

**T.C.
MARMARA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORU (FSDAM) VE SÜRÜCÜ
DEVRESİ EĞİTİM SETİ ANALİZİ GELİŞTİRİLMESİ VE
MOTORUN BİLGİSAYAR ORTAMINDA İNCELENMESİ**

Yasin BEKTAŞ

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI**

**DANIŞMAN
Doç. Dr. Necibe Füsun OYMAN SERTELLER**

İSTANBUL 2011

**T.C.
MARMARA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORU (FSDAM) VE SÜRÜCÜ
DEVRESİ EĞİTİM SETİ ANALİZİ GELİŞTİRİLMESİ VE
MOTORUN BİLGİSAYAR ORTAMINDA İNCELENMESİ**

**Yasin BEKTAŞ
(052208012)**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI**

**DANIŞMAN
Doç. Dr. Necibe Füsun OYMAN SERTELLER**

İSTANBUL 2011

T.C.
MARMARA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

KABUL ve ONAY BELGESİ

Yasin BEKTAŞ'ın “ **Fırçasız Doğru Akım Motoru (FSDAM) ve Sürücü Devresi Eğitim Seti Analizi, Geliştirilmesi ve Motorun Bilgisayar Ortamın da İncelenmesi** ” başlıklı Lisansüstü tez çalışması, M.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun tarih ve sayılı kararı ile oluşturulan jüri tarafından Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı Elektrik Eğitimi Programında YÜKSEK LİSANS Tezi olarak Kabul edilmiştir.

Danışman: Doç. Dr. Necibe Füsun OYMAN SERTELLER (Marmara Üniversitesi)
1. Üye: Yrd. Doç. Dr. Reşit ERÇETİN (Marmara Üniversitesi)
2. Üye: Yrd. Doç. Dr. Ahmet Emin KUZUCUOĞLU (Marmara Üniversitesi)

Tezin Savunulduğu Tarih :

ONAY

M.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nuntarih ve sayılı kararı ile **Yasin BEKTAŞ**' ın Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı Elektrik Eğitimi Programında Yüksek Lisans (MSc.) derecesi alması onanmıştır.

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü
Prof. Dr. Meral ÜNAL

TEŞEKKÜR

Bu çalıőmamda bana her türlü bilgi ve beceriyle yol gösteren, çalıőmamı streten uzak zevkli hale getiren, bilgileriyle ışık tutan değerli hocam ve danıŐmanım olan Doç. Dr. N.Füsun SERTELLER'e; uygulamada birçok yönden bana destek olan Tahir etin AKINCI'ya ve ArŐ. Gör. BarıŐ DOğAN'a teŐekkürlerimi sunarım. Bu günlere gelmemde emeklerini esirgemeyen ve bilgilerine ihtiyaç duyduğumda her zaman yanımda olan ve her zaman da olacağına inandığım değerli hocalarıma Őukranlarımı sunarım. Desteğini ve sevgisini benden esirgemeyen dostum Ziya AYDOğAN'a, her yönden yardımlarını esirgemeyen teyzem Bedriye TOMRİS'e ve bütün hayatım boyunca bana destek olan ve sevgilerini hiç esirgemeyen, bugünlere gelmeme en büyük katkıyı saęlamıŐ olan var oldukları için her zaman onur ve gurur duyduğum aileme, sonsuz sevgi ve teŐekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	SAYFA
TEŞEKKÜR	i
İÇİNDEKİLER	ii
ÖZET	vi
ABSTRACT	vii
SEMBOLLER	viii
İNDİSLER	x
KISALTMALAR	xi
ŞEKİLLER	xii
TABLolar	xxi
BÖLÜM I.	1
I.1 GİRİŞ	1
I.2 AMAÇ.....	4
I.2 ÖNEM.....	4
BÖLÜM II LİTERATÜR ve MATERYAL ARAŞTIRMALARI	6
II.1 DA MOTORLARI	9
II.1.1 Yapısı	9
II.1.2 Çalışması	10
II.1.3 Matematiksel Model	12
II.2 FSDAM MOTORLAR	13
II.2.1 Yapısı	13
II.2.2 Çalışması	14
II.2.3 Matematiksel Model	17
II.3 MATLAB/SİMULİNK MODELLERİ	19
II.3.1 DA Motoru	19
II.3.1.1 Model	19
II.3.1.2 Simülasyon	20
II.3.2 Fırçasız DA Motoru	22

II.3.2.1 Model	22
II.3.2.2 İverterter	24
II.3.2.3 Simülasyon	31
II.4 FSDAM UYARTIM ŞEKİLLERİ	35
II.4.1 Unipolar Uyarımlı FSDAM	35
II.4.2 Bipolar Uyarımlı FSDAM	41
II.5 FSDAM FAZ SAYISI	45
II.5.1 Bir Fazlı FSDAM	45
II.5.2 İki Fazlı FSDAM	46
II.5.3 Üç Fazlı FSDAM	49
II.6 FSDAM'DA KOMÜTASYON ŞEKİLLERİNİN MOMENT	
 ÜZERİNDEKİ ETKİSİ	54
II.6.1 Komütasyon	54
II.6.1.1 Trapezoidal Komütasyon	55
II.6.1.2 Sinüsoidal Komütasyon	57
II.6.2 Komütasyon Anının Üretilen Moment	
Üzerindeki Etkisi	61
BÖLÜM III FIRÇASIZ DA MOTARLARININ KONTROLÜ	64
III.1 HİSTERİSİZ BANT KONTROL	64
III.1.1 Moment Kontrol	64
III.1.2 Hız Kontrol	67
III.2 PWM KONTROL	69
III.2.1 Moment Kontrol	69
III.2.2 Hız Kontrol	72
III.2.3 Konum Kontrol	78
III.3 AYARLI DA-HATGERİLİM KONTROLÜ	80
III.3.1 Moment Kontrol	80
III.3.2 Hız Kontrol	82
III.3.3 Konum Kontrol	89
III.4 FREKANS ANALİZİ	90
III.4.1 Kontrolsüz Motor	90
III.4.2 Histerisiz Kontrol	92
III.4.3 PWM	93

III.4.4 Ayarlı DA-Hat Gerilimi Tekniği	93
III.5 İLETİME GEÇME GECİKMESİ VE KAYIPLARI	94
III.5.1 İletime Geçme Gecikmesi	95
III.5.2 İletken Durum Kayıpları	96
BÖLÜM IV SONUÇLAR ve TARTIŞMA	
IV.1 FIRÇASIZ DA MOTORUN PCI-1711 İLE HIZLI DENETİM	
PROTOTİPLENMESİ (RAPİT CONTROL PROTOTYPİNG RCP).	98
IV.2 FIRÇASIZ DA MOTORUN HIZ VE KONUM DENETİMİ	99
IV.3 MATLAB SİMULİNK PROGRAMI İLE KULLANIMI	100
IV.3.1 Real Time Workshoop Kullanımı.....	101
IV.3.2 Real Time Windows Target Kullanımı.....	101
IV.4 FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN BİPOLAR VE	
UNİPOLAR ÇALIŞTIRILMASI	103
IV.4.1 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Çalışma.....	104
IV.4.2 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Çalışma Test Verileri	108
IV.4.2.1 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe	
Boşta Hız, Akım, Harmonik Değerleri (33V).....	108
IV.4.2.2 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe Yük	
Durumuna Göre Hız, Akım, Harmonik Değerleri (33V).....	109
IV.4.2.3 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe	
Yükte Hız-Moment Grafiği (33V)	113
IV.4.3 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Çalışma (33V).....	114
IV.4.4 Bipolar Başlama Unipolar Çalışma	117
IV.4.5 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Çalışma Test Verileri (33V). 120	
IV.4.5.1 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe	
Boşta Hız, Akım, Harmonik Değerleri (33V).....	121
IV.4.5.2 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe Yük	
Durumuna Göre Hız, Akım, Harmonik Değerleri (33V).....	120
IV.4.5.3 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe	
Yükte Hız-Moment Grafiği (33V)	125
IV.4.5.4 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar-Bipolar	
Yükte Hız-Moment Karşılaştırılması (33V)	125
IV.4.6. Bipolar- Unipolar Sürücü Bipolar-Unipolar	

Geçiş Anı	126
IV.4.6.1. Bipolar- Unipolar Sürücü Boşta	
Bipolar-Unipolar Geçiş Anı (33V)	126
IV.4.6.2. Bipolar- Unipolar Sürücü 0.5Nm Yükte	
Bipolar-Unipolar Geçiş Anı (33V)	126
IV.4.7. Bipolar Sürücü İle Çalışma (33V)	127
IV.4.7.1 Bipolar Sürücüde	
Boşta Hız, Akım, Harmonik Değerleri	127
IV.4.7.2 Bipolar Sürücüde Yük Durumuna Göre	
Hız, Akım, Harmonik Değerleri	128
IV.4.7.3 Bipolar Sürücüde Yükte	
Hız-Moment Grafiği	132
IV.5 ESKİ VE YENİ BİPOLAR-UNİPOLAR SÜRÜCÜ DEVRESİ.....	134
IV.5.1 Eski Bipolar-Unipolar Sürücü Devresi	134
IV.5.2 Yeni Bipolar-Unipolar Sürücü Devresi	135
BÖLÜM V. SON DEĞERLENDİRME ve ÖNERİLER.....	137
V.1 SON DEĞERLENDİRME	137
V.2 ÖNERİLER	138
KAYNAKLAR	139
EKLER	144
EK 1 FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR KONTROLÖRÜ	
MC33035'İN ÇALIŞMA DEĞER ARALIKLARI	144
EK 2 MC33035'İN GENEL YAPISI VE BLOK DİYAGRAMI.....	145
EK 3 MATLAB İLE FIRÇASIZ DOĞRU AKIM	
MOTORUNUN İNCELENMESİ	146
ÖZGEÇMİŞ	

ÖZET

FSDAM VE SÜRÜCÜ DEVRESİ EĞİTİM SETİ ANALİZİ GELİŞTİRİLMESİ VE MOTORUN BİLGİSAYAR ORTAMINDA İNCELENMESİ

Bu tezde, fırçasız doğru akım motorunun üç fazlı, yıldız-bağlanmış modeli, hem klasik doğru akım motorları hem de fırçasız doğru akım motorları, durum uzay modelleri türetilerek incelenmiştir. Her motor tipi için geliştirilen MATLAB/Simulink modelleri sonuçları deneylerle eşleştirilerek doğrulandıktan sonra, bir sonraki adıma geçilmiştir. Bu çalışmada moment, hız ve konum kontrolü:

- Histerezis bant kontrolü
- PWM kontrolü
- Ayarlı doğru akım hat gerilim kontrolü,

kullanılarak yapılmıştır. Farklı kontrol modellerinde fırçasız doğru akım motoru test edilmiş ve performansları değerlendirilmiştir. Her bir metodun, kullanıldıkları sistemleri iyileştirmesine rağmen, dezavantajları olduğu görülmüştür. Bunlar genel hatlarıyla: Kontrol yönteminde komütasyonun darbe etkisi, gecikme ve anahtarlama kaybıdır. Bu kontrol yöntemleri içinde ayarlı doğru akım hat gerilim kontrolü metodunun: Moment salınımlarının, anahtarlama kayıplarının az olması, frekans tayfının diğer yöntemlere göre düzgün ve düşük çıkması sonucunda, en iyi yöntem olduğunu göstermiştir. Bu çalışmada, PWM kontrollü deney seti fırçasız doğru akım motoru PCI 1711 kartı kullanılarak sargılara verilen enerji unipolar, bipolar ve ikisi birlikte çalıştırılarak gerçek zamanlı sonuçları elde edilmiştir.

Anahtar Sözcükler: Fırçasız motorlar (FSDM), FSDAM sürücüsü, Matlab Simulink, PCI 1711 Veri Toplama Kartı.

Yasin BEKTAŞ

Nisan 2011

ABSTRACT

ANALYSIS, DEVELOPMENT AND COMPUTER BASED STUDY OF BLDC MOTOR AND ITS DRIVER CIRCUIT TRAINING SET

In this thesis, a model of three phase star connected brushless direct current motor, both conventional and brushless direct current motors, are analyzed by deriving state-space models. Before proceeding the next step, each MATLAB/Simulink models for individual motor is confirmed and tested with the result of experiment. In this study, moment, speed and position are controlled by using following techniques:

- Hysteresis band control
- Pulse width modulation control
- Adjustable direct current bus voltage control

Brushless direct current motor is tested with these different control strategy and its performances are calculated. It's concluded that each method has advantages and disadvantages while is operating. The disadvantages are mainly commutation pulse effect delay and switching losses. Among these control methods, adjustable bus voltage control method has been proved the best method small moment oscillations and switching losses also the smooth due to spectrum frequency. In this study, real time results are obtained from the training set through PC 1711 card with unipolar, bipolar and both working at the same time parameters of pulse width modulation controlled brushless direct current motor.

Keywords: Brushless motors (BLDC), BLDC driver, Matlab Simulink, PCI 1711 Data Acquisition Card.

April 2011

Yasin BEKTAŞ

SEMBOLLER

α	: $\frac{\ln 9}{t_{re}}$ (Harici Ateşleme Açısı)
A	: A Fazı
B	: B Fazı
C	: C Fazı
e	: Zıt Elektromotor Kuvvet
D	: Diyot
F	: Trapez Fonksiyonu
H	: Pozisyon Sensor Sinyali
I, i	: Doğru Akım Kaynağı Akımı; DA Motoru Endüvi Akımı
L	: Faz İndüktansı, Endüvi İndüktansı
n	: Rotor Hızı (d/d)
N	: Kuzey Manyetik Kutbu
Q	: Elektronik Anahtar
S	: Güney Manyetik Kutbu
t	: Zaman
t_e	: Akımın Yükseliş Süresi
T	: Moment (Tork)
u	: Faz-Faz Gerilimi; Faz –Faz Zıt Elektromoment Kuvveti
v,u	: Faz–Faz Gerilimi
V	: DA Gerilim
Z	: Faz Empedansı
θ	: Aç
V_S	: Doğru Akım Kaynak Gerilimi
R	: Endüvi Direnci
T_e	: Elektriksel Moment
k_f	: Sürtünme Sabiti
J	: Rotor Ataleti
T_L	: Yük Momenti
K_e	: Zıt EMK Sabiti

K_t	: Moment Sabiti
K_f	: Sürtünme Sabiti
V_{d3}	: Diyot 3 uçlarındaki gerilim
ω_m	: Rotor Hızı
ω	: Açısal Hız
θ_e	: Elektriksel Açı
θ_m	: Rotor Açısı
H	: Pozisyon Sensörü

İNDİSLER

ab	: A Fazından B fazına
bc	: B Fazından C fazına
ca	: C Fazından A Fazına
com	: Komitasyon
e	: Elektriksel
f	: Sürtünme
L	: Yük
m	: Mekaniksel
p	: Oransal
ref	: Referans Değer
s	: Kaynak

KISALTMALAR

FSDAM	: Fırçasız Doğru Akım Motoru
DA	: Doğru Akım
emk	: Elektro Motor Kuvveti
PWM	: Darbe Genlik Modülasyonu
rpm-d/d	: Dakika Başına Devir Sayısı
PCI	: Veri Toplama Kartı
DSP	: Sayısal İşaret İşleme
PC	: Kişisel Bilgisayar
MATLAB	: Gelişmiş Yazılım Programı

ŞEKİLLER

	SAYFA NO
Şekil II.1	İki Kutuplu Bir DA Motornun Kesiti 9
Şekil II.2	DA Motorunun Fırça ve Komütatör Parçaları..... 10
Şekil II.3	Ayarlı DA Gerilimle DA Motorun Çalıştırılması 11
Şekil II.4	İndirici Kıyıcı ile DA Motor Çalıştırma..... 11
Şekil II.5	İndirici Kıyıcıda Açma Sinyal ve Akım Dalga Şekilleri 11
Şekil II.6	DA Motoru Eşdeğer Devresi 12
Şekil II.7	FSDAM Motor Enine Kesit 14
Şekil II.8	İdeal Zıt EMK'nın Faz Akımları ve Konum Sensörü Sinyalleri..... 15
Şekil II.9	FSDAM Motor Enine Kesiti ve Faz Enerji Veriliş Sırası 16
Şekil II.10	Basitleştirilmiş FSDAM Sürücü Şeması 16
Şekil II.11	DA Motor Modeli 19
Şekil II.12	DA Motoru Devir Sayısı 20
Şekil II.13	DA Motoru Elektriksel Momenti 21
Şekil II.14	DA Motoru Moment-Hız Grafiği 21
Şekil II.15	DA Motoru Endüvi Akımı 22
Şekil II.16	FSDAM Sürücü Modeli 22
Şekil II.17	FSDAM Blok İçeriği 23
Şekil II.18	Trapez Dalga Biçimleri ve Konum Sinyallerinin Hesaplanması 23
Şekil II.19	Alt Sistem1'de Moment Hesaplama..... 24
Şekil II.20	Her 60 ⁰ Aralıkta Devre Yapılandırılma Durumu 25
Şekil II.21	Şekil IV.20'den İki Devre Topolojileri (60 ⁰ - 120 ⁰) 25
Şekil II.22	Sabit Kıyım Süresinde Devre Yapılandırma Durumu..... 28
Şekil II.23	Şekil IV.22'den İki Devre Topolojileri (180 ⁰ - 240 ⁰) 29
Şekil II.24	Yumuşak Kesim Süresinde Devre Yapılandırma Durumu 30
Şekil II.25	Şekil IV.24' deki Devrelerin Yapılandırılması 30
Şekil II.26	Rotor Hızı 32
Şekil II.27	Elektriksel Moment 33
Şekil II.28	Elektriksel Momentin Büyültülmüş Görüntüsü..... 33

Şekil II.29	Moment-Hız Grafiği	32
Şekil II.30	Faz Akımları	33
Şekil II.31	Faz Akımlarının ve Zıt EMK'nın Büyütülmüş Görüntüsü	33
Şekil II.32	Pozisyon Algılayıcı Fototransistörlerin Rotor Milinde Yerleşimi	36
Şekil II.33	Üç fazlı Unipolar Sürücülü FSDAM	36
Şekil II.34	Anahtarlama Sırası ve Stator Manyetik Alanı Dönüşü	37
Şekil II.35	Üç Faz FSDAM için Basit Unipolar Konverter	38
Şekil II.36	Dört Kontrollü Anahtar ve Diyot ile Oluşturulan Konverter	39
Şekil II.37	Her Bir Fazın Eşdeğer Devresi	40
Şekil II.38	Uyartım Şekilleri için Faz Akımı Zıt EMK ve Çıkış Momenti Dalga Şekilleri	40
Şekil II.39	Üç Fazlı FSDAM Bipolar Sürücü Devresi	42
Şekil II.40	Kapak Konumuna Göre Stator Manyetik Alanı ve Momentin Yönü	42
Şekil II.41	Stator Manyetik Alanının ve Rotorun Saat Yönünde Dönüşü	43
Şekil II.42	Stator Manyetik Alanının ve Rotorun Saat Yönünün Tersine Dönüşü	45
Şekil II.43	Tek Faz Geleneksel FSDAM Görünümü	46
Şekil II.44	Tek Faz Sürücü Devresi	46
Şekil II.45	Vantilatör Uygulamaları için 12V 1W'lık FSDAM Yapısı	48
Şekil II.46	İki Fazlı FSDAM Sürücü Devresi ve Faz Akımları Dalga Şekilleri	49
Şekil II.47	Üç Fazlı FSDAM Genel Yapısı	50
Şekil II.48	120° İletim Komütasyonu	51
Şekil II.49	Üç Fazlı FSDAM Sürücü Devresi	52
Şekil II.50	Pozisyon Moment Karakteristiği	53
Şekil II.51	İdeal Akım Dalga Formları	54
Şekil II.52	Komütasyon Sürecinde Mıknatısların Manyetik Tutumu	55
Şekil II.53	Trapezoidal Komütasyonda Hall Sensör Çıkışları ve Faz Gerilimleri	57
Şekil II.54	Faz Akımları Dalga Formları	57
Şekil II.55	FSDAM için Basitleştirilmiş Transpezoidal Moment Kontrollü Sürücü	58

Şekil II.56	Sinüsoidal Komütasyon Akım Dalga Formları	59
Şekil II.57	FSDAM için Basitleştirilmiş Sinüsoidal Kontrolör.....	59
Şekil II.58	Sinüsoidal Faz Gerilimleri.....	60
Şekil II.59	FSDAM İdealleştirilmiş Dalga Formları.....	61
Şekil II.60	Üç Komütasyon Modu	62
Şekil II.61	Her Üç Komütasyon Modunda A Faz Akımı.....	63
Şekil II.62	Her Üç Komütasyon Modunda Moment Üretimi.....	63
Şekil III.1	Histerisiz Moment Kontrol Sistem	66
Şekil III.2	Histerezis Moment Kontrolünde Yük Adımına Göre Elektriksel Moment	67
Şekil III.3	Histerezis Moment Kontrolünde Yük Adımına Göre Rotor Hızı	67
Şekil III.4	Histerezis Moment Kontrolünde Yük Adımına Göre Faz Akımları ..	68
Şekil III.5	Histerisiz Hız Kontrol Sistemi.....	68
Şekil III.6	Histerezis Hız Kontrolünde Yük Adımına Göre Rotor Hızı	69
Şekil III.7	Histerezis Hız Kontrolünde Yük Adımına Göre Elektriksel Momenti	69
Şekil III.8	Histerezis Hız Kontrolünde Yük Adımına Göre Faz Akımları	70
Şekil III.9	PWM Moment Kontrol Sistemi.....	71
Şekil III.10	PWM Moment Kontrolünde Yük Adımına Göre Elektriksel Momenti.....	72
Şekil III.11	PWM Moment Kontrolünde Yük Adımına Göre Rotor Hızı.....	72
Şekil III.12	PWM Moment Kontrolünde Yük Adımına Göre Faz Akımları.....	73
Şekil III.13	PWM Hız Kontrol Sistemi	74
Şekil III.14	PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Rotor Hızı ($\alpha_o = \alpha_e$).....	74
Şekil III.15	PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Elektriksel Moment ($\alpha_o = \alpha_e$)	75
Şekil III.16	PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Faz Akımları ($\alpha_o = \alpha_e$)	75
Şekil III.17	PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Rotor Hızı ($\alpha_o = 0.01 \alpha_e$)	76
Şekil III.18	PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Elektriksel Kontrol ($\alpha_o = 0.01 \alpha_e$)	77
Şekil III.19	PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Faz Akımları ($\alpha_o = 0.01 \alpha_e$)	77

Şekil III.20	PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Rotor Hızı ($\alpha_{\omega}=0.1 \alpha_e$)	78
Şekil III.21	PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Elektriksel Kontrol ($\alpha_{\omega}=0.1 \alpha_e$)	78
Şekil III.22	PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Faz Akımları ($\alpha_{\omega}=0.1 \alpha_e$)	79
Şekil III.23	PWM Hız Kontrolünde Tam Yükte Rotor Hızı ($\alpha_{\omega}=0.1 \alpha_e$)	79
Şekil III.24	PWM Konum Kontrol Sistemi	80
Şekil III.25	PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Rotor Açısı	80
Şekil III.26	PWM Hız Kontrolünde Tam Yükte Rotor Açısı	81
Şekil III.27	Ayarlı DA-Hat Gerilim Moment Kontrol Sistemi	82
Şekil III.28	Ayarlı DA-Hat Gerilim Moment Kontrolünde Elektriksel Moment ..	82
Şekil III.29	Ayarlı DA-Hat Gerilim Moment Kontrol da Rotor Hızı	83
Şekil III.30	Ayarlı DA-Hat Gerilim Moment Kontrol da Faz Akımları	83
Şekil III.31	Ayarlı DA-Hat Gerilim Hız Kontrol Sistemi	84
Şekil III.32	Ayarlı DA-Hat Gerilim Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Rotor Hızı ($\alpha_{\omega} = \alpha_e$)	84
Şekil III.33	Ayarlı DA-Hat Gerilim Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Elektriksel Moment ($\alpha_{\omega} = \alpha_e$)	85
Şekil III.34	Ayarlı DA-Hat Gerilimli Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Faz Akımları ($\alpha_{\omega} = \alpha_e$)	85
Şekil III.35	Ayarlı DA-Hat Gerilimli Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Rotor Hızı ($\alpha_{\omega} = 0.01 \alpha_e$)	86
Şekil III.36	Ayarlı DA-Hat Gerilimli Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Elektriksel Moment ($\alpha_{\omega} = 0.01 \alpha_e$)	86
Şekil III.37	Ayarlı DA-Hat Gerilimli Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Faz Akımları ($\alpha_{\omega} = 0.01 \alpha_e$)	87
Şekil III.38	Ayarlı DA-Hat Gerilimli Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Rotor Hızı ($\alpha_{\omega} = 0.01 \alpha_e$)	87
Şekil III.39	Ayarlı DA-Hat Gerilimli Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Elektriksel Moment ($\alpha_{\omega} = 0.01 \alpha_e$)	88
Şekil III.40	Ayarlı DA-Hat Gerilimli Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Faz Akımları ($\alpha_{\omega} = 0.1 \alpha_e$)	88
Şekil III.41	Ayarlı DA-Hat Gerilimli Hız Kontrolünde	

	Tam Yükte Rotor Hızı ($\alpha_0 = 0.1 \alpha_e$).....	89
Şekil III.42	Ayarlı DA-Hat Gerilimli Hız Kontrolünde Tam Yükte Elektriksel Moment ($\alpha_0 = 0.1 \alpha_e$)	89
Şekil III.43	Ayarlı DA-Hat Gerilim Konum Kontrol Sistemi	90
Şekil III.44	Ayarlı DA-Hat Gerilimli Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Rotor Açısı	90
Şekil III.45	Ayarlı DA-Hat Gerilimli Hız Kontrolünde Tam Yükte Rotor Açısı	91
Şekil III.46	Yüksüz Hızda Elektriksel Momentin Yakınlaştırılmış Görüntüsü	92
Şekil III.47	Tam Yüklü Hızda Elektriksel Momentin Yakınlaştırılmış Görüntüsü	92
Şekil III.48	Tam Yükte Elektriksel Momentin Yakınlaştırılmış Görüntüsü	93
Şekil III.49	DA-Hat Akımının Histerisiz Kontrolünde Yüksüz Durumda Güç Tayfı	93
Şekil III.50	DA-Hat Akımının Histerisiz Kontrolünde Tam Yükte Güç Tayfı.....	94
Şekil III.51	PWM Hız Kontrol Yüksüz Durumda DA-Hat Akımının Güç Tayfı.....	95
Şekil III.52	PWM Hız Kontrol Tam Yükte DA-Hat Akımının Güç Tayfı.....	95
Şekil III.53	1ms Açma Gecikme 0.03 sn Uygulandığında Faz Akımları	96
Şekil III.54	1ms Açma Gecikme 0.03 sn Elektriksel Moment	97
Şekil III.55	Anahtarların İletimde Direnci 2 Ω Olduğunda Rotor Hızı.....	97
Şekil III.56	Anahtarların İletimde Direnci 2 Ω Olduğunda Elektriksel Moment	98
Şekil III.57	Anahtarların İletimde Direnci 2 Ω Olduğunda Güç Kaybı	98
Şekil IV.1	FSDAM Test Düzeneği	99
Şekil IV.2	FSDAM'ın Sürme Devresi ve Denetim Yapısı	100

Şekil IV.3	FSDAM Test Düzenegi Blok Şeması.....	101
Şekil IV.4	FSDAM'ın Sürme Devresi ve Denetim Yapısı	103
Şekil IV.5	FSDAM'ın Dış Görünüşü.....	104
Şekil IV.6	FSDAM'ın Fabrikada Elde Edilen Hız, Verim, Moment ve Güç Eğrileri.....	104
Şekil IV.7	Bipolar Uyarımlı FSDAM.....	106
Şekil IV.8	Bipolar Uyarımlı FSDAM Dalga Formu.....	106
Şekil IV.9	FSDAM Bipolar Çalışma Sürücü Devresi	108
Şekil IV.10	Bipolar Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe Boşta Hız (33V)	109
Şekil IV.11	Bipolar Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe Boşta Akım (33V).....	110
Şekil IV.12	Bipolar Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe Boşta Harmonik (33V).....	110
Şekil IV.13	Bipolar Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.25Nm Yükte Hız (33V).....	110
Şekil IV.14	Bipolar Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.25Nm Yükte Akım (33V)	111
Şekil IV.15	Bipolar Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.25Nm Yükte Harmonik (33V)	111
Şekil IV.16	Bipolar Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.35Nm Yükte Hız (33V).....	111
Şekil IV.17	Bipolar Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.35Nm Yükte Akım (33V)	112
Şekil IV.18	Bipolar Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.35Nm Yükte Harmonik (33V)	112
Şekil IV.19	Bipolar Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.40Nm Yükte Hız (33V).....	112
Şekil IV.20	Bipolar Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.40Nm Yükte Akım (33V)	113
Şekil IV.21	Bipolar Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.40Nm Yükte Harmonik (33V)	113
Şekil IV.22	Bipolar Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.50Nm Yükte Hız (33V).....	113

Şekil IV.23	Bipolar Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.50Nm Yükte Akım (33V)	114
Şekil IV.24	Bipolar Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.50Nm Yükte Harmonik (33V)	114
Şekil IV.25	Bipolar Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe Yükte Hız-Moment Grafiği (33V)	114
Şekil IV.26	Unipolar Uyarımlı Fırçasız Doğru Akım Motoru	115
Şekil IV.27	Unipolar Uyarımlı Fırçasız Doğru Akım Motoru Dalga Formu	115
Şekil IV.28	FSDAM Unipolar Çalışma Sürücü Devresi	117
Şekil IV.29	Eski Bipolar ve Unipolar Sürücü Devresi	118
Şekil IV.30	Yeni Bipolar ve Unipolar Sürücü Devresi.....	118
Şekil IV.31	Bipolar Unipolar Geçiş Süreci Zaman Diyagramı	120
Şekil IV.32	Bipolar Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe Boşta Hız (33V)	121
Şekil IV.33	Bipolar Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe Boşta Akım (33V).....	121
Şekil IV.34	Bipolar Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe Boşta Harmonik (33V).....	121
Şekil IV.35	Bipolar Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.25Nm Yükte Hız (33V).....	122
Şekil IV.36	Bipolar Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.25Nm Yükte Akım (33V)	122
Şekil IV.37	Bipolar Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.25Nm Yükte Harmonik (33V)	122
Şekil IV.38	Bipolar Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.35Nm Yükte Hız (33V).....	123
Şekil IV.39	Bipolar Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.35Nm Yükte Akım (33V)	123
Şekil IV.40	Bipolar Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.35Nm Yükte Harmonik (33V)	123
Şekil IV.41	Bipolar Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.40Nm Yükte Hız (33V).....	124
Şekil IV.42	Bipolar Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe	

	0.40Nm Yükte Akım (33V)	124
Şekil IV.43	Bipolar Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.40Nm Yükte Harmonik (33V)	124
Şekil IV.44	Bipolar Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.50Nm Yükte Hız (33V).....	125
Şekil IV.45	Bipolar Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.50Nm Yükte Akım (33V)	125
Şekil IV.46	Bipolar Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.50Nm Yükte Harmonik (33V)	125
Şekil IV.47	Bipolar Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe Yükte Hız-Moment Grafiği (33V)	126
Şekil IV.48	Bipolar Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe Yükte Hız-Moment Karşılaştırılması (33V)	126
Şekil IV.49	Bipolar Unipolar Sürücüde Boşta Bipolar-Unipolar Geçiş Anı (33V)	127
Şekil IV.50	Bipolar Unipolar Sürücüde 0.5Nm Yükte Bipolar-Unipolar Geçiş Anı (33V)	127
Şekil IV.51	Bipolar Sürücüde Boşta Hız (33V).....	128
Şekil IV.52	Bipolar Sürücüde Boşta Akım (33V)	128
Şekil IV.53	Bipolar Sürücüde Boşta Harmonik (33V)	129
Şekil IV.54	Bipolar Sürücüde 0.25Nm Yükte Hız (33V).....	129
Şekil IV.55	Bipolar Sürücüde 0.25Nm Yükte Akım (33V).....	129
Şekil IV.56	Bipolar Sürücüde 0.25Nm Yükte Harmonik (33V)	130
Şekil IV.57	Bipolar Sürücüde 0.35Nm Yükte Hız (33V).....	130
Şekil IV.58	Bipolar Sürücüde 0.35Nm Yükte Akım (33V).....	130
Şekil IV.59	Bipolar Sürücüde 0.35Nm Yükte Harmonik (33V)	131
Şekil IV.60	Bipolar Sürücüde 0.40Nm Yükte Hız (33V).....	131
Şekil IV.61	Bipolar Sürücüde 0.40Nm Yükte Akım (33V).....	131
Şekil IV.62	Bipolar Sürücüde 0.40Nm Yükte Harmonik (33V)	132
Şekil IV.63	Bipolar Sürücüde 0.50Nm Yükte Hız (33V).....	132
Şekil IV.64	Bipolar Sürücüde 0.50Nm Yükte Akım (33V).....	132
Şekil IV.65	Bipolar Sürücüde 0.50Nm Yükte Harmonik (33V)	133
Şekil IV.66	Bipolar Sürücüde Yükte Hız-Moment Karşılaştırılması (33V).....	133
Şekil IV.67	Eski ve Yeni Bipolar-Unipolar Sürücü Devresi	134

Şekil IV.68	Eski Bipolar-Unipolar Sürücü Devresi	135
Şekil IV.69	Yeni Bipolar-Unipolar Sürücü Devresi	136
Şekil IV.70	FSDAM Bipolar-Unipolar Sürücü Devresi	136

TABLO LİSTESİ

	SAYFA NO
Tablo II.1 Anahtarlama Dizisi.....	16
Tablo II.2 FSDAM Motor Parametreleri.....	20
Tablo II.3 İnverter Çıkış Gerilimleri	27
Tablo II.4 Sabit Kesim Sırasında FSDAM'ın Giriş Gerilimleri.....	29
Tablo II.5 Yumuşak Kesim Sırasında FSDAM'ın Giriş Gerilimleri	31
Tablo II.6 Anahtarlama Elemanlarının Pozisyonları(İleri Yönde).....	43
Tablo II.7 Anahtarlama Elemanlarının Pozisyonları(Geri Yönde)	44
Tablo IV.1 Motor Karakteristikleri.....	103
Tablo IV.2 Bipolar Ve Unipolar Sürücü İle Çalıştırılan Fırçasız Doğru Akım Motoru Tasarım Değişkenleri	116

BÖLÜM I

I.1 GİRİŞ

Klasik elektrik makinalarından alternatif akım (AA) asenkron motorlar, AA senkron motorlar ve doğru akım (DA) motorları üzerine yapılan araştırmaların belirli bir doyum aşamasına gelmesinden sonra araştırmalar özel elektrik makinaları üzerinde yoğunlaşmıştır. Fırçasız DA motorları, anahtarlamalı relüktans motorlar ve adım motorları bu özel elektrik makinalarından bazılarıdır.[1]

Fırçalı tip elektrik makinaları (AA senkron motor, DA motor) maliyetinin yüksek olmasına rağmen bazı endüstriyel bağlantılarda fırçasız elektrik makinalarına (AA asenkron motor) tercih edilmiştir. Bunun nedeni dinamiklerinin basit, bağımsız kontrollerinin daha iyi olmasıdır. Fırçasız tip elektrik makinalarının çok değişken, yüksek bağımlı ve doğrusal olmayan dinamikleri düzenlenerek sabit hız elde edilmesi ile meydana gelen motorlara, günümüzde fırçasız DA [FSDAM] motorları denilmektedir[1]. FSDAM motoru aslında sürekli mıknatıslı bir senkron motordur. Sürekli mıknatıslı senkron motor DA kaynağından beslenen bir evirici tarafından sürüldüğü zaman evirici-makina kombinasyonunun karakteristiği DA şönt motorun karakteristiğine benzediğinden dolayı, FSDAM olarak adlandırılmıştır[2,3,4].

Sürekli mıknatıslar 100 yılı aşkın bir süreden beri elektrik makinalarında kullanılmaktadır, örneğin Gramme 1870 yılında dinamoelektrik makinasında uyarımı çelik şeritlerle sağlamıştır, 1900 yılında Edison'nun sürekli mıknatıslı motor yaptığı bilinmektedir. Ancak o tarihlerde elde edilen sürekli mıknatıslar motor içinde gerekli akı yoğunluğunu sağlayamadığından dolayı, bu konudaki çalışmalara bir süre ara verilmiştir. 1930'larda Alnico ve onun bileşeni daha iyi özellikli mıknatıs türlerinin ortaya çıkması ile, bu motorlar üzerine yapılan araştırmalar ivme kazanmıştır[5]. Günümüzde, akı yoğunluğu ve zorlayıcı kuvvetleri yüksek olan Samaryum-Kobalt türü sürekli mıknatıs olarak FSDAM'nin rotorunda kullanılmaktadır.

Fırçasız doğru akım motorları son yıllarda servomotorlar da kullanılmaktadır. Özellikle hassas hareket kontrolü gereken yerlerde yaygın olarak kullanılmaktadır. Servomotor, aslında bir motor kontrol yöntemidir. Pozisyon ve hız kontrolü gereken

uygulamalarda, pozisyon ve hız geri beslemesi kullanılarak sistemin davranışı ayarlanmaktadır. Fırçalı DA motorlarının verimi yüksek olup özellikleri servomotor olarak kullanıma uygundur[2]. Ancak bu motorlarda uyarımın fırça ve kollektörlerle sağlanması bir takım problemleride beraberinde getirmektedir. Rotor kayıpları artmakta, sürekli bakım gerektirmekte ve motorun ömrü az olmaktadır. Yarıiletken teknolojisinin gelişmesi ile birlikte AA servomotorlar DA servomotora ciddi rakip olmuştur[7, 8]. AA servomotorlarda FSDAM'nin kullanılması aynı kapasitedeki fırçalı DA motorlarına göre birçok üstünlükler getirmiştir. Bunlar; daha yüksek moment/ağırlık oranı, daha düşük rotor atalet momenti, daha az ısı kayıpları, daha iyi verim, daha küçük boyut, daha basit yapı, daha sessiz çalışma, daha düşük imalat maliyeti, daha güvenilir ve uzun ömürlü olması olarak sayılabilir[8]. Bu üstünlüklerinden dolayı yazıcılar (printerler), bilgisayarlarda sabit disk sürücüler ve floppy disk sürücüler, taşıtlarda hava sıcaklığı kontrolü, robotlar, nümerik kontrollü tezgâhlar ve uzay aracı elemanları gibi yüksek performans uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır [9, 10, 11]. Bu üstünlüklerinin yanında doğrusal olmayan karakteristiklerinden dolayı kontrollerinin daha karmaşık olması gibi dezavantajları vardır. FSDAM kontrolünde yapısının basit ve sade olması nedeniyle genellikle oransal-integral (PI) kontrol yöntemi kullanılmaktadır [12].

Bu çalışmada, PI kullanarak FSDAM motorun pozisyon kontrolünün simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Simülasyonda dinamik sistemlerin simülasyonu için hazırlanan "Simulink" paket programı Matlab/Simulink programlama dili ile birlikte kullanılmıştır. Simulink ile yapılan modelleme, simülasyonu yapılan sistemin blok diyagramına benzediğinden dolayı kolaydır. Bunun ötesinde, diferansiyel denklemlerin çözümü, integral alma, türev alma gibi matematik işlemleri program içinde hazır olduğundan kullanıcının yapabileceği muhtemel matematik hatalarda giderilmiştir. Ayrıca, modellemesi yapılan sistem bilgisayar ekranında görüldüğü için eğitim ve öğretimde kullanılması çok yararlıdır.

FSDAM kontrolünde yüksek performanslı sürücülere ihtiyaç olduğundan dolayı, sürücü devresinde hızlı anahtarlama yapan güç yarıiletkenlerinin kullanılması gerekmektedir. Bu da sistemin maliyetini artırmak anlamına gelmektedir. Bu simülasyon çalışması ile sistem hakkında ön bilgi edinilerek, maliyetleri ayarlamak mümkün görülmektedir.

Klasik DA motorların yüksek verimlilik ve doğrusal moment-hız özellikleri gibi birçok çekici özellikleri vardır. DA motorların kontrolü de basit olduğundan

karmaşık donanım gerektirmez. Ancak, DA motornun büyük dezavantajı periyodik bakım ihtiyacıdır. Mekanik komütasyon ve aşınma sonunda fırçaların değiştirilmesi zorunludur. Mekanik komütasyonun ses gürültüsü ve fırçaların karbon parçacıklarından gelen kıvılcımın bulunduğu sistemi yıpratması, diğer istenmeyen etkilerdir. Klasik DA motorları birçok durumda Fırçasız DA[FSDAM] motorlar ile değiştirebiliriz. Böyle motor değişimi üzerinde çalışılmıştır [13]. Adına rağmen, Çift yönlü motorlar gerçekte sabit mıknatıslı senkron motorlardır. DA Gerilimi tarafından sürülürler fakat geçerli değişme katı durum anahtarları tarafından yapılır. Komütasyon anları rotor konumu tarafından kararlaştırılır ve rotorun konumu, konum algılayıcıları ile veya algılayıcısız teknikler ile bulunur. Bu motorlar klasik motorlara göre birçok avantajları vardı[14]. Bununla birlikte bazı dezavantajları da vardır,

- ✓ Kontrol karmaşıktır.
- ✓ Pozisyon sensörlerine ihtiyaç duyarlar, maliyetleri yüksektir.
- ✓ Sürücü devre ısınma problemi.

FSDAM'lar farklı güç alanlarında büyük; sabit disk sürücüleri, elektrikli araçlarda ise küçük motorlar kullanılabilir. Üç fazlı motor olarak çok yaygın kullanılmakla birlikte iki fazlı motor uygulamaları da bulunmaktadır.

I.2 AMAÇ

Fırçasız doğru akım motoru (FSDAM) parametrelerini analiz etmek, kontrol yöntemlerini uygulamak, uyartım özelliklerini incelemek ve motora uygulamaktır.

Bu çok kapsamlı çalışmada kontrol yöntemi için uygulamada en çok kullanılan 3 yöntem seçilmiştir. Bunlar: PWM, Histerezis Kontrol ve Ayarlı DA Hat gerilim Kontrolü. Bu kontrol yöntemlerinin motor parametreleri üzerindeki etkisi MATLAB/Simulink programı hazırlanarak yapılmıştır. Matematiksel Analizler 4. dereceden Runge Kutta yöntemi ile yapılmıştır.

Uyartım sargılarının enerjilenmesinde 2 farklı yöntem (bipolar ve unipolar) yanı sıra bu iki yöntemin bileşkesi kullanılarak, yöntemler arası avantaj ve dezavantajlar ortaya konulmuştur. Bu çalışma hem deneysel hem simülasyon olarak (gerçek zamanlı) gerçekleştirilmiştir ki simülasyon sonuçları test edilebilsin. Yapılan çalışmaların harmoniksel açıdan değerlendirilmesi amacıyla, çalışmada harmonik analizörü ile harmonik değerlerde ölçülmüştür.

I.3 ÖNEM

Uzun ömürlü, müşteri beklentilerini karşılayan, düşük maliyetli, rekabetçi makina üretmenin en önemli şartı; elektrik motorunun doğru seçilmesidir. Bu seçim sırasında göz önünde bulundurulması gereken parametreler:

- İşletme gerilimi ve frekansı (1 faz, 3 faz, 220V, 380V, 400V, 440V, 50 Hz, 60 Hz, D.C.)
- Motor hızı
- İnşa tipi: Ayaklı B3, Flanşlı B5, Ayaklı Flanşlı B3 B5
- Eksenel yükün büyüklüğü
- Radyal yükün büyüklüğü
- Çalıştırılacağı ortamın sıcaklığı
- Çalıştırılacağı ortamın rakımı
- Koruma tipi: IP54, IP55 gibi
- Saatteki şalt sayısı: Start/h.
- İşletme tipi (Çalışma rejimi) : S1, S3, S5 gibi

- Çalışma katsayısı(ED faktörü) : %100, 60, 40, 25 gibi
- Çalıştırılacağı ortamın rutubet derecesi: Isıtıcı ve kondense deliği istenip istenmediği
- Sistem güvenliği açısından termistör PTC termik gerekip gerekmeyeceği

Günümüzde piyasada kullanılan elektrik motorlarının bu özelliklere uymasının yanı sıra kontrol ve kumanda sistemlerinin çok iyi, verimlerinin yüksek olması istenmektedir. Bu çalışmada bu yüzden bu özellikleri çoğunlukla sağlayan FSDAM seçilmiş, teorisi zor olan elektrik motorları FSDAM üzerinden, motor ve kontrol kısmı birlikte öğrencilere basit ama detaylı anlatılacak şekilde bir deney düzeneği tasarlanmıştır.

BÖLÜM II

LİTERATÜR ve MATERYAL ARAŞTIRMALARI

FSDAM'lar üzerine yapılan çalışmalar, genellikle motorda kullanılan mıknatıslar ve motorun kontrolünün nasıl yapılabileceği üzerinde yoğunlaşmıştır.

Tezde faydalanılan bazı önemli çalışmaların literatür özetleri aşağıda verilmiştir.

Hashimoto ve arkadaşları çalışmalarında (1998); FSDAM'ları, konum kontrol sistemlerinde yüksek moment ağırlık oranına sahip olmaları, bilgisayar kontrolüne olanak vermeleri, yüksek verimli olmaları, gürültüsüz çalışmaları ve komütatör bakımı gerektirmediği için geniş bir kullanım alanına sahip olduğunu belirtmiştir.

Pillay ve Krishnan (1989); yaptıkları simülasyon çalışmalarında sürekli mıknatıslı senkron motorları, sürme devrelerine göre, ikiye ayırmışlardır. Pillay akımı ve zıt EMK' sı sinusoidal olan motorları sürekli mıknatıslı senkron motor, akımı dikdörtgen ve zıt EMK' sı yamuk biçimli olan motorları da FSDAM olarak adlandırmıştır. Pillay sürekli mıknatıslı senkron motoru iki fazda, FSDAM'ları ise üç fazda modellemiştir.

Carlson (1992); çalışmasında FSDAM'ların faz dönüşümü sırasında momentde meydana gelen salınımları analiz etmiştir. Carlson, akım kontrollerini, DA hattından sezilen akım ve motorun gerçek akımından sezilmesi olarak, iki şekilde analiz etmiştir. Carlson'a göre; DA hattından sezilen akımın, kontrol yapısı basittir. Ancak, motor akımlarını sezerek yapılan kontrollerde momentteki salınımlar azaltılmaktadır.

Luk ve Lee (1994); "FSDAM sürücüleri için etkili bir modelleme" isimli çalışmalarında, FSDAM ve sürücü sistemi için MATLAB ortamında yeni bir simülasyon modeli önermişlerdir. Önerilen model sayesinde, tasarım aşamasında maliyetin azaldığı ve MATLAB ortamında hazırlandığı için kullanımının oldukça kolay olduğu belirtilmiştir.

Rigby ve Dalby (1995); mikroişlemciler geliştirilmeden önce, veri toplama ve kontrol işlemi insanlar tarafından yapıldığını. Karmaşık kontrol işlemlerinin, hızlı ve

kaliteli olarak yapılmak istenmesiyle, bilgisayar temelli işlemcilerin kullanılmaya başlandığını belirtmektedir.

İbrahim Hassan Mariah ve Said Abdel-Monain. Wahsh (1997); FSDAM sürücüsünün harmonik analizi üzerinde çalışmalar yapmışlardır.

Chen ve Tang (1999); FSDAM'nin akım kontrolü için çok çeşitli yöntemler olduğunu, bu kontrol yöntemlerin sağladıkları avantajların yanında birçok dezavantaja da bulunduğunu belirtmişler. En temel dezavantajının ise anahtarlama frekansının sürekli durumda oluşturduğu yüksek frekanslı gürültünün olduğunu belirtmişlerdir.

Shui-Sheng Qiu ve I. M. Filanovsky (2000); çalışmalarında PWM dönüştürücülerin harmonik analizini araştırmışlardır.

Toliat, Waikar, Arefeen, Moreira, Gopalarathnam (2000); sürekli çalışma durumunda momentte oluşan dalgalanmanın azaltılmasına yönelik, kontrol yöntemlerini incelemişlerdir.

Abut (2001); çalışmasında günümüz teknolojisinde güç denetimi, elektronik devrelerle yapıldığını; elemanların küçük boyutta olması, ömürlerinin uzun olması, otomasyonda bilgisayar denetimine imkân vermesi gibi birçok avantajdan dolayı elektronik denetiminin tercih etmiştir.

Lee ve Ehsani (2003); tarafından yapılan çalışmada, FSDAM sürücülerin ileri simülasyon modelleri geliştirilmiştir. Geliştirilen modelde, PWM inverter elemanlarının akım, gerilim, hız ve momentin dinamik karakteristikleri etkili olarak gözlenebilmekte ve analiz edilmektedir. Bu yüzden, geliştirilen simülasyon modelinin FSDAM kontrol algoritmalarının geliştirilmesine kolaylık sağlayacağı ve hesaplama zamanı ile hafıza boyutlarını azaltacağı belirtilmektedir.

Tuncer ve Tatar (2004); yarı iletken teknolojisinden yararlanılarak yapılan inverterler ve bunun paralelinde farklı darbe genişlik modülasyon teknikleri geliştirilmiştir. Böylece statik güç dönüştürücüleri ortaya çıkmış ve birçok alanda kullanılmaya başlanmıştır.

Xi Xiao ve Yongdong Li (2005); FSDAM'nin düşük moment salınımları için yeni bir kontrol stratejisi geliştirmiştir. Önerilen metodun geçerliliğini ve uygulanabilirliğini göstermek için simülasyon çalışması yapılmıştır.

Fernando Rodriguez ve Ali Emadi (2005); FSDAM Sürücüleri için yeni bir "Sayısal Kontrol Tekniği, İletim-Açı" kontrolü geliştirmişlerdir.

Jun-Zhe Yang ve arkadaşları (2005); “Güç Sinyali Harmonik Analizi” için yeni bir yöntem geliştirmişlerdir.

Pravat K.Singh ve Pankaj Rai (2005); “Sabit mıknatıslı FSDAM Hız Kontrolü” için bir ANN tabanlı X-PC Target Denetleyicisi geliştirmiştir.

Gunhee Jang and M. G. Kim (2005); FSDAM’i Bipolar başlatıp, Unipolar devam ettiren bir çalışma yöntemi geliştirerek; yüksek hızda, hız moment karakteristiğini incelemişlerdir.

T.Hemanand ve T. Rajesh (2006); “FSDAM’ın hız kontrolü” için sert kısıyıcı çalıştırmada PWM tekniğiyle DSP kullanmışlardır.

Ç.Gençer ve M.Gendik Pınar (2006); FSDAM’ın Modellenmesi ve Similasyon amacıyla Matlab/Simulink kullanmışlardır.

Limei Xu ve Qian Wu (2007); FSDAM’ın kontrolünde hızlı bir gelişme metodunu Matlab Simulink kullanarak gerçekleştirmiştir.

Cunshan Zhang ve Dunxin Bian (2008); FSDAM’da stator manyetik alanının oluşturduğu moment salınımlarını ortadan kaldırmak için yeni bir PWM kontrol algoritması geliştirmişlerdir.

Nitish Patel ve Udaya Madawala (2008); FSDAM Kontrolü için veri akışını kullanma üzerinde çalışmışlardır.

Dayu Wang ve Kaiping Yu (2008); FPGA 'a dayalı FSDAM sistemindeki FPGA 'ın işlevsel dizaynı ve DSP üzerine çalışma yapmışlardır.

Yen-Shin Lai ve Yong-Kai Lin (2008); FSDAM kontrolü için Matlab grafik arayüzlü DSK2443 Sistemini kullanmışlardır.

MA Xiu-juan ve LIU Yi (2008); “Genetik algoritma” ve “bp sinirsel ağda” FSDAM için PID kontrol yöntemiyle araştırma ve simulasyon uygulamasını gerçekleştirmişlerdir.

Calin Rusu ve arkadaşları (2008); FSDAM DSP kontrol uygulaması için “Tümleşik Target Toolbox” gerçek zamanlı çalıştırarak test etmişlerdir.

N. Navidi M. Bavafa (2009) çalışmalarında;Lineer bir FSDAM için yeni bir PID denetleyicisi tasarımını yaparak ant colony algoritması geliştirmişlerdir.

Taehyung Kim ve arkadaşları (2009); FSDAM Sarım Fonksiyon Teorisine Dayalı İç Hata Analizini incelemişlerdir.

Chia-Yu Hsu ve arkadaşları (2009); FSDAM Uygun Pozisyon Takip Kontrolünde Dalgacık Sinir Ağı Kullanılmasını sağlamışlardır.

G.S. Hyalij ve A.U. Deshpande (2009); Gerçek Zamanlı Uygulama yaparak DA motoru, zaman gecikmeli denetleyici ile hız kontrolünü gerçekleştirmişlerdir.

Modammed Ahmed ve Frank Kircher (2009); FSDAM motor sürücüsü ve kontrolü HEVs ve EVS Simülasyon ortamındaki tasarımı kullanılacak TEST sürecini gerçekleştirmişlerdir.

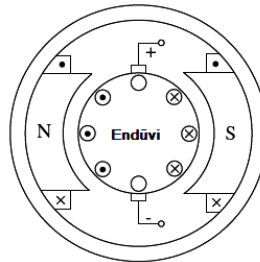
FSDAM kullanımı, kontrolünde elektronik komütasyon işlemine ihtiyaç duyması nedeniyle elektronik devre elemanlarının gelişimine paralel olarak yaygınlaşmaktadır. Literatür taramasında; FSDAM hız kontrolünde “Windows Real Time Target” tabanlı denetleyicilerle ilgili çalışmalara nadiren rastlanmaktadır. Öte yandan, FSDAM’ın kullanımı hızla yaygınlaşmakta olduğundan optimal kontrolü giderek önem kazanmaktadır. Bu çalışmada, Matlab Simulink Windows Real Time Target yardımıyla FSDAM ve sürücü devresi analizi yapılarak bilgisayar ortamında incelenecektir.

II.1 DA MOTORLARI

Bu bölümde klasik bir DA motorunun ve fırçasız DA motorunun çalışması ve yapısı Matlab/Simulink programları yardımıyla simülasyonu modellenerek verilmiştir. Verimli bir matematiksel modelleride sunulmuştur.

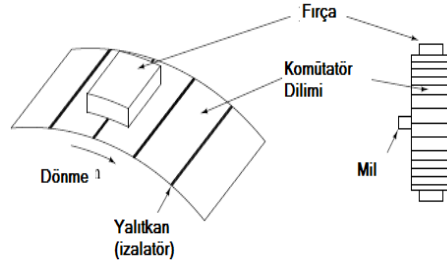
II.1.1 Yapısı

DA motoru rotor ve endüviden oluşmaktadır. Statorda sabit mıknatıs veya özel alan sargılarından yapılmış belirgin manyetik kutuplar bulunmaktadır. Uygun bir bakır şerit, rotorun ucunda temas halindeyken, fırçalar üzerinden rotor sargıları beslenir. Bu bakır şeritler, genellikle komütatör dilimi olarak adlandırılır; Bu dilimlere rotor sargıları bağlanır.



Şekil II.1 İki Kutuplu Bir DA Motorunun Kesiti

Komütasyon işlemi, doğru akım makinalarında “ Fırçalar, kollektörler ve bunların bağlı olduğu sargılardan akmakta olan akımın yönünün değişmesi” olarak ifade edilir[37].

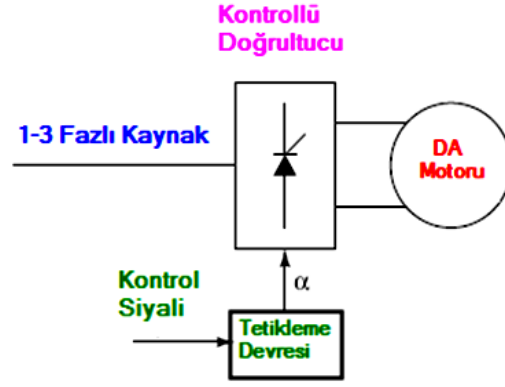


Şekil II.2 DA Motorunun Fırça ve Komütatör Parçaları

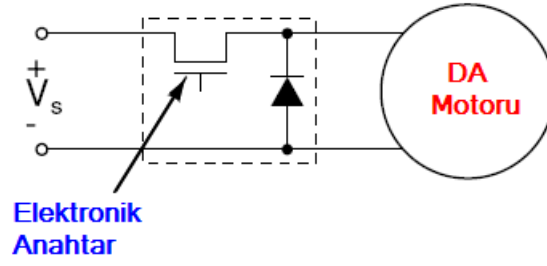
II.1.2 Çalışması

Adından da anlaşıldığı gibi DA motoru DA gerilim kaynağından beslenir. Hız, uygulanan gerilim değiştirilerek kontrol edilmektedir. Bu gerilim değişimi ayarlanabilen gerilim kaynağı ile yapılabileceği gibi endüviye seri bağlı bir ayarlı direnç yardımıyla da yapılabilir. İkinci yöntem daha basit fakat dirençte harcanan güçten dolayı verimli değildir. Eğer motor sabit mıknatıslı değilse, hız; alan akımı değiştirilerek de ayarlanabilir. Kıyıcı ve kontrollü doğrultucu gibi katı hal dönüştürücüsü kullanılarak yüksek verimlilik sağlanabilir. Değişken bir DA gerilimi sağlamak için kontrollü doğrultucu kullanılmaktadır. Şekil II.3 Bu yöntemde; gerilim, tristörlerin tetikleme açısı değiştirilerek ayarlanır. Şekil II.4’de verilen kıyıcı yüksek devirli bir motoru çalıştırıp durdurmak için kullanılan bir elektronik anahtar vazifesini görmektedir.

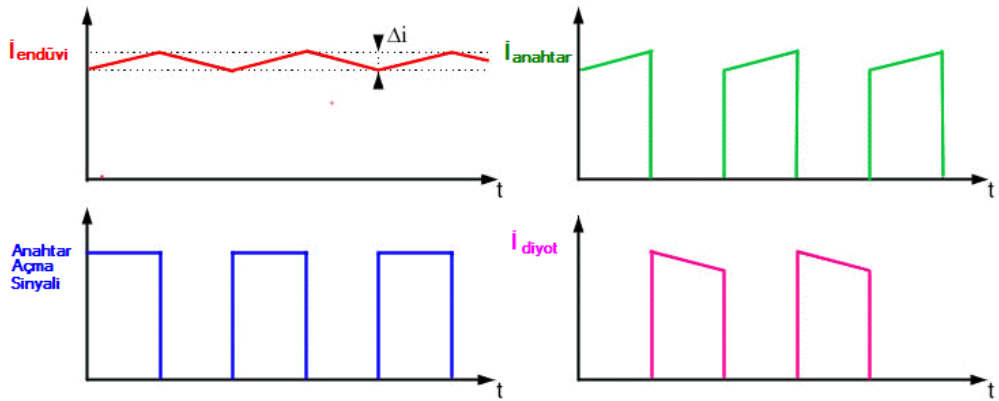
Anahtar kapatıldığında, diyot indükleme ile çalışan endüvi için bir akım yolu sağlar. Açma sinyali ve akım dalga şekli şekil II.5 ile gösterildiği gibi oluşmaktadır. Akım yükselmesi ve düşmesi ortalama değere yakındır. Bununla birlikte, aynı zamanda istenmeyen elektriksel moment dalgalanması oluşturur. Bu yöntem tipik olarak araç sürücülerinde kullanılmaktadır[37,40].



Şekil II.3 Ayarlı DA Gerilimle DA Motorun Çalıştırılması



Şekil II.4 İndirici Kıyıcı ile DA Motorun Çalıştırılması



Şekil II.5 İndirici Kıyıcıda Açma Sinyali ve Akım Dalga Şekilleri

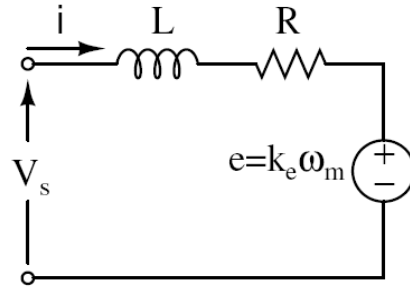
II.1.3 Matematiksel Model

Basit bir DA motor devre modeli şekil II.6 gösterilmektedir. Motor aşağıdaki iki denklem ile ifade edilebilir:

$$V_s = Ri + L \frac{di}{dt} + e \quad (\text{II.1})$$

$$T_e = k_f \omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} + T_L \quad (\text{II.2})$$

Burada; R ve L sırasıyla endüvi direnci ve endüktansı ve e zıt emk'dır V_s kaynak gerilimi ve i DA kaynak ve endüvi akımı ve T_e elektriksel moment, k_f sürtünme sabiti, J rotor ataleti ve T_L mekanik yükü gösterir.[6]



Şekil II.6: DA Motoru Eşdeğer Devresi

Zıt EMK ve elektriksel moment şu şekilde yazılabilir

$$e = k_e \cdot \omega_m \quad (\text{II.3})$$

$$T_e = k_t \cdot \omega_m \quad (\text{II.4})$$

Burada k_e ve k_t sırasıyla zıt EMK ve moment sabitidir. Modeli tasarlamak için, çoğunlukla motorun temsili bir durum uzayını çıkarmak uygundur. II.1 ve II.2 denklemler yeniden yazılırsa

$$\frac{di}{dt} = -\frac{R}{L}i - \frac{k_e}{L} \cdot \omega_m + \frac{1}{L} \cdot V_s \quad (\text{II.5})$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{k_t}{J} \cdot i - \frac{k_f}{J} \cdot \omega_m - \frac{1}{J} \cdot T_L \quad (\text{II.6})$$

ve matris olarak ifadesi aşağıda verilmektedir.

$$\begin{pmatrix} \dot{i} \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{\theta}_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{k_e}{L} & 0 \\ \frac{k_t}{J} & -\frac{k_f}{J} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ \omega_m \\ \theta_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_s \\ T_L \end{pmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$$\begin{pmatrix} i \\ \omega_m \\ \theta_m \\ T_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ k_t & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ \omega_m \\ \theta_m \end{pmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Bu denklemler Matlab / Simulink modelinde kullanılmıştır ası için gereklidir.

II.2 FSDAM MOTORLAR

Bu bölümde, Matlab/Simulink yardımıyla simule edilmiş olan FSDAM'nin yapısına ve çalışmasına yönelik hazırlanan matematiksel modelin gelişimi açıklanmaktadır.

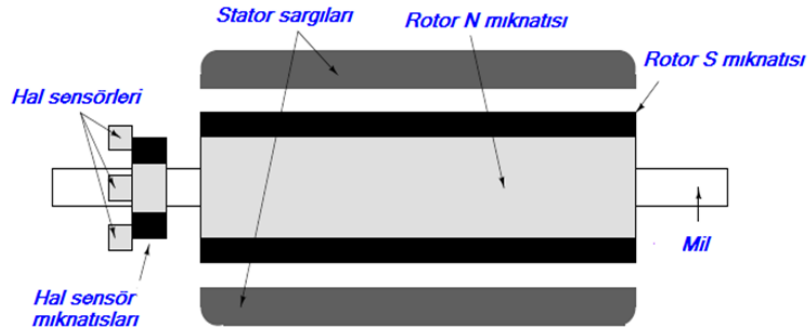
II.2.1 Yapısı

Fırçasız DA motoru; endüvi akımını kontrol etmek için konum sensörü ve invertör kullanılan sabit mıknatıslı bir senkron motordur. Bu motorun endüvisi statorda, mıknatısları rotordadır ve çalışma karakteristikleri DA motoruna benzer[5]. Klasik motorlarda olduğu gibi mekanik komütatör kullanmanın yerine, neredeyse bakıma ihtiyacı olmayan bir motor olmasını sağlayan elektronik devre ile elektronik komitasyon sağlanır. Fırçasız motorlar; Trapezoidal ve sinüsoidal olarak iki çeşitir. Trapez motorda, zıt EMK stator sargıları içinde indüklenen bir ikizkenar yamuk şekline sahiptir. Dalgalanma olmayan bir momentle çalışması için kare benzeri akımlarla faz akımları sağlanmaktadır. Öte yandan sinüzoidal motorda; zıt EMK sinüsoidal şekline sahiptir ve dalgalanma olmayan momentle çalışması için sinüsoidal faz akımları gereklidir. Zıt EMK'nın şekli, rotor mıknatısları ve stator sargılarının dağılma şekli ile kararlaştırılır.

Sinüsoidal motorun ideal çalışması için rotorun anlık pozisyonun her zaman bilinmesi gerekmektedir. Bunun için yüksek çözünürlüklü bir pozisyon sensörüne ihtiyacı vardır. Ayrıca daha karmaşık yazılım ve donanım gerektirir. Trapez motor

çoğu uygulama da basitliği nedeniyle, düşük fiyat ve yüksek verim için daha cazip bir alternatif olabilir[37].

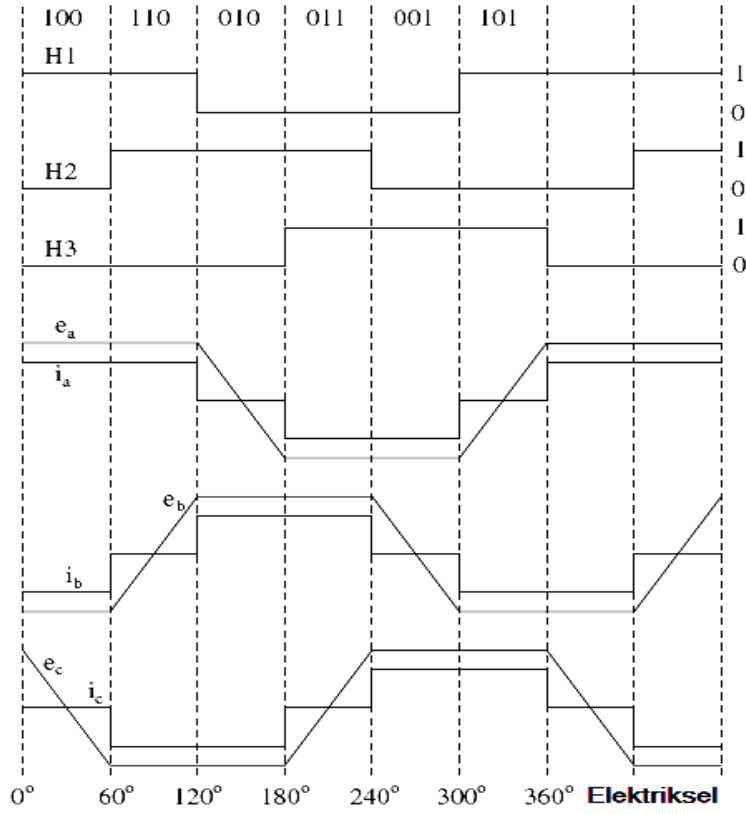
Fırçasız motorların çok farklı biçimleri vardır. Verimlilik ve düşük moment dalgalanmasından dolayı en yaygın türü üç fazlı motordur. Bu tip motor da stator akımları kontrol etmek için gerekli hassas kontrol ve güç elektronik cihazların maliyeti arasında iyi bir uyuşma vardır.[31]. Şekil II.7 fırçasız motorun enine bir bölümünü göstermektedir. Pozisyon algılaması, genellikle motor miline bağlı üç küçük mıknatıslı hal sensörü kullanarak yapılmaktadır[14].



Şekil II.7 FSDAM Motor Enine Kesiti

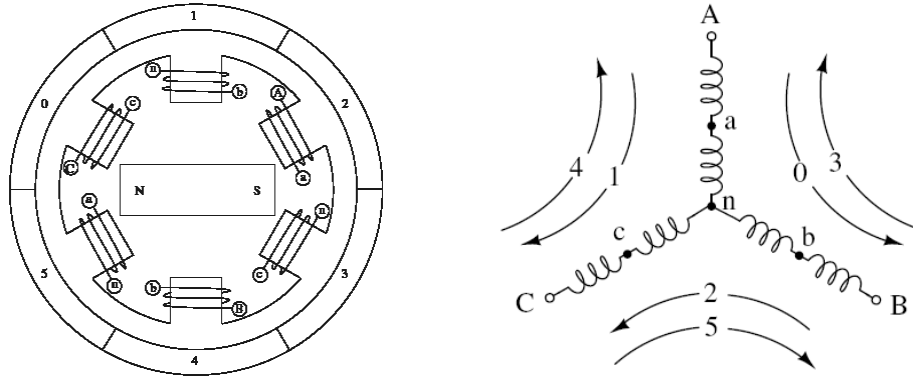
II.2.2 Çalışması

Üç fazlı fırçasız motor; iki faz da çalıştırılır, üçüncü faz ise kapalı tutulursa en yüksek moment üretmektedir. Enerji verilecek iki faz rotor pozisyonuna bağlıdır.

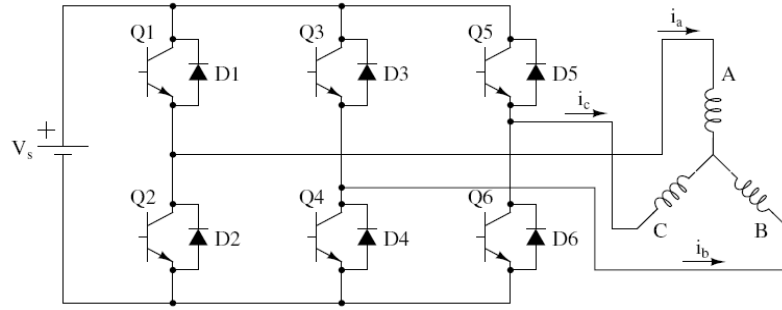


Şekil II.8 İdeal Zıt EMK'nın Faz akımları ve Konum Sensörü Sinyalleri

Şekil II.8'de (H1,H2,H3) pozisyon sensörlerinden gelen sinyal değişiklikleri her 60° için dalga biçimleri gösterilmektedir. Şekil II.9'da üç fazlı yıldız bağlı motorun fazlarına sıra ile enerji verilmesini göstermektedir. Her aralıkta, rotor ve stator alan çizgileri, 120° fark ile başlamakta ve 60° farkla ile bitmektedir. Maksimum momente alan çizgileri dik olduğu zaman ulaşılır. Akım komütasyonu Şekil II.10'de basitleştirilmiş şekilde gösterilen altı adımlı invertör ile yapılmaktadır. Anahtarlar iki kutuplu bağlanmış transistörler ile gösterilmektedir. Bununla beraber MOSFET anahtar kullanımı daha yaygındır. Tablo II.1 Anahtarlama sırasını, akım yönünü ve konum sensörlerinin aldığı sinyallere göre durumunu göstermektedir.



Şekil II.9 FSDAM Motor Enine Kesiti ve Faz Enerji Veriliş Sırası



Şekil II.10 Basitleştirilmiş FSDAM Sürücü Şeması

Tablo II.1 Anahtarlama Aralığına Bağlı İki Faz Rotor Pozisyon Bilgisi

Anahtarlama Aralığı	Numara Sırası	Konum Sensorleri			Kapalı Anahtar		Faz Akımı		
		H1	H2	H3			A	B	C
0° – 60°	0	1	0	0	Q1	Q4	+	-	off
60° – 120°	1	1	1	0	Q1	Q6	+	off	-
120° – 180°	2	0	1	0	Q3	Q6	off	+	-
180° – 240°	3	0	1	1	Q3	Q2	-	+	off
240° – 300°	4	0	0	1	Q5	Q2	-	off	+
300° – 360°	5	1	0	1	Q5	Q4	off	-	+

II.2.3 Matematiksel Model

Üç fazlı yıldız bağlı fırçasız motor aşağıdaki dört denklem ile ifade edilebilir:

$$v_{ab} = R(i_a - i_b) + L \frac{d}{dt}(i_a - i_b) + e_a - e_b \quad (\text{II.9})$$

$$v_{bc} = R(i_b - i_c) + L \frac{d}{dt}(i_b - i_c) + e_b - e_c \quad (\text{II.10})$$

$$v_{ca} = R(i_c - i_a) + L \frac{d}{dt}(i_c - i_a) + e_c - e_a \quad (\text{II.11})$$

$$T_e = k_f \omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} + T_L \quad (\text{II.12})$$

v, i, e sembolleri üç fazdan a ve c fazının sırasıyla, faz-faz gerilimini, faz akımını, fazın zıt EMK sını gösterir. Direnc (R) ve endüktans (L) her faz için kullanılan değerlerdir. T_e elektriksel moment, T_L yük momentidir. J rotor ataleti, k_f sürtünme sabiti ve ω_m rotor hızıdır.

Zıt EMK ve elektriksel moment;

$$e_a = \frac{k_e}{2} \cdot \omega_m \cdot F(\theta_e) \quad (\text{II.13})$$

$$e_b = \frac{k_e}{2} \cdot \omega_m \cdot F(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{II.14})$$

$$e_c = \frac{k_e}{2} \cdot \omega_m \cdot F(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \quad (\text{II.15})$$

$$T_e = \frac{k_t}{2} \cdot [F(\theta_e) \cdot i_a + F(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \cdot i_b - F(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \cdot i_c] \quad (\text{II.16})$$

olarak ifade edilebilir.

$F(\theta_c)$ fonksiyonu zıt emknın trapez dalga şeklini verir.

Bu fonksiyonun bir periyodu

$$F(\theta_c) = \begin{cases} 1 & 0 \leq \theta_e < \frac{2\pi}{3} \\ 1 - \frac{6}{\pi}(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \frac{2\pi}{3} \leq \theta_e < \pi \\ -1 & \pi \leq \theta_e < \frac{5\pi}{3} \\ -1 + \frac{6}{\pi}(\theta_e - \frac{5\pi}{3}) & \frac{5\pi}{3} \leq \theta_e < 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

olarak yazılabilir. MATLAB/Simulink ile yapılacak bir uygulama için daha önce verilen denklem durum uzay formu yazılmalıdır(Denklem II.9-II.12). Bu form, bir durum-uzayını göstermek için düzenlemeye ihtiyaç duyar. Her bir gerilim denklemi, diğer iki denklem için gerekli denklemlerin doğrusal bir kombinasyonudur. Akım ilişkisi kullanılarak bir denklem oluşturulur.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{II.18})$$

II.9 ve II.10 gerilim denklemleri halinde kullanılarak;

Aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir.

$i_c = 0$ ise

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{\theta}_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{k_f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ \omega_m \\ \theta_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{2}{3L} & \frac{1}{3L} & 0 \\ -\frac{1}{3L} & \frac{1}{3L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{ab} - e_{ab} \\ v_{bc} - e_{bc} \\ T_e - T_L \end{pmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_m \\ \theta_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ \omega_m \\ \theta_m \end{pmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Makine modelleri, çoğu kez dönüştürülmüş bir referans çerçevesinde basitleştirilme ve verimlilik artışı için kullanılır. Besleme gerilimi sinüsoidal olmadığından bu tür dönüşüm hesaplaması ile verimliliği artmadığı gösterilmiştir, bu nedenle yaklaşım burada kullanılmaz.

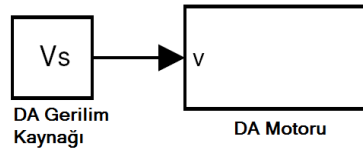
II.3 MATLAB/SİMULİNK MODELLERİ

Bu bölümde, DA motorun ve FSDAM'ın Matlab/Simulink uygulaması sunulmaktadır. Modeller piyasada bulunan FSDAM katalog parametrelerden alınır. Bu iki motor modelinin direkt karşılaştırılmasına imkân verir. FSDAM'un modeli test edilmiştir ve motorun özellikleri katalogunda verilen özelliklere göre olduğu doğrulanmıştır.

II.3.1 DA Motoru

II.3.1.1 Model

DA motor bloku, denklem II.7 ve II.8 de verilen bir durum uzay formu ile ifade edilebilir. V_s , DA giriş kaynak gerilimi ve T_L mekanik yüküdür. Endüvi akımı, rotor hızı, rotor açısı ve elektriksel moment ise çıkışlardır.



Şekil II.11 DA Motor Modeli

Tüm model sabitleri constants.m ve motorpar.m dosyaların da tanımlanır. motorpar.m fırçasız motorlara ait çeşitli parametreleri içerir.

Her motor tipi bir motor constants.m içinde, değişken motor tipine göre motor numarası atayarak seçilmektedir. Simülasyon main.m dosyası çalıştırılarak başlatılmaktadır, constants.m çalıştırılır ve simülasyonlar başlar sonunda plots.m dosyası çalışır, moment, hız, açı gibi değişkenlerin grafiği çizilir.

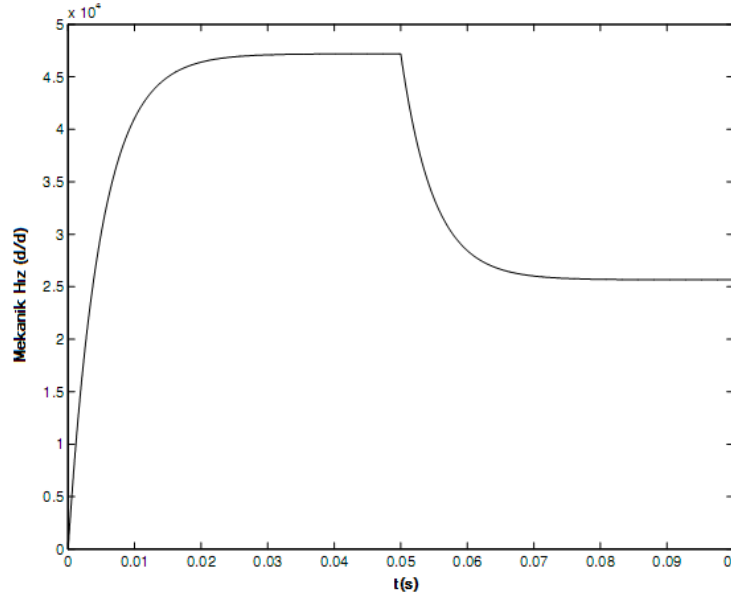
Mevcut tüm motorlar Maxon Precision Motors Inc. tarafından üretilen fırçasız motorlardır. Burada Tablo II.2 de ki verilen parametreler kullanılmaktadır[20]. Motorun ebatları oldukça küçüktür.

Tablo II.2 FSDAM motor parametreleri [20]

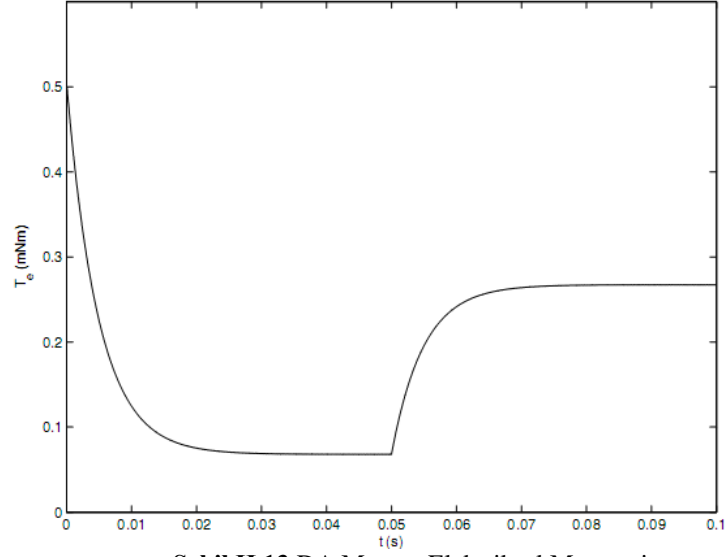
Maxon AK 6 215550 Motor Verileri		
	Birinci	
Kutup Sayısı	kutuplar	2
Tayin Edilen Güç	W	1.2
Nominal Gerilim	V	6.0
Yüksüz Güç	rpm	47130
Durma Momenti	mNm	0.50
Yüksüz Akım	mA	60
Faz - Faz Terminal Direnci	Ohm	12.50
Faz - Faz Terminal İndüktansı	mH	0.091
Moment Sabiti	mNm/A	1.05
Rotor Ataleti	gem ²	0.005
Sürtünme Sabiti (Varsayılan)	Nm · s	1.38 10 ⁻⁸

II.3.1.2. Simulasyon

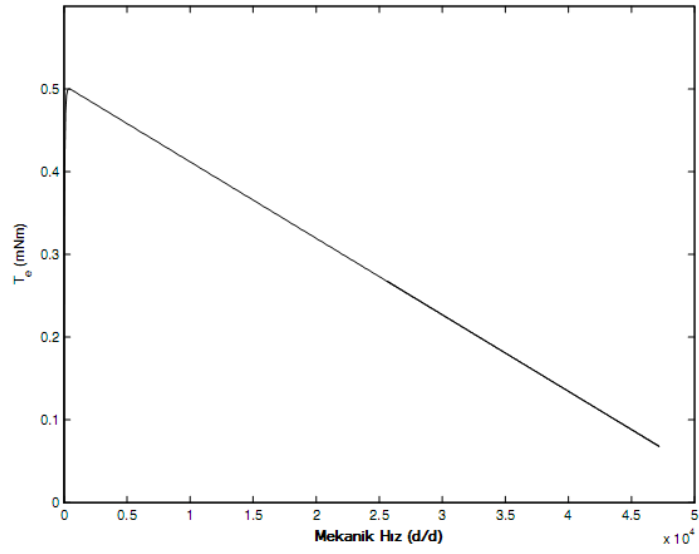
Simülasyonlar; Matlab 6.5 (R13) ve Simulink ® 5.0 'da varsayılan çözücü ode45 kullanılarak yapılmıştır. Simülasyon 0,1 saniye süre için, 0,23 mNm bir yük momentini 0,05 saniye uygulanmıştır. Şekil II.12 ile motor hız karakteristiğini göstermektedir. Bu hız yüksüz, uygun bir kf değeri seçilerek sağlanır. Aksi takdirde, yüksüz hız biraz yüksek olur. Durma momentinin tablodaki verilerle yaklaşık değeri 50 mNm olduğu kabul edilir.



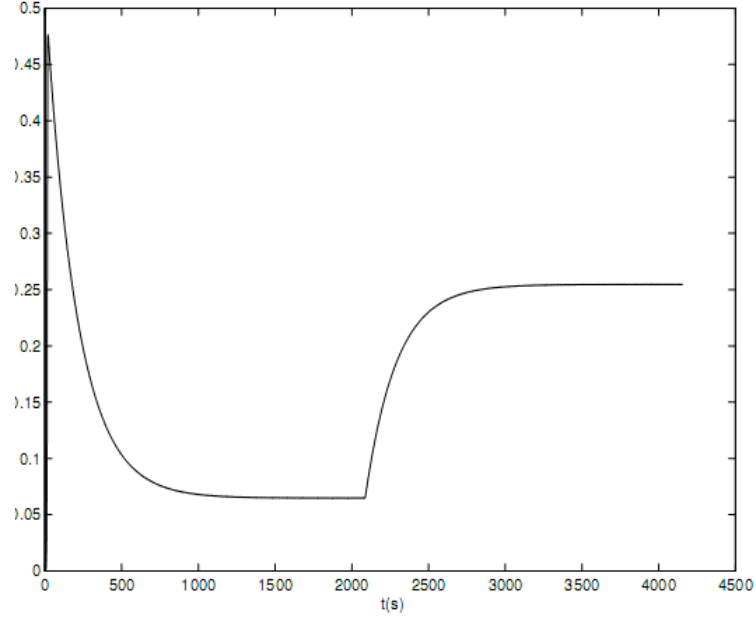
Şekil II.12 DA Motoru Devir Sayısı



Şekil II.13 DA Motoru Elektriksel Momenti



Şekil II.14 DA Motoru Moment-Hız Grafiği

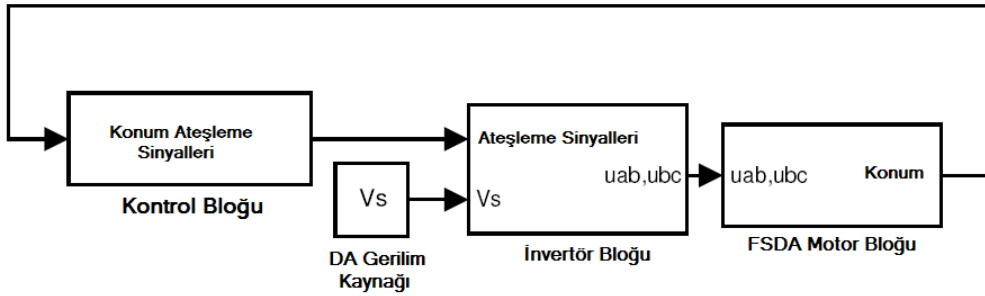


Şekil II.15: DA Motoru Endüvi Akımı

II.3.2 Fırçasız DA Motoru

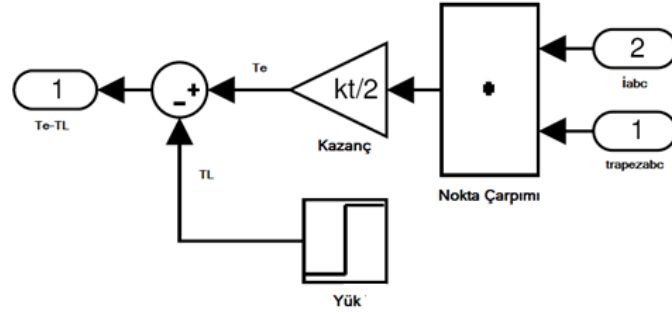
II.3.2.1 Model

Şekil II.16’da verilen fırçasız sürücü simulink’in tam modelini gösterir. Fırçasız motor bloğunun esas, durum uzay matris denklemleri II.19’da tanımlanan bir durum uzayıdır.



Şekil II.16 FSDAM Sürücü Modeli

Şekil II.17 FSDAM motor bloğunun içeriği göstermektedir. Konum sinyalleri ve trapezoidal işlevleri, Şekil II.18’de gösterildiği gibi elektriksel açının değerine



Şekil II.19 AltSistem1'de Moment Hesaplama

II.3.2.2 İnverter

Bir kesme Sinyali olmadan Çıkış Gerilimleri: İnverter s-foksiyonundan kontrol blok ateşleme sinyalleri ve DA kaynağından alınan gerilimi uygular. Ateşleme sinyalleri bir kesme seçeneği içerir. İki enerji fazının akımı her 60^0 'de bir açılıp kapatılabilir. Bu özellik hysteresis ve PWM kontrolü için kullanılmaktadır. Bu inverter çıkış geriliminin, sadece DA-Hat gerilim ve rotor konumuna bağımlı olmadığı aşağıda gösterilmiştir. Bununla beraber faz akımları ve zıt emk'nın sıfır olup olmadığıda gösterilmektedir.

Şekil II.20 her 60^0 aralıkta anahtarların Tablo II.1 de ki sırada nasıl çalıştırıldığı gösterilmiştir. Anahtarlar ve diyotların ideal oldukları varsayılmaktadır.

Faz akımı sıfırdan yükselirken, kapalı olan faz akımı bir serbest geçiş diyot üzerinden akacaktır. Hangi faz akımının azaldığı ya da ve yükseldiği rotorun konumuna bağlıdır. İntertör s-fonksiyonu; bir faz-faz DA geriliminden beslenmemelidir. Ayrıca serbest geçiş diyotunun yönüne dikkat edilmelidir ve bir yönde akım akışına emin olunmalıdır. Şekil II.20'da 0^0-60^0 arasında diyot akımı sıfırdan farklı ise, faz-faz gerilimleri $v_{ab} = v_s, v_{bc} = 0$ ve $v_{ca} = -v_s$ dir. Diyot akımı sıfıra ulaştığı zaman v_{bc} ve v_{ca} gerilimleri farklı bir zıt emk değerine sahip olmaktadır. Uygulamada bu iki gerilim değeri önemsenmez, ama motorun durum uzay modeli için bu iki gerilimin (v_{bc} ve v_{ca}) değeri gerektiğinden bilinmesi gerekir.

Şekil II.20'de verilen iki devre topolojisi şekil II.21'de 1,2 ve 3 nolu eşdeğerleri ile fazlar yeniden çizilmiştir.

Burada e_1 , e_2 ve e_3 zıt emk'ları gösterir, gerilim kaynakları V_{d3} gibi diyot uçlarındaki gerilimdir.

$$i_3 \neq 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{12} = V_s \\ v_{23} = 0 \\ v_{31} = -V_s \end{cases} \quad i_3 = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{12} = V_s \\ v_{23} = \frac{1}{2}(-V_s + e_1 + e_2 - 2e_3) \\ v_{31} = \frac{1}{2}(-V_s - e_1 + e_2 + 2e_3) \end{cases}$$

ve Şekil II.21(b) de

$$i_3 \neq 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{12} = V_s \\ v_{23} = 0 \\ v_{31} = -V_s \end{cases} \quad i_3 = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{12} = -V_s \\ v_{23} = \frac{1}{2}(V_s + e_1 + e_2 - 2e_3) \\ v_{31} = \frac{1}{2}(V_s - e_1 - e_2 + 2e_3) \end{cases}$$

Şekil II.21 (b) de gerilimlerinin toplamının her zaman sıfır olduğu utulmamalıdır, Şekil II.21’de verilen a ve b devrelerinin arasındaki tek fark V_s işaretidir.

Eğer faz-faz gerilimleri inverter tarafından tamamen sağlanırsa diyot akımı sıfıra yaklaştığında, inverter s-fonksiyonu ve üç zıt EMK’nın değeri bilinmelidir. Motorun durum uzay modelinin iki giriş gerilim değeri, faz-faz gerilimleri ve ilgili faz-faz zıt EMK gerilimleri vardır. Motor bloğu içinde zıt EMK’nın diğer bileşenini ilave etmek hesaplanada verimli değildir. Bu nedenle inverter tasarlanmıştır ve gerçek faz-faz gerilimi yerine, durum-uzay modelinin girişini kapatırız.

Şekil II.20(a) daki devre için inverter çıkışı

$$i_3 \neq 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{12} = v_{12} - (e_1 - e_2) = V_s - e_1 + e_2 \\ v_{23} = v_{23} - (e_2 - e_3) = -e_2 + e_3 \\ v_{31} = v_{31} - (e_3 - e_1) = -V_s - e_3 + e_1 \end{cases}$$

$$i_3 = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{12} = v_{12} - (e_1 - e_2) = V_s - e_1 + e_2 \\ v_{23} = v_{23} - (e_2 - e_3) = \frac{1}{2}(-V_s + e_1 - e_2) \\ v_{31} = v_{31} - (e_3 - e_1) = \frac{1}{2}(-V_s + e_1 - e_2) \end{cases}$$

Şekil II.20(b) da ki devre için İnverter çıkışı omalıdır.

Şekil II.20(b)'de verilen devre için inverter çıkışı aşağıdaki gibi ifade edilmiştir.

$$i_3 \neq 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{12} = v_{12} - (e_1 - e_2) = -V_s - e_1 + e_2 \\ v_{23} = v_{23} - (e_2 - e_3) = -e_2 + e_3 \\ v_{31} = v_{31} - (e_3 - e_1) = -V_s - e_3 + e_1 \end{cases}$$

$$i_3 = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_{12} = v_{12} - (e_1 - e_2) = -V_s - e_1 + e_2 \\ v_{23} = v_{23} - (e_2 - e_3) = \frac{1}{2}(-V_s + e_1 - e_2) \\ v_{31} = v_{31} - (e_3 - e_1) = \frac{1}{2}(-V_s + e_1 - e_2) \end{cases}$$

Aslında inverter sadece iki gerilimi söndürür. Bununla beraber üç gerilim denklemleri, a, b, c gerilimleri türetilmesi için bilinmeli. Artık V_{12} , V_{23} ve V_{31} gerilimleri elde edilmiştir, 1,2,3 numaraları uygun sıra ile a, b, c ile değiştirilir. Inverter çıkış gerilimleri sonucu Tablo II.3 de gösterilmiştir.

Tablo II.3 Inverter çıkış gerilimleri

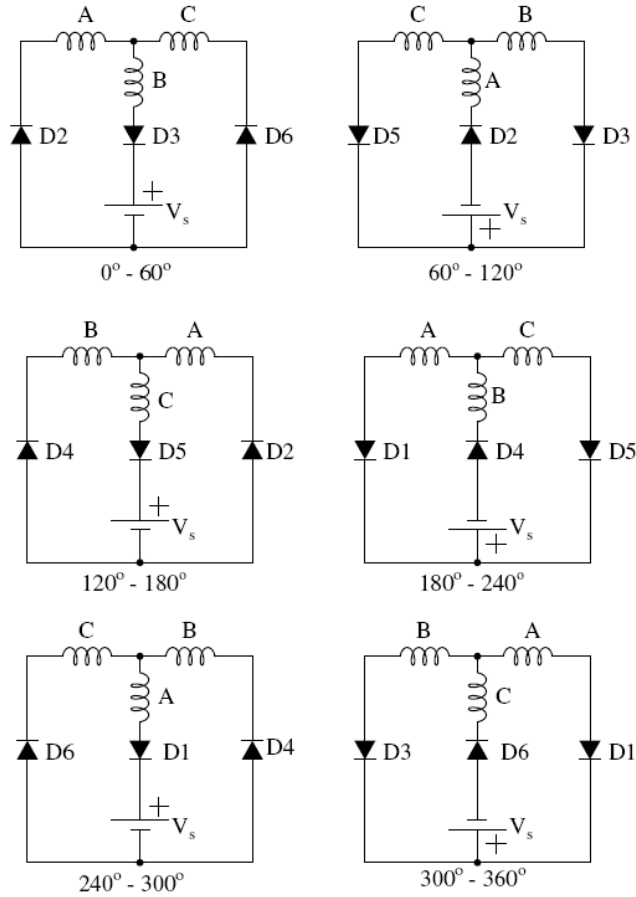
Elek. Acı	Diyot Akımı	$v_{ab} - e_{ab}$	$v_{bc} - e_{bc}$
$0^\circ - 60^\circ$	$i_c \neq 0$	$V_s - e_a + e_b$	$-e_b + e_c$
	$i_c = 0$	$V_s - e_a + e_b$	$\frac{1}{2}(-V_s + e_a - e_b)$
$60^\circ - 120^\circ$	$i_b \neq 0$	$-e_a + e_b$	$V_s - e_b + e_c$
	$i_b = 0$	$\frac{1}{2}(V_s - e_a + e_c)$	$\frac{1}{2}(V_s - e_a + e_c)$
$120^\circ - 180^\circ$	$i_a \neq 0$	$-V_s - e_a + e_b$	$V_s - e_b + e_c$
	$i_a = 0$	$\frac{1}{2}(-V_s + e_b - e_c)$	$V_s - e_b + e_c$
$180^\circ - 240^\circ$	$i_c \neq 0$	$-V_s - e_a + e_b$	$-e_b + e_c$
	$i_c = 0$	$-V_s - e_a + e_b$	$\frac{1}{2}(V_s + e_a - e_b)$
$240^\circ - 300^\circ$	$i_b \neq 0$	$-e_a + e_b$	$-V_s - e_b + e_c$
	$i_b = 0$	$\frac{1}{2}(-V_s - e_a + e_c)$	$\frac{1}{2}(-V_s - e_a + e_c)$
$300^\circ - 360^\circ$	$i_a \neq 0$	$V_s - e_a + e_b$	$-V_s - e_b + e_c$
	$i_a = 0$	$\frac{1}{2}(V_s + e_b - e_c)$	$-V_s - e_b + e_c$

Sabit bir kıyıcı sinyali ile elde edilen inverter gerilimleri

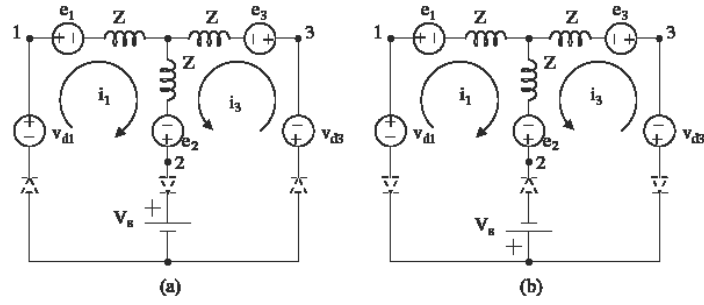
Hysteresis ve pwm kontrolünde enerji verilen evrelerde akım, açma ve kapama da genellikle yüksektir. Buna kıyıcı denir. Yukarıdaki sabit kıyıcı üst ve alt anahtar, aynı kesme sinyali tarafından tahrik edilmektedir. Kesmenin bir başka yolu yumuşak

kıyıcı ile yapılabilir. Yumuşak kesme, yalnızca üst geçiş kesme sinyali tarafından tahrik edilmektedir, alt anahtarını tüm aralık boyunca bırakılır.

Yumuşak kıyıcının sabit kıyıcıdan avantajı daha az akım dalgalanması olması ve geçiş kayıpları düşük olmasıdır. Daha pahalı donanım istemesi ise dezavantajdır [31]. Şekil II.22’de sabit kıyıcı kullanılması halinde, her aralıkta devre yapılandırmasını göstermektedir. Bu durumda üç diyot aynı anda iletme geçirilebilir. Şekil II.23 bu inverter gerilimini hesaplamak için kullanılan iki devreye ait topolojileri gösterilmektedir. Gerilim kaynakları V_{d1} ve V_{d2} diyot olarak görev yapar ve inverter gerilimi önceden olduğu gibi hesaplanır yani denetleme ile her bir veya her iki denklem için i_1 ve i_3 akımı türetilerek diyot gerilim kaynakları çözülür. Çözülen gerilimler Tablo II.4 de gösterilmektedir.



Şekil II.22 Sabit Kıyım Süresinde Devre Yapılandırma Durumu

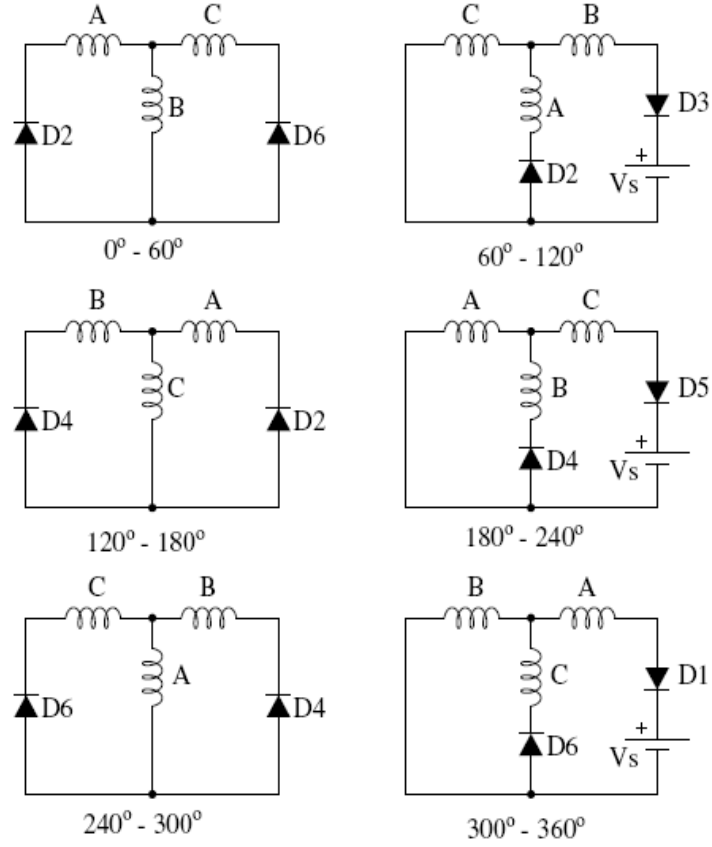


Şekil II.23 Sabit Kıyıcı Kullanılan İki Devre Topolojisi (180°-240°)

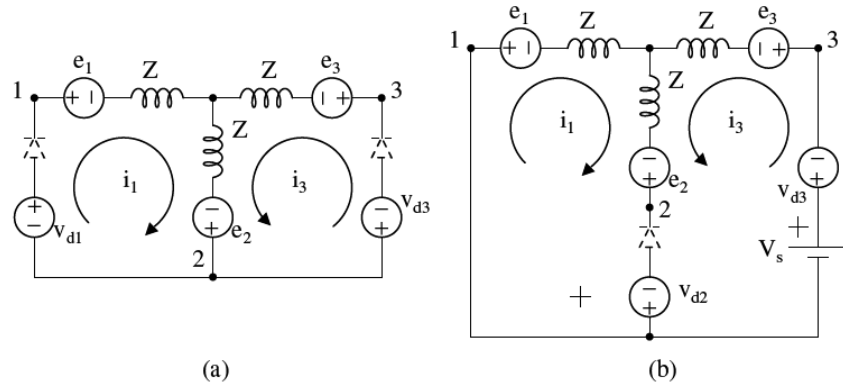
Tablo II.4 Sabit Kesim Süresinde FSDAM'ın Giriş Gerilimleri

Elk Açısı	Diyot Akımı	$v_{ab} - e_{ab}$	$v_{bc} - e_{bc}$
$0^\circ - 60^\circ$	$i_a \neq 0, i_c \neq 0$	$-V_s - e_a + e_b$	$V_s - e_b + e_c$
	$i_a \neq 0, i_c = 0$	$-V_s - e_a + e_b$	$\frac{1}{2}(V_s + e_a - e_b)$
	$i_a = 0, i_c \neq 0$	$\frac{1}{2}(-V_s + e_b - e_c)$	$V_s - e_b + e_c$
	$i_a = 0, i_c = 0$	0	0
$60^\circ - 120^\circ$	$i_c \neq 0, i_b \neq 0$	$-V_s - e_a + e_b$	$-e_b + e_c$
	$i_c \neq 0, i_b = 0$	$\frac{1}{2}(-V_s - e_a + e_c)$	$\frac{1}{2}(-V_s - e_a + e_c)$
	$i_c = 0, i_b \neq 0$	$-V_s - e_a + e_b$	$\frac{1}{2}(V_s + e_a - e_b)$
	$i_c = 0, i_b = 0$	0	0
$120^\circ - 180^\circ$	$i_b \neq 0, i_a \neq 0$	$-e_a + e_b$	$-V_s - e_b + e_c$
	$i_b \neq 0, i_a = 0$	$\frac{1}{2}(V_s + e_b - e_c)$	$-V_s - e_b + e_c$
	$i_b = 0, i_a \neq 0$	$\frac{1}{2}(-V_s - e_a + e_c)$	$\frac{1}{2}(-V_s - e_a + e_c)$
	$i_b = 0, i_a = 0$	0	0
$180^\circ - 240^\circ$	$i_a \neq 0, i_c \neq 0$	$V_s - e_a + e_b$	$-V_s - e_b + e_c$
	$i_a \neq 0, i_c = 0$	$V_s - e_a + e_b$	$\frac{1}{2}(-V_s + e_a - e_b)$
	$i_a = 0, i_c \neq 0$	$\frac{1}{2}(V_s - e_b + e_c)$	$-V_s - e_b + e_c$
	$i_a = 0, i_c = 0$	0	0
$240^\circ - 300^\circ$	$i_c \neq 0, i_b \neq 0$	$V_s - e_a + e_b$	$-e_b + e_c$
	$i_c \neq 0, i_b = 0$	$\frac{1}{2}(V_s - e_a + e_c)$	$\frac{1}{2}(V_s - e_a + e_c)$
	$i_c = 0, i_b \neq 0$	$V_s - e_a + e_b$	$\frac{1}{2}(-V_s + e_a - e_b)$
	$i_c = 0, i_b = 0$	0	0
$300^\circ - 360^\circ$	$i_b \neq 0, i_a \neq 0$	$-e_a + e_b$	$V_s - e_b + e_c$
	$i_b \neq 0, i_a = 0$	$\frac{1}{2}(-V_s + e_b - e_c)$	$V_s - e_b + e_c$
	$i_b = 0, i_a \neq 0$	$\frac{1}{2}(V_s - e_a + e_c)$	$\frac{1}{2}(V_s - e_a + e_c)$
	$i_b = 0, i_a = 0$	0	0

Yumuşak Kıyıcı Sinyali ile inverter gerilimleri, Şekil II.24 yumuşak kıyıcı uygulanması halinde devre şeklini göstermektedir. İnverter gerilimleri hesaplanmadan önce, şekil II.25'te iki devre kullanır. Gerilim sonuçları Tablo II.5'de gösterilmektedir.



Şekil II.24 Yumuşak Kesim Süresinde Devre Yapılandırma Durumu



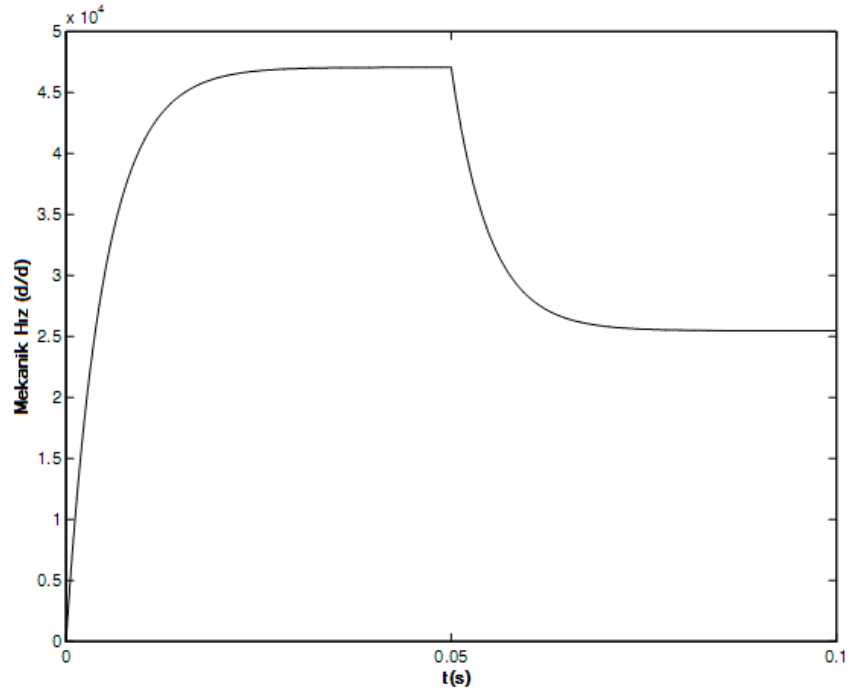
Şekil II.25: Şekil IV.24' deki Devrelerin Yapılandırılması

Tablo II.5 Yumuşak Kesim Sırasında FSDAM'ın Giriş Gerilimleri

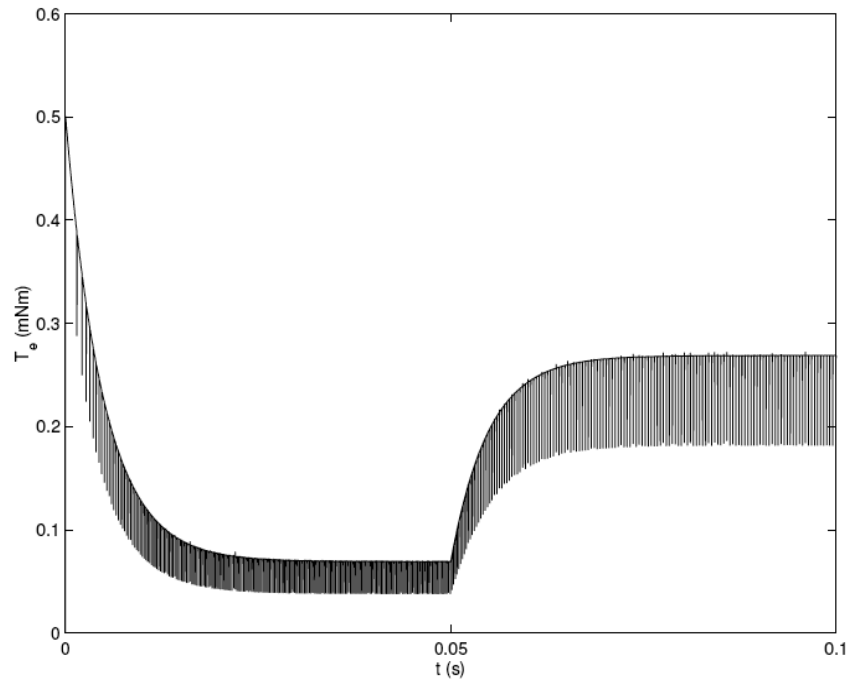
Elk. Aç	Diyyot Akımı	$v_{ab} - e_{ab}$	$v_{bc} - e_{bc}$
$0^\circ - 60^\circ$	$i_a \neq 0, i_c \neq 0$	$-e_a + e_b$	$-e_b + e_c$
	$i_a \neq 0, i_c = 0$	$-e_a + e_b$	$\frac{1}{2}(e_a - e_b)$
	$i_a = 0, i_c \neq 0$	$\frac{1}{2}(e_b - e_c)$	$-e_b + e_c$
	$i_a = 0, i_c = 0$	0	0
$60^\circ - 120^\circ$	$i_a \neq 0, i_b \neq 0$	$-V_s - e_a + e_b$	$V_s - e_b + e_c$
	$i_a \neq 0, i_b = 0$	$\frac{1}{2}(-e_a + e_c)$	$\frac{1}{2}(-e_a + e_c)$
	$i_a = 0, i_b \neq 0$	$\frac{1}{2}(-V_s + e_b - e_c)$	$V_s - e_b + e_c$
	$i_a = 0, i_b = 0$	0	0
$120^\circ - 180^\circ$	$i_b \neq 0, i_a \neq 0$	$-e_a + e_b$	$-e_b + e_c$
	$i_b \neq 0, i_a = 0$	$\frac{1}{2}(e_b - e_c)$	$-e_b + e_c$
	$i_b = 0, i_a \neq 0$	$\frac{1}{2}(-e_a + e_c)$	$\frac{1}{2}(-e_a + e_c)$
	$i_b = 0, i_a = 0$	0	0
$180^\circ - 240^\circ$	$i_b \neq 0, i_c \neq 0$	$-e_a + e_b$	$-V_s - e_b + e_c$
	$i_b \neq 0, i_c = 0$	$-e_a + e_b$	$\frac{1}{2}(e_a - e_b)$
	$i_b = 0, i_c \neq 0$	$\frac{1}{2}(-V_s - e_a + e_c)$	$\frac{1}{2}(-V_s - e_a + e_c)$
	$i_b = 0, i_c = 0$	0	0
$240^\circ - 300^\circ$	$i_c \neq 0, i_b \neq 0$	$-e_a + e_b$	$-e_b + e_c$
	$i_c \neq 0, i_b = 0$	$\frac{1}{2}(-e_a + e_c)$	$\frac{1}{2}(-e_a + e_c)$
	$i_c = 0, i_b \neq 0$	$-e_a + e_b$	$\frac{1}{2}(e_a - e_b)$
	$i_c = 0, i_b = 0$	0	0
$300^\circ - 360^\circ$	$i_c \neq 0, i_a \neq 0$	$V_s - e_a + e_b$	$-e_b + e_c$
	$i_c \neq 0, i_a = 0$	$\frac{1}{2}(e_b - e_c)$	$-e_b + e_c$
	$i_c = 0, i_a \neq 0$	$V_s - e_a + e_b$	$\frac{1}{2}(-V_s + e_a - e_b)$
	$i_c = 0, i_a = 0$	0	0

II.3.2.3 Simulasyon

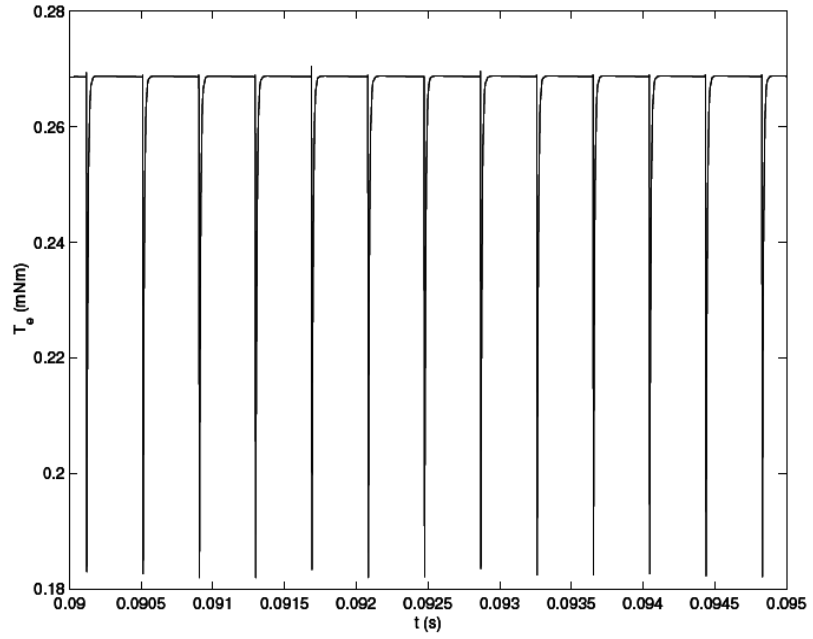
Fırçasız motor modelinin parametreleri aynı DA motoru modeli gibi kullanılır [bkz. Tablo II.2]. Simülasyon zamanı, yük moment zamanı ve büyüklüğü de benzerdir. Rotor hızı karakteristiği Şekil II.26'da gösterilmektedir. Hız eğrisi DA motor hız eğrisi ile özdeştir. Elektriksel moment eğrisi Şekil II.27 de gösterilmektedir. Şekil II.28 de ise yakınlaştırılmış görüntüsünden anlaşılacağı gibi dar ama çentiklidir.



Şekil II.26 Rotor Hızı

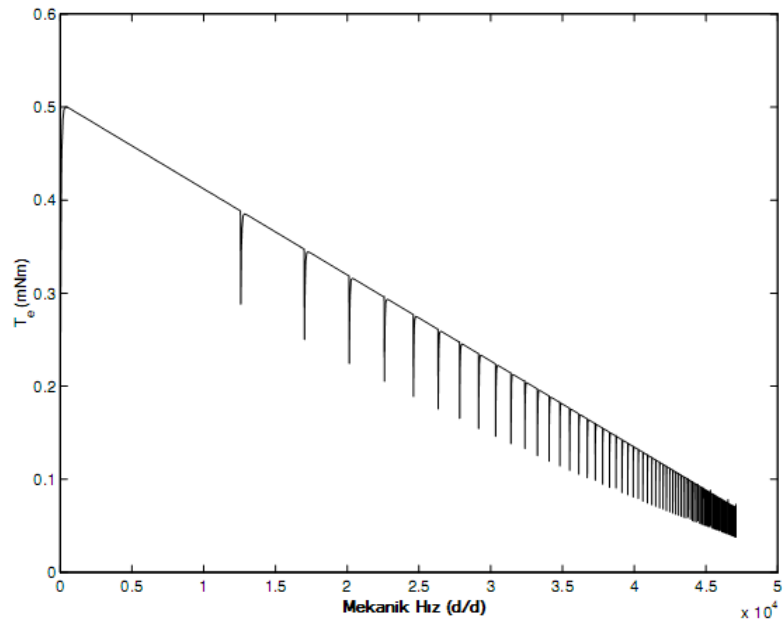


Şekil II.27 Elektriksel Moment

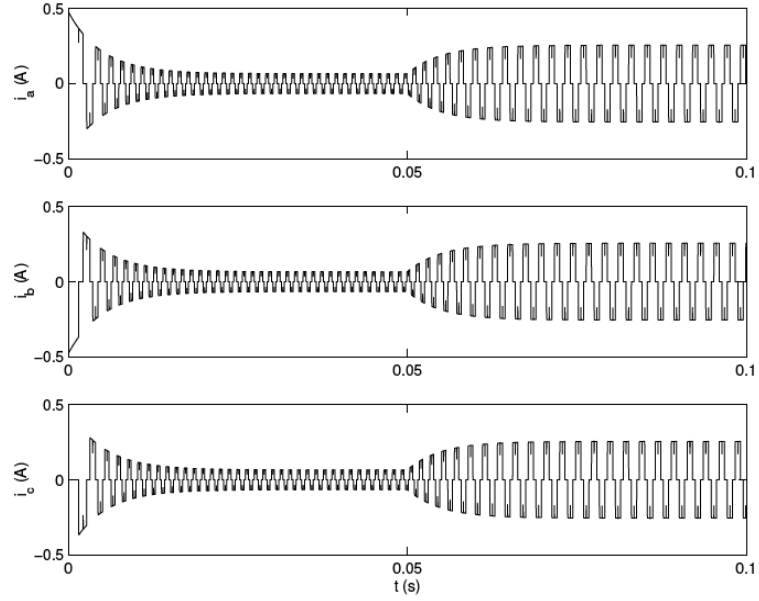


Şekil II.28 Elektriksel Momentin Büyütülmüş Görüntüsü

Hız karakteristikleri momentde oluşan çentik noktaları istisna edildiğinde DA motordakine özdeş doğruyu takip eder. Durma momenti motor kataloğunda belirtildiği gibi 0.50 mNm'dir.

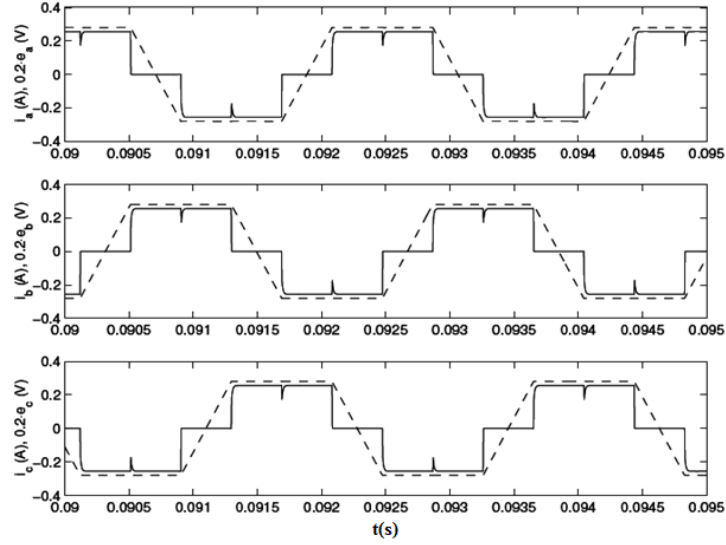


Şekil II.29 Moment-Hız Grafiği



Şekil II.30 Faz Akımları

Şekil II.30 faz akımlarını gösterir. Akım yüksek bir değerde başlar ve motor hızlanıncaya kadar azalma olur yüksüz akım yaklaşık 60mA'e değerindedir.(Bkz.Tablo II.2). Akım, yük momenti uygulandığında yeniden yükselir. 250mA değerine geldiğinde kararlı hale geçer. Şekil II.31 yük momenti uygulandığında zıt EMK'nın ve faz akımlarının büyütülmüş görüntüsünü gösterir. Akım neredeyse mükemmel yarı-kare dalga şekline sahiptir. Yarı-kare dalga şeklinde sapma sadece değişme noktalarında meydana gelir. Değişme noktalarında çentikler meydana gelir; açılış evresinde akım yükselişi kaptılma evresinde akımın azalması daha yavaştır. Çentikler fırçasız motorların bilinen moment dalgalarının bir nedenidir.



Şekil II.31 Faz Akımlarının (sağlam) ve Zıt EMK'nın[kesikli çizgi] Büyütülmüş Görüntüsü

Model hatasız gibi görünüyor. Moment-hız ilişkisi doğrusaldır ve durma momenti, yüksüz durumda hızı ve yüksüz akımı motorun katalog bilgilerinde verilem değerler kabul edilir.

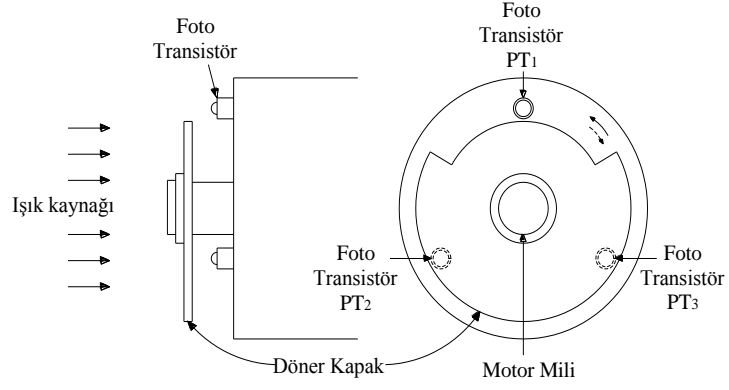
II.4 FSDAM UYARTIM ŞEKİLLERİ

II.4.1 Unipolar Uyartımlı FSDAM

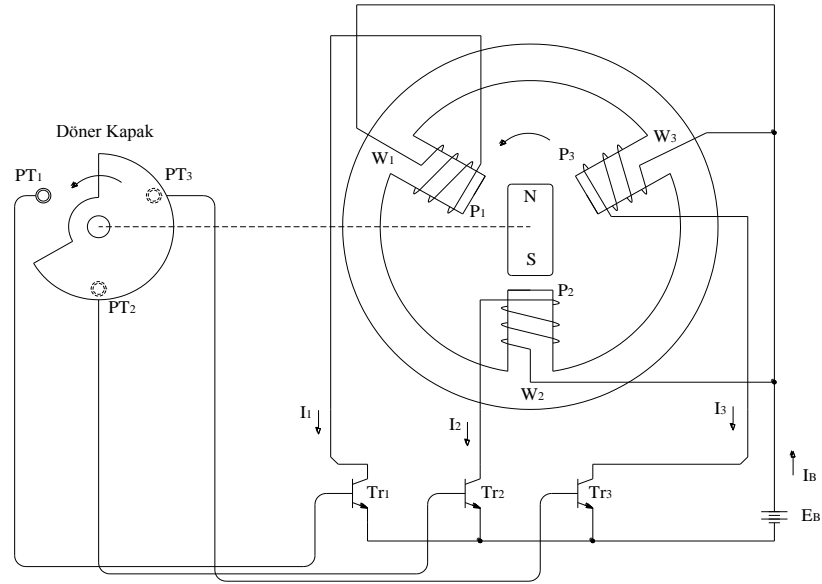
FSDAM'ın Unipolar çalıştırılmasında anahtarlama elemanları her bir faza seri bağlanır. Tüm anahtarlar toprakla referanslıdır. Bu sayede 6 gate sürümü işlemi basitleştirilir. Mevcut giriş gerilimi, daha iyi akım regülasyonu için yükseltilir. Bu durum, düşük gerilim uygulamalarında bir avantajdır. Gerilim ya da akım sensörü kullanmadan düşük mertebeli harmoniklerde azalma, güç faktöründe iyileşme elde edilir. Bu çalışma modu basittir. Kullanılan parça sayısının azlığı ve düşük maliyeti pekçok değişken hızlı sürücü uygulamalarında tercih edilmesini sağlar. Maliyetin azaltılması büyük hacimli üreticiler ve değişken hızlı FSDAM uygulamaları için son derece önemlidir.

Şekil II.32 optik pozisyon sensörlerinin kullanıldığı üç fazlı basit unipolar çalışan motoru göstermektedir[44].

Üç optik sensör “PT₁, PT₂ ve PT₃” 120⁰'lik aralıklarla yerleştirilir. Motor mili ile birleştirilen, dönebilen kapaktan gelen ışığa sırayla maruz bırakılırlar.



Şekil II.32 Pozisyon Algılayıcı Fototransistörlerin Rotor Milinde Yerleşimi



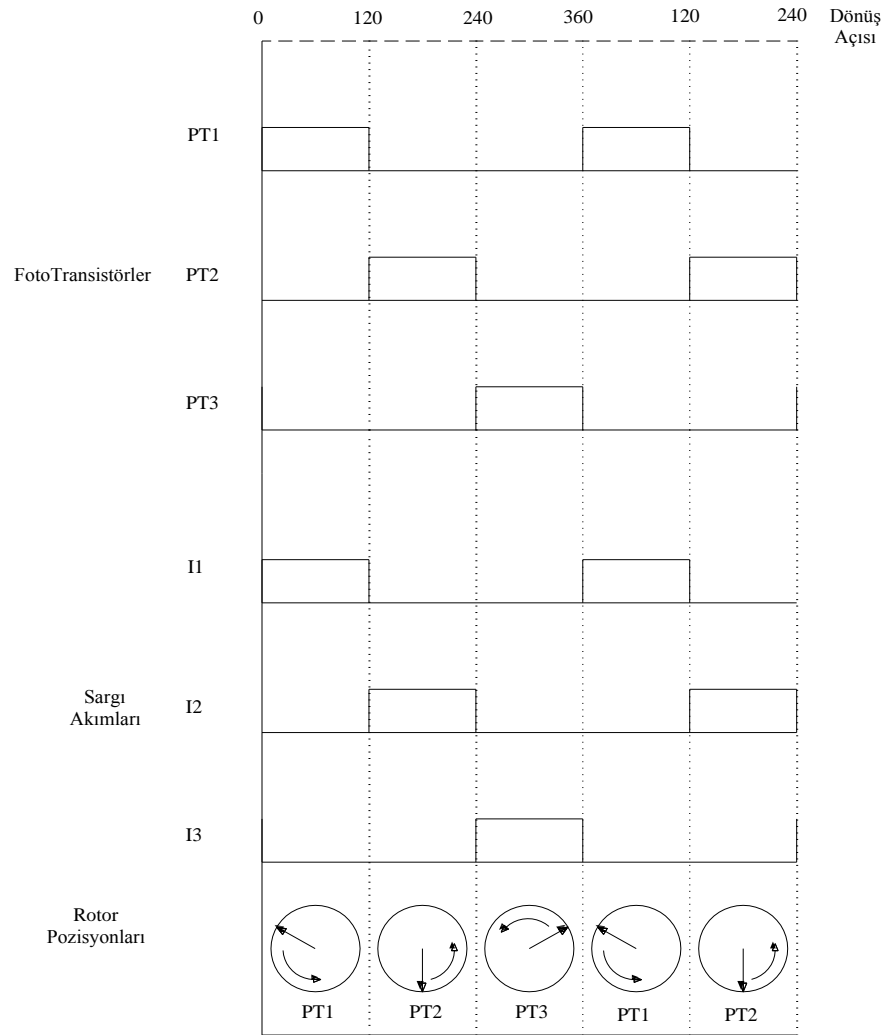
Şekil II.33 Üç fazlı Unipolar Sürücülü FSDAM

Şekil II.33’de görüldüğü gibi rotorun “ N ” kutbu statorun çıkıntılı “ P₂ ” kutbu karşısındadır. PT₁ Fototransistör ışığı algılar ve Tr₁ transistörünü ilettime geçirir. Bu durumda “ W₁ ” sargısından akan elektrik akımının oluşturduğu çıkıntılı “ P₁ ” kutbunda oluşan “ S ” kutup alanı, rotorun “ N ” kutbu ile etkileşime girer. Ortaya çıkan kuvvet çifti ok yönünde harekete sebep olur.

“ N ” kutbu, “ P₁ ” çıkıntılı kutbunun karşısına geldiğinde, motor miliyle birleştirilmiş olan kapak “ PT₁ ” i gölgede bırakır ve “ PT₂ ” ışık almaya başlar.

Akım, “ Tr_2 ” transistörü üzerinden akmaya başlar. Akım, “ W_2 ” sargısından aktığında ve çıkıntılı “ P_2 ” kutbunda “ S ” kutbunu oluşturduğunda rotordaki “ N ” kutbu ok yönünde dönecektir. Çıkıntılı “ P_2 ” kutbu ile karşı karşıya gelecektir. Bu anda kapak “ PT_2 ”yi gölgelendirecek ve fototransistör “ PT_2 ” ışık almaya başlayacaktır.

Bu olay, akımın “ W_2 ” sargısından “ W_2 ” sargısına geçişini sağlar. Böylece çıkıntılı “ P_2 ” kutbu enerjisiz kalırken, çıkıntılı “ P_2 ” kutbu enerjilenir ve “ S ” kutbunu oluşturur. Bu şekilde anahtarlama hareketi sırasıyla tekrar edilirse, sabit mıknatıslı rotor Şekil II.34’te gösterilen anahtalamalar ve meydana gelen stator manyetik alanları nedeniyle sürekli olarak dönmeye devam eder. [44]



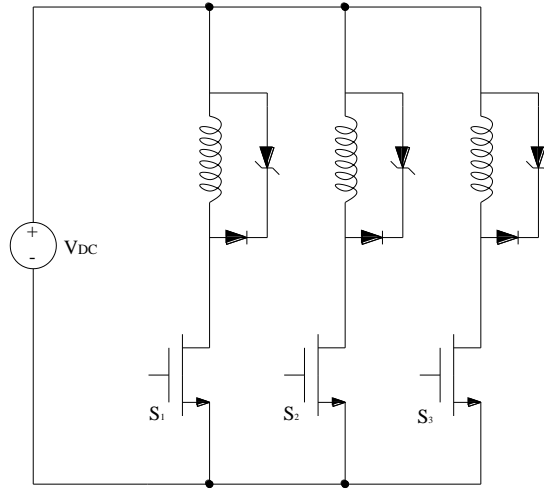
Şekil II.34 Anahtarlama Sırası ve Stator Manyetik Alanı Dönüşü

Genel olarak, Bipolar akımla çalıştırılan Fırçasız Doğru Akım Motorları altı anahtarlama elemanlı inverter gerektirirler.

Unipolar motorlar, daha az elektronik parça gerektirirler. Bipolar motorlardan daha basit devreler için kullanılırlar. Bu sebeplerden dolayı, Unipolar sürülen motorlar yaygın olarak düşük maliyetli uygulamalarda kullanılırlar.

Konverter maliyetinin düşmesiyle, sabit hızlı çalışmanın hâkim olduğu pek çok uygulama alanında değişken hızdan faydalanma olanağı ortaya çıkmıştır.

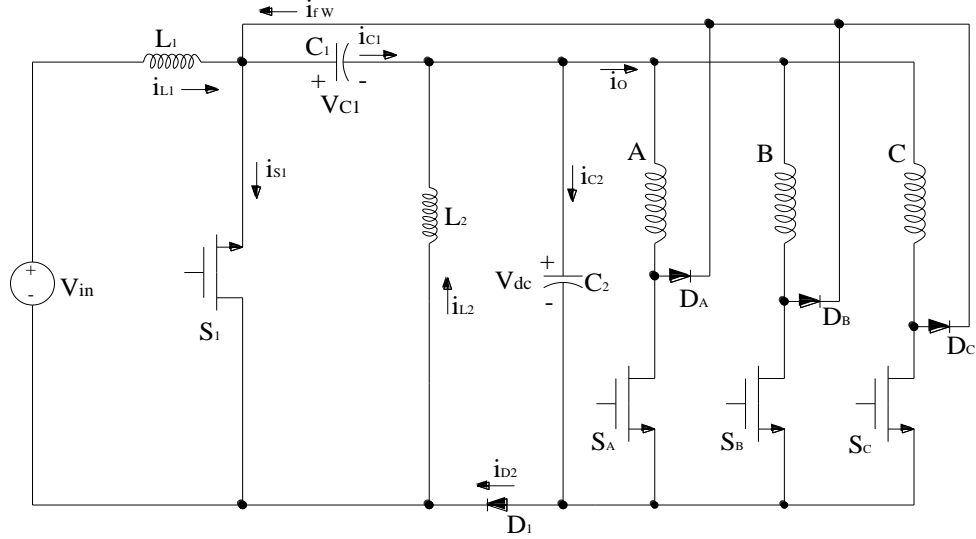
Basitleştirilmiş Unipolar sürücü, herbir faz sargısına seri bağlı tek anahtardan ve Şekil II.35'te gösterilen serbest salınım yolunda zener diyot ya da darbe rezistöründen oluşur.



Şekil II.35 Üç Faz FSDAM için Basit Unipolar Konverter

Fırçasız Doğru Akım Motorunda daha iyi performans değişik sürücü devreleri ile elde edilebilir. Fırçasız Doğru Akım Motoru Unipolar uyartım ile üç anahtarlı konverterle çalıştırılmak istendiğinde makina sargılarında düzenleme yapılması gereklidir.

Unipolar uyartım seçmeden önce diğer bir önemli etken de, motorun nötrünün mevcut olmasıdır. Şekil II.36 Fırçasız Doğru Akım Motoru sürücüsü için konverterin şemasını verir. [45]

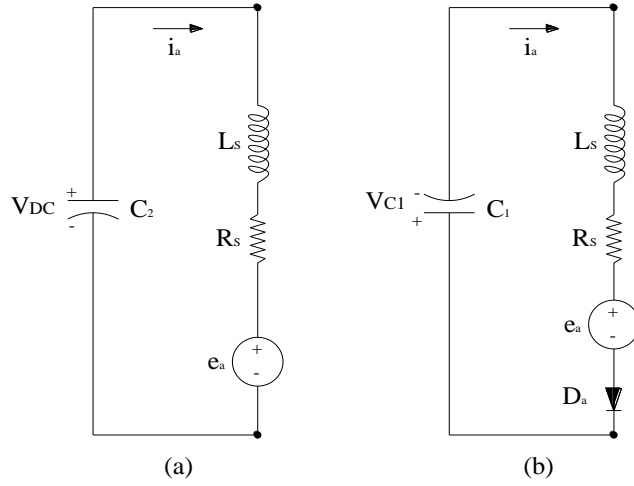


Şekil II.36 Dört Kontrollü Anahtar ve Diyot ile Oluşturulan Konverter

“ L_1 ve L_2 ” indüktörleri, “ S_1 ” anahtarı, geçiş kondansatörü “ C_1 ”, “ D_1 ” diyodu ve çıkış kondansatörü “ C_2 ” nin birleşimidir. “ D_1 ” diyodu negatif zıt emk periyodu esnasında fazlardan akan akımın akışını engellemek için pozitif hat yerine, dönüş yoluna yerleştirilmiştir.

A, B, C makinanın üç sargısını temsil eder. Bunlardan akan akım sırasıyla “ S_A , S_B , S_C ” anahtarlarının iletim kesim sıralaması ile kontrol edilir. Her fazda sadece bir anahtar olduğundan, akım bunlar üzerinden tek yönlü olarak akar. “ D_A , D_B , D_C ” diyotları, akım regülasyonu ve faz komütasyonu esnasında anahtarlar kesime gittiğinde, sargı akımlarının serbest salınımı için çalışır. “ C_1 ” kapasitörü, gerilimin kesim geçişleri esnasında manyetizasyonu yok etmek ve akım kontrolü sağlamak için kullanılır. Her faz kendisine seri bağlı ilgili anahtarın iletime geçmesiyle enerjilenir.

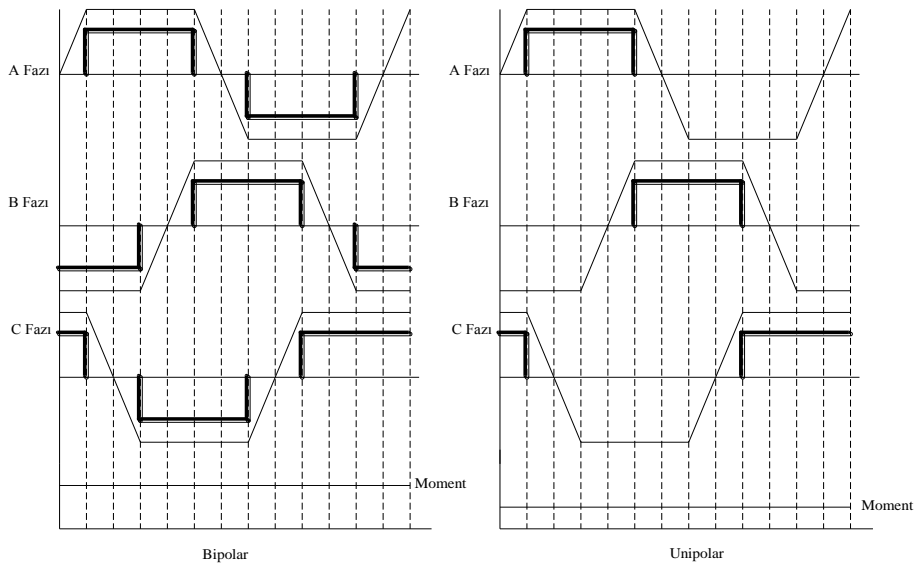
Şekil II.36’da “ S_A ” anahtarı iletime geçtiğinde A fazının eş değer devresi görülmektedir. Akım regüle etmek için “ S_A ” kesime götürülür. “ D_A ” diyodunun iletime geçtiği ve akımın “ C_1 ” diyodu üzerinden akışı Şekil II.37b’deki eşdeğer devrede gösterilmektedir.



Şekil II.37 Her Bir Faz Sargısının Eşdeğer Devresi (a) İletim Anında (b) Komütasyon Anında

Bu şekilde, makine sargı uçlarına “ $-V_{C1}$ ” gerilimi uygulanır. Böylece, faz akımının hızlı bir şekilde azalması sağlanır. Her bir iletim aralığından sonra fazın uygun şekilde demagnetizasyonu oluşur. Negatif zıt emk periyodu esnasındaki iletimi önlemek için “ V_{C1} ” anlık değeri, zıt emk “ E ”nin tepe değerinden büyük olmalıdır.

Çalışma esnasında düzgün moment üretimi için zıt emk gerilimi tepe değerinde iken, her bir fazdan geçen akımın sabit tutulması gerekir. Zıt emk gerilimi yön değiştirirken doğru akımın kesilmesi gerekir. Bipolar uyartım için her bir 120° iletim periyodu sonunda zıt emk pozitifken pozitif, negatifken negatif akım verilir. Bunun sonucunda her fazdan iki yönde akım akar. Şekil II.38’de gösterilen dalga şeklinde zamanın herhangi bir anı için moment üretilir.



Şekil II.38 Uyartım Şekilleri için Faz Akımı, Zıt EMK ve Çıkış Momenti Dalga Şekilleri

Unipolar uyarımda akım geçişleri, Şekil II.38'de gösterildiği gibi zıt emk geriliminin sadece bir yönünde gerçekleşir. Sabit moment üretimi yinede mümkündür. Çünkü her an, bir faz iletim halinde bulunmaktadır. Motor sargıları Bipolar duruma göre daha verimsiz bir biçimde kullanılır. Bu Unipolar motorun aynı tepe değerinde faz akımı için düşük çıkış momenti üretmesine sebep olur. Fakat Unipolar uyarım toplam sürücü maliyetini düşürür. Düşük güç uygulamaları için maliyet hesaba katıldığında en uygun tercihtir. Güç kademesi arttıkça, Bipolar uyarımın uygulanması daha doğru tercih olmaktadır.

Ek olarak, düşük maliyeti ile Unipolar uyarım aşağıdaki avantajları sağlar. Her faza seri olan, sadece bir yarı iletken anahtarlama elemanı vardır. Bu da iletim kayıplarını en aza indirir. Bu anahtarlama elemanları toprak ile referanslı olduklarından sürülmeleri Bipolar'a göre oldukça kolaydır. Gate sürme ve tetikleme devresinde basitlik sağlanır. Toplam sürücü maliyetinde azalma sağlayan kompakt bir yapı ortaya çıkar.

Sürücünün akım regülasyonu çalışması maksimize edilir.

- ✓ Kısa devre hataları riski ortadan kalkar.
- ✓ Düşük mertebeli harmonik oluşumunda azalma görülür. Sonuç olarak güç faktöründe düzelme gerçekleşir.

II.4.2 Bipolar Uyarımlı FSDAM

Üç Fazlı Fırçasız Doğru Akım Motoru üç faz köprü devre ile çalıştırıldığında, her bir sargıda alternatif akım aktığından dolayı, mekanik çıkış gücünün elektriksel giriş gücüne oranı olan, “verim” yüksektir.

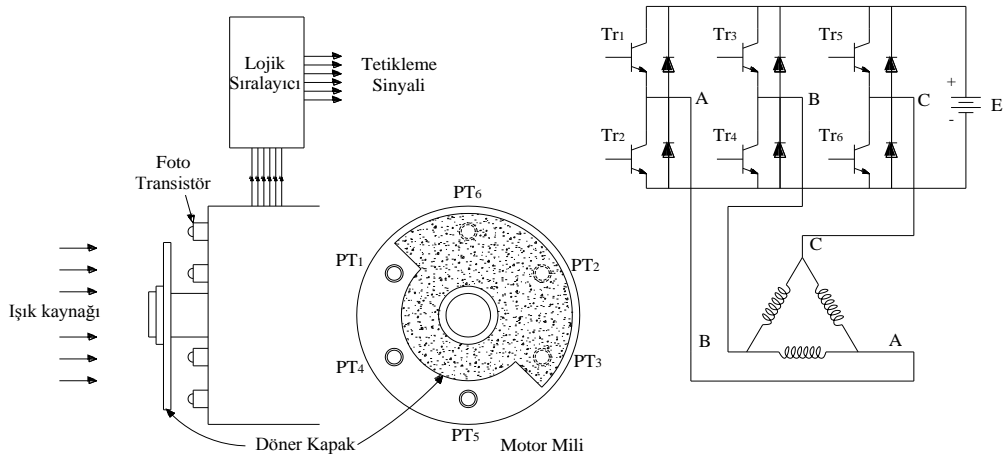
Bu çalışma sıklıkla “ Bipolar çalışma ” olarak adlandırılır. Buradaki “Bipolar” ifadesi, sargıların dönüşümlü olarak “S ve N” kutbu oluşturacak şekilde enerjilendirildiğini belirtir. Şekil II.39'da verilen şekilde üç faz köprü devresinde rotor pozisyonu algılaması için optik algılayıcılar kullanılmıştır. Altı fototransistör eşit aralıklarla tabaka üzerine yerleştirilmiştir.

Tabaka motor mili ile birleştirilmiştir. Optik algılayıcılar ışık kaynağından sırayla ışık alırlar. Bu aşamada transistörlerin iletim ve kesim konumları ve fototransistörlerin ışığı algılamaları arasındaki ilişki bir sorun olarak göze çarpar. Bu sorunu çözebilmenin bir yolu lojik sıralayıcı kullanmaktır.

Motorun stator sargıları, yıldız ya da üçgen olarak bağlanıp enerjilendirilebilir.

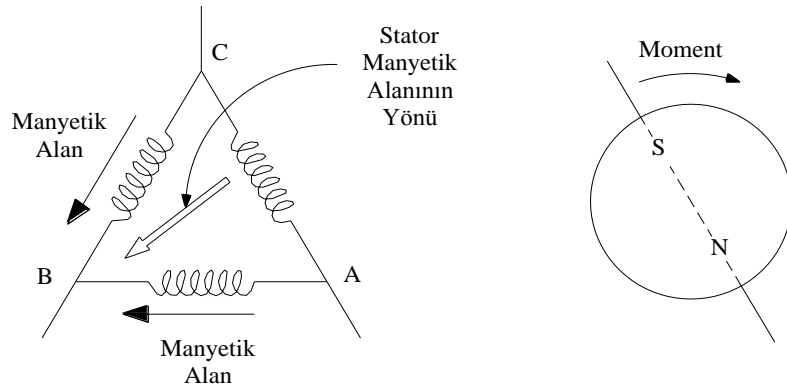
Fototransistörler, Üçgen bağlı motor sargılarıyla istenen yönde moment üretecek şekilde uygun biçimde numaralandırılır. Her bir optik eleman uygun transistörleri tetiklemek için kullanılır. Fototransistörler ışığı aldıklarında aynı numaraya sahip olan transistör de iletim konumuna getirilir.

Şekil II.39’da verilen devrede, elektrik akımının “Tr₁ , Tr₄ ve Tr₅” ten akışı ve “B ” terminali sıfır iken “A ” ve “C ” terminallerinin batarya gerilimine sahip oldukları gösterilmektedir[44].



Şekil II.39 Üç Fazlı FSDAM Bipolar Sürücü Devresi

Bu durumda, Şekil II.40’da gösterildiği gibi bir akım “A ” terminalinden “B ” terminaline doğru akar. Diğer akımda “C ” terminalinden “B ” terminaline doğru akar.



Şekil II.40: Kapak Konumuna Göre Stator Manyetik Alanı ve Momentin Yönü

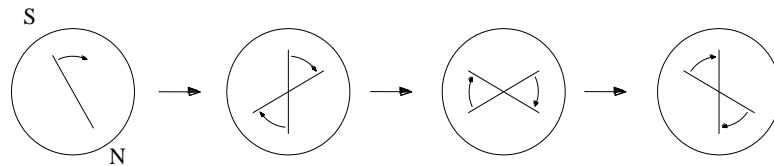
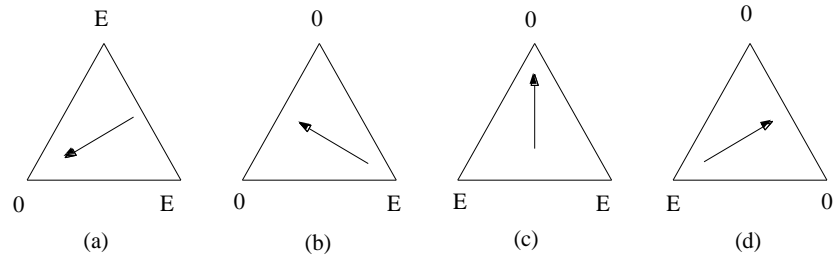
Şekilde her bir fazın akımları ile üretilen manyetik alanların yönleri oklarla belirtilmiştir. Ortada yer alan içi boş büyük ok, statordaki artık manyetik alanı temsil eder.

Rotor alan akısı, Şekil II.40'da gösterilen stator manyetik alanına göre 90^0 açılı pozisyona yerleştirilir. Böylece rotorda saat yönünde moment üretimi gerçekleşir. Sonrasında 30^0 civarında bir dönüş gerçekleşir. "PT₅" kesime giderken "PT₆" stator manyetik kutbunda 60^0 saat yönünde dönüş yapmak için ilettime gider. Böylece rotorun " S " kutbu yakına geldiğinde, statorun " S " kutbu saat yönünde sürekli dönüş meydana getirmek için uzaklaşır.

Transistörlerin İletim-Kesim sırası Tablo II.6'de ve rotorun dönüşü Şekil II.41'de gösterilmektedir.

Tablo II.6 Anahtarlama Elemanlarının Pozisyonları (İleri Yönde)

Tr ₁	1	1	1	0	0	0
Tr ₂	0	0	0	1	1	1
Tr ₃	0	0	1	1	1	0
Tr ₄	1	1	0	0	0	1
Tr ₅	1	0	0	0	1	1
Tr ₆	0	1	1	1	0	0



Şekil II.41 Stator Manyetik Alanının ve Rotorun Saat Yönünde Dönüşü

Dönüş yönü, lojik sıralayıcının düzenlenmesiyle terslenebilir. Işık alma sırasına göre numaralandırılmış fototransistörler ve aynı numaraya sahip transistörler kesime

götürülerek bu işlem gerçekleştirilir. Diğer yandan, fototransistörler ışık almadığında aynı numaraya sahip transistörler ilettime geçirilir.

Şekil II.39'deki pozisyon sırası “ Tr_2 , Tr_3 ve Tr_6 ” iletim konumundadır. “A” ve “C” terminalleri sıfır potansiyele sahipken, batarya gerilimi “E” “B” terminali ucunda görülür.

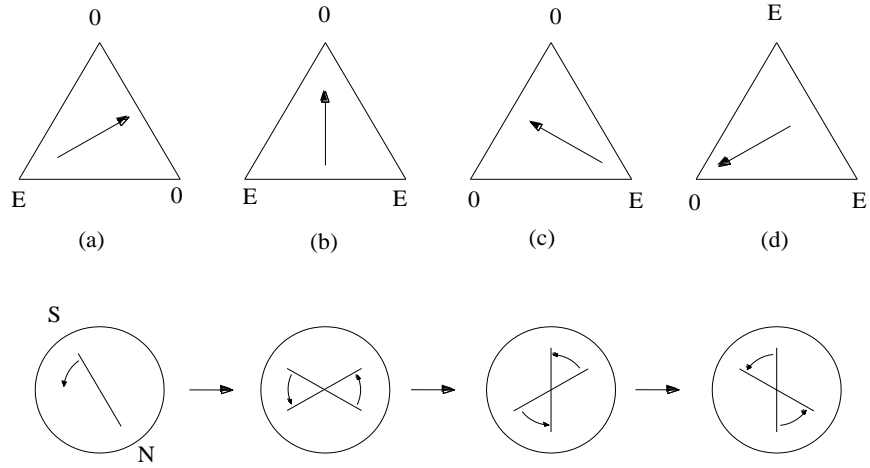
Şekil II.42'de görüldüğü gibi, stator manyetik alanı terslenir ve rotorun momenti saat yönünün ters yönüne olur.

Sonrasında, motor 30^0 kadar döner “ Tr_2 ” kesime giderken “ Tr_1 ” iletime gider. Bu noktada alan 60^0 dönmüş olur. Bu durum Şekil II.42 (b) de gösterilmektedir. Rotor saat yönü tersine moment üretirken, saat yönünün aksine olan hareket devam eder (Şekil II.42(c)).

Bu hareket şekildeki a-b-c-d-.... durumları sürekli hareket elde etmek için bir sıraya koyularak sağlanmaktadır.

Tablo II.7 Anahtarlama Elemanlarının Pozisyonları(Geri Yönde)

İletim Kesim Sırası	1	2	3	4	5	6
Tr_1	0	1	1	1	0	0
Tr_2	1	0	0	0	1	1
Tr_3	1	1	0	0	0	1
Tr_4	0	0	1	1	1	0
Tr_5	0	0	0	1	1	1
Tr_6	1	1	1	0	0	0



Şekil II.42 Stator Manyetik Alanının ve Rotorun Saat Yönünün Tersine Dönüşü

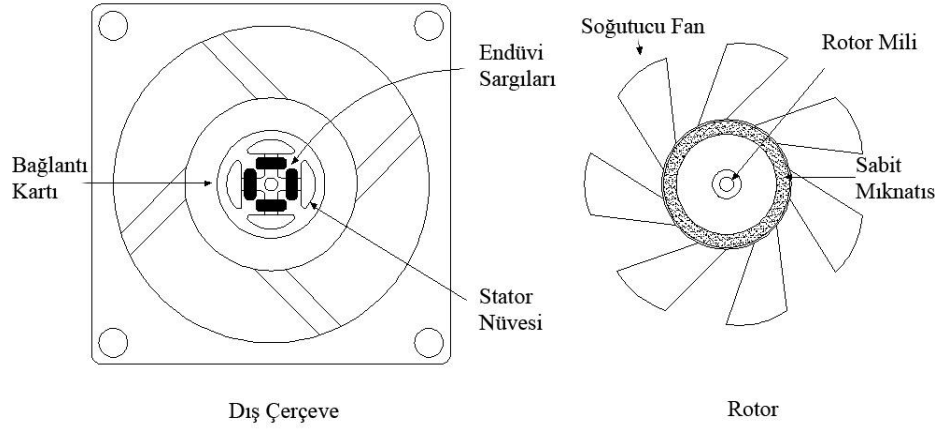
Bipolar uyartım ile FSDAM çalıştırıldığında, her faz için iki yarı iletken anahtarlama elemanına ihtiyaç olmaktadır. Bu da iletim kayıplarını unipolar uyartıma göre iki katına çıkartır. Bu anahtarlama elemanlarının sürülmeleri unipolara göre daha zordur. Motor sargıları, bipolar uyartımda unipolar uyartıma göre daha verimli bir biçimde kullanılır. Bipolar uyartımlı motor, aynı tepe değerinde faz akımı için unipolar uyartımlı motordan daha yüksek çıkış momenti üretir. Düşük güç, düşük performans uygulamaları için (maliyette hesaba katıldığında) en uygun tercih unipolar uyartım olarak göze çarparsa da, güç kademesi arttıkça Bipolar uyartım etkili tercih edilmektedir.

II.5 FSDAM FAZ SAYISI

Fırçasız DA motorları yüksek momentleri, yüksek verimleri ve kontrol edilebilirlikleri sayesinde geniş uygulama alanlarına sahiptir. Genel olarak, “ Üç Fazlı ” Fırçasız DA motorlarının kullanımı yaygındır. Sürücülerinin ve algılama devrelerinin maliyeti bazı uygulamalarda “ Bir ve İki Fazlı ” motorların tercih edilmesine sebep olur. “ Bir Fazlı ” ve “ İki Fazlı ” Fırçasız DA motorları düşük maliyetli basit yapılı ürünlerde kullanılırlar.

II.5.1 Bir Fazlı FSDAM

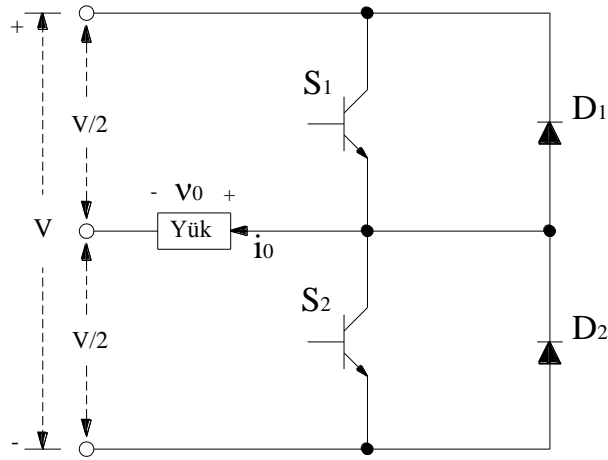
Aşağıda geleneksel tek fazlı fırçasız doğru akım motoru Şekil II.43 ile açıklanmıştır.



Şekil II.43 Tek Faz Geleneksel FSDAM Görünümü

Şekil II.43’de görüldüğü gibi, bir fazlı FSDAM, elektrik enerjisi uygulandığında döner moment üretmek için tek faz çekirdeksiz stator ve statorun ürettiği moment ile dönen rotordan oluşur.

Rotorun alt kısmında sabit olan çekirdeksiz stator, stator nüvesi ve endüvi sargılarından oluşmaktadır. Sürücü devresini bulunduran bağlantı kartı statora eklenir.



Şekil II.44 Tek Faz Sürücü Devresi

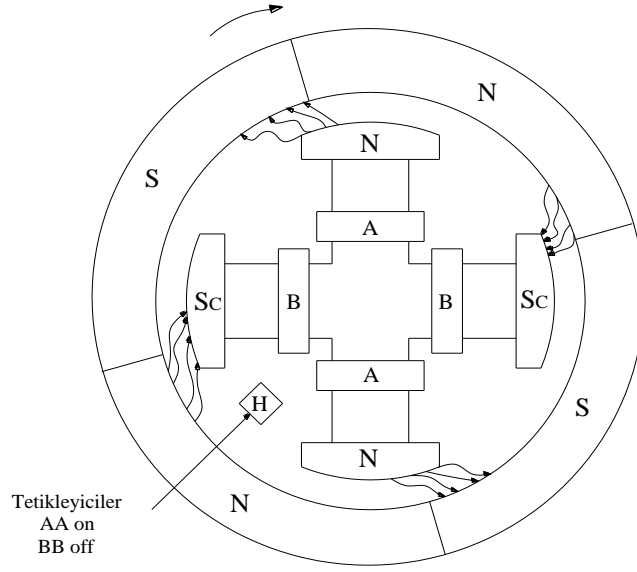
Şekil II.44’teki sürücü devresi endüvi sargılarını enerjilendirmek için kullanılır. Hall sensörü gibi manyetik kutup algılama elemanı, rotorun sabit halka mıknatısının manyetik kutuplarını algılamak için kullanılır. Rotor merkezinde sabitlenmiş milden ve rotorun alt kısmına yerleştirilmiş halka mıknatıslardan meydana gelir. Halka mıknatıs “ N ve S ” olmak üzere iki kutba sahiptir. Ayrıca, rotorun dış kısmına soğutucu fan pervanesi de eklenmiştir. Elektrik akımı döner moment üretmek ve rotoru döndürebilmek için bağlantı kartı üzerinden endüvi sargılarına uygulanır.

Motorun çalışmasında başlangıç durumunda, rotor halka mıknatısının durmakta olan “ N ya da S ” kutuplarından biri sensör tarafından algılanır. Algılama sonucunda sinyal bağlantı kartına gönderilir. Alınan bu pozisyon bilgisi, sürücü devresinde bulunan inverterin yarı iletken “S₁” ve “S₂” anahtarlama elemanlarını tetiklemede kullanılır. Anahtarlama elemanları uygun zamanlarda tetiklenerek, sargıların döner alan oluşturması sağlanır. Oluşan döner manyetik alan halka mıknatıs manyetik alanı ile etkileşime girer ve rotor dönmeye başlar.

II.5.2 İki Fazlı FSDAM

Motor, kalıcı mıknatıslı olup endüvi sabittir. Alan döner durumdadır. Endüvisi 4 çıkıntılı kutba ve “A – A B – B” gibi iki özdeş sargı setine sahiptir. [42]

“ A-A ” sargıları enerjilendiğinde “ N ” kutbu oluşturmak için bağlanmıştır.



Şekil II.45 Vantilatör Uygulamaları için 12 V 1W 'lık FSDAM Yapısı

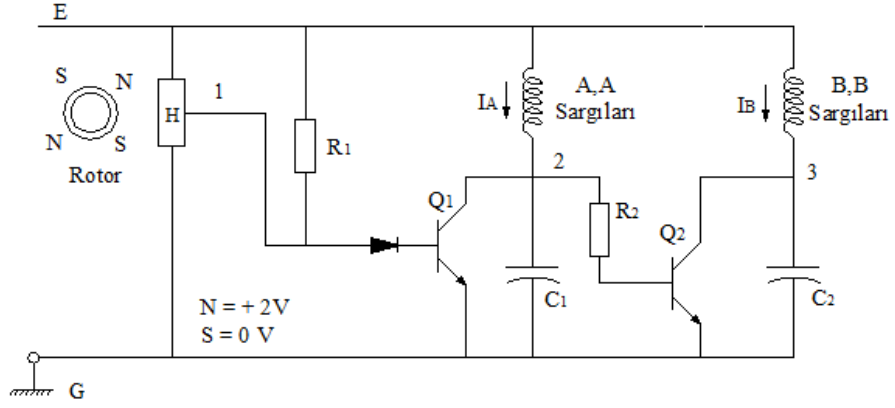
Sargı yapısı sabittir. “ Hall algılayıcısı ” (H) , “A sargısını” iletim “ B sargısını ” kesim modunda tutacak şekilde tetikler. Sonuçta birbiri ile uyumlu iki “ S ” kutbu üretilir.

Aynı durum “B – B ” sargıları için de geçerlidir. Daha önceden var olan iki uyumlu “S_c” kutbu enerjilendiklerinde iki “ N ” kutbu oluşturur. Sabit durumda olan sargı setleri “ A – A ” ve “B – B ” eşit zaman aralıkları için, iki elektronik anahtar ile ardışık olarak uyarılır. Rotor dört sabit mıknatıs kutbuna sahiptir ve saat yönünde döndüğü varsayılır.

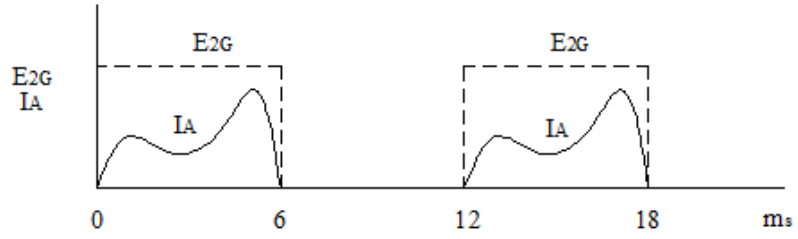
Sabit bir “ H ” sensörü “ N ve S ” kutuplarının sıralarını algılar. Eğer eleman dönen “ N ” kutbu etkisi altında kalırsa (Şekil II.45) elektronik anahtarlardan birini “A – A ” sargılarını uyarması için tetikleme sinyali üretir. Bu durumda, rotor ve stator kutupları arasında saat yönünde (cw) manyetik moment oluşturulur. Böylece saat yönü dönüş devamlı olur. Bu esnada gerçekleşen kutuplar arası akı örneği şekilde gösterilmiştir.

Diğer bir yandan, “ H ” sensörü “ S ” kutbu altına yöneldiği anda diğer anahtarın kapanmasına, böylece neden olur. “B – B” sargılarının enerjilenmesine olur. Aynı zamanda “A – A ” sargılarının enerjilerinin kesilmesini sağlar. Bu durumda da saat yönünde (cw) moment üretilir.

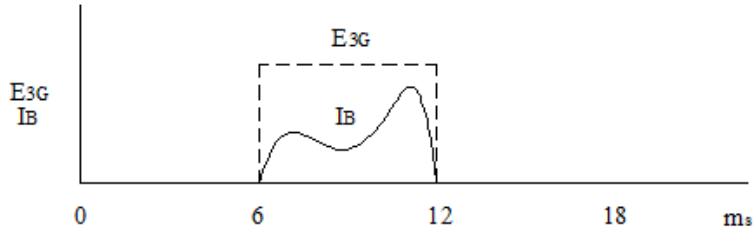
Bir bobin setinden diğerine sıralı anahtarlama hareketi rotoru hareketli tutar.



(a)



(b)



(c)

Şekil II.46 İki Fazlı FSDAM Devresi ve Faz Akımları Dalga Şekilleri

İki faz güç üreten konverterde anahtar gibi davranan ve “H” algılama elemanından aldığı sinyal ile aktif olan “ Q_1 ve Q_2 ” transistörleri bulunmaktadır.

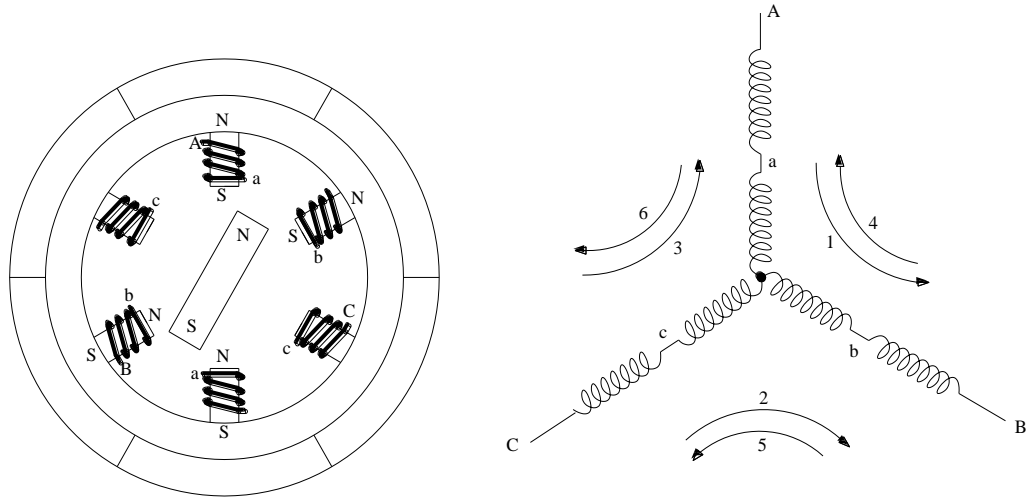
Hall etkili algılayıcı “N” kutbu etkisi altına girdiğinde, 2V civarında gerilim üretir. “S” kutbu etkisindeki gerilim sinyali de sıfırdır.

Kapasitörler, bobinlerin enerjisi her kesildiğinde serbest kalan indüktif enerjiyi emer. Şekil II.46 b ve c aynı zamanda bobin setlerindeki akımın dalga şeklini gösterilmektedir. Küçük fan, kullanıldığı ortamda yüzeye soğuk hava sağlar.

Fırçasız motor çeşitli avantajlar sunar. Bu avantajlar binlerce saatlik çalışma sonunda bile bakım gerektirmemeleri, fırça olmadığı için fırçaların yıpranmasından dolayı açığa çıkan toz parçacıkları yoktur. Dolayısıyla kirlenmeler ortaya çıkmaz. Fırçalı doğru akım motorlarından daha sessiz çalışırlar. Fırçalar, mekanik ve elektriksel açıdan gürültüdür. Sürtünme kıvılcımı oluştururlar. Kıvılcıma duyarlı tehlikeli ortamlarda kullanılmaları sakıncalı olduğunda Fırçasız Doğru Akım Motorları öne çıkmaktadır.

II.5.3 Üç Fazlı FSDAM

Fırçasız Doğru Akım Motorlarının en yaygın kullanılan türü olarak karşımıza çıkan üç fazlı çeşidi, Şekil II.47'deki gibi genellikle yıldız bağlı ve simetrik bir biçimde statora yerleştirilen 3 sargı grubundan meydana gelir.



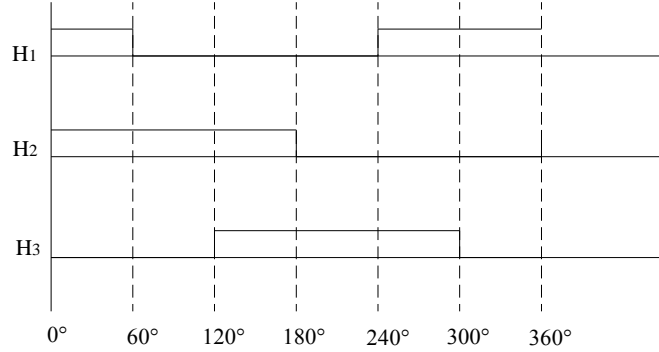
Şekil II.47 Üç Fazlı FSDAM Genel Yapısı

En basit haliyle Fırçasız Doğru Akım Motoru, dönen bir kalıcı mıknatıstan ve simetrik dağıtılmış üç faz sargılı sabit statordan meydana gelir. Her bir sargıdan akan akım, diğer sargıların oluşturduğu alanlarla toplanacak olan manyetik alan vektörü oluşturur.

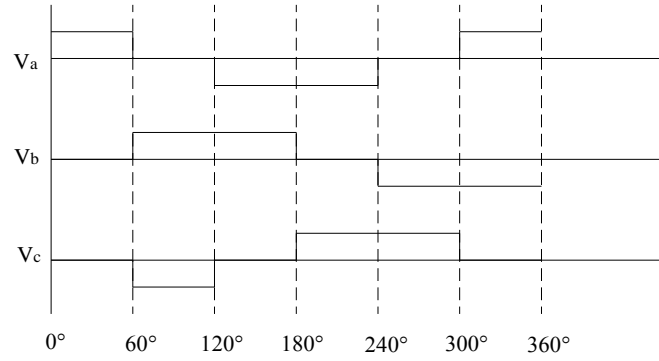
Stator manyetik alanı sargılardan akan akımların kontrol edilmesiyle keyfi yön ve genlikte geliştirilebilir. Moment, net stator alanı ve rotor manyetik alanı arasındaki etkileşimle üretilir.

Üç fazlı Fırçasız Doğru Akım Motorunun çalıştırılması için en basit metotlardan biri "Altı adım sürücü" olarak bilinir. Bu metotta, her bir faz gerilimi 120° 'lik elektriksel aralıkta Şekil II.48b'de gösterilen rotor elektriksel açısına göre

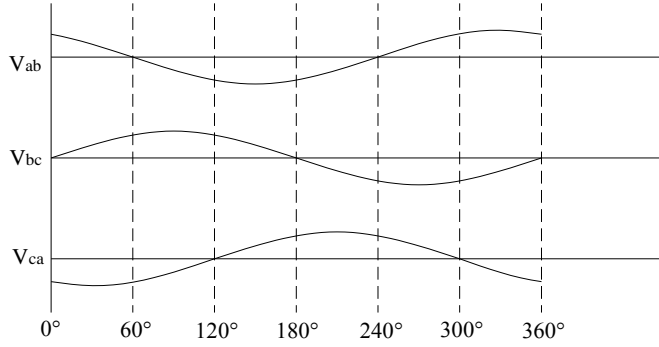
enerjilendirilir. Sargılardan akan akım sırası Şekil II.48c’de gösterildiği gibi gerçekleşir. [46]



(a) Hall Sensörü Çıktıları



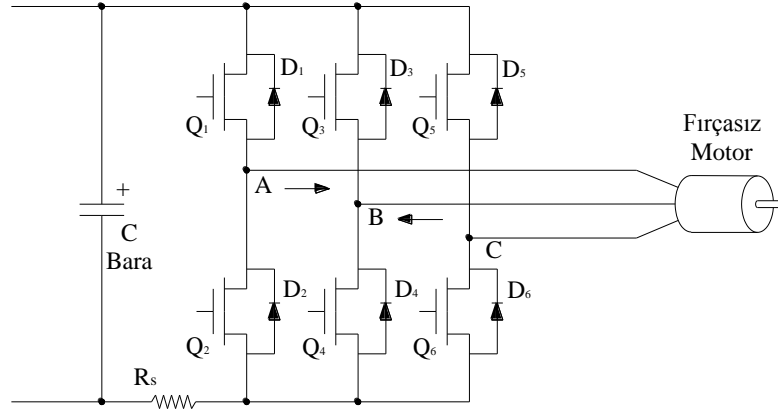
(b) Altı Adım Faz Gerilimleri



(c) Zıt EMK Gerilim Dalga Şekli

Şekil II.48 120° İletim Komütasyonu

Bu işlem, Şekil II.49’daki gibi yarı iletken anahtarlama elemanları bulunduran sürücü konfigürasyonu ile gerçekleştirilir.

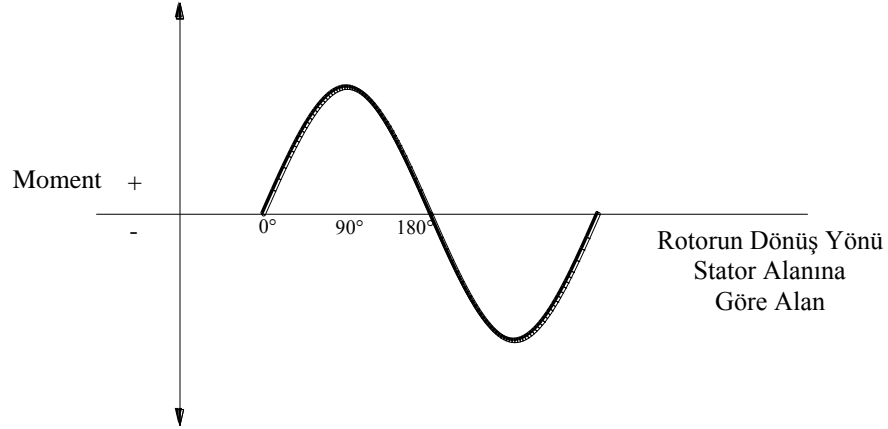


Şekil II.49 Üç Fazlı FSDAM Sürücü Devresi

Her faz gerilimi, üstteki anahtar “iletim”, alttaki anahtar “kesim” durumunda olduğu zaman pozitifdir. Üstteki anahtar “kesim”, alttaki anahtar “iletim” durumunda olduğu zaman ise negatiftir. Her iki anahtarın da “kesim” durumunda olduğu zaman ise sargıdan akım akmaz. Bu esnada, sargı uçları gerilimi motorun zıt emk’inin değeri kadardır. Diğer bir deyişle, herbir faz gerilimi bir an için iletim, kesim ve bekleme olarak üç farklı konum alabilir. Herbir sektörde akım yolunu elde etmek için sadece bir faz pozitif, diğeri negatif olarak enerjilendirilir. Uygun şekilde komütasyon için 60° ’lik aralıkta rotor pozisyonunun kontrolör tarafından bilinmesi gerekir.

Şekil II.48a’da gösterilen üç Hall sensörü çıkışı genellikle rotor pozisyonunu algılamak için kullanılır. Hall sensörünün sıralanma süreci uygun gerçekleştirilirse, herbir sensör çıkışı rotorun döndüğü andaki hat-hat zıt emk gerilimi dalga şeklinin karşılığıdır. Rotor pozisyonunun bilinmesi önemlidir. Rotorun herhangi bir pozisyonu için net stator alanının, momenti maksimize eden optimal bir yönü vardır. Ayrıca moment üretimini engelleyen, moment üretmeyen bir yönü de vardır. Sabit mıknatıslı rotor alanı, statorun ürettiği alan ile aynı yönde ise moment üretilmez. Alanlar güç üretimi için kesişir. Sadece motor miline ve yataklarına baskı uygular, dönmeye sebep olmaz. Bir durumda bir titreşim hareketi açığa çıkar.

Şekil II.50’de görüldüğü gibi stator alanı, rotor tarafından üretilen alan ile dikey olduğunda, açığa çıkan manyetik güç rotoru döndürmek için çalışır. Moment maksimize edilir. Stator alanı ve rotor tarafından üretilen alan bileşenlere ayrıştırılabilir. Bu durumda sadece dikey (Quadrature) bileşen faydalı moment üretirken, paralel (Direct) bileşen ise kullanışsız basınç gücü üretir. Bu sebepten, verimli bir alan Direct (paralel) bileşenini minimize eden ve Quadrature (dikey) bileşeni maksimize eden bir fonksiyonla çalışmalıdır.



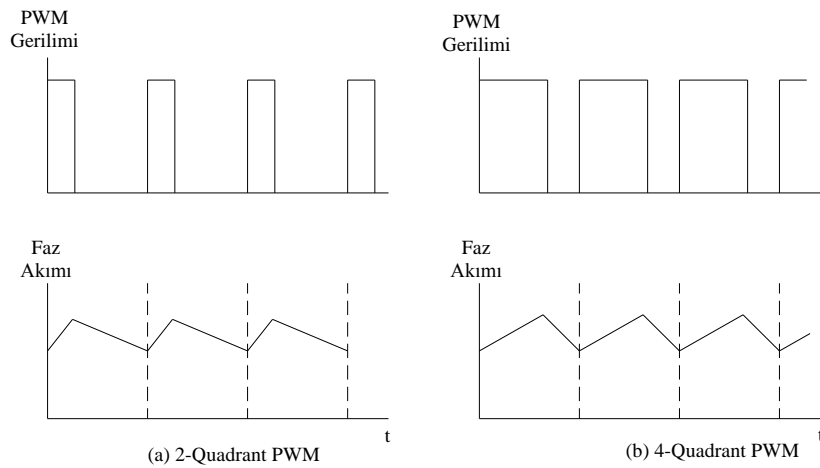
Şekil II.50 Pozisyon Moment Karakteristiği

Fırçasız Motorlarda momenti ve dolaylı olarak verimi artırmak için, ortaya çıkan aşırı akımların ve komütasyon periyodu sonunda açığa çıkan zıt emk'in başarılı olarak kontrol edilmesi gerekir. Bu durum, bileşen maliyetini ve mekanik gürültüyü azaltır. Komütasyon saykılının başında, akım sargılara ilk olarak gönderildiğinde stator ve rotor aynı polaritededir. Bu sayede, birbirlerini istenen dönüş yönünde iterler. Sargıdaki akım hızla artar, komütasyon saykılının ilk çeyreğinde yaklaşık olarak tepe değerine ulaşır. Daha sonra yavaşça azalmaya başlar ve üçüncü çeyrekte %90 civarına gelir[47]. Bu düşüşten sonra komütasyon gerçekleşir. Akımda, ilk tepe noktasını da aşan keskin bir yükseliş meydana gelir. Durumu kritik yapan olgu, akımın bu anda tepe değerinde olmasıdır. Sargıların anahtarlanması sonucunda, açık sargı uçlarındaki büyük değerdeki zıt emk motoru ve elektronik aksamı olumsuz etkiler. Bu etkileri kompanze etmek için çeşitli metotlar kullanılır. Bu metotlardan biri, kullanılan yarıiletken elemanları çalışma değerlerinden büyük değerde belirlemektir. Bu durumda oluşabilecek yüksek gerilim değerlerinden dolayı oluşacak arıza önlenir, ancak bu önlemlerde maliyet de artar. Diğer bir metot, Hall sensörleriyle komütasyon gecikmesi uygulamaktır. Bu metoda göre akım değerinin düşük olduğu anda komütasyon gerçekleştirilir.

Momentin en yüksek değeri saykılın ilk aşamasında üretilir. Ancak Komütasyon saykılının sonuna doğru, zıt kutupların birbirine yönelmesi sırasında gerçekleştiğinden beklenenden daha az moment üretilir. Sargıdan akan akım sınır değeri aşmaya başladığında, aşırı akım, verimliliği artırmak için kontrol altında tutulmalıdır. Fırçasız DA motorların hız kontrolü PWM (Darbe Genilik Modülasyonu) ile gerçekleştirilir ki, bu yöntem, sargılardaki enerjiyi değiştirerek, tepe akımını kontrol eder.

Bu devre PWM devresi, hız düzenlemesi için bir kontrolörle birleştirilir. Komütasyon saykılı sonunda sargılarda akan akımı kontrol etmek için kullanılır. Sargılara uygulanacak hat gerilimini kontrol etmek, motor hızında ayarlama yapabilmek ve sargılardan geçecek akımı sınırlandırmak için PWM kontrol uygulanır. PWM kontrol, anahtarlama elemanlarından her ikisine ya da sadece alt kenardaki anahtarlara uygulanabilir. Sadece alt kenardaki anahtarlara uygulandığında (Q_2, Q_4, Q_6), kısa devre akım yolu PWM kesim süresi boyunca üstteki anahtarın serbest geçiş diyodu üzerinden belirlenir. Örneğin, komütasyon için “ Q_1 ve Q_4 ” anahtarları iletimdeyken, akım Şekil II.49’da okla gösterilen, “ A ve B ” sargısı üzerinden akar. “ Q_4 ” PWM yaptığından (“ Q_4 ” kesimde olduğundan) akım yolu “ Q_1 , A sargısı, C sargısı , D_3 ” yolu üzerinden belirlenir.

Bu andaki ideal akım dalga formu Şekil II.51a’da yer almaktadır.



Şekil II.51 İdeal Akım Dalga Formları

Altı adımlı sürücü, hızlı moment değişimlerinde akım kontrolü sağlayamaz. Sadece moment ve hızın yönü her zaman aynı olduğunda, 1 Quadrant ve 2 Quadrant kontrolde kullanılır.(Quadrant teknik kitaplardaki ifadesiyle aynen alınmıştır)

PWM, hem üst hem alt anahtarlara uygulandığında, PWM kesim esnasındaki akım bozulmaları hızlıdır. “ Q_1 ve Q_4 ” anahtarları PWM yaptığından akım yolu; D_2 , A sargısı, C sargısı , D_3 üzerinden gerçekleşir. Bu durum, sargılara uygulanan ters bara gerilimine benzer ve akım bozulmaları hızlanır. 4 Quadrant çalışma bu konfigürasyonda mümkündür. Bu durumda, moment ve hızın yönü isteğe bağlıdır. Bu konfigürasyon, servo uygulamalardaki gibi çabuk hız terslemesi gerektiğinde tercih edilir. 4 Quadrant PWM’deki akım dalga formu Şekil III.40b’de gösterilmiştir.

4 Quadrant anahtarlama uygulamada, ilave PWM anahtarlama kayıpları meydana getirir. Bu durumda, hızlı bozulan akım bara kapasitansı üzerinden akmalıdır.

Kapasitör, yüksek kapasitans ve yüksek salınım akımı oranı ile seçilmelidir. Hızlı moment tersleme şartları, anahtarlama geçiş sürecinde üst ve alt anahtarların aynı anda iletimde olduğu kısa devre şartı oluşabilir. Bu yüzden, güvenli çalışma için iletim zamanından sonra birkaç “ μ_s ” ölü zaman uygulanır. 2 Quadrant anahtarlama ölü zaman uygulanmasına normalde gerek yoktur.

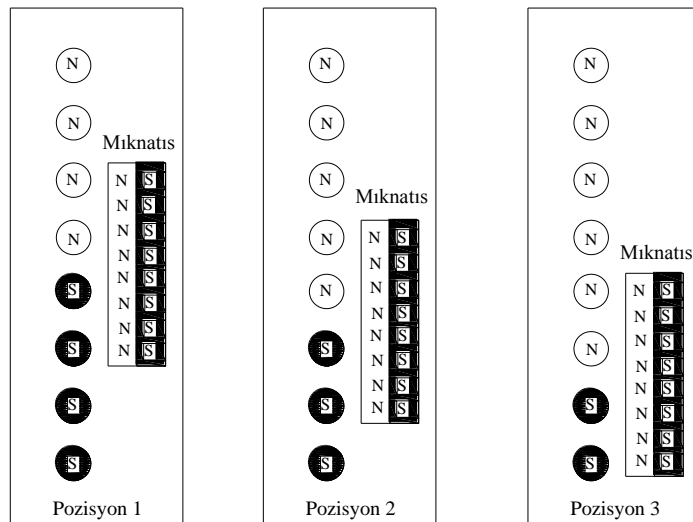
Altı adımlı sürücü, özellikle komütasyon geçişleri esnasında yüksek moment titreşimleri üretir. Bu da toplam sistem verimini düşürür. Ek olarak, yüksek güç motorları için mekanik gürültüye sebep olur. Fakat yüksek dinamik performans ve mutlak hız düzenlemesi gerekmeyen, küçük boyut uygulamaları için oldukça kullanışlıdır.

II.6 FSDAM'DA ŞEKİLLERİNİN MOMENT ÜZERİNDEKİ ETKİSİ

II.6.1 Komütasyon

Komütasyon, dönmekte olan motorda sargılardan akan akım yönünün değiştirilme sürecidir.

Mıknatis ve sargı parçalarını gösteren Şekil II.52'deki örneği inceleyelim. [48]



Şekil II.52 Komütasyon Sürecinde Mıknatısların Manyetik Tutumu

Doğru bir hat üzerinde gösterilen bileşenler, standart bir motorda motorun parçalarındandır. Bu sebepten dairesel şekilde olabilirler. Manyetik devrenin sadece bir parçasını gösteren bu şekilde, 8 iletken ve 1 mıknatis yer almaktadır. “N – S”,

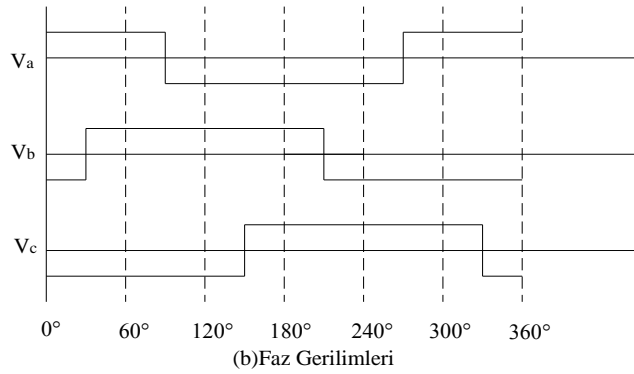
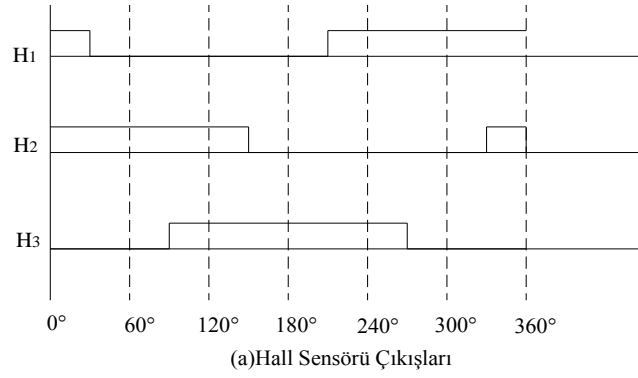
sargılardan geçen akımın oluşturduğu efektif kutupları gösterir. Her üç pozisyonda da mıknatıslardaki güç aşağı doğrudur.

Mıknatısların serbest hareket eden rotora bağlandığı farz edilirse, aşağı doğru olan güç rotoru hareket ettirecektir. Mıknatis sırasıyla pozisyon 1, pozisyon 2 ve pozisyon 3'teki gibi aşağı doğru hareket eder. Bu pozisyonların her birinde iletkenler yeni rotor pozisyonuna cevap olarak farklı alan üretir. Optimal moment üretmek için değişen rotor pozisyonuna bağlı olarak iletkenler uygun bir şekilde enerjilendirilir. Rotor pozisyonuna bağlı olarak iletken seçim süreci "komütasyon" olarak adlandırılır. Fırçalı doğru akım motorları bu işlemi mekanik kollektörler aracılığıyla gerçekleştirir. Fırçalar kollektör üzerinde kayar. Rotora tutturulmuş olan kollektör bobinlerle bağlantı sağlar. Farklı rotor pozisyonlarında, farklı bobinleri enerjili duruma getirir.

FSDAM Motorlarında komütasyon elektronik olarak gerçekleştirilir. Çoklu sargıya bağlı olan kontrolör, hangi sargının enerjilenmesi gerektiğini tanımlamak için rotor pozisyonunu algılar. Genellikle harici pozisyon sensörleri (Hall etkili sensörler), dönüştürücü, kodlayıcı ya da çözücü kullanılır. Sensör kullanılmadan da rotor pozisyonu hakkında bilgi sahibi olabilmek mümkündür. Bu durumda, sargılarda indüklenen zıt elektromotor kuvvet'ten (Zıt Emk) yararlanır. Pozisyon bilgisi kontrolör tarafından kullanılır. Güç kademesindeki yarı iletken anahtarlama elemanlarının tetiklenmesini sağlayarak sargılar enerjilendirilir.

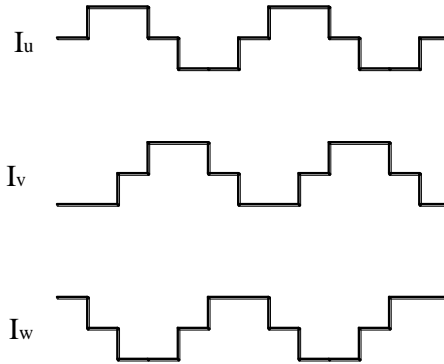
II.6.1.1 Trapezoidal Komütasyon

FSDAM Motorlarının kontrolü için kullanılan en basit metotlardan biri "Trapezoidal" komütasyondur. Bu komütasyon yönteminde, Şekil II.53'de görüldüğü gibi aynı anda sadece bir çift motor terminalinden yani iki sargı grubundan geçen akım kontrol edilir. Üçüncü terminal ve üçüncü sargı ise, o an için enerjisizdir. Motora monte edilmiş olan üç Hall sensörü, 60°'lik her bir sektör içinde rotor pozisyonunu ölçerek dijital sinyal sağlar. Bu dijital sinyal motor kontrolünde kullanılır. Her hangi bir an için enerjili sargılardaki akımlar eşit genliktedir. Enerjisiz sargıda ise sıfırdır.



Şekil II.53 Trapezoidal Komütasyonda Hall Sensör Çıktıları ve Faz Gerilimleri

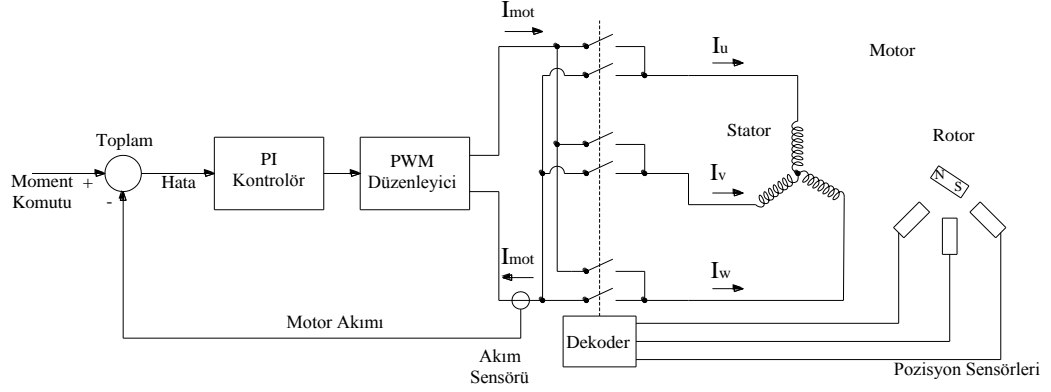
Bu metot, sadece altı farklı yönü olan akım yüzey vektörü sağlar. Motor dönerken motor akımında her bir 60° 'lik dönüşte komütasyon gerçekleşir.



Şekil II.54 Faz Akımları Dalga Formları

Her bir sargı için akım dalga şekli, Şekil II.54'teki gibi merdiven basamağı gibi sıfırdan pozitif akıma, sıfıra ve negatif akıma doğrudur.

Trapezoidal fırçasız motor sürücüsünün blok diyagramı Şekil II.55'te gösterilmiştir.[49]



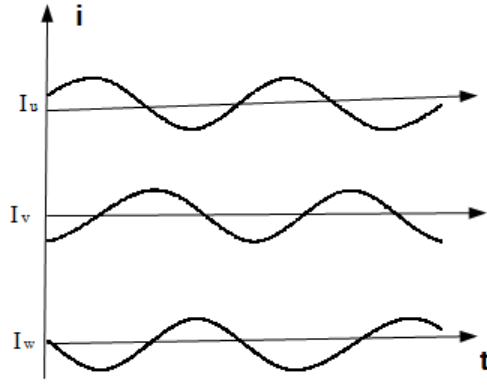
Şekil II.55 FSDAM için Basitleştirilmiş Trapezoidal Moment Kontrollü Sürücü

Akım döngüsü için oransal integral (PI) kontrolör kullanılabilir. Üretilmek istenilen moment için hata sinyali ölçülen akımla karşılaştırılır. Hata sinyali ile gerçek akım arasındaki fark minimize edilerek moment üretimi maksimize edilir. PI kontrolün çıkışında yer alan PWM düzenleyicisi uygulanacak gerilimin darbe genişliğini ayarlar. Sargıları sıralı biçimde enerjilendirme görevini yerine getirir. O an hangi sargı sürülmüş olursa olsun, sabit akımı devam ettirmek için çalışır. Komütasyon, akım kontrolünden bağımsız olarak gerçekleşir. Motordaki Hall sensörlerinden gelen pozisyon sinyali, çıkış köprüsüyle sürülecek uygun motor terminal çiftini seçmede kullanılır. Üçüncü terminal boşta, bağlanmadan bırakılır. Akım algılama devresi aktif sargı çiftindeki akımı ölçer. Akım kontrol döngüsüne geri besleme sinyali sağlar.

Trapezoidal komütasyon pek çok uygulama için elverişli şekilde çalışır. Fakat moment titreşimlerine sebep olur. Verimi nispeten düşüktür. Düşük hızlarda motor kontrolü zorlaşır. Bunlara karşılık, pahalı olmayan sensörler gerektirirler. Sadece iki sargı grubu enerjili olduğu için komütasyon şemaları daha basittir. İnverter verimleri yüksek, maliyetleri düşüktür.

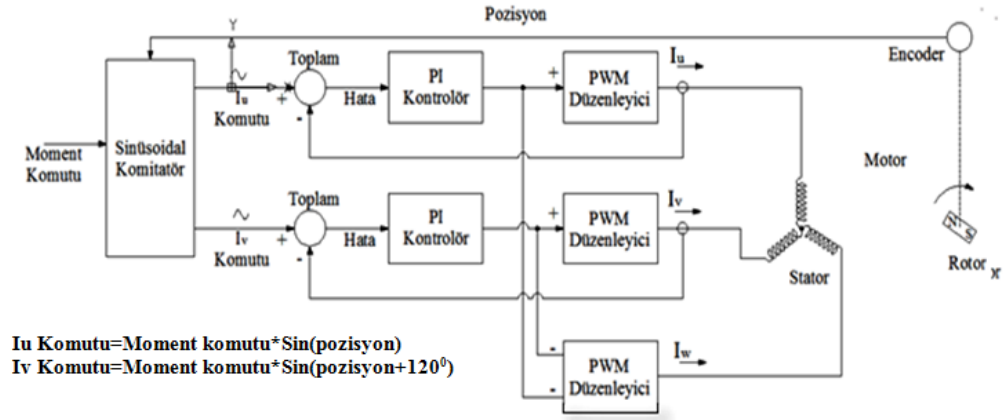
II.6.1.2 Sinüsoidal Komütasyon

Trapezoidal komütasyon, Fırçasız Doğru Akım Motoru kontrolünde özellikle düşük hızlarda mutlak ve düzgün kontrol sağlamak için yeterli değildir. Bu problem sinüsoidal komütasyon ile çözülebilir. Sinüsoidal komütasyonlu Fırçasız Doğru Akım Motor kontrolünde faz sargıları, Şekil II.56'teki gibi sinüsoidal ve düzgünce değişen üç akım ile enerjilendirilir. Böylece yumuşak, düzgünce dönen akım yüzey vektörü oluşur. Rotor durumu bakımından daima quadrature yönde ve sabit genliktedir.



Şekil II.56 Sinüsoidal Komütasyon Akım Dalga Formları

Trapezoidal komütasyonda meydana gelen komütasyon sıvırmeleri ortadan kalkar. Motor akımlarının düzgün sinüsoidal modülasyonunu sağlamak için rotor pozisyonu doğru bir şekilde belirlenmelidir. Bu amaç için enkoder ya da benzer bir elemandan açı geri beslemesi gerekir. Sinüsoidal Fırçasız Doğru Akım Motoru sürücüsünün blok diyagramı Şekil II.57'de gösterilmiştir. [49]. Motor yıldız bağlı olduğunda, üçüncü motor sargısındaki akım ilk iki sargıdaki akımların toplamının negatifine eşittir.

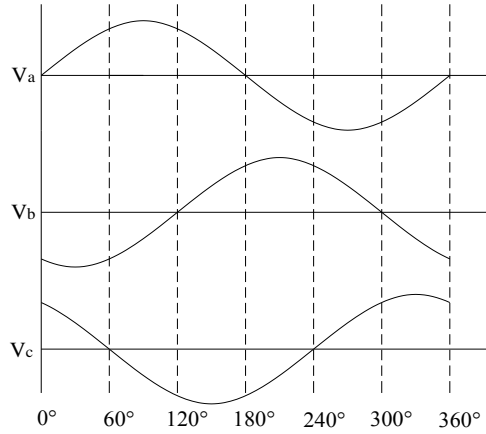


Şekil II.57 FSDAM için Bastleştirilmiş Sinüsoidal Kontrolör

PI Kontrolör sinüsoidal sinyalde çalışır. Yüksek hızlarda kontrolörün değişen girişleri takip etmedeki sınırlılığından dolayı performans düşmektedir. Her bir sargıdaki akımlar sinüsoidal ve 120° faz farklı geçişli olmalıdır. Kodlayıcıdan gelen pozisyon bilgisi, biri diğerinden 120° faz geçişli iki sinüsoidal sentezlemek için kullanılır. Bu sinyaller daha sonra moment komutu ile çöğaltılır. Böylece sinüs dalgasının genişliği istenen moment ile orantılıdır. Sinüsoidal akım komut sinyalleri, PI kontrolör çiftine giriş sağlar. Uygun motor sargı çiftinde akımı düzenler. Üçüncü sargıdaki motor akımı, kontrol edilen sargılardaki akımların negatif toplamına eşittir.

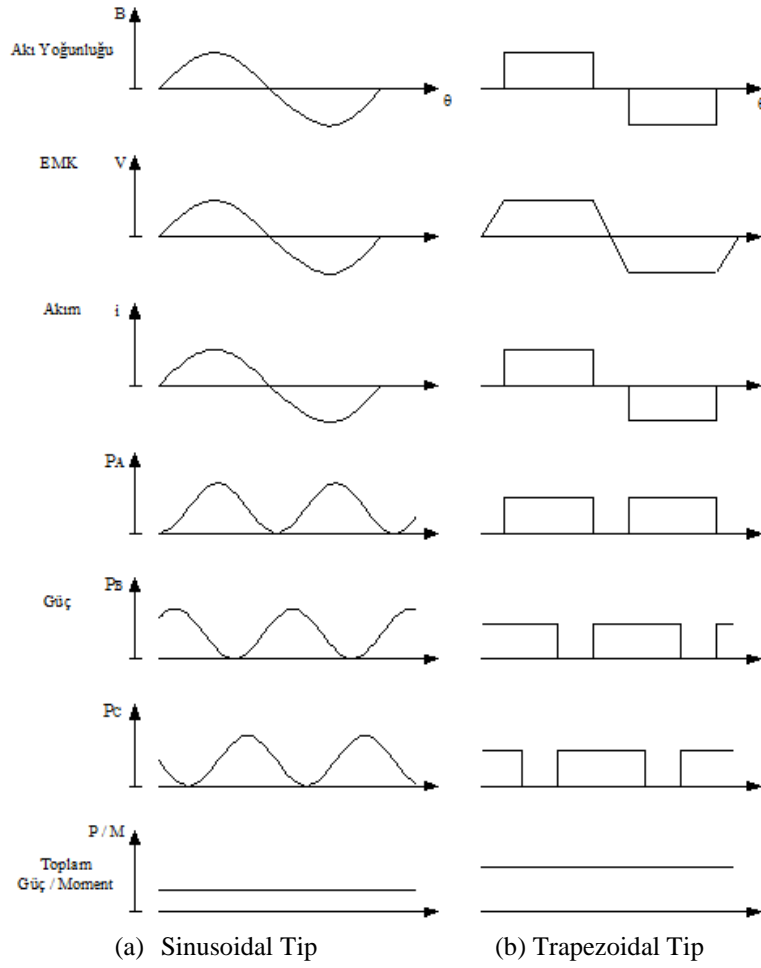
PI kontrolördeki çıkış, PWM düzenleyicide işlenir. Çıkış köprüsü ile iki motor terminaline gönderilir. Üçüncü motor terminaline uygulanan gerilim, ilk iki sargıya uygulanan gerilimlerin toplamlarının negatifine eşittir. Her biri 120^0 ayrı üç sinüsoidal gerilim motor sargılarına uygulanır.

Trapezoidal komütasyonla elde edilemeyen yumuşak kontrol, sinüsoidal komütasyonla elde edilir. Sinüsoidal komütasyon pahalı pozisyon sensörleri gerektirir. Sinyal işleyişi için daha fazla donanım ve yazılıma gerek vardır. Aynı anda üç anahtar iletimde olacağından verimleri düşüktür. Maliyetleri yüksektir. Fakat ideal olmayan zıt emk ile bile moment dalgalanmaları düşük olacaktır. Düşük hızlarda bu durum çok verimli olur. Hızın artmasıyla akım döngüsü kontrolünün sinüsoidal sinyali izleyememesinden dolayı çok yüksek motor hızlarında performans düşüş gösterir.



Şekil II.58 Sinüsoidal Faz Gerilimleri

Sargı akımları sinüsoidal olup birbirlerinden 120^0 faz farklıdır. PI kontrolör sınırlı bir kazanç ve frekans tepkisine sahiptir. Akım kontrol döngüsü için zaman değişkeni karışıklığı, motor akımında kazanç hatası ve faz geri kalmasına neden olur. Yüksek hızlarda büyük hatalara sebep olur. Quadrature yönden kaymaya sebep olur. Verilen akım miktarıyla daha az moment üretilir. Nominal momenti elde etmek için daha fazla akım gerekir. Verim azalır. Verimdeki bu düşüş hız arttıkça devam eder. Bazı noktalarda motor akımı 90^0 'den öteye geçer. Bu gerçekleştiğinde moment sıfıra doğru azalır. Sinüsoidal komütasyonla bu noktanın üzerindeki hızlar negatif moment üretir. Bu istenmeyen bir durumdur.



Şekil II.59 FSDAM İdealleştirilmiş Dalga Formları

Hızın artmasıyla, kontrolörün işlem yeteneği yetersiz kalır. Performans düşüğü, üretilen momente doğrudan etki eden akım yüzey vektörü kontrolüyle engellenebilir.

Sargılara uygulanan akımlar sinüsoidaldir. Birbirlerinden 120^0 faz geçişlidir. Kontrolör, sargı akım ve geriliminin zamana göre değişiminden izole edilir. Hızdan bağımsız bir şekilde moment üretimi gerçekleştirilir.

Uygulama esnasında, PI kontrol ile işlenmeden önce motor akımlarının matematiksel dönüşümleri gerçekleştirilir. Sargı akımları statik referansından, dönen iki d-q referans çerçeve eksenine dönüştürülür. Benzer şekilde, motora uygulanan gerilimlerin de matematiksel dönüşümleri gerçekleştirilir. Rotor d-q çerçevesinden, PWM çıkışı olarak kullanılabilen statorun üç faz referans çerçevesine dönüştürülür. Bu dönüşümler DSP (dijital sinyal işlemcisi) 'nin hızlı matematiksel kabiliyetini ya da hızlı işlemci performansını gerektirir.

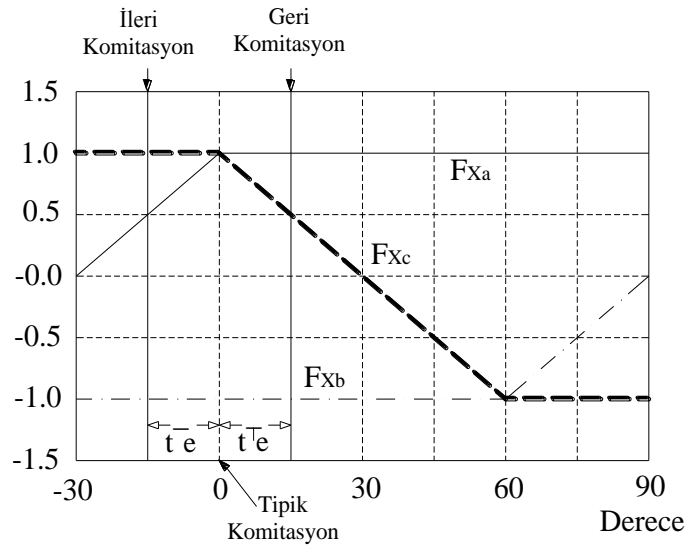
Sinüsoidal komütasyonda komütasyon sırası ve akım kontrol süreci üzerinde değişiklikler yapıldığında, yüksek hızlarda Sinüsoidal komütasyonun sebep olduğu

performans düşüklüğü ortadan kaldırılır. Düşük hızlarda yumuşak hareket sağlarken, yüksek hızlarda verimli çalışır.

II.6.2 Komütasyon Anının Üretilen Moment Üzerindeki Etkisi

Zıt emk rotor pozisyonuna göre değişiklik gösterir. Algılanması sırasında meydana gelecek hata üretilen moment üzerinde etkili olacaktır. Moment ve faz akımı üç komütasyon modunda aşağıdaki gibi kategorize edilebilir. [50]

- ✓ Tipik komütasyon hata $e = 0$
- ✓ İleri komütasyon hata $e < 0$
- ✓ Geri komütasyon hata $e > 0$

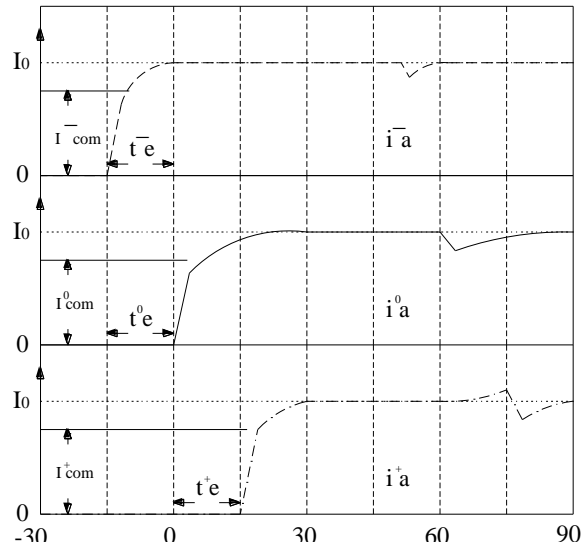


Şekil II.60 Üç Komütasyon Modu

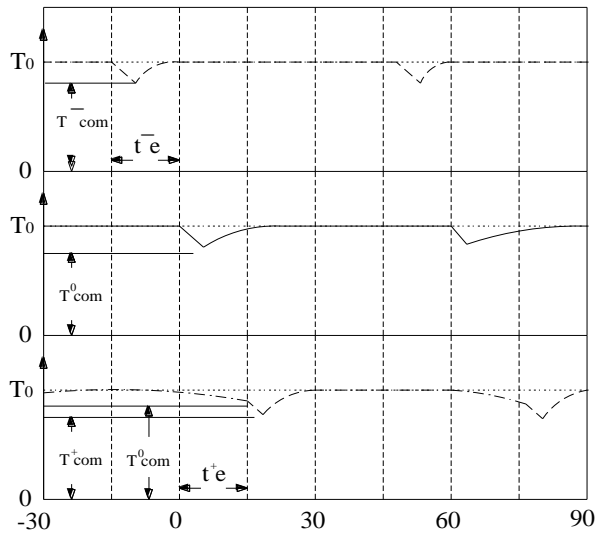
- ✓ **Tipik Komütasyon:** Komütasyonun akım değerleri, rotor pozisyonu, akı değerleri, zıt emk değerleri bakımından olması gerektiği anda gerçekleşmesidir. “ $F_{x_a}, F_{x_b}, F_{x_c}$ ” Zıt akılar olup rotor pozisyonu ve zamana göre değerler almaktadır. Komütasyon başlangıcında faz akımlarının zamana, rotor pozisyonuna, rotor hızına ve motorun elektriksel büyüklüklerine bağlı olarak aldığı değerler moment üzerinde etkilidir.
- ✓ **İleri Komütasyon:** Komütasyon normal sürecin “ t_e^- ” kadar bir süre öncesinde gerçekleşir. Akı, akım ve zıt emk değerleri nominal değerlerine ulaşmadan komütasyon gerçekleşir. Zıt emk değerleri normal duruma göre daha küçük değerler alır. Tipik komütasyona göre moment titreşimlerinde artmalara sebep olur. Fakat

optimal ortalama momentin değeri ileri komütasyonla elde edilebilir. Tetikleme anı hatası komütasyon zamanını ve akım titreşimini etkiler. İleri komütasyon ile komütasyon zamanı ve akım titreşimi tipik komütasyondakilerden küçüktür. İleri komütasyon hızlıca ortadan kaybolan komütasyon akımı üretir. Akım titreşimi azalsa bile moment titreşimi artar.

✓ **Geri Komütasyon:** Komütasyon normal sürecin " t_e^+ " kadar bir süre sonrasında gerçekleşir. Faz akımının başlangıç şartları tipik komütasyondakilere denk değildir. Akım ve moment titreşimlerinde azalmalar görülür. Faz akımının arttığı, fakat üretilen momentin azaldığı geri komütasyonda moment akım oranı azalır.



Şekil II.61 Her Üç Komütasyon Modunda A Faz Akımı



Şekil II.62 Her Üç Komütasyon Modunda Moment Üretimi

Rotor pozisyon algılama hatasının büyümesi, ortalama momentin azalmasına ve moment titreşimlerinin artmasına sebep olur. Ortalama moment, ileri komitasyon ile faz akımı komütasyon zamanının yarısı olduğunda maksimum değerlere ulaşır. Komütasyon zamanı makine parametrelerine bağlı olup, dönme hızından direkt olarak etkilenir. Parametrelerin dönüş hızı ile değişime uğraması, her çalışma durumunda maksimum moment üretimi için optimum zamanın tespit edilmesini gerekli kılar. Gecikme açısı, rotor pozisyon algılama hatasının zıt etkilerini en aza indirmek için kontrol edilmelidir. [50]

BÖLÜM III

FIRÇASIZ DA MOTORLARININ KONTROLÜ

Bu bölümde FSDAM'nin üç farklı kontrol düzeneği açıklanmaktadır. Kontrol edilen değişkenler; hız, konum ve dönme momentidir. Bölüm, histerezis bant kontrol ile başlamakta PWM kontrol ve DA-hat gerilim kontrolü ile devam etmektedir. Bu farklı yöntemlerin test sonuçları birbirleriyle karşılaştırıldı. Bu karşılaştırmada DA-hat akımının frekans tayfı hesaplanmış ve farklı kontrol teknikleri üzerinde etkisi araştırılmıştır.

III.1 HİSTERİZİS BANT KONTROL

Histerisiz bant kontrolü en basit kapalı-döngü kontrol düzeneğinden biridir. Histerezis bant kontrolünde değişken kontrolünün değeri belirli sınırlar (Histerezis bant) içerisinde kalmaya zorlanır. Bir örnekle motor hız kontrolünde, eğer hız referans hız üzerinde belli bir seviyeye ulaştığında motor durur; hız, referans hız altında belirli bir düzeyin altına düşerse ters döner. Histerezis bant kontrol tekniğinin dezavantajı yüksek ve kontrolsüz anahtarlama frekansında dar bir histerezis bant ve büyük dalgalarda geniş histerezis bant kullanılır[32]. Belirsiz anahtarlama frekansı akustik ve elektromanyetik gürültüsünü filtreleme zordur[31].

Burada kullanılan anahtarlama yöntemi yumuşak kıyıcı yöntemdir, sadece alttaki anahtar açıkken üsteki anahtar kapalıdır. Bu yöntem sert kıyıcı yönteminden daha az moment dalgalanma ve daha az anahtarlama kaybına sebep olmaktadır. Burada sadece moment kontrolü ve hız kontrolü yapılır. Nedeni eğer pozisyon kontrolü varsa aynı şekilde moment ve pozisyon kontrolü yapmak sadece rotor hızını sürekli ters çevirerek mümkün olacaktır böylece rotor açısı histerezis bant içinde kalacaktır. Hem mekanik parçalarda hem de elektronik cihazlarda yüksek zorlama yapacağından bu pratik bir çözüm değildir.

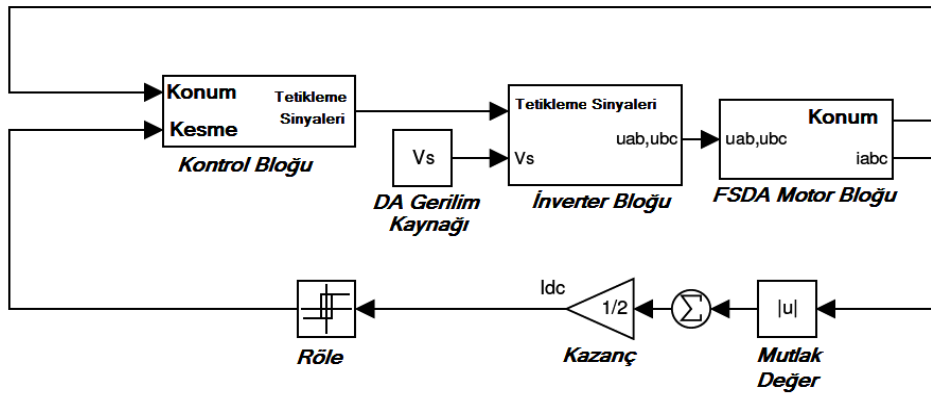
III.1.1 Tork Kontrol

Bu kontrol düzeneğinde aşağıda sunulduğu gibi yalnızca bir akım denetleyicisi kullanılır. Bu strateji basittir ve DA-hat akımının zor algılanmasını önler[26]. DA-hat akımı için eşdeğer sinyal, iki faz akımının ölçümünden sentez yapılır. Bu yöntemin geçerliliği için gerekli koşul faz akımlarının toplamının sıfır olmasıdır. Üç fazlı

yıldız bağlı motorun nötr noktası topraklanmıştır. DA-hat akımı referans değeri moment referansından ilişki kurularak türetilmiştir.

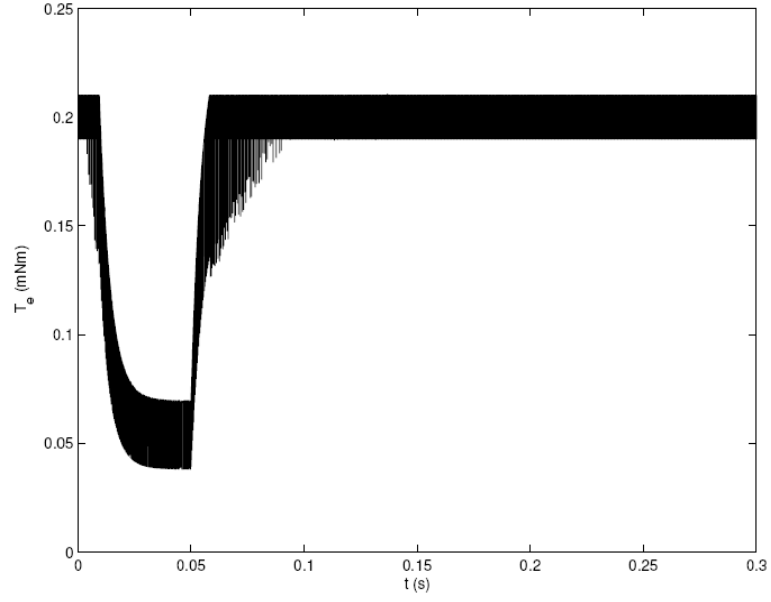
$$I_{ref} = \frac{T_{ref}}{k_t} \quad (III.1)$$

Histerisiz bant kontrolü Şekil III.1 de gösterildiği gibi bir geçiş bloğu ile uygulamak kolaydır. Histerisiz bandın alt ve üst limitler referans akıma yakındır. Akım üst sınıra ulaştığında röle bloğu çıkışı inverter için sinyalleri kesmeyi sağlayan kontrol bloğuna yüksek bir sinyal üretir. Akım alt sınıra ulaştığında röle bloğu çıkışı, inverter için sinyalleri kesmeyi sağlayan kontrol bloğunu durduran düşük bir sinyal üretir.

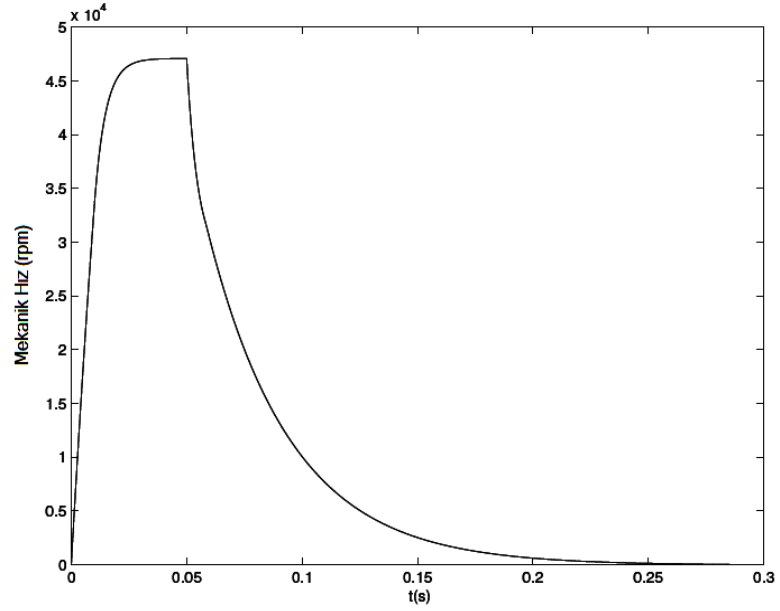


Şekil III.1 Histerisiz Moment Kontrol Sistemi

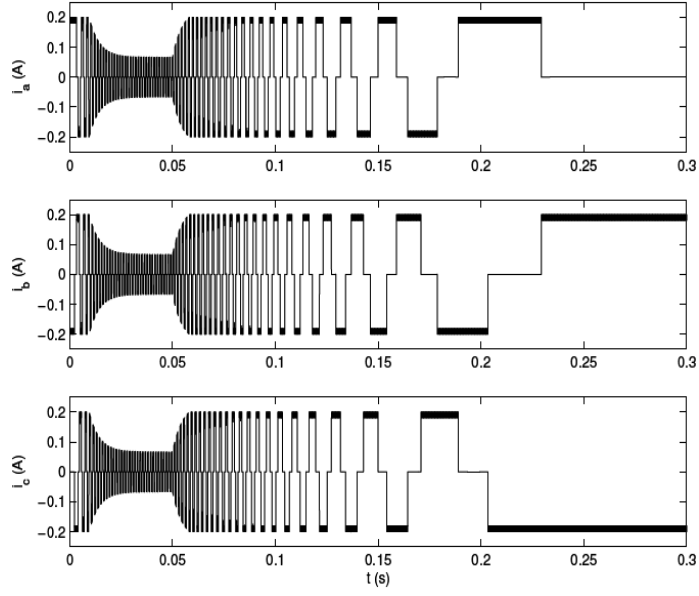
Şekil III.2 Elektriksel moment referans değeri 0,2 mNm olduğunda ve yük momenti referans değerinde 0.05s uygulandığını gösterir. Moment kontrolsüz, elektrik moment 0,5 mNm'den başlayacaktır ama histerisiz bandın üst sınırı üzerine çıkmaz. Burada histerisiz bant genişliği referans değerinin % 10'dur. Yük momenti uygulandığında elektriksel moment aynı kalır bu nedenle hız Şekil III.3 gösterildiği gibi sıfıra düşer. Bu durumda komitasyon dalgacıklarında artık bir sorun vardır. Bu kontrol stratejisi tarafından üretilen dalgacıkların özellikle histerisiz bant genişliğinde çok daha büyük bir etkisi vardır. Şekil III.4 Faz akımlarını gösterir.



Şekil III.2 Histerezis Moment Kontrolünde Yük Adımına Göre Elektriksel Moment



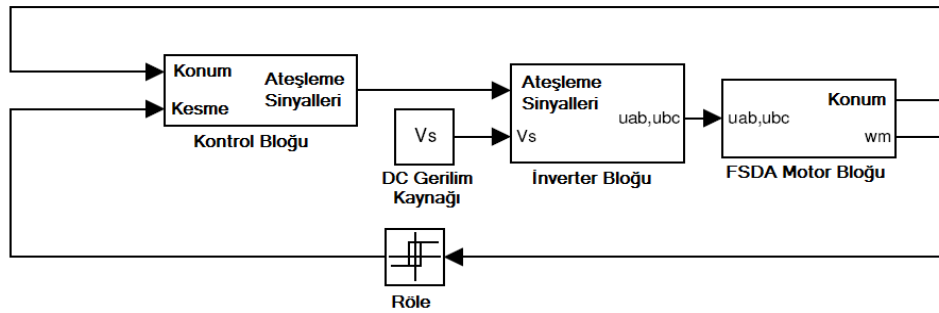
Şekil III.3 Histerezis Moment Kontrolünde Yük Adımına Göre Rotor Hızı



Şekil III.4 Histeresis Moment Kontrolünde Yük Adımına Göre Faz Akımları

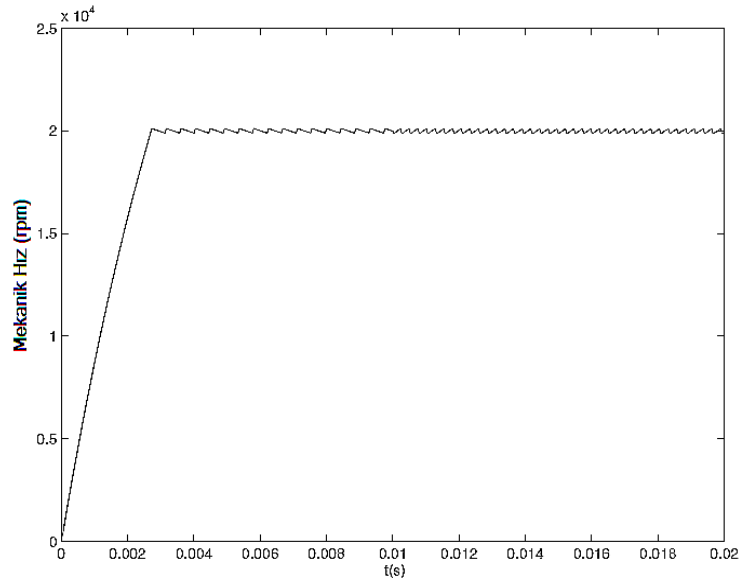
III.1.2 Hız Kontrol

Şekil III.5 Histerisiz hız kontrol ile FSDAM motoru gösterir. Moment kontrol prensip şeması önceki bölümde açıklanan şemaya benzer. Burada röle bloğu rotor hızı geçişi için beslenir. Bu durumda röle bloğunun alt ve üst limitleri referans hız değeri, histeresis bant genişliğinin yarısıdır. Şimdi histeresis bant genişliği referans hızın % 1'dir. Konum sinyali rotor hızını hesaplamak için kullanılabilir ama rotor hızı ve sonra pozisyon sinyali hesaplamak için pozisyon sinyalinden hızını hesaplamak gereksiz bir hesaplama olacaktır. Hız ve pozisyon kontrolü uygulandığında yüksek çözünürlüklü konum sensörleri kullanılır.

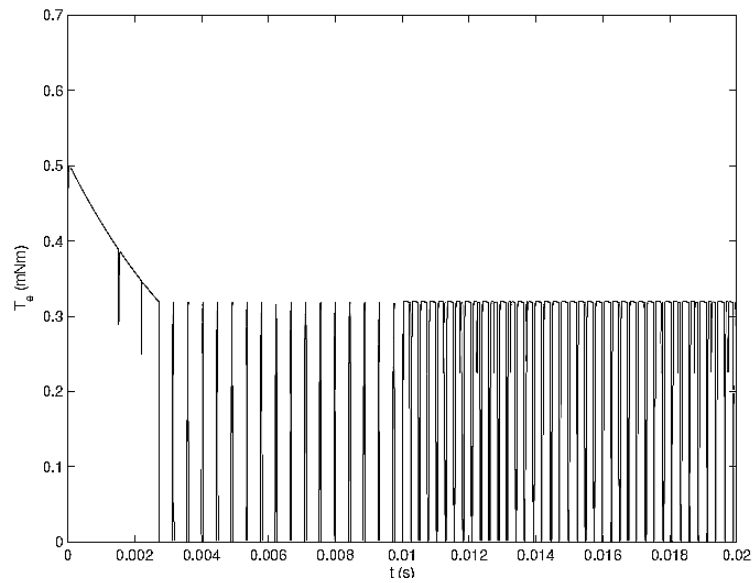


Şekil III.5: Histeresis Hız Kontrol Sistemi

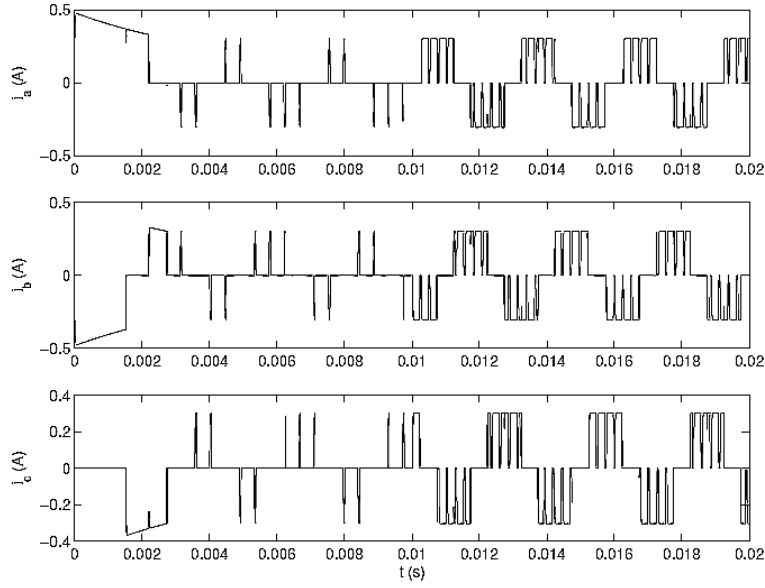
Şekil III.6, 0.01sn yük momenti uygulandığında rotor hızını gösterilmektedir. Referans hızı 20.000 rpm'dir ve yükün büyüklüğü maksimumdur sürekli yüke (0,23 mNm) izin verilmektedir. Şekilde görüldüğü gibi hız dalgalanmasının frekansı yük adımından sonra artar. Bu frekans değişikliği ilerideki sayfalarda araştırılacaktır. Ancak hız, referans değeri etrafında histerezis bant içinde kalır. Moment dalgalanmaları güçlüdür ve kısa bir süre için tamamıyla moment sıfıra gider. Elektriksel moment orantılıdır ve aynı frekans içeriğine sahiptir. Şekil III.8 Faz akımlarını gösterir.



Şekil III.6 Histerezis Hız Kontrolde Yük Adımına Göre Rotor Hızı



Şekil III.7 Histerezis Hız Kontrolünde Yük Adımına Göre Elektriksel Moment



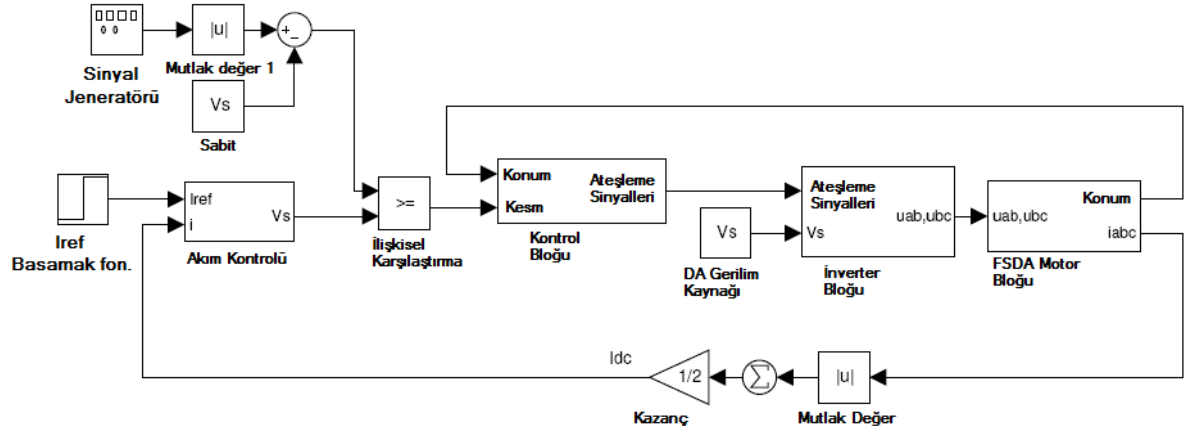
Şekil III.8 Histerezis Hız Kontrolünde Yük Adımına Göre Faz Akımları

III.2 PWM KONTROL

Pwm kontrolünde motor, zaman zaman yüksek bir oranda döner. Kıyıcı frekansı sabittir ama görev döngüsü kontrol hata uzunluğuna bağlıdır. Aslında frekans sabittir akustik ve elektromanyetik gürültü daha kolay filtreleme yapılır. Anahtarlama frekansı genellikle 20-50 kHz dir ve burada başlangıçta motorları oldukça yüksek hızda çalıştırabiliriz, frekansı 50 kHz olarak seçilmiştir.

III.2.1 Moment Kontrol

Akım kontrol stratejisi bölümünün ilerleyen kısmında kısaca açıklanmıştır[26]. Burada aynı akım algılama yöntemi kullanılır yani tek akım denetleyicisi kullanılır. Şekil III.9 Kontrol sistemini gösterir. Faz akımları DA-hat akımı eşdeğeri dönüştürülür. Bu değer bölüm III.1.1'de olduğu gibi moment referansından hesaplanan bir referans değerinden çıkarılır. Hata akımı akım denetleyicisinden beslenir ve denetleyicinin çıkışı üçgen dağla şekli ile karşılaştırılır.



Şekil III.9 PWM Moment Kontrol Sistemi

Akım denetleyicisi PI denetleyicisidir ve tasarımı bir DA motor için sunulan bir akım denetleyicisine dayanmaktadır[6]. Akım için bir t_{re} yükselme zamanı seçerek tasarım çalıştırılır. α_e sabit olarak belirlenir.

$$\alpha_{elk} = \frac{\ln 9}{t_{re}} \quad (III.2)$$

Kontrol parametreleri aşağıdaki gibidir,

$$k_p = \alpha_e \cdot L \quad (III.3)$$

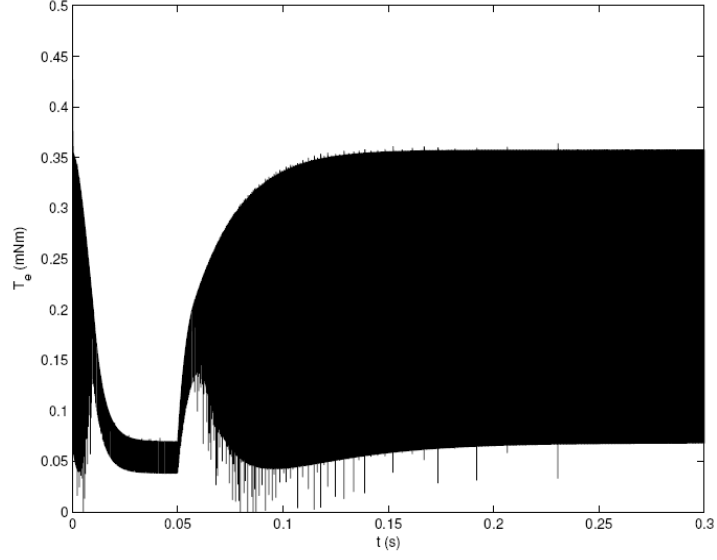
$$k_i = \alpha_e \cdot R \quad (III.4)$$

Seçilen 0,1 ms artış süresi de kazançlar,

$$k_p = 2.00 \cdot 10^3$$

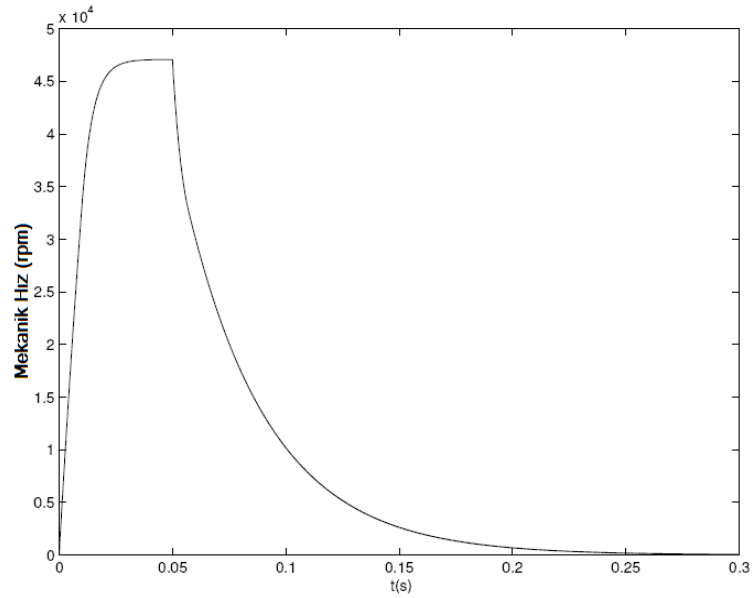
$$k_i = 2.75 \cdot 10^5$$

Ayrıca denetleyici inverteri korumak için hesaplama kullanılır (bkz [6]). Blok gerilim doyması $\pm 6V$ kabul edilmiştir. Şekil III.10'da elektriksel momenti göstermektedir. Referans moment ve yük adımı hala 0,2 mNm'dir. Ama moment dalgalanması histerezis kontrolünden daha büyüktür. Bunun nedeni, elektrik dinamiklerin çok hızlı anahtarlama frekansı ile karşılaştırılmasıdır.

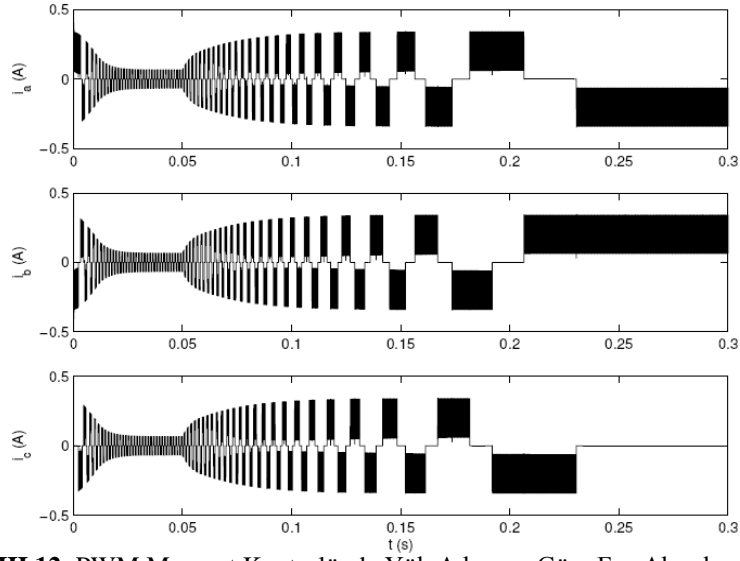


Şekil III.10 PWM Moment Kontrolünde Yük Adımına Göre Elektriksel Moment

Kıyıcı çentikleri PWM düzeneğinde çok derin. Daha yüksek anahtarlama frekansı dolayısıyla mevcut yumuşak moment daha az varyasyon üretecektir. Rotor hızı şekil III.11 gösterilmektedir ve histerezis kontrol düzeneğinde hız olarak aynı eğriyi izler.



Şekil III.11: PWM Moment Kontrolünde Yük Adımın Göre Rotor Hızı



Şekil III.12: PWM Moment Kontrolünde Yük Adımına Göre Faz Akımları

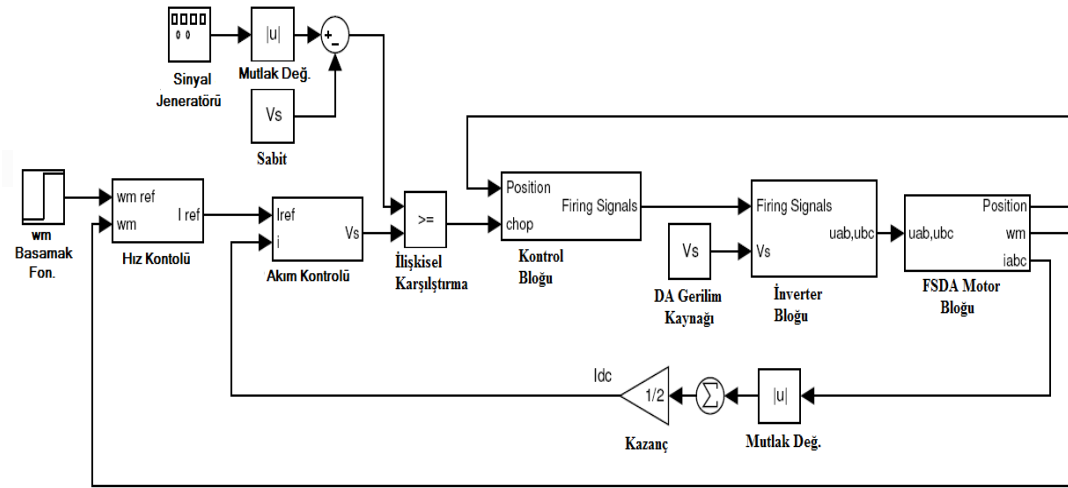
III.2.2 Hız Kontrolü

PWM hız kontrol sistemi Şekil III.13'de gösterilmiştir. Rotor hızı Şekil III.11'de gösterilmektedir ve histerezis kontrol düzeneğinde aynı hız eğrisini izlemektedir. Akım denetleyici gibidir sadece, bir PI hız denetleyicisi eklenmiştir. Hız kontrol parametreleri, akım denetleyicisi parametrelerine benzer bir mantık kullanarak türetilmiştir[6]. Parametreler,

$$k_p = \alpha_\omega \cdot J \quad (III.5)$$

$$k_i = \alpha_\omega \cdot k_f \quad (III.6)$$

olarak hesaplanır ve istenen hız artış zamanı α_ω 'e bağlıdır. Burada α_ω 'nin üç değeri denenecek. İlk değeri hızlı akım kontrolü olarak hız kontrolü yapar, ikincisi yüz kat yavaşlatır, son değerle on kat yavaşlatır.



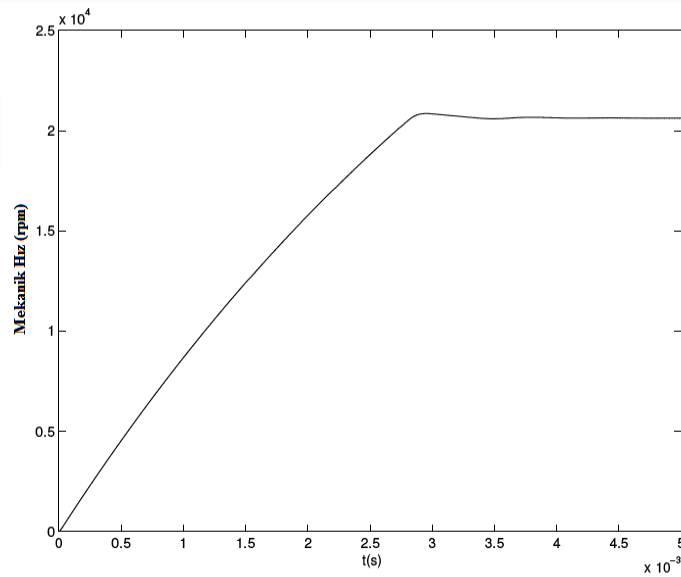
Şekil III.13 PWM Hız Kontrol Sistemi

$\alpha_\omega = \alpha_e$ ayarlandığında aşağıdaki parametreleri verir:

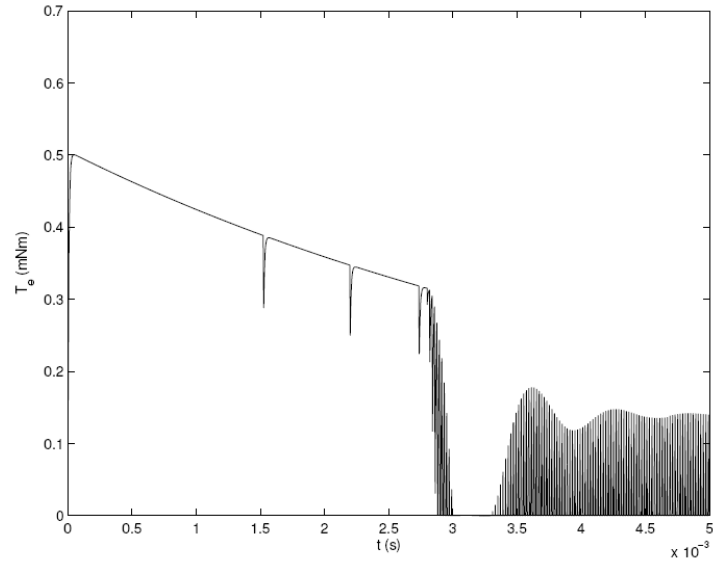
$$k_p = 1.10.10^{-5}$$

$$k_i = 3.03.10^{-3}$$

Referans hız eskisi gibi 20.000 rpm dir. Şekil III.14'de bu kontrol parametrelerinin bazı kararlı hal hatasını oluşturduğunu gösterir. Şekil IV.15 ve IV.16'da elektriksel moment ve faz akımlarını göstermektedir. PWM kullanım oranı % 100'dür,hız referans değerine kadar ulaşır. Faz akımları bu kararlı duruma ulaşmak için sadece bir rotor devri aldığıını gösteriyor.

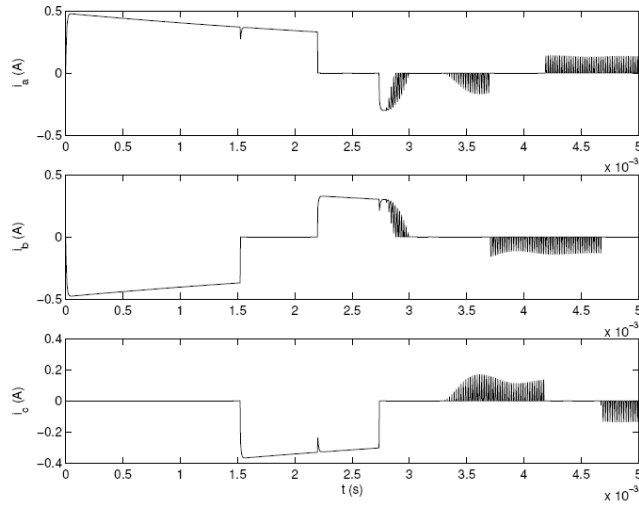


Şekil III.14 PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Rotor Hızı ($\alpha_\omega = \alpha_e$)



Şekil III.15 PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Elektriksel Moment ($\alpha_\omega = \alpha_e$)

$$k_p = 1.10.10^{-7}$$



Şekil III.16 PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Faz Akımları ($\alpha_\omega = \alpha_e$)

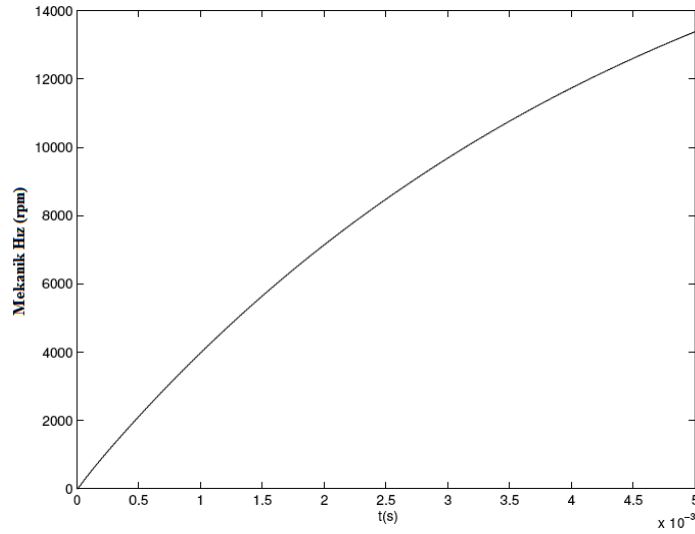
$$k_i = 3.03.10^{-6}$$

Burada hiçbir aşma yoktur ama kararlı durum hatası kalır. Hız artışını yavaşlatmak amacı ile Şekil III.18 ve Şekil III.19’da gösterildiği gibi PWM işlemi sağ baştan başlar. $\alpha_\omega = \alpha_e$ çok hızlı ve $\alpha_\omega = 0.01\alpha_e$ yavaş, bu yüzden $\alpha_\omega = 0.1\alpha_e$ uzlaşma bir değer olarak kullanılır. Kullanılan kontrol parametreleri;

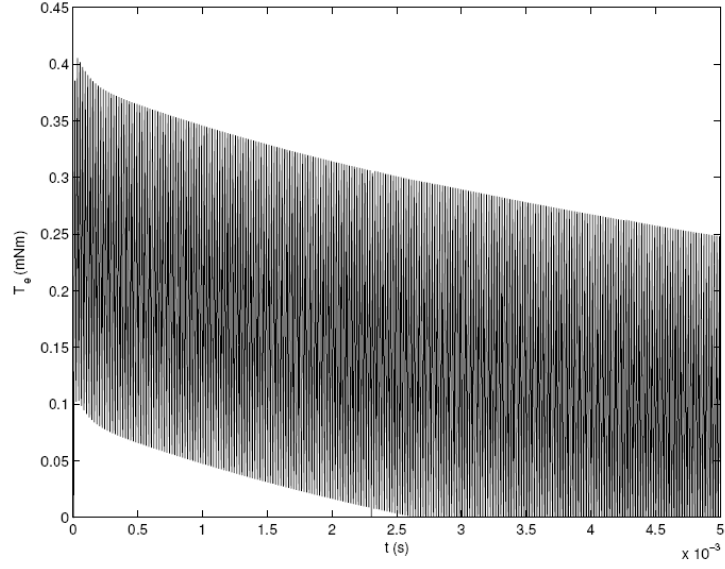
$$k_p = 1.10.10^{-6}$$

$$k_i = 3.03.10^{-6}$$

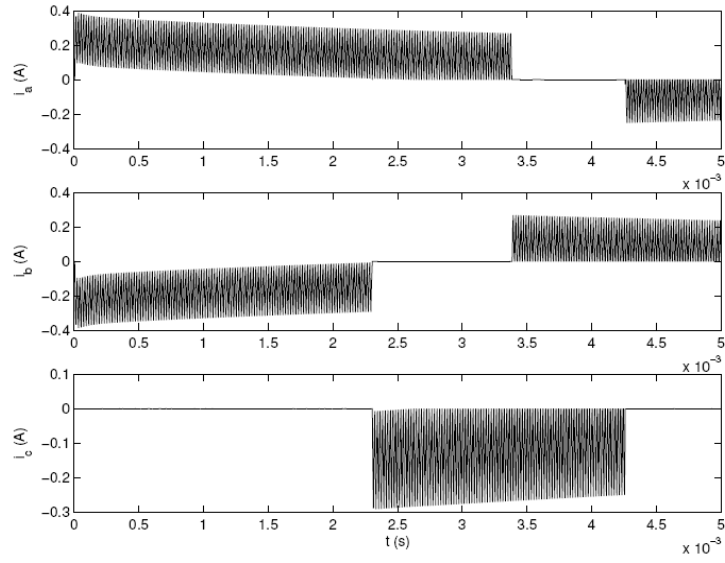
Şekil III.20’de bu parametrelerin daha iyi sonuç verdiğini gösterir. Hiçbir aşma yok gibi görünüyor ama küçük bir kararlı durum hatası vardır. Daha uzun bir simülasyon zamanı kullanma küçük bir aşım ortaya çıkarır ve kararlı durum hatası şekil III.20’de görünenden daha küçük olur. Şekil III.21 ve Şekil III.22’de sırasıyla elektriksel moment ve faz akımlarını gösterir. Şekil III.23’de bu motora uygulanabilecek maksimum sürekli yükü 0,23 mNm’de büyük bir yük adımına sistemin nasıl bir tepkisi olacağını gösterir. Hızın düşmesi önemlidir.



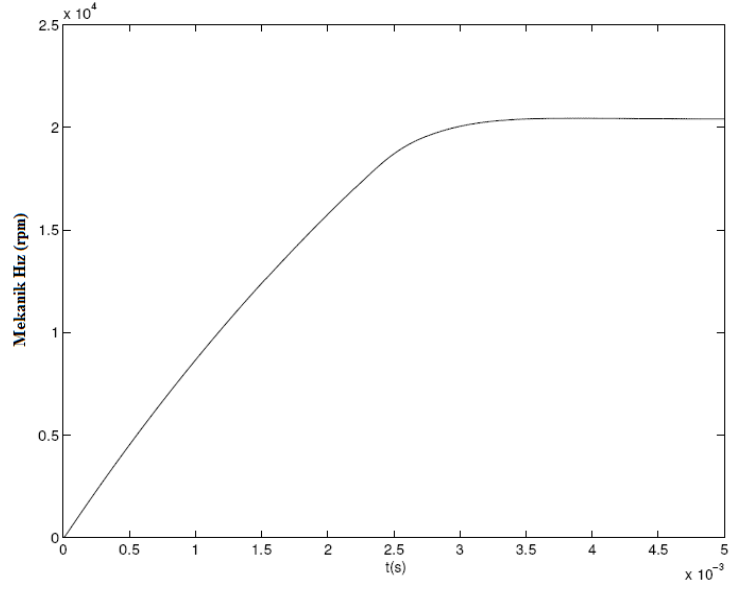
Şekil III.17: PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Rotor Hızı ($\alpha_\omega = 0.01\alpha_e$)



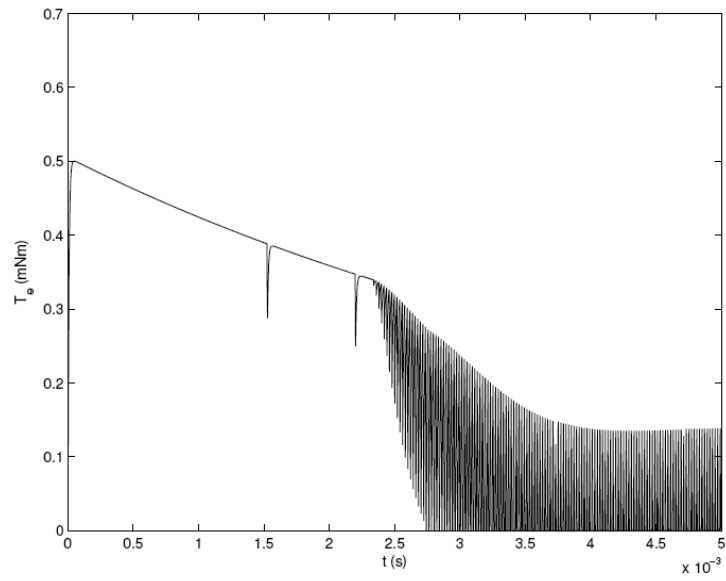
Şekil III.18 PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Elektriksel Moment ($\alpha_\omega = 0.01\alpha_e$)



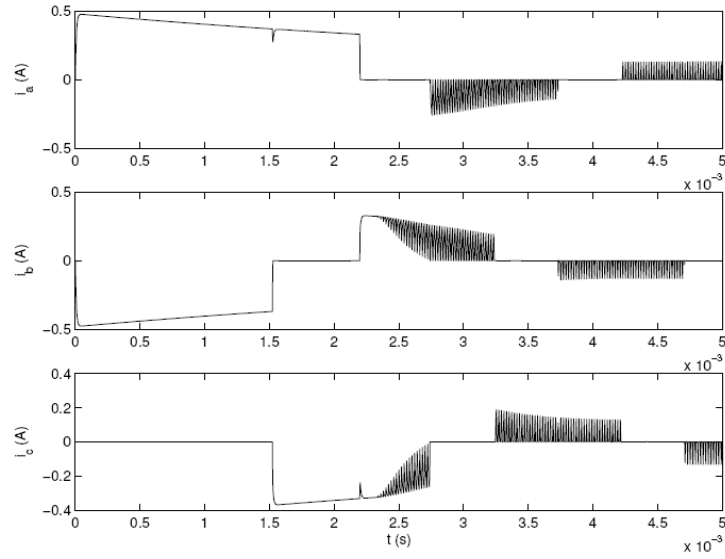
Şekil III.19 PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Faz Akımları ($\alpha_\omega = 0.01\alpha_e$)



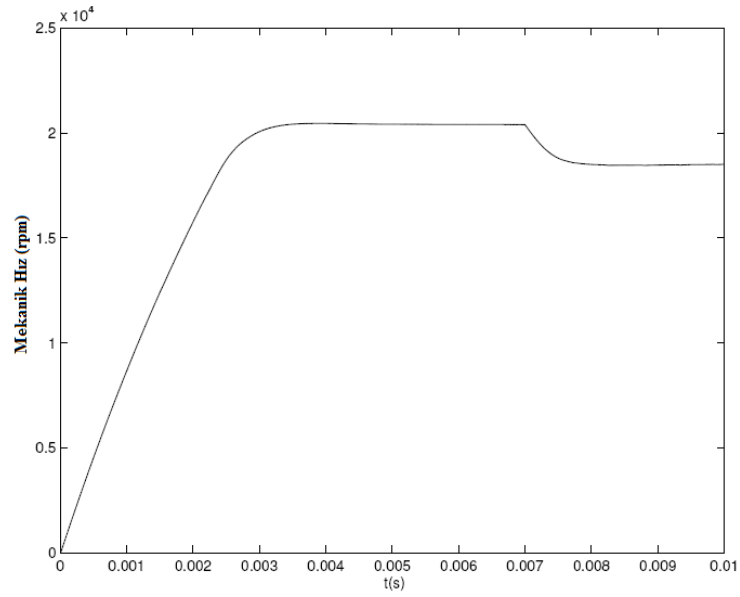
Şekil III.20 PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Rotor Hızı ($\alpha_\omega = 0.1\alpha_e$)



Şekil III.21 PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Elektriksel Moment ($\alpha_\omega = 0.1\alpha_e$)



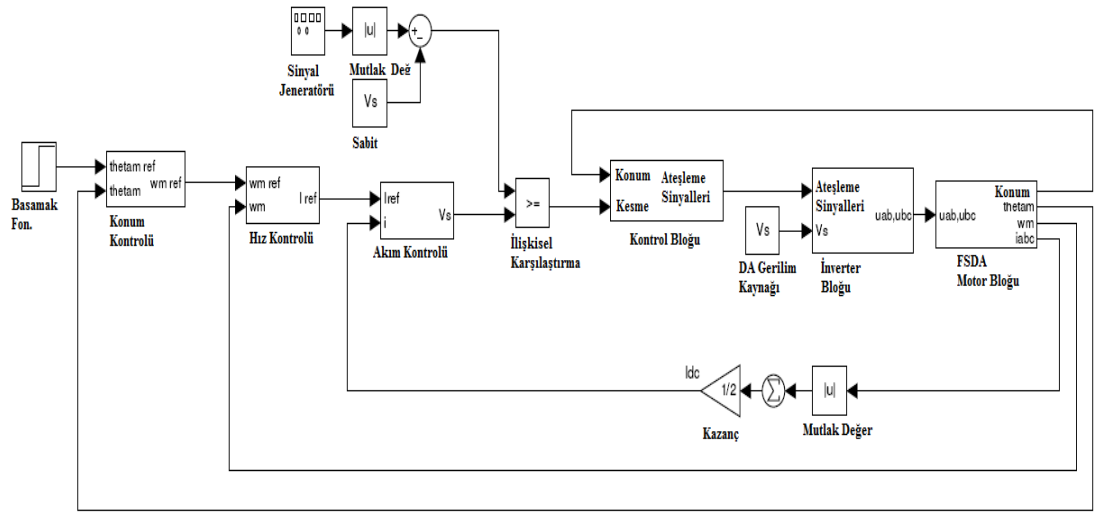
Şekil III.22 PWM Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Faz Akımları ($\alpha_\omega = 0.1\alpha_e$)



Şekil III.23 PWM Hız Kontrolünde Tam Yükte Rotor Hızı ($\alpha_\omega = 0.1\alpha_e$)

III.2.3 Konum Kontrol

Konum kontrolörü olarak başka bir PI denetleyicisi şekil III.24 de gösterilir. Denetleyicisi çok hızlı olamaz çünkü eğer bir aşma olursa referans açığa daha yakın olmanın tek yolu rotor hızını tersine çevirmek olacaktır. Bu fırçasız motor modeli ters hızı desteklemez. Kontroler bu nedenle yavaş bir ileri gitmeyi önlemek için yapılır.



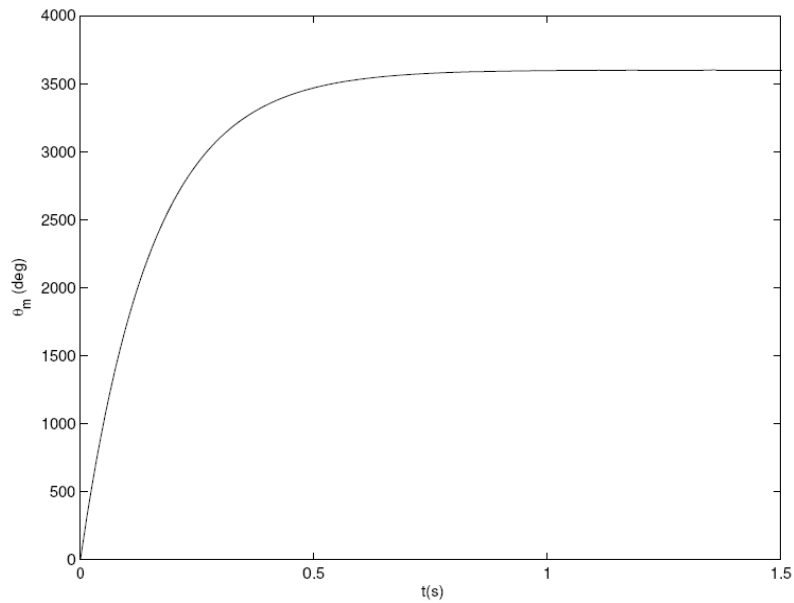
Şekil III.24 PWM Konum Kontrol Sistemi

Kullanılan kontrol parametreleri burada deneme yanılma yöntemiyle elde edildi.

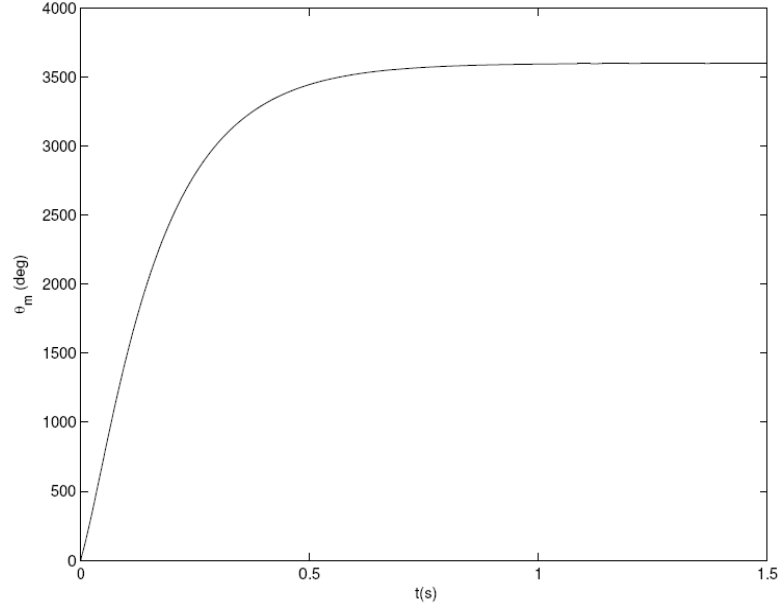
$$k_p = 6.59 \text{ ve } k_i = 9.10.10^{-8}$$

Değerleri kullanıldığında en iyi sonuçlar elde edildi.

Şekil III.25 yüksüz çalışmada rotor açısını gösterir. Referans açı 360° 'dir. Hata sadece ölçümün bir kısmındadır. Şekil III.26 başlangıçta maksimum sürekli yük (0.23 mNm) uygulandığında aynı şeyi gösterir. Sonuçlar hemen hemen aynıdır.



Şekil III.25 PWM Konum Kontrolünde Yüksüz Durumda Rotor Açısı



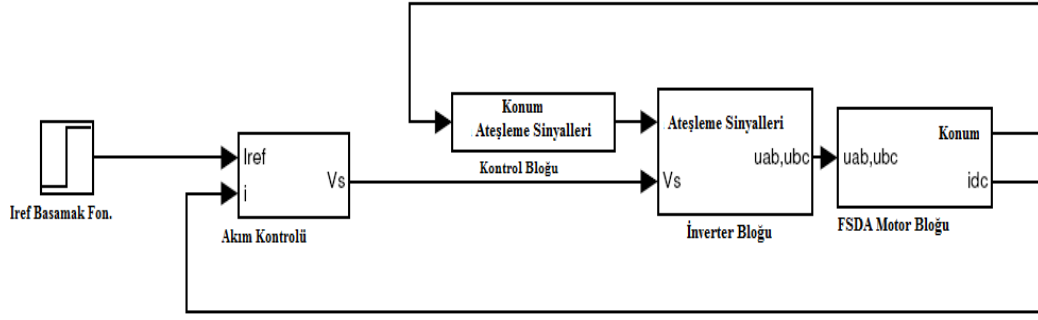
Şekil III.26 PWM Konum Kontrolünde Tam Yükte Rotor Açısı

III.3 AYARLI DA-HAT GERİLİM KONTROLÜ

Kullanılan ayarlı bir DA gerilim kaynağı gerilim kontrolü için daha önce tartışılan iki yöntem göre bazı avantajları vardır. Doğrusal güç kademesi darbeleri bir güç kademesi (PWM) daha ucuza mal olur ama kayıplar, alçak gerilim ve yüksek akımda yüksek olabilir[12]. Fakat yüksek hızda doğrusal bir güç kademesi anahtarlama kayıplarında en iyi alternatif olabilir, darbeleri güç kademesinde komitasyon gecikmesi önemli hale gelir[13].

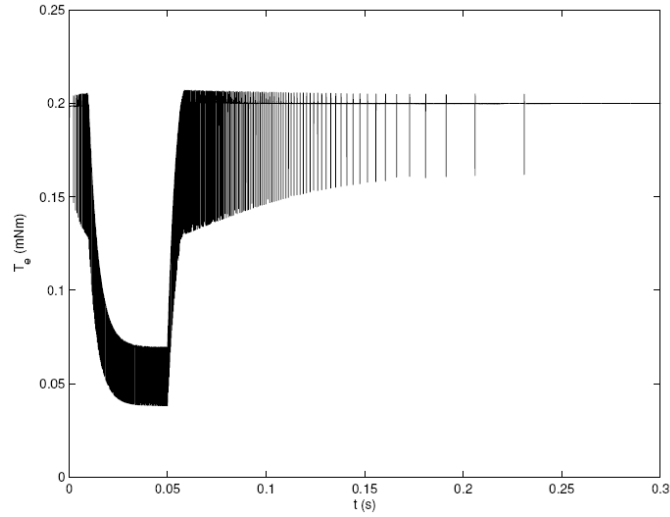
III.3.1 Moment Kontrol

Burada kullanılan moment kontrol tek bir çıkış gerilimi 0 ile 6V sınırlıdır PWM kontrolü için kullanılan gibi. PI sabitleri ve referans moment aynıdır. Şekil IV.27 tüm sistemi gösterir.

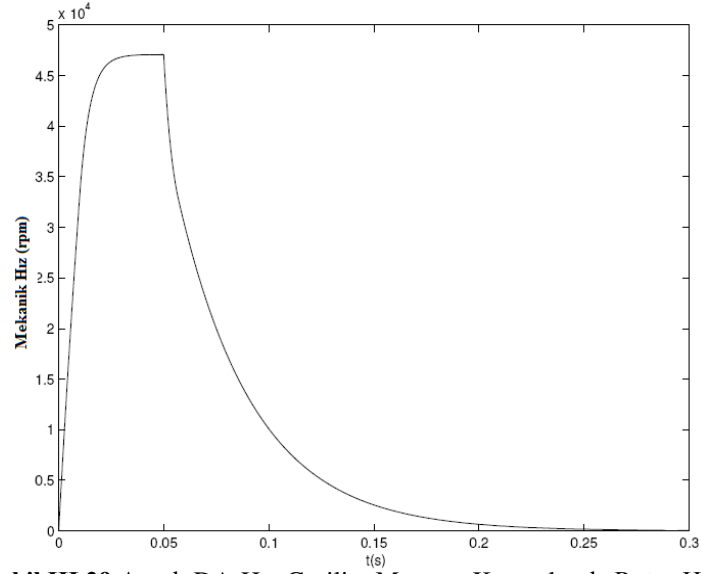


Şekil III.27 Ayarlı DA-Hat Gerilim Moment Kontrol Sistemi

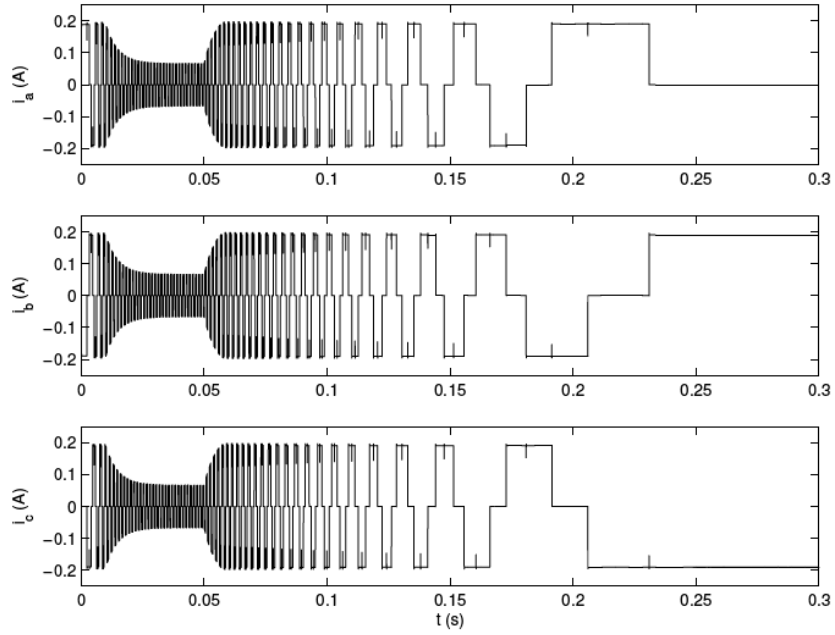
Şekil III.28’de elektriksel moment gösterilmiştir. Şu anda sadece komitasyon anında düzgün olmayan moment meydana gelir. Dalgalanmalar oldukça büyüktür ama histerezis bant ve PWM kontrol düzeneklerindeki gibi çok dar ve sık değildir. Şekil IV.29 ve Şekil IV.30’da sırasıyla rotor hızı ve faz akımlarını göstermektedir.



Şekil III.28 Ayarlı DA-hat Gerilim Moment Kontrolünde Elektriksel Moment



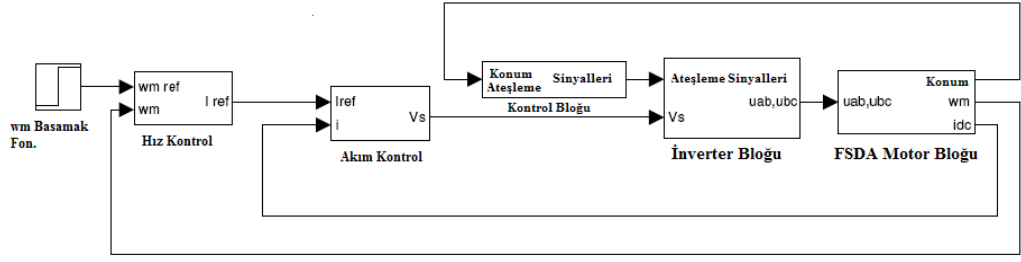
Şekil III.29 Ayarlı DA-Hat Gerilim Moment Kontrolünde Rotor Hızı



Şekil III.30 Ayarlı DA-Hat Gerilim Moment Kontrolünde Faz Akımları

III.3.2 Hız Kontrol

Burada kullanılan Hız kontrol PWM hız kontrolü için kullanılan denetleyici aynı değildir. Şekil III.31 tüm sistemi göstermektedir. Referans hızı hala 20.000 rpm ve a PI'daki sabitler kullanılır.



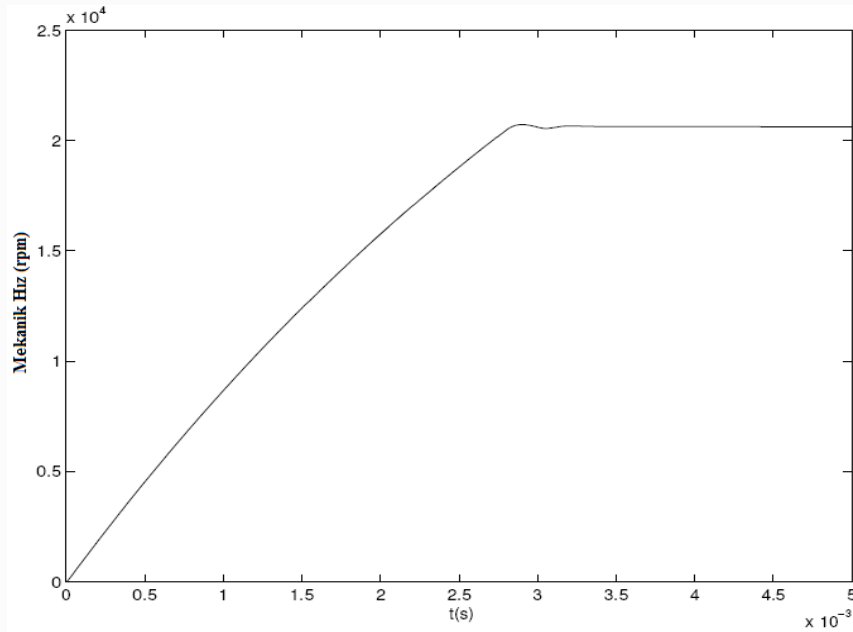
Şekil III.31 Ayarlı DA-Hat Gerilim Hız Kontrol Sistemi

Denetleyici de çok hızlı küçük bir aşma oluşmaktadır. Elektriksel Momentin kısa bir süre için eksi değerde olduğu unutulmamalıdır. Bu kezde uygulanan faz-faz gerilimi zıt EMK'dan daha düşük olur ve diyotlar üzerinden gerilim kaynağına serbest akım akmaya başlar.

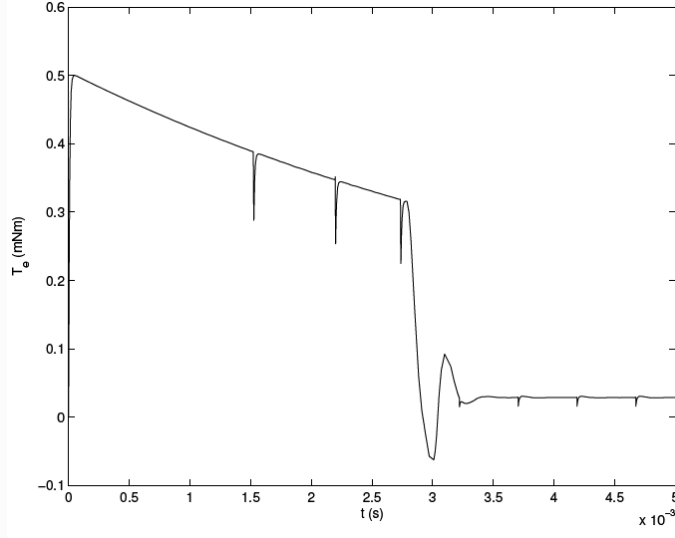
Şekil III.35, Şekil III.36 ve Şekil III.37 aynı eğrileri gösterir. Kontrol çok yavaş yapılır ($\alpha_\omega = 0.01\alpha_e$). Sonuçlar PWM kontrolü ile aynıdır, moment çok düzgündür.

Şekil III.38, Şekil III.39 ve Şekil III.40 daha hızlı yapılan kontrol sonuçlarını gösterir ($\alpha_\omega = 0.1\alpha_e$). Sonuçlar PWM kontrol metodunun sonuçlarına benzer.

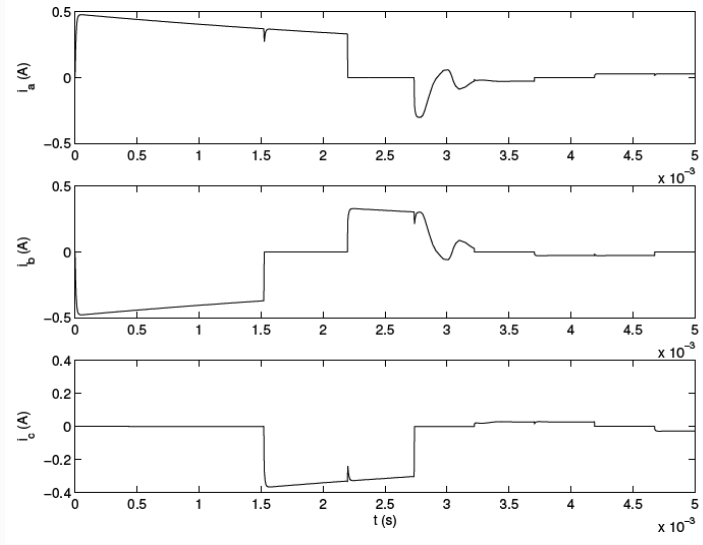
Şekil III.41 ve Şekil III.42 büyük bir yük adımına karşı nasıl bir kontrol tepkisi verdiğini göstermektedirler. (Maksimum sürekli yük, 0,23 mNm). Hızda azalma PWM kontrolöründe olduğu gibi önemlidir.



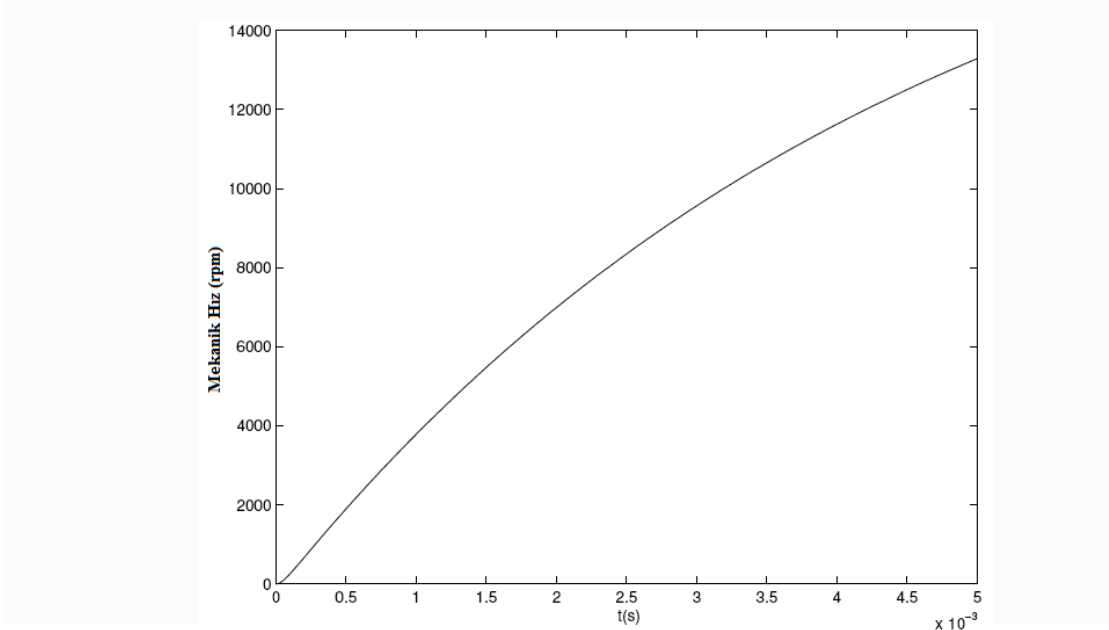
Şekil III.32 Ayarlı DA-Hat Gerilim Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Rotor Hızı ($\alpha_\omega = \alpha_e$)



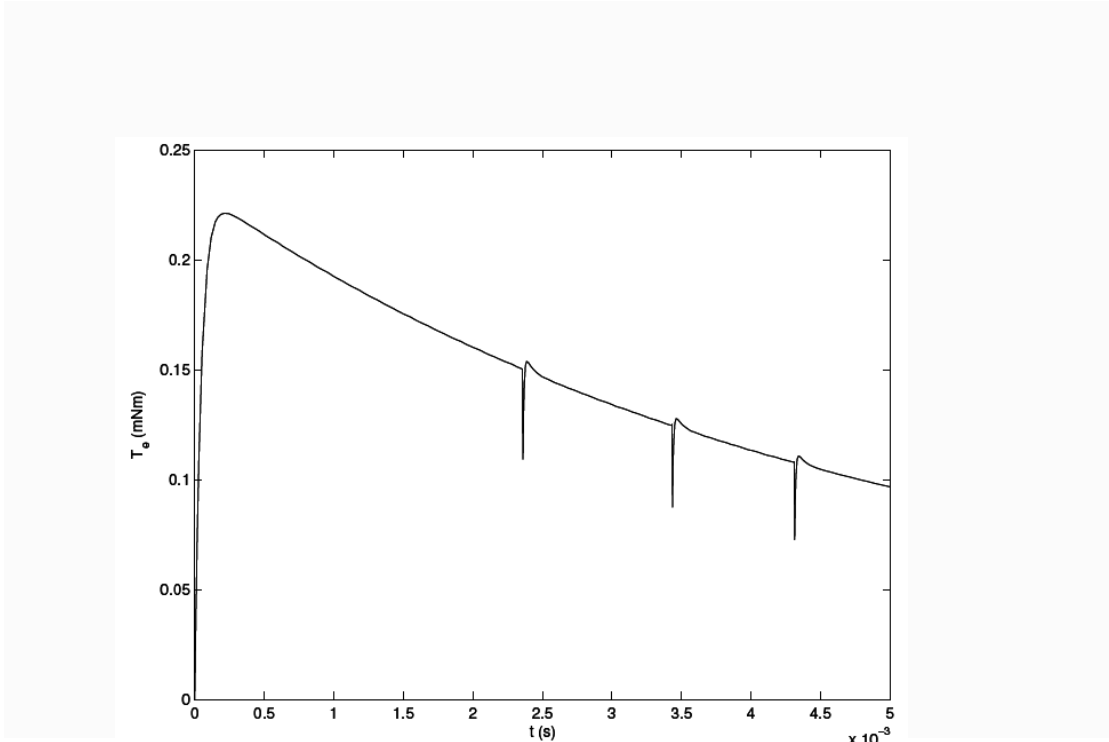
Şekil III.33 Ayarlı DA-hat Gerilim Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Elektriksel Moment ($\alpha_o = \alpha_e$)



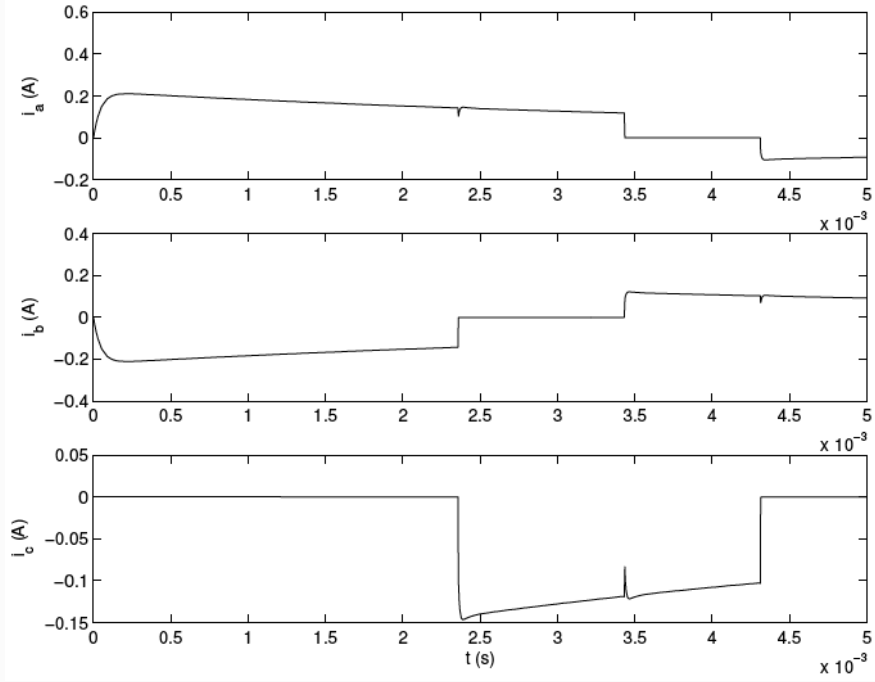
Şekil III.34 Ayarlı DA-Hat Gerilim Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Faz Akımları ($\alpha_o = \alpha_e$)



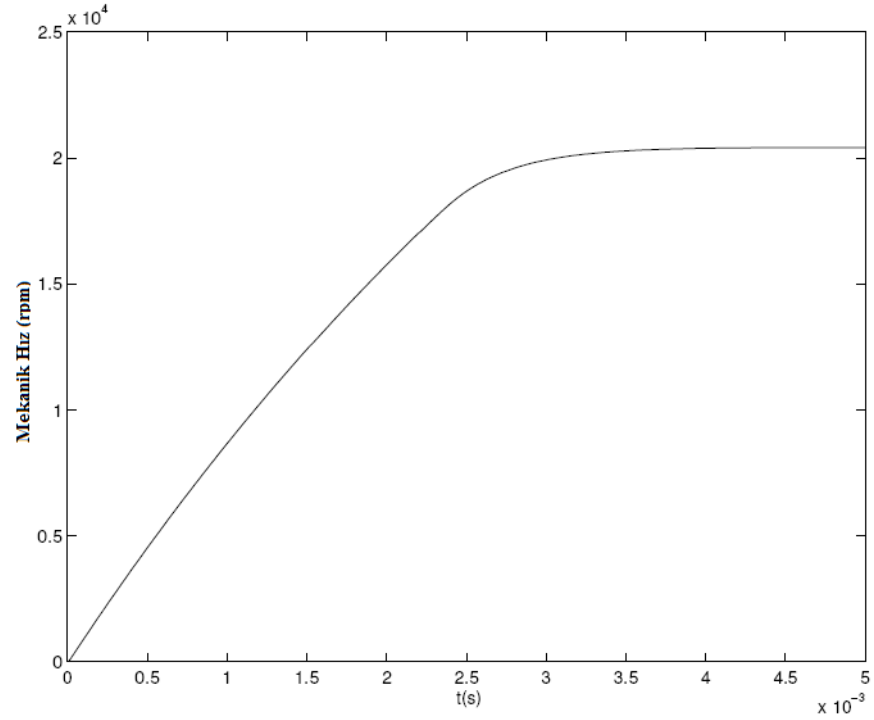
Şekil III.35 Ayarlı DA-Hat Gerilim Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Rotor Hızı ($\alpha_\omega = 0.01\alpha_e$)



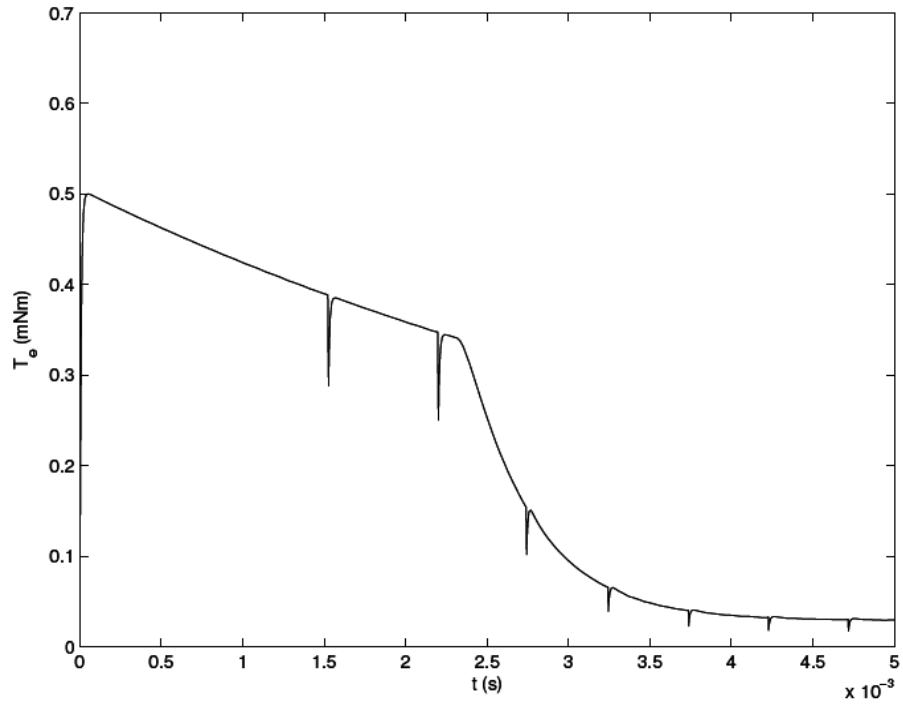
Şekil III.36 Ayarlı DA-Hat Gerilim Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Elektriksel Moment ($\alpha_\omega = 0.01\alpha_e$)



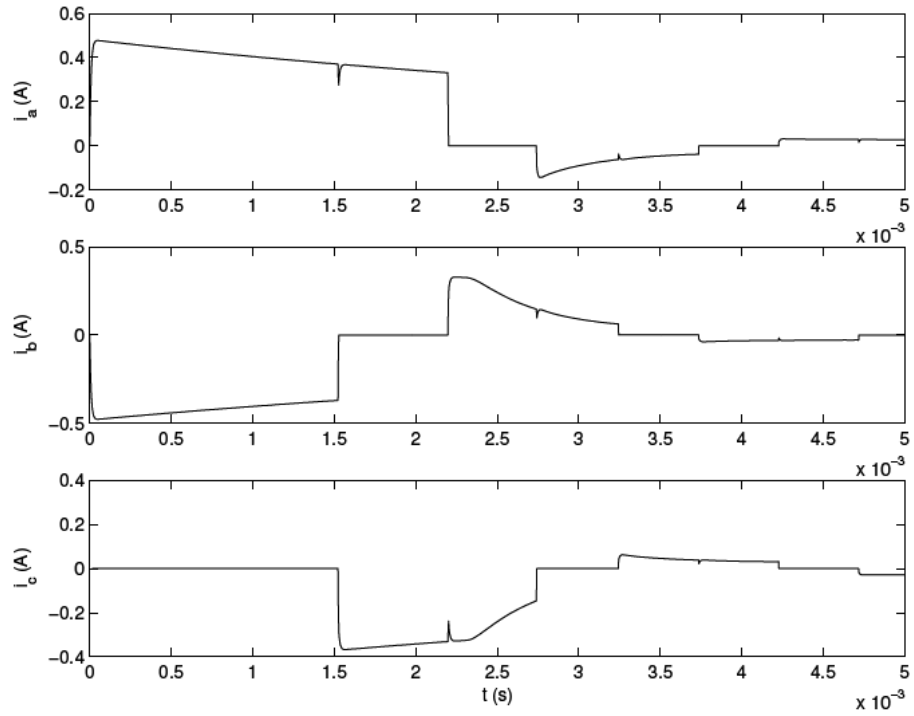
Şekil III.37 Ayarlı DA-Hat Gerilim Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Faz Akımları ($\alpha_\omega = 0.01\alpha_e$)



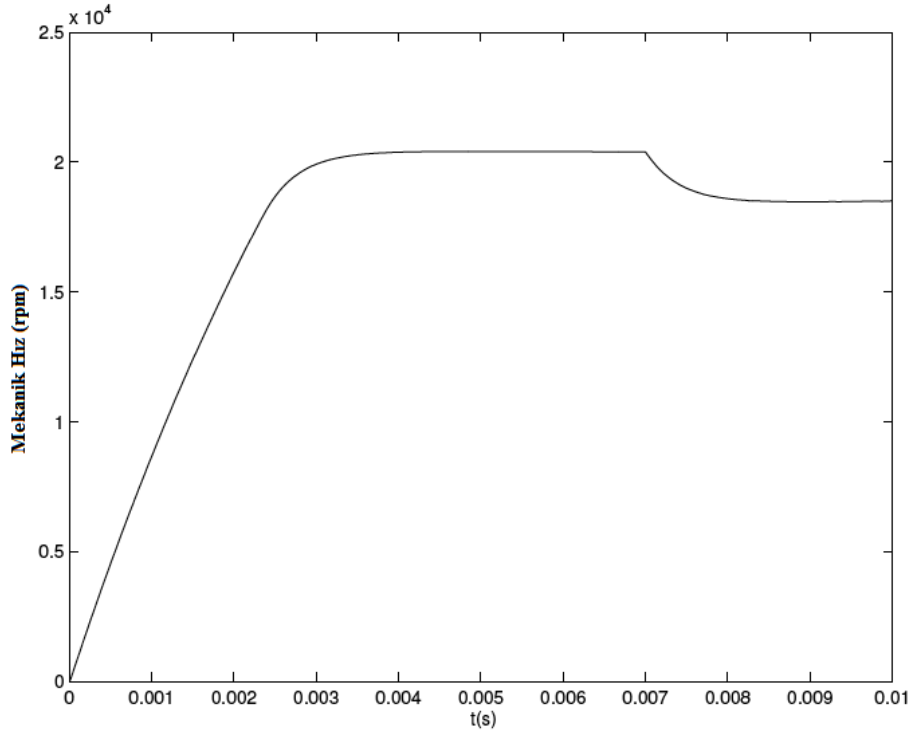
Şekil III.38 Ayarlı DA-Hat Gerilim Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Rotor Hızı ($\alpha_\omega = 0.01\alpha_e$)



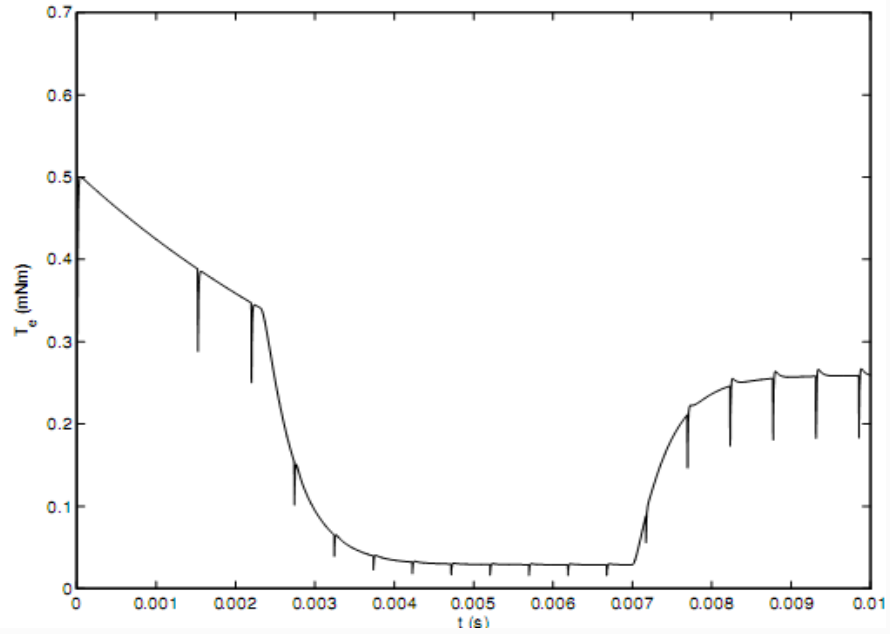
Şekil III.39 Ayarlı DA-Hat Gerilim Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Elektriksel Moment ($\alpha_\omega = 0.01\alpha_e$)



Şekil III.40 Ayarlı DA-Hat Gerilim Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Faz Akımları ($\alpha_\omega = 0.01\alpha_e$)



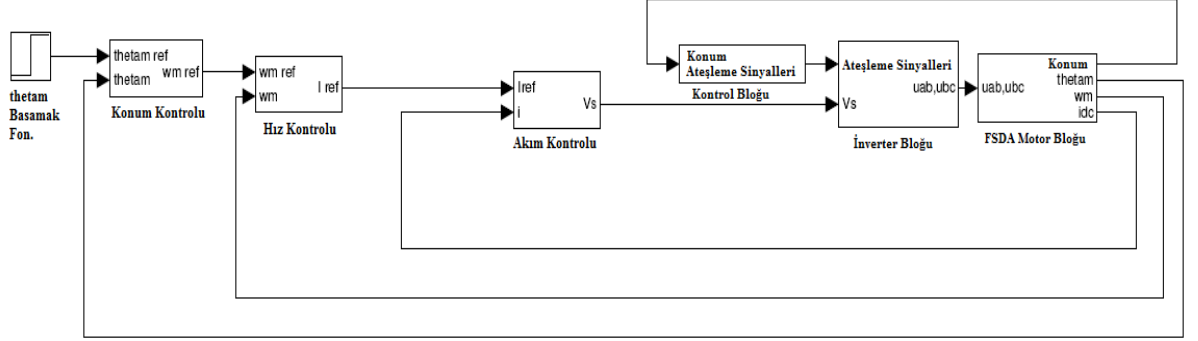
Şekil III.41: Ayarlı DA-Hat Gerilim Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Elektriksel Momenti ($\alpha_\omega = 0.01\alpha_e$)



Şekil III.42: Ayarlı DA-Hat Gerilim Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Elektriksel Momenti ($\alpha_\omega = 0.1\alpha_e$)

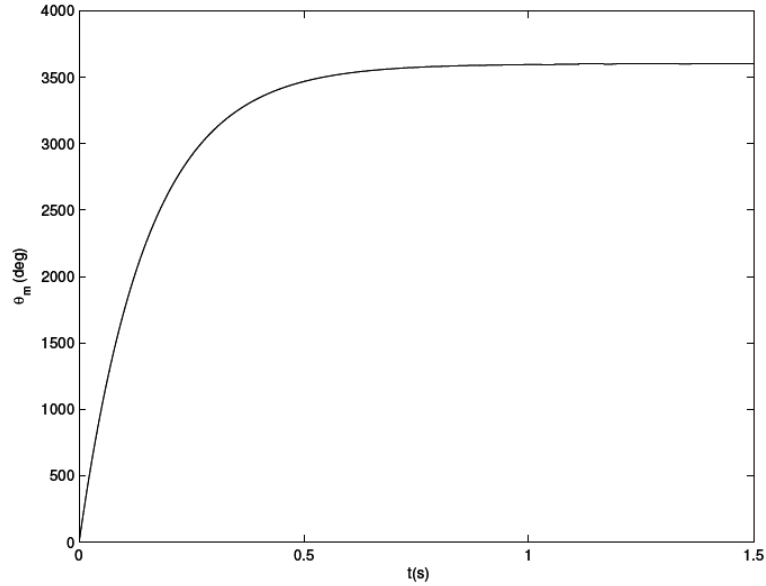
III.3.3 Konum Kontrol

Konum denetleyicisi PWM kontrolünde kullanılan ile aynıdır ve referans açısı yeniden 360° dir. Şekil V.43’de tüm sistemi gösterir.

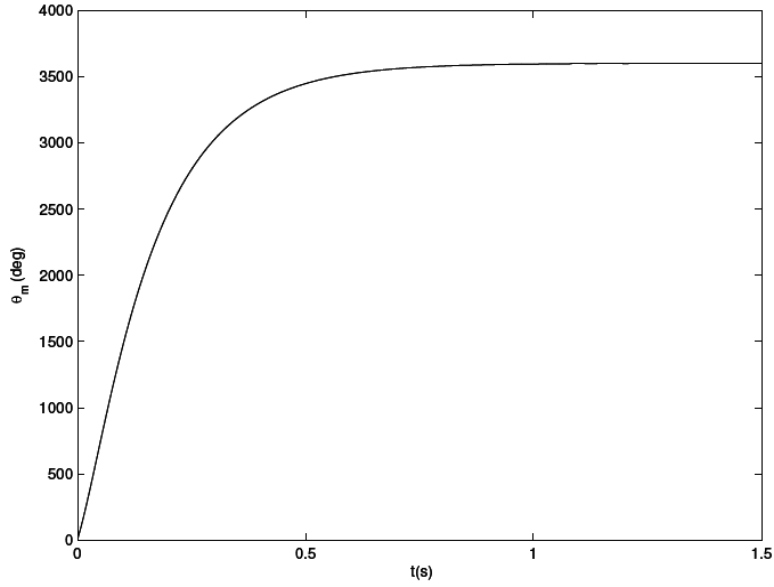


Şekil III.43 Ayarlı DA-hat Gerilim Konum Kontrol Sistemi

Denetleyici parametreleri önceki gibidir. Şekil III.44 ve Şekil III.45’de yüksüz ve maksimum yükte rotor açısını gösterir. İki eğri aynıdır ve hata kontrolü PWM kontrol bölümünde ihmal edilebilir düzeydedir. Aynen PWM kontrolünde olduğu gibi uygulanır; eğer bir aşma olursa, orada hatayı düzeltmenin bir yolu yoktur, Bundan dolayı uzlaşma, hızlı yanıt ve kesinliğinin arasında yapılmalıdır.



Şekil III.44 Ayarlı DA-Hat Gerilim Hız Kontrolünde Yüksüz Durumda Rotor Açısı



Şekil III.45: Ayarlı DA-Hat Gerilim Hız Kontrolünde Tam Yükte Rotor Açısı

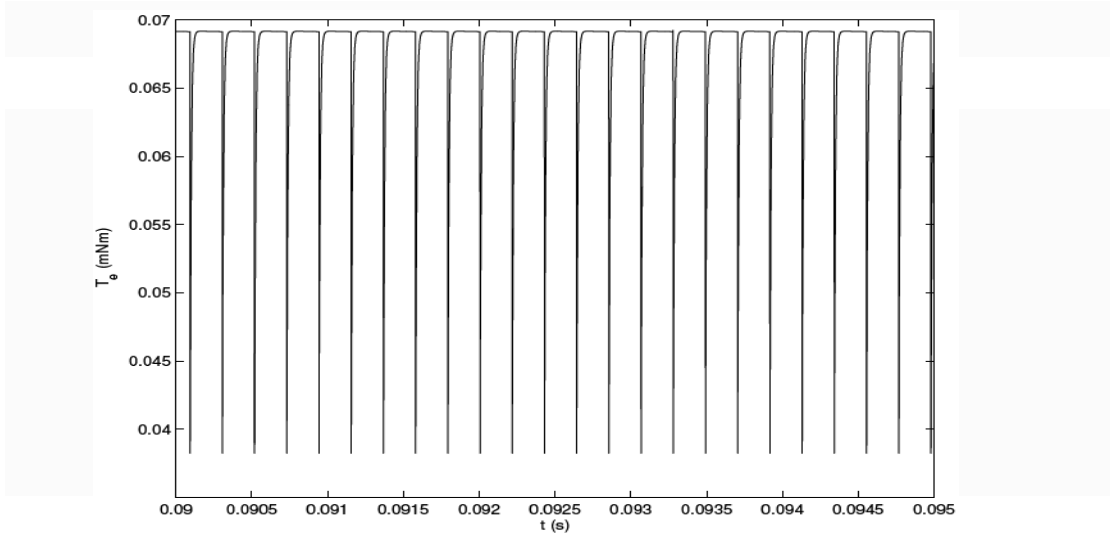
III.4 Frekans Analizi

III.4.1 Kontrolsüz Motor

Akımının frekans tayfı tüm elektrik sistemlerinde önemli bir faktördür. İstenmeyen frekans içeriği, diğer malzemede bozukluklar ve motorda kayıpları yaratabilir. Fırçasız motorlar tarafından çizilmiş DA akım kusursuz değildir. Akımında moment dalgalanmalarının nedeni olan dar çentikleri vardır. Her elektrik devri başına altı komitasyon vardır böylece komitasyon dalgalanması frekansını burada;

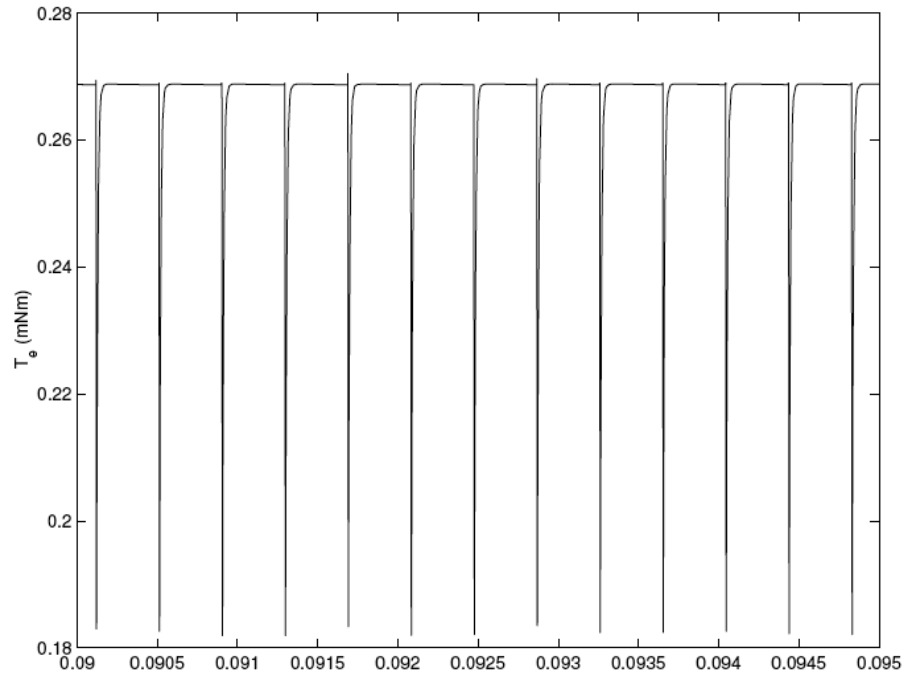
$$f_{kom} = \frac{p}{2} \cdot \frac{n}{10} \quad (III.7)$$

p kutup sayısı ve n rpm rotor hızı olduğunu türetmek kolaydır. Şekil III.46'de yüksüz hızda elektriksel momentin yakınlaştırılmış görüntüsü görülmektedir. (Yaklaşık 47.000 rpm.). Moment çentikler ve derinliği dar azami moment yaklaşık % 45 olduğunda. Çentiklerin derinliği yük arttıkça daha az olur. Şekil III.47'de Maksimum yük çentikleri azami momentin yaklaşık % 30'da ulaştığını göstermektedir.

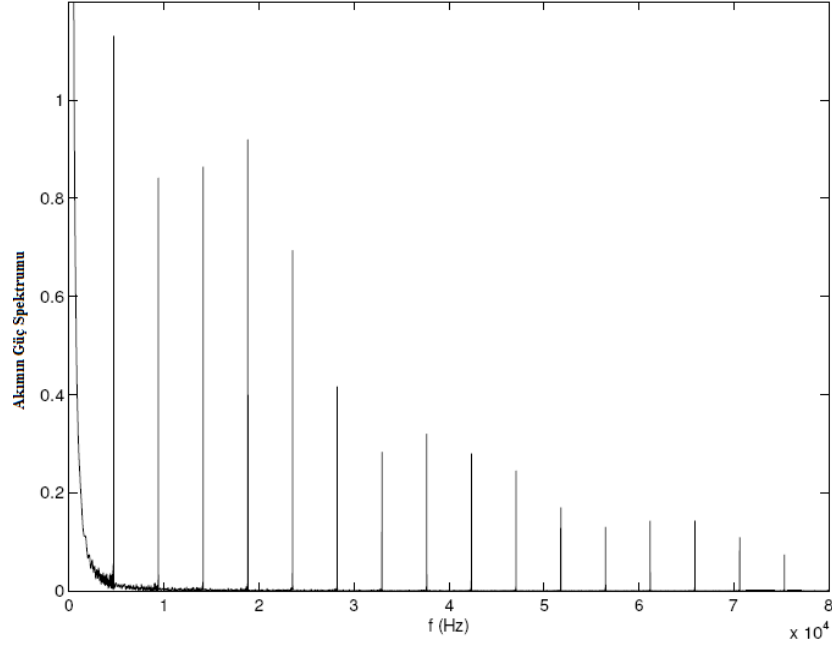


Şekil III.46 Yüksüz Hızda Elektriksel Momentin Yakınlaştırılmış Görünümü

Yüksüz hızında DA-Hat akımının güç tayfı, Şekil III.48'de gösterilir. Temel frekans denklem III.7 de verilen değeri yaklaşık olarak 4.7 kHz civarındadır. Şekil temel frekans harmonikleri oldukça güçlü olduğunu gösteriyor.



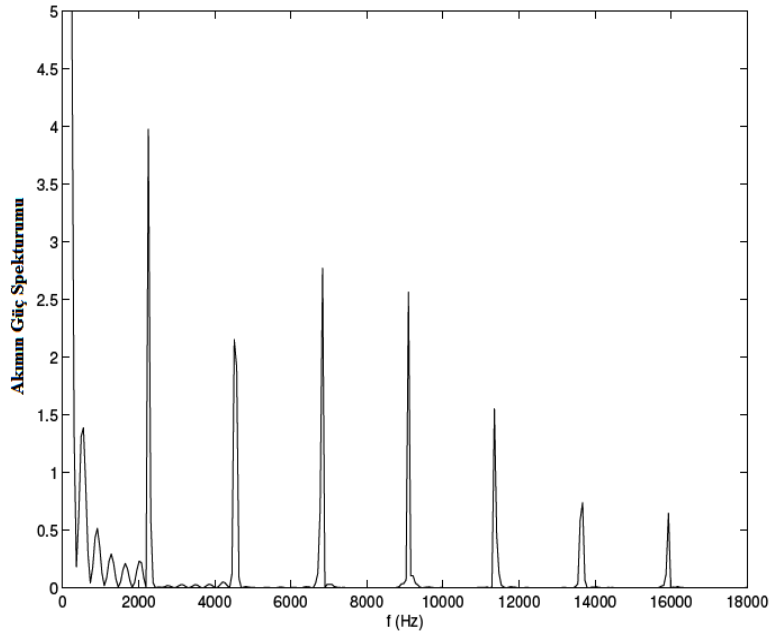
Şekil III.47 Tam Yüklü Hızda Elektriksel Momentin Yakınlaştırılmış Görüntüsü



Şekil III.48 Tam Yükte Elektriksel Momentin Yakınlaştırılmış Görünümü

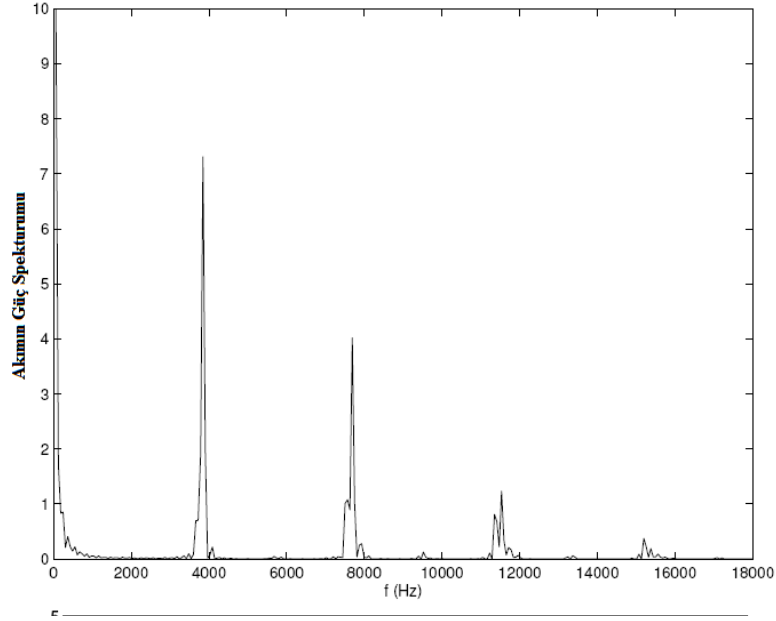
III.4.2 Histerisiz Kontrol

Şekil III.49 ve Şekil III.50 sırasıyla yüksüz ve maksimum yükte DA-Hat akım güç tayfını göstermektedirler. Şekil III.49 yüksüz durumda temel frekansı yaklaşık olarak 2 kHz gösterir. Şekil III.50’de maksimum yükde temel frekans neredeyse 4 kHz olarak gösterilmiştir. Artık komitasyon çentikleri harmoniklerin ana kaynağıdır. Anahtarlama frekansı histerisiz denetleyicisinin frekans tayfı hâkimdir.



Şekil III.49 DA-Hat Akımı Histerisiz Kontrolünde Yüksüz Durumda Güç Tayfı

Şekillerde güç tayfi, değişen yükün anahtarlama frekansının nasıl değiştiğini gösterir. Bu durum histerisiz kontrolün temel dezavantajıdır çünkü istenmeyen harmonikler zor filtrelenir.



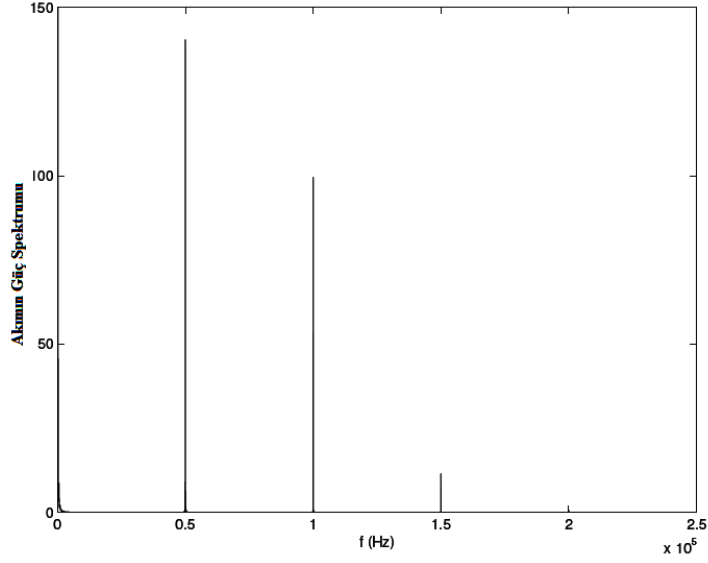
Şekil III.50 DA-Hat Akımının Histerisiz Kontrolünde Tam Yükte Güç Tayfi

III.4.3 PWM

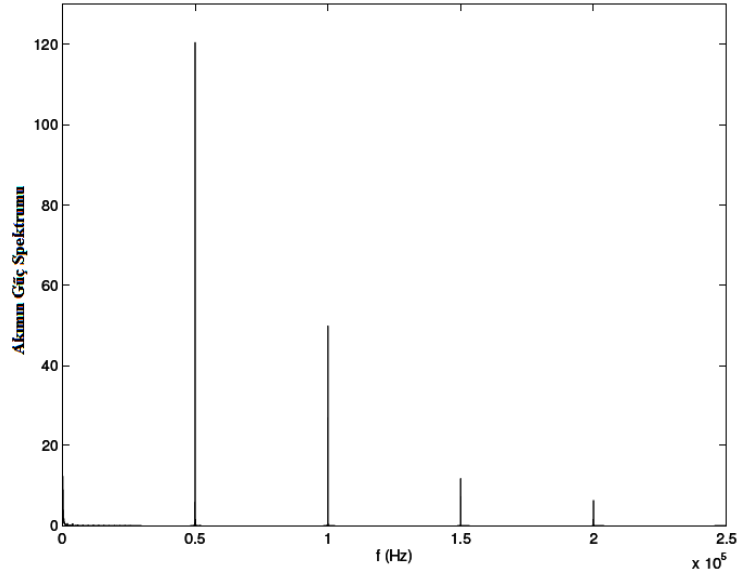
Şekil III.51 ve Şekil III.52 aynı güç tayfını göstermektedirler. PWM kontrolünde de koşullar aynıdır; yüksüz durum, maksimum yük ve sabit hız durumları. Şekil frekansın içeriğinin yükten bağımsız olduğunu gösterir temel frekans 50 kHz PWM frekansıdır. Diğer doruklar bu frekansın harmonikleridir. PWM tekniğinin histerezis bant tekniğinden fazla kullanılması filtrelemenin kolay olmasıdır.

III.4.4 Ayarlı DA-Hat Gerilim Tekniği

Ayarlı DA-Hat gerilim tekniği herhangi bir akım kesme içermediğinden yalnızca doğrudan rotor hızına bağlı harmonikler içerir. Akım tayfi Şekil III.48 gibi görünür temel frekans denklem III.7 ile tanımlanır.



Şekil III.51 PWM Hız Kontrol Yüksüz Durumda DA-Hat Akımının Güç Tayfi



Şekil III.52 PWM Hız Kontrol Tam Yükte DA-Hat Akımının Güç Tayfi

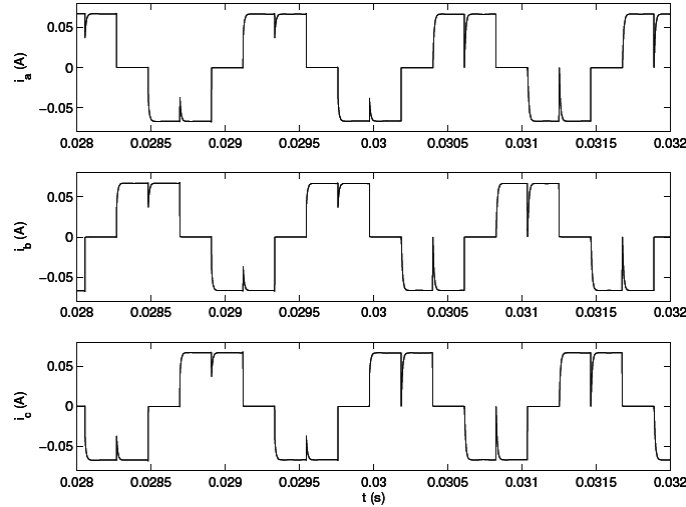
III.5 İLETİME GEÇME GEÇİKMESİ VE KAYIPLARI

Simülasyonlarda kullanılan inverter şimdiye kadar modellendiği gibi çok hızlı kayıpsız anahtarları içeren bir ideal aygıttır. Uygulamada, direnç kaybı ve kapama zamanı gibi şeyler dikkate alınmalıdır. Yarı iletken anahtarlarda küçük direnç vardır bu direnç, gerilim düşümü ve ısınmaya neden olur. Daha fazla güç çok kısa aralıklar da anahtarlar iletimden kesime ve kesimden iletime geçerken harcanır. Bu yarı iletken anahtarları açmak kapatmak için daha fazla zaman alabilir[36]. Aynı bacaktaki bir anahtardan diğerine açma sinyalinin gönderildiği anda kısa devreyi

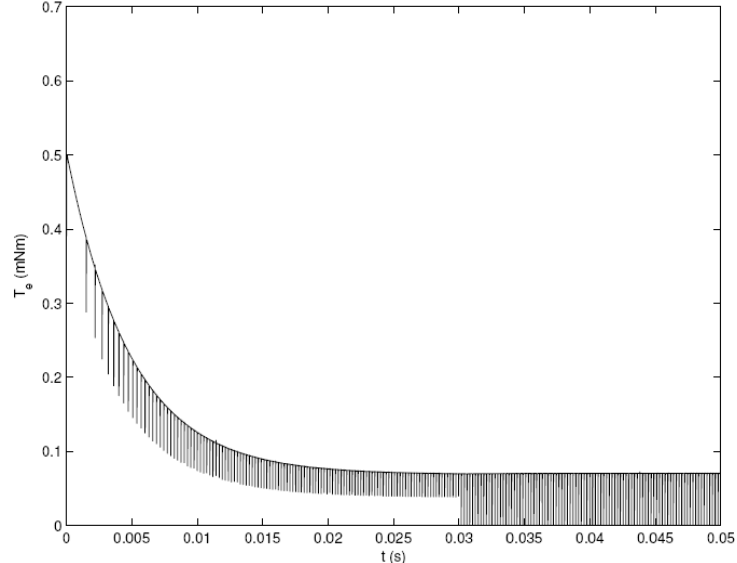
önlemek için bazı ölçümlerin alınması gerekir. Bu bölüm de açma gecikmesinin etkileri ile iletken durum kayıplarının etkileri tartışılır.

III.5.1 İletime Geçme Gecikmesi

Yukarıda belirtildiği gibi, anatarların açma gecikmesi kısa devreyi ve düzgün akımı sağlamak için gereklidir. Kapama zamanı, anahtarların katalogunda belirtilir ve açma gecikmesi buna göre seçilmelidir. Açma gecikmesinin olumsuz yan etkileri burada gösterilecektir. Gecikme mümkün olduğunca kısa tutulmalıdır. Şekil II.53 0,03sn açma gecikmesi uygulandığında üç faz akımları gösterir. Yük momenti sıfırdır ve gecikme süresi için gerekli olan en iyi süre yaklaşık 1 ms'dir. Şekil derin komitasyon çentikleri olduğunda gecikme uygulandığını gösterir. Şekil III.54 de önemli moment dalgalanması sonuçlarını gösterir. Elbette dalgalanmalar görülür, ayrıca DA-Hat akımı ve akımın güç tayfı değiştiren frekans bileşeninin büyüklüğünü artırır.



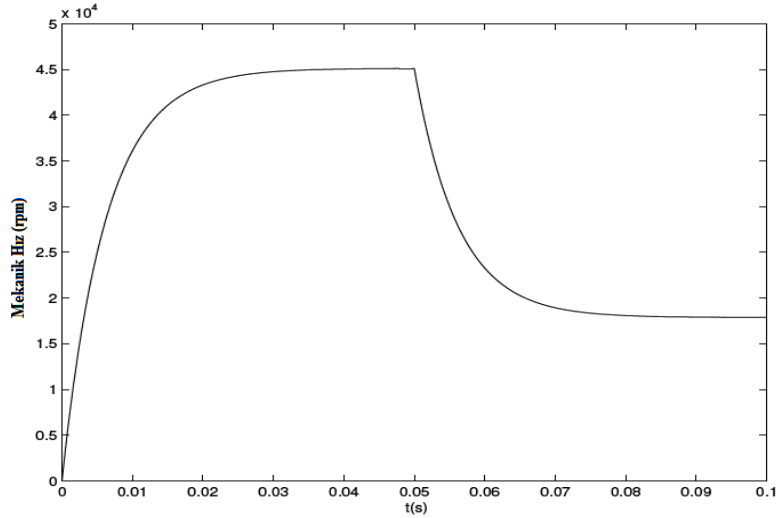
Şekil III.53 1ms Açma Gecikme 0.03 sn Uygulandığında Faz Akımları.



Şekil III.54 1ms Açma Gecikme 0.03 sn Uygulandığında Elektriksel Moment

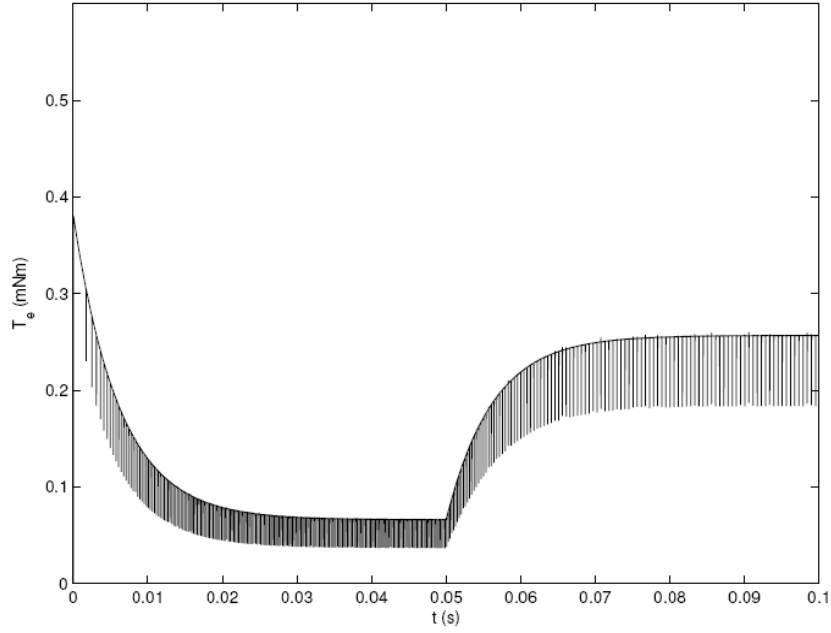
III.5.2 İletken Durum Kayıpları

Şekil III.54 maksimum yük adımı 0.05s uygulandığında rotor hızını gösterir. Her anahtarın açık-direnci 2Ω , toplamda 4Ω . Şekil III.54 ve Şekil III.55 ile Şekil II.26 ve Şekil II.27 (sayfa 32 ve 33) karşılaştırıldığında anahtar direnci hem düşük hız ve hem düşük momente neden olur. Bu motorun uç geriliminin düşük olması şaşırtıcı değildir. Şekil III.56 anahtarlarda güç dağıldığını göstermektedir.

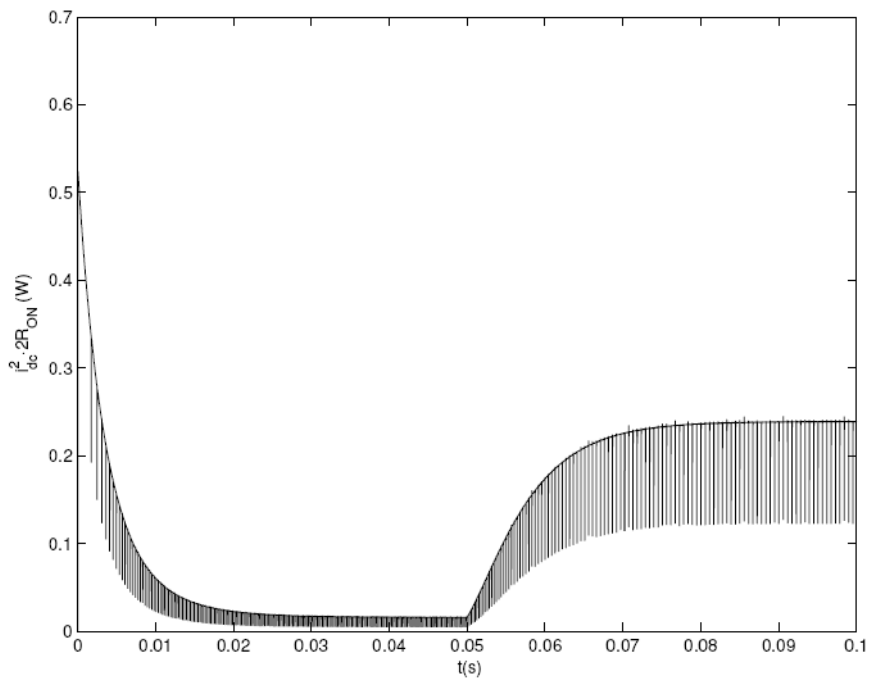


Şekil III.55 Anahtarların İletimde Direnci 2Ω Olduğunda Rotor Hızı

PWM kontrolü ve histerezis kontrol yüksek frekanslı anahtarlama içerdikleri için daha fazla kayba yol açar. Histerezis kontrolde anahtarlama frekansı çok değişebilir ama yük sabitse frekans uygun bir tolerans bandı seçerek ayarlanabilir. PWM anahtarlama frekansı ancak açıkça seçilebilir. Çok yüksek bir frekans kayıpları aşırı miktarda artırırken çok düşük bir frekans motor akımında sürekli bir değişim yerine yüksek darbe serileri oluşturur. Uygun değer seçilmelidir, optimum frekans motor ve anahtarlarının özelliklerine bağlıdır[36].



Şekil III.56 Anahtarların İletimde Direnci 2Ω Olduğunda Elektriksel Moment

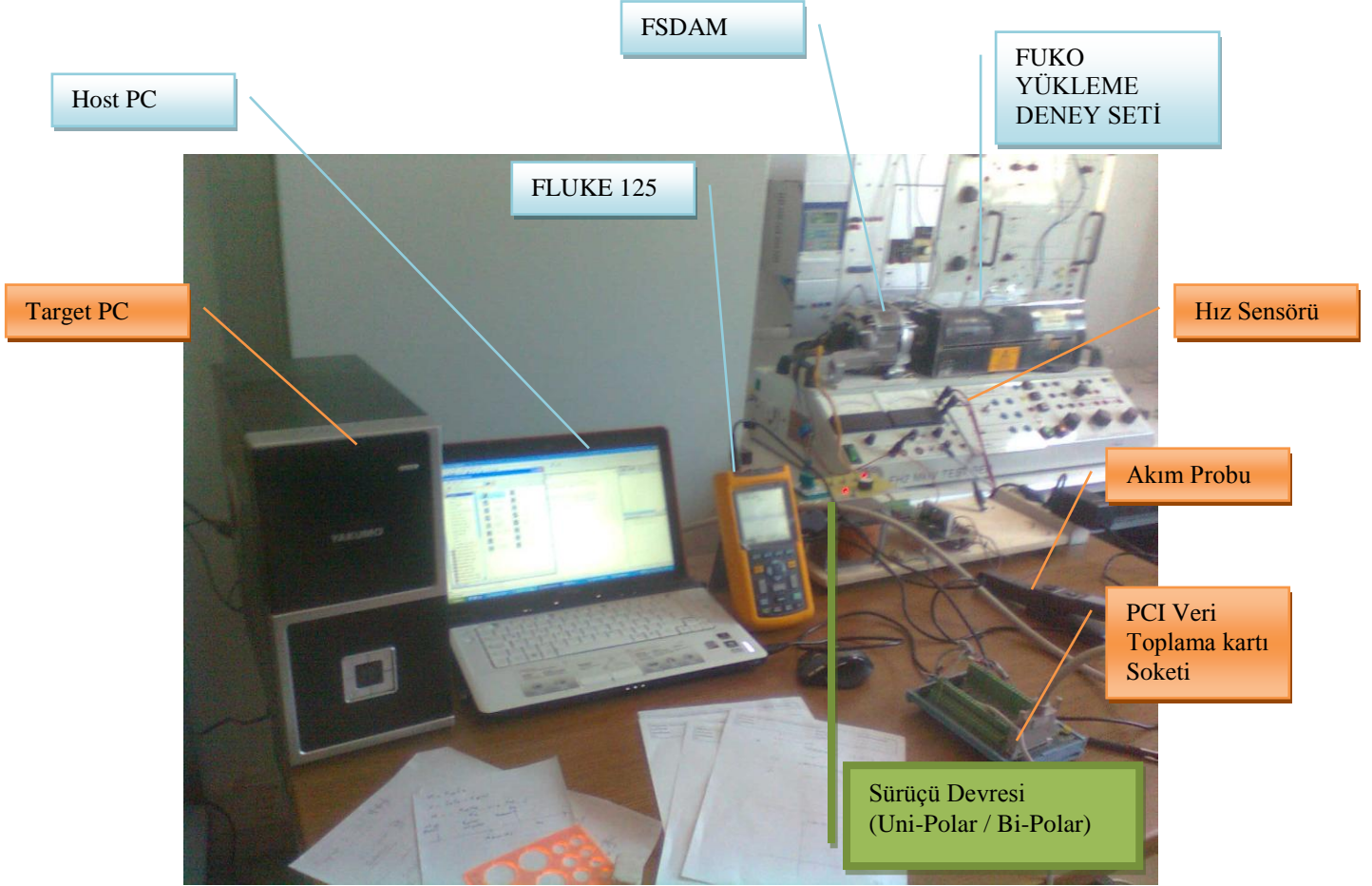


Şekil III.57 Anahtarların İletimde Direnci 2Ω Olduğunda Güç Kaybı

BÖLÜM IV SONUÇLAR ve TARTIŞMA

IV.1 FIRÇASIZ DA MOTORUN PCI-1711 İLE HIZLI DENETİM PROTOTİPLENMESİ (RAPİT CONTROL PROTOTYPING RCP)

FSDAM Test Düzeneği



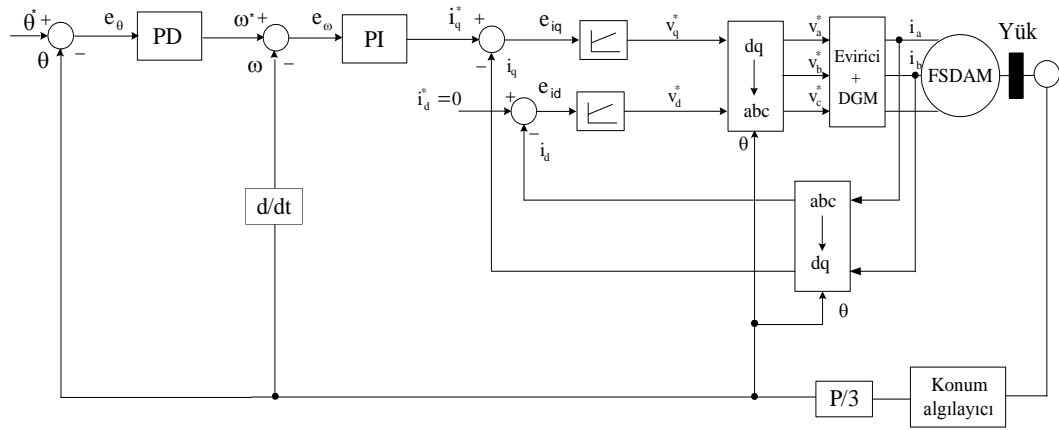
Şekil IV.1 FSDAM Test Düzeneği

FSDAM'lerin hız ve konum denetimlerinde yapılarının basitliği ve birçok endüstri uygulamalarında yeterli verimi karşıladığından klasik denetleyicilerin kullanım alanları oldukça fazladır. Ayrıca bu denetleyicilerin maliyetlerinin ucuz olması da endüstri alanında yaygın olarak kullanılmasında etkili bir nedendir. Klasik bir denetleyici tipi olan oransal - integral (PI) denetleyicide, oransal ve integral katsayılarını ayarlamak suretiyle istenilen performans sağlanabilir. PI ve oransal-türev (PD) denetleyiciler, yapılarının basitliği ve maliyetlerinin düşük olması nedeniyle endüstri alanında yaygın bir şekilde kullanılan denetim teknikleridir.

Ancak denetlenecek sistemin modeline ihtiyaç duymaları ve en uygun kazanç değerlerinin deneme yanılma yöntemiyle belirlenmesi bu denetleyicilerin en önemli dezavantajlarıdır[57]. Bu çalışmada, vektör denetimli FSDAM'ın farklı yük ve koşullarda hız ve konum denetimi, klasik denetleyici kullanılarak gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Uygulama çalışmaları için bir deney düzeneği hazırlanıp PCI 1711 veri toplama kartı kullanılarak gerçek zamanlı bir denetim sağlanmıştır.

IV.2 FIRÇASIZ DA MOTORUN HIZ VE KONUM DENETİMİ

FSDAM'ın hız ve konum denetimi için tasarlanan denetim yapısı Şekil IV.2'de görülmektedir.

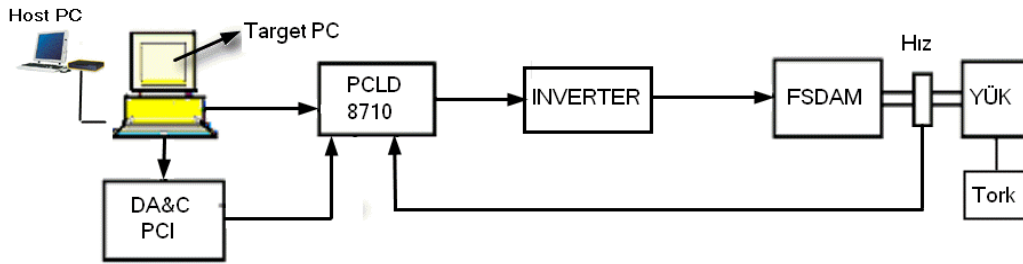


Şekil IV.2 FSDAM'ın Sürme Devresi ve Denetim Yapısı

Şekil IV.2'de görüldüğü gibi karşılaştırıcının girişleri referans ve gerçek konum değerleridir. İki büyüklük arasındaki farktan e_θ hata sinyali elde edilir. Elde edilen konum hatası e_θ PD denetleyicinin girişine uygulanır. PD'nin çıkışı referans hız ω^* olarak belirlenir. Referans hız ω^* ve gerçek hız ω bir karşılaştırıcıdan geçirilerek e_ω hata sinyali elde edilir. Elde edilen hız hatası e_ω PI denetleyicinin girişine uygulanır. Denetleyici çıkışı bir integral denetleyiciden geçirilerek referans i_q^* akımı elde edilir. FSDAM'ın rotoru kalıcı mıknatıstan oluştuğundan dolayı akımın mıknatıslama bileşeni i_d^* sıfır olarak alınmıştır. Gerçek motor akımlarına abc-dq dönüşümü uygulayarak q ve d akımları hesaplanır. Referans ve gerçek motor akımları bir karşılaştırıcıdan geçirilerek her iki büyüklük arasındaki farktan bir akım hata sinyali elde edilir. Bu sinyaller daha sonra bir akım denetleyiciye uygulanır. Akım denetiminde parametreleri kutup yok etme yöntemi ile 500 rad/s'lik bant genişliğine göre tasarlanan PI akım denetleyicisi kullanılmıştır. PI akım

denetleyiciler, referans akım ile gerçek akımın karşılaştırılması ile elde edilen akım hatalarını işleyerek referans q ve d eksen gerilimlerini üretir [42]. Akım denetleyicinin çıkışındaki referans q ve d -eksen gerilimlerine dq - abc dönüşümü uygulanarak referans faz gerilimleri elde edilir. Elde edilen faz gerilimleri eviricinin sürülmesinde kullanılır. Evirici çıkışları, FSDAM'ın stator faz sargılarını kontrollü bir şekilde besleyerek, hız ve konum denetiminin gerçekleştirilmesini sağlar [57].

FSDAM'ın gerçek zamanlı hız ve konum denetimi için oluşturulan deney düzeneği Şekil IV.1'de görülmektedir. Şekilden görüldüğü gibi FSDAM sürme sistemi, güç devresi, motor, denetleyici kart ve bilgisayardan oluşmaktadır.



Şekil IV.3 FSDAM Test Düzeneği Blok Şeması

IV.3 MATLAB SİMULİNK PROGRAMI

Simulink bize karmaşık sistemleri tasarlama ve simülasyon yapma olanağı vermektedir. Mühendislik sistemlerinde simülasyonun önemi gün geçtikçe artmaktadır. Sistemlerin tasarımında büyük oranda bilgisayar simülasyonlarından faydalanmakta, mümkün olduğunda tasarımın test aşamaları da bilgisayarlar yardımıyla yapılmaktadır. Bu da prototiplere olan ihtiyacı azaltarak maliyetlerin büyük oranda düşmesini sağlamaktadır. Günümüzde mühendislik alanında en çok kullanılan programlardan birisi MATLAB'dır. Simulink, MATLAB ile birlikte bütünleşik olarak çalışan bir simülasyon ortamıdır. Sürekli zamanlı ve ayrık zamanlı sistemleri veya her ikisini de içeren hibrit sistemleri desteklemektedir. İçinde birçok alt sistemi blok olarak barındırdığından sürükleyip bırak yöntemiyle birçok sistemi birkaç dakikada kurularak simüle edebilir, değişik durumlardaki cevabını test edebilirsiniz. Bunun için Simulink bizlere zengin bir blok kütüphanesi sunmaktadır.

IV.3.1 Real Time Workshop Kullanımı

Simulink modellerinden Real Time Workshop ürünü tarafından C/C++ kodu üretilebilir. Oluşturulan kod, ANSI/ISO standartlarına uygun olup, bu sayede herhangi bir mikroişlemci veya gerçek zamanlı işletim sistemi üzerinde kullanılabilir. Real Time Workshop, kodu oluştururken, kodun çalıştırılacağı hedef platforma göre eniyilemeler ve ayarlamalar yapar. Hedef olarak tek görevli/çok görevli çalışan gerçek zamanlı işletim sistemleri seçilebileceği gibi, PC tabanlı donanımlar veya çeşitli endüstriyel bilgisayarlar da seçilebilir. Real Time Workshop SIMULINK modeline eklenen, önceden yazılmış C/C++ kodlarını da otomatik koda ekleyebilme ve ayrıca Simulink içinde veya haricinde, kod üzerinde parametredeğişimi ve işaret izleme yapabilme özelliklerine sahiptir [27]. Simulink bir model için Real Time Workshop ile bir PCI kartına erişmek ve bu kart ile gerçek zamanlı veri giriş/çıkışı yapabilmek için bilgisayarda Matlab'in desteklediği C derleyicilerinden birisi yüklü olmalıdır. Matlab için desteklenen derleyiciler şunlardır:[61]

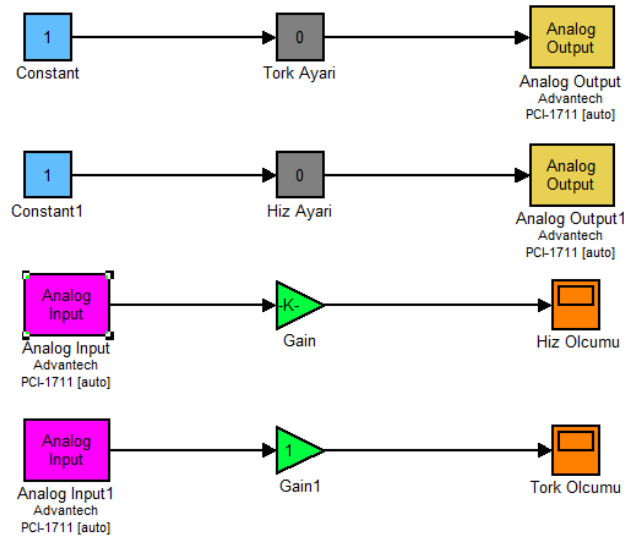
- Borland C++ Builder 4
- Borland C++ Builder 5
- Borland C++ Builder 6
- Microsoft Visual Studio 5.0
- Microsoft Visual Studio 6.0
- Microsoft Visual Studio. NET

Fırçasız DA sisteminin gerçek zamanlı kontrolünde simulink model penceresi üzerindeki “Incremental build” butonu kullanılarak bu simulink modelinde kullanılacak PCI kartı ile ilgili kütüphanelerin kullanılması ve bu karta ait gerekli makine kodu dosyalarının üretilmesi Real Time Workshop tarafından otomatik olarak sağlanmıştır.

IV.3.2 Real Time Windows Target Kullanımı

Real-Time Windows Target gerçek donanımla gerçek zamanlı haberleşmek için Simulink modelinde kolayca düzenlenebilen birçok I/O aygıt sürücü bloğu sunan bir ortamdır. Bu bloklar sayesinde dışarıdaki herhangi bir harici kaynaktan almış olduğunuz analog ya da dijital bilgiyi simulasyonla haberleştirebilir ya da simulasyon üzerinden göndermek istediğiniz bir bilgiyi sistem donanımıyla haberleştirebilirsiniz. Matlab, Simulink ve Real Time Workshop gibi Mathworks

araçlarıyla tam bir bütünleşme sağlar. Sinyal toplama ve gösterme, hafızaya veya diske veri kaydetme, test süresince parametre ayarlama ve etkileşim özelliklerine sahiptir[4]. Fırçasız DA motorun deney seti sisteminin gerçek zamanlı kontrolü sırasında sensörden alınan hız bilgisinin sistem modelinin transfer fonksiyonuna tabi tutulabilmesi için Real-Time Windows Target başlığı altındaki analog input bloğu kullanılmıştır. Aynı şekilde transfer fonksiyonunun çıkışından alınan bilginin sisteme aktarılabilmesi için ise dijital output bloğu kullanılmıştır. Analog input ve dijital output blokları vasıtasıyla PCI 1711 karta erişilmiş ve sistemin donanım yapısıyla simulink model yapısı arasında haberleşme sağlanmıştır



Şekil IV.4 FSDAM'ın Sürme Devresi ve Denetim Yapısı

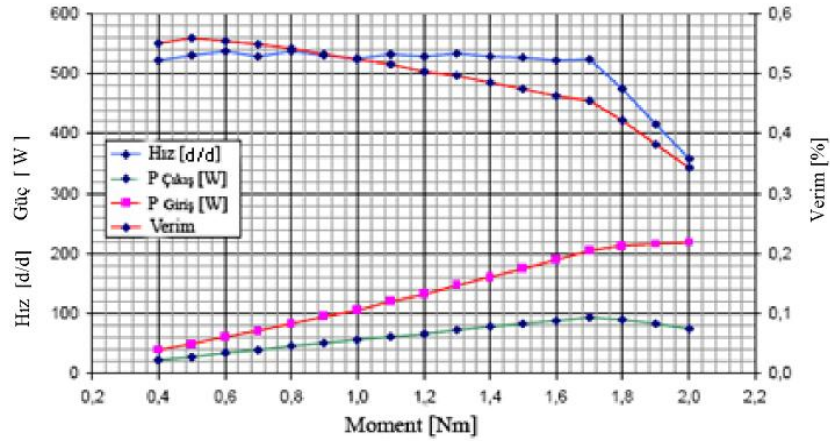
Çalışmada kullanılan FSDAM'ın etiket değerleri aşağıdaki gibidir.

Tablo IV.1 Motor Karakteristikleri

Çalışma Gerilimi	220	VDC
Güç	550	W
Çalışma Akımı	2	A
Faz Sayısı	3	-
İzasyon Sınıfı	F	-
Dönüş Yönü	Saat yönü/Saat yönü tersi	-
Stator	3 Fazlı Yıldız bağlı 4 kutup sargılı	-
Rotor	4 Parçalı 4 Kutuplu Ferit mıknatıs	-
Ağırlık	6.5	kg



Şekil IV.5 FSDAM'ın dış görünüşü



Şekil IV.6 FSDAM'ın Fabrikada Elde Edilen Hız, Verim, Moment ve Güç Eğrileri

Fırçasız Doğru Akım Motoruna ait karakteristik eğrileri Şekil IV.6'de yer alan grafikte gösterilmiştir. Grafik momentindeki artışa karşı motor hızı, motor giriş/çıkış gücü ve motor verimini göstermektedir.

Bu çalışmada bipolar-unipolar sürücü devresinin analizinde MATLAB / SIMULINK'le PCI 1711 denetleyici kartı kullanılmıştır. Bu amaçla, FSDAM'ın hız ve konum denetiminde boşa, sabit yükte, ani yükte ve sinüsoidal yüklerdeki denetleyici performansları karşılaştırılmıştır.

IV.4 FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN BİPOLAR VE UNİPOLAR ÇALIŞTIRILMASI

FSDAM'lar, yüksek verimleri ve geniş hız aralıklarında kontrol edilebilmeleri sayesinde pek çok uygulamada kullanılmaktadır. Hızları, uygulanan gerilimle doğrusal orantılı değişir. Bu motorların mevcut gerilim kademesinde yüksek hızlarda çalışabilmesi için, zıt emk'dan ötürü oluşan gerilim düşümünü azaltmak gerekir. Zıt emk sebebiyle oluşan gerilim düşümünü azaltmak için ise, zıt emk sabitinin küçük

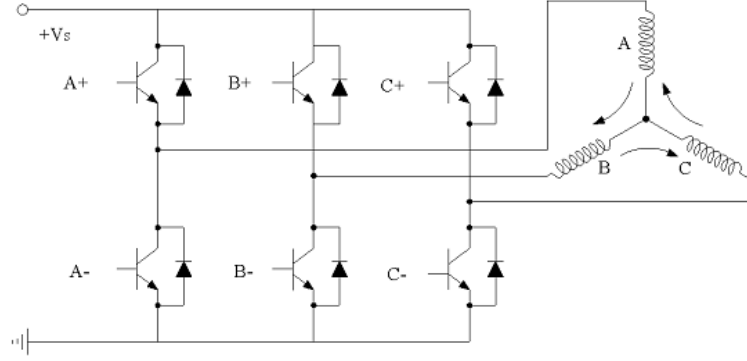
değerlerde tasarlanması gerekir. Fakat zıt emk sabitindeki azalma, kalkış momentinde de azalmaya sebep olur.

Momentte bu azalışın önüne geçmek ve yüksek hızlarda çalışma sağlamak için çeşitli yöntemler denenmiştir. Bu yöntemler; sürücü devresini düzenlemek ve sargı yapısını değiştirmek şeklinde genellenebilir. Kalkış momentini artırmak için değişik sarım şekilleri düşünülmüştür. Bunlardan biri kalkış anında seri sargı, normal çalışma esnasında paralel sargı kullanılmasıdır. Ancak, bu düzenleme ilave anahtarlama elemanları ve karmaşık kontrol birimleri gerektirir. Yüksek kalkış momenti ile yüksek hızlara ulaşmak için, aynı motor yapısı içinde seri ve paralel sargılar birlikte yerleştirilmiştir. Kalkış anında seri sargı kullanılıp, yüksek moment ile çalışmaya başlanır. Çalışma esnasında paralel sargı ile yüksek hızlara ulaşılır. Bu düzenleme düzgünce bir hızlanma sağlar. Fakat motor içine iki farklı sargı yerleştirilmesi sebebiyle maliyeti artırır. Sargı yapısı üzerinde yapılan bu çalışmaların yanı sıra, sürücü devreleri üzerinde de çalışmalar yapılmış ve motor bipolar olarak çalışmaya başlatılıp, unipolar olarak devam ettirilmiştir. [55]

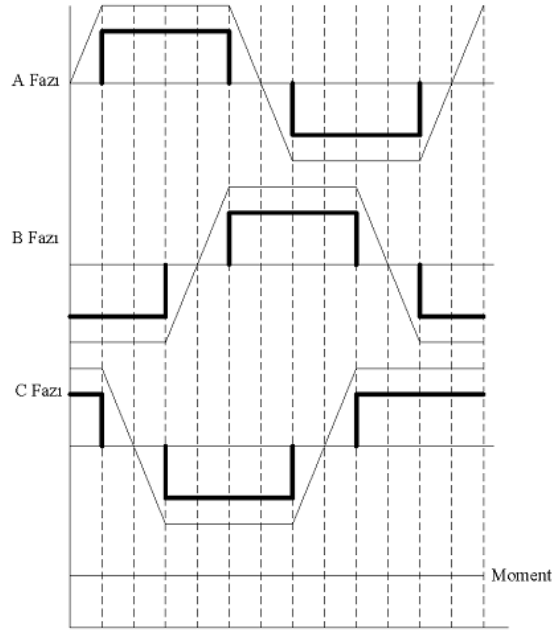
Fırçasız DA motorlarında en yaygın kullanılan 3 fazlı, yıldız bağlı, tek sargılı yapıdır. Bu yapıya sahip motorlar, bipolar ya da unipolar olarak değişik metodlarda çalıştırılabilir. Bipolar çalıştırılmaları durumunda, bir periyot boyunca her bir sargıdan iki yönde akım akışı gerçekleşir. Bipolar uyartım daha doğrusal bir çalışma sergiler. Unipolar uyartımda her bir faz sargısı, kendisine seri bağlı anahtarlama elemanları ve motor yıldız noktası üzerinden enerjilendirilir.

IV.4.1 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Çalışma

Bipolar çalışma modunda motor faz sargılarından akan akım belirli periyotlarla yön değiştirilerek, sargıların dönüşümlü olarak N - S kutupları oluşturması sağlanır. Bipolar çalışmada, rotor dönüşüne bağlı olarak değişen komütasyon sürecinde, sargı gruplarından akmakta olan akım yön değiştirmektedir. Her bir faz sargısı, Şekil IV. 7'teki gibi iki anahtarlama elemanı ile kontrol edilir.



Şekil IV.7 Bipolar Uyartımlı FSDAM



Şekil IV.8 Bipolar Uyartımlı FSDAM Dalga Formu

Şekil IV.7'te görüldüğü gibi A, B sargı ikilisinin enerjilendirildiği düşünülürse, A+ ve B- anahtarları iletimdedir. Rotor dönüş gerçekleştirdiğinde B, C sargılarını enerjilendirmek için B+ ve C- anahtarları iletime geçer. Bu durumda B sargısı üzerinden akmakta olan akım, Şekil IV.6'da olduğu gibi bir önceki anahtarlama konumuna göre yön değiştirir. Aynı şekilde C, A sargılarının enerjilendirilmesi, C+ ve A- anahtarlarının iletime alınmasıyla gerçekleşir. C sargısında akmakta olan akım yön değiştirir. Bipolar çalışma kalkış anında düşük akım çekilmesine sebep olur.

Moment sabiti ve zıt emk sabitinin, unipolar duruma göre yüksek olması sebebiyle yüksek moment elde edilir. Şekil IV.9'de verilen Fırçasız Doğru Akım Motoru için Bipolar sürücü devre şeması genel olarak üç bölümde incelenebilir. İlk bölümde, motorun çalışması için sensörlerden gelen konum bilgisini işleyen kontrolör (MC33035) yer alır. Kontrolörün işlediği konum bilgisi, ikinci bölüm

olarak adlandırılabilen Bipolar çalışma modu için altı anahtarlama elemanını (IRF740) tetiklemek için kullanılır. Devrede üçüncü bölüm, yüksek kaynak geriliminin bulunduğu, anahtarlama elemanlarına ait bölüm ile düşük gerilimin bulunduğu, kontrolöre ait bölüm arasında elektriksel izolasyon sağlamak için kullanılan MOSFET sürücü devre elemanlarından (IR2113) oluşur. Terminal gerilimi motora, kontrolörün rotor konumuna göre belirleyip tetiklediği anahtarlama elemanları üzerinden verilir.

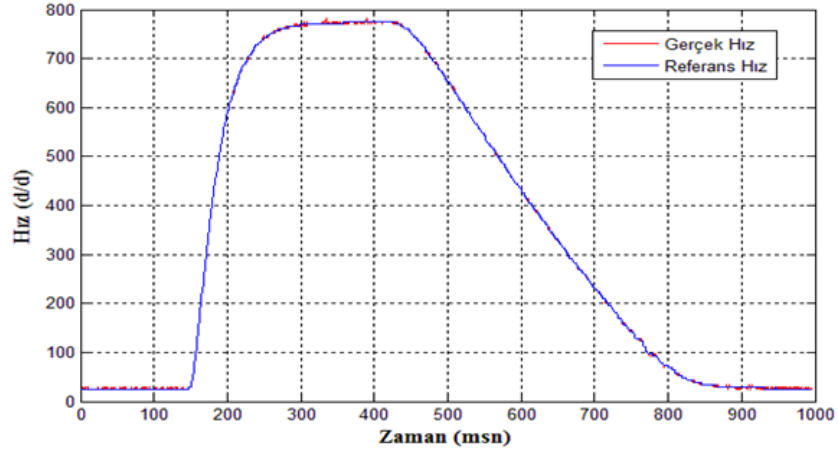
IV.4.2 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Çalışma Test Verileri

Kademeli gerilim değerlerinden 33V kademesinde gerçekleştirilen test sonuçlarında, aşağıdaki grafiklerde yer alan değerler elde edilmiştir. Bu değerler doğrultusunda motora uygulanan gerilimin artmasıyla devir sayısında, momentinde ve çektiği akımda artış görülmüştür. Doğrusal bir çalışma sergileyen bipolar çalışmada, akım salınımları ve moment titreşimleri azdır.

Bipolar-Unipolar sürücünün bipolar kademesinde motor boşta ve yükte çalıştırılmıştır. PCI 1711 veri toplama kartı ile gerçek zamanlı grafik şeklinde bilgisayar ortamından alınmıştır.

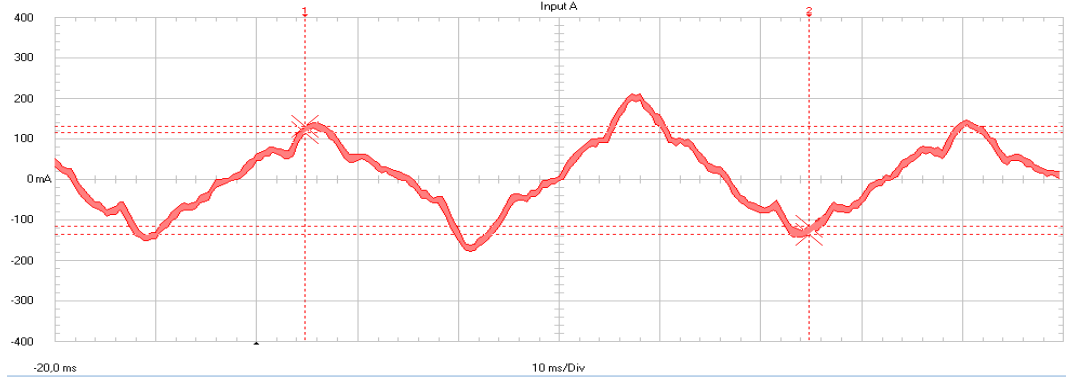
IV.4.2.1 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Çalışma

Boşta Hız, Akım, Harmonik Değerleri (33V)

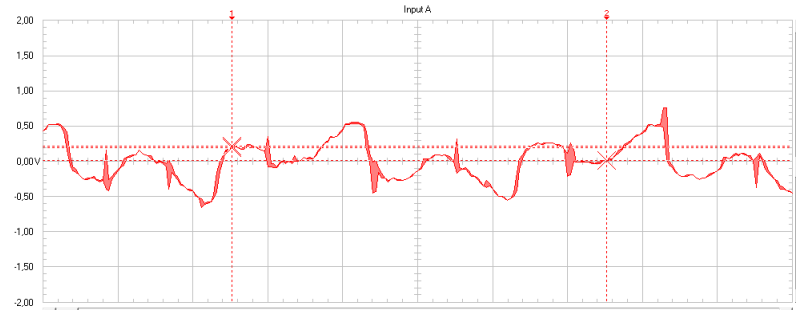
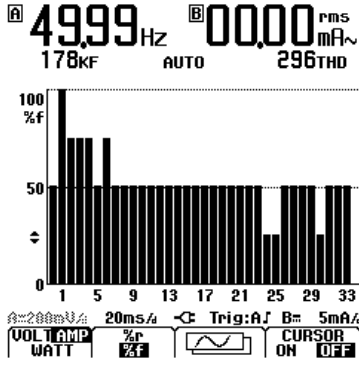


Şekil IV.10 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe Boşta Hız (33V)

Şekil IV.10'de görüldüğü gibi devir sayısı boşta nominal devrine yakındır. Uygulamalarda ise motorlar genelde yüksüz çalıştırılmazlar. Belirli bir yük altına girerler veya yükleneceği maksimum yükte çalışırlar. Bu yüzden biz motorun hem boşta hemde yükte hız- moment, yük- akım grafiklerini inceledik.



Şekil IV.11 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe Boşta Akım(33V)

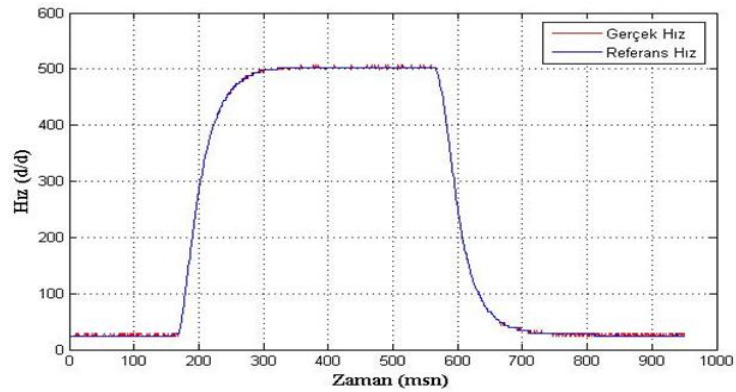


Şekil IV.12 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe Boşta Harmonik(33V)

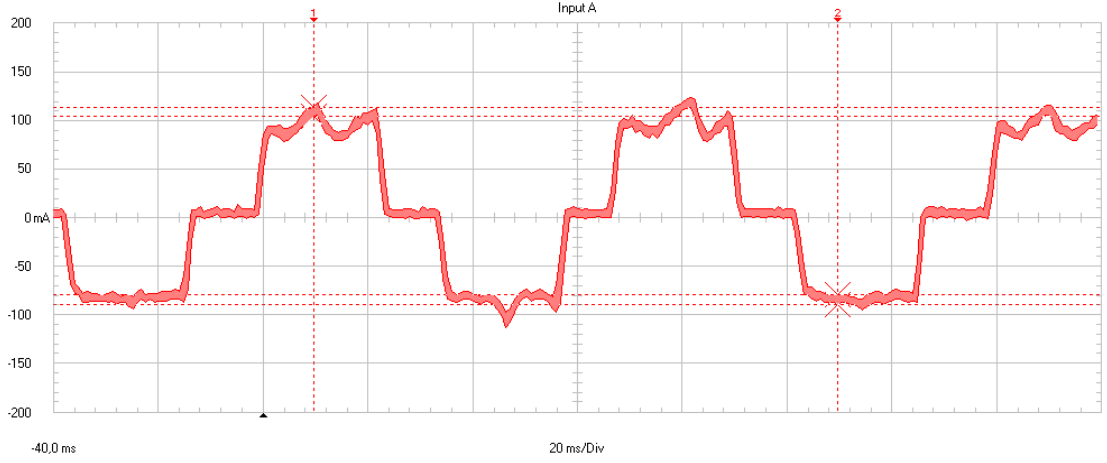
Elektronik güç kaynakları, buzdolapları, otomatik programlı çamaşır ve bulaşık makinaları gibi cihazlar (yani doğrusal olmayan yükler) şebekeden sinüzoidal akım çekmezler. Bu yüklerin giriş akımları 50 Hz frekansına ayarlı tepeler ya da süreksizlikler şeklinde olduklarında istenmeyen harmonikler oluştururlar. Burada sürücü devresinde bulunan elektronik elemanlardan kaynaklanan toplam harmonik distrisayon (THD) yani toplam harmonik bozulma 296 olarak ölçülmüştür.

IV.4.2.2 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe Yük

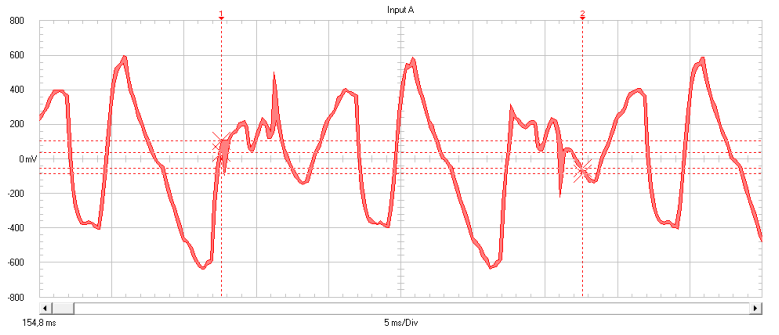
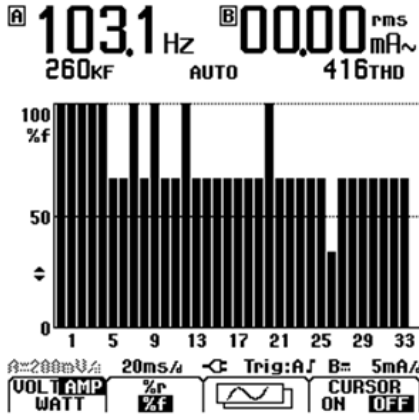
Durumuna Göre Hız, Akım, Harmonik Değerleri (33V)



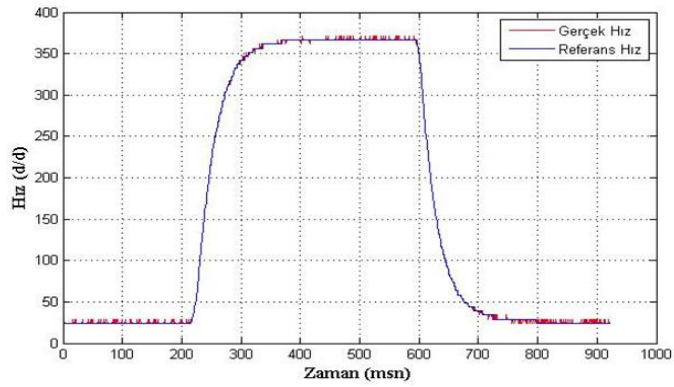
Şekil IV.13 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.25Nm Yükte Hız (33V)



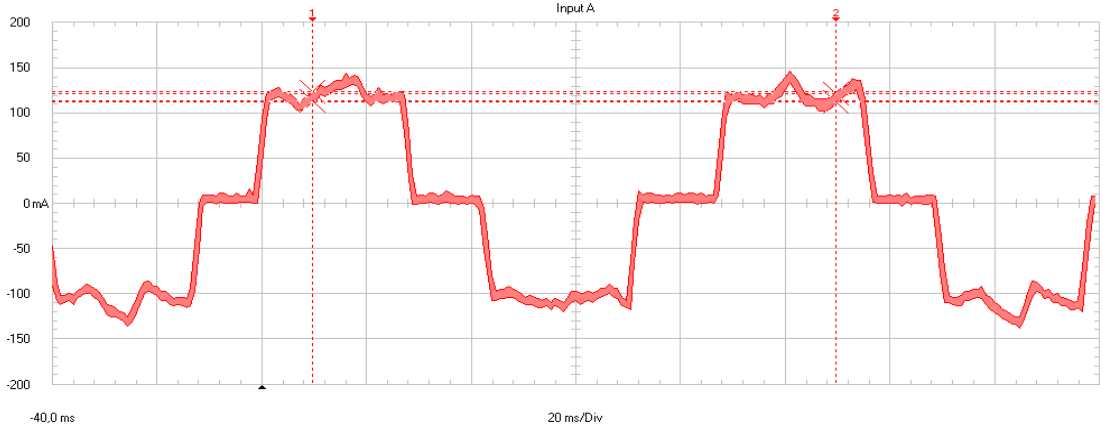
Şekil IV.14 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.25Nm Yükte Akım (33V)



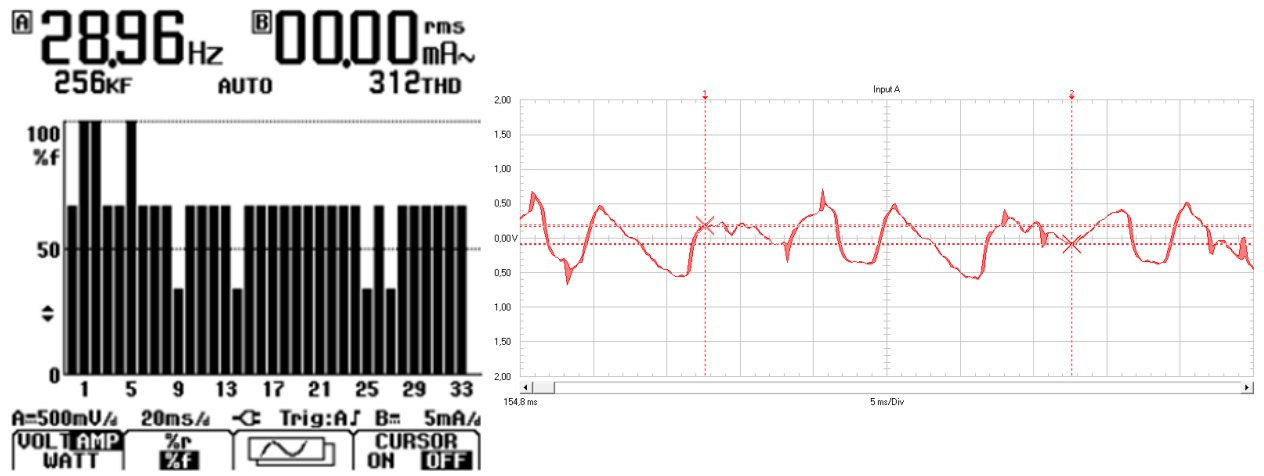
Şekil IV.15 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.25Nm Yükte Harmonik(33V)



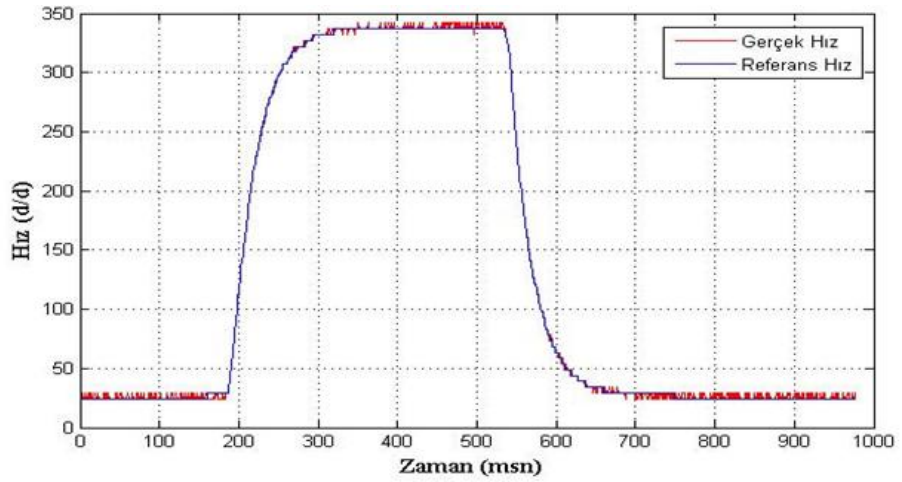
Şekil IV.16 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.35Nm Yükte Hız (33V)



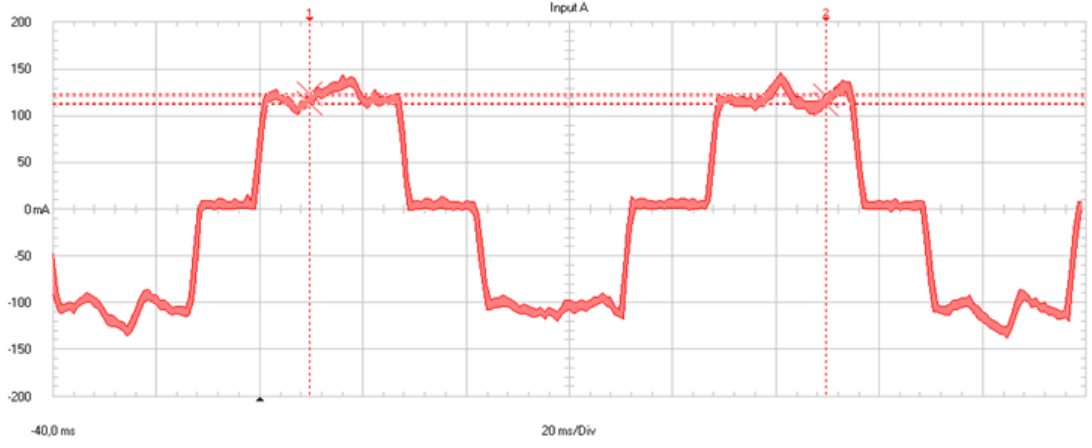
Şekil IV.17 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.35Nm Yükte Akım (33V)



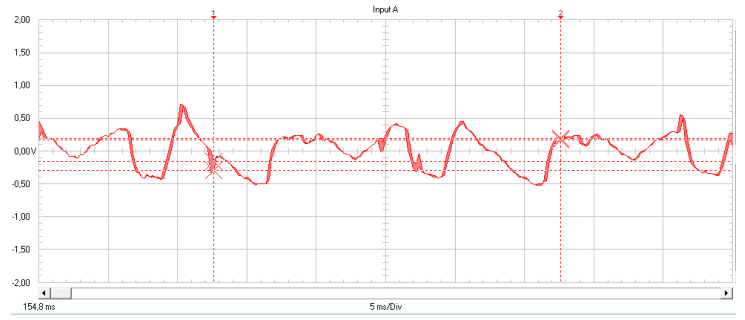
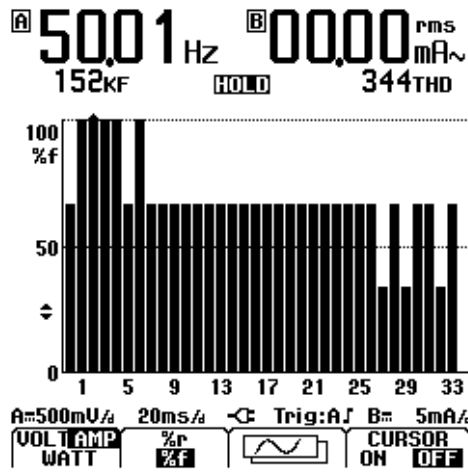
Şekil IV.18 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.35Nm Yükte Harmonik (33V)



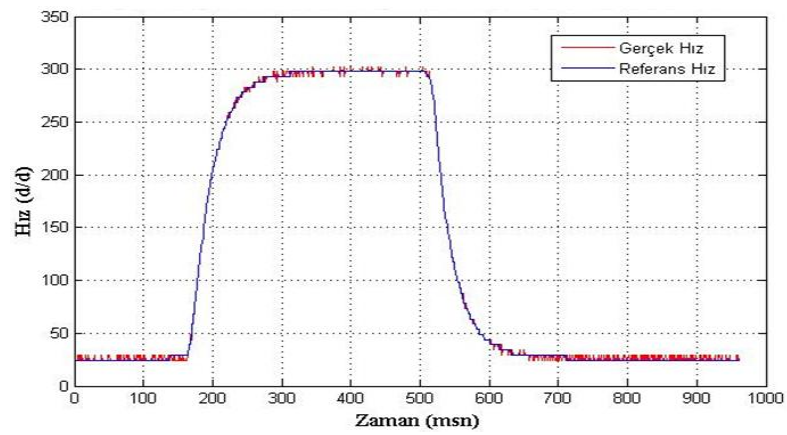
Şekil IV.19 Bipolar- Unipolar Sürücü de Bipolar Kademe 0.40Nm Yükte Hız (33V)



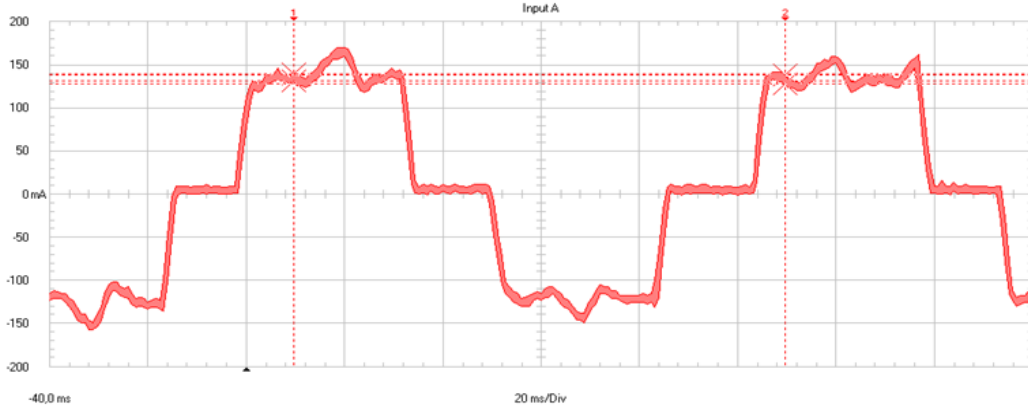
Şekil IV.20 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.40Nm Yükte Akım (33V)



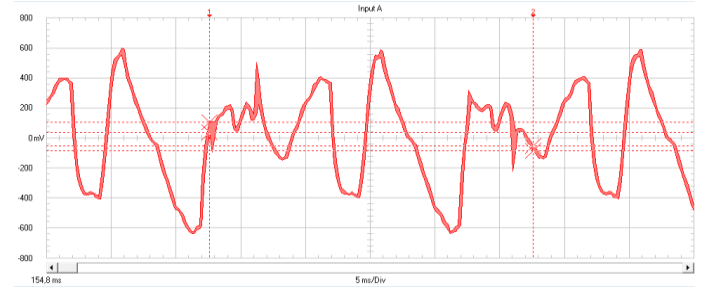
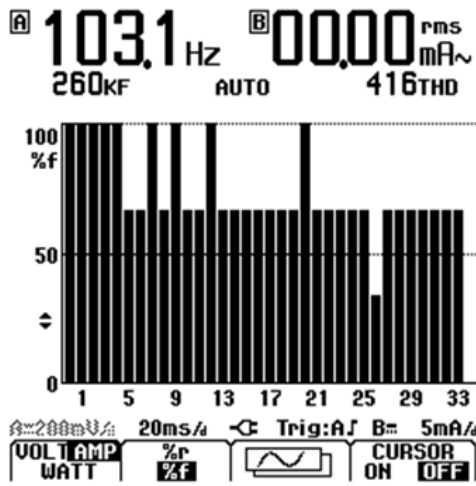
Şekil IV.21 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.40Nm Yükte Harmonik(33V)



Şekil IV.22 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.50Nm Yükte Hız(33V)

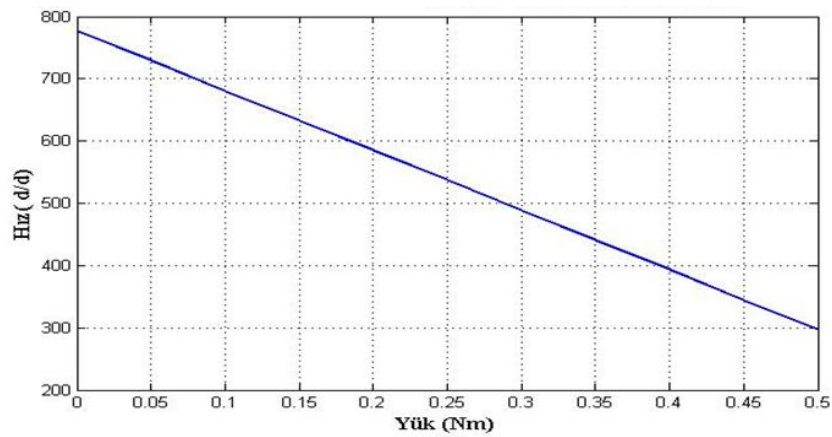


Şekil IV.23 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.50Nm Yükte Akım (33V)



Şekil IV.24 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe 0.50Nm Yükte Harmonik (33V)

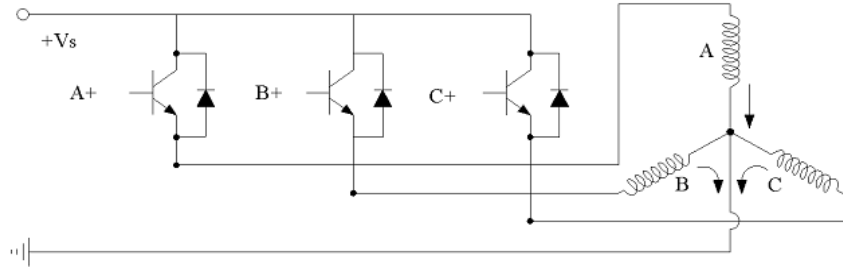
IV.4.2.3 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe Yükte Hız-Moment Grafiği (33V)



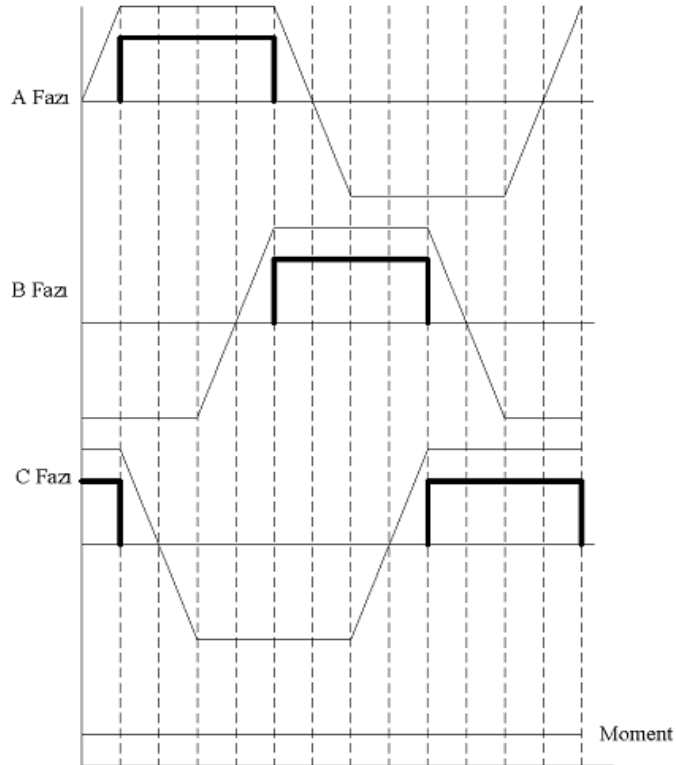
Şekil IV.25 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar Kademe Yükte Hız-Moment Grafiği (33V)

IV.4.3 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Çalışma

Unipolar çalışmada, her bir motor faz sargısından tek yönde akım akmaktadır. Her sargı üzerinde tek kutup oluşur. Faz sargıları, Şekil IV.25'te görüldüğü gibi, kendilerine seri bağlı anahtarlama elemanları üzerinden enerjilendirilir. Unipolar çalışmada, bir faz sargısı bir anahtarlama elemanı ile kontrol edilir. Daha az elektronik parça gerektirir. Yapısı Bipolar sürücüye göre daha basittir. Şekil IV.26'da her faza ait gerilim dalga formu görülmektedir.



Şekil IV.26 Unipolar Uyartımlı FSDAM



Şekil IV.27 Unipolar Uyartımlı FSDAM Dalga Formu

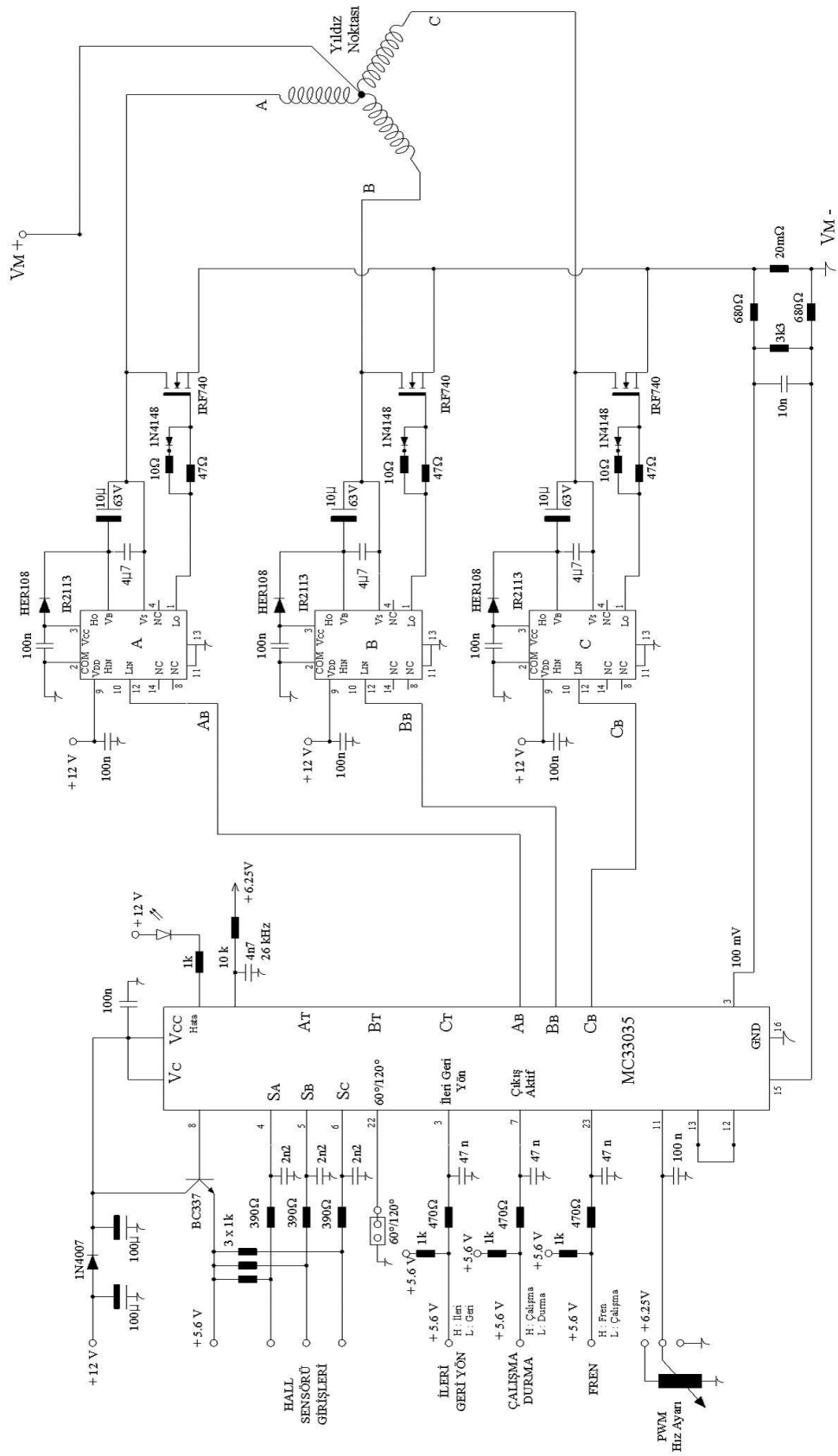
Motor yıldız noktası kullanılarak, kaynak gerilimi her bir motor sargısı üzerine uygulanır. Motorun her bir faz sargısı üzerindeki gerilim değeri, bipolar çalışma

moduna göre daha yüksektir. Bu da motor hızının gerilimle orantılı olduğu FSDAM'ların daha yüksek hızlara ulaşılmasını sağlar. Kalkış anında, motorun çekeceği akımın yüksek olması sebebiyle devre bileşenlerinde ısı artışı görülür. Bu ısı, gerekli düzenleme ile kontrol altında tutulmalıdır. Akımın tek yönde akması, yüksek güç ve yüksek hız uygulamalarında momentte salınımlara sebep olabilir. Maksimum moment üretimi için, Bipolar ve Unipolar sürücüde komütasyon peryotları 60°'dir.

Tablo IV.2 Bipolar Ve Unipolar Sürücü İle Çalıştırılan FSDAM Tasarım Değişkenleri

Tasarım Değişkeni	Bipolar Sürücü	Uniplar Sürücü
Emk Sabiti	K_e	$\frac{1}{2} K_e$
Direnç	K_a	$\frac{1}{2} K_a$
Moment	$M = -\frac{K_{M1}}{R_a} n + \frac{K_M}{R_a} U$	$M = -\frac{K_{M1}}{R_a} n + \frac{K_M}{R_a} U$
Yüksüz Hız	$\frac{U}{K_e}$	$\frac{2U}{K_e}$

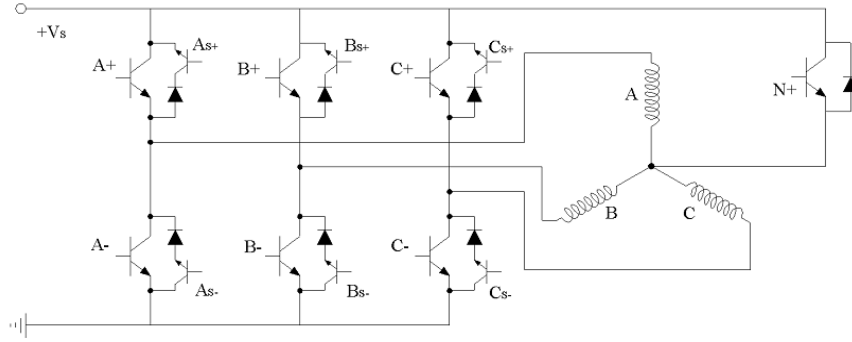
Tablo IV.2'ten de görüldüğü gibi moment sabiti ve zıt EMK sabiti unipolar çalışma modunda, bipolara göre yarı değerlerdedir. Bu durum, unipolar sürücüyü yüksek hızlarda avantajlı yapmaktadır[55] Yüksek hızda avantaj sağlamasına rağmen, kalkış anında düşük moment üretimine neden olur. Kalkış sürecinde bipolar sürücü ön plana çıkmaktadır. Unipolar çalışma esnasında kalkış akımı, bipolar sürücüye göre yüksektir. Bu yüksek değerdeki akım ısı oluşumuna neden olur. Sürücü devrede hasara sebep olabilir. Unipolar çalışmada moment titreşimlerinde artış görülür. Şekil IV.27'de unipolar sürücüye ait devre şemasında kontrolör (MC33035) rotor pozisyonuna göre Hall sensörlerinden gelen konum bilgisini Unipolar çalışma durumunda, üç anahtarlama elemanını (IRF740) sürmek için kullanır. Üç anahtarlama elemanı (IRF740) hem elektriksel izolasyon için, hemde daha kolay sürülmeyi sağlamak için MOSFET sürücü devre elemanları (IR2113) vasıtasıyla sürülür. Unipolar çalışma modunda Motor yıldız noktası, Terminal gerilimi " + " polariteli ucuna bağlanır. Yıldız noktasına " + " polarite uygulanan sargılar, kendilerine seri bağlı anahtarlama elemanları üzerinden " - " polariteli uca bağlanarak motorun çalışması sağlanır.



Şekil IV.28 FSDAM Unipolar Çalışma Sürücü Devresi

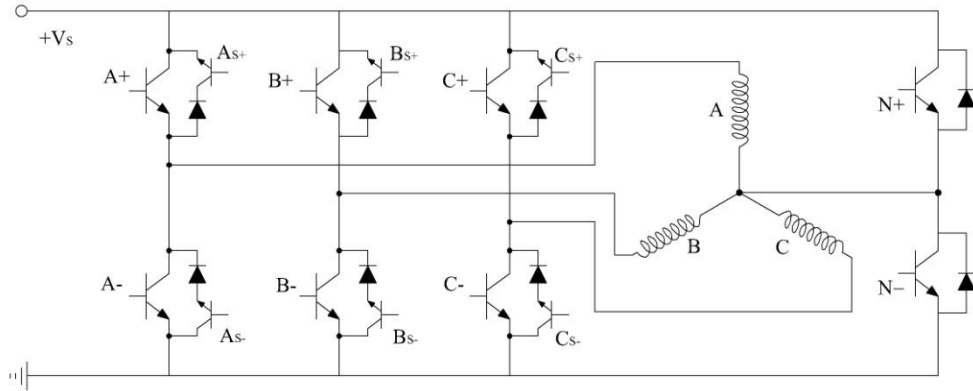
IV.4.4 Bipolar Başlama Unipolar Çalışma

Kalkış anında yüksek moment üretme yeteneği olan bipolar sürücü ile başlatılan bir motor, sürekli çalışma durumunda unipolar sürücüye geçirilerek yüksek hızlara eriştirilebilir.



Şekil IV.29 Eski Bipolar ve Unipolar Sürücü Devresi

Şekil IV 28'de görülen devre motorun yüksüz durumda çalışmasında yüksek performans göstermiştir. Ancak motor yüklendiğinde sürücü devresinde bulunan IRF740 mosfetlerinin yandığı gözlemlenmiştir. IRF740'den güçlü bir mosfet piyasada bulunamadığından mosfetler aşağıdaki şekilde görüldüğü gibi ilave mosfet eklenmiştir.



Şekil IV.30 Yeni Bipolar ve Unipolar Sürücü Devresi

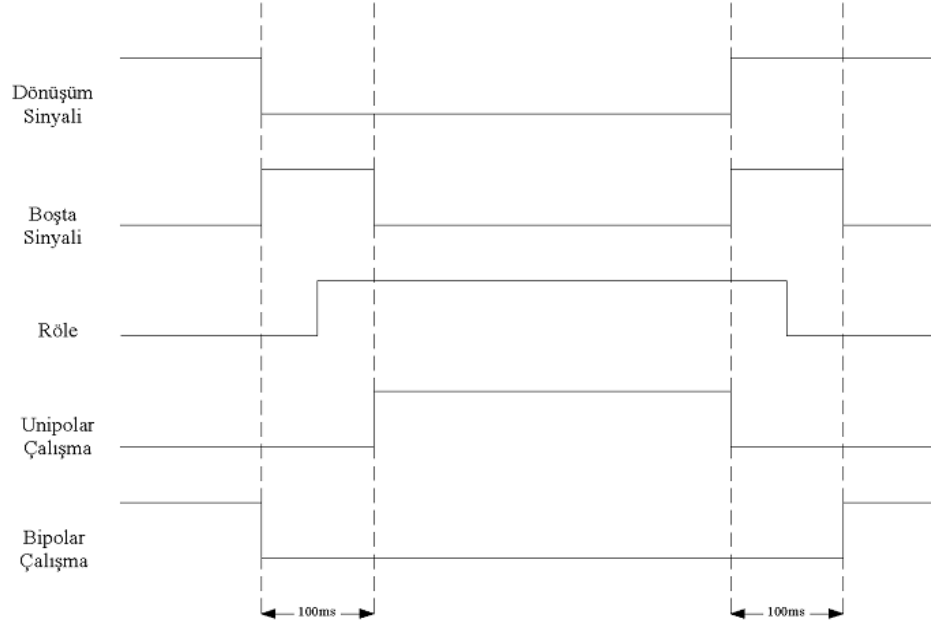
Bu çalışmada motorun kalkış anında, Şekil IV.29 'deki A, B, C üst ve alt kenar yarı iletken anahtarlama elemanları, Bipolar çalışmada olduğu gibi, Hall sensörlerinden gelen rotor konum bilgisine göre tetiklenerek sargıların sırayla enerjilendirilmesini sağlar. Sargılar üzerinde çift yönlü akım akışı sağlanır. İlk kalkış anında düşük kalkış

akımı ile yüksek moment elde edilir. Serbest geçiş diyotlarına ilave olarak yerleştirilmiş olan transistörler, kalkış anı olan Bipolar çalışma esnasında iletimde tutulup, İnverter devresinin normal Bipolar modunda çalışması sağlanır.

Motor çalışması esnasında, her hangi bir hızda, Unipolar sürücüye geçilmek istendiğinde Şekil IV.29'deki A+ , B+ , C+ üst kenar yarı iletken anahtarlama elemanları devre dışı bırakılır. Üst kenar anahtarlama elemanlarının sargılarla olan bağlantıları kesilir. Bağlantının kesilmesiyle, enerjisiz faz sargısında oluşan zıt emk'in üst kenar anahtarlama elemanları üzerinden akıp, negatif moment üretmesi engellenmiş olur. Motorun Yıldız noktası, ilave edilen Transistor ile kaynak uçlarına bağlanır. Unipolar sürücüde olduğu gibi motorun, her fazına seri bağlı A-, B-, C- alt kenar yarı iletken anahtarlama elemanları üzerinden çalışması sağlanır.

Bipolar çalışmadan Unipolar çalışmaya geçiş işlemi, PIC kontrolör ile gerçekleştirilir. Çalışmanın herhangi bir anında geçiş komutu verildiğinde, PIC kontrolör, MC33035 motor kontrolörünün motoru boşa çalıştıracak şekilde sinyal üretmesini sağlar. Motor, Şekil IV.30'teki zaman grafiğinde olduğu gibi 100 ms boyunca, alt ve üst anahtarlama elemanları devre dışı bırakılarak boşa çalıştırılır. Geçiş işlemi tamamlandığında, çalışma modunun gerektirdiği anahtarlama elemanları devreye alınır ve çalışma sürdürülür.

Bipolar çalışmada kalkış momenti, Unipolar çalışmadakinden daha yüksektir. Buna karşılık Unipolar sürücü ile motorun ulaştığı hız, Bipolar sürücü ile ulaşılandan daha yüksektir. Bipolar başlatma, Unipolar çalışmaya devam etme metodu ile motor daha düzgünce hareket sağlar. Motor Unipolara göre daha çabuk hızlanır ve Bipolara göre daha yüksek hızlara ulaşır. Başlangıç anında Unipolara kıyasla düşük olan kalkış akımı, ısı oluşumunu azaltır ve olası devre arızalarının önüne geçer.



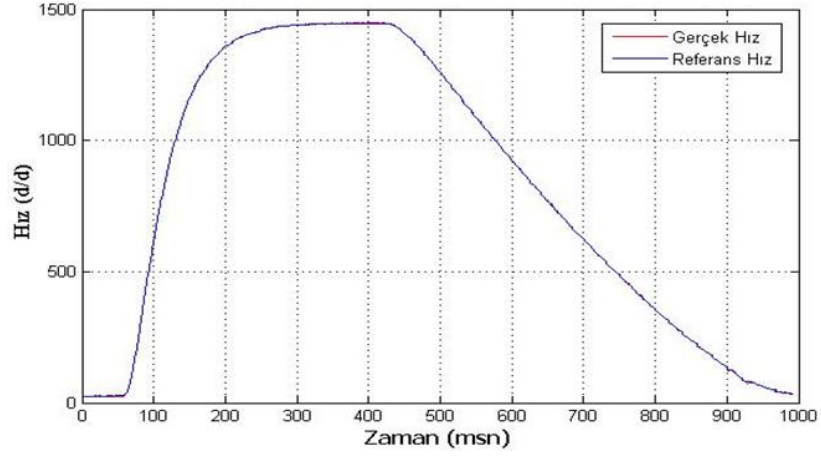
Şekil IV.31 Bipolar Unipolar Geçiş Süreci Zaman Diyagramı

IV.4.5 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Çalışma Test Verileri

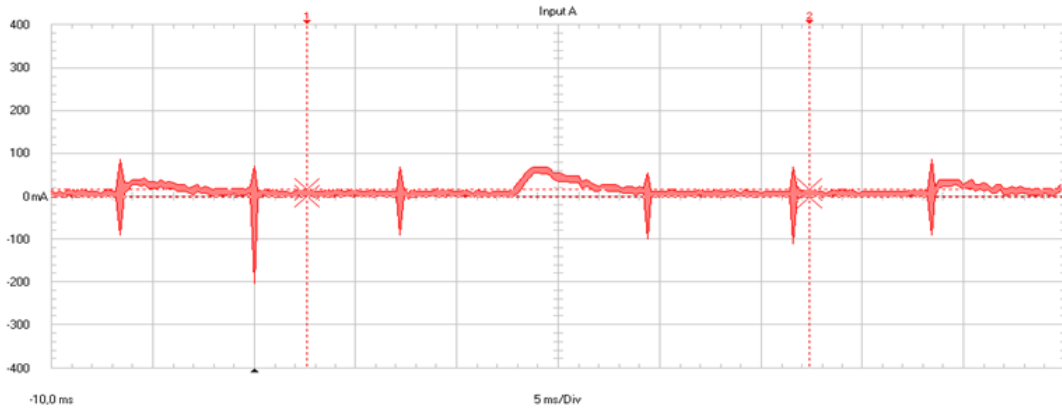
Kademeli gerilim değerlerinden 33V kademesinde gerçekleştirilen test sonuçlarında, aşağıdaki grafiklerde yer alan değerler elde edilmiştir. Bu değerler doğrultusunda motora uygulanan gerilimin artmasıyla devir sayısında, momentinde ve çektiği akımda artış görülmüştür. Motor unipolar olarak çalıştırıldığında elde edilen hız değerleri, bipolar çalışma ile elde edilen değerlerden daha yüksektir. Aynı gerilim kademesi için motor daha yüksek hızlara ulaşır. Fakat unipolar çalışmada motorun ürettiği momentte düşüş görülmüştür. Yüksek hızlarda fazla etkisi olmasa da, düşük hızlarda ortaya çıkan moment titreşimleri bu çalışma modunun dezavantajıdır. Aynı değerde moment üretebilmek için daha fazla akım çekilmesi gerekir. Çekilecek olan fazla akım da sürücü devre elemanlarında ve sargılarda ısınmaya sebep olur. Isının sınır değerleri aşmasıyla, devre ekipmanları hasar görebilir. Tasarım aşamasında bu durumlar dikkate alınmıştır.

IV.4.5.1 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe

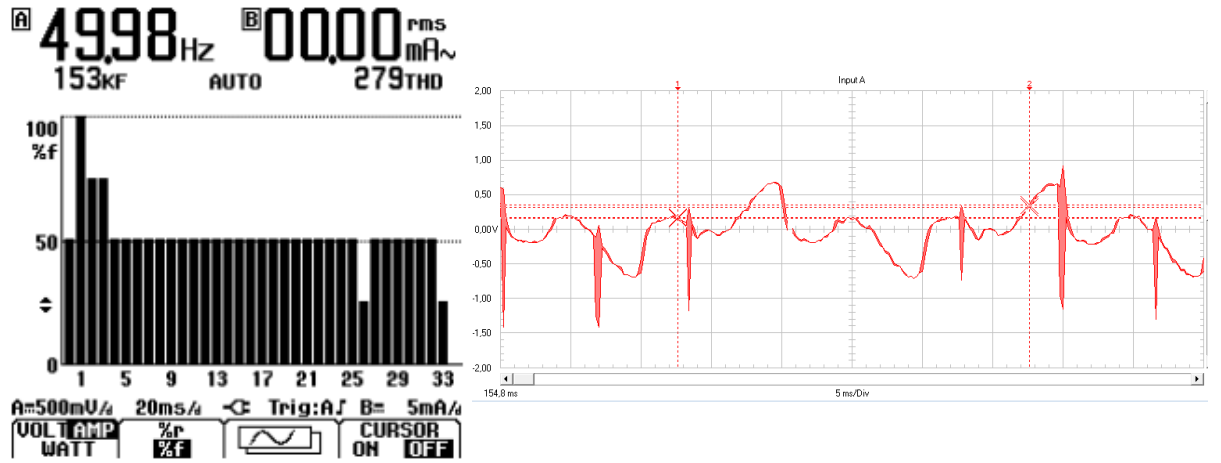
Boşta Hız, Akım, Harmonik Değerleri (33V)



Şekil IV.32 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe Boşta Hız



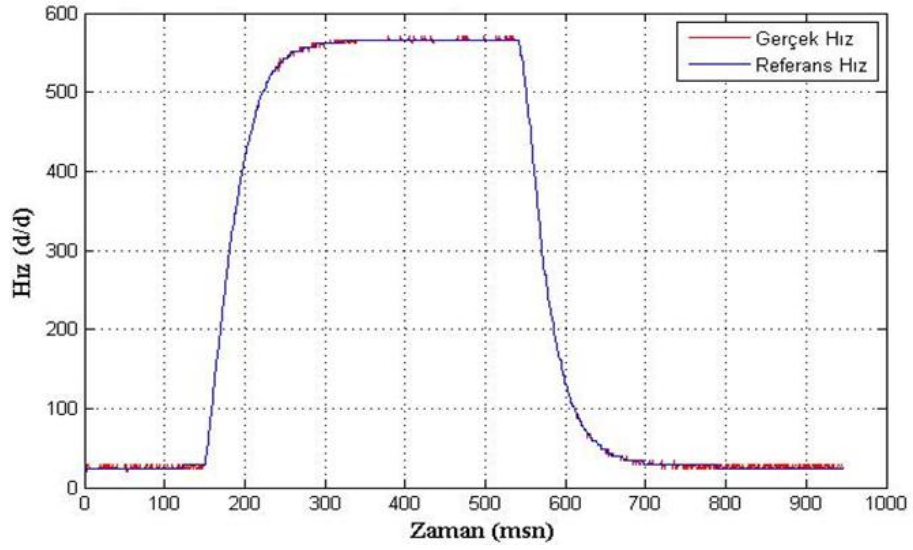
Şekil IV.33 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe Boşta Akım



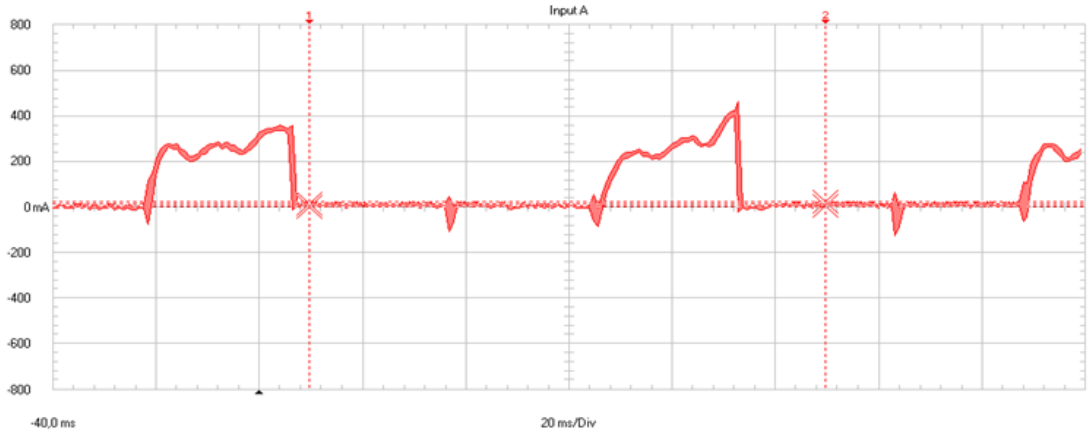
Şekil IV.34 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe Boşta Harmonik

IV.4.5.2 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe Yük

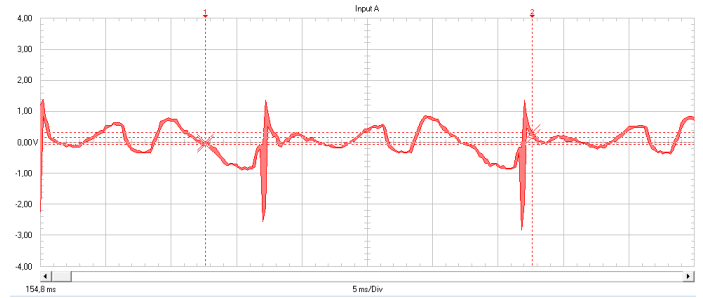
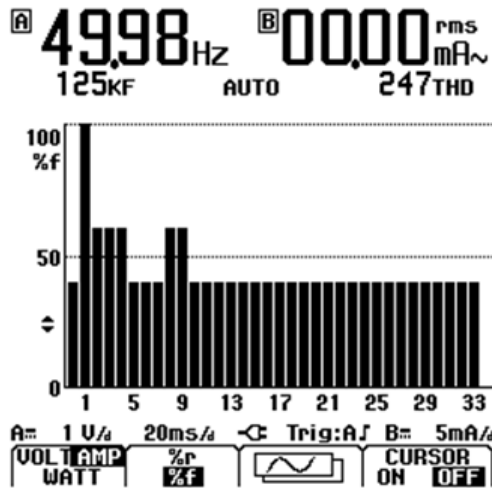
Durumuna Göre Hız, Akım, Harmonik Değerleri (33V)



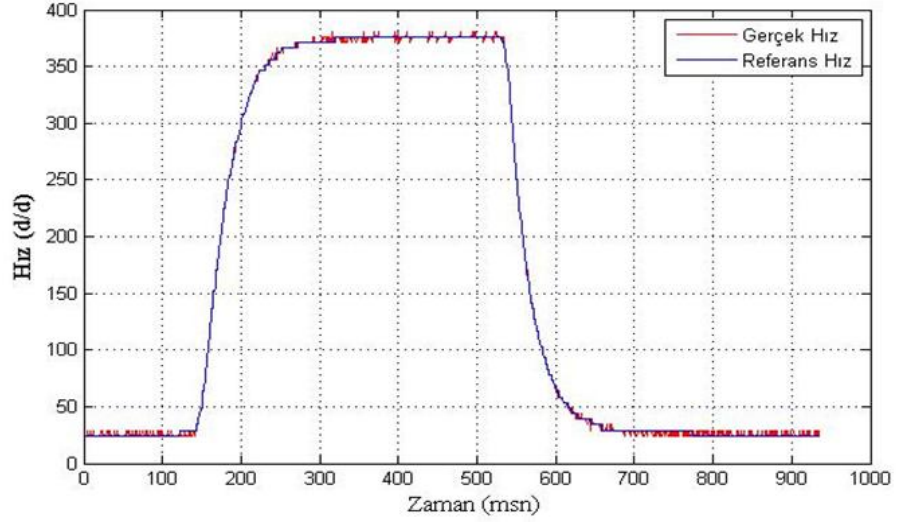
Şekil IV.35 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.25Nm Yükte Hız



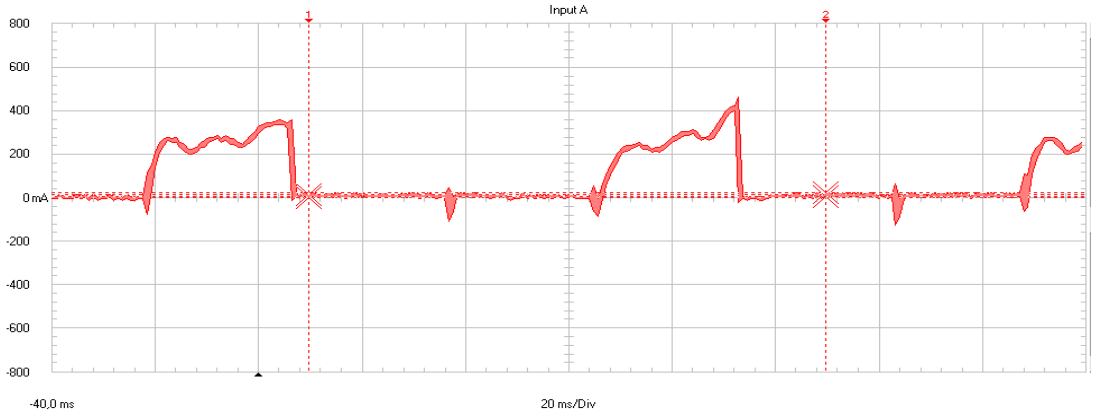
Şekil IV.36 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.25Nm Yükte Akım



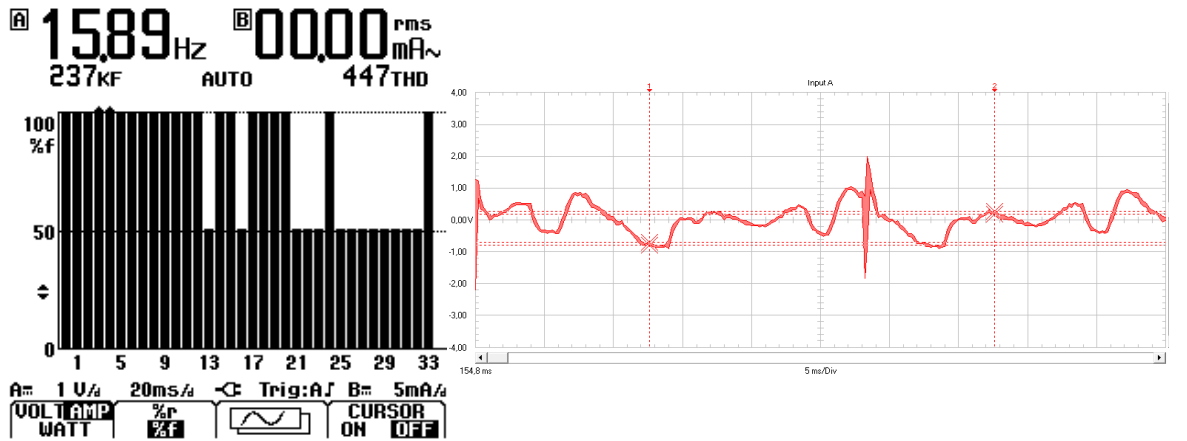
Şekil IV.37 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.25Nm Yükte Harmonik



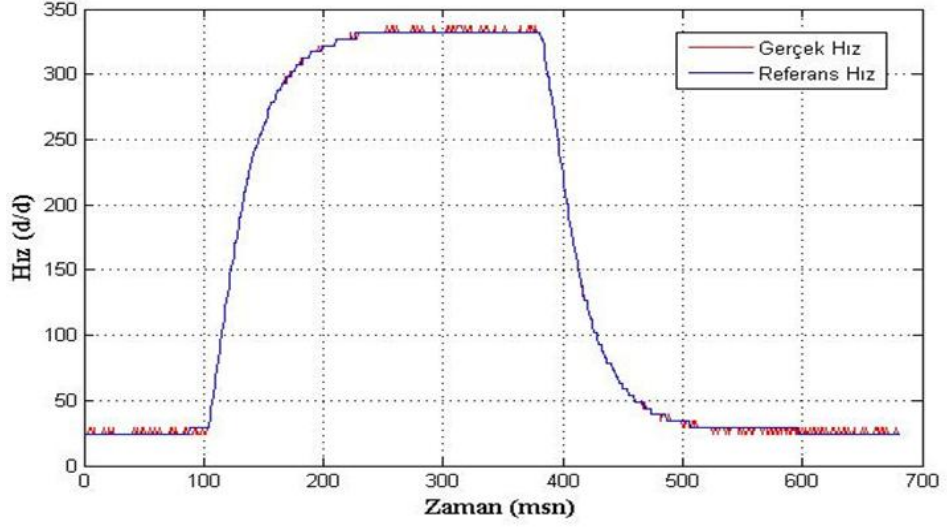
Şekil IV.38 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.35Nm Yükte Hız



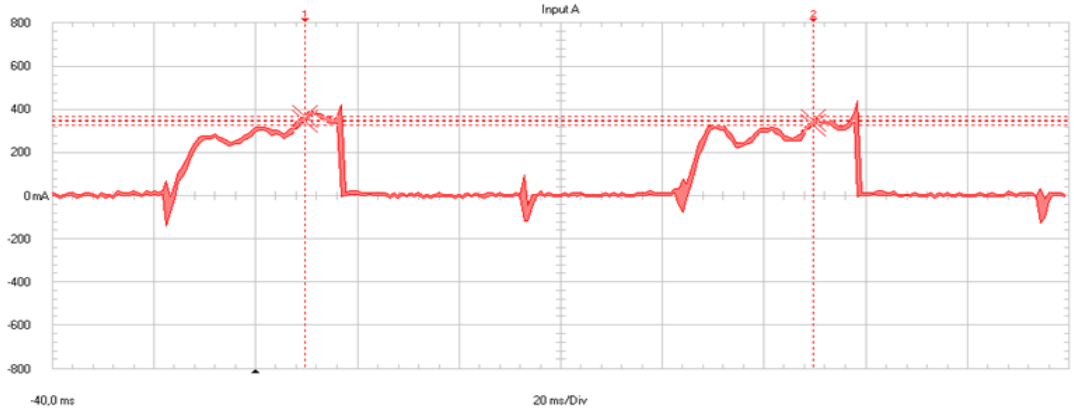
Şekil IV.39 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.35Nm Yükte Akım



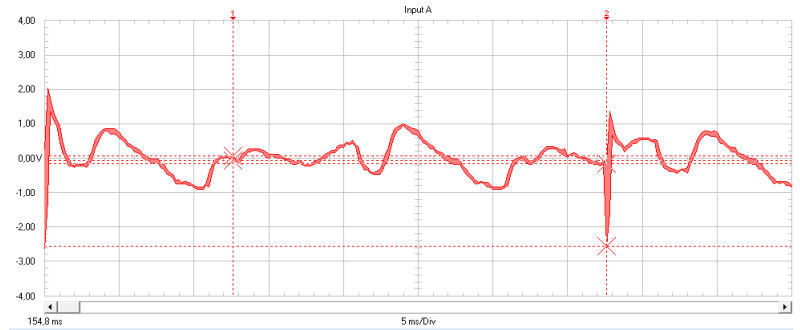
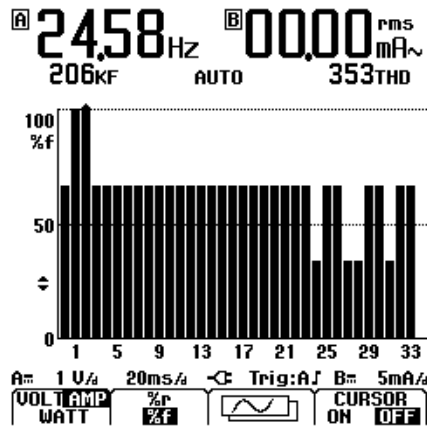
Şekil IV.40 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.35Nm Yükte Harmonik



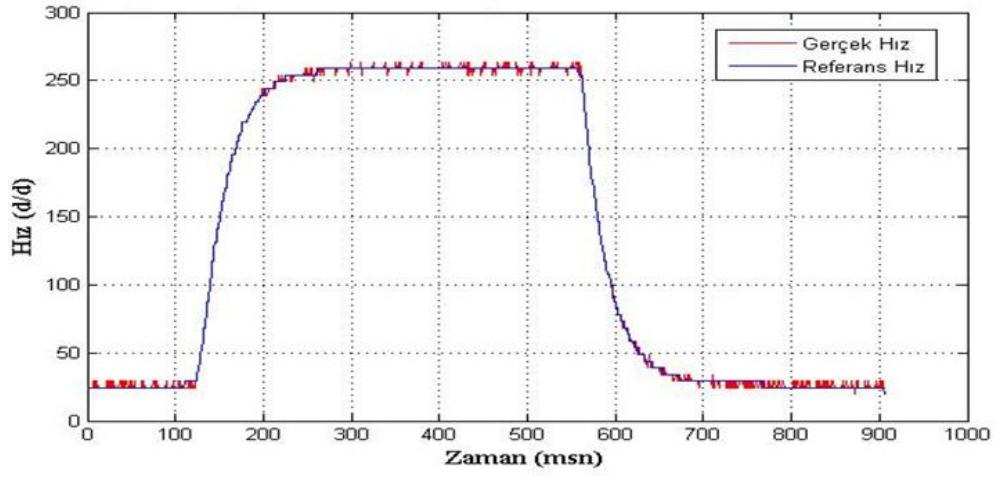
Şekil IV.41 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.40Nm Yükte Hız



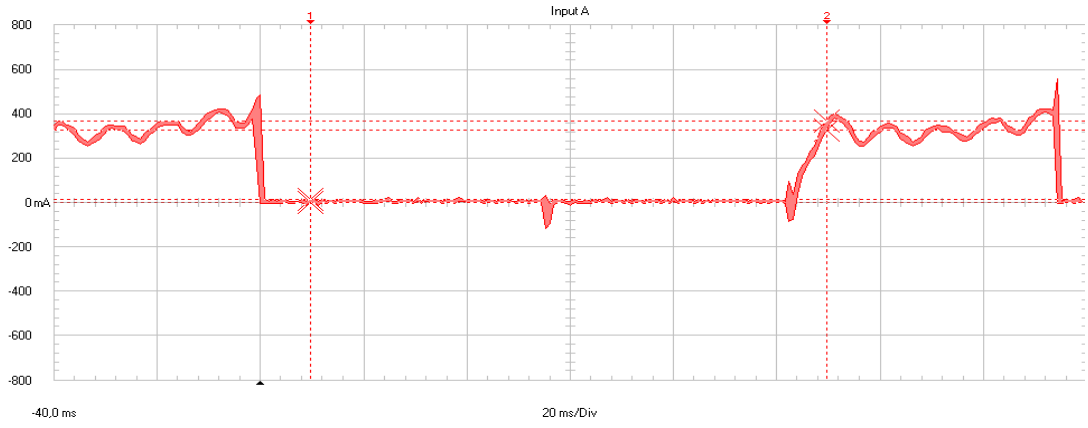
Şekil IV.42 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.40Nm Yükte Akım



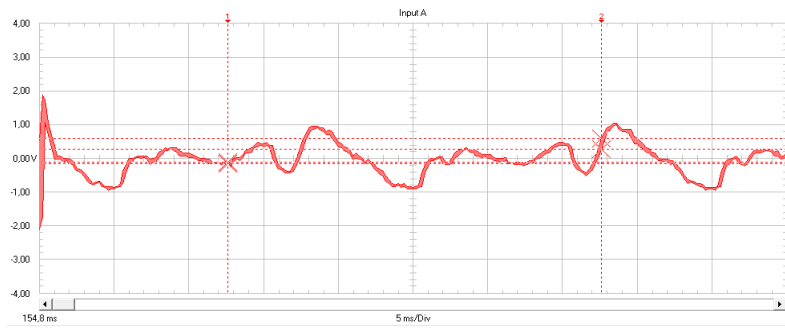
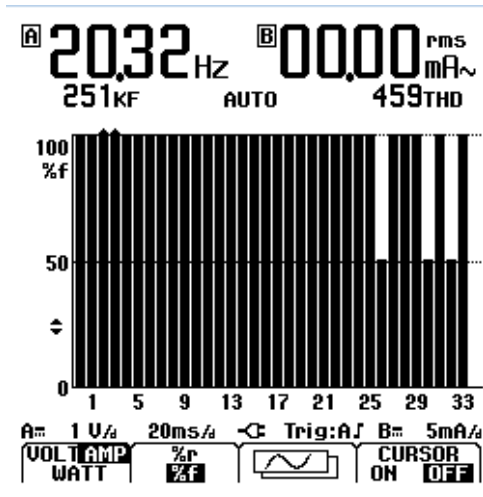
Şekil IV.43 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.40Nm Yükte Harmonik



Şekil IV.44 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.50Nm Yükte Hız



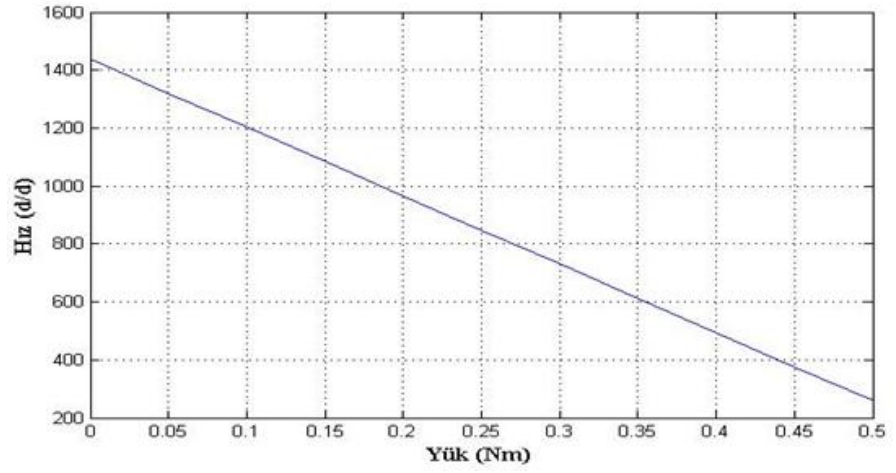
Şekil IV.45 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.50Nm Yükte Akım



Şekil IV.46 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe 0.50Nm Yükte Harmonik

IV.4.5.3 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe Yükte

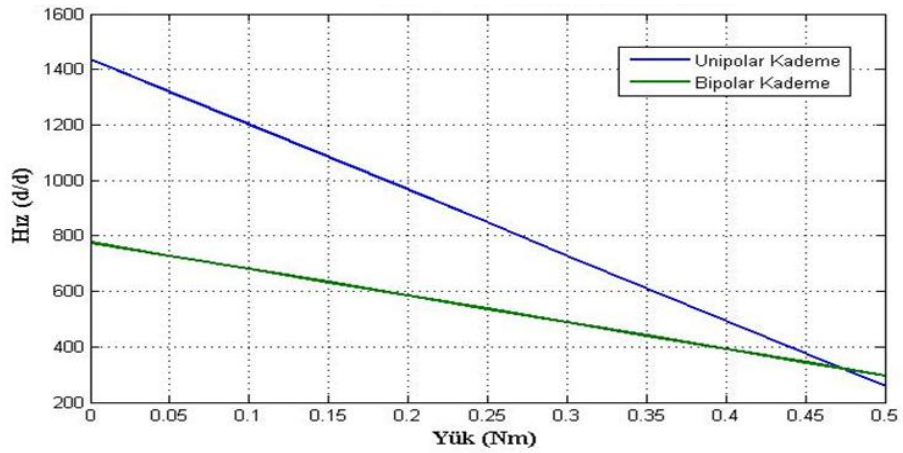
Hız-Moment Grafiği (33V)



Şekil IV.47 Bipolar- Unipolar Sürücüde Unipolar Kademe Yükte Hız-Moment Grafiği (33V)

IV.4.5.4 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar- Unipolar

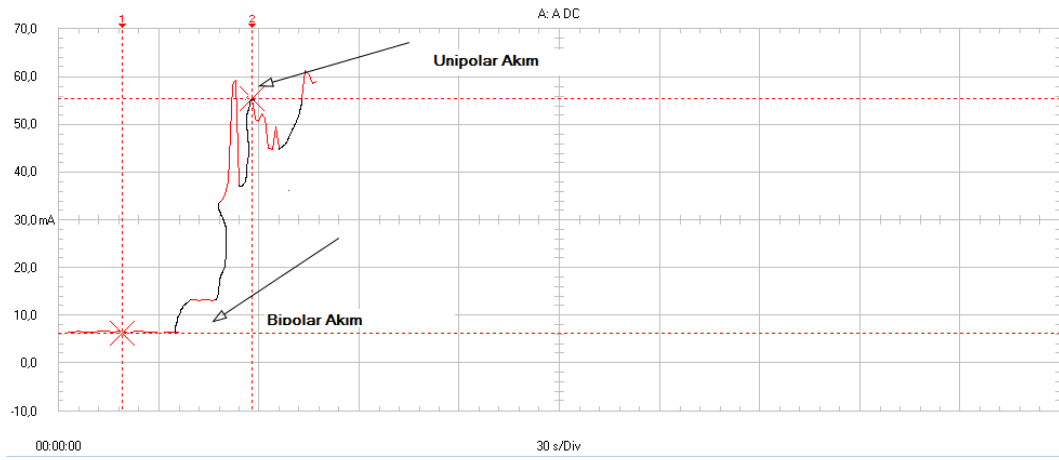
Yükte Hız-Moment Karşılaştırması (33V)



Şekil IV.48 Bipolar- Unipolar Sürücüde Bipolar- UnipolarYükte Hız-Moment Karşılaştırması (33V)

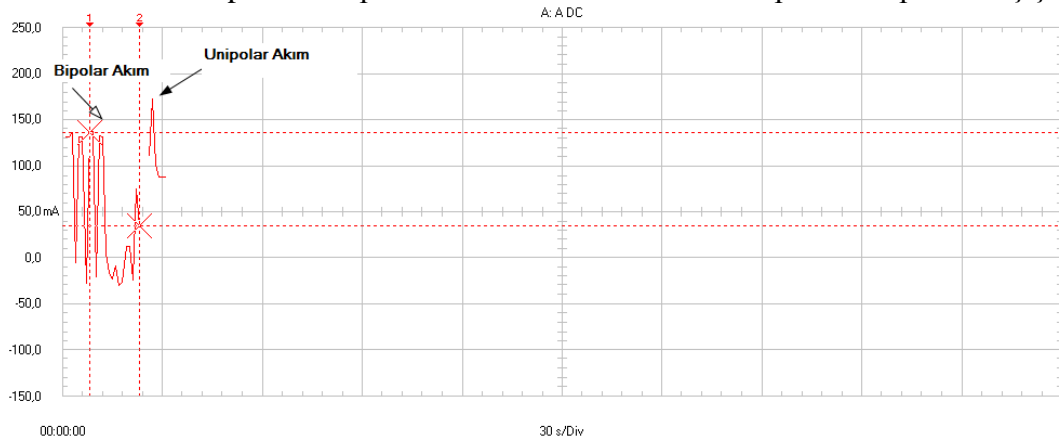
IV.4.6 Bipolar- UnipolarSürücü Bipolar-Unipolar Geçiş Anı (33V)

IV.4.6.1 Bipolar- UnipolarSürücü de Boşta Bipolar-Unipolar Geçiş Anı (33V)



Şekil IV.49 Bipolar- Unipolar Sürücü de Boşta Bipolar-Unipolar Geçiş Anı(33V)

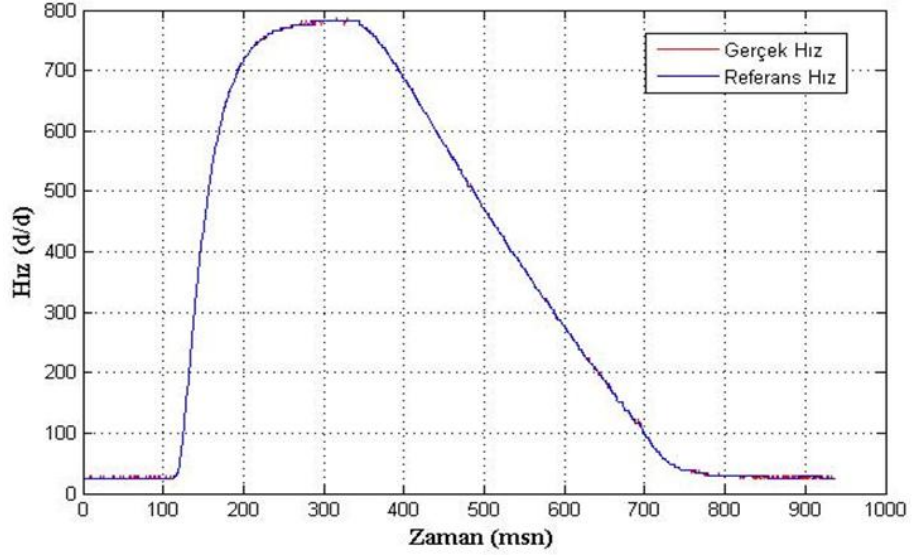
IV.4.6.2 Bipolar- UnipolarSürücü de 0.5Nm Yükte Bipolar-Unipolar Geçiş Anı(33V)



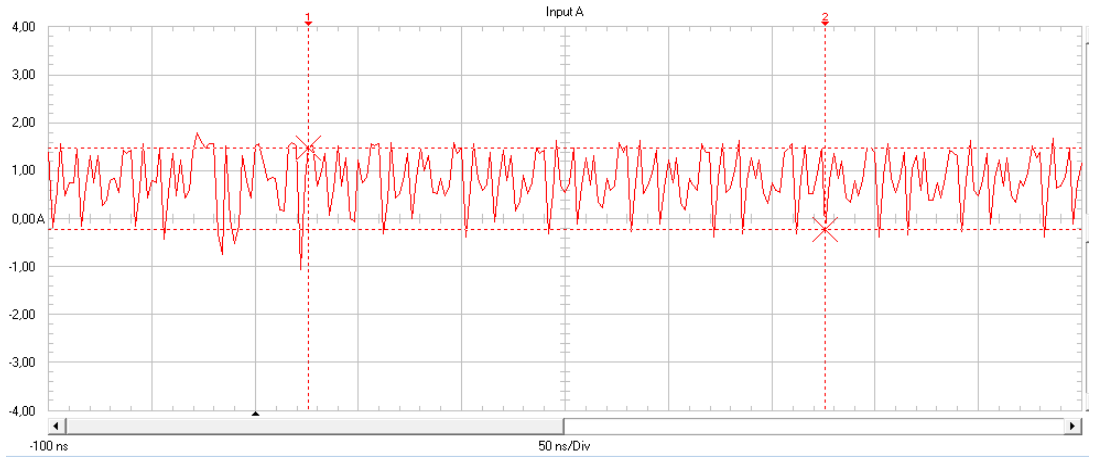
Şekil IV.50 Bipolar- UnipolarSürücü de 0.5NM Yükte Bipolar-Unipolar Geçiş Anı(33V)

IV.7 Bipolar Sürücü ile çalışma

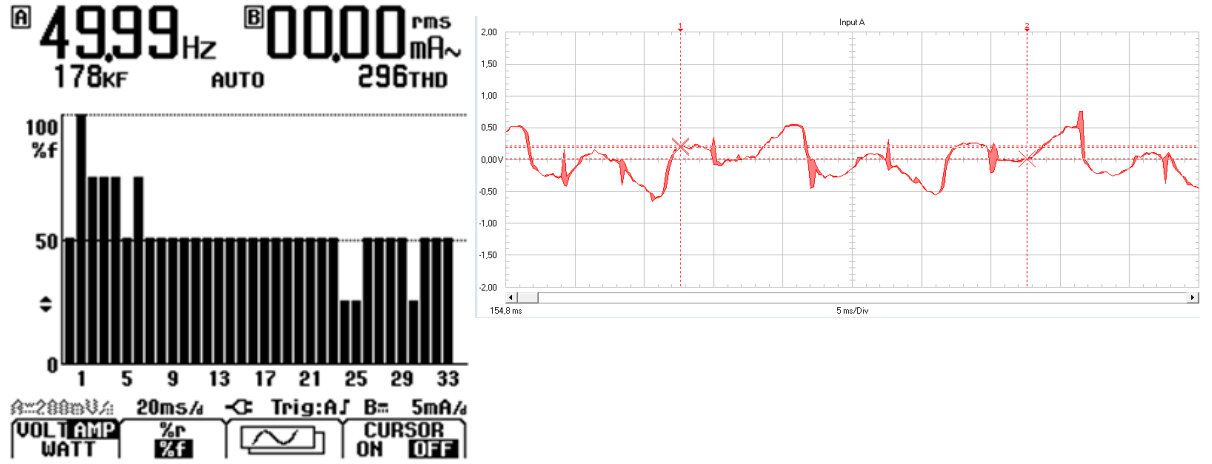
IV.7.1 Bipolar Sürücüde Boşta Hız, Akım, Harmonik Değerleri (33V)



Şekil IV.51 Bipolar Sürücüde Boşta Hız (33V)

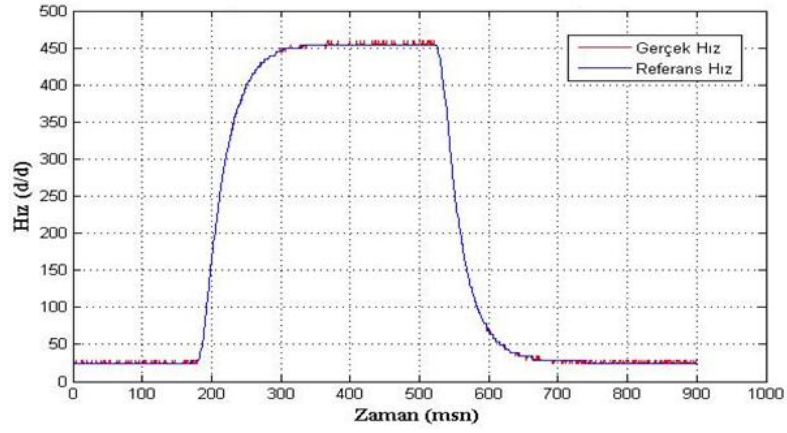


Şekil IV.52 Bipolar Sürücüde Boşta Akım (33V)

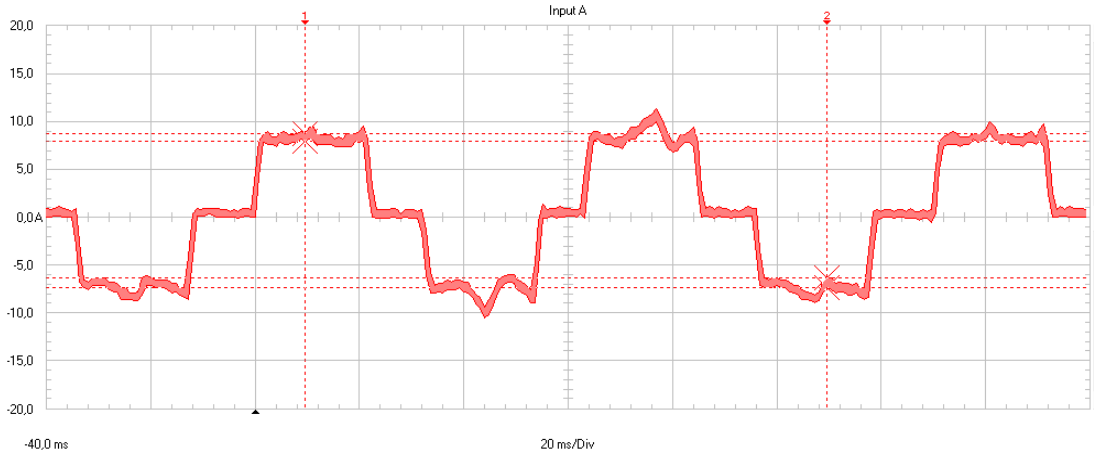


Şekil IV.53 Bipolar Sürücüde Boşta Harmonik (33V)

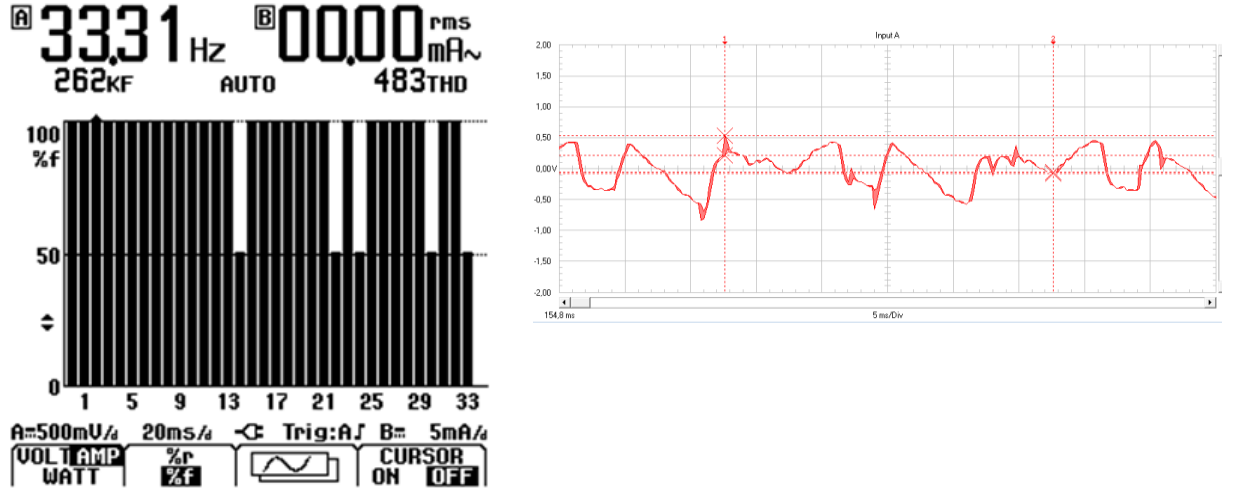
IV.7.2 Bipolar Sürücüde Yükte Hız, Akım, Harmonik Değerleri (33V)



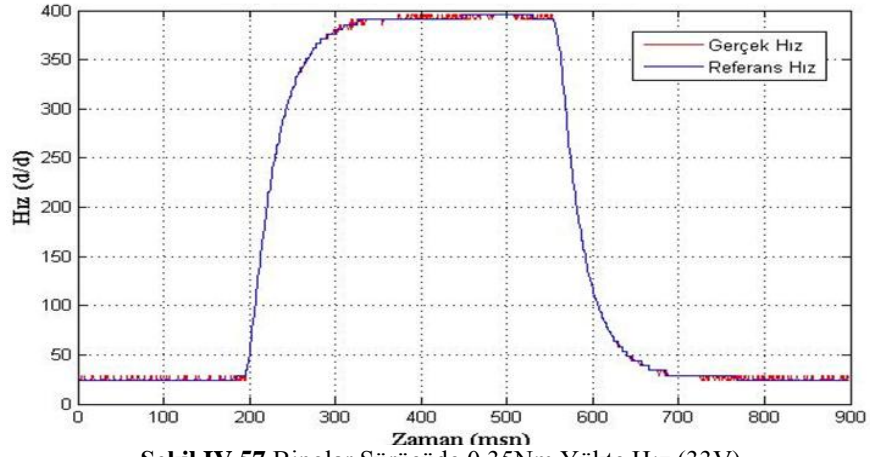
Şekil IV.54 Bipolar Sürücüde 0.25Nm Yükte Hız (33V)



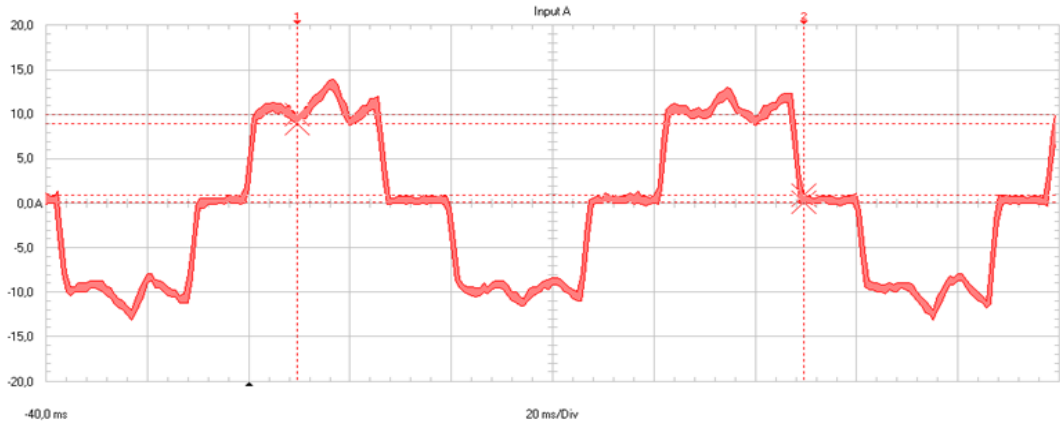
Şekil IV.55 Bipolar Sürücüde 0.25Nm Yükte Akım (33V)



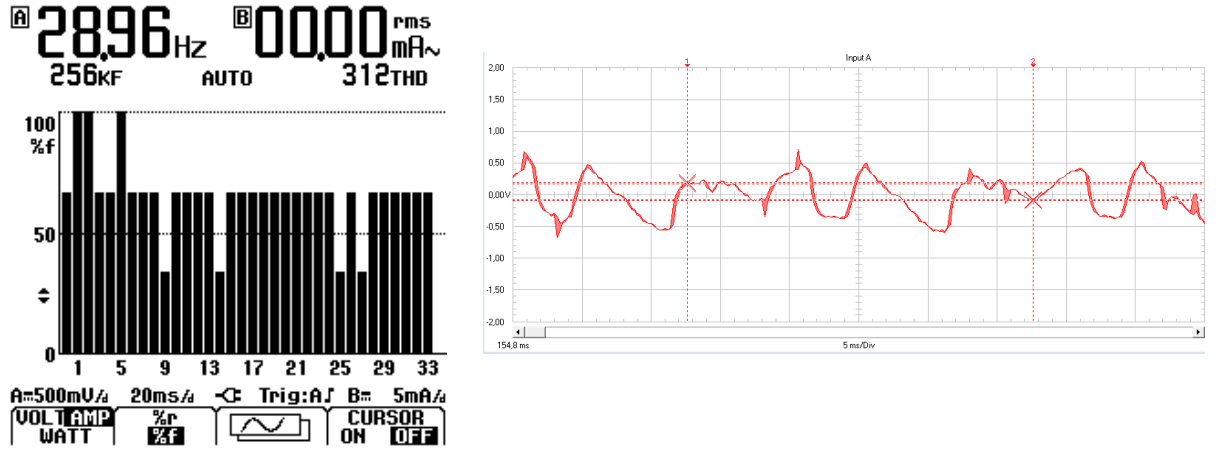
Şekil IV.56 Bipolar Sürücüde 0.25Nm Yükte Harmonik (33V)



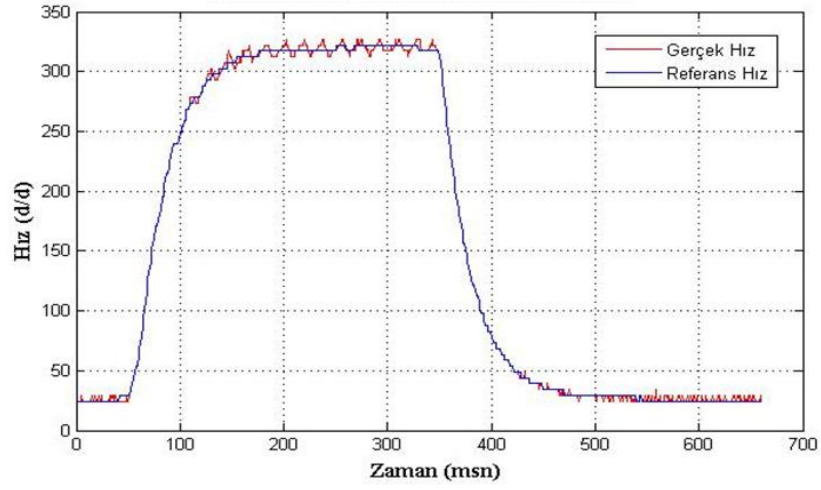
Şekil IV.57 Bipolar Sürücüde 0.35Nm Yükte Hız (33V)



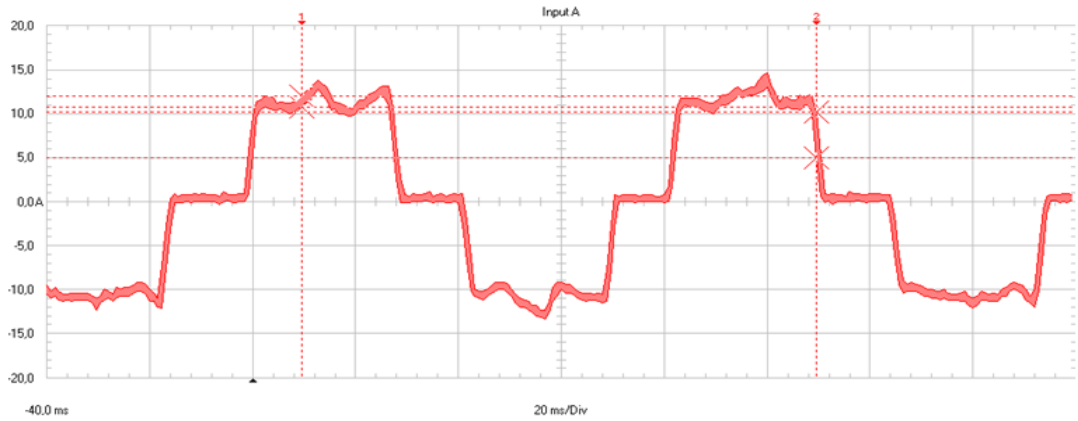
Şekil IV.58 Bipolar Sürücüde 0.35Nm Yükte Akım (33V)



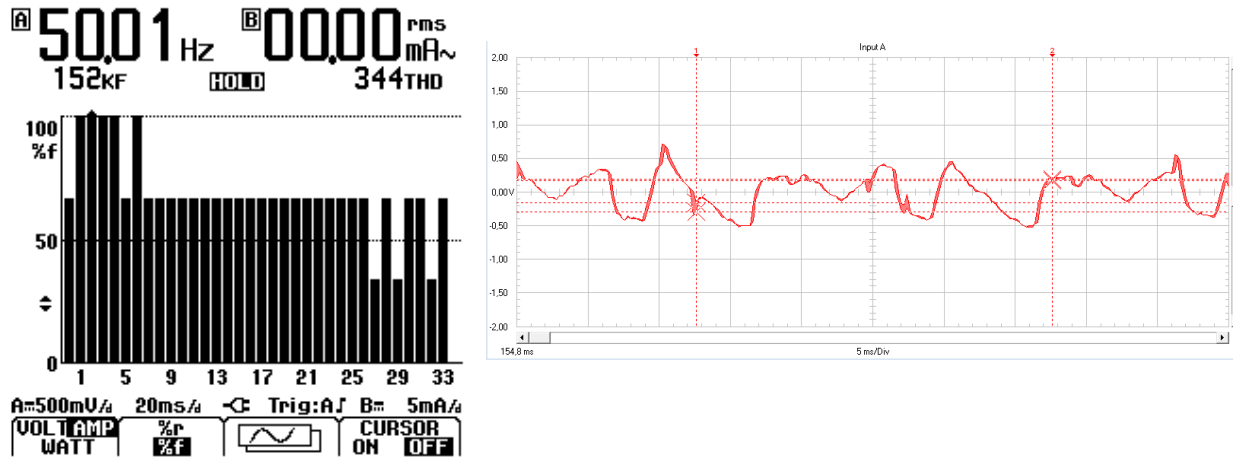
Şekil IV.59 Bipolar Sürücüde 0.35Nm Yükte Harmonik (33V)



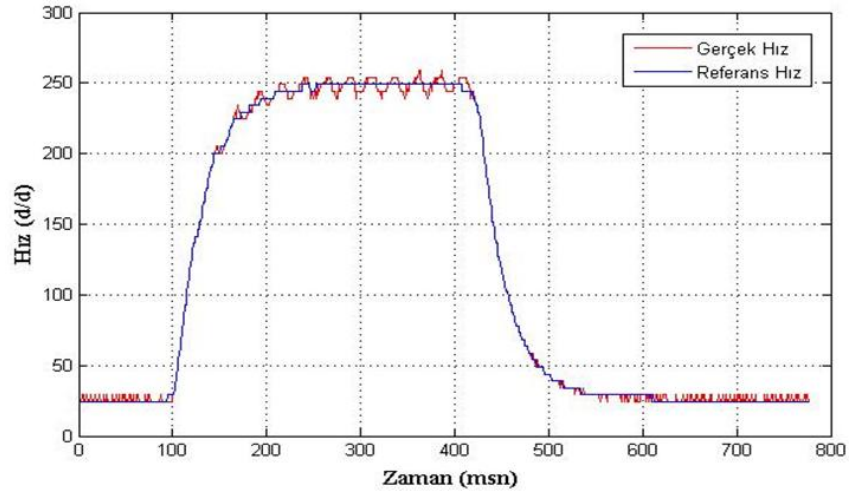
Şekil IV.60 Bipolar Sürücüde 0.40Nm Yükte Hız (33V)



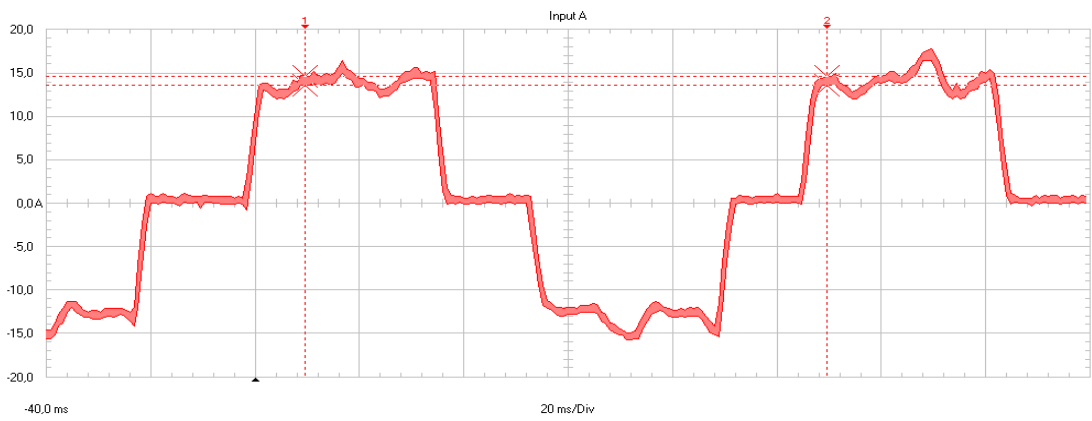
Şekil IV.61 Bipolar Sürücüde 0.40Nm Yükte Akım(33V)



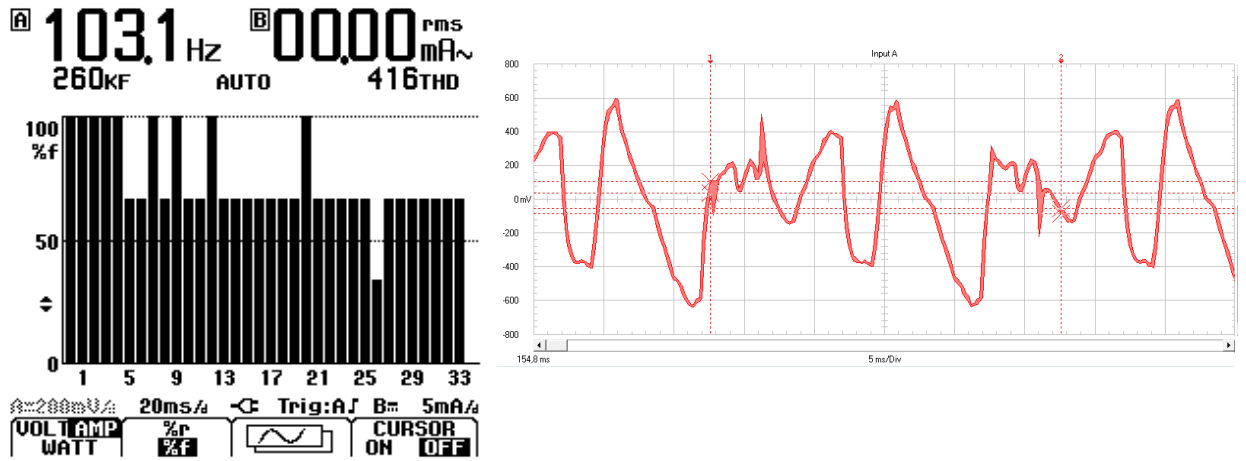
Şekil IV.62 Bipolar Sürücü de 0.40Nm Yükte Harmonik(33V)



Şekil IV.63 Bipolar Sürücü de 0.50Nm Yükte Hız (33V)

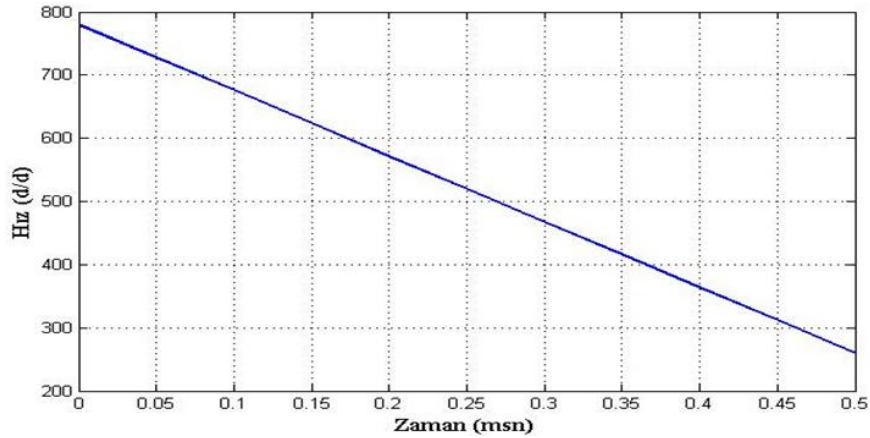


Şekil IV.64 Bipolar Sürücüde 0.50Nm Yükte Akım(33V)



Şekil IV.65 Bipolar Sürücüde 0.50Nm Yükte Harmonik(33V)

IV.4.7.3 Bipolar Sürücüde Yükte Hız-Moment Grafiği (33V)



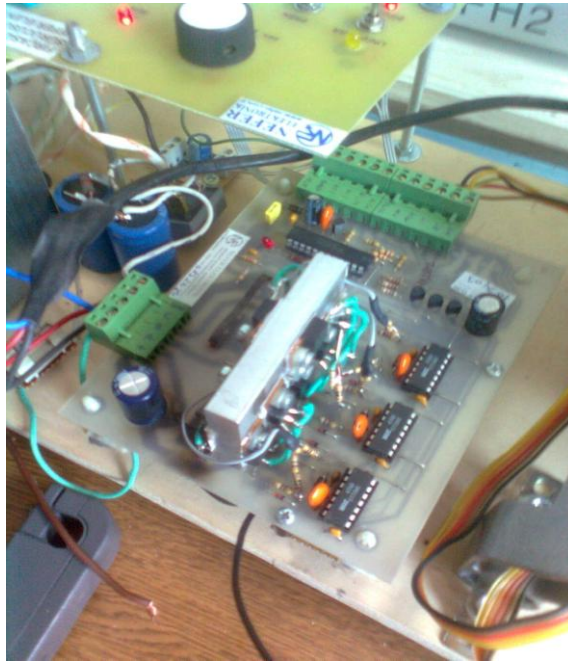
Şekil IV.66 Bipolar Sürücüde Yükte Hız-Moment Karşılaştırması (33V)

Elde edilen deney sonuçlarından FSDAM'ın hassas hız denetimi istenmeyen endüstriyel uygulamalarında, klasik denetleyicilerin rahatlıkla kullanılacağı söylenebilir.

FSDAM'ın geleneksel PD denetleyici ile konum denetimi için elde edilen deneysel sonuçlar, sabit adım referans değerleri için Şekil IV.13'de verilmiştir. Elde edilen eğrilerden istenilen referans konum değerlerinde, denetleyici tepkisinin yavaş olduğu ancak aşma ve sürekli durum hatasının oluşmadığı görülmektedir. Eski sürücü devresin yük altında ve bipolar-unipolar geçiş anında güç mosfetlerinde yanma gerçekleştiği için ilave mosfetlerle güçlendirilmiştir.

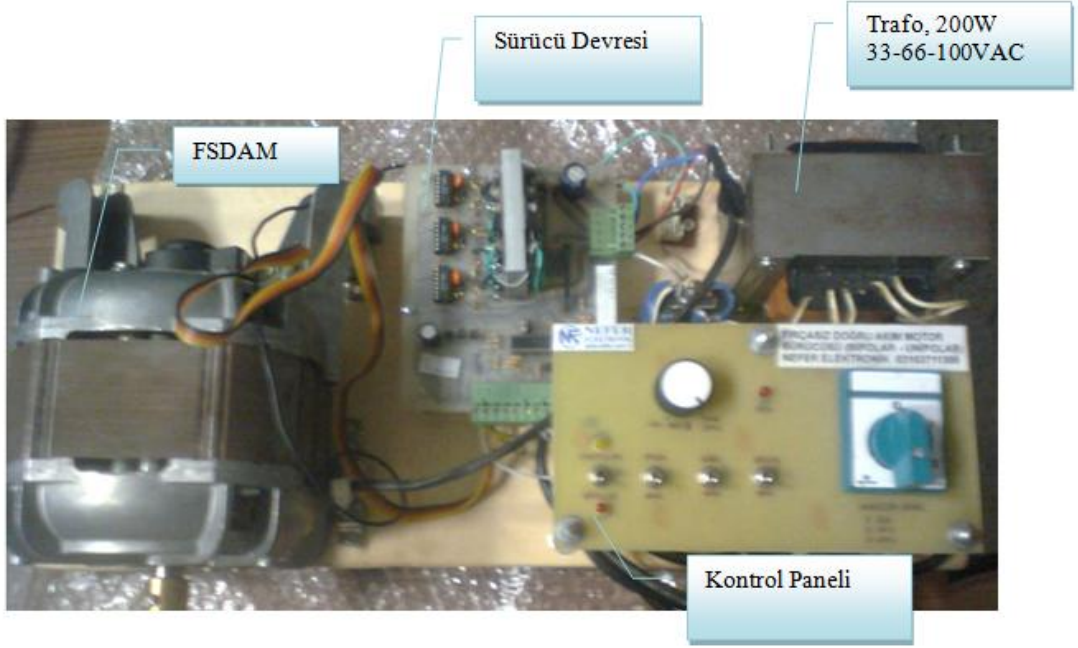


Şekil IV.67a Eski Bipolar-Unipolar Sürücü Devresi



Şekil IV.67b Yeni Bipolar-Unipolar Sürücü Devresi

Şekil IV.67 Eski ve Yeni Bipolar-Unipolar Sürücü Devresi



Şekil IV.70 FSDAM Bipolar-Unipolar Sürücü Devresi Deney Seti

BÖLÜM V. SONUÇ ve ÖNERİLER

V.1 SONUÇ

Bu tezde: Üç fazlı, yıldız bağlı fırçasız doğru akım motoru Matlab ® / Simulink ® modeli geliştirildi. Temel olarak altı adımlı inverter ile motorun etkileşimi konusu ele alındı. Hedef, doğru, hızlı çalışan ve her çalışma koşuluna uygun basit bir model yapmak idi, bu çalışmada bu hedefe ulaşıldı. Matlab'de Gerçek bir fırçasız DA motoru parametreleri katalog bilgileri kullanılarak analiz yapıldı. Ayrıca fırçalı DA motor modeli de analiz edilerek fırçalı ve fırçasız iki motorun benzerlik ve farklılıkları da gösterildi.

Moment, hız ve pozisyon kontrolü üç farklı kontrol stratejileri kullanılarak uygulandı. Histeresis bant kontrol, PWM kontrol ve Ayarlı DA-Hat gerilim kontrolü. Tüm kontrol yöntemlerinin performanslarının iyi olduğu ancak her birinin dezavantajlarının olduğu görüldü. Bunlar içinde Histerezis bant tekniğinin kontrolsüz frekans değişimlerini birçok olayda kabul edilemez olduğu, histerezis bandı çok darsa anahtar kayıpları büyük problem olduğu görüldü. Doğru akım hat gerilim kontrolü metodunun, moment salınımlarının, anahtarlama kayıplarının az olması ve frekans tayfının daha düzgün, daha düşük çıkması en iyi yöntem olduğunu göstermektedir, küçük yük değişimleri söz konusu ise bu tekniğin uygun bir teknik olacağı saptandı. Frekans bölgesi analizi DA hat akımının frekans içeriği uygulanan yüksek yüke bağlı olduğunu gösterdi. Bu filtrelemeyi zorlaştırır bundan dolayı histerisiz bant tekniği küçük yük değişmelerinin olduğu uygulamalarda uygun teknik olabilir.

PWM kontrolü çok iyi çalıştı ve çoğu durumda histerezis bant kontrolünden daha iyi bir alternatif olduğunu ortaya koyuldu. Ancak bazı durumlarda hız kontrol hatası olduğu gözlemlendi ama nedeni ayrı bir konu olduğundan araştırılmadı. Ayrıca genelde problem oluşturan PWM konum kontrolü, sorunsuz olarak gerçekleştirdi.

Sabit anahtarlama frekansından dolayı, DA-hat akım frekans içeriği olan istenmeyen harmonikler nispeten kolay filtreleme yapan yük çeşitlerinden bağımsızdır. Motorun anahtarlama frekansı yüksek olduğundan (50 kHz) aşırı anahtarlama kayıpları oluşabilir ancak bu kayıpların büyüklüğü ve sebepleri burada araştırılmamıştır. Başka bir araştırmaya gerekli olan temel bilgiler tez içinde verilmiştir.

Ayarlı DA-Hat gerilim tekniğinde değişken gerilim kaynağı ideal kabul edildiğinden yüksek frekans bozuklukları oluşmadı. Bu tekniğin performansı PWM yöntemine benzer ancak ideal gerilim kaynağı söz konusu olduğunda yumuşak moment üretti. DA-Hat gerilim tekniğinde harmonikleri hesaplamak kolaydır çünkü bunlar rotor hızı ile doğru orantılıdır. Son olarak da, kayıp ve komitasyon gecikmesi araştırıldı. Sadece omik kayıplar dikkate alındı, dirençler çok küçük olmasına rağmen simülasyonlar da bu kayıplar görüldü. Komitasyon gecikmesinin yan etkisi gösterildi, gecikme ne kadar kısa olursa istenmeyen moment dalgalanmalarını da o kadar az olur sonucuna varıldı.

V.2 ÖNERİLER

Bu çalışmada FSDAM modelinin karmaşık bir yapıya sahip olmadığı ve bu yüzden iyileştirm için eklenti yapmanın çok kolay olduğu görülmüştür. Bu çalışmada sensörlü çalışma için simülasyonlar gerçekleştirilmiştir, ancak aynı modelle sensörsüz çalışmaya kolayca geçilebileceği görülmüştür. Bu konu ayrıca incelenmeye ihtiyaç duyulan bir seviyeye sahip olduğundan temel seviyenin ilerisine geçilmemiştir. İlave bir özellik olarak, dört bölgeli çalışan motor geliştirilebileceği gösterilmiştir. Bunun uygulanması kolay ama simülasyon kesinlikle daha uzun zaman alacaktır. Bu çalışmada inverter hem yumuşak hem de sabit kesme kısıyıcıyla çalışmayı destekler, ama yumuşak kısıyıcı simülasyonları kullanılmıştır. İki kesme yöntemleri karşılaştırıldığında moment dalgalanma üzerine etkileri araştırılabilir. Diğer kontrol yöntemleri de test edilebilir. Her faz için bir akım denetleyici kullanmayı gerektirebilir. Sensörsüz kontrol teknikleri de uygulanabilir. Zıt Emk'nın algılanmasında motoru yeteri kadar yüksek hızda başlatmak için özel bir metod gerekebilir. Zıt Emk'nın ideal olmayan bir daga şekli daha düzgün kenarlarla değiştirilebilirdi. Son olarak, bir sonraki mantıksal adım gerçek bir fırçasız motor üzerinde farklı kontrol stratejileri denemek olacaktır.

Kaynakça

- [1] CARROLL J: J. (1993), "*Nonlinear Control of Electrical Machines*", In Partial Fulfillment of the Requirement for the Degree Doctor of Philosophy Electrical Engineering
- [2] KENJO T. and NAGAMORI S. (1985), "Permanent Magnet and Brushless DA Motors", Oxford Science Publications
- [3] KRAUSE P. C. (1986), "Analysis of Electrical Machines", McGraw-Hill
- [4] KRAUSE P. C, NUCERRA R. R, KREFTA R. J. and WASYNCZUK O. (1987), "Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machine Supplied from a 180° Inverter with Phase Control", IEEE trans, on Energy Conversion, vol. EC-2, no. 3, September
- [5] SEZGİN A. ve ÖNBİLGİN G.(1993), " Sürekli Miknatıslı Senkron Motorlar. Yapısal İnceleme", Elektrik Mühendisliği 5. Ulusal Kongresi
- [6] "Permanent Magnet Materials" , Permanent Magnet Catalog, Dexter Magnetic Technologies (2007)
- [7] MATSUI N. and OHASHI H. (1992), "DSP- Based Adaptive Control of a Brushless Motor", IEEE trans, on Ind. Application, vol. 28, no. 2, March/April
- [8] PILLAY P. and KRISHNAN R. (1989), "Modeling, Simulation and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives: Part 1,2", IEEE trans. on Ind. Application, vol. 25, no. 2, March/April
- [9] EL-SAMAHY A. A, EL-SAHARKAWI M. A, SHARAF S. M. (1994), "Adaptive MultiLayer Self-Tuning High Performance Tracking Control for DA Brushless Motor", IEEE Trans, on Energy Conversion, vol. 90, no. 2, June
- [10] GRAHAM D. E. and SAVAGE J. W.(1985), "Brushless DA Motor technology", Int. J. of Vehicle Design, vol. 6, no. 6
- [11] MATSUI N. and SHIGYO M. (1990), "Brushless DA Motor Control without Position and Speed Sensor", IEEE trans, on Ind. Application, vol. 28, no. 1, Jan./Feb.
- [12] KO J. S, LEE J. H. and YOUN M. J.(1994), "Robust digital position control of brushless DA motor with adaptive load torque observer", IEE proc. elect, power application, vol. 141, no. 2, March

- [13] Daniel Hansson. Study and test of a bidirectional motor drive systems function and operation for a pump application. *Master's thesis*, Institutionen for Elteknik, Chalmers Tekniska Hogskola, **2004**.
- [14] Padmaraja Yedamale. Brushless DA (BLDA) Motor Fundamentals. *Microchip Technology Inc.*, **2003**.
- [15] Kyeong-Hwa Kim and Myung-Joong Youn. Performance comparison of PWM inverter and variable DA link inverter schemes for high-speed sensorless control of bidirectional motor. *Electronics Letters*, 38(21):1294-1295, October **2002**.
- [16] CARLSON N, LOJOIE-MAZENC M. and JOAO C. (1992), "Analysis of Torque Ripple Phase Commutation in Brushless DA Machines", *IEEE Trans, on Ind. Application*, vol. 28, no. 3, May/June
- [17] CHARN T. L. and WU Y.C. (1993), "Design of brushless DA position servo systems using integral variable structure approach", *IEE proc.-B*, vol. 140, no.1, January
- [18] DEMERDASH N. A, MILLER R. H, NEHL T. W, OVERTON B. P and FORD C. J. (1983), " Comparison Between Features and Performance Characteristics of Fifteen HP Samarium Cobalt and Ferrite Based Brushless DA Motors Operated by Same Power Conditioner", *IEEE Trans, on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 1, January
- [19] P C K Luk and C K Lee. Efficient modelling for a brushless DA motor drive. In *Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, 1994.
- [20] Maxon Precision Motors Inc., http://www.maxonmotor.com/docsx/Download/catalog_2005/Pdf/05_150_e.pdf. *EC 6 06mm, brushless, 1.2 Watt*, 2005.
- [21] HOSHIMOTO H, YAMAMOTO H, YANAGISAWA S. and HARASHIMA F. (1988), "Brushless Servomotor Control Using Variable Structure Approach", *IEEE Trans, on Ind. Application*, vol. 24, no. 1 Jan/Feb.
- [22] HEMATI N. and LEU M.C(1992), "A Complete Model Characterization of Brushless DA Motors", *IEEE Trans, on Ind. Application*, vol. 28, no.1, Jan./Feb.
- [23] IIZUKA K, UZUHASHI H, KANO M, ENDO T. and MOHRI K. (1985), "Microcomputer Control of Sensorless Brushless Motor", *IEEE Trans, on Ind. Application*, vol. IA-21, No.24, May/June
- [24] BAL G. (1993), "Performance Analysis of Field-Orientation Controlled Induction Motor with Parameter Adaptation", A thesis submitted to *The*

*Department of Electronic and Electrical Engineering University of Strathclyde
for the degree of Doctor of Philosophy, October*

- [25] KENJO T. (1991), "Electrical Motors and Their Controls", Oxford Science Publications
- [26] Juan W. Dixon and Ivan Leal. Current control strategy for brushless DA motors based on a common DA signal. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(2), March 2002.
- [27] Saurabh Gupta. Control of a brushless DA machine as a part of a free piston energy converter for a hybrid electric vehicle. *Master's thesis, Department of Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology*, 2003.
- [28] Maxon Precision Motors Inc., http://maxonmotor.com/docsx/Download/catalog_2005/Pdf/05_Technik_kurzun%2C_d_buendig_mmc_32_33_e.pdf. *Maxon Motor Control, Technology - short and to the point*.
- [29] LOW T.S, LEE T.H, TSENG K. J. and LOCK K. S. (1994), "Servo Performance of a BLDA Drive with Instantaneous Torque Control", *IEEE trans, on Ind. Application*", vol. 28, no. 2, March/April
- [30] The MATH WORKS Inc. (1992), "Simulink User's Guide", March
- [31] Texas Instruments Incorporated. *DSP Solutions for BLDA Motors*, 1997.
- [32] K.S. Low M.F. Rahman and K.W. Lim. Approaches to the control of torque and current in a brushless DA drive.
- [33] MUIR P. F. and NEUMAN C. P. (1985), "Pulsewidth Modulation Control of Brushless DA Motors for Robotics Application", *IEEE trans, on Ind. Electronics*, vol. IE-32, no. 3, August
- [34] Wilidi, T.: "Principles Of Electrical Machinery and Power Elektronik", 2th Edition. Queens University, Canada (1996) 167
- [35] ÖZTURA H. ve BAYINDIR S.H. (1995), "Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Sonlu Elemanlar Yöntemiyle Analizi", *Elektrik Mühendisliği 6. Ulusal Kongresi*, 11-17 Eylül 1995, BURSA
- [36] Ward Brown. *Brushless DA Motor Control Made Easy*. Microchip Technology Inc., 2002.
- [37] P.C. Sen. *Principles of Electric Machines and Power Electronics*. John Wiley & Sons, 1997.
- [38] TEZDUYAR L, SÖNMEZÖZ F., DİRİL O., ÇİPRUT I., ÇİRPANLI G., TACER M.E., TUNCAY R.N.(1995), "Bir Fırçasız Doğru Akım Motor Tahrik

- Sisteminin Geliştirilmesi", Elektrik Mühendisliği 6. Ulusal Kongresi, 11-17 Eylül 1995, BURSA
- [39] Bal, G.: "Özel Elektrik Makinaları" , 3. Baskı , Gazi Üniversitesi, Türkiye , (2006) 127
- [40] Lennart Harnfors. *Control of Variable-Speed Drives*. Malardalen University, 2002.
- [41] Sen, P.C. : "Principles Of Electrical Machinery and Power Electronics", 2th Edition. , Queens University, Canada, (1996) 167
- [42] Wildi, T. : "Electrical Machines Drives and Power Systems", 5th Edition. , Laval University, Canada , (2002) 96
- [43] Lee, E. C.: "Efficiency Comparison Of Modern Variable Speed Drive Technologies" , Powertec Industrial Corporation , (1993)
- [44] Zhu, J.,G.: " Brushless DA Motor" , Electromechanical Systems. (2007)
- [45] Gopalarathnam, T.; Toliyat, H.A. : "A New Topology For Unipolar Brushless DA Motor Drive With High Power Factor", IEEE Transactions On Power Electronics, (2003) 1397
- [46] Ohm, D.Y.; Park, J.H. : " About Commutation and Current Control Methods For Brushless Motors", 29th annual IMCSD symposium, San Jose (1999) 1
- [47] Armstrong, L.: " Current Control Removes Brushless DA Motor Commutation Spikes" , Zetex Semiconductors plc, (2005) 1
- [48] Ellis, G. : "Advances in Brushless DA Motor Technology Control and Manufacture ", Kollmorgen Corporation, published PCIM-Europe, (1996) 1
- [49] "Field Oriented Control" , Copley Control Corp. (2007)
- [50] Kim, C.G.; Lee, J.H.; Kim, W.; Youn, J.M. : " Study On Maximum Torque Generation For Sensorless Controlled Brushless DA Motor With Trapezoidal Back EMF ", IEEE Proc.-Electr. Power Applications , (2005) 277
- [51] " Hall Effects Sensors", Honeywell Micro Switch Sensing and Control (2007)
- [52] Brown, W. : " Brushless DA Motor Control Made Easy ", Microchip Technology Inc. (2002).1
- [53] "Sensorless BLDA Motor Control " , Freescale Semiconductor Inc., (2007)
- [54] " MC33035 Controller " , Brushless Direct Current Motor Controller, ON Semiconductor Components Industries, (2006)
- [55] Jang, G.H.; Kim, M.G. : "A bipolar-starting and unipolar-running method to drive a hard disk drive spindle motor at high speed with large

starting torque ” , Magnetics, IEEE Transactions On Industry Applications, (2005) 750

- [56] Yan, G.Serteller, N.F. : “ Fırçasız Doğru Akım Makineleri (BLDA) ve Komütasyon”, 3E Electrotech, Ocak Sayısı (2008)
- [57] Genç. Ç. Fırçasız Doğru Akım Motor Mil Büyüklüklerinin (Hız ve Konum) Sinirsel Bulanık Denetleyici ile Denetimi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi.(2005)
- [58] Yan, G.Serteller, N.F. : “ Fırçasız Doğru Akım Makineleri (BLDA) ve Komütasyon”, 3E Electrotech, Ocak Sayısı (2008)
- [59] Bektaş, Y. Serteller, N.F: “ *Fırçasız DA Motorun Kontrolünde PWM ve Hisrerisiz Bant Tekniğinin Karşılaştırılması*”, SDU International Journal of Technologic Sciences. Vol. 2, No 3, September (2010)
- [60] Bektaş, Y. Serteller, N.F: “*Brushless direct current (BLDC) motor driving experimental set*”, Energy Education Science and Technology Part A: Energy Science and Research Volume (Issue) 27(2): 455-466 (2011)

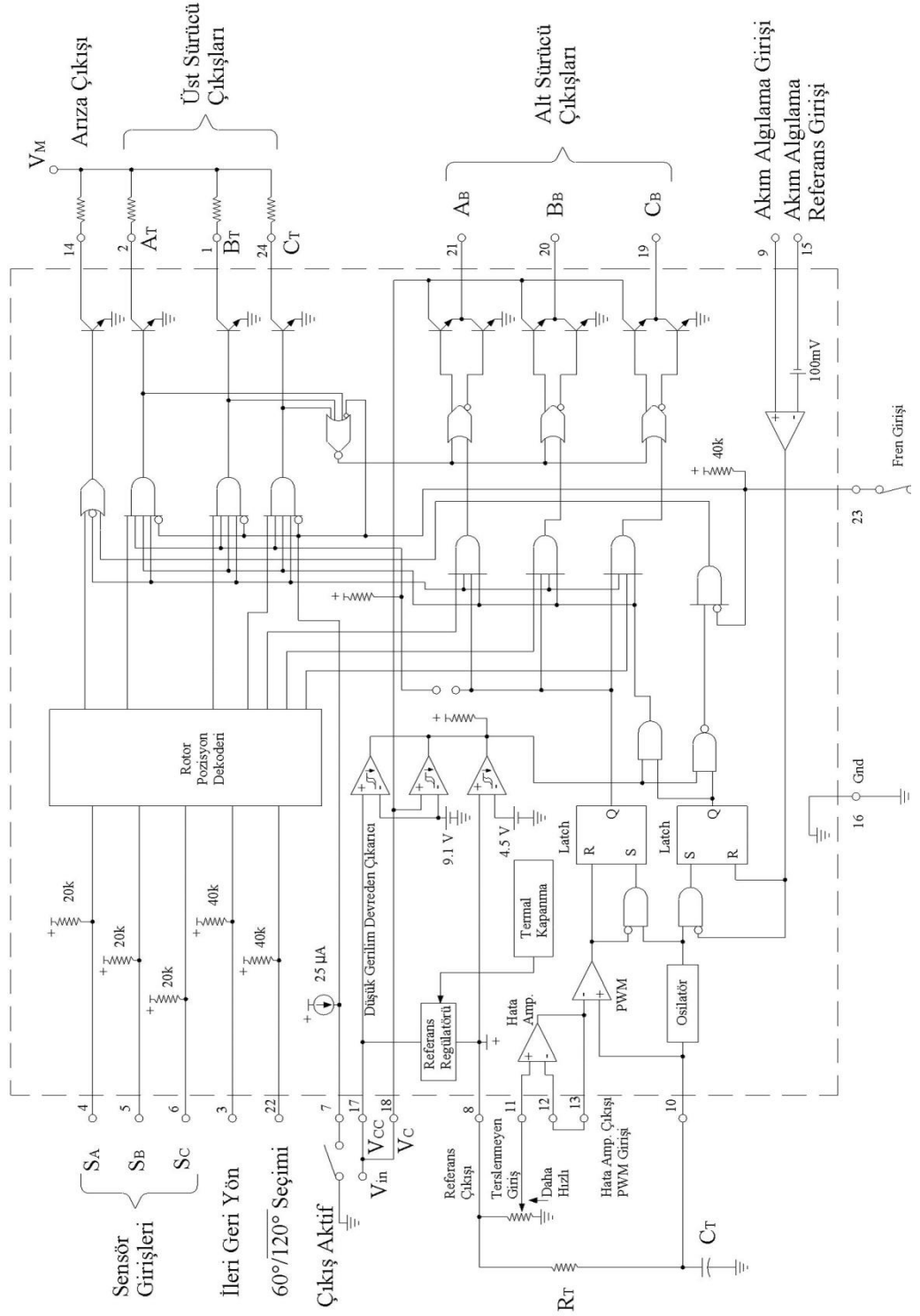
EKLER

EK 1 Fırçasız Doğru Akım Motor Kontrolörü MC33035'in çalışma değer aralıkları

Tablo EK 1.1 Maksimum değer aralıkları

Aralık	Sembol	Değer	Birim
Güç Kaynağı Gerilimi	V_{CC}	40	V
Dijital Girişler (Pin 3,4,5,6,22,23)	-	V_{ref}	V
Hata yükseltici Giriş Gerilim Aralığı (Pin 11, 12)	I_{OSC}	30	mA
Hata yükselticisi Çıkış Akımı (Source yada Sink)	V_{IR}	-0.3 ten V_{ref} 'e	V
Akım algılama Giriş Gerilim Aralığı (pin 9,15)	I_{Out}	10	mA
Arıza Çıkış Gerilimi	V_{Sense}	-0.3'ten 5.0'a	V
Arıza Çıkış Akımı (Sink)	$V_{CE(arıza)}$	20	V
Üst sürücü Gerilimi (Pin 1,2,24)	$I_{Sink(arıza)}$	20	mA
Üst sürücü Akımı (Sink) (Pin 1,2,24)	$V_{CE(top)}$	40	V
Alt sürücü Kaynak Gerilimi (Pin 18)		30	V
Alt sürücü Çıkış akımı (Source yada Sink) (Pin 19,20,21)	I_{DRV}	100	mA
85° ortam sıcaklığında Maksimum Güç Kaybı	P_D	867	mW
Çalışma anı Jonksiyon Sıcaklığı	T_J	150	$^{\circ}C$
Çalışma anında ortam sıcaklığı	T_A	-40 ile +125	$^{\circ}C$

EK 2 MC 33035 Genel Yapısı ve Blok Diyagramı



EK 3 MATLAB'ta Fırçasız Doğru Akım Motorunun İncelenmesi

MATLAB matematiksel modelleme ve simülasyon programı ile Fırçasız Doğru Akım Motoru analizi gerçekleştirilmiştir. Bu analiz çerçevesinde üzerinde çalışmalar yapılan motor karakteristik özellikleri aşağıda yer almaktadır.

Motor kaynak gerilimi : 100V DC

Motor momenti : 1 Nm

Motor devir sayısı : 600 d/d

Kalıcı mıknatıslı motor:

Rezistansı : 0.2 Ohm

Endüktansı : 0.0085 H

Kutup sayısı : 4

Zıt EMK dalga şekli : Trapezoidal

Zıt EMK tepe genişliği : 120°

Eylemsizlik momenti : 0.045 kgm²

Sürtünme : 0.0025

Nms Mıknatısların indüklediği akı : 0.175 Wb

Konverter DC bara:

Doğrultucu rezistansı : 10 * 10³ Ohm

Doğrultucu kapasitansı : 20 * 10⁻⁹ F

Diyot iletim rezistansı : 1 * 10⁻³ Ohm

İletimdeki gerilim düşüşü : 1.3 V

Mosfet iletim rezistansı : 1 * 10⁻³ Ohm

Hız regülasyonu

Hızlanma hız rampası : 1000 rpm/s

Yavaşlama Hız rampası : -1000 rpm/s

Oransal İntegral düzenleyici

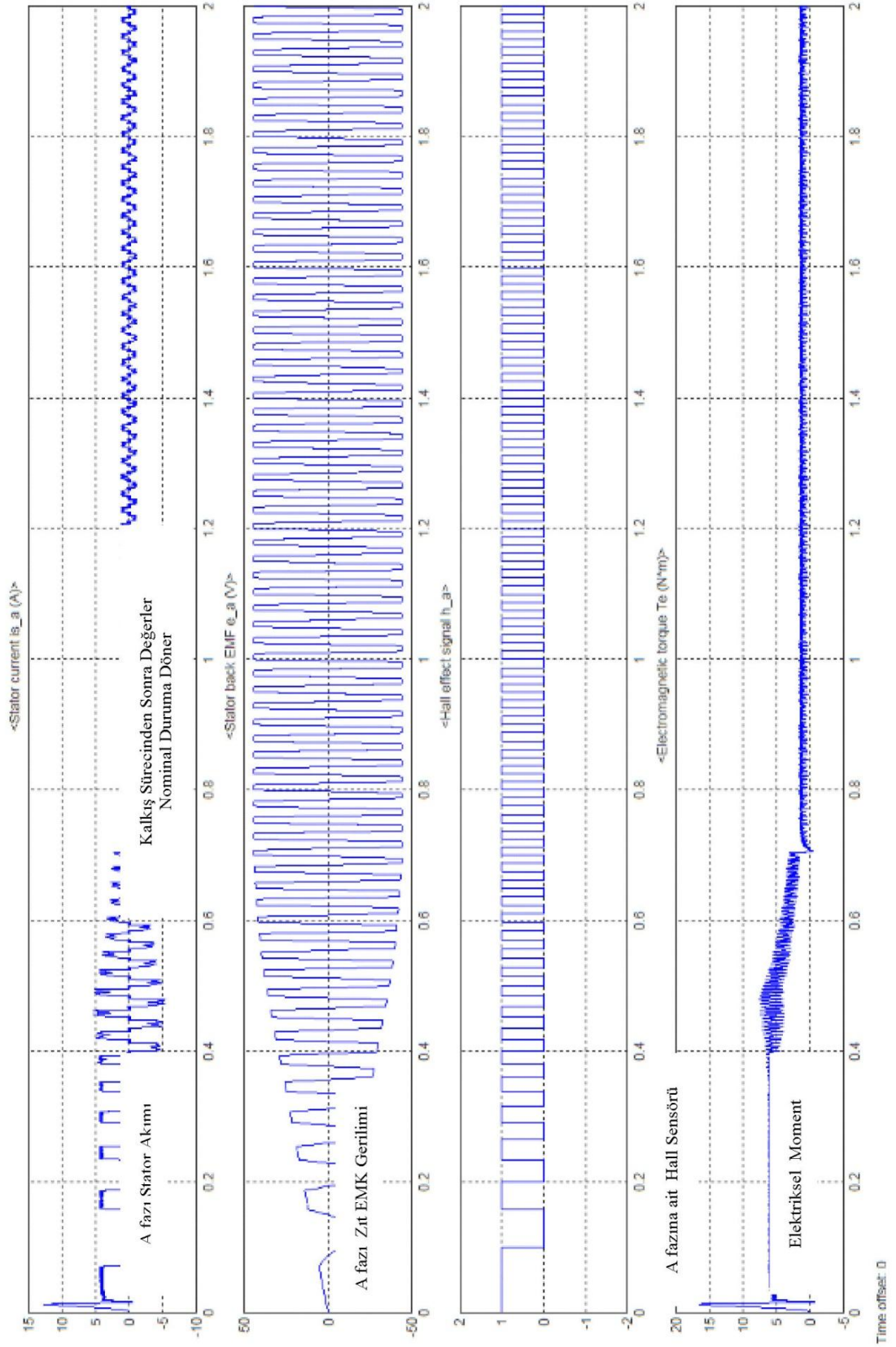
Oransal (P) : 3.3

İntegral (I) : 300

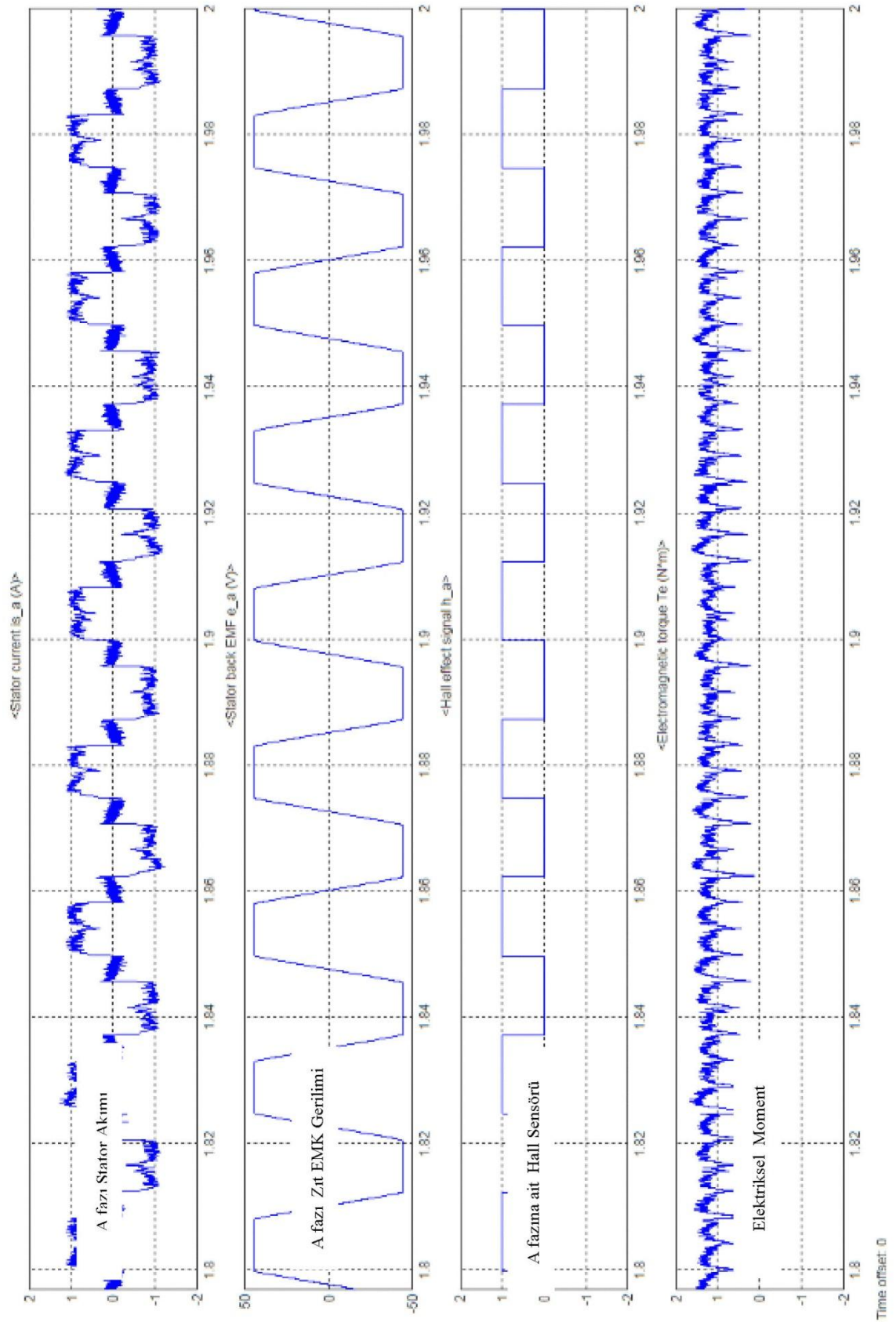
Akım kontrollü histerisiz bandı : 0.001 A

Maksimum anahtarlama Frekansı : 20 * 10³ Hz

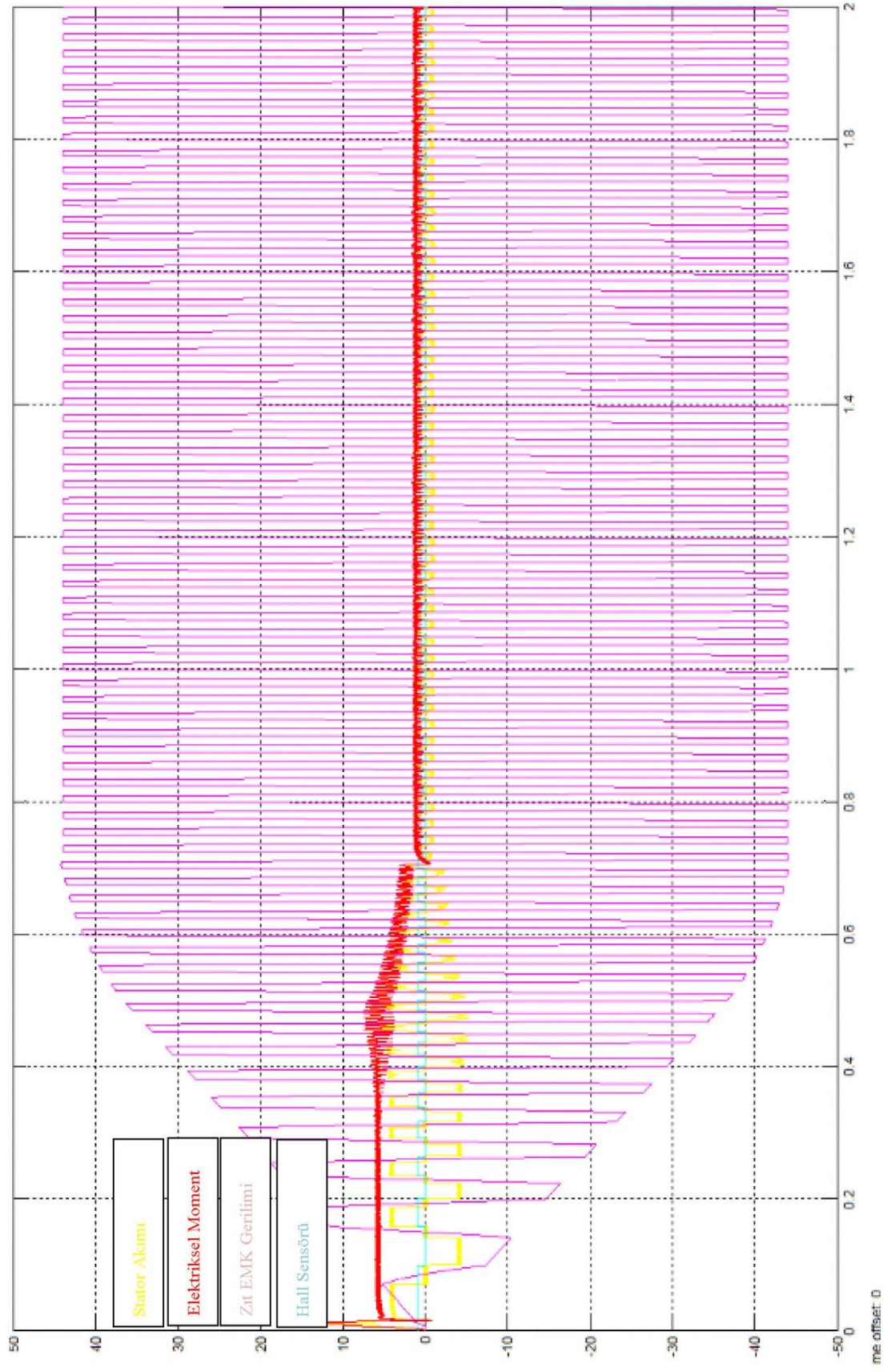
Akım, Gerilim, Moment, Hall sensörü değerlerinin grafiği



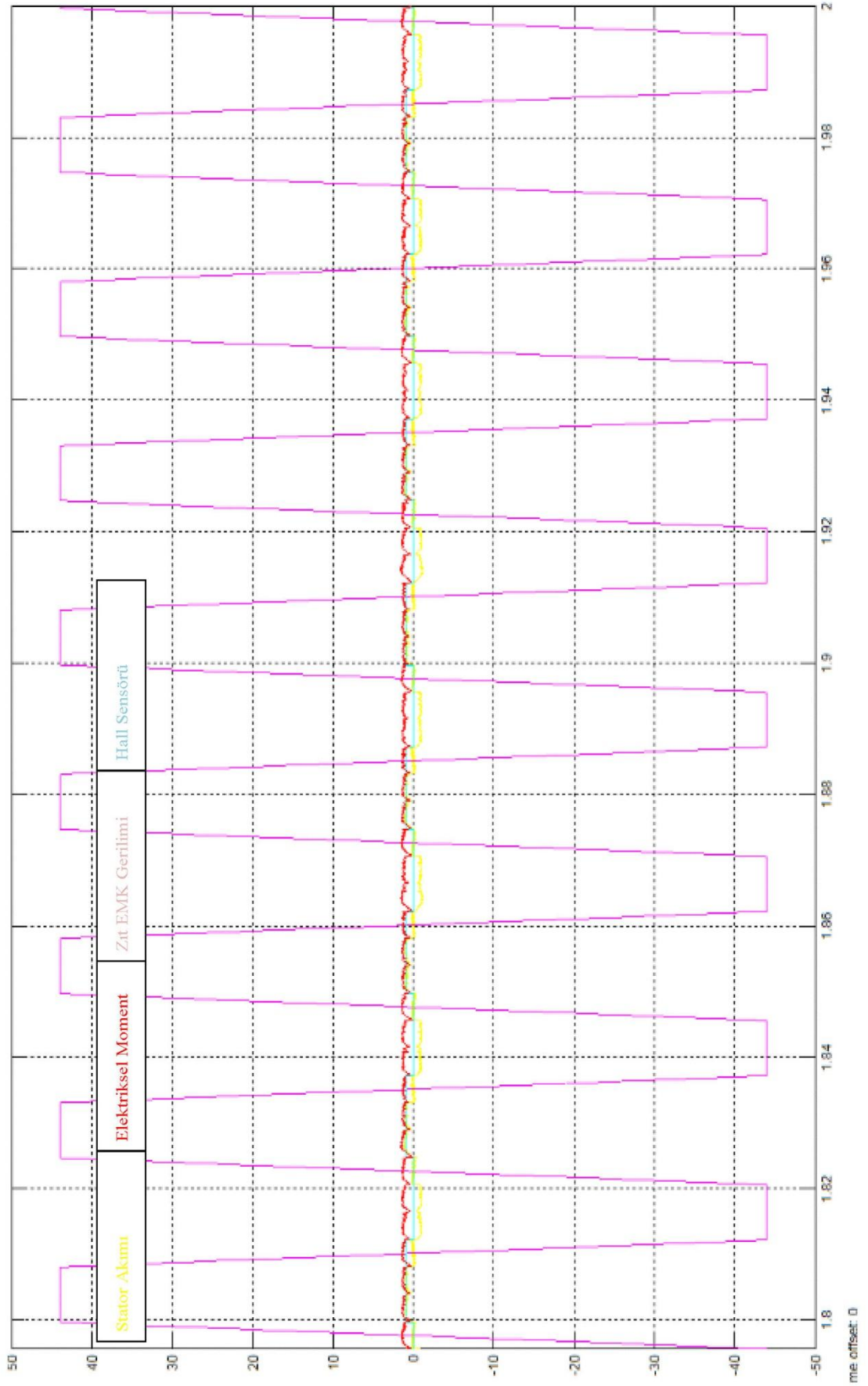
Akım, Gerilim, Moment, Hall sensörleri değerlerinin grafiği (Kararlılık Anı)



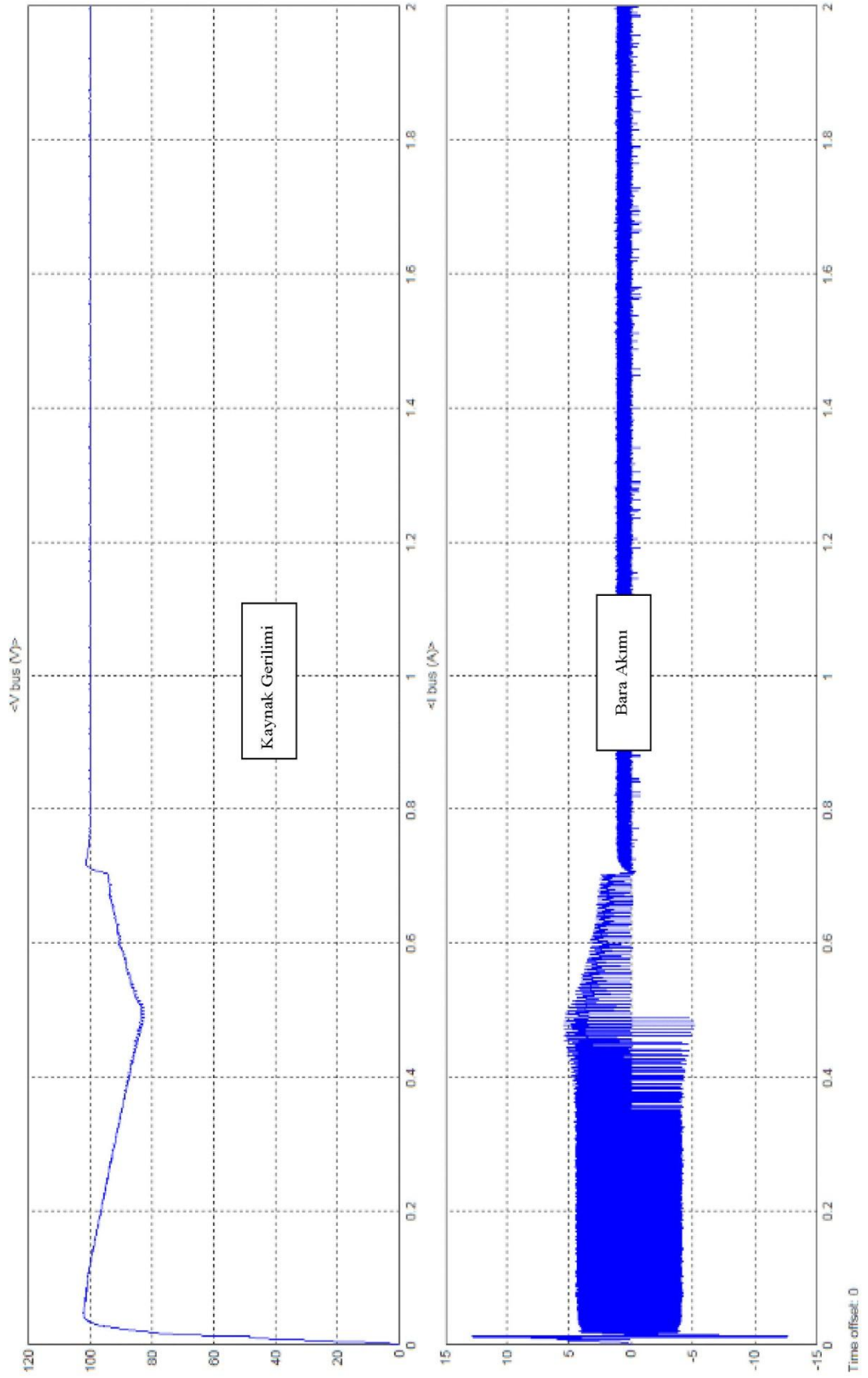
Akım, Gerilim, Moment, Hall sensörleri Osiloskop görünümü



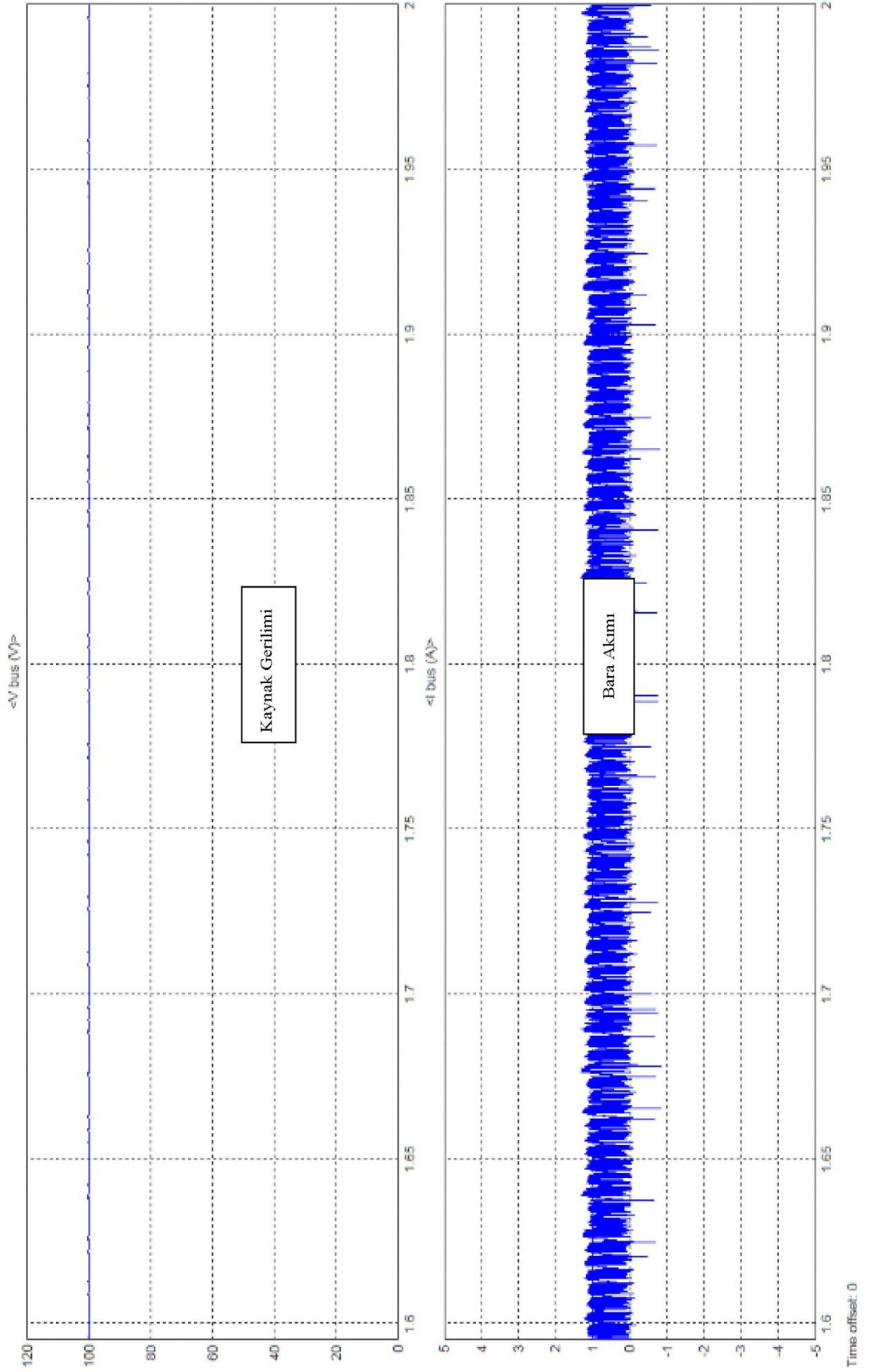
Akım, Gerilim, Moment, Hall sensörleri Osiloskop görünümü(Karalılık Anı)



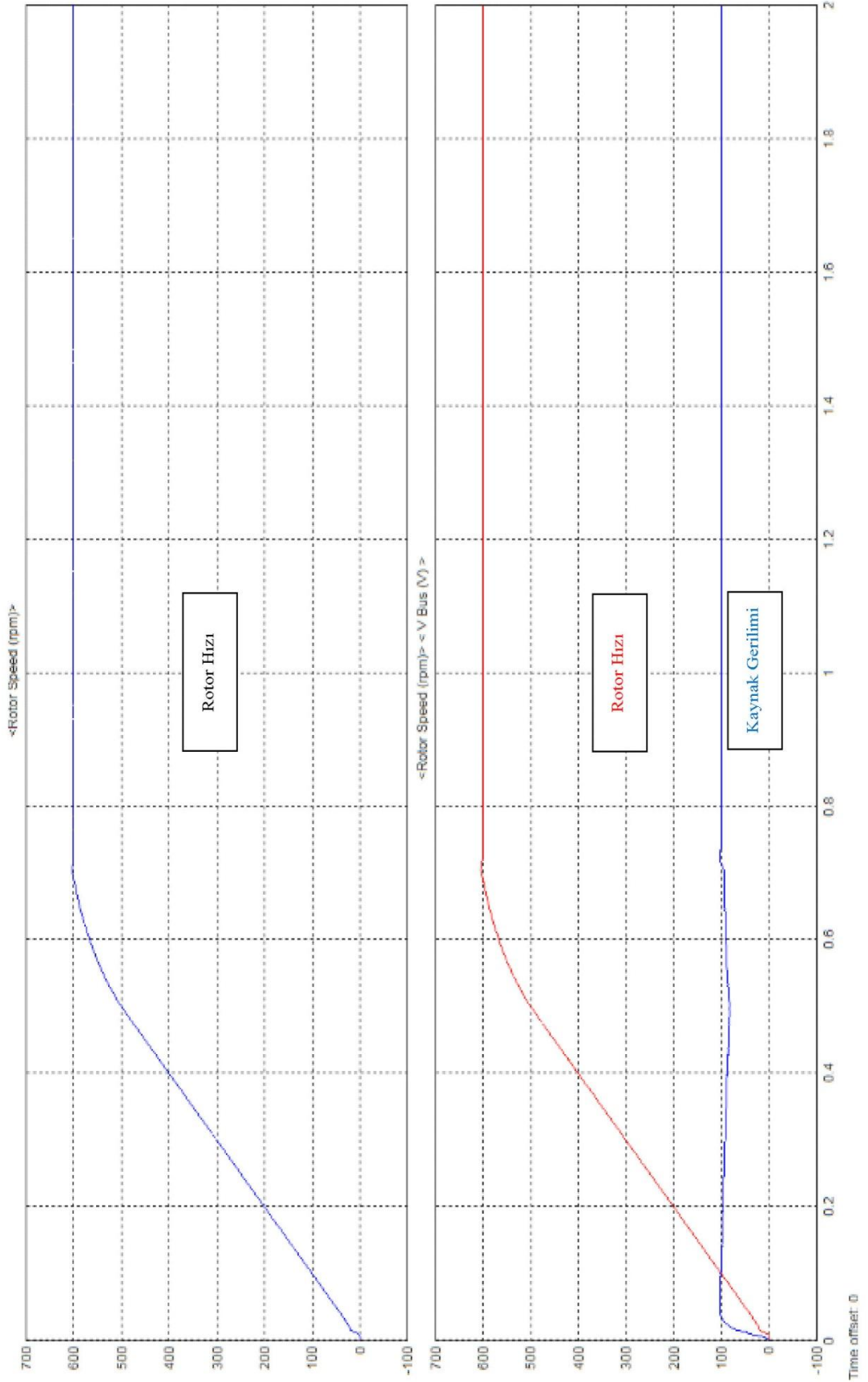
Bara Gerilimi ve Akımı



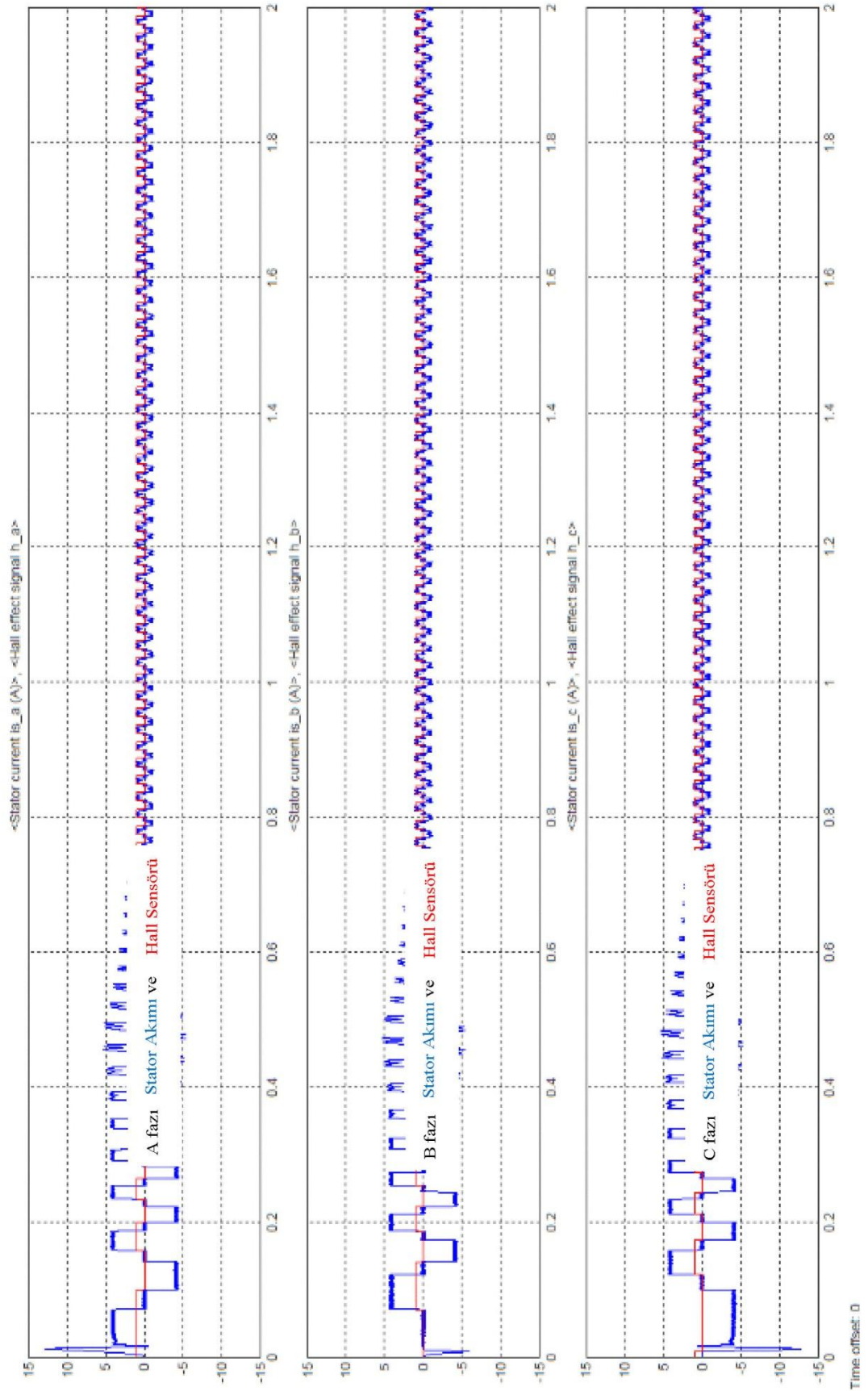
Bara Gerilimi ve Akımı (Kararlılık Anı)



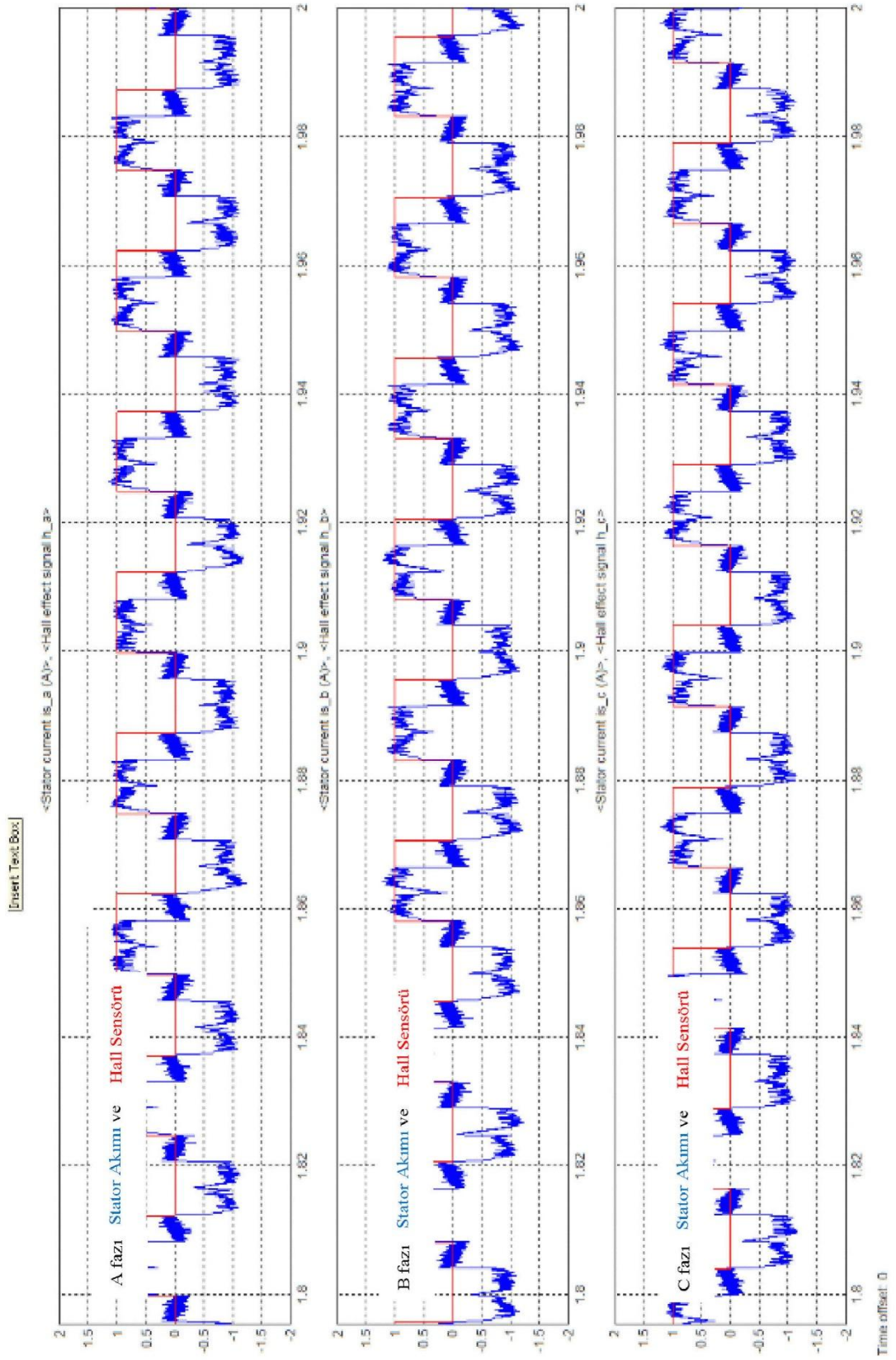
Rotor Hızı ve Bara Gerilimi



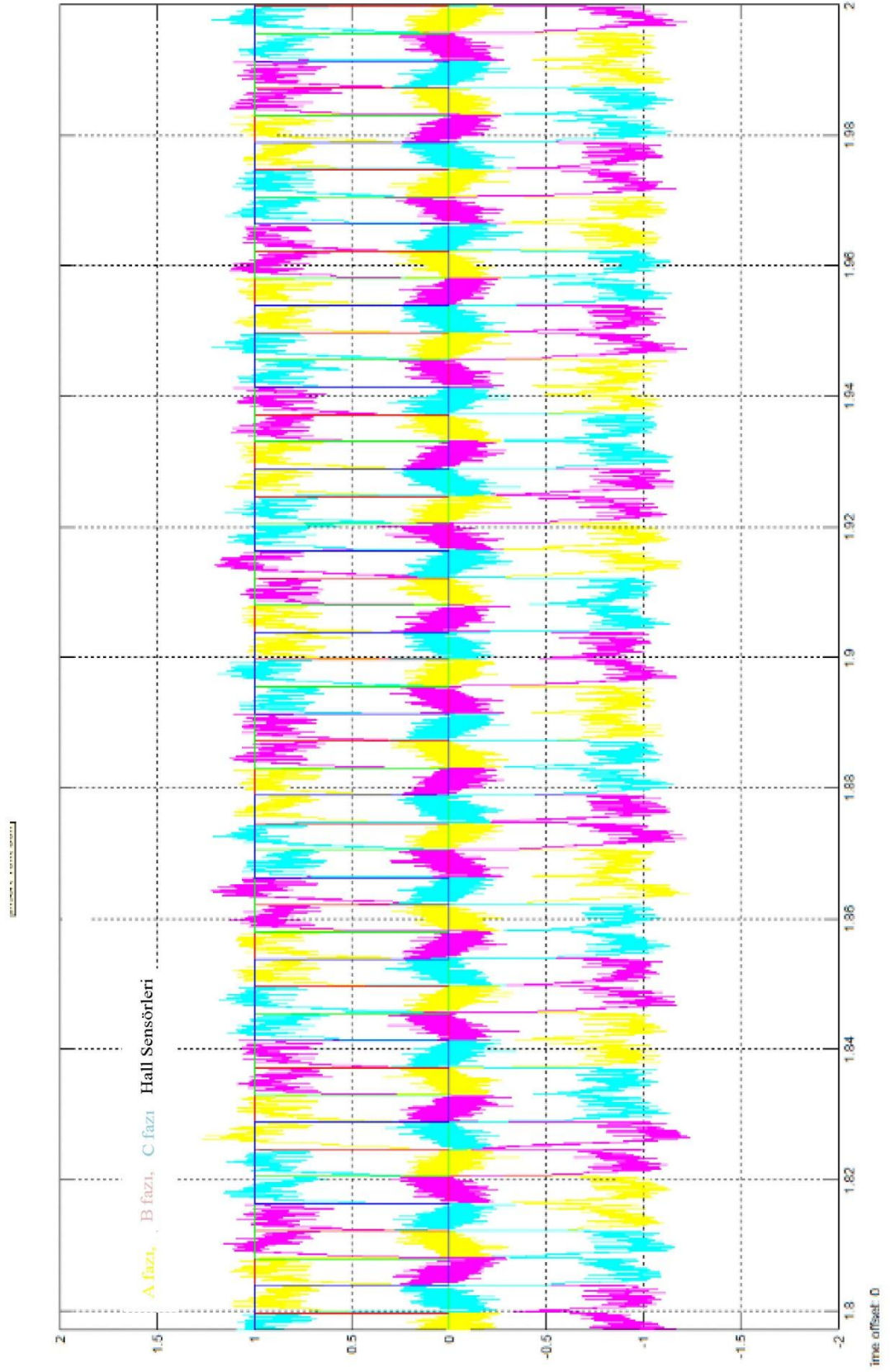
Stator Akımları ve Hall sensörleri



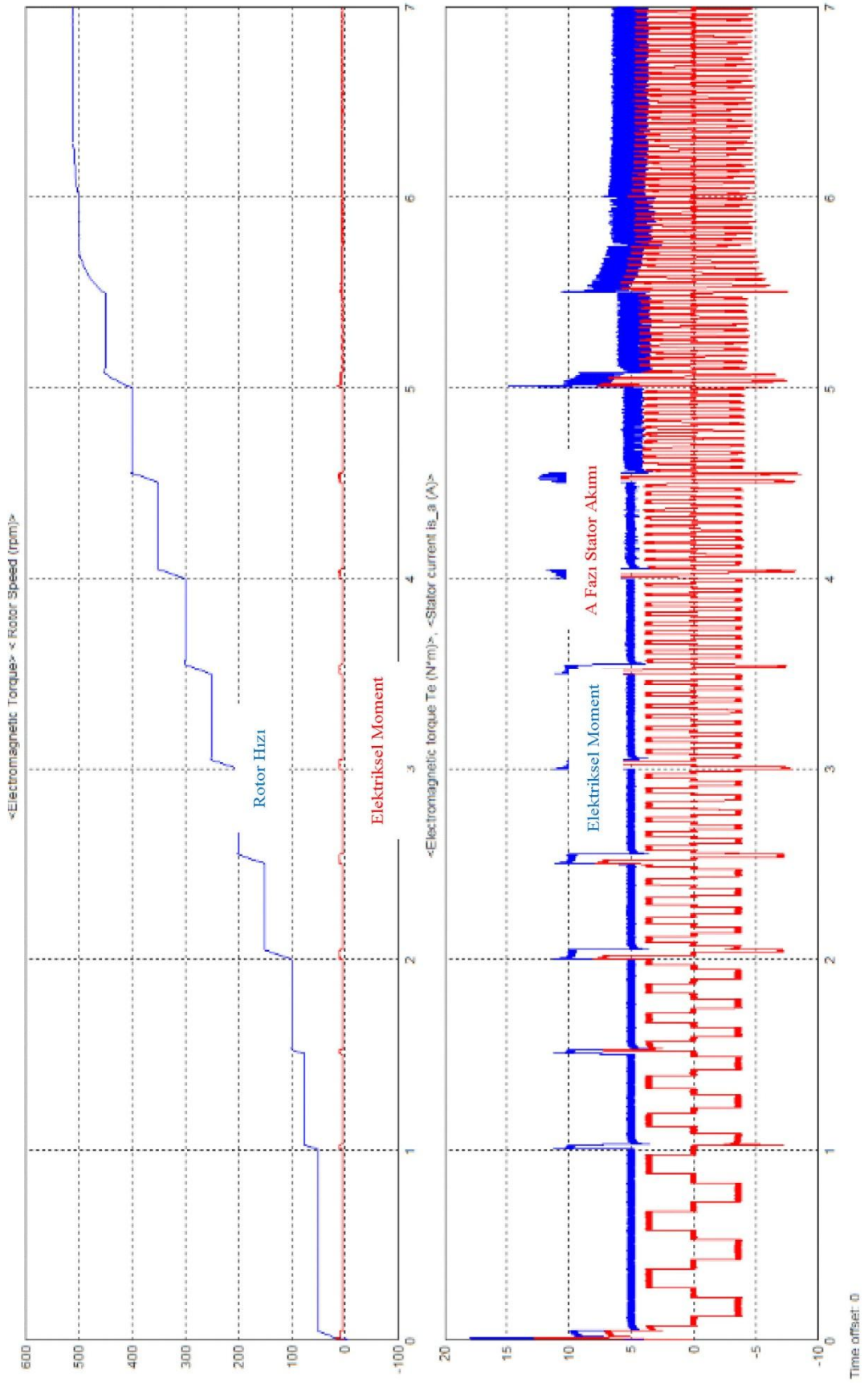
Stator Akımları ve Hall sensörleri (Kararlık Anı)



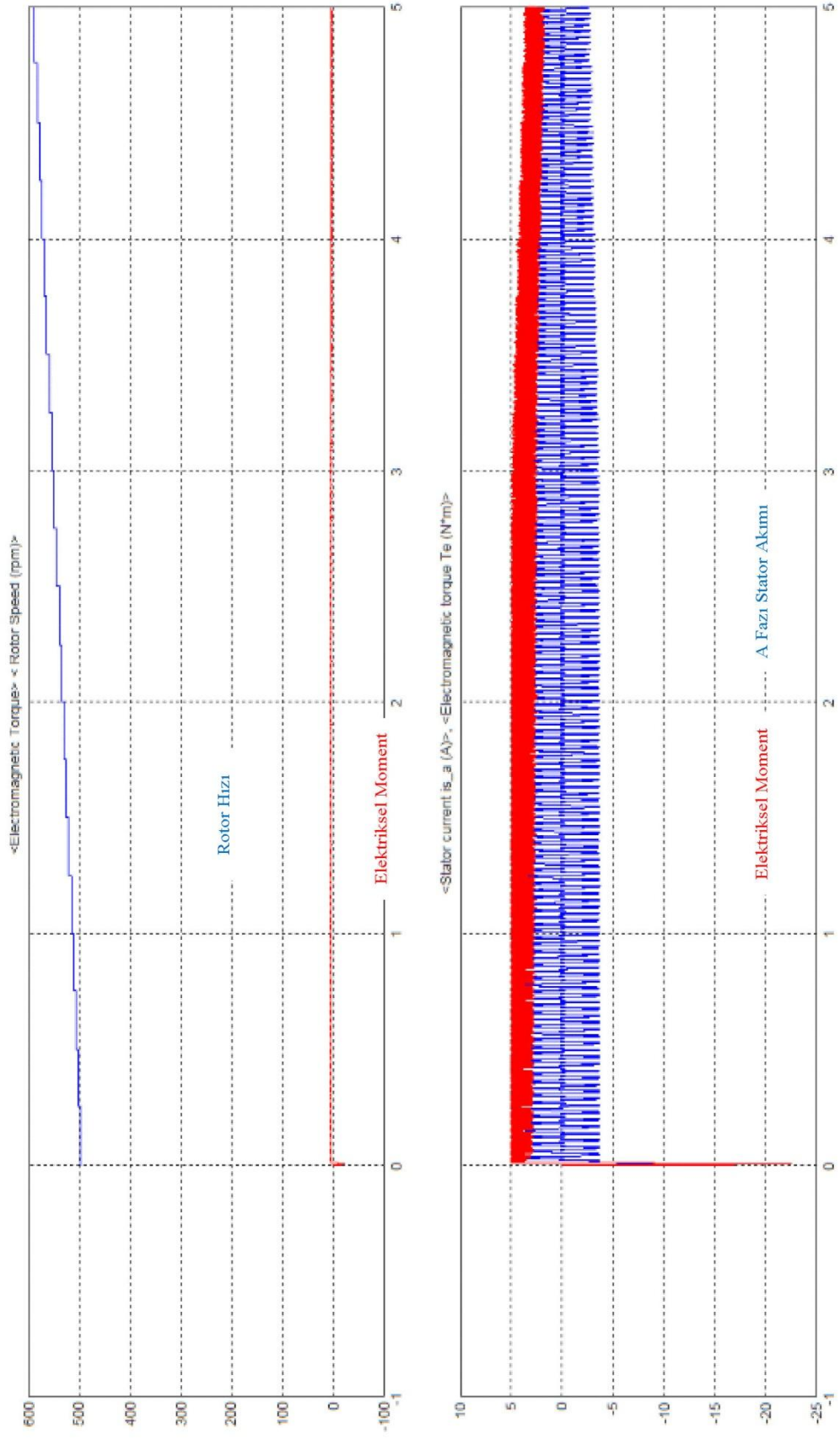
Hall sensörleri Osiloskop Görünümü (Kararlılık Anı)



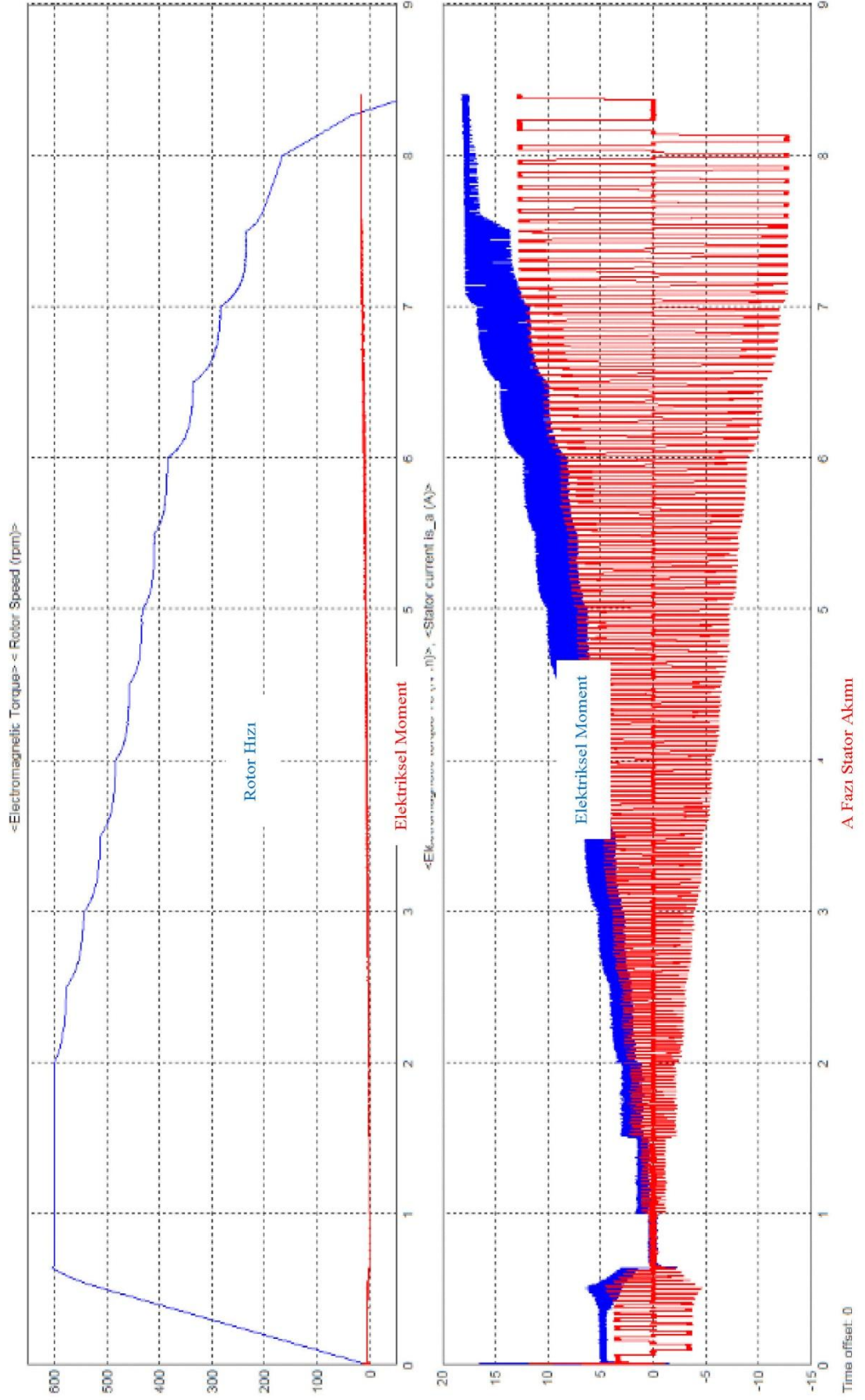
Hız Moment İlişkisi



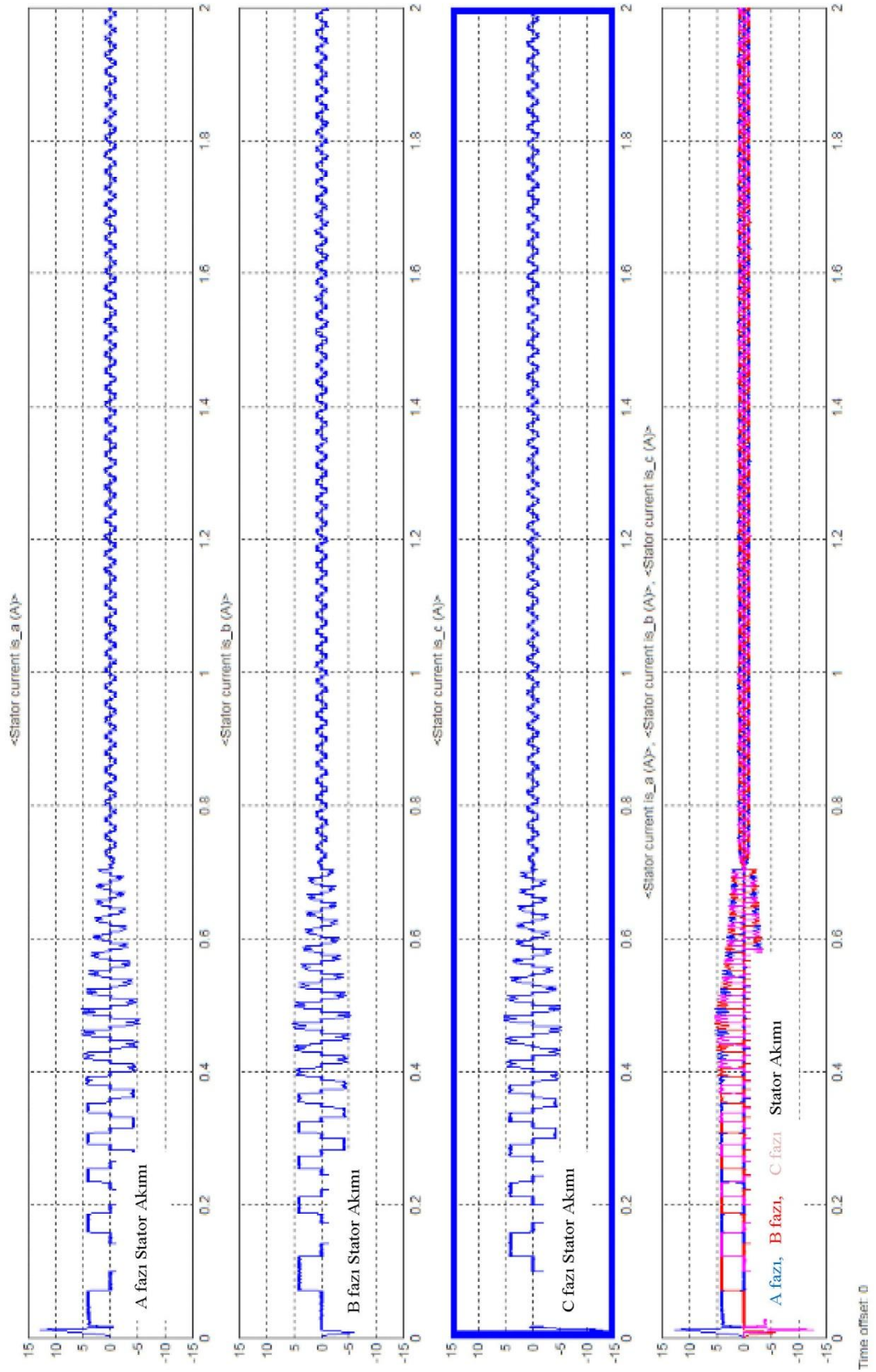
Hız Moment İlişkisi (Hız Artışıyla Momen Davranışı)



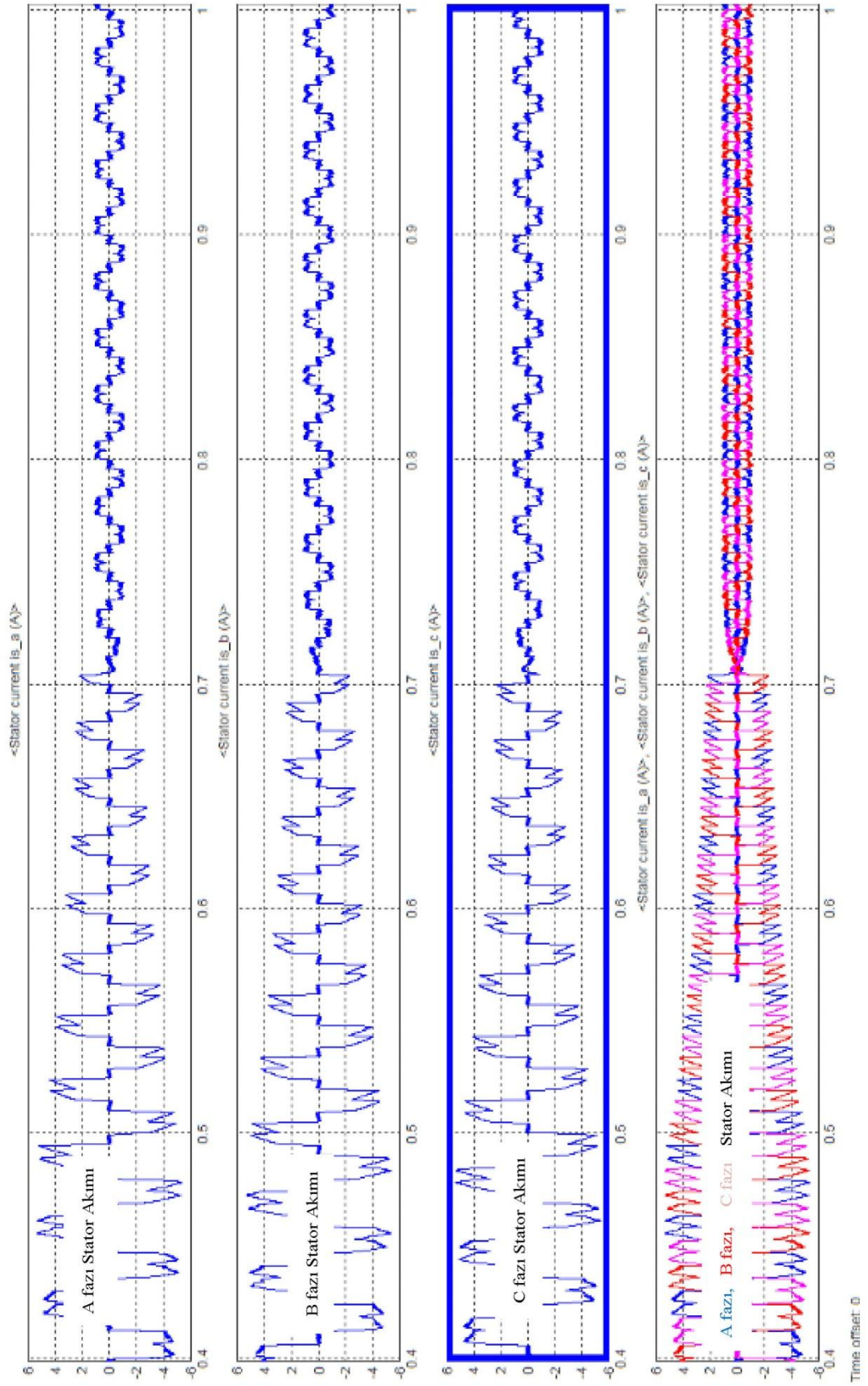
Hız Moment İlişkisi (Momen Artışıyla Hız Davranışı)



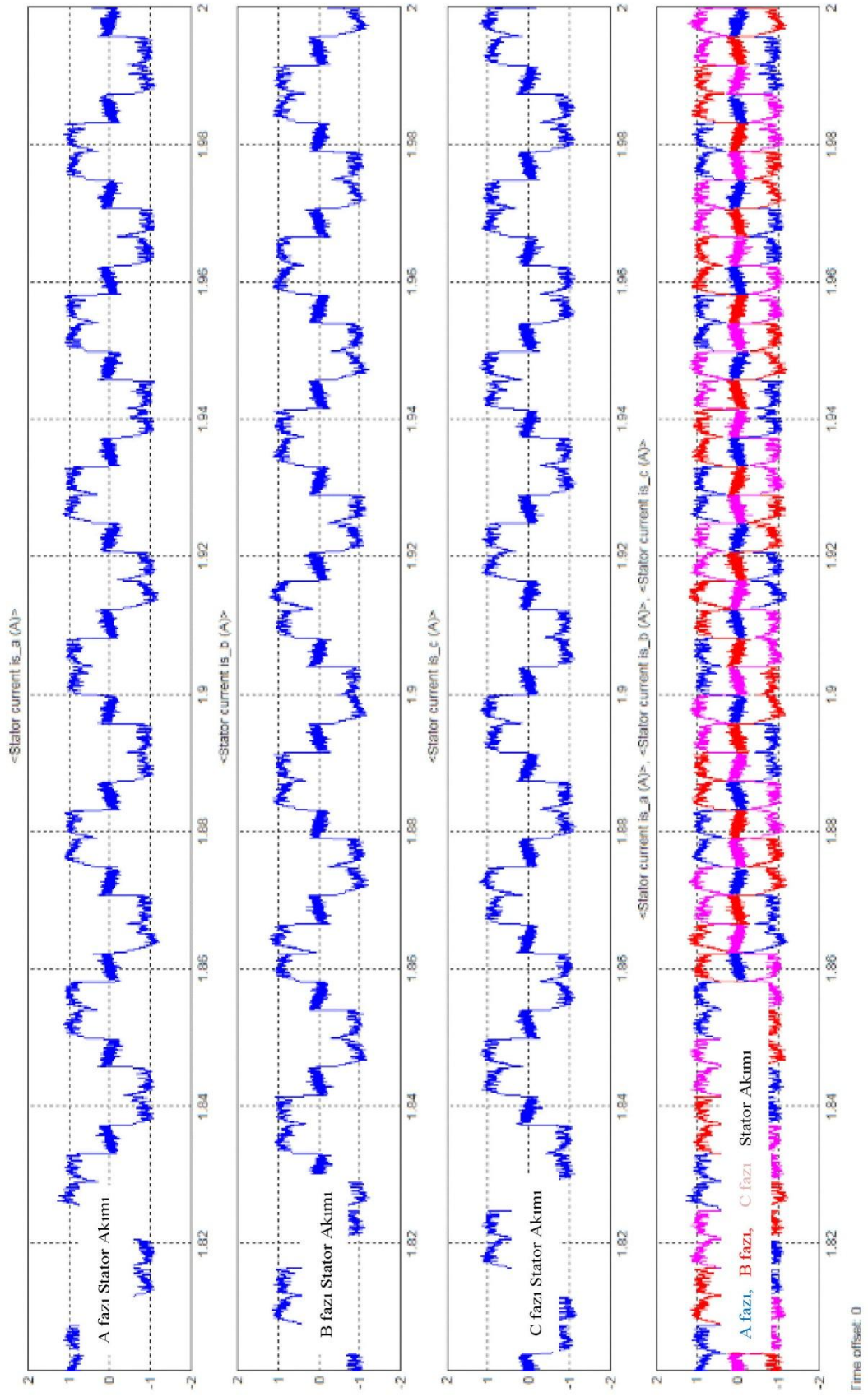
Stator Akımları



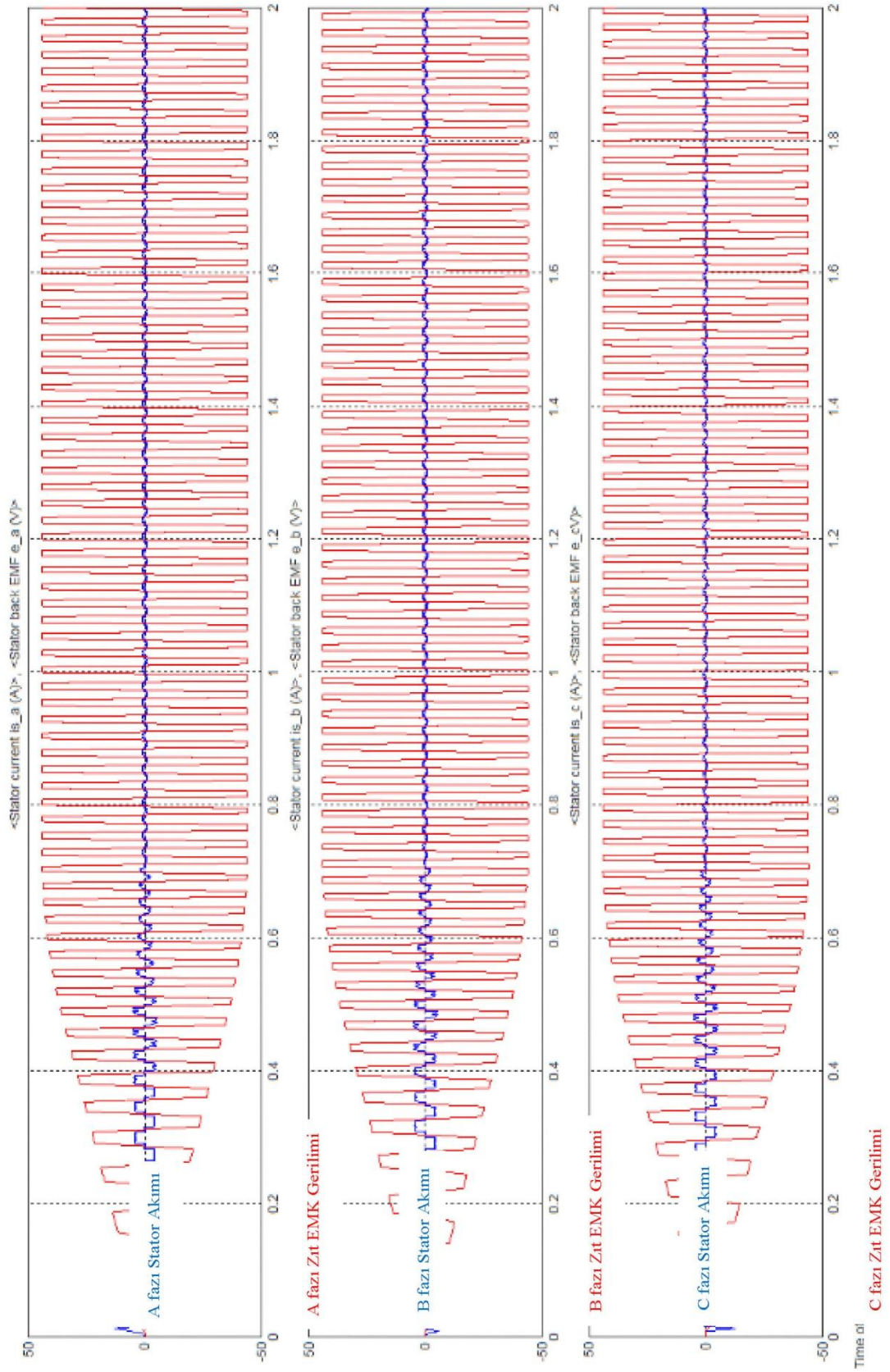
Stator Akımları (Dengeleme Anı)



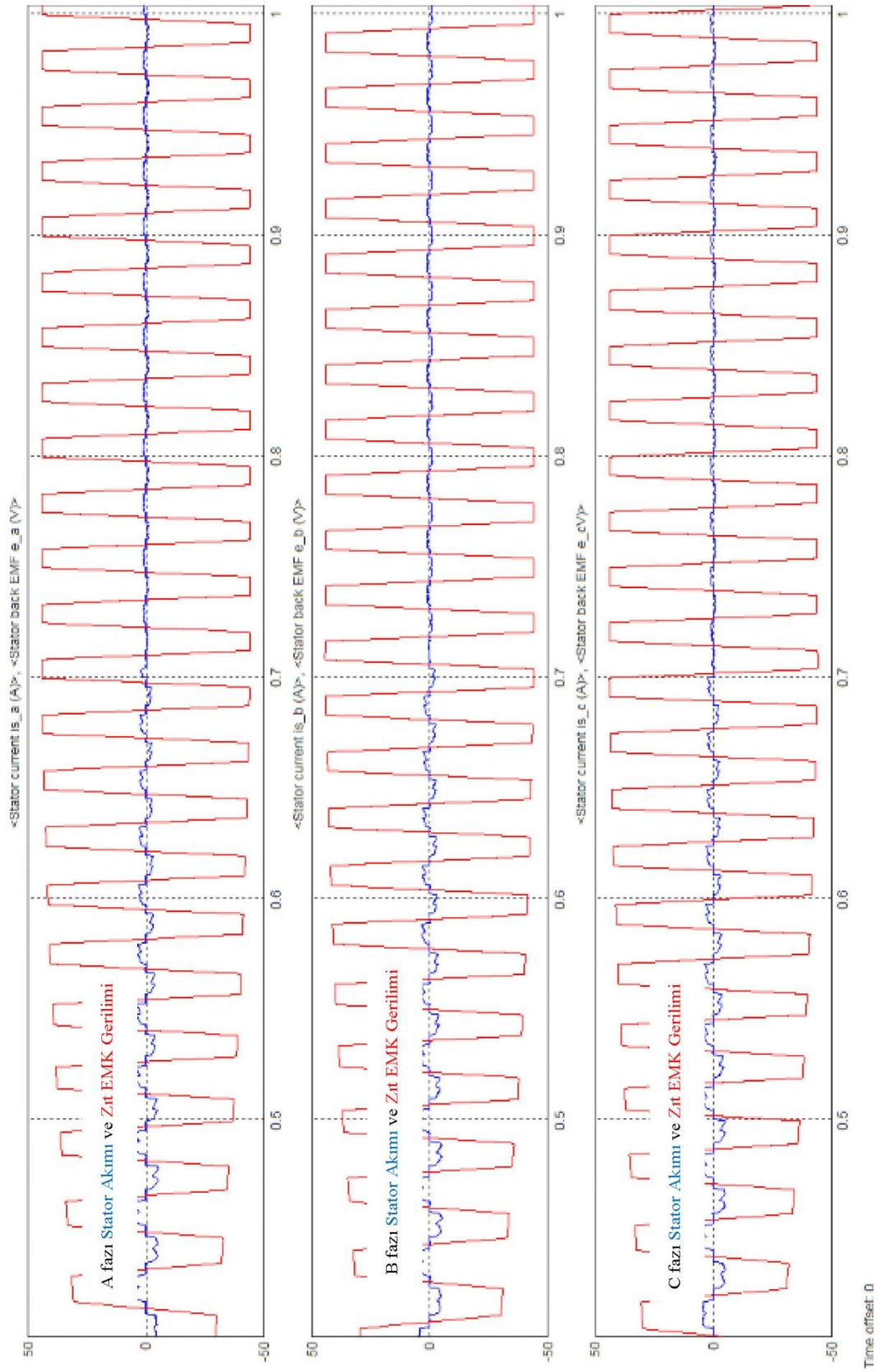
Stator Akımları (Kararlılık Anı)



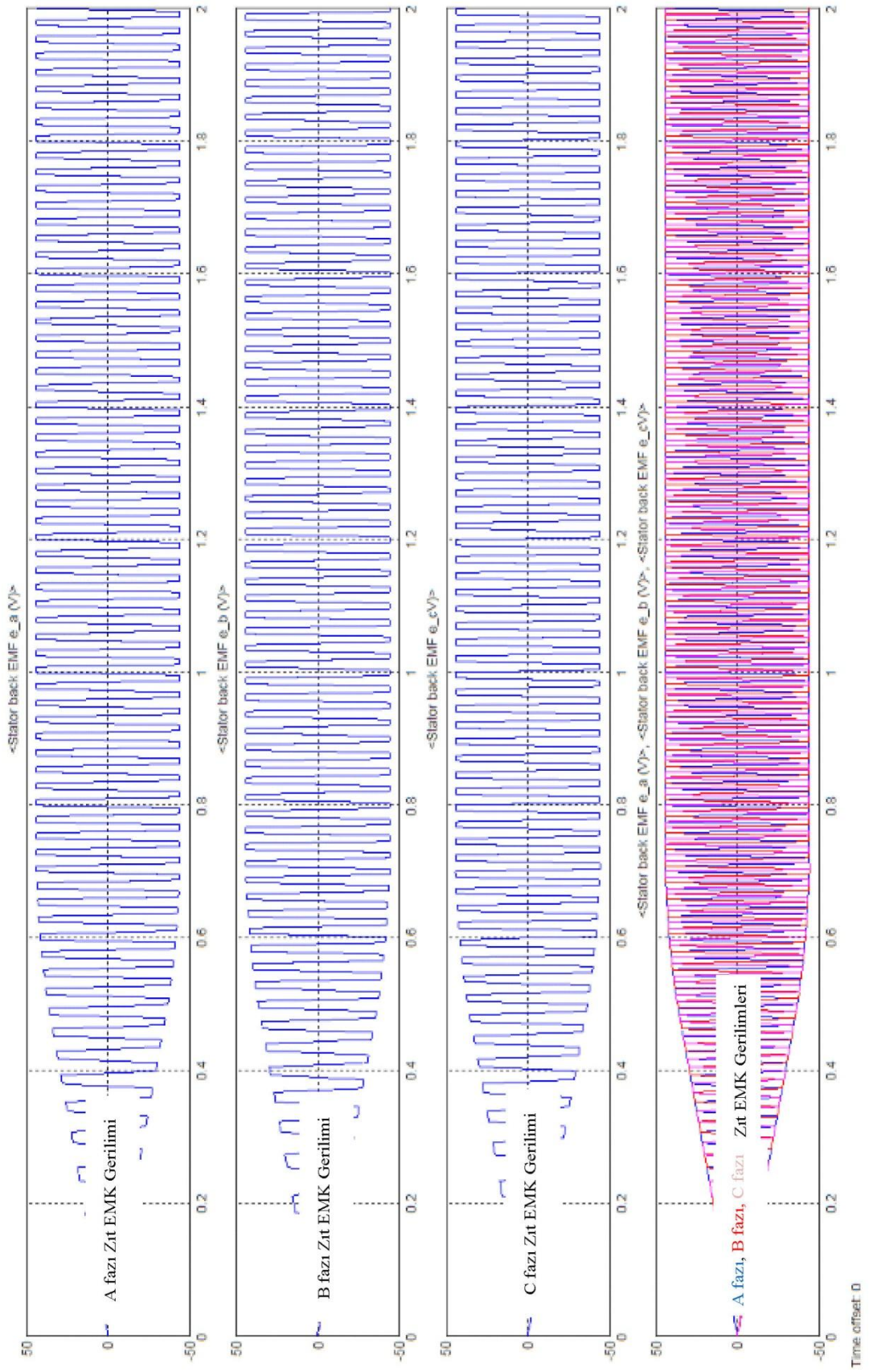
Stator Akımları ve Zıt EMK İlişkisi



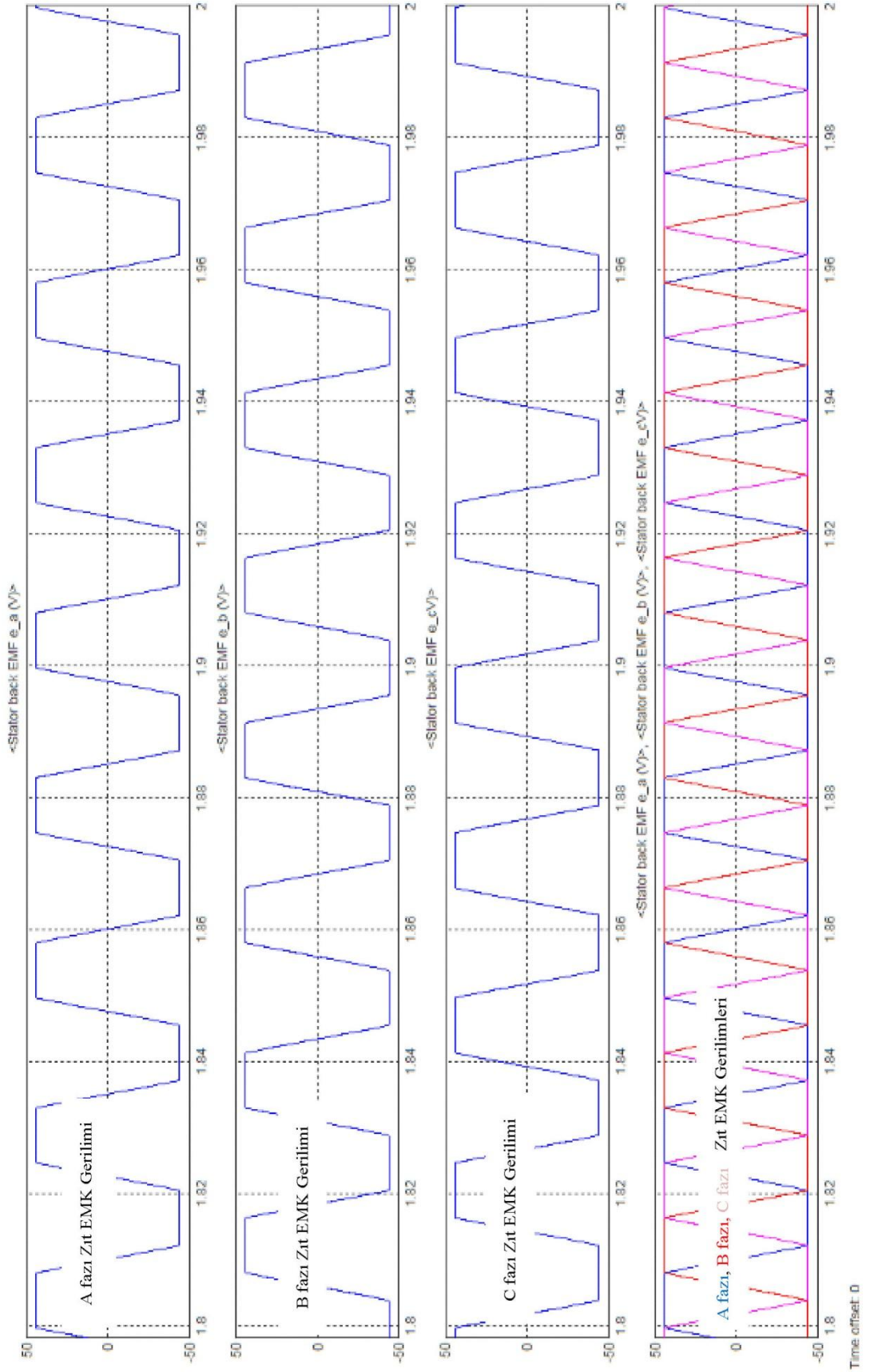
Stator Akımları ve Zıt EMK (Dengeleme Anı)



ZIT EMK



ZIT EMK (Kararlılık Anı)



ÖZGEÇMİŞ

1982 yılında Sivas'da dünyaya geldi. İlkokulu Sivas Mehmet Akif Ersoy İlköğretim'de okudu. Orta öğrenimini ise Halil Rıfat Paşa Ortaokulunda tamamladı.1997'de girdiği Devlet Parasız Yatılılık ve Bursluluk sınavınada Kayseri Pınarbaşı Endüstri Meslek Lisesi Elektrik bölümünü kazandı. Burada 1 yıl eğitim aldıktan sonra diploma derecesi ile Konya Meram Teknik Lisesi Elektrik bölümüne yerleşti. 2001 yılında bu okuldan mezun oldu. Lise bitiminde okumaya çeşitli nedenlerden dolayı ara verdi.2003–2004 ÖSS sınavında Dicle Üniversitesi Batman Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Öğretmenliğini kazandı. Burada 2 yıl eğitim gördükten sonra Marmara Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Öğretmenliğine yatay geçişle yoluyla birincilikle yerleştrildi. 2008 yılında buradan mezun olduktan sonra yüksek lisans eğitimine aynı üniversitede devam etti. Yüksek lisanstan sonra eğitimine devam etmek ve akademik kariyer yapmayı planlamaktadır.