

**FİRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORU
KONUM KONTROLÖRÜ TASARIMI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Hasan GÖDEKOĞLU
504031019**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 19 Eylül 2007
Tezin Savunulduğu Tarih : 02 Ekim 2007**

**Tez Danışmanı : Yrd.Doç.Dr. Özgür ÜSTÜN
Diğer Jüri Üyeleri Prof.Dr. Oruç BİLGİÇ (Y.T.Ü)
Yrd.Doç.Dr. Levent OVACIK (İ.T.Ü.)**

EKİM 2007

ÖNSÖZ

Sektörel öncelikler ve elektrik makinalarında yaşanan gelişmeleri takip edebilmek adına giderek önem kazanan ve uygulama alanı genişleyen Fırçasız Doğru Akım Motorları üzerine çalışabilmek ise ayrı bir mutluluk olmuştur çalışmam boyunca. Yerli ve yabancı literatürde Fırçasız Doğru Akım Motorları üzerine yapılmış çalışmalar motor tasarımı, hız kontrolü yöntemlerinin uygulanması ve kontrol algoritmaları üzerine ileri çalışmalar şeklinde ortaya koyulmuştur. Fırçasız Doğru Akım Motorlarının servo uygulamalarında artan oranlarla kullanılmasıyla beraber konum kontrolörleri önem kazanmıştır. Tez çalışmam ile beraber endüstriyel bir mikroişlemci kullanarak hem motorun çalışması için gerekli güç elektroniği alt yapısını hem de konum kontrolörü algoritmasını beraberce yürütecek mikroişlemci tabanlı bir kontrolör yazılımının elde edilmesini amaçladım.

Tez çalışmam boyunca benden desteğini esirgemeyen tez danışmanım Sayın Yrd.Doç.Dr. Özgür ÜSTÜN'e ve tüm Elektrik Makinaları A.B.D. öğretim görevlilerine

Çalışmama katkılarını hiçbir zaman esirgemeyen tüm SETA Mühendislik ve Makina İm.San.AŞ. ailesine

Kontrolör yazılımının geliştirilmesi, kontrolör ve güç devrelerinin belirlenmesi konularında her zaman yanımda olan Yazgac Technologies ekibine

Bugüne değin yanımda olup beni her zaman destekleyen, destekleri ile bana itici güç olan, emekleri ile beni bugünlere getiren başta anne ve babam olmak üzere tüm aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Ekim, 2007

Hasan GÖDEKOĞLU

İÇİNDEKİLER

	Sayfa No
KISALTMALAR	vi
TABLO LİSTESİ	vii
ŞEKİL LİSTESİ	viii
SEMBOL LİSTESİ	x
ÖZET	xi
SUMMARY	xii
1. GİRİŞ	1
2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN YAPISI	3
2.1 Giriş	3
2.2 Sabit Mıknatıslar	3
2.3 Stator Sargıları	3
2.4 Fırçasız Doğru Akım Motoru Çeşitleri	4
2.4.1 Dış Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Motorları	4
2.4.2 Disk Tipi Fırçasız Doğru Akım Motorları	5
2.4.3 İç Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Motoru	6
3. FDAM KARAKTERİSTİĞİ VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ KUMANDA DEVRELERİ	8
3.1 Motor Karakteristiği	8
3.2 Güç Elektroniği Kumanda Devresi	12
3.2.1 Tek-Kutuplu Uyarım	13
3.3 Konum Algılama ve Konum Kontrolü	14
3.4 Moment-Hız Karakteristiği	15
4. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORU KONTROLÜ	17
4.1 Giriş	17
4.2 Fırçasız Doğru Akım Motor Kataloglarında Yer Alan Bazı Terimler	17
4.2.1 Durma Anındaki Sürekli RMS Akımı I_s	17
4.2.2 Moment Sabiti k_t	17
4.2.3 Ters EMK Sabiti k_E	17
4.2.4 Mekanik Zaman Sabiti τ_m	17
4.2.5 Elektriksel Zaman Sabiti τ_e	18
4.3 Fırçasız Doğru Akım Motoru Matematik Modelinin Elde Edilmesi	18
4.4 Fırçasız Doğru Akım Makinesi Kontrol Sistemleri	21
4.4.1 Geri Besleme ve Kapalı Çevrim Kontrol	21
4.4.2 Hız Kontrolörleri ve Servo Sistemler	21
4.4.3 Hız Kontrolü	22
4.4.4 Konum Kontrolü	22

	Sayfa No
4.4.5 Moment Kontrol	22
5. UYGULAMADA KULLANILAN DEVRELER ve ÖZELLİKLERİ, PROGRAMLAMA YÖNTEMİ ve AKIŞ ÇİZELGESİ	24
5.1 Kontrol Devresi	24
5.2 Güç Devresi	24
5.3 Yazılım Mimarisi	27
5.3.1 Uygulama Katmanı	27
5.3.2 Orta Seviyeli Algoritmalar	27
5.3.2.1 PI Düzenleme	27
5.3.2.2 FDAM Motor Sürme	28
5.3.2.3 Haberleşme Protokolü	28
5.3.3 En Alt Seviyeli Algoritmalar	28
5.3.3.1 WDG	28
5.3.3.2 I/Os	28
5.3.3.3 MTC	28
5.3.3.4 ADC	28
5.3.3.5 LIN / SCI	29
5.3.3.6 SCI	29
5.3.3.7 16-bit Sayıcı	29
5.4 MTC Katmanı İçersinde Yer Alan Kesme Kaynakları	29
5.4.1 MTC_U_CL_SO_IT	29
5.4.2 MTC_C_D_IT	30
5.4.3 MTC_R_Z_IT	33
5.5 Uygulama Katmanı Detaylı Açıklamaları	35
5.5.1 regul.c	35
5.5.2 adc.c	35
5.5.3 it_ST7MC.c	36
5.5.4 ports.c	36
5.6 Hall-Effect Sensörleri ile Kontrol	36
5.7 Sensör ile Kontrol Algoritmasında İlk Hareket	37
5.8 Sensörsüz Fırçasız Doğru Akım Motoru Kontrolü Yaklaşımı ve Akış Çizelgesi	38
5.9 ST7FMC Mikroişlemci Ailesi PWM Üretici ve Kontrolü	43
5.9.1 Gerilim Modunda PWM Kontrolü	46
5.9.2 Akım Modunda PWM Kontrolü	47
5.9.3 Akım Modunda PWM İşaret Kaydedicisi Ayarı	49
5.9.4 PWM Kaydedicisi	50
5.10 PI kontrolör uygulanması ve hassas ayarlanması	51
5.10.1 Teorik altyapı	51
5.10.2 Kontrolör katsayılarının ayarlanması	52
5.10.2.1 Örnekleme zaman sabitinin ayarlanması	52
5.10.2.2 Oransal katsayının (k_p) ayarlanması	53

	Sayfa No
5.10.2.3 İntegral katsayısının (k_i) ayarlanması	54
5.11 PWM Yönetimi ve Back-EMF Okunması	56
5.11.1 PWM Sinyalinin Üst Anahtar Grubuna Uygulanması	58
5.11.2 PWM Sinyalinin Alt Anahtar Grubuna Uygulanması	59
5.12 PWM Yönetimi ile İlgili ST7FMC Kaydedicileri	61
5.12.1 Parity Kaydedicisi (MPAR)	61
5.12.2 Polarity Kaydedicisi (MPOL)	62
5.12.3 Durum Faz Kaydedicisi (MPHST)	63
5.13 Sargı Demagnetizasyonu	64
5.13.1 PWM Sinyali Alt Anahtarlarına Uygulandığında Demagnetizasyonun Hızlandırılması	64
5.13.2 PWM Sinyali Üst Anahtarlarına Uygulandığında Demagnetizasyonun Hızlandırılması	67
5.13.3 Demagnetizasyonu Hızlandırmak Amacı İle Kaydedicilerin Kurulumu	69
6. SONUÇLAR ve TARTIŞMA	70
6.1 Kurulan Deney Düzenegi ve Özellikleri	70
6.2 Sensörsüz Kontrol Deney Sonucu Elde Edilen Veriler	76
6.3 Sonuç	81
KAYNAKLAR	83
ÖZGEÇMİŞ	86

KISALTMALAR

FDAM	: Fırçasız Doğru Akım Motoru
BLDC	: Brushless Direct Current Motor
rpm	: Revolution per minute – devir / dakika
zıt-EMK	: Back Electromotor Force – Zıt Elektromotor Kuvvet
PMSM	: Permanent Magnet Synchronous Motor – Kalıcı Mıknatıslı Senkron motor
PMAC	: Permanent Magnet Alternative Current Motor – Kalıcı Mıknatıslı Alternatif Akım Motoru
DA	: Direct Current – Doğru Akım
AA	: Alternative Current – Alternatif Akım
IGBT	: Isolated Gate Bipolar Transistor
BJT	: Bipolar Junction Transistor
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MCT	: MOS Controlled Thyristor
PWM	: Pulse Width Modulation – Darbe Genlik Modülasyonu
VIPER	: Vertical Intelligent Power Enhanced Regulator
MCU	: Microcontroller Unit

TABLO LİSTESİ

	Sayfa No
Tablo 5.1 : Sensör doğruluk tablosu	36
Tablo 5.2 : MPRSR kaydedicisi	49
Tablo 5.3 : Frekans Seçimi	50
Tablo 5.4 : PWM Kaydedicisi.....	50
Tablo 5.5 : 0 Durumu Seçim Tablosu	51
Tablo 5.6 : Parity Kaydedicisi Bitleri	61
Tablo 5.7 : Polarity Kaydedicisi Bitleri	62
Tablo 5.8 : Faz Durum Kaydedicisi Bitleri	63
Tablo 5.9 : MCRB kaydedicisi içersindeki OS bitleri	69
Tablo 6.1 : Deney Sonuçları	76

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa No
Şekil 2.1 : Rotoru Dışta FDAM	5
Şekil 2.2 : Dış Rotorlu FDAM İle Fan Uygulaması	5
Şekil 2.3 : Disk Tipi FDAM	6
Şekil 2.4 : Rotoru İçte FDAM	7
Şekil 2.5 : İç Rotorlu FDAM Mıknatıs Yerleştirme Çeşitleri	7
Şekil 3.1 : 12 Stator Oluklu Ve 4 Rotor Kutuplu Üç Faz Fırçasız Doğru Akım Motoru.....	9
Şekil 3.2 : 6 Oluklu 4 Kutuplu Üç Faz Fırçasız Doğru Akım Motoru	9
Şekil 3.3 : 12-Oluklu Ve 6-Oluklu Motorun Zıt-EMK Dalga Şekilleri	10
Şekil 3.4 : 120° Bipolar Akımlı Üç Faz Fırçasız Doğru Akım Motoru İçin Zıt-EMK Ve Faz Akımı Dalga Şekilleri.....	11
Şekil 3.5 : Üç Faz Fırçasız Doğru Akım Motoru İçin IGBT Tabanlı Evirici Devre Şeması	11
Şekil 3.6(a) : Akım Düzenlemesi İçin Soft-Chopping(a) Örneği	13
Şekil 3.6(b) : Akım Düzenlemesi İçin Hard-Chopping(b) Örneği	13
Şekil 3.7 : Fırçasız Doğru Akım Motoru Sürücü Blok Gösterimi..	14
Şekil 3.8 : Fırçasız Doğru Akım Motoru Kullanılan Pozisyon Servo Kontrolü Blok Gösterimi	15
Şekil 3.9 : Değişken Hız Sürücülerinde Sabit Moment ve Sabit Güç Bölgeleri	16
Şekil 3.10 : Yüksek Hızda Doyum Noktasına Ulaşmış Akım Düzenleyicisi Durumunda Faz Akım ve Moment Dalga Şekilleri	16
Şekil 4.1 : FDAM Eşdeğer Devresi	19
Şekil 5.1 : Kontrol Devresi Devre Şeması	25
Şekil 5.2 : Güç Devresi Devre Şeması	26
Şekil 5.3 : Yazılım Katmanları	27
Şekil 5.4 : Akım Sınırı Aşması Durumu İşlenmesi	30
Şekil 5.5 : Komutasyon Durumu İşlenmesi	31
Şekil 5.6 : Komutasyon Durumu İşlenmesi Devamı	32
Şekil 5.7 : Z Olayı İşlenmesi	33
Şekil 5.8 : RP Olayı İşlenmesi	34
Şekil 5.9 : RM Olayı İşlenmesi	34
Şekil 5.10 : Fırçasız Doğru Akım Motoru Programı Genel Akış Çizelgesi	39
Şekil 5.11 : Başlangıç Parametrelerinin Ayarlanması Akış Çizelgesi	40
Şekil 5.12 : Ana Program Döngüsü	42
Şekil 5.13 : ST7FMC PWM Üreteci Detaylı Gösterimi	44
Şekil 5.14 : PWM Kontrolörü	45

	Sayfa No
Şekil 5.15 : Gerilim Kontrol Modunda Akım Sınırlaması	46
Şekil 5.16 : Gerilim Modu Ölçüm Sonuçları Dalga Şekilleri	47
Şekil 5.17 : Akım Kontrol Modunda Akım Düzenlenmesi	48
Şekil 5.18 : Akım Modu Ölçüm Sonuçları Dalga Şekilleri	49
Şekil 5.19 : $k_i = 0$ için k_p İle Hız Ayarının Sağlanması	53
Şekil 5.20 : k_i Ayarlanması (k_p ve T_s Sabit)	55
Şekil 5.21 : PI Kontrolör Akış Diyagramı	56
Şekil 5.22 : PWM Aktif Durumda İken Akım Yolu	57
Şekil 5.23 : Anahtarlar Aktif Durumda Değilken Akım Yolu.....	59
Şekil 5.24 : Anahtar Açık Devre İken Akım	60
Şekil 5.25 : Üst Grup T2 Anahtarının PWM OFF Süresi Boyunca Normal Akımda ve Serbest Geçiş Akımı (Noktalı Çizgili) İle $\Sigma 4$ Adımını Gösterir (T2 ve T3 Anahtarları İletimde)	65
Şekil 5.26 : Demagnetizasyon PWM ON Zamanı Süresince Adım $\Sigma 5$ (T4 ve T3 Anahtarları İletimde)	65
Şekil 5.27 : Alt Anahtarların PWM OFF Süresince Demagnetizasyonun Hızlanması	66
Şekil 5.28 : Adım $\Sigma 3$ (T2 ve T1 Anahtarları İletimde)	67
Şekil 5.29 : Adım $\Sigma 4$ (T2 ve T3 Anahtarları İletimde)	68
Şekil 5.30 : Üst Anahtar Grubu PWM OFF Süresince Demagnetizasyonun Hızlanması	68
Şekil 6.1 : Kontrol Kartı ControlBD-7FMC	70
Şekil 6.2 : Güç Kartı PowerBD-300	71
Şekil 6.3 : Kontrol Kartı ve Güç Kartının Bağlanması	71
Şekil 6.4 : Programlama Kartının Kontrol Kartına Bağlanması, USB Üzerinden PC Bağlanması	72
Şekil 6.6 : Pozisyonlama Tezgahı ve Motor Bağlantısı	73
Şekil 6.7 : Çelik Metre Ve Gösterge Oku	73
Şekil 6.8 : Faz Gerilimlerinin Ölçülmesi Osilaskop Ekranı	74
Şekil 6.9 : Hedef Konuma Hareket Ederken Motor Faz Gerilimi Dalga Şekli (time/div = 50ms)	77
Şekil 6.10 : Hedef Konuma Hareket Ederken Motor Faz Gerilimi Dalga Şekli (time/div = 10ms)	77
Şekil 6.11 : Hedef Konuma Hareket Ederken Motor Faz Gerilimi Dalga Şekli (time/div = 10ms)	78
Şekil 6.12 : Konum Kontrolörü İle Sürülen FDAM Konum Eğrisi.	78
Şekil 6.13 : Hedef Konuma Hareket Ederken Motor Faz Arası Gerilimi Dalga Şekli (time/div = 50ms)	79
Şekil 6.14 : Hedef Konuma Hareket Ederken Motor Faz Arası Gerilimi Dalga Şekli (time/div = 20ms)	80
Şekil 6.15 : Hedef Konuma Hareket Ederken Motor Akım Dalga Şekli (time/div = 20ms) (volt/div = 50mV)	80

SEMBOL LİSTESİ

T	Mıknatıslanma
V, E	Gerilim
I	Akım
W	Güç
C	Kapasite
L	Endüktans
V_{dc}	DA Barası Besleme Gerilimi
θ	Konum, Açık
ω	Açık Hız
T_e, T_m, T_{ort}	Moment
k_t	Moment Sabiti
k_e	Zıt-EMK sabiti
τ_e, τ_m	Zaman sabiti
J	Atalet momenti
R	Direnç
k_i	Integral katsayısı
k_p	Oransal katsayı
k_{p_pos}	Konum kontrolörü oransal katsayı

FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORU KONUM KONTROLÖRÜ TASARIMI

ÖZET

Bu çalışmada, endüstriyel uygulama alanları giderek genişleyen Fırçasız Doğru Akım Motorunun ST Microelectronics firmasının ST7 ailesinden bir mikroişlemci ile konum kontrolörünün tasarımı amaçlanmıştır.

Çalışmanın başlangıcında fırçasız doğru akım motorunun iç yapısı ve piyasada sıklıkla karşılaşılan tip motorlar açıklanmıştır. Motorun çalıştırabilmesi için gerekli olan elektronik devreler ve bu düzeneklere neden ihtiyaç duyduğu peşi sıra anlatılmaktadır. Fırçasız doğru akım motorunu kontrol edebilmek için gerekli veriler ve bu verilerin nasıl kullanılacağı açıklanarak çalışmanın detaylarına geçilmiştir.

Fırçasız Doğru Akım Motorunun ihtiyaç duyduğu anahtarlama ve pozisyon algılama, konum kontrolü öncesinde yapılması gereken moment ve hız kontrol algoritmaları ve konum kontrolörü alt yapısı mikroişlemci içerisinde çalışan yazılım ile karşılanmıştır. Motorun kendi üzerinde yer alan Hall sensörleri vasıtası ile rotor konumu algılanması sağlanabileceğinin yanısıra seçilen sensörsüz kontrol algoritması ile zıt-emk dalga şeklinin sıfır geçiş anlarının algılanması sayesinde hem motorun çalışması için gerekli rotor konumu hem de konum kontrolü için gerekli konum bilgi kaynağı oluşturulmuştur. Motorun temel gereksinimlerini karşılamak üzere kullanılan işlemcinin sunduklarına yer verilmiş ve bunların detaylı açıklamaları yapılmıştır.

Kullanılan algoritmalar ve devre düzeneğinin gerek hız gerek moment kontrolündeki yetenekleri konum kontrol algoritmasında başarılı olunmasına yardımcı olmuştur. Kurulan test düzeneği ile de yazılım içerisinde kolayca güncellenebilen parametrelerin değişimleri ile konum kontrolörünün davranışlarındaki farklılıkların ortaya koyulabilmesi istenmiştir. Son olarak da kurulan deney düzeneği ve devrelerin resimleri ile beraber elde edilen sonuçlar sunulmuştur.

DESIGN OF BRUSHLESS DC MOTOR POSITION CONTROLLER

SUMMARY

In the thesis, to be able to design a position controller has been aimed based on ST7 microcontroller family from ST Microelectronics for brushless dc machines that they are widely used in the industry.

At the beginning, the basic structure of the brushless dc machines and generally used BLDC motors types are explained first. Then why brushless dc machines needs an electronics circuit and the detailed explanations of these electronics are described. After mentioned about required datas to control brushless dc machines and how to use these datas, the details of the study is started to explain.

The basic requirements of brushless dc machines, switching sequences and rotor position detection, speed and torque control algorithms needed just before position controlling and position controller background obtained from the code that run inside the microcontroller. To get the rotor position of the motor, the Hall Effect sensor inside the motor could be used. But for detection of rotor position, detection of the zero-crossing event of the Back-EMF waveform of the windings is used, for driving BLDC. And also position source is obtained with this way. In this section of thesis, the solutions of ST Microcontrollers for the basic requirements of controlling of a BLDC machines is described.

The capabilities of selected circuit and used algorithms on both torque and speed control has been helpfull on the success of the position control algorithm. The varies of behaviours of the controller is tried to be visualized by included parametric variables included the algorithm inside the controller.

Finally the with the figures of the test equipments and circuits, the results of the study is presented in the last section.

1. GİRİŞ

Doğru akım motorlarında karşılaşılan işletme zorlukları ve düzenli bakım gereksinimleri, güç elektroniği elemanlarının ve elektronik kontrol düzeneklerinin gelişimi uygulamalarda ihtiyaçları çözümleyecek farklı motorların sunumunun yolunu açmıştır. Gerek maliyet gerekse teknolojik zorluklarla tercih edilmeyen motor uygulamaları günümüzde tercih edilir hale gelmiştir. Özellikle fırça-kollektör düzeninin sık arıza yapmaya açık olması ve sürekli bakım gereksinimi doğru akım motorlarına yönelik talebi azaltmıştır. Bu ihtiyaca cevap verecek fırça düzeneği gerektirmeyen ancak doğru akım motoru karakteristiklerine sahip fırçasız doğru akım motorunu giderek piyasada kullanılır hale getirmiştir.

Malzeme biliminin gelişmesiyle yüksek enerji kapasiteli ve stabil mıknatısların çoğalması, rotor sargısı yerine bu mıknatısları kullanımını beraberinde getirmiştir. Bu sayede ilk etapta fırça düzeneğinden kurtulmak mümkün olabilmiştir. İkinci etapta ise stator sargısında doğru gerilim ile döner alan oluşturma problemi, güç elektroniğinin yardımıyla aşılmıştır. Bütün bu işlemler uygulandığında karşımıza çıkan fırçasız doğru akım makinesi endüvi ile uyarması yer değiştirmiş sabit mıknatıslı bir doğru akım makinesi gibi de düşünülebilir.

Yapısal olarak rotorunda sabit mıknatıs bulunan senkron makineye benzemesine karşın statoru, frekans çevirici olarak çalışan güç elektroniği devreleri ile beslendiği ve konum algılayıcıları bağlandığı takdirde makine şönt uyarmalı doğru akım makinesi olarak davranacaktır [1].

Bu noktada fırçasız doğru akım motorunun fırça içermemesi ve hız kontrolünün düzgün yapılabilmesi en önemli üstünlükleridir. Bu sayede birçok kullanım sahasında servomotor uygulaması olarak yerini almıştır. Özellikle basınçlı hava, otomobil hava düzenleyici, floppy disk sürücüler, video ve cd oynatıcı ve özellikle de robotik uygulamalarında servo kontrol ihtiyacını karşılamak amaçlı kullanılmaktadır.

Fırçasız doğru akım motorunun uygulamasında motor tasarımının yanısıra giderek kontrol tarafı ön plana çıkmaktadır. Temel güç elektroniği devreleri ile kontrol ediliyor olmasına rağmen geliştirilmiş kontrol algoritmaları ile uygulamalar geliştirilmesi artan ihtiyaç konusudur. Mikroişlemcilerin yeteneklerinde ortaya koyulan artış elde edilen matematiksel modellerin uygulanması ve bu modellere yönelik gelişmiş sayısal kontrolörlerin tasarlanmasını kolaylaştırmıştır. Endüstrinin gereği olarak hem teknolojik yetenekleri gelişmiş hem de ekonomik ve uygulanabilir çözümler oluşturulabilmesi de yukarıda belirtilen gelişmeler beraberinde mümkün hale gelmiştir.

Güç elektroniği elemanları ve mikroişlemci ve/veya mikrokontrolör üreticileri de gelişen fırçasız doğru akım motoru pazarını dikkate alarak sadece fırçasız doğru akım kontrolüne yönelik elemanlar geliştirerek pazara sunmuşlardır. Mikroişlemciler yada kontrolör tümleşik devreleri açısından bakılacak olursa hız kontrolü, anahtarlama elemanlarının tetiklenmesi, pozisyon bilgilerinin algılanması gibi fırçasız doğru akım motorlarının temel ihtiyaç ve uygulamaları için özel elemanlar üretici kataloglarında yerlerini almıştır. Güncel kontrolörler arasında ise fırçasız doğru akım motoru temel girdi ve çıktıları hazır olarak sunulmuş, geniş programlama ve veri alanına sahip, farklı kontrol algoritmaları arasında parametrik ayarlarla uyumlaştırılabilen mikroişlemciler ön plana çıkmaktadır.

Tezin konusu olan Fırçasız Doğru Akım Motorunun Konum Kontrolörünün tasarımı için bahsi geçen mikroişlemciler arasında ST Microelectronics Inc. Şirketinin ST7 mikroişlemci ailesinden ST7FMC serisi bir mikroişlemci kullanılmıştır. Bugüne değin yayınlanmış literatürde ve Fırçasız Doğru Akım Motorlarına yönelik yapılmış benzeri tez çalışmalarında ortaya koyulan bilgilerin üzerine endüstriyel ihtiyaçlara yönelik ve güncel bir çalışma elde edebilmek adına bu çalışmada temel kontrol ihtiyaçları ST7FMC tarafından karşılanan ancak pozisyon kontrolörü kısmında yazılım ağırlıklı bir çalışma ortaya koyulmuştur.

2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN YAPISI

2.1 Giriş

Fırçasız doğru akım motorları çoğunlukla geniş magnetik kutuplardan oluşan yüzey mıknatısları kullanılan ve konsantre stator sargıları olan makinelerdir. Motor tasarımı otomatik kontrollü inverter karakteristiğini karşılayabilmek için stator fazlarının sargı yoğunluğunda olduğu gibi hava aralığı akı yoğunluğu dalga formunun bir kare dalga form dağılımı olması üzerine kuruludur [3].

2.2 Sabit Mıknatıslar

Fırçasız doğru akım motorları rotor yüzeyine sabit mıknatıslar sayesinde uzun ömürlü bir magnetik alan sağlanması özelliğine sahiptir. Ferrite ve seramik mıknatıslar özellikle düşük maliyetli motor üretiminde tercih edilen mıknatıslardır. Bu tip mıknatıslar şimdilerde 0.38 T mıknatıslanma değeri ve 2. bölge işletme için olabildiğince düzgün bir demagnetizasyon karakteristiğine sahip şekilde piyasada kolayca bulunabilmektedir.

Bir motor için magnetik malzeme seçiminde dikkat edilmesi gereken birincil hususlar motorun birim hacmine düşen moment miktarı, işletme sıcaklığı aralığı ve işlevselliği açısından mıknatıs sertliği değerleridir [4].

Rotor kutuplarının sayısı maksimum dönüş hızına tes orantılıdır ve imalat yönteminden kaynaklanan kısıtlara uymak üzere seçilirler. Çoğunlukla fırçasız doğru akım motorları dört, altı veya sekiz kutuplu makinelerdir ancak piyasada çoğunlukla tercih edilen dört kutuplu makinelerdir.

2.3 Stator Sargıları

Fırçasız doğru akım motorları genel olarak üç fazlı olarak kabul edilirler ancak bu her zaman geçerli değildir. Özellikle düşük güç seviyeleri gerektiren soğutma uygulamaları gibi ucuz maliyetli olması beklenen uygulamalarda iki yada tek fazlı olarak da kullanılmaktadırlar. Diğer yandan yüksek güçlü uygulamalarda da üçten fazla kutuplu olarak uygulanmaktadırlar.

Stator oluk sayısı rotor kutuplarına, faz sayısına ve sarım biçimine bağlı olarak belirlenir. Genel olarak, kısmi oluk/kutup sayısı tasarımı doldurma momentini en aza indirmek üzere tercih edilen bir uygulamadır [1].

2.4 Fırçasız Doğru Akım Motoru Çeşitleri

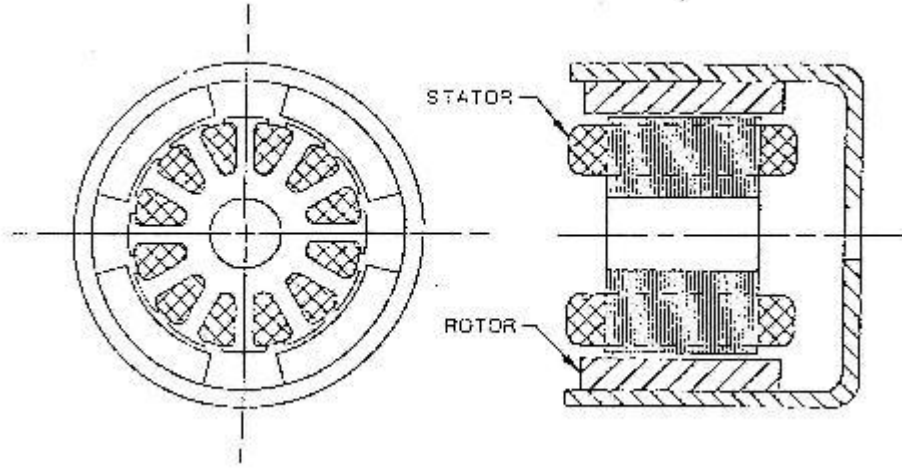
Fırçasız doğru akım motorları rotorunun yapısına göre üç çeşide ayrılırlar. Bunlar;

- Dış Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Motorları
- Disk Tipi Fırçasız Doğru Akım Motorları
- İç Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Motorları

2.4.1 Dış Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Motorları

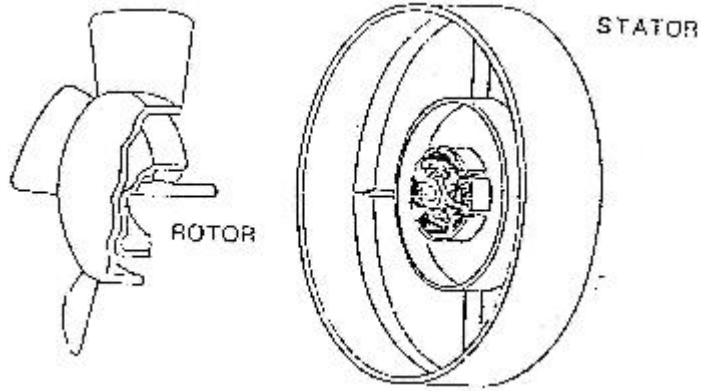
Dış rotorlu fırçasız doğru akım motor tipinde mıknatıslar stator sargısının dışında bulunan rotor yuvarlağının içine yerleştirilir. Bu durum döner kısmın kütlesinin artmasına ve atalet momentinin yüksek olmasına sebep olur. Örneğin floppy disk sürücülerinde hızın değişim göstermeden sabit kalması için yüksek ataletli rotor gereği dış rotorla karşılanabilir.

Mıknatısları rotor yuvası içinde yerleştirmek suretiyle kolayca tutturabilmek, üretim tekniği açısından avantaj sağlar (Şekil 2.1). Ancak yüksek kütle sebebiyle denge sorunu çıkabilir. Ayrıca çift rulman yerine tek rulman ve mil-yatak kullanabilme imkanı bu tipin üretim maliyetini düşüren etkenlerdir. Bir diğer etken, mıknatıs alanının iç rotor tipine göre daha geniş tutulabilmesidir. Böylece düşük kalitede ucuz mıknatıslar kullanılabilir[1].



Şekil 2.1 : Rotoru Dışta FDAM

Tipik uygulama yeri olarak fan ve basınçlı hava makinaları gösterilebilir. Otomobillerde kullanılan otomatik kontrollü klima motorları buna bir diğer örnektir. Dikkat çekilmesi gereken ise tüm bu uygulamaların yüksek hız gerektiren uygulamalar olduklarıdır (Şekil 2.2).



Şekil 2.2 : Dış Rotorlu FDAM İle Fan Uygulaması

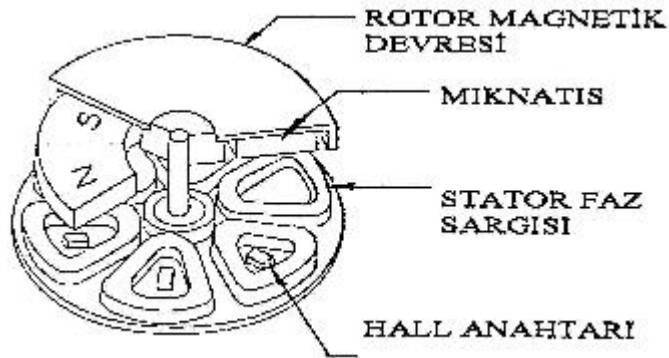
2.4.2 Disk Tipi Fırçasız Doğru Akım Motoru

Bir yüzeyinde mıknatıslar yerleştirilmiş çelikten yapılmış disk rotoruna sahiptir (Şekil 2.3) Statorunda ise buna karşılık düşen uyarma sargıları bulunur. Sargıları baskılı devre şeklinde imal etmek de mümkündür.

Bu tür motorlarda hız geri beslemeli kapalı çevrim kontrollü bir sistemle düşük hızlarda çok yumuşak performans sağlanabilir. 1000 rpm üzerindeki uygulamalarda

stator veya rotor disk çeliğinde ısı problemleri ortaya çıkabilmektedir. Bunu gidermek için yüksek hızlarda çalışması istenen makinalarda ek maliyetler söz konusu olacaktır.

Düşük güç ve düşük hız uygulamalarında bu tip fırçasız doğru akım motoru daha uygun olacaktır. Eğer ki düşük hız ve yüksek güç ihtiyaı ortaya çıkar ise iç rotorlu yüksek kutup sayılı fırçasız doğru akım motoru bu ihtiyaı karşılamak üzere seçilmelidir [1].

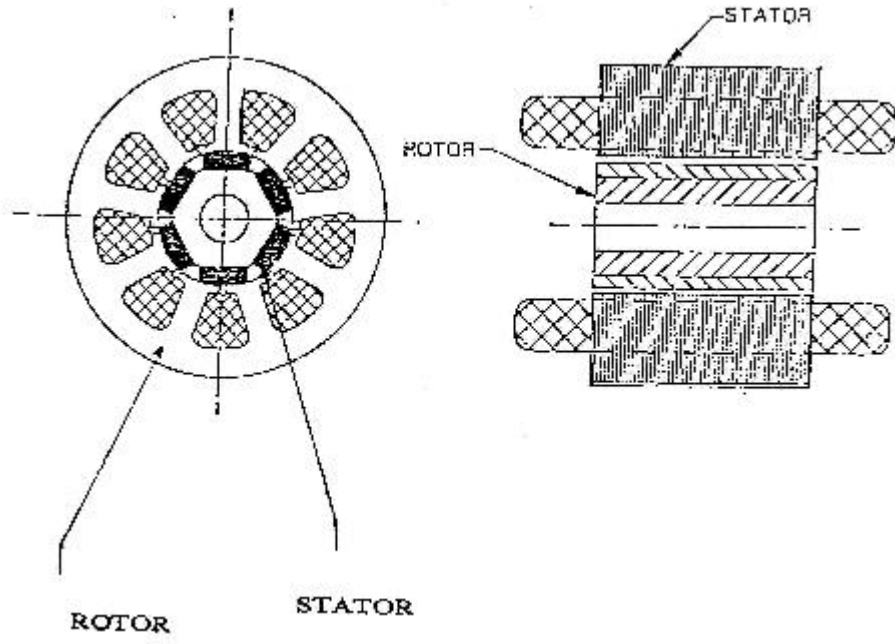


şekil 2.3 : Disk Tipi FDAM

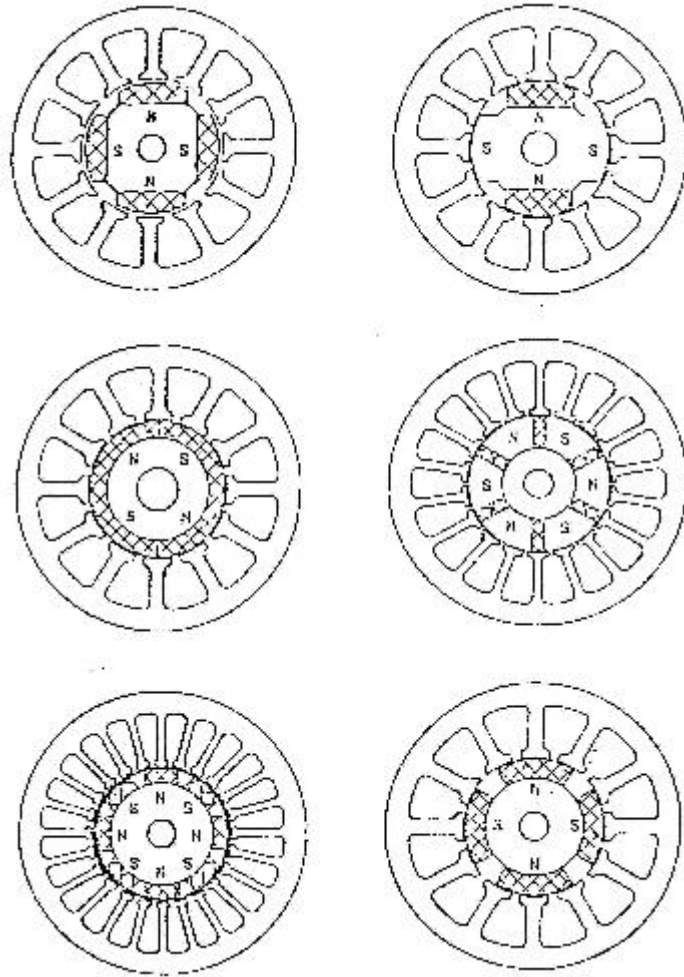
2.4.3 İç Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Motoru

Uygulama sahası oldukça fazla olan iç rotorlu fırçasız doğru akım motoru, yüksek güç ve moment gerektiren durumlarda tercih edilmektedir (şekil 2.4). Yüksek hızlarda mıknatısları ekstra bağlantı elemanları ve bilezikler ile rotora sabitleme ihtiyaının ortaya çıkması üretim maliyetlerini arttırmaktadır. Rotora mıknatıslar farklı şekillerde yerleştirilebilirler, şekil 2.5 de farklı yerleştirme şekilleri gösterilmektedir.

Servo uygulamalarında yüksek kalkış ve duruş momenti ihtiyaı, rotorun atalet momentinin küçük tutulması ve yüksek enerji verebilen sabit mıknatıslar kullanılmasını gerektirir [2].



Şekil 2.4 : Rotoru İçte FDAM



Şekil 2.5 : İç Rotorlu FDAM Mıknatıs Yerleştirme Çeşitleri

3. FDAM KARAKTERİSTİĞİ VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ KUMANDA DEVRELERİ

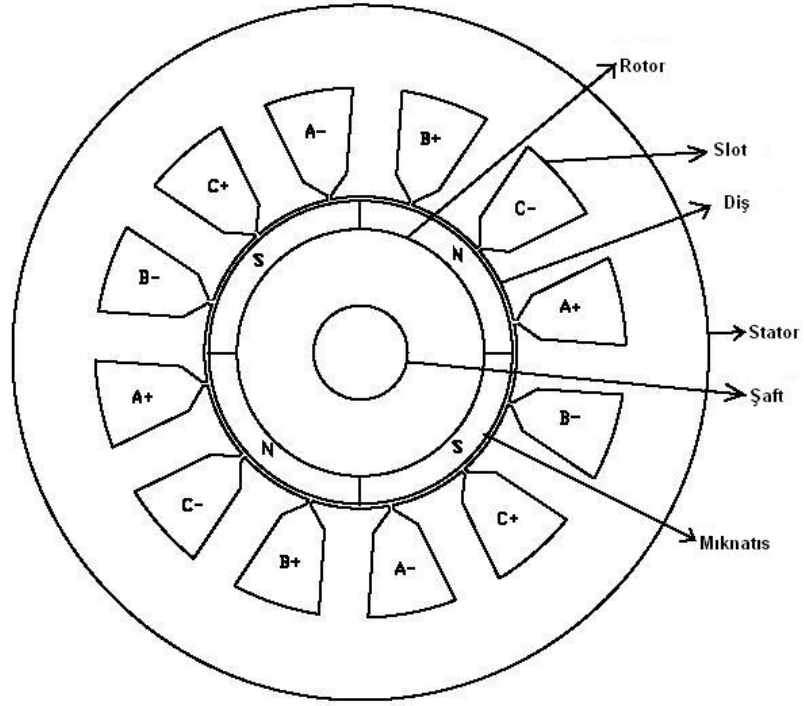
3.1 Motor Karakteristiğı

Motorun hava aralığı akı yoğunluğu dalga şekli esasen bir kare dalga formudur fakat saçılma etkisi ile dalga şeklinin köşelerinde bir miktar yuvarlanmalar oluşmaktadır. Rotorun dönüşü ile, her fazda zamana bağlı olarak endüklenen gerilimin dalga şekli rotor konumu ile ilintili olarak hava aralığı akı yoğunluğu dalga şeklinin birebir kopyası olmaktadır. Zıt-emk dalga şekli fırçasız doğru akım motoru ile sinüsoidal zıt-emk dalga şekline sahip kalıcı mıknatıslı senkron motoru (permanent magnet synchronous motor, PMSM) birbirinden ayıran ana özelliktir. Böylelikle literatürde giderek artan oranda bu iki kalıcı mıknatıslı alternatif akım makinesini (permanent magnet AC, PMAC, machines) tarif etmek üzere “trapezoidal motor” ve “sinüsoidal motor” ifadeleri terminoloji olarak yer almaya başlamıştır.

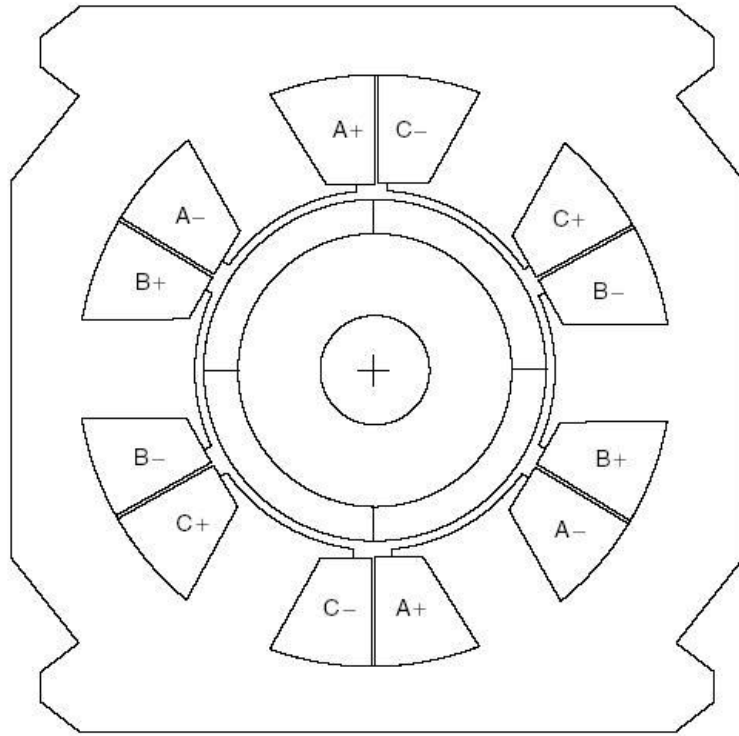
Faz başına endüklenen zıt-emk gerilimi bir üç fazlı makinede olduğu üzere birbirine şeklen benzer ve aralarında 120° elektriksel faz farklı olmaktadırlar. İlgili fazın zıt-emk dalga formunun tepe noktası ile uygun olarak her fazın kare dalga formunda akım pulse'ları ile beslenmesi sonucu fırçasız doğru akım motorun çoğunlukla sabit moment elde edilmesi mümkün olabilmektedir. Her zıt-emk yarım dalga şeklinin tepe değeri yumuşak çıkış momenti elde edebilmek adına olabildiğince geniş tutulmalıdır ($\geq 120^\circ$). Bu durum Şekil 3.1 de verilen 12-oluklu motor ile karşılanabilmektedir ancak Şekil 3.2 de belirtilen 6-oluklu motor ile tam olarak karşılanamamaktadır çünkü 12-oluklu motor düzgün yayılmış sargılara sahipken 6-oluklu motor da sargı aralıkları kutup eğimlerinden kısadır.

Sonlu elemanlar metodu kullanılarak hesap edilmiş her iki oluk sayısına sahip motorun zıt-emk karşılaştırılması Şekil 3.3 de görülebilmektedir. Şekilden de kolaylıkla anlaşılacağı üzere 6-oluklu motor daha küçük bir tepe genişliğine sahiptir ve bu 120° bipolar enerjilendirme için uygun değildir. Buna rağmen bu motor

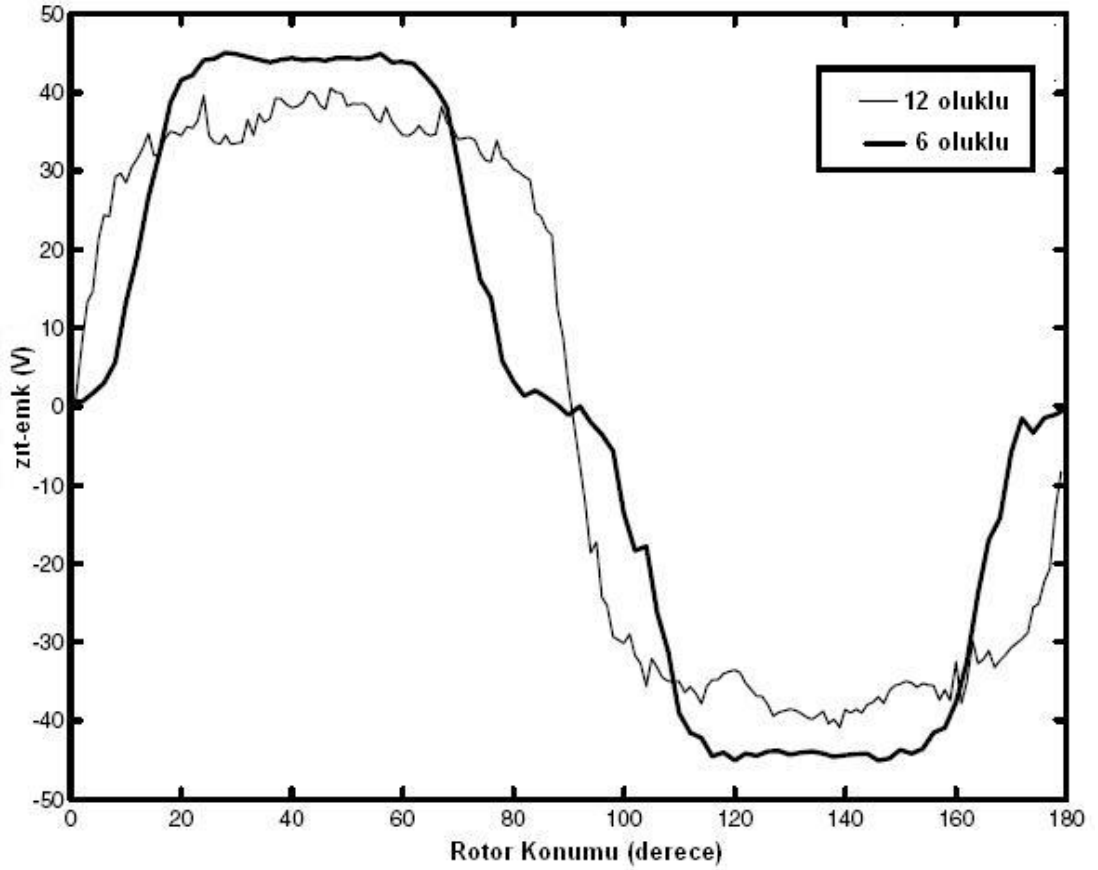
unipolar enerjilendirme konusu altında açıklanacak diğer dalga şekilleri ile enerjilendirme yöntemlerine uygun olabilecektir.



Şekil 3.1 : 12 Stator Oluklu ve 4 Rotor Kutuplu Üç Faz Fırçasız Doğru Akım Motoru

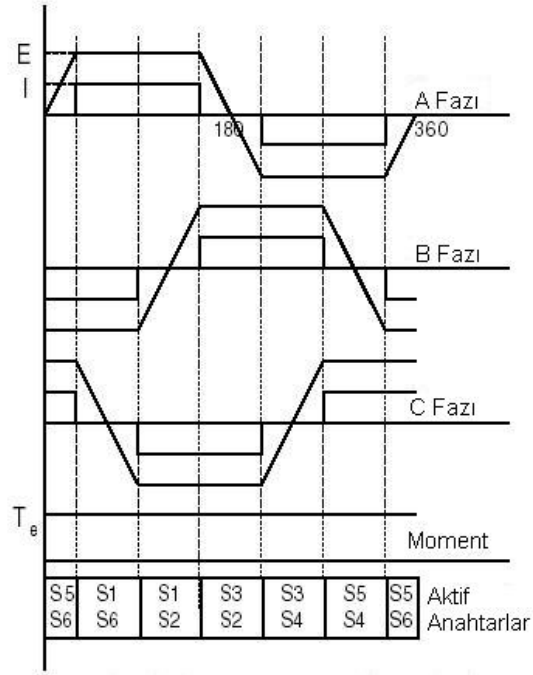


Şekil 3.2 : 6 Oluklu 4 Kutuplu Üç Faz Fırçasız Doğru Akım Motoru

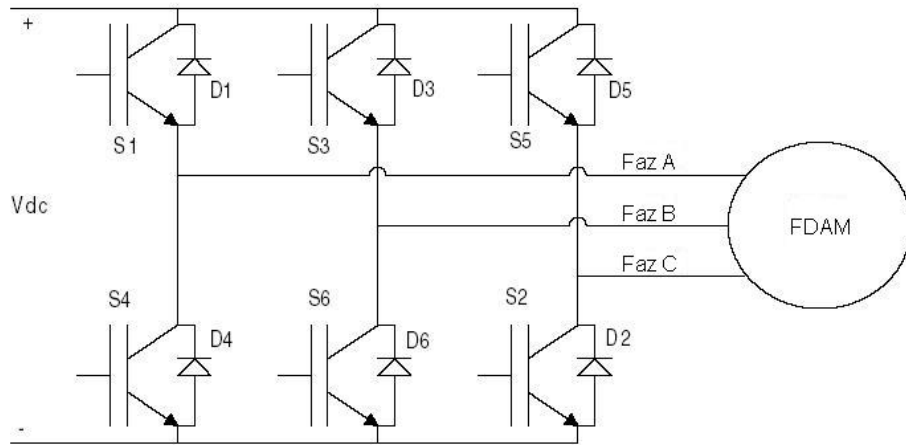


Şekil 3.3 : 12-Oluklu ve 6-Oluklu Motorun Zıt-EMK Dalga Şekilleri

Fırçasız doğru akım motoru için ideal zıt-emk gerilim ve 120° faz akım dalga şekilleri Şekil 3.4 de gösterilmektedir. Her 60° lik aralıklarla aktif olan güç elektroniği kumanda devresi, evirici, anahtarları ise Şekil 3.5 de yer alan devre şemasında yer almaktadır. Bu devre şemasının yalınlığı herhangi bir iletim aralığından motorun iki faz sargısı üzerinden yalnızca bir akım olması gerçeğinden ortaya çıkmaktadır. Buna ek olarak DA besleme yolu üzerinde tek bir akım algılayıcı kullanılarak bu akım algılanabilmektedir. Çünkü herhangi bir anda yalnızca iki evirici anahtarı aktiftir. Kalıcı mıknatıslı senkron motor sürücü devrelerinde kullanılan üç-anahtar iletim şemasının aksine oluşan bu durum iki-anahtar iletim şeması olarak da adlandırılmaktadır.



Şekil 3.4 : 120° Bipolar Akımlı Üç-Faz Fırçasız Doğru Akım Motoru İçin Zıt-EMK ve Faz Akımı Dalga Şekilleri

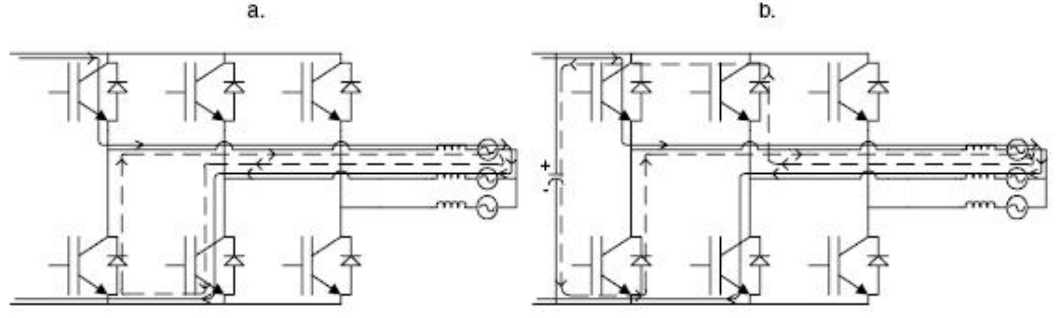


Şekil 3.5 : Üç Faz Fırçasız Doğru Akım Motoru İçin IGBT Tabanlı Evirici Devre Şeması

3.2 Güç Elektroniği Kumanda Devresi

Fırçasız doğru akım motoru sürücüsü Şekil 3.5 de gösterildiği gibi üç-faz köprü tipi evirici ile sağlanan değişken frekans ve değişken genlik ile besleme gerektirir. Anahtarlar BJT, MOSFET, IGBT veya MCT tipi anahtarlama elemanları olabilir. Bu yarı-iletken elemanların fiyatlarındaki düşüş ve buna karşın performanslarındaki güçlü gelişmeler fırçasız doğru akım motoru sürücülerinin uygulamalarını hızlandırmıştır. Evirici devresi genellikle hem elektronik komutasyon hem de akım kontrolünden sorumludur [5]. Konum algılayıcılarından elde edilen konum bilgisi altı evirici anahtarının açılması ve kapanması için kullanılır. Verilen faz akım dalga şekli için, biri üst biri de alt taraf olmak üzere bir anda yalnızca iki evirici anahtarı aralarında 120° lik elektriksel açı farkı oluşturabilmek adına iletimde olurlar. Eğer motor sargıları yıldız bağlanmış ve bu yıldız noktası elektriksel olarak izole edilmişse, evirici giriş akımı her zaman seri olarak bu üç faz sargısından ikisi yönünde akacaktır. Histerizis yada darbe genlik modülasyonlu (PWM) akım kontrolörleri hakiki motor akımını Şekil 3.4 de gösterilen kare dalga şeklinde düzenlemek için kullanılmaktadırlar. Bu amaçla soft-chopping veya hard-chopping uygulanabilir.

S_1 ve S_6 anahtarlarının aktif oldukları 60° lik bir aralık için akım yönü Şekil 3.6.a da soft-chopping ve Şekil 3.6.b de hard-chopping için gösterilmektedir. S_1 ve S_6 anahtarları aktif iken akım düz çizgilerle belirtilen yol üzerinde oluşur. Sof-chopping de akım düzenleyici kumanda bilgisi S_1 anahtarını inaktif ederek akımın eşik değerine ulaşmasını sağlar. Böylelikle akım kesik çizgilerle belirtilen S_6 ve D_3 yolunu izleyerek sönümlenir. Buna alternatif olarak S_6 anahtarı inaktif edilerek akımın S_1 ve D_3 yolunu izlemesi sağlanabilir. Akımın sönümlenme zamanı her iki aktif anahtarın da devreden çıkarılması ile elde edilecek hard-chopping vasıtası ile kısaltılabilir. Bu durumda akım serbest geçiş diyotları D_3 ve D_4 üzerinden ve DA link kapasitörü üzerinden DA kaynağına enerji geri besleyerek yolunu tamamlar. Bundan dolayı serbest geçiş diyotları komutasyon aralıklarında anahtarlar devreden çıkarıldıklarında akımın devresini tamamlaması açısından önemlidirler.



Şekil 3.6 : Akım Düzenlemesi İçin Soft-Chopping(a) ve Hard-Chopping(b) Örneği

3.2.1 Tek-kutuplu Besleme

Tek-kutuplu akım iletimi fazları akımın bir yönüne sınırlandırır ve komutasyon frekansı çok-kutuplu veya tam dalga sürücülerin komutasyon frekansının yarısı kadar olur. Tek-kutuplu motor çok-kutuplu bir motordan daha az elektronik eleman ve daha basit bir sürücü devresi gerektirir. Bu sebeplerle, düşük maliyet gerektiren uygulamalarda tek-kutuplu motorlar sıklıkla tercih edilirler. Bunun tipik bir örneği olarak disk hafıza elemanları uygulamaları gösterilebilir [6]. Tek kutuplu besleme çok kutuplu besleme ile karşılaştırıldığında verimsiz bir sargı faydalanmasına sebebiyet verir ancak çok kutuplu beslemeye nazaran aşağıdaki avantajlara sahip olduğunu gösterir [7]:

- İletim kayıplarını azaltmak için her fazda seri kol üzerinde sadece bi eleman bulunmaktadır.
- Shoot-Through hatası riski ortadan kaldırılmıştır.
- Besleme yoluna bağlı ve genellikle izolasyon gerektiren anahtarlama elemanlarından kurtulmuş olmaktadır.

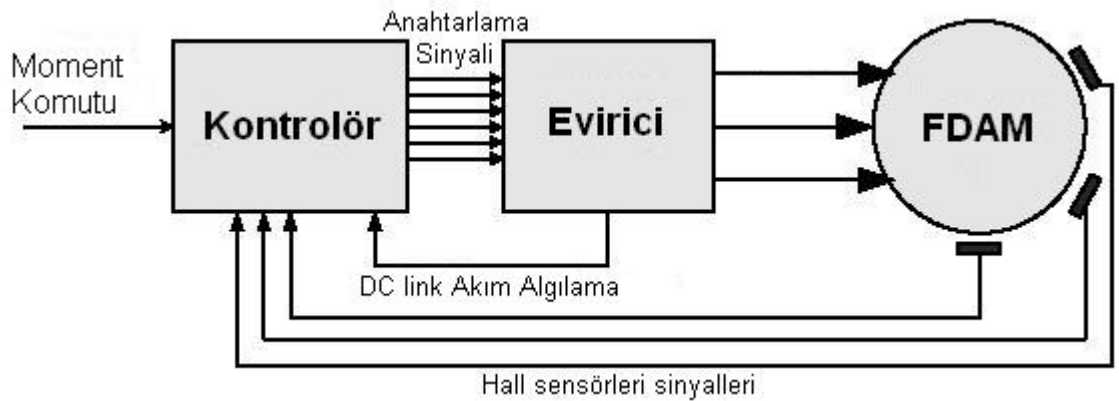
Tek kutuplu besleme yönteminin de tercih sırasında yer alabilmesi için bir diğer etken de faz akımlarının dengelenmesine ihtiyaç olmadığı için motor nötr noktasının erişime açık olmasıdır. Tek-kutuplu fırçasız doğru akım motor sürücülerindeki ana konu dalgalanma momentidir. 120° lik 12-oluklu çok-kutuplu akımların referans koşulu %13 lük bir dalgalanma momenti olduğunu belirtir.

Bu değer evirici etkileri dikkate alınmadan yalnızca ideal olamayan zıt-emk ile üretilen dalgalanma etkisini simgeler. Aynı motorun 120° lik tek-kutuplu akımlarla sürülmesi hali %23.7 lik bir dalgalanma momenti oluşturmasına sebebiyet verecektir.

Buna karşın, 6-oluklu bir motorun 180° lik tek-kutuplu akımlarla uyarılması sonucun moment dalgalanması %8.5 değerine düşmektedir [8].

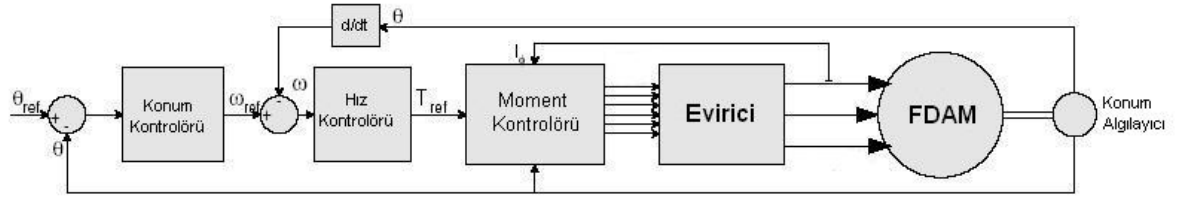
3.3 Konum Algılama ve Konum Kontrolü

Fırçasız doğru akım motoru için stator beslemesi sabit moment üretmek ve rotor hız ve konumu ile senkronize olmaya ihtiyaç duyar. Kontrolör rotor açısal pozisyonunu takip eder ve motor fazlarını ayrı ayrı uygun şekilde anahtarlmalıdır. Fırçasız doğru akım motorlarının elektronik komutasyonlu motor olarak adlandırılıyor olması sebebi kontrolörün fırçalı doğru akım motorundaki mekanik komutasyon işlemindeki gibi anahtarlama aralıkları ile komutasyon işlemi yerine getiriyor olmasıdır. Komutasyon için gerekli elektriksel 60° lik aralıklar gibi 6 ayrı noktada rotor konumunun algılanması gerekmektedir. Bunun için kullanılan en genel yöntem ise rotor konumunun Hall-Etkili sensörler ile algılanmasıdır. Bir Hall Etkili sensör bir dizi tetikleme mıknatısı ve Hall anahtarından oluşur. Hall anahtarı magnetik alan şiddetinin eşik değerinin altında yada üstünde olmasına göre anahtarın açık kapanmasının sağlayan Hall etkisi üzerine kurulu yarı-iletken bir anahtardır. Üç-fazlı bir fırçasız doğru akım motoru için Hall anahtarları aralarında elektriksel 120° lik açı farkı olacak şekilde stator içersinde yerleştirilirler. Hall sensörlerinden alınan sayısal işaretler eviricinin üç faz anahtarlama sıralarını elde etmek için kod çözücüde işlenmelidir. Şekil 3.7 de gösterilen blok şemada gösterildiği üzere kod çözme işlemi aynı zamanda DA link sensöründen gelen bilgileri de işleyen kontrolör tarafından yapılmaktadır.



Şekil 3.7 : Fırçasız Doğru Akım Motoru Sürücü Blok Gösterimi

Hall sensörlerinden ve DA link sensöründen elde edilen bu iki bilgi ile altı evirici anahtarı için gerekli anahtarlama sinyalleri üretilir. Maliyetlerinin kabul edilebilir olduğu yüksek performans bekleyen uygulamalarda konum geri besleme bilgisi için yüksek çözünürlüklü encoder yada resolver gibi elemanlar da kullanılabilir. Konum ve hız kontrolü gerektiren uygulamalarda, konum ve hız kontrol döngüleri dahili akım kontrol döngüsü gibi inşa edilebilirler (Şekil 3.8).



Şekil 3.8 : Fırçasız Doğru Akım Motoru Kullanılan Pozisyon Servo Kontrolü Blok Gösterimi

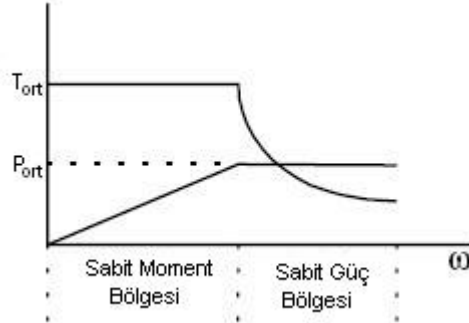
3.4 Moment-Hız Karakteristiği

Fırçasız doğru akım motorları magnetik alan enerjilendirmesinin sabit ve momentin stator akımının oransal bir fonksiyonu olduğu gibi ideal olarak sabit moment uygulamaları için yapılırlar. Ancak buna rağmen, Şekil 3.9 da gösterildiği üzere sabit güç bölgesinde temel hız üzerine motorun işletilebilmesi istenir bundan dolayıdır ki sabit magnetik alan enerjilendirmesinin uygulanması bir dezavantaj olacaktır. Akım kontrolü kaynak gerilimi ve zıt-emk arasında pozitif bir gerilim farkı esası üzerine yapılmaktadır.

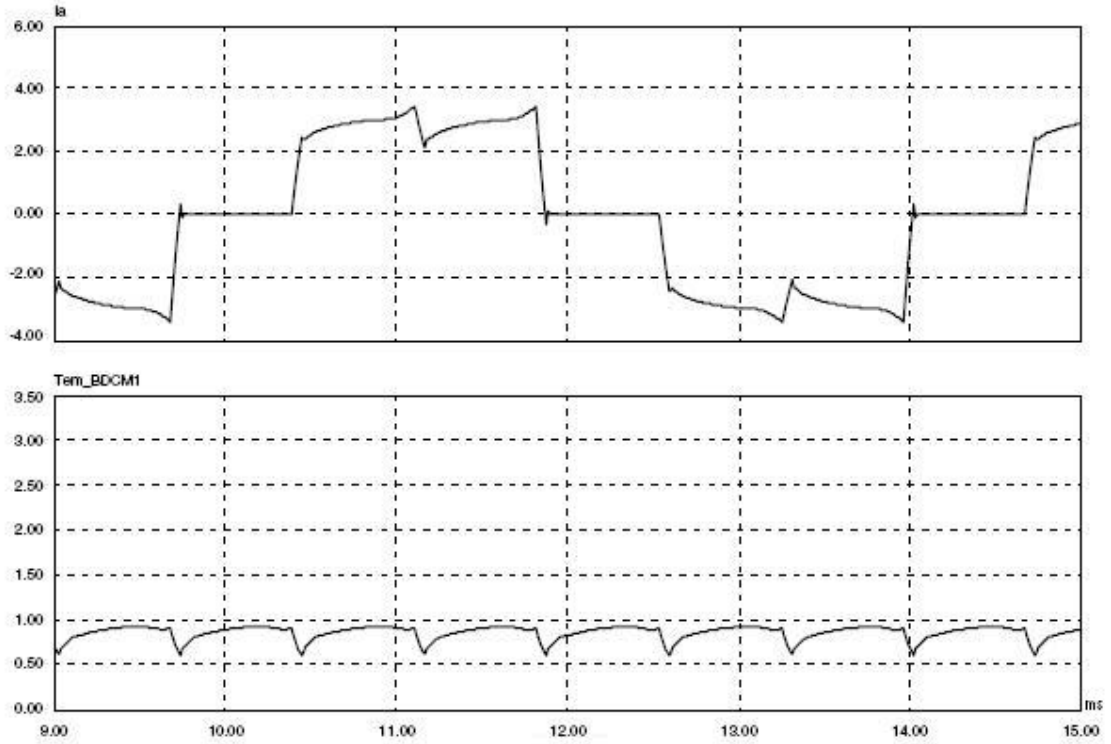
Fırçasız doğru akım motoru zıt-emk genliği rotor hızının oransal fonksiyonudur. Böylelikle, hız arttıkça öyle bir noktaya erişilir ki, iletimdeki iki motor fazının zıt-emk gerilimleri toplamı besleme gerilimi değerine ulaşır. Ayrıca faz reaktansları hız ile azalır ve evirici motor fazlarına beslenmesi istenen akım değerini oluşturabilme yeteneğini yitirmeye başlar ki bu durumda akım düzenleyici “doyma” noktasına ulaştığını söyleyecektir. Bu durumda faz akımı dalga şekilleri Şekil 3.10 da gösterildiği gibi ideal kare dalga şekillerinden oldukça uzaklaşacaktır.

Evirici anahtarlama elemanları bu durumda belirtilen 120° lik aralıkta aktif iletim durumundadırlar. Moment dalgalanmaları üzerinde akım dalga şeklinin oluşturacağı karşıt etki de Şekil 3.10 da görülmektedir. Hız daha da artacak olursa faz akımları ve

motor momenti ani şekilde devrilecektir. İşletme bölgesi zıt-emk ya bağlı olarak akım faz açılarının ileri alınması ile uygulanan “alan zayıflatma” gerçekleştirilmesi ile genişletilebilir.



Şekil 3.9 : Değişken Hız Sürücülerinde Sabit Moment ve Sabit Güç Bölgeleri



Şekil 3.10 : Yüksek Hızda Doyum Noktasına Ulaşmış Akım Düzenleyicisi Durumunda Faz Akım ve Moment Dalga Şekilleri

4. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORU KONTROLÜ

4.1 Giriş

Önceki bölümlerde açıklanan fırçasız doğru akım motoru yapısı ve güç elektroniği kumanda devrelerinin ardından fırçasız doğru akım motoru kontrolüne geçilcek olursa öncelikle fırçasız doğru akım motorunun teorik incelemesinden bahsedilmesi gerekmektedir.

4.2 Fırçasız Doğru Akım Motorları Kataloglarında Yer Alan Bazı Terimler

4.2.1 Durma Anındaki Sürekli RMS Akımı I_s [A]

40°C ye kadar ortam sıcaklığında motor belirtilen bu RMS akım değerinde durdurma veya düşük hızda sürekli çalıştırılabilir.

4.2.2 Moment Sabiti k_t [N.m/A]

Moment duyarlılığı olarak da belirtilen moment sabiti, faz akımının amper değeri başına düşen moment miktarını belirtir. Moment sabiti armatürdeki toplam akının ve toplam iletken sayısının bir fonksiyonudur.

4.2.3 Ters E.M.K. Sabiti k_E [V.s/rad]

Motor içersinde kullanılan sabit mıknatıs alanının mukavet değerini gösterir. Magnetik alan mekanik olarak döndürüldüğünde, belirtilen hızda stator sargılarında endüklenen gerilimin değeridir ve armatürdeki toplam iletken sayısı ve toplam alan akısının fonksiyonudur. $V.s/rad$ veya $V.dak/dev$ boyutundadır.

4.2.4 Mekanik Zaman Sabiti τ_m [s]

Birim adım gerilimi motor terminallerine uygulandığında motor hızındaki başlangıç artım oranıdır. Aşağıda verilen denklem ile hesaplanır;

$$\tau_m = \frac{J_m \cdot R_a}{K_t \cdot K_v} \quad (4.1)$$

Verilen denklemde;

J_m : Motor ataleti $[kg.m.s^2]$

R_a : Stator Sargı Direnci $[\Omega]$ olarak geçmektedir.

4.2.5 Elektriksel Zaman Sabiti τ_e [s]

Motor shaftı durmakta iken sıfır empedans değerinde besleme kaynağından gerilim uygulanması halinde stator akım cevabının zamansal ilişkisini belirtir. Aşağıda verilen denklem ile hesap edilir;

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a} \quad (4.2)$$

Verilen denklemde;

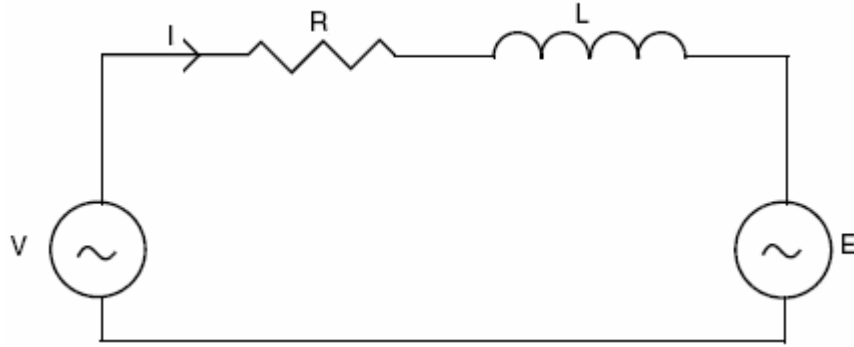
L_a : Stator Sargı Empedansı $[H]$

R_a : Stator Sargı Direnci $[\Omega]$ olarak geçmektedir.

4.3 Fırçasız Doğru Akım Motoru Matematik Modelinin Elde Edilmesi

Fırçasız doğru akım motoru için bir kontrolör tasarlariken, çalıştırılacak sistemin bir modelinin oluşturulması gerekmektedir. Modeli elde edilmek istenen sistem; motor, güç elektroniği devresi (sürücü), konum ve/veya hız algılayıcısı, yük ve dişli kayış kasnak gibi her bir mekanik aksamı kapsamalıdır. Birçok kontrolör sistem tasarımı doğrusal bir sistem gerektirir. Bu diferansiyel denklem takımı içerisinde yer alan katsayıların sabit yani hız, gerilim gibi ana faktörlerden bağımsız olması anlamına gelmektedir. Eğer elde edilecek sistemin matematik modeli doğrusal değil ise bazı kabullerin yapılması ile doğrusallaştırılması yoluna gidilebilir [1].

Fırçasız doğru akım motorunun temel dinamik modeli aşağıda görüleceği üzere endüktif elemanların etkilerinin eklenmesi ile şu şekilde genişletilebilir. Öncelikle belirtilmesi gereken elektriksel eşdeğer devre Şekil 4.1 deki gibi olacaktır.



Şekil 4.1 : FDAM Eşdeğer Devresi

$$V = L \frac{dI}{dt} + RI + E_g \quad (4.3)$$

ve denklemde yer alan E_g zıt-emk gerilimi ise;

$$E_g = k_E \omega_m \quad (4.4)$$

olarak yerine konulmak kaydıyla temel gerilim denklemi aşağıdaki hali alacaktır.

$$V = L \frac{dI}{dt} + RI + k_E \omega_m \quad (4.5)$$

Burada magnetik alanın sabit olduğunu kabul eder ve magnetik akının akım cinsinden ifadesini yazacak olursak;

$$T = k_T I \quad (4.6)$$

denklemini elde ederiz.

Motorun temel mekanik özellikleri atalet momenti J_m ve sürtünme momenti T_f dir. Sürtünme genellikle hızın doğrusal olmayan bir fonksiyonudur ve en azından hıza oransal bağlı kısmını göstermek üzere viskoz sabiti adını alan bir terimi takip eder şekilde ifade edilir $D\omega_m$. Yük ise sabit tersinir moment T_L ve buna ek olarak bir

sürtünme J_L ile ifade edilir. Tüm bu değerleri hesaba katarak motorun mekanik denklemi aşağıdaki gibi olacaktır.

$$T = (J_m + J_L) \frac{d\omega_m}{dt} + D\omega + T_f + T_L \quad (4.7)$$

Hız ve uygulanan gerilim cinsinden transfer fonksiyonuna erişmek için, elde edilen denklemlerin Laplace dönüşümleri alınacak olursa;

$$V = (Ls + R)I + k_E \omega_m \quad (4.8)$$

ve magnetik alanın akım ifadesinden de yola çıkarak

$$T = \frac{(V - k_E \omega_m)k_T}{Ls + R} \quad (4.9)$$

denklemini elde ederiz.

Sürtünme momenti (T_f) ve yük momentinin (T_L) motor transfer fonksiyonunu etkilemeyeceği göz önüne alınarak sıfır kabulü yapılması ile motor mekanik denklemi aşağıdaki gibi elde edilecektir.

$$T = (J_m + J_L)s\omega_m + D\omega_m \quad (4.10)$$

Bu denklem ile elde edilen gerilim denklemi birleştirilecek olursa;

$$V - k_E k_T \omega_m = (Ls + R)\omega_m [(J_m + J_L)s + D] \quad (4.11)$$

denklemini elde edilecektir.

Elde edilen bu denklemden yola çıkarak hız ve gerilim arasındaki transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilecektir [1].

$$\frac{\omega_m(s)}{V(s)} = \frac{1}{(Ls + R)[(J_m + J_L)s + D] + k_E k_T} \quad (4.12)$$

4.4 Fırçasız Doğru Akım Makinesi Kontrol Sistemleri

4.4.1 Geri Besleme ve Kapalı Çevrim Kontrol

Elde edilen transfer fonksiyonu açık çevrim transfer fonksiyonudur çünkü transfer fonksiyonu içersine istenen hız değeri ile karşılaştırılmak üzere herhangi bir hız geri beslemesi ilave edilmemiştir.

Bir açık çevrim kontrol ile, gerilim değerindeki bir değişme sürekli hal değerine ulaşana kadar hız değerinde bir değişikliğe sebep olacaktır. Açık çevrim kontrolün ciddi bir dezavantajı yük momentinde oluşacak değişiklikler gibi sapmaların sonucu hızın değişebileceği ve geri beslemesiz açık çevrim kontrol ile bu hız değişikliğini karşılamak üzere kontrolörün hız değişiminden habersiz olacağıdır. Buna eşdeğer bir değer kötü özellik ise çıkış bilgisi olan hızın değişiminin sistemin zaman sabitleri ve transfer fonksiyonu kazanç değerine bağlı kalacağı ve her iki etkenin de sıcaklık değişimi malzeme ömrü gibi faktörlerle değişebileceğidir.

İdeal bir kontrol sisteminde kontrol edilmek istenen değişken girdi işaretinin bir fonksiyonu olmalı ve tüm diğer etkenlerden bağımsız olmalıdır. Tüm konu dışı etmenlerden bağımsızlık derecesi ise kontrolörün sağlam ve tutarlı olma yeteneği olarak bilinir ki buna ulaşmak için tüm kontrol sistemleri geri besleme içermektedir.

4.4.2 Hız Kontrolörleri ve Servo Sistemler

Bir hız kontrolörü yalnızca çalışma hızını kontrol eder ve ters moment yada frenleme momentini üretilmesi yeteneklerine haiz değildir. Bu durum tek-bölgeli kontrol olarak isimlendirilmektedir.

Hız kontrolörü hız-moment düzleminin yalnızca bir bölgesinde çalışmaktadır. Gerçek bir servo sistem ise tüm dört bölgede de çalışmalıdır. Böylelikle motorun diğer yönde çalışması yahut durması istendiğinde frenleme momentini yada ileri yönde moment üretililebilecektir. Geri beslemeli bir kontrol sistemi istenen girdi değerine erişebilmesi için çıkış bilgisinin oluşumunu zorlamaktadır.

4.4.3 Hız Kontrolü

Hız bilgisi doğrudan bir takometre yada çözümleyici üzerinden okunabileceği gibi kodlayıcı pulslarından da kodların anlamlandırılması şeklinde elde edilebilir. Girdi işareti olarak verilen hız referans bilgisi ile de elde edilen mevcut hız bilgisi böylelikle karşılaştırılabilir. Hız kontrolü uygulaması en genel motor kontrol uygulamasıdır.

4.4.4 Konum Kontrolü

Konum bilgisi bir kodlayıcıdan yada bir doğrusal potansiyometreden okunarak girilen konum komut işareti ile karşılaştırılmak üzere geri besleme olarak elde edilebilir. Birçok konum kontrolü aynı zamanda kendi içersinde bir hız kontrolü içermektedir ki konumlama esnasında doğru konumlama yapabilmek adına sönümleme etkisi oluşturabilsin ve sistem kararlılığını arttırabilsin. Konum kontrolü hassasiyeti konum bilgisinin okunduğu algılayıcı çözünürlüğüne bağlıdır. Bu noktada yüksek çözünürlüklü bir algılayıcı, sistemin ihtiyacına göre sayısal yada analog işaretleri üreterek konumlama hassasiyetini yükseltir.

Konum kontrolü sistemlerinde konum algılayıcısı motor şaftına doğrudan bağlı olmak zorunda değildir. Motor ve kontrol edilen düzeneğin arasında mekanik olarak bağlı ayrı bir yapı olarak tasarlanabilir. (Örnek. Caterpillar – Harici zincir akupleli hız ve konum okuma sistemleri) Ancak harici bir sistemle konum okunması bazen beraberinde mekanik katsayılar kadar hata da getirebilmektedir. Dolayısıyla bu sistemin analizini daha da karmaşık hale getirmektedir.

4.4.5 Moment Kontrol

Üretilen momentin akıma oransal bir büyüklük olduğu varsayımıyla, moment kontrolü akım kontrolü ile aynı olmaktadır. Moment kontrolü elektrikli taşıyıcılar gibi uygulamalarda önemli olmaktadır. Moment genellikle hızlı bir şekilde değişebilmektedir çünkü akım böyle hızlı bir değişikliğe sahiptir. Bu hız kontrolü ile kendi içersinde bir tezatlık yaratmaktadır çünkü bu kez mekanik ataletler sonucu olarak hız artışının daha yavaş olması durumu ortaya çıkmaktadır.

Bazı uygulamalarda, yük momentinin geniş bir aralıkta ve hızla değişimine rağmen hızın sabit tutulması gerekmektedir. Bu durumlarda üretilen momentin hızlıca

değiştirilebilmesi ve yüke uyumlaştırılması daha da önem kazanmaktadır. Bir makine üzerinden örnek vermek gerekirse; bir kesme tezgahında kesicinin parça ile ilk temasında motor şaftı üzerindeki yük momenti birden artmakta ancak kesicinin hızının sabit kalması istenmektedir. Aksi takdirde kesme işleminin gerçekleştirildiği yüzeyde kesme hızındaki değişikliklerin sebebiyet verdiği bozulmalar, istenmeyen pürüzler oluşacaktır.

5. UYGULAMADA KULLANILAN DEVRELER VE ÖZELLİKLERİ, PROGRAMLAMA YÖNTEMİ VE AKIŞ ÇİZELGESİ

5.1 Kontrol Devresi

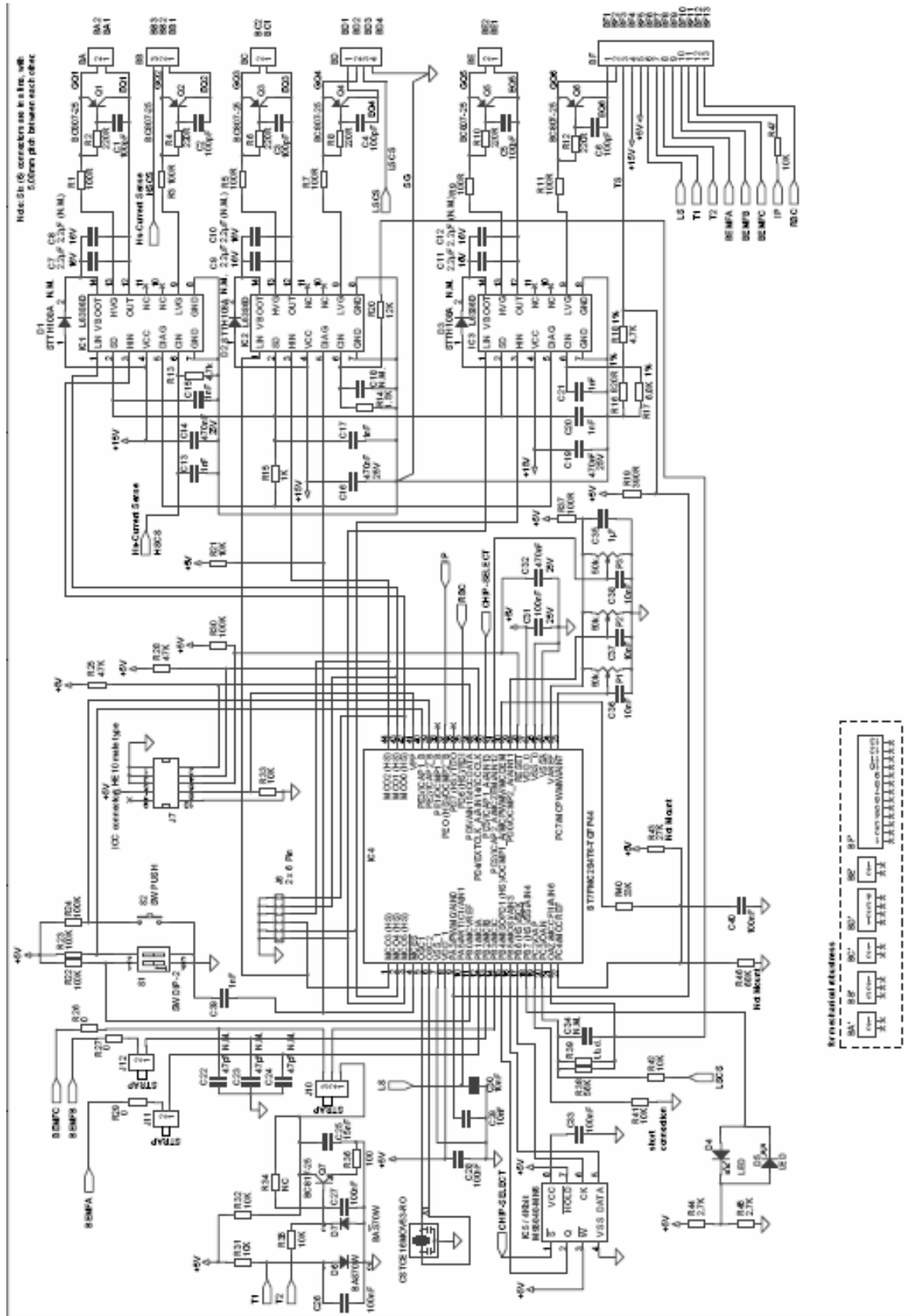
3 faz evirici devreleri ile çalıştırılacak motor tipleri için hazırlanmış genel bir mimari olan devre ST7 ailesinden ST7FMC işlemcisi tabanlı bir yapıdır. Hazırlanacak yazılımdaki parametrik değişiklikler ile aşağıdaki motorlar için kontrolör kartı olarak kullanılabilmesi mümkündür:

- Üç-faz Fırçasız Doğru Akım Sabit Mıknatıslı Motorlar
- Üç-faz Asenkron Motorlar
- Üç-Faz Fırçasız Alternatif Akım Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar

Devre şeması Şekil 5.1 de verilmiştir.

5.2 Güç Devresi

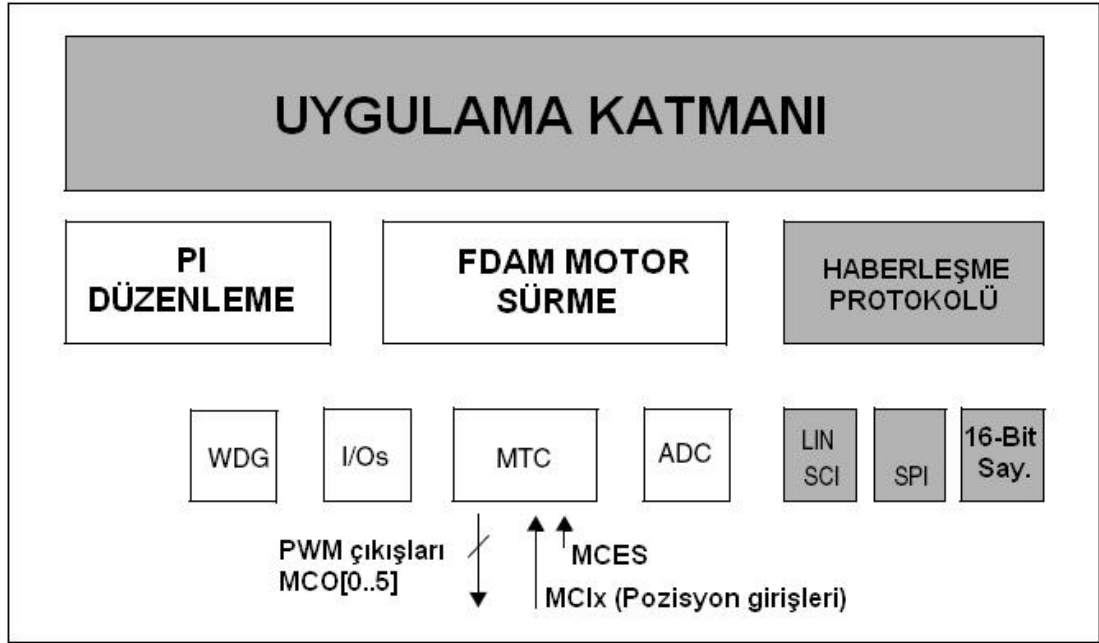
Fırçasız doğru akım motorunun ihtiyaç duyduğu üç faz eviriciyi içeren ve kontrol kartı için gerekli enerji ihtiyacı sağlamak üzere tasarlanan devrede anahtarlama işlemlini yapmak üzere IGBT ler kullanılmaktadır. Kontrol kartının güç ihtiyacı VIPER (Vertical Intelligent Power Enhanced Regulator) devresi üzerinden sağlanır. Devre üzerinde motorun doğrudan DA enerji ile beslenmesi yahut AA enerji ile beslenmesine yönelik donanımsal hazırlık yapılmıştır. Gerekli değişiklikler ile devre her iki duruma da karşılık verebilir. Devre uygulama da seçilen motorun güç değeri olan 300W güç ihtiyacını karşılayabilecek şekilde tasarlanmıştır. Devre şeması Şekil 5.2 de verilmiştir.



Şekil 5.1 : Kontrol Devresi Devre Şeması [21]

ST Microelectronics, STEVAL-IHM001V1 Devresi

5.3 Yazılım Mimarisi



Şekil 5.3 : Yazılım Katmanları

Hazırlanan yazılım bütünü mimari olarak katmanlara ayrılacak olursa Şekil 5.3 deki gibi belirtilebilir. Bu mimari yaklaşımdaki öğeleri detaylandıracak olursak;

5.3.1 En üst seviyeli algoritmalar

5.3.1.1 Uygulama Katmanı

Hız kontrolü, pozisyon kontrolü gibi istenen üst seviye yazılım ihtiyaçlarının hazırlandığı katmandır. Çalışmada öncelikli olarak hız kontrol algoritması bu katmana yerleştirilmiş, ilk testler sonrası pozisyon kontrol algoritması bu hız kontrol yapısı üzerine yerleştirilerek hedeflenen yazılım seviyesine erişilmiştir.

5.3.2 Orta seviyeli algoritmalar

5.3.2.1 PI Düzenleme

İstenen hız değeri belirlendikten sonra bu hız bilgisini giriş olarak kullanan ve çıkışında motorun sürülmesi için gerekli anahtarlama bilgilerini üreten PI kontrolör algoritmasıdır. Yazılım içerisinde hazırlanan parametrik kütüphane dosyasında yer alan k_i ve k_p katsayılarının değiştirilmesi ile kolayca adapte edilebilir.

5.3.2.2 FDAM Motor Sürme

PI Kontrolör çıkışında elde edilen anahtarlama bilgilerini yorumlayarak PWM tetiklemelerinin üretildiği katmandır. Bu PWM çıkışları ilgili MTC bloğu içerisinde gerekli tetiklemelerin sağlanmasını sağlar.

5.3.2.3 Haberleşme Protokolü

Gerekli yan donanımlara ulaşabilmeyi yahut programlayıcı ve bilgisayar yazılımları gibi harici ünitelerle CPU'nun erişimini sağlayan katmandır.

5.3.3 En alt seviyeli algoritmalar

5.3.3.1 WDG

Watch-Dog sayıcısını ve kesmelerini yöneten en alt katman algoritmasıdır. CPU üzerinde 2 tip watchdog sayıcısı kullanılabilir; yazılım tabanlı ve donanım tabanlı watchdog takibi ve kesme işaretinin oluşturulması mümkündür. İlgili kaydedicilere gerekli kurulum değerlerinin programın başlangıcında transfer edilmesi ile kontrol edilebilir.

5.3.3.2 I/Os

Gerekli giriş/çıkış işaretlerinin yönetildiği, işlemci pinlerinin özelliklerinin tayin edildiği katmandır.

5.3.3.3 MTC

Motorun çalıştırılması için gerekli ve üst katmanlarda elde edilen bilgilere göre anahtarlama PWM işaretlerinin üretildiği, Komütasyon, demagnetizasyon, sıfır-geçiş algılanması gibi temel fonksiyonların çalıştırıldığı katmandır.

5.3.3.4 ADC

Gerekli analog bilgilerin hangi pinlerden okunacağı ve örnekleme sonucunun şeklinin tayin edildiği katmandır. Bu algoritmanın çalıştırılması ile ilgili ADC pinlerinin MUX girişinde seçilmeleri ve istenen çözünürlükte (8-bit, 10-bit) bilginin okunması mümkün olur.

5.3.3.5 LIN / SCI

CPU ‘nun dış dünyadaki bir bilgisayara RS 232 yahut RS 485 gibi seri haberleşme protokolleri vasıtası ile erişimini sağlayan katmandır. Çalışmada bu katman kullanılmamıştır.

5.3.3.6 SPI

İşlemcinin istendiği ana / uydu şeklinde başka bir veri kaydedici yada kontrolöre erişerek veri transferi yapabilmesini sağlayan katmandır.

5.3.3.7 16-bit Sayıcı

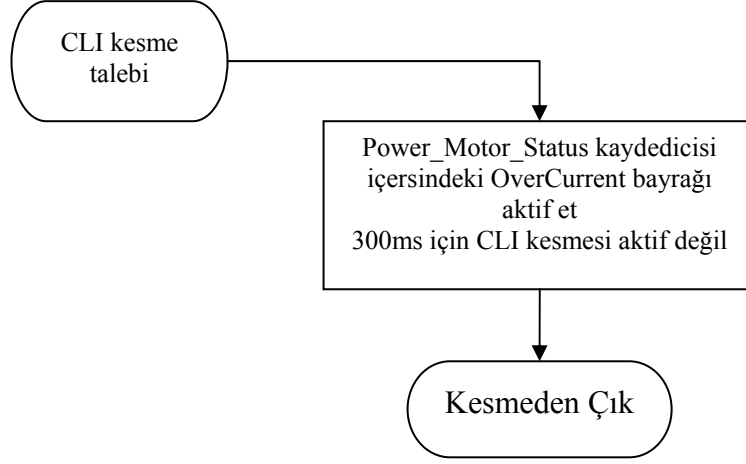
2 adet donanımsal sayıcının aktif edildiği ve çalıştırıldığı katmandır. Haberleşme protokolleri üzerinden harici aygıtlara sayıcı bilgilerinin aktarılabilmesini de mümkün kılan katmandır.

5.4 MTC Katmanı İçersinde Yer Alan Kesme Kaynakları:

- MTC_U_CL_SO_IT
- MTC_C_D_IT
- MTC_R_Z_IT

5.4.1 MTC_U_CL_SO_IT

Bu kesme alt programı akım sınırı aşması, PWM güncellemesi yada Örnekleme çıkışı eylemlerinden biri ortaya çıktığı takdirde bir kez aktif olur. Bu üç durumdan yalnızca akım sınırı aşması söz konusu olduğunda *Status Flag* bitinin sıfırlanması ve *Power_Motor_Status* kaydedicisi içersindeki *OverCurrent* bitinin aktif edilmesi için kütüphane dosyalarında tanımlı alt programlar çalıştırılır.



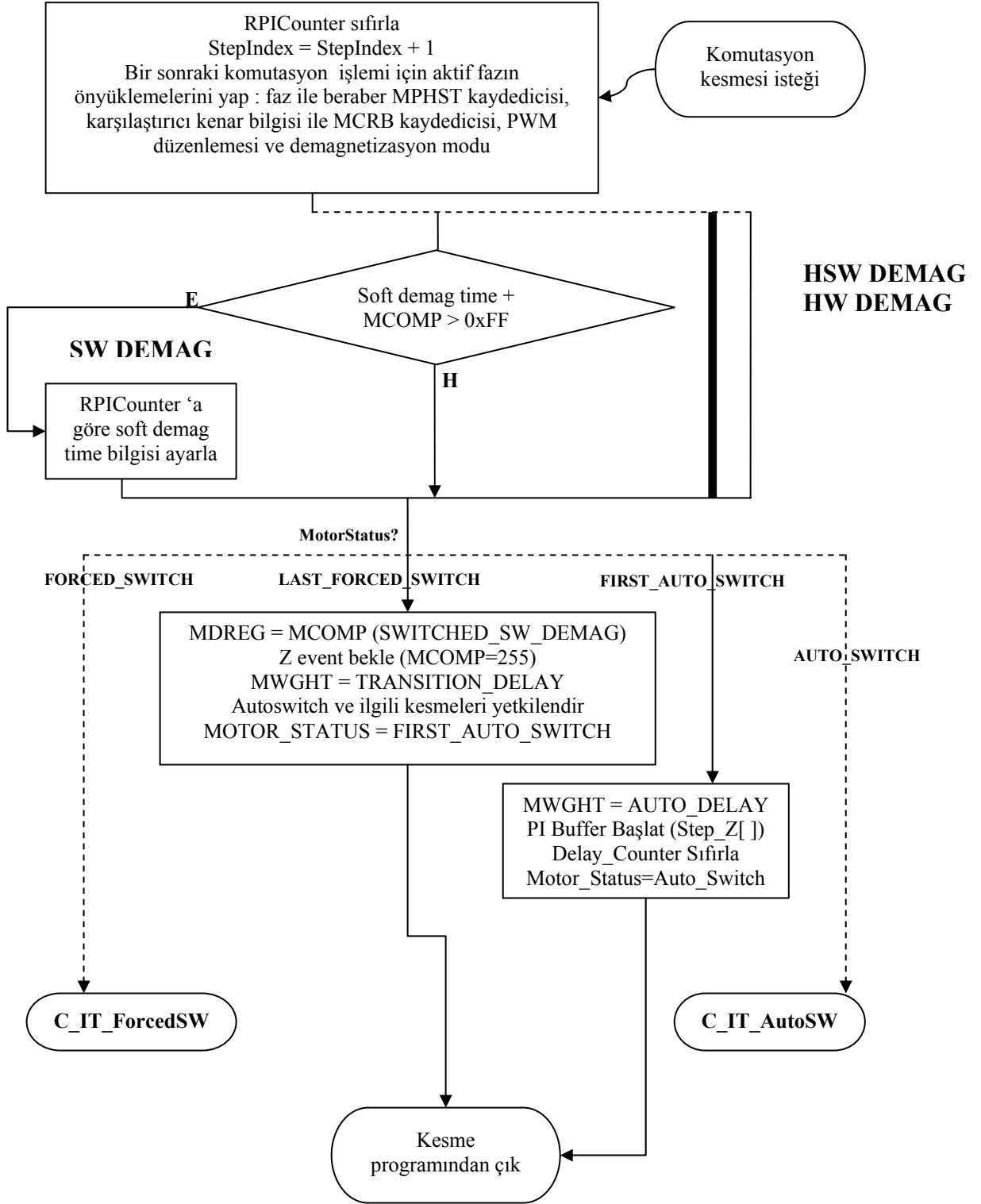
Şekil 5.4 : Akım Sınırı Aşması Durumu İşlenmesi

5.4.2 MTC_C_D_IT

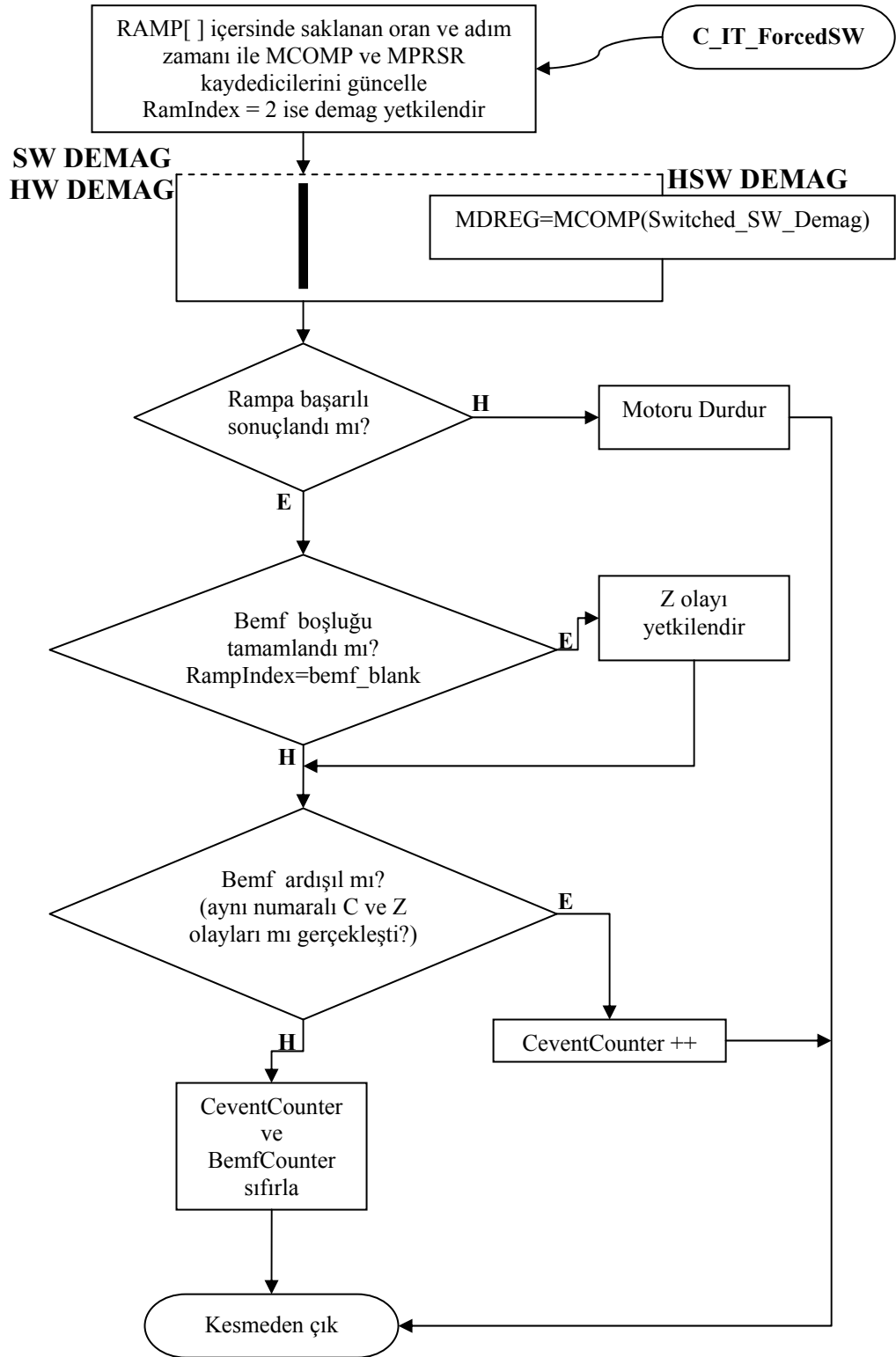
Bu fonksiyon Komutasyon ve Stator sargıları akımlarının söndürülmesi (Demagnetization) kesme programlarının çalışması için hazırlanmıştır. Söz konusu bu kesmelerin akış diyagramları aşağıda belirtildiği gibidir.

Şekil 5.5 ve 5.6 da sırası ile seçilen akım söndürme (demagnetizasyon) yöntemine bağlı olarak komutasyon işleminin nasıl gerçekleştirileceği işaret akış çizelgesi olarak gösterilmektedir.

Birbirinin içersinde gerçekleştirilen bu komutasyon ve demagnetizasyon işlemlerinin sıralı ve düzgün adımlarla gerçekleştirilmesi motorun çalışması açısından çok önemlidir. Bu iki işlemin düzgün gerçekleştirilememesi durumunda sensörsüz kontrol yönteminin temeli olan zıt-emk sıfır-geçiş algılamasında sorunlar yaşanacaktır. Bu da motorun doğru şekilde çalıştırılmaması ile sonuçlanacaktır.



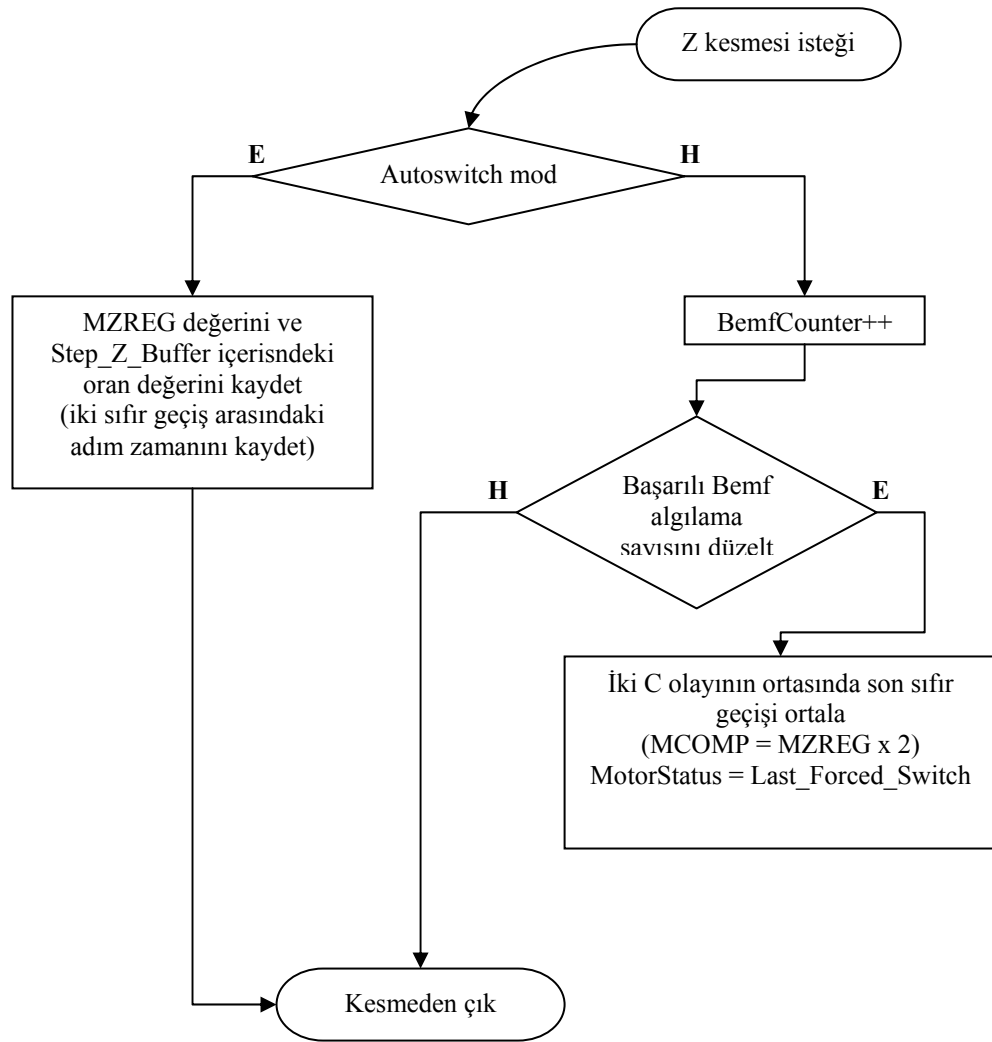
Şekil 5.5 : Komutasyon Durumu İşlenmesi



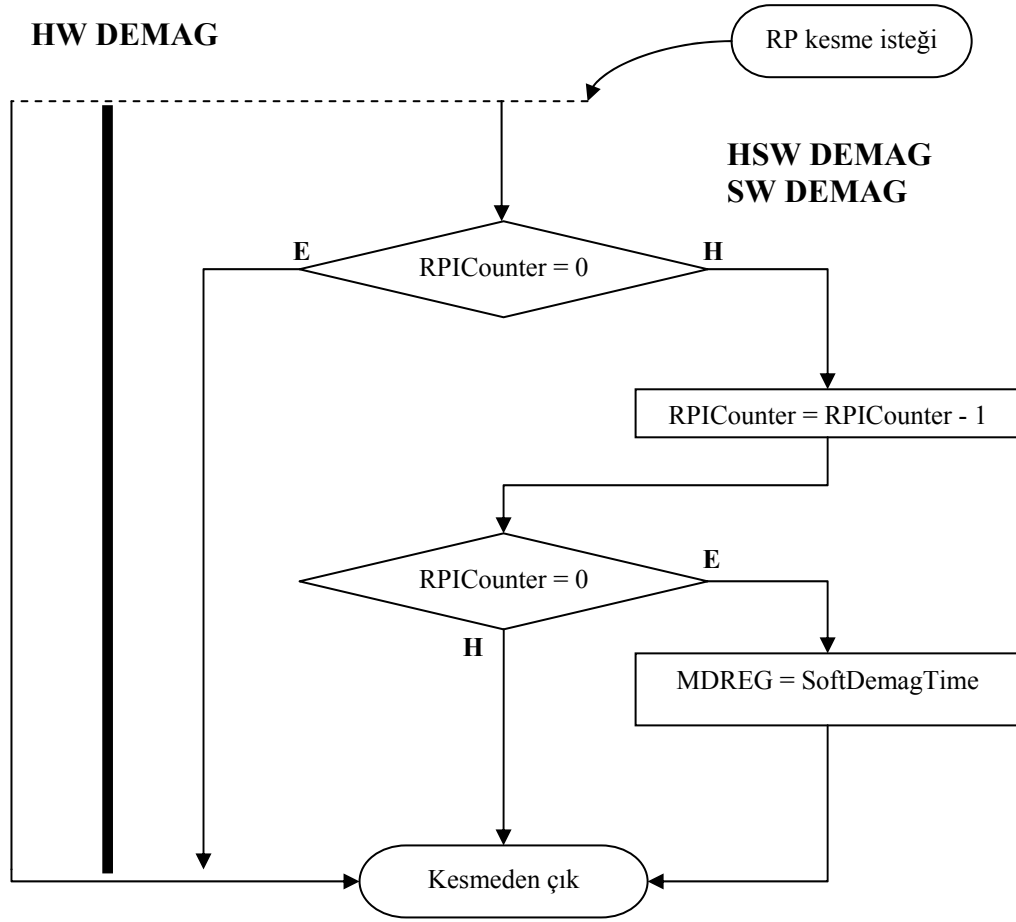
Şekil 5.6 : Komutasyon Durumu İşlenmesi Devamı

5.4.3 MTC_R_Z_IT

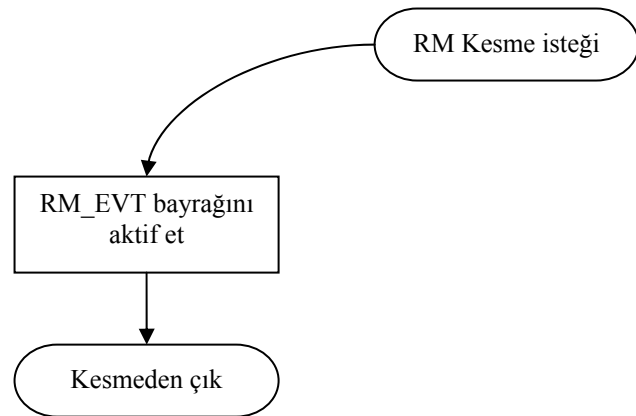
Bu fonksiyon Sıfır-Geçiş ve Oran Arttırma/Azaltma kesme alt programlarının çalıştırılması için hazırlanmıştır. Fonksiyonun çalışmasına ilişkin akış diyagramları aşağıda verilmiştir.



Şekil 5.7 : Z Olayı İşlenmesi



Şekil 5.8 : RP Olayı İşlenmesi



Şekil 5.9 : RM Olayı İşlenmesi

5.5 Uygulama Katmanı Detaylı Açıklamaları

Uygulama Katmanı içersinde hazırlanan hız kontrol ve pozisyon kontrol algoritmaları harici yardımcı fonksiyonlar kendi içlerinde modüllere ayrılmış şekilde görev alırlar. Bu modüller beraberinde çevresel donanımlar ve bunlarla ilişkili kaydediciler ve işlemci tanımlamalarını içeren tanımlama alt programları, yazılımsal kesme alt programları, fonksiyon grupları şeklinde bir araya getirilmişlerdir.

5.5.1 regul.c

Kapalı çevrim kontrol yapısı içersinde kullanılan PI kontrol çevrimi bu yardımcı program içersinde yer alır.

u16 Period_To_Frequency (void); fonksiyonu Step_Z_buffer içersinde yer alan bilgileri frekansa dönüştürür. Step_Z_Buffer 7 sıfır geçiş olayı arasında kaydedilmiş zaman bilgilerini içerir, bu zaman bilgileri elektriksel frekansın altı adım peryodunun zamanı ile bağlantılıdır.

u16 regul_PI (u16 Target_Freq) ; fonksiyonu hedef elektriksel frekans, örnekleme zamanı, k_p , k_i bilgilerine bağlı olarak PI kontrolör çıktıları hesaplar. Bu fonksiyonun çıktısı olarak elde edilen veri 10-bit long integer (0 .. 1024) şeklindedir.

5.5.2 adc.c

İstenen giriş kanalının aktif edilerek bu kanal üzerinde tanımlı ADC nin başlatılmasını ve ölçümlerin alınarak bir üst katmana bu kanaldan ölçülen analog değerin sayısal karşılığının hazırlanmasını sağlar.

u16 ADC_Get_10bits (u8 Channel) ve u8 ADC_Get_8bits (u8 Channel) ; fonksiyonları istenen ADC giriş kanalı üzerindeki bilginin 8 bit ve 10 bit çözünürlükte okunmasını sağlar.

Buna ek olarak ; u8 Get_RVx (void) fonksiyonları ADC okuma fonksiyonlarını çalıştırılarak RVx (x = {1,2,3}) şeklinde tanımlı devre üzerindeki potansiyometre bilgilerinin okunması için hazırlanmış fonksiyonlardır.

5.5.3 it_ST7MC.c

Motor kontrol katmanı MTC bloğu ile ilgili olmayan kesme kaynaklarının yönetildiği ve çalıştırıldığı yardımcı programdır. Bu program içerisinde uygulamada sadece donanımsal zamanlayıcı Timer.B kesme kaynağı tanımlanmıştır.

5.5.4 ports.c

Tüm giriş/çıkış kanallarının başlangıç tanımlamalarının yapıldığı ve bu tanımlamaların tek çatı altında toplanması amacı ile hazırlanmış yardımcı programdır. Ana program döngüsünün en başında void PORTS_Init (void) fonksiyonunun çalıştırılması ile ports.c çağrılır ve ilk tanımları aktif eder. Bundan sonra tekrar aktif hale gelmez.

5.6 Hall-Etkili Sensörler ile Kontrol

Hall sensörleri ile donatılmış bir motor üzerinde 120° veya 60° açı ile yerleştirilmiş şekilde yer alan Hall sensörlerinden 60° lik aralıklarla değişen bir konum bilgisi elde edilmektedir. Elde edilen bu konum bilgisi yorumlanarak anahtarlama sinyalleri üretilebilir. Anahtarlama sinyallerini üretilmesinde kullanılan doğruluk tablosu Tablo 5.1 de görülmektedir.

Tablo 5.1 : Sensör Doğruluk Tablosu

Adım	Sensör Durumu			Mevcut adım ve sonraki adım arasındaki geçiş
	Sensör 1	Sensör 2	Sensör 3	
T1 – T4	1	0	0	Sensör 2 yükselen kenar
T1 – T6	1	1	0	Sensör 3 yükselen kenar
T3 – T6	1	1	1	Sensör 1 düşen kenar
T3 – T2	0	1	1	Sensör 2 düşen kenar
T5 – T2	0	0	1	Sensör 3 düşen kenar
T5 – T4	0	0	0	Sensör 1 düşen kenar

Doğruluk tablosu lojik ifadelerine ileri / geri çalışma bilgileri de eklenerek lojik denklemler olarak elde edilecek olursa ;

$$T_1 = \overline{\overline{(F.H1.H2)}(\overline{R.H1.H2})} \quad (5.1)$$

$$T_2 = \overline{\overline{(F.H1.H2)}(\overline{R.H1.H2})} \quad (5.2)$$

$$T_3 = \overline{\overline{(F.H2.H3)}(\overline{R.H2.H3})} \quad (5.3)$$

$$T_4 = \overline{\overline{(F.H2.H3)}(\overline{R.H2.H3})} \quad (5.4)$$

$$T_5 = \overline{\overline{(F.H3.H1)}(\overline{R.H3.H1})} \quad (5.5)$$

$$T_6 = \overline{\overline{(F.H3.H1)}(\overline{R.H3.H1})} \quad (5.6)$$

denklemleri yazılabilir.

Mevcut tablo ve denklemler uyarınca her faz için ayrı ayrı bu tabloların MCU içersindeki kaydedicilere kaydedilmesi gerekmektedir. Bundan dolayı MCIA, MCIB, MCIC kaydedicileri faz başına anahtarlama sıralarını yönetmek üzere tek tek programlanacaktır. Buna ek olarak MCRB kaydedicisi kontrol algoritmasının gerilim yada akım modunda çalıştırılacağına göre programlanacaktır. Eğer her iki çalışma modunun da aktif olması isteniyorsa buna uygun olarak MCRB kaydedicisi her ikisini de kapsayacak şekilde programlanmalıdır.

Kaydedicilerin programlanması esnasında dikkat edilecek husus sensörlerin yükselen yada düşen kenar algılama koşullarının MCRB kaydedicisinde programlanmış olmasıdır. Aksi takdirde hem Hall sensörlerinin algılanması hem de gerilim/akım kontrol algoritması için hazırlanan tablolar düzgün çalışmayacaktır.

5.7 Sensör ile Kontrol Algoritmasında İlk Hareket

Fırçasız doğru akım motoruna ilk hareketin verilmesi açısından Hall sensörleri ile çalıştırılırken sensörsüz kontrole göre kolaylığı, Hall sensörlerinden gelen bilginin doğrudan bir sonraki konum bilgisi olması ve bir sonraki adım için gerekli tetiklemeyi oluşturabilir olmasıdır. Aynı zamanda Hall sensörlerinden gelen bu bilgi

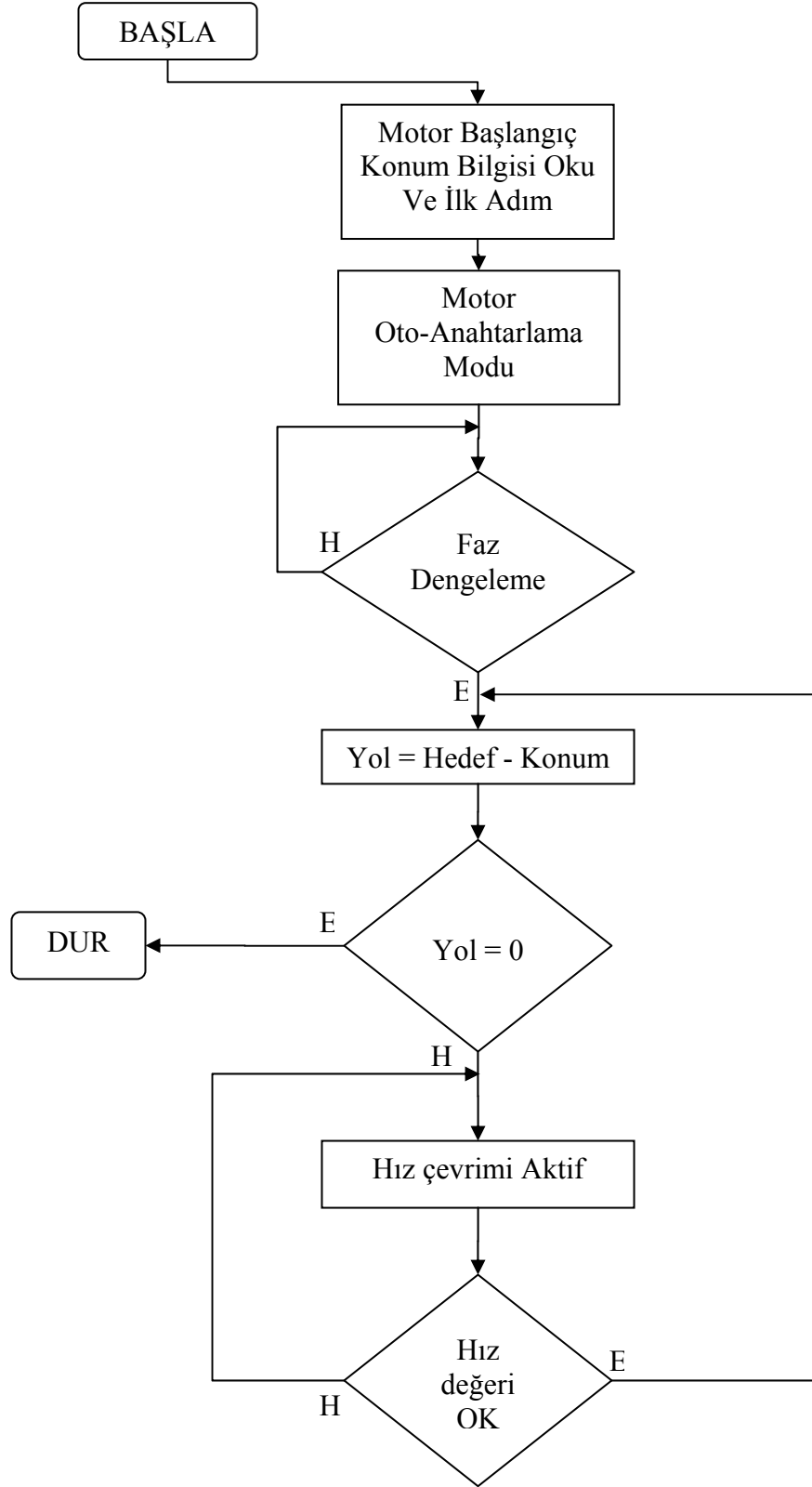
başlangıç koşullarında motorun istenmeyen bir anahtarlama maruz kalmasını engellemek üzere de kullanılabilir. Başlangıç sensör bilgilerinin okunmasının ardından ilk konum bilgisi elde edilmiş olacaktır, bundan sonra yapılması gereken ilk anahtarlama işaretlerinin üretilmesidir.

5.8 Sensörsüz Fırçasız Doğru Akım Motoru Kontrolü Yaklaşımı ve Akış Çizelgesi

Fırçasız doğru akım motorunun çalıştırılmasına yönelik genel kontrol algoritması Şekil 5.10 verilmiştir. Motorun ilk kalkışı için sensörsüz kontrol algoritması gereği öncelikli olarak rotor konumunun okunması gerekmektedir. Bu konum tanımlaması için motor sargılarına sıra ile enerji beslenir ve bir zıt-emk sıfır geçişinin algılanması beklenir. Bu sıfır geçişin algılanması ile rotor konumu tanımlanmış olur ve bu bilgi uyarınca motorun ilk kalkışı sağlanır.

Motor ilk kalkış hareketi sonrası motor fazlarının dengelenmesini bekler, motor fazlarının dengelenmesi sonrası ise hız kontrol çevrimi devreye girerek istenen konuma gelinmesi öncesinde hız ayarlamasını yapacaktır. İstenen konuma gelindiğinde ise konum kontrolü girişindeki işaret (istenen konum – mevcut konum) sıfır olacağından hız bilgisi de sıfıra düşecek ve motorun durması sağlanacaktır.

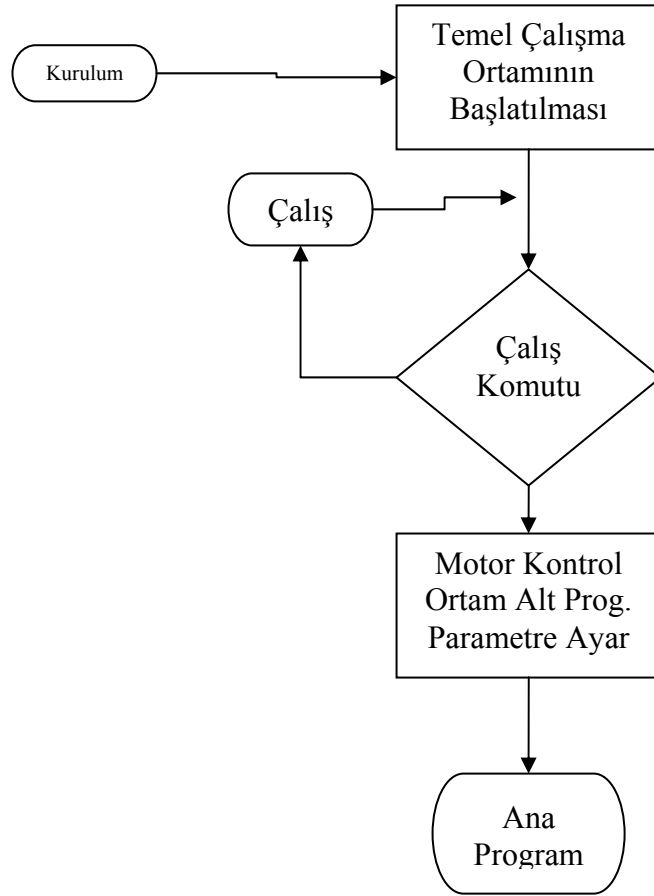
Çalışmada beklenen fırçasız doğru akım motorunun karakteristik artılarının konum kontrolünde ön plana çıkartılmasıdır. İyi parameterize edilmiş bir kontrolör ve doğru tasarlanmış bir yazılım ile bu karakteristiğin ne kadar iyi yönetilebildiğinin araştırılmasıdır.



Şekil 5.10 : Fırçasız Doğru Akım Motoru Programı Genel Akış Çizelgesi

Motorun çalıştırılmasından önce temel çalışma ortamının başlatılması gerekmektedir. Burada temel çalışma ortamından kasıt motor kontrolünde kullanılacak alt programların belirlendiği ortam programlarının çalıştırılmasıdır. Bu adımda işlemci kontrolör temel parametreleri, sensör ile kontrol/sensörsüz kontrol, akım/gerilim modu gibi temel özellikleri dosyadan okur ve bu alt programları etkin hale getirir.

İhtiyaç duyulan alt programlar etkin hale getirildikten sonra ana yazılım bir “Çalıştırma” komutu ve “İstenen Konum” değeri bekleyecektir. “Çalıştırma” komutu gelir gelmez program motor çalışma ortamı değerlerinin belirlenmesi için Motor Kontrol Ortam alt programını çalıştırılır ve etkin hale getirilen alt programların parametreleri ayarlanır.



Şekil 5.11 : Başlangıç Parametrelerinin Ayarlanması Akış Çizelgesi

Şekil 5.11 de verilen akış çizelgesinde belirtilen başlangıç değerlerinin ayarlanması adımıdır;

- Bütün motor kontrol ortamı yeniden ayarlanır,
- Tüm çıkışlar kapalı duruma getirilir,
- Giriş kanalları polariteleri ayarlanır,
- Dahili saat frekansı istenen kontrol moduna uygun olarak ayarlanır.

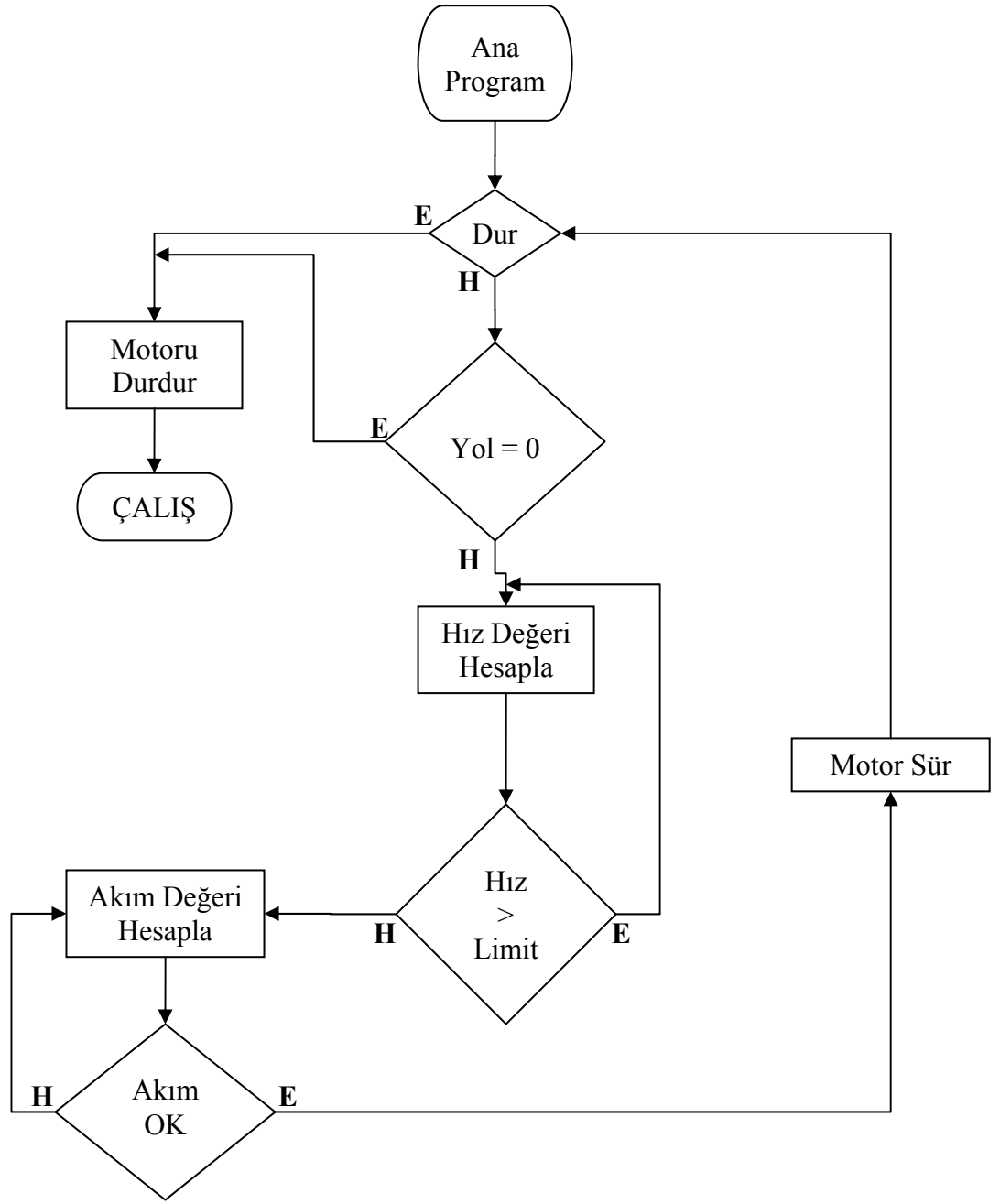
Bunu takiben çalıştırma komutunun algılanmasını takiben;

- RAM de kayıtlı tüm bayrak kaydedicileri sıfırlanır,
- Rotor başlangıç pozisyonunun okunması için gerekli alt program aktif edilir,
- Motor başlangıç anahtarlama işaretleri üretilir.

Başlangıç değerlerinin ayarlanması ve motorun ilk konum bilgisinin okunmasını takiben gerekli hız bilgisi oluşturulması ve konum bilgisinin karşılaştırılması için ana program döngüsü aktif edilecektir. Ana program döngüsüne ilişkin akış çizelgesi Şekil 5.12 de gösterilmektedir.

Ana program döngüsünde “Dur” komutu ve istenen konuma ulaşıldı sorgusunun sonucu olan “Yol = 0” bilgisi kontrol edilerek motorun çalıştırılmaya devam edileceği yada motorun durdurulacağı kontrol edilir. Bu seri sorgu sonucu lojik.1 ise öncelikle hedef konum bilgisinden yola çıkarak hız kontrolör döngüsü mevcut hız bilgisi geri beslemesini de kullanarak yeni hız çıktısını üretecektir.

Elde edilen bu hız bilgisine uygun akım değeri için ise akım kontrolörü eğer kapalı çevrim kontrol seçilmiş ise aktif olacaktır. Motorun doyuma ulaşmadan hem istenen hız değerine ulaşmasını hem de en üst akım değerinden daha düşük bir akım elde edilmesini sağlayacaktır. Bunu takiben mevcut rotor konumuna da göre anahtarlama çıkışları elde edilerek, PWM üretici ile lojik AND lenmek üzere hazırlanmış olur.



Şekil 5.12 : Ana Program Döngüsü

5.9 ST7FMC Mikroişlemci Ailesi PWM Üretici ve Kontrolü

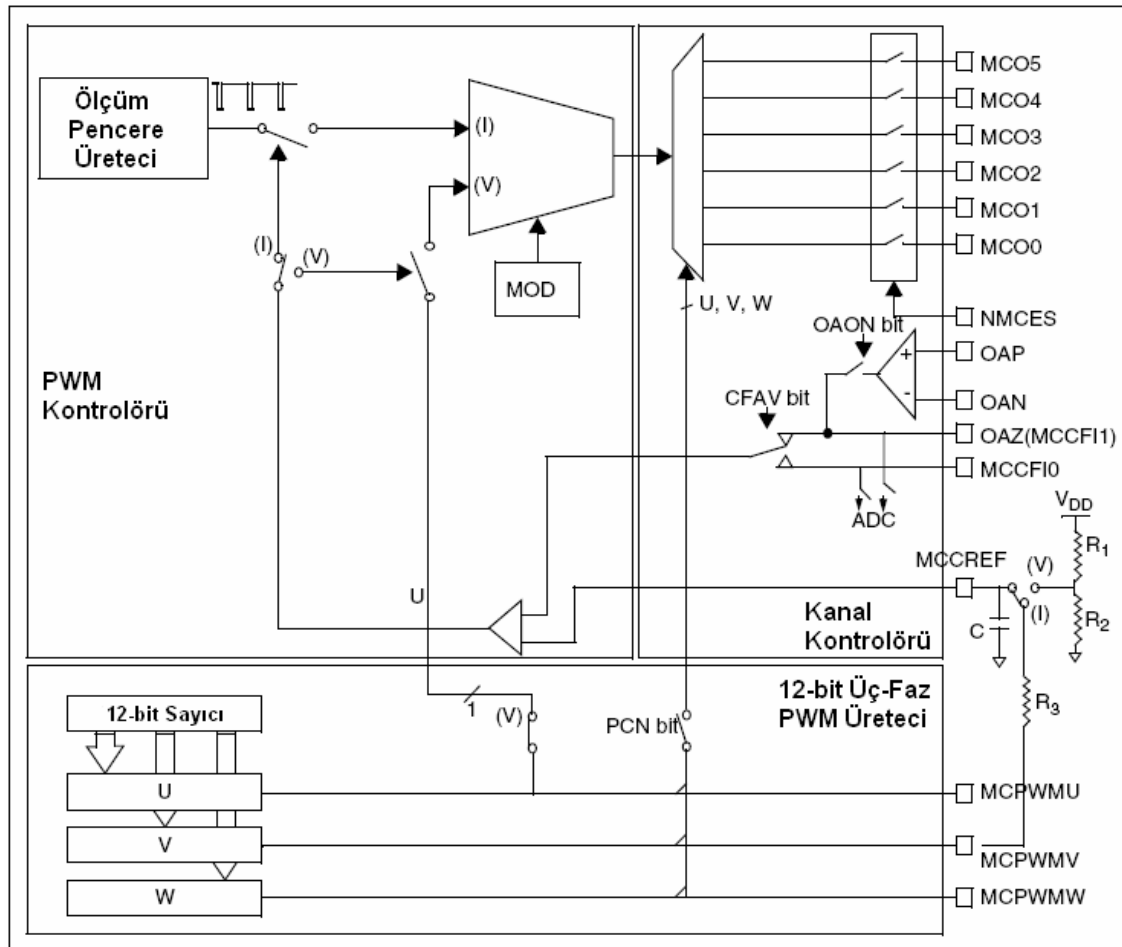
Şekil 5.13 de ST7FMC mikroişlemci ailesinde yer alan Motor Kontrol Makro Hücresinin detaylı bir gösterimi yer almaktadır. Detaylı gösterimde, kullanılan kaydedicilerin ve bitlerin isimleri yer almaktadır. Gereklikçe bu kaydedicilerin ve bitlerin detaylı açıklamalarına değinilecektir. Buna ek olarak hızı, moment veya motora uygulanan akımı kontrol etmek için üretilen PWM işaretleri doğruluk tablosundan elde edilen anahtarlama işaretleri ile lojik AND işlemine tabi tutularak çıkışlar elde edilecektir.

PWM darbeleri ve anahtarlama işaretlerine uygulanan bu işlem ile aynı zamanda motor besleme gerilimi de kontrol edilecektir. Ancak PWM işaretleri ile gerilim kontrolü yapıldığında motor yalnızca gerilim modunda kontrol edilecek, ancak akım kontrol moduna geçildiği takdirde değişen PWM darbe dağılımı ile motor besleme akımı kontrol altına alınacaktır.

Gerilim modu gerilim genliğinin değişimi ile kolayca motor hızının kontrol edilebilmesini sağlar. Ancak PWM darbelerinin açık kapalı oranı ile kontrolü ile sağlanan bu gerilim modu akımın istendiği kadar iyi kontrol edilebilmesini sağlayamaz, sadece belirlenmiş üst limitin aşılması sağlanacaktır. Akımın limitlendirilmesi ise motorun momentinin de sınırlandırılması anlamına gelmektedir.

Akım modu motor referans akımının kontrol edilmesi ile motor momentinin kontrolünü sağlayacaktır, çünkü motor momenti akımın oransal fonksiyonudur. Sargı akımları anında akım düzenleyici üzerinden kontrol edilmekte ve DA barada gerçek zamanlı bir akım kontrolü elde edilmiş olacaktır.

Gerilim modu yada akım modunun kontrol algoritması olarak seçilmiş olmasına bağlı olarak PWM işaretleri farklılık gösterecektir. PWM üretici ve mod değişikliği sonrası kontrolör yapısında oluşan değişiklikler Şekil 5.14 de görülmektedir.



PWM kontrolörü ST7FMC işlemcisinin motor sürme yönteminin dahili iki farklı kısmını yönetir, bunlar:

- Akım sınırlama veya düzenleme
- Anahtarlara uygulanacak PWM işaretlerinin üretilmesi

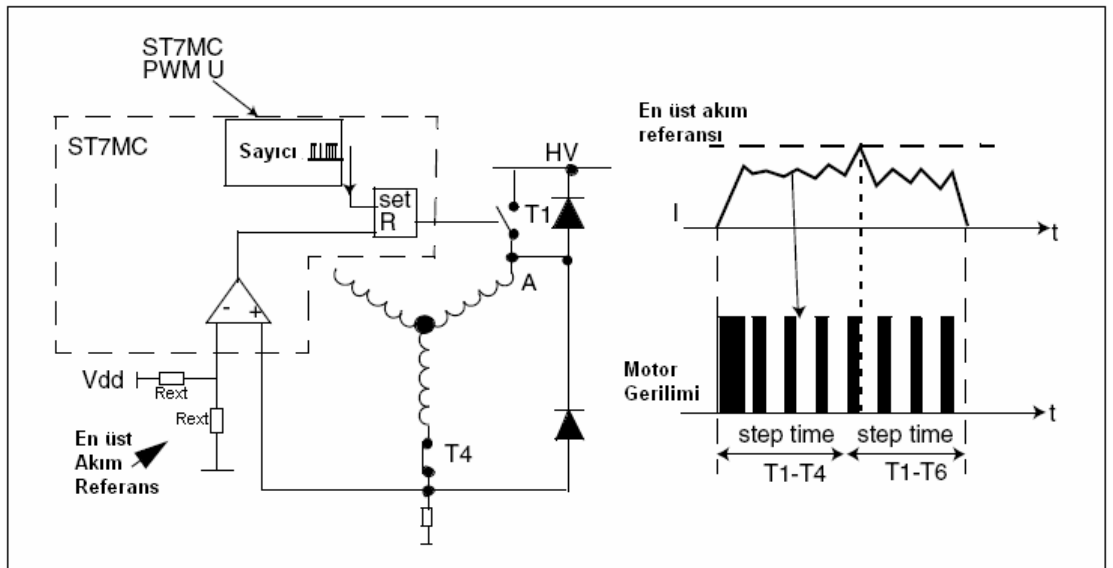
Her iki kontrol modunda da temel eleman 12-bit sayıcıdır. Şekil üzerinde belirtilen (V) işareti ile gerilim modunda aktif olan elemanlar, (I) işareti ile akım modunda aktif olan elemanlar belirtilmektedir.

5.9.1 Gerilim Modunda PWM Kontrolü

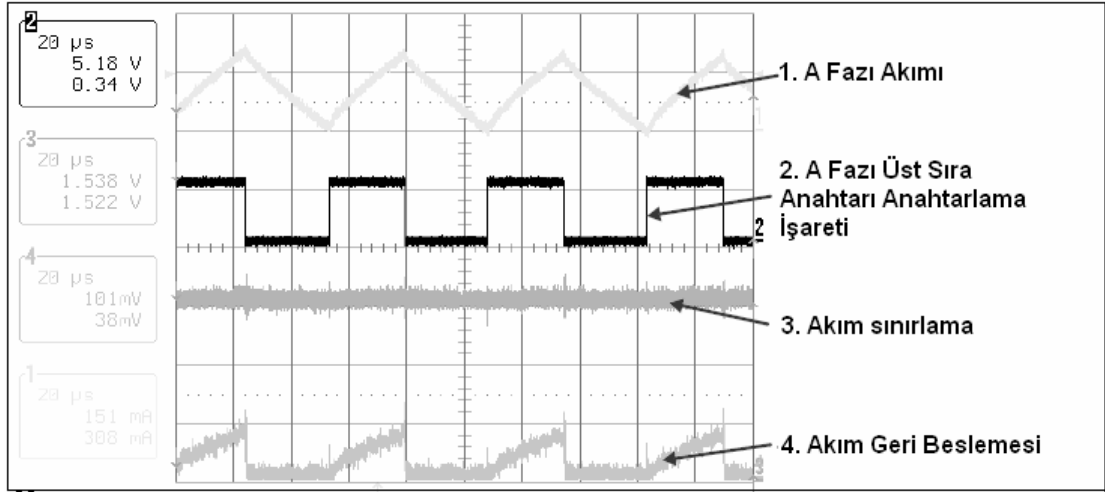
Gerilim modunda, 12-bit sayıcısının darbe genlik modülasyonu (U kaydedicisini karşılaştırılması üzerinden) motora beslenecek gerilimi sağlar, bu motorun gerilim kontrolüdür.

Gerilim kontrol modunda, akıma bir sınırlama ayarlanabilir. Akım sınırlandırması Şekil 5.14 de gösterilen R1 ve R2 harici dirençlerinin değiştirilmesi ile donanımsal olarak ayarlanabilir. Genellikle bu akım sınırlaması değerleri motor üreticileri tarafından plaka değerlerinde belirtilir. Akım geri besleme değeri karşılaştırıcı girişinde en üst referans değerine ulaştığında, PWM işaretinin o anda uygulandığı anahtarlama elemanı akım değeri bu referans değerinin altına düşene kadar devreden çıkarılır. Dahili karşılaştırıcının girişlerinden biri en üst akım sınırlandırması konumunda ise, diğer giriş motordan akım geri beslemesi konumundadır. Akım sınırlandırması motoru korumak için hazırlanmıştır ve motorun normal çalışma koşullarında akım değeri bu değere ulaşmamalıdır.

Şekil 5.16 da buna örnek olabilmesi için gerilim modunda önceden alınmış ölçüm değerleri görülmektedir. Şekilden de görüldüğü üzere motordan alınan akım geri beslemesi hiç bir zaman akım sınırına ulaşmamaktadır ve motor akımlarının yükselmesi ve düşmesi PWM sinyallerine bağlı olarak gerçekleşmektedir.



Şekil 5.15 : Gerilim Kontrol Modunda Akım Sınırlaması



Şekil 5.16 : Gerilim Modu Ölçüm Sonuçları Dalga Şekilleri

5.9.2 Akım Modunda PWM Kontrolü

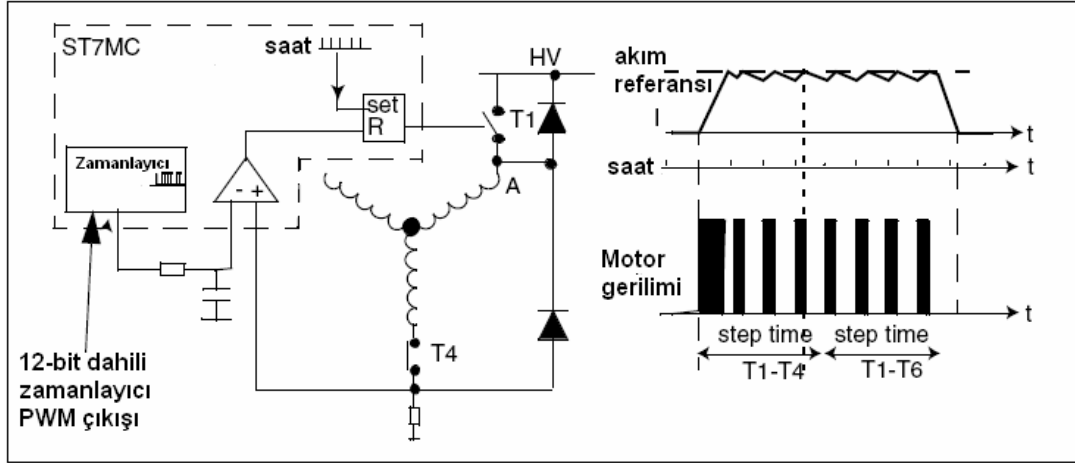
Akım modunda, 12-bit zamanlayıcıdan elde edilen PWM çıkışı motora uygulanacak referans akımı sağlar. PWM doluluk oranı motora uygulanması beklenen akım seviyesidir. %100 doluluk oranında çıkış işaretinin seviyesi 5V dur, bu değer en üst moment değeri için motora uygulanması gereken akım değeridir. PWM doluluk oranı maksimum akım ile istenilen akım değeri (istenen moment değerine bağlıdır) nin birbirine oranıdır. Örneğin maksimum akım 1A ve referans akım 0.2 A ise PWM doluluk oranı %20 olacaktır.

Şekil 5.14 de de görüldüğü üzere PWM doluluk oranının elde edilmesi için akım referansının belirlenmesi amacı ile R3 direncinin eklenmesi gerekmektedir. Dahili karşılaştırıcıda, girişlerden biri motorun akım geri beslemesi için diğer giriş ise 12-bit sayıcıdan gelen PWM işaretlerinin filtrelenmesi ile elde edilen akım referans girişi için kullanılmaktadır.

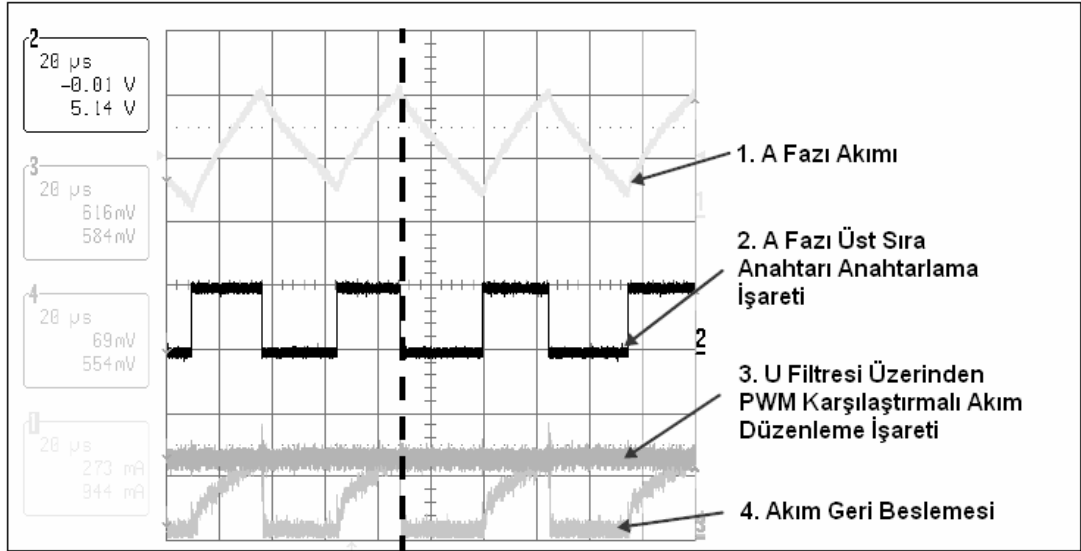
Şekil 5.14 ve Şekil 5.17 da görülmektedir ki dahili saat sinyali akım kontrol modunda kullanılmaktadır. Bu saatin üretici frekans program içersinde parametrik bir değerdir akım kontrolünün hassasiyetini arttırmak üzere 390Hz ile 50kHz aralığında ayarlanabilmektedir. PWM işaretinin 0 durumu alt limiti 2.5 μ s olmak üzere değişken bir değerdir.

Karşılaştırıcı girişinde akım geri besleme değeri 12-bit zamanlayıcı PWM işareti ile sağlanan referans akım değerine ulaşırsa, dahili saat sinyali sıfırlanır. PWM işaretinin uygulandığı anahtarlama elemanı akım değerin referans değerinin altına düşene kadar devreden çıkar. Bu sebeple dahili saat işaretinin PWM doluluk oranı değişkendir. Bir anahtarlama elemanın kapalı kalma süresi program içerisinde parametrik ayarlanabilir olsa da doluluk oranı ve çalışma periyodu motor davranışlarına göre değişken olacaktır.

Şekil 5.18 de akım kontrolüne örnek olabilmesi için önceden alınmış ölçüm değerleri görülmektedir. Şekilden de görüldüğü üzere akım referans değerine ulaşır ulaşmaz üst sıra anahtarlama elemanının tetiklenmesi sıfır değerine düşmekte böylelikle anahtarlama elemanı devreden çıkarılmaktadır.



Şekil 5.17 : Akım Kontrol Modunda Akım Düzenlenmesi



Şekil 5.18 : Akım Modu Ölçüm Sonuçları Dalga Şekilleri

5.9.3 Akım Modunda PWM İşaret Kaydedicisi Ayarı

Akım modunda, dahili saat ve akım karşılaştırıcısı kombinasyonu PWM işaretini ayarlamak için kullanılır. MPRSR kaydedicisi dahili saat için PWM işaretinden ihtiyaç duyulduğunda minimum 0 durumu ve frekansın ayarlanması için kullanılır.

MPRSR (Prescaler & Sampling Register)

Tablo 5.2 : MPRSR Kaydedicisi

7	6	5	4	3	2	1	0
SA3	SA2	SA1	SA0	x	x	x	x

Bit 7:4 = SA[3:0] : Örnekleme Oranı

Bu bitler akım modu için örnekleme oranını içerir ve Tablo 5.1 uyarınca frekans değerini belirler;

Tablo 5.3 : Frekans Seçimi

SA3	SA2	SA1	SA0	Örnekleme Frekansı
0	0	0	0	50.0 kHz
0	0	0	1	40.0 kHz
0	0	1	0	33.33 kHz
0	0	1	1	25.0 kHz
0	1	0	0	20.0 kHz
0	1	0	1	18.1 kHz
0	1	1	0	15.4 kHz
0	1	1	1	12.5 kHz
1	0	0	0	10 kHz
1	0	0	1	6.25 kHz
1	0	1	0	3.13 kHz
1	0	1	1	1.56 kHz
1	1	0	0	1.25 kHz
1	1	0	1	961 Hz
1	1	1	0	625 Hz
1	1	1	1	390 Hz

5.9.4 PWM Kaydedicisi**Tablo 5.4 : PWM Kaydedicisi**

7	6	5	4	3	2	1	0
x	PWMW	PWMV	PWMU	OT3	OT2	OT1	OT0

Karşılaştırmacı için akım referansı U, V, ve W fazlarına ait PWM kaydedicilerince (12-bit çözünürlüğe kadar) sağlanır ve üç karşılaştırmacı kaydecilerinden elde edilen işaret PWMU, PWMV ve PWMW kaydedicilerini set etmek üzere kullanılabilir.

Bits 3:0 = **OT[3:0]** : 0 durumu seçimi

Bu bitler anahtarların 0 (kapalı) olma durumunun ayarlanması için kullanılır. Bu ayarlama için Tablo 5.2 verilmiştir.

Tablo 5.5 : 0 Durumu Seçim Tablosu

OT3	OT2	OT1	OT0	0 durum süresi
0	0	0	0	2.5 μ s
0	0	0	1	5 μ s
0	0	1	0	7.5 μ s
0	0	1	1	10 μ s
0	1	0	0	12.5 μ s
0	1	0	1	15 μ s
0	1	1	0	17.5 μ s
0	1	1	1	20 μ s
1	0	0	0	22.5 μ s
1	0	0	1	25 μ s
1	0	1	0	27.5 μ s
1	0	1	1	30 μ s
1	1	0	0	32.5 μ s
1	1	0	1	35 μ s
1	1	1	0	37.5 μ s
1	1	1	1	40 μ s

5.10 PI kontrolör uygulanması ve hassas ayarlanması

PID kontrolör teorisi ve ayarlanmasına ilişkin metodlar birçok teknik yayında yer almış ve üzerinde birçok çalışma yapılmış olan konulardır. Burada mevzu bahis çalışmalar ve teorik bilgilerden öte çalışmada yer alan PI kontrolör algoritmasına yönelik temel bir bilgilendirmeye ve hassas ayarlamaya yönelik amprik bir yaklaşıma yer verilecektir.

5.10.1 Teorik Altyapı

Çalışmada hazırlanan kontrolör bir Oransal ve Integral karakteristikli bir PI kontrolördür. Türevsel hesaplamanın yer almamasının sebebi ise; deneysel çalışmalar sonucu türevsel elemanın kontrolör çevrimi içerisinde gürültü faktörünün artmasına sebebiyet vermesidir. Bunun sonucu olarak, sistem tutarsız yahut zor ayarlanır bir karakteristik sahibi olacaktır. Uygun türevsel frekans hatasının elde edilmesine

yönelik ek yazılımsal filtreler hazırlanabilir ancak bu kontrolör çıkışında fazladan cevap gecikmesine sebebiyet verebilecektir [20]. Mevcut kontrolör çevriminin amacı frekansa bağlı olarak motor sargılarına uygulanan PWM işaretlerinin görev çevriminin ayarlanabilmesidir.

$$PWM_{Duty} = f(freq) \quad (5.7)$$

$$PWM_{Duty} = PWM_{start} + k_p \times Error_{freq} + k_i \times \sum_t Error_{freq} \quad (5.8)$$

şeklinde ifade edilen en genel PI ifadesinde;

PWM_{start} : Senkron moddan AutoSwitch moduna geçiş esnasında motor sargılarında var olan başlangıç PWM görev çevrimi ile ilgili sabit

k_p : Oransal katsayı

k_i : İntegral katsayı

olarak yer almaktadırlar.

5.10.2 Kontrolör Katsayılarının Ayarlanması

Kontrolör katsayılarının hassas ayarlanmasına ilişkin aşağıdaki yöntem ve işlem sıraları uygulanmıştır:

5.10.2.1 Örnekleme Zaman Sabitinin Ayarlanması

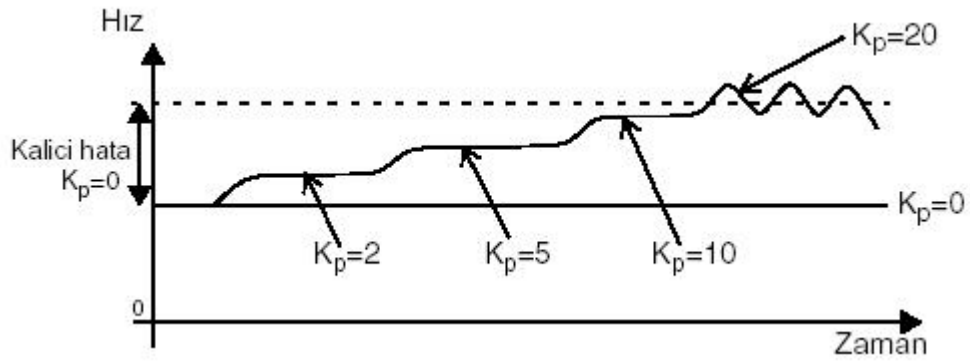
Örnekleme zamanı kontrolör bant genişliğinin ayarlanabilmesi için düzenlenmesi gereken bir değerdir. Algoritmada toplamsal ifade olarak kullanılan örnekleme zamanı (integral terim), çevrim süresini arttırarak (toplamsallık yavaşlayacak ve çıkıştaki integrasyon olayı gecikecektir) kontrolörün etkilerini azaltacaktır. Tersî şekilde, çevrim zamanının azaltılması kontrolörün etkisini arttıracaktır (toplama hızlı olacak ve çıkıştaki integrasyon işlemi artacaktır). Bu sebeple örnekleme zaman sabiti PI kontrolörün çıkış karakteristiği açısından ayarlanması öncelikli bir parametredir.

Teorik olarak yüksek örnekleme sayısı daha iyi bir kontrolör karakteristiği anlamına gelmekle pratikte şu özelliklerin göz ardı edilmemesi gerekir;

- Örnekleme zamanının küçük seçilmesi işlemcinin yükünün artmasına sebep olur.
- Motorun hız bilgisi ancak 6-adım zamanlamasının ölçülmesi sonucu elde ediliyor olduğundan dolayı en fazla elektriksel frekans için gerekli bir tur zamanından kısa bir örnekleme zamanı anlamsız olacaktır.
- Yüksek hızlarda, genellikle, sistem ataleti dolayısıyla sistemin cevabı yavaş olacaktır bu sebeple yüksek örnekleme oranına ihtiyaç yoktur.

5.10.2.2 Oransal Katsayının (k_p) Ayarlanması

k_p , oransal katsayı, anlık hata düzeltme sağlar ve örnekleme zaman sabitinden bağımsızdır. Yüksek k_p , düşük hız hatası ve daha iyi dinamik cevap sağlar. Buna rağmen, k_p nin çok yüksek bir değerde seçilmesi kontrolör karakteristiğinde kararsızlık yahut osilasyonlar oluşmasına sebebiyet verebilir.



Şekil 5.19 : $k_i = 0$ için k_p ile Hız Ayarının Sağlanması

k_p katsayısını ayarlamak için aşağıdaki amprik metod uygulanabilir:

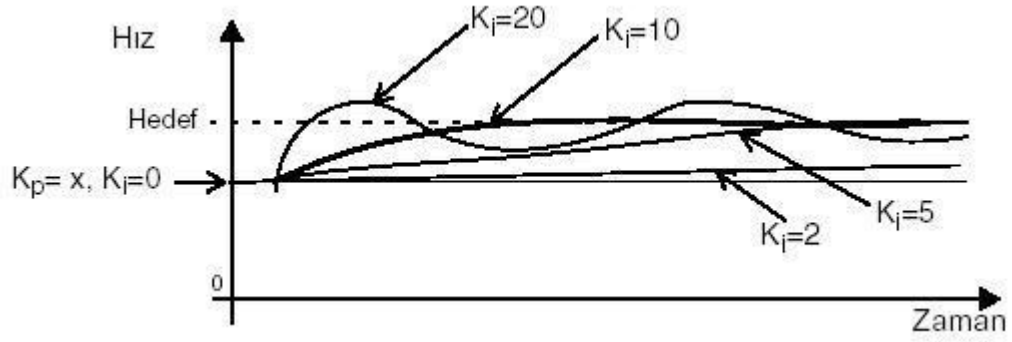
- $k_i = 0$ ve $k_p = 0$ şartları ile, motoru çalıştırılır; bu durum açık çevrim çalışma şartlarının aynısıdır.
- Verilen bir hızda, belirli bir yükte motor çalıştırıldığında, hedeflenen hız değerine ilişkili bir hız hatası oluşacaktır (bu hataya kalıcı hata denir); k_p değerini yavaşça yükselterek hata düşürülebilir.

- Sistem kararsız hale geldiğinde (osilasyonlarla), ulaşılan değer k_p için limit değerdir ($k_{p \text{ limit}}$), bu durumda k_p yi yükseltmeyi durdurmak gerekir.
- Çalışmaya başlamak için uygun olan k_p değeri, makul olan faz ve genlik marjini sağlamak amacıyla ($k_p = k_{p \text{ limit}} / 2$) olacaktır.
- Bu sonucu çeşitli yük koşulları altında deneyerek doğrulanmalı ve zayıf hız değişimlerini sistemin dinamik cevabını tanımlamak için kullanılmalıdır. Gerekli olduğu takdirde son kalıcı hız hatasının integral sabiti tarafından düzeltileceği de göz önünde bulundurularak k_p ufak aralıklar içinde ayarlanabilir.
- Uygulamanın tüm hız aralığını taramak amacıyla bu prosedürü birçok farklı hız için tekrarlanmalı; büyük hız oranları için en iyi sonuçların alınması amacıyla birçok değişik k_p değerinin kullanılması gerekir.

5.10.2.3 Integral Katsayısının (k_i) Ayarlanması

Mevzu bahis uygulamada, daha önce örnekleme zaman sabitinin ayarlanmasında da bahsedildiği üzere, integral ifadesinin etkinliği iki PI kontrolör işlemleri arasındaki zaman aralığına bağlıdır. Bu PI işlem zamanını azaltmak için uygulanır. Bu sebeple, parametre ayarına başlarken, örnekleme zaman sabitinin (T_s) sabitlenmiş olması gerekir; k_i integral sabitinin ayarlanmasından sonra değiştirilmesi gerekirse, k_i integral katsayısı etkisi sabit kalacak şekilde tekrar ayarlanmalıdır.

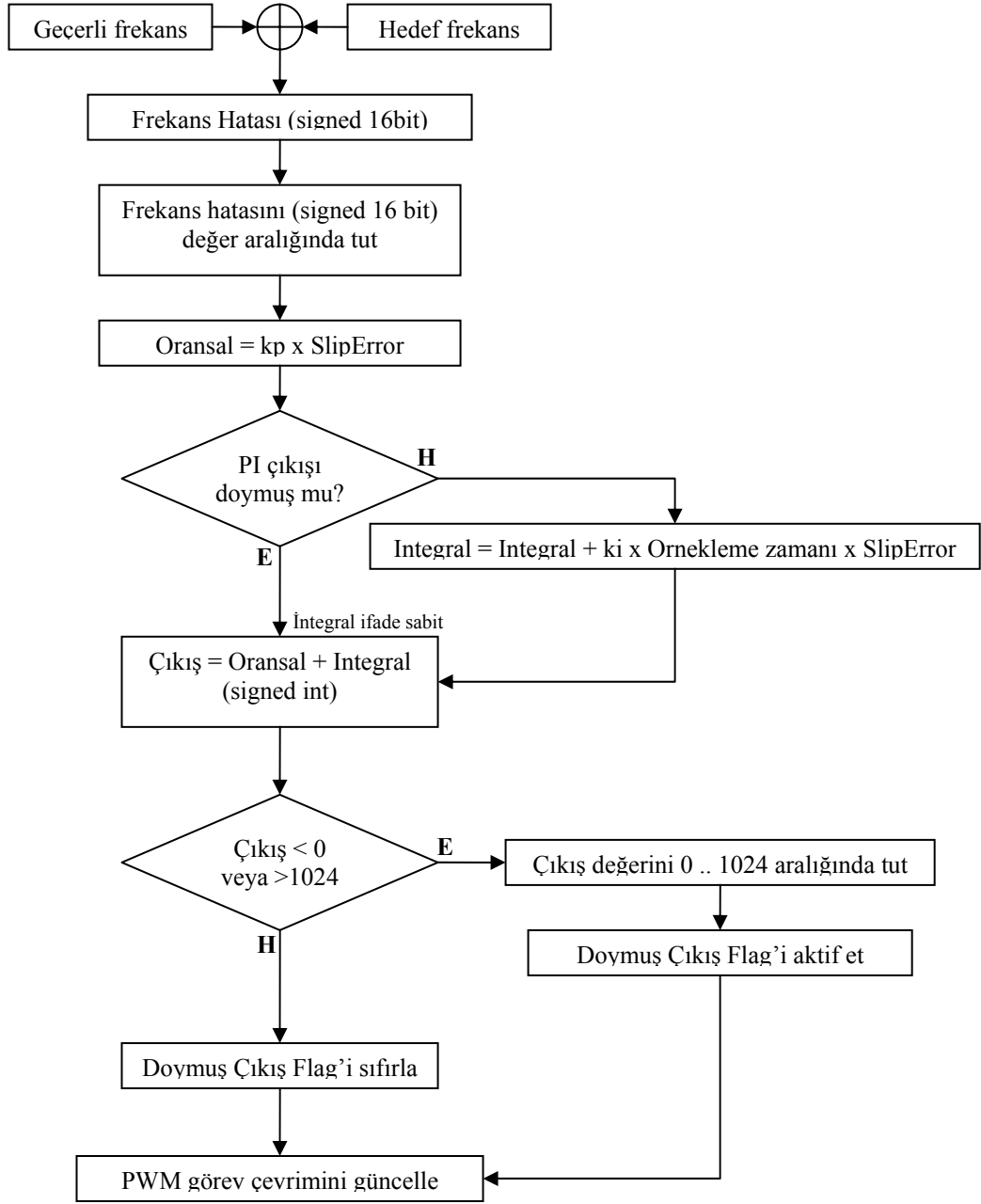
Daha yüksek k_i , daha çabuk bir hız hata düzeltmesi ve daha iyi bir dinamik cevap anlamına gelir. Bununla birlikte, çok çok yüksek bir k_i değeri sistemde kararsızlığa sebep olur. Ayarlama sırasında, k_p ve T_s katsayıları aşağıdaki şekilde gösterildiği üzere sabit tutulmak zorundadır.



Şekil 5.20 : k_i Ayarlanması (k_p ve T_s Sabit)

k_p katsayısını ayarlamak için aşağıdaki amprik metod uygulanabilir:

- $k_i = 0$, $k_p = x$ ve $T_s = y$ koşulu ile motor çalıştırılır.
- Verilen bir hızda, belirli bir yükte motor çalıştırıldığında, hedeflenen hız değerine ilişkili bir hız hatası oluşacaktır; k_i değeri sıfırdan farklı olduğu anda hata azalmaya başlayacaktır.
- Oransal katsayı ayarındakinden farklı olarak, k_i katsayısını uygun değerine ulaşabilmek için yavaşça yükseltemezsiniz. Ayarlama verilen k_i katsayısını ani bir biçimde uygulayarak yapılabilir. Ayrıca hedef hızı veya yükü değiştirerek ayarlama yapılabilir. Dinamik frenleme gibi nedenlerle oluşan keskin değişiklikler en zor koşulları meydana geldiği değişikliklerdir ve bu genelde gerçek bir uygulama için örnek oluşturmaz. Normalde son uygulama hızı profili veya yük değişiklikleri ile çalışmak daha kolaydır.
- Sistem kararsız hale geldiğinde (büyük hız devrilmeleri veya osilasyonlarla) k_i katsayısının artırılması durdurulmalı, elde edilen bu değer $k_{i\ limit}$ değeridir.
- Çalışmaya başlamak için uygun olan k_i değeri, makul olan faz ve genlik marjini sağlamak amacıyla ($k_i = k_{i\ limit} / 2$) olacaktır.
- Bu sonucu çeşitli yük koşulları altında denenerek doğrulanmalı ve zayıf hız değişimlerini sistemin dinamik cevabını tanımlamak için kullanılmalıdır.
- Uygulamanın tüm hız aralığını taramak amacıyla bu prosedür birçok farklı hız için tekrarlanmalıdır; büyük hız oranları için en iyi sonuçları almak amacıyla birçok değişik k_i değerinin kullanılması gerekir.



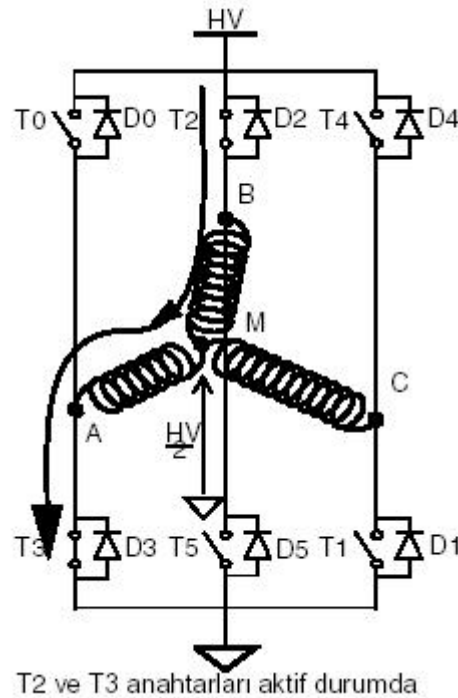
Şekil 5.21 : PI Kontrolör Akış Diyagramı

5.11 PWM Yönetimi ve Zıt-EMK Okunması

Motor sürücü devresinin kontrol metoduna göre, zıt-emk sıfır geçiş işaretini algılamak üzere PWM sinyali 2 farklı yolla uygulanabilir:

- Üst anahtarlarda : Adım boyunca, PWM sinyali yalnızca üst anahtarlara uygulanır, adım bitinceye kadar alt anahtarlar sürekli iletim durumundadır.
- Alt anahtarlarda : Adım boyunca, PWM sinyali yalnızca alt anahtarlara uygulanır, üst anahtarlar ise adım bitinceye kadar sürekli iletim durumundadır.

ST7FMC ürün ailesinde, MPAR kaydedicisindeki **OE[5:0]** bitleri ilgili çıkışlar üst yada üst yada alt anahtar pozisyonunda olup olmadığını tanımlamak için kullanılır. Sonra MPHST kaydedicisindeki **OO[5:0]** bitleri ilgili çıkış kanalının aktif olup olmadığını belirlemek için kullanılır ve son olarak MCRB kaydedicisindeki **OS[2:0]** bitleri ise alt yada üst anahtar grubunda aktif kanallara PWM sinyalinin dağıtılması amacıyla kullanılır.



Şekil 5.22 : PWM Aktif Durumda İken Akım Yolu

5.11.1 PWM Sinyalinin Üst Anahtar Grubuna Uygulanması

İlgili anahtarlar iletim durumunda iken, akım iki anahtar üzerinden ve motorun iki sargısından devresini tamamlar. (Bu anahtarlar şekil 5.22 de gösterilmiş olan T2 ve T3 anahtarlarıdır)

M noktasındaki potansiyel $HV/2$ dir. Eğer anahtarlama üzerinde herhangi bir işlem yapılmazsa, gerilimin çok yüksek oluşundan ötürü işlemci tarafından zıt-emk sinyali okunamayacaktır.

Klasik metod kullanılarak, zıt-emk sinyali oluşturulan sanal toprak potansiyeli yardımı ile ve üst anahtar grubundaki aktif anahtar üzerinden sinyalin bölünmesi ve filtrelenmesi ile okunabilir.

Klasik metod kullanılırken PWM sinyali aktif olduğunda, sanal toprak potansiyeli $HV/2$ olarak bölünüp filtrelenecektir ve C noktasındaki gerilim ($HV/2 + \text{zıt-emk}$) olarak bölünüp filtrelenecektir. Böylece bölme ve filtreleme işleminden sonraki kaynak gerilim aralığı $0 - V_{dd}$ olan işlemcinin içersindeki karşılaştırıcı ile karşılaştırma işlemi gerçekleştirilebilir.

Üst anahtar grubundaki PWM sinyali aktif olmadığında, motor içersinde akım aynı doğrultuda akmaya devam eder. Anahtar aktif değil iken, akım bu durumda yalnızca serbest geçiş diyodu üzerinden devresini tamamlayabilir. (Şekil 5.23 deki D5 diyodu)

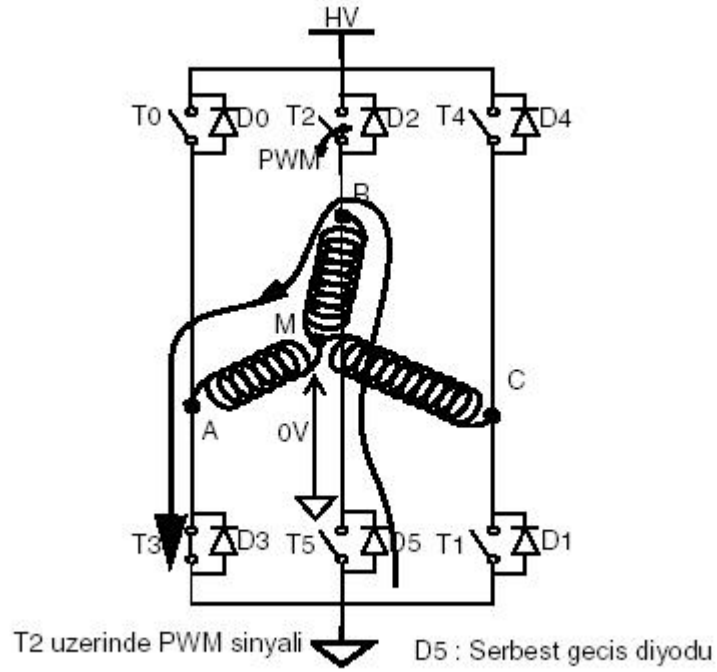
Bu durumda A noktasındaki potansiyel T3 anahtarı üzerindeki V_{ON} gerilimine eşittir, B noktasındaki potansiyel ise D5 diyodundaki $-V_f$ gerilimine ve M noktasındaki potansiyel ise;

$$\frac{V_{ON} - V_f}{2} \quad (5.9)$$

şeklinde olacaktır. Bu değer sıfıra yakın bir değerdir çünkü çoğu durumda $V_{ON} = V_f$ dir.

Bu durumda işlemci C fazının üzerinde toprak terminalini referans alan zıt-emk gerilimini okuyabilir.

Bu kurulum PWM sinyalinin aktif olmadığı süre boyunca zıt-emk sinyalinin örnekleme alınacağı ST metodu için kullanılır. İşlemci toprak seviyesine yakın olan sinyallere baktığımızda dışarıdan bölücü yada filtreleyici ek düzeneklere ihtiyaç duymaksızın örnekleme alabilir.



Şekil 5.23 : Anahtarlar Aktif Durumda Değilken Akım Yolu

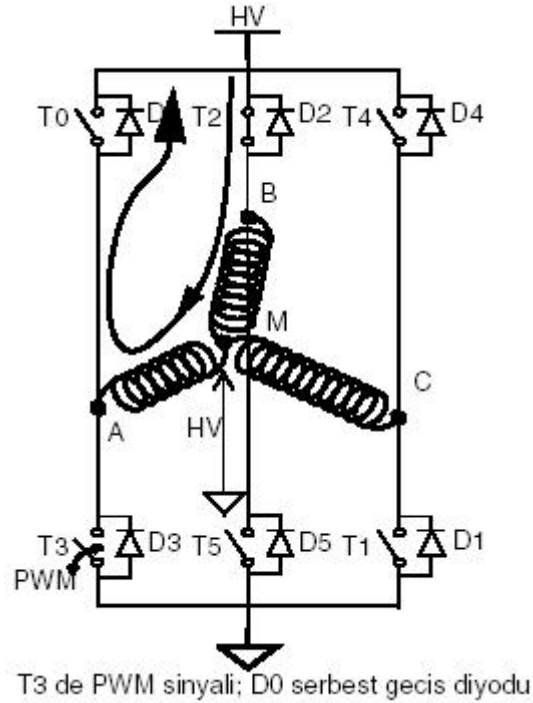
5.11.2 PWM Sinyalinin Alt Anahtar Grubuna Uygulanması

Alt anahtarlar açık devre durumuna alındığında, motor içersindeki akım aynı doğrultuda akmaya devam eder. Anahtar devrede değil iken akım yalnızca D0 diyodunu kullanarak akabilir.

Bu durumda A noktasındaki potansiyel $(HV + V_f)$, B noktasındaki potansiyel $(HV - V_{ON})$ ve M noktasındaki potansiyel ise $(2 \times HV + V_{ON} - V_f)/2$ olacaktır. Bu sonuç için HV değerine eşittir diyebiliriz çünkü çoğu durumda $V_{ON} = V_f$ şeklindedir.

PWM sinyalinin aktif olduğu süre boyunca klasik metodun kullanılması şartı ile işlemci zıt-emk işaretini okuyabilir. Çünkü C sinyali işlemci giriş pininden önce bölünerek filtrelendir. ST metoduna göre zıt-emk örnekleme yalnızca PWM in uygulanmadığı süre boyunca yapılabilir ve ST metodu ile C deki sinyal işlemci giriş pininden önce bölünüp filtrelendirmez, PWM sinyalinin uygulanmadığı süre boyunca C noktasındaki gerilim HV değerine yaklaşık bir değer olduğunda bu metod uygulanamaz.

- Anahtar iletime geçirildiğinde V_{ON} anahtar üzerindeki gerilimdir.
- V_f bir diyodun iletim gerilimidir.



Şekil 5.24 : Anahtar Açık Devre İken Akım

5.12 PWM Yönetimi İle İlgili ST7FMC Kaydedicileri

Gerilim modunda (MCRA kaydedicisi içerisindeki **VOC1** biti sıfırlanarak), 6-adım sürme yöntemi ile FDAM sürülürken (MDTG kaydedicisi içindeki **PCN** biti sıfırlanarak), tek bir PWM sinyali giriş bölgesine uygulanır. Anahtarlara uygulanan bu PWM sinyali 12-bitlik PWM sayacını frekans için, 13-bit karşılaştırıcı U kaydedicisini de görev periyodu için kullanarak üretilir. (MCPUL : MCPUH kaydedicileri)

Akım modunda (MCRA kaydedicisi içerisindeki **VOC1** biti set edilerek), çıkış kanal yöneticisine yönlendirilen PWM çıkış sinyali ölçüm pencere üreticinin çıkışı ve akım karşılaştırıcının kombinasyonu ile elde edilir. Bu durum MPRSR kaydedicisindeki **SA[3:0]** bitlerinden PWM frekansının düzenlenmesi ve MPWME kaydedicisindeki **OT[3:0]** bitleri vasıtasıyla minimum pasif olma süresinin ayarlanması ile elde edilebilir.

5.12.1 Parity Kaydedicisi (MPAR)

Tablo 5.6 : Parity Kaydedicisi Bitleri

7	6	5	4	3	2	1	0
x	x	OE5	OE4	OE3	OE2	OE1	OE0

Bit 5:0 = **OE[5:0]** : Çıkış Parity Modu

0 : Üst anahtar grubu

1 : Alt anahtar grubu

Örneğin; Şekil 5.24 deki T1, T3, T5 alt anahtar grubu ve T0, T2, T4 üst anahtar grubudur.

- MPOL kaydedicisindeki REO bitini programlayarak zıt-emk in okunacağı grup seçilir. Zıt-emk sinyalinin okunacağı grup kullanılan sensörsüz kontrol metoduna bağlıdır. Eğer ST metodu kullanılıyorsa, daha öncede bahsedildiği üzere PWM üst anahtar grubuna uygulanmak sorunda olduğundan üst anahtar grubu seçilmelidir, bu yüzden, zıt-emk yalnızca üst anahtar grubundan okunabilir, REO

biti sıfırlanmalıdır. Eğer klasik metot kullanılırsa, zıt-emk hem üst anahtar grubundan hem de alt anahtar grubundan okunabilir, grup seçimi aşağıdaki anlatıldığı üzere PWM sinyalinin nereye uygulanacağına bağlıdır, REO biti bu durumda ilgili PWM uygulama noktasına göre sıfırlanır yada set edilir. MPOL kaydedicisinden çıkış kanalının polaritesi de seçilmelidir.

5.12.2 Polarity Kaydedicisi (MPOL)

Tablo 5.7 : Polarity Kaydedicisi Bitleri

7	6	5	4	3	2	1	0
ZVD	REO	OP5	OP4	OP3	OP2	OP1	OP0

Bit 7 = **ZVD** : Z ve D olayları kenar polarite tanımlaması

0 : Sıfır-geçiş ve Demagnetizasyon sonu karşıt kenar yapısındadır.

1: Sıfır-geçiş ve Demagnetizasyon sonu aynı kenar yapısındadır.

Bit 6 = **REO** : Üst yada Alt Kanaldan okuma biti

0 : zıt-emk sinyalinin üst kanaldan okuma

1 : zıt-emk sinyalinin alt kanaldan okuma

Bit 5:0 = **OP[5:0]** : Çıkış kanal polaritesi

Bu bitler MPHST kaydedicisinin içersindeki **OO[5:0]** bitleri ile beraber çıkış kanallarını kontrol etmek üzere kullanılır.

0 : Çıkış kanalı lojik 0 iken aktiftir

1 : Çıkış kanalı lojik 1 iken aktiftir

- PWM yönünü sıfır-geçiş (Z) ten hemen önce, demagnetizasyon (D) dan sonra seçmek gerekir. PWM yönü MCRB kaydedicisindeki **OS1** biti kullanılarak seçilir. Aynı durum zıt-emk sinyalinin okunacağı grup için de geçerlidir, PWM sinyali kullanılan sensörsüz kontrol metoduna göre uygulanır. Eğer ST metodu kullanılıyor ise, o zaman PWM sinyali üst anahtarlara uygulanmalıdır, yani

MCRB kaydedicisindeki **OS1** biti sıfırlanmalıdır. Eğer klasik sensörsüz kontrol metodu kullanılıyor ise, PWM sinyali hem üst anahtar grubuna hem de alt anahtar grubuna uygulanabilir. Bütün durumlarda işlemci zıt-emk sinyalini algılayabilir. Bu durumda, **OS1** biti set yada reset edilebilir.

MPHST kaydedici bitleri olan **OO[5:0]** bitleri ilgili çıkış kanalının aktif olup olmadığını belirler. Altı adımın sıralanmasında her adım için bu kurulum uygun şekilde yapılmalıdır.

5.12.3 Faz Durum Kaydedicisi (MPHST)

Tablo 5.8 : Faz Durum Kaydedicisi Bitleri

7	6	5	4	3	2	1	0
x	x	OO5	OO4	OO3	OO2	OO1	OO0

Bit 5:0 = **OO[5:0]** : Kanal on/off bitleri

Bu bitler bir sonraki komutasyonda çıkış kanallarının iletimde olup olmayacağını belirlenmesi için kullanılır.

0 : Kanal kapalı, İlgili anahtar iletimde değil, herhangi bir PWM sinyali yok

1 : Kanal açık, İlgili anahtar iletimde, PWM sinyali uygulanabilir

5.13 Sargı Demagnetizasyonu

İşlemci bir adımdan ötekine anahtarlama yaparken, enerjilendirilmemiş sargı belirli bir demagnetizasyon süresine ihtiyaç duyar. Bu süre boyunca sargı üzerindeki akım aynı doğrultuda akmaya devam eder ama sönümlenir. Bu akımın varlığını sürdürmesine rağmen zıt-emk gerilimini görmek mümkün değildir çünkü sargı serbest geçiş diyodu vasıtası ile toprak yada HV potansiyel noktasına bağlıdır.

Sargının özindüktansı sebebi ile, sargı üzerindeki ters gerilim yükseldiğinden ötürü demagnetizasyon süresi kısalmır. Sargının demagnetizasyon süresini kısaltmak istenildiğinden ötürü zıt-emk sıfır geçiş olayını algılayan pencere genişletilir. Böylece bu süreyi azaltmak ve demagnetizasyon sonunu hızlandırmak için demagnetizasyona ihtiyaç duyan sargı üzerine maksimum ters gerilimi uygulamak çözüm getirir. Bunu yapabilmek için bir önceki adımın kurulumuna bağlı olarak PWM sinyali hem alt anahtarlara hem de üst anahtarlara demagnetizasyonu hızlandırmak amacı ile uygulanabilir.

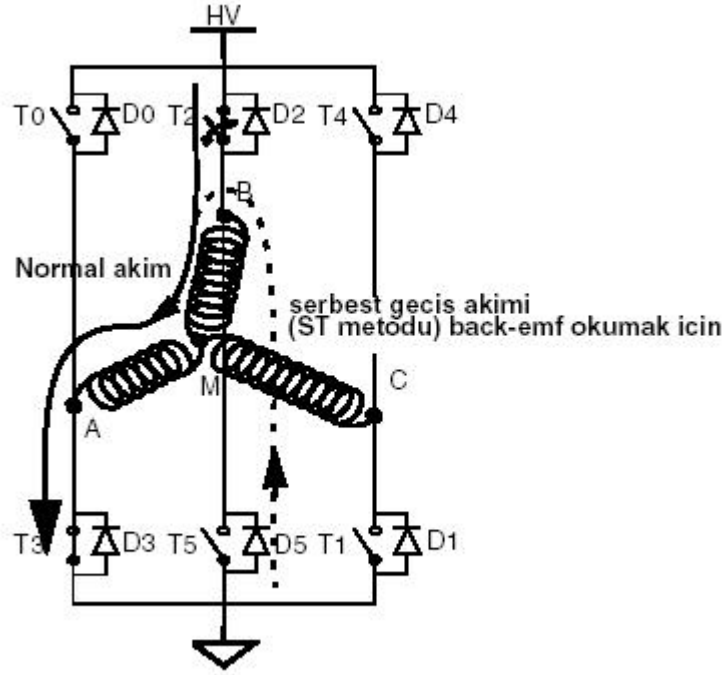
Mümkün olan 2 demagnetizasyon durumu ile ilgili fikir edinebilmek için aşağıdaki açıklamalar yeterli olacaktır.

5.13.1 PWM Sinyali Alt Anahtarlarına Uygulandığında Demagnetizasyonun Hızlandırılması

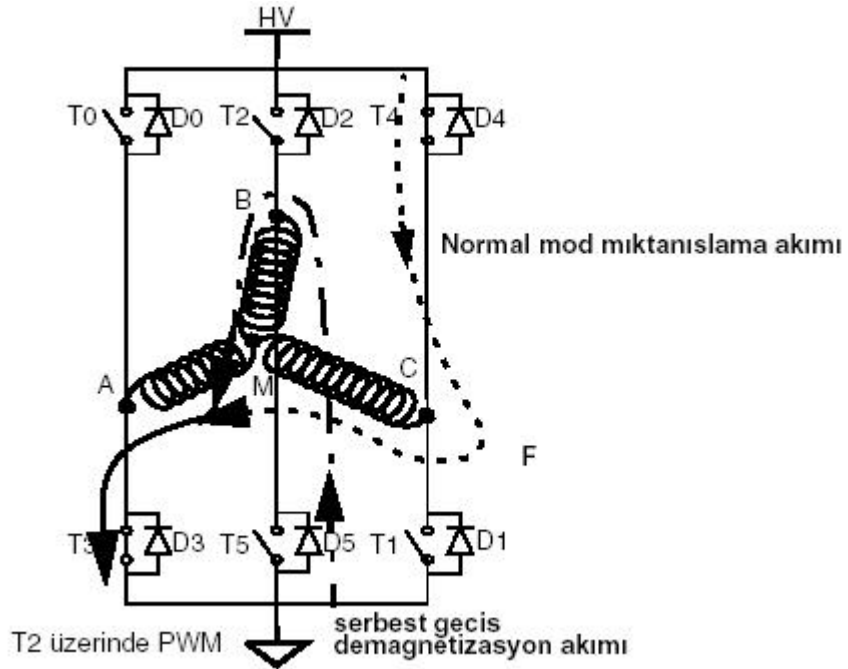
Adım $\Sigma 4$ den (T2 ve T3 anahtarları iletimde) adım $\Sigma 5$ e (T4 ve T3 anahtarları iletimde) geçiş yapılırken, bir serbest geçiş, B terminalinden geçen azalan bir demagnetizasyon akımı hala mevcuttur (kesikli noktalı çizgi) ve C terminali üzerinden yükselen bir mıknatıslama akımı ortaya çıkar (noktalı çizgi). Şekil 5.25 PWM ON süresince bu iki akımı gösterir.

Bunun anlamı, PWN ON süresince:

- B noktasının potansiyeli sıfırdır
- M noktasının potansiyeli $HV/3$ değerine yakındır



Şekil 5.25 : Üst Grup T2 Anahtarının PWM OFF Süresi Boyunca Normal Akımda ve Serbest Geçiş Akımı (Noktalı Çizgili) İle $\Sigma 4$ Adımını Gösterir (T2 ve T3 Anahtarları İletimde)



Şekil 5.26 : Demagnetizasyon PWM ON Zamanı Süresince Adım $\Sigma 5$ (T4 ve T3 Anahtarları İletimde)

Σ4 boyunca (T2 ve T3 anahtarları iletimde), MB sargısının üzerindeki V_{MB} gerilimi pozitifdir. Σ5 başında (T4 ve T3 anahtarları iletimde), B terminalinin ucu toprağa bağlıdır ve en kısa demagnetizasyon kurulumu M noktasına, demagnetizasyon süresini kısaltacak maksimum ters gerilimi uygulayacak en yüksek gerilimi sağlayacak olmalıdır.

66

5.13.2 PWM Sinyali Üst Anahtarlarına Uygulandığında Demagnetizasyonun Hızlandırılması

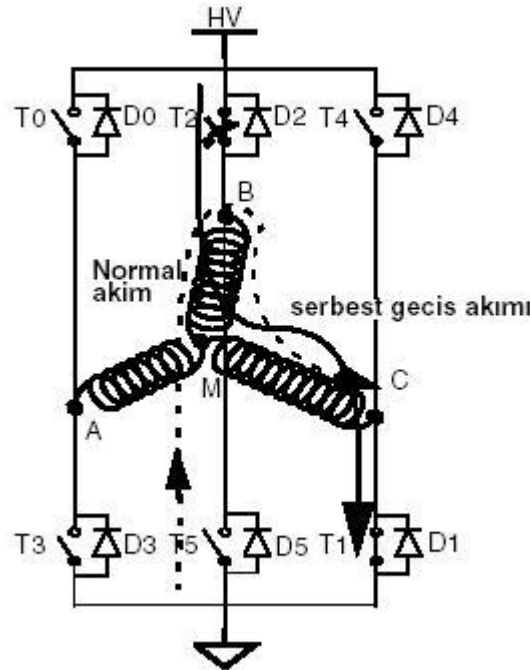
Şekil 5.28 Üst grup T2 anahtarının PWM OFF süresince normal akım ve serbest geçiş akımı (noktalı çizgi) ile $\Sigma 3$ ü (T2 ve T1 anahtarları iletimde) gösterir.

Adım $\Sigma 3$ ten (T2 ve T1 anahtarları iletimde) adım $\Sigma 4$ e (T2 ve T3 anahtarları iletimde) geçilirken, bir serbest geçiş, C terminalinden hala azalan bir demagnetizasyon akımı geçmektedir (Şekil 5.29 daki kesikli noktalı çizgi) ve B terminalinde artan bir mıknatıslama akımı ortaya çıkar (noktalı çizgi). Şekil 5.29 PWM süresince akan bu akımları gösterir.

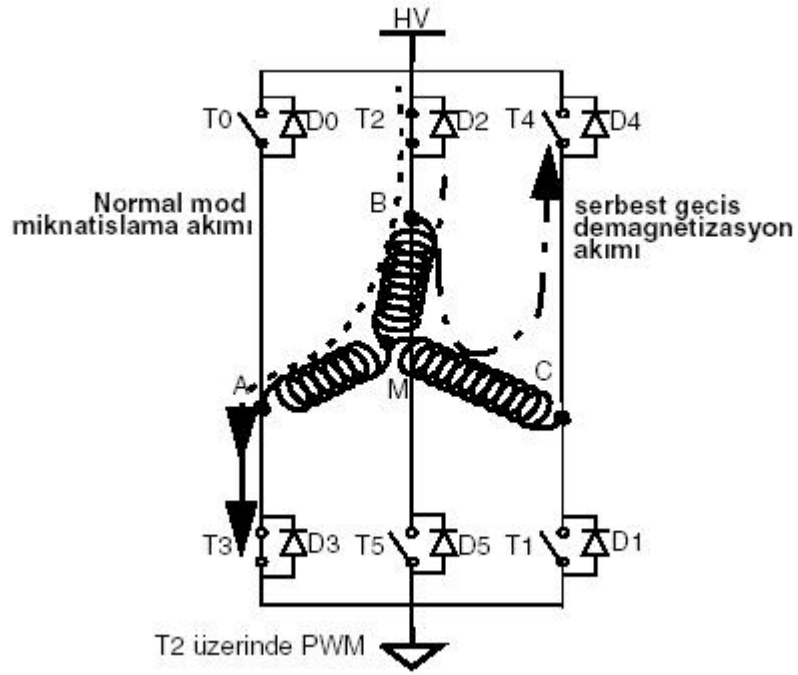
Bunun anlamı, PWM ON süresince:

- B noktasının potansiyeli HV değerine eşittir.
- M noktasının potansiyeli yaklaşık olarak $2HV/3$ değerine eşittir.

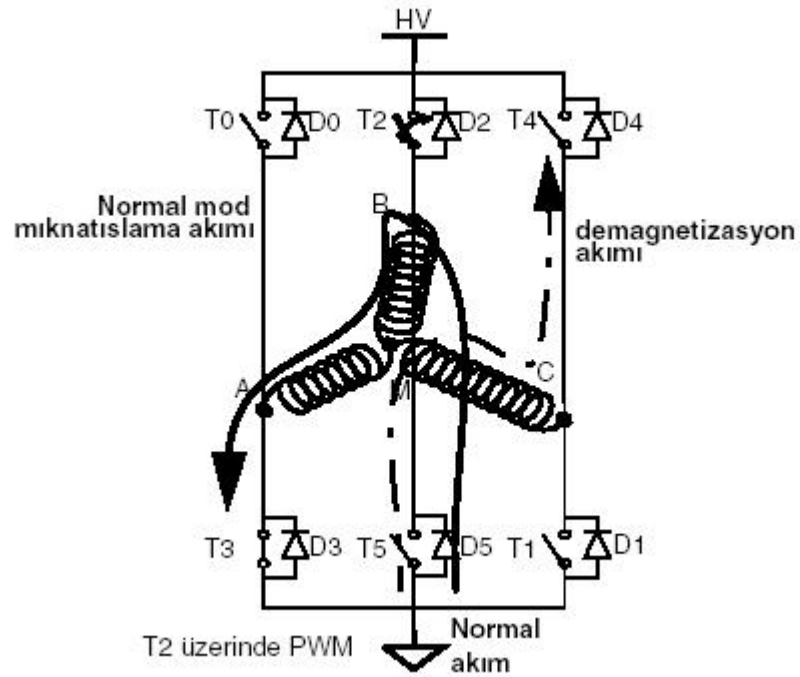
Anahtara bağlı olarak, PWM sinyali ON olarak uygulanır, C sargısının demagnetizasyon süresi kısalmır ve demagnetizasyon sonu bu PWM sinyalinin OFF süresince hızlanır. Bunu sağlamak için yapılması gereken C sargısına maksimum ters gerilimi uygulanmaktadır.



Şekil 5.28 : Adım $\Sigma 3$ (T2 ve T1 Anahtarları İletimde)



Şekil 5.29 : Adım $\Sigma 4$ (T2 ve T3 Anahtarları İletimde)



Şekil 5.30 : Üst Anahtar Grubu PWM OFF Süresince Demagnetizasyonun Hızlanması

Adım $\Sigma 3$ (T2 ve T1 anahtarları iletimde) süresince, MC sargısı üzerindeki V_{MC} gerilimi negatiftir. Adım $\Sigma 4$ (T2 ve T3 anahtarları iletimde) başlarında, C terminalinin ucu HV noktasına bağlıdır ve en kısa demagnetizasyon kurulumu maksimum ters gerilimi sağlayacak ve böylece demagnetizasyon süresini kısaltacak en düşük gerilimin M noktasına sağlandığı kurulumdur.

Kolayca görülebilir ki en düşük gerilim ($HV/3$) PWM sinyali yalnızca üst anahtar grubu T2 anahtarına uygulandığında elde edilen olacaktır. Bu PWM sinyalinin OFF süresi boyunca (Şekil 5.30), M noktasındaki gerilim $HV/3$ tür. Aksi takdirde eğer PWM sinyali alt grup T3 anahtarına uygulanırsa PWM sinyalinin OFF süresi boyunca, M noktasındaki gerilim HV olur. Sonuç olarak; bu PWM sinyalinin OFF süresi boyunca demagnetizasyonu hızlandırmak amacıyla komutasyondan hemen sonra PWM sinyalinin üst grup T2 anahtarına uygulanması gerektiği söylenebilir.

5.13.3 Demagnetizasyonu Hızlandırmak Amacı İle Kaydedicilerin Kurulumu

Sensörsüz kontrol modunda demagnetizasyon süresini minimize etmek amacıyla ST7FMC, PWM yönünü adım komutasyonu olayı ve demagnetizasyon olayı sonu arasında değiştirebilme imkanı sağlar. Sensörsüz modda MCRB kaydedicisinin içindeki **OS2** biti komutasyon ve demagnetizasyon olayları arasında PWM sinyalinin üst yada alt kanala uygulanacağını belirler.

Tablo 5.9 : MCRB Kaydedicisi İçerisindeki OS Bitleri

OS2 biti	C den sonra D den önce PWM	OS1 biti	D den sonra Z den önce PWM	OS0 biti	Z den sonra ve bir sonraki C den önce PWM
0	Üst Kanallarda	0	Üst Kanallarda	0	Üst Kanallarda
				1	Alt Kanallarda
		1	Alt Kanallarda	0	Üst Kanallarda
				1	Alt Kanallarda
1	Alt Kanallarda	0	Üst Kanallarda	0	Üst Kanallarda
				1	Alt Kanallarda
		1	Alt Kanallarda	0	Üst Kanallarda
				1	Alt Kanallarda

D : Demagnetizasyon, C : Komutasyon, Z : zıt-emk sıfır geçiş

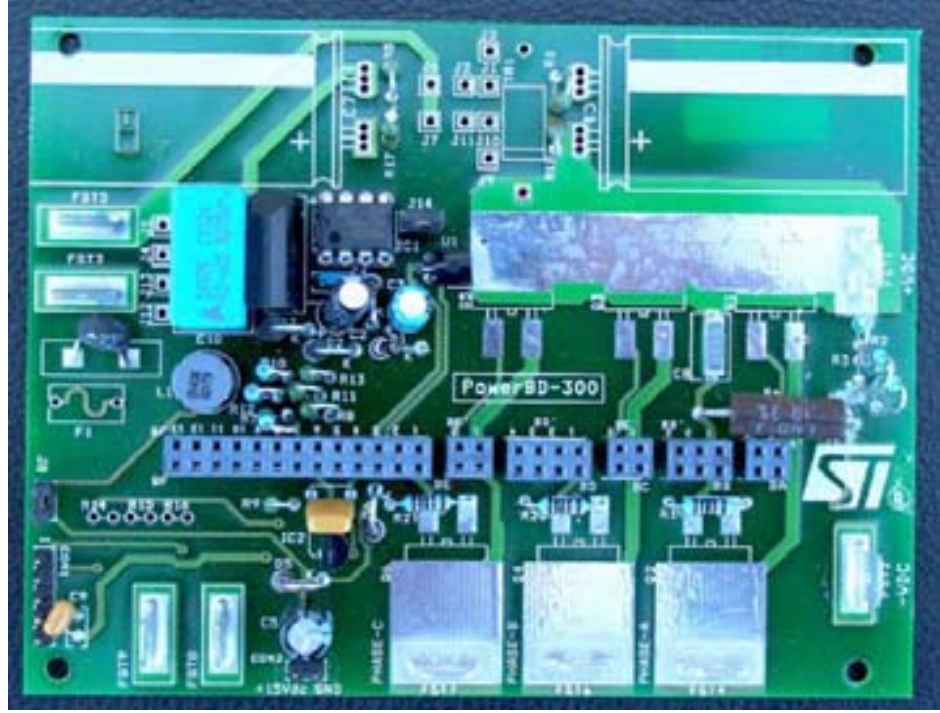
6. SONUÇLAR ve TARTIŞMA

6.1 Kurulan Deney Düzenegi ve Özellikleri

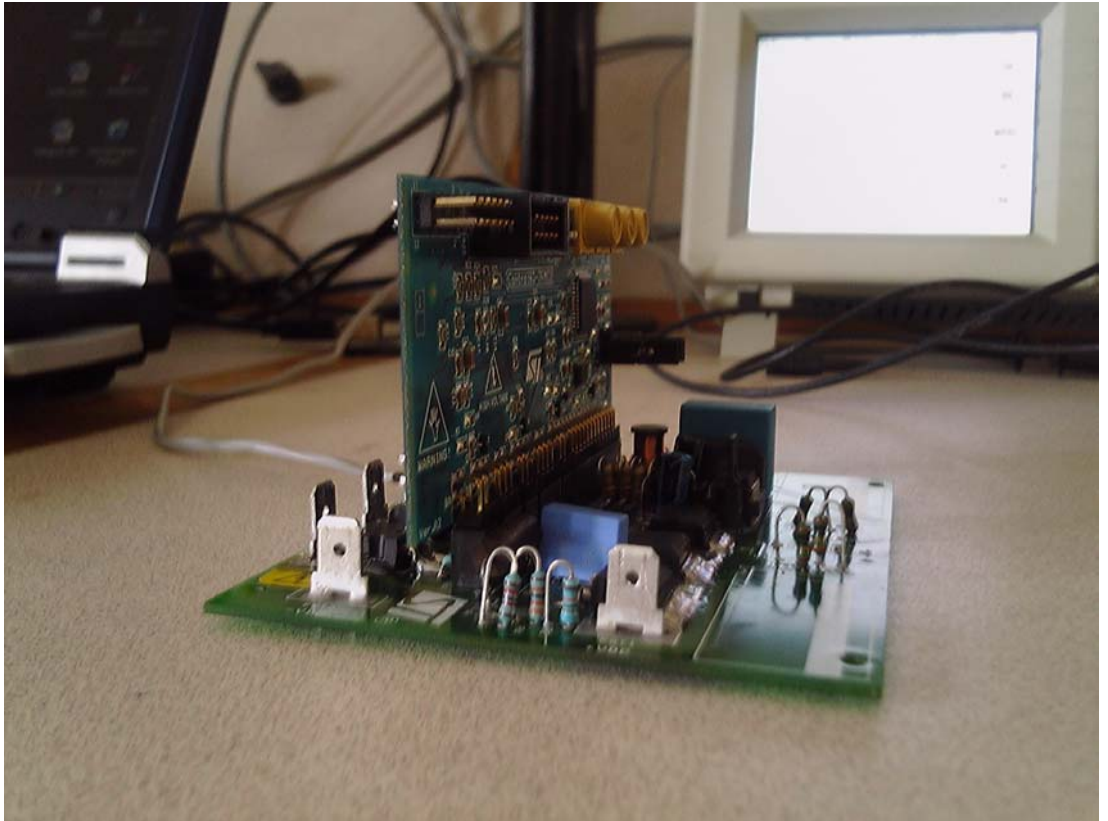
Çalışma için öncelikli olarak; fırçasız doğru akım motorunun sürülmesini ve kontrol algoritmalarını yönetecek ve detaylı olarak da açıklanan ST7FMC ailesinden ST7FMC2S5T6 işlemcisi ile hazırlanmış olan kontrol kartı ve gerekli anahtarlama düzeneklerini içeren Güç Kartı temin edildi. Bu kartların uygun bağlantıları hazırlandı. İşlemciye hazırlanacak yazılımın aktarılması için Indart-STX isimli programlayıcı kartı temin edildi ve gerekli altyapı hazırlıkları yapıldı.



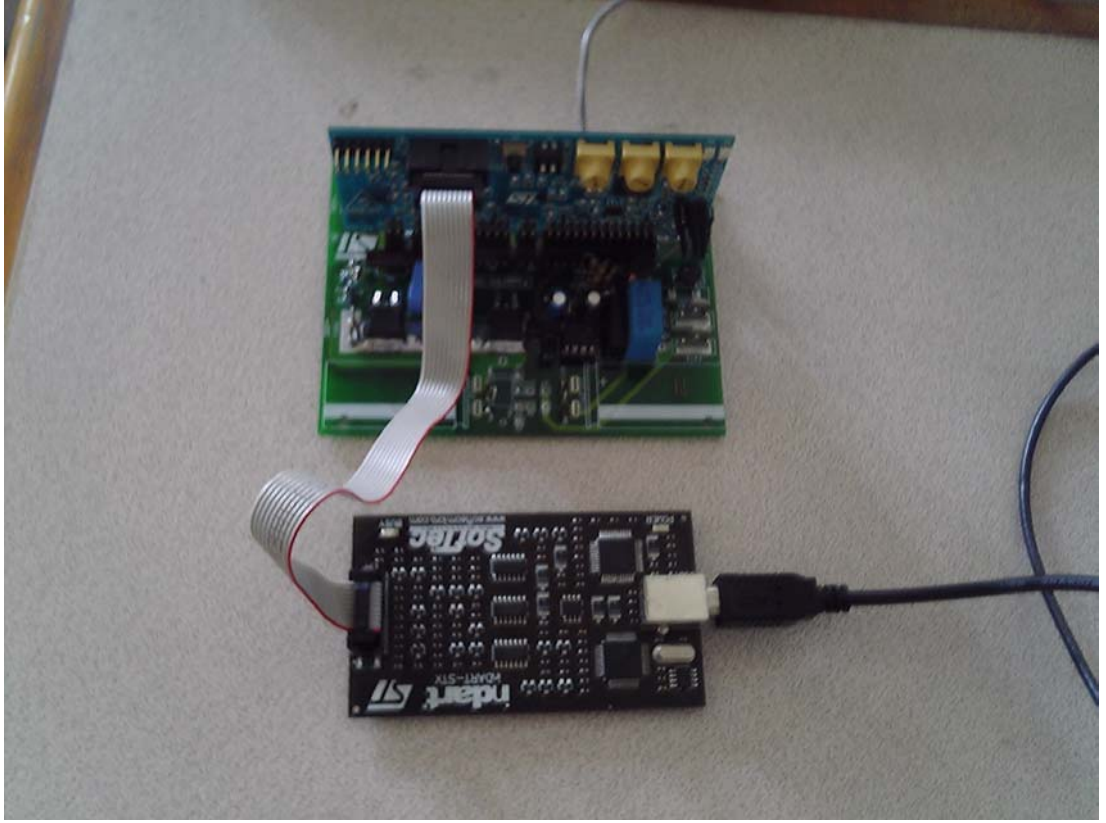
Şekil 6.1 : Kontrol Kartı ControlBD-7FMC



Şekil 6.2 : Güç Kartı PowerBD-300



Şekil 6.3 : Kontrol Kartı ve Güç Kartının Bağlanması



Şekil 6.4 : Programlama Kartının Kontrol Kartına Bağlanması, USB Üzerinden PC Bağlanması

Motoru çalıştıracak elektronik düzeneklerin hazırlanması ile beraber motorun üzerine bağlanarak bir pozisyonlama ortamı oluşturulması amacıyla piyasada trigger kayışı olarak da bilinen konveyör kayışı ve buna uygun işlenmiş dişlilerin üzerinde sabitlendiği pozisyonlama tezgahı oluşturuldu. Şekil 6.6 da görülen pozisyonlama tezgahının üzerine motorun pozisyon bilgisini kontrol edebilmek için çelik metre sabitlendi ve tüm değerler bu çelik metre üzerinden mm cinsinden okundu.

Posizyon bilgisini elde edebilmek üzere çelik metre üzerinde referans alınan başlangıç değeri ve hareket sonundaki bitiş değerini okumak için konveyör bandının üzerinde sabit gösterge oku hazırlandı. (Şekil 6.7)



Şekil 6.6 : Pozisyonlama Tezgahı ve Motor Bağlantısı



Şekil 6.7 : Çelik Metre ve Gösterge Oku



Şekil 6.8 : Faz Gerilimlerinin Ölçülmesi Osilaskop Ekranı

Fırçasız doğru akım motorunun faz gerilimleri ve anahtar elemanları öncesi işlemci tarafından oluşturulan PWM işaretleri osilaskop vasıtası ile çalışma boyunca izlendi.

Çalışmanın başlarında motoru çalıştırmak üzere gerekli rotor konum bilgisinin motor üzerinde yer alan Hall-Etkili sensörler ile algılanması yöntemi seçilmiş ve çalışmalar bu yöntem üzerine geliştirilmeye başlanmış olsa da günümüz uygulamalarından uzakta kalmamak adına sensörsüz kontrol algoritması ile motorun çalıştırılması tercih edilmiştir. Sensörsüz kontrol için işlemcinin mevcut yetenekleri de kullanılarak daha verimli ve kontrol yetenekleri üstün bir kontrolör elde edilmek istenmiştir.

Hız kontrol algoritmasının sensörsüz kontrol alt yapısına uygun olarak hazırlanması sonucu, hız kontrolörünün k_i ve k_p katsayılarının belirlenmesi aşamasına gelinmiştir. Bu aşamada çalışmada kullanılan motorun kontrolör ve güç kartına doğrudan bağlanması ve k_i , k_p katsayılarının deneysel yöntemlerle bulunması tercih edilmiştir. Bu yolla hız kontrolörünün katsayıları;

$$k_i = 15, k_p = 10 \text{ ve } \text{örnekleme periyodu} = 20 \text{ ms}$$

değerleri saptanmıştır.

Hız kontrolörünün motor üzerindeki denemeleri tamamlandıktan sonra ise konum kontrolörünün hazırlanarak motor üzerinde testlerinin yapılması aşamasına geçilmiştir.

Hazırlanan konum kontrolörü yazılım içerisine gömülü bir değer olan *Talep Edilen Konumu* takip eden ve mevcut konum ile arasındaki hatayı k_p_pos katsayısı ile çarpan oransal bir kontrolör bloğundan ibaret olarak tasarlanmıştır. Konum kontrolörü çıktısı hız kontrolörüne hız hatası girdisi olarak beslenir.

Talep edilen konum bir tam sayı olarak yazılım içersine gömülmüş değer olup rotor adımı cinsinden bir büyüklüktür. Çalışmada kullanılan fırçasız doğru akım motoru rotorunda bir miktaris kutup çifti vardır, bundan dolayı zıt-emk bilgilerinden elde edilen 6 adım bir rotor turuna eşit olacaktır. Mevcut konum bilgisi de bu zıt-emk sıfır geçiş bilgilerinin artımsal bir sayıcıda tutulması ile elde edilir. Motor hareketine başladığında bu sayıcı değeri sıfırlanır ve her zıt-emk sıfır geçişinde bir sonraki anahtarlama bilgileri hazırlanırken bu sayıcı bir arttırılır.

Fırçasız doğru akım motorları, Hall sensörleri gibi konum algılayıcılarla sürülebildikleri gibi günümüz uygulamalarında sensörsüz kontrol algoritmaları öne çıkmaktadır. Çalışma ile hedeflenen motorun sürülmesinde kullanılan sensörsüz kontrol algoritması temeli olan zıt-emk sıfır geçiş algılamasını konum bilgisinin oluşturulmasında da kullanarak ek donanımlar kullanmaksızın bir konum kontrolü elde edebilmektedir.

Sensörsüz kontrol algoritmasından yola çıkarak oluşturulan konum kontrolü algoritmasının fırçasız doğru akım motorunun yapısından kaynaklı zaaf noktası ise çalışmanın başında da planlandığı ve pratik uygulamada da görüldüğü üzere motorun ilk hareketinde tanımsız olan rotor konumunu belirleyebilmek için bir zıt-emk sıfır geçişi oluşturabilme algoritmasıdır. Yazılım içersinde yer alan *void AlignRotor(void)* fonksiyonun oluşturacağı başlangıç pozisyonundan farklı bir gerçek başlangıç noktası ile motor hareketinin başlıyor olması tasarlanan algoritmanın bahsedilen zaaf noktasıdır.

6.2 Sensörsüz Kontrol Deney Sonucu Elde Edilen Veriler

Kurulan pozisyonlama tezgahına fırçasız doğru akım motoru rotoru öncelikle doğrudan bağlanmış ancak tezgahın en uzun mesafesi olan 1100 mm konumuna motorun 38 adımda dolayısı ile de 6.3 turda varıyor olması düzgün bir konum kontrolünün sağlanmasını engellediği tespit edilmiştir. Bundan dolayı rotor mili 1:50 oranında devir sayısını azaltacak bir redüktöre bağlandıktan sonra sisteme akupile edilmesi yolu tercih edilmiştir. Böylelikle en uzun mesafe 1736 adım yani 289.3 tur sayısına eşit hale getirilmiştir. Bu değerle yola çıkarak yapılan deneysel ölçümler sonucu da matematiksel sonuçlar doğrulanmış, rotorun bir adım atması durumunun tezgah üzerinde 0.58 mm konumuna eşit olduğu sonucuna varılmıştır.

Elde edilen bu değerler ışığında yapılan 10 deney sonucu Tablo 6.1 deki veriler elde edilmiştir.

Tablo 6.1 : Deney Sonuçları

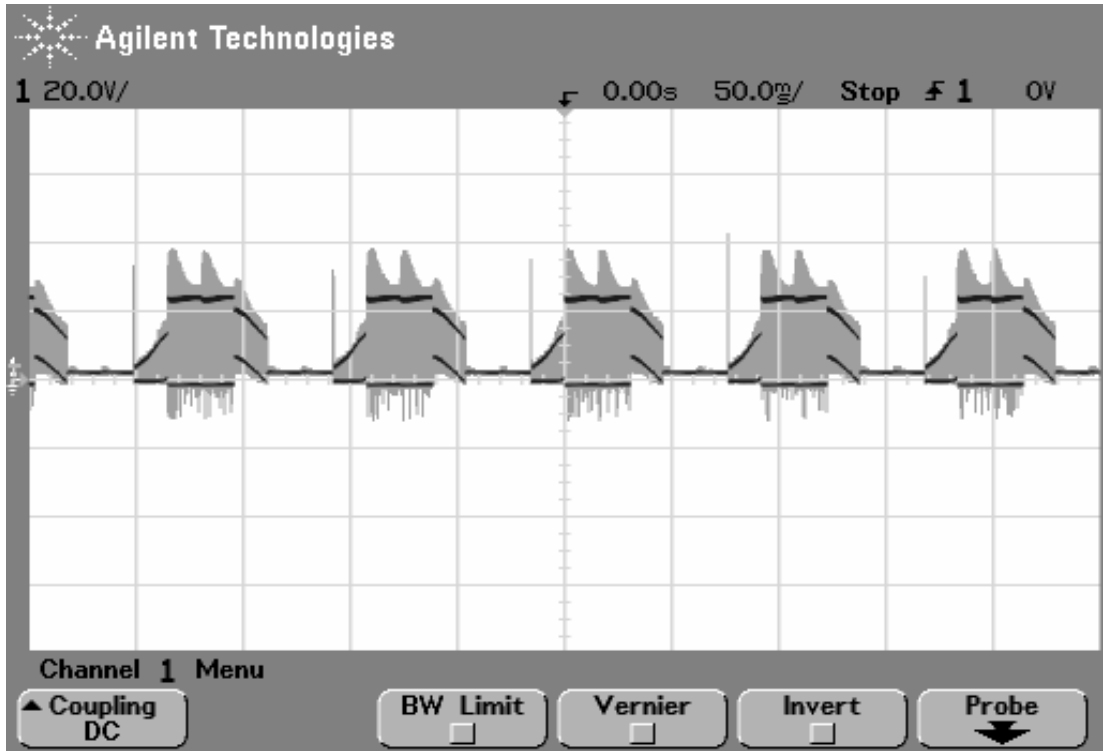
Talep Edilen Konum : 1000 adım (580 mm)										
No	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Konum (mm)	579	581	580	581	581	582	579	579	580	578

Yazılım içersinde sonsuz salınımları engellemek üzere hedef konuma ± 3 adım yaklaşım sağlanması motor hareketinin durması için yeter şart olarak tanımlanmıştır. Her bir adımın tezgah üzerinde 0.58 mm değerine eşit olduğu bilgisi ışığında kabul edilebilir sapmanın ± 1.74 mm olacağı hesaplanabilir.

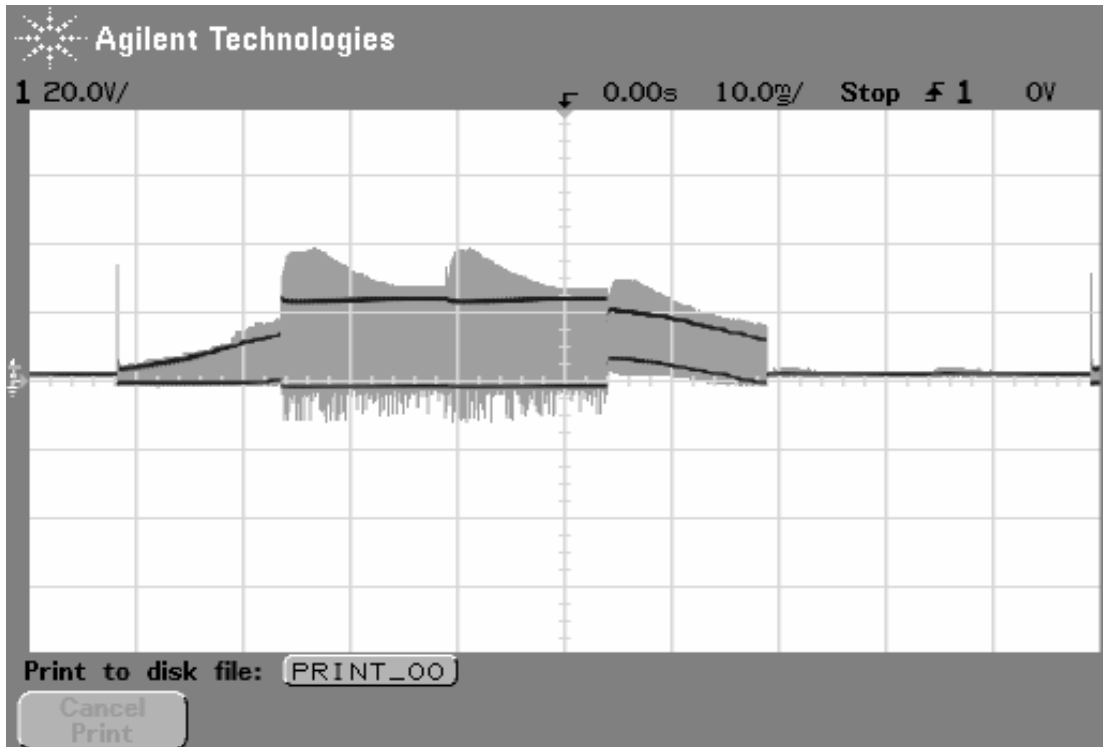
$$x_{slip} = x_{step} \times (\pm n_{slip}) \quad (6.1)$$

$$x_{slip} = 0.58(mm) \times (\pm 3) \quad (6.2)$$

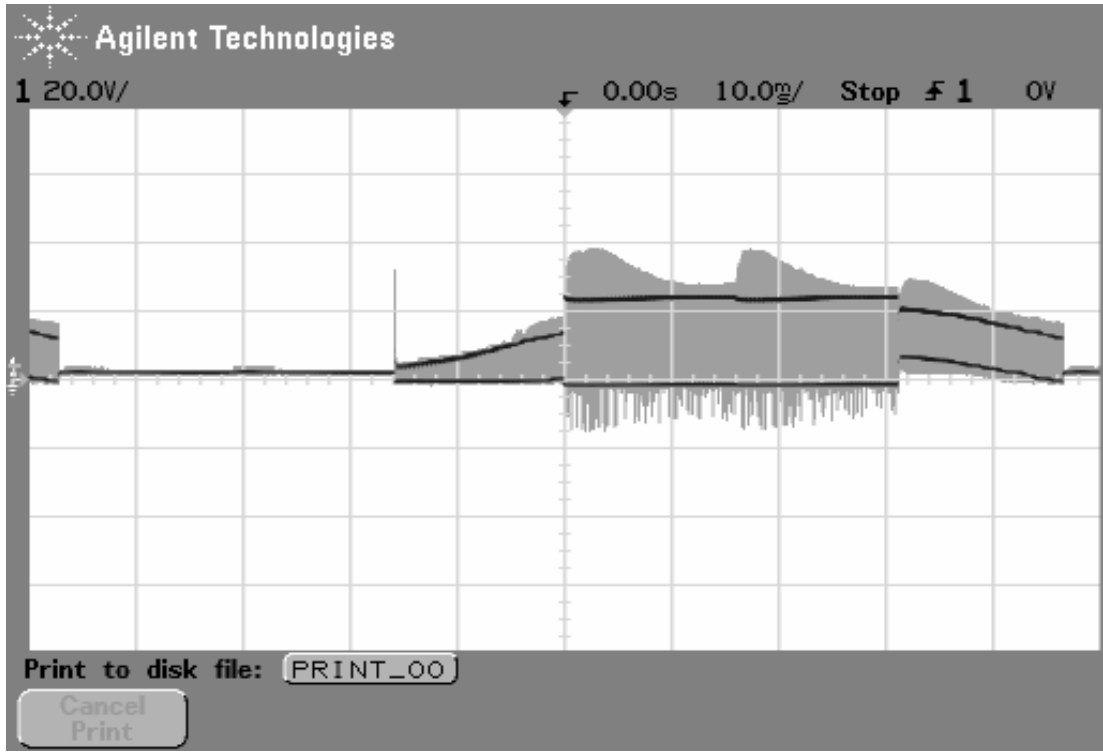
$$x_{slip} = \pm 1,74(mm) \quad (6.3)$$



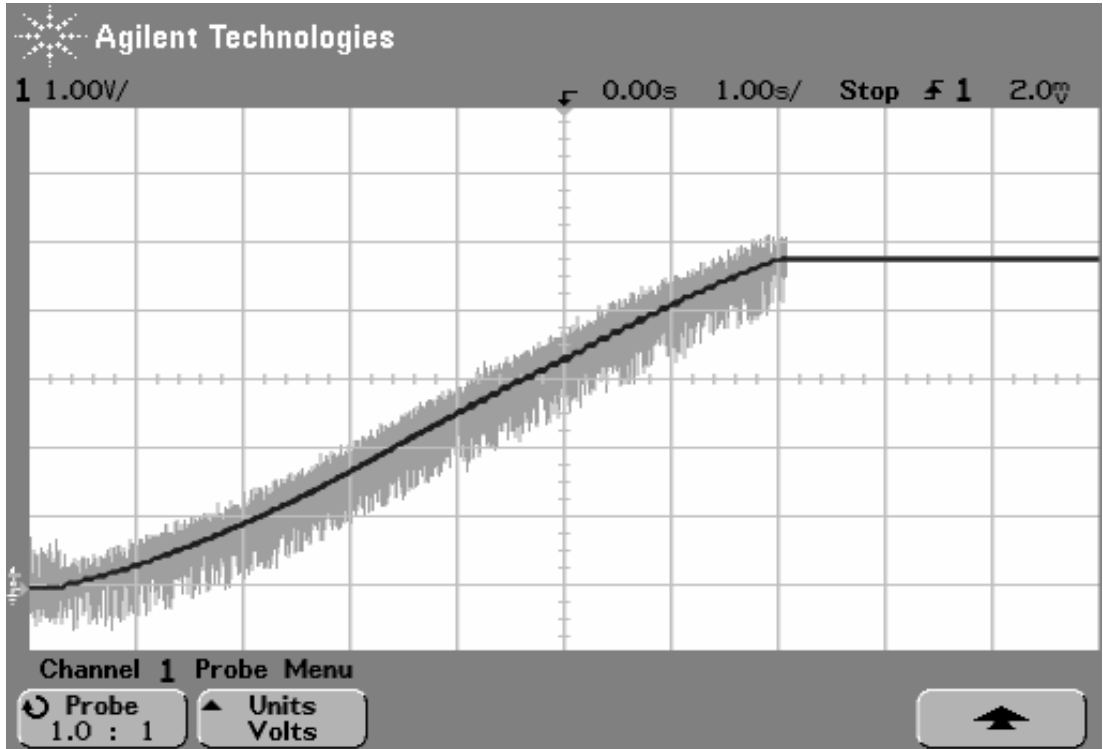
Şekil 6.9 : Hedef Konuma Hareket Ederken Motor Faz Gerilimi Dalga Şekli
(time/div = 50ms) (volt/div = 20V)



Şekil 6.10 : Hedef Konuma Hareket Ederken Motor Faz Gerilimi Dalga Şekli
(time/div = 10ms) (volt/div = 20V)



Şekil 6.11 : Hedef Konuma Hareket Ederken Motor Faz Gerilimi Dalga Şekli
(time/div = 10ms) (volt/div = 20V)



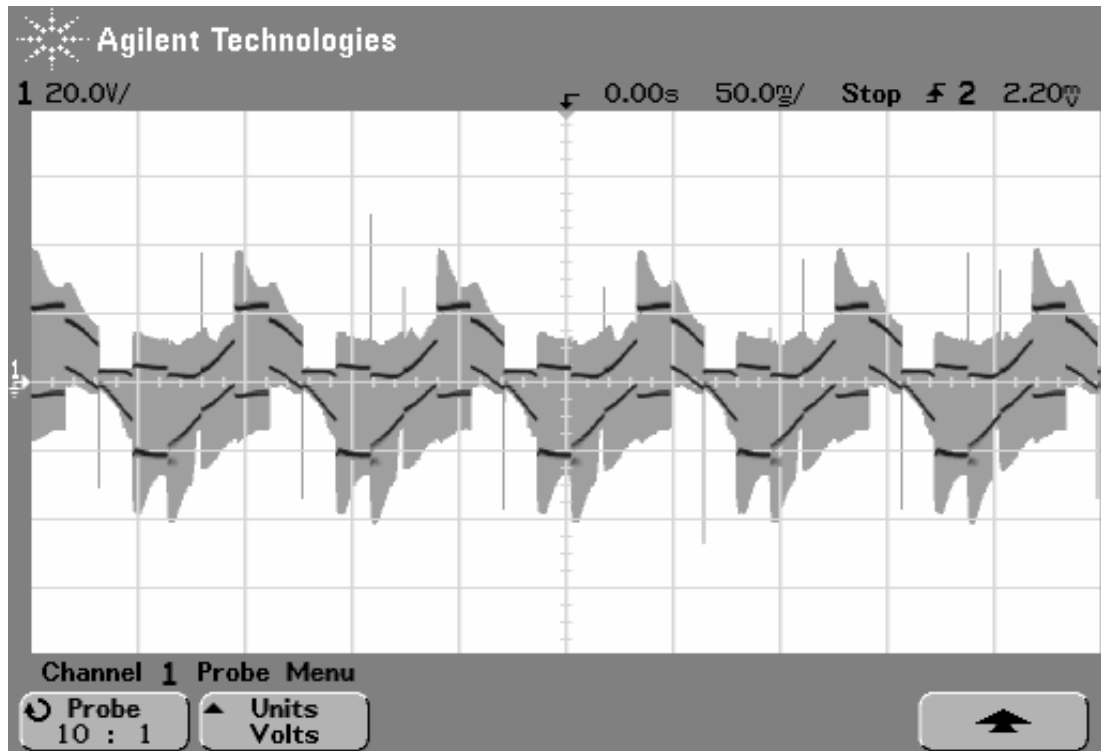
Şekil 6.12 : Konum Kontrolörü İle Sürülen FDAM Konum Eğrisi

Şekil 6.9, 6.10 ve 6.11 de verilen gerilim eğrileri motorun bir fazına ilişkin faz-nötr gerilimleridir. Şekil 6.9 da her bir kare yatay ekseninde 50ms ve düşey ekseninde 20V’u gösterecek şekilde ayarlanmıştır. Şekil 6.10 ve 6.11 de ise her bir kare yatay ekseninde 10ms ve düşey ekseninde 20V’u belirtir.

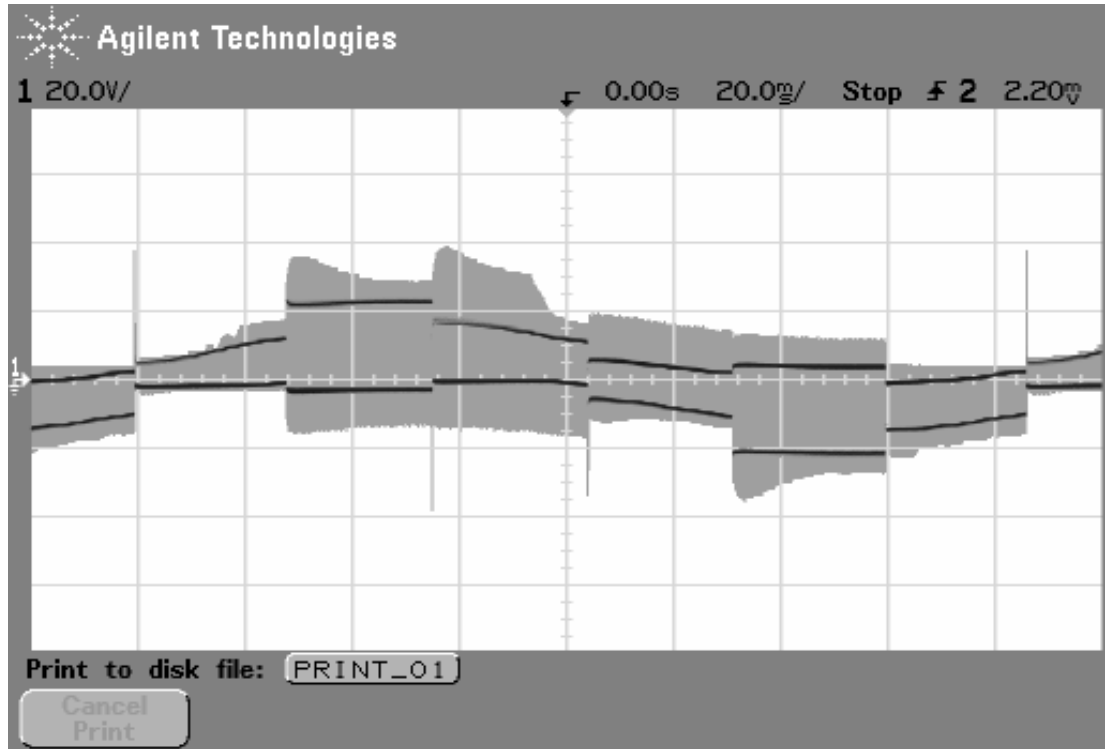
Şekil 6.12 lineer potansiyometre üzerinden okunan konum eğrisidir. Her bir kare yatay ekseninde 1sn ve düşey ekseninde 1V’u göstermek üzere ayarlanmıştır. Lineer potansiyometre sıfır noktası 0V gerilimini göstermek üzere harekete başlayan sistem 4.75V gerilimine eşit olan konuma eğrideki görülen şekilde yerleşim yapmıştır. Bu değer yazılım içerisinde verilen 490 adım değerine eşittir.

Bu yerleşim eğrisinin elde edilişi esnasında kontrolör parametreleri ise şöyledir;

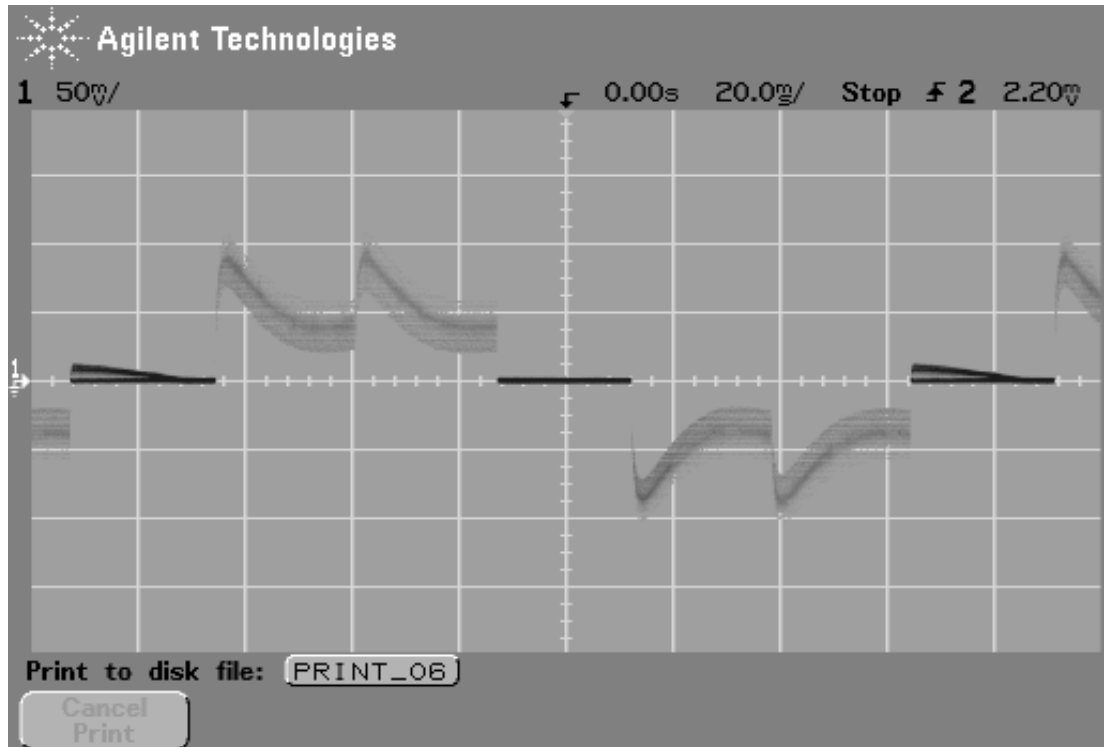
$$k_i = 15 , k_p = 10 \text{ ve } k_{p_pos} = 0.625$$



Şekil 6.13 : Hedef Konuma Hareket Ederken Motor Faz Arası Gerilimi Dalga Şekli
(time/div = 50ms) (volt/div = 20V)



Şekil 6.14 : Hedef Konuma Hareket Ederken Motor Faz Arası Gerilimi Dalga Şekli
(time/div = 20ms) (volt/div = 20V)



Şekil 6.15 : Hedef Konuma Hareket Ederken Motor Akım Dalga Şekli
(time/div = 20ms) (volt/div = 50mV)

Şekil 6.13, ve 6.14 de verilen gerilim eğrileri motorun faz arası gerilim dalga şekilleridir. Şekil 6.13 de her bir kare yatay ekseninde 50ms ve düşey ekseninde 20V'u gösterecek şekilde ayarlanmıştır. Şekil 6.14 de ise her bir kare yatay ekseninde 20ms ve düşey ekseninde 20V'u belirtir.

Şekil 6.15 ise motor akım dalga şeklini gösterir. Bu şekilde her bir kare yatay ekseninde 20ms ve düşey ekseninde 50mV'u gösterecek şekilde ayarlanmıştır. Elde edilen akım eğrisinin gösteriminde ayarlanan 50mV değeri akım örneğinin alındığı şönt direncin çevrim oranı olan 0.025 değeri sebebi ile 1.25A akım değerine denk gelir.

6.3 Sonuç

Çalışma sonrasında elde edilen veriler ışığında öncelikli olarak sensörsüz kontrol algoritması ile fırçasız doğru akım motorunun Hall sensörleri gibi harici konum algılayıcılarına ihtiyaç duymaksızın işlemci performansına bağlı olarak iyi bir performansla çalıştırılabildiği ortaya bir kez daha konmuştur.

ST7 ailesi içerisinde özellikle motor kontrol uygulamaları için geliştirilmiş ST7FMC ailesi 8-bit işlemcilerin çalışma ve benzeri uygulamalarda işlemci paketi içerisinde dahili hazırlanmış donanımları ile yetenekli bir işlemci olduğu ve çalışmanın ötesinde birçok uygulamada kullanılabileceği belirlenmiştir. Çalışmada kullanılan devrenin üzerine eklenebilecek basit bir PC Seri Port haberleşme entegresi ile PC tabanlı uygulamalar geliştirilebileceği öngörülmüştür. İşlemcinin C dili ile hazırlanmış yazılımdaki program ve veri hafızası boyutları açısından gayet verimli olduğu da ek olarak devreye eklenebilecek EEPROM hafıza elemanları ile de daha fazla veri alanına ihtiyaç duyulan yazılımların uygulanmasında da başarılı sonuçlar ortaya koyacağı görülmüştür.

Hazırlanan sayısal kontrolör yazılımları ile hız ve konum kontrol algoritmalarının başarılı bir şekilde sonuç verdikleri işlemci çevrim zamanının da bu konuda yeterli olduğu sonuçlarla beraber ortaya konmuştur.

Gerçek bir servo konum kontrolü uygulamasında ise harici konum bilgisinin daha verimli olacağı elde edilen sapmaların makul sayılabildiği uygulamalar için ise harici

bir konum bilgisine ihtiyaç duyulmaksızın yazılımsal olarak oluşturulan yazılımsal konum bilgisi üreticinin yeterli olacağı görülmüştür.

Ürün tasarımında yer alan önemli iki kriter olan performans ve fiyat açısından değerlendirilecek olursa, iyi sonuçlar ortaya koyan performansının yanı sıra hız kontrolü ve motorun sürülmesi açısından harici düzeneklere ihtiyaç duymaksızın çalışabilir olması işlemci ailesi fiyat değerlendirmesinde avantajlı hale getirmektedir. İşlemci ailesinin birim fiyatlarına bakıldığında 3.50 USD civarındaki fiyatı ile de standart işlemcilere yakın maliyetlere sahip olduğundan ekonomi kriteri açısından verimli bir üründür.

KAYNAKLAR

- [1] **Hendershot, J.R. and Miller T.**, 1994, Design of Brushless Permanent Magnet Motors, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford.
- [2] **Date, Y. and Kinoshita, S.**, 1990, Brushless Servo Motors Fundamentals and Applications, Clarendon Press, Oxford.
- [3] **Ooi, B.T., Brissoneau, P. and Bruggel, L.**, 1981, Optimal winding design of permanent magnet motor for self-controlled inverter operation, *Electric Mach. Electromech.*, **6**, 381-389.
- [4] **Miller, T.**, 1989, Brushless PM and Reluctance Motor Drives, Clarendon Press, Oxford.
- [5] **Jahns, T.M.**, Aug-1994, Motion Control with permanent-magnet AC machines, *Proc. IEEE*, **82(8)**, 1241-1252.
- [6] **Kenjo, T. and Nagamori, S.**, 1985, Permanent-Magnet and Brushless DC Motors, Clarendon Press, Oxford.
- [7] **Acarney, P.P., Jack, A.G. and Jowett, P.T.**, 1988, Power circuits for small permanent-magnet brushless dc drives, *3rd Intl. Power Electronics and Variable Speed Drives Congress*, 233-240.
- [8] **Gopalarathnam, T., Waikar, S., Toliyat, H.A., Arefeen, M.S. and Moreira, J.C.**, 1999, Development of low-cost multi-phase brushless DC (BLDC) motors with unipolar current excitations, *Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 173-179.

- [9] **Top, M.**, 1995, Fırçasız Doğru Akım Makinasının Bilgisayar Programı Yardımıyla Tasarımı, *Yüksek Lisans Tezi*, İ.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [10] **Yılmaz, M.**, 2005, Fırçasız Doğru Akım Motorunun Algıyıcısız Kontrolünde Dalgacık Tekniğinin Uygulanması, *Doktora Tezi*, İ.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [11] **Mamur, T.**, 1996, Fırçasız Servo Motor Yapıları ve Esasları, *Yüksek Lisans Tezi*, İ.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [12] **Yılmaz, M.**, 2000, Fırçasız Doğru Akım Makinelerinde Konum Algılayıcısız Hız Denetimi, *Yüksek Lisans Tezi*, İ.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [13] **ST Microelectronics**, ST72141 BLDC Motor Control Software and Flowchart Example, Microcontroller Division Application Note AN1083, 2001, USA.
- [14] **ST Microelectronics**, PWM Management for BLDC Motor Drives Using ST72141, Microcontroller Division Application Note AN1129, 2000, USA.
- [15] **ST Microelectronics**, Using ST72141 Motor Control MCU in Sensor Mode, 8-bit Microcontroller Application Lab., Application Note AN1321, 2001, USA.
- [16] **ST Microelectronics**, PWM Management for 3-Phase BLDC Drives Using ST7FMC, Microcontroller Division Application Note AN2009, 2005, USA.
- [17] **ST Microelectronics**, Implementation of Current Regulator for BLDC Motor Control with ST7FMC, Microcontroller Division Application Note AN2267, 2006, USA.

- [18] **ST Microelectronics**, Low cost Sinusoidal Control of BLDC Motor with Hall Sensors Using ST7FMC, Microcontroller Division Application Note AN2372, 2006, USA.
- [19] **Microchip Technology Inc.**, BLDC Motor Fundamentals, Application Note AN885, 2003.
- [20] **ST Microelectronics**, ST7FMC Three-Phase BLDC Motor Control Software Library, Microcontroller Division Application Note AN1905, 2004, USA.
- [21] **ST Microelectronics**, STEVAL-IHM001V1 BLDC&AC Motor Control, Cont. Board, Data Brief, 2005, USA.
- [22] **ST Microelectronics**, STEVAL-IHM003V1 BLDC&AC Motor Control, Power Driver Board 300W, Data Brief, 2005, USA.

ÖZGEÇMİŞ

Hasan GÖDEKOĞLU, 03.09.1980 tarihinde İstanbul'da doğdu. İlk ve orta öğrenimini Balıkesir, Gönen' de tamamladı. 1998 yılında İstanbul Ortaköy Ziya Kalkavan Anadolu Denizcilik Meslek Lisesi, Gemi Elektroniği ve Haberleşme bölümünden okul birincisi olarak mezun oldu. 1 yıl süre ile Türk Deniz Ticaret Filosuna Telsiz Elektronik Zabiti olarak hizmet verdi. 2003 yılı Haziran ayında Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünden mezun oldu. 2003 yılı Eylül ayında İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Ana Bilim Dalında Yüksek Lisans eğitimine başladı. 2007 yılı Ekim ayında tez savunmasını gerçekleştirerek yüksek lisans çalışmasını tamamladı. 2003 yılı Ekim ayında Seta Mühendislik ve Makine İmalat San. AŞ. Firmasında Elektrik Mühendisi olarak meslek hayatına başladı, halen firmanın Elektrik-Otomasyon Departmanında elektrik projelerinin hazırlanması, PLC, SCADA, HMI otomasyon yazılımlarının tasarımı, uygulanması ve saha yöneticiliğinden sorumlu Elektrik Mühendisi olarak görev almaktadır.