KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

SÜREKLİ MIKNATISLI DOĞRUSAL SENKRON MOTORUN MODELLENMESİ VE AYRIK ZAMANLI KONUM KONTROLÜ

YUSUF ULU

KOCAELİ 2019

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ

ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

SÜREKLİ MIKNATISLI DOĞRUSAL SENKRON MOTORUN MODELLENMESİ VE AYRIK ZAMANLI KONUM KONTROLÜ

YUSUF ULU

Doç. Dr Metin AYDIN Danışman,	Kocaeli Üniversitesi	.....
Prof. Dr. Zafer BİNGÜL Jüri Üyesi,	Kocaeli Üniversitesi	.....
Prof. Dr. Ahmet Masum HAVA Jüri Üyesi,	OrtaDoğu Teknik Üniversitesi	.....

Tezin Savunulduğu Tarih: 08.10.2019

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Bu tez çalışması, sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun (SMDSM) modellenmesi, Matlab/Simulink ile hız ve konum kontrolünün benzetimini ve nihai olarak vektör kontrol yöntemi ve uzay vektör PWM tekniği kullanılarak gerçek zamanlı kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Tez çalışması süresince her zaman ilgi ve desteklerini yakından hissettiğim, çalışmama yapmış olduğu katkıları ve fikirleri sayesinde bugünlere gelmemde yol gösterici olan değerli danışmanım Sn. Doç.Dr. Metin AYDIN'a teşekkür ederim.

Tez çalışmamın çeşitli aşamalarında bilgi ve destekleriyle katkıda bulunan hocam araştırma görevlisi Ersin YOLAÇAN' a teşekkür ederim.

Tez çalışması kapsamında yerli ilk endüstriyel servo sürücü olan SMB motor sürücü temininde, kullanılmasında destek veren Akım Metal Ar-Ge Müdürü Fırat PARLAK'a ve sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun prototip ve test düzeneğinin üretilmesi, geliştirilmesi ve çalışmalarıma devam etmem konusunda destek veren MDS Motor Tasarım Ltd. ve Akım Metal Sanayi ve Ticaret A.Ş.' ye teşekkür ederim.

Tez çalışmamı tamamlayabilmem için desteğini hiç bir zaman eksik etmeyen babam Emin ULU, annem Ayşe ULU ve kardeşlerim Ahmet ULU ve Hatice Yılmaz'a sonsuz minnet duygularımı sunarım.

Eylül–2019 Yusuf ULU

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR i
İÇİNDEKİLER ii
ŞEKİLLER DİZİNİ iv
TABLOLAR DİZİNİ vii
SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR viii
ÖZET x
ABSTRACT xi
GİRİŞ 1
1. GENEL BİLGİLER 3
1.1. Literatür Araştırması 5
2. DOĞRUSAL SENKRON MOTORLAR 9
2.1. Doğrusal Motorlar 9
2.2. Doğrusal Motor Türleri ve Karşılaştırılması 10
2.3. Doğrusal Motorların Kullanım Alanları 14
2.4. Doğrusal Motorların Matematiksel Modeli 15
2.5. Algılayıcı 18
2.5.1. Doğrusal optik kodlayıcılar 19
2.5.1.1. Artımlı kodlayıcılar 19
2.5.1.2. Mutlak kodlayıcılar 20
2.5.2. Doğrusal manyetik kodlayıcılar 21
3. DOĞRUSAL SENKRON MOTORLARIN HAREKET KONTROL YÖNTEMLERİ 23
3.1. Açık Çevrim Kontrol 24
3.2. Altı Aşamalı Komütasyon Kontrol 26
3.3. Doğrudan Kuvvet Kontrolü 27
3.4. Alan Zayıflatmalı Kontrol 28
3.5. Alan Yönlendirmeli Kontrol 29
3.6. Motor Kontrol Uygulamalarında Modülasyon Teknikleri 31
3.6.1. Sinüsoidal PWM yöntemi 31
3.6.2. Üçüncü harmonik eklemeli PWM yöntemi 32
3.6.3. Uzay vektör PWM yöntemi 34
4. SM DOĞRUSAL SENKRON MOTOR KONTROL BENZETİMİ 37
4.1. Sürekli Mıknatıslı Doğrusal Senkron Motorun Modellenmesi 37
4.2. Uzay Vektör PWM (SVPWM) Tekniğinin Modellenmesi 39
4.2.1. Referans gerilim vektörünün açı ve genliğini hesaplanması 40
4.2.2. Referans vektör ile sektör belirleme 40
4.2.3. T_a, T_b ve T_0 anahtarlama zaman sürelerinin hesaplanması 41
4.2.4. Eviricinin her bir anahtarı için anahtarlama sürelerinin belirlenmesi 41
4.3. Sürekli Mıknatıslı Doğrusal Senkron Motorun Sürekli Zamanda Hız Denetimi 43

4.4. Sürekli Mıknatıslı Doğrusal Senkron Motorun Ayrık Zamanlı Pozisyon Denetimi 48
5. SÜREKLİ MIKNATISLI DOĞRUSAL SENKRON MOTORUN GERÇEK ZAMANLI KONTROLÜ 53
5.1. Sistem Elemanları 53
5.1.1. Özgün 9-oluk 10-kutuplu SM doğrusal senkron motor 53
5.1.2. SMB endüstriyel motor sürücü 55
5.1.3. Artımlı manyetik doğrusal kodlayıcı 56
5.2. Motor Konum ve Hız Bilgisinin Hesaplanması 56
5.2.1. Kodlayıcıdan motor konum bilgisi okunması 56
5.2.2. Konum bilgisi ile hız hesaplaması 58
5.2.2.1. M yöntemi ile hız ölçümü 58
5.2.2.2. T yöntemi ile hız ölçümü 59
5.2.2.3. M ve T yöntemi ile hız ölçüm testleri 60
5.3. Kontrolör Tasarımı 63
5.3.1. Akım denetleyici tasarımı 63
5.3.2. Hız denetleyici tasarımı 64
5.3.3. Pozisyon denetleyici tasarımı 64
5.3.4. Anti-wind-up 65
5.4. SM Doğrusal Senkron Motorun Gerçek Zamanlı Denetimi 65
5.5 Benzetim ve Deneysel Sonuçların Karşılaştırılması 69
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER 72
KAYNAKLAR 73
EKLER 78
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER 84
ÖZGEÇMİŞ 85

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Elektrik motorlarının sınıflandırılması 3
Şekil 1.2. SM doğrusal senkron motor 5
Şekil 2.1. Farklı sürekli mıknatıslı motor yapıları 9
Şekil 2.2. Yüzeyden mıknatıslı doğrusal senkron motor yapısı 10
Şekil 2.3. Dahili mıknatıslı motor ve rotor yapısı 10
Şekil 2.4. Sürekli mıkantıslı doğrusal senkron motor 11
Şekil 2.5. Tubular doğrusal motor 12
Şekil 2.6. U-Kanal doğrusal motor 12
Şekil 2.7. Maglev treni 14
Şekil 2.8. PCB delme ve al-yerleştir uygulamaları 14
Şekil 2.9. Medikal uygulamalar 15
Şekil 2.10. Robotik uygulamalar 15
Şekil 2.11. Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun d-q eksen eşdeğer devresi 15
Şekil 2.12. Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun elektriksel modeli 16
Şekil 2.13. Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun d-q eksen eşdeğer devresi 1. Skala 2. Harekeli okuma kafası 18
Şekil 2.14. Optik kodlayıcı çalışma prensibi 19
Şekil 2.15. Artımlı optik kodlayıcı 20
Şekil 2.16. Mutlak optik kodlayıcı 21
Şekil 2.17. Doğrusal manyetik kodlayıcı çalışma prensibi 22
Şekil 2.18. Mutlak manyetik kodlayıcı 22
Şekil 3.1. Basit kontrol sistemi blok diyagramı 23
Şekil 3.2. Elektrik motoru basit kontrol yapısı 24
Şekil 3.3. V/f profili 25
Şekil 3.4. SMDSM'in açık çevrim voltaj-frekans kontrolünün basit blok diyagramı 25
Şekil 3.5. Altı aşamalı komütasyon 26
Şekil 3.6. SM doğrusal senkron motorun doğrudan kuvvet kontrolü blok diyagramı 27
Şekil 3.7. Kuvvet-hız karakteristiği: 1.alan zayıflatma yok, 2. Alan zayıflatma var 29
Şekil 3.8. Vektör kontrol genel blok şeması 30
Şekil 3.9. Sinüsoidal PWM tekniği 32
Şekil 3.10. Sinüs sinyaline üçüncü harmonik eklenmesi 33
Şekil 3.11. THIPWM tekniğinde referans -karşılaştırıcı sinyalleri ve PWM çıkışları 34
Şekil 3.12. Altıgen uzay vektörü 35
Şekil 3.13. Üç fazlı eviricide anahtarlama durumları 35
Şekil 3.14. SPWM, SVPWM ve THIPWM tekniklerinin karşılaştırılması 36
Şekil 4.1. d-q eksen gerilim denklemleri Simulink modeli 37
Şekil 4.2. Elektromanyetik kuvvet denklemi Simulink modeli 37

Şekil 4.3. Mekanik denklem Simulink modeli 38
Şekil 4.4. abc-dq dönüşümü Simulink modeli 38
Şekil 4.5. Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motor Simulink modeli 39
Şekil 4.6. Anahtarlama zaman sürelerinin yerleşimi 41
Şekil 4.7. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) Simulink modeli 42
Şekil 4.8. SM doğrusal senkron motorun hız denetim benzetimi 43
Şekil 4.9. 3-fazlı evirici 44
Şekil 4.10. Hız referansı ve motor hızı 45
Şekil 4.11. d-q eksen motor akımları 45
Şekil 4.12. abc motor faz akımları 46
Şekil 4.13. Elektromanyetik kuvvet 46
Şekil 4.14. Yük altında hız referansı ve motor hızı 47
Şekil 4.15. Yük altında d-q eksen motor akımları 47
Şekil 4.16. Yük altında motor kuvveti 48
Şekil 4.17. SM doğrusal senkron motorun ayrık zamanlı pozisyon denetim benzetimi 49
Şekil 4.18. Pozisyon referansı ve motor pozisyonu 50
Şekil 4.19. Pozisyon referansı ve motor pozisyonu 50
Şekil 4.20. Pozisyon denetiminde hız referansı ve motor hızı 51
Şekil 4.21. Pozisyon denetiminde d-q eksen akımları 51
Şekil 5.1. Özgün 9-oluk 10-kutuplu SM doğrusal senkron motor 53
Şekil 5.2. Özgün 9-oluk 10-kutuplu SM doğrusal senkron motor 54
Şekil 5.3. Doğrusal senkron motor ve kodlayıcı bağlantısı 54
Şekil 5.4. SM doğrusal senkron motor SEA ve test zıt EMK-hız ilişkisi sonuçları 55
Şekil 5.5. Test ve SEA kuvvet sonuçları karşılaştırması 55
Şekil 5.6. SMB Motor Sürücü 56
Şekil 5.7. FLM Doğrusal Manyetik Kodlayıcı 56
Şekil 5.8. Konum sayıcı çalışma prensibi 57
Şekil 5.9. Sayıcıdan okunan konum bilgisi 58
Şekil 5.10. Konum bilgisi ile hesaplanan sinüs ve kosinüs açıları 58
Şekil 5.11. M hız ölçme yöntemi 59
Şekil 5.12. T hız ölçme yöntemi 60
Şekil 5.13. 5 cm/s hızında M ve T hız ölçüm sonuçları 61
Şekil 5.14. 10 cm/s hızında M ve T hız ölçüm sonuçlar 61
Şekil 5.15. 20 cm/s hızında M ve T hız ölçüm sonuçları 62
Şekil 5.16. 40 cm/s hızında M ve T hız ölçüm sonuçları 62
Şekil 5.17. Basitleştirilmiş akım kontrol sistemi blok diyagramı 63
Şekil 5.18. Hız kontrol sisteminde PI hız denetleyicisi 64
Şekil 5.19. Anti-wind-up 65
Şekil 5.20. Vektör kontrol yazılım akış diyagramı 66
Şekil 5.21. SM doğrusal senkron motor test sistemi 67
Şekil 5.22. Deneysel pozisyon referansı ve motor pozisyonu 68
Şekil 5.23. Deneysel hız referansı ve motor hızı 68
Şekil 5.24. Deneysel d-q eksen motor akımları 69
Şekil 5.25. Deney ve benzetim pozisyon referansları 69
Şekil 5.26. Deney ve benzetim motor pozisyonları 70
Şekil 5.27. Deney ve benzetim hız referansları 70

Şekil 5.28. Deney ve benzetim q eksen akımları 70
Şekil 5.29. Deney ve benzetim d eksen akımları 71
Şekil A.1. Doğrusal artımlı kodlayıcı-1 79
Şekil A.2. Doğrusal artımlı kodlayıcı-2 80
Şekil B.1. SD-LP teknik özellikleri-1 80
Şekil B.2. SD-LP teknik özellikleri-2 81
Şekil C.1. Kuvvet sensörünün teknik özellikleri..... 82

TABLOLAR DİZİNİ

Tablo 2.1. Elektriksel açı ve elektriksel hız eşitlikleri 16
Tablo 4.1. Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motor parametreleri..... 39
Tablo 4.2. Sektör belirleme..... 40
Tablo 4.3. Evirici anahtarlarının sektörlere göre anahtarlama süreleri 42
Tablo 4.4. Denetleyici kazanç değerleri..... 50
Tablo 4.5. Denetleyici çevrim süreleri 52

SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR

I	: Akım, (A)
β	: Akı yoğunluğu, (Wb/m^2)
F	: Kuvvet, (N)
L	: İletken uzunluğu (m)
v	: Hız, (m/s)
V	: Gerilim, (Volt)
R	: Direnç, (ohm)
Ψ	: Eksen akı (flux)
L	: Endüktans (Henry)
ω_e	: Elektriksel açısal hız, (rad/s)
ω_r	: Mekaniksel açısal hız, (rad/s)
τ	: Kutup aralığı, (m)
n_p	: Kutup çifti, (adet)
F_L	: Motora uygulanan yük, (N)
M	: Kütle, (kg)
B	: Sönümleme katsayısı
T_a, T_b, T_0	: Anahtar zaman süreleri, (us)
T_z	: Evirici anahtarlama periyodunun yarısı, (us)
T_{sp}	: Örnekleme süresi (us)
N_p	: Darbe sayısı, (darbe)
θ	: Motor açısı, (radyan)
ΔN	: Örnekleme süresinde elde edilen toplam darbe miktarı, (darbe)
T_c	: Yüksek frekanslı sayıcının periyodu, (us)
K_{pc}	: Akım denetleyici orantısal kazancı
K_{ic}	: Akım denetleyici integral kazancı
K_{pv}	: Hız denetleyici orantısal kazancı
K_{iv}	: Hız denetleyici integral kazancı
K_{pp}	: Pozisyon denetleyici orantısal kazancı
ω_{iq}	: Akım denetleyici bant genişliği (rad/s)
ω_v	: Hız denetleyici bant genişliği (rad/s)
ω_{sc}	: Akım denetleyici bant genişliği (rad/s)

Kısaltmalar

BDC	: Brush Direct Current (Fırçalı Doğru Akım)
BLDC	: Brushless Direct Current (Fırçasız Doğru Akım)
DTC	: Direct Torque Control (Doğrudan Akım Kontrolü)
PID	: Proportional-Integral-Derivative (Oransal-İntegral-Türevsel kontrolör)
PWM	: Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülasyonu)

SMDSM : Sürekli Mıknatıslı Doğrusal Senkron Motor
SPWM : Sinusoidal Pulse Width Modulation (Sinüoidal Darbe Genişlik Modülasyonu)
SVPWM : Space Vector Pulse Width Modulation (Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu)
THIPWM : Third Harmonik Injection Pulse Width Modulation (Üçüncü Harmonik Eklemeli Darbe Genişlik Modülasyonu)

SÜREKLİ MIKNATISLI DOĞRUSAL SENKRON MOTORUN MODELLENMESİ VE AYRIK ZAMANLI KONUM KONTROLÜ

ÖZET

Bu çalışmanın amacı, yüksek hız ve pozisyon hassasiyeti ve yüksek dinamik cevabı olan bir sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun konum kontrolünün benzetimi ve gerçek zamanlı gerçekleştirilmesidir.

Öncelikle, MATLAB/Simulink ile sürekli mıkantıslı doğrusal senkron motorun (SMDSM) modellenmesi gerçekleştirilmiştir. Modellenmesi tamamlandıktan sonra sırasıyla hız ve sonrasında pozisyon denetiminin benzetimi yapılmıştır. Kontrol yönteminde günümüzde servo sistemlerinde popüler olan vektör kontrol yöntemi (alan yönlendirmeli kontrol) tercih edilmiştir. PWM tekniği olarak ise düşük harmonik ve DC bara gerilimin verimli kullanılması gibi avantajları olduğunda uzay vektör PWM kullanılmıştır.

SM doğrusal senkon motorun gerçek zamanlı kontrolde öncelikle doğrusal kodlayıcı üzerinden motor açısının okunmuş ve sinüs-kosinüs açı hesaplamaları yapılmıştır. Sonrasında M ve T yöntemleri kullanılmak suretiyle hız ölçüm yazılımları yapılmış ve performansları incelenmiştir. Nihai olarak ise SMB endüstriyel motor sürücü kullanılarak sürekli mıknatıslı doğrusal motorun gerçek zamanlı pozisyon kontrolü bir test sisteminde vektör kontrol yöntemi ve uzay vektör PWM tekniği kullanılarak yapılmış ve deneysel ve benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Matlab/Simulink, Sürekli Mıknatıslı Doğrusal Senkron Motor, Vektör Kontrol Yöntemi, Uzay Vektör PWM.

MODELING AND DISCRETE-TIME POSITION CONTROL OF PERMANENT MAGNET LINEAR SYNCHRONOUS MOTOR

ABSTRACT

The aim of this study is to simulate and perform real-time position control of a permanent magnet linear synchronous motor which has high speed and position accuracy and high dynamic response.

First of all, permanent magnet linear synchronous motor (SMDSM) modeling is carried out with MATLAB/Simulink. After the modeling is completed, speed and position control is simulated. In the control method, vector control method (field oriented control) which is popular in servo systems is preferred. As PWM technique, space vector PWM is used which has advantages such as low harmonics and effective usage of DC link voltage.

In the real-time control of the SM linear synchronous motor, the motor angle is read fistly through the linear encoder and sine-cosine angle calculations are made. Afterwards, By using M and T method, speed measurement software is implemented and performances are investigated. Finally, with the SMB industrial motor drive, the real-time position control of the permanent magnet linear motor is performed by using a vector control method and space vector PWM technique in a test system and experimental and simulation results are compared.

Keywords: Matlab/Simulink , Permanent Magnet Lineer Synchronous Motor, Vector Control Method, Space Vector PWM.

GİRİŞ

Elektrik motorları güç elektroniği ve kontrol yöntemlerinin gelişme ile artık günümüzde her alanda kullanılmaya başlanmıştır. Dünya çapından endüstriyel otomasyon, ev aletleri, ulaşım gibi birçok sektörde kullanılan çeşitli türlerde milyarlarca elektrik motoru bulunmaktadır. Elektrik motor türlerinden sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorlar, yüksek kuvvet yoğunluğu, yüksek hız ve hassasiyet, düşük ataleti ve hızlı dinamik cevap gibi avantajları bulunmaktadır. Bu özellikleri ile yüksek hız ve hassasiyet gereken doğrusal tahrik uygulamalarında sıklıkla tercih edilmektedir [1-2]. Ülkemizde bu tip motorların yerli üretimi bulunmayıp, kontrolü konusunda da literatür çalışmaları çok azdır.

Bu tez çalışması kapsamında sürekli mıknatıslı bir doğrusal senkron motorun modellenmesi ve gerçekli zamanlı kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sistemin modellenmesi ve MATLAB/Simulink programı ile akım, hız ve pozisyon denetimleri gerçekleştirilmiştir. MATLAB/Simulink benzetiminden elde edilen sonuçlar ile doğrusal senkron motorun gerçek zamanlı kontrolüne geçilmiştir. Gerçek zamanlı kontrolde motordan kullanılan doğrusal artımlı kodlayıcıdan açı okuması, akım ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Ölçüm parametrelerinin (akım, açı) hatasız ve doğru şekilde alınmasına istinaden vektör kontrol yöntemi kullanılarak sistemin kapalı çevrim akım kontrolü yapılmıştır. Akım çevriminin başarıyla kapatılmasından sonra sırasıyla motorun hız ve konum kontrolü yapılmıştır. Bu tezde gerçekleştirilen çalışmalar genel olarak 5 ana başlıkta incelenmiştir.

Bölüm 1'de elektrik motorları, türleri ve gelişimi hakkında genel bilgiler verilmiştir. Sonrasında doğrusal senkron motorlardan özellikleri ve döner motorlara göre üstünlükleri kısaca açıklanmıştır. Literatürde doğrusal senkron motor ile yapılan benzetim ve kontrol açıklamaları kısaca açıklanmıştır.

Bölüm 2'de doğrusal motorların türleri, avantaj/dezavantajları ve kullanım alanları açıklanmıştır. Daha sonra sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun dinamik

denklemleri verilmiştir. En son olarak motorun konumu ölçmek için kullanılan pozisyon ölçüm sensörlerinden bahsedilmiştir.

Bölüm 3'te doğrusal senkron motorların kontrol yöntemlerinden ve PWM tekniklerinden bahsedilmiştir. Ayrıca bu bölümde gerek MATLAB/Simulink gerekse gerçek zamanlı kontrolde tercih edilecek vektör kontrol yöntemi detaylandırılarak açıklanmıştır.

Bölüm 4'de sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun MATLAB/Simulink sırasyıla motor modellenmesi, uzay vektör PWM tekniğinin modellenmesi, hız denetimi ve konum denetimi benzetim sonuçları verilmiştir.

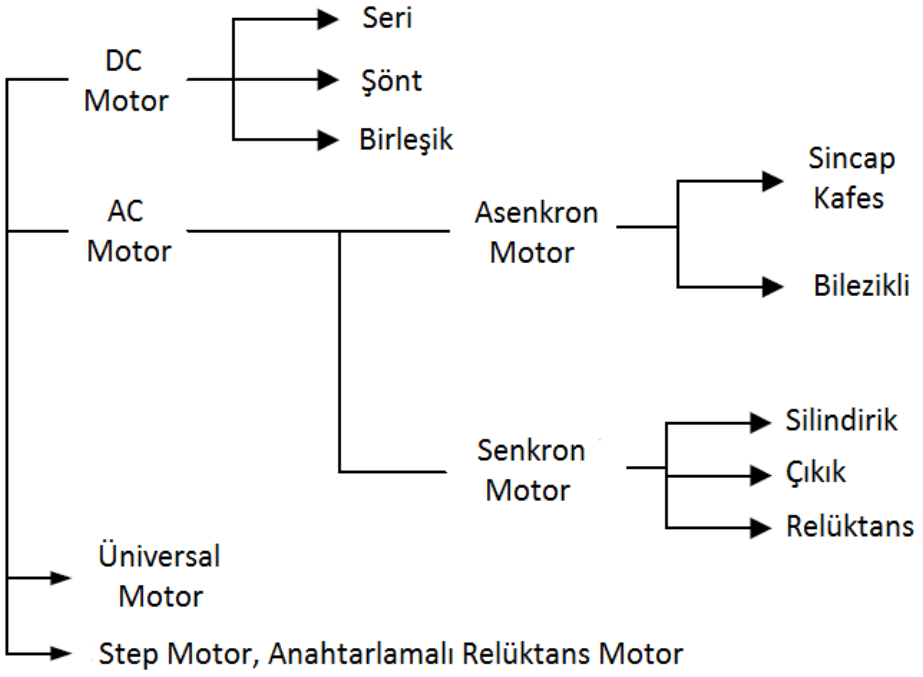
Bölüm 5'te motor, sürücü, doğrusal manyetik kodlayıcı özellikleri verilmiş ve gerçek zamanlı sonuçları detaylı şeklinde açıklanmıştır.

Bölüm 6'da bu tez kapsamında elde edilen tüm sonuçlar özetlenmiş ve sonuçlara istinaden genel bir değerlendirme yapılmıştır. Bu çalışmasının devamında yapılabilecek iyileştirmeler ve çalışmalar ile düşünceler sunulmuştur.

1. GENEL BİLGİLER

Sanayi Devrimi, 18. yüzyılda buhar makinesinin icadı ile başlamıştır. 19. yüzyılda içten yanmalı motorun icadından beri üretim verimliliği büyük ölçüde artmıştır.19. yüzyılda elektrik motorlarının icadıyla, elektrik motorlarından elde edilen mekanik enerji, ulaşım alanları hariç kullanılan en büyük mekanik enerji kaynağı olmuştur. Son günlerde pil teknolojisin gelişmesi ve çevre kirliliğinin azaltılmasına yönelik çalışmalar sonucu ulaşım sektöründe de elektrikli araçların kullanımı giderek artmaktadır. 1830 yılında Moritz Hermann Jacobi'nin DC motoru ve Tesla'nın indüksiyon motorunu icadıyla, son 150 yıldır elektrik motorları modern endüstri de ana mekanik güç kaynağı olarak kullanılmaktadır. Modern sanayide elektriğin %60 oranında kullanımı elektrik motorlarının çalıştırılmasında kullanılmaktadır [1-3].

Elektrik motorları besleme türü, rotor yapısı ve stator yapısına göre sınıflandırılabilir. Şekil 1'de elektrik motorlarının besleme türü ve çalışma prensibine göre sınıflandırılması verilmiştir.

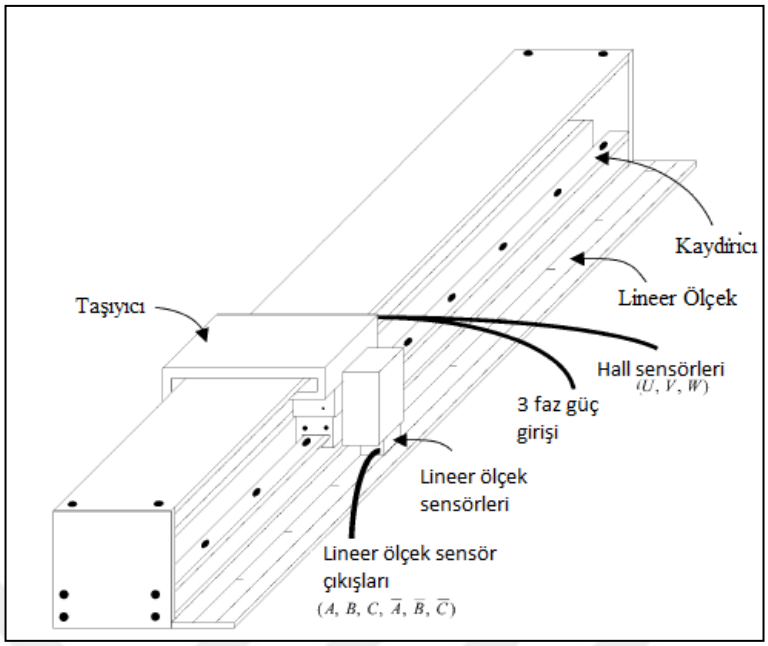


Şekil 1.1 Elektrik motorlarının sınıflandırılması [1]

Elektrik motorlarında alan sargısı yerine kalıcı mıknatıs kullanılarak, motorun tork ve güç yoğunluğu arttırılabilir ve aynı anda, makinenin verimliliği, alan sargısının bakır kaybını ortadan kaldırarak iyileştirilebilir. Bu trendin devam edeceği ve sabit mıknatıslı AC motorların gelecekte daha yaygın kullanılacağı öngörülmektedir.

Bir mekanik sistemin elektrikli motorlar ile istenilen hız, konum ve tork (ya da kuvvet) ile çalıştırılması için içerisinde temel anlamda bir kontrol sistemi ve güç dönüştürücü bulunan sürücü sistemleri kullanılmaktadır. İlk başlarda tork ve hız kontrolü kolaylığı nedeniyle ayarlanabilir hız sürücüleri için yaygın olarak kullanılan DC motorlar, son zamanlarda özellikle güç elektroniği teknolojisinin gelişmesiyle asenkron ve senkron motor kontrollü sürücü sistemlerine yerini teslim etmiştir. AC motorların yaygınlaşması sadece güç elektroniği teknolojisindeki gelişmeyle değil aynı zamanda alan yönlendirmeli kontrol gibi kontrol yöntemlerinin gelişmesiyle de ivme kazanmıştır.

Elektrik makineleri, rotor hareketine göre döner hareketli motor ve doğrusal motor olarak da sınıflandırılabilir. Doğrusal motorların döner motorlardan temel farkı, dişli kutusu ve vidalı mil gibi hiç bir ek mekanik yapıya ihtiyaç duymaksızın doğrusal bir hareket sağlayabilmesidir. Bu tür bağlantı mekanizmalarına ihtiyaç duyulmaması ile sistemin toplam ataleti, döner motorlarla yapılan bir sisteme kıyasla çok daha azdır. Nitekim bununla birlikte sistemin yüksek bir sistem dinamik cevabının yanı sıra daha yüksek bir hızlanma ve hız elde etmek mümkün olmaktadır. Yine bu bağlantı mekanizmalarından kaynaklı, sürtünme, dişli boşluğu gibi olumsuz etkiler ortadan kalkmakta ve daha verimli ve yüksek pozisyon hassasiyetinde bir sistem elde edilir [1-2]. Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorlarda en önemli olumsuz etki olarak vuruntu kuvveti ve bunun özellikle pozisyon kontrolünde performansa olumsuz etkisi verilebilir. Vuruntu kuvveti sürekli mıknatıslar ile stator dişleri arasındaki relüktans değişiminden dolayı oluşur ve itme kuvvetinde mıknatıs hareketi esnasında istenmeyen değişmeler meydana gelir. Tipik bir SM doğrusal senkron motorun mekanik yapısı Şekil 1.2'de gösterilmiştir.



Şekil 1.2. SM doğrusal senkron motor [4]

Şekil 1.2 doğrusal motor için hareketli kısımda üç fazlı motor sargıları konsantre sargı şeklinde yerleştirilmiştir. Sabit mıknatıslar ise hareketin gerçekleştiği kızak üzerinde bulunmaktadır. Motor üzerinde ayrıca konum ölçümü için sensörler kullanılmıştır.

1.1. Literatür Araştırması

Sürekli mıknatıslı senkron motorlarda motor için öncelikle motor dinamik denklemleri ve MATLAB/Simulink'de modellenmesi için literatür araştırması yapılmıştır. M. Bugeza ve R. Fiser (2002) tarafından yapılan çalışmada sürekli mıknatıslı doğrusal senkron bir motorun bilgisayar ortamında benzetimi motorun dinamik denklemleri üzerinden gerçekleştirmişlerdir [5]. Doğrusal olmayan eşdeğer devre elemanları, sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak motorun manyetik alanından hesaplanmıştır. Benzetimlerin dinamik bir benzetim yazılımında uygulanması ve kontrolör seçimi ve kontrol performansının gözlemlenmesinden sonra bir test düzeneği ile deneysel ve benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Yine Alicemary ve diğ. (2012) [6], Wang ve diğ. (2013) [7], Li ve diğ. (2012) [8] ve Miller ve diğ. (2002) [9] yaptıkları çalışmalar geneli itibariyle sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun modellenmesi, motor parametrelerinin hesaplanması ve kontrol benzetimi konusunda çalışmalar yapmışlardır.

Motor kontrol yöntemleri sensörlü ve sensörsüz olarak sınıflandırılabilir. Yoshida ve diğ. (2010) Maglev model araçlardaki sabit mıknatıslı doğrusal senkron motorlar için sensörsüz doğrudan tork kontrollü (DTC) itme yöntemi ile motor kontrolünü gerçekleştirmişlerdir [10]. Yapılan çalışmada herhangi bir hız veya pozisyon sensörü kullanılmamış olup, çalışma deneysel olarak da doğrulanmıştır. Konum sensörlerini ortadan kaldırmak için Cheema ve diğ. (2014) sliding mode adaptif gözlemci ile akı ve hız kestirimi yapılarak yine sensörsüz DTC kontrolü önermişlerdir [11]. Hussain ve Toliyat (2015) ise boru şeklindeki (tubular) doğrusal motorların sensörsüz vektör kontrolü verilmiştir [12]. Gürültü gözlemcisi ile Zıt-EMK tahmin edilmiş ve Zıt-EMK üzerinden de Faz Killtli Döngü gözlemcisi kullanılarak motor konum bilgisi çıkartılmıştır. Leidhold ve Mutschler (2005) uzun statorlu doğrusal motorlar için yine EMF gözlemleyici kullanarak sensörsüz hız kontrolü gerçekleştirmişlerdir [13]. Kim ve diğ. de (2005) SM doğrusal senkron motorlarda başlangıç kutup pozisyonunu tahmin etmek için yeni bir algoritma içeren bir çalışma yapmışlardır. Başlangıç kutup pozisyonu hız kontrolörden elde edilen referans akımlar hesaplanmıştır. Deney sonuçlarında önerilen yöntemin yüksek gürültülerde bile etkili sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir [14].

Sensörlü kontrol yöntemlerinde ise Lin ve diğ. (2002) tarafından gerçekleştirilen çalışmada ise artımlı hareket kontrol problemi trapezoidal hız profil uygulanarak servo sürücü sisteminde uygulanmıştır. Uygulamada alan yönlendirmeli kontrol (vektör kontrol) kullanılıp, PC tabanlı bir kontrol sisteminde çalışma simüle edilerek, deney ve benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır [4]. Hussain ve Toliyat (2016) bir doğrusal Hall Effect sensör kullanarak boru şeklindeki (tubular) doğrusal motorların alan yönlendirmeli kontrol ile pozisyon kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Doğrusal manyetik ya da optik kodlayıcı yerine Hall Effect sensör kullanarak hem maliyeti azaltmak hem de sensör kablosunu kaldırmayı amaçlamışlardır [15]. Gu ve Nam (2003) yaptıkları çalışmada SM doğrusal motorun genişletilmiş bölgesi (armatür sargıları SM alanının dışında) için bir vektör kontrol çalışması gerçekleştirmiştir. Bunun için genişletilmiş bölgede motorun bir zıt-EMK modelini geliştirilmiş ve optimal kontrol yöntemi ile kompanze edilmiştir [16].

Doğrusal motor kontrolünde yapılan diğer çalışmaları ise söyle özetleyebiliriz: Lin ve diğ. (2000) tarafından yapılan çalışmada, sabit mıknatıslı doğrusal senkron

motorun gürültü gözlemcisi ve tekrarlı sinir ağı kompansatörü ile robust kontrolü gerçekleştirilmiştir Gürültü gözlemleyicisi ile gürültü kuvveti ve tekrarlı sinir ağı kompanstörü ile de motor parametre değişimleri ve dış gürültülerin motor kontrol performansındaki etkileri azaltılmak istenmiştir [17]. Yine Li ve Wai (2002) integral orantısal (IP) pozisyon kontrolü ve sinir ağı gözlemleme tekniğin özelliklerini birleştiren robust bir kontrolör, ile doğrusal asenkron motor servo sürücü tasarlamışlardır [18]. Bulanık sinir ağı kontrolü ile doğrusal senkron bir motorun pozisyon kontorlü için Li ve Shen tarafından (2004) önerilmiştir. Bu çalışmada bulanık mantık kontrolörü ideal bir geri besleme doğrusallaştırma kontrol yasasını taklit etmek için ana kontrolör olarak kullanırken, bulanık mantık kontrolörün eksiklikleri gidermek için bir robust kontrolörde sunulmuştur [19]. Tan ve diğ. (1998) ise yüksek hassasiyetli hareket kontrolü için yapay röle ayarı ve sıfır faz filtrelemeye dayalı yinelemeli öğrenme kontrolü (ILC) ilk olarak bu olayda ortaya çıkmıştır [20]. Bunun yanında Xie ve diğ. (2005) tarafından fırçasız dc doğrusal motorlarda yüksek hassasiyetli pozisyon kontrolü için geliştirilmiş Single Neuron PI kontrol çalışması da yapılmıştır [21].

SM doğrusal senkron motorlarda kuvvet dalgalanmaları ki özellikle düşük hızlarda baskın bir şekilde görülen vuruntu kuvvetini elimine etmek için çok sayıda çalışma yapılmıştır. Zhu ve diğ. (2006) tarafından gerçekleştirilen çalışmada, yüksek hassasiyetli uygulamalarda olumsuz etki yaratan vuruntu kuvveti çıkartımı ve kompanze edilmesi gerçekleştirilmiştir Öncelikle karmaşık durum değişkeni yaklaşımı ile kuvvet dalgalanma bileşenleri bulunmuştur. Daha sonra anlık akıma bu bileşenler verilerek kuvvet dalgalanmaları kompanze edilmiştir [22]. Yine Zhu ve Cho (2007) bu sefer aynı yöntemle vuruntu kuvvetini tespit edip prediktif kontrol algoritmasına dayalı bir algoritma ile bu olumsuzu etkiyi azaltan bir çalışma önermiştir [23]. Bianchi ve diğ. (2004) yaptıkları çalışmada, sabit mıknatıs kaydırma işlemi ve hesaplamaları açıklanmıştır. Mıknatıs kaydırma işlemi ile kuvvet dalgalanmalarına sebep olan vuruntu momenti ve EMK üzerindeki yüksek harmonikli bileşenleri giderildiği gözlemlenmiştir [24]. Malaizé ve Lévine (2009) ise SM doğrusal senkron motorlarda gözlemleyici tabanlı bir tasarım ile vuruntu kuvvetini elimine etmişlerdir. Sistemdeki vuruntu kuvveti çıkartıldıktan sonra pozisyon kontrolündeki olumsuz etkisi kontrolör kazançlarının vuruntu momenti

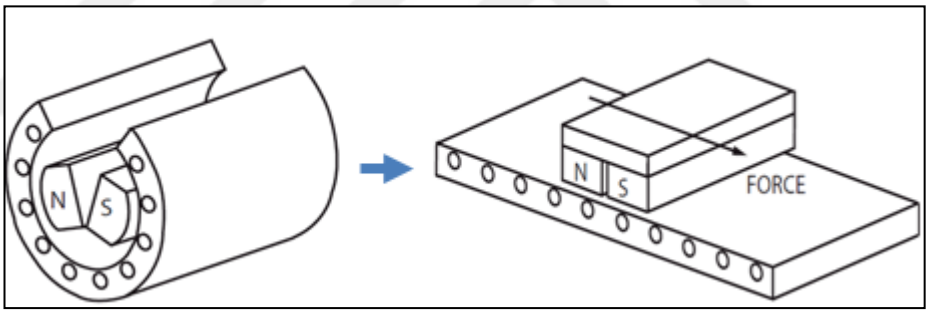
dikkate alınarak yeniden ayarlanması ile giderilmiştir [25]. Vuruntu kuvveti problemi yalnızca kontrol ve gözlemci tasarımlarıyla değil, aynı zamanda mekanik tasarımda değişiklikler yapılarak giderilmesi içeren birçok çalışma bulunmaktadır [26-28]. Bu çalışmalarda sabit mıknatıslar üzerinde optimizasyonlar yapılmak suretiyle vuruntu kuvveti minimize edilmeyi hedefleyen çalışmalar yapılmıştır.

2. DOĞRUSAL SENKRON MOTORLAR

Bu bölümde doğrusal senkron motor hakkında detaylı bilgiler sunulmuştur. Doğrusal motorların türleri, kullanım alanları ve avantaj, dezavantajları açıklanmıştır. Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motora ait motor denklemleri verilmiş ve doğrusal motor uygulamalarında tercih edilen pozisyon algılayıcıları hakkında bilgi verilmiştir.

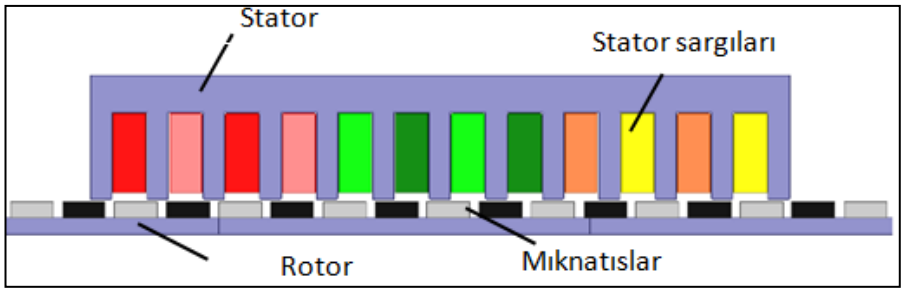
2.1. Doğrusal Motorlar

Bir doğrusal senkron motor bir döner motor ile neredeyse aynı ilkelere sahiptir. Diğer tüm elektrik motorları gibi, doğrusal bir motorun hareketli(rotor) ve sabit parçalara(stator) sahiptir. Doğrusal motorlar Şekil 2.1'de gösterildiği gibi döner motorların bir düzlem üzerinde açılmış hali olarak düşünülebilir.



Şekil 2.1. Farklı sürekli mıknatıslı motor yapıları [29]

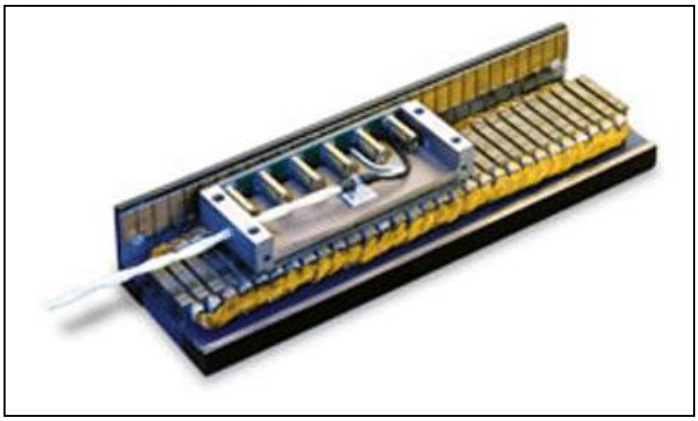
Daha önce bahsi geçen tüm elektrikli motorlar (DC motor, indüksiyon motoru, sabit mıknatıslı AC motor ve sargılı rotorlu AC motor) bir doğrusal motor olarak kurgulanabilir ve tasarlanabilir. Ancak yüzey monteli sürekli mıknatıslı senkron motorlar, bir doğrusal motor türü olarak yaygın olarak kullanılmakta ve tercih edilmektedir. Şekil 2.2'de yüzeyden mıknatıslı doğrusal bir senkron motorun yapısı görülmektedir. Bu görselde motorun hareketli kısmında üç fazlı sargılar bulunmaktayken hareketsiz kısımda ise sabit mıknatıslar yer almaktadır.



Şekil 2.2. Yüzeyden mıknatıslı doğrusal senkron motor yapısı

2.2. Doğrusal Motor Türleri ve Karşılaştırılması

Tüm elektrikli motorlarda olduğu gibi, doğrusal motorlar da sağlanan alternatif akım (AC) veya doğru akım (DC) tarafından tedarik edilen tip olarak iki gruba ayrılabilir. Fırçalı DC (BDC) motorların avantajı sürüş rahatlığıdır; ancak dezavantaj olarak, çalışma sırasında fırçaların kaçınılmaz aşınması ve nispeten düşük verimlilik nedeniyle kısa ömürlüdür. Şekil 2.3'de fırçalı DC bir doğrusal motor örneği verilmiştir. Çeşitli endüstriyel uygulamalarda kullanım ömrü çok önemli olduğundan BDC doğrusal motorların kullanılması uygun değildir. Bu anlamda doğrusal motorlar fırçasız yapıları (BLDC) ile kullanılmalıdır [1-3].



Şekil 2.3. Dahili mıknatıslı motor ve rotor yapısı [30]

Motorların rotor ve stator parçaları ayrı dikkate alındığında, motorlar ayrıca asenkron ve senkron olarak gruplandırılabilir. Asenkron motorların en tipik örneği olan indüksiyon motorlar (IM), farklı frekanslarda rotor ve stator manyetik dağılımlarına sahiptir. Transformatörlerde olduğu gibi, rotor sargılarındaki akım stator sargılarından gelen elektromanyetik uyarma ile yaratılmaktadır. Bu akımları uyarabilmek için tahrik akımının frekansı, rotor üzerindeki alanın frekansından farklı

olmalıdır. Asenkron motorlar daima düşük güç faktörü altında çalışır ve hafif yük koşulları altında çok kötü güç faktörü (0,2 ila 0,4 gecikme) ile çalışırlar. Zayıf gücün bazı dezavantajları sistemdeki ısınma kayıplarında artış, sistemin verimliliğinde azalmadır. Diğer önemli dezavantajları ise hız kontrolünün zor olması ve zayıf başlangıç torku olması verilebilir [1].

Senkron motorlar, rotorlarında sargılı olanlar ve sadece sabit mıknatıslı olanlar olarak daha fazla gruplanabilirler. Geçmişte daha popüler olan klasik senkron motorlar, eski mıknatısların verimsizliği ve düşük başlangıç sarfiyatı nedeniyle rotorda mıknatıs yerine sarımlara sahiptir. Ancak, mıknatıs materyalleri ve mıknatıslanma teknikleri üzerindeki sürekli iyileştirmeler, yüksek verimlilik ve yüksek kuvvet kapasitesi nedeniyle sürekli mıknatıslı senkron motorlara yaygın olarak yol açmaktadır. Bir başka avantajı ise, rotora akım sağlamak için fırça tipi veya fırçasız uyarıcılara ihtiyaç olmamasıdır. Mıknatıs tasarımda büyük rol oynamaktadır. Mıknatıslar, diğer tüm elektromanyetik aygıtlarda olduğu gibi B-H eğrisinin ikinci çeyreğinde yer alır. Yüksek bir enerji kapasitesine sahip bir mıknatıs seçilirse, sanal kuvvet hesaplamasına bağlı olarak denklemden daha yüksek bir kuvvet elde edilecektir. Bu özelliklerinden doğrusal motor türleri arasında en yaygın kullanımı olan motor sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motordur (SMDSM). Şekil 2.4'de tipik bir SMDSM'un gösterimi verilmiştir.



Şekil 2.4. Sürekli mıkantıslı doğrusal senkron motor [1]

Doğrusal motorlar ayrıca şekillerine göre de sınıflandırılmaktadır. Bunlar; tubular (boru şeklinde), U kanal ve düzlemsel doğrusal motorlar olarak adlandırılmaktadır. Tubular ve U-kanal doğrusal motorların birer örneği sırasıyla Şekil 2.5 ve Şekil

2.6’’da verilmiştir. Bu motorlarda çeşitli uygulama alanlarına yönelik tercih edilen motor türleri olup senkron ve asenkron türleri bulunmaktadır. Şekil itibariyle bazı birbirlerine göre avantaj/dezavantajları bulunduğunu söyleyebiliriz. Ancak çalışmamızda kullanılan bir motor olmadığından burada detay verilmesine ihtiyaç duyulmamıştır.



Şekil 2.5. Tubular doğrusal motor [31]



Şekil 2.6. U-Kanal doğrusal motor [32]

Bu çalışmada seçilen motor türü düzlemsel şekilde bir sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motordur. İki ana parçadan oluşur: mıknatısların monte edildiği ve zemine sabitlenen stator ve sargılardan oluşan hareketli kısım. Hareket ettirici bir bobin grubundan oluştuğundan, motor aynı zamanda hareketli bobin senkron doğrusal motor olarak da adlandırılabilir. Hareketli parça, akım sağlayan sarımların yerleştirildiği rotor kısmı “kuvvetlendirici” olarak tanımlanabilir. Mıknatıs rayı, değişken kutuplara göre akı sağlayan nadir toprak mıknatıslarını tutmaktadır [2-3, 33].

SM doğrusal senkron motorun ana çalışma prensibi, geleneksel bir DC döner motorun çalışmasına benzer. Akı, lamine nüvelerin üzerindeki yalıtılmış bakır tellerden elde edilir ve sabit mıknatıslar ile alan akışını sağlar. Doğrusal bir motorun ana amacı, akımın (I), akı yoğunluğu (B) ile etkileşmesi sonucu kuvvet (F) üretmektir. Elektromanyetizmanın temel yasalarından biri olan Biot-Savart Yasası göstermektedir ki akım akan bir iletkenin akım yönüne dik olan bir manyetik alana yerleştirilmesi durumunda, hem akım hem de manyetik alana dik olan iletken üzerinde bir mekanik kuvvet uygulanır. Meydana gelen bu mekanik kuvvet Denklem (2.1)'deki gibi ifade edilmektedir;

$$F = I.(L \times B) \tag{2.1}$$

Denklem (2.1)'de L iletkenin uzunluğu, I iletkenden akan akımı ve B ise akı yoğunluğunu göstermektedir. Doğrusal bir motorun bir başka önemli formülü Denklem (2.2)'de verilen indüklenen gerilim formülüdür;

$$E = B.I.V \tag{2.2}$$

Bu denklemde ise V hareket eden kısmın hızını (m/s) belirtmektedir.

Doğrusal motorların diğer türdeki motorlara göre belirli avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır [2]. Doğrusal motorun avantajları aşağıda maddelenmiştir.

- Aktarma organlarının ortadan kaldırılması
- Yüksek hızda hassas pozisyonlama
- Sağlamlık (Stiffnes)
- Düşük bakım ihtiyacı ve maliyeti
- Motor uzunluğuna bağlı olarak performans düşümünün olmaması

Doğrusal motorların dezavantajları ise aşağıda verilmiştir.

- Motor maliyetinin yüksek olması
- Hava veya su soğutmaya ihtiyaç duyma
- Daha yüksek bant genişliği sürücüleri ve kontrolörleri
- Karmaşık tasarım süreci

Doğrusal motorlardaki ana problem her zaman maliyet ve uygun mıknatıs geliştirmenin zorluğu olmuştur. Büyük yapıları hareket ettirmek ve taşımak için muazzam derecede güçlü mıknatıslar gereklidir ve bunlar genellikle önemli miktarda elektrik enerjisi tüketir. Özellikle yüksek güçlü uygulamalarda süper iletken mıknatıslar bu sorunu çözmek için kullanılmaktadır.

2.3. Doğrusal Motorların Kullanım Alanları

Doğrusal senkron motorların günümüzde kullanımı giderek artmaktadır [2]. Ulaştırma alanının da Almanya ve Japonya'da Şekil 2.7'de görülen Maglev trenlerinde doğrusal motorlar tercih edilmektedir.



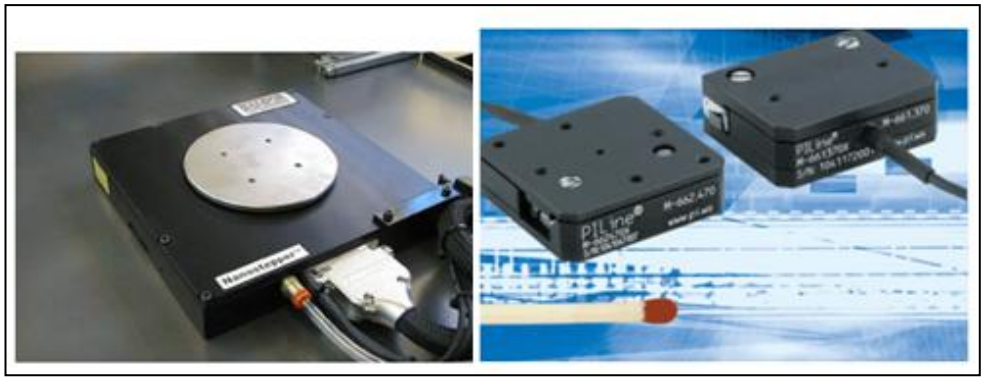
Şekil 2.7. Maglev treni [34]

Ayrıca PCB delme cihazları, al ve yerleştir sistemlerinde de hız ve pozisyon hassasiyetinin yüksek olduğunu uygulamalar içinde doğrusal motorlar kullanılmaktadır.

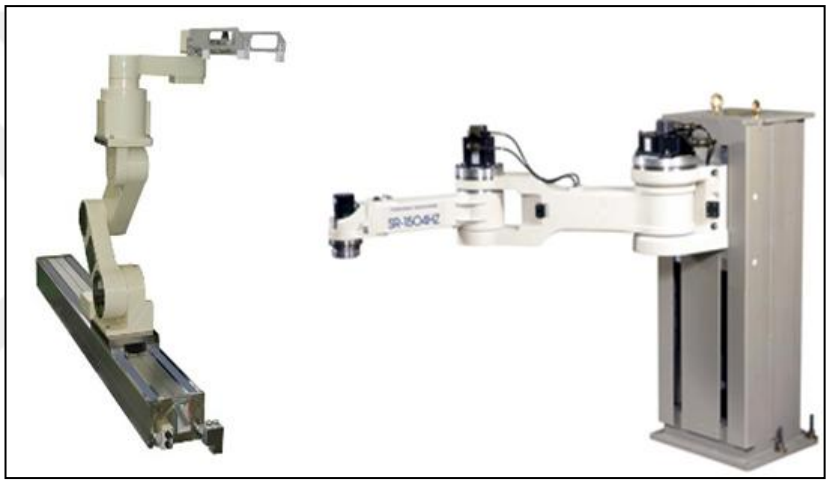


Şekil 2.8. PCB delme ve al-yerleştir uygulamaları [35-36]

Bunların dışından medikal ve robotik alanların uygulama yerleri bulunmaktadır.



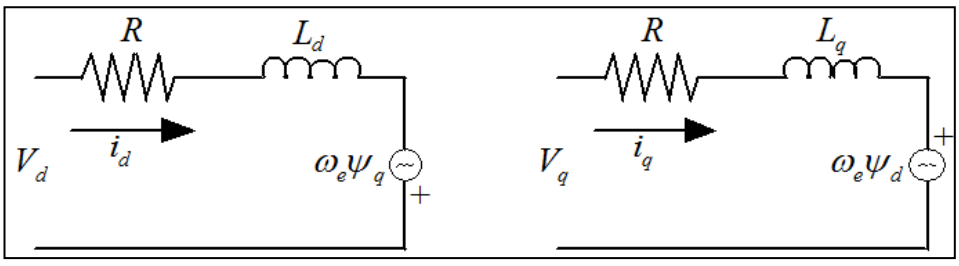
Şekil 2.9. Medikal uygulamalar [37]



Şekil 2.10. Robotik uygulamalar [38]

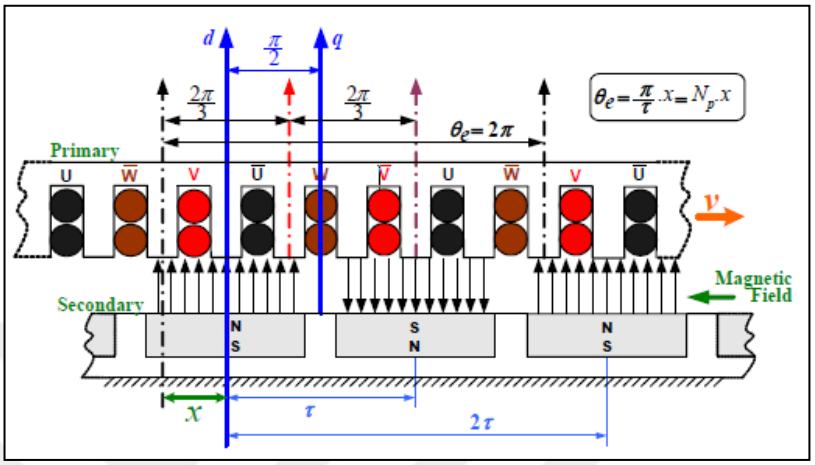
2.4. Doğrusal Motorların Matematiksel Modeli

Doğrusal motorun modellenmesi, yüksek performanslı bir kontrol ünitesinin başarılı tasarımı için çok önemlidir. Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun d-q eksen eşdeğer devresi Şekil 2.11'de verilmiştir. SM doğrusal senkron motorun d-q eksen matematiksel modeli serbest uyartımlı DC motora benzemektedir.



Şekil 2.11. Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun d-q eksen eşdeğer devresi

SM doğrusal senkron motorun elektrik modeli, Şekil 2.12'de gösterildiği gibi, bir sabit mıknatıslı döner senkron motor ile benzer şekilde elde edilebilir. Bir döner motor için, üç armatür sarımı 2π/3 elektrik açısı ile birbirini değiştirir ve her sargı sabit referansta bir elektriksel açıyı kapsar.



Şekil 2.12. Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun elektriksel modeli [6]

Doğrusal senkron motorlarda doğrusal hız ve konum denklemleri, döner motorlarınkine Tablo 1'de gösterildiği gibi bir benzerlik göstermektedir.

Tablo 2.1. Elektriksel açı ve elektriksel hız eşitlikleri

	Döner Motor	SMDSM
Elektriksel Açı	$\theta_e = \theta_r n_p$	$\theta_e = x n_p$
Elektriksel Hız	$\omega_e = \omega_r n_p$	$\omega_e = V n_p$

Benzer şekilde, bir SM doğrusal senkron motorun stator armatür sargıları birbirini 2τ/3 (τ: kutup aralığı → iki ardışık manyetik kutup arasındaki adım) ile değiştirir ve her bir sargı doğrusal referans çerçevesinde τ mesafesini kapsar [6-7].

İdeal bir SM doğrusal senkron motorun d-q eksen gerilim denklemleri Denklem (2.3), Denklem(2.4) ve Denklem(2.5)'de verilmiştir;

$$\upsilon_{ds} = R_s i_{ds} + L_{ds} \frac{di_{d_s}}{d_t} - \omega_e \psi_q \tag{2.3}$$

$$\upsilon_{qs} = R_s i_{qs} + L_{qs} \frac{di_{q_s}}{d_t} - \omega_e \psi_d \tag{2.4}$$

$$\begin{bmatrix} \upsilon_d \\ \upsilon_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \psi_m \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Akı ve elektrik hız denklemleri ise Denklem (2.6), Denklem (2.7) ve Denklem (2.8)'de verilmiştir;

$$\psi_d = L_q i_q \quad (2.6)$$

$$\psi_d = L_q i_q + \psi_m \quad (2.7)$$

$$\omega_e = n_p \omega_r \quad (2.8)$$

Yukarıdaki denklemlerde V_{qs}, V_{ds} ve i_{qs}, i_{ds} d-q eksen gerilim ve akımları, R_s stator direncini, Ψ_q, Ψ_d ve L_{qs}, L_{ds} d-q eksen akı ve endüktanslarını ω_e ve ω_r sırasıyla elektriksel ve mekaniksel açısal hızları τ kutup aralığı, n_p kutup çiftini ve Ψ_m ise sürekli mıknatısın akısını ifade etmektedir. Doğrusal senkron motorun ait mekanik denklem ise Denklem (2.9) ile gösterilmiştir;

$$F_e - F_L = M \frac{dv_m}{dt} + BV_m \quad (2.9)$$

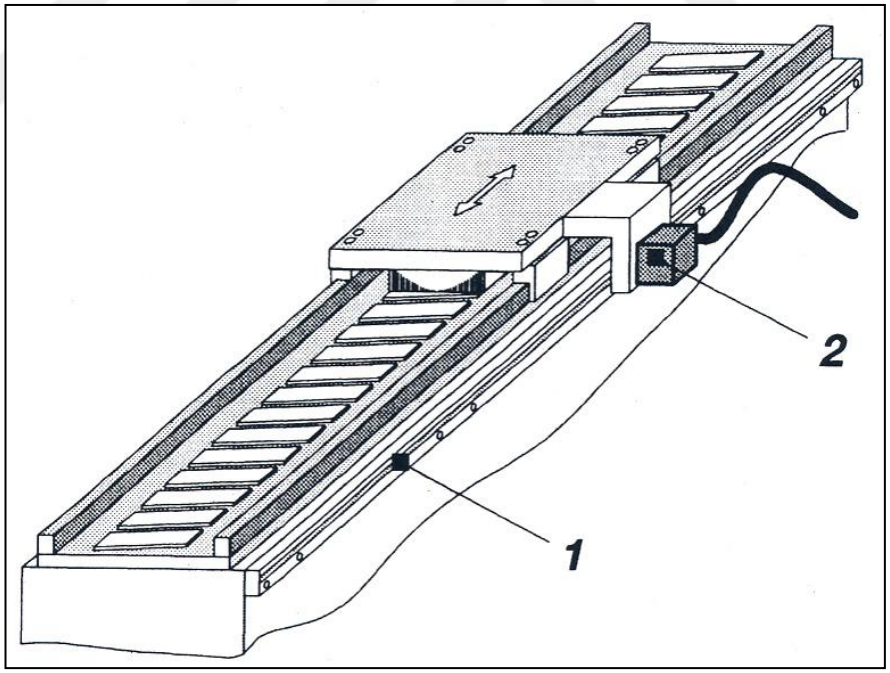
Denklem (2.9)'daki F_L motora uygulanan yük, M motordaki hareketli sistemin kütlesi, B sönümleme katsayısı, V_m ise mekanik hızı ifade etmektedir. Elektromanyetik kuvvet denklemi Denklem (2.10)'da belirtilmiştir;

$$F_e = \frac{3\pi}{2\tau} n_p (\psi_m i_{qs} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs}) \quad (2.10)$$

Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorlar için d-q eksen, kuvvet ve mekanik denklemleri verilmiştir. Bu tür motorlarda dikkat edilmesi gereken konu, yüzeyden ve dahili mıknatıslı motorlardaki d-q eksen endüktanslarındaki eşitsizliktir. Yüzeyden mıknatıslı motorlarda d-q eksen endüktansları birbirine eşit iken, dahili mıknatıslı motorlarda d eksen relüktansı q-eksen relüktansından büyük olduğu için $L_d \neq L_q$ olmaktadır.

2.5. Algılayıcı

Motor pozisyon ve hızının yüksek hassasiyet ve doğrulukta elde edilmesi her zaman önem arz eden bir konu oluşmuştur. Yüksek performanslı motor denetimi için doğrusal motorun hızının bir sensör aracılığıyla ölçülmesi veya motor durum denklemleri üzerinden tahmin edilmesi gerekmektedir. Herhangi bir sensor kullanmadan rotor pozisyon bilgisini elde etmek için kalman filtresi, luenberger gözlemcisi gibi yöntemler ile yapılabilmektedir. Ancak sensörsüz hareket kontrol sistemlerinde yüksek pozisyon hassasiyeti elde edilmesi zordur. Motor konum bilgisini elde etmek için Hall sensör, resolver ve kodlayıcı gibi pozisyon ölçme sensörleri kullanılabilmektedir. Doğrusal motor uygulamalarında kodlayıcılar pozisyon geri besleme cihazı olarak yaygın olarak kullanılmakta olup, hareket kontrol sistemlerinin ayrılmaz bileşenlerinden bir tanesidir. Doğrusal motorlarda kodlayıcıların sabit bir skala ve hareketli bir okuma kafası konumlandırılması Şekil 2.13'de betimlenmiştir [2].



Şekil 2.13. Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun d-q eksen eşdeğer devresi 1. Skala 2. Harekeli okuma kafası [2]

Kodlayıcının, montaj yüzeyi nispeten pürüzsüz, hareketli eksene paralel ve temiz olmalıdır. Sistemin hareketi ile birlikte hareketli kafa üzerinden sürücüye rotor

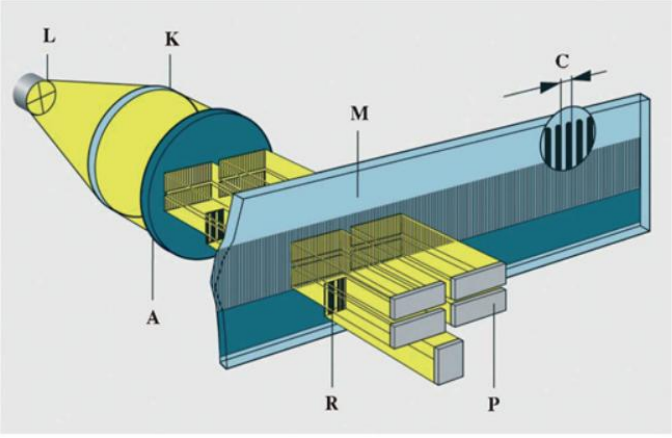
pozisyonu gönderilmektedir. Bu bölümde, doğrusal motorların pozisyon ölçümünde kullanılan çeşitli kodlayıcılar açıklanmıştır.

2.5.1. Doğrusal optik kodlayıcılar

Optik kodlayıcılar endüstriyel uygulamalarda sıkça kullanılan bir yöntemdir. Doğrusal motor sistemlerinde, hassas ölçümün dahil olduğu durumlarda, çoğu tasarımcı tarafından optik artımlı kodlayıcılar popüler olarak kullanılmaktadır. Tipik bir optik kodlayıcı, hareketli bir optik kafa tarafından taranan dereceli bir ölçeği kullanır. Optik kodlayıcıların en önemli avantajları temas halinde mekanik parçasının olmaması sayesinde sürtünme ve yıpranma olmamasıdır. Manyetik ve endüktif doğrusal kodlayıcılar ile kıyaslandıklarında doğrulukları daha yüksektir. Optik kodlayıcıları artımlı ve mutlak olmak üzere iki farklı türde sınıflandırılabilir [2].

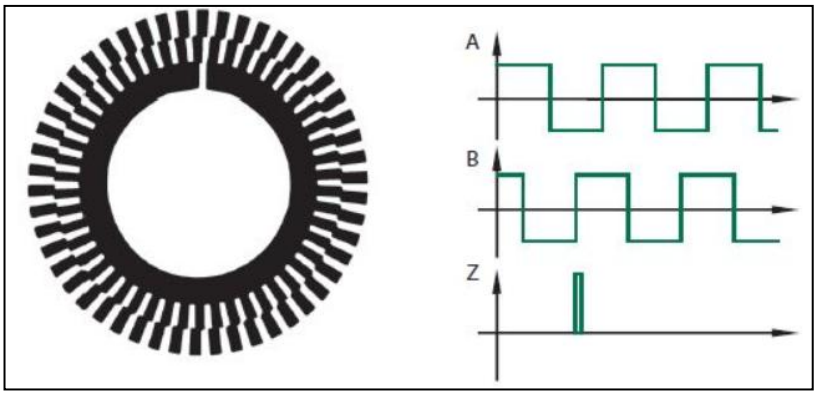
2.5.1.1. Artımlı kodlayıcılar

Optik kodlayıcıların çalışma yapısı Şekil 2.14'de gösterilmiştir. Basit olarak bir led tarafından yayılan ışık ölçekten yansıtılır ya da üzerinden geçer. Yansıtılan ışık, elektrik akımları üreten foto detektörleri üzerine yönlendirilmek suretiyle pozisyon bilgisi darbeler şeklinde elde edilmektedir.



Şekil 2.14. Optik kodlayıcı çalışma prensibi [39]

Şekil 2.15'de verilen artımlı kodlayıcı darbe sinyalleri A ve B darbe sinyalleri ile motorun göreli konumu, Z darbesi ile de kodlayıcının sıfır konum bilgisi elde edilmektedir.

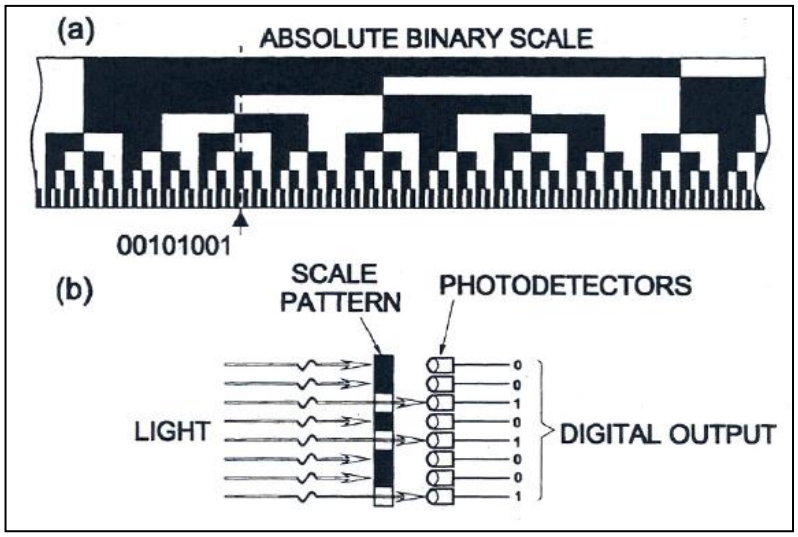


Şekil 2.15. Artımlı optik kodlayıcı [40]

Bazı artımlı optik kodlayıcılarda A, B ve Z sinyallerinin yanında U, V ve W sinyalleri bulunmaktadır. Bu sinyaller üzerinden motorun mutlak konum bilgisi ±30° elektrik açı hatasıyla alınabilir [1].

2.5.1.2. Mutlak kodlayıcılar

Artımsal kodlayıcıların en büyük dezavantajı, sistem kesildiğinde, örneğin geçici bir elektrik kesildiğinde, kodlayıcı tarafından üretilen herhangi bir artımlı değişiklik izlememesi yani sistemin mutlak konumunu kaybetmesidir. Mutlak kodlayıcılar, güç kesintilerine bakılmaksızın mutlak konumun korunması gereken ve yüksek güvenirlikli sistemler için uygun etkili bir alternatif olarak uygulanırlar. Artımsal bir kodlayıcıdan farklı olarak, bir mutlak kodlayıcı çıkışı darbeler olarak değil, mutlak bir koordinat sistemi içinde konumunu statik bir referans noktası olarak tanımlayan dijital kelimeler (words) olarak pozisyon çıkışı vermektedir. Sonuç olarak, elektrik kesintisinde kodlayıcı mutlak konumunun kaydını tutar. Bu kodlayıcıların en büyük dezavantajı, artımsal kodlayıcılara kıyasla fiyatlarının daha yüksek olmasıdır. Şekil 2.16'da tipik bir mutlak kodlayıcının çalışma prensibi betimlenmiştir [2]. Mutlak kodlayıcılarda aynı zaman çok dönüş özelliği de bulunmaktadır. Çoklu dönüş özelliği sayesinde motorun kaç tur döndüğü bilgisini hafıza da tutabilmektedir. Ancak bunun için mutlak kodlayıcılarda bir adet baterya bulunmaktadır.

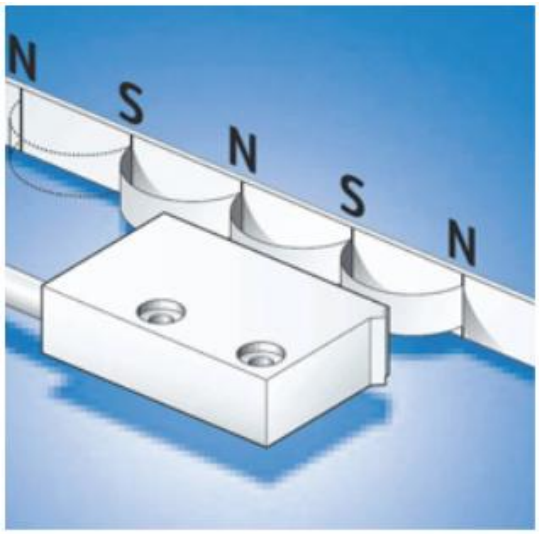


Şekil 2.16. Mutlak optik kodlayıcı [2]

2.5.2. Doğrusal manyetik kodlayıcılar

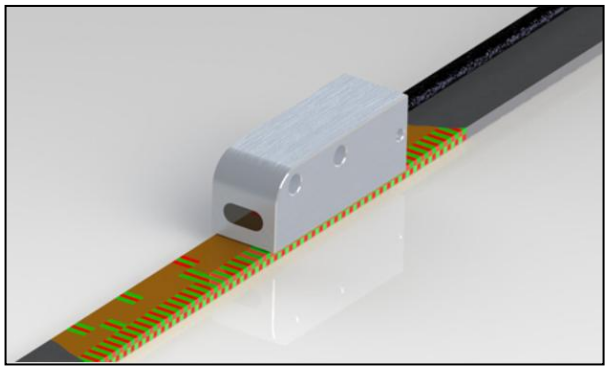
Manyetik kodlayıcılar, optik kodlayıcılar ile karşılaştırıldığında, düşük maliyet, basitlik ve sağlamlık gibi avantajları olduğu belirtilebilir. Manyetik tip kodlayıcının maksimum darbe sayısı (PPR) genellikle optik tip kodlayıcınınkinden daha küçüktür, ancak manyetik tip kodlayıcı çevresel koşullara karşı dayanıklıdır ve uygun maliyetlidir. Bunlara ek olarak çok titreşimli çalışma ortamlarında gösterdiği dayanım ve düşük güç tüketimi, toz, nem ve aşırı sıcaklık gibi zorlu çevre koşullarından etkilenmeme özellikleri de mevcuttur. Bu nedenle, manyetik kodlayıcı genellikle çalışma ortamının zorlu ve maliyet ilk öncelik olduğu uygulamalarda tercih edilmektedir [2].

Bir optik kodlayıcı, kodlayıcı için özgün konumları tanımlamak amacıyla ışık (optik) kullanır. Bir manyetik kodlayıcı, optik kodlayıcı olarak bir konumu belirlemek için aynı ilkeyi kullanır, ancak bu işlemi Şekil 2.17'de verildiği gibi ışık yerine manyetik alanları kullanarak yapar. Şekilde bir doğrusal cetvel üzerinde yer alan mıknatıslar görülmektedir. Bu mıknatıslar sayesinde mıknatıs akı yoğunluğu kodlayıcı hareket ettikçe değişmektedir.



Şekil 2.17. Doğrusal manyetik kodlayıcı çalışma prensibi [41]

Doğrusal manyetik kodlayıcılar manyeto-dirençli (MR) sensör ve bir manyetik cetvel ile çalışır. Bu manyetik sensörler, manyetik akı yoğunluğunun etkisi altında dirençlerini değiştirir. Bu direnç değişimi bir elektronik devre ile alınarak sürücü sistemine motor pozisyonu iletilir. Bir mutlak manyetik kodlayıcı da Şekil 2.18'de betimlendiği gibi manyetik cetveldeki yapısı mutlak konum bilgisini verecek şekilde özelleştirilmiştir.

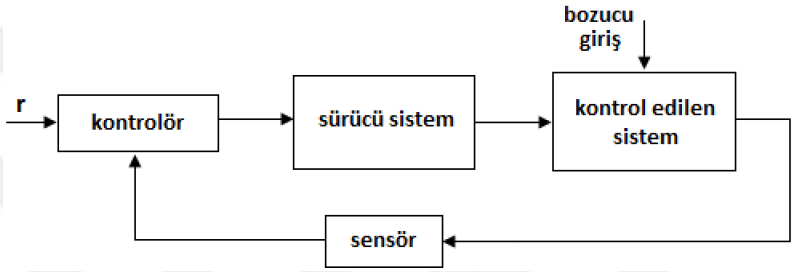


Şekil 2.18. Mutlak manyetik kodlayıcı [42]

Doğrusal manyetik tip kodlayıcıların dezavantajlarından biri, dış manyetik alanlara ve sıcaklık değişikliklerine olan duyarlılıklarıdır. Bazen, manyetik gürültü algılayıcının ürettiği sinyali bir dereceye kadar aşabilir ve sürücü sistemine yanlış motor pozisyonu iletilmesine sebep olabilir. Bu nedenle istenmeyen gürültü sinyallerinin bastırılmasını amaçlayan çeşitli gürültü giderme tekniklerinin uygulanması gereklidir.

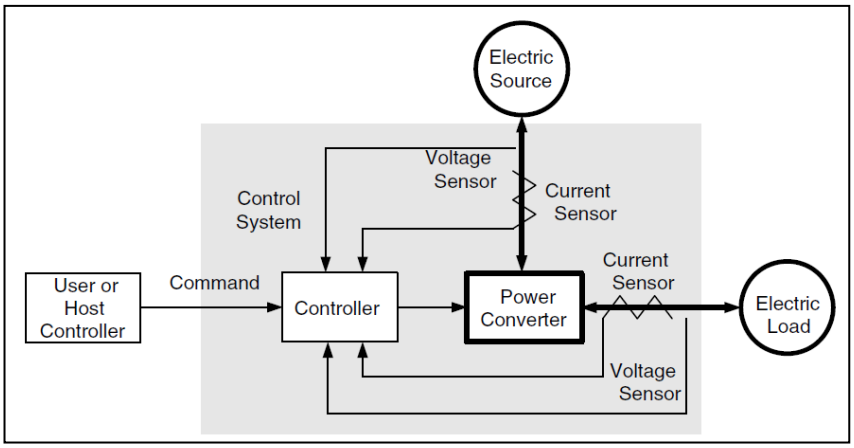
3. DOĞRUSAL SENKRON MOTORLARIN HAREKET KONTROL YÖNTEMLERİ

Bu kısımda doğrusal senkron motorlarda kullanılan hareket kontrol yöntemlerinden bahsedilmiştir. Bu kontrol yöntemlerinin genel özellikleri ve uygulamasının içerdiği avantaj ve dezavantajlar açıklanmıştır. Kontrol tekniği itibar ile bir sistemin genel kontrol yapısı Şekil 3.1'de verildiği gibi sunulabilir.



Şekil 3.1. Basit kontrol sistemi blok diyagramı

Elektrik motorlarının elektrik ve/veya elektromekanik enerji dönüşümü yoluyla kontrol amaçlarını karşılamak için, elektrik makinesinin giriş ve çıkış değişkenleri kabul edilebilir aralıklarda olmalı ve değişkenler anlık veya ortalama anlamda kontrol edilmelidir. Genellikle elektrikli motorlarda kontrol edilen elektriksel değişkenler akım, voltaj ve güçtür. Motor akısı da ölçülen değişkenlere bağlı olarak tahmin edilebilir ve bu tahmini değerlere dayanarak kontrol edilebilir. Motor sisteminin kontrol edilen mekanik değişkenleri ise tork(veya kuvvet), hız ve konumdur. Bu mekanik ve elektriksel değişkenler anlık olarak kontrol edilmesi ile elektrik motorları istenilen görevleri bir sistem üzerinde yerine getirirler. Şekil 3.2'de bir elektrik motorunun ve onu sürmek için bir güç çeviricinin blok diyagramı verilmiştir [1-2]. Bu blok diyagramındaki güç çevirici ve denetleyici sistemlerini bir motor sürücü olarak düşünebiliriz. Motor sürücülerinde güç elektroniği devreleriyle birlikte bir adet güç çeviri yapıları istenilen şekilde sürmek için kontrol devleri bulunmaktadır.



Şekil 3.2. Elektrik motoru basit kontrol yapısı [1]

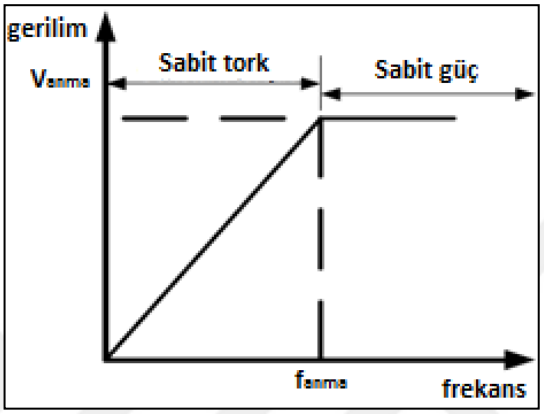
Bu tür bir sistemde enerji akışı bazen güç kaynağından elektrik makinesine (motor modu) bazen ise elektrik motorundan güç kaynağına (jeneratör modu) iki yönlü de olabilmektedir. Eğer güç çevirici bu rejeneratif gücü üzerine alamıyorsa (jeneratör modu) oluşan enerji bir kıyıcı ve direnç ile harcanır.

Ölçülen ve tahmin edilen elektriksel ve mekanik değişkenler, kontrol sisteminin performansını artırmak için kontrol sistemine geri besleme olarak verilir. Bu elektriksel ve mekanik değişkenleri kontrol etmek için değişkenlerin ölçümü ve/veya tahmini esastır. Kontrol altındaki değişkenler hakkında doğru bilgi olmadan kontrol performansı zayıf kalır. Bir kontrol değişkenin doğrudan ölçümü en iyi yol olmakta birlikte çoğu durumda imkânsız veya çok pahalı olabilmektedir. Bu durumlarda değişkenler, kontrol altındaki sistemin dinamik modelinin durum denklemi ile tahmin edilebilir. Bununla birlikte ölçüm ve/veya tahmin edilen sistem parametrelerinde doğrusallık ve zaman gecikmeleri de düşünülmelidir. Aksi takdirde kontrol sistemi beklenmedik bir şekilde kararsız olabilir. Endüstriyel alanlarda klasik kontrol teorisine dayalı PID kontrolör yapılarına ek olarak kontrol altındaki dinamik sistemin durum denklemine dayanan gözlemciler kontrol performansını artırmak için kullanılır [1].

3.1. Açık Çevrim Kontrol

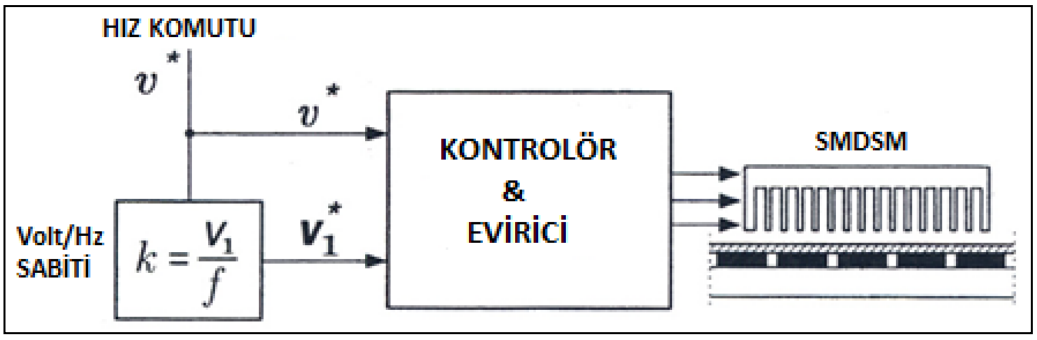
Açık çevrim V/Hz kontrolünde doğrusal motorun hızı, stator gerilimlerinin ve frekansının ayarlanabilir büyüklüğü ile kontrol edilir. Şekil 3.2'de profili verilen basit bir sabit voltaj-frekans kontrol algoritması, hızlı dinamik cevap gerektirmeyen

uygulamalar için hız kontrolü sağlayabilir. Mıknatıslardaki akıyı sabit tutmak için, mıknatıslanma akımı sabit tutmak ve bunun içinde değişen hızlarda V/F oranını sabit tutmak gerekmektedir. V/F oranını sabit tutmak için hız artarken, statora uygulanan gerilim değeri de artmalıdır. Pratikte düşük frekans ve gerilim değerlerinde, stator direncinden kaynaklanan gerilim düşümü ihmal edilemez ve kompanze edilmelidir. Bu sebeple uygun değerde başlangıç geriliminin seçimi oldukça önemlidir [2].



Şekil 3.3. V/f profili

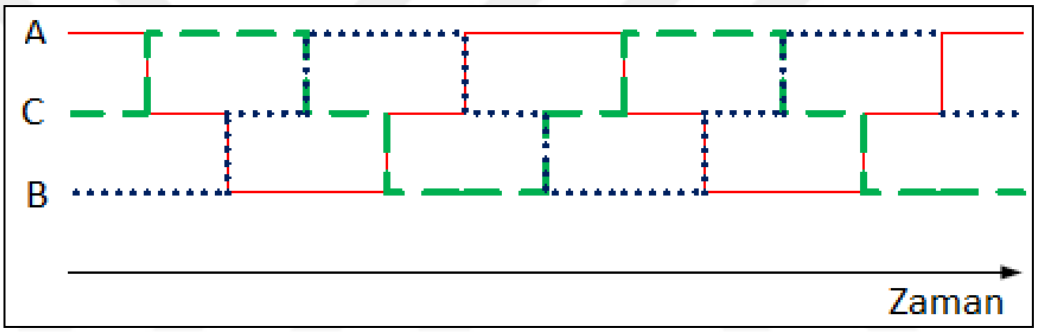
Burada dikkat edilmesi gereken önemli bir konu da açık çevrim V/f kontrolün stator akımı ve rotor pozisyonu arasındaki senkronizasyonu garanti etmemesidir. Eğer senkronizasyon kaybolursa motor kararsızlaşır. Sabit mıknatıslı doğrusal senkron motorun açık çevrim V/f kontrolüne ait blok diyagramı Şekil 3.2'de gösterilmektedir.



Şekil 3.4. SMDSM'in açık çevrim voltaj-frekans kontrolünün basit blok diyagramı [2]

3.2. Altı Aşamalı Komütasyon Kontrol

Stator sargılarına uygulanan akımın kontrol edilmesinde en yaygın yöntemlerden biride altı aşamalı komütasyon yöntemidir. Komütasyon, motor statorun üç fazına üç farklı dalga şekliyle, her biri faz diğerlerinde 120 derece farklı fazda olacak şekilde enerji verilmesidir. Altı aşamalı komutasyonda, üç fazlı stator sargıları (A, B ve C olarak adlandırılır), "tamamen pozitif", "tamamen negatif" veya sıfır durumlarında biri kullanılarak enerji verilebilir. Rotor dönerken, statorun üç fazı altı adımlı kare dalga şeklinde enerji verilir. Şekil 3.4'de verildiği gibi, Faz A altı aşamalı döngüde pozitif, sıfır, negatif, negatif, sıfır sonra pozitif olurken, Faz B negatif, negatif, sıfır, pozitif, pozitif, sıfır ve Faz C gider, pozitif, pozitif, sıfır, negatif, negatif olur [45].



Şekil 3.5. Altı aşamalı komütasyon [43]

Fazlara uygulanan "pozitif" veya "negatif" akım, ya bir yönde bir itme kuvveti ya da diğer yönde bir çekme kuvveti yaratan bir elektrik alanı oluşturur. Bu alanlar, istenen torku (veya kuvveti) üretmek için rotorun alan mıknatısları ile etkileşime girer. Üretilen tork, sargılara uygulanan akımla orantılı olduğundan, altı kademeli komutasyon, durmuş bir motor durumunda çok iyi çalışır. Rotorun hareket ettiği dinamik bir durumda, altı adımlı komutasyon istenmeyen tork dalgalanması oluşturabilir. Bu nedenle, rotor üzerinde tork üreten kuvvetler tam dönüş boyunca sabit değildir.

Hall Effect sensörleri 120 derecelik açı bilgilerini almak için altı aşamalı komütasyon kontrolünde sıklıkla kullanılmaktadır. Sensörsüz altı-aşamalı komütasyon kontrolünde ise motorun zıt EMK sinyalleri dikkate alınarak gerçekleştirilir [2].

3.3. Doğrudan Kuvvet Kontrolü

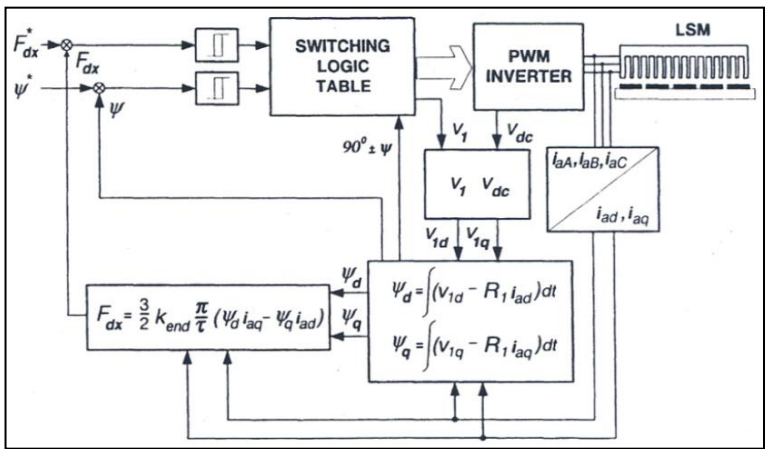
Doğrudan Kuvvet Kontrolü (DTC) çok etkili ve nispeten basit bir yöntem oluşturur. Adından da anlaşılacağı üzere doğrudan kuvvet kontrolü (DTC), bir motorda kuvvet ve akıyı doğrudan kontrol etmek için bir histerezis yöntem kullanan alternatif bir kontrol yöntemidir [2, 10-11, 44-45]. Evirici sekiz olası gerilim vektöründen yalnızca birini üretebilir. Her örnekleme noktasında DTC, stator akı ve torkunun referans değerlerine değiştirmek için bu sekiz gerilim vektöründen birini seçer. Stator gerilim denklemi Denklem (2.11)'de verildiği gibidir;

$$V_i = Ri_a + \frac{d\varphi}{dt} \tag{2.11}$$

Denklem 2.11'den stator toplam akısı Denklem (2.12)'deki şekilde elde edilir;

$$\varphi = \varphi_0 + \int_{t_0}^{t_1} (V_1 - Ri_a)dt \tag{2.12}$$

Denklemden de görüleceği üzere toplam akının değişimi V_1 gerilimine bağlıdır. Bu sebeple akı gerilim vektörü kullanılarak kontrol edilir. Bu gerilim vektörleri referans kuvvetin, anlık kuvvetten daha küçük ve büyük olup olmadığına bağlı olarak döndürülerek stator akısının büyüklüğünü değiştirilir ve istenilen histerezis bandında tutulmaya çalışılır.



Şekil 3.6. SM doğrusal senkron motorun doğrudan kuvvet kontrolü blok diyagramı [2]

Doğrudan kuvvet kontrolünün genel özelikleri ve problemleri aşağıdaki gibidir [45].

- Büyük bir dezavantajı yüksek kuvvet dalgalanmasıdır. Alan yönlendirmeli kontrol ile daha az dalgalanma olur ancak doğrudan kuvvet kontrolüne kıyasla daha karışıktır.
- Akı tahminin de sapmalar olabilmektedir. Özellikle akı tahmini düşük hızlarda ve stator direncinin sıcaklık ile değişmesinden etkilenmektedir.

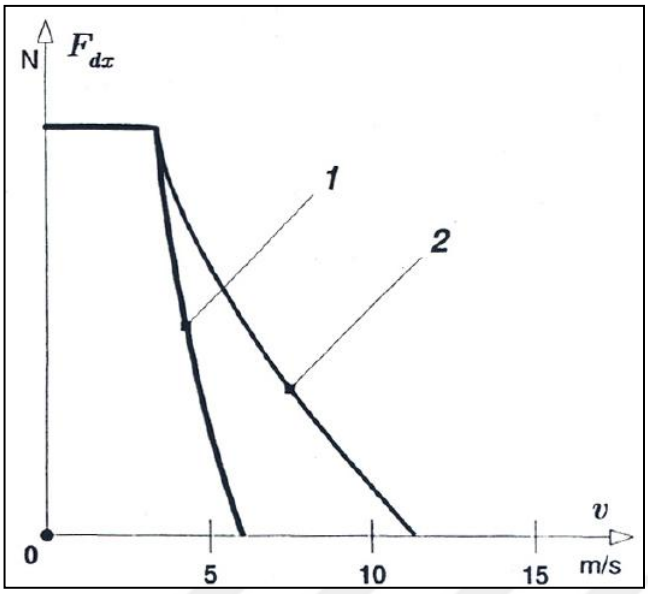
3.4. Alan Zayıflatmalı Kontrol

Motor sabit kuvvet bölgesinde çalışırken, motor hızı artarsa motora iletilen besleme geriliminin artması gerekmektedir. Evirici çıkışından motora verilebilecek maksimum gerilim, dc bara gerilim değeri Vd olarak ifade edilen bir sistemde $2Vd/\pi$'dir. Evirici zıt- EMK'nın motor hızına orantılı olması sebebiyle motoru yüksek hızlarda süremeyebilir. Motorun hızını eviriciden elde edilen maksimum hız değerinin üzerine çıkartılmak istenirse, alan zayıflatmalı kontrol uygulanması gerekmektedir [2, 46-47].

Stator akımlarının yönlendirilmesi ile üretilen bir demanyetize manyetomotor kuvveti (MMF) uygulanırsa, sabit mıknatıslar tarafından üretilen MMF azaltılır ve motor hızı artar. Alan zayıflatma negatif olarak uygulanan d eksen akımı ile gerçekleştirilir ve bu bölgede motor demanyetizasyon seviyesi dikkatle düşünülmelidir. Sıklıkla kullanılan akı zayıflatma kontrol stratejileri şunlardır [48]:

- Sabit gerilimi sabit güç (CVCP) kontrol
- Sabit akım sabit güç (CACP) kontrol
- Akım ve gerilim sınırlı maksimum kuvvet(VCLMT) kontrolü

Bir doğrusal senkron motorun kuvvet ve hız karakteristiği Şekil 3.6'da gösterilmiştir. Alan zayıflatmalı kontrol tekniği senkron motorlarda çıkık kutuplu olanlarda relüktans torku olduğundan tercih edilmektedir. Yüzey mıknatıslı senkron motorlarda ise alan zayıflatmak için çok yüksek akımlar verilmesi gerektiğinden bu tür motorlarda çok verimli olmamaktadır.

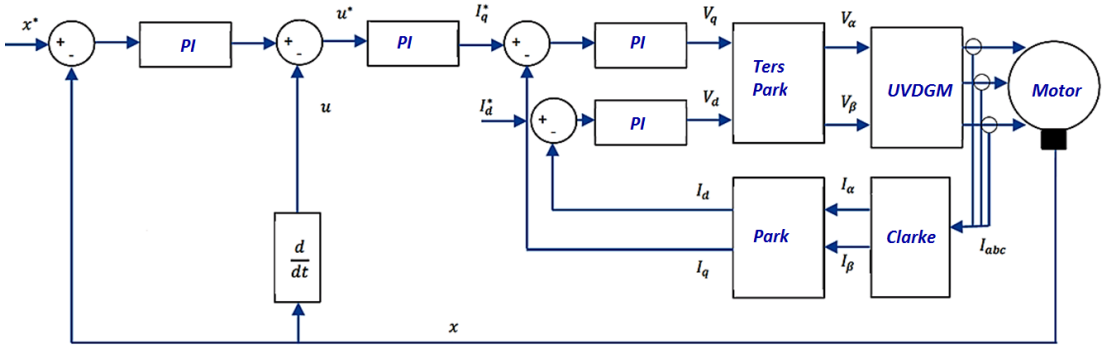


Şekil 3.7. Kuvvet-hız karakteristiği: 1.alan zayıflatma yok, 2. alan zayıflatma var [2]

3.5. Alan Yönlendirmeli Kontrol

Alan yönlendirmeli kontrol ya da diğer adıyla vektör kontrol, sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorların kontrolünde yüksek performanslı hareket kontrolü elde etmek için tercih edilen bir yöntemdir. Doğrusal motorun pozisyonunu vektör kontrol yöntemi kullanarak kontrol etmek için üç kapalı çevrim kontrol döngüsü gereklidir. . En iç döngü, iki PI denetleyicinin referans akımlarını izlemek için motor akımını denetimi için kullanılan akım çevrimidir. Bu motorun konumu değiştikçe indüktansında bir değişiklik olmadığı için ($L_{qs} = L_{ds}$), yüzey monteli sürekli mıknatıs motoruna benzer bir kontrol şeması uygulanabilir [1, 4, 12, 15-16, 45]

Kuvvet kontrolünü temsil eden I_q^* akımı hız denetleyicinin çıktısı olarak ayarlanmışken, I_d^* referansı motorda sabit mıknatıslar olduğudan (akı sabit) sıfır olarak verilir. Başka bir PI denetleyici hız denetimi için tasarlanmıştır. Son olarak, denetleyicinin çıkışının hız referansı olarak kullanıldığı bir konum denetimi için P ve PI denetleyici kullanılmaktadır. Şekil 3.7.'de kontrol sistemi komple blok şemasını göstermektedir.



Şekil 3.8. Vektör kontrol genel blok şeması

Eğer akım denetleyici, hız denetleyiciye kıyasla yeterince hızlı değilse, akım denetleyici ile hız denetleyici arasındaki parazit olabilir ve denetleyici tasarımı ve ayarları karmaşıklaşmaktadır. Benzer durum hız ve pozisyon denetleyicileri arasında da geçerlidir. Bu nedenle kaskad bağlantılı bu tür denetleyici yapılarında her bir denetleyicinin birbirinden en az 5-6 kat daha hızlı olması istenir.

Vektör kontrolde önce 3 faz stator akımları ve motorun elektriksel açısı ile önce Clarke dönüşümü daha sonra ise Park dönüşümü yapılmıştır. Clarke Park dönüşüm denklemleri Denklem (2.13) ve Denklem (2.16)eşitlikler ile açıklanabilir;

$$I_\alpha = I_\beta \tag{2.13}$$

$$I_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} I_\alpha + \frac{2}{\sqrt{3}} I_b \tag{2.14}$$

$$I_q = I_\beta \cos\theta - I_\alpha \sin\theta \tag{2.15}$$

$$I_d = I_\alpha \cos\theta - I_\beta \sin\theta \tag{2.16}$$

Park Clarke dönüşümlerinden elde edilen d-q eksen akımları, akım denetleyicilere geri besleme olarak verilir. Benzer şekilde motordan elde edilen hız ve pozisyon bilgileri de hız ve pozisyon denetleyicilere geri besleme olarak uygulanır.

Akım denetleyicilerin çıkışları d-q eksendeki motor gerilimlerini ifade etmektedir. Akım denetleyicinin çıkışındaki bu gerilimler sırasıyla ters Park ile alpha-beta eksen motor gerilimlerine ve ters Clarke dönüşümleri yapılarak nihai olarak motora vermek istediğimiz abc faz gerilimlerini edilir. Ters Park Clarke dönüşümü denklemleri Denklem (2.17) ve Denklem (2.21) arasındaki eşitliklerde gösterilmiştir;

$$V_\alpha = V_d\cos\theta - V_q\sin\theta \tag{2.17}$$

$$V_\beta = V_q\cos\theta + V_d\sin\theta \tag{2.18}$$

$$V_a = V_\alpha \tag{2.19}$$

$$V_b = \frac{-V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta}{2} \tag{2.20}$$

$$V_c = \frac{-V_\alpha - \sqrt{3}V_\beta}{2} \tag{2.21}$$

Motor fazlarına uygulanacak gerilimler elde edilmesiyle birlikte üç fazlı eviricinin anahtarlarına uygulanacak PWM sinyallerinin doluluk oranları hesaplanır ve motor istenilen kontrol çıktısı elde edilmiş olur. Motor sürücülerinin performansında seçilen PWM tekniği büyük önem arz etmektedir. Bu sebeple bir sonraki bölümde motor kontrol uygulamalarında tercih edilen çeşitli modülasyon teknikleri açıklanmıştır.

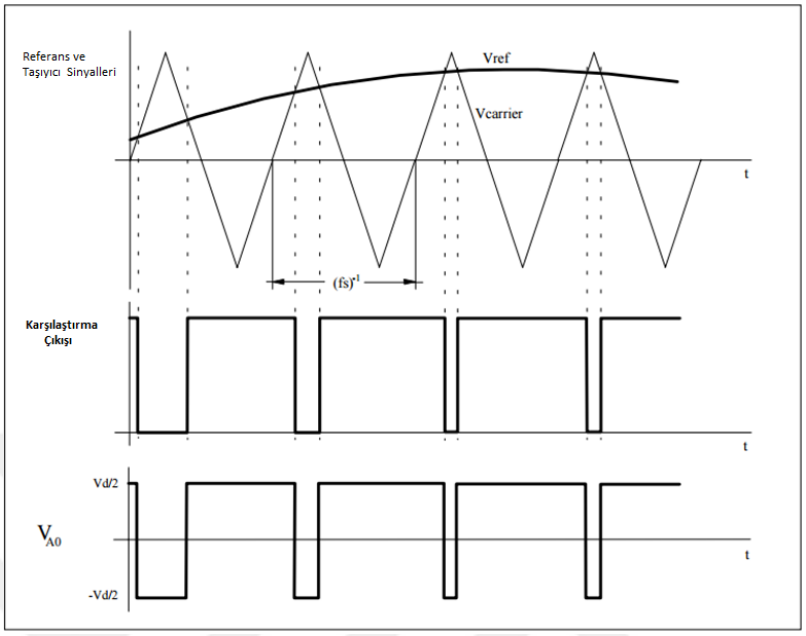
3.6. Motor Kontrol Uygulamalarında Modülasyon Teknikleri

Darbe genişlik modülasyonu (PWM) genel olarak bir giriş dalga formu (V_{ref}) ile başka bir sinyalin (üçgen dalga) karşılaştırılması ile elde edilir. Bu karşılaştırma ile anahtarlama açma kapama süreleri belirlenebilir. PWM tekniği genellikle motor hız kontrol uygulamalarında kullanılır. Bu kontrolün kullanılmasının en önemli yani motora uygulanan gerilimin ve frekansın büyüklüğünün kontrol edilebilmesidir. PWM tekniklerinin genel amacı maksimum temel bileşeni kullanmak (Vdc) ve minimum harmonik ile çıkış elde etmektir. Bu kısımda sinüsoidal PWM, üçüncü harmonik eklemeli PWM ve uzay vektör PWM tekniklerinden bahsedilecektir.

3.6.1. Sinüsoidal PWM yöntemi

Motor kontrolünde sinüsoidal PWM (SPWM) üç fazlı sinüsoidal referans dalgalar yüksek frekanslı üçgen taşıyıcı sinyali ile karşılaştırılarak evirici anahtarlaması için değişen doluluk oranlarında PWM'ler üretir [49]. İstenilen çıkış gerilimi referansın genliğinin veya frekansının değişmesiyle elde edilir. Düşük frekanslı sinüs dalga

şekli, yüksek frekanslı taşıyıcı sinyal (üçgen) şekli ile karşılaştırılır. Şekil 3.9'de karşılaştırma sinyalleri ve bunun sonucunda elde edilen PWM'ler görülmektedir.

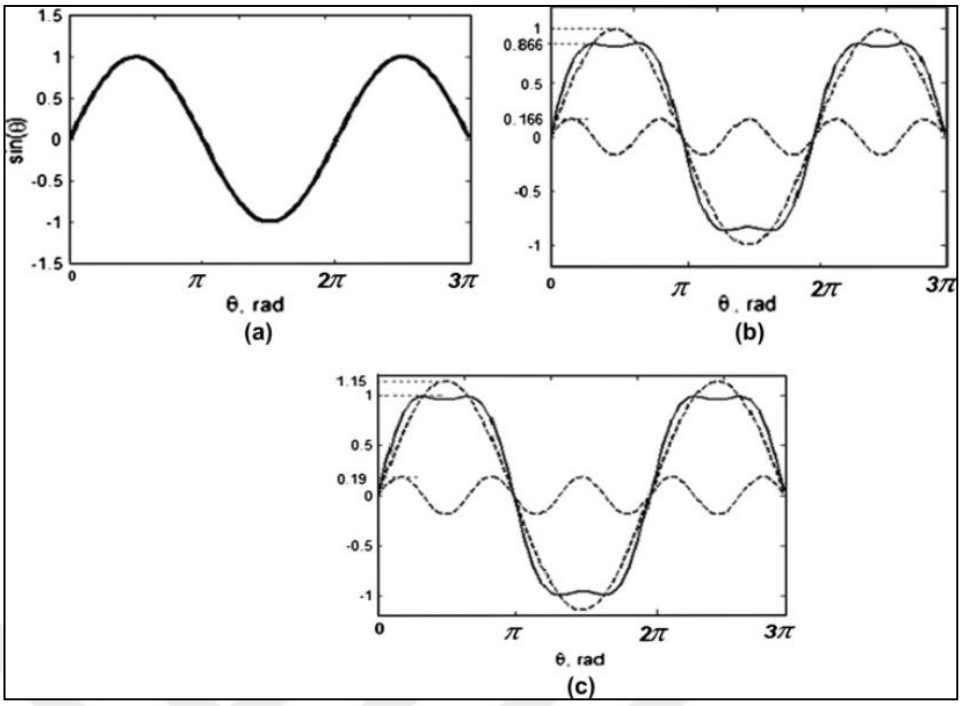


Şekil 3.9. Sinüsoidal PWM tekniği

Karşılaştırmada sinüs dalga üçgenden büyük olduğunda üst anahtar açık ve alt anahtar kapalı duruma gelir. Benzer şekilde küçük olduğunda tersi durum geçerlidir. Burada üst ve alt anahtarın ON ve OFF duruma gelirken her iki anahtarın aynı anda açık olup DC bara kapasitörün kısa devre olmaması için kısa bir 'ölü zaman ' süresi eklenir.

3.6.2. Üçüncü harmonik eklemeli PWM yöntemi

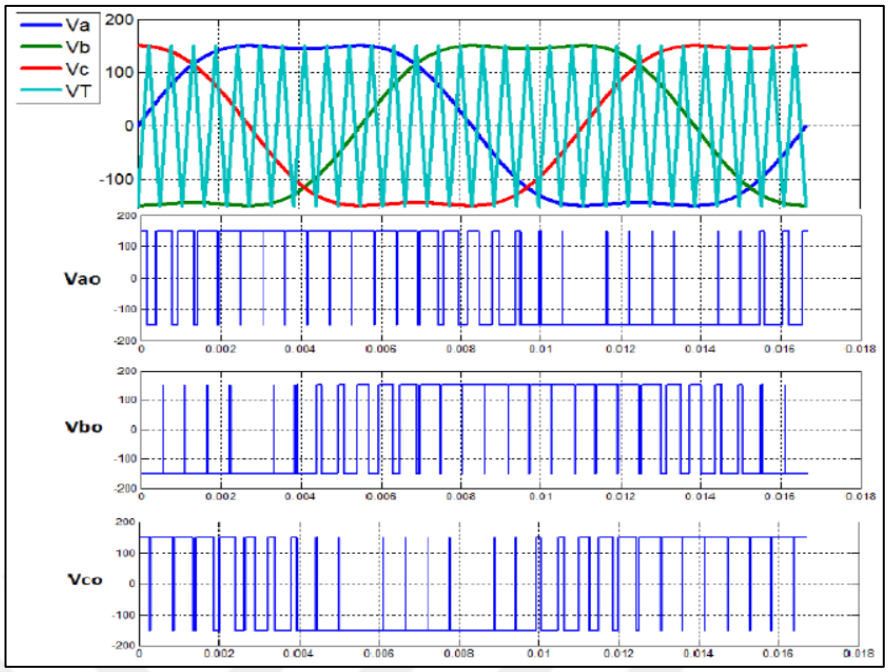
Sinüzoidal PWM en basit modülasyon şeması olmasıyla birlikte mevcut DC bara besleme gerilimi tamamen kullanamamaktadır. Bu sorun nedeniyle, üçüncü harmonik eklemeli PWM (THIPWM) tekniği evirici performansını artırmak için geliştirilmiştir. Bu yöntemde sinüs referans gerilimi, sinyalin 3. harmonik bileşeni eklenir [49]. Şekil 3.10'da referans sinyaline üçüncü harmonik eklenmesi ve sonucunda elde edilen yeni referans sinyali gösterilmiştir.



Şekil 3.10. Sinüs sinyaline üçüncü harmonik eklenmesi

Bu modülasyon tekniğinde sinüsoidal PWM tekniği gibi üçgen taşıyıcı sinyal, referans sinyali ile karşılaştırılıp, evirici için gerekli PWM'ler üretilmektedir. Püf noktası ise, referans dalganın genliği DC besleme gerilimi Vdc/2 aşmıyor, ama referans sinyalinin temel bileşeni besleme geriliminden (Vdc/2) daha yüksektir olabilmektedir.

Bu yöntem ile sinüsoidal PWM tekniğine kıyasla referans genlik yaklaşık % 15,5 daha yüksektir. Bunun sonucunda da DC bara geriliminin daha fazla kullanılmasını sağlanmış olmaktadır. Şekil 3.11'de üçüncü harmonik ekleme PWM tekniği ile oluşan referans sinyali ve taşıyıcı sinyallerinin karşılaştırılması ve bu karşılaştırma sonucu her bir faz için oluşan PWM sinyalleri betimlenmiştir. Üçgen taşıyıcı sinyal frekansının referans sinyalden minimum 2 kat fazla olması gerektiği unutulmamalıdır. Bununla birlikte üçgen taşıyıcı sinyal frekansı anahtarlama frekansına karşılık geldiğine dikkat çekilmesi gereken bir başka noktadır. Bir sonraki bölümde benzer görevi farklı bir yöntem ile yapılan uzay vektör PWM yöntemi açıklanmıştır.



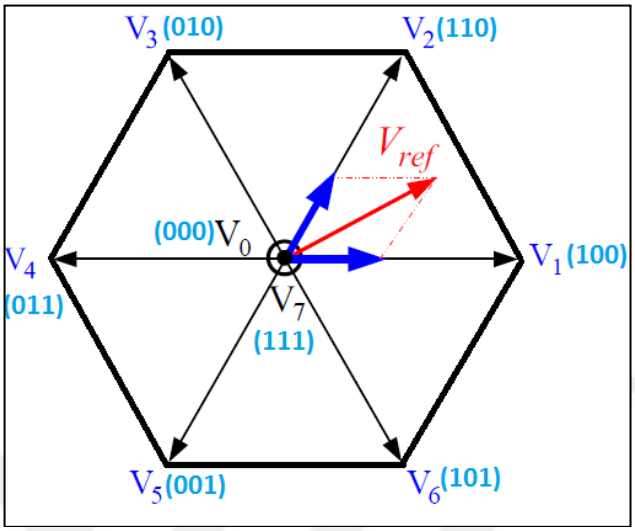
Şekil 3.11. THIPWM tekniğinde referans -karşılaştırıcı sinyalleri ve PWM çıkışları [49]

3.6.3. Uzay vektör PWM yöntemi

SPWM tekniğinin çıkış gerilimini artırmak için bir başka yöntem uzay vektör PWM (SVPWM) tekniğidir. THIPWM ile karşılaştırıldığında, iki yöntem benzer sonuçlara sahiptir ancak uygulama yöntemleri tamamen farklıdır. Uzay vektör PWM tekniğinde, doluluk oranları SPWM'deki gibi karşılaştırmaya göre elde edilmek yerine hesaplanır. Uzay vektör pwm tekniği sinüsoidal pwm tekniği ile karşılaştırıldığında düşük gerilim dalgalanması, düşük harmonik performansı ve dc bara geriliminin %15.15 daha iyi kullanımı gibi avantajları bulunmaktadır. Uzay vektör pwm tekniği vektör kontrollü ve doğrudan tork kontrollü sürücüler için sıklıkla kullanılmaktadır. Vektör kontrollü sürüşte bu teknik motoruz fazlarına verilmek istenen referans gerilimleri üretmek için kullanılır [49].

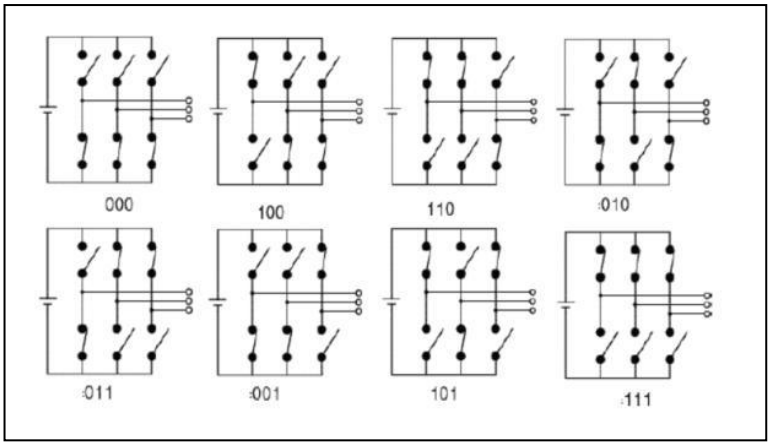
SVPWM, bir altıgen oluşturan altı temel sıfır olmayan vektörden (non-zero vektör) oluşan durum diyagramı etrafına bir referans vektörü döndürülerek gerçekleştirilir. Üç fazlı eviricilerde uzay vektör düzleminde 6 aktif ve 2 sıfır olmak üzere sekiz anahtarlama durumu üretilir. Bu vektörler Şekil 3.12'de görülebileceği gibi her biri 60°'lik bir altı sektörden oluşan bir altıgen oluşturur. Şekil 3.13'de gösterilen vektörlerin yanında bulunan "1" ve "0" rakamları sırasıyla evirici anahtarlarının

kapalı ve açık olması durumlarını ifade etmektedir. Altıgen uzay vektör üzerindeki referans gerilimin vektörün uzunluğu motor fazına uygulanacak gerilimin genliğini ve açısı ise faz gerilimi açısını ifade etmektedir.



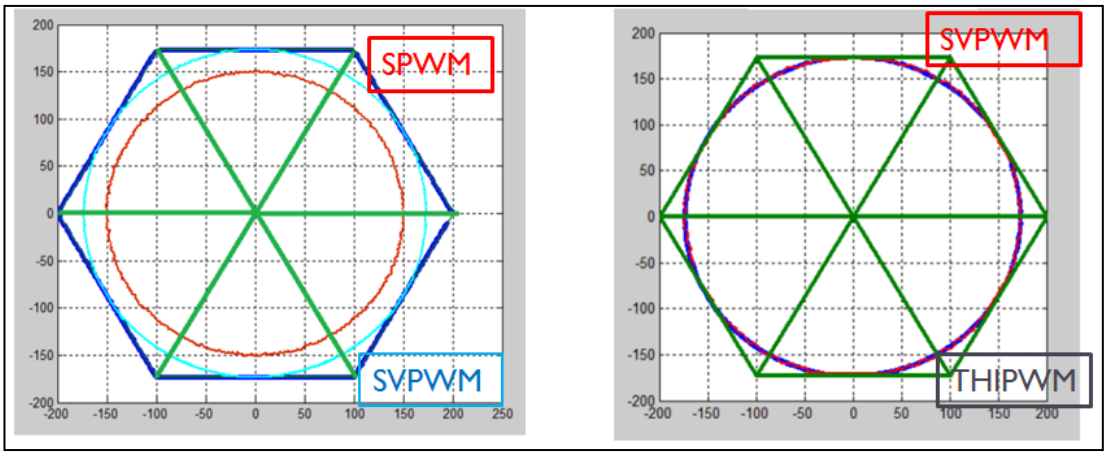
Şekil 3.12. Altıgen uzay vektörü [49]

Üç fazlı gerilim kaynaklı eviricide 6 aktif ve 2 sıfır olmak üzere 8 anahtar durumları Şekil 3.13'de verilmiştir.



Şekil 3.13. Üç fazlı eviricide anahtarlama durumları [49]

Uzay vektör PWM tekniğinin uygulanışı bir sonraki bölümde benzetim çalışması üzerinde detaylı olarak anlatılmıştır. SPWM, SVPWM ve THIPWM tekniklerinin karşılaştırması vektör düzlem üzerinde Şekil 3.14'de verilmiştir.



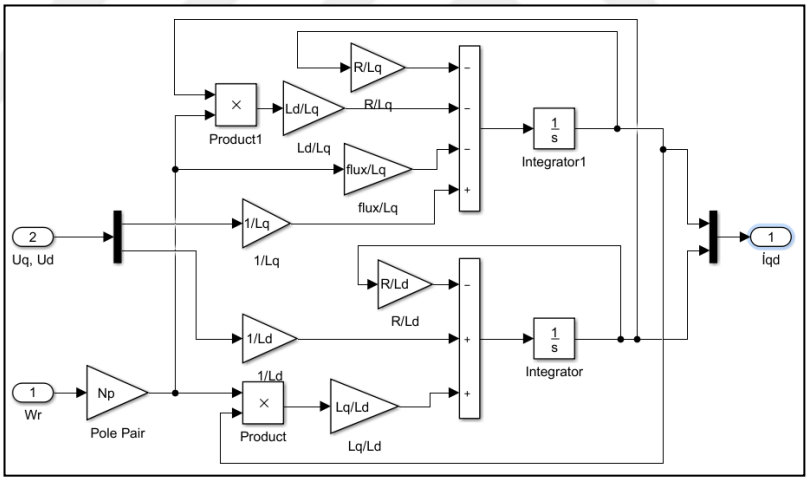
Şekil 3.14. SPWM, SVPWM ve THIPWM tekniklerinin karşılaştırılması [49]

Şekil 3.14 incelendiğinde sinüsoidal PWM (SPWM)'in diğer iki tekniğe oranlar daha düşük DC bara kullanımı olduğu görülmektedir. Bununla birlikte SVPWM ve THIPWM tekniklerinin benzer sonuçlara sahip ancak uygulama olarak tamamen farklıdır.

4. SM DOĞRUSAL SENKRON MOTOR KONTROL BENZETİMİ

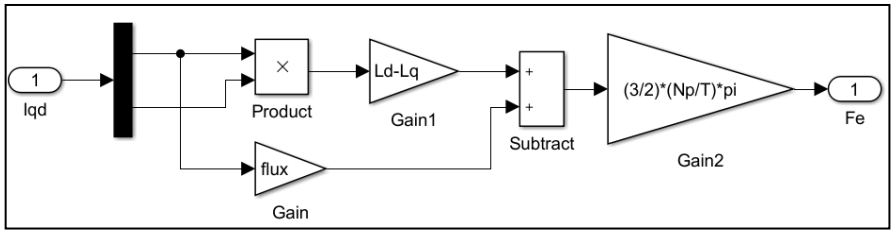
4.1. Sürekli Mıknatıslı Doğrusal Senkron Motorun Modellenmesi

Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun (SMDSM) Matlab/Simulink üzerinden modellemesi elektrik ve mekanik denklemleri üzerinden yapılmıştır. Motorun modellemesinde kullanılan matematiksel denklemler; d-q eksen gerilim denklemleri, 3-fazlı motor faz gerilimlerinin d-q eksen gerilimlerine dönüşüm denklemi, elektromanyetik kuvvet ve mekanik denklemlerinden meydana gelmektedir. Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun d-q eksen gerilim denklemleri sırasıyla Denklem (2.3) ve Denklem (2.4)'de verilmiştir. Bu denklemlerin üzerinden Simulink modeli ise Şekil 4.1.'de gösterilmiştir.



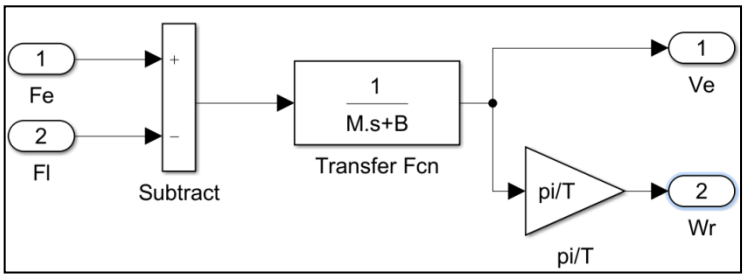
Şekil 4.1. d-q eksen gerilim denklemleri Simulink modeli

Denklem (2.10)'da verilen elektromanyetik kuvvet denkleminin Simulink modeli ise Şekil 4.2.'de gösterilmiştir.



Şekil 4.2. Elektromanyetik kuvvet denklemi Simulink modeli

Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun mekanik denklemi denklem (2.9)'da ifade edilmiş olup, benzetim modeli Şekil 4.3.'de verilmiştir.

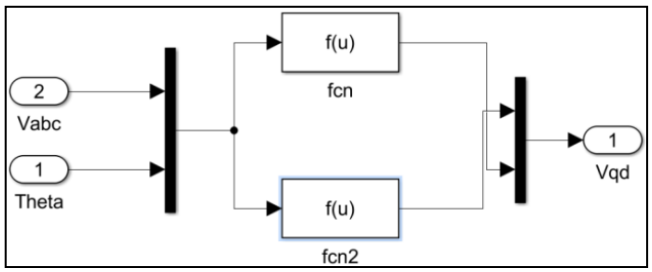


Şekil 4.3. Mekanik denklem Simulink modeli

Üç fazlı durağan stator faz gerilimlerinin iki eksen d-q gerilimlerine dönüşüm formülü,

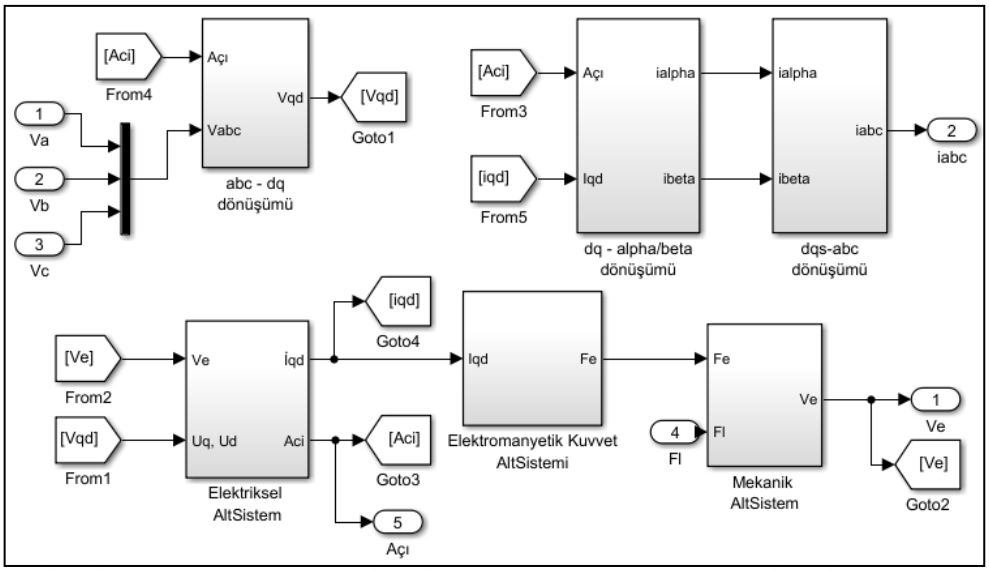
$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega in & \sin(\omega i - 2\pi/3) & \sin(\omega i + 2\pi/3) \\ \cos(\omega os & \cos(\omega o - 2\pi/3) & \cos(\omega o + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

olarak verilmiştir. Denklem (4.1) için oluşturulan benzetim modeli ise Şekil 4.4'de görülmektedir.



Şekil 4.4. abc-dq dönüşümü Simulink modeli

Yukarıda verilen elektrik ve mekanik denklemlerin benzetim modellerinin birleştirilmesi ile oluşturulan sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun nihai modeli ise Şekil 4.5.'de gösterilmektedir.



Şekil 4.5. Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motor Simulink modeli

Sisteme modellen SM doğrusal senkron motora ait parametreleri Tablo 4.1.'de verilmiştir.

Tablo 4.1. Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motor parametreleri

Motor Parametreleri	
DC Bara	310V
Motor Maks. Uzunluğu	620mm
Sürekli Akım	15A
Sürekli Kuvvet	677,9 N
Hız	2 m/s
Direnç	0,3059 ohm
Endüktans	3,45 mH
Stator Ağırlığı	11,92 kg

4.2. Uzay Vektör PWM (SVPWM) Tekniğinin Modellenmesi

Bir önceki bölümde ifade edilen PWM teknikleri arasında endüstriyel uygulamalarda popüler olması ve avantajları da dikkate alınarak Uzay Vektör PWM tekniği benzetim için tercih edilmiştir. Uzay vektör PWM tekniğinin Matlab/Simulink ile gerçekleştirilmesi için gereken işlemler aşağıda sırasıyla belirtilmektedir.

1. α-β eksen gerilimleri kullanılarak referans gerilim vektörünün açısı ve genliği hesaplanır.

2. Referans gerilim vektör açısı dikkate alınarak referans gerilimin altıgen uzay vektöründe hangi gerilim vektörleri (sektör) arasında olduğu tespit edilir.
3. Anahtarlama frekansı, dc bara gerilimi, sektör bilgisi ve referans vektör açısı dikkate alınarak T_a ve T_b (bir örnekleme periyodunda aktif gerilim vektörlerinin açık kalması süresi) zaman süreleri hesaplanır.
4. 3 fazlı eviricinin her bir anahtarı için sektör bilgisi kullanılarak toplam anahtarlama süreleri hesaplanır ve evirici anahtarlarına uygulanır.

4.2.1. Referans gerilim vektörünün açı ve genliğini hesaplanması

α-β eksen gerilimleri üzerinden referans vektörün genliği ve açısı Denklem (4.2) ve Denklem (4.3) kullanılarak hesaplanır;

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \tag{4.2}$$

$$\theta = \tan^{-1}\frac{V_\beta}{V_\alpha} \tag{4.3}$$

4.2.2. Referans vektör ile sektör belirleme

T_a ve T_b anahtar sürelerinin hesaplanması için referans gerilim vektörünün hangi sektörde bulunduğu tespit edilmelidir. Sektör bilgisi referans gerilim vektörünün açısı kullanılarak kolaylıkla bulunabilir. Tablo 4.2.'de açı ve sektör bilgisi arasındaki ilişki verilmiştir.

Tablo 4.2. Sektör belirleme

Sektör	Açı
1	$0 < \theta < 60$
2	$60 < \theta < 120$
3	$120 < \theta < 180$
4	$180 < \theta < 240$
5	$240 < \theta < 300$
6	$300 < \theta < 360$

4.2.3. T_a, T_b ve T_0 anahtarlama zaman sürelerinin hesaplanması

Referans gerilim vektörünün genliği, açısı ve sektör bilgisi elde edildiğinden artık T_a, T_b ve T_0 anahtar zaman süreleri sırasıyla Denklem (4.4), Denklem (4.5) ve Denklem (4.6) kullanılarak hesaplanabilir. Denklemdeki T_z evirici anahtarlama periyodunun yarısı, n ise sektör bilgisini belirtmektedir;

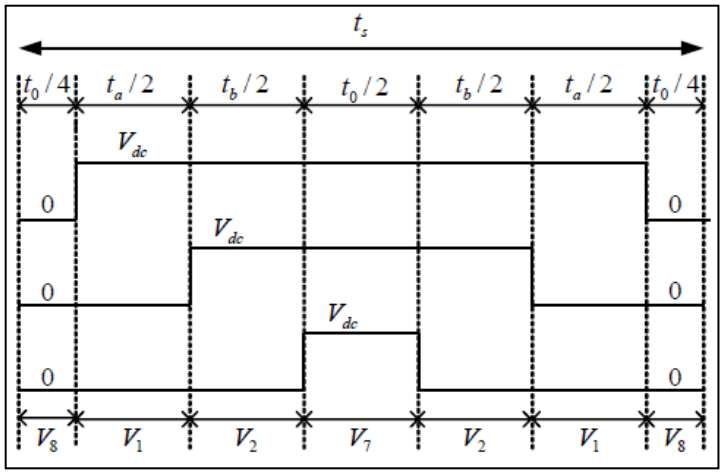
$$T_a = \frac{\sqrt{3}T_z V_{ref}}{V_{dc}}\left(\sin\left(\frac{\pi}{3}-\alpha+\frac{n-1}{3}\pi\right)\right)$$

$$= \frac{\sqrt{3}T_z V_{ref}}{V_{dc}}\left(\sin\left(\frac{n}{3}\pi-\alpha\right)\right) \quad (4.4)$$

$$T_b = \frac{\sqrt{3}T_z V_{ref}}{V_{dc}}\left(\sin\left(\alpha-\frac{n-1}{3}\pi\right)\right) \quad (4.5)$$

$$T_0 = T_z - T_a - T_b \quad (4.6)$$

Yukarıdaki denklemler ile elde edilen T_a, T_b ve T_0 anahtarlama sürelerinin bir sektör için anahtarlama periyodundaki yerleşimi Şekil'de verilmiştir.



Şekil 4.6. Anahtarlama zaman sürelerinin yerleşimi [49]

4.2.4. Eviricinin her bir anahtarı için anahtarlama sürelerinin belirlenmesi

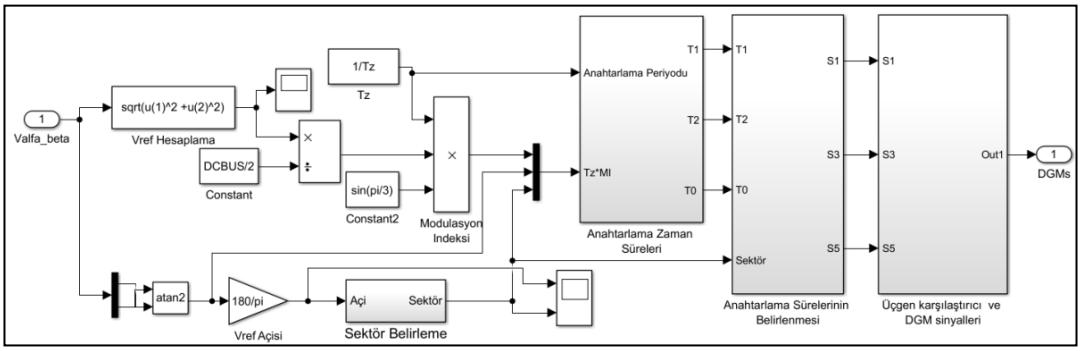
T_a, T_b ve T_0 anahtarlama süreleri hesaplanması ile artık eviricide her bir anahtarı için üretilecek darbe genişlik modülatörünün doluluk oranları hesaplanır. Sektör durumu

dikkate alınarak her bir anahtar için doluluk oranın hesaplanışı Tablo 4.3'de verilmiştir.

Tablo 4.3. Evirici anahtarlarının sektörlere göre anahtarlama süreleri

Sektör	Üst Anahtarlar S1, S3, S5	Alt Anahtarlar S2, S4, S6
1	$S1 = T_a+T_b+T_0/2$ $S3 = T_b+T_0/2$ $S5 = T_0/2$	$S4 = T_0/2$ $S6 = T_a+T_0/2$ $S2= T_a+T_b+T_0/2$
2	$S1 = T_a+ T_0/2$ $S3 = T_a+T_b+T_0/2$ $S5 = T_0/2$	$S4 = T_b+T_0/2$ $S6 = T_0/2$ $S2= T_a+T_b+T_0/2$
3	$S1 = T_0/2$ $S3 = T_a+T_b+T_0/2$ $S5 = T_b+T_0/2$	$S4 = T_a+T_b+T_0/2$ $S6 = T_0/2$ $S2= T_a+T_0/2$
4	$S1 = T_0/2$ $S3 = T_a+T_0/2$ $S5 = T_a+T_b+T_0/2$	$S4 = T_a+T_b+T_0/2$ $S6 = T_b+T_0/2$ $S2= T_0/2$
5	$S1 = T_b+T_0/2$ $S3 = T_0/2$ $S5 = T_a+T_b+T_0/2$	$S4 = T_a +T_0/2$ $S6 = T_a+T_b+T_0/2$ $S2= T_0/2$
6	$S1 = T_a+T_b+T_0/2$ $S3 = T_0/2$ $S5 = T_a+T_0/2$	$S4 = T_0/2$ $S6 = T_a+T_b+T_0/2$ $S2= T_b+T_0/2$

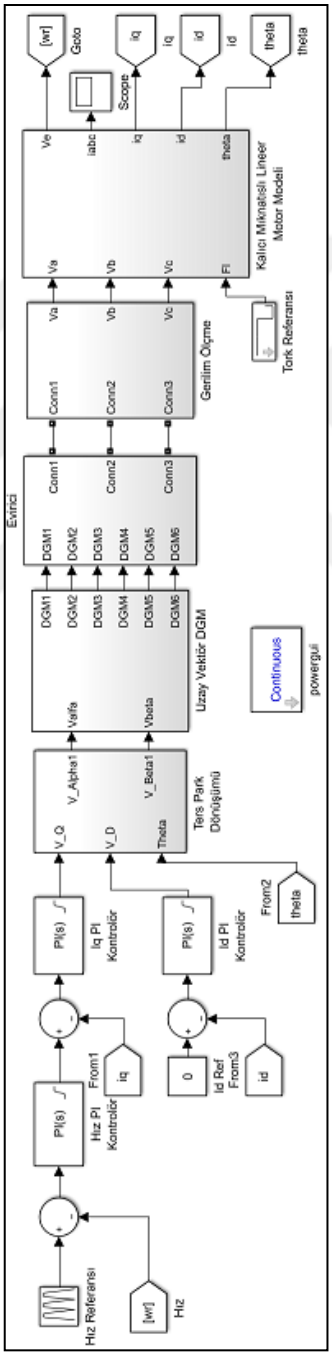
Yukarıda açıklanmış olan adımlar sırasıyla gerçekleştirilerek Matlab/Simulink'de gerçekleştirilen uzay vektör darbe genişlik modülasyonunun modeli Şekil 4.7'de verilmiştir.



Şekil 4.7. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) Simulink modeli

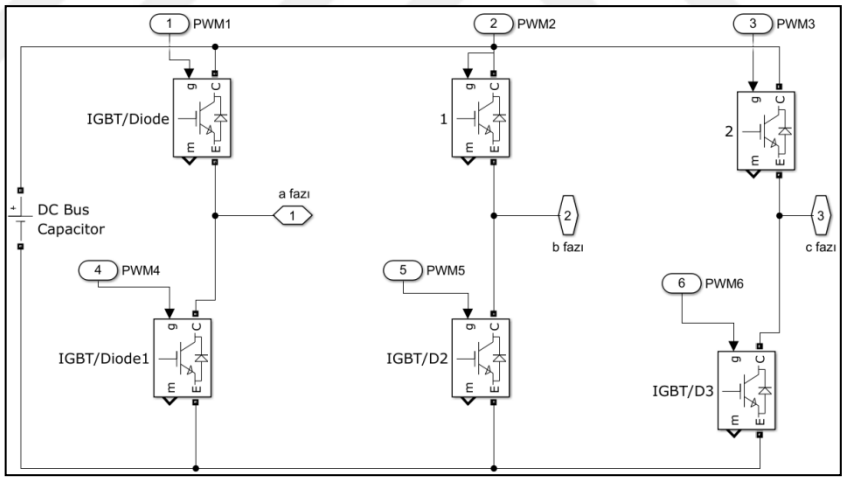
4.3. Sürekli Mıknatıslı Doğrusal Senkron Motorun Sürekli Zamanda Hız Denetimi

Modeli oluşturulmuş sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun vektör kontrol yöntemi kullanılarak gerçekleştirilen hız kontrolünün benzetimi Şekil 4.8'de gösterilmiştir.



Şekil 4.8. SM doğrusal senkron motorun hız denetim benzetimi

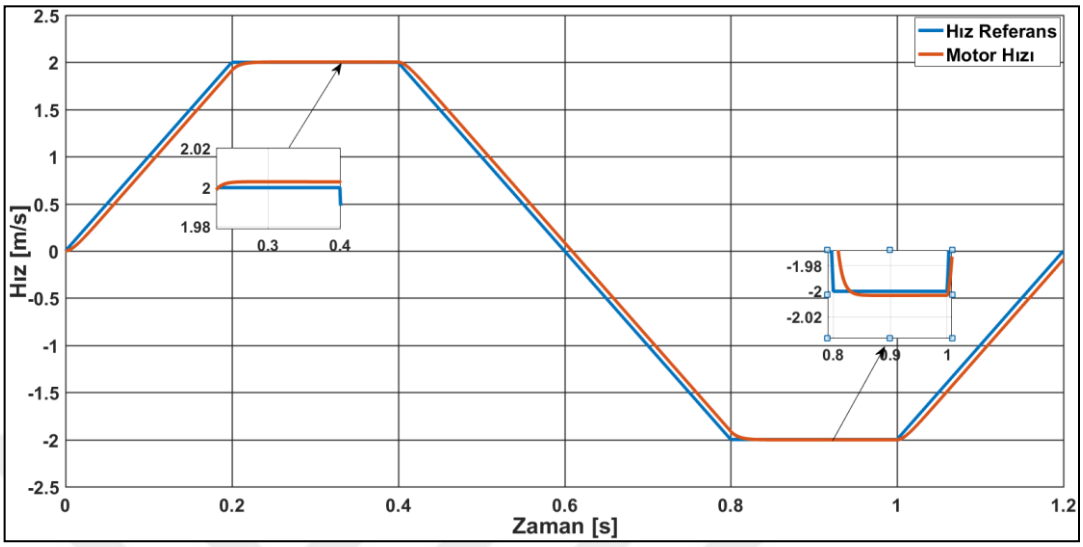
Hız denetim benzetimi şu şekilde özetlenebilir; Hız denetimi için 1 adet ve d-q eksen akım kontrolü için 2 adet PI olmak üzere toplam 3 denetleyici kullanılmıştır. PI denetleyicilerin çıkışları fiziksel sistem dikkate alınarak sınırlandırılmıştır. Hız denetleyicinin çıkışı 15Arms (motor maksimum akımı) ve akım denetleyiciler ise 179V gerilimde sınırlı tutulmuştur. Sistemde uzay vektör PWM (SVPWM) kullanıldığından akım PI denetleyicilerin çıkışı olan d-q eksen gerilimleri 155.5V (310Vx0,5) 179V seviyelerine kadar çekilebilmiştir. Bu sınırlandırmaların yanı sıra back calculation anti-windup her bir kontrolör çıkışına eklenmiştir. Akım denetleyici çıkışları ters park dönüşüm ile α-β eksen gerilimine çevrilmiş ve sonrasında bu gerilimler uzay vektör PWM bloğuna verilerek 3 fazlı evirici için PWM sinyalleri elde edilmiştir. Daha sonrasında bu PWM sinyalleri ile evirici çıkışından motor fazları hız denetimi istediği gerilimler uygulanmış olur. 3 fazlı evirici bloğunun içeriği Şekil 4.9'da gösterilmiştir. Anahtarlama elemanı olarak IGBT kullanılmıştır. Evirici bloğunda yer alan DC Bara kapasitörün gerilimi motor parametreleri de dikkate alınarak 310V olarak verilmiştir.



Şekil 4.9. 3-fazlı evirici

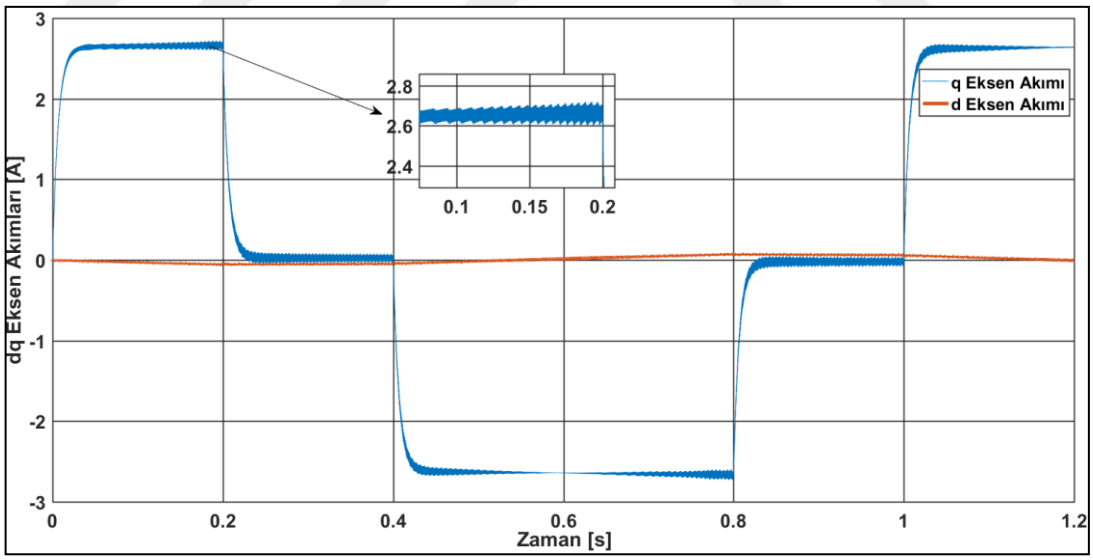
Gerçekleştirilen hız denetiminde sisteme girilen hız referansını takibi için motorun hız ve akım denetimlerini kullanarak hız referansını başarılı bir şekilde yakaladığı görülmüştür. Denetleyici kazanç değerleri deneysel ayarlama (tuning) yöntemi ile ayarlanmış olup, hız PI denetleyici için Kp ve Ki sırasıyla 18 ve 12, akım PI denetleyici için ise Kp ve Ki sırasıyla 50 ve 120 olarak seçilmiştir.

Hız kontrol sisteminde, kontrolöre girilen hız referansı ve motor hızı Şekil 4.10'da gösterilmektedir.



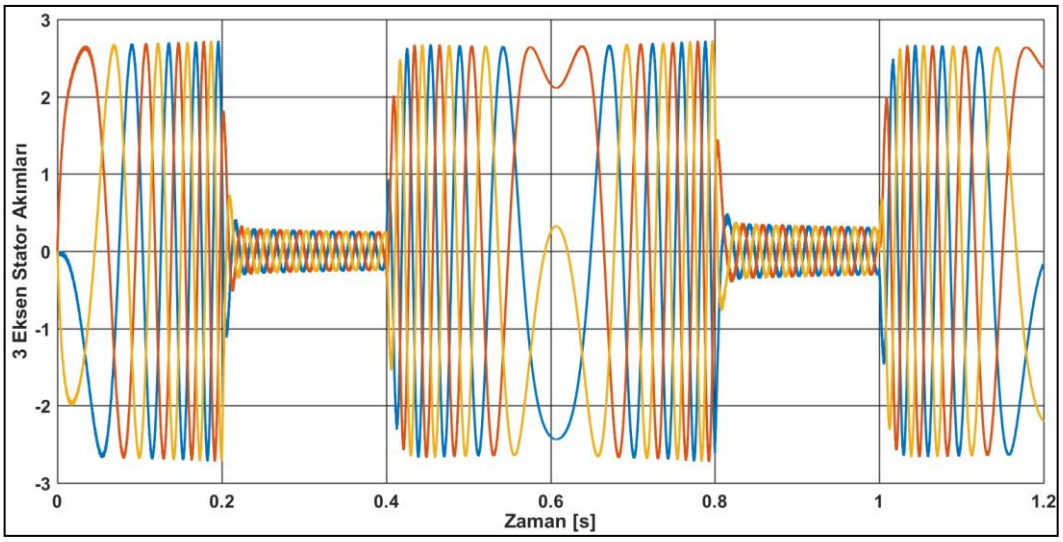
Şekil 4.10. Hız referansı ve motor hızı

Motorun 2 m/s hızına 0,2 saniye ulaşabilirken %0,2 altında ihmal edilebilir bir aşım tespit edilmiştir. Motorun d-q eksen akımları ise Şekil 4.11'da gösterildiği şekildedir.



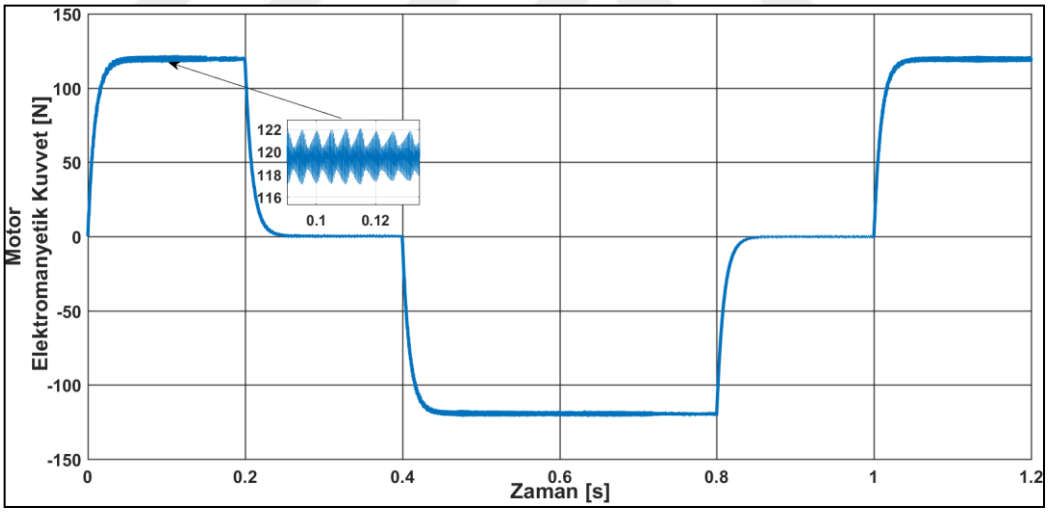
Şekil 4.11. d-q eksen motor akımları

Şekil 4.11'da gözlenen d ve q eksen motor akımları ile abc motor fazlarında görülen akımlar ise Şekil 4.12'de ifade edilmiştir.



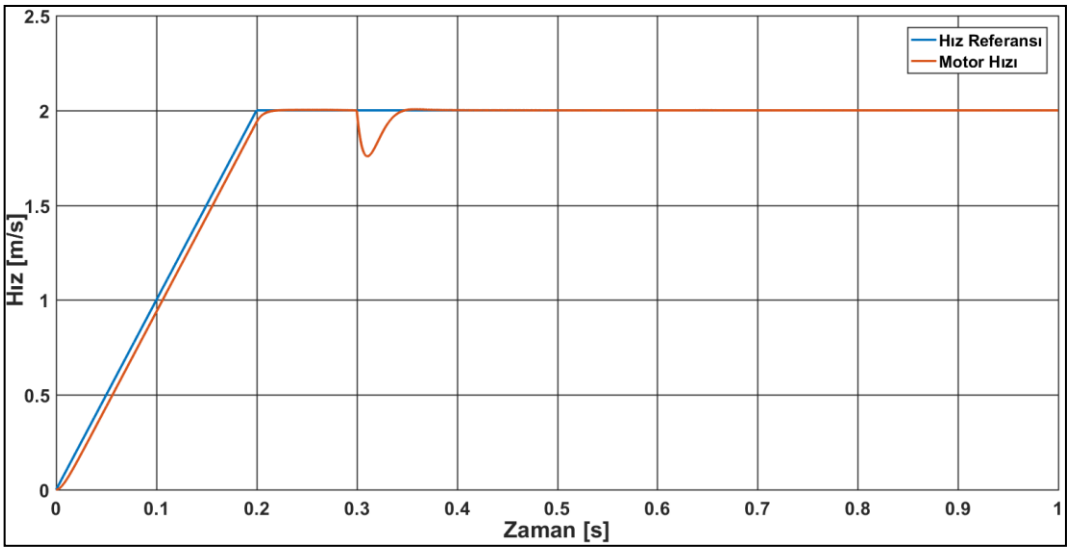
Şekil 4.12. abc motor faz akımları

Motorun elektromanyetik kuvveti ise Şekil 4.13'de görülebileceği gibi ivmelenme anında 120N değerlerinde olduğu sabit hız değerinde ise sürtünmeler ihmal edildiği/çok küçük alındığından 0N civarında olduğu görülmüştür.



Şekil 4.13 Elektromanyetik kuvvet

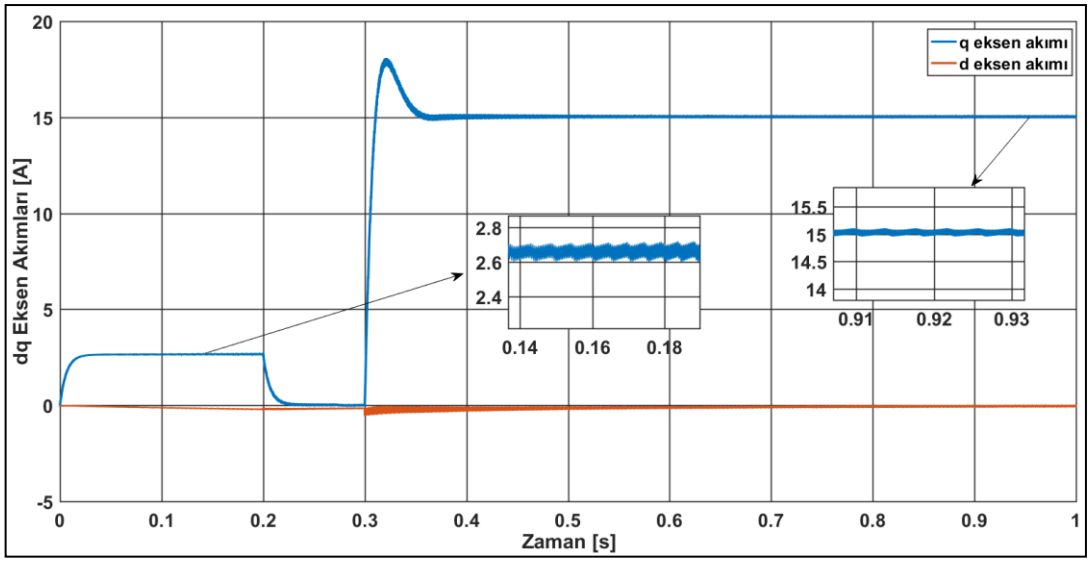
İkinci benzetimde hız denetiminde sisteme 0,3s zamanında 667N anma yükü uygulanarak sisteminde yük altında performansı gözlemlenmiştir. Motora uygulanan yük için elde edilen hız performansı Şekil 4.14'de izlendiği şekildedir.



Şekil 4.14. Yük altında hız referansı ve motor hızı

Şekil 4.14 dikkatle incelendiğinde 667N ani kuvvet ilk geldiğinde motor hızının 2 m/s hızından 1,78 m/s hızına kadar düşmüştür. 0,3s bir sürede hız denetleyicinin motoru tekrar istenilen hız referansına ulaştırmayı başarmıştır.

Yük altında hız denetiminde motorda gözlemlenen elektromanyetik kuvvet ve akım denetleyicilerin performansı sırasıyla Şekil 4.15 ve Şekil 4.16'da görülmektedir.



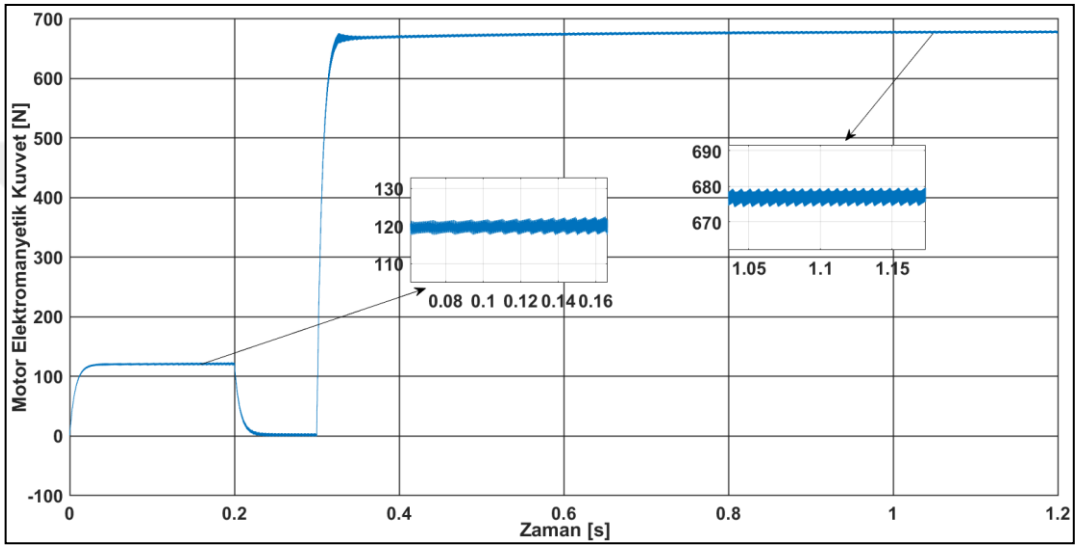
Şekil 4.15. Yük altında d-q eksen motor akımları

Motorun ivmelenme anında Denklem (2.9)'daki motor mekanik denklemi kullanılarak motor kuvveti Denklem (4.7)'deki gibi hesaplanmıştır;

$$F_e = 11,92kg \frac{2\,m/s - 0m/s}{0,2s} = 119,2N \quad (4.7)$$

Motorun anma yükünde ise elektromanyetik kuvvet denklemi üzerinden motor kuvveti Denklem (4.8)'deki şekilde hesaplanmıştır;

$$F_e = \frac{3\pi}{2x0,024} 5x0,046\ x(15A) = 667N \quad (4.8)$$

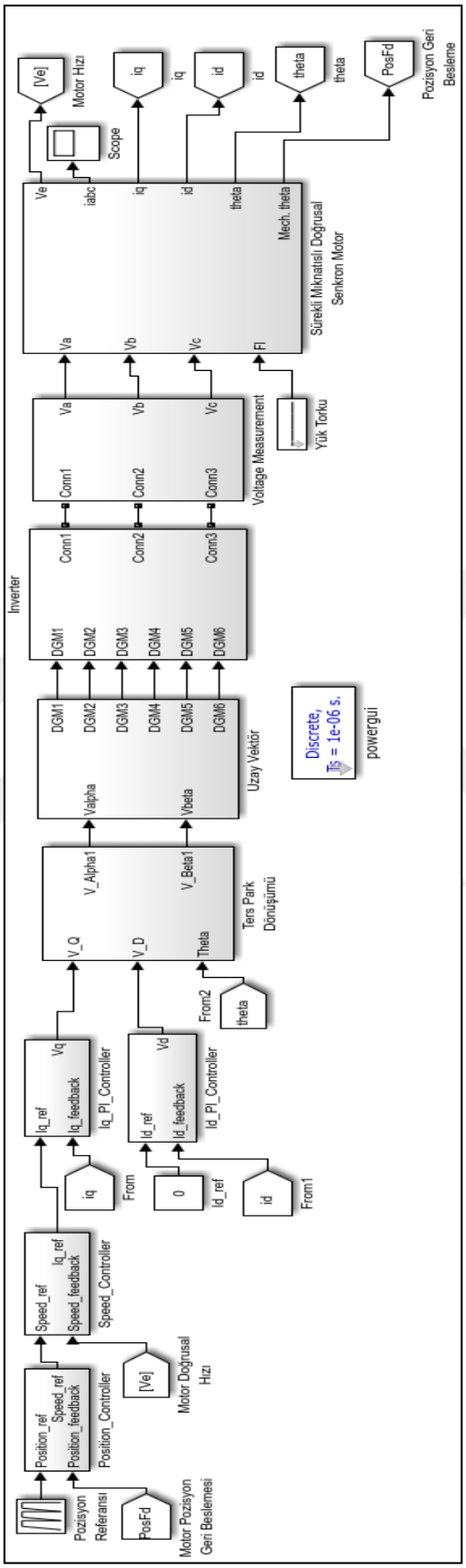


Şekil 4.16. Yük altında motor kuvveti

Gerek Denklem (4.7) gerekse Denklem (4.8)'de hesaplanan motor kuvvet değerleri Şekil 4.16'da benzetimden elde edilen motor kuvvet grafiğindeki sonuçlar ile uyuşmaktadır. Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun hız denetim benzetimi başarıyla tamamlanmasıyla bir sonraki aşama olan pozisyon denetimine geçiş yapılmıştır.

4.4. Sürekli Mıknatıslı Doğrusal Senkron Motorun Ayrık Zamanlı Pozisyon Denetimi

SM doğrusal senkron motorun pozisyon denetim benzetimi, hız denetiminde farklı olarak bir adet daha PI kontrolüne ihtiyaç duymasıdır. Bazı sistemlerde vektör kontrol yöntemi ile yapılan pozisyon denetiminde hız PI denetleyici çıkartıldığı örneklerde mevcuttur. SM doğrusal senkron motorun ayrık zamanlı pozisyon denetimi Şekil 4.17'de gösterilmiştir.



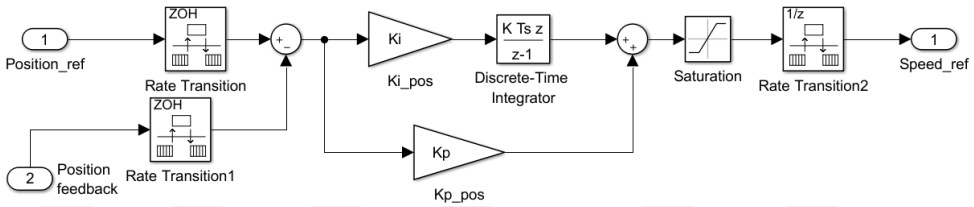
Şekil 4.17. SM doğrusal senkron motorun ayrık zamanlı pozisyon denetim benzetimi

Pozisyon denetleyicinin çıkışı 2m/s (motor maksimum hızı) ile sınırlandırılmıştır. Sistemdeki akım, hız ve pozisyon denetleyicilerin kazanç değerleri Tablo 4.4'de verilmiştir.

Tablo 4.4. Denetleyici kazanç değerleri

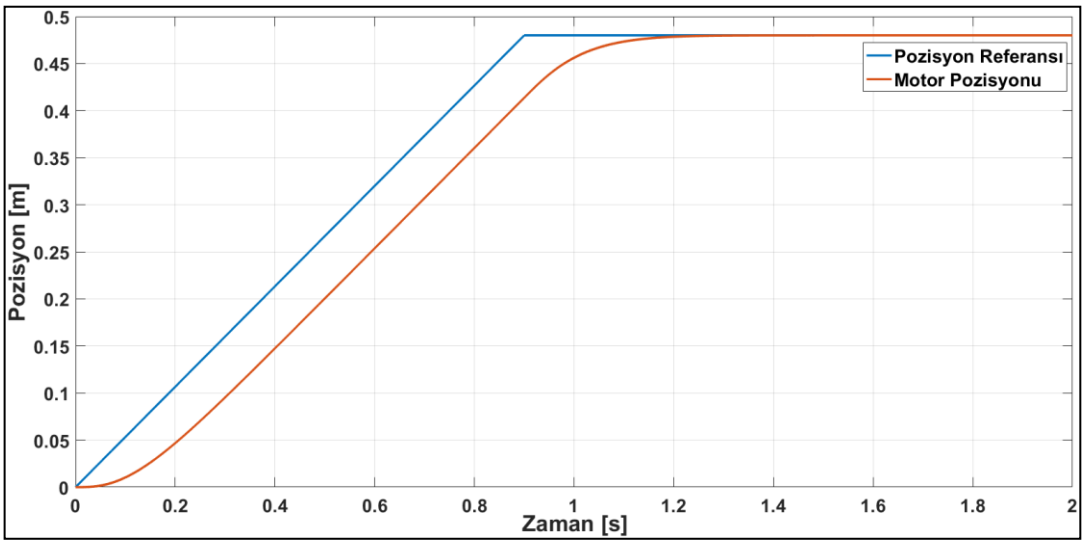
Denetleyici	Kp	Ki	Kd
Akım	50	4028	0
Hız	0,02	0,8	0
Pozisyon	8	0	0

Pozisyon benzetiminde oluşturulan ayrık zamanlı denetleyici yapısı Şekil 4.18'de verilmiştir. Denetleyici giriş ve çıkışlarına çevrim sürelerini oluşturabilmek için sıfır dereceli tutucu eklenmiştir. Bu sayede her bir örnek değerini belirlenen bir örnek aralığında tutarak denetleyici girişi ve denetleyicinden çıkışı verilmiştir.



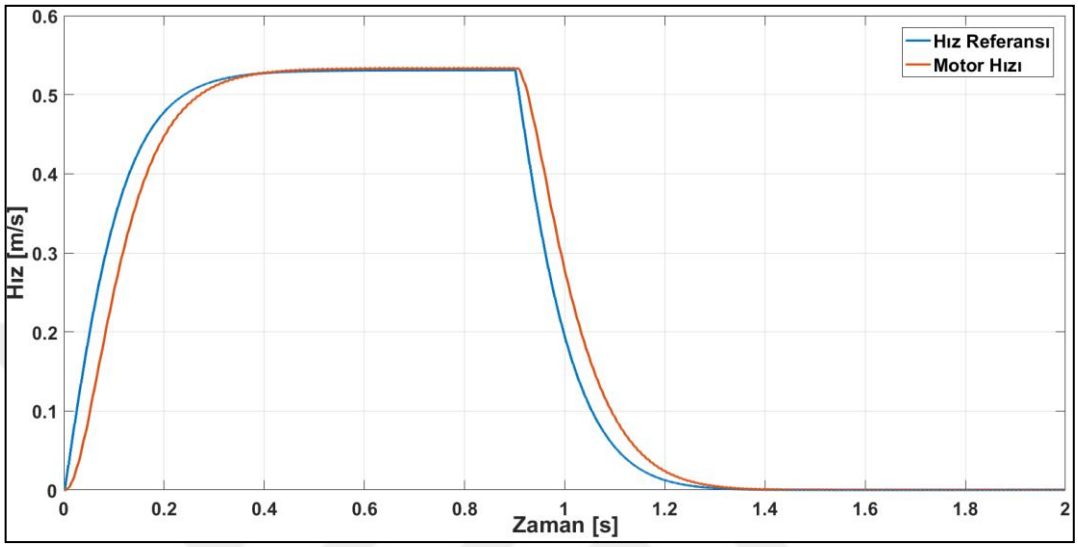
Şekil 4.18. Pozisyon referansı ve motor pozisyonu

Motor pozisyon referansı motor maksimum uzunluğu 620mm olması sebebiyle de 480mm (0,48m) verilmiştir. Pozisyon benzetiminde elde edilen pozisyon referansı ve motor pozisyonu arasındaki ilişki Şekil 4.19'de gösterilmiştir.

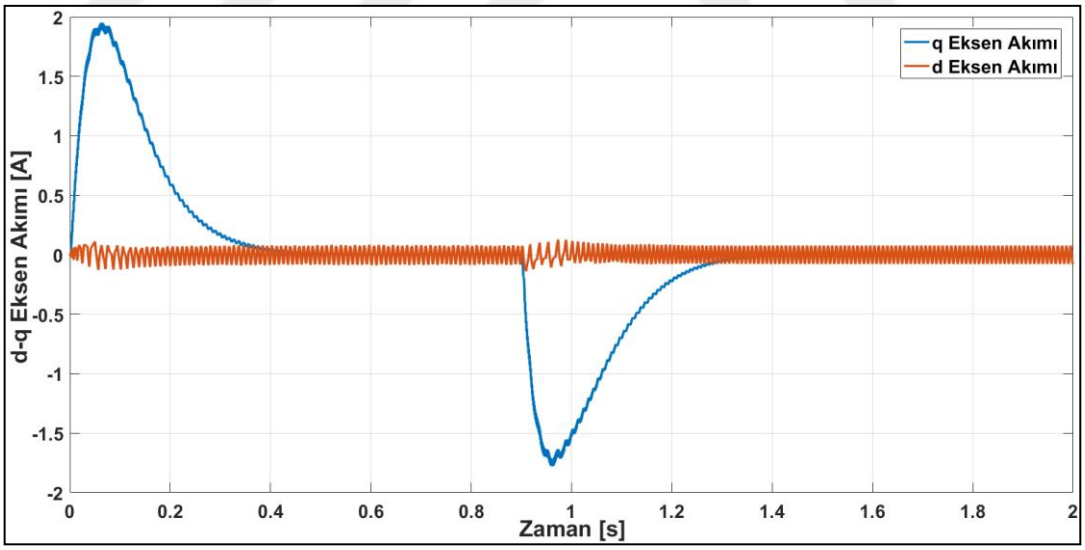


Şekil 4.19. Pozisyon referansı ve motor pozisyonu

Sisteme rampa şeklinde verilen pozisyon komutu için kontrol sisteminin pozisyon referansına herhangi bir aşım meydana gelmeden ulaştığı görüşmüştür. Verilen bu pozisyon referansı için hız ve akım denetleyicilerin performansları sırasıyla Şekil 4.20 ve Şekil 4.21'de gösterilmiştir.

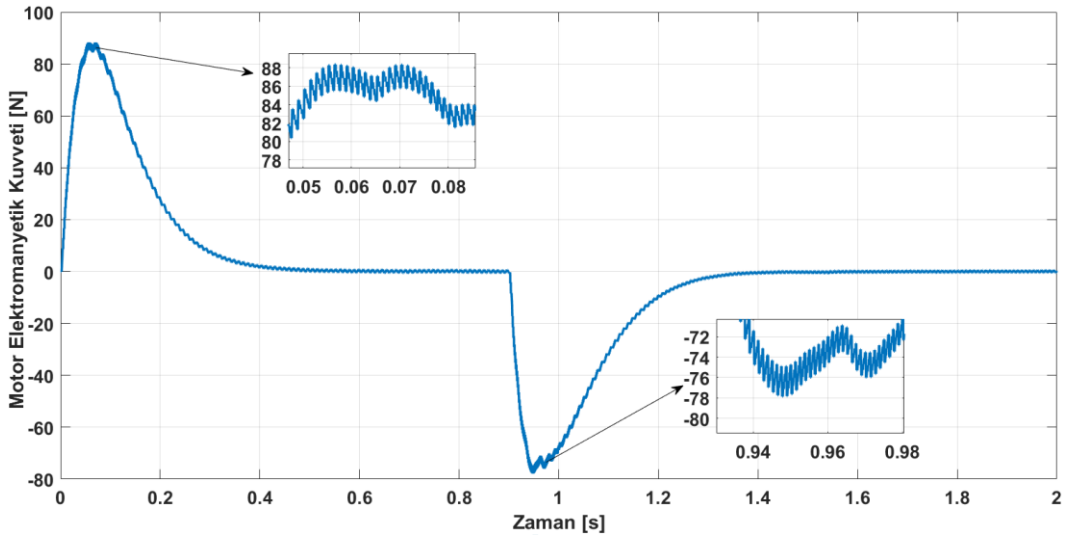


Şekil 4.20. Pozisyon denetiminde hız referansı ve motor hızı



Şekil 4.21. Pozisyon denetiminde d-q eksen akımları

Hız denetleyicide motor hızı 0,53 m/s hızına, akım denetleyicide ise q eksen akımının 1,9A seviyelerine ulaşmıştır. Motor yavaşlama anında ise q eksen akımında -1,7A akım tüketildiği görüşmüştür.



Şekil 4.22. Pozisyon denetiminde elektromanyetik motor kuvveti

Doğrusal motorun ayrık zamanda pozisyon denetiminin örnekleme süresi ise 1us alınmıştır. İntegral yöntemi olarak Tustion tercih edilmiştir. Bunula birlikte her bir denetleyicinin örnekleme süreleri farklı olup, akım, hız ve pozisyon çevrim süreleri aşağıdaki tablo gösterilmiştir.

Tablo 4.5. Denetleyici çevrim süreleri

Denetleyici	Çevrim Süresi
Akım	50us
Hız	250us
Pozisyon	1,25ms

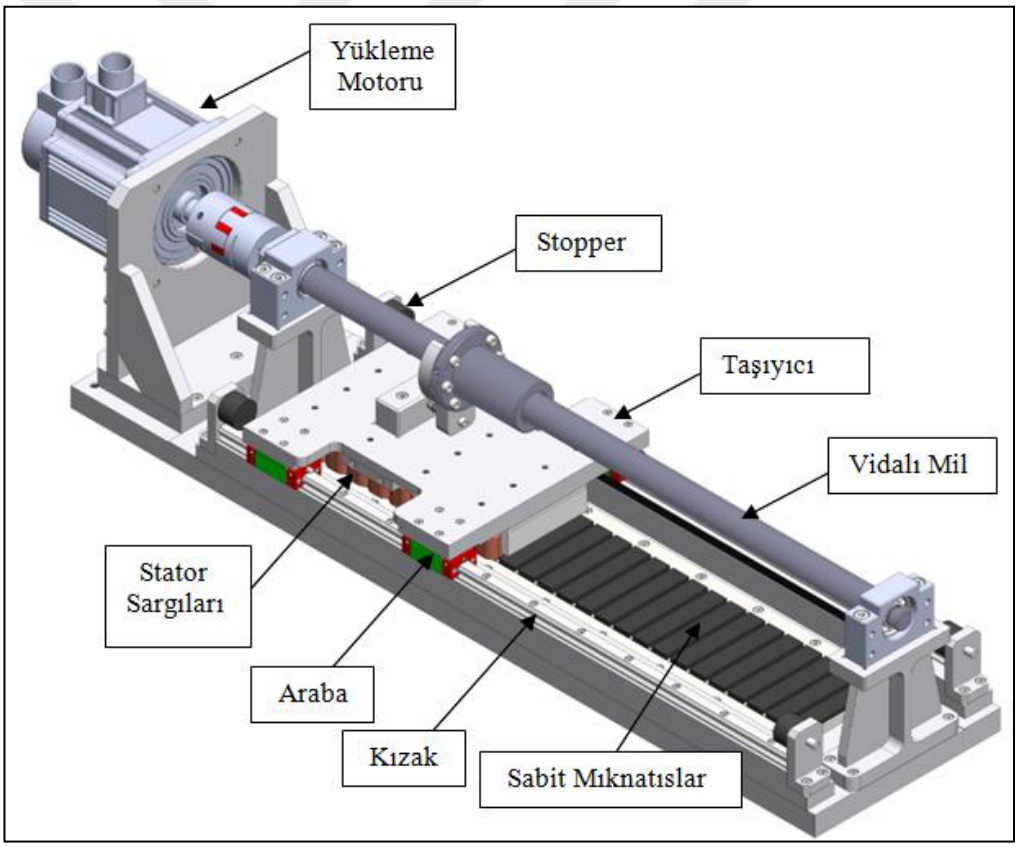
Denetleyici çevrim süreleri incelendiğinde en içteki denetleyiciden en dıştaki denetleyici çevrim süreleri arasından 5'er kat fark olduğu görülmektedir.

5. SÜREKLİ MIKNATISLI DOĞRUSAL SENKRON MOTORUN GERÇEK ZAMANLI KONTROLÜ

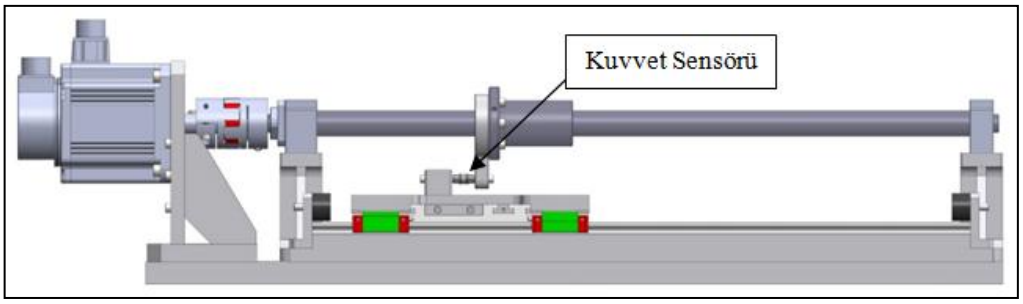
5.1. Sistem Elemanları

5.1.1. Özgün 9-oluk 10-kutuplu SM doğrusal senkron motor

Özgün tasarım olan sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motor üzerinde artımsal kuvvet sensörü ve yükleme motoru vb. elemanları ile birlikte iki farklı açıdan Şekil 5.1' ve Şekil 5.2'de iki farklı açıdan gösterilmiştir.

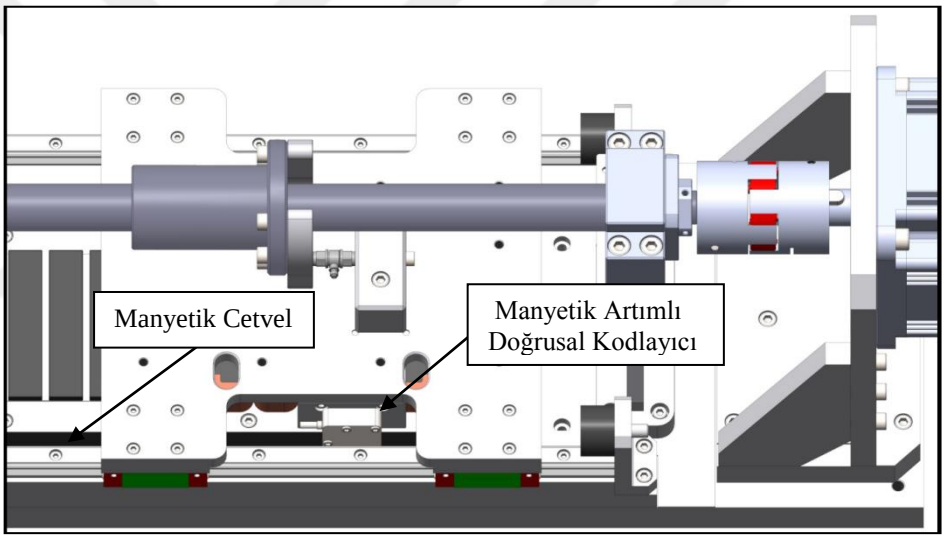


Şekil 5.1. Özgün 9-oluk 10-kutuplu SM doğrusal senkron motor



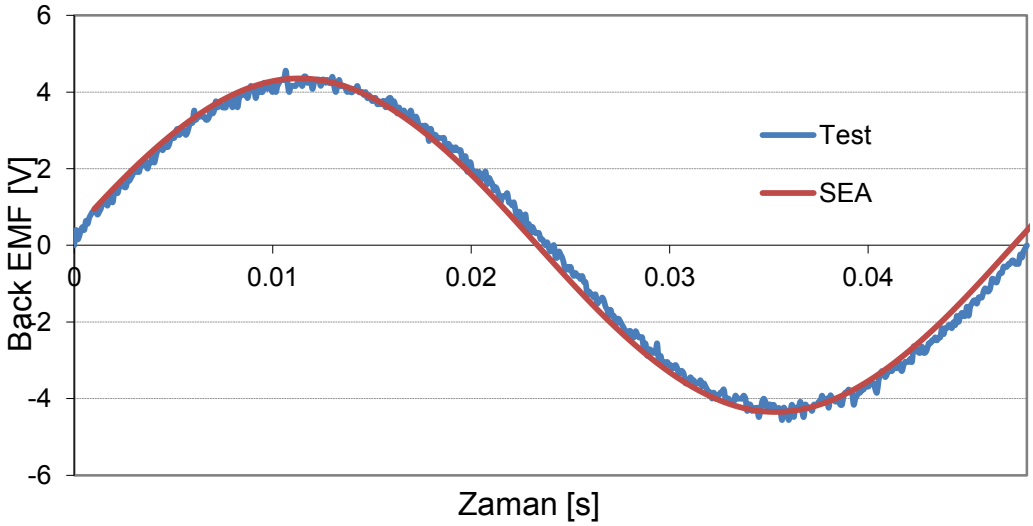
Şekil 5.2. Özgün 9-oluk 10-kutuplu SM doğrusal senkron motor

Sistemde yer alana yükleme sisteminde 1,5kW SMB marka sürekli mıknatıslı senkron motor ile yine 1,5kW RS Automation CSD5 sürücü kullanılmıştır. Sistemde yer alan artımlı doğrusal kodlayıcının bağlantı yeri ise Şekil 5.3'de verildiği şekildedir.



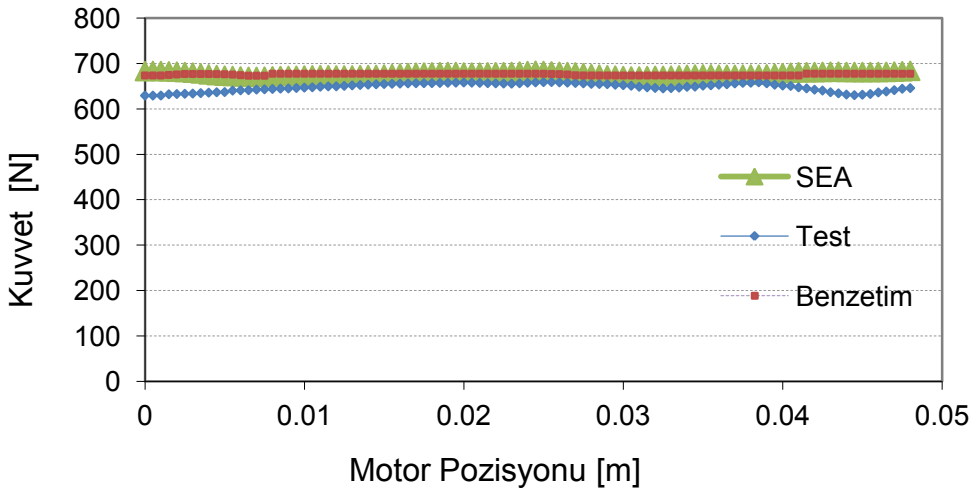
Şekil 5.3. Doğrusal senkron motor ve kodlayıcı bağlantısı

Yükleme sistemi yardımıyla farklı hızlarda dogrusal motor hareket ettirilip osiloskop ile Back EMF sinyalleri incelenerek sonlu elemanlar analizi ile karşılaştırılmıştır. Test ve SEA analizinden elde edilen zıt-EMK ve hız ilişkisinin karşılaştırılması Şekil 5.4'te verilmiştir. Bu sayede prototip üretimi yapılan motorun doğrulaması tasarım kriterlerine uyup uymadığı gözlemlenmiştir.



Şekil 5.4. SM doğrusal senkron motor SEA ve test zıt EMK-hız ilişkisi sonuçları

Kuvvet akım ilişkisi testi testte motor 15Amax anma değerinde yüklenmiş ve kuvvet sensörü ile kuvvet ölçümü yapılmıştır. 15Amax için SEA analizinde 677N kuvvet görülürken, deneyde 640N bir kuvvet izlenmiştir. Kuvvet test ve SEA sonuçlarının karşılaştırılması Şekil 5.5'te görülmektedir.



Şekil 5.5. Test ve SEA kuvvet sonuçları karşılaştırması

5.1.2. SMB endüstriyel motor sürücü

Akım Metal Ar-Ge Merkezi bünyesinde üretilen endüstriye servo sürücü ile sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun kontrolü gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.6'da gösterilen sürücünün teknik özellikleri Ek A'da verilmiştir.

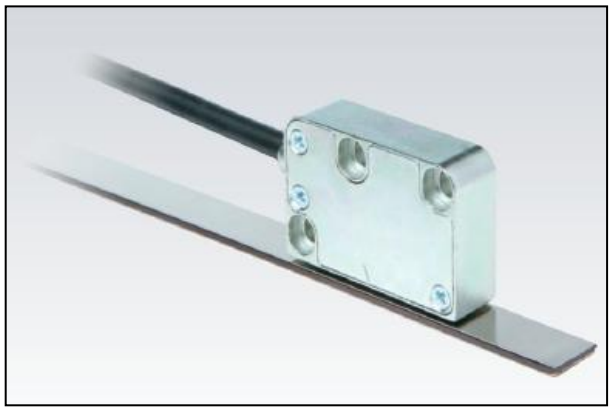


Şekil 5.6. SMB Motor Sürücü

SM doğrusal senkron motoru sürebilmek için vektör kontrol algoritması, açı, konum ve hız hesaplama yazılımları bu sürücü üzerinde gerçekleştirilmiştir.

5.1.3. Artımlı manyetik doğrusal kodlayıcı

Motor konum bilgisinin okumak için FENAC firmasının Şekil 5.7'de verilen FLM doğrusal manyetik kodlayıcısı kullanılmıştır. Kodlayıcının çözünürlüğü 10um olup ABZ sinyal çıkışları bulunmaktadır.



Şekil 5.7. FLM Doğrusal Manyetik Kodlayıcı

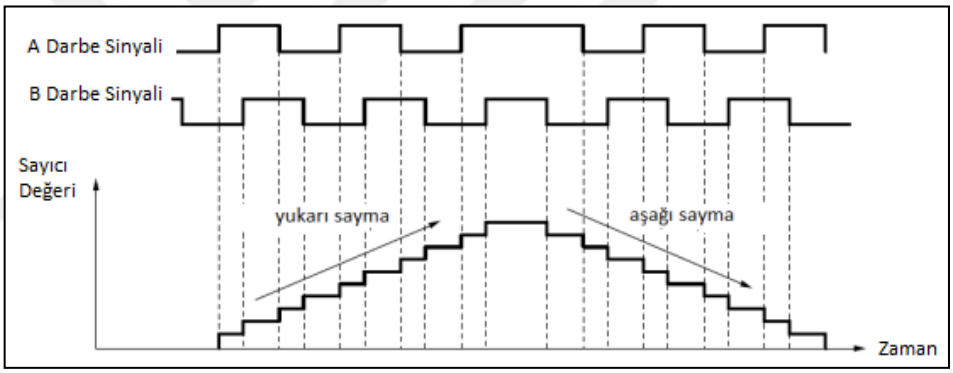
5.2. Motor Konum ve Hız Bilgisinin Hesaplanması

5.2.1. Kodlayıcıdan motor konum bilgisi okunması

Artımlı manyetik kodlayıcıdan motorun konum bilgisinin doğru bir şekilde okunması motor kontrolü için hayatidir. Konum bilgisi ile birlikte vektör kontrolünde yer alan

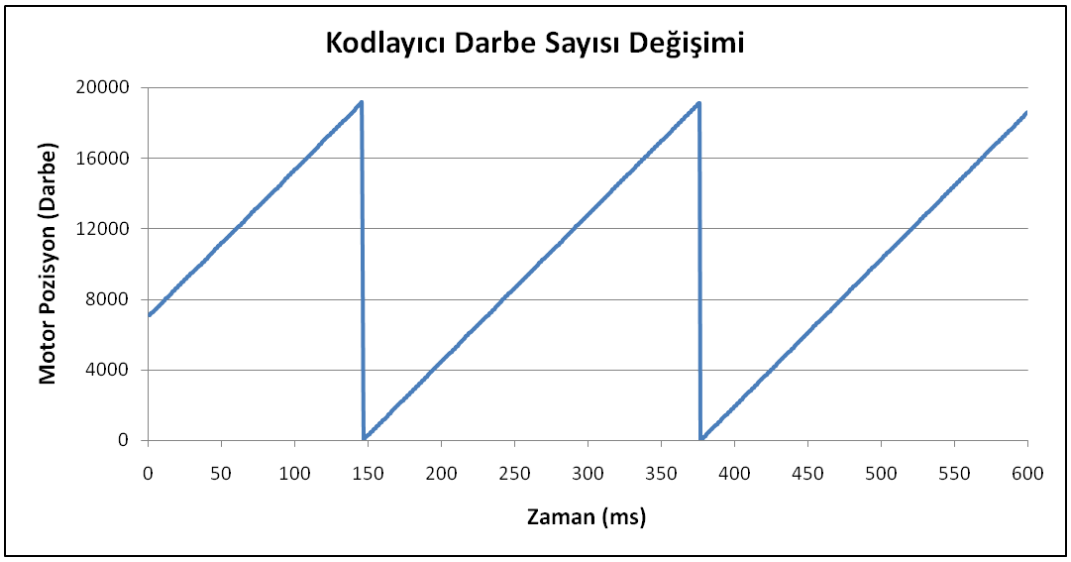
park dönüşümü ve uzay vektörde PWM tekniği için sinüs ve kosinüs elektriksel açılarının da motor konum bilgisi üzerinden ayrıca hesaplanması gerekmektedir. Sinüs ve kosinüs açıları hesaplanırken mıknatıslar arası mesafe dikkate alınmaktadır. İki eşlenik kutup arasındaki mesafe 4,8 cm olup elektriksel olarak 360° ye karşılık gelmektedir.

Yazılımda kullanılan bir sayıcı ile A ve B darbe sinyalleri arasındaki tespit edilip buna göre faz farkı tespit edilir ve buna göre sayıcısı değeri artmakta veya azalmaktadır. Sayıcısının değeri her bir A ve B darbe sinyalinin alçalan ve yükselen kenarlarında bir birim değişim göstermekte olup 360° elektriksel bir turda sayıcısının değeri A ve B darbe sinyallerinin 4 kat olmaktadır. Sayıcının A ve B darbe sinyallerinin değişimine göre çalışma prensibi Şekil 5.8'de daha anlaşılır şekilde görülmektedir.

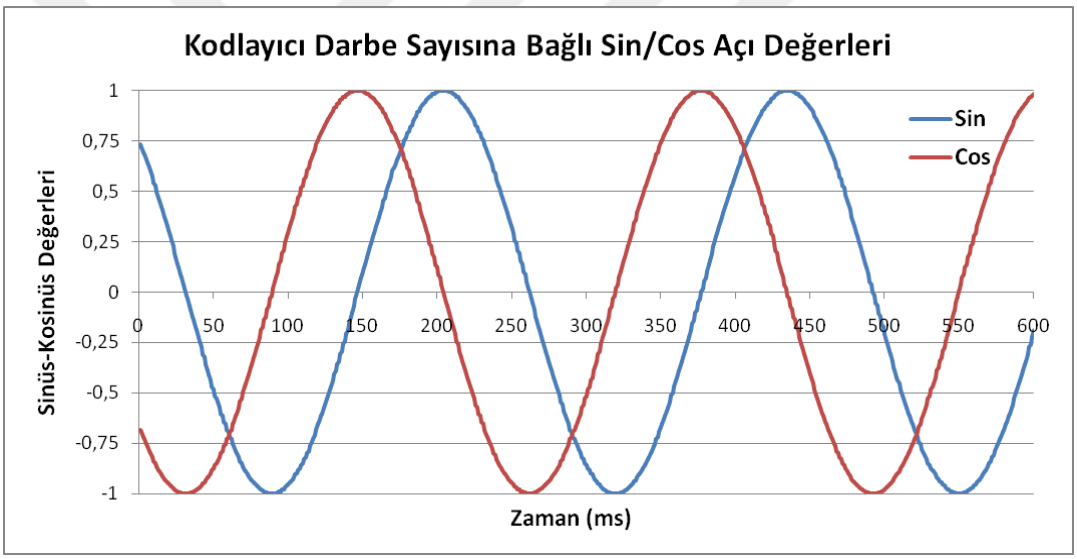


Şekil 5.8. Konum sayıcı çalışma prensibi [50]

Konum ve açı bilgilerinin doğrulanması testi yükleme sistemi ile yapılmıştır. Yükleme sistemi ile SM doğrusal senkron motoru belirli bir pozisyonda hareket ettirilmiştir. Daha sonra motorun ne kadar hareket ettiği kumpas ile ölçülmüş ve yazılımda okunan sayıcının değeri, sinüs ve kosinüs açıları sistemin hareketi sırasında gözlemlenmiştir. Test sonucunda sayıcıdan okunan konum bilgisi ve sinüs-kosinüs açı bilgileri sırasıyla Şekil 5.9 ve Şekil 5.10'da gösterilmiştir. Şekiller dikkatler incelendiğinden bir elektriksel turda (kodlayıcıdan 4800 darbe) 360° açının tamamlandığı görülmektedir.



Şekil 5.9. Sayıcıdan okunan konum bilgisi



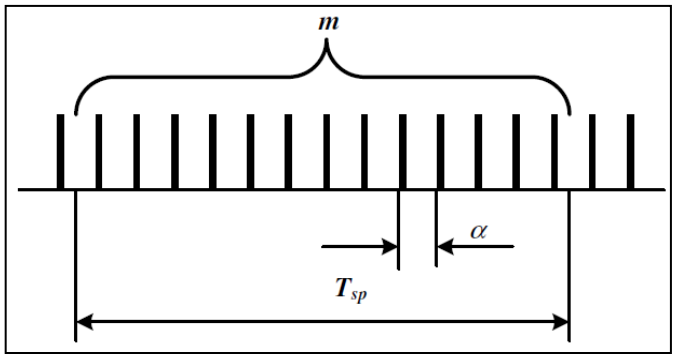
Şekil 5.10. Konum bilgisi ile hesaplanan sinüs ve kosinüs açıları

5.2.2. Konum bilgisi ile hız hesaplaması

Artımlı manyetik doğrusal kodlayıcıdan motorun konumu ve açısı elde edilirken, konum bilgisinin zamana göre değişimi ile de motor hızı ölçülür. Bu çalışmada hız ölçme tekniklerinde M yöntemi, T yöntemleri kullanılmıştır.

5.2.2.1. M yöntemi ile hız ölçümü

Frekans ölçme yöntemi veya diğer adıyla M yöntemi basit bir hız ölçme yöntemi olup Şekil 5.11'de gösterildiği gibi sabit bir zaman aralığında kodlayıcıdan elde edilen A ve B darbe sinyallerinin miktarı sayılarak hesaplanır [51].



Şekil 5.11. M hız ölçme yöntemi [1]

M hız ölçme yöntemi için hız hesaplama denklemi Denklem (5.1)'de ifade edilmiştir;

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \cong \frac{\Delta\theta}{T_{sp}} \cong \frac{2\pi \cdot \Delta N}{N_p \cdot T_{sp}} \left[rad \cdot s^{-1}\right] \rightarrow \frac{60 \cdot \Delta N}{N_p \cdot T_{sp}} [RPM] \quad (5.1)$$

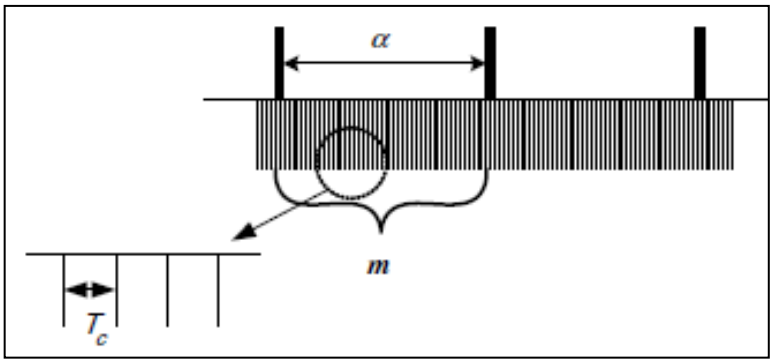
Denklem (5.1)'de T_{sp} örnekleme süresi, N_p motorun elektriksel bir tam devrinde manyetik kodlayıcıdan elde edilebilecek maksimum darbe sayısını, verirken θ motor açısını, ω motor hızını ve ΔN örnekleme süresindeki toplam darbe miktarını belirtmektedir. M yöntemi ile hız ölçme yönteminde motor hızından bağımsız sabit hız hesaplama hatası bulunmaktadır. Bu hız hesaplama hatası denklem (5.2)'de verilmiştir;

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{N_p \cdot T_{sp}} \left[rad \cdot s^{-1}\right] \rightarrow \frac{60}{N_p \cdot T_{sp}} [rpm] \quad (5.2)$$

Denklem (5.2)'deki hız ölçüm hatasını azaltmak için kodlayıcı çözünürlüğünün ve örnekleme süresinin arttırılabilir [52]. M yöntemi için hız ölçüm hatası özellikle düşük hızlara çok açık bir şekilde görülmekte birlikte yüksek hızlarda tercih edilmektedir.

5.2.2.2. T yöntemi ile hız ölçümü

T yönteminde Şekil 5.12'de ifade edildiği gibi birbiri ardına gelen kodlayıcı darbe sinyalleri arasındaki süre ölçülerek motor hızı hesaplanmaktadır [51]. Bu süre ölçümü için ise işlemci içerisinde yüksek frekanslı bir sayısı kullanılmaktadır.



Şekil 5.12. T hız ölçme yöntemi [1]

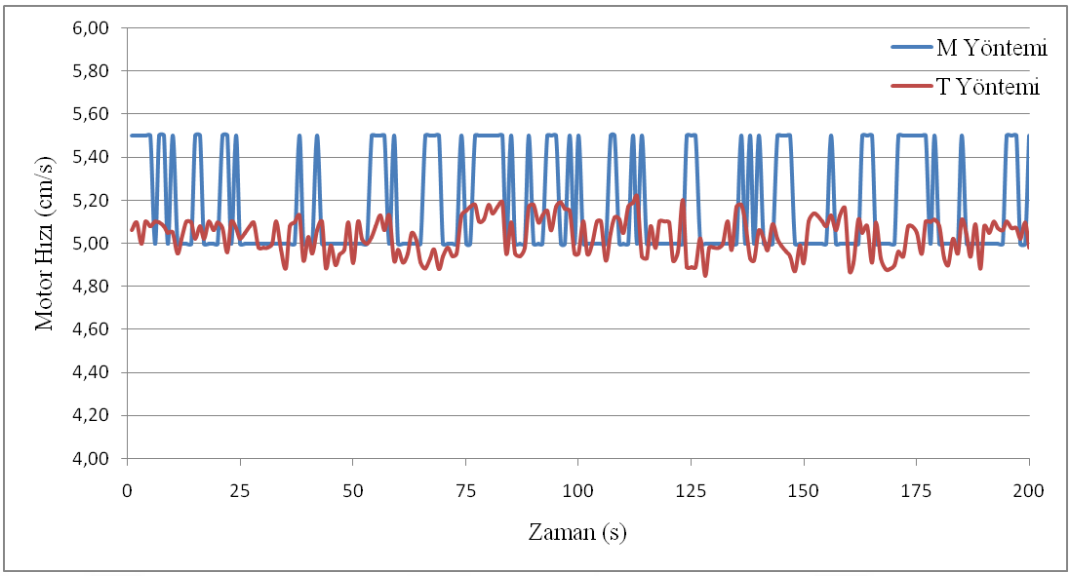
T yöntemi ile hız hesaplama denklemi ise Denklem (5.3)'de tanımlanmıştır;

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \cong \frac{\Delta\theta}{m \cdot T_{sp}} \cong \frac{2\pi}{N_p \cdot m \cdot T_c} \left[rad \cdot s^{-1}\right] \rightarrow \frac{60}{N_p \cdot m \cdot T_c} [RPM] \quad (5.3)$$

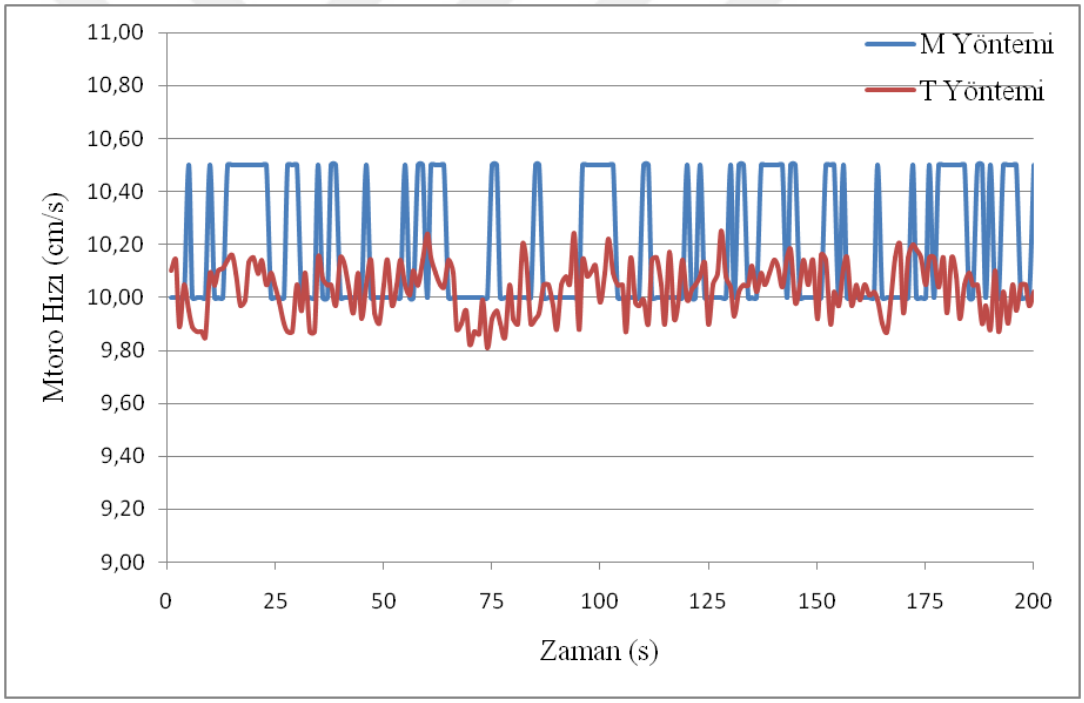
Denklem (5.3)'de T_c yüksek frekanslı sayıcının periyodunu ifade ederken m ise darbe miktarını göstermektedir. T yöntemi ile hız ölçümlerinde hız hesaplama hatası M yönteminden farklı olarak motor hızına bağlı olmakla birlikte yüksek hızlarda kötü ölçüm sonuçları verdiğinden düşük hızlarda kullanılmaktadır.

5.2.2.3. M ve T yöntemi ile hız ölçüm testleri

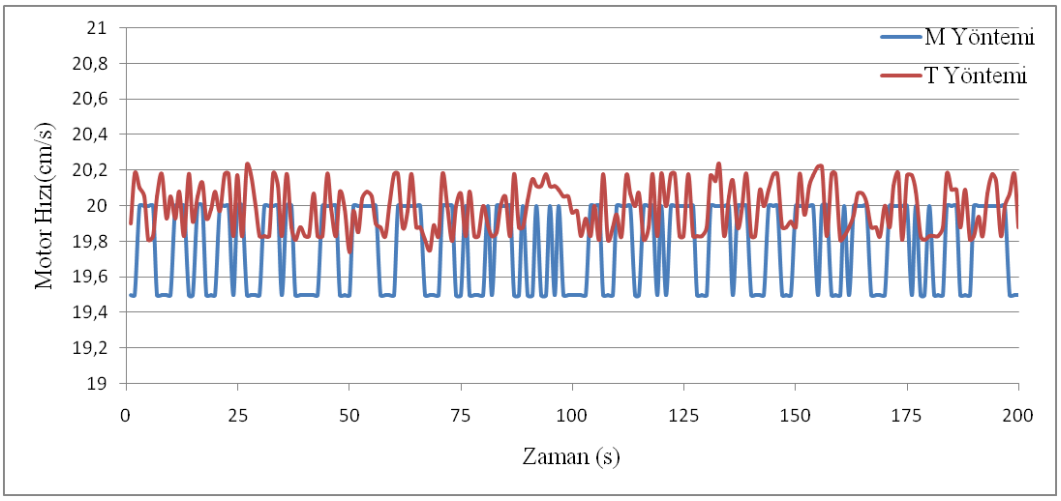
Hız ölçme yöntemlerinin testleri için testleri için yükleme sistemi kullanılmıştır. Yükleme sistemi farklı hızlar için SM doğrusal senkron motora hareket verilmiş ve manyetik kodlayıcıdan gelen A ve B darbe sinyalleri ile hız ölçüm yöntemlerinin sonuçları incelenmiş ve karşılaştırılmıştır. M ve T yöntemlerinin farklı hızlarda test sonuçları Şekil 5.13 ile Şekil 5.17 arasında verilmiştir. Bu farklı hızlarda M ve T yöntemlerinin performansları gözlemlenerek hangi yüksek hız aralıklarında M yöntemi ve düşük hız aralıklarında T yönteminin tercih edilmesi gerektiği kararlaştırılmıştır.



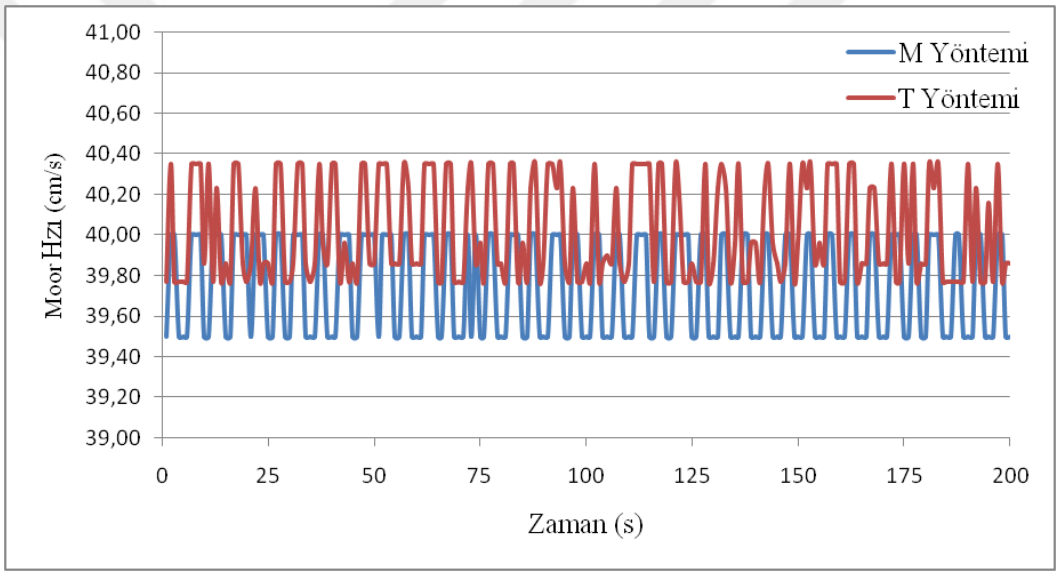
Şekil 5.13. 5 cm/s hızında M ve T hız ölçüm sonuçları



Şekil 5.14. 10 cm/s hızında M ve T hız ölçüm sonuçlar



Şekil 5.15. 20 cm/s hızında M ve T hız ölçüm sonuçları



Şekil 5.16. 40 cm/s hızında M ve T hız ölçüm sonuçları

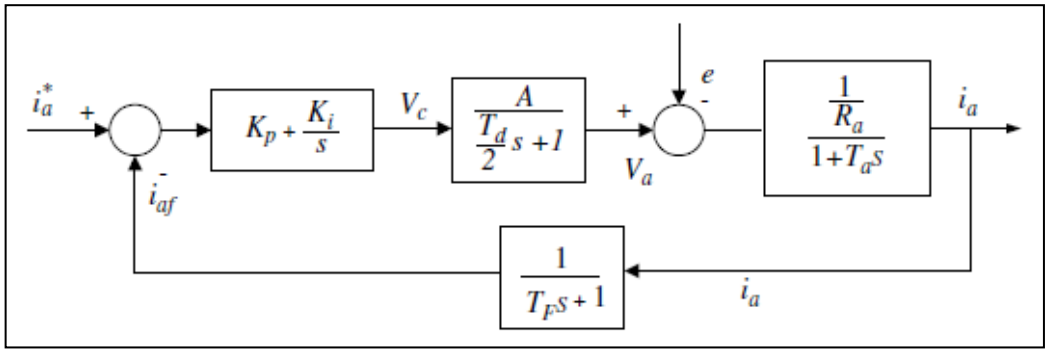
5 cm/s, 10 cm/s ve 20 cm/s hızlarında M yöntemi ile motor hızı 500us örnekleme süresi ve 19200 darbe/devir (bir elektriksel tam devirdeki darbe sayısı) için 5 mm/s bir hız ölçüm hatası gerçekleştirilen test görülmüştür. T yöntemin ise bu hız değerlerinde test sonuçları incelendiğinde, M yönteminden daha az (hız salınması 5 mm/s altında) hız ölçüm hataları bulunmaktadır. Ancak 40 cm/s hızında T yöntemi için hesaplama hatalarının M yönteminde fazla olduğu (5 mm/s'den büyük) gözlemlenmiştir. Bu sebeple motor kontrol yazılımında 40 cm/s altındaki hızlarda T yöntemi üstündeki hızlarda ise M yönteminin kullanılması kararlaştırılmıştır.

5.3. Kontrolör Tasarımı

Servo motor sürücülerinde denetleyici tasarımları ve kazanç ayarları sistem performansı için hayatidir. Bu uygulama akım ve hız denetleyiciler için PI denetleyici ve pozisyon denetimi için ise P denetleyici tercih edilmiştir. SM doğrusal senkron motorun kontrolünde ilk anda aşağı verilen kazanç hesaplama denklemleri kullanılmakla birlikte sistem performansı dikkate alınarak manuel ayarlamalarda yapılmıştır.

5.3.1. Akım denetleyici tasarımı

Bir AC motorda yüksek performans kontrolü için akımın yüksek bir bant genişliğinde denetimi önemlidir. Bir AC motorun akım denetimi için histerez, dead beat ve prediktif denetleyici vb. çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Sürekli mıknatıslı doğrusal senkron motorun akım ve akı denetiminde PI denetleyici gerek basitliği gerekse kolay kazanç ayarı nedeniyle yaygın olarak kullanılır. Basitleştirilmiş akım kontrol sisteminin evirici, motor ve filtre transfer fonksiyonları ile birlikte blok diyagramı Şekil 5.17'de gösterilmiştir [1].



Şekil 5.17. Basitleştirilmiş akım kontrol sistemi blok diyagramı [1]

PI denetleyicinin sıfırıyla R ve L'den gelen sistemin kutbu iptal edilerek, kapalı devre sistemin transfer fonksiyonu birinci dereceden düşük geçişli filtreninki gibi ayarlanabilir. Bu tür kazanç ayarlama yöntemi teknik optimum ayar olarak adlandırılır. Bu kazanç ayarlama yöntemi altında, oransal ve integral kazançları sırasıyla Denklem (5.4) ve Denklem (5.5)'teki ifade edildiği şekilde ayarlanabilir ve ardından akım denetleyici kapalı çevrim transfer fonksiyonu Denklem (5.6)'daki gibi ifade edilebilir;

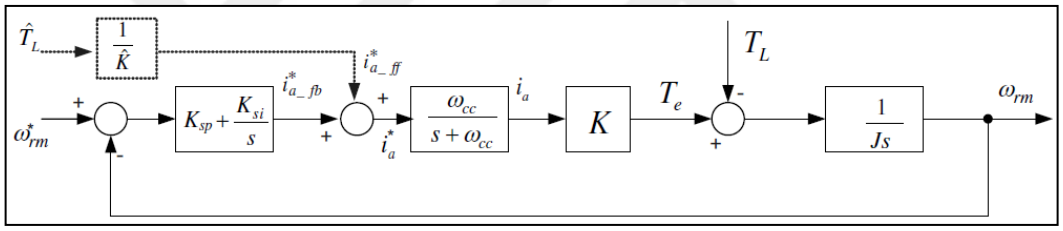
$$K_{pc} = \omega_{iq} L_{qs} \tag{5.4}$$

$$K_{ic} = \omega_{iq} r_s \tag{5.5}$$

$$\frac{i_{qs}^{r}}{i_{qs}^{r*}} = \frac{\frac{K_{pc}}{L_{qs}}}{s + \frac{K_{pc}}{L_{qs}}} = \frac{\omega_{iq}}{s + \omega_{iq}} \tag{5.6}$$

5.3.2. Hız denetleyici tasarımı

Endüstride en yaygın kullanılan orantılı ve integral (PI) denetleyici tasarımı akım denetleyiciye benzer şekilde, Şekil 5.18'de gösterildiği gibi hız denetleyici sisteminde de tanımlanabilir.



Şekil 5.18. Hız kontrol sisteminde PI hız denetleyicisi [1]

Şekil 5.18'de sürtünmeye bağlı tork (kuvvet), yük torkunun (kuvvetinin) bir parçası olarak kabul edilir ve akım denetleyicide daha önce belirtildiği gibi birinci dereceden alçak geçirgen bir filtre olarak modellenebilir. Hız denetleyicinin kazanç değerleri Denklem (5.7) ve Denklem (5.8)'de ifade edilmiştir;

$$K_{pv} = \omega_v J \tag{5.7}$$

$$K_{iv} = \omega_v B \tag{5.8}$$

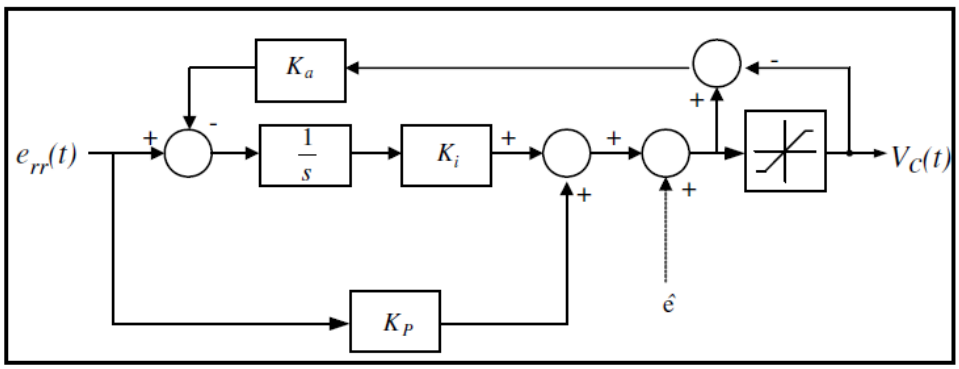
5.3.3. Pozisyon denetleyici tasarımı

Pozisyon denetiminde P denetleyici birçok uygulama için yeterli olabilmektedir [1]. Pozisyon denetiminde özellikle aşmaya müsaade edilmemektedir. Pozisyon denetleyicinin orantısal kazanç değeri Denklem (5.9) verilen ifade ile bulunabilir.

$$K_{pp} = \frac{\omega_v}{9} \tag{5.9}$$

5.3.4. Anti-wind-up

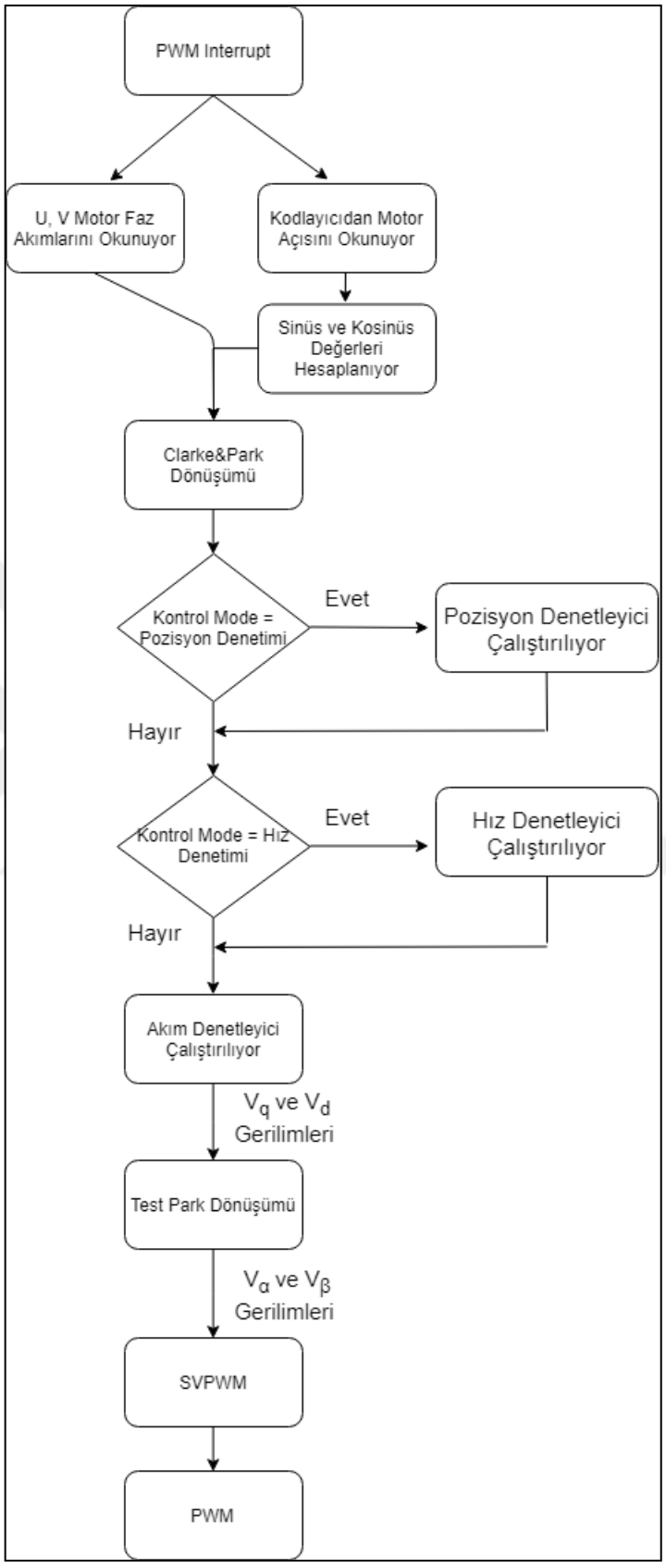
Kontrol sistemindeki tüm fiziksel değişkenler fiziksel sınırlamalarla sınırlandırılmıştır. Örneğin bir akım denetleyicinin çıkışı kaynak gerilimi dikkate alınarak sınırlandırılır. Eğer denetleyici çıkışları fiziksel sınırlamalarda dikkate alınarak sınırlandırılmazsa kontrol sisteminin verilen referansa (akım, hız vb.) cevabında aşım ve osilasyonlar görülebilmektedir. Ancak denetleyici içerisinde integral bulunuyorsa sadece denetleyici çıkışını sınırlamak integral toplayıcı sınırlandırılmış olmaz ve integral toplayıcı limit değerinin üzerine çıkabilir. Literatürde bu duruma "wind-up" ya da Türkçe ifadeyle integral yığılması denilmektedir. Anti wind-p olarak adlandırılan integratör çıkışını sınırlandırmak işlemi için birkaç yöntem kullanılmaktadır [1]. Şekil 5.19'da verilen yöntem back calculation olarak adlandırılıp, denetleyici sınır değerlere ulaştığında sınırlandırıcı giriş ve çıkışı arasındaki fark alınarak, belirli bir kazanç değeri ile integratör toplamından çıkartılır.



Şekil 5.19. Anti-wind-up [1]

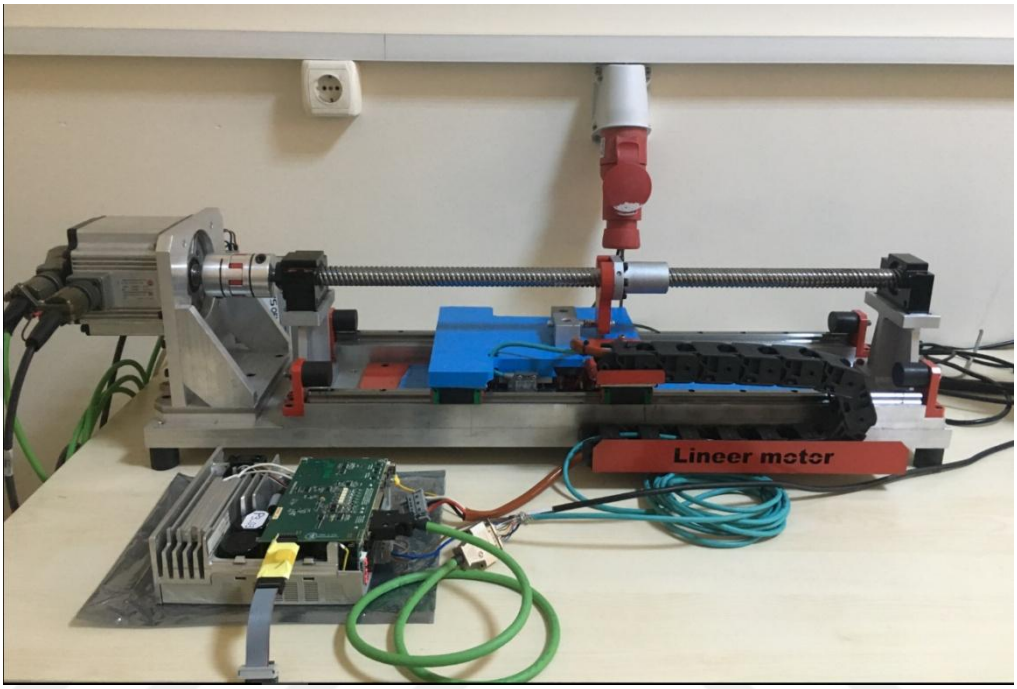
5.4. SM Doğrusal Senkron Motorun Gerçek Zamanlı Denetimi

Önceki bölümde anlatılan motor açısının doğru okunması, hız ölçme yöntemlerinin yazılımı ve testleri ve denetleyici tasarımları başarılı bir şekilde tamamlanması ile sistemin gerçek zamanlı kontrolüne geçilmiştir. Vektör kontrol yazılımına ait akış diyagramı Şekil 5.120'de gösterilmiştir.



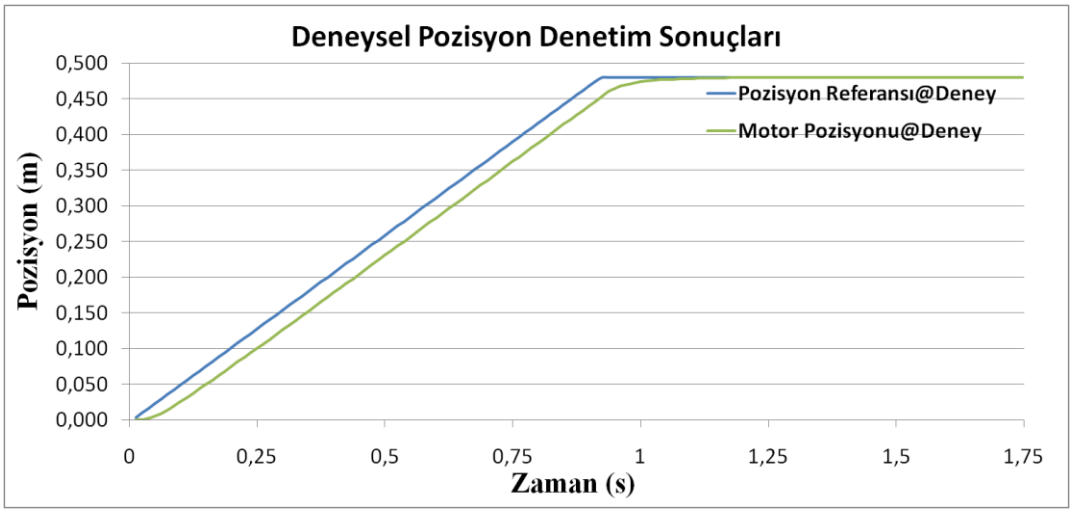
Şekil 5.20. Vektör kontrol yazılım akış diyagramı

İlk olarak alan yönlendirmeli kontrol (vektör kontrol) yönteminde sistemin akım denetimi yapılmıştır. Daha sonra sırasıyla hız ve pozisyon denetimleri gerçekleştirilmiştir. Gerçek zamanlı kontrolün yapıldığı test düzeneği Şekil 5.21'de verilmiştir.



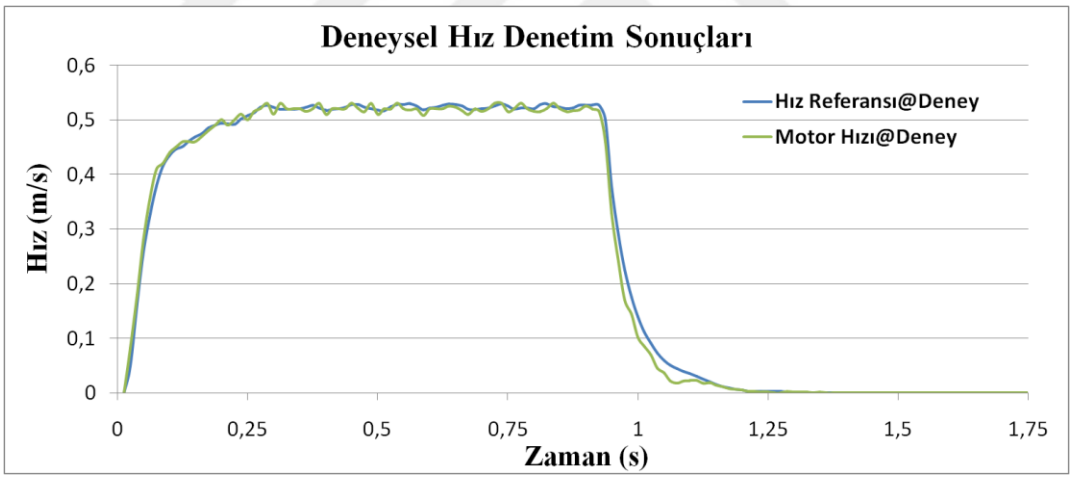
Şekil 5.21. SM doğrusal senkron motor test sistemi

Doğrusal motorların döner bir motor olmaması sebebiyle endüstriyel uygulamalarda genellikle pozisyon denetimi tercih edilmektedir. Tabii ki pozisyon denetimi içerisinde iç çevrimlerde hız ve akım denetleyicilerde çalışmaktadır. Özgün 9-oluk 10-kutuplu SM doğrusal senkron motor pozisyon denetimi yüksüz durumda test edilmiş ve bir önceki bölümde verilen pozisyon benzetimi ile sonuçları karşılaştırılmıştır. Benzetimdeki gibi motora rampa olarak 0.48m bir pozisyon komutu verilmiştir. Deneyde motora uygulanan pozisyon referansı ve motor pozisyon grafiği (komutları) Şekil 5.22'de görülmektedir.



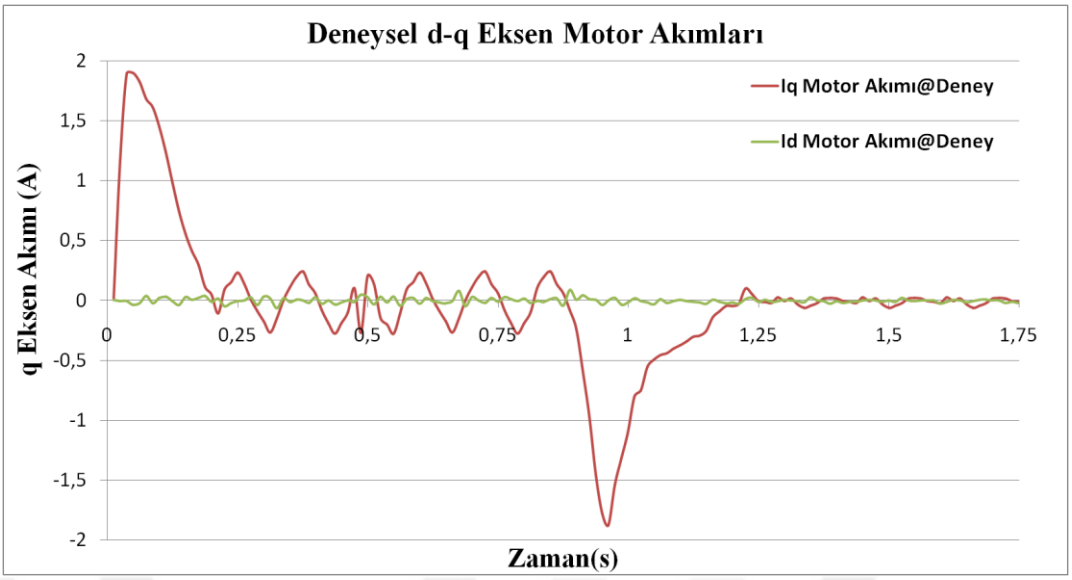
Şekil 5.22. Deneysel pozisyon referansı ve motor pozisyonu

Pozisyon denetleyicinin çıkışı kontrol yöntemlerinde anlatıldığı ve benzetimde de verildiği gibi hız denetleyiciye referans olarak uygulanır. Test sisteminde görülen hız referansı ve motor hızı deneysel sonuçları Şekil 5.23'de verilmiştir.



Şekil 5.23. Deneysel hız referansı ve motor hızı

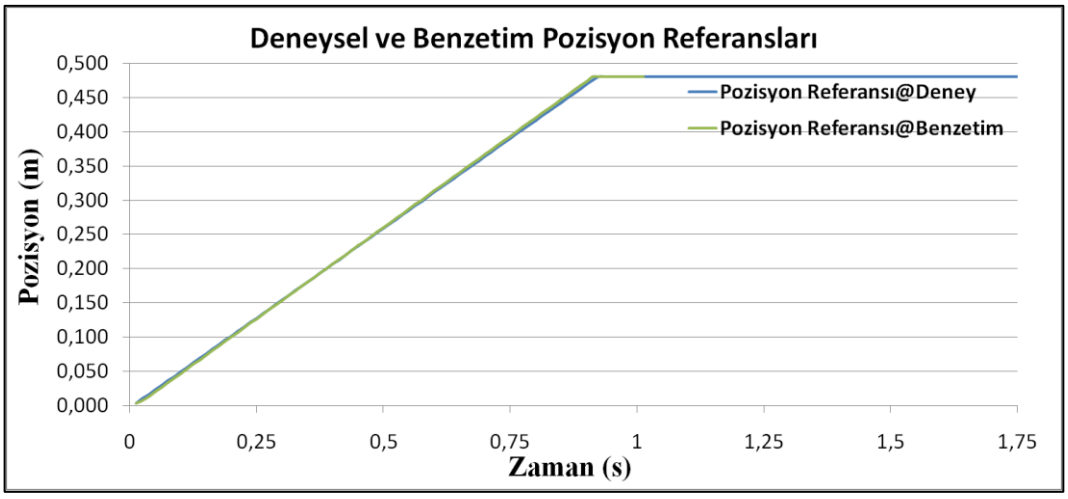
Gerçek zamanlı kontrolde motor hız referansı benzetimdekine benzer şekilde 0.53 m/s hızlarında maksimum bir değere ulaşmış ve motorun istenilen pozisyona yaklaşmasıyla birlikte 0 m/s hızına düşmüştür. Bununla birlikte deneyde görülen motor hızında benzetime kıyasla salınmalar gözlemlenmiştir. Bunun sebebi olarak hız ölçme yöntemlerindeki ölçüm hataları ön görülmektedir. Hız denetleyici sonrasında yer alan akım denetleyicilerin yer almaktadır. Deney sisteminde ölçülen d-q eksen akımlarının sonuçları Şekil 5.24 ifade edilmiştir.



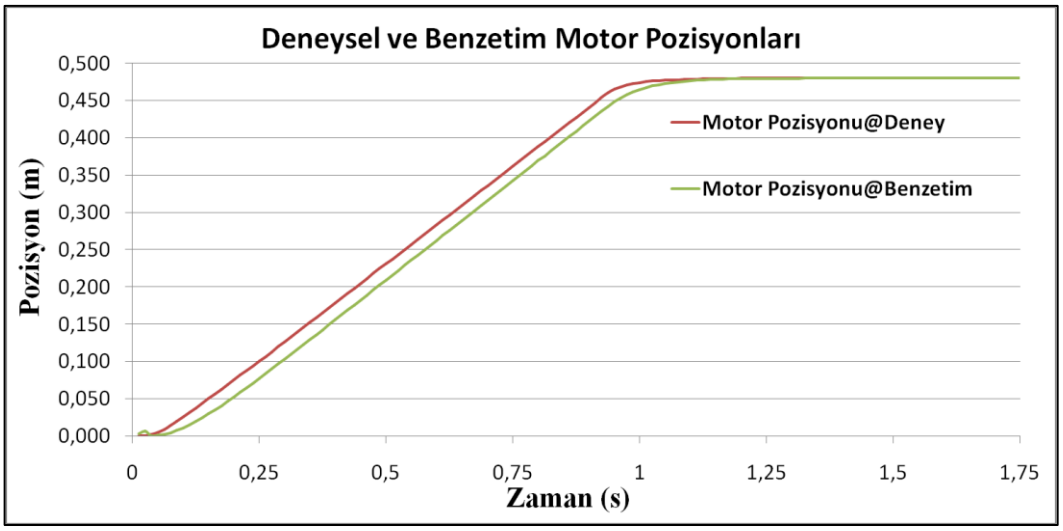
Şekil 5.24. Deneysel d-q eksen motor akımları

5.5 Benzetim ve Deneysel Sonuçların Karşılaştırılması

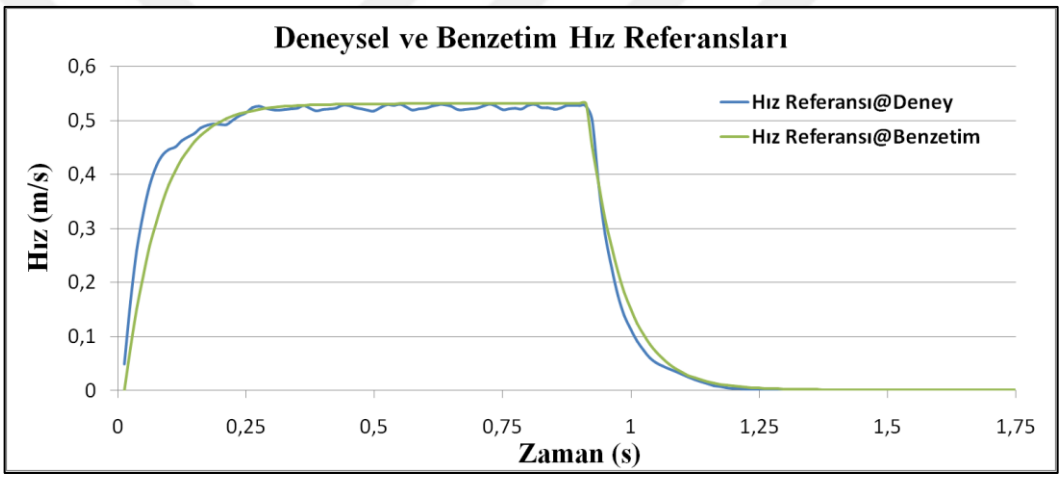
Bu kısımda benzetim ve deneysel sonuçların aynı grafik üzerinde karşılaştırılmıştır. SM doğrusal senkron motorun ayrık zamanlı pozisyon denetiminde, verilen aynı pozisyon referansları için motor pozisyonu, motor hızı ve d-q eksen akımları Şekil 5.25'den Şekil 5.29 arasında karşılaştırılmıştır.



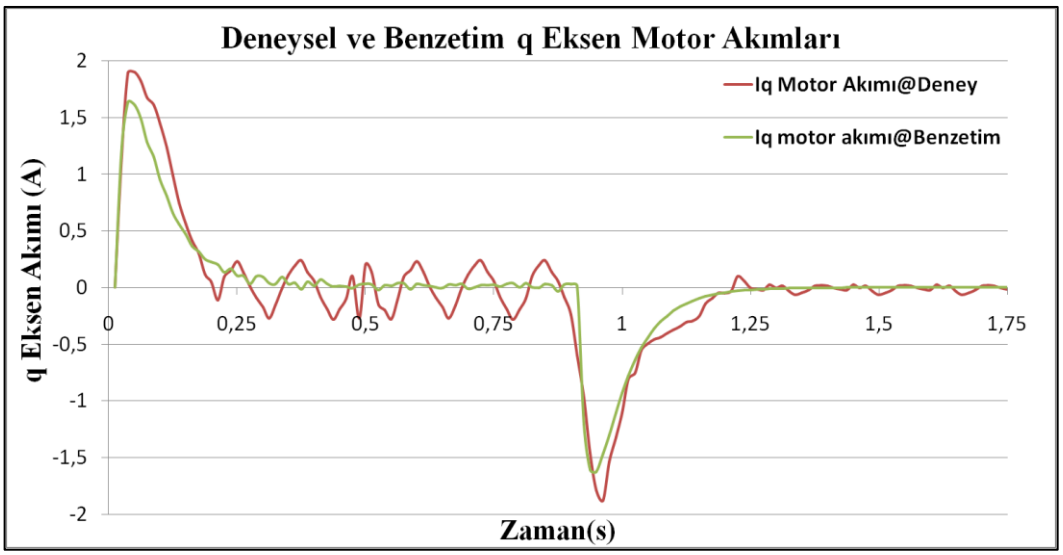
Şekil 5.25. Deney ve benzetim pozisyon referansları



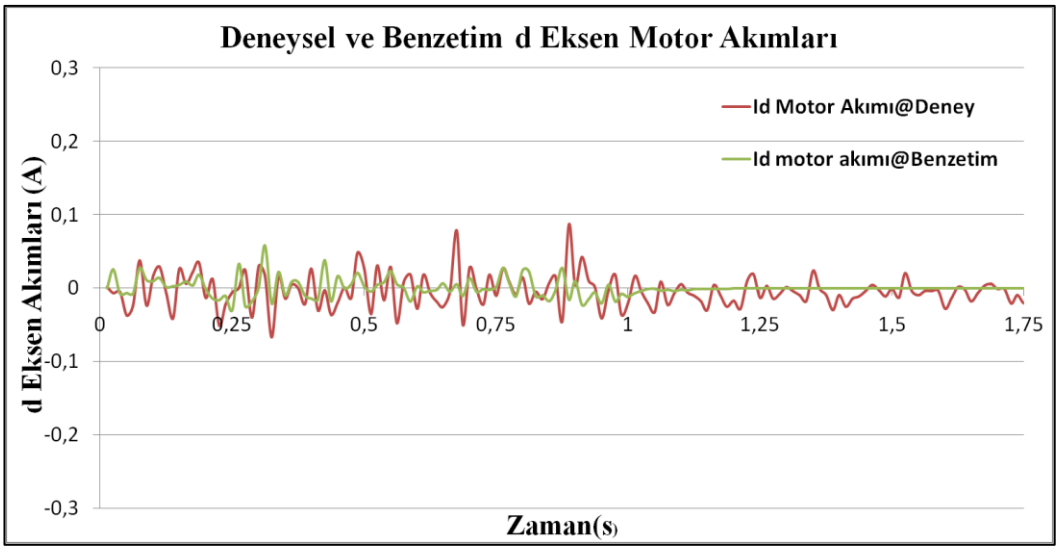
Şekil 5.26. Deney ve benzetim motor pozisyonları



Şekil 5.27. Deney ve benzetim hız referansları



Şekil 5.28. Deney ve benzetim q eksen akımları



Şekil 5.29. Deney ve benzetim d eksen akımları

Ayrık zamanlı benzetim ve deney sonuçları karşılaştırıldığında aynı denetleyici kazanç değerlerin için akım, hız ve pozisyon grafiklerinin birbirine çok yakın olduğu bariz görülmektedir.

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Özgün 9-oluk 10-kutuplu SM doğrusal senkron motor tasarımı itibariyle düşük vuruntu kuvveti diğer bir değişle düşük kuvvet salınması taşımaktadır. Sistemin gerçek zamanlı kontrolü ile benzetim sonuçları karşılaştırıldığında sonuçların birbirimi ile uyum içinde olduğu görülmüştür. Deneysel verilerde motor hızında ve akımlarda benzetim sonuçlarına kıyasla salınmalar gözlemlenmiştir. Deney sistemindeki M ve T hız ölçüm yöntemlerinin bu salınma sebep olduğu düşünülmektedir. Motor hızındaki bu salınmalar dq eksen akımlarında da salınmalarda sebep olmaktadır. Motor hızında deneysel verilerde görülen bu salınmaları minimize etmek için hız gözlemcisi kullanılabilir. Bununla birlikte daha yüksek çözünürlüğe sahip bir manyetik kodlayıcı da hız salınmalarını azaltıcı etki yaratacaktır. Ayrıca yük altında hız salınmaları gidermek için ise yük kuvvet gözlemcisi endüstriyel uygulamalarda kullanılmaktadır. Endüstriyel uygulamalarda kontrol performansının arttırmak için denetleyici kazanç değerlerinin kullanıldığı uygulamaya bağlı olarak offline ve online auto-tuning yöntemleri ile hesaplanması da gelecek çalışmalar için tercih edilebilir. Auto-tuning algoritması temel mantığı değişken sistem parametreleri dikkate alınarak kazanç değerlerinin güncellenmesi temeline dayanmaktadır. Bunun yanında sistem üzerinde olası bir mekanik rezonans durumu gidermek için adaptve notch filtre tasarımları da gelecek çalışmalar için düşünülebilir.

KAYNAKLAR

[1] Sul Seung-Ki, *Control of Electric Machine Drive Systems*, 1st ed., Wiley-IEEE Press, 2011.

[2] Gieras J. F., Piech Z. J., Tomczuk B. Z., *Linear Synchronous Motors:Transportation and Automation Systems,*1. ed. CRC Press, New York, 1999.

[3] Nasar, S.A., and Boldea, I., *Linear Electric Motors: Theory, Design, and Practical Applications*. Englewood Cliffsi NJ: Prentice-Hall, 1987.

[4] Lin F.J., Shyu K.K., Lin C.H., Incremental motion control of linear synchronous motor, in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2002, **38**(3), 1011-1022.

[5] Bugeza M., Fiser R., Simulation model of controlled PM linear synchronous motor, *9th IEEE International Power Electronics Congress, 2004. CIEP 2004*, Celaya, Gto., Mexico, 17-27 October 2004.

[6] Alicemary K., Arundhati B., Maridi P., Modelling, Simulation and Nonlinear Control of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor, *IJAREEIE*, 2012, **1**(6), 555-562.

[7] Wang H., Feng H., Zu X., Si J., Modeling Analysis and Parameters Calculation of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor1, *Journal of Computers*, 2013, **8**(2), 463-470.

[8] Li T., Yang Q., Peng B., Research on Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Control System Simulation, *AASRI Procedia*, 2013, **3**, 262-269.

[9] Miller C. E., Van Zyl A., Landy C. F., Modelling a permanent magnet linear synchronous motor for control purposes, *IEEE AFRICON. 6th Africon Conference in Africa,*, George, South Africa, 2-4 October 2002.

[10] Yoshida K., Dai Z., Sato M., Sensorless DTC propulsion control of PM LSM vehicle, *Proceedings IPEMC 2000. Third International Power Electronics and Motion Control Conference ,* Beijing, China, 15-18 August 2000.

[11] Cheema M. A. M., Fletcher J. E., Xiao D., Rahman F., Sensorless control of linear permanent magnet synchronous motors using a combined sliding mode adaptive observer, *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Pittsburgh, 14-18 September 2014.

[12] Hussain H. A., Toliyat H. A., Back-EMF based sensorless vector control of tubular PM linear motors, *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, Coeur d'Alene, 10-13 May 2015.

[13] Leidhold R., Mutschler P., Speed sensorless control of a long-stator linear synchronous-motor arranged by multiple sections, *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2005)*, Raleigh, NC, 6-10 November 2005.

[14] Kim T.W., Watanabe J., Sonoda S., Hirai J., New initial pole-position estimation of surface PM-LSM using reference currents, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005, **41**(3), 817-824.

[15] Hussain H. A., Toliyat H. A., Field Oriented Control of tubular PM Linear Motor using linear Hall Effect sensors, *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Anacapri, 22-24 June 2016.

[16] Gu B.G., Nam K., A vector control scheme for a PM linear synchronous motor in extended region, in *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, **39**(5), 1280-1286.

[17] Lin F. J., Lxin C. H., Hong C. M., Robust control of linear synchronous motor servodrive using disturbance observer and recurrent neural network compensator, in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 2000, **147**(4), 263-272.

[18] Lin F. J., Wai, R. J., Robust control using neural network uncertainty observer for linear induction motor servo drive, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2002, **17**(2), 241-254.

[19] Lin F. J., Shen, P. H., A linear synchronous motor drive using robust fuzzy neural network control, *Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation*, Hangzhou, China, 15-19 June 2004.

[20] Tan K.K., Lee T.H., Lim S.Y., Dou H.F., Learning enhanced motion control of permanent magnet linear motor, in Proc. 3rd IFAC Int. Workshop Motion Control, Grenoble, France, 397–402,1998.

[21] Xie Z., Liang D., Cheng Z., Wen H., Research on control system of linear PM brushless DC motor based on single neuron PID, *2005 International Conference on Electrical Machines and Systems*, Nanjing, 27-29 Sept. 2005.

[22] Zhu Y., Jung K., Cho Y., The Reduction of Force Ripples of PMLSM Using Field Oriented Control Method, *CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Shanghai, 14-16 August 2006.

[23] Zhu Y., Cho Y., Thrust Ripples Suppression of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor, in *IEEE Transactions on Magnetics*, 2007 43(6), 2537-2539.

[24] Bianchi N., Bolognani S., Cappello A. D. F., Back EMF improvement and force ripple reduction in PM linear motor drives, *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Germany, 20-25 June 2004.

[25] Malaizé J., Lévine J., An Observer-based design for cogging forces cancellation in permanent magnet linear motors, *Proceedings of the 48h IEEE Conference on Decision and Control (CDC) held jointly with 2009 28th Chinese Control Conference*, Shanghai, 15-18 December 2009.

[26] Youn S. W., Lee J. J., Yoon H. S., Koh C. S., A New Cogging-Free Permanent-Magnet Linear Motor, in *IEEE Transactions on Magnetics*, 2008, **44**(7), 1785-1790.

[27] Arof H., Eid A. M., Nor K. M., Cogging force reduction using special magnet design for tubular permanent magnet linear generators, *39th International Universities Power Engineering Conference (UPEC 2004)*, Bristol, UK, 6-8 September 2004.

[28] Luo H., Wu J., Chang W., Minimizing Thrust Fluctuation in Moving-Magnet Permanent-Magnet Brushless Linear DC Motors, in *IEEE Transactions on Magnetics*, 2007, **43**(5), 1968-1972.

[29] http://www.odec.ca/projects/2007/leeh7h2/principals.htm (Ziyaret tarihi: 25 Mayıs 2019).

[30] https://www.researchgate.net/figure/Commercial-linear-motors-a-commercial-iron-core-doublesided-PM-LSM-and-b commercial_fig3_331014841 (Ziyaret tarihi: 25 Mayıs 2018).

[31] https://southernpower.com/calinear/calinear.html (Ziyaret tarihi: 25 Mayıs 2018).

[32] https://www.aerotech.com/product-catalog/motors/linear-motor/blmh series.aspx (Ziyaret tarihi: 25 Mayıs 2018).

[33] Kazan E., Design and Implementaion of a Linear Motor For Multi-Car Elevators, Yüksek Lisans Tezi, Sabancı Üniversitesi, Doğa Bilimleri ve Mühendisliği, 2009.

[34] https://skedgo.com/the-future-of-transport-maglev-trains/ (Ziyaret tarihi: 25 Mayıs 2018).

[35] https://www.heidenhain.us/application-stories/first-adopters-of-linear-motors-in-pcb-drilling/ (Ziyaret tarihi: 25 Mayıs 2019).

[36] https://www.alibaba.com/product-detail/Japan-origin-CM602-PICK-AND-PLACE_60676246873.html (Ziyaret tarihi: 25 Mayıs 2019).

[37] http://www.micropositioners.net/micropositioner.htm (Ziyaret tarihi: 25 Mayıs 2019).

[38] http://www.toshiba-machine.com/csproductcatalog.aspx?dept=4 (Ziyaret tarihi: 10 Mayıs 2018).

[39] http://www.powerguru.org/angular-position-sensors-shaft-angle-transducer/ (Ziyaret tarihi: 10 Mayıs 2018).

[40] https://www.researchgate.net/figure/Incremental-encoder-principle-25_fig19_309674149 (Ziyaret tarihi: 25 Mayıs 2019).

[41] https://www.thefabricator.com/article/waterjetcutting/newer-linear-drive-technology-improves-waterjet-accuracy-reduces-costs (Ziyaret tarihi: 25 Mayıs 2019).

[42] https://www.willtec.de/en/measure/magnetic-length-and-angle-measuring-systems/magnetic-sensors/incremental/ (Ziyaret tarihi: 25 Mayıs 2019).

[43] Xie Q., Modeling and Control of Linear Motor Feed Drivers For Grinding Machine , Doktora Tezi, Georgia Institute of Technology, Makine Mühendisliği Bölümü, 2008.

[44] https://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:582454/FULLTEXT01.pdf (Ziyaret tarihi: 25 Mayıs 2019).

[45] Wu B., *High-Power Converters and AC Drives*, 2nd ed., Wiley-IEEE Press, 2017.

[46] Fita D., Field Weakening Control of PMSM, Master's Thesis, Addis Ababa University, Electrical and Computer Engineering, Addis Ababa, 2005.

[47] Li M., Flux-Weakening Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors Based On Z-Souce Inverters, Master's Thesis, Marquette University, Electrical and Computer Engineering, Milwaukee, 2014.

[48] https://vtechworks.lib.vt.edu/bitstream/handle/10919/31493/3.2.3FLUX-WEAKENING.PDF?sequence=5&isAllowed=y (Ziyaret tarihi: 25 Mayıs 2019).

[49] Tran P. H., Matlab/simulink Implementation and Analysis of Three Pulse-Width-Modulation (pwm) Techniques, Master's Thesis, Boise State University, Electrical Engineering, Boise, 2012.

[50] https://manualzz.com/doc/7301508/rx62t-position-control-of-permanent-magnet-synchronous-mo... (Ziyaret tarihi: 25 Mayıs 2019).

[51] Briz F., Cancelas J. A., Diez A., Speed measurement using rotary encoders for high performance AC drives, *Proceedings of IECON'94 - 20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Bologna, 5-9 September 1994.

[52] Petrella R., Tursini M., Peretti L., Zigliotto M., Speed measurement algorithms for low-resolution incremental encoder equipped drives: a comparative analysis, *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, Bodrum, 2-4 September 2007.

EKLER

Ek-A

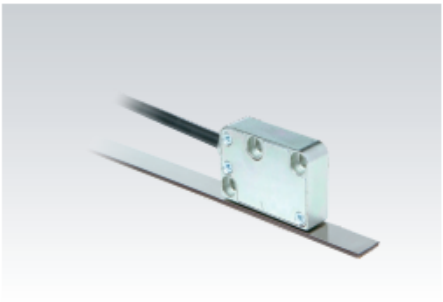
FLM Linear Magnetic Sensors

Resolution up to 0,001mm

FENAC

FLM Linear Magnetic Sensors

18



Features

- **Resolution up to 0,001 mm**
- **Robust mechanical and electrical construction**
- **Protection to IP67**
- **Periodic reference signal**
- **Magnetic Tape FMTL500 (Linear), FMTR500 (Rotary)**
- **Magnetic Tape FMTL200 (Linear), FMTR200 (Rotary)**

Resolution Options :

2.5, 5, 10, 12.5, 20, 25, 40, 50, 80, 100, 200um for 5 mm tape
0,5, 1, 2, 4, 5, 8, 10, 16, 20, 25, 40, 50, 80um for 2 mm tape

Technical data - electrical ratings	
Voltage supply	4.75VDC to 30VDC 4.75VDC to 5.5VDC
Protection:	Output short circuit protection. Reverse polarity protection (except 5V version)
Consumption w/o load	≤60 mA (24 VDC)
Resolution	See part number selection
Reference signal	Zero pulse, width 90° 180°, 360° optional
Output signals	90° shifted A and B, Z + inverted
Output circuit	Linedriver/RS422 Push-pull short-circuit proof
Interference immunity	DIN EN 61000-6-2
Emitted interference	DIN EN 61000-6-4
Approval	CE

Technical data - mechanical design	
Sensor/tape reading distance	0.1...2mm
Pole Length	5mm for FMTL500 tape 2mm for FMTL200 tape
Protection DIN EN 60529	IP 67
Travel speed	≤10000 rpm
Starting torque	≤0.025 Nm (IP 67)
Materials	Housing: Zinc die cast
System accuracy	±0.025mm for linear ±1°
Repead	±10um
Operating temperature	-10...+70 °C
Storage temperature	-30 °C up to +70 °C
Weight approx.	250 g

www.fenac.com.tr

Şekil A.1. Doğrusal artımlı kodlayıcı-1

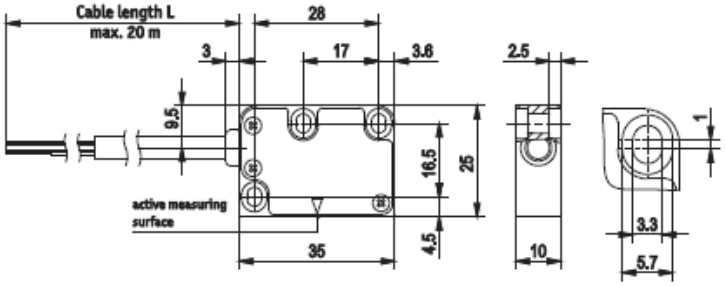
FENAC Automation Control

FLM Linear Magnetic Sensors

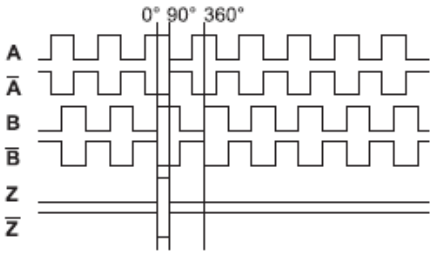
Resolution up to 0,001mm

FLM Linear Magnetic Sensors

Mechanical Dimensions



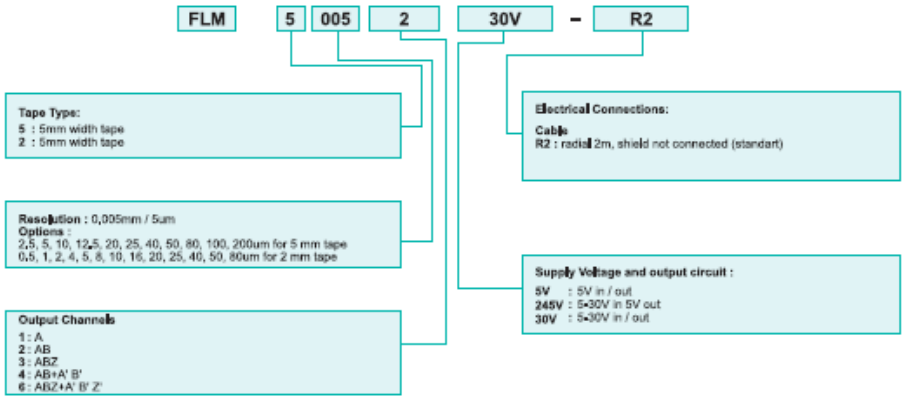
Pulse Diagram



Cable Wiring

Function	Color	Renk	Explanation
+VB	Brown	Kahve	Supply Voltage
GND	White	Beyaz	Ground
A	Green	Yeşil	A Channel
A'	Red	Kırmızı	A Inverted Channel
B	Yellow	Sarı	B Channel
B'	Pink	Pembe	B Inverted Channel
Z	Gray	Gri	Z Channel
Z'	Blue	Mavi	Z Inverted Channel
Shield	Black	Siyah	Shield

Encoder Part Number



Şekil A.2. Doğrusal artımlı kodlayıcı-2

Ek-B

Hızlı Kurulum Rehberi SD-LP

Ürüne Genel Bakış

SD-LP Servo Sürücü Özellikleri

	GÜÇ	400-750-1000 W
Güç	Faz/Voltaj	Tek/Üç Faz
		200 ~ 230 Vac, -15% ~ +10%
	Giriş Akımı (Arms)	Üç Faz → 3.8
		Tek Faz →7
	Kontrol Giriş Voltajı	200 ~ 230 Vac
	Sürekli Çıkış Akımı (Arms)	5.1 A
	Çıkış Voltajı(V)	0 – 110 V
	Maksimum Çıkış Akımı (Arms)	15.3 A
	Aşırı Yükleme(%)	300% (5 s)
	Harici 24V Giriş	
Fren	Fren / Dahili (W)	40 Ω (100W)
	Fren / Harici Minimun (W)	40 Ω
Pozisyon Kontrol Modu	Pozisyon Komut Tipi	Pulse&Direction, AB-Mode
	Maksimum Giriş Frekansı	4 Mpps(Line Driver), 250Kpps(Open Collector)
	Elektronik Vites	Elektronik dişli ile sağlanır
	İleri Besleme Kompenzasyonu	0-100%
	Yumuşatma	Alçak Geçiren Filtre
Hız Kontrol Modu	Hız komut Tipi	Analog Hız Komutu(± 10V), Dahili Hız Komutu
	Hız Kontrol Menzili	1:5000 rpm
	Yumuşatma	Alçak Geçiren Filtre ve S-Eğri Filtre
	Hız Doğruluğu	0 ila 100% yük dalgalanmalarında 0.01%'den az
		± 10 güç dalgalanmasında% 0,01 veya daha az,
		0 ° C ila 50 ° C ortam sıcaklığında dalgalanma % 0.01 veya daha az
Tork Kontrol Modu	Tork Limiti	Parametre ayarı veya analog giriş ile sağlanır.
	Tork Komut Tipi	Analog Tork Komutu(± 10V), Dahili Tork Komutu
	Yumuşatma	Alçak Geçiren Filtre
	Hız Limit	Parametre ayarı veya analog giriş ile sağlanır.

Şekil B.1. SD-LP teknik özellikleri-1

Kontrol ve Haberleşme	Kontrol Metodu	SVPWM Kontrol
	Elektriksel Frekans	0 - 400 Hz
	Enkoder Çözünürlüğü	12 bit artırımlı/mutlak enkoder
		BISS**
		SSI**
		Tamagawa mutlak enkoder
	Haberleşme	RS-232
		RS-485
		USB
		MODBUS
		CANOPEN
I/O	DI/DO	8/5
	AI/AO	2/1
Koruma ve Güvenlik	Koruma	(Aşırı akım, aşırı gerilim, düşük akım, düşük gerilim, aşırı yükleme, aşırı hız, IPM aşırı ısınma, IPM hatası, Enkoder hatası, Fan hatası, Fren direnci hatası, Faz eksikliği, Motor hatası, Eeprom hatası)
	Güvenlik	Safety the Torque Off (STO) *
Boyut ve Çalışma Sıcaklığı	Çalışma Sıcaklığı (°C)	0°C - 55°C
	Boyutlar(HxWxL) (mm)	175x65x170
	Ağırlık (kg)	1,5 kg

Şekil B.2. SD-LP teknik özellikleri-2

Ek-C

Type		9301B	9311B	9321B	9331B	9341B	9351B	9361B	9371B
Measuring range Fz Mx,y > 0 Mx,y = 0	kN kN	±2,5 ±3	±5 ±6,5	±10 ±14	±20 ±25	±30 ±40	±40 ±50	±60 ±90	±120 ±180
Overload	kN	±2,75	±5,5	±11	±22	±33	±44	±66	±132
Shear force Fx,y max. (–Fz = 0)	kN	0,26	0,56	1,35	2,5	3,6	4,8	8	19
Bending moment Mxy max.Fz = 100% Fz = 0	Nm Nm	0,6 4,2	1 10,8	19 53	42 128	55 218	103 358	351 830	1 363 2 829
Torque Mz max. (–Fz = 0; Fx,y = 0)	Nm	1,5	4,7	17,6	37	70	113	230	703
Calibrated ranges	kN N kN	0 … 2,5 0 … 25 0 … –2,5	0 … 5 0 … 50 0 … –5	0 … 10 0 … 100 0 … –10	0 … 20 0 … 200 0 … –20	0 … 30 0 … 300 0 … –30	0 … 40 0 …400 0 …–40	0 … 60 0 … 600 0 … –60	0 … 120 0 …1 200 0 … –120
Response threshold	N	≤0,02							
Sensitivity	pC/N	≈–3,5	≈–4						
Linearity incl. Hysteresis	%FSO	≤±0,5							
Crosstalk Fx,y → Fz (typical)	%	<±3	<2	<3	<3	<5	<5	<4	<4
Bending moment sensitivity	N/Nm	<2,5	<2	<1	<1,5	<0,5	<0,5	<0,3	<0,3
Rigidity	kN/µm	≈0,44	≈0,73	≈1,1	≈1,4	≈2,1	≈2,4	≈3,1	≈6,1
Natural frequency	kHz	≈90	≈70	≈55	≈45	≈40	≈33	≈28	≈22
Operating temperature range	°C	–40 … 120							
Temperature error	N/°C	–1	–1	–10	–50	–52	–90	–173	–500
Temperature coefficient of sensitivity	%/°C	–0,02							
Insulation resistance of force link	Ω	≥1 10^{14}							
Ground-isolation between measuring element and prestress element	MΩ	≥100	≥100	≥100	≥100	≥100	≥100	≥100	≥100
Capacitance	pF	≈8	≈23	≈37	≈55	≈65	≈65	≈150	≈200
Weight	g	14	28	90	170	330	480	1 020	2 500
Connector		KIAG 10-32 neg.							

Şekil C.1. Kuvvet sensörü teknik özellikleri

KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

[1] Tetik M., **Ulu Y**. ve Gurleyen O., Off-Line Auto-Tuning of a Microcontroller-Based PMSM Servo Drive, *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Alexandroupoli, 2018

[2] Demir Y., Ocak O., **Ulu Y**. ve Aydin M., Impact of lamination processing methods on performance of permanent magnet synchronous motors, *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Berlin, 2014

[3] **Ulu Y**., Parlak F. "Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Sürücüleri için Düşük Çözünürlüklü Artımlı Kodlayıcı ile Mikrodenetleyici Kontrollü Hız Ölçüm Teknikleri" *TOK'2017*, İstanbul, 2017

[4] **Ulu Y**., Parlak, F. , A DSP-Controlled High Accuracy Speed Measurement Techniques For Motion Control in PMSM Drivers, Engineering Sciences **13**(01), 2018, 13-20.

ÖZGEÇMİŞ

Ocak 1990 Giresun'da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Giresun Merkez ilçesinde tamamladı. 2008 yılında girdiği üniversite sınavında Kocaeli Üniversitesi Mekatronik Eğitimi bölümünü kazanmış ve 2013 yılında Mekatronik Mühendisi olarak mezun olmuştur. 2015 yılında Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda Yüksek Lisans eğitimine başlamıştır. 2013 yılı temmuz ayında Akım Metal Sanayi ve Tic. A.Ş. firmasında araştırma ve geliştirme mühendisi olarak başlamış olup, görevini halen devam ettirmektedir.