelik değerlerini hesaplamak için kullanılacak üçgen üyelik fonksiyonu eğrileri Şekil 4.15'de verilmiştir.[27] Şekil 4.16'da Bulanık mantık denetimli sistemin blok diyagramı ve Şekil 4.17 Bulanık mantık kontrol sisteminin blok diyagramı verilmiştir.[27].



Şekil 4.15. Bulanık mantık üyelik değerleri



Şekil 4.16. Bulanık mantık denetimli sistemin blok diyagramı



Şekil 4.17. Bulanık mantık kontrol sistemi

Bulanık mantık çıkışı motorun referans akım değerini oluşturur. Motorun hızı bu şekilde denetlenmiştir. Sistemin giriş değişkenleri Eş. 4.7.

$$\begin{aligned} e_{v_r}(k) &= v_r^*(k) - v_r(k) \\ ce_{v_r}(k) &= e_{v_r}(k) - e_{v_r}(k-1) \end{aligned} \quad (4.7)$$

olarak verilmiştir. dir. Burada;  $v_r^*(k)$  k' inci örnekleme anında istenilen referans hızı,  $v_r(k)$ ; k'inci örnekleme anındaki gerçek hızı,  $e_{v_r}(k)$ ; k'inci örnekleme anındaki hız hatasını,  $ce_{v_r}(k)$ ; k'inci örnekleme anındaki hız hatası değişimini ifade etmektedir.

Birim değere (pu) aktarılmış giriş değişkenleri ise;

$$\begin{aligned} e(\text{pu}) &= e_{v_r}(k)/GE \\ ce(\text{pu}) &= ce_{v_r}(k)/GC \end{aligned} \quad (4.8)$$

şeklinde ifade edilir. Bulanık mantık denetleyicinin çıkış ifadesi Eş. 4.9 ;

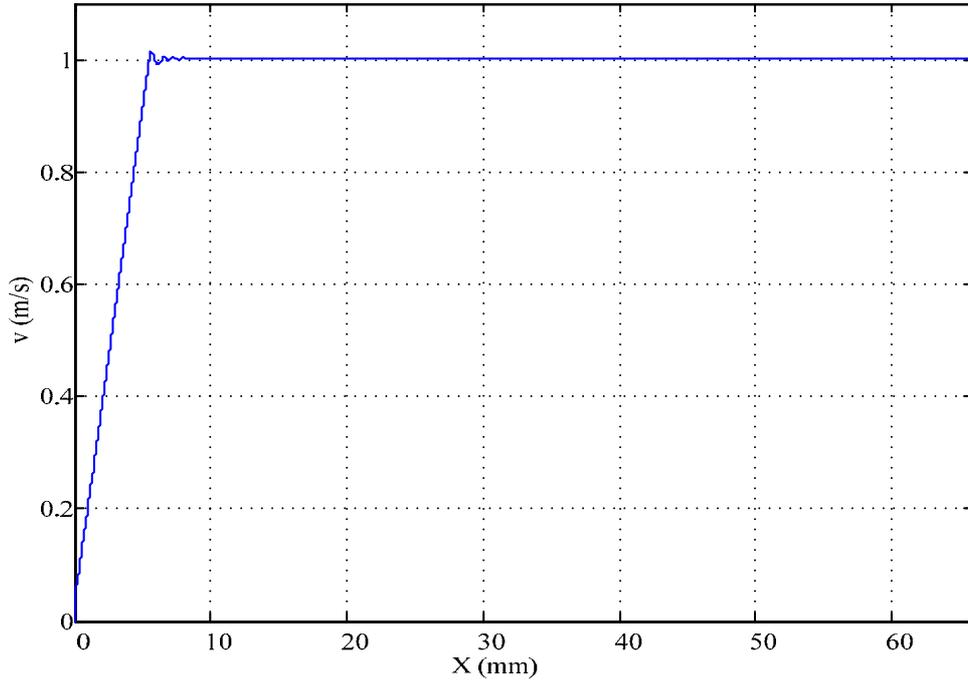
$$I_K = I_{(K-1)} + GU * du(\text{pu}) \quad (4.9)$$

olarak ifade edilmektedir. Denetleyici çıkışından elde edilen değere göre motorun hızının istenen değerde olmasını sağlayacak şekilde çeviricide anahtarlamalar yapılmaktadır. Burada  $I_k$ ; k. örnekleme için denetleyici çıkış değerini,  $I_{(k-1)}$ ; k. örneklemenin bir önceki denetleyici çıkış değerini ve  $GU \cdot du(pu)$ ; ise k. örnekleme için denetleyici çıkış tepkisini vermektedir. Elde edilen  $I_k$  değeri ile LARM' nin denetimini sağlayan, referans akım değeridir [40],[52].

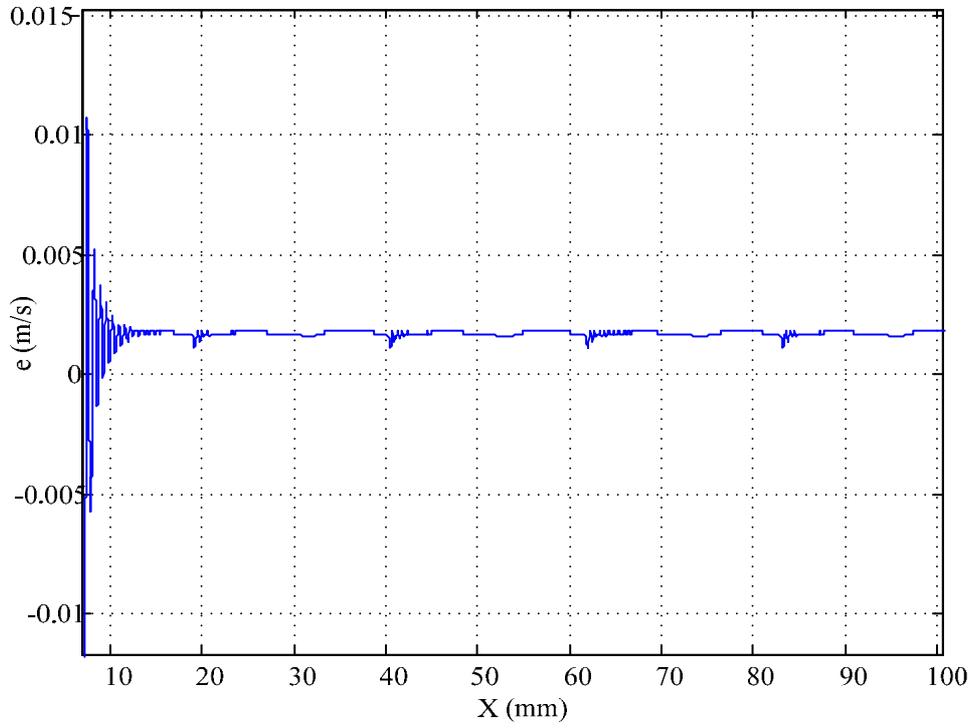
#### 4.2.1. LARM' nin bulanık mantık ile doğrusal hız kontrolü

Şekil 4.8'de verilmiş olan LARM' nin referans hızı Şekil 4.18'in elde edilmesinde de kullanılmıştır. Şekil 4.19'da motor hız tepkisi verilmiştir. Daha önceki grafiklerde kullanılan aynı parametreler ve Bulanık Mantık Kontrollü LARM' nin doğrusal hız değişimi verilmiştir. Motorun 1 m/s hıza yine 10 mm' den daha az bir mesafede ulaştığı görülmüştür.

Şekil 4.19'da Bulanık Mantık kontrollü LARM' nin referans hız ile gerçek hız arasındaki hata eğrisi verilmiştir. Şekil 4.19'da görüldüğü gibi hızda önemsizmeyecek kadar az bir dalgalanma vardır. Burada hata daha çok negatif yönde görülmektedir ve hata değeri negatif yönde kararlılığa ulaşmadan önce 0.01 m/s olmaktadır. Pozitif yönde ise kalkınmada en büyük hata değeri 0.01 m/s civarındadır. Kararlı durumda ise 0.001 m/s kadar olmaktadır. Bu değerler kabul edilebilir sınırların oldukça altında ve PI kontrolden çok daha az olduğu görülmektedir.

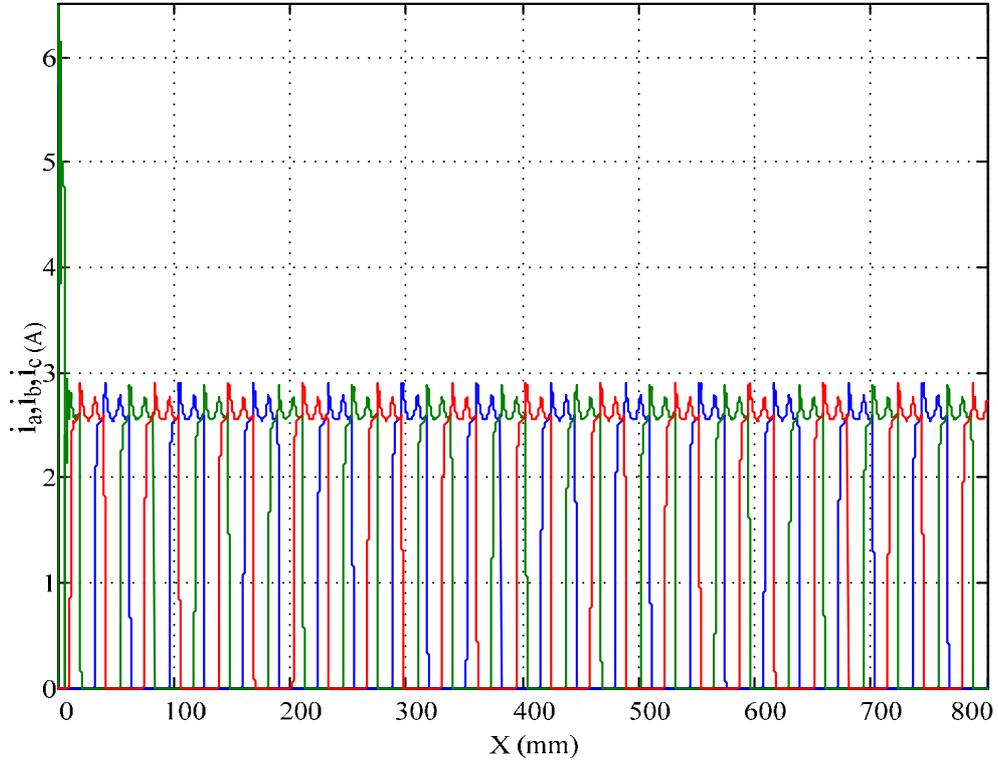


Şekil 4.18. LARM' nin bulanık mantık kontrollü hız eğrisi

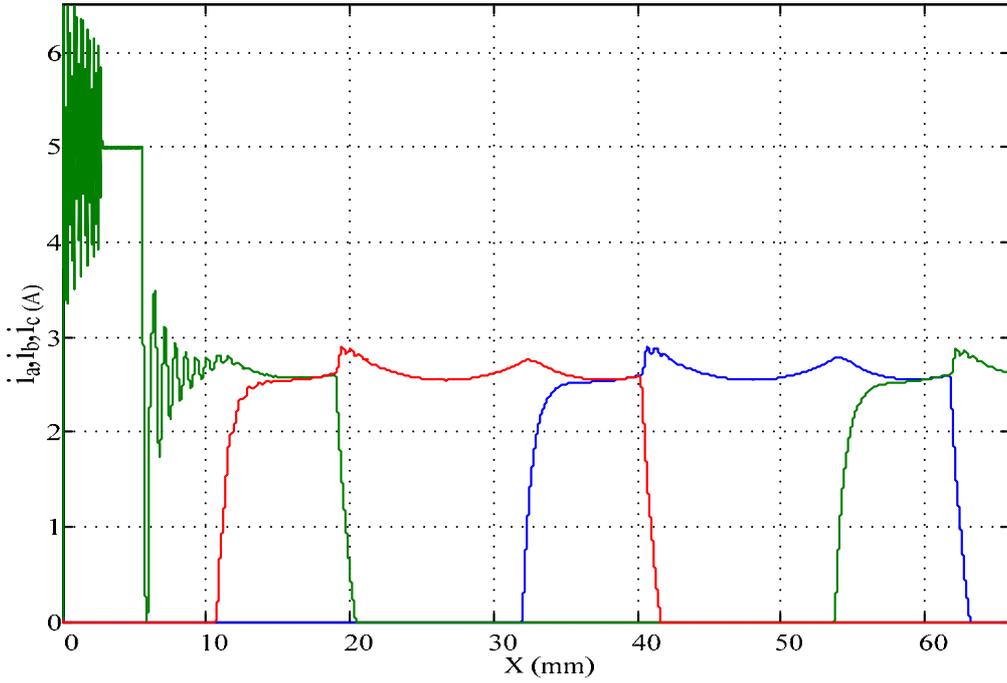


Şekil 4.19. Bulanık Mantık kontrollü LARM'nin doğrusal hız değişimi ve referans hızının farkı

Şekil 4.20’de 1 m/s sabit hızda ve sabit yükte Bulanık Mantık kontrollü LARM’ nin faz akımları verilmiştir. Şekil 4.21’ de LARM’ nin ilk 60 mm’lik pozisyonunun akım eğrisi yakından verilmiştir. Şekil 4.20’de 80 N yük altında motorun faz akımları görülmektedir. Şekillerden görüldüğü gibi motor ilk kalkınma anında maksimum değerinden fazla akım çekmiş ve bu durumda faz akımları kesilerek kıyım yapılmış ve referans değerin aşılması izin verilmemiştir. hız referans hıza düşünce tekrar akım verilmiştir.

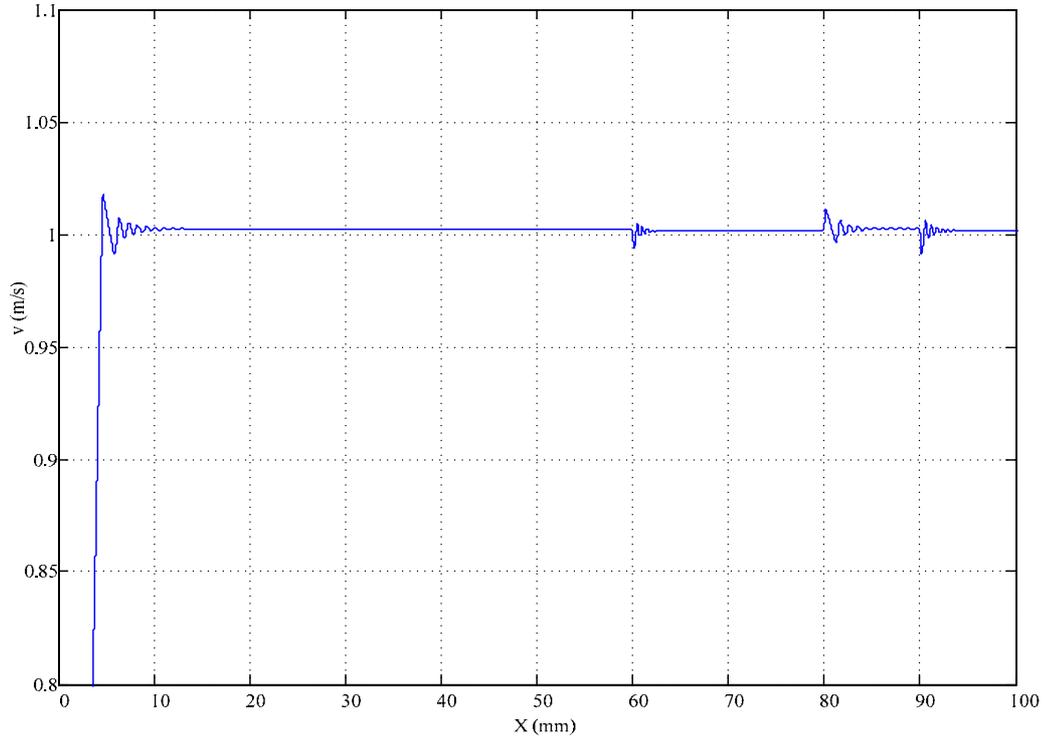


Şekil 4.20. LARM’ nin bulanık mantık kontrollü akımları

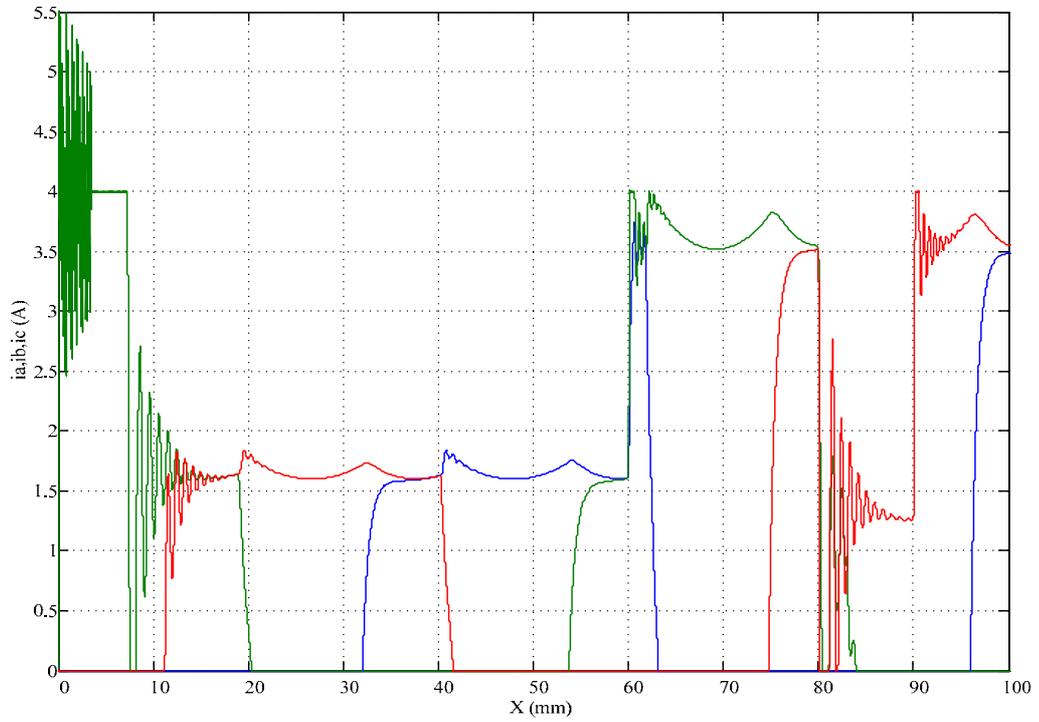


Şekil 4.21. LARM' nin bulanık mantık kontrollü akımları

Şekil 4.22'de Bulanık Mantık kontrollü LARM' nin yük değişimine karşı hız tepkisi verilmiştir. Kapının hareketi sırasında sürtünme değişiminin motor hızına etkisinin görülebilmesi amacıyla 60. mm' de motora iki kat fazla yük bindirilmiş, 80. mm' de motor yükü tamamen kaldırılmış ve 90. mm' de aynı yük bindirilmiştir. Bu yük değişimlerinde kapı yaklaşık 1 mm' lik hareket sonunda eski hızına ulaşmıştır Şekil 4.23'de ise LARM' nin yük değişimi sırasında çektiği akım incelenmiştir ve 60 mm' de ve 90 mm' de yük bindirildiği esnada motor fazla akım çekmiştir. Bu durumlarda faz akımları kesilerek kıyım yapılmış ve hızın referans değerini aşılmasa izin verilmemiştir. 80 mm' de ise motorun yükü kaldırılmış ve bu esnada faz akımları 0'a yaklaştığı görülmüştür.



Şekil 4.23. LARM' nin bulanık mantık kontrollü yük değişimine karşı hız tepkisi



Şekil 4.24. LARM' nin bulanık mantık kontrollü yük değişimine karşı faz akımları

## 5. LARM'NİN HIZ KONTROLÜ

### 5.1. PI Metodu ile Hız Kontrolü

LARM' nin hız kontrolü için ilkönce referans hızlar belirlenmiş ve daha sonra ilk olarak PI metodu ile hız kontrolü yapılmıştır.

#### 5.1.1. LARM' nin referans hızı kullanılarak PI metodu ile ileri yönde kontrolü

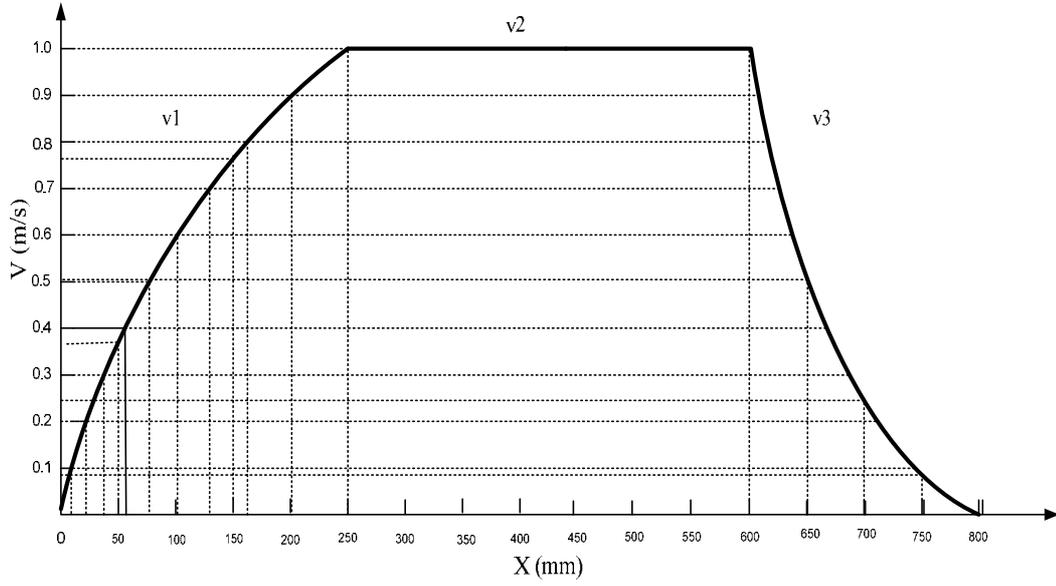
LAR motora ikinci olarak Şekil 5.1.'de verilmiş olan ileri yönde referans hızın; hızlanma, sabit hız ve yavaşlama olarak üç bölümde incelenmiştir. Daha sonra bu hızın MATLAB' da Curve-Fitting metodu ile denklemleri çıkarılmıştır ve bu referans hız PI metoduna uygulanmıştır. Referans hızın hızlanma, sabit ve yavaşlama bölgelerinin denklemleri Eş. 5.1, Eş. 5.2, Eş. 5.3 ve uygulanan referans hız Eş. 5.4'de verilmiştir.

$$v_1 = -267 \times 10^{-15} x^5 - 121.212 \times 10^{-12} x^4 + 156.06 \times 10^{-9} x^3 - 49.28 \times 10^{-6} x^2 + 95.03 \times 10^{-4} x - 86.58 \times 10^{-6} \quad (5.1)$$

$$v_2 = 1 \quad (5.2)$$

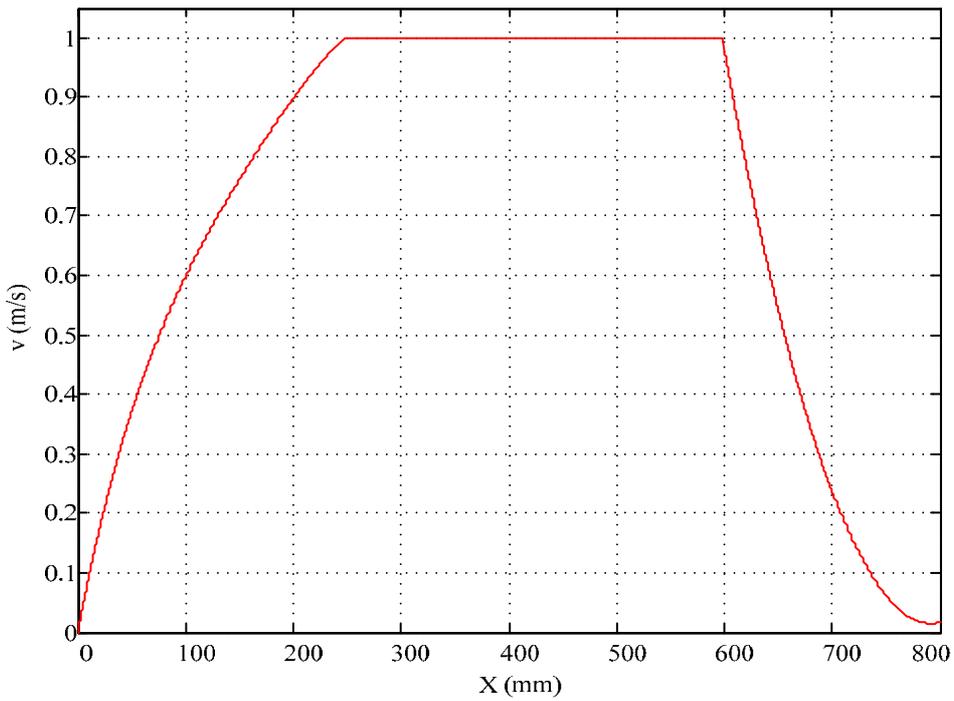
$$v_3 = 26 \times 10^{-6} x^2 - 41.2 \times 10^{-2} x + 16.35 \quad (5.3)$$

$$v_r = v_1 + v_2 + v_3 \quad (5.4)$$



Şekil 5.1. Motorun ileri yönde çalışırken pozisyona göre referans hız modeli

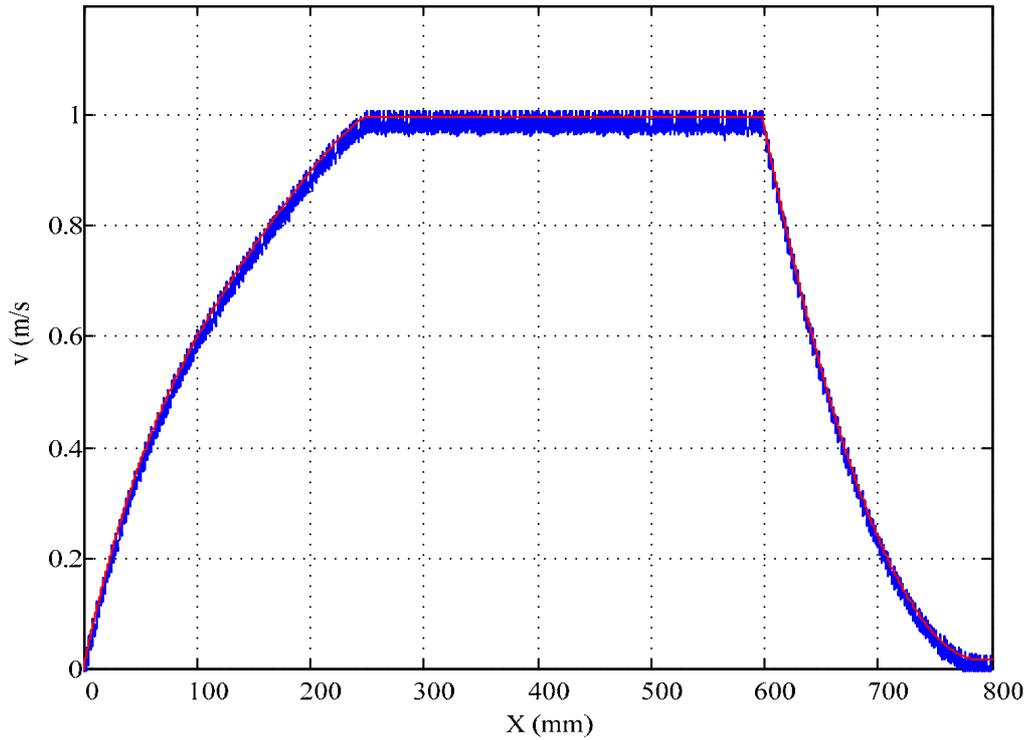
MATLAB programında denklemleri elde edilen referans hız eğrisinin Turbo C programına uygulandıktan sonra elde edilen referans eğrisi Şekil 5.2'de verilmiştir.



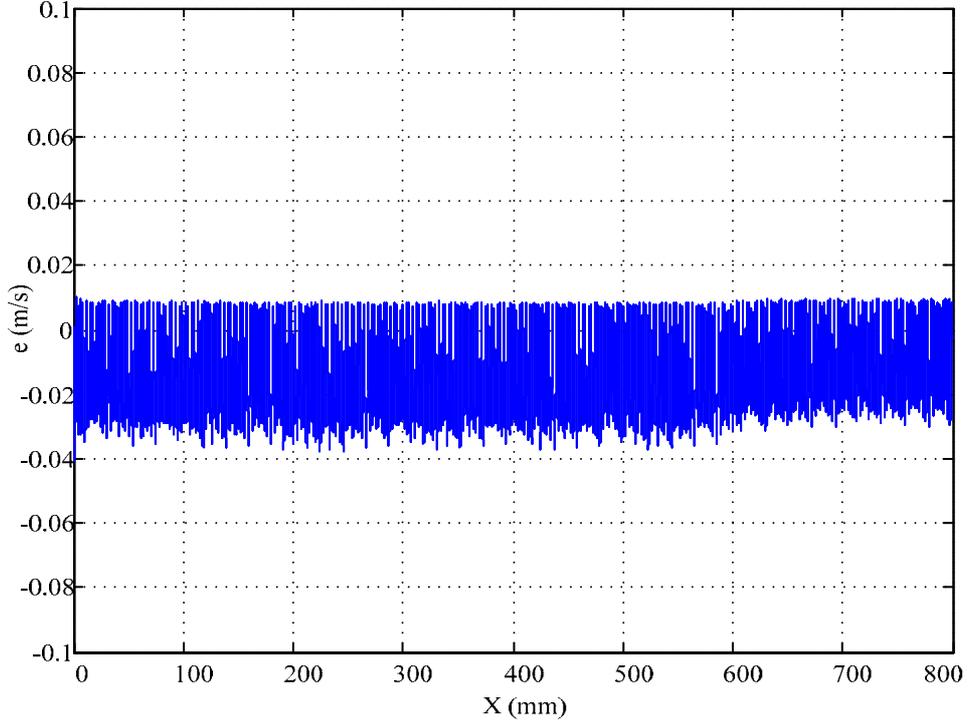
Şekil 5.2. Motorun ileri yönde çalışırken pozisyona göre referans hız eğrisi

Bu referans hızın PI metodu ile LARM' ye uygulandıktan sonra elde edilen hız eğrisi Şekil 5.3' de verilmiştir. Burada yine ki için 1 ve kp için 62 değerleri kullanılmıştır. Şekil 5.3' den görüldüğü gibi motorun ileri yönde hızlanma eğrisinde 25 mm de motor hızı 1 m/s' ye ulaşmıştır. Daha sonra motor 35 mm 1 m/s hızla ilerlemiş ve 15 mm ise yavaşlama hareketini gerçekleştirmiştir.

Şekil 5.4' de PI kontrollü LARM' nin referans hız ile gerçek hız arasındaki hata eğrisi verilmiştir. Burada hatanın daha çok negatif yönde görülmektedir ve hata değeri negatif yönde kararlılığa ulaşmadan önce 0.035 m/s kararlılığa ulaştıktan sonra ise 0.03 m/s kadar olmaktadır. Pozitif yönde ise kalkınmada en büyük hata değeri 0.01 m/s kadar olmaktadır ve sabit olduğu görülmektedir.

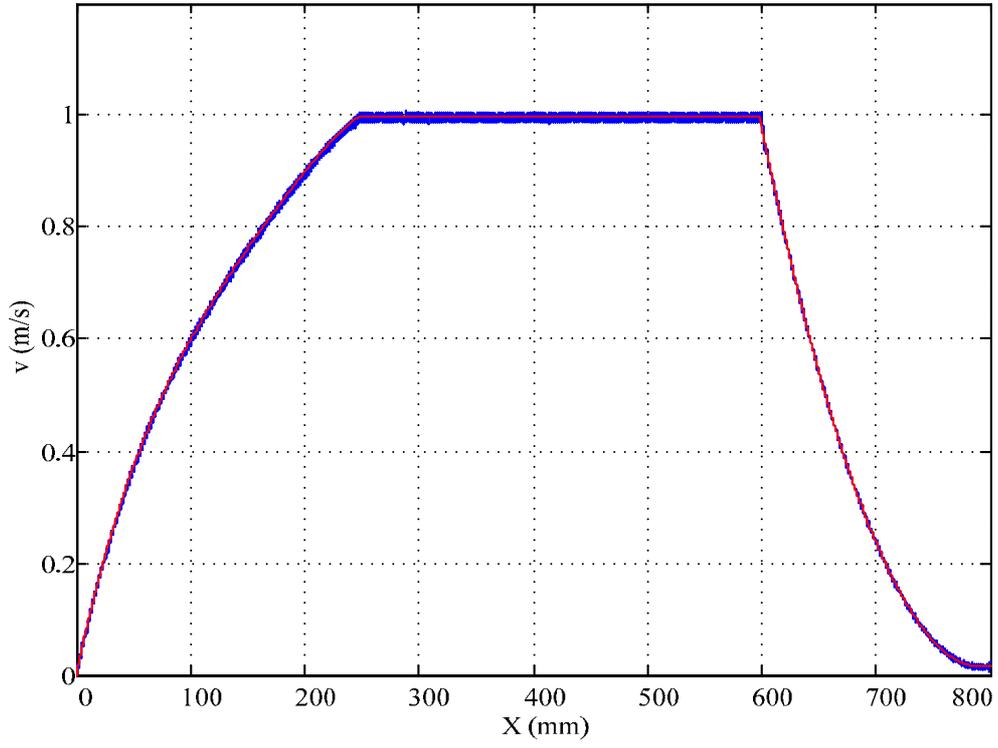


Şekil 5.3. LARM' nin PI denetiminde referans hızı ve hızlanma eğrisi

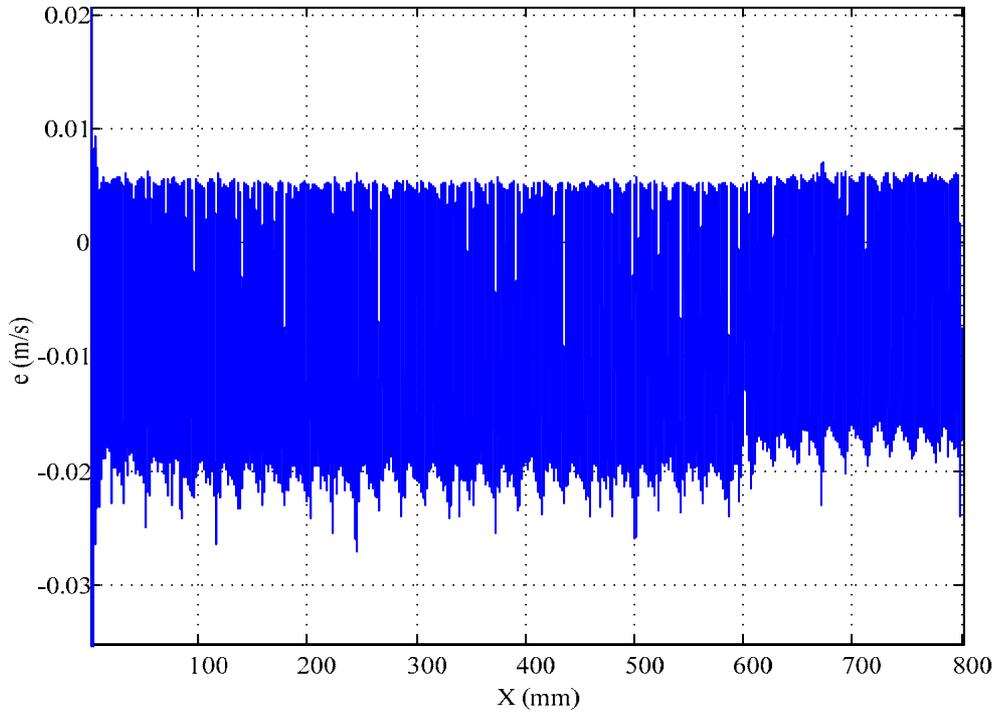


Şekil 5.4. PI kontrollü LARM'nin ileri yönde hız değişimi ve referans hızının farkı

PI parametrelerinde ki 100 ve  $k_p$  200 yapıldığında elde edilen değişimi Şekil 5.5.' de verilmiştir. Buradaki dalgalanmanın bir öncesine göre daha az olduğu görülmüştür. Şekil 5.6 PI kontrollü LARM'nin ileri yönde hız değişimi ve referans hızının farkı verilmiştir. Burada da hata yine daha çok negatif yönde görülmektedir ve hata değeri negatif yönde kararlılığa ulaşmadan önce 0.025 m/s kararlılığa ulaştıktan sonra ise 0.02 m/s kadar olmaktadır. Pozitif yönde ise kalkınmada en büyük hata değeri 0.008 m/s kararlı durumda ise 0.005 m/s kadar olmaktadır.



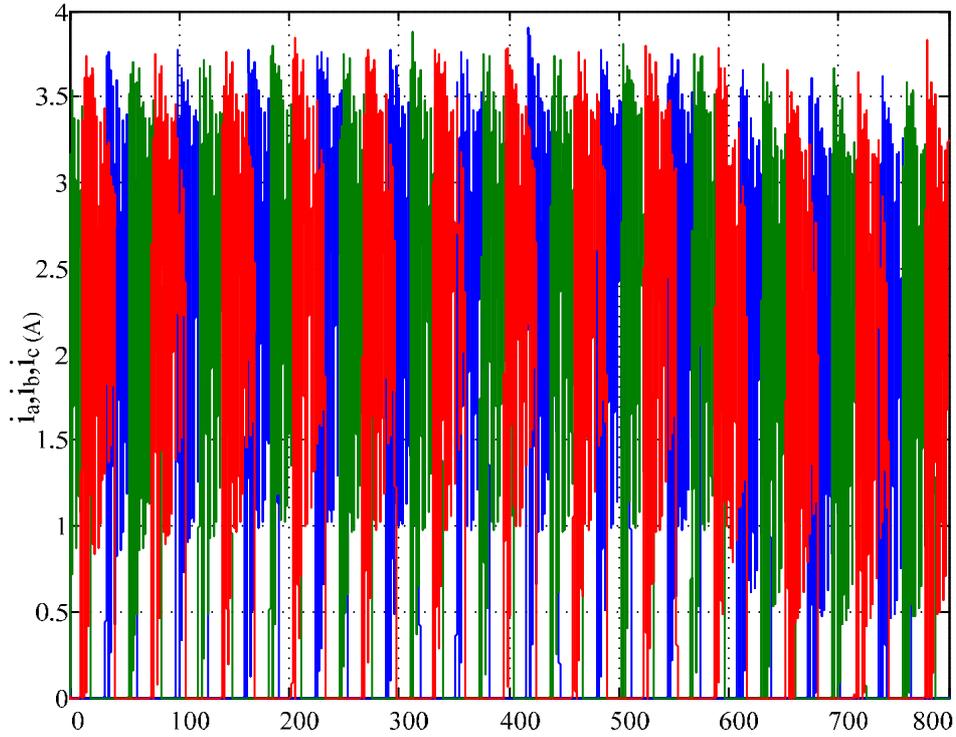
Şekil 5.5. LARM' nin PI denetiminde referans hızı ve hızlanma eğrisi



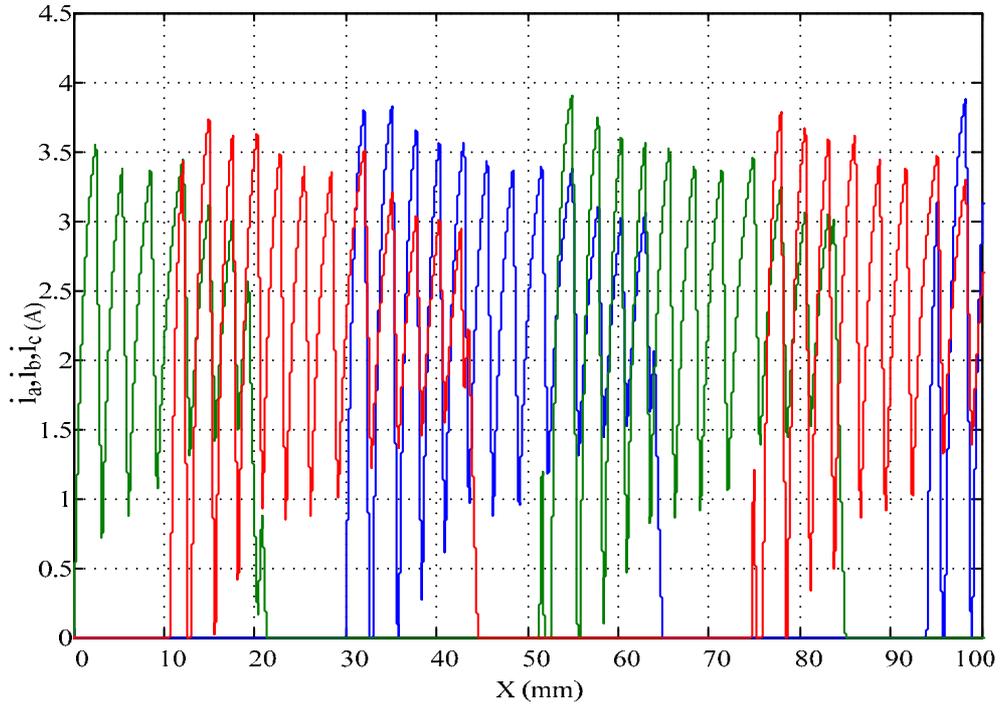
Şekil 5.6. PI kontrollü LARM'nin ileri yönde hız değişimi ve referans hızının farkı

Şekil 5.7' de ve 5.8' de LARM' nin ileri yönde PI kontrollü akımları verilmiştir. LARM'nin yükü 5 katı kadar arttırılarak akımları tekrar incelenmiştir elde edilen akım eğrileri Şekil 5.9.'da verilmiştir.

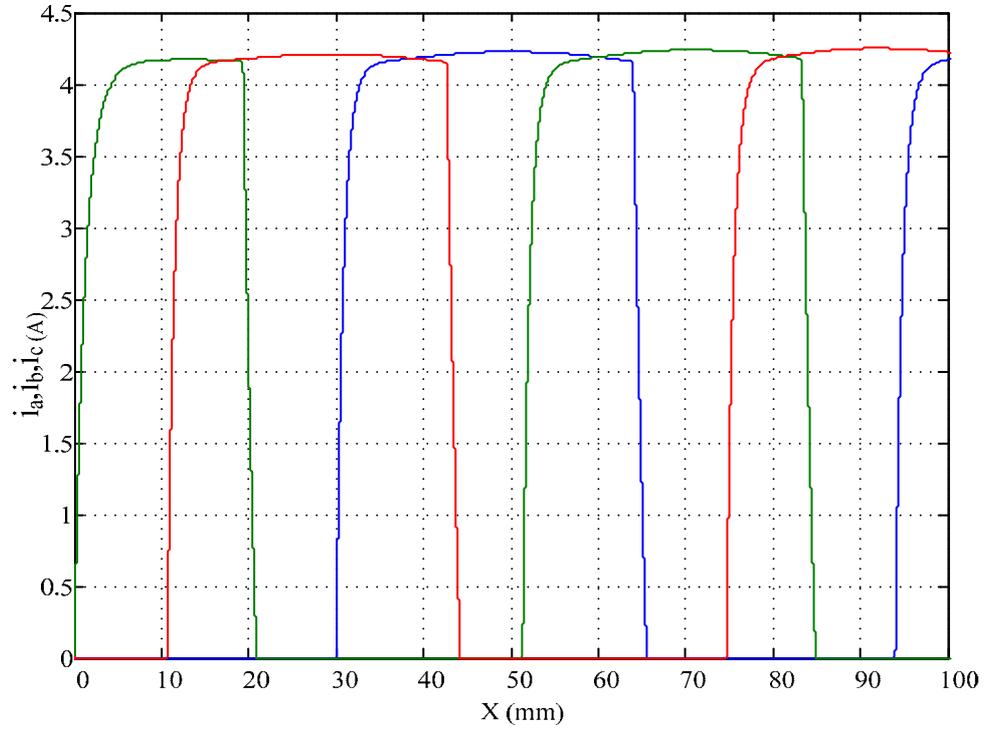
Şekil 5.7'de ve Şekil 5.8' de 80 N yük altında motorun faz akımları görülmektedir. Şekil 5.9'da ise motor yükü 5 katı arttırıldığında ilk 100 mm hareketindeki faz akımları görülmektedir. Bu şekillerden görüldüğü gibi motor 80 N yük altında referans hızı geçtiği için akım maksimum değerine ulaşmamış ve akımda her hangi bir kıyım yapılmamıştır. Ancak referans hız geçildiği için anahtarlar faz akımının ortalama değerinin daha da düşürülmesi için pozisyon faz bitim noktasına gelmeden daha önce kesilmiş ve hız referans hızı düşüncü tekrar akım verilmiştir. Yük 5 kat arttırıldığına ise motor kalkınmada zorlanmış ve faz akımlarının değeri yükselerek referans değeri de geçmiştir. Bu durumda faz akımları kesilerek kıyım yapılmış ve referans değerin aşılması izin verilmemiştir. Böylece hem anahtarların yanması hem de motor sargılarının hasar görmemesi sağlanmıştır.



Şekil 5.7. LARM' nin PI kontrollü faz akımları



Şekil 5.8. LARM' nin PI kontrollü faz akımları



Şekil 5.9. LARM' nin PI kontrollü faz akımları

### 5.1.2. LARM' nin referans hızı kullanılarak PI metodu ile geri yönde kontrolü

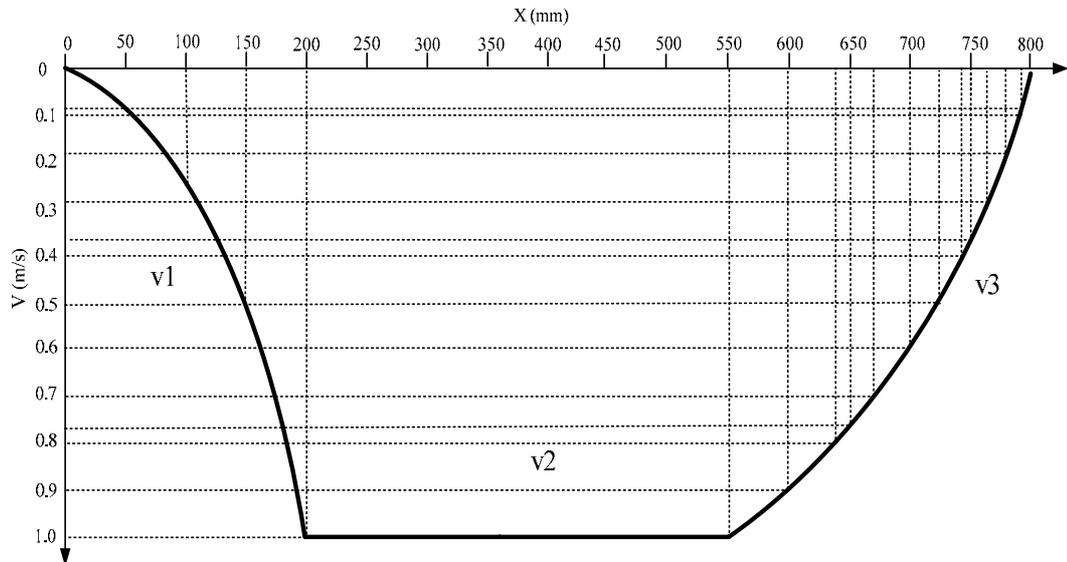
LAR motora üçüncü olarak Şekil 5.10'da verilmiş olan geri yönde referans hız; yine aynı şekilde hızlanma, sabit hız ve yavaşlama olarak üç bölümde incelenmiştir ve bu hızın MATLAB' da Curve-Fitting metodu ile denklemleri çıkarılmıştır. Aynı şekilde bu referans hız PI metoduna uygulanmıştır. Burada dikkat edilirse geri yöndeki referans hız eğrisi ileri yöndeki hız eğrisinin tam tersi şeklinde olduğu görülmektedir. Referans hızın hızlanma, sabit ve yavaşlama bölgelerinin denklemleri Eş. 5.5, 5.6, 5.7 ve 5.8' de verilmiştir

$$v_1 = 3 \times 10^{-10} x^4 - 76.1852 \times 10^{-8} x^3 + 729.75 \times 10^{-6} x^2 - 3096.132 \times 10^{-4} x + 47.8389 \quad (5.5)$$

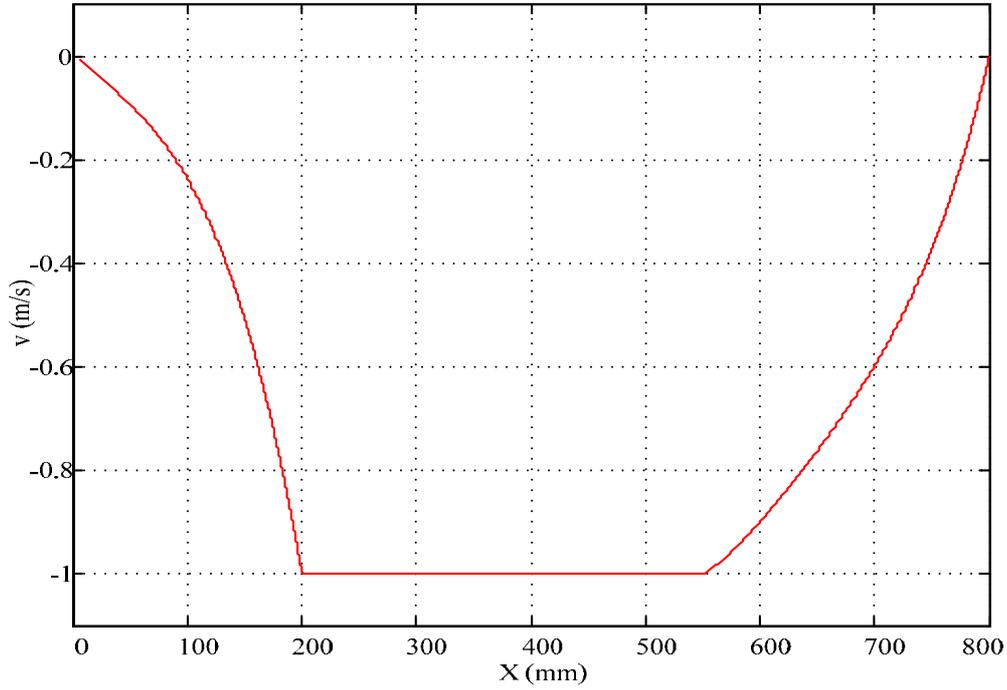
$$v_2 = -1 \quad (5.6)$$

$$v_3 = -12 \times 10^{-8} x^3 + 1 \times 10^{-5} x^2 - 22 \times 10^{-4} x + 2 \times 10^{-3} \quad (5.7)$$

$$v_r = v_1 + v_2 + v_3 \quad (5.8)$$



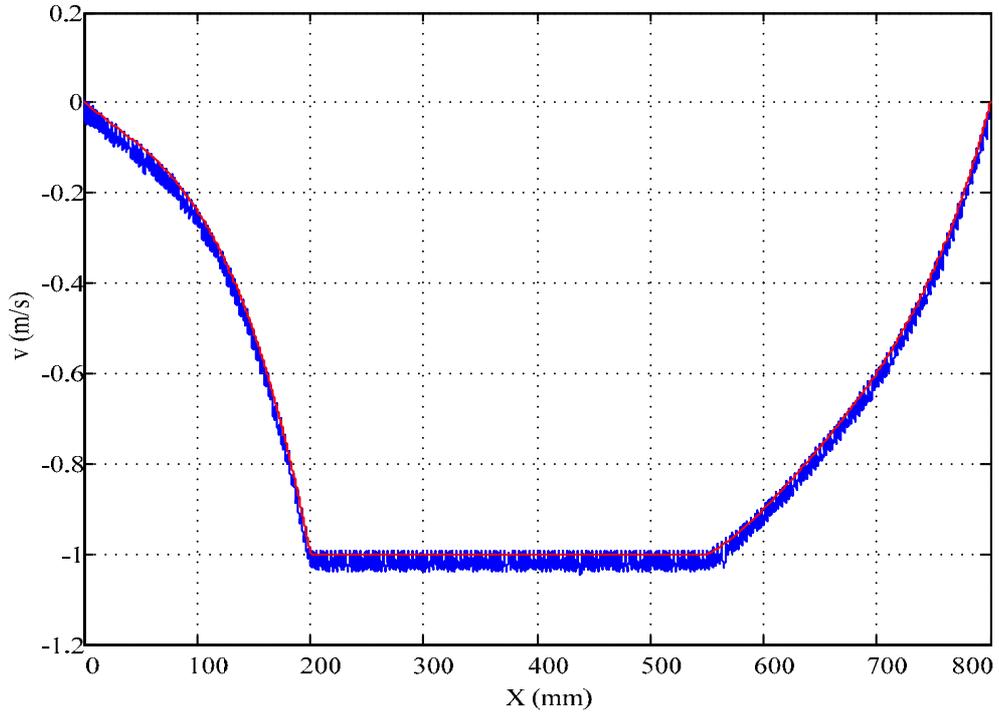
Şekil 5.10. Motorun geri yönde çalışırken pozisyona göre referans hız modeli



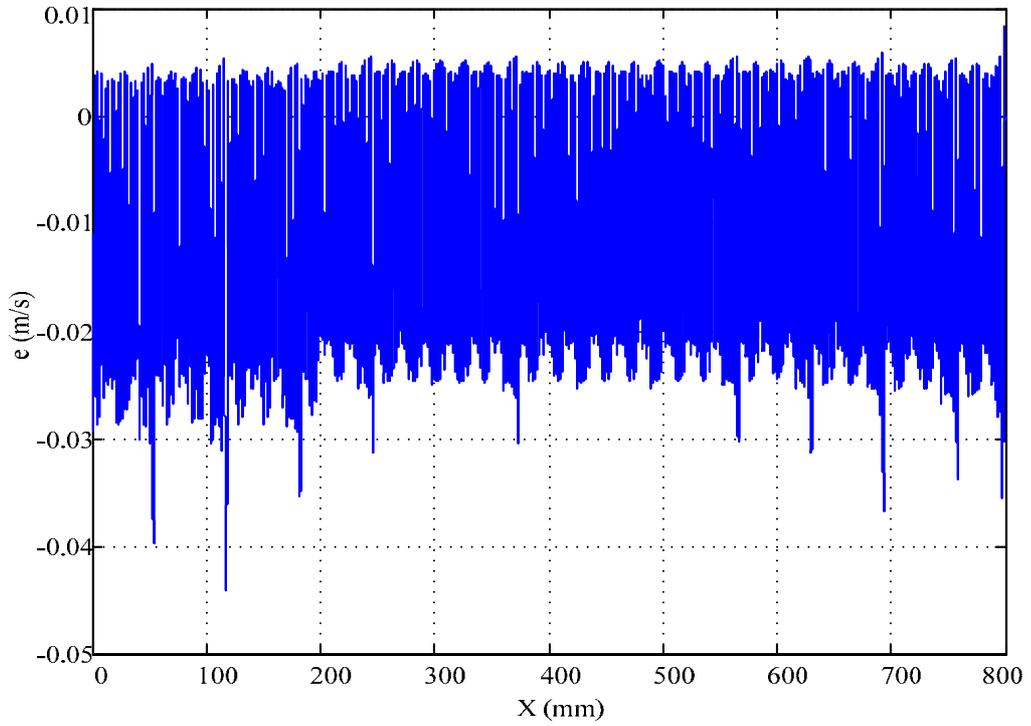
Şekil 5.11. Motorun geri yönde çalışırken pozisyona göre referans hız eğrisi

Geri yöndeki hızın PI metodu ile LARM' ye uygulandıktan sonra elde edilen hız eğrisi Şekil 5.12'de verilmiştir. Burada yine başlangıçta  $k_i$  için 1 ve  $k_p$  için 62 değerleri kullanılmıştır. Burada motor ters yönde hareket etmektedir ve Şekil 5.12'dan görüldüğü gibi motorun geri yönde yavaşlama eğrisinde 25 mm'de motor hızı -1 m/s' ye ulaşmıştır. Daha sonra motor 35 mm -1 m/s hızla ilerlemiş ve 15 mm'nin sonunda yavaşlama hareketini gerçekleştirmiştir.

Şekil 5.13'de PI kontrollü LARM'nin referans hız ile gerçek hız arasındaki hata eğrisi verilmiştir. Burada hatanın daha çok negatif yönde görülmektedir ve hata değeri negatif yönde kararlılığa ulaşmadan önce 0.043 m/s kararlılığa ulaştıktan sonra ise 0.025 m/s kadar olmaktadır. Pozitif yönde ise kalkınmada en büyük hata değeri 0.05 m/s kadar olmaktadır ve sabit olduğu görülmektedir.



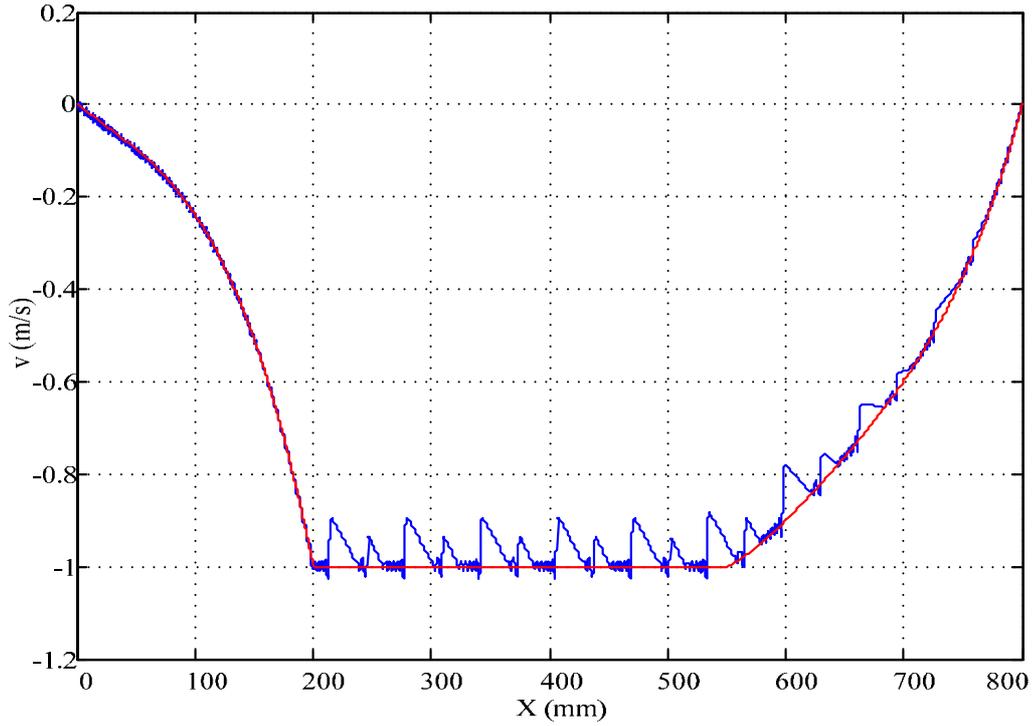
Şekil 5.12. Motorun geri yönde çalışırken pozisyona göre hız eğrisi ve referans eğrisi



Şekil 5.13. Geri yöndeki hız ve referans hız farkı

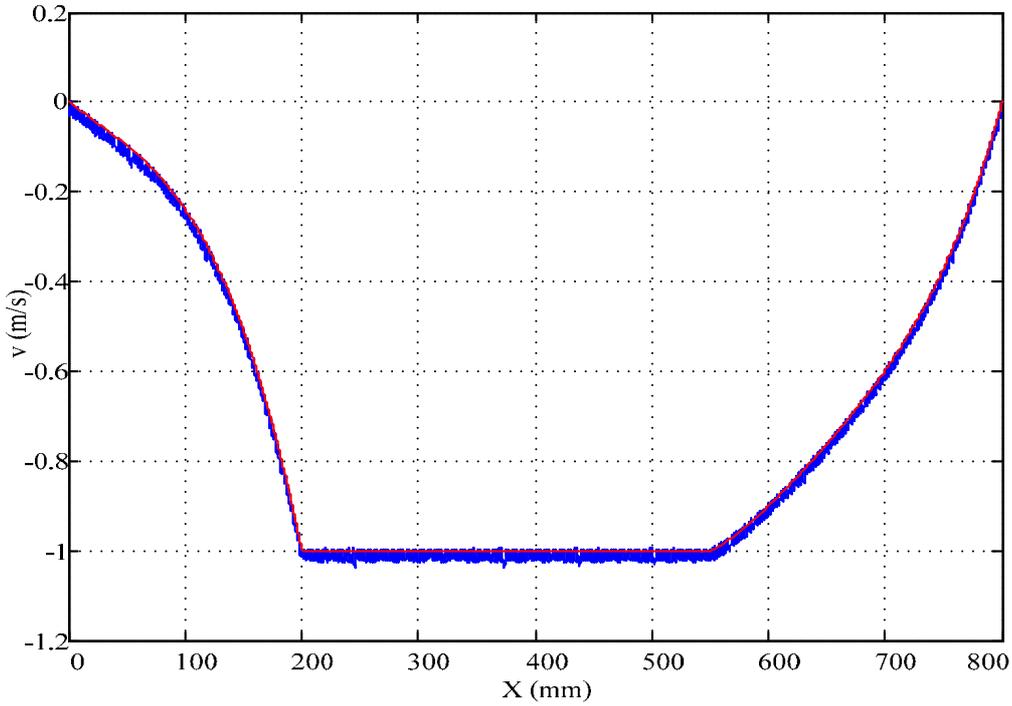
Motor yükü yarısı kadar azaltıldığında elde edilen hız eğrisi Şekil 5.14’de verilmiştir. Motor 60 mm’ ye kadar referans hıza ulaşamamış ve salınımların oldukça fazla olduğu görülmektedir.

n



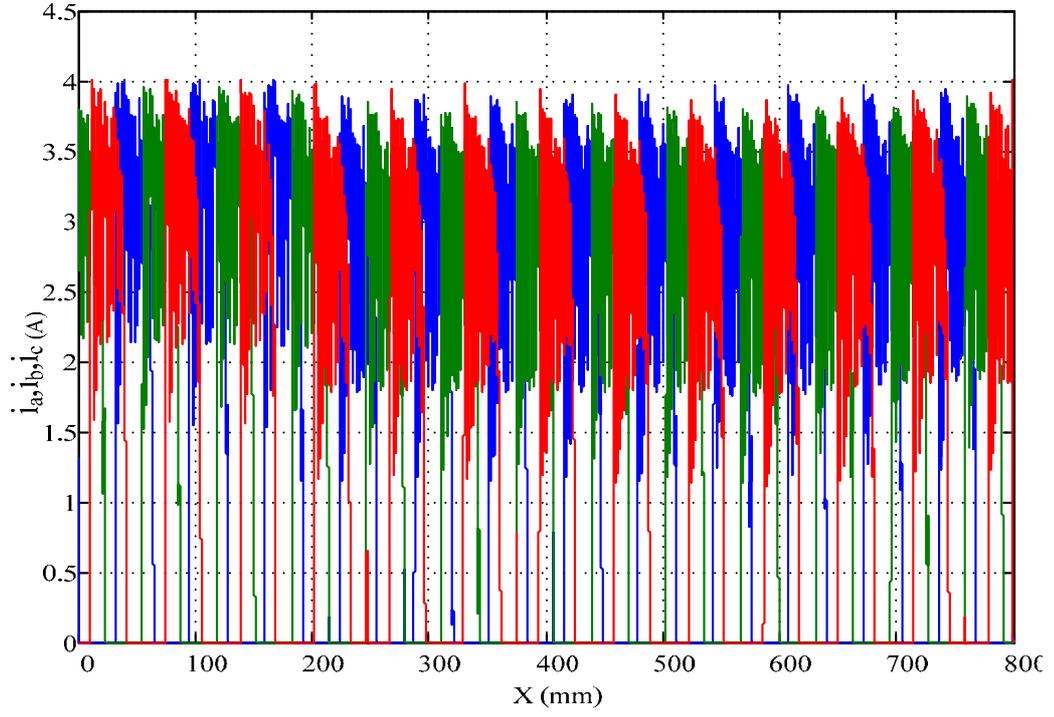
Şekil 5.14. Motor yükü azaltıldığında pozisyona göre hız eğrisi ve referans eğrisi

Motor sabit hızında PI parametreleri ki 100 ve  $k_p$  200 olarak değiştirildiğinde elde edilen hız değişimi de Şekil 5.15’ de verilmiştir. Burada bir önceki grafiğe göre daha düzgün bir grafik elde edilmiştir.

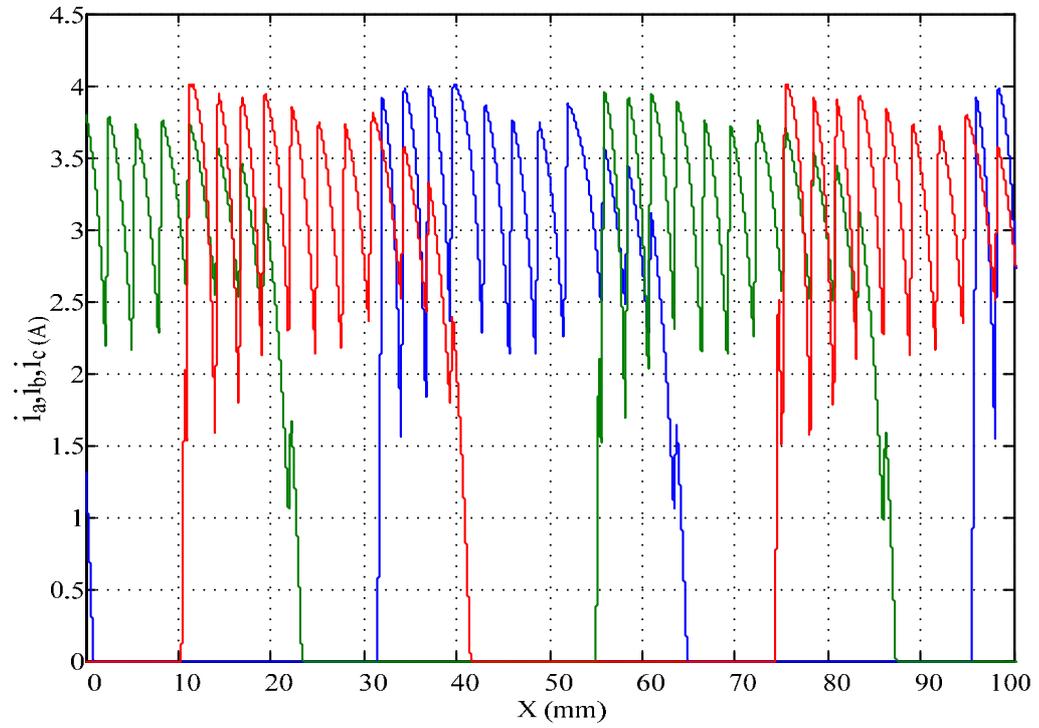


Şekil 5.15. PI Parametreleri değiştirildiğinde

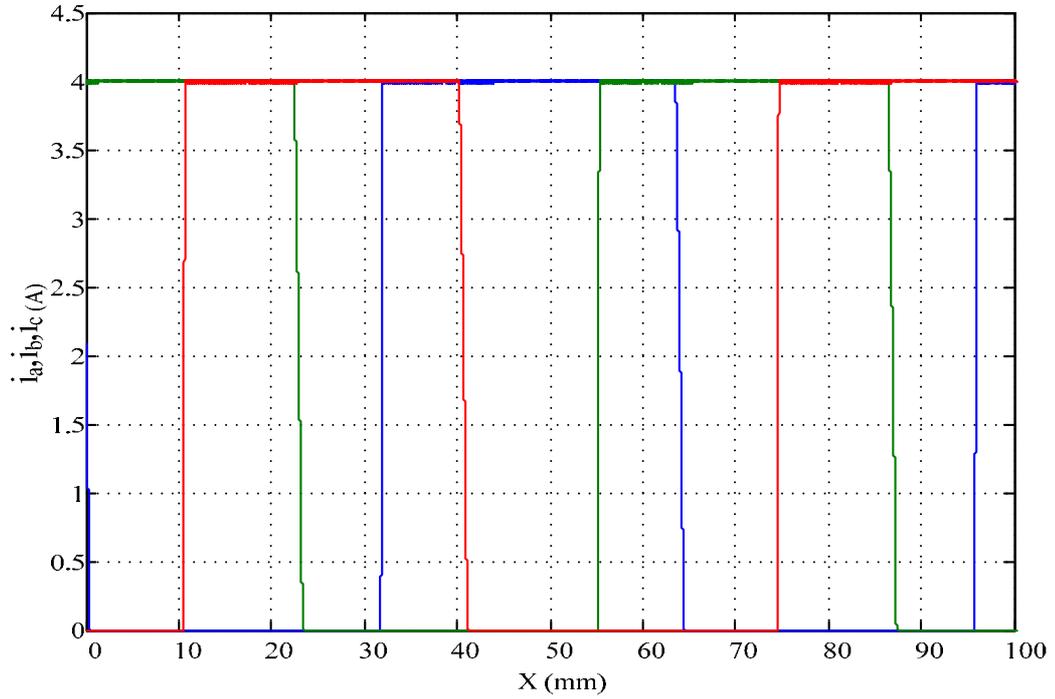
Şekil 5.16' da ve 5.17'de LARM' nin geri yönde PI kontrollü akımları verilmiştir. LARM'nin yükü 2 katı kadar artırılarak akımları tekrar incelenmiştir elde edilen akım eğrileri Şekil 5.18' de verilmiştir. Şekil 5.16'da ve Şekil 5.17'de 80 N yük altında motorun faz akımları görülmektedir. Şekil 5.18'de ise motor yükü 5 katı artırıldığındaki ilk 100 mm hareketindeki faz akımları görülmektedir. Bu şekillerden görüldüğü gibi motor 80 N yük altında referans hızı geçtiği için akım maksimum değerine ulaşmamış ve akımda her hangi bir kıyım yapılmamıştır. Ancak referans hız geçildiği için anahtarlar faz akımının ortalama değerinin daha da düşürülmesi için pozisyon faz bitim noktasına gelmeden daha önce kesilmiş ve hız referans hıza düşünce tekrar akım verilmiştir. Yük 5 kat artırıldığına ise motor kalkınmada zorlanmış ve faz akımlarının değeri yükselerek referans değeri de geçmiştir. Bu durumda faz akımları kesilerek kıyım yapılmış ve referans değerin aşılması izin verilmemiştir. Böylece hem anahtarların yanması hem de motor sargılarının hasar görmemesi sağlanmıştır.



Şekil 5.16. LARM' nin PI kontrollü faz akımları

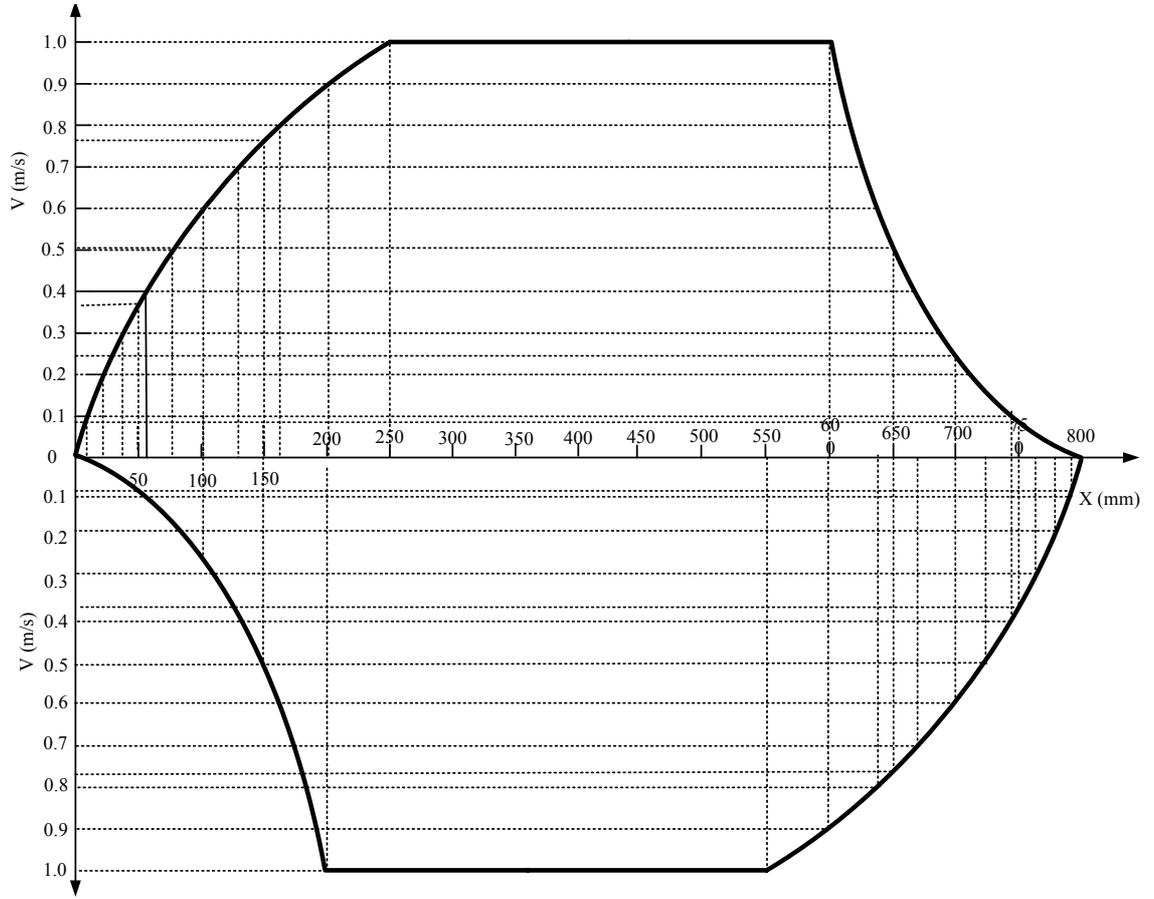


Şekil 5.17. LARM' nin PI kontrollü faz akımları



Şekil 5.18. LARM' nin PI kontrollü faz akımları

Motor asansör kapısı yükü altında çalışırken önce ileri yönde hareket etmekte daha sonra ise geri yönde hareket etmektedir. Fakat kapı önüne herhangi bir cisim geldiğinde kapı cisme çarpmamak için geri yönde hareket edecektir. Bu yön değiştirme hareketi sırasında hangi pozisyonda olursa olsun ters yönde hareket edeceğinden geri hareketteki referans hız ileri yöndeki hızın tersi yönünde olacaktır. Böylece hangi konumda ters yönde hareket ederse etsin o pozisyonda geri gidiş referans hızı belirlenmiş olacaktır. Motorun ileri ve geri hareketi sırasında belirlenen referans hız grafiği Şekil 5.19'da verilmiştir. Bu şekil kapının tüm hareketini içerdiğinden önemlidir.



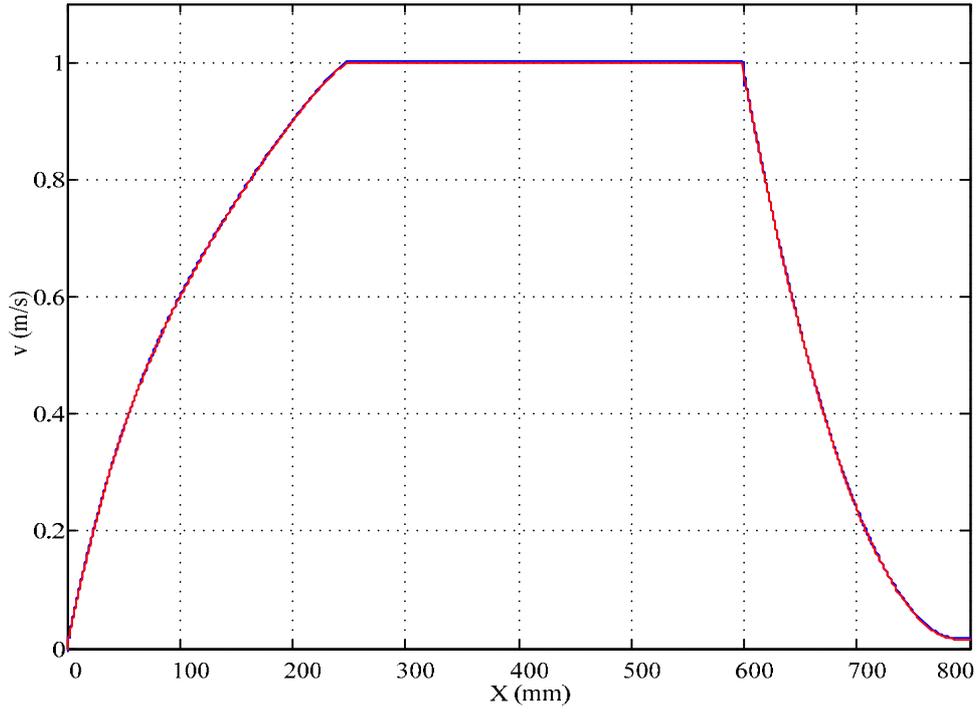
Şekil 5.19. Motorun ileri ve geri yönde çalışırken pozisyona göre referans hız eğrisi

## 5.2. Bulanık Mantık ile Hız Kontrolü

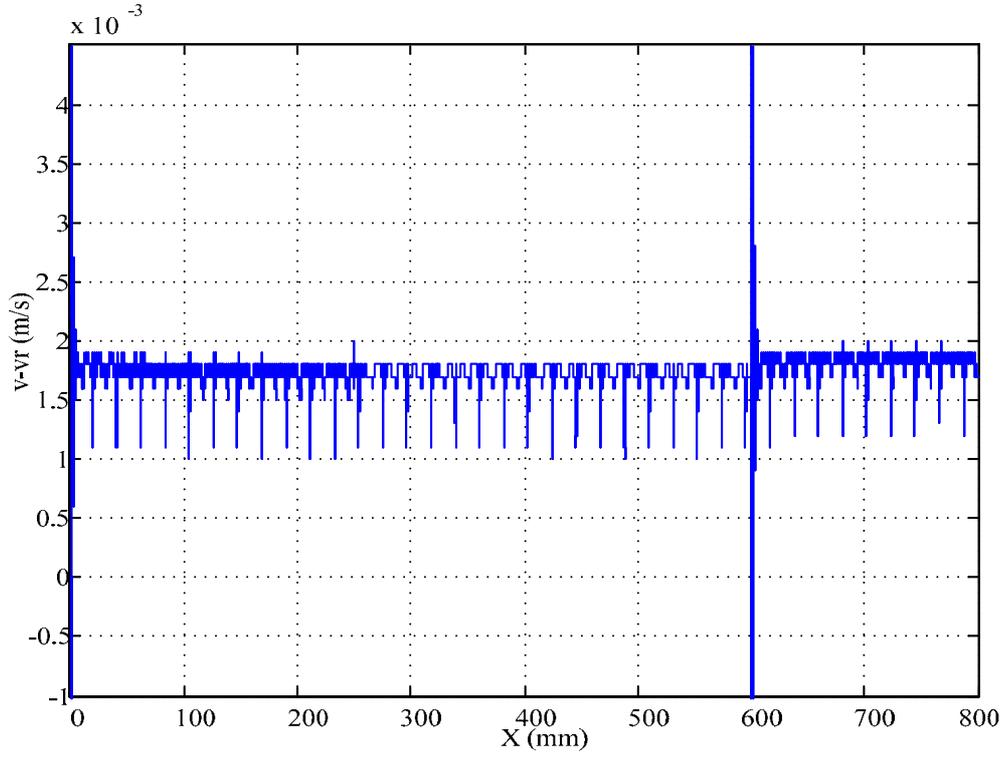
### 5.2.1. LARM' nin ileri yönde referans hızı kullanılarak kontrolü

Şekil 5.2'de verilmiş olan referans eğrisi Bulanık Mantık kontrolündeki LARM'ye uygulandıktan sonra elde edilen hız eğrisi Şekil 5.20'de verilmiştir. Şekil 5.20'den görüldüğü gibi motorun ileri yönde hızlanma eğrisinde 25 mm de motor hızı 1 m/s'ye ulaşmıştır. Daha sonra motor 35 mm 1 m/s hızla ilerlemiş ve 15 mm ise yavaşlama hareketini gerçekleştirmiştir. Şekil 5.20'de görüldüğü gibi elde edilen hız eğrisi referans hız eğrisine oldukça yakındır.

Şekil 5.21’de Bulanık Mantık kontrollü LARM’nin referans hız ile gerçek hız arasındaki hata eğrisi verilmiştir. Burada hatanın pozitif yönde olduğu görülmektedir. Pozitif yöndeki hata 0,001 m/s ile 0,002 m/s arasında sabit olduğu görülmektedir. Burada en büyük hata değeri 600 mm olup hata burada negatif yönde görülmektedir.



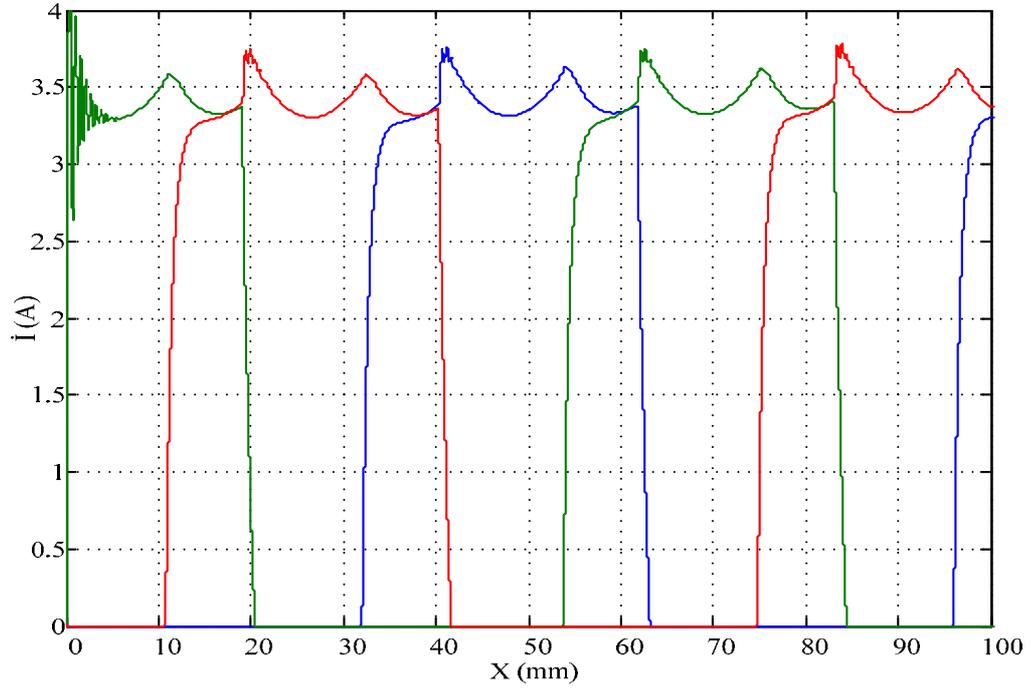
Şekil 5.20. LARM' nin bulanık mantık kontrollü ileri yönde hız değişimi



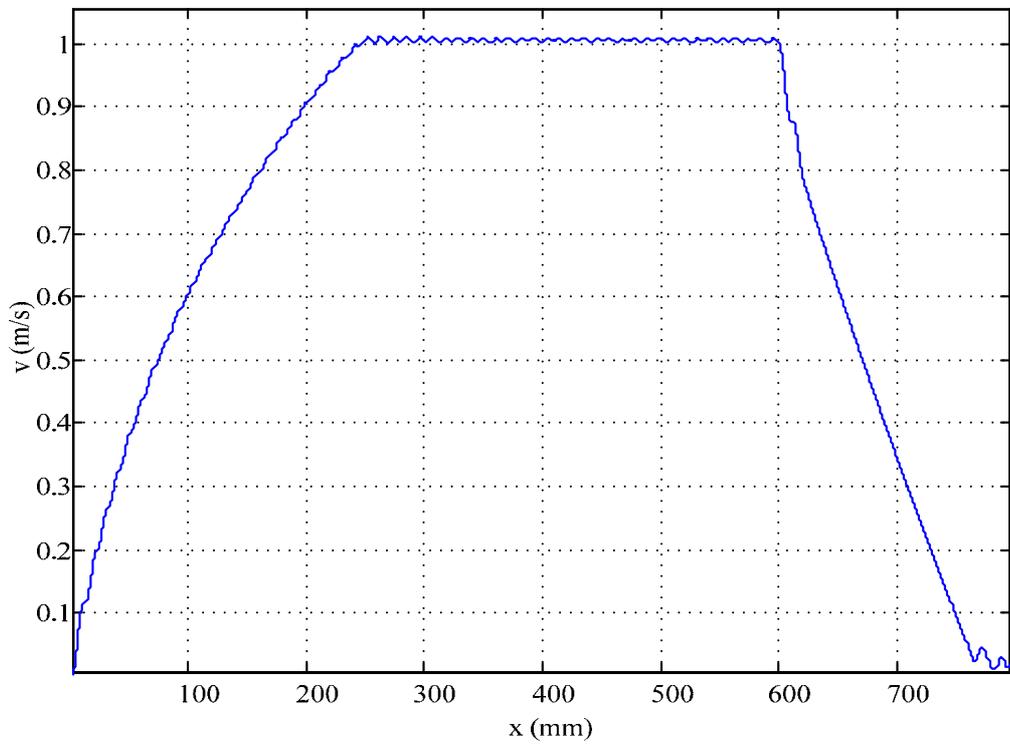
Şekil 5.21. İleri yöndeki hız ve referans hız farkı

Şekil 5.22’de 80 N yük altında motorun faz akımları görülmektedir. Bu şekilden görüldüğü gibi motor 80 N yük altında referans hızı geçtiği için akım maksimum değerine ulaşmamış ve akımda her hangi bir kıyım yapılmamıştır.

Şekil 5.23’de farklı Bulanık Mantık parametreleriyle elde edilen ileri yönde hız eğrisi verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi hızlanma eğrisinde 25 mm de motor hızı 1 m/s’ ye ulaşmış, motor 35 mm 1 m/s hızla ilerlemiş ve yine 15 mm ise yavaşlama hareketini gerçekleştirmiştir. Bir önceki ileri yönde hız eğrisine göre daha fazla salınım görülmektedir.



Şekil 5.22. LARM' nin bulanık mantık kontrollü yük değişimine karşı faz akımları

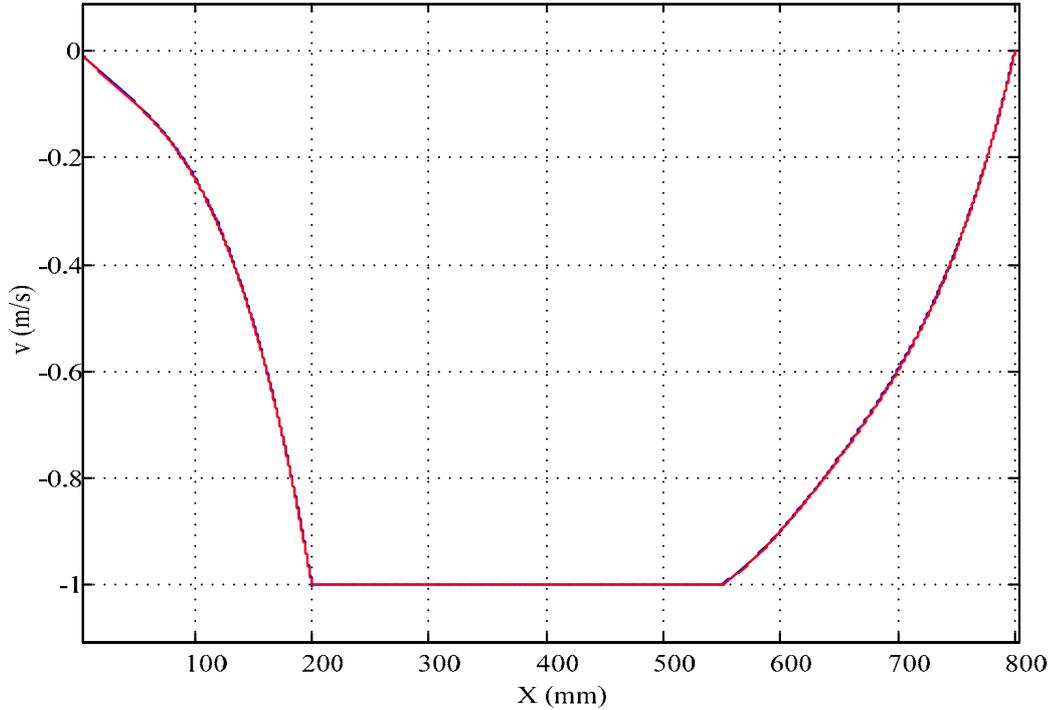


Şekil 5.23. LARM' nin bulanık mantık kontrollü ileri yönde hız değişimi

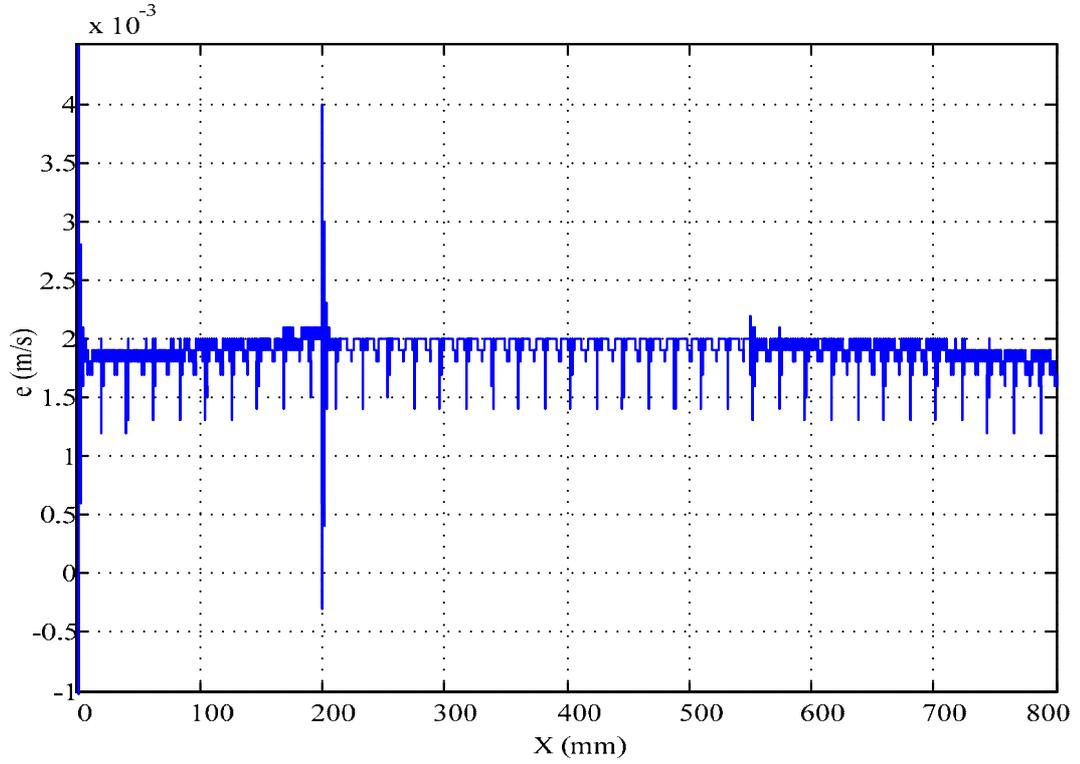
### 5.2.2. LARM' nin geri yönde referans hızı kullanılarak kontrolü

Şekil 5.10'da verilen geri yöndeki referans hızın Bulanık Mantık metodu ile LARM' ye uygulandıktan sonra elde edilen hız eğrisi Şekil 5.24'de verilmiştir. Burada motor ters yönde hareket etmektedir ve Şekil 5.24'den görüldüğü gibi motorun geri yönde yavaşlama eğrisinde 25 mm de motor hızı  $-1 \text{ m/s}$ ' ye ulaşmıştır. Daha sonra motor 35 mm  $-1 \text{ m/s}$  hızla ilerlemiş ve 15 mm'nin sonunda yavaşlama hareketini gerçekleştirmiştir. Yine şekilden görüldüğü elde edilen hız eğrisi referans eğrisine oldukça yakındır ve salınımın hemen hemen hiç olmadığı görülmektedir.

Şekil 5.25'de Bulanık Mantık kontrollü LARM'nin referans hız ile gerçek hız arasındaki hata eğrisi verilmiştir. Burada hatanın daha çok pozitif yönde olduğu görülmektedir ve hatanın  $0.001 \text{ m/s}$  ve  $0.002 \text{ m/s}$  arasında olduğu görülmektedir. Şekilde 200 mm'de hatanın negatif yönde de olduğu görülmektedir ve hatanın en büyük olduğu kısımdır. Fakat hatanın değerinin çok küçük olmasından dolayı bu hata değeri göz ardı edilebilir.

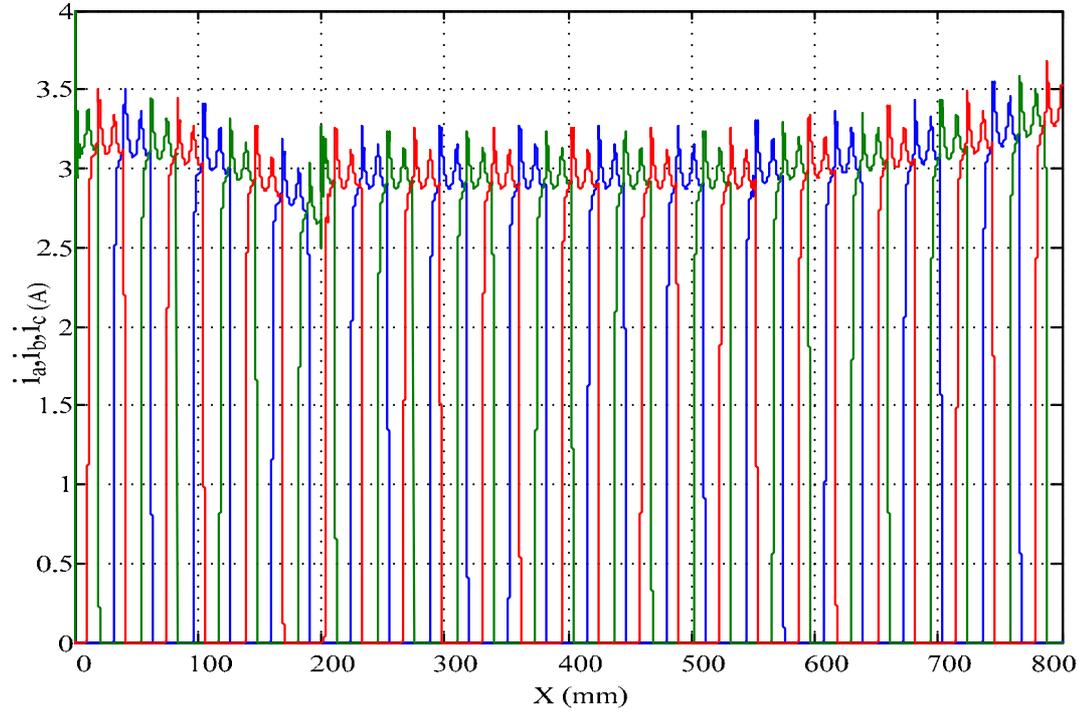


Şekil 5.24. LARM' nin bulanık mantık kontrollü geri yönde hız değişimi

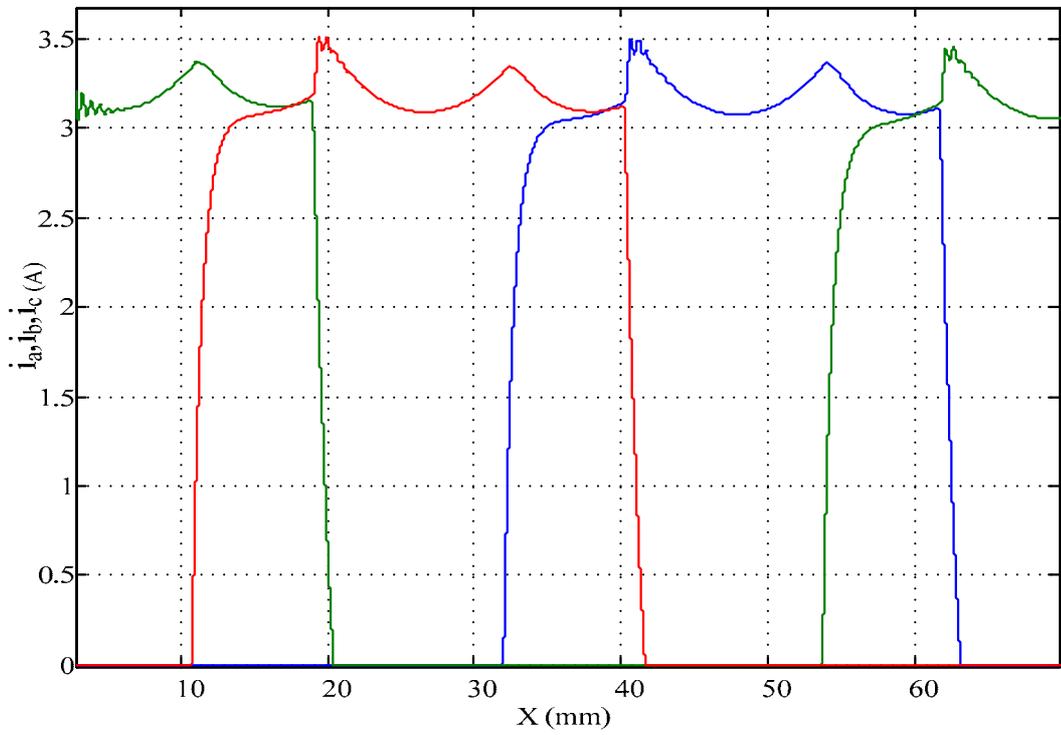


Şekil 5.25. LARM' nin bulanık mantık kontrolünde geri yöndeki hız ve referans hız farkı

Şekil 5.26'de 80 N yük altında motorun faz akımları görülmektedir. Bu şekilden görüldüğü gibi motor 80 N yük altında referans hızı geçtiği için akım maksimum değerine ulaşmamış ve akımda her hangi bir kıyım yapılmamıştır. Şekil 5.27'de geri yöndeki hızın ilk 64 mm'lik akım eğrisi verilmiştir.



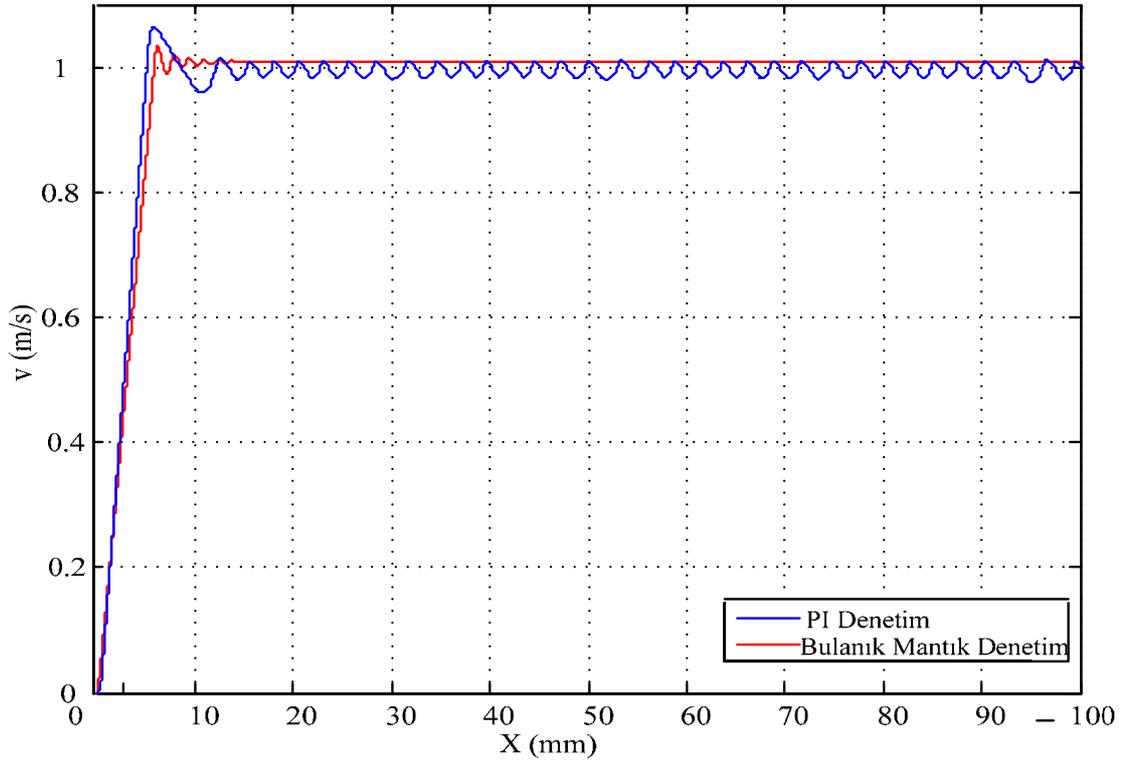
Şekil 5.26. LARM' nin bulanık mantık kontrolünde geri yönde faz akımları



Şekil 5.27. LARM' nin bulanık mantık kontrollü yük değişimine karşı faz akımları

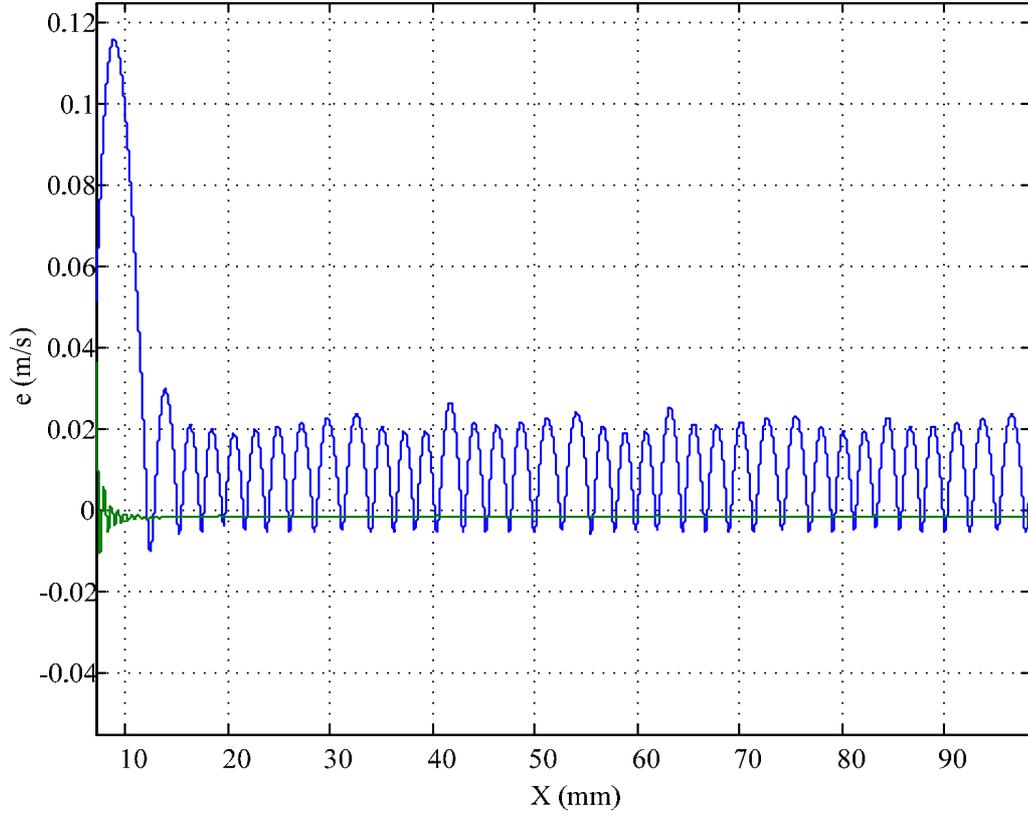
### 5.3. PI ve Bulanık Mantık Kontrollü LARM' nin Hızının Karşılaştırılması

Şekil 5.28' de LARM'nin 1m/s doğrusal hız referans hızda PI ve Bulanık Mantık denetimindeki hız eğrileri verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi Bulanık Mantık Denetimli hız eğrisi PI denetimli hız eğrisine göre referans hıza daha yakındır.



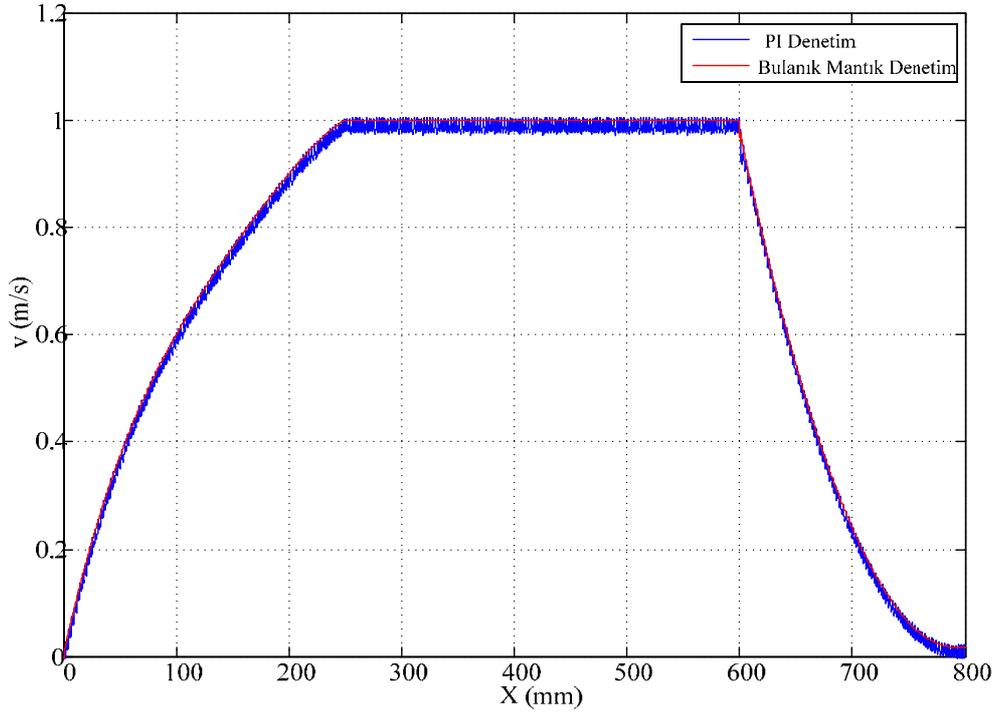
Şekil 5.28. LARM' nin doğrusal hızının PI ve Bulanık Mantık Denetleyicileri ile karşılaştırılması

Şekil 5.29'da LARM' nin doğrusal hız hatasının PI ve Bulanık Mantık Denetleyicileri birlikte verilmiştir.

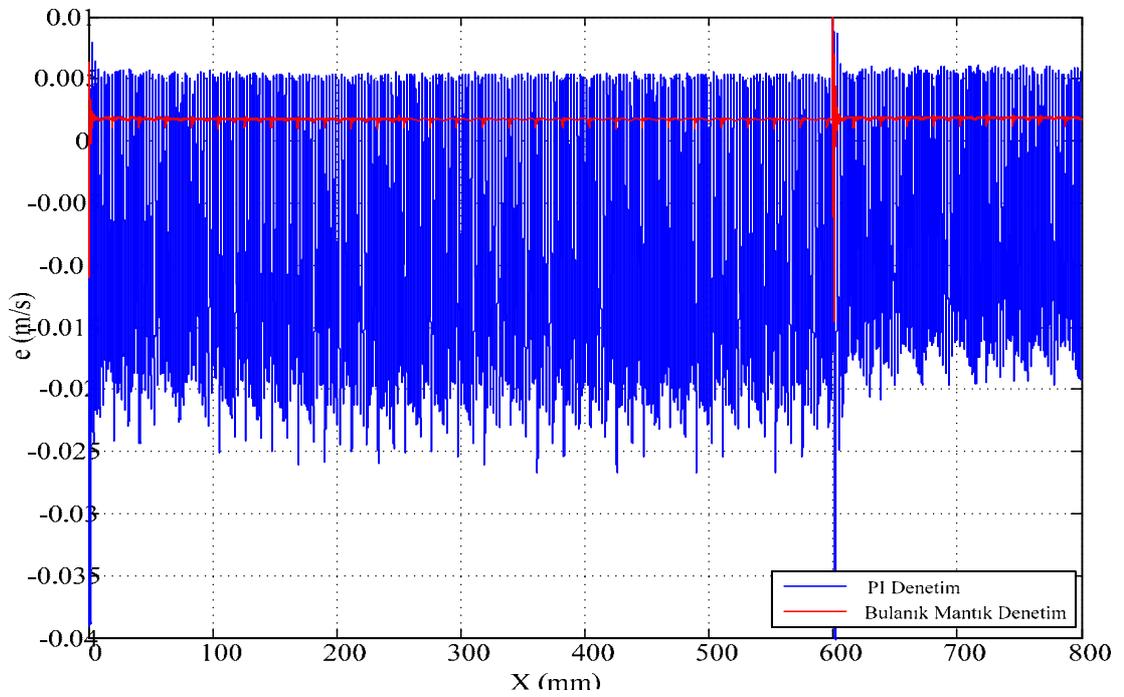


Şekil 5.29. LARM' nin doğrusal hız hatasının PI ve Bulanık Mantık Denetleyicileri ile karşılaştırılması

Şekil 5.30 LARM' nin ileri yönde hızının PI ve Bulanık Mantık Denetleyicileri ile birlikte verilmiştir. Şekil 5.31'de LARM'nin hız hatası PI ve Bulanık Mantık Denetleyicileri ile birlikte verilmiştir.

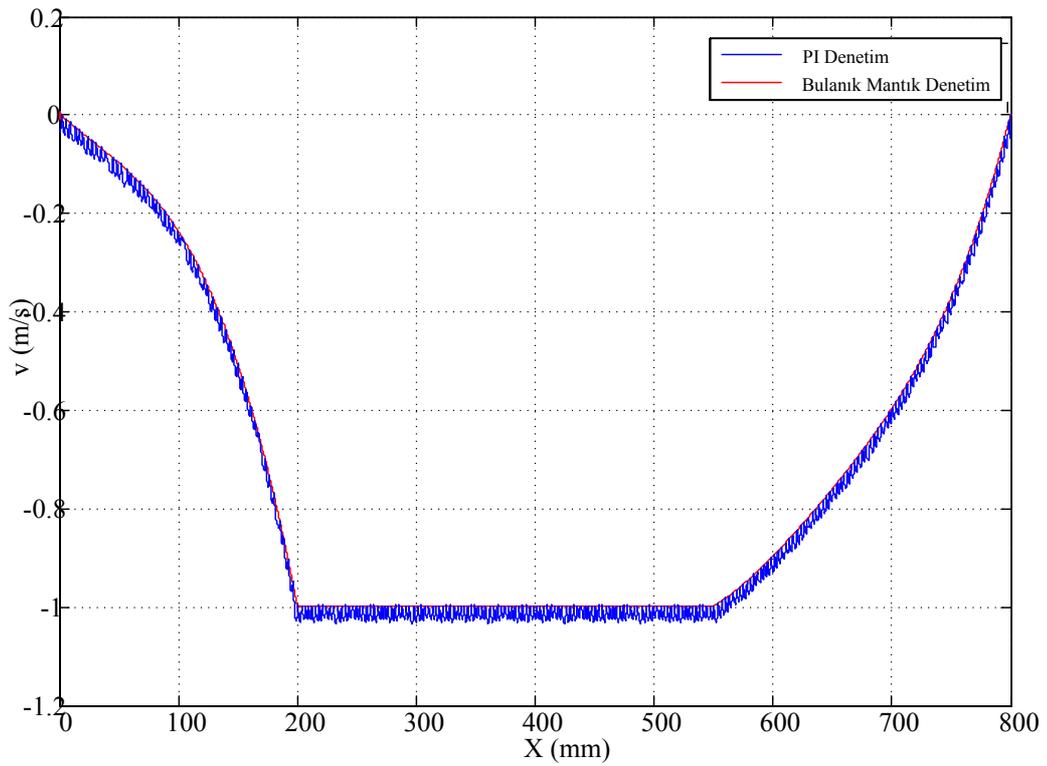


Şekil 5.30. LARM' nin ileri yönde hızının PI ve Bulanık Mantık Denetleyicileri ile karşılaştırılması

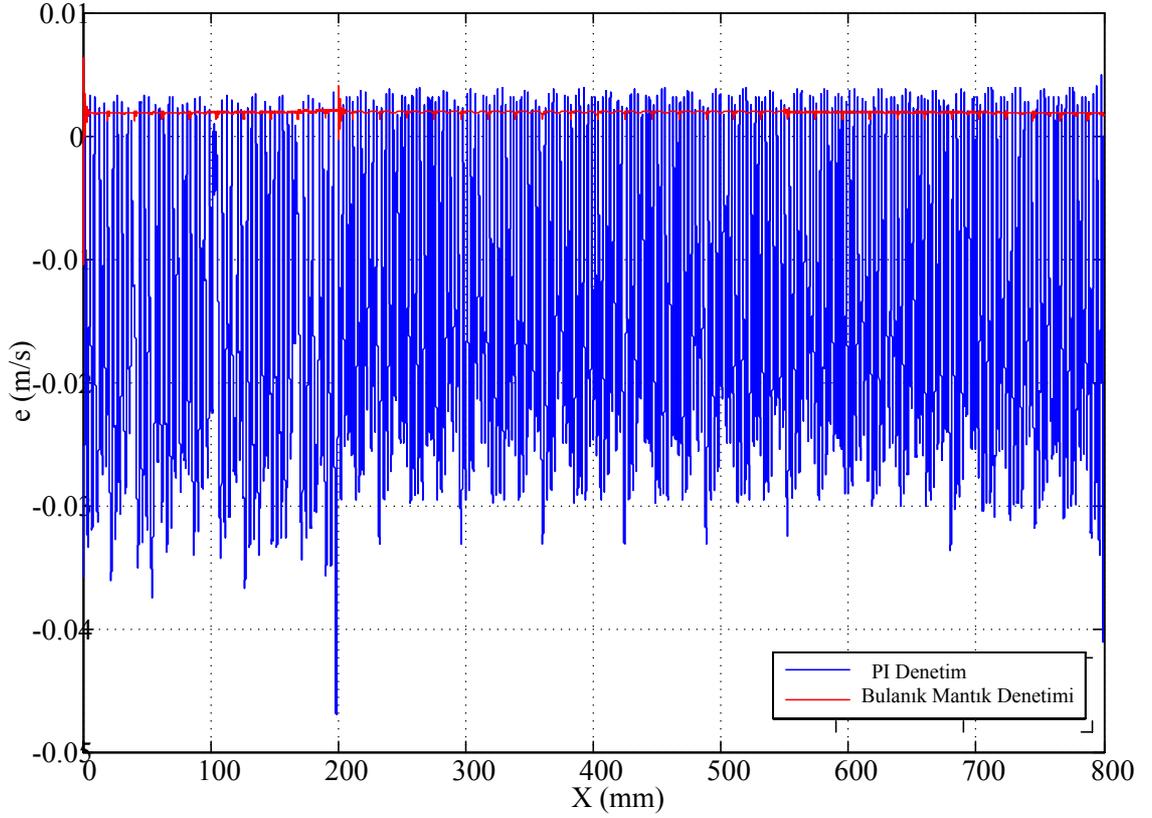


Şekil 5.31. LARM' nin hız hatasının PI ve Bulanık Mantık Denetleyicileri ile karşılaştırılması

Şekil 5.32’de LARM’ nin geri yönde hızının PI ve Bulanık Mantık Denetleyicileri ile birlikte verilmiştir. Şekil 5.33 LARM’ nin hız hatasının PI ve Bulanık Mantık Denetleyicileri ile birlikte verilmiştir. PI denetimde hız hatasının daha çok negatif yönde olduğu görülürken Bulanık Mantık denetimde pozitif yöndedir. Her iki hız hatasının da çok küçük değerlerde olduğu görülmektedir. Buna rağmen Bulanık Mantık denetimde hız hatası daha küçüktür.



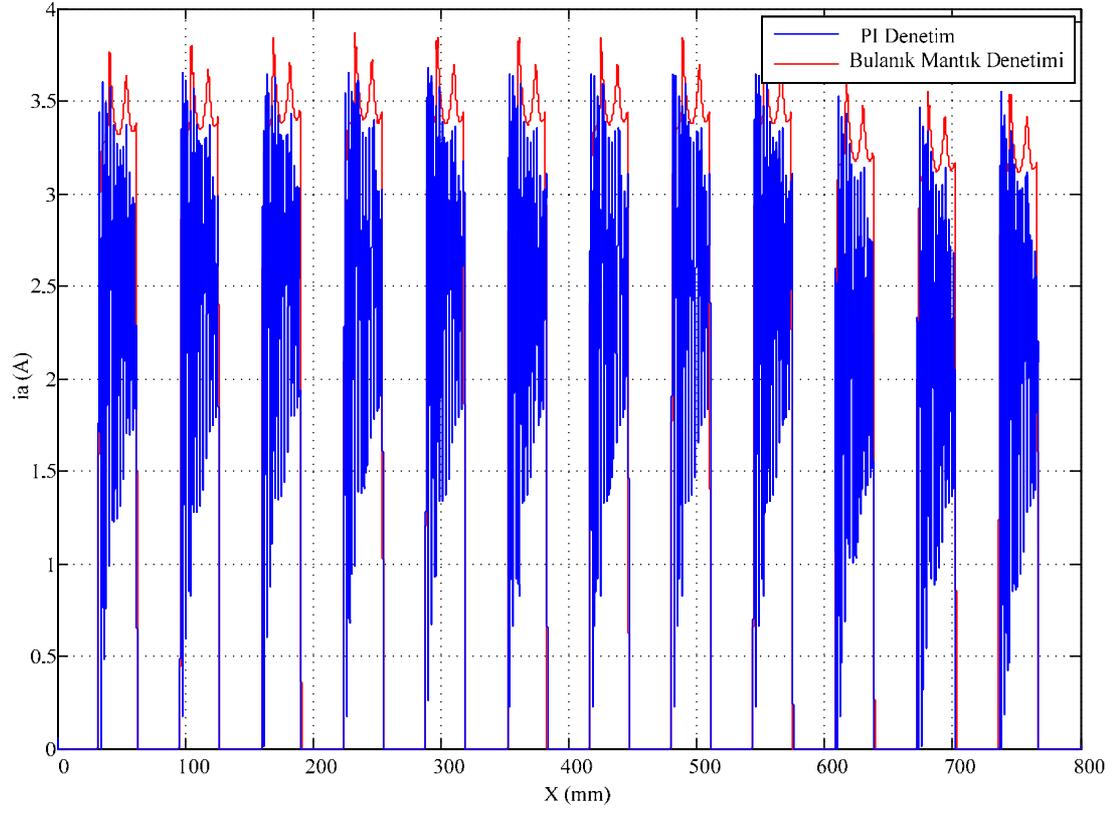
Şekil 5.32. LARM’ nin geri yönde hızının PI ve Bulanık Mantık Denetleyicileri ile karşılaştırılması



Şekil 5.33. LARM' nin hız hatasının PI ve Bulanık Mantık Denetleyicileri ile karşılaştırılması

Doğrusal, ileri yönde ve geri yönde üç hız eğrisinden ve hız hatalarından görüldü üzere PI denetimde pozitif yönde en büyük hız hatasının yaklaşık 0,001 m/s ve negatif yönde hız hatası -0,004 m/s olduğu görülmüştür. Buna rağmen Bulanık Mantıktaki hız hatası pozitif yönde 0,001 m/s 'dir ve her iki denetimde de hız hatalarının çok küçük olduğu varsayılırsa Bulanık mantık denetimde hız hatası PI denetimde hız hatasından oldukça küçüktür ve göz ardı edilebilecek değerdir. Her üç karşılaştırmadan da görüldüğü üzere Bulanık mantık denetimi LARM' nin hız denetimi için en uygun olandır.

Şekil 5.34' de LARM' nin PI ve Bulanık Mantık Denetimli tek faz akımları bir arada verilmiştir.



Şekil 5.34. LARM' nin PI ve Bulanık Mantık Denetimli akımlarını karşılaştırılması

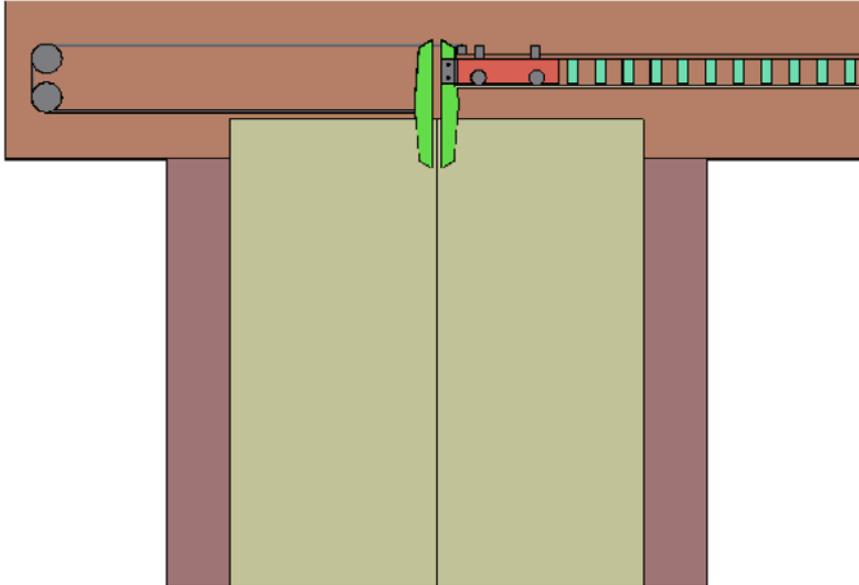
## 6. DENEYSEL SONUÇLAR

Tasarlanan sistem güç kaynağı, klasik konvertör ve LARM'den oluşmaktadır. Simülasyon için kullanılan LARM 3 faz, 6/4 kutuplu, 8A, 24 V, 250 W, 1 m/s nominal hız,  $B=0,0012$  sürtünme katsayılı,  $m=25$  kg ağırlığa sahiptir. Kaynak gerilimi 24 V ve klasik konvertör çıkışı sabittir.

Simülasyon ve uygulamasında, ortak transfer hızı ve transfer açısı sırasıyla 0–50 ve 150 olarak ayarlanmaktadır. LARM hızı hız geri beslemesi ile Bulanık mantık ve PI kontrol yöntemleri ile kontrol edilmektedir. Faz akımlarının anahtarlama açısı hiçbir negatif kuvvet üretemeyecek şekilde düzenlenmiştir. Bu şekilde daha önceki bölümlerde simülasyonu detaylı olarak açıklanan motorun burada aynı algoritma ile uygulaması yapılmıştır.

### 6.1. Deney İçin Seçilen Yük Olan Asansör Kapısı ve Mekanizması

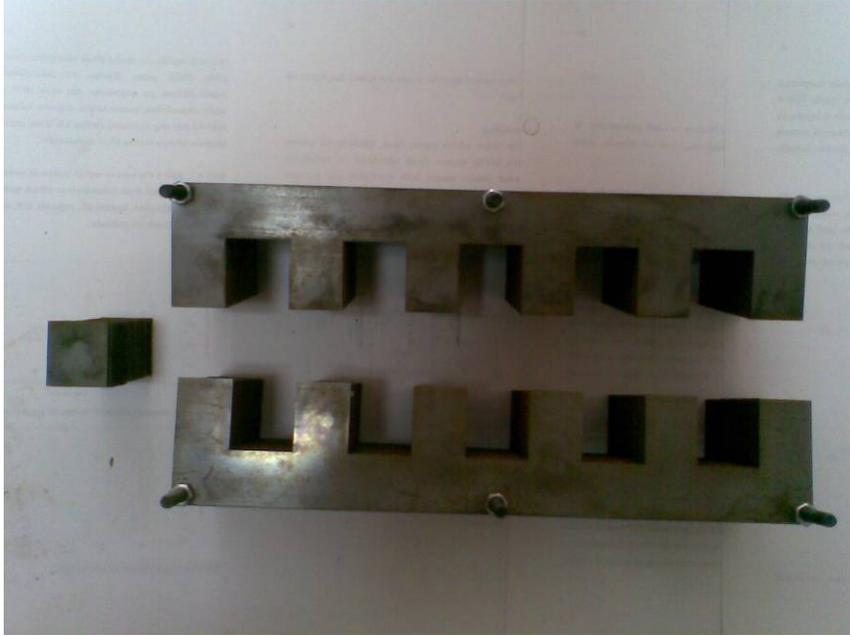
Deney için seçilen otomatik kapının montaj planının resmi Şekil 6.1'de verilmiştir.



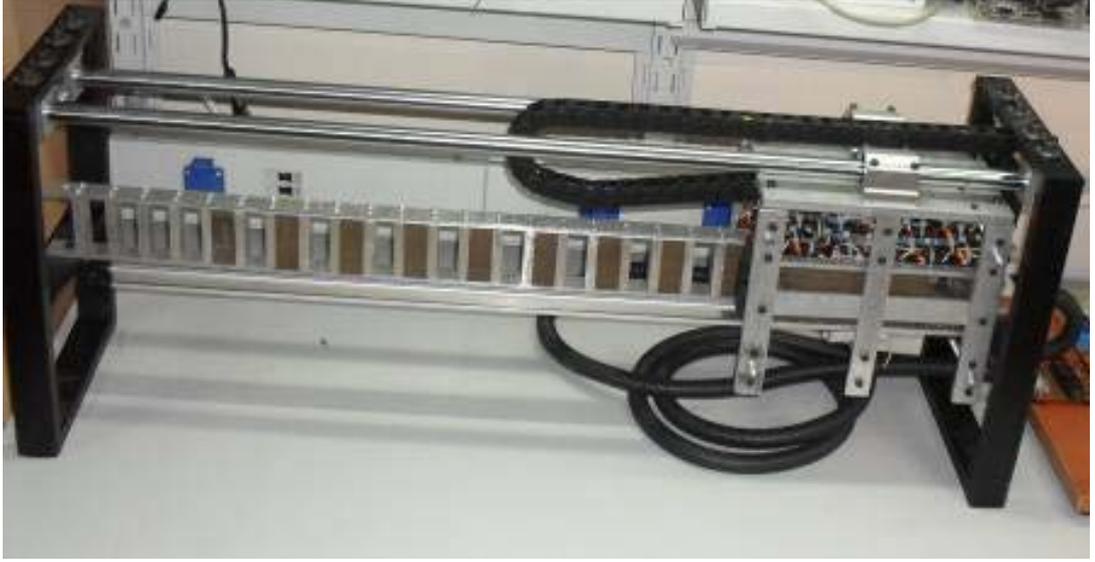
Şekil 6.1. LARM'nin kapıya montaj planı

## 6.2 Tasarımı ve Montajı Tamamlanmış LARM

Fiziksel ve geometrik boyutları belirlenen LARM'nin motorun gücüne uygun olarak hava aralığı ve rotor, translator kutuplarının geometrik ölçülerine göre ideal endüktans profili çıkartılmıştı. Endüktans profili çıkarılan LARM'nin MAXWEL-ANSOFT programında manyetik analizleri yapılmıştı. Bu aşamalardan sonra belirlenen değerlere uygun olarak translator ve rotor sacları lazer kesim yöntemi ile kesilmiştir. Translator ve rotor yapımında kullanılan saclar 0,3 mm kalınlığındadır. Şekil 2.3.'de verilmiş olan LARM'nin 3 boyutlu görüntüsünde olduğu gibi translator ve rotor sacları üst üste 200 adet olacak şekilde paketlenmiştir. Sacların paketlenmiş resmi Resim 6.1.'de verilmiştir. Bobinler motorun gerilimine uygun olarak 200 sipir olarak hesaplanmış ve uygun şekilde sarılarak translatora yerleştirilmiştir. LARM'nin rotoru ise 800 mm uzunluğunda ve translator arasında kalacak şekilde yerleştirilmiştir. Resim 6.2.'de otomatik kapıya yerleştirilebilecek durumda imalatı yapılmış LARM'nin görüntüsü verilmiştir.



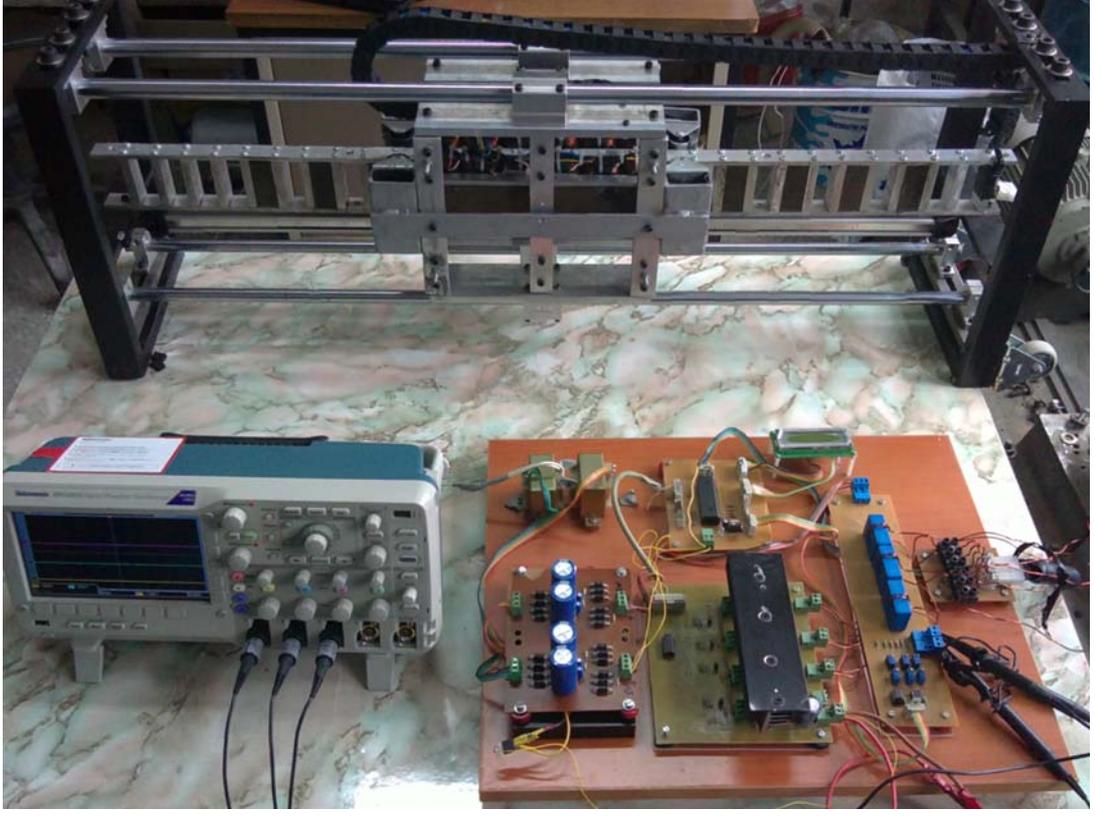
Resim 6.1. Translator ve rotor sacları



Resim 6.2. LARM'nin görüntüsü

### 6.3. Motorun Sürme Devresi Şeması

Bu çalışmada 4 kutuplu 3 fazlı, 250 W olarak tasarlanan ve otomatik kapı tahrikinde kullanılan LARM' nin kontrolü için PIC 18F452 mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. Motor kapı ivme ve hareket yönünü algılanarak lineer enkoder ile daha doğru kontrol altına alınmıştır.



Resim 6.3. LARM deney düzeneği ve sürme devresinin görünümü

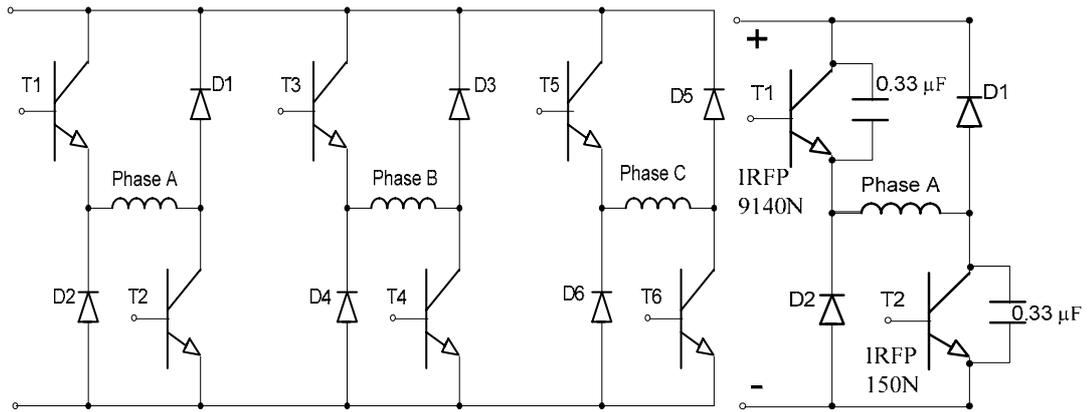
#### 6.4. LARM Yapısı ve Sürücüsü

LARM' nin basit yapısı Çıkık Kutuplu rotor ve translotordan oluşur [12-15], [53]. Kontrollü LARM çift taraflı ve karşılıklı sargıları paralel bağlanmış olarak tasarlanmıştır. Aynı tarafta aynı faz sargıları ise seri bağlanmıştır. Motorun rotor ve translatoru silisli çelik sacdan paketlenmiştir. Translatorda faz sargıları bulunmasına rağmen rotorda herhangi bir sargı ve mıknatıs bulunmamaktadır.

#### 6.5. LARM Konvertör Devresi

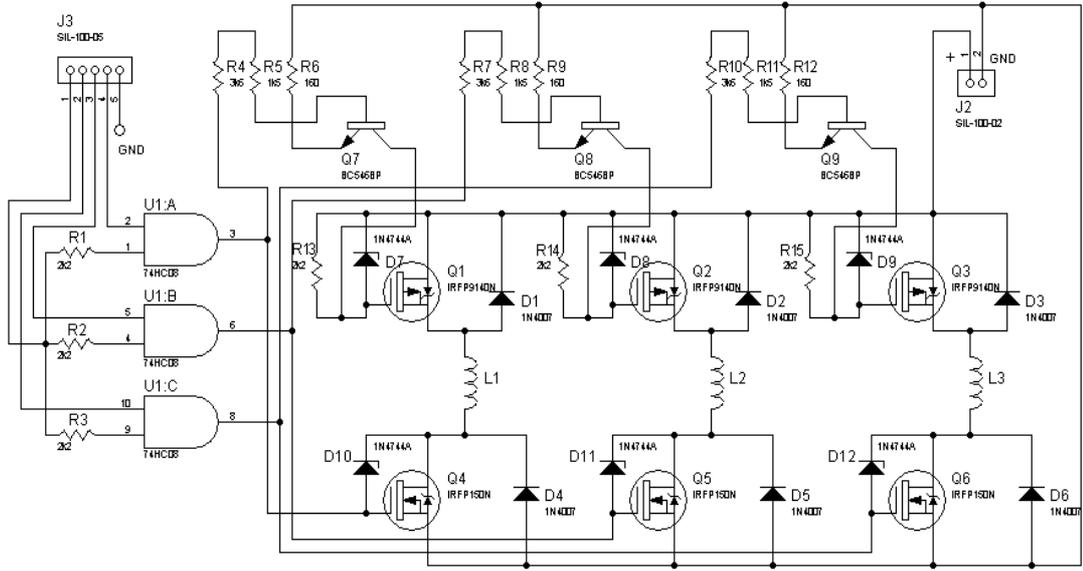
Bir translator kutbu enerjilendiğinde en yakın rotor kutbu hizalı pozisyonda olmayan (relüktansın en az olduğu pozisyon). translator kutbu tarafından çekilir. Aynı zamanda motor çekme kuvveti artarken manyetik devrede relüktans azalır. Böylece

rotor hizalı pozisyondayken ile yönde çekme kuvveti endüklenmez ancak kutuplar yönündeki çekme kuvveti artar. Çekme kuvvetini etkileyen diğer bir parametre faz akımlarıdır ve bu kuvvet akımın karesiyle doğru orantılıdır. Faz geçişi sırası değiştiğinde, motorun hareket yönü de değişir. Konvertör özelliği motor performansını etkileyebilir. Bu çalışmada klasik konvertör devresi kullanılmış ve 3 faz devre şeması ile bir faza ait snubber devresi Şekil 6.2’de verilmiştir. Anahtarlama elemanı olarak üst taraftaki anahtar IRFP 9140P tipi MOSFET, alt tarafta ise IRFP 150N tipi MOSFET kullanılmıştır. Eğer her iki anahtarda N tipi seçilirse mutlaka kaynaktan izole edilmelidir. Snubber devresinde IXYS tipi ultra hızlı diyot ve 0.33  $\mu$ F kondansatör kullanılmıştır. Aksi takdirde üst taraftaki anahtarlar ısınarak yanar. Bu nedenle sürücü tasarımı önemlidir [53].



Şekil 6.2. LARM için üç fazlı klasik konvertör ve snubber devresi

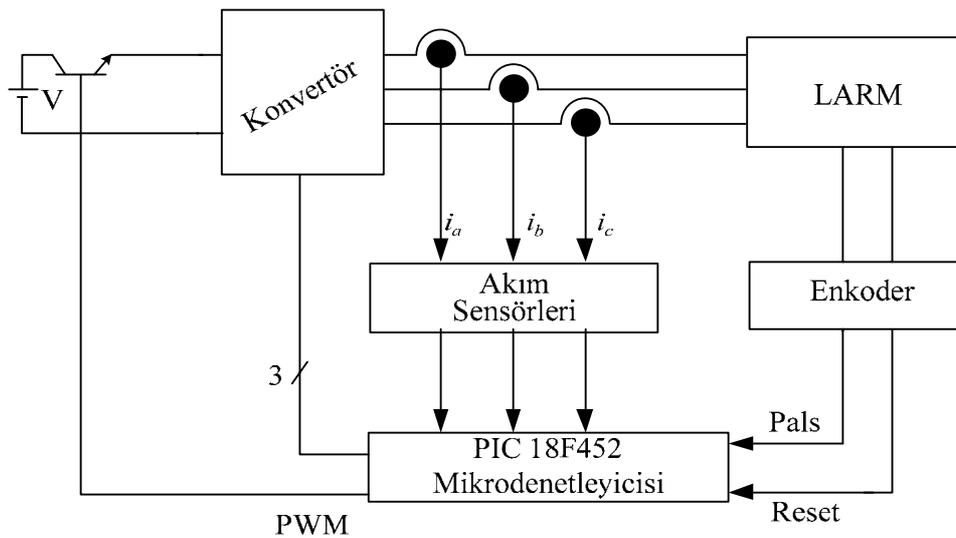
Fazları enerjileyen değişik konvertör topolojileri bulunmaktadır. En uygun olanı klasik köprü konvertördür. Şekil 6.2’de LARM için klasik konvertör verilmiştir. LARM sürücü tasarımı için en önemli nokta sargılardaki artık enerjidir. Translater hizalanmış konumdan Hizalanmamış konumuna doğru hareket ederken sargılar içinde artık enerji varsa, kuvvette kırılma gerçekleştirir. Bu dezavantajı önlemek için, sargılardaki akım hizalı pozisyonundan önce kesilmiş olmalıdır. Bu nedenle kesme zamanı PIC mikrodenetleyicisi tarafından pozisyon ve hız bilgileri tanımlanarak yapılmaktadır. Şekil 6.3’de LARM sürücü devresinin tüm devre şeması verilmiştir.



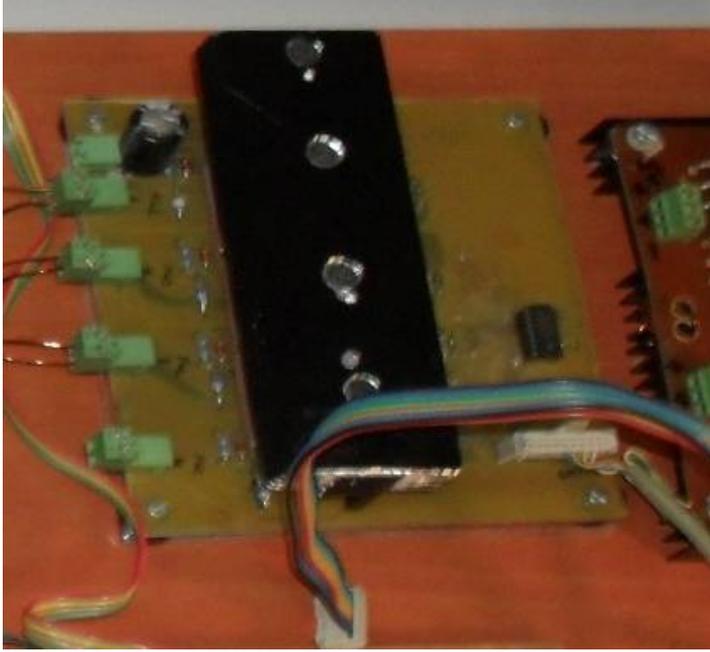
Şekil 6.3. Konvertör devresi

## 6.6. LARM Kontrolü

LARM' nin kontrol blok diyagramı Şekil 6.4'de verilmiştir. Pozisyon bilgisi ve akım değerleri mikrodenetleyici tarafından alınır. Bu bilgilere bağlı olarak, PIC konvertördeki güç anahtarları için PWM sinyali üretir ve sırasıyla faz sargılarına karar verir. Resim 6.4.'de klasik konvertör devresinin görünümü verilmiştir.



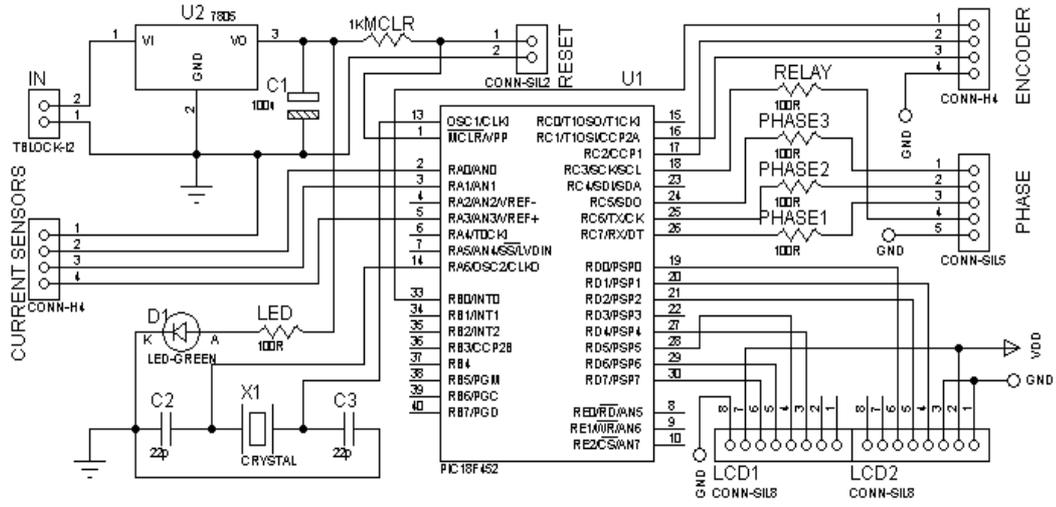
Şekil 6.4 LARM. Kontrol blok diyagramı



Resim 6.4. Klasik konvertör devresinin görüntüsü

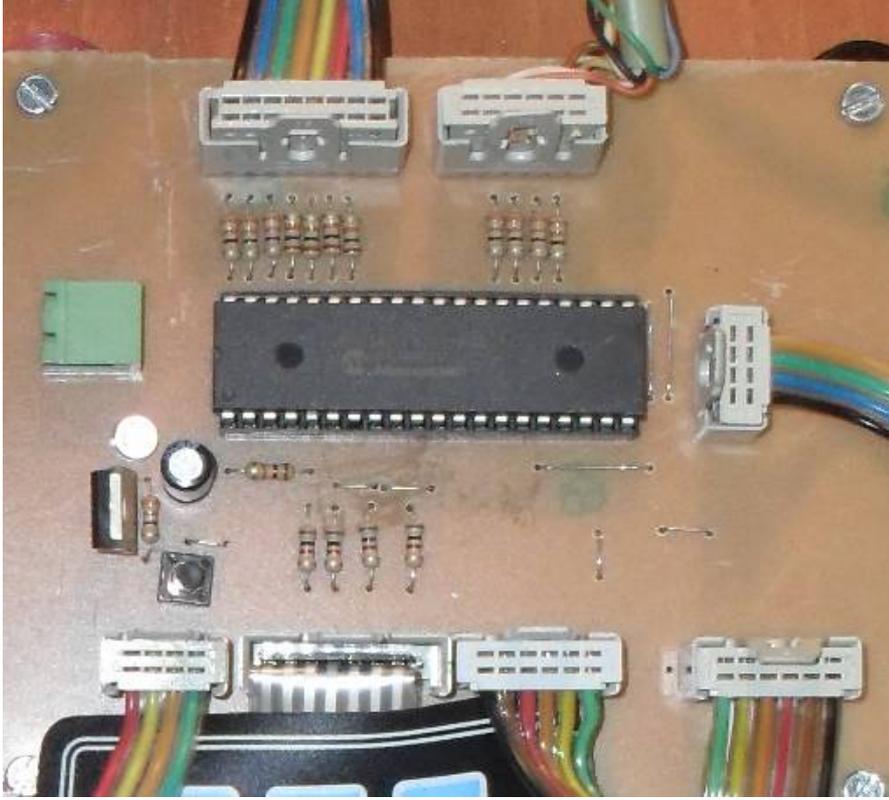
### 6.7. Mikrodenetleyici Devresi

32 kb'lık hafızası olan PIC 18F452 mikrodenetleyicisi kontrol sistemi için kullanılmıştır. Motor hızı pozisyon sensörünün giriş sinyalleri ile hesaplanır. Bu değer PIC 18F452'nin RC2 ucundan PWM sinyali üretmek için kullanılmakta ve MOSFET' e gönderilmektedir. Şekil 6.5'de kontrol devre şeması görülmektedir



Şekil 6.5. Kontrol devre şeması

Linear incremental sensör üç farklı sinyal üretir bunlar A, B ve Z 'dir. A sinyali b sinyalinden 90 derece farklıdır ve Z sinyali reset sinyalidir. A ve B sinyalleri PIC denetleyicisinin yüksek hızlı capture modülü ile yakalanmıştır. Böylece motor hızı hassas olarak hesaplanmıştır. Bunun yanında, PIC algılanan akım ve pozisyon ile istenen değerleri sistemin çalışması için kullanmıştır. Sistemin hızlı çalışması için sadece enerjili faz sargılarının akımı ölçülmüştür. Resim 6.5.'de tüm sürücü ve denetleyici görülmektedir.

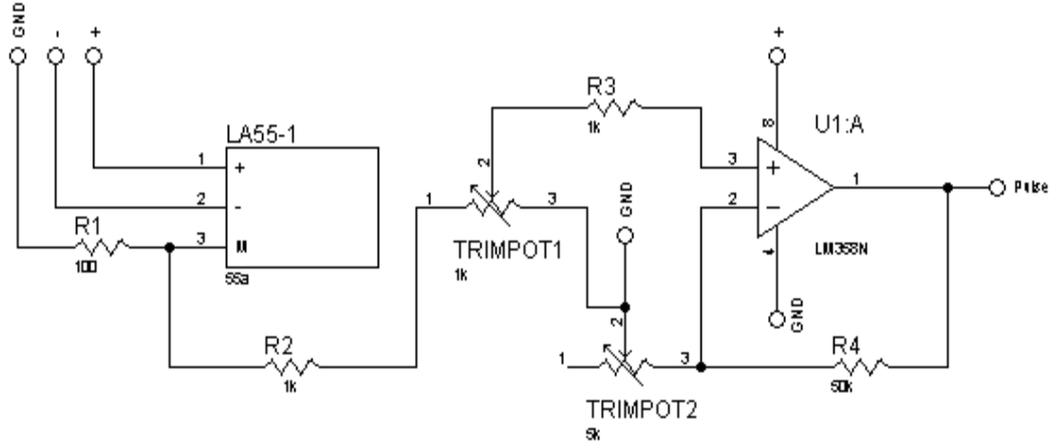


Resim 6.5. Kontrol devresi görünümü.

Motoru sürmek için uygun fazın enerjilenmesi gerekmektedir. PIC Pozisyona göre güç anahtarı enerjilendirilerek karar vermelidir. Pozisyon bilgisine bağlı olarak diğer faz enerjilendirilecektir. Sargılar için referans akım seviyesi maksimum ve minimum akım değerleri için kullanılır. PIC' in giriş değeri pozisyon ve akım değeridir.

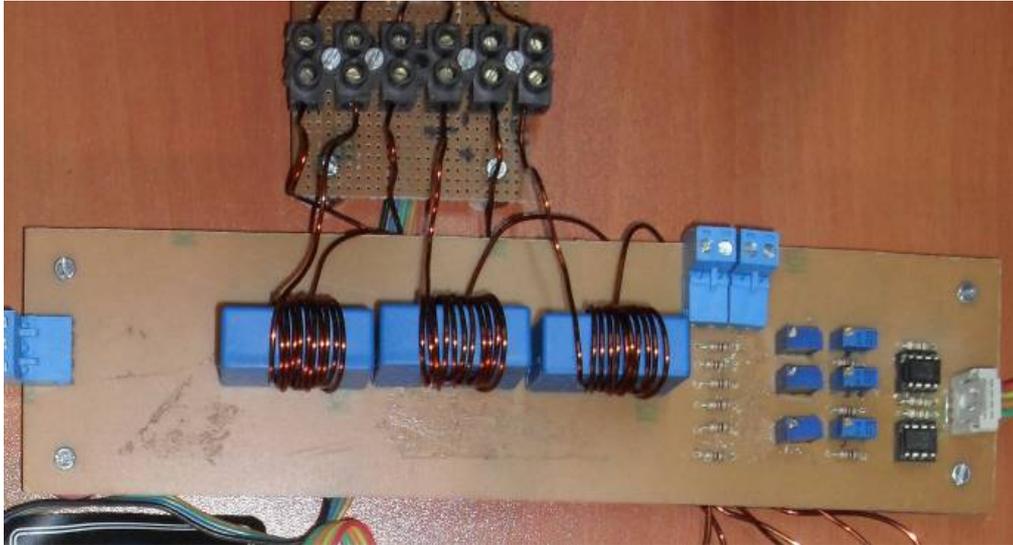
### 6.8. Akım Değerinin Algılanması

LARM'nin faz akımları LEM firmasının LA 55-P model akım algılayıcıları ile algılanmaktadır. Bu algılayıcıların 0-50A aralığında 0-5V aralığında üretmiş olduğu analog değer deneylerimizdeki akımın çok düşük olması nedeniyle 0-5V aralığına op-amp'ler ile yükseltilmektedir. Kullanılan sensörlerin bir tanesine ait devre şeması Şekil 6.6'da verilmiştir.



Şekil 6.6. Akım sensörünün tek faz devresi.

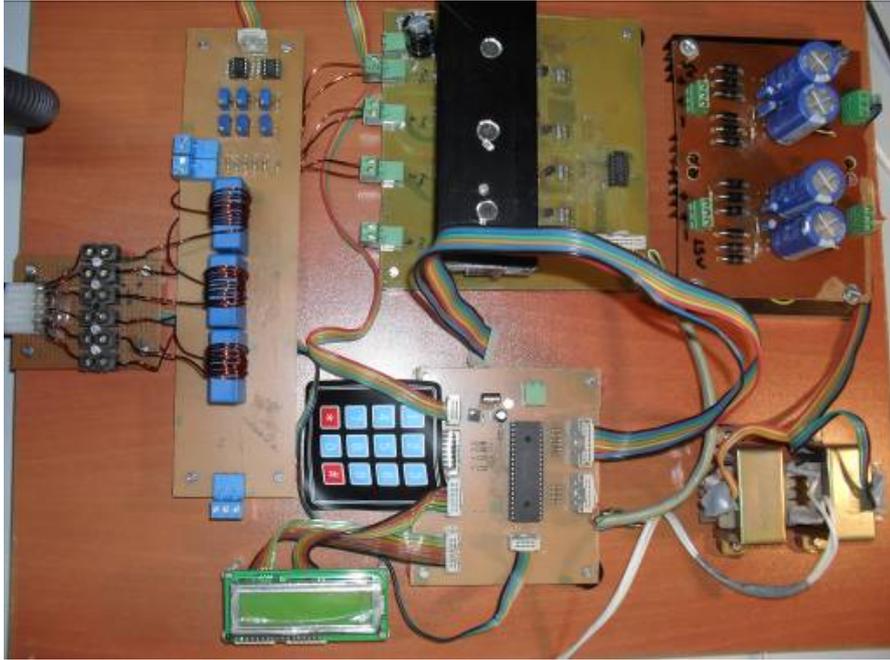
Akım algılayıcılarından alınan analog gerilim PIC işlemcisinin analog girişlerine bağlanmıştır. Maksimum 5V değerindeki bu analog gerilim 10 bit sayısal değere dönüştürülür ve referans değer ile sınırlandırılır. Devrede kullanılan akım algılayıcıları Resim 6.6'da görülmektedir.



Resim 6.6 Akım sensör devresinin görünümü.

## 6.9. Pozisyon Bilgisinin Algılanması

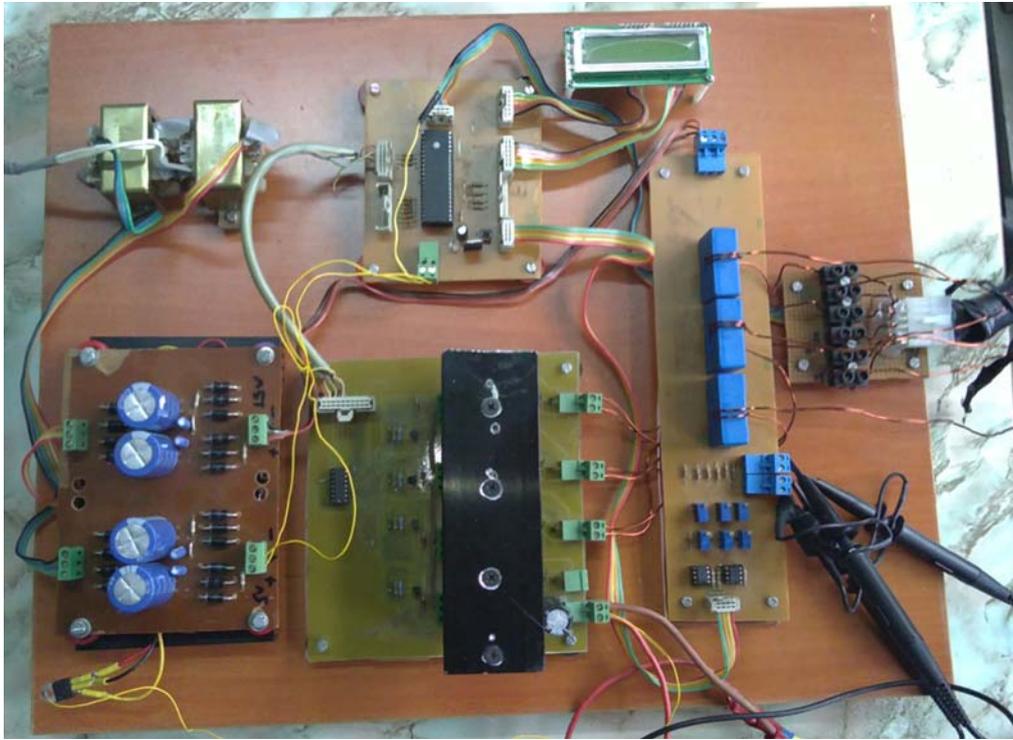
Bu çalışmada daha önce tasarlanan 6/4 kutuplu, 3 fazlı, 250W'lık bir LARM, PIC 18F452 mikrodenetleyicisi kullanılarak ayrı ayrı hız ve pozisyon denetiminde kullanılmıştır. Motorun pozisyonunun algılanmasında lineer tip her 5 mm'de bir reset sinyali ve her 1 mm de 16 pals üretebilecek incremental özellikli ve kapasitede bir pozisyon algılayıcısı kullanılmıştır. Yani pozisyon algılayıcısı her 62.5  $\mu$ m de bir pals ve her bir 0,5 mm de bir reset sinyali üretmektedir. Pozisyon algılayıcısı A ve B kanallarına sahiptir ve hangi kanaldan önce sinyal geldiğine bakılarak motorun hareket yönü de algılanabilmektedir.. Reset sinyali yüksek öncelikli harici interrupt girişleri tarafından algılanmıştır.



Resim 6.7. LARM sürücüsünün görüntüsü

Motorun tüm kontrol devresi Resim 6.7.'de görülmektedir. Devrede 2x7,5 V ve 2x22,5V çıkış veren 2 adet transformatörden alınan gerilim köprü tipi doğrulma devresinde doğrultularak filtre edilmektedir. Bu gerilimler 7805 regüle elemanı ile +5V ve 7905 ile -5V sabit gerilime ayarlanmıştır. Bu kaynaktan PIC ve opamp

elemanları beslenmelidir. Aynı şekilde 7815 ve 7915 elemanları ilde de -15V ve +15V gerilim elde edilmiştir ve bu kaynaktan akım algılayıcıları beslenmiştir. Akım algılayıcıları 50 A değerinde 5V analog gerilim değeri üretmektedir. Motor fazlarından özellikle motor boшта çalışırken çok düşük olmaktadır. Üretilen gerilimin değerini yükseltmek için ayrıca op-amp devresi kullanılmıştır. Konvertör devresi ise yeterli büyüklükte harici bir kaynaktan beslenmiştir. Resim 6.8’de Motor kontrol devresi elemanları ve görüntüsü verilmiştir.

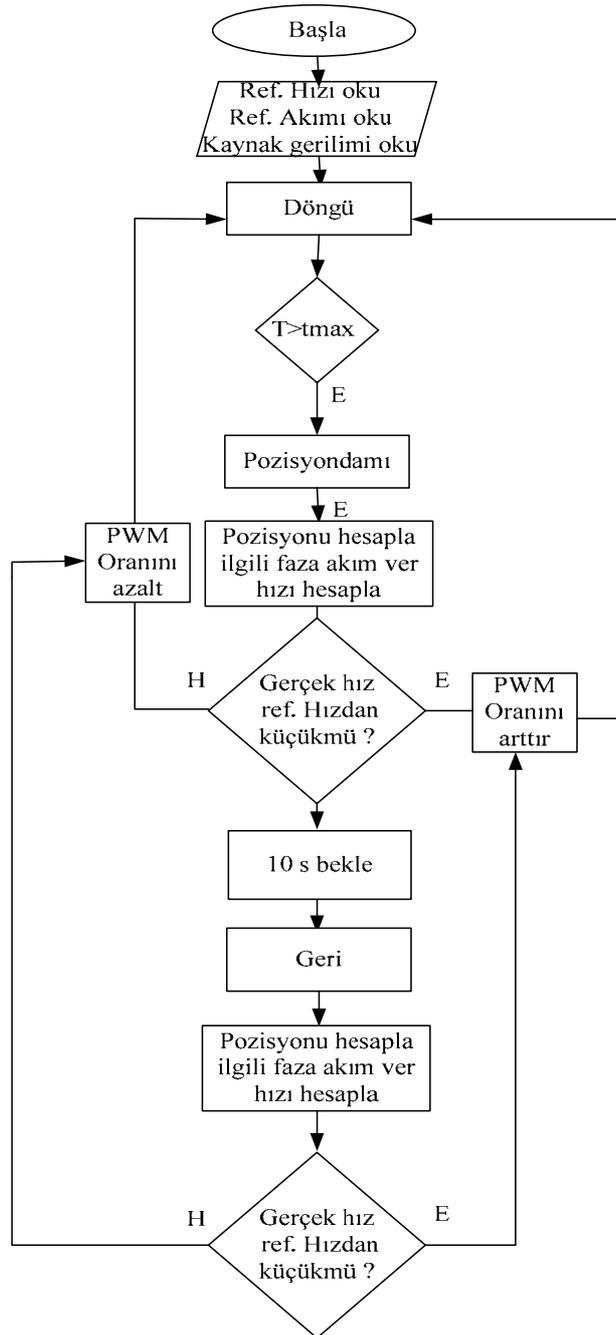


Resim 6.8. Motor kontrol devresi elemanları ve görüntüsü

### 6.10. Algoritma

Motor faz akımları işlemcinin E0,E1 ve E2 analog kanallarından algılanmaktadır. Motor ileri başla A0, geriye git ya da başla sinyali ise A1 kanallarından algılanmaktadır. Motor ileri ya da geri git komutunu algıladıktan sonra sargıları sırası ile enerjilendirmektedir. Eğer bu tarama sırasında komum algılayıcısından hiçbir

sinyal alınamamışsa 10 saniye sonra fazların enerjilendirmesini keserek sistemi korumaya almaktadır. Böylece kapının sıkışması ya da her hangi bir nedenle motorun mekanizmasının bozulması durumunda sistemin enerjisi kesilerek güvenli bir çalışma sağlanmaya çalışılmıştır. Ayrıca motor ileri giderken geri git komutu alındığında pozisyonda sona gidilemese bile kapının bir insan ya da cisme çarpmasını engellemek için motor geri gitmektedir. Şekil 6.7’de kontrol algoritması verilmiştir.

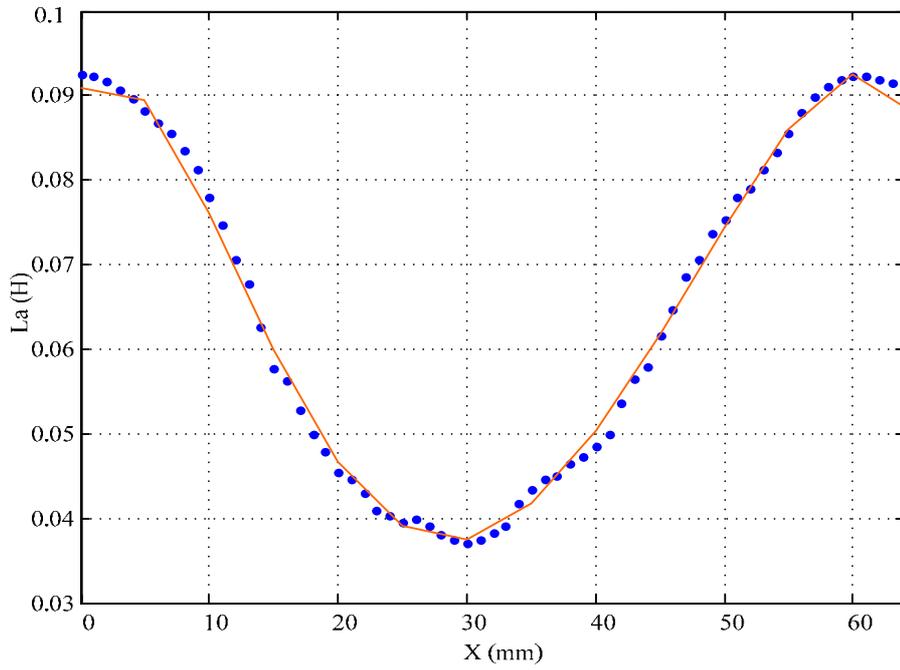


Şekil 6.7 Kontrol algoritması

### 6.11. Endüktans Değerinin Ölçülmesi

Tasarımı yapılarak dinamik denklemleri ile doğrulanan LARM'nin Maxwell Ansoft programında SEM metodu kullanılarak endüktans verileri Şekil 4.1'de verilmişti. 3 faz endüktans eğrisinin simülasyonu yapılmıştı. Bu şekilde elde edilen eğrilerin

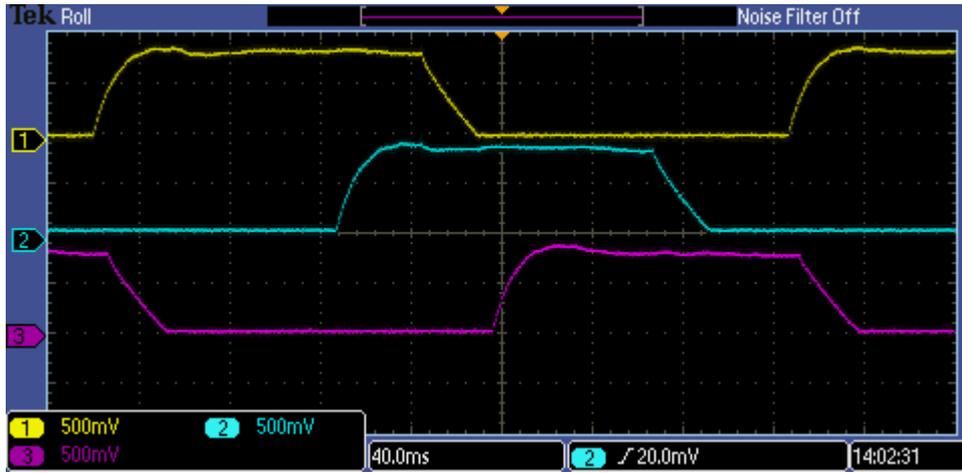
kosinüs eğrisine çok benzediği için kosinüs metodu kullanılmış ve fazlar kaydırılarak elde edilen eğrinin deney ile ve ölçü aleti ile ayrı ayrı bulunan bir faza ait endüktans değerinin normalize edilmiş şekli ise Şekil 6.8’de verilmiştir. Şekilde A fazına ait endüktans değeri verilmiştir ve simülasyon eğrisiyle kıyaslandığında biri birine çok yakın olduğu görülmüştür.



Şekil 6.8. Endüktans değerinin normalize edilmiş şekli

### 6.12. Faz Akımlarının Osiloskop ile Alınmış Görüntüsü

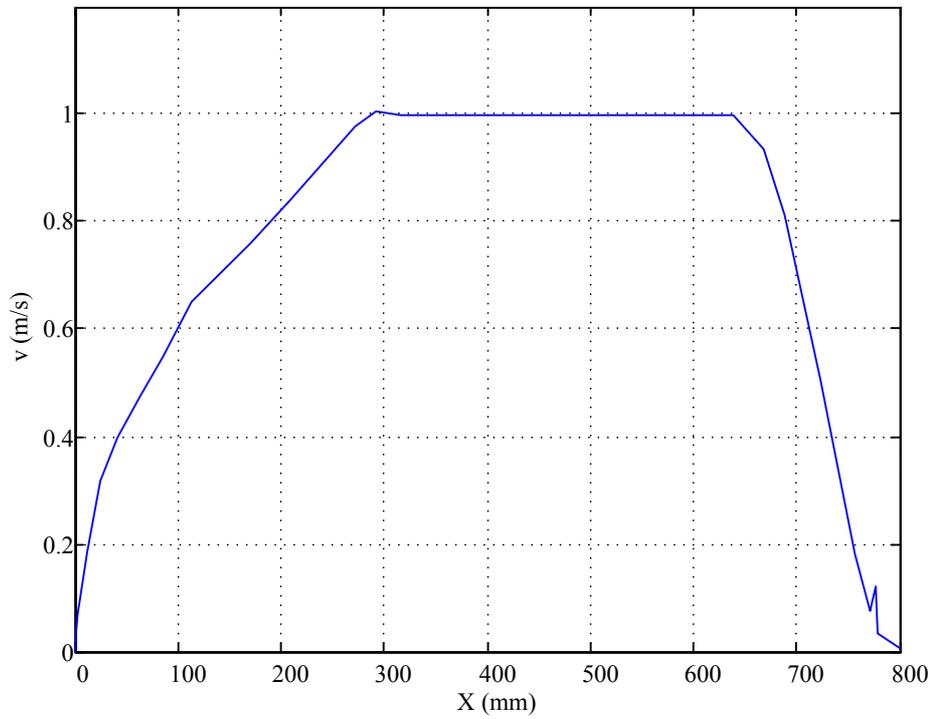
Motor faz akımlarının osiloskop ile elde edilen görüntüsü Şekil 6.9’da görülmektedir. Simülasyon çalışmalarında faz akımları sırası ile tetiklenmiş ve 3 faz akımının başlamadan 1 faz akım değerinin sıfır olmasına dikkat edilmişti. Bu durum osiloskop görüntüleri ile de şekilde görüldüğü doğrulanmıştır.



Şekil 6.9. Motor 3 faz akımlarının görüntüsü

### 6.13. Hız ve Pozisyonun LABVIEW ile Alınmış Şekilleri

Şekil 6.10'da hız ve pozisyonun DAQ kartı ile LABVIEW programı kullanarak Excel tablosu halinde alınan verilerin grafiğe dönüştürülmüş hali görülmektedir.



Şekil 6.10 Hız ve pozisyonun LABVIEW ile alınmış şekilleri ve Ekran çıktıları

## 7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tezde asansör, hastane ve metro kapıları gibi yerlerde kullanılmak üzere 250 N çekme kuvvetine sahip, çift taraflı, 6/4 kutuplu, 3 fazlı, 8A, 24V, 250W'lık bir Lineer Anahtarlama Relüktans Motorun tasarımı yapılmıştır. Geometrik ölçüleri belirlenen Motor 0.3 mm'lik silisli saclardan üretilmiştir. Saclar lazer kesim Tasarımı yapılan motorun gücüne uygun olarak hava aralığı ve rotor, translator kutuplarının geometrik ölçülerine göre ideal endüktans profili çıkartılmıştır. Endüktans profilinden motor ve jeneratör olarak çalışma ve anahtarlama bölgeleri belirlenmiştir. Belirlenen değerlere göre 4. mertebeden Runge-Kutta metodu ile C programlama dilinde pozisyona göre PI ve Bulanık Mantık Kontrol metotları ile hız denetiminin simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Daha sonra motorun PIC 18F452 işlemcisi ile pozisyona göre hız kontrolü yapılmıştır. Tasarlanan motor içi bir sürücü devresi tasarlanarak motor bir asansör kapısı yükü altında test edilmiştir. Motorun pozisyona göre hızlanma ve yavaşlama eğrileri, titreşim ve akım eğrileri ile hızlanma ve yavaşlamadaki hataları PI ve Bulanık Mantık Denetleyicileri ile ölçülmüş ve performansları karşılaştırılmıştır. PI kontrol metodunun sabit parametrelere sahip olması nedeniyle değişken yüklere hızlı tepki veremediği görülmüştür. Bunun rağmen ileri kontrol metotlarından olan Bulanık Mantığın sistemin durumuna göre tepki verebildiğinden değişik yüklere daha hızlı cevap verebildiği görülmüştür.

Adaptif kontrol, Neuro Fuzzy, Yapay Sinir Ağları gibi daha ileri denetim teknikleri ve Genetik Algoritma gibi optimum kontrol parametrelerinin belirlenmesi yoluna gidilebilir. Motor geometrik ölçülerinin optimum belirlenmesi için de değişik geometri alternatifleri üzerinde durulabilir.

## KAYNAKLAR

1. Dursun M., A. Saygın, “Bulanık Mantık Denetimli Anahtarlamaalı Relüktans Motorla Asansör Tahriki”, *Bilimde Modern Yöntemler Sempozyumu*, BMYS2005, Kocaeli, 16-18 Kasım (2005).
2. Dursun M., Özden S., “Bulanık Mantık Denetimi ile Asansör Tahriki”, *Politeknik Dergisi*, 11 (2): 129-137, (2008).
3. Dursun M, Saygın A., “Bir Asansör Tahrik Sistemi İçin Bulanık Mantık Denetimli Anahtarlamaalı Relüktans Motor Sürücüsü Tasarımı”, *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Dergisi*, 12(2): 151-160 Eylül (2006) (2006).
4. Pasanen J, Jahkonen P, Ovaska S, “An Integrated Digital Motion Control Unit”, *IEEE Transactions On Instrumentation And Measurement*, 40(3): 654-657, (1991).
5. J. D. Edwards, O., Gürdal, “Contactless Measurement of the Secondary Position in Linear Reluctance Motors”, *IEEE Proceedings, Electric Power Applications*, 142(6): 355-360, (1995).
6. Masuda T, Yoshikawa M, Tawada M, “Formulation of elevator door equation of motion”, *JSME International Journal Series C-Dynamics Control Robotics Design and Manufacturing*, 39(2): 279-285, (1996).
7. Bae HK, Lee BS, Vijayraghavan P, “A linear switched reluctance motor: Converter and control”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(5): 1351-1359, (2000).
8. Krishnan R., “Propulsion with and without wheels”, *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 1(2): 11-19, (2005).
9. Liu X, Ye YY, Zheng Z., “A novel tubular permanent magnet linear synchronous motor used for elevator door”, *Conference Information: International Conference on Electrical Machines and Systems*, 1(4): 1277-1280, (2007).
10. Jia YH, Wu HX, Kou BQ., “Research on Position Sensor Magnetic Encoder Based on the Elevator Door Machine Servo System”, *Conference Information: 3rd International Conference on Sensing Technology*, 431-434, (2008)
11. Liu X, Ye YY, Zheng Z., “Magnetic field and performance analysis of a tubular permanent magnet linear synchronous motor applied in elevator door system”, *Journal Of Zhejiang University-Science A.*, 9(4): 572-576, (2008).

12. H. Sun Lim, R. Krishnan, and N. S. Lobo, "Design and Control of a Linear Propulsion System for an Elevator Using Linear Switched Reluctance Motor Drives", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 55(2): (2008).
13. Fenercioglu A., Dursun M., "Design and Magnetic Analysis of a Double Sided Linear Switched Reluctance Motor" Source: *Przeglad Elektrotechniczny*, 86(5): 78-82, (2010).
14. Dursun M ,Özbay H ,Koç F "Lineer Motorlu Asansör Kapı Tahrik Sistemi" *Asansör Sempozyumu*, 21-23 Mayıs İzmir, (2010).
15. Daldaban F, Üstkoyuncu N "Analysis of a new double-sided linear switch reluctance motor", *Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 22, (1-2): 50-56, (2006).
16. Dursun M., Saygın A., "Güneş Enerjisi İle Çalışan Bir Sulama Sistemi İçin Boost Konvertörlü Anahtarlama Relüktans Motor Sürücüsü", *Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 22(1-2): 57-65, (2006).
17. Arreola, R.B., "Nonlinear Control Design for a Magnetic Levitation System".Yüksek Lisans Tezi, *Toronto Üniversitesi*, Canada, (2003).
18. Gan,W.C. and Cheung, N.C. 2001. "Design of a Linear Switched Reluctance Motor for High Precision Applications," *IEEE International, Electric Machines and Drives Conference*, Haziran (2001).
19. Gieras, J.F. and Piech Z.J., "Linear Synchronous Motors:Transportation and Automation Systems. ", *U.S.A. CRC Press LLC*,(2000).
20. Kaw Krishnan, R., "Switched Reluctance Motor Drives: Modelling, Simulation, as Analysis, Design, and Applications", *U.S.A. CRC, Press LLC*, (2001).
21. Lee, B.S., Bae, H.K., Vijayraghavan, P. and Krishnan, R., "Design of a Linear Switched Reluctance Machine", *Conference of IEEE, Industry Appl. J Soc.* (IAS '99), 1: 547-554, (1999).
22. Miller, T.J.E., "Switched Reluctance Motors and Their Control". Magna Physics Publishing and Clarendon Press, *Oxford, UK*, (1993).
23. Miller, T.J.E., "Optimal Design of Switched Reluctance Motors" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(1):15-26, (2002).
24. R. Randun, A.V., "Design Considerations for the Switched Reluctance Motor". *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31, 1049-1087, (1995).

25. M. Min Thet, "Design and Calculation of 75W Three-phase Linear Switched Reluctance Motor", *Proceedings Of World Academy Of Science, Engineering And Technology*, 36: 2070-3740, (2008).
26. Freitas, H. De Paula, "A New Drive Strategy for a Linear Switched Reluctance Motor", *Electric Machines and Drives Conference*, 3: 1714 – 1719, (2003).
27. Dursun M, Saygın A., "Bir Asansör Tahrik Sistemi İçin Bulanık Mantık Denetimli Anahtarlamalı Relüktans Motor Sürücüsü Tasarımı", *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Dergisi*, Eylül 12(2):151-160, (2006).
28. Dursun M., "A Wheelchair Design Driven With Fuzzy Logic Controlled Switched Reluctance Motor Supplied By PV Arrays", *Journal of Applied Sciences*, 8(16): 3351-3366, (2008).
29. Demirci R., "Adaptive Control of DC Linear Motors", Doktora tezi, *University of Wales Collage of Cardiff Wolfson Centre for Magnetics Technology Cardiff School of Engineering*, 40-42, 30-34, Kasım (1997)
30. Armstrong, H.B., Dupont, P., and Wit, C.C.D., "A survey of models, analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction" *Automatica*, 30(7): 1083-1138,(1994).
31. Isserman. R., 'On the design and control of mechatronic system- a survey', *IEEE Trans. On Ind. Elect.*, 43(1): 4-15, (1996).
32. Johnson, T. and Lorenz, R.D., "Experimental identification of friction and its compensation in precise, position controlled mechanism", *IEEE Trans. On Ind., App.* 28(6): 1392-1398, (1992).
33. Lee, H.S. and Tomizuka, M., "Robust motion controller design for high accuracy positioning system", *IEEE Trans. On Ind. Elect.*, 43(1): 48-55, (1996).
34. Tung, E.D., Anwar, G., and Tomizuka, M., "Low velocity friction compensation and feedforward solution based on repetitive control", *Transaction of the ASME, Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Cilt115, 279-284, (1993).
35. Yüksel İ. "Temel Denetim Etkileri ve Endüstriyel Denetim Organları", OTOMATİK KONTROL Sistem Dinamiği ve Denetim Sistemleri, 79,Nobel Yayın Dağıtım, *Ankara*, 219-247, (2006).
36. Sarıoğlu K. "Kontrol Sistemlerinin Matematik Modelleri", OTOMATİK KONTROL, 1, Birsen Yayınevi, *İstanbul*, 29-95, (2006).
37. Elmas Ç., "Bulanık Mantık Denetleyiciler", Seçkin Yayıncılık, *Ankara*, 24-26, (2003).

38. Akçayol M. A., “Bulanık mantık denetimli fırçasız doğru akım motor kontrolü”, Yüksek lisans Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 1-6, (1998).
39. Zadeh L.A., “Fuzzy Algorithms”, *Information and Control*, 12(2): 94-102, (1968).
40. Özden S., “Bir Elektrikli Asansör sisteminin Bulanık Mantık Tekniğiyle denetimi”, Yüksek Lisans Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, 32-33, (2007).
41. T. J. E. Miller, “Switched Reluctance Motor and Their Control” *U.K.: Oxford Univ. Press*, Londra, (1993).
42. P. C. Kjaer, J. J. Gribble, and T. J. E. Miller, “High-grade control of switched reluctance machines,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Cilt. 33, 1585–1593, (1997).
43. D. M. Dawson, J. Hu, and T. C. Burg, “Nonlinear Control of Electric Machinery”, *New York: Marcel Dekker*, (1998).
44. I. Boldea and S. A. Nasar, “Linear Electric Actuators and Generators” *Cambridge*, U.K. Cambridge Univ. Press, (1997).
45. C. T. Liu and J. L. Kuo, “Experimental investigation and 3-D modeling of linear variable-reluctance machine with magnetic-flux decoupled windings,” *IEEE Trans. Magn.*, 30: 4737–4739, (1994).
46. C. T. Liu, L. F. Chen, J. L. Kuo, Y. N. Chen, Y. J. Lee, and C. T. Leu, “Microcomputer control implementation of transverse flux linear switched reluctance machine with rule-based compensator”, *IEEE Trans. Energy Conversion*, 11, 70–75, (1996).
47. Lim H.S, Krishnan R., “Ropeless Elevator With Linear Switched Reluctance Motor Drive Actuation Systems”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 54, No. 4, 2209-2218, (2007).
48. H. K. Bae, B. S. Lee, P. Vijayraghavan, and R. Krishnan, “A linear switched reluctance motor: converter and control,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Cilt 36, 1351–1359, (2000).
49. B. S. Lee, H. K. Bae, P. Vijayraghavan, and R. Krishnan, “Design of a linear switched reluctance machine,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Cilt 36, 1571–1580, (2000).
50. Gan, W.C. and Cheung, N.C. 2001. “Design of a Linear Switched Reluctance Motor for High Precision Applications,” *IEEE International, Electric Machines and Drives Conference*, (2001).

51. Dursun M., Koç F., Özbay H., “Determination of Geometric Dimensions of a Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, *World Academy of Science, Engineering and Technology*, Fransa, Paris, Ekim 6(71): 32-38, (2010).
52. Dursun M., Koç F., “Simulation of Fuzzy Logic Position and Speed Control of Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, *ICMSC International Conference on Modeling, Simulation and Control*, Mısır, Kahire, Kasım, 517-521 (2010).
53. Dursun M., Koç F., Özbay H., Ozden S., “Design of Linear Switched Reluctance Motor Driver for Automatic Door Application”, *ICIIE International Conference on Information and Industrial Electronics*, Çin, Chengdu, 2: 424-427, (2011)

**EKLER**

EK-1 Dursun M ,Özbay H ,Koç F “Lineer Motorlu Asansör Kapı Tahrik Sistemi”  
Asansör Sempozyumu, 233-239, 21-23 Mayıs İzmir, 2010

## LİNEER MOTORLU BİR ASANSÖR KAPI TAHRİK SİSTEMİ

**Mahir DURSUN<sup>1</sup>**

**Harun ÖZBAY<sup>2</sup>**

**Fatmagül KOÇ<sup>3</sup>**

<sup>1</sup>GÜ Teknik Eğitim Fakültesi, Elektrik Eğitimi Bölümü, 06500 Teknikokullar/Ankara  
Tel:0(312)2028526, e-posta: [mdursun@gazi.edu.tr](mailto:mdursun@gazi.edu.tr)

<sup>2</sup>Bilecik Üniversitesi, MYO Elektrik Bölümü, 11100 Gülümbe/Bilecik  
Tel:0(228)2160061, e-posta: [harun.ozbay@bilecik.edu.tr](mailto:harun.ozbay@bilecik.edu.tr)

<sup>3</sup>Gazi Üniversitesi, Gazi MYO Elektrik Bölümü, 06760 Çubuk/Ankara  
Tel:0(312)2028526, e-posta: [fatmagul@gazi.edu.tr](mailto:fatmagul@gazi.edu.tr)

### ÖZET

Asansör kapılarının açılıp kapanma süresi yolcu bekleme sürelerini önemli ölçüde etkiler. Ayrıca bu kapıların güvenilirliği, yolcu güvenliği ile direkt ilgilidir. Bu çalışmada, SANTEZ kapsamında yürütülen proje ile asansör kapısı tahrikinde hızlı ve güvenli olarak kullanılmak amacıyla imal edilen Lineer Anahtarlamalı Relüktans Motor (LARM) ’lu bir asansör kapı tahrik sistemi ve bu sistemin tasarım aşamaları açıklanmaktadır. Kapı tahrikinde kullanılan klasik DC motor yerine Lineer 6/4 kutuplu, çift taraflı konfigürasyona sahip bir LARM kullanılarak kapı mekanizmaları basitleştirilmiştir. Ayrıca motor boyutları küçültülerek verim yükseltilmiş ve mekanizmaların azaltılması ile emniyeti artırılmıştır.

*Anahtar kelimeler: Lineer anahtarlamalı relüktans motor, Sonlu eleman analizi, Asansör kapısı, Tasarım*

### 1.GİRİŞ

Tren, metro ve asansör gibi yolcu trafiğinin yoğun olduğu mekânlarda konfor, iklimlendirme, yetkisiz girişleri engelleme ve güvenlik nedeniyle otomatik kapı sistemleri tercih edilmektedir. Bu sistemlerde kullanılan otomatik kapı sistemlerinin açılıp kapanma süreleri, yolcuların bekleme sürelerini de önemli ölçüde etkiler. Ayrıca kışın ısı tasarrufu sağlama yanında çalışma alanlarına sadece yetkili personelin girişine izin verme gibi avantajlara da sahiptir. Bu sistemlerin performansı sistemi tahrik etmede kullanılan motorun yapısı ve sürücüsünün performansına bağlıdır.

LARM’ler basit yapıları, düşük maliyetli, hassas pozisyon kontrolü ve değişken hız elde etme kolaylığı ile birlikte yüksek itme/çekme kuvveti sağlamaktadırlar[1,2,3]. Bu özellikleri nedeniyle otomatik kapılarda kullanımı, kapı sisteminin performansını önemli ölçüde artıracaktır. Fakat kapı sistemlerinin standart olmayışı her kapı türü için farklı ve kapiya uygun çekme kuvveti uygulayacak optimum kapı tahrik motorunun tasarımını zorunlu kılmaktadır.

Asansör kapılarına uygulanacak kuvvet standardı ülkelere göre farklı değerlerdedir. Kapı standartlarında kapiya uygulanacak tahrik kuvveti, herhangi bir çarpma veya kaza anında canlıya zarar vermemesi için

EK-1 (Devam) Dursun M ,Özbay H ,Koç F “Lineer Motorlu Asansör Kapı Tahrik Sistemi” Asansör Sempozyumu, 233-239, 21-23 Mayıs İzmir, 2010

belirlenmiş sınırlar arasında tutulmasını zorunlu kılmaktadır.

Bu çalışmada, klasik kapı tahrik sistemlerindeki DC motor ve kapı kontrol kartı yerine doğrusal olarak tahrik edilen asansör kapısı sisteminde kullanılabilen bir LARM ve kontrol kartı yerine motor sürücü devresi konularak bu motorun analizi yapılmıştır. Motor kapı kanadına sabitlenmiştir ve herhangi bir kayış kasnak ya da redüktör olmaksızın kapıyı hareket ettirebilmektedir. Tasarımın ilk aşamasında motorun gücü 100 W olarak belirlenmiştir. Buna göre LARM' nin yatay eksende 250 N çekme kuvveti üretmesi öngörülmüştür. Bu değer, çalışmada kullanılan asansör kapısının Türkiye için ilgili standartlara uygun ve kapıyı doğrusal olarak tahrik edilebilmesi için yeterlidir.

Çalışmanın birinci aşamasında, öngörülen temel parametrelere göre motorun fiziksel boyutları analitik olarak hesaplanmaktadır[4]. Elde edilen sonuçlar doğrultusunda bilgisayar destekli tasarım programları (CAD) kullanılarak motorun üç boyutlu modeli görselleştirilmektedir.

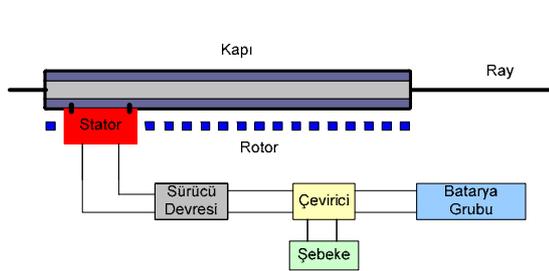
Analiz sonucu elde edilen statik karakteristikler değerlendirildiğinde tasarlanan lineer anahtarlamalı relüktans motordan alınan performans, asansör kapısı tahriği sağlamak amacıyla kullanımına uygun olduğu görülmektedir. Ayrıca farklı güçlerde ve konumlarda yapılarak farklı amaçlı lineer hareket gereken uygulamalara da uyarlanabilir.

## 2. OTOMATİK KAPI TAHRİKİ

Günümüzdeki otomatik kapı sistemlerindeki hareket; dairesel hareketi sağlayan bir motor ve bu motorun hareket ettirdiği kayış sistemi ile kurulan bir mekanizma ile gerçekleştirilmektedir. Bu sistemlerde hareketi sağlayan kayış ve dişli sistemleri zamanla deforme olmakta, kolaylıkla bozulmaktadır. Bunun yanında motorların dairesel hareketinden dolayı sistemde titreşim oluşmaktadır. Oysa bu sistemlerde işin hızlı ve tam doğru, kullanılan cihazların uzun ömürlü, hareketli parçaların ve kullanılan eleman sayılarının az ve sistemin bakım gereksiniminin çok az olması gerekir.

DC motorların kontrol yapılarının basitliği ve analog devre elemanlarıyla gerçekleştirilebilmesi sebebiyle başlangıçtan günümüze kadar DC motorlar yaygın şekilde kullanılmakta ve endüstride önemli bir yer teşkil etmektedir. Benzer şekilde tren, metro, asansör veya ameliyathane kapılarında da genellikle doğru akım motoru kullanılmaktadır. Ancak DC motorlarda bulunan fırça ve kollektör gibi mekanik parçalarından dolayı bu motorların arıza oranının yüksek olması, kollektör ve fırçalar arasında oluşan yanma ve patlama ihtimali olan ortamlarda kullanılmaması hız tepkisinin yavaş olması ve yüksek hızlarda kullanılmaması gibi sebepler DC motorların kullanımını sınırlamaktadır. Özellikle sık kullanılan kapı uygulamalarında fırça ve kollektör bakımı ciddi bir sorun teşkil etmektedir. Ayrıca, DA motorlarının kalkışta yüksek akım çekmesi bir başka dezavantajı olarak görülebilir. İlk çalışma anında (kalkış), sağladıkları yüksek tork sebebiyle DA motorları tercih sebebi olmuştur.

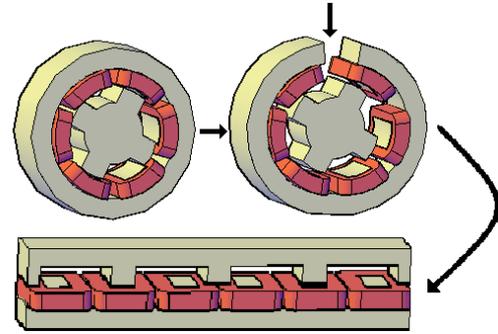
EK-1 (Devam) Dursun M ,Özbay H ,Koç F “Lineer Motorlu Asansör Kapı Tahrik Sistemi” Asansör Sempozyumu, 233-239, 21-23 Mayıs İzmir, 2010



**Şekil 1** Lineer tahrikli bir asansör kapısında güç akışı

Lineer Anahtarlamalı relüktans motorlar ise yarıiletken teknolojisinin gelişimi ile birlikte oldukça hızlı bir gelişme kaydetmişlerdir. Hız kontrol aralığının çok geniş olması nedeniyle bu motorlar son yıllarda yaygın bir kullanım alanı bulmaktadırlar. Yapılarının basit, üretim ve bakım maliyetlerinin düşük olmasından dolayı endüstri ve tüketiciye yönelik uygulamalarda gittikçe artan bir ilgiye sahiptirler[5]. Sağladığı avantajlar nedeniyle hareket kontrol sistemlerinde diğer AC ve DC motorlara alternatif olarak birçok uygulama alanı bulmuştur[6]. Uygun bir konvertör devresi ve sürme sistemi ile kontrol edilen LARM’ de diğer elektrik motorlarından daha yüksek verim elde edilebilir [7]. Bu motorlar yapı bakımından stator kutup sayısı rotor kutup sayısından farklı ve rotorlarında herhangi bir sargı bulunmayan fırçasız DC motorlardır.

Asansörler ve otomatik kapılar gibi doğrusal hareketin gerektiği birçok uygulama için LARM geliştirilmiş ve uygulanmaya başlanmıştır [8]. Lineer Anahtarlamalı Relüktans Motor (LARM) yapısı, Şekil 2’den görüleceği gibi dairesel hareket eden ARM’ler ile aynıdır.



**Şekil 2** 6/4 Kutuplu LARM ve ARM

ARM’de bir faza ait sargılar enerjilendiği anda stator kutupları büyük bir elektromıknatis haline gelirler. Elektromıknatis haline gelen stator kutupları belli bir büyüklükteki tork ile en yakın rotor kutuplarını kendilerine doğru çekerler. Oluşan hareket, başlangıçta ayırık pozisyonda bulunan rotor kutuplarının hizalı pozisyona gelinceye kadar devam eder. Rotor kutbu hizalı pozisyona geldiğinde eğer bu fazın enerjisi kesilip sıradaki faza enerji verilmez ise rotor hareketi sona erer [9]. Motor kutuplarında kullanılan demirin mıknatıslanması manyetik akının yönünden bağımsız olduğundan ve devrenin simetrik çıkıntılara sahip olması nedeniyle rotor torku stator sargılarına uygulanan akımın yönüne bağımlı olmaktadır.

### 3. LİNEER ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTOR TAHRİKLİ KAPI TASARIMI

Anahtarlamalı relüktans motorlar, gerek statorunda gerekse rotorunda çıkık kutupları bulunan basit yapılı motorlardır. Bu çalışmadaki tasarlanan çift taraflı LARM’ nin stator sargılarının karşılıklı olanları paralel olarak bağlanmıştır. Aynı stator nüvesi üzerinde yan yana olanlar ise seri bağlanmıştır. Motorun statoru ve rotoru tamamen, bir tarafı silisli saçların paketlenmesinden oluşmuştur. Fakat rotorda herhangi bir sargı veya mıknatıs malzemesi bulunmaz.

EK-1 (Devam) Dursun M ,Özbay H ,Koç F “Lineer Motorlu Asansör Kapı Tahrik Sistemi” Asansör Sempozyumu, 233-239, 21-23 Mayıs İzmir, 2010

Farklı kutup ve sargı yapılarına sahip LARM’ler tasarlanmasına karşın bu çalışmada asansör tahriki için tasarlanan motorun statorunda altı, rotorunda dört adet çıkık kutup bulunmaktadır. Böylece kontrol devresi için gereken ve motorun faz sayısı ile doğru orantılı olarak artan anahtarlama elemanlarının sayısı da minimum seviyede tutulmaktadır [10]. Asansör kapısının tahriki için tasarımı yapılan lineer anahtarlama relüktans motorun temel parametrelerinde güç 100W, nominal akım 5 A ve nominal çekme kuvveti 250 N olarak alınmıştır.

Motor parametreleri doğrultusunda motordaki her faz sargısı için uygulanan manyeto motor kuvveti (MMF Eşitlik 1 ile hesaplanır);

$$F = F_g + F_s + F_r \quad (1)$$

Buradaki  $F$ , her faz için uygulanan toplam manyeto motor kuvvetini göstermektedir.  $F_g$ ,  $F_s$  ve  $F_r$  terimleri ise sırasıyla, hava aralığındaki kuvvet düşümünü, stator nüvesindeki kuvvet düşümünü ve rotor nüvesindeki kuvvet düşümünü göstermektedir.

Eşitlik 1 ve Eşitlik 2’ den yararlanılarak manyetik alan şiddeti bulunabilir;

$$F = N_f \cdot i = \sum H_g \cdot l_g + \sum H_s \cdot l_s + \sum H_r \cdot l_r \quad (2)$$

Buradaki  $N_f$ , her faz sargısı için sarım sayısını,  $i$  ise, sargıdan geçen akımı göstermektedir.  $H_g$ ,  $H_s$ ,  $H_r$ ,  $l_g$ ,  $l_s$ ,  $l_r$  terimleri ise sırasıyla, hava aralığındaki, stator nüvesindeki ve rotor nüvesindeki manyetik alan şiddetlerini ve akı yolu uzunluklarını göstermektedir.

LAR motorun statorunda üretilen toplam akı;

$$\varphi_s(i, x) = B_s(i, x) \cdot A_s \quad (3)$$

şeklinde yazılır. Burada  $B_s(i, x)$ ,  $i$  akımı altında ve  $x$  pozisyonunda iken stator kutbu akı yoğunluğunu,  $A_s$  ise stator kutbu alanını ifade eder.

Eşitlik 3 kullanılarak akı yoğunluğu bulunur ve nüvelerde kullanılan metallerin B-H karakteristik eğrilerinden manyetik alan şiddetleri (H) elde edilir. Motorun relüktansı, stator kutupları, rotor kutupları ve hava aralığı için elde edilen manyetik alan şiddetleri ve ortalama uzunluklar yardımıyla Eşitlik 4 ile hesaplanır;

$$\mathcal{R} = \frac{H \cdot l}{\varphi} \quad (4)$$

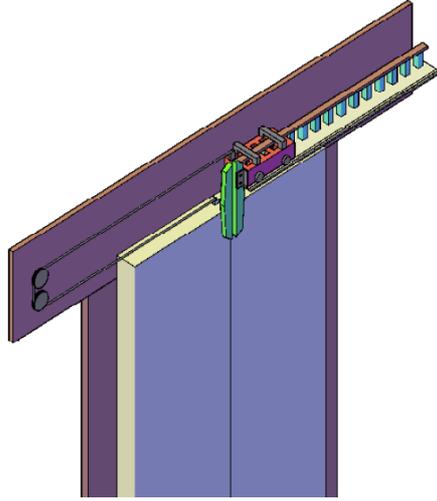
Bir fazın endüktansı ise toplam manyetik akı yolları kullanılarak Eşitlik 5’ten bulunur.

$$L(i, x) = \sum L(i, x) = \frac{N_f}{i} \cdot \sum \varphi(i, x) \quad (5)$$

Motorun geometrik boyutlarına ilişkin analitik hesaplamalarla elde edilen sonuçlar değerlendirilerek, bu boyutlar üzerinde performans artırıcı yönde çeşitli iyileştirmeler yapılabilir.

Bu sonuçlara göre tasarlanan LARM tahrikli asansör kapısı Şekil 3’ de görülmektedir.

EK-1 (Devam) Dursun M ,Özbay H ,Koç F “Lineer Motorlu Asansör Kapı Tahrik Sistemi” Asansör Sempozyumu, 233-239, 21-23 Mayıs İzmir, 2010

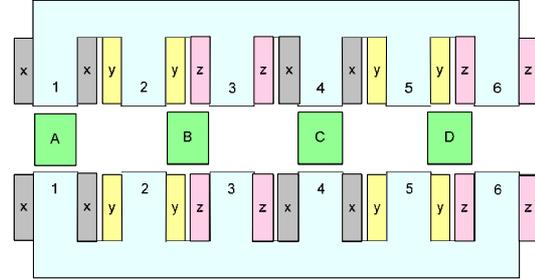


Şekil 3 LARM tahrikli asansör kapısı

#### 4. LİNEER KAPI MOTORUNUN MANYETİK ANALİZİ

Motor sargılarının ayrı iki stator yapısına karşılıklı olarak yerleşimi Şekil 4’te gösterilmiştir. Stator konumu rotora göre karşı karşıya durumundadır ve minimum relüktans göstermektedir. Bu durumda “y” sargıları enerjilendirilirse stator taşıyıcı olarak sağ tarafa doğru harekete geçecektir. Eğer diğer tarafa doğru hareket istenirse “z” sargıları enerjilendirilmelidir.

Stator ve rotor Steel 1010 karakteristiğindeki çelik malzeme ile tasarlanmıştır Stator sargılarında ise bakır kullanılarak, modelin dış bölgesi hava olarak atanmıştır.



Şekil 4 Lineer Anahtarlamalı Relüktans Motor Stator Sargılarının Yerleşimi

Motorun tasarıma uygun olarak mekanik ve elektriksel parametreleri Tablo 1’de verilmiştir. Bu parametreler doğrultusunda motor 3 boyutlu olarak bilgisayar ortamında görselleştirilmiştir.

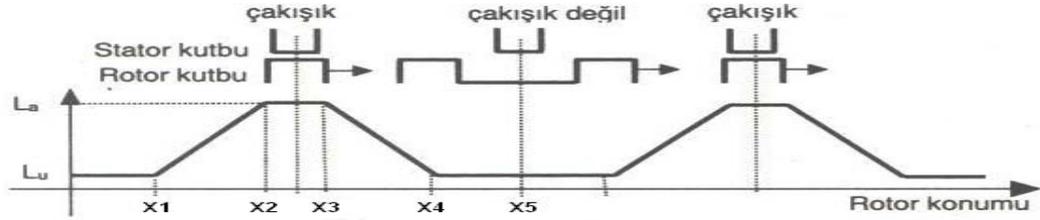
Tablo 1 LAR motor parametreleri

| Motor Özelliği          | Ölçüsü     |
|-------------------------|------------|
| Faz Sayısı              | 3          |
| Stator Kutbu Genişliği  | 20 mm      |
| Stator Kutbu Aralığı    | 23 mm      |
| Stator Kutup Yüksekliği | 36 mm      |
| Stator Derinliği        | 30 mm      |
| Rotor Kutup Genişliği   | 23 mm      |
| Rotor Deinliği          | 30 mm      |
| Toplam Uzunluk          | 235 mm     |
| Toplam Genişlik         | 153,2 mm   |
| Hava Aralığı            | 0.6 mm     |
| Çelik tipi              | Steel 1010 |

Bilgisayar destekli tasarım programı kullanılarak çizilmiş motorun 3 boyutlu hali Şekil 5’te gösterilmektedir.



EK-1 (Devam) Dursun M ,Özbay H ,Koç F “Lineer Motorlu Asansör Kapı Tahrik Sistemi” Asansör Sempozyumu, 233-239, 21-23 Mayıs İzmir, 2010



Şekil 7 Endüktans değişimi

## 5. SONUÇ

Bu çalışmada bir asansör kapısı tahriki için klasik fırçalı DC motor yerine kullanılan LARM tasarımı ve manyetik analizi gerçekleştirilmiştir. Sonlu elemanlar yöntemi ile manyetik devrenin çakışık ve ayrık durumlardaki endüktans ve kuvvet değişkenleri elde edilmiştir. Tasarımı yapılan motorun üç boyutlu modeli çıkartılarak manyetik analizi yapılmıştır. Motorun fiziksel boyutları matematiksel olarak elde edilerek sonlu elemanlar yöntemi ile farklı uyarma ve rotor konumları için manyetik akı ve kuvvet değerleri statik olarak elde edilmiştir.

Gerçekleştirilen manyetik analiz sonucunda istenilen çıkış büyüklüklerine ulaşıldığı görülmektedir. Bu durumda tasarlanan LARM, bir asansör kapısının ihtiyaçlarına cevap verebileceği sonucuna varılmaktadır. Bu çalışmada tasarımı yapılan LARM'nin elektromanyetik tasarım aşaması sunulmuştur.

## TEŞEKKÜR

Bu çalışma Sanayi ve Ticaret Bakanlığı ile EMSA Otomasyon tarafından 00401.STZ.2009-1 kodlu SANTEZ projesi ile desteklenmektedir.

## KAYNAKLAR

- 1.H. Sun Lim, R. Krishnan, and N. S. Lobo, "Design and Control of a Linear Propulsion System for an Elevator Using Linear Switched Reluctance Motor Drives", IEEE Trans. On Ind. Elect., Vol 55(2), 2008.
- 2.W.-Chuen Gan, N. C. Cheung, and Li Qiu, "Position Control of Linear Switched Reluctance Motors for High-Precision Applications", IEEE Trans On Ind. App., Vol. 39, No. 5, 2003.
- 3.F. Daldaban, N. Ustkoyuncu, "A new double sided linear switched reluctance motor with low cost", Energy Con. and Management 2983–2990, 2006.
- 4.S.-M. Jang1, Ji-H.Park, D.-J. You, H.-W. Cho1, Ho-K. Sung, "Design of High Speed Linear Switched Reluctance Motor", Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems 2007, Oct. 8~11, Seoul, Korea
- 5.Dursun M., A. Saygın, "Bulanık Mantık Denetimli Anahtarlamalı Relüktans Motorla Asansör Tahriki", Bilimde Modern Yöntemler Sempozyumu, BMYS2005, Kocaeli, 16-18 Kasım 2005.

EK-1 (Devam) Dursun M ,Özbay H ,Koç F “Lineer Motorlu Asansör Kapı Tahrik Sistemi” Asansör Sempozyumu, 233-239, 21-23 Mayıs İzmir, 2010

6. Dursun M., Özden S., “Bulanık Mantık Denetimi ile Asansör Tahriki”, Politeknik Dergisi, 2008
7. Dursun M, Saygın A., “Bir Asansör Tahrik Sistemi İçin Bulanık Mantık Denetimli Anahtarlama Relüktans Motor Sürücüsü Tasarımı”, Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Dergisi, Eylül 2006
8. M. Min Thet, “Design and Calculation of 75W Three-phase Linear Switched Reluctance Motor”, Proceedings Of World Academy Of Science, Engineering And Technology Volume 36, 2070-3740, 2008 .
9. J. L. Domingos, D. A. Andrade, M. A. A. Freitas, H. De Paula, “A New Drive Strategy for a Linear Switched Reluctance Motor”, Electric Machines and Drives Conference, Volume 3, 1714 – 1719, 2003.
10. H.-Kyung Bae, B.-Seok Lee, P. Vijayraghavan, and R. Krishnan; “A Linear Switched Reluctance Motor: Converter and Control”; IEEE Trans. On Industry App., Vol. 36, No. 5, 2000

EK-2 Dursun M., Koç F., Özbay H, “Determination of Geometric Dimensions of a Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, World Academy of Science, Engineering and Technology, 6,71, 32-38, France, 2010

# Determination of Geometric Dimensions of a Double Sided Linear Switched Reluctance Motor

Dursun M., Koc F., Ozbay H.

**Abstract**— In this study, a double-sided linear switched reluctance motor (LSRM) drive was investigated as an alternative actuator for vertical linear transportation applications such as a linear elevator door, hospital and subway doors which move linearly and where accurate position control and rapid response is requested. A prototype sliding elevator door that is focused on a home elevator with LSRMs is designed. The motor has 6/4 poles, 3 phases, 8A, 24V, 250 W and 250 N pull forces. Air gap between rotor and translator poles of the designed motor and phase coil’s ideal inductance profile are obtained in compliance with the geometric dimensions. Operation and switching sections as motor and generator has been determined from the inductance profile.

**Keywords**—Linear switched reluctance motor, sliding door, elevator door, linear motor design.

## I. INTRODUCTION

LINEAR motion with rotary motors and linear mechanical interfaces has backlash due to gears and problems such as hysteresis [1]. Linear motors eliminate the need for rotary to linear mechanical interfaces resulting in simpler and robust conversion of electrical input into

linear motion. With linear motors, additional benefits of quietness and reliability are obtained. Linear motors have been applied in conveyor systems, people mover, sliding doors, and airport baggage handling, to mention a few [2].

Opening and closing time of elevator doors significantly affects the elevator’s service quality and waiting time of the passengers. Due to this reason, it is need to new design of sliding door drive systems which both quickly open and close and have low failure rate and at the same time high efficiency.

Conventional elevator doors consist of an electromechanical lock and sliding door system connected to gear box, belt and pulley systems coupled with the shaft of a rotational motor. Due to these extends the accelerating time of the door since instantaneous impacts are avoided during the transfer of motion by the moving object to the subsequent power train. In addition, the increasing of element numbers in every power train, belt and pulley system causes to decrease in efficiency and increase in failure rate. Therefore, the use of high efficiency linear motors which are moving linearly in mechanical systems result in lower failure rate and high velocity responses. So, it is unavoidable to use linear motors in sliding door systems such as elevator doors.

Pasanen J. et al. designed a controller in 1991 for digital speed controlled motor to be employed first in automatic elevator doors[3].

In 1995, J. D. Edwards and Gurdal have published their study on the subject of contactless

---

M. D. Electrical Education Department Gazi University, Technical Education Faculty, Teknikokullar/ANKARA, 06500 TURKEY, (corresponding author phone: +90-312 202-8526; e-mail: [mdursun@gazi.edu.tr](mailto:mdursun@gazi.edu.tr))

F. K. Gazi University, Gazi Vocational High School, Department of Electric, Cubuk/ANKARA, 06500 TURKEY (e-mail: [fatmagulkoc@gazi.edu.tr](mailto:fatmagulkoc@gazi.edu.tr))

H. O. Bilecik University, Vocational High School Department of Electric, Gulumbe/BILECIK, 11100 TURKEY (e-mail: [harun.ozbay@bilecik.edu.tr](mailto:harun.ozbay@bilecik.edu.tr))

EK-2 (Devam) Dursun M., Koç F., Özbay H, “Determination of Geometric Dimensions of a Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, World Academy of Science, Engineering and Technology, 6,71, 32-38, France, 2010

perception of a linear LRM [4].

In 1996, Masuda T. et al. have applied the servo motor driver to panoramic multiple elevator doors [5]. In 2000, Bae HK. et al. have defined the topology of minimum power circuit for a system with linear motor [6]. In 2005, Krishnan R. has specified the employment of linear motors in linearly moving systems instead of rotational motors used throughout the history as a giant step in industry [7]. In 2006, Daldaban F. and Ustkoyuncu N. have presented the analysis of the model of linearly switched reluctance motor (LSRM) [8].

In 2007, Liu X. et al. have published their study on a new elevator door driven by a linear brushless direct current motor (PMLSM). The designed motor is used in the drive of an elevator door [9].

In 2008, YH, Wu HX et al. have used a special Brushless DC Motor servo system in the control of an elevator door [10].

In 2008, Liu X. et al. have again presented an elevator door with linear brushless motor. They have analyzed the motor by finite elements method and published various experimental and magnetic analysis and theoretical finding and the test results at the elevator door [11].

In 2010, Fenercioglu A. and Dursun M. have published the design of a double-sided linear switched reluctance motor and its 3 dimensional magnetic analysis [12]. Similar studies are encountered in the literature [13]-[23]. LSRMs have simple construction, low cost, high pull forces, and accurate position.

In this study, the geometric properties of an optimal LSRM which complies with the door systems moving linearly such as elevator, hospital, and subway and train doors were determined. Ideal and real inductance curves of the motor are obtained and the velocity control parameters of the motor are determined.

## II. ELEVATOR DOOR DRIVER SYSTEM DESIGN WITH LINEAR SWITCHED RELUCTANCE

Classical door driver system block diagram is given in Fig. 1. As it is seen in given block

diagram, a door moving in linear is driven by using gearbox and v-belt-pulley with a circular motor. In this way, it causes both reduction of the velocity response of door, and decrease of performance because of friction of power transmitter. In Fig. 2, it is seen that an elevator door driver system with two-sided designed LSRM. In this designed system by transferring the power of air gap directly to the sliding door mechanism, frictions to decrease minimum level it is aimed. In this system, there are not any brush and collector in motor. So, while frictions are lowered, production of motor power is increased. Furthermore, the power loss because of belt, pulley and gearbox in power transfer are prevented and the power transfer elements used more than needed are eliminated and the total cost of system is decreased.

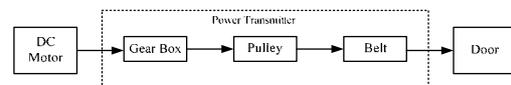


Fig. 1. Classical door driver system block diagram.

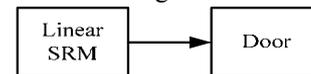


Fig. 2: Block diagram of door driver system used linear SRM.

In designed system, the elevator door is driven by translator of two-sided LSRM. The translator is mechanically connected to the sliding elevator door. To analyses and simulate the system correctly, accurate inductance curve of motor according to translator position should be known.

Therefore, the inductance curve changing with the position of the translator of motor has been partitioned into five sections. While determining the sections, the geometric dimensions of motor are taken into considerations. For the elevator door driver, considering EN81 standard, 100 N is needed to start motion and 150N is needed to accelerate the door.

EK-2 (Devam) Dursun M., Koç F., Özbay H, “Determination of Geometric Dimensions of a Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, World Academy of Science, Engineering and Technology, 6,71, 32-38, France, 2010

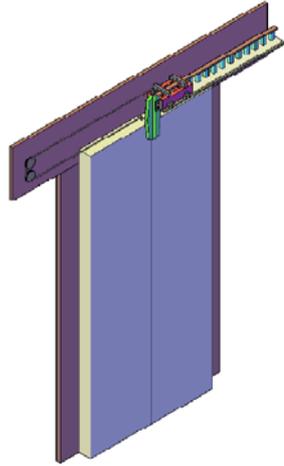


Fig. 3. Combination of designed LSRM and sliding door system

For the motor design according to this standard, a geometric dimension of LSRM which are estimated by using Ansoft Maxwell program and magnetic analysis has been made by means of finite elements method.

In design, sliding door has two symmetric parts. The weight of first part is taken as 25kg. In classical systems, the opening and closing time of sliding door is 4 seconds. The force needed to overcome static friction was experimentally founded as 100 N. Moreover, as the standard does not allow more than 150N force during the door closing, the total force to be produced by motor was determined as 250N.

### III. INDUCTANCE PROFILE OF LSRM

The ideal inductance profile according to translator position of the designed motor has 5 sections. These sections for the motor obtained versus to translator position were shown in Fig. 4. First section is found by (1). In this section, the minimum and maximum value of Phase A does not change from the initial positions to  $X_1$ . On the other hand, during the Section 2 inductance increases linearly and the length of this section is calculated by (2). Since the inductance positively changes in this section and positive pulling force occurs by ratio of the

square of current which is passed through the coil. Since the inducted force varies by the square of the current, it is independent of the

direction of current. Section 3 is the section where inductance is maximum and its length is calculated by (3). Since inductance variation is zero in this section, derivative of inductance is also zero. Therefore, any pulling force is not produced in this section even if current is applied to the phase coil. In order to decrease the any phase current in coil to zero, phase current should be interrupted before the end of section 2. In this section, current interruption point directly depends on the current value, inductance value and vehicle velocity.

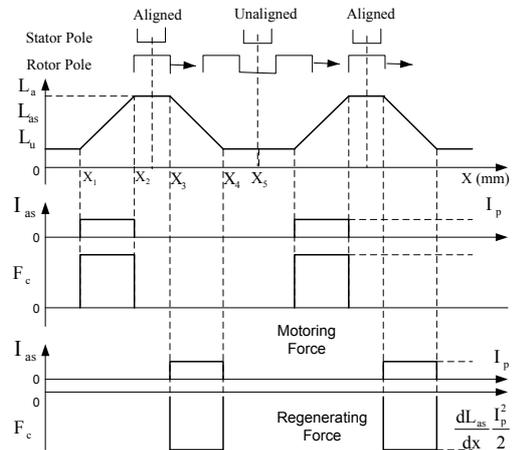


Fig. 4. Inductance profile of 5 sections for the motor versus translator position

In Section 4, the inductance decreases and length of Section 4 is calculated by (4). Since inductance variation is negative, the direction of force is also negative. So, the motor operates as a generator during this section. Properties of section 4 5 are similar to that of Section 1 and its length is calculated by (5). The minimum value of phase inductance of motor is indicated as 0.001472 mH and maximum inductance as 0.005851 mH for 8A. Consequently, electrical properties of the motor are determined as 250 W, 24V DC, 8 A.

$$X_1 = \frac{W_{ts} - W_{sp}}{2} \quad (1)$$

EK-2 (Devam) Dursun M., Koç F., Özbay H, “Determination of Geometric Dimensions of a Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, World Academy of Science, Engineering and Technology, 6,71, 32-38, France, 2010

$$x_2 = x_1 + w_{ts} = \frac{w_{ts} + w_{sp}}{2} \tag{2}$$

$$x_3 = x_2 + (w_{tp} - w_{sp}) = w_{tp} + \left(\frac{w_{ts} - w_{sp}}{2}\right) \tag{3}$$

$$x_4 = x_3 + w_{sp} = w_{tp} + \left(\frac{w_{ts} + w_{sp}}{2}\right) \tag{4}$$

$$x_5 = x_4 + \frac{w_{ts} - w_{sp}}{2} = w_{sp} + w_{ts} \tag{5}$$

where  $w_{tp}$  is width of the translator pole,  $w_{ts}$  width of the translator slot,  $w_{sp}$  is width of the stator pole and  $w_{ss}$  is width of the stator slot.

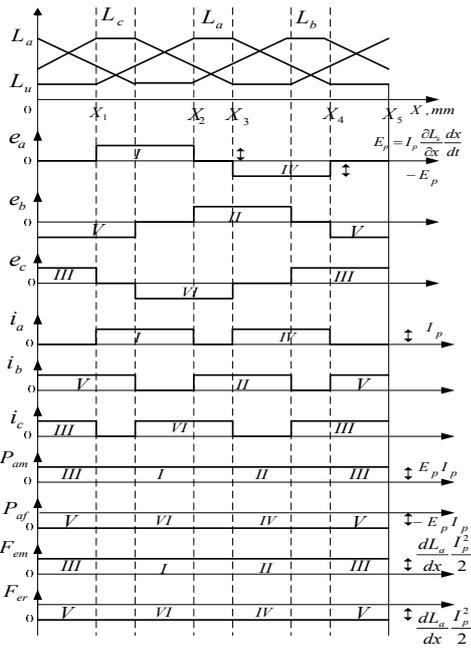


Fig. 5 Operation of LSRM versus inductance variation

In the inductance profile shown in Fig. 5, the sections between  $0 - x_1$  and  $x_4 - x_5$  show the unaligned position, and the section between  $x_2 - x_3$  shows the aligned position.

The working principle of LSRM and the back EMF occurring, current, and power and pull force versus inductance variation are shown in Fig. 5. The force is produced along

the section between  $x_1 - x_2$  and the machine

operates as motor. On the other hand, force is not produced in the section between  $x_3 - x_4$  and the machine operates as generator.

#### IV. DETERMINATION OF GEOMETRIC DIMENSIONS OF A DOUBLE SIDED LSRM

In the design of LSRM, the following properties are assumed:

Length of LSRM=0.8 m,

Maximum linear velocity,  $v_m=1.0$  m/s,

Acceleration time,  $t_a=0.167$  s,

Maximum mass for translator=25 kg.

In fact, properties of linear motors are not much different than the electrical and geometric properties of rotational motors. Since the length of prototype of motor to be designed is 235 mm, the machine may be considered as a rotational motor with the circumferential of 235 mm and radius 37.40 mm. The motor is regarded for use in opening and closing an elevator door of weight 25 kg at a distance of 80 cm. Trapezoidal motion profile speed-time and speed-position curve of the door during opening and closing is given in Fig. 6. In addition, a trapezoidal motion profile is used to drive the vehicle smoothly and without jerky motion and to control the positions of the vehicle while its ascent and descent.

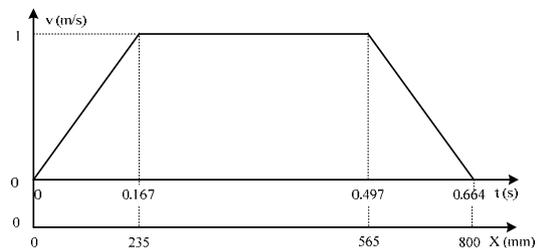


Fig. 6 Reference speed of elevator door versus position and time

Mass of the door (m) is 25 kg, acceleration time ( $t_a$ ) is selected as 0.167 second and velocity

EK-2 (Devam) Dursun M., Koç F., Özbay H, “Determination of Geometric Dimensions of a Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, World Academy of Science, Engineering and Technology, 6,71, 32-38, France, 2010

of the door ( $v_m$ ) is selected as 1.0 m/s. According to these values, the acceleration of the door ( $a$ ) is found by (6) and the pull force to accelerate the door is found by (7), respectively as

$$a = \frac{v_m}{t_a} = \frac{1.0}{0.167} = 6 \text{ m/s}^2 \quad (6)$$

$$F_a = ma = 25.6 = 150 \text{ N} \quad (7)$$

$F_a$  was selected as 250 N by adding the 100 N force required for the static friction.  $F_a$  is the force which the motor should apply to door,  $m$  is mass of door (kg) and  $a$  is the acceleration determined from (6). Deceleration of the door to stop is equal to its acceleration, but has reverse sign. Accordingly, the LSRM's power ( $P$ ) is calculated by (8) as:

$$P = F_a v_m = 250.1 = 250 \text{ W} \quad (8)$$

Minimum translator pole width is selected for continuous pull force. Thus, the length of this yoke pole is found by (9) with aid of the circumferential length of the rotating motor:

$$\min[\beta_s] = \frac{4\pi}{P_t P_r} = \frac{4\pi}{6 \times 4} = 0.5236 \text{ rad} = 30^\circ \quad (9)$$

By considering, the pole width of the rotational motor is the same as the linear version; the length of a translator pole is calculated as 19.58 mm. With considering production problems, the pole width was chosen as 20 mm and the total length of motor was determined as 235 mm for 360. Since  $\beta_r > \beta_s$  the value of  $\beta_r$  is chosen as  $36^\circ$ . Therefore, stator pole angle of rotary SRM,  $\beta_s = 30^\circ = 0.5236 \text{ rad}$ , rotor pole angle of rotary SRM,  $\beta_r = 36^\circ = 0.6283 \text{ rad}$ . Then to get the maximum power developed, current conduction angle  $\theta_i$  must be equal the stator pole arc  $\beta_s$ ,

$$k_d = \frac{\theta_i \cdot q \cdot P_r}{360} = \frac{30 \times 3 \times 4}{360} = 1 \quad (10)$$

$$k_1 = \frac{\pi^2}{120} \quad (11)$$

$$k_2 = 1 - \frac{L_u}{L_a^s} \quad (12)$$

where  $\theta_i$  is current generating angle,  $\beta_i$  translator pole width  $q$  is number of phase.

Maximum translator current should be calculated for  $k_2$  constant in order to draw the maximum power. In this case, magnetic characteristics of the core used give the ratio of inductance value of the unaligned position to the inductance value at the aligned position. This ratio is found as  $L_u / L_a = 0.1$  from the sheet steel core used. Thus  $k_2 = 1 - 0.1 = 0.9$ . The magnetic parameters of M 1010 steel used for core are  $B = 1.7$  and  $A_r = 24400$ . For applications without servo systems,  $k$  is chosen as 0.65. After the unknown parameters are determined as:

$$k_e = 0.4, kd = 1, k_1 = \frac{\pi^2}{120}, k_2 = 0.9, B = 1.7 \text{ T},$$

The hole diameter ( $D$ ) of rotary counterpart of motor is calculated by (13) as:

$$D = \sqrt{\frac{P\pi}{60 \times k_e k_d k_1 k_2 k B A_r v_m}} \quad (13)$$

$$= \sqrt{\frac{250\pi}{60 \times 0.4 \times 1 \times \frac{\pi^2}{120} \times 0.9 \times 0.65 \times 1.7 \times 24400 \times 1}} = 0.076 \approx 76 \text{ mm}$$

If the velocity of LSRM is relevant to rotational velocity, it is found by (14);

$$N_r = \frac{v_m}{0.5D} \times \frac{60}{2\pi} = \frac{1 \times 10^3}{37} \times \frac{60}{2\pi} = 258.09 \text{ rpm} \quad (14)$$

Switching frequency ( $f_{sw}$ ) of the current applied to the coils is calculated by (15) and length of pole pitch  $\tau$  is calculated by (16).

$$f_{sw} = 2P_r \frac{N}{60} = 2 \times 4 \times \frac{360}{60} = 48 \approx 50 \text{ Hz} \quad (15)$$

$$\tau = \frac{v}{f_{sw}} = \frac{1.0}{50} = 20 \text{ mm} \quad (16)$$

EK-2 (Devam) Dursun M., Koç F., Özbay H, “Determination of Geometric Dimensions of a Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, World Academy of Science, Engineering and Technology, 6,71, 32-38, France, 2010

Stack length (L) of rotary LSRM is found by (17).

$$L = kD = 0.65 \times 0.76 = 0.494 \text{ mm} \quad (17)$$

Thickness of stator yoke,  $b_{sy}$  is found as by (18),

$$b_{sy} = \frac{D\beta_s}{2} = \frac{76 \times 0.5236}{2} = 19.90 \text{ mm} \quad (18)$$

and taken approximately as 20. Assuming that outer diameter of stator is 118 mm, height of stator pole ( $h_s$ ) is found by (19).

$$h_s = \frac{D_o}{2} - \frac{D}{2} - b_{sy} = \frac{118}{2} - \frac{76}{2} - 24 = 20 \text{ mm} \quad (19)$$

Rear copper width of the rotor,  $b_{ry}$  is by (20) and top of rotor pole are found,  $h_r$  is by (21);

$$b_{ry} = \left(\frac{D}{2}\right)\beta_r = \left(\frac{76}{2}\right) \times 0.6283 \approx 23.88 \text{ mm} \quad (20)$$

$$h_r = 2\left(\frac{D}{2} - 2\lambda_g - b_{ry}\right) = \left(\frac{76}{2} - 2 \times 0.6 - 23.88\right) = 26 \text{ mm} \quad (21)$$

Magnetic field intensity in the air gap ( $H_g$ ) is calculated and found by (22) as

$$H_g = \frac{B}{\mu_r} = \frac{1.7}{4 \times \pi \times 10^{-7}} = 1352817.016 \text{ A/mm} \quad (22)$$

For a peak phase current of  $I_p = 8$  A allowable in the machine, the number of turns per phase is by (23).

$$T_{ph} = \frac{H_g(2\lambda_g)}{I_p} = \frac{1352.817(2 \times 0.6)}{8} = 203 \text{ turn / phase} \quad (23)$$

Assuming the current density as  $5 \text{ A/mm}^2$ , the area of the conductor is found by (24).

$$a_c = \frac{I_p}{J\sqrt{q}} = \frac{8}{5\sqrt{3}} = 0.92 \text{ mm}^2 \quad (24)$$

$a_c$  was selected  $1 \text{ mm}^2$ . The number of total sectors of LSRM is found by (25) and the

resultant total number of stator poles ( $n$ ) are by (26)

$$N_{sc} = \frac{L_t}{\pi D} = \frac{0.8}{\pi \times 76 \times 10^{-3}} \approx 4 \quad (25)$$

$$n = P_s N_{sc} = 6 \times 4 = 24 \quad (26)$$

Active operation of stator of LSRM and passive operation of its translator reflects the stator and translator of LSRM versus the stator and rotor of rotating SRM. The width of the stator pole is by (27) and the width of the stator slot are obtained as (28)

$$w_{sp} = b_{sy} = \frac{D\beta_s}{2} = \frac{76 \times 0.5236}{2} = 19.90 \approx 20 \text{ mm} \quad (27)$$

$$w_{ss} = \frac{(\pi D - P_s w_{sp})}{P_s} = \frac{(\pi \times 76 - 6 \times 20)}{6} = 19.79 \approx 20 \text{ mm} \quad (28)$$

The width of the translator pole is by (29) and the width of the translator slot are calculated as (30)

$$w_{tp} = b_{ry} = 20 \text{ mm} \quad (29)$$

$$w_{ts} = \frac{(\pi D - P_r w_{tp})}{P_r} = \frac{(\pi \times 76 - 4 \times 20)}{4} = 39.69 \approx 40 \text{ mm} \quad (30)$$

The core stack width of the LSRM is obtained by (31)

$$L_w = L = kD = 0.65 \times 76 = 49.4 \text{ mm} \quad (31)$$

Translator slot window area is by (32)

$$d_c = \sqrt{\frac{4a_c}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \times 0.92}{\pi}} = 1.08 \text{ mm} \quad (32)$$

The total stator length is found by (37)

$$P_s \times W_{sp} + P_g \times W_{ss} = 6 \times 20 + 5 \times 23 = 235 \text{ mm} \quad (37)$$

where  $P_s$  is stator pole number and it is 6,  $P_g$  is stator slot number and it is 5. In conclusion, it is observed that the above equation is satisfied with the LSRM design.

EK-2 (Devam) Dursun M., Koç F., Özbay H, “Determination of Geometric Dimensions of a Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, World Academy of Science, Engineering and Technology, 6,71, 32-38, France, 2010

TABLE I  
DATA SHEET OF CALCULATED DESIGN PARAMETERS

| Symbol      | Design Parameter            | Value     |
|-------------|-----------------------------|-----------|
| $L$         | Length of LSRM              | 0.8 m     |
| $v_m$       | Maximum Linear Velocity     | 1 m/sec   |
| $t_a$       | Acceleration time           | 0.167 sec |
| $m$         | Maximum mass for translator | 25 kg     |
| $F$         | Pull force                  | 250 N     |
| $P$         | Power of LSRM               | 250 W     |
| $I$         | Current                     | 8 A       |
| $w_{tp}$    | Width of translator pole    | 23 mm     |
| $w_{sp}$    | Width of stator pole        | 20mm      |
| $w_{ss}$    | Width of stator slot        | 20mm      |
| $w_{ts}$    | Width of translator slot    | 40mm      |
| $q$         | Number of phase ( $\phi$ )  | 3         |
| $f_{sw}$    | Switching frequency         | 50 Hz     |
| $\tau$      | Pole pitch                  | 20 mm     |
| $P_g$       | Stator slot number          | 5         |
| $D$         | The hole diameter           | 76 mm     |
| $\lambda_g$ | Stator and translator slot  | 0.6 mm    |

## V. MAGNETIC ANALYZES OF MOTOR

The appropriate mechanical and electrical parameters was designed the motor has been visualized as 3 dimensional upon these parameters. 3-d Figure of the motor as been drawn with a computer aided design software, and it is shown in Fig.8.

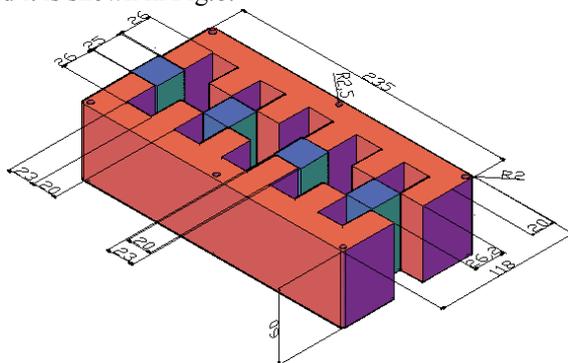


Fig. 8. 3-d model of the LSR motor

The induced electro magnetic torque,

magnetic flux and magnetic flux with flux density, magnetic flux with flux density vectors

are obtained for this design. The obtained values are non-linear functions because they are changed according to the location of the rotor and flux.

The variables in the magnetic analyses of the motor are the location of the armature and winding currents. The software composes the finite elements surface of the motor depending upon the location of the armature and then calculates the basic outlet parameters like phase inductions.

During the magnetic analyzing of the motor designed, 8A current is applied. In this case, the force obtained in the state of armature is given as force in Fig. 9. The graphic in the Fig. 10 shows the force alteration of the stator and armature from the total detached status to the coincident status.

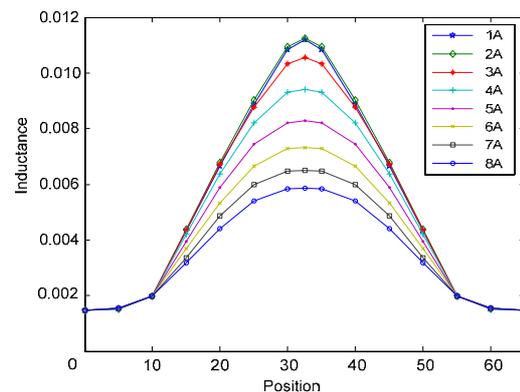


Fig. 9 Inductance change

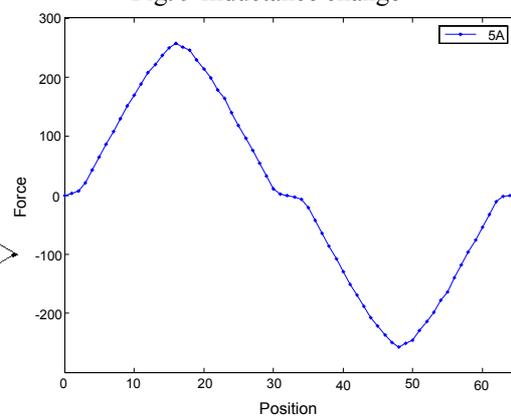


Fig. 10 Rotor position-force change

EK-2 (Devam) Dursun M., Koç F., Özbay H, “Determination of Geometric Dimensions of a Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, World Academy of Science, Engineering and Technology, 6,71, 32-38, France, 2010

## VI. CONCLUSION

In this study, the method of geometric dimensioning method for a double sided, 6/4 poled, 3 phase LSRM of 250 W power to be used in places such as elevator, hospital and subway doors where accurate position control and rapid response are requested and the parameters obtained by this method are calculated. Operation and switching sections as motor and generator are determined by obtaining the ideal inductance profile according to the geometric dimensions of air gap, stator and translator in compliance with the power of motor.

As seen, the power of air gap is directly transferred to the sliding door and friction is minimized in the system. Since in this system friction is reduced because there is not any brush and collector in the motor, the motor efficiency is high. In addition, the losses arising from belt, pulley and reducer in power transfer are prevented and cost is reduced by removing the power transfer elements used in excess.

## Appendix

|           |  |
|-----------|--|
| $a$       | Acceleration ( $m/s^2$ )                           |
| $a_c$     | The area of the conductor ( $mm^2$ )               |
| $b_{sy}$  | The stator yoke thickness ( $mm$ )                 |
| $b_{ry}$  | Rear copper width of the rotor ( $mm$ )            |
| $\beta_r$ | Rotor pole angle of rotary (degree)                |
| $\beta_s$ | Stator pole angle of rotary (degree)               |
| $D$       | The bore diameter ( $mm$ )                         |
| $d_c$     | The diameter of the conductor ( $mm$ )             |
| $f_{sw}$  | Switching frequency ( $Hz$ )                       |
| $F_a$     | Force of LSRM ( $N$ )                              |
| $H_g$     | Magnetic field intensity in the air gap ( $A/mm$ ) |
| $h_r$     | Top of rotor pole ( $mm$ )                         |
| $h_s$     | Height of stator pole ( $mm$ )                     |
| $h_t$     | height of translator pole                          |
| $I_p$     | Peak phase current ( $A$ )                         |

|            |   |
|------------|---|
| $L$        | Stack length of rotary SRM ( $mm$ )         |
| $L_a$      | Aligned inductance ( $H$ )                  |
| $L_u$      | Unaligned inductance ( $H$ )                |
| $L_{tr}$   | The total length of the translator ( $mm$ ) |
| $L_w$      | The core stack width of the LSRM ( $mm$ )   |
| $m$        | Maximum mass for translator ( $kg$ )        |
| $n$        | The resultant total number of stator poles  |
| $N_r$      | Rotational velocity ( $rpm$ )               |
| $N_{sc}$   | The number of total sectors of LSRM         |
| $P$        | Power of LSRM ( $W$ )                       |
| $t_a$      | Acceleration time ( $s$ )                   |
| $\theta_i$ | Current generating angle (degree)           |
| $\tau$     | Pole pitch                                  |
| $P_f$      | Packing factor                              |
| $P_s$      | Stator pole number                          |
| $P_r$      | Rotor pole number                           |
| $T_{ph}$   | The number of turns per phase               |
| $q$        | Number of phase                             |
| $v_m$      | Maximum linear velocity                     |
| $w$        | Width of the wedges                         |
| $w_{tp}$   | Width of the translator pole                |
| $w_{ts}$   | Width of the translator slot                |
| $w_{sp}$   | Width of the stator pole                    |
| $w_{ss}$   | Width of the stator slot                    |

## Acknowledgment

This study is under the supervision and support of 00401.STZ.2009-1 coded SANTEZ project by Ministry of Industry and Trade with EMSA Automation.

## References

- [1] Budig, P.-K., “The application of linear motors,” in Proc. 3rd IEEE Int. Power Electron. and Motion Control Conf., Aug. 2000, vol. 3, pp. 1336–1341.
- [2] Lim H.S, Krishnan R., “Ropeless Elevator Drive Actuation Systems”, IEEE Transactions On Industrial Electronics, 54, No. 4, 2209-2218 August, 2007.

EK-2 (Devam) Dursun M., Koç F., Özbay H, “Determination of Geometric Dimensions of a Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, World Academy of Science, Engineering and Technology, 6,71, 32-38, France, 2010

- [3] Pasanen J, Jahkonen P, Ovaska S, “An integrated digital motion control unit”, IEEE Transactions On Instrumentation And Measurement, 40, No 3, 654-657, 1991.
- [4] J. D. Edwards, O., Gürdal, “Contactless measurement of the secondary position in linear reluctance motors”, IEE Proceedings, Electric Power Applications, 142, 6, 355-360, 1995.
- [5] Masuda T, Yoshikawa M., Tawada M., “Formulation of elevator door equation of motion”, JSME International Journal Series C-Dynamics Control Robotics Design and Manufacturing, 39, 2, 279-285, 1996.
- [6] Bae HK, Lee BS, Vijayraghavan P, “A linear switched reluctance motor: Converter and control”, IEEE Transactions on Industry Applications, 36, 5 1351-1359, 2000.
- [7] Krishnan R., “Propulsion with and without wheels”, IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 1, 2, 11-19, 2005.
- [8] Daldaban F, Üstkoyuncu N “Analysis of a new double-sided linear switch reluctance motor”Erciyes University Journal of Science, 22 ( 1-2), 50-56, 2006
- [9] Liu X, Ye YY, Zheng Z.,”A novel tubular permanent magnet linear synchronous motor used for elevator door”, Conference Information: International Conference on Electrical Machines and Systems, Cilt1, No 4, 1277-1280, 2007.
- [10] Jia YH, Wu HX, Kou BQ., “Research on Position Sensor Magnetic Encoder Based on the Elevator Door Machine Servo System”, Conference Information: 3rd International Conference on Sensing Technology, 431-434, 2008.
- [11] Liu X, Ye YY, Zheng Z., “Magnetic field and performance analysis of a tubular permanent magnet linear synchronous motor applied in elevator door system”, Journal Of Zhejiang University-Science A., 9, 4, 572-576, 2008.
- [12] Fenercioglu A., Dursun M., “Design and magnetic analysis of a double sided linear switched reluctance motor” source: Przegląd Elektrotechniczny, 86 5, 78-82, 2010.
- [13] Dursun M, Özbay H, Koç F “An elevator driver with linear motor”(in Turkish) Elevator Smposium,21-23 May,Izmir, Turkey, 2010.
- [14] Dursun M., Saygın A., “A switch reluctance motor driver with boost converter designed for a photovoltaic array irrigation system” Erciyes University Journal of Science,22,(1-2) 57-65,2006
- [15] Arreola, R.B. 2003. “Nonlinear control design for a magnetic levitation system”. M.Sc. Thesis, University of Toronto, Canada.
- [16] Gan,W.C. and Cheung, N.C. 2001. “Design of a Linear Switched Reluctance Motor for High Precision Applications,” IEEE International, Electric Machines and Drives Conference, June 2001.
- [17] Gieras, J.F. and Piech Z.J. 2000. “Linear synchronous motors: transportation and automation Systems”. U.S.A. CRC Press LLC.
- [18] Kaw Krishnan, R. 2001. “Switched reluctance motor drives: modelling, Simulation, as Analysis, Design, and Applications”, U.S.A. CRC, Press LLC.
- [19] Lee, B.S., Bae, H.K., Vijayraghavan, P. and Krishnan, R. 1999. “Design of a Linear switched reluctance machine”, Conference of IEEE, Industry Appl. J Soc. (IAS '99), 1, 547-554.
- [20] Miller, T.J.E. 1993. “Switched reluctance motors and their control”. Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, UK.
- [21] Miller, T.J.E. 2002. “Optimal design of switched reluctance motors”.IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49, 1 (February): 15-26.
- [22] R. Randun, A.V., 1995. “Design Considerations for the Switched Reluctance Motor”. IEEE Transactions on Industry Applications, 31,1049-1087
- [23] Thet M. M., 2008 “Design and Calculation of 75 W Three-phase Linear Switch

EK-2 (Devam) Dursun M., Koç F., Özbay H, “Determination of Geometric Dimensions of a Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, World Academy of Science, Engineering and Technology, 6,71, 32-38, France, 2010

Reluctance Motor” World Academy of Science, Engineering and Technology 48,108-113.

**M. DURSUN** was born in Corum, Turkey, in 1970. He received the BS degree in Electrical Education from Electrical Education, Gazi University, in 1993. The MSc degree in 1996, and the PhD degree 2002 from Department of Institute of Science and Technology, from Gazi University, Ankara, Turkey.

He is currently an assistant professor at the Department of Electric Machinery Education, Gazi University. His research interests include, Motor Design, Modeling, Motor Control, Switched Reluctance Motors, Linear Switched Reluctance Motors, Brushless DC motors, DC-DC converters, Matrix Converters, Fuzzy Logic Control, Artificial Neural Network, Elevator motors, Motor and Centrifugal Pump Drivers, DSP, PLC, microprocessors and microcontroller programming, serial and parallel active power filters, and photovoltaic systems, photovoltaic irrigating systems, RF control and communications, and distance education material design.

**F. KOC** was born in 1984, Kocaeli, Turkey. She received the BS degree in 2007 from Gazi University, Ankara, Turkey. She is currently working toward the M.S. degrees in the Electrical Education Department of Institute of Science and Technology, Gazi University. She is now a lecturer at Department of Electric, Gazi Vocational High School. Her research focused on Linear Switched Reluctance Motors, DC-DC converters, Motor Control, Modeling and simulation.

**H.ÖZBAY** (M’10) was born in Bursa, Turkey, in 1984. He received the B.S. degrees in electrical education from Gazi University, Ankara, Turkey, in 2008. He is currently working toward the M.S. degrees in the Electrical Education Department of Institute of Science and Technology, Gazi University, Ankara.

He is presently a University Lecturer in the Electrical Department of Vocational High School, Bilecik University, Bilecik. His research interests include the design of switched reluctance motors and their control, linear switched reluctance machine design and their magnetic analyzes.

EK-3 Dursun M., Koç F., “Simulation of Fuzzy Logic Position and Speed Control of Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, ICMSC International Conference on Modeling, Simulation and Control, 517-521, Egypt, 2010

## Simulation of Fuzzy Logic Position and Speed Control of Double Sided Linear Switched Reluctance Motor

Mahir DURSUN<sup>1</sup> Gazi University,  
 Technical Education Faculty,  
 Department of Electrical Education  
 Ankara, Turkey  
 e-mail: mdursun@gazi.edu.tr

Fatmagul KOC<sup>2</sup> Gazi University,  
 Gazi Vocational High School  
 Ankara, Turkey  
 e-mail: fatmagulkoc@gazi.edu.tr

**Abstract—** In this study, a double-sided, 6/4 poled, 3 phased, 8 A, 24V, 250 W Linear Switched Reluctance Motor designed and having 250 N pull force used in locations such as elevators door where linearly moving accurate position, easy control and rapid response are requested. The motor speed was controlled by adjusting friction angle of motor current. Its operation and switching sections as motor and generator are determined and the simulation of fuzzy logic velocity and position control are realized. The velocity of motor was controlled by fuzzy logic control technique. It is concluded that the motor designed in the simulation in C programming language according to the values determined values may be used in elevator doors.

**Keywords-** Linear Switched reluctance motor, LSRM, Fuzzy logic control, Elevator, Position control, Velocity control.

### I. INTRODUCTION

Opening and closing time of elevator doors significantly affects the elevator’s service quality and waiting time of the passengers. Due to this reason, it is need to new design of sliding door drive systems which both quickly open and close and have low failure rate and at the same time high efficiency[1].

Conventional elevator doors consist of an electromechanical lock and sliding door system connected to gear box, belt and pulley systems coupled with the shaft of a rotational motor. Due to these extends the accelerating time of the door since instantaneous impacts are avoided during the transfer of motion by the moving object to the subsequent power train. In addition, the increasing of element numbers in every power train, belt and pulley system causes to decrease in efficiency and increase in failure rate.

Therefore, the use of high efficiency linear motors which are moving linearly in mechanical systems result in lower failure rate and high velocity responses. So, it is unavoidable to use linear motors in sliding door systems such as elevator doors[1].

Linear motion with rotary motors and linear mechanical interfaces has backlash due to gears and problems such as hysteresis [2]. Linear motors eliminate the need for rotary to linear mechanical interfaces resulting in simpler and robust conversion of electrical input into linear motion. With linear motors, additional benefits of quietness and reliability are obtained. Linear motors have been applied in conveyor systems, people mover, sliding doors, and airport baggage handling, to mention a few papers. Similar studies are encountered in the literature [2-12] and SRM control [13-19]. LSRMs have simple construction, low cost, high pull forces, and accurate position.

In this study, firstly a double-sided, 6/4 poled, 3 phased, 8 A, 24V, 250 W a LSRM designed having 250 N pull force used in locations such as elevators door where linearly moving accurate position easy control and rapid response are requested [1]. The motor velocity was controlled by adjusting friction angle of motor current. Its operation and switching sections as motor and generator are determined and the simulation of fuzzy logic velocity and position control are simulated.

EK-3 (Devam) Dursun M., Koç F., “Simulation of Fuzzy Logic Position and Speed Control of Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, ICMSC International Conference on Modeling, Simulation and Control, 517-521, Egypt, 2010

## II. ELEVATOR DOOR DRIVER SYSTEM DESIGN WITH LINEAR SWITCHED RELUCTANCE

Classical door driver system block diagram is given in Fig. 1. As it is seen in given block diagram, a door moving in linear is driven by using gearbox and v-belt-pulley with a circular motor. In this way, it causes both reduction of the velocity response of door, and decrease of performance because of friction of power transmitter. In Fig. 2, it is seen that an elevator door driver system with two-sided designed LSRM. In this designed system by transferring the power of air gap directly to the sliding door mechanism, frictions to decrease minimum level it is aimed. In this system, there are not any brush and collector in motor. So, while frictions are lowered, production of motor power is increased. Furthermore, the power loss because of belt, pulley and gearbox in power transfer are prevented and the power transfer elements used more than needed are eliminated and the total cost of system is decreased [1].

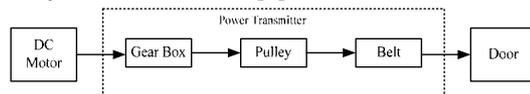


Figure 1. Classical door driver system block diagram.

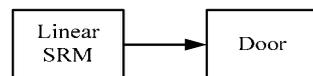


Figure 2 Block diagram of door driver system used linear

In designed system, the elevator door is driven by translator of two-sided LSRM. The translator is mechanically mounted to the sliding elevator door. To analyses and simulate the system correctly, accurate inductance curve of motor according to translator position should be known.

For the elevator door driver, considering EN81 standard, 100 N is needed to start motion and 150N is needed to accelerate the door [1].

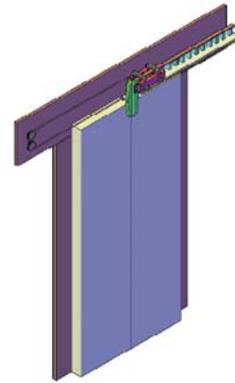


Figure 3. Combination of designed LSRM and sliding door system

In design, sliding door has two symmetric parts. The weight of first part is taken as 25kg. In classical systems, the opening and closing time of sliding door is 4 seconds. The force needed to overcome static friction was experimentally founded as 100 N. Moreover, as the standard does not allow more than 150N force during the door closing, the total force to be produced by motor was determined as 250N. Dynamic Model of Switching Reluctance Motor

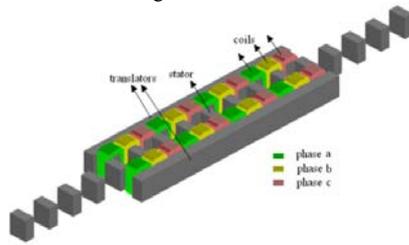
The wheels of the wheel chair are driven by the electrical motor. The power for electrical motor is obtained from the batteries. However, the wheel chair requires more power when claiming to hill or accelerating. These assistant power sources are used for short-term power supply during acceleration or uphill driving. Therefore an auxiliary power supply is required. A second battery or a super capacitor in addition to main battery can be used as an auxiliary power supply source.

Fig. 4 shows the two times three phases LSRM with 6/4 poles bridge driving circuit of a LSRM with 6/4 poles. When the coil is energized, the induced magnetic field pulls the nearest rotor pole towards itself. Accordingly, the reluctance is gradually minimized because of the decreasing air gap depending on the rotor position while the inductance approaches a maximum value.

EK-3 (Devam) Dursun M., Koç F., “Simulation of Fuzzy Logic Position and Speed Control of Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, ICMSC International Conference on Modeling, Simulation and Control, 517-521, Egypt, 2010



Figure 4. Picture of design LSRM



a) twin translator b) stator c) simulator model  
Figure 4. Three phases LSRM with 6/4 poles

### I. The Equivalent Circuit of SRM

In order to establish a realistic model of the SRM, it is necessary to know all of the relevant parameters. The mutual inductance of the SRM due to coupling between phases is often neglected. Fig. 5 shown has a constant and variable resistive, and a variable reactive component. The general equation for one phase of the SRM is follows:

$$V = Ri + \frac{d\psi(\theta, i)}{dt} M(\theta) \frac{di'}{dt} \quad (1)$$

where V is DC source voltage, R is the stator winding resistance,  $\psi$  magnetic flux, i and i' are the instantaneous current in the exited phase and previously excited phase, respectively. M( $\theta$ ) is the mutual inductance between adjacent phases and  $\theta$  is the rotor position, respectively. If the magnetic saturation is neglected, linear analysis can be carried out. From this assumption, flux can be obtained as shown

$$\psi = L(\theta)i \quad (2)$$

where L( $\theta$ ) is phase inductance, and equation may be arranged in the following form,

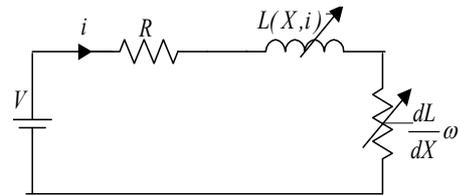


Figure 5. An Equivalent Circuit for Single Phase

$$V = Ri + \frac{d(L(\theta), i)}{dt} M(\theta) \frac{di'}{dt} \quad (3)$$

When evaluation the partial derivatives, the general voltage equation for only one phase winding may be written as Equation 8. These transformations apply only under the steady-state condition. Therefore, equation can be rearranged as shown blow:

$$V = Ri + L(\theta) \frac{di}{d\theta} \omega + i \omega \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (4)$$

### II. Dynamic Equations and Obtaining Space Equations of the Situation

In LARM, motor phase inductance varies depending on the rotor position and current passing through the coil. Equivalent circuit of LSRM for single phase is seen in Fig.5.

$$K_a = R + v(dL_a / dx) \quad (5)$$

$$K_b = R + v(dL_b / dx)$$

$$K_c = R + v(dL_c / dx)$$

If all motor elements are shown in (6) the state space form of the situation; (7) is obtained.

$$\dot{X} = Ax + Bu \quad (6)$$

EK-3 (Devam) Dursun M., Koç F., “Simulation of Fuzzy Logic Position and Speed Control of Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, ICMSC International Conference on Modeling, Simulation and Control, 517-521, Egypt, 2010

$$\dot{X} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_a}{vL_a} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_b}{vL_b} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{K_c}{vL_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{vL} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V] \quad (7)$$

### III. Dynamic Equation of SRM

The LSRM model will not be completed without having an equation to describe the dynamic behavior of the LSRM. The following equations are generally accepted:

$$F = (J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + F_L)k \quad (8)$$

Figure 3.

where F motor induced torque, J is total inertia, B is the damping coefficient, FL is the load force, and k is an constant.. This model does not take of hysteresis and eddy-current losses. The accuracy of this model depends on the accurate model of the motor inductance. So the inductances of motor could be given as follows:

$$L_1 = (L_{max} + L_{min}) / 2 \quad (9)$$

$$L_2 = (L_{max} - L_{min}) / 2 \quad (10)$$

$$L_a = L_1 + L_2 \cos 8\theta \quad (11)$$

$$L_b = L_1 + L_2 \cos(8\theta + 2\pi / 3) \quad (12)$$

$$L_c = L_1 + L_2 \cos(8\theta - 2\pi / 3) \quad (13)$$

The variation of inductance of 3 phases with angular position which was derived according to the cosine method is shown in Fig.6 [1].

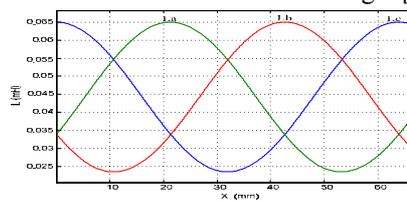


Figure 6. Inductance curve of LSRM

### III. LSRM DRIVER WITH A CLASSICAL CONVERTER

In order to feed LSRM, many converter structures has been suggested and studied in the literature. These converters differ from each other with their way of energy recovery and their feed circuits, used through commutation from one phase to another. Fig.7 shows the block diagram of LSRM control circuit for elevator door drive. The system is composed 3 phased classical converter used for adjusting phases currents level and to driving LSRM, LSRM, position sensor, 3 item of current sensor and the controller [17].

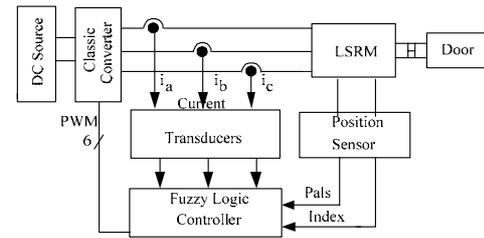


Figure 7. Block Diagram of Elevator Door Driver with Fuzzy Logic Controlled LSRM

#### I. Drive system of Double Sided Linear switching reluctance motor

For motor feed, DC source feeds the motor power layer. For each phase of the 3 phased power layer, 2 transistors are used. Rotor position is sensed through counting the pulses obtained from the position sensor. In this circuit, the position sensor produces 16 pulses and one reset signal for each millimeter of the translator moving. Therefore, the exact position of the translator is detected by counting the pulses after the reset signal and the possible lines of the pulses are reset. The controller produces the required signal according to the position information. During producing this signal normally, each phase begins after the end of the previous one but in order the motor momentum to be proper the phase begins before the end of the other one and they run together for awhile then the other ends. The currents of the phases which are on conduction

EK-3 (Devam) Dursun M., Koç F., “Simulation of Fuzzy Logic Position and Speed Control of Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, ICMSC International Conference on Modeling, Simulation and Control, 517-521, Egypt, 2010

mode are compared with the reference signal. If the current is higher than the reference signal then, the current of that phase is cut until its value is lower than the reference signal .

## II. SRM velocity control with fuzzy logic method

Fuzzy logic controller will be used to control the velocity of SRM. The input variables of the system in the fuzzy logic controller will be defined as (e) velocity error and (ce) the change in the velocity error. The error and the change in error obtained are converted into per unit value. The triangle membership function curves that will be used to calculate the membership values of these values are shown in Figure 8[20]. Fig. 8 shows the design of a fuzzy logic controller system. Fig. 8 shows membership values of the fuzzy logic. Fig. 10 shows block diagram of the fuzzy logic controller system[17].

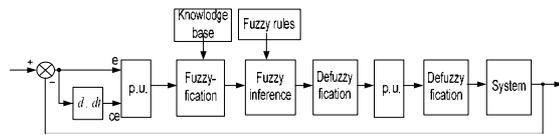


Figure 8. Block diagram design of a fuzzy logic controller system.

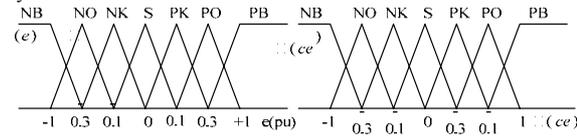


Figure 9. Membership values of the fuzzy logic

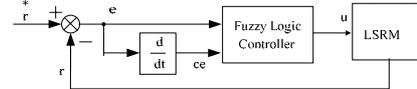


Figure 10. Fuzzy logic controller system

The output of the fuzzy logic is the reference current value of the motor. The velocity of the motor has controlled by this way. The input variables of the system follow as:

$$e_{\omega_r}(k) = \omega_r^*(k) - \omega_r(k)$$

$$ce_{\omega_r}(k) = e_{\omega_r}(k) - e_{\omega_r}(k-1) \quad (14)$$

where,  $\omega_r^*$  is the reference radial velocity at kth sampling moment,  $e_{\omega_r}$  is the change in velocity error at kth sampling moment. The input variables transferred into the unit value (pu) is defined as

The output definition of the fuzzy logic controller is

$$e(pu) = e_{\omega_r}(k) / GE$$

$$ce(pu) = ce_{\omega_r}(k) / GC \quad (15)$$

$$I_k = I_{(K-1)} + GU * du(pu) \quad (16)$$

where,  $I_k$  (K) is the controller output value for the k th. sampling,  $I_{(K-1)}$ ; is the previous controller output value of the k th. Sampling and  $GU * du(pu)$  is the output reaction for the kth sampling. The obtained value of is the reference current which controls the velocity of switching reluctance motor.

## III. Current sensing and index signal

In order to measure the phase currents 3 pcs current sensors will have been used and 2.75 V output voltage with the current value of 8 A. For running LSRM an incremental type position sensor will attached to the translator with 16 pulses/mm option. It gives a reset signal at each cycle.

## IV. RESULTS OF SIMULATION

The designed system is composed of PV power supply, boost converter and SRM. The SRM used for simulation is with 3 phases, 6/4 poles, 8 A, 24 V, 250 W, 1 m/s nominal velocity,  $B=0.0012$  coefficient of friction,  $J=0.00027$  momentum of inertia. The source voltage is 24 V and the output of classical converter is stable.

In the simulation and the implementation, the common transfer velocity and the transfer angle are set as 0-50 and 150 respectively. The velocity of SRM is controlled by velocity feedback and fuzzy logic and PI control methods.

The switching angle of the phase currents is arranged on a basis that no negative force will be produced. Where, 5 N load force was applied during the translator moving. que between 0,1-0,2 sec.; 0,2 Nm load torque between 0,2-0,3 sec.; 0,5 Nm load torque between 0,3-0,35 sec.; 0,2 Nm load torque between 0,35-0,5 sec. And

EK-3 (Devam) Dursun M., Koç F., “Simulation of Fuzzy Logic Position and Speed Control of Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, ICMSC International Conference on Modeling, Simulation and Control, 517-521, Egypt, 2010

finally 0,4 Nm load torque between 0,6-0,7 sec has been applied.

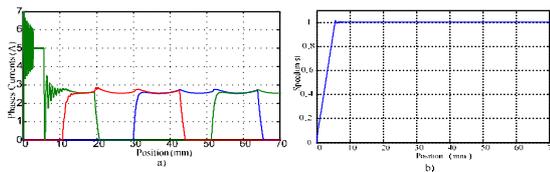


Figure 11. a) Motor phase currents at the accelerating b) Acceleration curves of the translator

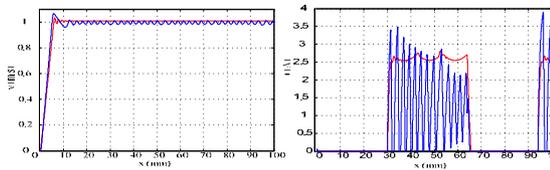


Figure 12. Velocity and currents with PI and Fuzzy control. a) Acceleration and velocity curves of the vehicle during

stable operation The fluctuation at motor b) Currents curves . Since the curves obtained in this way have resembled cosine curve very much, cosine method is used, the curve obtained by sliding the phases was given as motor inductance curve of three phases in Fig. 6.

Values of inductance are written in Turbo C program and inducted pulling force of one phase is obtained.

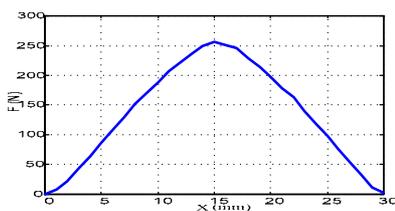


Fig. 13. The force curve of LSRM

Switching zones of phase currents and strategies are determined according to translator position of the motor from the inductance curve obtained in Fig Fig. 13.a. Single and 3 phase currents of LARM obtained by 4. Degree Runge-Kutta method by determining 8 A maximum current values is given in Fig. 11.a. Fig. 12.b. In this simulation motor is not full and its current is not maximum value.

From here, the torque surge formed in rotational motion motors appears as force surge in LARM. This force surge may be reduced by load

various advanced control methods. However, details are not given as this is not the subject of this study.

With the purpose of monitoring the response of the designed linear motor against the rotational one, its velocity is controlled and oscillations in the velocity are found by using PI control method with Turbo C program. When chi is taken 1 and kp 62 in the control, velocity alteration of PI controlled LARM under a fixed load is seen in Fig. 12. As seen here, the motor has reached the nominal velocity in a distance of about 22 mm.

In Fig. 12, velocity response of PI controlled LARM against load alteration is given. With the purpose of observing the influence of friction alteration on the motor velocity during the motion of door

Linear velocity alteration of PI controlled and fuzzy controlled LARM having the same parameters are given in Fig. 11. a and Fig. 12.b. It is observed that the motor has reached 1 m/s velocity again in 8 mm. Fig. 13. the force curve of

LSRM that is applied to door directly.

## V. CONCLUSION

In this study, the response of fuzzy logic velocity controlled double sided LARM which have 6/4 poled, 3 phase of 250 W power is simulated. According to the determined values, PI and fuzzy logic velocity responses of the motor is compared. Since in this system friction is reduced because there is not any brush and collector in the motor, the motor efficiency is high. In addition, the losses arising from belt, pulley and reducer in power transfer are prevented and cost is reduced by removing the power transfer elements used in excess.

EK-3 (Devam) Dursun M., Koç F., “Simulation of Fuzzy Logic Position and Speed Control of Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, ICMSC International Conference on Modeling, Simulation and Control, 517-521, Egypt, 2010

where accurate position control and rapid response are requested because of their low cost, high efficiency and high rate force/volume.

#### ACKNOWLEDGMENT

This study is under the supervision and support of 00401.STZ.2009-1 coded SANTEZ project by Ministry of Industry and Trade with EMSA Automation Trade Cooperation.

#### REFERENCES

- [1] Dursun M., Koc F., Ozbay H., “Determination of Geometric Dimensions of a Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, October, 27-29, Paris, France, 2010
- [2] Budig, P.-K., “The application of linear motors,” in Proc. 3rd IEEE Int. Power Elect. and Mot. Cont. Conf., Aug. 2000, vol. 3, pp. 1336–1341.
- [3] Lim H.S, Krishnan R., “Ropeless Elevator with Linear Switched Reluctance Motor Drive Actuation Systems”, IEEE Transactions On Industrial Electronics, 54, No. 4, 2209-2218 August, 2007.
- [4] Bae HK, Lee BS, Vijayraghavan P, “A linear switched reluctance motor: Converter and control”, IEEE Transactions on Industry Applications, 36, 5 1351-1359, 2000.
- [5] Krishnan R., “Propulsion with and without wheels”, IEEE Int. Conf. on Industrial Technology (ICIT), 1, 2, 11-19, 2005.
- Liu X, Ye YY, Zheng Z., “A novel tubular permanent magnet linear synchronous motor used for elevator door”, Int. Conf. on Electrical Machines and Systems, Cilt1, No 4, 1277-1280, 2007.
- [6] Jia YH, Wu HX, Kou BQ., “Research on Position Sensor Magnetic Encoder Based on the Elevator Door Machine Servo System”, 3rd International Conference on Sensing Technology, 431-434, 2008.
- [7] Hannoun H , Hilairt M, Marchand C, “Gain-scheduling PI current controller for a switched reluctance motor” IEEE Int. Symposium On Industrial Electronics, Proceedings, 1-8, 1177-1182, 2007
- [8] Dursun M ,Özbay H ,Koç F “An elevator driver with linear motor”(in Turkish) Elevator Smposium, 21-23 May, Izmir, Turkey, 2010.
- [9] Gan, W.C. and Cheung, N.C. 2001. “Design of a Linear Switched Reluctance Motor for High Precision Applications,” IEEE International, Electric Machines and Drives Conference, June 2001.
- [10] Kaw Krishnan, R. 2001. “Switched reluctance motor drives: modelling, Sim., as Analysis, Design, and App.”, U.S.A. CRC, Press LLC.
- [11] Miller, T.J.E. 2002. “Optimal design of switched reluctance motors”. IEEE Transactions on Ind. Electronics, 49, 1 (February): 15-26.
- [12] Thet M. M., 2008 “Design and Calculation of 75 W Three-phase Linear Switch Reluctance Motor” World

Academy of Science, Engineering and Technology, 48,108-113.

- [13] Bay O.F., and Elmas C., 2004, “Modeling Of The Inductance Variation and Control of The Switched Reluctance Motor Based On Fuzzy Logic”. Int. Automation and Soft Comp. 10(3): 233–246, 2004
- [14] Chen H and Zan XS, Fuzzy Logic and PI Control of Switched Reluctance Motor Drive,: Dynamics Of Continuous Discrete and Impulsive Systems-Series A-Math. Analysis Part 1, 13:154-157, 2006
- [15] Dursun M. and Ozden S., 2008, Fuzzy Logic Controlled An Elevator System, Journal of Polytechnic, 11(2), 2008.

- [16] Dursun M. and Saygin A., Fuzzy Logic Controlled Switched Reluctance Motor Driver Designing for a Lift System, Pamukkale University Engineering Faculty Journal of Engineering Sciences, 12(2):151-160, 2006
- [17] Huh, U.Y. and Lee T.G., 1995, Fuzzy logic based switching angle controller for sr motor speed control, Industrial Electronics, ISIE '95, July 10-14, Athens, Greece, 809-814, 1995
- [18] Lim HS and et al., 2008, Design and Control of a Linear Propulsion System For An Elevator Using Linear Switched Reluctance Motor Drives, IEEE Trans. On Ind. Elect., 55(2): 534-542, 2008.

**M. DURSUN** was born in 1970, Corum, Turkey. He received the BS degree in 1993, the MSc degree in 1996, and the PhD degree 2002 from Gazi University, Ankara, Turkey.

He is now an assistant professor at the Department of Electric Machinery Education, Gazi University. His research interests include, Motor Design, Modeling, Motor Control, Switched Reluctance Motors, Linear Switched Reluctance Motors, Brushless DC motors, DC-DC converters, Matrix Converters, FLC, Artificial Neural Network, Elevator motors, Motor and Centrifugal Pump Drivers, DSP, PLC, microprocessors and microcontroller programming, serial and parallel active power filters, and photovoltaic systems, photovoltaic irrigating systems, RF control and communications, and distance education material design.

**F. KOC** was born in 1984, Kocaeli, Turkey. She received the BS degree in 2007 from Gazi University, Ankara, Turkey. She is currently working toward the M.S. degrees in the Electrical Education Department of Institute of Science and Technology, Gazi University She is now a lecturer at Department of Electric, Gazi Vocational High School. Her research focused on Linear Switched Reluctance Motors, DC-DC converters, Motor Modeling and simulation

EK-4 Dursun M., Koç F., Özbay H., Ozden S., “Design of Linear Switched Reluctance Motor Driver for Automatic Door Application”, International Conference on Information and Industrial Electronics, China, 2011

## Design of Linear Switched Reluctance Motor Driver for Automatic Door Application

Mahir DURSUN<sup>1</sup>, Fatmagul KOC<sup>2</sup>, Harun OZBAY<sup>3</sup>, Semih OZDEN<sup>4</sup>,

<sup>1,2</sup> Department of Electrical Education Technical Education Faculty Gazi University, TURKEY

<sup>3</sup>Gazi Vocational High School, Department of Electric, Gazi University, TURKEY

<sup>4</sup>Vocational High School, Department of Electric, Bilecik University, TURKEY

<sup>1</sup>[mdursun@gazi.edu.tr](mailto:mdursun@gazi.edu.tr), <sup>2</sup>[fatmagulkoc@gazi.edu.tr](mailto:fatmagulkoc@gazi.edu.tr), <sup>3</sup>[harun.ozbay@bilecik.edu.tr](mailto:harun.ozbay@bilecik.edu.tr),

<sup>4</sup>[semihozden@gmail.com](mailto:semihozden@gmail.com).

**Abstract**— In this study, a buck converter and a driver has been designed for Linear Switched Reluctance Motor (LSRM) with 6/4 poles, 3 phases, 250W. LSRM controlled by PIC 18F452 microcontroller was used to drive automatic door. Motor was controlled more accurate with linear incremental encoder by sensing acceleration and movement direction of door.

**Keywords**- Linear Switched Reluctance Motor, linear motor driver, Automatic door

### I. INTRODUCTION

In earlier stage of automatic doors developments, rotary DC motor which has high torque was preferred for horizontal movement of door. But induction motor (IM) was become widespread by reason of high maintenance cost of DC Motor's commutator and brushes. However, hysteresis losses of IM couldn't be ignored.

Rotary motion of motor is converted to linear movement with wheel, belt and gear box.. These components decrease efficiency of system. Furthermore they increase costs and difficulty of maintenance. LSRM which is cheap and simple mechanical structure has high efficiency push/pull force. When the motor was driven appropriate controller, it is more efficient than DC motor and IM. Also LSRM doesn't need addition equipment such as wheel, belt and gear due to its linear motion naturally. Because of nonlinear magnetic structure of LSRM, its simulation and modeling is rather complex. Efficiency, performance and acquiring smooth push/pull force of motor are related accurate mathematical model.

Today rotational and linear SRM uses different industrial application [1-6]. The present literature about LSRM is focused on application of transportation. R. Krishnan designed a LSRM to drive elevator in 2004. The elevator system with LSRM was applied steadily and he was explained that its cost is 15 times cheaper than other conventional elevators. In [7] and [8], the development of an LSRM is discussed mainly for transportation systems and the control output is velocity [9]. In [10] and [11], a detailed motor

design procedure and the motor control algorithm are given and also its control output is again velocity.

In this study a driver has been designed for Linear Switched Reluctance Motor (LSRM) with 6/4 poles, 3 phases, 250W. LSRM controlled by PIC 18F452 microcontroller was used to drive automatic door. Motor was controlled more accurate with linear incremental encoder by sensing acceleration and movement direction of door.

### II. LSRM STRUCTURE AND DRIVE

LSRM which has salient poles rotor and translator is simple structure [12-15]. The controlled LSRM is designed as double sided and mutual windings are connected as a parallel. Same phase windings on same side are connected as a serial. Rotor and translator of motor is packed sheet steel with silica. Translator has phase windings; however rotor has no windings or magnet.

Aligned location of the motor windings to two different stator structures is shown in Figure 1. Stator is over opposite with respect to armature and minimum reluctance is shown. In this case if “y” windings are energized, stator will move towards right side as a carrier. If a movement to the other side is desired, “z” windings should be energized.

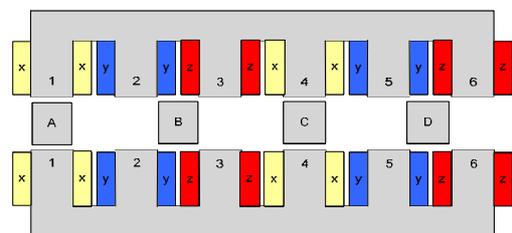


Figure 10. The placement of the stator windings of the Linear Switched Reluctance Motor.

EK-4 (Devam) Dursun M., Koç F., Özbay H., Ozden S., “Design of Linear Switched Reluctance Motor Driver for Automatic Door Application”, International Conference on Information and Industrial Electronics, China, 2011

III. LSRM CONVERTER CIRCUIT

When a translator pole is energized, the motor force is in the direction that will reduce reluctance. Thus the nearest rotor pole is pulled from the unaligned position into alignment with the translator field (a position of less reluctance). When the rotor moved to aligned position, push/pull force is generated amount of changing reluctance. Current of phase winding is other parameter which effects motor push/pull force. The force is proportional to square of current so it is independent current direction. When sequence of phase switching was changed, motion direction of motor is changed. Feature of converter could affect performance of motor.

There are different type converter topologies to energize phases. The most suitable of them is

classical bridge converter. Figure 2 shows buck+classical converter for LSRM to drive.

Residual energy in windings is the most important point at designing driver of LSRM. If there is still residual energy in windings while translator is moving towards unaligned position from aligned position, breaking force is occurred. To prevent this disadvantage, windings current must cut off before aligned position. Therefore, this cut off time was defined with position and speed information of motor by PIC microcontroller. In Figure 3a LSRM driver circuit and in Figure 3b view of driver are shown.

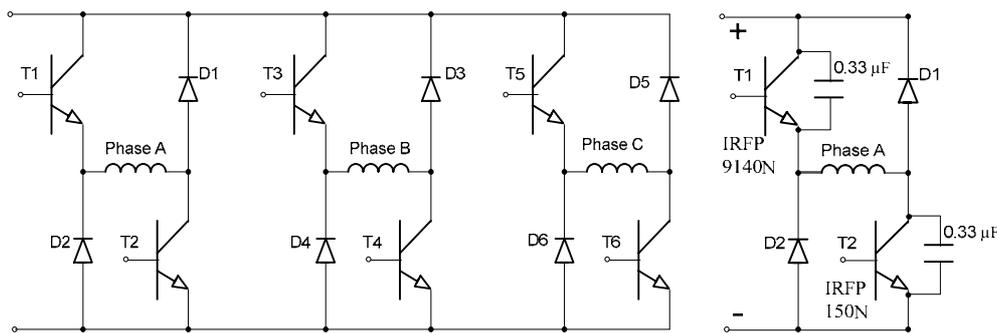


Figure 2 Three Phases Classical Converter and snubber device for LSRM

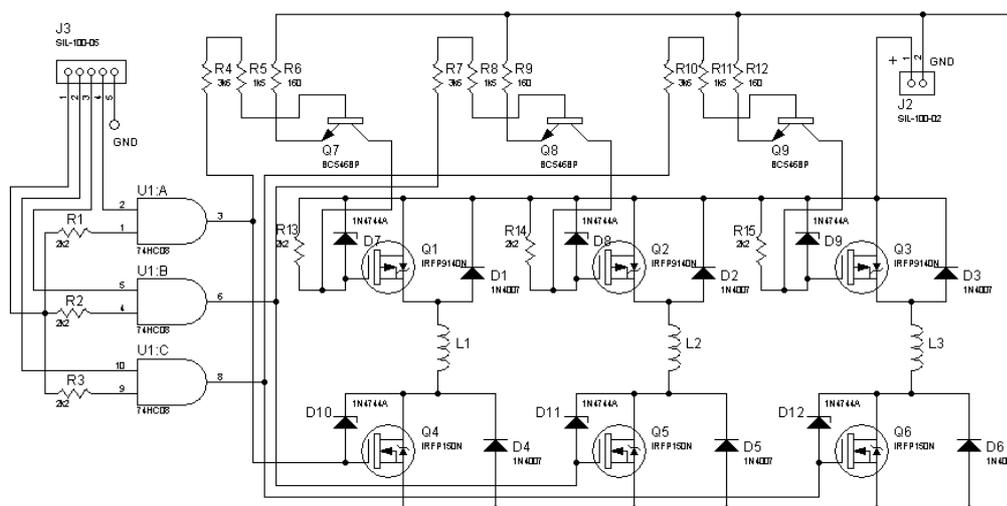


Figure 3. (b) Circuit of LSRM converter (a)

EK-4 (Devam) Dursun M., Koç F., Özbay H., Ozden S., “Design of Linear Switched Reluctance Motor Driver for Automatic Door Application”, International Conference on Information and Industrial Electronics, China, 2011

IV. LSRM CONTROL

Control block diagram of LSRM is shown in Figure 4. Position data and current values are sensed by microcontroller. Depending on this information, PIC produces PWM signal for buck converter power switch and decides sequence of phase windings. PWM signal controls speed of motor.



Figure 4. (a) The photo of LSRM Converter

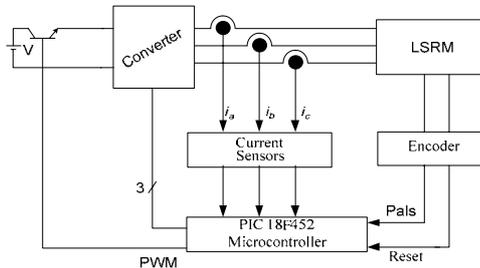


Figure 5. Control block diagram of LSRM.

Appropriate phase must be energized to drive motor. PIC decides which power switch must be energized according to position. Next phase windings will energized with position data. Reference current level is used for limitation of maximum current of windings. Input values of PIC are motor position (x) and current value.

V. SENSING CURRENT VALUE

LSRM phase currents are measured as an analog value produced by LEM brand LA 55-P model. Analog value was increased microcontroller level

(0-5V) by op-amps. For every phase current measured was used one current sensor. Figure 5 shows current measurement circuit of one phase.

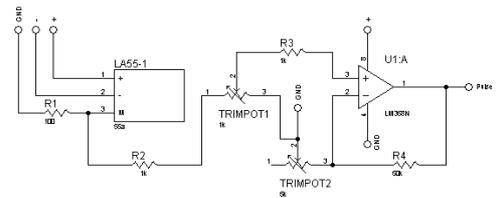


Figure 6. Circuit of current sensor for one phase.

Outputs of current sensors were connected analog input pin of PIC. This analog value was converted to 10 bit digital value and phase current was limited reference value. The views of current sensors are shown in Figure 6.

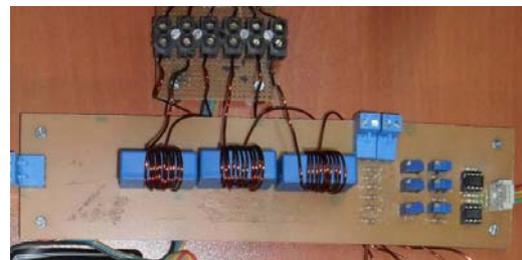


Figure 7. View of current sensors circuit.

VI. SENSING POSITION DATA

Linear incremental sensor was used for sensing motor position. It produces square wave pulse per 62.5 μm and also one reset signal per 0.5 mm. Pulses was sensed microcontroller’s capture pin (high speed counter). Reset pulse was sensed external interrupt pin with high priority. Thus failure of sensed position was reset per 0,5 mm.

VII. MICROCONTROLLER CIRCUIT

PIC 18F452 microcontroller which has 32kb memory was used for control system. Motor speed was calculated with pulses which input from position sensor. This value was used for generating PWM signal that was generated from RC2 pin of PIC and send to MOSFET gate. Figure 7 shows controller circuit scheme



EK-4 (Devam) Dursun M., Koç F., Özbay H., Ozden S., “Design of Linear Switched Reluctance Motor Driver for Automatic Door Application”, International Conference on Information and Industrial Electronics, China, 2011

acceleration and movement direction of door. The designed LSRM is suitable short distance working such as automatic doors and don't need additional equipment for linear motion. It was realized that manufacturing of LSRM is very simple cause of that mechanical structure.

#### ACKNOWLEDGMENT

This study is under the supervision and support of 00401.STZ.2009-1 coded SANTEZ project by Ministry of Industry and Trade with EMSA Automation.

#### REFERENCES

- [1] Dursun,M., Özden,S., “Simulation and application of fuzzy logic controlled adjustable speed switched reluctance motor to elevator system”, *Journal of Polytechnic*, vol. 11 (2), pp. 129-137, 2008.
54. M. Dursun, “A wheelchair with fuzzy logic controlled switched reluctance motor supplied by PV arrays,” in *Journal of Applied Sciences* 8 (19): 3351-3360, 2008.
55. T. J. E. Miller, *Switched Reluctance Motor and Their Control*. London, U.K.: Oxford Univ. Press, 1993.
56. P. C. Kjaer, J. J. Gribble, and T. J. E. Miller, “High-grade control of switched reluctance machines,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 33, pp. 1585–1593, Dec. 1997.
57. D. M. Dawson, J. Hu, and T. C. Burg, *Nonlinear Control of Electric Machinery*. New York: Marcel Dekker, 1998.
58. I. Boldea and S. A. Nasar, *Linear Electric Actuators and Generators*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 1997.
59. C. T. Liu and J. L. Kuo, “Experimental investigation and 3-D modeling of linear variable-reluctance machine with magnetic-flux decoupled windings,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 30, pp. 4737–4739, Nov. 1994.
60. C. T. Liu, L. F. Chen, J. L. Kuo, Y. N. Chen, Y. J. Lee, and C. T. Leu, “Microcomputer control implementation of transverse flux linear switched reluctance machine with rule-based compensator,” *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 11, pp. 70–75, Mar. 1996.
61. Lim H.S, Krishnan R., “Ropeless Elevator With Linear Switched Reluctance Motor Drive Actuation Systems”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 54, No. 4, 2209-2218 August, 2007.
62. H. K. Bae, B. S. Lee, P. Vijayraghavan, and R. Krishnan, “A linear switched reluctance motor: converter and control,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 36, pp. 1351–1359, Sept./Oct. 2000.
63. B. S. Lee, H. K. Bae, P. Vijayraghavan, and R. Krishnan, “Design of a linear switched reluctance machine,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol.36, pp. 1571–1580, Nov./Dec. 2000.
64. Dursun M., Koc F., Ozbay H., "Determination of Geometric Dimensions of a Double Sided Linear Switched Reluctance Motor", *World Academy of Science, Engineering and Technology*, vol. 70, 2010, pp. 282-288
65. Fenercioglu A., Dursun M., “Design and magnetic analysis of a double sided linear switched reluctance motor” *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 86 5, pp. 78-82, 2010.
66. Gan,W.C. and Cheung, N.C. 2001. “Design of a Linear Switched Reluctance Motor for High Precision Applications,” *IEEE International, Electric Machines and Drives Conference*, June 2001.
- Krishnan, R. 2001. “Switched reluctance motor drives: modelling, Simulation, as Analysis, Design, and Applications”, U.S.A. CRC, Press LLC

EK-5 Dursun M., Koç F., “Simulation of Velocity Control of Linear Switched Reluctance Motor”, International conference on computer Engineering and Technology (ICCET 2011), 367-372, Kuala Lumpur, Malaysia, 2011

## SIMULATION OF VELOCITY CONTROL OF LINEAR SWITCHED RELUCTANCE MOTOR

**MAHIR DURSUN**  
Department of Electrical Education  
Technical Education Faculty, Gazi  
University, Ankara, Turkey  
mdursun@gazi.edu.tr

**FATMAGUL KOC**  
Gazi Vocational High School  
Ankara, Turkey  
e-mail:fatmagulkoc@gazi.edu.tr

### **ABSTRACT**

In this paper is presented position and velocity control simulation of a double-sided, 6/4 poled, 3 phased, 8 A, 24V, 250 W and 250 N pull force Linear Switched Reluctance Motor (LSRM) at elevator door load. Reference velocity is variable depended to position and time. The velocity of translator was controlled versus to position by Fuzzy Logic Control (FLC) and PI control techniques. Velocity of translator separately compared the simulation results PI and FLC techniques. While the door decelerating with FLC, velocity error is more than PI control. But, this is more useful than PI control. Because door closes is more little time than PI.

### **KEY WORDS**

Linear Switched reluctance motor (LSRM), Fuzzy logic control, PI control, Elevator, Velocity control.

## **1 INTRODUCTION**

Conventional elevator doors consist of an electromechanical lock and sliding door system connected to gear box, belt and pulley systems coupled with the shaft of a rotational motor [1].

LMS eliminate the need for rotary to linear mechanical interfaces resulting in simpler and robust conversion of electrical input into linear motion. With LMs, additional benefits of quietness and reliability are obtained. LMs have been applied in conveyor systems, people mover, sliding doors, and airport baggage handling, to mention a few papers [2]. Similar studies are encountered in the literature and SRM control [3-8]. There are some studies with variable velocity on about constant acceleration elevator and doors [9, 10]. Adaptive position controller for PM DC linear motor based on normalized gradient type adaptation algorithm has been presented [11].

In this study, firstly a double-sided, 6/4 poled, 3 phased, 8 A, 24V, 250 W a LSRM, having 250 N pull force used in locations such as elevators door where linearly moving accurate position easy control and rapid response are requested [1]. Its operation and switching sections as motor and generator are determined and the simulation of FL and PI Control method velocity and position control are simulated.

## **2. Elevator Door Driver System Design with Linear Switched Reluctance**

Classical door driver system block diagram is given in Fig. 1. As it is seen in given block diagram, a door moving in linear is driven by using gearbox and v-belt-pulley with a circular motor. In this way, it causes both reduction of the velocity response of door, and decrease of performance because of friction of power transmitter. Block diagram of door driver system used LSRM is seen in Fig.1 and then in Fig. 2, it is seen that an elevator door driver system with two-sided designed LSRM. In this designed system by transferring the power of air gap directly to the sliding door mechanism, frictions to decrease minimum level it is aimed.



Fig. 1. Block diagram of Classical driver. Fig. 2. LM driver system

EK-5 (Devam) Dursun M., Koç F., “Simulation of Velocity Control of Linear Switched Reluctance Motor”, International conference on computer Engineering and Technology (ICCET 2011), Kuala Lumpur, Malaysia, 2011

In design, sliding door has two symmetric parts. The weight of first part is taken as 25kg. In classical systems, the opening and closing time of sliding door is 4 seconds. Fig. 3 shows the picture of designed three phases LSRM with 6/4 poles. One of the symmetric parts was mounted translator; the other part was mounted to belt.



Fig.3. Picture of designed three phases LSRM with 6/4 poles

## 2.1 State Space AND Dynamic Equations of LSRM

In order to establish a realistic model of the SRM, it is necessary to know all of the relevant parameters. The mutual inductance of the SRM due to coupling between phases is often neglected. Fig. 4 shown an equivalent circuit for single phase. The general equation (1) for one phase of the SRM is follows:

$$V = Ri + \frac{d\psi(x,i)}{dt} - M(x) \frac{di'}{dt} \quad (1)$$

where  $V$  is DC source voltage,  $R$  is the stator winding resistance,  $\psi$  magnetic flux,  $i$  and  $i'$  are the instantaneous current in the excited phase and previously excited phase, respectively.  $M(x)$  is the mutual inductance between adjacent phases and  $x$  is the rotor position, respectively. If the magnetic saturation is neglected  $L(x)$  is phase inductance, and Equation (2) may be arranged in the following form flux can be obtained as shown

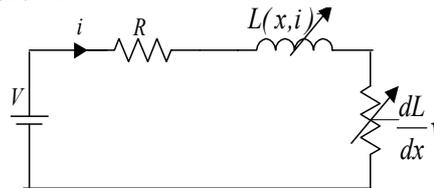


Fig.4. An Equivalent Circuit for Single Phase

$$\psi = L(x)i \quad (2)$$

$$V = Ri + \frac{dL(x,i)}{dt} - M(x) \frac{di'}{dt} \quad (3)$$

$$V = Ri + L(x) \frac{di}{dx} v + i.v \frac{dL(x)}{dx} \quad (4)$$

In LSRM, motor phase inductance varies depending on the rotor position and current passing through the coil. By using equivalent circuit of LSRM;

$$K_a = R + v(dL_a / dX) \quad (5)$$

EK-5 (Devam) Dursun M., Koç F., “Simulation of Velocity Control of Linear Switched Reluctance Motor”, International conference on computer Engineering and Technology (ICCET 2011), Kuala Lumpur, Malaysia, 2011

If all motor elements are shown in Equation (6) the state space form of the situation; (7) is obtained. The following equations are generally accepted for LSRM:

$$\dot{X} = Ax + Bu \tag{6}$$

$$\dot{X} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{K_a}{vL_a} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_a}{vL_a} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{K_a}{vL_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{vL} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V] \tag{7}$$

$$F = (J \frac{dv}{dt} + Bv + F_L).k \tag{8}$$

where F motor induced torque, J is total inertia, B is the damping coefficient, FL is the load force, and k is an constant.

For the reference velocity model determined dividing three parts to be speeding up, constant and to slowdown. PI method and oscillations founded on the velocity signal. Determined acceleration and deceleration curves were given by Equations 9, 10, 11, and 12. After equations are determined, reference velocity of LSRM which is applied PI and FLC method.

$$v_1 = -267 \times 10^{-15} x^5 - 121.212 \times 10^{-12} x^4 + 156.06 \times 10^{-9} x^3 - 49.28 \times 10^{-6} x^2 + 95.03 \times 10^{-4} x - 86.58 \times 10^{-6} \tag{9}$$

$$v_2 = I \tag{10}$$

$$v_3 = 26 \times 10^{-6} x^2 - 41.2 \times 10^{-2} x + 16.35 \tag{11}$$

$$v_r = v_1 + v_2 + v_3 \tag{12}$$

### 2.3 Velocity Control OF LSRM with PI and FLC method

In Fig. 5 and Fig. 6 PI controller algorithm does given. The error after process transferred to output. Error signal e(t) does multiply with system gain and then integrated. In system according to e(t) value PI controller adjusts output. PI controller equation was given Equation (13).

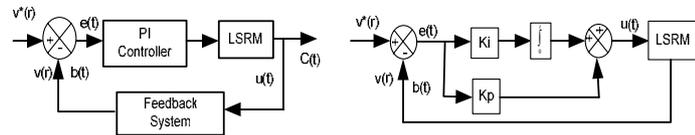


Fig. 5 PI Controller System Fig. 6. PI Controller block diagram

$$u(t) = K \left( e(t) + \frac{1}{T_1} \int_0^t e(t) dt \right) \tag{13}$$

EK-5 (Devam) Dursun M., Koç F., “Simulation of Velocity Control of Linear Switched Reluctance Motor”, International conference on computer Engineering and Technology (ICCET 2011), Kuala Lumpur, Malaysia, 2011

Fuzzy logic controller will be used to control the velocity of LSRM. The input variables of the system in the fuzzy logic controller will be defined as (e) velocity error and (ce) the change in the velocity error. The error and the change in error obtained are converted into per unit value. The triangle membership function curves were used to calculate the membership values. Fig. 7 shows blok diagram FLC system and Fig. 8 shows the design of a fuzzy logic controller system [1,10].

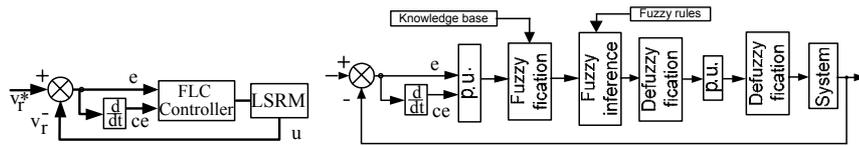


Fig.7. Blok diagram FLC system Fig.8. Block diagram design of a FLC system.

The output of the fuzzy logic is the reference current value of the motor. The velocity of the motor has controlled by this way. The input variables of the system follow as:

$$\begin{aligned} e_{\omega_r}(k) &= \omega_r^*(k) - \omega_r(k) \\ ce_{\omega_r}(k) &= e_{\omega_r}(k) - e_{\omega_r}(k-1) \end{aligned} \quad (14)$$

where,  $e(k)$  is value of error at time  $k$ ,  $ce(k)$  is change of error at time  $(k-1)$ ,  $\omega_r^*(k)$  is the reference velocity at time  $k$ ,  $\omega_r(k)$  is actual velocity at  $k$  and  $(k-1)$  is error at time  $k-1$ . Consequently, the control signal which will be sent to LSRM could be stated as follows:

$$\begin{aligned} e(pu) &= e_{\omega_r}(k) / GE \\ ce(pu) &= ce_{\omega_r}(k) / GC \end{aligned} \quad (14)$$

The output definition of the fuzzy logic controller is

$$I_K = I_{(K-1)} + GU * du(pu) \quad (16)$$

where,  $I_k(K)$  is the controller output value for the  $k^{\text{th}}$  sampling,  $I(K-1)$ ; is the previous controller output value of the  $k^{\text{th}}$ . Sampling and  $GU*du(pu)$  is the output reaction for the  $k^{\text{th}}$  sampling. The obtained value of is the reference current which controls the velocity of switching reluctance motor.

### 3. Simulation Results

The LSRM used for simulation is with 3 phases, 6/4 poles, 8 A, 24 V, 250 W, 1 m/s nominal velocity,  $B=0.0012$  coefficient of friction,  $J=0.00027$  momentum of inertia. In the simulation the common transfer velocity and the transfer angle are set as 0-50 and 150 respectively. The velocity of LSRM is controlled FLC and PI control methods. The switching angle of the phase currents is arranged in case of negative force will be produced.

Firstly, in PI control method  $k_i$  1 and  $k_p$  62. LSRM has reached 1 m/s velocity in a distance of about 250 mm so, it carry out acceleration movement between 0 to 250 mm. And then, the motor move on 1 m/s velocity between 250 to 600 mm. Finally, the motor carry out deceleration movement between 600 to 800 mm. Fig. 9 is shown velocity curves of LSRM. With same way, acceleration curves of the motor with FLC are seen in Fig. 10. FL controlled LSRM having the same parameters. Fig. 11 shows three phases current of PI controlled LSRM under the 80 N load. Fig. 12 shows three phases current of FLC of LSRM.

EK-5 (Devam) Dursun M., Koç F., “Simulation of Velocity Control of Linear Switched Reluctance Motor”, International conference on computer Engineering and Technology (ICCET 2011), Kuala Lumpur, Malaysia, 2011

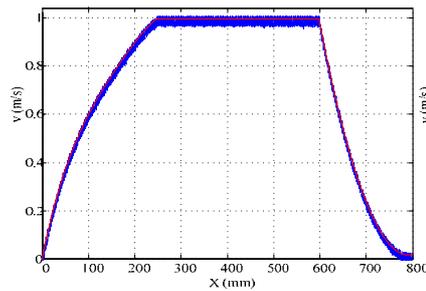


Fig. 9. Velocity curves of the translator with PI Control

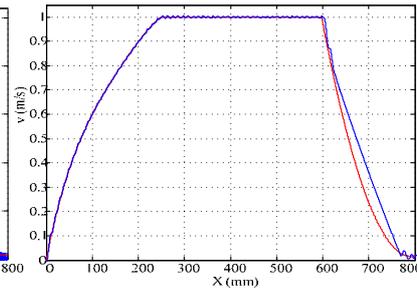


Fig.10. Acceleration curves of the translator with FLC

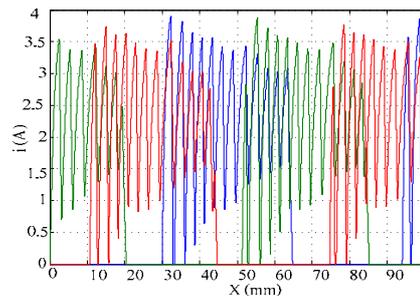


Fig.11 Motor phase currents accelerating with PI Control

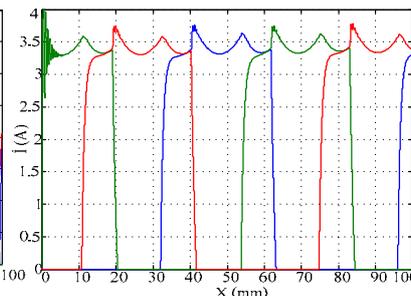


Fig.12. Motor phase currents accelerating with FLC

While the door stopping with FLC, velocity error is more than PI control. But, there is less vibration than PI control so this is more useful than PI control. Because door closes is more little time than PI. It is concluded that the simulated motor is decreased to opening and closing time of elevator door.

#### 4. SUMMARIES

In this study, the response of PI and FL velocity controlled double sided LSRM which have 6/4 poled, 3 phase of 250 W power is simulated. According to the determined values, PI and FL logic velocity responses of the motor are compared and then it is seen FL control is more than useful PI control method.

According to the obtained results, it is concluded that opening and closing time of classical elevator door about 4s. But, in this study it was decreased to 2s.

#### 5. ACKNOWLEDGMENT

This study is under the supervision and support of 00401.STZ.2009-1 coded SANTEZ project by Ministry of Industry and Trade with EMSA Automation Trade Cooperation, and Gazi University.

#### REFERENCES

- [1] Dursun M ,Koç F “Simulation of Fuzzy Logic Position and Speed Control of Double Sided Linear Switched Reluctance Motor An Elevator Driver with Linear Motor”, 517-521, November, 2-4, Cairo,Egypt,2010
- [2] Lim H.S, Krishnan R., “Ropeless Elevator with Linear Switched Reluctance Motor Drive Actuation Systems”, IEEE Trans. on Ind. Electronics, 54( 4), 2209-2218 August, 2007.

EK-5 (Devam) Dursun M., Koç F., “Simulation of Velocity Control of Linear Switched Reluctance Motor”, International conference on computer Engineering and Technology (ICCET 2011), Kuala Lumpur, Malaysia, 2011

- [3] Liu X, Ye YY, Zheng Z.,”A novel tubular permanent magnet linear synchronous motor used for elevator door”, Int. Conf. on Electrical Machines and Systems, 1(4), 1277-1280, 2007.
- [4] Bae HK, Lee BS, Vijayraghavan P, “A linear switched reluctance motor: Converter and control”, IEEE Transactions on Industry Applications, 36, 5 1351-1359, 2000.
- [5] Bay O.F.,and Elmas C., 2004, “Modeling Of The Inductance Variation and Control of The Switched Reluctance Motor Based On Fuzzy Logic”. Int. Automation and Soft Comp.10(3): 233–246,2004
- [6] Dursun M. and Ozden S., 2008, Fuzzy Logic Controlled An Elevator System, Journal of Polytechnic, 11(2), 2008.
- [7] Dursun M. and Saygin A., Fuzzy Logic Controlled Switched Reluctance Motor Driver Designing for a Lift System, Pamukkale University Engineering Faculty Journal of Engineering Sciences, 12(2):151-160, 2006
- [8] Lim HS and et al., Design and Control of a Linear Propulsion System For An Elevator Using Linear Switched Reluctance Motor Drives, IEEE Trans. On Ind. Elect., 55(2): 534-542, 2008.
- [9] Dursun M., Estimation of Passenger Waiting Time in Elevator System With Artificial Neural Network, Intelligent Automation and Soft Computing,16(1),101-110,2010
- [10] Dursun M., A Wheelchair Design Driven with Fuzzy Logic Controlled Switched Reluctance Motor Supplied by PV Arrays, Journal of App. Sci., 8(19), 3351-3360, 2008
- [11] Demirci R., Model reference adaptive position controller for PM DC linear motor Nigde University Engineering Faculty Journal of Engineering Sciences, 4(2), 11-19, 2000

## EK-6 Maliyet Analizi

| <b>KULLANILAN MAKİNE VE TEÇHİZAT</b>                            | <b>ÜCRETİ</b>    |
|---|------------------|
| Dizüstü Bilgisayar  | 2.027,20         |
| Maxwell Ansoft Yazılım  | 17.877,00        |
| MATLAB yazılımı   | 8.500,00         |
| Sac Paketleri (Motor rotor ve stator için , lazer kesim)        | 5.321,80         |
| Demanyetik İmalat ve montaj masası                              | 5.450,00         |
| Demanyetik Takım Dolabı   | 3.950,00         |
| Gray kodlu binary çıkışlı cetvel ve sensörü                     | 2.026,00         |
| Masa tipi ayarlı güç kaynağı                                    | 813,00           |
| Pens ampermetre   | 484,00           |
| Klasik DC motor (kontrol ekipmanları)                           | 404,00           |
| Klasik motor sürücüsü ( yazılım ve bağ. elemanları)             | 2.694,00         |
| Gömülü Sistem(FBGA)   | 7.947,00         |
| Osiloskop   | 8.000,00         |
| Gaussmetre ( 2 Adet ölçüm probuyla birlikte)                    | 10.301,00        |
| DAQ Card (veri toplama kartı)                                   | 3.000,00         |
| Titreşim Sensörü  | 2.250,00         |
| <b>SARF MALZEMESİ</b>   | <b>75.723,20</b> |
| PCB kart  | 500,00           |
| Direnç, pot, klemens, diyot, transistör v.b. elektronik malzeme | 500,00           |
| Hızlı diyot   | 600,00           |
| Güç kaynağı   | 1.000,00         |
| Kablo   | 1.000,00         |
| Sac paketleri (motor rotor ve stator için)                      | 5.321,80         |
| IGBT (sürücüsü ile birlikte)                                    | 3.400,00         |
|   | <b>7.000,00</b>  |
|   | <b>82.723,20</b> |

## ÖZGEÇMİŞ

### Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : KOÇ, Fatmagül  
 Uyuğu : T.C.  
 Doğum tarihi ve yeri : 02.04.1984 Gebze  
 Medeni hali : Bekar  
 Telefon : 0 (312) 837 78 00  
 Faks : 0 (312) 838 65 73  
 e-mail :fatmagulkoc@gazi.edu.tr.

### Eğitim

| Derece | Eğitim Birimi                 | Mezuniyet tarihi |
|--------|-------------------------------|------------------|
| Lisans | Gazi Üniversitesi/ Elek. Öğr. | 2007             |
| Lise   | ST-FA And. Tek. Lis.          | 2002             |

### İş Deneyimi

| Yıl        | Yer               | Görev                  |
|------------|-------------------|------------------------|
| 2010-..... | Gazi Üniversitesi | Öğretim Görevlisi      |
| 2009-2010  | Gazi Üniversitesi | Ders ücretli Öğr. Gör. |

### Yabancı Dil

İngilizce

### Yayınlar

Dursun M ,Özbay H ,Koç F “Lineer Motorlu Asansör Kapı Tahrik Sistemi” Asansör Sempozyumu, 233-239, 21-23 Mayıs İzmir, 2010

Dursun M., Koç F., Özbay H, “Determination of Geometric Dimensions of a Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, World Academy of Science, Engineering and Technology, 6:71, 32-38, France, 2010

Dursun M., Koç F., “Simulation of Fuzzy Logic Position and Speed Control of Double Sided Linear Switched Reluctance Motor”, ICMSC International Conference on Modeling, Simulation and Control, 517-521, Egypt, 2010

Dursun M., Koç F., Özbay H., Ozden S., “Design of Linear Switched Reluctance Motor Driver for Automatic Door Application”, International Conference on Information and Industrial Electronics, 2: 424-427, China, 2011

Dursun M., Koç F., “Simulation of Velocity Control of Linear Switched Reluctance Motor”, International conference on computer Engineering and Technology (ICCET 2011), 367-372, Kuala Lumpur, Malaysia, 2011