

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**DOĞRUDAN SÜRÜŞLÜ ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN BULANIK MANTIK
TABANLI ELEKTRONİK DİFERANSİYEL SİSTEMİNİN GERÇEKLENMESİ**

DOKTORA TEZİ

Elektrik Müh. Hakan KAHVECİ

**TEMMUZ 2013
TRABZON**

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DOĞRUDAN SÜRÜŞLÜ ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN BULANIK MANTIK
TABANLI ELEKTRONİK DİFERANSİYEL SİSTEMİN GERÇEKLENMESİ

Elektrik Müh. Hakan KAHVECİ

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünce
"DOKTOR (ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ)"
Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 18/06/2013
Tezin Savunma Tarihi : 08/07/2013

Tez Danışmanı : Doç. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ

Trabzon 2013

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında
Hakan KAHVECİ Tarafından Hazırlanan

DOĞRUDAN SÜRÜŞLÜ ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN BULANIK MANTIK
TABANLI ELEKTRONİK DİFERANSİYEL SİSTEMİNİN GERÇEKLENMESİ

başlıklı bu çalışma, Enstitü Yönetim Kurulunun 18/06/2013 gün ve 1510 sayılı kararıyla
oluşturulan jüri tarafından yapılan sınavda

DOKTORA TEZİ

olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

Başkan : Prof. Dr. A. Sefa AKPINAR
Üye : Prof. Dr. İsmail H. ALTAŞ
Üye : Prof. Dr. Saadettin AKSOY
Üye : Doç. Dr. H. İbrahim OKUMUŞ
Üye : Yrd. Doç. Dr. Hüseyin PEHLİVAN

.....
.....
.....
.....
.....

Prof. Dr. Sadettin KORKMAZ
Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ

Bu çalışmada, arka iki tekerden doğrudan sürüşlü elektrikli araçlar için sayısal işaret işleyici kullanarak bulanık mantık tabanlı elektronik diferansiyel sisteminin gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır.

Doktora çalışmam dahil tüm eğitim ve öğretim hayatım boyunca beni yönlendiren ve destekleyen anneme, babama, kardeşime, doktora çalışmalarım süresince hoşgörüyü eksik etmeyen eşime ve annesine minnettarım.

Lisans ve doktora öğrenimim boyunca beni destekleyen ve yönlendiren doktora tez danışmanım Sayın Hocam Doç.Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ'a güler yüz ve çabalarından ötürü teşekkürlerimi saygı ve minnetle sunarım.

Hem ders hem de tez izleme aşamalarında eleştiri ve fikirleri ile bana yardımcı olan, beni yönlendiren Sayın Hocalarım Prof.Dr. Adem Sefa AKPINAR, Prof.Dr. İsmail Hakkı ALTAŞ ve Yrd.Doç.Dr. Hüseyin PEHLİVAN'a teşekkürlerimi saygıyla sunarım.

Sayısal işaret işleyiciler konusundaki yardımlarından dolayı Sayın Hocam Doç.Dr. İsmail KAYA'ya ve her türlü yardım, katkı ve fedakarlıklarından dolayı Pamukkale Üniversitesi'nden Yrd.Doç.Dr. Selami KESLER'e sonsuz minnettarım.

Lisans ve doktora öğrenimim boyunca gösterdikleri yakın ilgiden dolayı Doç.Dr. Hasan KARAL ve Öğr.Gör. Mehmet KALKIŞIM'a, Trabzon Meslek Yüksekokulu Elektronik ve Otomasyon Bölüm Başkanı Yrd.Doç.Dr. Nuri İKİZLER'e, Öğretim Görevlileri Güneş EKİM ve Arda ÜSTÜBÜOĞLU'na bölüm içinde ki hoşgörü ve yardımları nedeniyle şükran borçluyum.

Doktora çalışmalarım süresince ASOL laboratuvarında birlikte çalıştığımız Araş.Gör. Mehmet EKİCİ'ye, Öğr.Gör. Mustafa Ergin ŞAHİN'e ve Gümüşhane Meslek Yüksekokulu'ndan Öğr.Gör. Talat ÖZDEN'e her türlü yardım ve katkılarından dolayı teşekkürlerimi sunuyorum.

TÜBİTAK Bilim İnsanı Destekleme Daire Başkanlığı'na verdikleri lisans ve doktora burslarıyla yaptıkları katkıdan dolayı, KTÜ-BAP birimine verdikleri proje desteğinden dolayı teşekkür ediyorum.

Hakan KAHVECİ
Trabzon 2013

TEZ BEYANNAMESİ

Doktora Tezi olarak sunduğum “*DOĞRUDAN SÜRÜŞLÜ ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN BULANIK MANTIK TABANLI ELEKTRONİK DİFERANSİYEL SİSTEMİNİN GERÇEKLENMESİ*” başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Doç. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ’un sorumluluğunda tamamladığımı, verileri kendim topladığımı, deneyleri ilgili laboratuvarlarda yaptığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdığimi, çalışma sürecinde bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 18/06/2013

Hakan KAHVECİ

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	III
TEZ BEYANNAMESİ.....	IV
İÇİNDEKİLER.....	V
ÖZET.....	VIII
SUMMARY	IX
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	X
TABLolar DİZİNİ.....	XV
SİMGELER DİZİNİ.....	XVI
1. GENEL BİLGİLER	1
1.1. Giriş.....	1
1.2. Tezin Amacı ve Çözüm Yaklaşımı	2
1.3. Konu ile İlgili Yapılan Çalışmalar	3
1.3.1. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Denetimi Üzerine Yapılan Çalışmalar	3
1.3.2. Elektronik Diferansiyel ile İlgili Yapılan Çalışmalar	6
1.4. Elektrikli Araçlar	9
1.4.1. Elektrikli Araçların Tarihçesi.....	10
1.4.2. Bataryalı Elektrikli Araç Teknolojileri	13
1.4.3. Hibrit Elektrikli Araç Teknolojileri	14
1.4.3.1. Seri Hibrit Elektrikli Araçlar	15
1.4.3.2. Paralel Hibrit Elektrikli Araçlar	16
1.4.4. Enerji Depolama Birimleri	17
1.4.4.1. Bataryalar	18
1.4.4.1.1. Bataryaların Karakteristik Özellikleri	18
1.4.4.1.2. Elektrikli Araçlarda Kullanılan Bataryalar	21
1.4.4.2. Süper Kapasiteler	22
1.4.4.3. Volanlar.....	22
1.4.4.4. Yakıt Hücreleri.....	23
1.4.5. Ackerman-Jeantaud Direksiyon Geometrisi	23
1.4.6. Mekanik ve Elektronik Diferansiyel	25

1.5.	Sürekli Mıknatıslı Motorlar	28
1.5.1.	Sürekli Mıknatıslar.....	29
1.5.2.	Sürekli Mıknatıslı Rotorlar	32
1.5.3.	Sürekli Mıknatıslı Motorlarda Stator Sargıları	34
1.6.	Fırçasız Doğru Akım Motorları	35
1.6.1.	Hall Etkili Sensörler.....	37
1.6.2.	Fırçasız Doğru Akım Motorunun Matematik Modeli.....	38
1.6.3.	Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Denetim Modelleri.....	43
1.7.	Bulanık Mantık Denetleyiciler.....	45
1.7.1.	Bulanıklık Kavramı.....	45
1.7.2.	Bulanık Kümeler	46
1.7.3.	Bulanık Küme İşlemleri	47
1.7.4.	Bulanık Mantık Denetleyici Bileşenleri.....	49
1.7.4.1.	Bulanıklaştırıcı	50
1.7.4.2.	Kural Tabanı ve Bulanık İşlemci	50
1.7.4.3.	Durulaştırıcı	53
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR VE TARTIŞMA	54
2.1.	Motor Güç Katı ve Kontrol Arayüzlerinin Tasarımı	54
2.1.1.	Akım Sensörleri ve Arayüz Devreleri.....	56
2.1.2.	DC Link Gerilim Okuma Arayüz Devresi	58
2.1.3.	Rotor Pozisyonu Algılama Arayüz Devreleri	59
2.1.4.	Darbe Genişlik Modülasyonlu Giriş İşaretleri Arayüz Devresi.....	60
2.2.	Deneysel Çalışmalar İçin Hazırlanan Düzenek	60
2.3.	Kullanılan Fırçasız Doğru Akım Motorunun İç Yapısı ve Parametreleri.....	61
2.4.	TMS320F2812 Sayısal İşaret İşleyicisi ve Ayarları	62
2.4.1.	Programlama Arayüzü: Code Composer Studio.....	64
2.4.2.	Sistem Başlangıç Ayarları.....	65
2.4.3.	Rotor Konumunun Algılanması ve Hızının Belirlenmesi.....	68
2.4.4.	Analog Dijital Dönüştürücünün Ayarlanması.....	69
2.4.5.	Zamanlayıcıların ve PWM Çıkışlarının Ayarlanması.....	73
2.4.5.1.	Zamanlayıcıların Ayarlanması.....	73
2.4.5.2.	PWM Çıkışlarının Ayarlanması.....	77
2.5.	Denetleyiciler ile İlgili Elde Edilen Benzetim ve Deneysel Bulgular	78

2.5.1.	Oransal ve İntegral (PI) Hız Denetimi	79
2.5.2.	Bulanık Mantık (BM) Hız Denetimi	89
2.5.3.	Bulanık Mantık (BM) Hız ve Histerezis Bant (HB) Akım Denetimi	100
2.5.4.	Bulanık Mantık Hız ve Bulanık Mantık Akım Denetimi.....	111
2.5.5.	Denetleyicilerin Karşılaştırılması	122
2.6.	Elektronik Diferansiyel ile İlgili Elde Edilen Benzetim ve Deneysel Bulgular	122
2.6.1.	BM Hız Denetimli Elektronik Diferansiyel Sistemine Ait Bulgular	125
2.6.2.	BM Hız ve Akım Denetimli Elektronik Diferansiyel Sistemine Ait Bulgular .	133
2.6.3.	Elektronik Diferansiyel Sistemlerinin Karşılaştırılması	141
3.	SONUÇLAR	142
4.	ÖNERİLER.....	143
5.	KAYNAKLAR	144
ÖZGEÇMİŞ		

Doktora Tezi

ÖZET

DOĞRUDAN SÜRÜŞLÜ ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN BULANIK MANTIK
TABANLI ELEKTRONİK DİFERANSİYEL SİSTEMİNİN GERÇEKLENMESİ

Hakan KAHVECİ

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Doç. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ
2013, 150 Sayfa

Bu tez çalışmasında, düşük hızlarda hareket eden doğrudan sürüşlü elektrikli araçlar için, teker içi fırçasız doğru akım motorları (FDAM)'nın kullanıldığı bulanık mantık tabanlı bir elektronik diferansiyel sistemi (EDS) değişik çalışma koşulları altında tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Aracın düz ve virajlı yollardaki hareketini sağlayan, arka iki teker içine gömülü FDAM'nin hız denetimi için PI, histerezis bant ve bulanık mantık denetleyicileri içeren farklı kontrol yöntemleri incelenmiştir. Hız ve akım hataları için bulanık mantık denetleyicilerin birlikte kullanıldığı hız denetim modeli ilk kez bu tezde sunulmuştur. Seçilen tahrik motorlarına uygulanan denetim modelleri, benzetim ve deneysel çalışmalar ile incelenmiş ve karşılaştırılmıştır. Böylece elektronik diferansiyel sistemi için uygun model belirlenmiştir. Sunulan elektronik diferansiyel sistemi, düz ve virajlı yollarda hem yüksüz hem de yük altında deneysel ve benzetim çalışmaları ile sınanmıştır. Elde edilen sonuçlar literatürde sunulan sonuçlarla karşılaştırıldığında tezde önerilen elektronik diferansiyel sistemi ile aracın, düz veya virajlı yollarda ve yokuş tırmanışı durumunda arzulanan performansta hareket ettiği gözlenmiştir.

Anahtar Kelimeler : Elektrikli araç, Hibrit Araç, Elektronik Diferansiyel, Bulanık mantık, Hız ve Akım Denetimi, Fırçasız DA Motoru, TMS320F2812 DSP, Matlab/Simulink.

Ph.D Thesis

SUMMARY

THE IMPLEMENTATION OF AN ELECTRONIC DIFFERENTIAL SYSTEM BASED ON FUZZY LOGIC FOR DIRECT DRIVEN ELECTRIC VEHICLES

Hakan KAHVECİ

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Electrical – Electronics Graduate Program

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ
2013, 150 Pages

In this thesis, for direct driven electric vehicles moving at low speed, an electronic differential (ED) system based on fuzzy logic is designed and implemented under some operational conditions, using in-wheel brushless DC (BLDC) motors. Different types of control methods such as PI, hysteresis band and fuzzy logic controller are examined for the speed control of BLDC motors attached to the rear wheels to drive vehicle on straight and curvy roads. A speed control method used with fuzzy logic controllers for the speed and current errors is offered to the literature for the first time in this research. Control methods applied for the traction motors are studied and compared with simulations and experiments. Thus a proper control method is decided for the electronic differential system. The ED system is tested on straight and curvy roads both loaded and unloaded with simulation and experiments. When the results obtained are compared with the results presented in the literature, it has been observed that the vehicle with the electronic differential system proposed in this thesis moves with desired performance on straight, curvy, and uphill road.

Key Words: Electric vehicle, Hybrid vehicle, Electronic Differential, Fuzzy logic, Speed and current controller, Brushless DC Motor, TMS320F2812 DSP, Matlab/Simulink.

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa No

Şekil 1.	Arkadan itişli BEA' da kullanılan güç aktarma sistemleri.....	14
Şekil 2.	Arkadan itişli veya önden çekişli SHEA için geliştirilmiş güç aktarım sistemi.....	15
Şekil 3.	PHEA' da (a) ayrık şafttan sürüş (b) ortak şafttan sürüş (c) önden ve arkadan sürüş.....	17
Şekil 4.	Bir kurşun ait bataryaya ait deşarj süresine bağlı olarak yük kapasitesinin değişimi	19
Şekil 5.	Klasik Ackerman geometrisi	24
Şekil 6.	Ackerman-Jeantaud direksiyon geometrisi	24
Şekil 7.	Sola dönen tekerde oluşan kayma açısı	25
Şekil 8.	Basit mıknatıslama düzeneği	29
Şekil 9.	B-H histerezis eğrisi	30
Şekil 10.	(a) Demagnetizasyon ve (b) Enerji yoğunluğu eğrisi	31
Şekil 11.	Sürekli mıknatıslı malzemelerin demagnetizasyon eğrileri	32
Şekil 12.	Sürekli mıknatıslı rotor örnekleri; a) yüzey montajlı, b) yüzeye yakın rotor içine montajlı, c) tamamen rotor içine montajlı rotorlar	33
Şekil 13.	Evirici üzerinden beslenen FDAM' nin üç faz sargıları	35
Şekil 14.	FDAM' de endüklenen faz-faz ve faz-nötr arası gerilimler, faz akımları ve HES çıkışları.....	36
Şekil 15.	Hall elemanı ve Hall etkisi	37
Şekil 16.	Lojik çıkışa sahip hall etkili sensör	38
Şekil 17.	Bir fazda endüklenen gerilim	40
Şekil 18.	FDAM' nin örnek bir hız denetim modeli	44
Şekil 19.	FDAM' nin örnek bir hız ve akım denetim modeli.....	45
Şekil 20.	Üçgen üyelik fonksiyonu.....	47
Şekil 21.	A ve B bulanık kümelerinin kesişimi	48
Şekil 22.	A ve B bulanık kümelerinin birleşimi	49
Şekil 23.	Bulanık Mantık Denetleyici Genel Bloğu	49
Şekil 24.	Bulanıklaştırma işlemi	50
Şekil 25.	Bulanık kural tablosu.....	51
Şekil 26.	Aktif kuralların işlenmesi	52

Şekil 27.	Motor kontrol sürücü ve denetim kartı	54
Şekil 28.	LTS 25-NP akım sensörüne ait geçen akıma göre çıkış gerilimi eğrisi	56
Şekil 29.	Akım sensörleri ve arayüz devreleri	57
Şekil 30.	Akım okumak için tasarlanan analog işaret bindirme devresi.....	58
Şekil 31.	DC link gerilim bölücü	58
Şekil 32.	Gerilim Örnekleme (a) ve I2C arayüz devresi (b)	59
Şekil 33.	Hall etkili sensör arayüz devresi.....	60
Şekil 34.	Deney düzeneği	61
Şekil 35.	eZdsp F2812 sayısal işaret işlemci kartı.....	63
Şekil 36.	CCS programlama arayüzü.....	65
Şekil 37.	Analog dijital dönüştürücü hızının ayarlanması	70
Şekil 38.	Tek otomatik sıralayıcı ile analog dijital dönüştürme işlemi	71
Şekil 39.	Çift otomatik sıralayıcı ile analog dijital dönüştürme işlemi	71
Şekil 40.	Olay yöneticisi blok diyagramı (EVA).....	73
Şekil 41.	Zamanlayıcı genel blok diyagramı (EVA)	74
Şekil 42.	(a) Sürekli yukarı sayma modu ve (b) temsili gösterimi	75
Şekil 43.	(a) sürekli yukarı/aşağı sayma modu ve (b) temsili gösterimi	75
Şekil 44.	Zamanlayıcı kesme istekleri	76
Şekil 45.	Asimetrik PWM işaretinin elde edilişi	77
Şekil 46.	Simetrik PWM işaretinin elde edilişi	78
Şekil 47.	PI hız denetimi benzetim bloğu	79
Şekil 48.	FDAM' nin TMS320F2812 ile PI hız denetim algoritması akış şeması.....	80
Şekil 49.	Referans hız 175d/d'den 200d/d'ye çıkarıldığında, PI denetleyici ile benzetim sonuçları	81
Şekil 50.	Referans hız 175d/d'den 200d/d'e çıkarıldığında, PI denetleyici ile deneysel sonuçları.....	82
Şekil 51.	Referans hız 175d/d'den 225d/d'ye çıkarıldığında, PI denetleyici ile benzetim sonuçları	83
Şekil 52.	Referans hız 175d/d'den 225d/d'ye çıkarıldığında, PI denetleyici ile deneysel sonuçları.....	84
Şekil 53.	Referans hız 225d/d'den 175d/d'ye düşürüldüğünde, PI denetleyici ile benzetim sonuçları	85
Şekil 54.	Referans hız 225d/d'den 175d/d'ye düşürüldüğünde, PI denetleyici ile deneysel sonuçları.....	86

Şekil 55.	Referans hız 175d/d iken 8Nm yük altında, PI denetleyici ile benzetim sonuçları.....	87
Şekil 56.	Referans hız 175d/d iken 8Nm yük altında, PI denetleyici ile deneysel sonuçları.....	88
Şekil 57.	Bulanık mantık (BM) hız denetimi benzetim bloğu.....	89
Şekil 58.	FDAM' nin TMS320F2812 ile BM hız denetimi algoritması akış diyagramı	90
Şekil 59.	BM hız denetimi için kullanılan üyelik fonksiyonları, kural tablosu ve TIMER1 kesme süresi	91
Şekil 60.	Referans hız 175d/d'den 200d/d'ye çıkarıldığında, bulanık mantık (BM) denetleyici ile benzetim sonuçları	92
Şekil 61.	Referans hız 175d/d'den 200d/d'ye çıkarıldığında, bulanık mantık (BM) denetleyici ile deneysel sonuçları	93
Şekil 62.	Referans hız 175d/d'den 225d/d'ye çıkarıldığında, bulanık mantık (BM) denetleyici ile benzetim sonuçları	94
Şekil 63.	Referans hız 175d/d'den 225d/d'ye çıkarıldığında, bulanık mantık (BM) denetleyici ile deneysel sonuçları	95
Şekil 64.	Referans hız 225d/d'den 175d/d'ye düşürüldüğünde, bulanık mantık (BM) denetleyici ile benzetim sonuçları	96
Şekil 65.	Referans hız 225d/d'den 175d/d'ye düşürüldüğünde, bulanık mantık (BM) denetleyici ile deneysel sonuçları	97
Şekil 66.	Referans hız 175d/d iken 8Nm yük altında, bulanık mantık (BM) denetleyici ile benzetim sonuçları	98
Şekil 67.	Referans hız 175d/d iken 8Nm yük altında, bulanık mantık (BM) denetleyici ile deneysel sonuçları	99
Şekil 68.	Bulanık mantık ve histerezis bant hız denetimi benzetim bloğu.....	100
Şekil 69.	FDAM' nin F2812 ile BM ve HB hız denetimi algoritması akış diyagramı	101
Şekil 70.	BM hız ve HB akım denetiminde kullanılan üyelik fonksiyonları, kural tablosu, TIMER1 kesme süresi ve histerezis bant.....	102
Şekil 71.	Referans hız 175d/d'den 200d/d'ye çıkarıldığında, bulanık mantık (BM) ve histerezis bant (HB) denetleyiciler ile benzetim sonuçları	103
Şekil 72.	Referans hız 175d/d'den 200d/d'e çıkarıldığında, bulanık mantık (BM) ve histerezis bant (HB) denetleyiciler ile deneysel sonuçları.....	104
Şekil 73.	Referans hız 175d/d'den 225d/d'ye çıkarıldığında, bulanık mantık (BM) ve histerezis bant (HB) denetleyiciler ile benzetim sonuçları	105
Şekil 74.	Referans hız 175d/d'den 225d/d'e çıkarıldığında, bulanık mantık (BM) ve histerezis bant (HB) denetleyiciler ile deneysel sonuçları.....	106
Şekil 75.	Referans hız 225d/d'den 175d/d'ye düşürüldüğünde, bulanık mantık (BM) histerezis bant (HB) denetleyiciler ile benzetim sonuçları	107

Şekil 76.	Referans hız 225d/d'den 175d/d'ye düşürüldüğünde, bulanık mantık (BM) histerezis bant (HB) denetleyiciler ile deneysel sonuçları.....	108
Şekil 77.	Referans hız 175d/d iken 8Nm yük altında, bulanık mantık (BM) ve histerezis bant (HB) denetleyiciler ile benzetim sonuçları.....	109
Şekil 78.	Referans hız 175d/d iken 8Nm yük altında, bulanık mantık (BM) ve histerezis bant (HB) denetleyiciler deneysel sonuçları.....	110
Şekil 79.	Bulanık mantık hız ve bulanık mantık akım denetimi benzetim bloğu.....	111
Şekil 80.	FDAM' nin F2812 ile BM hız ve BM akım denetimi algoritması akış diy..	112
Şekil 81.	Bulanık mantık hız ve akım denetiminde kullanılan üyelik fonksiyonları, kural tabloları ve TIMER1 kesme süresi.....	113
Şekil 82.	Referans hız 175d/d'den 200d/d'ye çıkarıldığında, bulanık mantık (BM) denetleyiciler ile benzetim sonuçları	114
Şekil 83.	Referans hız 175d/d'den 200d/d'ye çıkarıldığında, bulanık mantık (BM) denetleyiciler ile deneysel sonuçları.....	115
Şekil 84.	Referans hız 175d/d'den 225d/d'ye çıkarıldığında, bulanık mantık (BM) denetleyiciler ile benzetim sonuçları	116
Şekil 85.	Referans hız 175d/d'den 225d/d'ye çıkarıldığında, bulanık mantık (BM) denetleyiciler ile deneysel sonuçları.....	117
Şekil 86.	Referans hız 225d/d'den 175d/d'ye düşürüldüğünde, bulanık mantık (BM) denetleyiciler ile benzetim sonuçları	118
Şekil 87.	Referans hız 225d/d'den 175d/d'ye düşürüldüğünde, bulanık mantık (BM) denetleyiciler ile deneysel sonuçları.....	119
Şekil 88.	Referans hız 175d/d iken 8Nm yük altında, bulanık mantık (BM) denetleyiciler ile benzetim sonuçları	120
Şekil 89.	Referans hız 175d/d iken 8Nm yük altında, bulanık mantık (BM) denetleyiciler ile deneysel sonuçları.....	121
Şekil 90.	Arka iki tekerden doğrudan sürüşlü aracın benzetim modeli	124
Şekil 91.	Sağa doğru kademeli arttırılan 20° teker açısında kontrollü viraj hareketinin benzetim sonucu	125
Şekil 92.	Sağa doğru kademeli arttırılan 20° teker açısında kontrollü viraj hareketinin deneysel sonucu	126
Şekil 93.	Sağa doğru aniden verilen 20° teker açısında benzetim sonucu.....	127
Şekil 94.	Sağa doğru aniden verilen 20° teker açısında deneysel sonuç.....	128
Şekil 95.	Sola doğru aniden verilen 40° teker açısında benzetim sonucu.....	129
Şekil 96.	Sola doğru aniden verilen 40° teker açısında deneysel sonuç	130
Şekil 97.	Önce sola sonra sağa 25° teker açılarıyla slalom sürüş benzetim sonucu ...	131
Şekil 98.	Önce sola sonra sağa 25° teker açılarıyla slalom sürüş deneysel sonucu....	132

Şekil 99.	Sağa doğru kademeli arttırılan 20° teker açısında kontrollü viraj hareketinin benzetim sonucu	133
Şekil 100.	Sağa doğru kademeli arttırılan 20° teker açısında kontrollü viraj hareketinin deneysel sonucu	134
Şekil 101.	Sağa doğru aniden verilen 20° teker açısında benzetim sonucu.....	135
Şekil 102.	Sağa doğru aniden verilen 20° teker açısında deneysel sonuç.....	136
Şekil 103.	Sola doğru aniden verilen 40° teker açısında benzetim sonucu.....	137
Şekil 104.	Sola doğru aniden verilen 40° teker açısında deneysel sonuç	138
Şekil 105.	Önce sola sonra sağa 25° teker açılarıyla slalom sürüş benzetim sonucu ...	139
Şekil 106.	Önce sola sonra sağa 25° teker açılarıyla slalom sürüş deneysel sonucu....	140

TABLÖLAR DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1. IPM modülün genel özellikleri	55
Tablo 2. Anahtarlama Tablosu.....	68

SEMBOLLER DİZİNİ

AEK	Ana enerji kaynağı
BEA	Bataryalı elektrikli araç
BMD	Bulanık mantık denetleyici
BMK	Bulanık mantık kuramı
CCS	Code composer studio
DSP	Sayısal işaret işleyici
EA	Elektrikli araç
ED	Elektronik diferansiyel
EYS	Enerji yönetim sistemi
FDAM	Fırçasız doğru akım motoru
HEA	Hibrit elektrikli araç
HES	Hall etkili sensörler
İY	İçten yanmalı
İYM	İçten yanmalı motor
MD	Mekanik Diferansiyel
PHEA	Paralel hibrit elektrikli araç
SHEA	Seri hibrit elektrikli araç
SMAAM	Sürekli mıknatıslı alternatif akım motoru
SMDAM	Sürekli mıknatıslı doğru akım motoru
SMFDAM	Sürekli mıknatıslı doğru akım motoru
SMSM	Sürekli mıknatıslı senkron motor
YEK	Yardımcı enerji kaynağı
YHA	Yakıt hücreli araç
YHEA	Yakıt hücreli elektrikli araç
μ	Geçirgenlik katsayısı
$\mu(x)$	Üyelik fonksiyonu
A	Akının gördüğü kesit
B	Manyetik akı yoğunluğu
B	Sürtünme katsayısı
d	Sürüş yapan tekerler arası mesafe

$de(t)$	Hatanın değişim fonksiyonu
$e(t)$	Hata fonksiyonu
E_a, E_b, E_c	Faz-nötr arası endüklenen gerilimlerin tepe değeri
E_{ab}, E_{bc}, E_{ac}	Faz-faz arası endüklenen gerilimlerin tepe değeri
H_a, H_b, H_c	Hall etkili sensör durumları
l	Akı yolu uzunluğu
i_a, i_b, i_c	Faz akımları
i_{sd}, i_{sq}	Rotor referans düzlemindeki stator akımları
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	α - β eksenindeki stator akımları
J	Eylemsizlik momenti
K_e	Endüklenen gerilim katsayısı
L	Dingil açıklığı
L_d, L_q	Statorun d ve q eksenini endüktansı
N	Sarım sayısı
Θ_e	Rotorun elektriksel konumu
$\emptyset_g$	Hava aralığındaki akı
p	Türev operatörü
R	Ortalama viraj yarıçapı
$\mathfrak{R}$	Relüktans
r	Rotor yarıçapı
$R_{sağ}, R_{sol}$	Sağ ve sol tekerlerin izleyeceği yolların yarıçapı
T_e	Üretilen moment
T_L	Yük momenti
$X_{sağ}, X_{sol}$	Sağ ve sol tekerlerin izleyeceği yolların çevresi
$\delta, \delta_R, \delta_L$	Sağ ve sol yön veren tekerlerin virajdaki açıları
Δt	Bir tam tur için geçen süre
$\Delta v, \Delta \omega$	Doğrusal ve açısal hız farkı
v	Aracın merkezine ait doğrusal hızı
$v_{sağ}, v_{sol}$	Sağ ve sol tekerlerin doğrusal hızları
$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$	Rotor referans düzlemindeki rotor akıları
$\varphi_{ra}, \varphi_{r\beta}$	α - β eksenindeki rotor akıları
ω_e, ω_m	Elektriksel ve mekanik açısal hız
ω_{ref}	Gaz pedalından verilen referans hız

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Sanayileşmenin artması beraberinde çevre ve hava kirliliğini getirmiştir. Çağımızda çevre ve hava kirliliği, insanlar başta olmak üzere bütün canlıların sağlığını olumsuz etkileyen, hatta bazı canlıların yok olmasına neden olan çok önemli bir konu haline gelmiştir. Yanma işlemleri sırasında açığa çıkan emisyonlar oldukça önemli toksik etkiler göstermektedir. Yanmanın bir kısmı sanayide, büyük bir kısmı da taşıtlarda gerçekleşmektedir. Yanmanın tam gerçekleşmemesi sonucunda çıkacak ve havayı kirletecek zararlı gaz miktarı artmaktadır. Taşıt sayısının hızla artması, hava kirliliğinin de hızla artmasına neden olmuştur. Bu da insan sağlığını, özellikle kalabalık kentlerde olumsuz yönde etkileyen önemli bir faktör haline gelmiştir.

Hava kirliliğini oluşturan önemli kaynaklardan biri içten yanmalı motorlu (İYM) araçlardır. Bu araçlar günümüzde en çok kullanılan araçlardır. Bu araçların egzoz gazları içinde ki kirleticiler, araç kullanımının artması ile her geçen gün çevreyi daha çok kirletmektedir. Bunun sonucunda insan sağlığı daha çok bozulmakta ve canlı hayatı olumsuz yönde daha çok etkilenmektedir.

İçten yanmalı motorlar (İYM) fosil yakıt yakan tesis ve araçlar içinde kullanılan yakıtın içerdiği kimyasal enerjiyi en düşük verimle mekanik enerjiye dönüştürebilen araçlardır. [1] İYM araçlarda yüksek miktarda yanmamış petrol buharı gibi kirleticiler, egzoz gazları ile birlikte atmosfere atılmaktadır. Trafığın yoğun olduğu yollarda ve özellikle kavşaklarda araçlardan çıkan egzoz gazlarında bulunan zararlı maddelerin çevreye ve insan sağlığına verdiği zararlar çok fazladır. Önlem alınmaması durumunda gelecekte çok daha fazla olacaktır. Genellikle kent merkezlerindeki karbonmonoksit (CO) emisyonlarının %70-90 dan azotoksit (NO) emisyonlarını %40-70 inden hidrokarbon (HC) emisyonlarının yaklaşık % 50 sinden özellikle İYM araçlar sorumludur [2]. Emisyon sonucu oluşan gazların atmosferde birikmesi, güneşten atmosfere gelen ışık ve ısı enerjisinin uzaya geri yansımaya engel olmaktadır. Bunun sonucunda dünyanın sıcaklığı artmakta yani sera etkisi ortaya çıkmaktadır.

İYM araçlardan kaynaklanan hava kirliliği, aracın kullanım moduna göre de değişiklik gösterir. Örneğin rölanti de çalışan bir aracın egzoz gazlarında karbonmonoksit

ve hidrokarbonlar çok yüksek olmasına rağmen azotoksit miktarı düşüktür. Araç hızlandığında karbonmonoksit ve hidrokarbon miktarı düşer, azotoksit miktarı yükselebilir. İYM araçların meydana getirdiği hava kirliliği ayrıca kullanılan yakıtın cinsine, motorun çalışma prensibine, aracın yaşına ve bakım durumu gibi çeşitli nedenlere de bağlıdır. Günümüzde motorlu taşıt kullanımında ki artış ve nüfusun çeşitli nedenler ile büyük şehirlerde artması, özellikle büyük şehirlerde trafik yoğunluğunu arttırmıştır. Bu trafik yoğunluğu beraberinde hem çevre kirliliğini hem de insanların ruh sağlığının bozulmasını getirmiştir.

Kısacası İYM araçlar bir yandan hayatı kolaylaştırırken diğer yandan insan ve çevreye zarar vermektedir. Çevresel etkilerin yanı sıra 1970'li yıllarda yaşanan petrol krizi ve buna bağlı olarak ülkelerin enerji bağımlılıklarını azaltmak istemeleri, petrol rezervlerinin azalması gibi etkenler alternatif yakıt ve teknoloji ihtiyacını ortaya çıkarmıştır. Bütün bu anlatılanların sonucunda ise "Elektrikli Araç (EA)", "Bataryalı Elektrikli Araç (BEA)", "Hibrit Elektrikli Araç (HEA)" ve "Yakıt Hücreli Elektrikli Araç (YHEA)" kavramları üniversitelerin ilgili birimlerinde, firmaların AR-GE bölümlerinde ve ülkelerin stratejik planlarında yeniden gündeme gelmiştir.

1.2. Tezin Amacı ve Çözüm Yaklaşımı

Elektrikli araçlar, yüksek devirli veya momenti yüksek olan elektrik motorları kullanılarak temelde iki şekilde gerçekleştirilir. Yüksek devirli motorun gücü debriyaj, azaltıcı dişli, diferansiyel dişli kutusu ve diğer mekanik organlar ile tahrik tekerlerine iletilir. Bu yöntem de mekanik kısımlardaki enerji kaybı tüm aracın verimini düşürür. İkinci yol ise elektrikli aracın momenti yüksek olan motorlar ile doğrudan sürülmesidir. Bu yöntem ile debriyaj ve diferansiyel dişli kutusuna ihtiyaç kalmaz. Böylece aracın verimi önemli ölçüde artırılmış olur.

Taşıt kararlılığının önemli göstergelerinden biri de viraj yeteneğidir. Viraj yeteneği, taşıtın kararsızlığa kapılmadan veya kontrolden çıkmadan maksimum santrifüj kuvvetini karşılama yeteneğidir. Santrifüj kuvvetini karşılayan viraj tutunma kuvvetini lastikler üretmektedir. Ancak viraj yeteneğini, koruyucu ve bozucu momentlerin bileşkesi belirlemektedir [3]. Elektrikli araçlarda da viraja girildiğinde aracın kararlı seyri sağlanmalıdır. Bunun için seçilen konfigürasyona göre ya mekanik diferansiyel ya da elektronik diferansiyel kullanılmalıdır.

Bu çalışmada, teker içi (hub) sürekli mıknatıslı fırçasız doğru akım motorları (SMFDAM) kullanılarak arka iki tekerden sürülen elektrikli araçlar için düşük hızlarda kullanılmak üzere elektronik diferansiyel sisteminin benzetimi ve gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Direksiyon ve gaz pedalından alınan referans değerler elektronik diferansiyel sisteminde kullanılmıştır. Makine ve yük parametrelerinden mümkün olduğu kadar bağımsız, daha esnek ve insan gibi düşünmeye yakın bir denetim modeli olan *bulanık mantık denetleyici (BMD)* ile motorların hız ve akım denetimleri gerçekleştirilmiştir [4]. Sistemin benzetiminde MATLAB/SIMULINK, gerçek zamanlı gerçekleştirilmesinde ise motor kontrol uygulamaları için geliştirilmiş 150MHZ'lik TMS320F2812 sayısal işaret işlemcisi kullanılmıştır.

SMFDAM' nin hız denetimi için tek ve çift kapalı çevrimli denetim sistemleri kullanılmış ve performansları karşılaştırılmıştır. Tek kapalı çevrimli denetim sisteminde motorun açısal hızı geri besleme olarak alınarak BMD'de kullanılmıştır. Çift kapalı çevrimli denetim sisteminde dıştaki çevrim hız denetimi, içteki çevrim ise akım denetimi yapmaktadır. Çift çevrimli sistemde *hız ve akım denetimi için yine BMD seçilmiştir*.

1.3. Konu ile İlgili Yapılan Çalışmalar

Yarıiletken teknolojileri, kontrol yöntemleri ve batarya teknolojilerindeki gelişmeler elektrik motorlarının hız denetimlerinde ve elektrikli araç tahrik teknolojilerinde hızlı gelişimlerin yaşanmasını sağlamıştır. Bu bölümde elektronik diferansiyel üzerine yapılmış çalışmalar, FDAM'nin kontrol yöntemleri üzerine yapılan çalışmalara değinildikten sonra verilecektir.

1.3.1. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Denetimi Üzerine Yapılan Çalışmalar

FDAM' nin hız ve akım denetimi üzerine yapılan çalışmalar tek kapalı çevrim veya çift kapalı çevrim kullanılarak yapılmıştır. Tek kapalı çevrimli modellerde hız geri beslemesi yapılarak referans hız ile karşılaştırılmış ve hız denetleyicisi ile darbe genişlik modülasyonu için kontrol işareti üretilmiştir. Çift kapalı çevrimli sistemlerde ise hem hız hem de akım geri beslemesi yapılmıştır. Bazı çalışmalarda tek akım bazı çalışmalar da ise çift akım geri besleme yapılarak model oluşturulmuştur. Dıştaki çevrim hız denetimi, içteki

çevrim ise akım denetimi için kullanılmıştır. Çalışmaların çoğunda akım denetimi için histerezis akım denetleyicisi seçilmiştir.

G. Sakthivel ve arkadaşları, FDAM'nin hız denetimini sayısal işaret işleyici tabanlı bulanık mantık denetleyici (BMD) ile gerçekleştirmişlerdir. Tek kapalı çevrimli sistemde rotorun açısal hızını geri besleme işareti olarak kullanmışlardır. Klasik PI denetleyici ile sonuçları karşılaştırmış ve bulanık mantık denetleyicinin performansının daha iyi olduğunu göstermişlerdir [5].

Changliang ve diğerleri, bulanık mantık denetleyici için genetik algoritma kullanarak bulanık kuralların online olarak değiştirilmesini sağlamışlardır. Bu yapıyı FDAM'nin çift kapalı çevrimli kontrol sisteminde, dıştaki hız denetimi çevriminde kullanmışlardır. Çalışmalarını sayısal işaret işleyici kullanarak gerçekleştirmişlerdir [6].

Abidin ve diğerleri [7] ayrıca C.K. Lee ve arkadaşı [8], PI ve bulanık mantık denetleyicilerinin üstün yanlarını bir araya getirerek hibrit Bulanık-PI denetleyici geliştirmişlerdir. Bu denetleyici ile tek kapalı çevrimli FDAM hız denetiminin benzetimini sunmuşlardır.

Rath yaptığı çalışmada, hem hız hatasını hem de akım hatalarını denetlemiştir. Hız hatası için kayan kipli denetleyici, akım hataları için de histerezis akım denetleyiciler kullanılmıştır [9].

Donescu ve diğerleri, FDAM' nin çift kapalı çevrimli denetim modelinin benzetimini yapmışlardır. Dıştaki hız hatasının denetiminde BMD, içteki akım denetimi için iki akım geri beslemesi ile histerezis akım denetleyici kullanmışlardır [10].

Jang Bae Lee ve arkadaşları BMD ile hız denetimini basit bir mikroişlemci ve sayısal devreler kullanarak gerçekleştirmişlerdir. Kullandıkları mikroişlemcinin hızı düşük olduğu için denetim sisteminin sonuçları benzetim ile elde edilen sonuçlardan farklı çıkmıştır [11].

Reddy ve arkadaşı FDAM' nin hız ve akım denetimi için çift kapalı çevrimli model kullanmışlardır. İçteki çevrimde iki akım geri beslemeli histerezis akım denetleyicisi, dışta ise Bulanık-PID hız denetleyicisi ile motorun kontrolünü gerçekleştirmişlerdir [12]. Benzer çalışmayı Yangjian ve diğerleri dıştaki kapalı çevrimde bulanık sinir ağı hız denetleyicisi kullanarak gerçekleştirmişlerdir [13].

Siong ve diğerleri, sayısal işaret işleyici kullanarak iki kapalı çevrimli sürücü modeli sunmuşlardır. İki faz akımını örnekleyerek histerezis akım denetleyicide kullanmışlardır. Hız denetimini ise bulanık mantık kullanarak gerçekleştirmişlerdir [14]. Aynı

denetleyiciler ile çok seviyeli evirici kullanarak FDAM'nin hız denetimi Madankar ve arkadaşı tarafından yapılmıştır [15].

Kumar ve arkadaşı, hız denetimini tek kapalı çevrim ile Matlab/Simulink ortamında denemişlerdir. Hız denetleyicisi olarak adaptif bulanık mantık kullanmışlardır [16].

Hız denetimi için adaptif bulanık-PID denetleyici, Kandiban ve arkadaşı tarafından kullanılmıştır. Çalışmalarını Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirmişlerdir [17].

FDAM' nin denetiminde doğrudan moment kontrolörün kullanıldığı çalışmalar da literatürde yer almıştır [18-21]. İlk ikisinde Matlab/Simulink ortamında benzetim çalışması yapılmış olup, moment referansı bulanık mantık denetleyici ve genetik algoritma ile optimize edilmiş bulanık mantık denetleyici ile elde edilmiştir. [20,21] ile verilen çalışmalar deneysel olarak gerçekleşmiş ve FDAM' nin doğrusal olmayan yapısı nedeniyle bazı kabullenmeler yapılmıştır.

Kumar ve arkadaşları sensörsüz hız denetiminin benzetimini yapmışlardır. Bulanık mantık tabanlı gözlemleyici kullanarak sargılarda indüklenen gerilimleri ve buna bağlı olarak rotorun hızını belirlemişlerdir. Ayrıca akım denetimini histerezis akım denetleyici ile hızı ise PI denetleyici ile kontrol etmişlerdir [22].

Romesh ve diğerleri çift kapalı çevrimli sürücü ile FDAM'nin hız denetiminin benzetimini Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirmişlerdir. Akım için P denetleyici hız için de bulanık-PI denetleyici kullanmışlardır [23].

Tuncay ve arkadaşları, her birinde bulanık mantık denetleyici kullanılan iki kapalı çevrimli sürücü modelinin benzetim ve deneysel çalışmalarını gerçekleştirmişlerdir. İlk bulanık mantık denetleyici hız hatasına göre gerilim değişimini vermektedir. İkinci bulanık mantık denetleyicinin girişleri ise hesaplanan gerilim değişimi ve o anki akım değeridir. Bunun sonucunda da yarıiletken anahtarlara verilen darbe genişlik modülasyonlu işaretlerin doluluk boşluk oranı ayarlanmaktadır [24].

MadhusudhanaRao ve diğerleri, sayısal işaret işleyici tabanlı çift kapalı çevrimli hız sürücüsü üzerine çalışmışlardır. Hız ve akım kontrolü için iki kapalı çevrimde de PI denetleyiciler kullanmışlardır [25]. FDAM'de pozisyon kestirimi ve akım kontrolüne ilişkin yapılmış çalışma [26] ile verilmiştir.

1.3.2. Elektronik Diferansiyel ile İlgili Yapılan Çalışmalar

Elektronik diferansiyel çalışmaları, genel olarak iki tekerden çekişli veya itişli araçlar üzerine yapılmıştır. Dört tekerden çekişli ve 3 tekerli, tek kişilik araçlar için de çalışmalar yapılmıştır. Elektrik motoru seçiminde daha çok asenkron motorlar ve FDAM tercih edilmiştir. Bunun yanında sürekli mıknatıslı senkron motorlar ve doğru akım motorları ile yapılmış çalışmalara da rastlamak mümkündür. Ayrıca çalışmaların hemen hepsinde Ackerman-Jeantaud direksiyon geometrisi kullanılmıştır. Burada daha çok düşük hızlar için yapılmış çalışmalara değinilecek olup yüksek hızlar için yapılan çalışmalara da örnek verilecektir.

Haddoun ve arkadaşları, arka iki tekerde asenkron motor kullanarak elektronik diferansiyel (ED) sistemi gerçekleştirmişlerdir. Yaptıkları benzetim ve deneysel çalışmada amaçları tutunma katsayısı değişen tekerin yola tutunmasını sağlamaktır. Bu amaçla sinir ağları çekiş kontrol yaklaşımı ile birlikte ED sistemini tasarlamışlardır. Çalışmalarında tekerlerin hızlarından daha ziyade sinir ağları temelli kestirim ile aracın hızını kullanmışlardır [27].

Pinal ve arkadaşları, asenkron motorlar ile arka iki tekerlekten sürülen araçlar için gerçekleştirdikleri ED sisteminde daha çok motorların senkronizasyonu üzerinde çalışmışlardır [28]. Bu sayede verilen rotadan sapmayı minimum değere indirmişlerdir. Çalışmalarının sonuçlarını, simülasyon üzerinde bir çok farklı koşullarda denemeler yaparak elde etmişlerdir. Motorların hız kontrolü için PI denetleyici ve alan yönlendirmeli kontrol (FOC) tekniği kullanmışlardır. Yaptıkları bir diğer çalışmada [29] simülasyondan elde ettikleri sonuçlar için kararlılık analizini ortaya koymuşlardır.

Tao ve diğerleri, iki FDAM'yi seri bağlayarak kontrol algoritmasını azaltmaya çalışmışlardır. DA-DA kıyıcı üzerinden her iki motora bağlı olan gerilimin ortalama değeri değiştirilerek aracın hızı ayarlanmaktadır. ED sistemi ile tekerlerin referans hızları değiştiğinde evirici ile teker hızları ayarlanmaktadır. Elde ettikleri benzetim sonuçları tatminkardır [30]. Yaptıkları diğer bir çalışmada aynı modeli dört tekerden çekişli araç için kullanmışlardır [31].

Literatüre sunulan diğer bir çalışmada tekerlerdeki kayma hesaba katılmıştır. Arka iki tekerde sürekli mıknatıslı senkron motorlar kullanılarak gerçekleştirilen ED sisteminde tekerlerin fiziki yapısından kaynaklanan esnemelerin belirlenmesine üzerine çalışılmıştır. Hem deneysel hem de benzetim sonuçları tatminkardır [32]. Ancak yüksek hızlara

çıkıldığında tekerlerdeki kaymanın etkisi artacağından bu konu üzerinde daha tatminkar sonuçlar elde edilmelidir.

Gasbaoui ve arkadaşları, geliştirdikleri ED benzetim modelinde arka iki tekerdeki asenkron motorları doğrudan moment kontrol yöntemiyle kontrol etmişlerdir. Moment referansını adaptif bulanık PI denetleyici ile gerçekleştirmişlerdir. Klasik PI ile kendi yöntemlerinin karşılaştırmalı sonuçlarını ortaya koydular. [33].

Tabbache ve diğerleri, doğrudan moment kontrolü ile arka iki tekerlekte bulunan asenkron motorların kontrolünü, hem benzetim hem de test düzeneği ile gerçekleştirmişlerdir. Adaptif akı ve hız gözlemleyiciler ile birlikte PI denetleyici kullanarak hız hatasından moment referansı elde etmişlerdir [34].

Chen ve arkadaşı, dört tekerden, önden veya arkadan sürüslü elektrikli araçlarda ED sistemlerini inceleyip karşılaştırarak benzetim ve uygulama sonuçlarını vermişlerdir. Sadece iki tekerden sürüş sağlandığında, pasif kalan diğer tekerlerden aracın hızı ve savrulma hareketi (yaw motion) miktarı belirlemişlerdir. Bu değerleri kullanarak referans teker hızlarında iyileştirmeler yapmışlardır [35].

Hartani ve arkadaşları, sürekli mıknatıslı senkron motorlar ile arkadan itişli araçlar için ED sisteminin benzetimini gerçekleştirmişlerdir. Motorların denetimi için doğrudan moment kontrol yöntemini kullanmışlardır. Klasik doğrudan moment kontrolünden farklı olarak moment ve akı hatalarını, bulanık mantık denetleyici ile değerlendirerek gerilim genliğini ve akı vektörüne ait sektörü belirlemişlerdir [36].

Asenkron motorlar ile arka iki tekerden sürülen elektrikli araçlar üzerine yapılan bir başka çalışma, Nasri ve arkadaşları tarafından literatüre sunulmuştur. ED sisteminde tekerlerin referans hızları yakalaması için motorların kontrolünde kayan kipli denetim kullanılmıştır [37].

Cordeiro ve diğerleri, sürekli mıknatıslı doğru akım motoru ile arka iki tekerden sürülen araçlar için ED sistemi üzerine çalışmışlardır. Hız kontrolünü ve akım sınırlamayı lojik fonksiyonlar ile gerçekleştirmişlerdir. Dolayısıyla herhangi bir denetleyici kullanmadan çalışmalarını bir mikro denetleyici ile tamamlamışlardır [38].

Castro ve arkadaşları, alan etkili yönlendirme (FOC) ile kontrol ettikleri iki asenkron motor ile sistemi gerçekleştirmişlerdir. Temel amaçları gelecekteki elektrikli araçlar için ED, yönetim algoritması ve motorların kontrol ara yüzlerini içeren FPGA tasarlamaktır. Tasarımları ile birlikte ED sisteminin farklı yükler altındaki denemelerini gerçekleştirmişlerdir [39].

Araç yapısına bağlı olarak aracın hızı, direksiyon açısı ve diferansiyel sistem arasındaki lineer olmayan ilişkiyi kurabilmek için Lee ve arkadaşları tarafından sinir ağıları kullanılmıştır. İlk olarak bu modele, araç üzerindeki asenkron motorların hızlarının belirlenmesi öğretilmiş ve daha sonra da uygulamada bu model kullanılmıştır [40].

Yang ve arkadaşlarının yaptıkları çalışmada aracın rotadan sapma hareketi (yaw motion) de hesaba katılmıştır. İki kapalı çevrime sahip sistemde dıştaki çevrim bu sapma hareketini bilgisayar ortamında denetlerken, içteki çevrim belirsizlikleri ve kararlılığı denetlemek üzere FPGA üzerinde gerçekleşir. Kurdukları sistem ile daha çok aracın verilen rotayı izlemesi üzerine deneyler gerçekleştirmişlerdir [41].

Feigiang ve diğerleri, dört tekerden sürürlü aracın dinamik kontrolünü esas alarak ED sistemlerinin performansını aracın stabilitesi üzerinde incelemişlerdir. Bunun için rotadan sapma (yaw) ve yana kayma (sideslip) sensörleri ile aracın dinamik bilgileri sürekli denetlenmiştir. Dinamik bilgilerin denetlenmesinin ardından motorların denetimini bulanık mantık ile gerçekleştirmişlerdir [42].

Guillermo ve arkadaşı, FOC yöntemi ile iki asenkron motorun denetimini yaparak ED sistemi tasarlamışlardır. Çalışmalarında kilitli diferansiyel uygulamasını elektronik olarak gerçekleştirmeye çalışmışlardır [43].

Arka iki tekerde FDAM kullanılarak gerçekleştirilen ED' nin benzetim çalışması Zhao ve arkadaşları tarafından yapılmıştır [44]. Bu çalışmada tekerlerin patinaj edip etmediğini bulanık mantık ile belirlemeye çalışmışlardır.

Tabbache ve diğerleri, adaptif akı ve hız gözlemleyiciler ile asenkron motorun doğrudan moment denetimini gerçekleştirmişlerdir. Bu modeli arka iki tekerinde asenkron motor olan elektrikli araç üzerinde sayısal işaret işleyici kullanarak denemişlerdir [45].

Özkop ve diğerleri, arka iki tekerinde sürekli mıknatıslı doğru akım motoru bulunan elektrikli araç için ED sistemi benzetimini gerçekleştirmişlerdir. Motorların hızlarını bulanık mantık ile denetlemişlerdir [46].

Virajlı yollarda fiziksel yapısından dolayı tekerde esnemeler olmaktadır. Bu da tekerin olması gereken doğrultusunu değiştirmekte ve aracın hızı ile teker hızı arasında fark doğmasına sebep olur. Haddoun ve arkadaşları, arka iki tekerde 37kW gücünde iki asenkron motor kullandıkları çalışmada özellikle yüksek hızlarda ortaya çıkan bu etkiyi dikkate almışlardır. Aracın hızını sinir ağıları kullanarak belirlemişlerdir [47].

Model referans adaptif sistem (MRAS) ile Asenkron motorun sensörsüz hız kestiriminin yapıldığı kontrol modelini Haddoun ve diğerleri ED sistemi için

kullanmışlardır. Benzetim çalışmalarının ardından hem motor hem de ED sisteminin kontrolünü gerçekleştirecek tek bir kart üzerinde çalışmışlardır [48].

Gair ve arkadaşı, iki adet FDAM kullanarak ED sisteminin benzetim ve deneysel çalışmalarını gerçekleştirmişlerdir. Bu motorların hızlarını dört anahtarlı üç faz evirici üzerinden kayan kipli denetleyici ile denetlemişlerdir [49].

Dört tekerden sürürlü elektrikli aracını tanıtan Hori, bu araç için geliştirilen ED sistemini, güvenlik donanım ve algoritmalarını literatüre sunmuştur. Aracın yüksek hızlarda da kullanılacağı dikkate alınarak çalışmalar tamamlanmıştır [50].

1.4. Elektrikli Araçlar

Elektrikli araçlar ilk olarak 19. yüzyılın ikinci yarısında yollara çıkmıştır. Yine bu dönemlerde fosil yakıt tüketen İYM araçlar piyasaya sürülmüş ve elektrikli araçlar ile rekabete başlamıştır. Bu döneme ait batarya teknolojisi ile elde edilen enerji yoğunluğunun fosil yakıtlardan elde edilen enerji yoğunluğundan az olması İYM araçların son kullanıcı tarafından daha fazla tercih edilmesini sağlamıştır. Zamanla çevresel sorunların baş göstermesi, petrol krizinin yaşanması ve petrol rezervlerinin sınırlı olması elektrikli araçların 20. yüzyılın son çeyreğinde hızla gelişim göstermesine sebep olmuştur. Günümüze gelindiğinde farklı teknolojiye sahip elektrikli araçlar ya yollara çıkmaya başlamış ya da prototipleri hazırlanmıştır. Bu araçları bataryalı elektrikli araçlar (BEA), hibrit araçlar (HEA) ve yakıt hücresel araçlar (YHA) olarak sınıflandırmak mümkündür.

Enerji kaynağı olarak sadece kimyasal bataryaları kullanan ve hareketini elektrik motoru (veya motorları) ile sağlayan araçlar bataryalı elektrikli araç olarak adlandırılabilir. İYM araçlara göre en büyük avantajları herhangi bir emisyonlarının olmamasıdır. Bu açıdan bakıldığında çevreye ve canlılara zararları yoktur. Oldukça sessiz çalışan bu araçların içten yanmalı motor kullanmaması bakım maliyetlerini azaltmaktadır. Ancak elektriğin üretilmesi sırasında açığa çıkan zararlı toksik atıklar nedeniyle dolaylı olarak zararlı olmaktadır. Bunun yanında satın alma maliyetlerinin yüksek olması, kullanılan bataryaların 3-5 yıl içerisinde ömrünü tamamlayarak kullanım maliyetini arttırması, menzillerinin sınırlı olması, şarj istasyonu sayısının az ve şarj sürelerinin uzun olması BEA' nın yaygınlaşmasının önündeki engellerdir.

BEA' nın dezavantajları, batarya teknolojilerindeki gelişmelere paralel olarak ortadan kalkabilir. Ancak günümüzün teknolojisi hibrit teknolojiye sahip elektrikli araçları

avantajlı hale getirmektedir. HEA hem içten yanmalı motora hem de elektrik motoruna sahiptirler. Bu araçların menzilleri BEA' ya nazaran oldukça fazladır. İçten yanmalı motor kullandıklarından BEA gibi sıfır emisyona sahip değildirler. Anlık yüksek güç gerektiren durumlarda elektrik motoru kullanılarak bu araçların emisyon değerleri geleneksel araçlara göre azaltılmıştır. HEA' nın satın alma maliyetleri BEA' ya göre düşük ve hemen hemen geleneksel araçlar ile aynı seviyededir.

Kimyasal enerjiyi doğrudan elektrik enerjisine dönüştüren yakıt hücreleri bataryalardan farklı olarak enerjiyi depolayamazlar. Geleneksel araçlarda olduğu gibi yakıt tankından yakıt sağlandığı sürece dönüşüm yapabilirler. Bu bakımdan menzilleri yakıt tankının kapasitesine bağlıdır. Ayrıca enerji üretiminde döner parça kullanılmaması sessiz çalışmalarını sağlamaktadır. YHA, güvenlik ve maliyet anlamında teknolojik gelişimlerine devam etmektedirler.

1.4.1. Elektrikli Araçların Tarihçesi

Elektrikli araçların gelişimi; 1800 yılında Alessandra Volta'nın şarj edilemeyen bataryayı bulması ile başlar. Kurbağalar üzerinde yapılan bir dizi deneyin sonuçları Volta'ya ilham vermiştir. Diğer araştırmacılar bu temel bataryayı “Volta Pili “olarak adlandırmıştır. Michael Faraday, 1821 yılında Volta Pili kullanarak bugünkü elektrik motorlarının temel prensibini ortaya koymuştur. Buna göre manyetik alan içindeki iletken akım akitildiğinde bu iletken bir kuvvet etki etmektedir.

1831 yılında Faraday' ın elektromanyetik indüksiyon yasasını ortaya atmasını takiben 1832 yılında ilk elektrik motoru Paris'te tanıtıldı. 1835 yılında ise Francis Watkins daha küçük bir elektrik motorunu tanıttı. Bu motorun, üzerinde sargılar olan sabit statoru ve üzerinde çubuk mıknatıslar olan rotoru vardı. Tüm bu gelişmeler bazı araştırmacıları hafif kara taşıtlarını elektrik motoruyla hareket ettirme fikrine yöneltmiştir. 1834 yılında Thomas Davenport ilk bataryalı elektrikli aracı geliştirmiştir. Ancak kullandığı batarya ve elektrik motoruna dair pek bir bilgi yoktur. 1835 yılında Hollanda'da profesör Stratigh tarafından Volta Pili ve elektrik motorlu araç tanıtılmıştır. Bu iki aracın büyük bir eksiği vardı: Bataryaları şarj edilemiyordu. Bu nedenle elektrikli araçlar pek yaygınlaşamamıştı.

1859 yılında Belçikalı kimyager Gaston Plante' nin şarj edilebilir kurşun asit bataryaları bulması elektrikli araçlar alanında yeni bir sayfa açmıştır. 1861'de İtalya'da Antonio Pacinotti' nin ve 1869'da Zenobe Theophile Gramme' nin yaptığı çalışmalar 1

Hp (746W)' den biraz güçlü doğru akım (DA) elektrik motorunun ortaya çıkmasını sağlamıştır. 1870'de ise Siemens kardeşler kendi elektrik motorları için patent almışlardır.

Anlatılan gelişmeler ışığında elektrikli araçlar alanındaki çalışmalar hızlanmış ve 19. yüzyıl sonlarına kadar birçok model üretilmiştir. Bu modellerin çoğu tek kişilik, üç tekerli taşıtlardı. Ancak Newyork ve Londra'da taksi olarak kullanılan dört tekerli, iki kişilik modellerde yollarda görülüyordu. Bu elektrikli araçlarının hızları 12-19 km/h arasında değişirken, menzilleri 56 km'ye kadar çıkabiliyordu.

1769 yılında dıştan yanmalı olarak tanımlanan buharla çalışan taşıtların yollara çıkmasının ardından 1830'lu yıllarda elektrikli taşıtlarda yollarda görülmeye başlanmıştı. 1885'e gelindiğinde içten yanmalı motorlu (İYM) , fosil yakıt kullanan ilk araç Carl Benz tarafından geliştirilmiştir. 19.yy sonlarına doğru İYM araçlar çok hızlı gelişim göstererek buharlı ve elektrikli araçlarla rekabete girebilmiştir. Bu dönem buharlı taşıtlar, fosil yakıtla çalışan araçlar ve elektrikli araçlar arasında yarışlar düzenleniyordu. Böylece ve dayanıklılık bakımından rekabet üstünlükleri karşılaştırılabiliyordu. Uzun menzilli yarışlarda veya kötü hava koşullarında (batarya erken boşaldığından) elektrikli araçlar ya yarışı tamamlayamıyor ya da sonuncu oluyordu.

20.yy başında buharlı ve elektrikli araç sayısı hemen hemen aynı iken İYM araçların sayısı da bu araçlara oldukça yakındı. 1899-1902 yılları arasındaki hız rekoru 98 km/h ile elektrikli bir araca aitti. Ayrıca elektrikli araçların sessizliği ve çalıştırılmasının kolaylığı bu araçlara olan ilgiyi arttırıyordu. Bunu gören Thomas Edison, elektrikli araç bataryaları üzerine çalışmış ve 1901 yılında kurşun asit bataryadan %40 daha fazla enerji depolayabilen nikel demir bataryayı bulmuştur. Bu bataryanın tek sorunu maliyetinin yüksek olmasıydı.

1900-1912 yılları arasında hem elektrikli hem de İYM araçlar alanında ciddi çalışmalar yapılmıştır. Günümüzde de yollarda gördüğümüz içten yanmalı ve elektrik motorunu bünyesinde barındıran hibrit araçların ilk örnekleri bu tarihlerde yola çıkmıştır. 1906 yılında ilk seri üretim aracı olan İYM Ford-T'nin yollara çıkmasıyla elektrikli araçlara olan ilgi azalmıştır. 1912 yılına gelindiğinde Amerika'da 30.000 elektrikli araç varken 90.000 tane İYM araçta yollardaydı. Yine bu tarihte içten yanmalı motorun kendi kendine çalıştırılabilmesi ve motor sesini azaltmak üzere susturucunun bulunması İYM araçlara olan ilgiyi daha da arttırmıştır.

1925-1960 yılları arası, elektrikli araçların karanlık çağı olarak tanımlanabilir. 1920'li yılların başında birçok elektrikli araç üreticisi ya iflas etmiş ya çalışma alanını

değiştirmiş (sadece elektrikli yük taşıma araçları gibi) ya da İYM araç üretimine başlamıştır. 1935 yılına gelindiğinde Amerika’da elektrikli araç üretimi tamamen bitmiştir. Sadece Japonya’da savaş döneminde (1937-1954) petrol ambargosu yüzünden elektrikli araç kullanılmıştır. Ayrıca 1945-1950 yılları arasında Amerika’da sadece evlere süt taşıyan araçlar elektrikliydi.

1960’lı yıllara gelindiğinde İYM araçlardan kaynaklanan çevresel kaygılar artmıştır. Bu dönemde ağırlıklı olarak mevcut araçların içten yanmalı motorları çıkarılarak dönüşüm kitleri ile elektrikli araçlara dönüşümleri yapılmıştır. 1966 yılında yeni bir elektrikli araç olan Enfield8000 üretilmiş ve on yıllık süre boyunca 112 adet satışa ulaşılabilmektedir. 1967’de iki adet seri doğru akım motoru ve kıyıcı kullanan Ford Comuta üretildi. Yol testlerinde, sürüş ve yol tutuş problemleri yaşandığından seri üretimine geçilemedi. Üç fazlı alternatif akım motoru ilk kez 1968 yılında GM tarafından elektrikli araçlarda kullanıldı. Bu dönemin elektrikli araçları düşük menzile ve yüksek satın alma maliyetine sahipti.

1970’lerde elektrikli araçlar alanında Amerika ve Avrupa’da çalışmalar devam etmiştir. 1972-1976 yılları arasında iki koltuklu, nispeten küçük, 25 mil menzili ve 45mph maksimum hızı olan “Citicar” üretilmiştir. Fiyatının, düşük özellikli İYM araçlara yakın olması ciddi satış rakamına ulaşmasını sağlamıştır. Bu dönemin ortalarında 96 km menzili ve 96 km/h maksimum hızı olan dönüştürülmüş araçlar da piyasaya sürülmüştür. Satın alma fiyatlarının yüksek olması yedi yılda sadece 185 adet satılmasına neden olmuştur. Yine bu dönemde Amerika, Avrupa ve Japonya’daki hükümetler firmalara sağladıkları mali destekle elektrikli araçlar alanındaki çalışmalara katkıda bulunmuşlardır.

Hükümetlerin elektrikli araçlar için ayırdığı fonlar 1980’li yıllarda da devam etmiştir. Bu dönemde alternatif akım (AC) motorları ve eviricilerin kullandığı araçlar geliştirilmiştir. Tek kişilik modeller üzerine de çalışmalar yapılsa da güvenliğin sağlanmamasından dolayı bu çalışmalar devam ettirilmemiştir [51].

Tamamen elektrikli araçlar yerine daha kabul edilebilir maliyetlerde üretilen hibrit araçlar 1990’lı yıllarda tekrar gündeme gelmiştir. Bu doğrultuda yapılan çalışmalar sonucunda özellikle Japon üreticilerden başarılı modeller ortaya çıkmıştır. Günümüzde bu modeller baz alınarak geliştirilen birçok hibrit aracın satışı yapılmaktadır. Tamamen elektrikli olan araçlar ise yeni yeni tanıtılmakta ya da pazarlanmaktadır.

1.4.2. Bataryalı Elektrikli Araç Teknolojileri

Farklı güç aktarma sistemine sahip arkadan itişli bataryalı araçlara ait muhtemel konfigürasyonlar Şekil 1'de görülmektedir. Bu araçlarda güç aktarma sisteminin yapısına göre ya mekanik diferansiyel ya da elektronik diferansiyel kullanılması gerekmektedir.

Geleneksel güç aktarım sisteminin içten yanmalı motoru yerine elektrik motorunun yerleştirildiği yapı Şekil 1.a'da görülmektedir. Bu yapıda elektrik motoru, debriyaj, dişli grubu ve mekanik diferansiyel yer almaktadır. Debriyaj, elektrik motorunun gücünü tekerlere iletmek için kullanılır. Dişli grubunun değişik dişli oranları sayesinde yükün gerektirdiği hız-moment ilişkisi sağlanır. Mekanik diferansiyel, araç viraja girdiğinde kararlı bir sürüş için tekerlerin farklı ancak uygun hızlarda dönmesinden sorumludur.

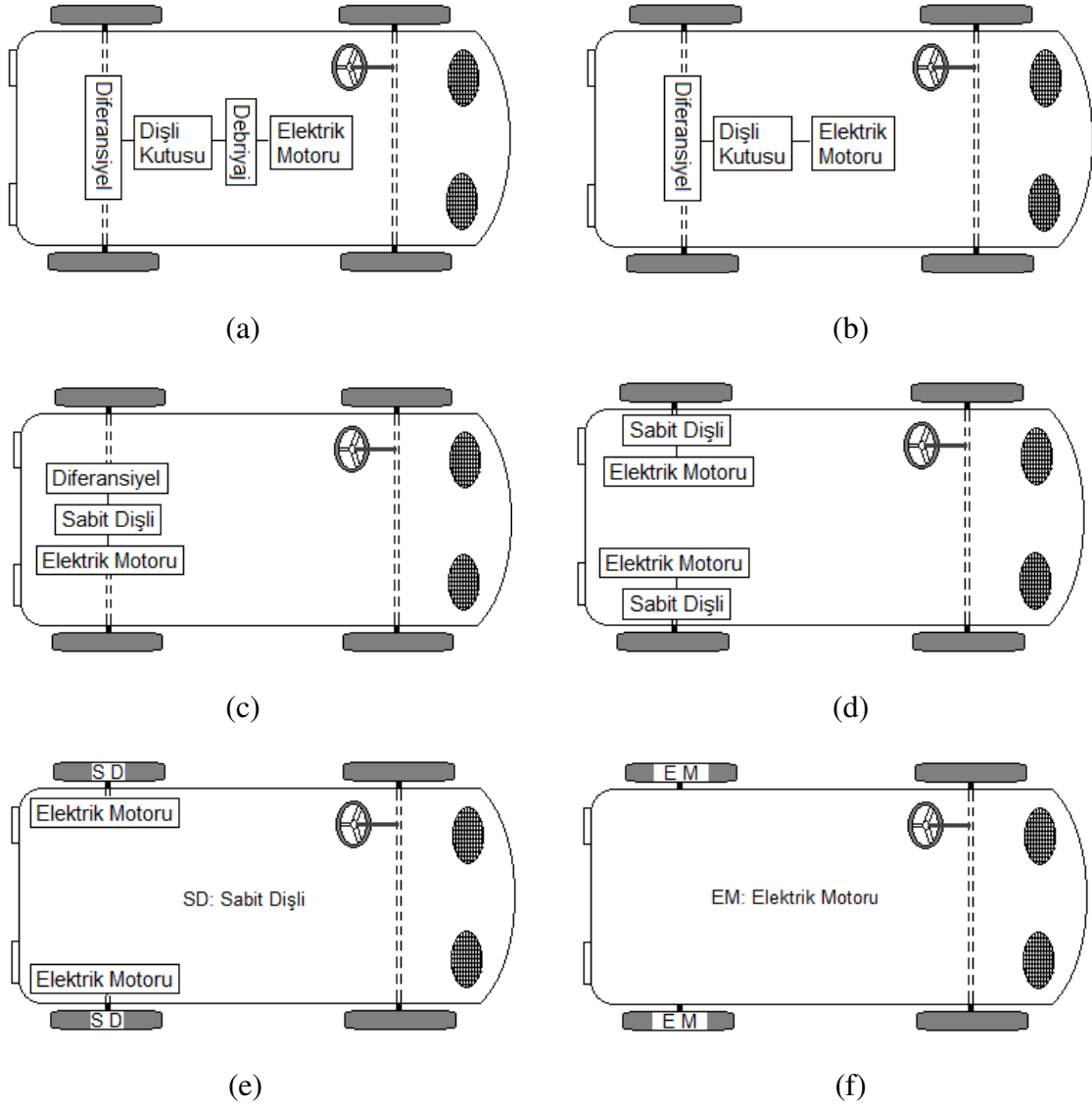
Şekil 1.b'de geniş hız aralığında, sabit güce sahip elektrik motoru kullanılır. Çoklu dişli yerine sabit dişli kutusu kullanılarak debriyaja olan gereksinim azaltılır. Bu yapıda mekanik transmisyonun boyutu ve ağırlığının azaltılmasının yanı sıra dişli kaydırma olayı olmadığından güç aktarım sisteminin kontrolü de kolaylaşmıştır.

Bir önceki yapıda olduğu gibi Şekil 1.c'deki güç aktarım sistemi de elektrik motoru, sabit dişli ve mekanik diferansiyelden oluşur. Ancak tümü aks doğrultusunda yerleştirilerek güç aktarım organı basitleştirilmiş ve küçültülmüştür.

Şekil 1.d'de mekanik diferansiyel yerini elektronik diferansiyele bırakmıştır. iki adet elektrik motoru kullanılarak aracın düz ve virajlı yollarda hareketi sağlanmaktadır. Araç viraj boyunca hareket ederken sağ ve sol taraftaki motorlar, tekerleri elektronik diferansiyel algoritmasına göre uygun hızda çevirirler.

Güç aktarım sistemini daha da sadeleştirmek için sürücü motorlar Şekil 1.e'deki gibi tekerlerin içine yerleştirilmiştir. Bu düzenleme literatürde “teker içi sürüş” olarak geçer. Motor hızını düşürmek ve momentini yükseltmek için sabit dişli kullanılabilir.

Elektrik motorları ve sürücü tekerler arasında hiçbir mekanik dişlinin olmadığı yapı Şekil 1.f'de görülmektedir. Burada kullanılan motorların en büyük özelliği dıştan rotorlu olmalarıdır. Jantı oluşturan motorlar düşük hıza ve yüksek kalkış momentine sahip olmalıdırlar [52].



Şekil 1. Arkadan itişli BEA' da kullanılan güç aktarma sistemleri

1.4.3. Hibrit Elektrikli Araç Teknolojileri

Ana kaynak ve yardımcı kaynak olmak üzere en az iki enerji kaynağına sahip araçlar hibrit elektrikli araçlar (HEA) olarak adlandırılır. Ana enerji kaynağı (AEK) olarak hidrojen ve fosil yakıtlar kullanılırken yardımcı enerji kaynağı (YEK) olarak kimyasal bataryalar, volanlar, ve süperkapasiteler kullanılabilir. Günümüzde HEA' da genellikle AEK olarak fosil yakıtlar, YEK olarak ise kimyasal bataryalar ve süperkapasiteler kullanılmaktadır.

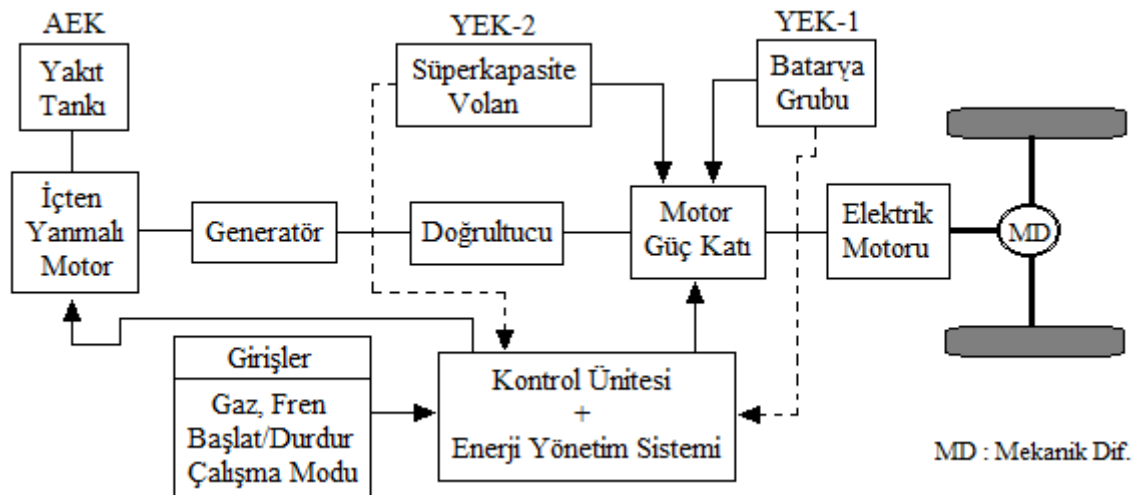
Seri ve paralel olmak üzere iki temel yapıda gerçekleştirilen hibrit araçlar, bu iki yapının avantajlarına sahip seri-paralel yapıda da olabilmektedir. Birden çok enerji kaynağı içeren

bu araçlarda enerji yönetim sistemi (EYS) kullanılmalıdır. Böyle bir yönetim sayesinde gerektiğinde ya AEK ya YEK ya da ikisi birden aracı hareket ettirecek enerjiyi sağlamaktadır. Ayrıca frenleme anında, yokuş aşağı inerken veya düz yolda sabit hızla giderken enerjinin geri kazanılmasında yine EYS etkilidir.

1.4.3.1. Seri Hibrit Elektrikli Araçlar

Seri hibrit elektrikli araçlar (SHEA), tahrik motoru olarak sadece elektrik motoru kullanırlar. Bu özellikleri bakımından bataryalı elektrikli araçlara benzemektedirler. İçten yanmalı (İY) motor, aracı sürececek elektrik motoruna ihtiyaç duyduğu gücü sağlamak üzere bir generatöre bağlı olarak çalışır. SHEA' a ait genel bir güç aktarma sistemi Şekil 2'de verilmiştir.

Kontrol ünitesi, EYS' nin çalışmasından, girişlerin değerlendirilmesinden ve farklı çalışma modları arasında geçiş yapılmasından sorumludur. Böyle bir güç aktarma sisteminde kullanılacak İY motorun hacmi, aynı özelliklere sahip geleneksel bir araçtakinden daha küçüktür. Ayrıca İY motor, veriminin en yüksek olduğu noktayı içine alacak belli bir aralıkta çalıştırılır. Böylece hem hacim küçültülerek hem de sürekli yüksek verimli çalışma sağlanarak emisyon değerleri düşürülmüştür. Yardımcı enerji kaynakları ise aracın ani hızlanması, yokuş tırmanması gibi ani güç gerektiren durumların haricinde enerji bitene kadar aracı fosil yakıt kullanmadan sürmek için kullanılabilir. EYS, frenleme anında ya da yokuş aşağı inerken enerjinin geri kazanılmasını da yönetmektedir.

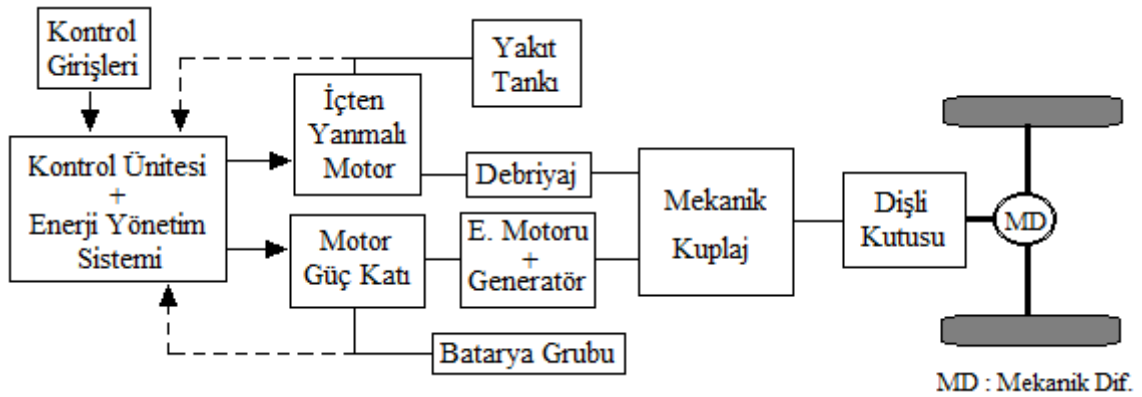


Şekil 2. Arkadan itişli veya önden çekişli SHEA için geliştirilmiş güç aktarım sistemi

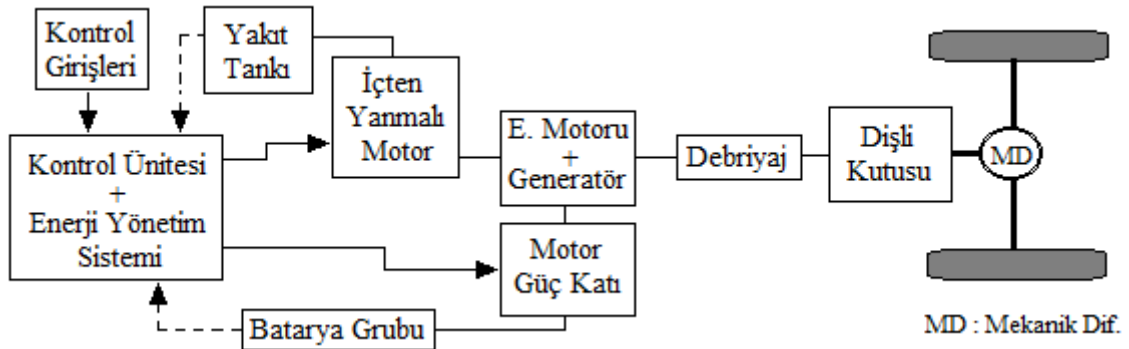
SHEA'da İY motorun güç aktarım sistemi ile mekanik bağlantısı olmadığından yolcu kabini hariç istenen herhangi bir yere yerleşimi yapılabilir. Bu durum aracın tasarımında oldukça esneklik sağlamaktadır. Tahrik motoru olarak sadece elektrik motorunun kullanılması dişli kutusuna olan ihtiyacı ortadan kaldırmaktadır. Ancak bu araçların mekanik, elektrik ve kimyasal enerji dönüşüm adımlarının fazla olması verimlerini düşürmektedir. SHEA'ın da şehir içi kullanım ihtiyaçlarını karşılamaları gerektiğinden elektrikli tahrik motorları ve batarya grupları oldukça büyük seçilmelidir.

1.4.3.2. Paralel Hibrit Elektrikli Araçlar

Paralel Hibrit Elektrikli Araçlar (PHEA), SHEA'nın aksine hareketlerini hem İY motor hem de elektrik motoruyla sağlamaktadırlar. Şekil 3'deki gibi ayırık şafttan sürürlü, ortak şafttan sürürlü, önden ve arkadan sürürlü olmak üzere değişik yapıda PHEA elde etmek mümkündür.

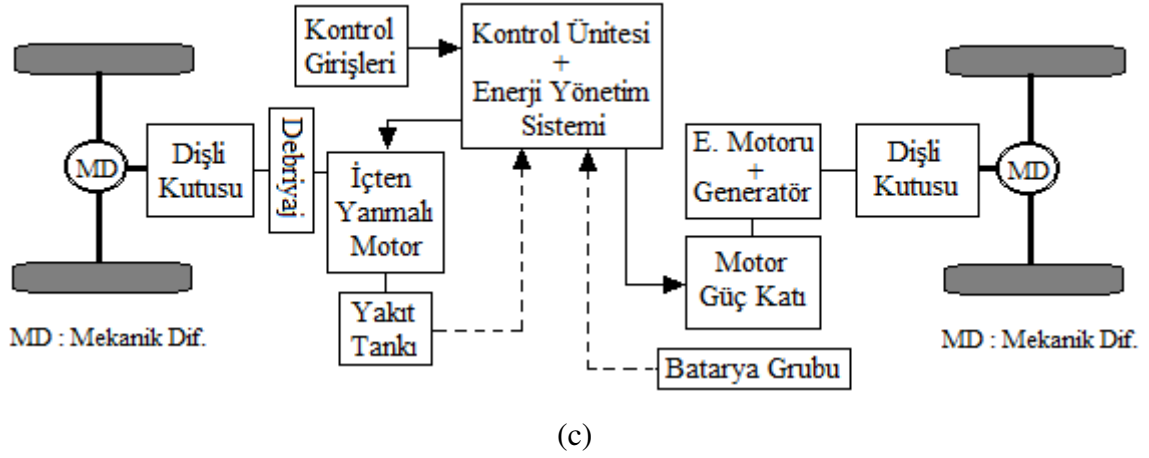


(a)



(b)

Şekil 3'ün devamı:



Şekil 3. PHEA' da (a) ayırık şafttan sürüş (b) ortak şafttan sürüş (c) önden ve arkadan sürüş.

PHEA'da aracın genel hareketini İY motor sağlamaktadır. Elektrik motoru sadece ani hızlanmalarda ve yokuş çıkışlarında yardımcı olarak devreye girmektedir. Bu ani güç ihtiyaçlarını SHEA'dakinden daha küçük güçlü elektrik motoru ile karşılamaktadırlar. Ancak bu motor aracı tek başına hareket ettirebilecek güce sahip değildir. PHEA'da ekstradan generatöre gerek yoktur. Böylece enerji dönüşüm adımları azaltılmıştır. İY motor ve elektrik motoru çıkışlarının mekanik kuplaj ile birleştirilmesi değişik çalışma koşullarında PHEA'nın kontrolünü oldukça karmaşık hale getirmektedir.

Şekil 2 ve Şekil 3'de görülen mekanik diferansiyel kaldırılarak tek elektrik motoru yerine iki adet teker içi motor kullanılmasıyla elektronik diferansiyel sistemi kurulabilir. Böylece mekanik diferansiyelin ağırlık ve düşük veriminden kaçınılabilir.

1.4.4. Enerji Depolama Birimleri

Elektrikli araçlarda enerji depolama birimi denildiğinde ilk akla gelen kimyasal dönüşüm yapan bataryalardır. Bunun haricinde yakıt hücrelerinde kullanılmak üzere depolanan hidrojen, volanlar ve süper kapasiteler araç konfigürasyon ve teknolojisine göre tercih edilebilen enerji depolama birimleridir. Aracın kullanım amacına, maliyete ve çevrim ömürlerine göre bu depolama birimleri arasından seçim yapılmaktadır.

1.4.4.1. Bataryalar

İki veya daha fazla elektriksel hücrenin bir araya gelmesiyle batarya oluşur. Aralarında elektrolit bulunan pozitif ve negatif elektrotların oluşturduğu hücreler, kimyasal enerjiyi elektrik enerjisine veya elektrik enerjisini kimyasal enerjiye dönüştürürler. Farklı metaller ve elektrolitlerin kombinasyonu ile değişik yapılara sahip çok sayıda batarya elde edilebilir. Ancak elektrikli araçlarda kullanılabilecek, ticari değeri olan ve şarj edilebilir batarya türleri sınırlıdır; kurşun asit, nikel demir, nikel kadmiyum, nikel demir hidrür, lityum polimer ve lityum demir, sodyum sülfür ve sodyum metal klorür. İçindeki metalin değiştirilmesi ile doldurulan bataryalara da rastlamak mümkündür.

1.4.4.1.1. Bataryaların Karakteristik Özellikleri

Özgül enerji, enerji yoğunluğu, özgül güç, amper saat (Ah) verimi, enerji verimi, çalışma sıcaklığı, kendi kendine deşarj oranı ve tekrar şarj oranı gibi özellikler bataryaların performanslarını göstermek için kullanılır. Ayrıca bataryaların enerji seviyeleri ortam sıcaklığına, batarya geometrisine, soğutma ihtiyacına ve şarj metoduna göre değişmektedir. Bu nedenle elektrikli araç konusunda çalışma yapanların bataryalar hakkında genel bilgiye sahip olması kaçınılmazdır.

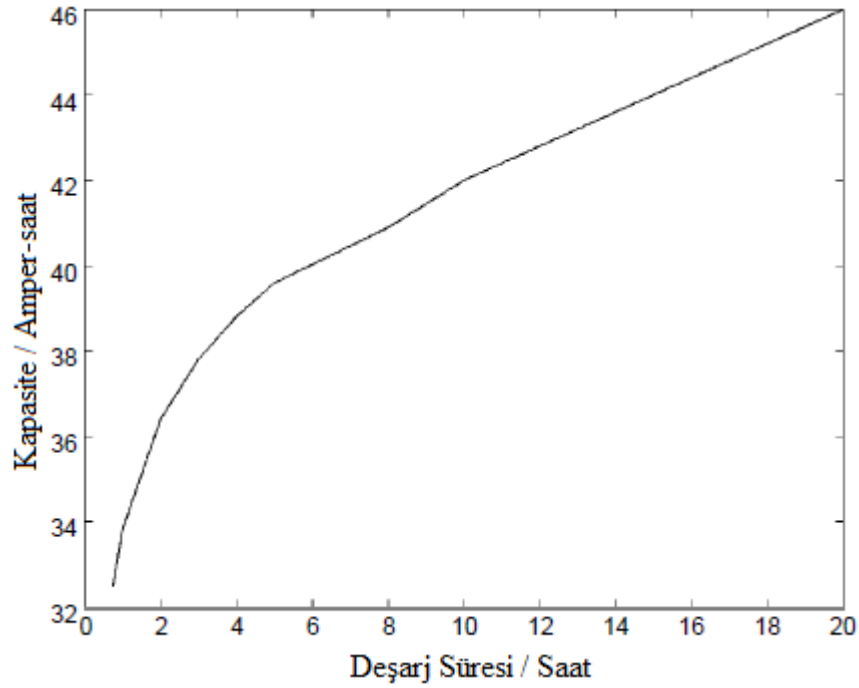
1.4.4.1.1.1. Hücre ve Batarya Gerilimleri

Bataryayı oluşturan hücrelerin nominal gerilimleri, uçlarına bağlı yük üzerinden akım akmaya başladığında biraz azalır. Buna sebep olan ise batarya iç direncidir. Yeniden şarj etme durumunda bu iç direncin etkisi tekrar görülür. Bu nedenle elektrikli araçlarda kullanılacak bataryaların çok küçük iç direnci olmalıdır.

1.4.4.1.1.2. Elektrik Yükü (Amper-Saat) Kapasitesi

Bir iletkenin bir saniye süreyle 1A akım akıtıldığında iletkenin taşıyacağı elektrik yükü miktarı 1 Coulomb (C)'dur. Bataryaların yüklerini göstermek için bu birim kullanıldığında küçük rakamlar ile çalışmak gerekeceğinden Coulomb (amper-saniye)

yerine amper-saat (Ah) kullanılır. Teorik olarak 10Ah yüke sahip batarya, bir yükü 1A akımla 10 saat beslerken, 10A akımla bir saat besleyebilir. Ancak hücrelerdeki beklenmeyen kimyasal etkilerden dolayı gerçekte 10A akım ile bir saatten daha az süre yükü besleyebilmektedir. Şekil 4'te örnek bir kurşun asit bataryaya ait deşarj süresine bağlı olarak verebileceği elektrik yükü miktarı görülmektedir [53]. Buna göre deşarj süresi azaldıkça bataryanın verebileceği elektrik yükü miktarı azalmaktadır.



Şekil 4. Bir kurşun asit bataryaya ait deşarj süresine bağlı olarak yük kapasitesinin değişimi

1.4.4.1.1.3. Depolanan Elektrik Enerjisi

Bataryalarda depolanan enerji, batarya gerilimi ve yüküne bağlıdır. Yine kullanılan rakamların küçük olmasından kaçınmak ve elektrik yükü ile uyumlu olması açısından depolanan enerji birimi olarak Joule (J) yerine Watt-Saat (Wh) kullanılır. Bataryadan çekilen akım artarsa, batarya uç gerilimi ve elektrik yükü kapasitesi azalacağından beklenenden daha kısa sürede enerjisi tükenecektir.

1.4.4.1.1.4. Özgül Enerji

Kilogram başına depolanan elektrik enerjisi miktarı özgül enerji [Wh/kg] olarak tanımlanır. Elektrikli araçlarda kullanılacak bataryaların tahmini ağırlığını bulmak için özgül enerji ve depolanması istenen enerji miktarı kullanılabilir.

1.4.4.1.1.5. Enerji Yoğunluğu

Birim hacimde depolanan enerji miktarına enerji yoğunluğu [Wh/m³] denir. Elektrikli araçlarda gereken enerji miktarına bağlı olarak bataryaların kaplayacağı hacmi tahmin etmek için kullanılabilen karakteristik bir özelliktir.

1.4.4.1.1.6. Özgül Güç

Kilogram başına bataryadan alınabilecek gücün miktarı özgül güç [W/kg] ile gösterilir. Bazı bataryalar yüksek özgül enerjiye [W/kg] sahipken, düşük özgül güce de sahiptirler. Buna göre bu bataryalar çok fazla enerji depoladıkları halde bu enerjiyi yavaşça (daha küçük akım akıtarak) yüke verebilirler. Elektrikli araçlarda da bu özelliklere sahip bataryalar tercih edilir. Bu sayede aracın menzili bir miktar arttırılır.

1.4.4.1.1.7. Elektrik Yüğü Verimi

Teorik olarak bataryalar şarj edildikleri elektrik yüğü miktarının %100'ünü geri verebilir. Ancak uygulamada %100'e ulaşmak mümkün değildir. Batarya şarj seviyesi %20'den %80'e çıkarıldığında en yüksek verim alınabilmektedir. Şarj seviyesinin %80-100 aralığına yükseltilmesi verimi oldukça düşürmektedir.

1.4.4.1.1.8. Enerji Verimi

Bataryanın belli bir şarj seviyesinden deşarj olana kadar verebileceğı elektrik enerjisinin, tekrar bu seviyeye şarj olabilmesi için gereken elektrik enerjisine oranı enerji

verimini ifade eder. Elektrikli araçlarda bu verimin büyük olması istenir. Ortam sıcaklığı, hızlı şarj ve deşarj gibi durumlar verimi etkilemektedir.

1.4.4.1.1.9. Kendi Kendine Deşarj Oranı

Bataryayı oluşturan hücrelerde gerçekleşen beklenmedik kimyasal reaksiyonlar sonucunda ortaya çıkan küçük parçacıklar, bataryaların kendi kendilerine deşarj olmasını sağlar. İstenmeyen bu durum sıcaklığın yüksek olduğu yerlerde ve bataryalarda kullanılan metallerin saflığının düşük olduğu durumlarda daha da hızlı gerçekleşir [53].

1.4.4.1.2. Elektrikli Araçlarda Kullanılan Bataryalar

Geleneksel İYM araçlarda motorun çalıştırılmasında, aydınlatmalarda ve bujilerin ateşlenmesinde gereken enerji kursun asit bataryadan karşılanır [54]. Ayrıca golf arabası, tekerlekli sandalyeler gibi kısa menzilli araçlarda da bu türden akünün kullanılması uygundur. Bilinen en eski şarj edilebilir ve maliyeti düşük batarya olmasına rağmen 25-35 Wh/kg gibi düşük özgül enerjiye ve 150 W/kg gibi yüksek sayılabilecek özgül güce sahiptir [55]. Bu özelliği sayesinde hibrit araçlarda ani güç gerektiren durumlarda kullanıma uygundur [52]. Ortam sıcaklığının düşük olduğu durumlarda kurşun asit bataryaların verimi oldukça düşüktür. Bu durumu ortadan kaldırmak için bataryaya özel ısıtıcı düzeneğe ihtiyaç duyulmaktadır.

Nikel tabanlı bataryalar içinde nikel metal hidrür batarya, menzil ve performans ihtiyacını karşılamak için en iyi çözümdür. Bu bataryanın özgül enerjisi 65Wh/kg'a, özgül gücü ise 200W/kg'a kadar çıkmaktadır [53]. En belirgin özelliği ise çok hızlı şarj olmasıdır. Kurşun ait ve diğer nikel tabanlı bataryalara göre fiyatı yüksektir. Ayrıca hafıza etkisi ve şarj olurken ısınma problemleri vardır. 1990'lı yıllardaki tümü elektrikli ve hibrit elektrikli araçların çoğunda nikel metal hidrür batarya kullanılmıştır.

Sodyum temelli bataryalardan sodyum klorür batarya, 100Wh/kg özgül enerji ve 150W/kg özgül güç değerlerine ulaşabilir [53]. Bu türden bataryaların elektrikli araçlarda kullanılması pek mümkün değildir. Çünkü çalışma sıcaklıkları 160-300 °C aralığındadır.

Lityum iyon bataryalar, 125 Wh/kg özgül enerji ve 300 W/kg özgül güç değerleri ile elektrik araçlar için en uygun aday olarak görülmektedir. Ayrıca bu bataryaların yüksek

sıcaklıkta performansları iyi, kendi kendine deşarj oranları düşük ve verimleri yüksektir. Ancak bu bataryaların maliyeti diğer bataryalardan oldukça fazladır. Bu nedenle şimdilik hızın önemli olduğu ve maliyetinin ikinci planda tutulduğu araçlarda kullanılmaktadırlar.

1.4.4.2. Süper Kapasiteler

Süper kapasiteler, bir kaç Wh/kg kadar özgül enerjiye ve kW/kg seviyesinde özgül güce sahip olacak şekilde tasarlanabilmektedirler. Bu özellikleri bakımından tek başlarına bir aracı yeterli menzile ulaştıracak enerjiyi depolayamazlar. Ancak ani hızlanmalarda ve yoğun trafikte, durup kalkmaların fazla olduğu durumlarda, ihtiyaç duyulan gücü karşılamakta oldukça etkindirler. Bu nedenle bataryalı, yakıt hücreli veya hibrit araçlarda yardımcı kaynak olarak kullanımları yaygındır. Oldukça kısa şarj ve deşarj süreleri olduğundan frenleme sırasında geri kazanılacak enerji ile şarj edilmeleri mümkün olmaktadır.

Ana enerji kaynağından çekilecek veya geri kazanımla elde edilecek yüksek akımları göğüsleyen süper kapasiteler, ana enerji kaynağının dayanıklılığını ve ömrünü uzatmaktadırlar. Bunun yanında maliyetlerinin yüksek olması en büyük dezavantajları olarak görülmektedir.

1.4.4.3. Volanlar

Volanlar kinetik enerjiyi, yapılarındaki malzemelerin gerilmesi ile depolayabilen mekanik sistemlerdir. Özgül enerjileri 50 Wh/kg ve özgül güçleri 2000 W/kg'a kadar çıkabilmektedir. İYM araçlarda motorun ilk çalıştırılması ve ani hızlanması esnasında oluşan titreşimleri sönmüleyebilmek için küçük sayılabilecek volanlar kullanılmaktadır. Volanlar, elektrikli araçlarda frenleme esnasında kinetik enerjinin depolanması ve sonrasında hareket edileceğinde tekrar kinetik enerjiye dönüştürülmesinde kullanılmaktadır.

Kimyasal bataryalara göre verimleri yüksektir, yaşam çevrimleri çok uzundur, uzun kullanımların ardından bile performansları aynıdır ve herhangi bir toksin gaz salınımları yoktur. Araç yokuş inerken ve çıkarken veya viraja girdiğinde volanın kendisinde oluşan dengeleme kuvvetleri aracın kontrolünü zorlaştırmaktadır. Ayrıca bir kaza durumunda

volanın zarar görmesi, üzerinde depolanan enerji ile birlikte yeni kazalara yol açabileceğinden kullanım açısından pek yaygınlaşmamışlardır.

1.4.4.4. Yakıt Hücreleri

Yakıt hücreleri de bataryalar gibi kimyasal dönüşüm yapmaktadırlar. Ancak enerjiyi depolayarak dönüşüm yapmak yerine yakıt olarak saf hidrojen sağlandığı sürece elektrik enerjisine dönüşüm yapabilirler. Yakıt hücrelerinde, anot ve katot olarak iki elektrot ve iyonların hareket edeceği elektrolitin oluşturduğu yapı ile kimyasal reaksiyon gerçekleşir. Yapılarındaki elektrolit çeşidine göre farklı türde yakıt hücreleri elde edilmektedir.

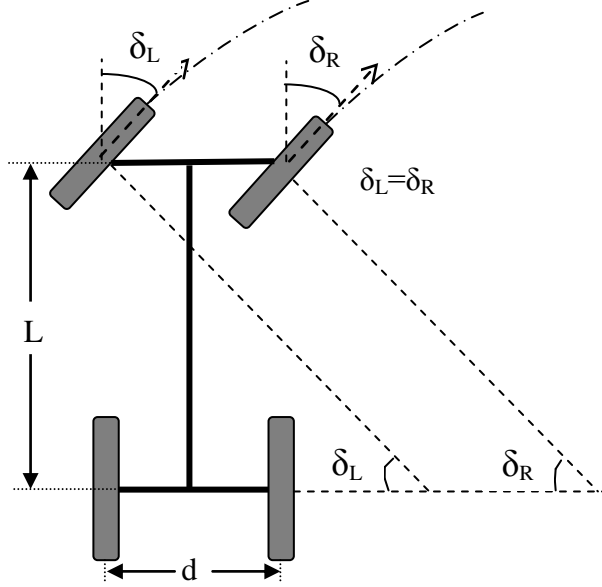
Yakıt hücreli araçlar, bataryalı araçlara göre daha uzun menzile sahiptirler. İYM araçlara göre verimleri daha yüksektir ve zararlı gaz salınımları yoktur. Yakıt hücreli araçların avantajları olduğu gibi ticarileşememelerine de sebep olan dezavantajları vardır. Bunların en başında yüksek maliyetleri gelmektedir. Ayrıca kimyasal reaksiyon sonucu oluşan suyun hücreden uzaklaştırılması zordur. Yine kimyasal reaksiyon sonucunda açığa çıkan ısıdan dolayı soğutma sistemine ihtiyaç duyarlar. Yakıt olarak kullanılan hidrojenin elde edilmesi, depolanması ve iletilmesi farklı sorunların da ele alınmasını gerektirmektedir.

1.4.5. Ackerman-Jeantaud Direksiyon Geometrisi

Viraj boyunca hareket eden araçta ön tekerlerin uygun açılarla yönlendirilmiş olması gerekmektedir. Aksi halde savrulma, tekerlerin aşınması ve kararsız sürüş gibi olumsuz etkiler ortaya çıkmaktadır. 1818 yılında, Şekil 5'de görülen klasik Ackerman geometrisi bu problemi çözmek için geliştirilmiştir. Burada yön verici tekerlerin viraj boyunca birbirlerine paralel oldukları görülmektedir. Böyle bir yapıda ön tekerlerin izleyeceği dairesel yollar bir noktada kesişmek isteyecektir. Bu durum yüksek hızlarda tekerlerin birbirine ekstra kuvvet uygulamasına ve aracın kararsız viraj hareketi yapmasına sebep olmaktadır.

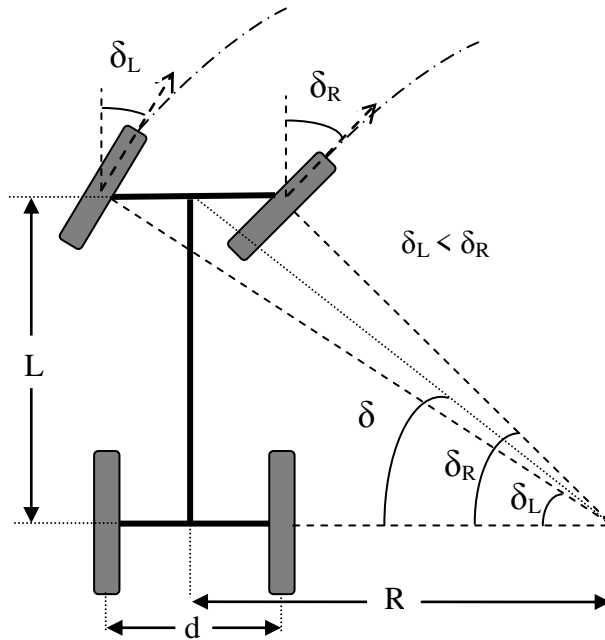
1878 yılında Charles Jeantaud, klasik Ackerman geometrisini geliştirerek Şekil 6'daki yapıyı ortaya koymuştur. Bu yapıda viraja girildiğinde ön tekerler birbirine paralel değildir. Viraj içinde kalan teker dıştaki tekere göre biraz daha fazla dönmektedir. Böylece

tekerlerin gereken dairesel yol boyunca hareketleri sağlanmış ve yüksek hızlarda da geometriden kaynaklanan sorun çözülmüştür.



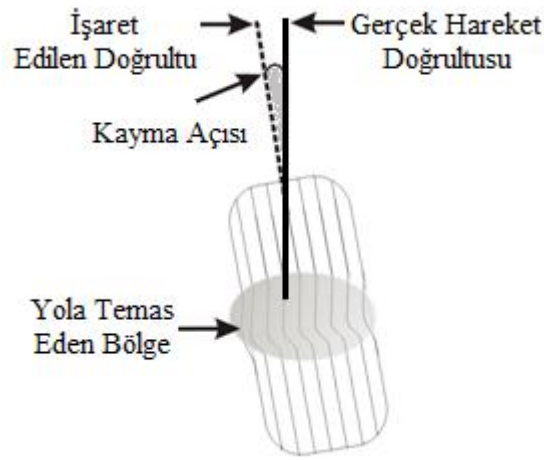
Şekil 5. Klasik Ackerman geometrisi

Yüksek hız kavramının belirli bir sınırı yoktur. Aracın dingil açıklığı (L), sürüş yapan tekerler arası mesafesi (d) ve kullanılan lastiğin yapısı aracın kararlı bir sürüş için çıkabileceği hız sınırını belirlemektedir.



Şekil 6. Ackerman-Jeantaud direksiyon geometrisi

Viraj boyunca hareket eden araçta Şekil 7'de görüldüğü gibi yön veren tekerlerin gerçek hareket doğrultuları ile işaret ettikleri doğrultu arasındaki açıya kayma açısı denir. Kayma açısını oluşturan ise merkezkaç kuvvetini dengeleyen, lastiğin oluşturduğu yanıl kuvvetlerdir. Hız arttıkça merkezkaç kuvveti de artacağından kayma açısı da artacaktır. Bu nedenle yüksek hızlarda kararlı bir sürüş sağlamak için araç viraja girdiğinde teker açılarının düzgün ayarlanması yeterli gelmemekte ve tekerlerin kayma açılarını da hesaba katmak gerekmektedir.



Şekil 7. Sola dönen tekerde oluşan kayma açısı

1.4.6. Mekanik ve Elektronik Diferansiyel

Viraj boyunca hareket eden bir araçta, aracı süren tekerlerin takip ettiği dairesel yollar birbirinden farklıdır. Şekil 6'dan da görüleceği üzere viraj içinde kalan tekerin izlediği dairesel yolun yarıçapı daha küçüktür. Eğer bu tekerler viraj boyunca aynı açısal hız ile dönerlerse dıştaki teker sürüklenirken içteki teker frenleme eğilimi içinde olacaktır. Bunun sonucunda da kararsız viraj hareketi oluşacaktır. Geleneksel araçlarda, tek motordan tahrikli BEA ve YHA'da kullanılan mekanik diferansiyel (MD) bu sorunu çözmekte oldukça başarılıdır.

Mekanik diferansiyel, önden çekişli araçlarda önde, arkadan itişli araçlarda arkada, dört tekerden sürülen araçlarda ise önde ve arkadadır. Arkadan itişli araçlarda tahrik motorundan şaft boyunca gelen dönme hareketini 90° çevirerek arka iki tekere ileten MD aynı zamanda düşük ve yüksek hızlarda viraj boyunca aracı iten tekerlerin uygun hızlarda

dönmesini sağlamaktadır. Viraj dışında kalan teker daha uzun yol gitmek durumunda olduğundan MD bu tekerin hızını artırırken içte kalan tekerin hızını azaltmaktadır.

Düz yolda tahrik motorunun gücü şaft ve MD üzerinden aracı süren tekerlere eşit olarak dağıtılmaktadır. Ancak aracı iten tekerlerden birisi patinaja başladığında tahrik motorunun verdiği gücün belli bir kısmı bu tekerde boşa harcanır. Böyle bir durumda diğer teker aracı tek başına hareket ettiremeyebilir. Ayrıca MD'nin ağırlık, mekanik güç kayıpları, gürültü ve aşınma gibi dezavantajları da vardır [56].

Tek bir tahrik motoru yerine her bir tekerin elektrik motoru ile sürüldüğü yapılarda (önden çekişli, arkadan itişli veya dört tekerden sürüşlü) MD kullanılmamaktadır. Bunun yerine elektrik motorlarının belli kurallar dahilinde kontrol edildiği elektronik diferansiyel (ED) sistemi kullanılarak MD'nin görevi yerine getirilmektedir. Literatüre bakıldığında ED ile ilgili çalışmalar aracın hızının düşük ve yüksek olduğu durumlar için ayrı ayrı yapılmaktadır. Çalışmaların hemen hepsinde Ackerman-Jeantaud direksiyon geometrisi kullanılarak aracı süren tekerlerin referans hızları belirlenmektedir.

Çekiş yapan tekerlerin hızları, viraj yarıçapı, aracın hızı, tekerlerin kayma açısı, yol durumu ve tekerlere etkileyen yanal kuvvetlerin arasındaki doğrusal olmayan ilişkiler virajdaki bir aracın geçici hal davranışını etkilemektedir.

Ackerman-Jeantaud direksiyon geometrisine göre düşük hızlarda, viraj boyunca sürekli hal analizi yapılırken merkezkaç gibi yanal kuvvetlerin etkisi ve tekerlerin kayma açıları ihmal edilmektedir.

Şekil 6'daki gibi sağa doğru viraj hareketi sergileyen araçta yön veren tekerlerin izleyeceği yolların yarıçapları $R_{sağ}$ ve R_{sol} olsun. Buna göre;

$$R_{sağ} = R - \frac{d}{2} \quad (1.1)$$

$$R_{sol} = R + \frac{d}{2} \quad (1.2)$$

olmaktadır. R ortalama viraj yarıçapı, d ise aynı aks üzerindeki tekerler arasında kalan mesafedir. Bu tekerlerin izleyeceği dairesel yolların çevresi $X_{sağ}$ ve X_{sol} olmak üzere,

$$X_{sağ} = 2.\pi.\left(R - \frac{d}{2}\right) \quad (1.3)$$

$$X_{sol} = 2.\pi.\left(R + \frac{d}{2}\right) \quad (1.4)$$

yazılabilir. Aracın bu dairesel yolda bir tam turu Δt sürede gittiği düşünülürse tekerlerin doğrusal hızları aşağıdaki gibi olacaktır.

$$v_{sağ} = \frac{X_{sağ}}{\Delta t} = \frac{2.\pi.R - \pi.d}{\Delta t} \quad (1.5)$$

$$v_{sol} = \frac{X_{sol}}{\Delta t} = \frac{2.\pi.R + \pi.d}{\Delta t} \quad (1.6)$$

Aracın merkezine ait doğrusal hız ise;

$$v = \frac{2.\pi.R}{\Delta t} \quad (1.7)$$

olacaktır. (1.7) numaralı bağıntı, (1.5) ve (1.6) numaralı bağıntılarda kullanılırsa tekerlere ait yeni doğrusal hızlar;

$$v_{sağ} = v.\left(1 - \frac{d}{2.R}\right) \quad (1.8)$$

$$v_{sol} = v.\left(1 + \frac{d}{2.R}\right) \quad (1.9)$$

şeklinde düzenlenmiş olurlar. Bu son bağıntılara bakıldığında, aracın sabit hızla virajı döneceği kabul edilirse tekerlerin hızlarını belirleyecek tek parametrenin ortalama viraj yarıçapı olduğu görülmektedir.

Düşük hızlarda yön veren tekerlerin δ_L ve δ_R açıları nın eşit olarak düşünülmesi sorun teşkil etmez . Buna göre;

$$\delta_R = \delta_L = \delta \quad (1.10)$$

$$R = \frac{L}{\tan(\delta)} \quad (1.11)$$

bağıntıları yazılabilir. Bağıntı (1.11), (1.8) ve (1.9) numaralı bağıntılarda kullanılırsa;

$$v_{sağ} = v \cdot \left(1 - \frac{d \cdot \tan(\delta)}{2L} \right) \quad (1.12)$$

$$v_{sol} = v \cdot \left(1 + \frac{d \cdot \tan(\delta)}{2L} \right) \quad (1.13)$$

elde edilir. İki teker arasındaki doğrusal ve açısal hız farkı büyüklüğü (1.14) ve (1.15) numaralı bağıntılardaki gibi gösterilebilir.

$$|\Delta v| = |v_{sol} - v_{sağ}| = \left| \frac{d \cdot \tan(\delta)}{L} \cdot v \right| \quad (1.14)$$

$$|\Delta \omega| = |\omega_{sol} - \omega_{sağ}| = \left| \frac{d \cdot \tan(\delta)}{L} \cdot \omega_{ref} \right| \quad (1.15)$$

Sürekli hal analizinde aracın merkezine ait açısal hız, gaz pedalından verilen referans hıza (ω_{ref}) eşittir. Viraj boyunca hareket eden araçta viraj içinde kalan tekerin hızı, viraja girmeden önceki hızından hız farkı büyüklüğünün yarısı çıkarılarak elde edilir. Viraj dışında kalan tekerin hızı da viraja girmeden önceki hızına hız farkı büyüklüğünün yarısı eklenerek bulunur.

1.5. Sürekli Mıknatıslı Motorlar

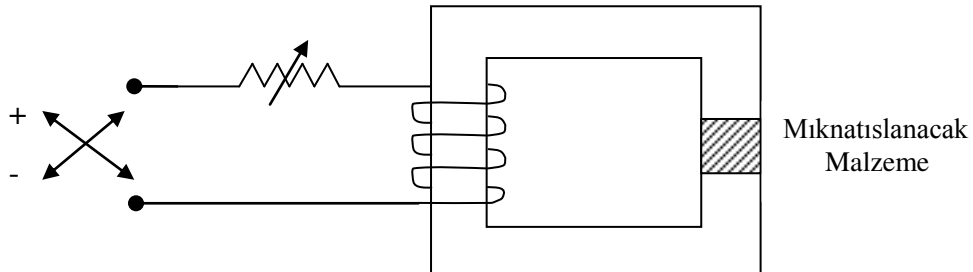
Sürekli mıknatıslı motorlar temelde sürekli mıknatıslı doğru akım motorları (SMDAM) ve sürekli mıknatıslı alternatif akım motorları (SMAAM) olarak iki gruba ayrılabilir. SMAAM, yapısal özelliklerine veya stator sargılarında indüklenen gerilimin

dalga şekline göre sınıflandırılır. Yapısal olarak sürekli mıknatısların rotor üzerindeki yerleşimi ve stator sargılarının dağılımına bakılmaktadır. Stator sargılarında indüklenen gerilimler ise ya sinüzoidal ya da yamuk (trapezoidal) dalga formunda olabilmektedir. Böylece rotorun yapısına, sargıların dağılımına ve indüklenen gerilimin dalga formuna göre SMAAM iki gruba ayrılır; sürekli mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) ve fırçasız doğru akım motorları (FDAM).

SMAAM' nin verimi, moment/eylemsizlik, moment/hacim oranları, hava boşluğundaki akı yoğunluğu, güç katsayısı, hızlanma ve yavaşlama oranları oldukça yüksektir. Rotorun sürekli mıknatıslı olması ve üz faz sargılarının duran stator üzerinde bulunması soğutma işlemini kolaylaştırmaktadır. Ayrıca fırça kolektör takımı olmadığından bakım maliyetleri düşüktür, daha sessiz çalışırlar ve yanıcı (patlayıcı) ortamlarda kullanıma uygundur [57,58]. Tüm bu avantajlarının yanında bu motorların bazı dezavantajları da vardır. Yüksek enerji yoğunluğuna sahip mıknatısların fiyatı satın alma maliyetlerini arttırmaktadır. Stator sargılarından yüksek akım akması sonucu mıknatısların demagnetize olma ihtimali vardır. Bir de SMAAM' de komütasyon işleminin gerçekleştirilmesi için rotor pozisyonunun bilinmesi gerekmektedir.

1.5.1. Sürekli Mıknatıslar

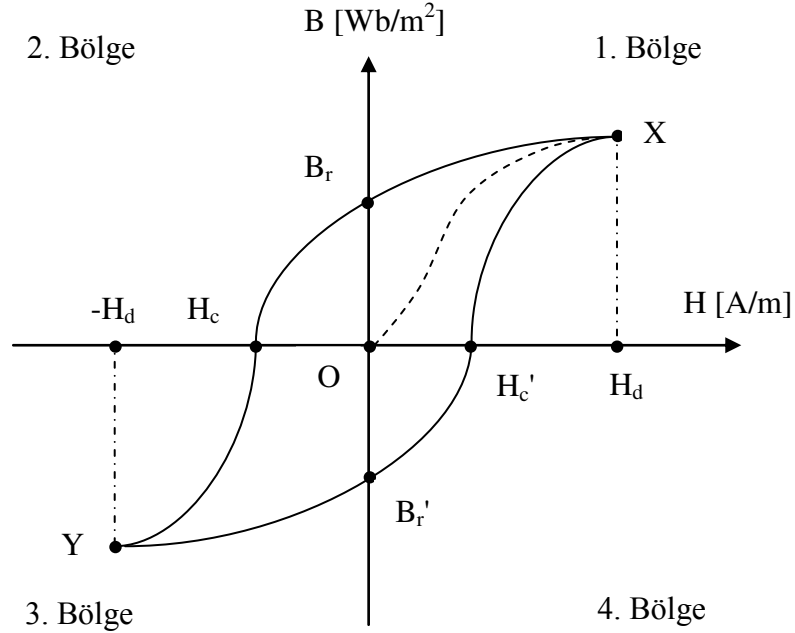
Başlangıçta manyetik özelliği olmayan malzemeye, Şekil 8'deki gibi mıknatıslama düzeneği kurularak manyetik özellik kazandırılabilir. Bu düzenek yardımı ile mıknatısa ait elde edilen karakteristik B-H histerezis eğrisi Şekil 9'da verilmiştir.



Şekil 8. Basit mıknatıslama düzeneği

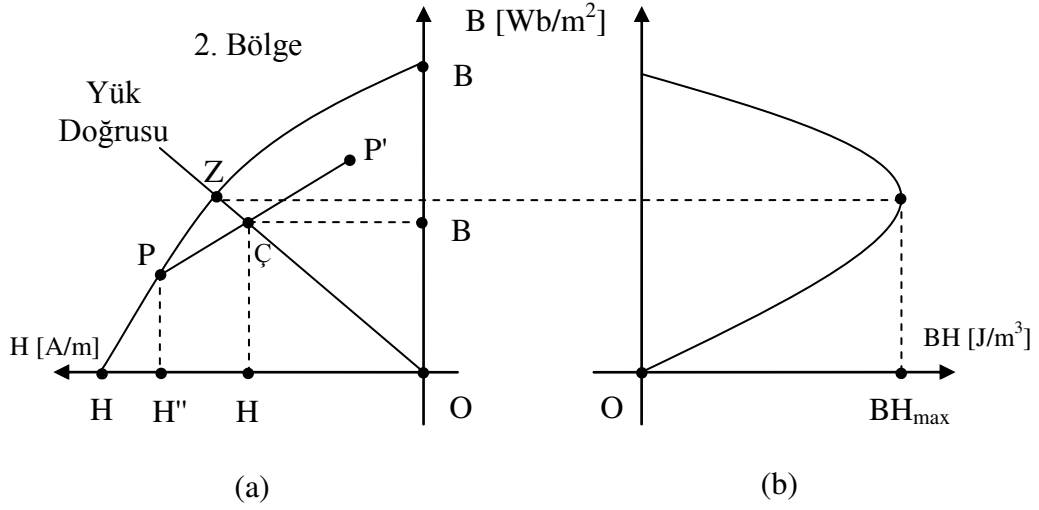
Manyetik özelliği olmayan malzemenin manyetik akı yoğunluğu (B) ve manyetik alan şiddeti (H) sıfırdır (Histerezis eğrinin O noktası). Şekil 8'deki sargıdan akım akıtılmaya başlandığında B - H arasındaki ilişkiyi grafiğe dökersek OX eğrisi elde edilir. X noktasında malzeme manyetik doyuma ulaşmıştır. Bu andan itibaren akım azaltılarak sıfır yapılırsa B - H arasındaki ilişki XB_r eğrisi gibi olacaktır. Akımın yönü değiştirilip reosta yardımıyla arttırılırsa mıknatısın demagnetize olduğu B_rH_c eğrisi elde edilir.

B_r artık mıknatısıyet, H_c ise koersif kuvvet olarak adlandırılır. H_c , dış alan etkisiyle mıknatısın tamamen demagnetize olacağı manyetik alan şiddetini temsil eder. Akım artmaya devam ederse malzeme ters yönde doyuma ulaşacaktır (H_cY eğrisi). Doyum anından itibaren akım azaltılıp sıfır yapıldığında ve ilk yönde tekrar arttırıldığında B - H arasındaki ilişki $YB_rH_c'X$ eğrisi gibi olacaktır.



Şekil 9. B-H histerezis eğrisi

Mıknatısların karakteristik özellikleri belirtilirken kalıcı mıknatısıyet ve koersif kuvvetin yanında maksimum enerji değerinin de ($B.H_{max}$) verilmesi gerekir. Şekil 9'daki histerezis eğrisine göre oluşacak enerji yoğunluğu (J/m^3) ve maksimum değeri Şekil 10'da görülmektedir.



Şekil 10. (a) Demagnetizasyon ve (b) Enerji yoğunluğu eğrisi.

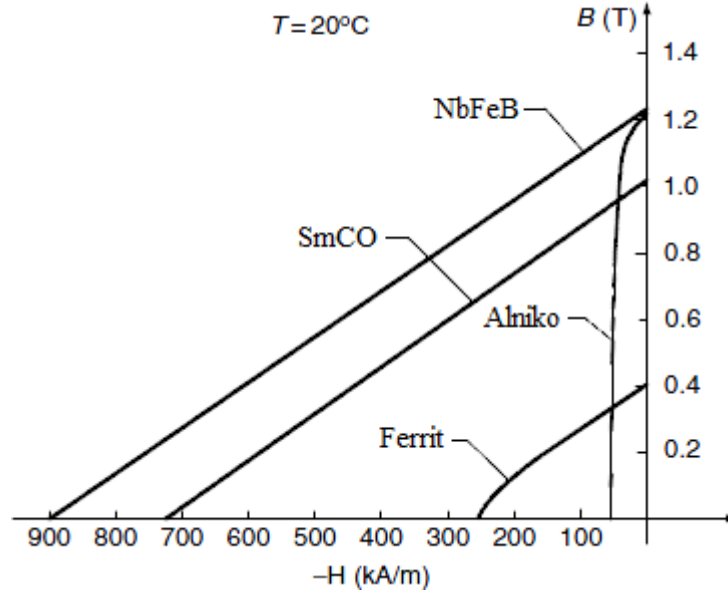
Dış etkiyle demagnetize olan mıknatısta Şekil 10.a'daki gibi Z noktası P noktasına kayacaktır. Bu anda tekrar mıknatıslama etkisi oluşturulursa manyetik alan PZB_r eğrisi yerine PP' üzerinde değişim gösterecektir (PP' arasında çok dar bir alan vardır ve tek bir doğru ile temsil edilir). PP' doğrusu ile yük doğrusunun kesiştiği nokta mıknatısın çalışma noktasıdır (Ç).

Mıknatıslama etkisindeki değişim çalışma noktasını PP' doğrusu üzerinde değiştirecektir. Bu etki H'' noktasını aşmayacak şekilde seçilmeli veya sınırlandırılmalıdır. Aksi halde PP' doğrusuna paralel yeni doğru ortaya çıkacak ve mıknatısın çalışma şartları değişecektir [59].

Değişik sürekli mıknatıslı malzemelerin demagnetizasyon eğrileri Şekil 11'de görülmektedir. Alnico mıknatıslar yüksek kalıcı mıknatısiyete sahiptir. Ancak koersif kuvvetleri oldukça düşüktür. Bu da çok kolay demagnetize olmalarına sebep olmaktadır. Ferrit mıknatıslar, Alnico mıknatıslara göre daha düşük kalıcı mıknatısiyete ve daha yüksek koersif kuvvete sahiptirler. $SmCO$ ve $NdFeB$ gibi nadir mıknatıslar ise yüksek kalıcı mıknatısiyet ve koersif kuvvetleri sayesinde daha büyük enerjiye sahiptirler ve elektrik motorlarında kullanım için daha uygundurlar.

Malzemeler manyetik özelliklerine göre yumuşak veya sert malzeme olarak sınıflandırılabilir. Yumuşak manyetik malzemeler, dar histerezis eğrisine sahiptirler ve manyetik özelliklerini dış etkiler olmadan devam ettiremezler. Sert malzemeler ise geniş histerezis eğriye sahiptirler ve manyetik özellikleri kalıcıdır. Ancak sert malzemelerin

manyetik özellikleri artan sıcaklıkla azalmaktadır. Sıcaklık belli bir değerin üzerine çıktığında ise malzeme manyetik özelliğini tamamen kaybedecektir.



Şekil 11. Sürekli mıknatıslı malzemelerin demagnetizasyon eğrileri

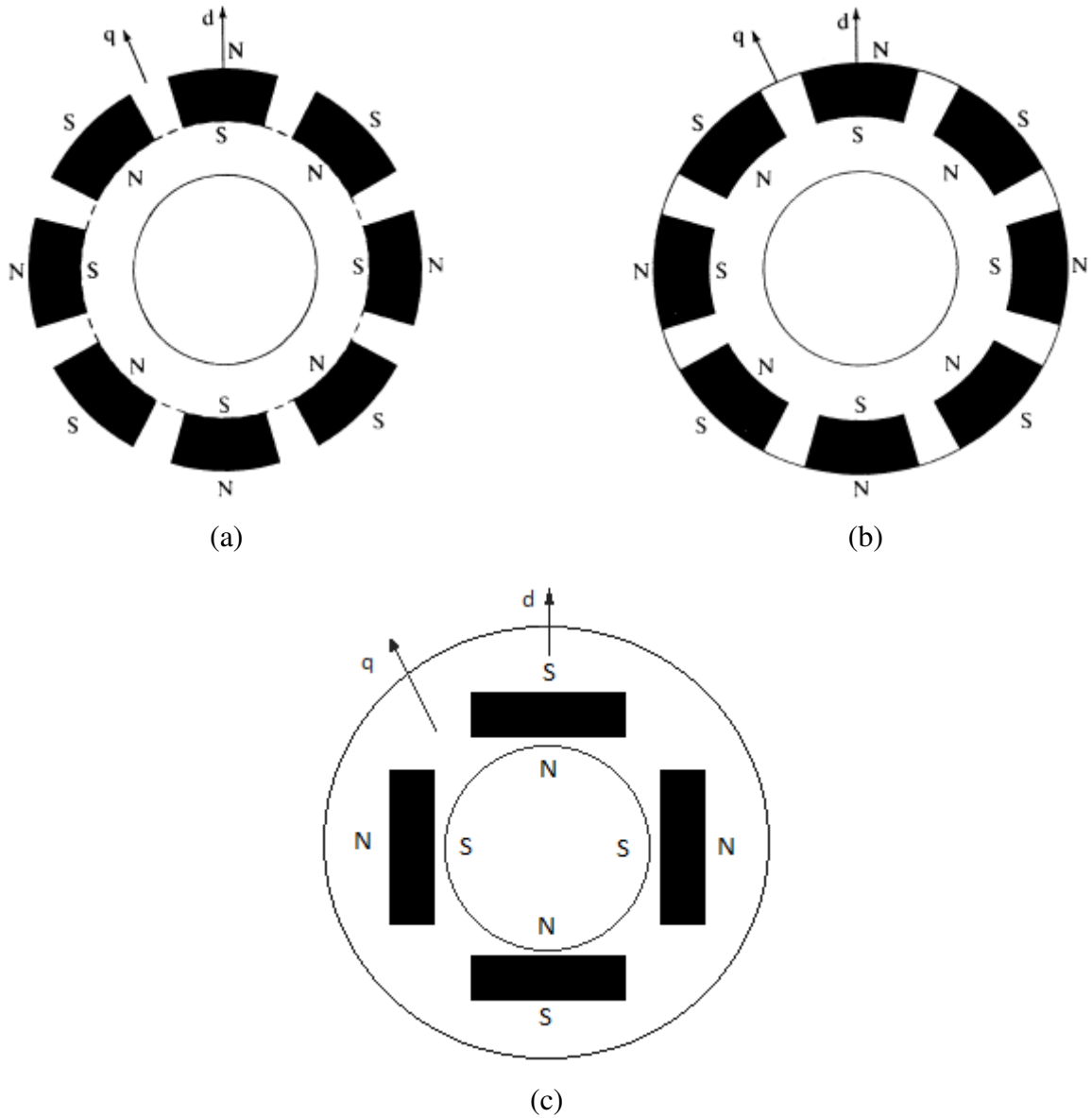
1.5.2. Sürekli Mıknatıslı Rotorlar

Mıknatıslar, rotora değişik şekillerde yerleştirilebilmektedir. Şekil 12'de mıknatıslı rotora ait genel yapılar görülmektedir [60]. Şekil 12.a.'da mıknatısların rotorun yüzeyine yerleştirildiği yapı yer almaktadır. Burada rotorun statora bakan yüzü yüksek enerjiye ve geçirgenliğe sahip mıknatıslarla çevrilidir. Bu tip rotorların yapımı kolay ve maliyetleri düşüktür. Yüksek açısal hızlara çıkıldığında merkezkaç kuvvetinin etkisiyle mıknatıslar kopabileceğinden yüzey montajlı rotorlar düşük hızlar için uygundur.

Şekil 12.b.'de mıknatısların yüzeye yakın olacak şekilde rotorun içine yerleştirildiği yapı görülmektedir. Yüzey montajlı yapıya göre mıknatısların kopma riski daha azdır. Rotora tamamen gömülü mıknatıslarla oluşturulan yapı Şekil 12.c'deki gibidir. Böyle bir rotorun yapımı karmaşık ve maliyetlidir. Ancak yüksek hızlarda çalışmak için oldukça uygundur [60].

Rotordaki mıknatısların yerleşim şekline göre stator üzerindeki sargıların d ve q eksenleri bileşenleri değişim gösterebilmektedir. Stator sargılarının akı yolu üzerinde bulunan yüksek enerjili mıknatısların geçirgenliği hemen hemen havaninkine eşittir. Bu nedenle

mıknatıslar stator sargı akısına karşı hava boşluğu gibi davranır. Rotordaki mıknatısın manyetik eksenini d eksenini olarak kabul edersek, mıknatısla veya d eksenini ile aynı hizaya gelen stator sargısının endüktansı d eksenini endüktansı (L_d) olur. Rotor hareket ettiğinde stator akısı, mıknatıslardan değil de iki kutup arasındaki demir yoldan geçerek devresini tamamlar. Bu yol q eksenini olarak kabul edilir ve geçirgenliği d eksenine göre daha düşüktür. Bu durumda ölçülen stator sargı endüktansı ise q eksenini endüktansıdır (L_q) [60,61].



Şekil 12. Sürekli mıknatıslı rotor örnekleri; a) yüzey montajlı, b) yüzeye yakın rotor içine montajlı, c) tamamen rotor içine montajlı rotorlar.

Şekil 12.c.'deki motorda, (1.16) ve (1.17) numaralı bağıntılardan da anlaşılacağı üzere d eksenini boyunca oluşan relüktans q eksenini boyunca oluşan relüktanstan daha büyük olduğundan $L_q > L_d$ olmaktadır. Yüzey montajlı yapı kullanıldığında stator sargısının d ve q eksenini bileşenleri eşit kabul edilebilir. Şekil 12.b.'deki rotorda ise yine $L_q > L_d$ olur ve aradaki fark Şekil 12.c.'deki yapıda olduğundan daha azdır.

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu \cdot A} \quad (1.16)$$

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} \quad (1.17)$$

Stator sargısına ait akının izleyeceği yolun relüktansı ($\mathfrak{R}$), yolun uzunluğuna (l), akının gördüğü kesite (A) ve geçirgenlik katsayısına (μ) bağlıdır. Ayrıca stator sargılarının endüktansı (L), sarım sayısına (N) ve relüktansa bağlıdır.

1.5.3. Sürekli Mıknatıslı Motorlarda Stator Sargıları

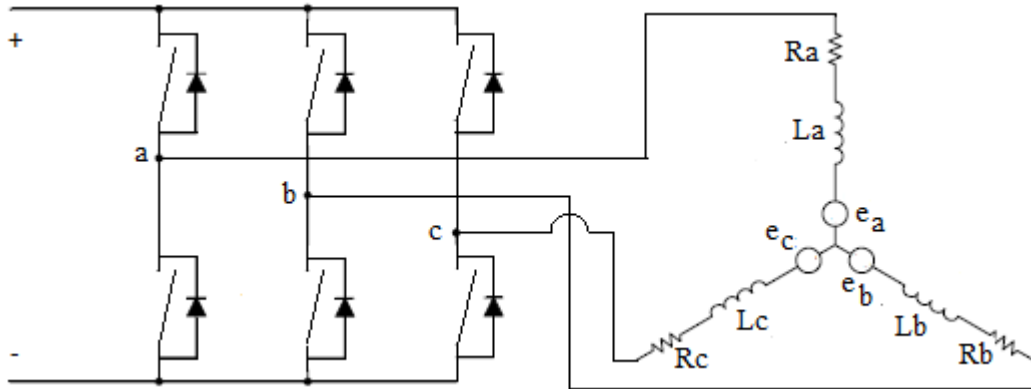
SMAAM' nin üç faz sargıları stator üzerinde bulunmaktadır. Sargılarda endüklenecek gerilim türüne göre ya dağıtılmış sargılar ya da toplu sargılar kullanılmaktadır. SMSM'nin stator sargılarında sinüzoidal tip gerilim endüklenebilmesi için her faza ait sargılar dağınık türde statora yerleştirilir. Ayrıca rotor mıknatıslarının da hava boşluğunda sinüzoidal dalga formunda manyetik akı yoğunluğu oluşturacak şekilde (rotor içine gömülü) yerleştirilmesi gerekir. Böylece daha az titreşimli moment elde edilebilir.

FDAM'de ise toplu sargılar kullanılarak endüklenecek gerilimin yamuk (trapezoidal) tip olması sağlanır. Ayrıca mıknatıslar genellikle rotor yüzeyine montaj edilir. Böylece hava aralığında dikdörtgen şeklinde manyetik akı yoğunluğu oluşur. FDAM'de rotorun ve stator sargılarının hazırlanması SMSM'ye göre daha kolay ve düşük maliyetlidir.

1.6. Fırçasız Doğru Akım Motorları

Yarıiletken teknolojilerindeki gelişmeler ve yüksek hızlarda işlem yapabilen sayısal işaret işleyicilerin kullanılmasıyla birlikte FDAM'nin hız denetimi rahatlıkla yapılmaktadır. Bu motorlarda klasik DA motorlarının aksine komutasyon işlemi evirici üzerinden elektronik olarak gerçekleştirilir. Ancak komutasyon işleminin doğru olarak yapılabilmesi için rotor konumunun bilinmesi gerekir. Rotor konumunu belirlemek için değişik türden sensörler kullanılabileceği gibi sensörsüz tekniklerde kullanılmaktadır.

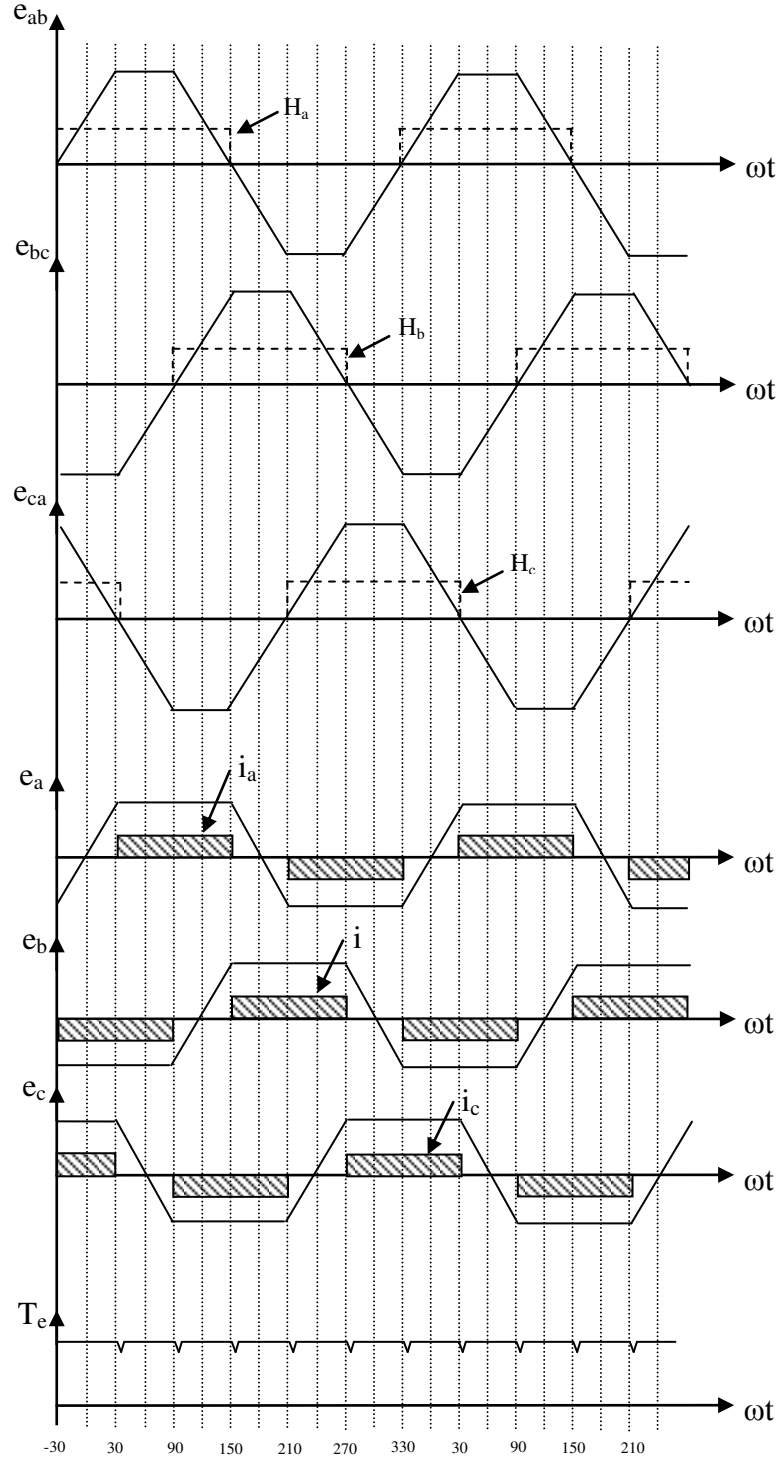
DA-AA dönüştürücü (evirici) üzerinden beslenen FDAM'ye ait üç faz sargıları Şekil 13'de verilmiştir. FDAM'de iletim ve komutasyon olmak üzere iki çalışma modu vardır. İletim modunda aynı anda iki faz sargısından akım akarken üçüncü faz sargısı boşta. Komutasyon modunda ise evirici üzerindeki yarıiletken anahtarlar rotor pozisyonuna göre konum değiştirmektedir.



Şekil 13. Evirici üzerinden beslenen FDAM' nin üç faz sargıları.

Motorun istenen momenti üretebilmesi için doğru akımın, doğru stator sargısına, doğru zamanda, doğru sıra ile verilmesi gerekir. Şekil 14. incelenecek olursa elektriksel olarak her 60°'de eviricideki anahtarlardan iki tanesi konum değiştirmelidir. Bu durumda bir elektriksel tur için altı ayrı bölge oluşmaktadır. E_{ab} , E_{bc} , E_{ca} faz-faz arası endüklenen gerilimlerin (e_{ab} , e_{bc} , e_{ca}) tepe değerleridir. E_a , E_b , E_c faz-nötr arası endüklenen gerilimlerin (e_a , e_b , e_c) tepe değerleridir ve endüklenen gerilimlerin pozitif veya negatif bölümünde elektriksel olarak 120° boyunca sabit kalmaktadırlar. Sargılardan bu 120°'lik bölümde teorik olarak dikdörtgen formda akımlar (i_a , i_b , i_c) akıtılmalıdır. Böylece FDAM' nin elektromekanik moment üretmesi sağlanır. Ancak üretilen moment (T_e), anahtarların

konum değiştirmesinden dolayı salınımlara sahiptir. Rotorun konumuna göre hangi iki sargının akım taşıyacağı ise hall etkili sensörlerden (HES) gelen bilgilere göre (H_a , H_b , H_c) belirlenir.

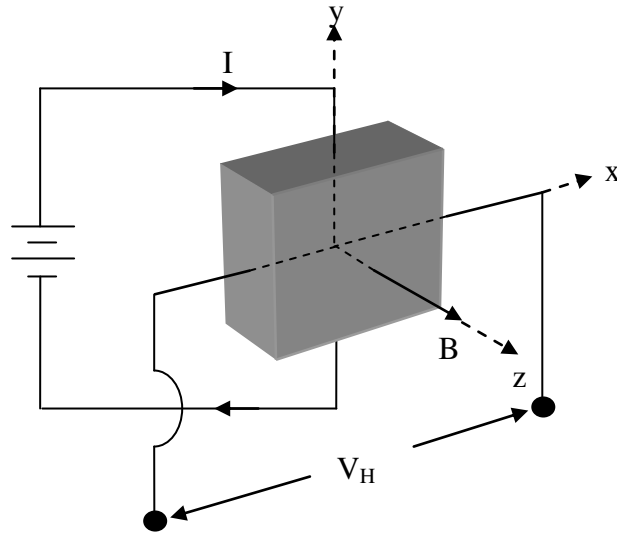


şekil 14. FDAM' de endüklenen faz-faz ve faz-nötr arası gerilimler, faz akımları ve HES çıkışları

1.6.1. Hall Etkili Sensörler

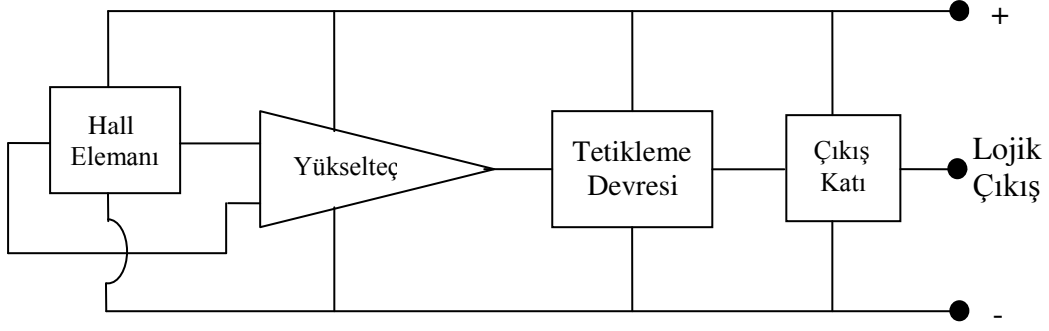
FDAM'de komutasyon işleminin elektronik olarak gerçekleştirilebilmesi için rotor konumunun bilinmesi gerekir. Rotor konumunu algılamak için sensörler kullanılacağı gibi sensörsüz teknikler de kullanılabilir. FDAM'de konum algılamak için yaygın olarak Hall Etkili Sensör (HES) kullanılır. Bu sensörlerin yaygın olarak kullanılmasının iki nedeni vardır. Bunlardan ilki, maliyetlerinin çok düşük olmasıdır. Diğer neden ise FDAM' nin konum bilgisinin elektriksel olarak 60° 'de bir okunmasının yeterli olmasıdır.

Hall elemanları genellikle n-tipi veya p-tipi yarıiletken malzemelerden seçilir. Şekil 15'te [62] verilen hall elemanı, y-ekseni üzerindeki uçlarından akım akarken, z-ekseni doğrultusunda manyetik alan etkisinde kalırsa x-ekseni üzerindeki uçlarında hall gerilimi (V_H) oluşur.



Şekil 15. Hall elemanı ve Hall etkisi

Hall elemanından faydalanılarak lineer ve lojik çıkışa sahip tümleşik devreler (ICs) geliştirilmiştir. Bu devreler üç adet uca sahiptir ve hall etkili sensör (HES) olarak adlandırılırlar. Lineer sensörlerde hall elemanının maruz kaldığı manyetik akının yoğunluğuna göre çıkış gerilimi lineer olarak artıp azalmaktadır. Bu tür sensörler daha çok akım büyüklüğünü algılamak için uygundurlar. Konum algılamak için ise lojik çıkışa sahip Şekil 16'daki gibi HES kullanılır [62].



Şekil 16. Lojik çıkışa sahip hall etkili sensör.

FDAM' nin mıknatıslı rotorunun manyetik akı yolu üzerine yerleştirilen lojik çıkışlı HES ile rotorun konumu algılanır. Esasen bu konum bilgisi tam olarak rotorun konumu olmayıp, sadece hangi fazların veya anahtarların aktif olması gerektiğini gösterir. Mıknatısın N veya S kutbunda çıkışın lojik-1 olması çıkış katında kullanılan yarıiletken anahtarın bağlantı durumuna göre değişir. Örneğin çıkış katında transistör kullanılmışsa kolektör ucu veya emiter ucu çıkış olarak boşta bırakılır. Bunun seçimi motorun üreticisi tarafından yapılır ve motorun kataloğunda HES çıkışlarına göre hangi fazların aktif olacağı önceden belirtilir.

1.6.2. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Matematik Modeli

FDAM'nin faz değişkenlerine bağlı olarak matematik modeli oluşturulurken bazı kabullenmeler yapılacaktır. Stator sargıları Şekil 13'deki gibi yıldız bağlı olarak, her sargıya ait direnç, özendüktans, ortak endüktans değerleri sabit ve eşit kabul edilecektir. Sargılarda endüklenen gerilimler ideal yamuk (trapezoidal) dalga formunda olacaktır. Evirici üzerindeki anahtarlar ideal kabul edilecek olup, demir ve histerezis kayıpları ihmal edilecektir [63]. Bu kabullenmeler neticesinde üç fazlı FDAM'ye ait matematik modeli aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

L_{xy} formunda gösterilen endüktanslar ortak endüktans, p ise türev (d/dt) operatörüdür. FDAM genellikle yüzey montajlı rotor ve toplu sargılı stator sargısına sahiptir. Böyle bir yapıda relüktans değişimi olmadığından endüktansların değerleri sabit kalacaktır. Ayrıca faz sargıları dengeli olduğunda direnç değerleri de eşit olacaktır. Bu durumda;

$$L_a = L_b = L_c = L \quad (1.19)$$

$$L_{ab} = L_{ac} = L_{ba} = L_{bc} = L_{ca} = L_{cb} = M \quad (1.20)$$

$$R_a = R_b = R_c = R \quad (1.21)$$

olarak alınabilir. Bu durumda matematik model düzenlenerek (1.22) elde edilir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Motorun miline aktarılan güç (P_ζ), fazlardan elde edilen güçlerin (P_A , P_B , P_C) toplamına eşittir.

$$P_\zeta = P_A + P_B + P_C = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (1.23)$$

Üretilen elektromekanik moment (T_e) ise;

$$P_\zeta = T_e \cdot \omega_m \quad (1.24)$$

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (1.25)$$

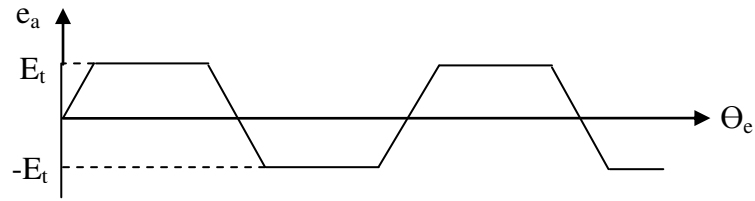
olacaktır. ω_m , mekanik olarak rotorun açısal hızını temsil eder. Elektriksel olarak açısal hızı bulmak için motorun kutup sayısı (P) bilinmelidir. Böylece elektriksel açısal hız (ω_e) aşağıdaki bağıntı ile bulunabilir.

$$\omega_e = \frac{P}{2} \omega_m \quad (1.26)$$

Motorun hareket denklemi;

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega_m + T_L \quad (1.27)$$

ile verilmektedir. Burada T_L yük momenti, J eylemsizlik momenti ve B sürtünme katsayısıdır.



Şekil 17. Bir fazda endüklenen gerilim.

FDAM' nin her bir sargısında endüklenen gerilimler (e_a , e_b , e_c) Şekil 17'deki gibi yamuk (trapezoidal) dalga şeklindedir. Bu gerilimlerin tepe değerleri $E_a=E_b=E_c=E_t$ olsun. Sargı başına sarım sayısı N , sargı lineer hızı v , bir sarımın uzunluğu l olmak üzere;

$$E_t = (Blv)N \quad (1.28)$$

yazılabilir. Sargıya etki eden manyetik akı yoğunluğu (B) sürekli mıknatıslardan sağlanır ve sabittir. Buradaki lineer hız yerine mekanik açısal hız kullanılabilir. Θ_g hava aralığındaki akı, r ise rotor yarıçapı olmak üzere;

$$E_t = N(Blv) = N(Blr\omega_m) = N \frac{1}{\pi} \phi_g \omega_m = K_e \omega_m \quad (1.29)$$

yazılabilir. K_e , endüklenen gerilim katsayısıdır. Şekil 17'den de görüldüğü gibi rotorun elektriksel konumuna (Θ_e) bağlı olarak endüklenen gerilimin değeri değişir. Bu değişim bir fonksiyon ile temsil edilebilir [60].

$$f(\theta_e) = \begin{cases} (\theta_e) \frac{6}{\pi} & , \quad 0 < \theta_e < \frac{\pi}{6} \\ 1 & , \quad \frac{\pi}{6} < \theta_e < \frac{5\pi}{6} \\ (\pi - \theta_e) \frac{6}{\pi} & , \quad \frac{5\pi}{6} < \theta_e < \frac{7\pi}{6} \\ -1 & , \quad \frac{7\pi}{6} < \theta_e < \frac{11\pi}{6} \\ (\theta_e - 2\pi) \frac{6}{\pi} & , \quad \frac{11\pi}{6} < \theta_e < 2\pi \end{cases} \quad (1.30)$$

Tepe değeri (E_t) ve yamuk (trapezoidal) dalda fonksiyonuna ($f(\theta_e)$) bağlı olarak her faza ait endüklenen gerilimler yeniden yazılabilir.

$$\begin{aligned} e_a &= f_a(\theta_e) K_e \omega_m \\ e_b &= f_b(\theta_e) K_e \omega_m \\ e_c &= f_c(\theta_e) K_e \omega_m \end{aligned} \quad (1.31)$$

Bu son bağıntıya bağlı olarak üretilen moment aşağıdaki gibi olacaktır.

$$T_e = K_e [f_a(\theta_e) i_a + f_b(\theta_e) i_b + f_c(\theta_e) i_c] \quad (1.32)$$

FDAM, iletim modunda çalışırken aynı anda iki faz iletimde diğer faz ise boşta kaldığından iletim durumundaki iki fazdan aynı akım (i) akmaktadır. Endüklenen gerilimler ile faz akımları aynı işaretli olacağından moment ifadesi (1.33)'deki gibi sadeleştirilebilir [60]. Böylece momentin, kaynaktan çekilen akım ile doğru orantılı olduğu anlaşılmaktadır.

$$T_e = 2K_e i \quad (1.33)$$

Momentin kaynaktan çekilen akım ile doğru orantılı olarak değiştiği kabul edilerek (1.33)'deki gibi moment kestirimi yapılabilir. Ancak bu momentte düşük frekanslı dalgalanmalar olmasına sebep olacaktır. Çünkü moment hesaplanırken endüklenen gerilimler ideal yamuk (trapezoidal) kabul edilmiştir [64]. Ancak endüktansın etkisiyle bu

gerilimde bozulmalar olmaktadır. Bu nedenle hassas uygulamalar için bu kestirim uygun olmayacaktır.

SMSM ve FDAM'nin senkron hızda dönen d-q referans düzleminde eksenlerin karşılıklı etkileri ihmal edilirse üretecekleri elektromekanik momentin genel ifadesi;

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[\left(\frac{dL_{ds}}{d\theta_e} i_{sd} + \frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} - \varphi_{sq} \right) i_{sd} + \left(\frac{dL_{qs}}{d\theta_e} i_{sq} + \frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} + \varphi_{sd} \right) i_{sq} \right] \quad (1.34)$$

olarak verilmektedir. Burada statorun d ve q eksenli akıları (φ_{sd} , φ_{sq});

$$\varphi_{sd} = L_{ds} i_{sd} + \varphi_{rd} \quad (1.35)$$

$$\varphi_{sq} = L_{qs} i_{sq} + \varphi_{rq} \quad (1.36)$$

bağıntıları ile elde edilir. P, θ_e , i_{sd} , i_{sq} , L_{ds} , L_{qs} , φ_{rd} ve φ_{rq} sırasıyla kutup sayısı, elektriksel rotor açısı, dönen referans düzleminde (d-q) stator akıları, stator sargı endüktansları ve rotor akılarıdır [64, 67].

Çıkık kutuplu ve sabit mıknatıslı rotor durumunda stator sargılarının d ve q eksenli endüktansları (L_{ds} , L_{qs}) sabit olarak kabul edilir. Bu kabullenme ile birlikte (1.35) ve (1.36) bağıntıları, (1.34) numaralı bağıntıda kullanılırsa üretilen momentin ifadesi aşağıdaki gibi olacaktır [64].

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[\left(\frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} - \varphi_{rd} \right) i_{sd} + \left(\frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} + \varphi_{rd} \right) i_{sq} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{sd} i_{sq} \right] \quad (1.37)$$

Yuvarlak kutuplu ve yüzey montajlı mıknatıslardan oluşan rotora sahip FDAM'de L_{ds} ve L_{qs} eşit olacağından (1.37) numaralı bağıntı düzenlenerek üretilen momentin ifadesi;

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[\left(\frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} - \varphi_{rq} \right) i_{sd} + \left(\frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} + \varphi_{rd} \right) i_{sq} \right] \quad (1.38)$$

şeklinde elde edilir [64].

Duran referans düzlemindeki (α - β eksen sistemi) rotor akıları ($\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$) ve stator akımları ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$), senkron hızda dönen eksen sistemindeki akılar (φ_{rd} , φ_{rq}), stator akımları (i_{sd} , i_{sq}) ve rotor açısı (θ_e) cinsinden;

$$\varphi_{r\alpha} = \varphi_{rd} \cos(\theta_e) - \varphi_{rq} \sin(\theta_e) \quad (1.39)$$

$$\varphi_{r\beta} = \varphi_{rd} \sin(\theta_e) + \varphi_{rq} \cos(\theta_e) \quad (1.40)$$

$$i_{s\alpha} = i_{sd} \cos \theta_e - i_{sq} \sin \theta_e \quad (1.41)$$

$$i_{s\beta} = i_{sd} \sin \theta_e + i_{sq} \cos \theta_e \quad (1.42)$$

bağıntıları ile gösterilebilir. Bu bağıntılar düzenlenerek (1.38) numaralı bağıntıda kullanılırsa üretilen momentin duran eksen sistemindeki ifadesi elde edilir [64].

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[\frac{d\varphi_{r\alpha}}{d\theta_e} i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{d\theta_e} i_{s\beta} \right] \quad (1.43)$$

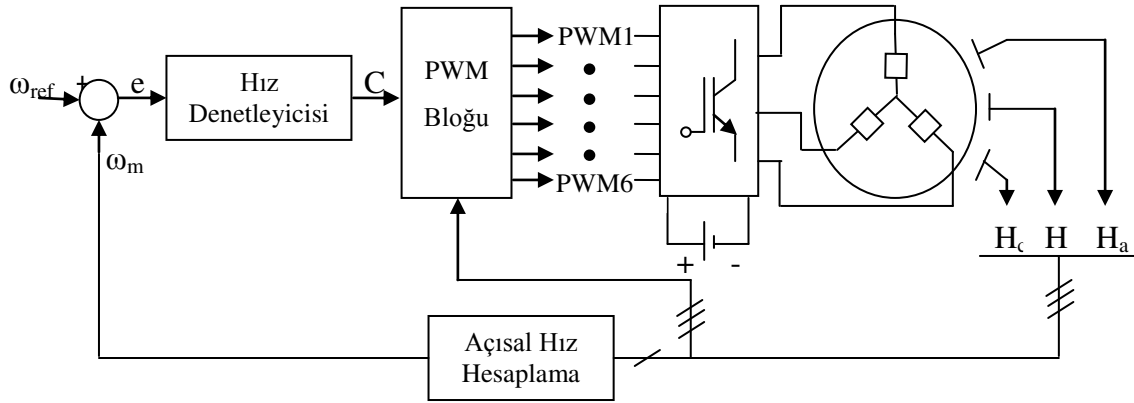
(1.38) veya (1.43) ile verilen bağıntılara bakıldığında farklı referans eksen sistemlerine yapılan dönüşümler sonucunda halâ rotor konumuna bağlı ifadeler vardır. Bu yüzden momentin hesaplanması için ya maliyeti yüksek olan sensörler ile ya da faz akımlarına bağlı uzun hesaplamalar ile rotor konumunun tam olarak belirlenmesi gerekir.

1.6.3. Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Denetim Modelleri

FDAM' nin hız ve akım denetimi için literatürde birçok modele rastlamak mümkündür. Bunlardan bazıları tek kapalı çevrimli olup sadece hız geri beslemesine sahiptir [5,7,11]. Diğerlerinde ise hem hız hem de akım geri beslemesi kullanılarak denetim gerçekleştirilmiştir [12, 22, 65, 66].

Tek kapalı çevrimli ve hız geri beslemeli denetim modeli Şekil 18'de görülmektedir. Burada motorun açısal hızı (ω_m), halle etkili sensörlerden biri kullanılarak hesaplanır. Referans açısal hız (ω_{ref}) ile karşılaştırılarak hız hatası (e) elde edilir. Bu hata değeri hız denetleyicisi kullanılarak kontrol işaretine (C) dönüştürülür. Darbe genişlik modülasyonu

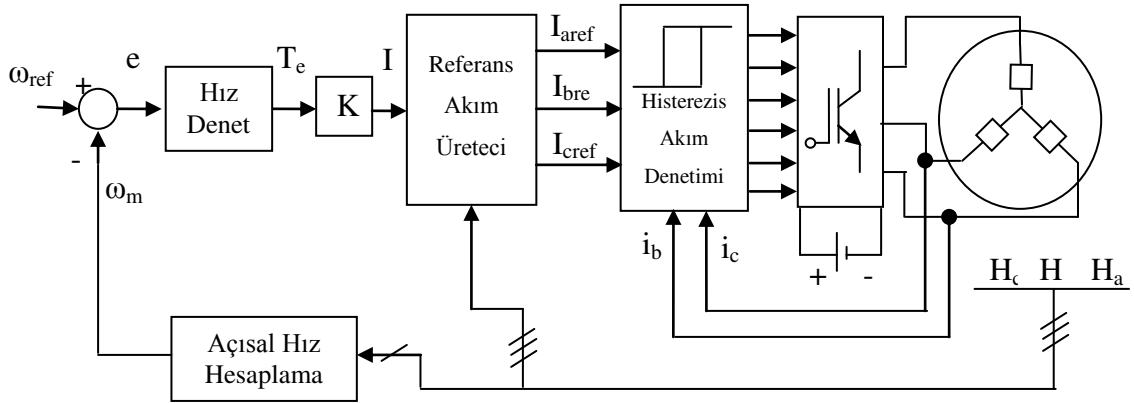
(PWM) bloğunda, kontrol işareti ile taşıyıcı işaret karşılaştırılarak rotorun konumuna göre PWM çıkışları üretilir. PWM işaretleri evirici üzerindeki altı yarıiletken anahtardan iki tanesini doluluk boşluk oranına göre ilettime geçirir. Hız denetleyicisi olarak PI, BMD, Bulanık-PI, sinir ağları gibi denetleyiciler kullanılabilir.



Şekil 18. FDAM' nin örnek bir hız denetim modeli

Çift kapalı çevrimli denetim modeli Şekil 19'daki gibi olabilir. Burada da hız hatasını denetlemek için farklı denetleyiciler kullanılabilir. Hız denetleyicisi, çıkışından referans moment elde edilecek şekilde ayarlanır. (1.33) numaralı bağıntı göz önünde bulundurularak ortalama akım değeri hesaplanır. Referans akım üretici rotor konumuna bağlı olarak her faza ait referans akımları belirler. Referans akımlar ile gerçek akımlar karşılaştırılır. Aralarındaki hataların önceden belirlenmiş sınırlar içinde (histerezis) tutulması histerezis akım denetleyicisinin görevidir. Bu denetleyicinin çıkışları yarıiletken anahtarların iletimde olup olmadığını belirler.

Bu kontrol yöntemlerinde rotor pozisyonunu algılamak için HES kullanıldığı gösterilmiştir. Bunun yerine daha pahalı ve daha hassas konum algılayabilen sayısal hız kodlayıcılar da kullanılabilir. Ancak FDAM'nin elektronik komutasyonu için rotorun hangi bölgede olduğunu bilmek yeterli olduğundan düşük maliyetli HES kullanmak uygun olacaktır. Eğer motor kirli, yağlı...vb. zorlu ortamlarda kullanılacaksa sensörsüz teknikler ile rotor konumunun kestirimine ihtiyaç duyulacaktır. FDAM'nin aynı anda iki fazı iletimde üçüncü fazı ise boşta kaldığından bu fazda endüklenen gerilim yardımıyla rotor konumu belirlenebilir [57].



Şekil 19. FDAM' nin örnek bir hız ve akım denetim modeli.

FDAM' nin doğrudan moment kontrolüne ilişkin çalışmalar da literatüre sunulmaya başlanmıştır [20,21,67]. Ancak bu motorların rotor konumuna bağlı kalan denklemleri, doğrudan moment kontrolünde moment kestirimini zorlaştırmaktadır.

1.7. Bulanık Mantık Denetleyiciler

Bulanık mantık denetleyici (BMD) tasarlanırken sistemin geneline ait matematiksel modelinin bilinmesine gerek yoktur. Bunun yerine sözel ifadelerle dayalı insan gibi düşünmeye yakın bir sistematik içinde denetleyici bileşenleri hazırlanır. Bu bileşenler bilgisayar veya mikrodenetleyicilere aktarılırken matematiksel bir temel yani bulanık küme kuramı (teorisi) kullanılır. Bu bölümde bulanıklık kavramına ve bulanık kümeler teorisine (kuramına) yüzeysel olarak değinilecek olup, daha çok BMD'nin bileşenleri üzerinde durulacaktır.

1.7.1. Bulanıklık Kavramı

Profesör L.A. Zadeh tarafından 1965 yılında ortaya konan [68] bulanık mantık kuramı (BMK) , kesin olmayan değerler üzerine kurulmuştur. Boolean mantığındaki "var-yok", "açık-kapalı", "sıcak-soğuk", "hızlı-yavaş" gibi ikili kesin değerler BMK' da tercih edilmezler. Bunun yerine "biraz, az, orta, çok, fazla..." gibi niteleyiciler ile durumlar ifade edilir. Böylece günlük hayatta durumları değerlendirirken veya gözleme dayalı yorum yaparken kullandığımız ifadeler BMK' da ele alınabilmektedir.

BMK' da bir değişkenin durumu ifade edilirken üyelik derecesi kullanılır. Üyelik derecesi, değişkenin ilgili kümede var olma derecesini gösterir. Ayrıca seçilen değişken aynı anda birden fazla üyelik derecesine sahip olabilir. Örneğin bir odanın sıcaklığı denetlenirken, Boolean mantığına göre 26°C' nin üstü "Sıcak" olarak tanımlanmış ise 27°C "Sıcak" olarak, 25°C ise "Soğuk" olarak tanımlanacaktır. Oysaki bu değerler birbirine çok yakındır ve kesin olarak sıcak-soğuk ayrımı yapmak zordur. Bulanık mantık kuramında ise sıcaklık uzayında "Biraz Sıcak", "Sıcak" ve "Çok Sıcak" bulanık kümeleri tanımlanabilir. Buna göre 27°C "Çok Sıcak" kümesinde en büyük üyelik derecesine, "Biraz Sıcak" kümesinde ise en küçük üyelik derecesine sahip olur. Aynı şekilde 25°C "Biraz Sıcak" kümesinde en büyük, "Çok Sıcak" kümesinde de en küçük üyelik derecesine sahip olacaktır. Böylece sıcaklık değişkeni kesin değerler yerine bulanık değerler ile ifade edilecektir. Sıcaklık gibi başka değişkenler için de kendi uzaylarında farklı bulanık kümeler tanımlanabilir. Bu kümelerle işlem yapabilmek için bulanık kümeler teorisinin bilinmesi gerekir.

1.7.2. Bulanık Kümeler

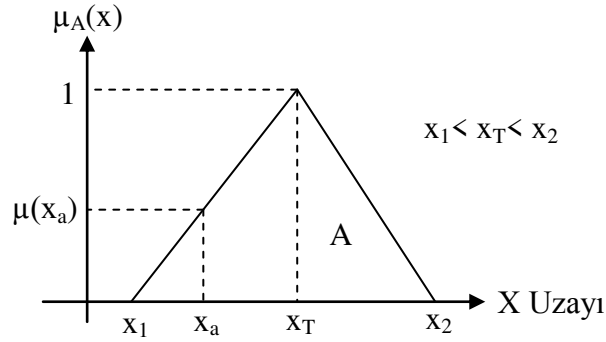
Bulanık kümelerde bir elemanın, kümeye ait olup olmadığından daha ziyade kümeye ne kadar ait olduğuyla ilgilenilir. Klasik kümelerde ise eleman ya kümeye tamamen aittir (var=1) ya da kesinlikle ait değildir (yok=0). Bulanık kümelerde elemanın varlığı (0-1) aralığındaki üyelik dereceleri (μ) ile temsil edilir. Elemanın üyelik derecesi klasik kümelerdeki gibi "1" ise tamamen ilgili bulanık kümeye ait kabul edilirken, "0" ise bulanık kümenin elemanı değildir. X uzayında tanımlı bulanık A kümesi sürekli veya ayrık biçimde tanımlanabilir [69].

$$A = \{(x, \mu_A(x)), x \in X\} \quad (1.44)$$

$$A = \sum_{x_i \in X} \frac{\mu_A(x_i)}{x_i} \quad (1.45)$$

$$A = \int \frac{\mu_A(x)}{x} \quad (1.46)$$

Her bir elemanın üyelik derecesini gösteren bulanık kümeler, üyelik fonksiyonları ile temsil edilebilir. Literatürde üçgen, yamuk, gaussian, çan, cauchy, sigmoid ve sinüzoidal üyelik fonksiyonlarına rastlamak mümkündür. Üçgen üyelik fonksiyonu Şekil 20'de görülmektedir.



Şekil 20. Üçgen üyelik fonksiyonu [69].

X kesin uzayında, x_a gibi bir kesin değerin bulanık A kümesinde $\mu_A(x_a)$ kadar üyelik derecesine sahip olduğu Şekil 20'den anlaşılmaktadır. Üçgen üyelik fonksiyonunda üyelik derecesi aşağıdaki gibi gösterilebilir. Yapılan çalışmalar bölümünde üçgen fonksiyonları yazılımda da kullanacağım bir başka şekilde göstereceğim.

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & , \quad x < x_1 \\ \frac{x - x_1}{x_T - x_1} & , \quad x_1 \leq x \leq x_T \\ \frac{x_2 - x}{x_2 - x_T} & , \quad x_T \leq x \leq x_2 \\ 0 & , \quad x > x_2 \end{cases} \quad (1.47)$$

1.7.3. Bulanık Küme İşlemleri

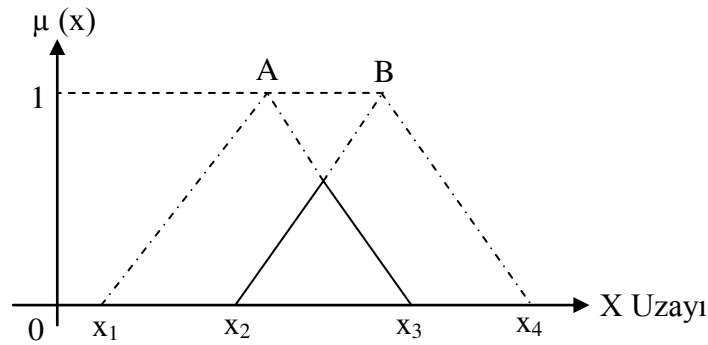
Kesin değerler uzayında tanımlanmış bulanık kümeler ve bu kümelere ait elemanların üyelik dereceleri BMD'nin temellerindendir. Bulanık kümeler arasında kesin kümelerde de tanımlanmış işlemler yapılabilmektedir. Uygulamalarda en çok kullanılan

bulanık küme işlemleri kesişim, birleşim ve değilleme işlemleridir [69]. Ancak bulanık küme işlemlerinin bağıntıları kesin kümelerdekinden farklıdır.

Bulanık küme işlemleri için Zadeh, Yager...vb kişilerin literatüre sunduğu fonksiyonlar bulunmaktadır. Bu bölümde Zadeh' in tanımladığı fonksiyonlar üzerinden bulanık küme işlemleri açıklanacaktır.

Kesişim işlemi için klasik kümelerdeki gibi $A \cap B$ gösterimi kullanılır. Zadeh'e göre herhangi bir x kesin sayısının A ve B bulanık kümelerindeki üyelik derecelerinden ($\mu_A(x)$, $\mu_B(x)$) küçük olanı, bu kesin sayının $A \cap B$ bulanık kümesindeki üyelik derecesine eşittir ve (1.48) bağıntısı ile verilir. A ve B bulanık kümelerinin kesişim kümesi Şekil 21'deki gibi gösterilebilir.

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (1.48)$$



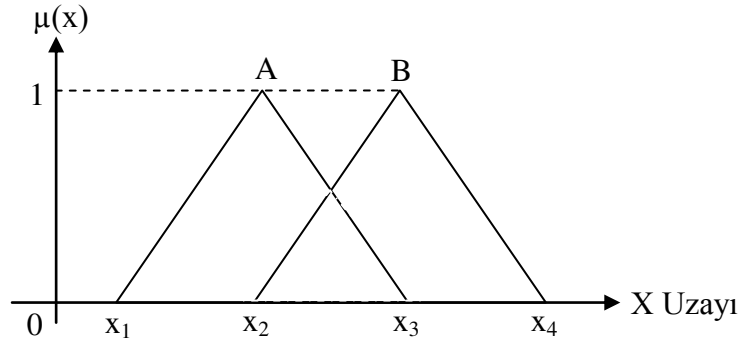
Şekil 21. A ve B bulanık kümelerinin kesişimi

Herhangi bir x kesin sayısının A ve B bulanık kümelerindeki üyelik derecelerinden ($\mu_A(x)$, $\mu_B(x)$) büyük olanı, bu kesin sayının $A \cup B$ bulanık kümesindeki üyelik derecesine eşittir ve (1.49) bağıntısı ile verilir. A ve B bulanık kümelerinin birleşim kümesi Şekil 22'deki gibi gösterilebilir.

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (1.49)$$

X uzayındaki bulanık A kümesinin değili (1.50) bağıntısı ile tanımlanabilir.

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (1.50)$$

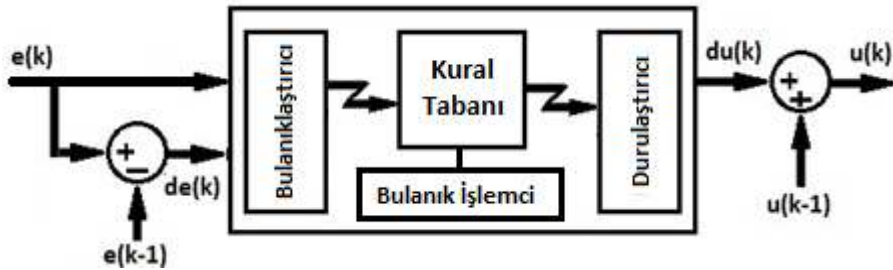


Şekil 22. A ve B bulanık kümelerinin birleşimi.

1.7.4. Bulanık Mantık Denetleyici Bileşenleri

Bulanık mantık denetleyici (BMD) ilk olarak 1974 yılında Mamdani tarafından kullanılmıştır [70-72]. Ardından Zadeh' in sunduğu bulanık küme kavramı ile farklı uygulamalarda BMD kullanılmıştır [70]. Takagi ve Sugeno ise 1985 yılında yeni BMD modeli ile literatürde yer almışlardır [73]. Bulanık mantık bileşenleri anlatılırken Mamdani modeli Zadeh'in bulanık küme kavramları kullanılacaktır.

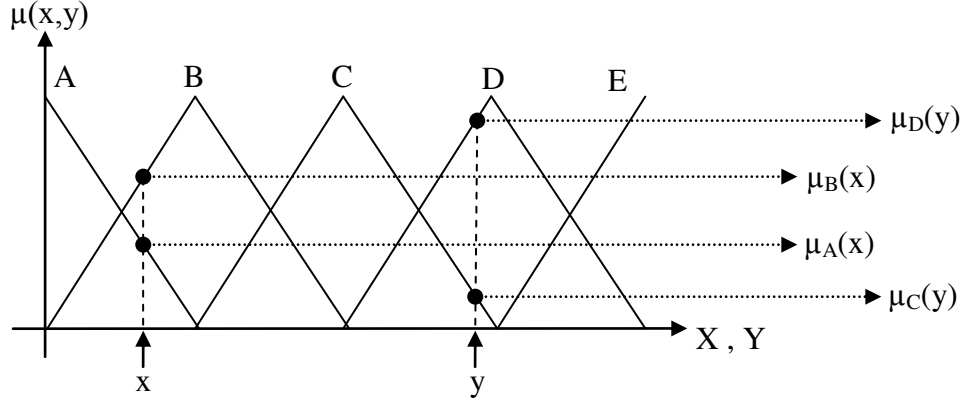
BMD' ye ait genel blok diyagram Şekil 23'de verilmiştir. Denetleyicinin kesin sayı uzayında iki girişi vardır (e, de). Bu kesin girişler, bulanıklaştırıcıda kesin değerlere dönüştürülür. Bulanık değerler ise kural tabanı ve işlemcisinde önceden hazırlanmış kurallardan bazılarını aktif hale getirir. Aktif kuralların işletilmesi ile her birinden bulanık çıkışlar elde edilir. Bu bulanık çıkışlar, durulaştırıcı kısmında denetleyicinin de çıkışı olan kesin bir değere dönüştürülür. Denetlenecek sisteme göre bulanık mantık denetleyicinin çıkışında düzenlemeye gidilebilir. Ayrıca giriş ve çıkış uzaylarında tanımlanacak üyelik fonksiyonlarının tanım aralıkları da uygulamaya göre değişim göstermektedir.



Şekil 23. Bulanık Mantık Denetleyici Genel Bloğu

1.7.4.1. Bulanıklaştırıcı

Kesin sayıların bulanıklaştırılması, seçilen üyelik fonksiyonları ile ilişkilidir. Denetlenecek değişkenin uzayında Şekil 24'deki gibi üçgen üyelik fonksiyonları (A, B, C, D, E) tanımlanmış olsun. Denetleyici girişleri sistemden gelen geri besleme işareti olabileceği gibi doğrudan dışarıdan verilen komutlarda olabilir [74]. Denetleyici girişlerinin (x,y) bu üçgen fonksiyonlardaki üyelik dereceleri ($\mu(x)$, $\mu(y)$) daha önce verilen (1.47) numaralı bağıntı ile bulunabilir.



Şekil 24. Bulanıklaştırma işlemi

Görüldüğü gibi x kesin girişinin A ve B bulanık kümelerinde üyeliği varken, y kesin girişinin ise sadece C ve D bulanık kümelerinde üyeliği vardır. Bu şekilde denetleyicinin kesin girişleri bulanık değerlere dönüştürülmüş olur.

1.7.4.2. Kural Tabanı ve Bulanık İşlemci

Kural tabanı uzman kişilerce önceden hazırlanmalıdır. Uzman kişiler, sistem çıkışına bakarak istenen referans değere ulaşılması için sistem girişi veya girişlerinde yapılacak değişiklikleri kestirebilecek tecrübededirler. BMD için insan gibi düşünmeye yakın ifadesinin kullanılması buradan gelmektedir.

Kural tabanı oluşturulurken bütün ihtimaller göz önünde bulundurulmalıdır. Şekil 24'deki iki girişli BMD'de, her girişin kendi uzayında beş bulanık küme tanımlanmıştır. Bu

durumda oluşabilecek bütün ihtimallerin sayısı yirmi beş olacaktır. Bütün ihtimallere ait kurallar oluşturulurken aşağıdaki gibi sözel ifade kullanılır.

Eğer x ve y ise z olmalıdır.

Burada kullanılan z , çıkış bulanık kümesini temsil eder ve uzman kişilerce oluşturulur. Oluşan bütün kuralların bir arada gösterilmesi mümkündür. Bu gösterim için kural tabloları kullanılır. Bu tablolardan girişlerin var olduğu bulanık kümelerle göre çıkışın bulunması gereken bulanık küme doğrudan görülebilir.

		Y Uzayı				
		A	B	C	D	E
X Uzayı	A	--	--	E	D	--
	B	--	--	C	B	--
	C	--	--	--	--	--
	D	--	--	--	--	--
	E	--	--	--	--	--
		Z, Çıkış Uzayı				

Şekil 25. Bulanık kural tablosu

Şekil 24'deki bulanıklaştırıcı çıkışlarına göre aktif olacak çıkış bulanık kümeleri Şekil 25'de görülmektedir. Böylece aktif olacak kurallar aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

Kural 1: Eğer $x=A$ ve $y=C$ ise $z=E$ olacaktır.

Kural 2: Eğer $x=A$ ve $y=D$ ise $z=D$ olacaktır.

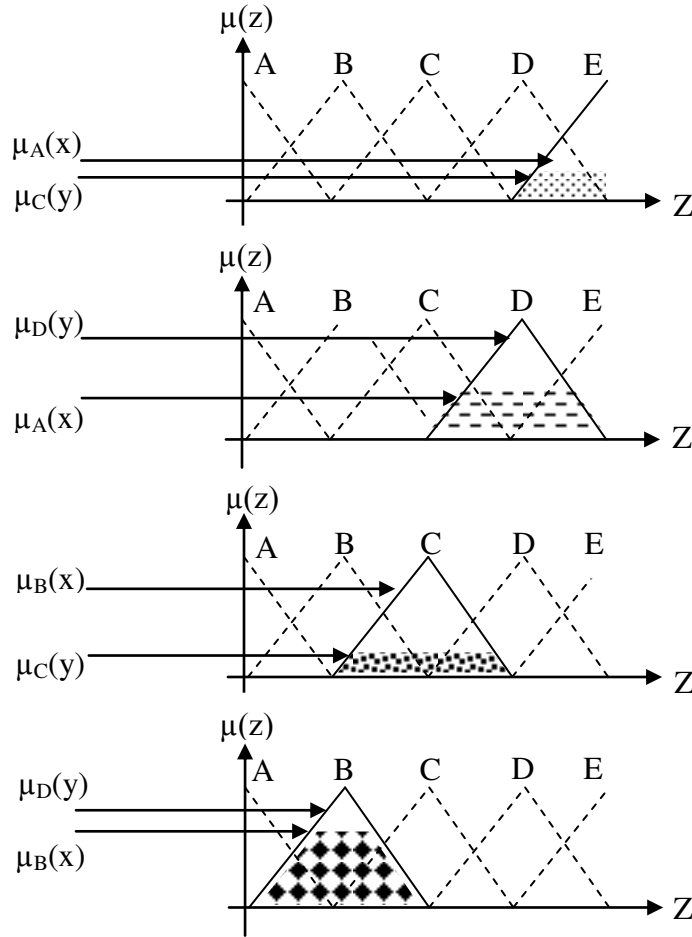
Kural 3: Eğer $x=B$ ve $y=C$ ise $z=C$ olacaktır.

Kural 4: Eğer $x=B$ ve $y=D$ ise $z=B$ olacaktır.

Burada kullanılan "ve" bağlacı, klasik ve bulanık kümelerde kesişim işlemini temsil eder. Zadeh modeline göre kesişim işlemi, ilgili kümelerdeki (örneğin Kural 1 için A ve C bulanık kümeleri) üyelik derecelerinin en küçüğünün çıkışa aktarılması anlamına gelmektedir. Buna göre aktif kuralların sonucu;

$$\begin{aligned}
\mu_E(z) &= \min[\mu_A(x), \mu_C(y)] \\
\mu_D(z) &= \min[\mu_A(x), \mu_D(y)] \\
\mu_C(z) &= \min[\mu_B(x), \mu_C(y)] \\
\mu_B(z) &= \min[\mu_B(x), \mu_D(y)]
\end{aligned}
\tag{1.51}$$

olacaktır. Bulanıklaştırıcı çıkışlarına göre aktif olan kurallar, bulanık kümeler üzerinde Şekil 26'daki gibi işlenir.



Şekil 26. Aktif kuralların işlenmesi

1.7.4.3. Durulaştırıcı

Her bir aktif kuraldan elde edilen bulanık ıkışlar durulaştırıcı da bir dizi işlemin ardından tek bir kesin değere dnştrlr. Bu işlem için alanların merkezi, maksimumların ortalaması, Sugeno, Tsukamoto, iki bölge, maksimumların en küçüğü ve maksimumların en büyüğü gibi farklı yöntemler vardır [74]. Alanların merkezi yöntemi ile durulaştırma işlemi için (1.52) bağıntısı kullanılır.

$$z = \frac{\sum_{k=A}^E \mu_k(z_k) z_k}{\sum_{k=A}^E \mu_k(z_k)} \quad (1.52)$$

Burada BMD ıkışı z ve çıkıştaki aktif bulanık küme k ile gösterilmiştir. Ayrıca $\mu_k(z_k)$, aktif kuraldan bulanık çıkışa ait elde edilen üyelik derecesi ve z_k da aynı kuraldaki aktif çıkış bulanık kümesinde en büyük üyeliğe sahip kesin çıkış değeridir.

Kartın tasarımında, katlar arasında yalıtımın sağlanmış olmasına özen gösterilmiştir. Bu bağlamda IPM modülün besleme GND (toprak)'si, sayısal işaret işleyicinin dijital ve

analog GND'si kart üzerinde birbirinden yalıtılmıştır. Böylece güç katında oluşabilecek arızalarda sayısal işaret işleyici ve sayısal kontrol devreleri korunmuştur.

Arka iki tekerden doğrudan sürülen elektrikli araç tasarımında iki adet FDAM kullanacağımızdan motor kontrol kartından iki adet gerçekleştirilmiştir. Bu iki kart, TMS320F2812 sayısal işaret işleyici ile gerekli kontrol yazılımları ve elektronik diferansiyel algoritmasına bağlı olarak iki motorun kontrolünde kullanılmıştır. Bu kartlar üzerinde bulunan kontrol arayüzleri aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Akım sensörleri ve arayüz devreleri
- DC link gerilim okuma arayüz devresi
- Darbe genişlik modülasyonlu (PWM) işaret girişleri arayüz devresi
- Hall etkili sensör (HES) giriş-çıkış arayüz devresi
- Enkoder arayüz devresi
- IPM Modül ve kontrol devresi
- 5V-15V regülatör devreleri

Tasarımda, motor kontrol kartı alt yüzüne yerleşik şekilde Mitsubishi PS21A79 IPM modülü kullanılmıştır. Altı adet IGBT ve sürücü devrelerinden oluşan modülün genel özellikleri Tablo 1'de verilmiştir. Bu modülün soğutulması için doğal soğutma (alüminyum soğutucu) kullanılmıştır.

Tablo 1. IPM modülün genel özellikleri

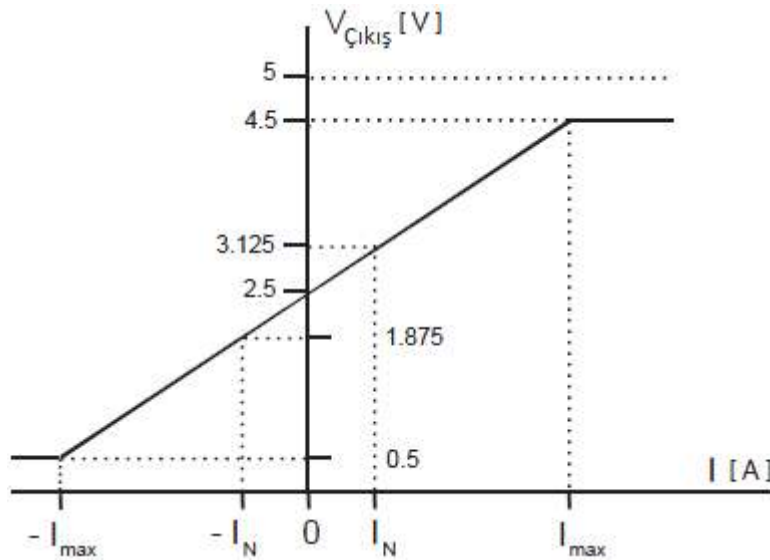
	<i>Nominal</i>	<i>Maximum</i>
<i>Güç devresi DC link</i>	0-300Vdc	400Vdc
<i>IGBT akımı</i>	20A	25A
<i>Kontrol devresi besleme gerilimi</i>	18-48Vdc	50Vdc
<i>IPM kontrol besleme gerilimi</i>	15Vdc	13Vdc-16,5Vdc
<i>IGBT jonksiyon sıcaklığı</i>	~20-60°C	120°C
<i>Soğutucu sıcaklığı</i>	~20-60°C	80°C
<i>PWM frekansı</i>	-	20kHz

IPM modül üzerinde koruma amaçlı iki ayrı devre ve bunlara ait çıkışlar bulunmaktadır: IGBT kısa devre hata çıkışı ve IGBT ısı hata çıkışı. Bu çıkışlardan gelecek sinyaller yazılımda kullanılarak devrenin korunması sağlanabilir.

2.1.1. Akım Sensörleri ve Arayüz Devreleri

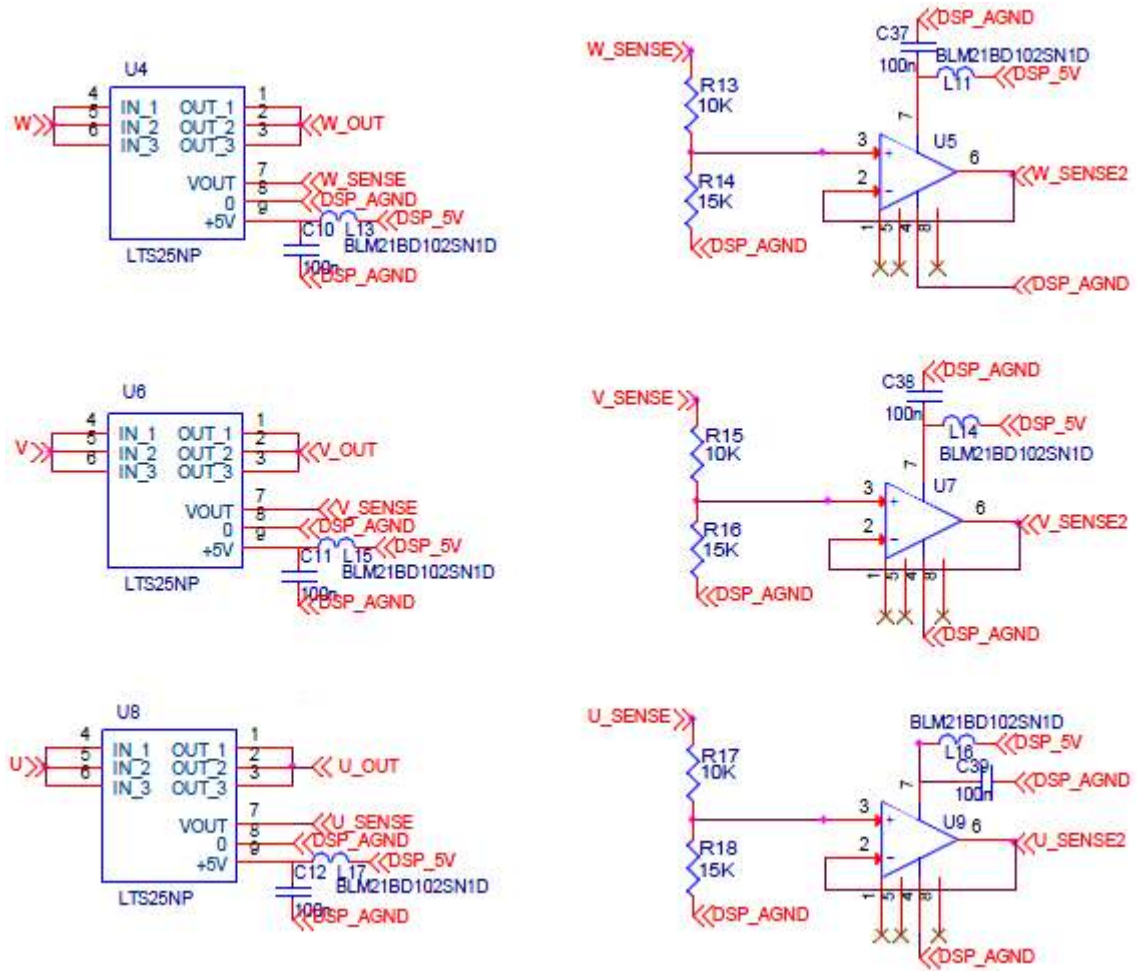
Üç faz sargılarından geçen akımların dalda şekillerini elde edebilmek ve bu akımları gerektiğinde kontrol yazılımında kullanılabilmek için algılanmaları ve uygun bir şekilde sayısal işaret işleyicinin analog girişlerine verilmeleri gerekir. Bu nedenle motor kontrol kartının U-V-W faz çıkışlarında LTS 25-NP akım sensörleri kullanılmıştır. Akım sensörlerinin ve arayüz entegrelerinin 5V olan besleme gerilimi sayısal işaret işleyici kart üzerindeki 5V-AGND (analog GND)' den alınmıştır. Bu sayede akım sensörlerinin çıkışları en az gürültü ile sayısal işaret işleyiciye taşınmaktadır.

LTS 25-NP akım sensörleri hem doğru akım (DA) hem de alternatif akımın (AA) algılanması için kullanılabilir. Şekil 28'den de görüleceği gibi bu sensörlerin çıkışları 0,5-4,5V arasında değişmektedir. Herhangi bir akım geçişi yok ise sensör çıkış gerilimi 2,5V olmaktadır. Sensörün üzerinde belirtilen ok yönünde akım geçişi olursa 2,5V üzerinde çıkış gerilimi elde edilirken, ok yönünün tersi yönde akım geçişinde ise 2,5V altında çıkış gerilimi elde edilir.



Şekil 28. LTS 25-NP akım sensörüne ait geçen akıma göre çıkış gerilimi eğrisi.

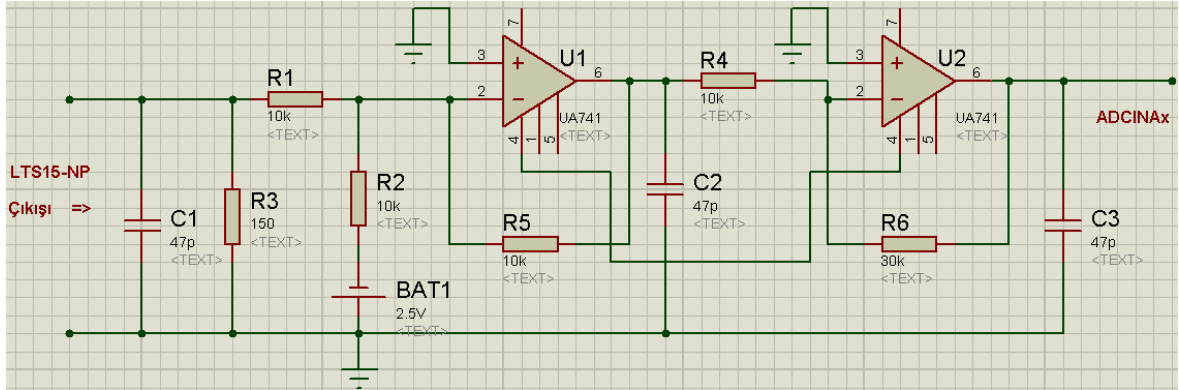
Kullanılan akım sensörü üç farklı nominal akım (I_N) değerinde çalışmaktadır. Akımın girdiği üç adet ucun ve çıktığı üç adet ucun bağlantı şekline göre nominal akım seçimi yapılmış olur. Buna göre pozitif yönde nominal akım geçişi olursa 0,625V kadar çıkış geriliminde değişim olacaktır. Nominal akım negatif yönde geçiş yaparsa -0,625V kadar çıkış gerilimi değişim gösterecektir. Nominal akımların üzerinde akım geçişi olursa sensör çıkış gerilim aralığı 0,5-4,5V arasında olacaktır. Ancak sayısal işaret işleyicisinin analog girişleri 0-3,3V arasında olmalıdır. Bu nedenle Şekil 29'da görüldüğü gibi sensör çıkışı ve buffer devresi arasında gerilim bölücü kullanılmıştır.



Şekil 29. Akım sensörleri ve arayüz devreleri

Bu kart tasarımı yapıldığında kontrol yönteminde faz akımları kullanılacağı planlanmıştı. Ancak daha sonra kontrol yöntemlerinde sadece DC link akımının kullanılmasına karar verilmiştir. Bu sayede hem maliyet düşürülmüş hem de yazılım

kısaltılmıştır. Bu amaçla Şekil 30'daki analog işaret bindirme devresi hazırlanmıştır. Şekil 29 ile verilen devreler faz akımları dalga şekillerini osiloskop ile gözlemek için kullanılmıştır.

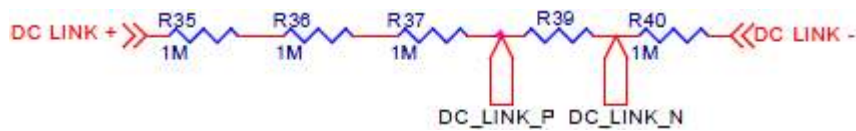


Şekil 30. Akım okumak için tasarlanan analog işaret bindirme devresi.

Analog işaret bindirme devresi ile akım sensörü çıkışındaki 2,5V olan referans seviye sadece DC akım okunacağı için önce 0V seviyesine düşürülmüş ardından üç katına çıkarılmıştır. Böylece akım okuma daha hassas hale gelmiştir.

2.1.2. DC Link Gerilim Okuma Arayüz Devresi

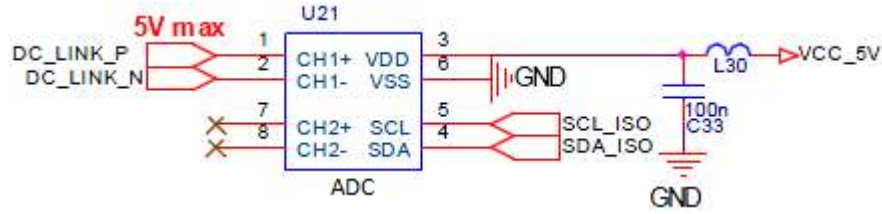
Motor kontrol kartı üzerinde ana besleme kaynağının (batarya veya çalışmalarda kullandığımız gibi DC güç kaynağı) gerilimini algılayacak ve sayısal işaret işleyiciye gönderecek arayüz devresi hazırlanmıştır. DC link gerilimi bir gerilim bölücü üzerinden en fazla 5V olmak üzere Şekil 31' daki gibi alınır.



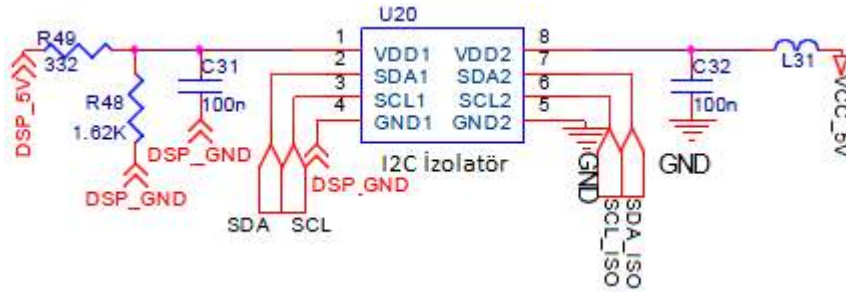
Şekil 31. DC link gerilim bölücü.

Kullandığımız FDAM 48V ile beslenmektedir. Bu nedenle 48V besleme geriliminin algılanması için R39 direnci 330KΩ seçilebilir. Bu durumda R39 direnci uçlarında

3,658198V elde edilecektir. Bu gerilim Şekil 32' deki gibi kullanılacak harici bir ADC entegresi ile dijital değere dönüştürülür ve sayısal işaret işleyicinin I2C arayüzüne I2C izolatörü üzerinden verilir.



(a)



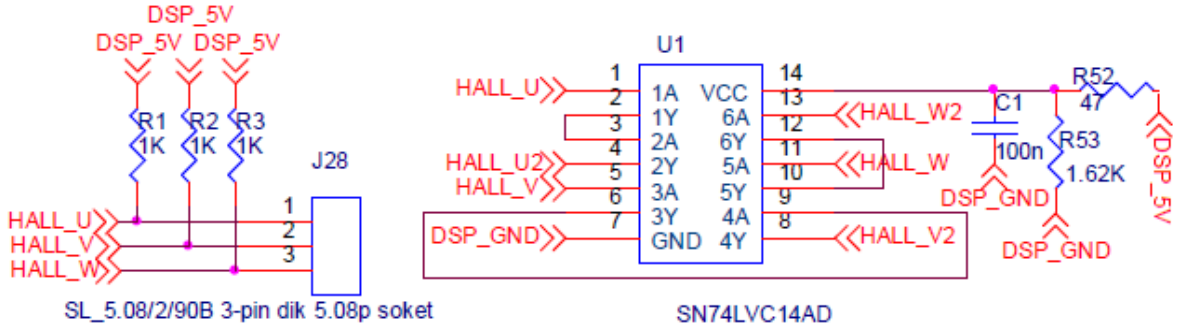
(b)

Şekil 32. Gerilim Örnekleme (a) ve I2C arayüz devresi (b)

Uygulamalarımızda regüleli DC güç kaynağı kullandığımızdan gerilimin örneklenmesine gerek kalmamıştır. Bu nedenle kartın bu bölümü kullanılmamıştır.

2.1.3. Rotor Pozisyonu Algılama Arayüz Devreleri

FDAM' nin elektronik komutasyonunu gerçekleştirmek için rotor pozisyonunun bilinmesi gerekmektedir. Rotor pozisyonunu algılamak için motora entegre olan hall etkili sensörler kullanılabilir. Ayrıca isteğe bağlı enkoder kullanarak rotor pozisyonu daha hassas olarak belirlenebilir. Uygulamalarımızda rotor pozisyonu, sadece HES kullanılarak belirlenmiştir. Motor üzerindeki üç adet HES' in beslemesi sayısal işaret işleyici kart üzerindeki 5V' dan alınmıştır. Ayrıca HES' in çıkış katı "açık drain" olduğundan pull-up dirençleri kullanılmıştır. Sensörler rotor konumuna göre lojik-1 (5V) ve lojik-0 (0V) çıkış vermektedir. Bu değerler sayısal işaret işleyicin 3.3V maksimum girişli dijital girişlerine uygun olmalıdır. Hazırlanan arayüz devresi Şekil 33' de görülmektedir.



Şekil 33. Hall etkili sensör arayüz devresi

2.1.4. Darbe Genişlik Modülasyonlu Giriş İşaretleri Arayüz Devresi

IPM modülde bulunan altı adet IGBT yarıiletken anahtardan iki tanesi rotor konumuna göre ilettime geçmelidir. Böylece elektrik akımı yolunu tamamlamış olacaktır. Hangi anahtarların ilettime geçeceği sayısal işaret işleyici ile belirlenir ve darbe genişlik modülasyonlu işaret (PWM) üretilir. Bu PWM işaretlerinin IPM modüle bağlantısı yalıtım yapılarak sağlanmıştır. Katlar arasındaki yalıtım bu şekilde devam ettirilmiştir. Ayrıca sayısal işaret işleyicinin, IPM modül tarafından gelecek etkilere karşı korunması sağlanmıştır. Yalıtım amaçlı altı adet anahtar için altı adet hızlı optokuplör kullanılmıştır.

2.2. Deneysel Çalışmalar İçin Hazırlanan Düzenek

Deneysel çalışmalar için hazırlanan düzenek Şekil 34'de görülmektedir. Burada iki adet dıştan rotorlu FDAM (hub motor) aracın arka iki tekerini temsil edecek şekilde yerleştirilmiştir. Denetim sistemlerinin karşılaştırılabilmesi için tek motor kullanılmış olup, bu motorun yük altında çalışması EM-3320-1A manyetik fren ünitesi ve EM-3320-1N fren kontrol ünitesi ile sağlanmıştır. Akım ve gerilimlerin dalga şekilleri Tektronix MSO2000 serisi osiloskop ile elde edilmiştir. Akım okumak için PINTEK marka akım probu seçilmiştir. Motorlar için 50V, 20A regüleli ve korumalı DC güç kaynağı kullanılmıştır. DC akımları DSP ile örneklemek üzere iki adet analog işaret bindirme devresi her bir motor için hazırlanmıştır ve bu kartlara ait küçük bataryalar sisteme eklenmiştir. Ayrıca teker açısını ve referans hızı, DSP ile okuyabilmek için gerekli devre tasarlanmıştır. Motor sürücü karta ait beslemeler için ayrı bir DC güç kaynağı kullanılmıştır. Elektronik diferansiyel uygulamaları için iki motor geliştirilen yazılıma bağlı olarak çalıştırılmıştır.

Yazılımlar CCS v3.1 üzerinde hazırlanmış olup TMS320F2812 sayısal işaret işlemcisi (DSP) ile yürütülmüştür.



Şekil 34. Deney düzeneği

2.3. Kullanılan Fırçasız Doğru Akım Motorunun İç Yapısı ve Parametreleri

Çalışmalarımızda 48V ile çalışan 500W gücünde iki adet dıştan rotorlu fırçasız doğru akım motorları kullanılmıştır. Mıknatıslar rotorun üzerinde olup, sayıları motorun kutup sayısını belirlemektedir. Kullanılan motorlara ait parametreler aşağıdaki gibidir.

- Stator sargı direnci : 0,22 Ω /Faz
- Stator sargı endüktansı : 0,0054 H/Faz
- Gerilim katsayısı (Faz-Faz arası) : 74,99 V_{max}/krpm
- Moment katsayısı : 0,71615 Nm/A_{max}
- Eylemsizlik momenti : 0,00812 kgm²
- Sürtünme katsayısı : 0,002 Nm.s
- Çift kutup sayısı : 8

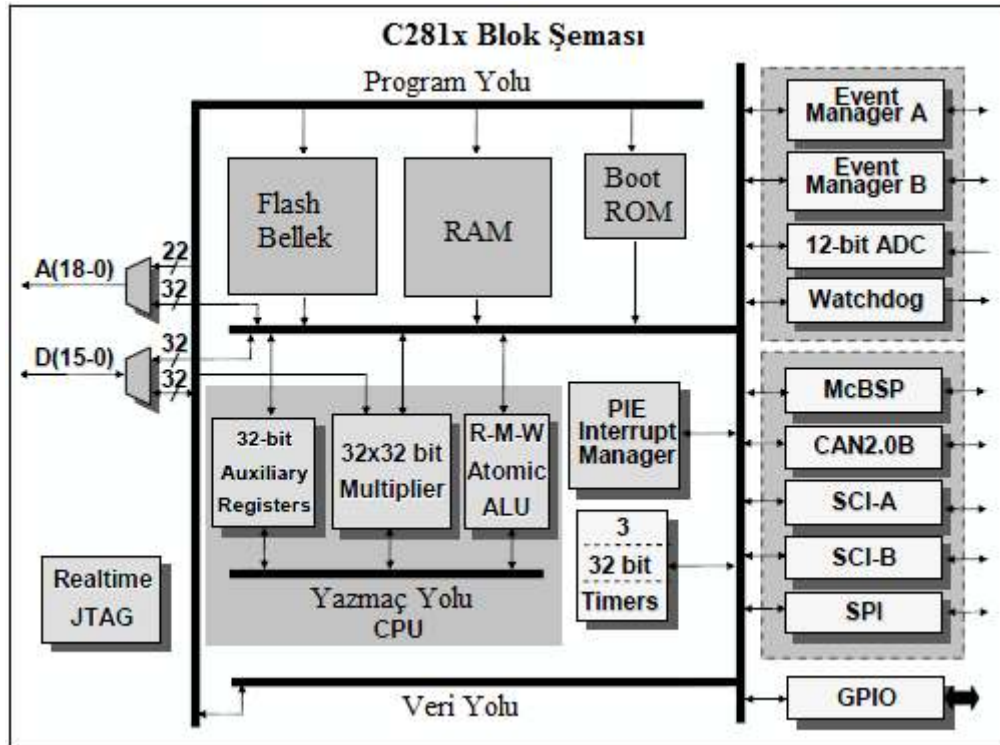
- Nominal gerilim : 48V
- Nominal akım : 10,4A
- Nominal güç : 500W
- Boştaki hız (Redüktör ile) : 330 d/d

2.4. TMS320F2812 Sayısal İşaret İşleyicisi ve Ayarları

Mikroişlemciler, genel amaçlı işlemcilerdir ve kendi hafızaları yoktur. Bunların giriş çıkış kayıtları ve aritmetik işlem birimleri vardır. Mikrodenetleyiciler ise çevresel birimler, hafıza ve işlemcinin bir arada olduğu tümleşik devrelerdir. Sayısal işaret işleyici (DSP) de uygulamaya özgü geliştirilmiş özel mikrodenetleyicidir. Şekil 35'de blok şeması gösterilen TMS320F2812 sayısal işaret işleyicisi, özellikle motor kontrol uygulamaları için geliştirilmiştir. TMS320F2812'nin temel özellikleri aşağıdaki gibidir [75].

- 150 MHz işlem hızı (6.67ns)
- 32 Bit işlemci (CPU)
 - Harvard Veriyolu Mimarisi
 - Hızlı kesme cevabı ve işlemi
 - C/C++ ve Assembly uyumu
- Bellek
 - 128K word Flash
 - 4K word boot ROM
 - 64K word SARAM
- 30MHz Dahili osilatör
- 3 adet harici kesme
- 3 adet 32-Bit CPU zamanlayıcısı
- 128-Bit güvenlik şifresi atayabilme
- Motor kontrol için iki durum yöneticisi (EVA, EVB)
- Haberleşme arayüzleri
 - SPI
 - 2 adet SCIs
 - eCAN
 - McBSP

- 12-Bit çözünürlükte 16 adet analog dijital dönüştürücü
 - 2 adet 8 kanallı giriş multiplexer ve 2 adet S/H (sample and hold) modülü
 - Tek tek veya eşzamanlı dönüşüm modları
 - Yazılımsal veya donanımsal dönüşüm başlatma seçeneği
 - 25 MHz maksimum örnekleme hızı
 - 0-3V giriş aralığı
- 56 adete kadar giriş çıkış pini kullanabilme
- 6 adet kare dalda yakalama modülü (Capture)
 - 16-Bit kayıtlar
 - Düşen kenar veya yükselen kenar algılama
- 16 adet darbe genişlik modülasyonu (PWM) çıkış
 - 4 adet bağımsız PWM
 - 12 adet (tümleyenlerle birlikte) karşılaştırmalı PWM
 - Ölü zaman ayarı



Şekil 35. TMS320F2812 sayısal işaret işlemci blok şeması.

Deneysel çalışmalarda Spectrum Digital firmasının TMS320F2812 için geliştirdiği kart kullanılmıştır. Paralel port üzerinden bilgisayara bağlanan bu kartın sunduğu özellikler aşağıda verilmiştir [76].

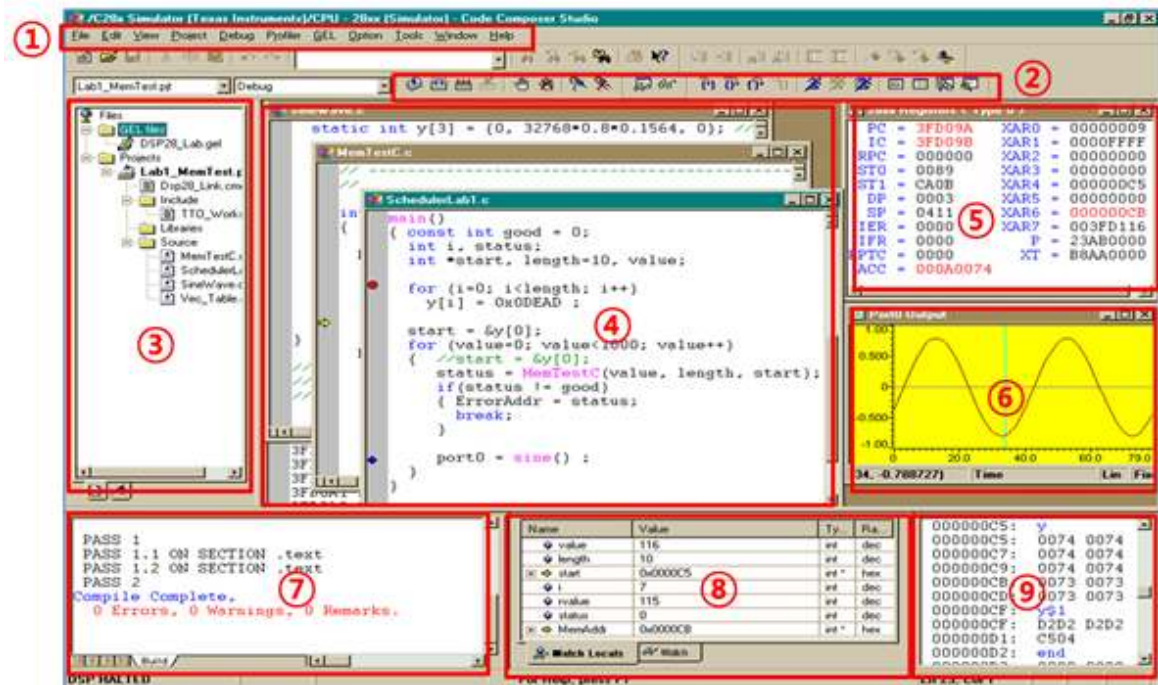
- TMS320F2812PGFA paket yapısına uygun soketli yuva
- Harici modüller için (ADC vb.) iki genişleme yuvası
- IEE 1149.1 JTAG konektörü ve denetleyicisi
- 3,3/5 V çıkış uçları
- 64K words RAM
- Dijital giriş-çıkış pinleri kolay bağlantı
- Analog giriş-çıkış pinleri kolay bağlantı
- İki adet yazılım ile denetlenebilen LED

2.4.1. Programlama Arayüzü: Code Composer Studio

DSP'nin programlanması, yönetilmesi, program yürütülürken sonuçların incelenmesi vb. özelliğe sahip ara yüz program olan Code Composer Studio (CCS), üretici firma tarafından ürün ile birlikte gönderilmektedir.

Şekil 36'da CCS'nin kullanıcı arayüzü görülmektedir [77]. Burada (3-9) arası numaralarla gösterilen pencereler isteğe bağlı olarak açılıp kapatılabilmektedir. (1) numara ile verilen menüde, arayüze ait fonksiyonlara erişilebilir. (2) ile verilen araç çubuğunda hazırlanan programı derlemek, DSP'ye yüklemek, DSP'de programı yürütmek, duraklatmak ve durdurmak için butonlar bulunmaktadır. İşlemciye ait başlık, kütüphane, bellek kontrol, çevresel birimler için kaynak dosyaları ve kullanıcı tarafından oluşturulacak yazılım dosyaları (3) numaralı pencerede açılan proje dosyasına eklenmelidir. Bu pencere üzerinden projeye daha sonradan da istendiği gibi dosya eklenip çıkarılabilir. (4) numaralı pencerede kaynak dosyaları veya kullanıcı tarafından hazırlanan yazılım görüntülenir. Bu sayede kayıtlar ve yazılım üzerinde rahatça değişiklik yapılabilir. Hazırlanan yazılım dosyası derlenirken veya proje DSP'nin belleğine yüklenirken bir hata oluşup oluşmadığı (7) numaralı pencereden takip edilirken, işlemciye ait veriler (5) numaralı pencereden görülebilir. Yazılım derlenip yürütülmeye başlandığında bazı değişkenlerin anlık olarak değişimlerini (8) numaralı pencereden sayısal olarak takip etmek mümkündür. Eğer

grafiksel değişimler incelenmek istenirse (6) numaralı pencere kullanılabilir. DSP'nin dahili belleğine ait durum bilgisi (9) numaralı pencerede verilmektedir.



Şekil 36. CCS programlama arayüzü

Bu tez çalışmasında özellikle denetim yöntemlerinin (BMD, PI, Histerezis) girişinden çıkışına kadar kullanılan değişkenlerin anlık değişimleri (8) numaralı pencere üzerinde incelenmiş ve denetleyici ayarları yapılmıştır. Ayrıca motorlara ait açısal hızların, yüklü ve yüksüz durumlardaki değişimleri (6) numaralı pencerede grafiksel olarak elde edilmiş ve bulgular kısmında kullanılmıştır.

2.4.2. Sistem Başlangıç Ayarları

Hazırlanan yazılımın DSP'de yürütülmesi istendiğinde ilk olarak, ana programdan önce, çevresel birimlerin başlatılması gerekir. Bu başlatma işlemi aslında çevresel birimlerin temel ayarlarının yapılmasıdır. İşlemcinin kendine ait çevresel birimlerin (WatchDog zamanlayıcı, PLL, çevresel birimlerin saati) hız ayarları veya aktif olup olmayacaklarının ayarları sistem kontrol (DSP281x_SysCtrl.c) kaynak dosyasında

verilmiştir. Hazırlanan proje altında kaynak (source) klasörüne bu kaynak dosyası dahil edilerek aşağıdaki satır yazılıma eklenmelidir.

```
InitSysCtrl ( );
```

Sistem kontrol kaynak dosyasının içinde DSP' nin hızını ayarlamak mümkündür. Bunun için PLL kontrol kayıtcısında (PLLCR) bit düzeyinde;

```
EALLOW;
```

```
SysCtrlRegs.PLLCR.bit.DIV = 0xA;
```

```
EDIS;
```

kod satırı kullanılarak DSP hızı 150MHz' e ayarlanmış olur. Bu işlem ile 30MHz dahili kristal değeri, 10 (0xA) ile çarpılıp ikiye bölünmüştür. PLLCR kayıtcısı, yazmaya karşı korumalı olduğundan EALLOW ile koruma kaldırılmış ve EDIS ile tekrar koruma altına alınmıştır.

Genel çevresel birimlerin (PWM, ADC vb.) hızlarının DSP' nin hızından farklı olması istenirse sistem kontrol kaynak dosyası içindeki;

```
EALLOW;
```

```
SysCtrlRegs.HISPCP.all = 0x0001; // (SYSCLOCKOUT/2)
```

```
EDIS;
```

kayıtcısı kullanılabilir. Bu tezdeki çalışmalarda DSP hızı 150MHz' e, genel çevresel birimlerin hızları da 75MHz' e ayarlanmıştır (ADC hariç).

TMS320F2812' de dahili ve harici olarak toplamda 96 farklı kesme isteği oluşturulabilir. Tüm bu kesmeler DSP281x_DefaultIsr.c kaynak dosyası içinde önceden tanımlanmıştır. Bu kesme bilgileri, çevresel kesme birimi (PIE) ile kontrol edilebilen 12 adet maskelenebilir kesme girişleri ile işlemciye iletilir. Önceden tanımlanmış bu kesmelerden birinin seçilebilmesi için DSP281x_PieVect.c kaynak dosyasında kesme vektör tabloları hazırlanmıştır. Kesmelerden birinin seçildikten sonra aktif hale gelebilmesi bir dizi bit düzeyinde işlem gerektirir (kesme bayrağının yetki bitinin ve genel yetki bitinin temizlenmesi). Bu işlemler de DSP281x_PieCtrl.c kaynak dosyasında tanımlanmıştır.

Kesme (veya kesmeler) ile çalışabilmek için bu üç kaynak dosyasının kaynak klasörüne eklenmesi gerekir. Kesmelerle ilgili kaynak dosyalarının başlatılması için ise aşağıdaki satırlar kullanılır.

```
InitPieCtrl ( );
InitPieVect ( );
```

Genel amaçlı giriş-çıkışlar (GPIO) 58 adet olup GPIO_A, B, D, E, F, G portları altında gruplandırılmıştır. DSP enerjilendirildiğinde bu pinler varsayılan olarak giriş-çıkış (I/O) pini olmaktadır. Ancak bu pinleri farklı görevlere (PWM, CAP vb.) atamak mümkündür. DSP2812_Gpio.c kaynak dosyası içinde ilgili kayıtçıların ayarları yapılmıştır. Kaynak klasörüne eklenen bu dosya;

```
InitGpio ( );
```

kod satırı ile başlatılır. Örneğin A portundaki PWM1-6 ve CAP3 görevlerinin ilgili pinlere atanması, ayrıca altıncı pinin giriş ve yedinci pinin çıkış olarak ayarlanması için aşağıdaki satırlar kaynak dosyasında bulunmalıdır.

```
EALLOW;
GpioMuxRegs.GPAMUX.all = 0x043F; // PWM1-6 ve CAP3 aktif
GpioMuxRegs.GPADIR.bit.GPIOA6 = 0; // A6 pini => I
GpioMuxRegs.GPADIR.bit.GPIOA7 = 1; // A7 pini => O
GpioMuxRegs.GPAQUAL.all = 0x0;
EDIS;
```

Analog dijital dönüştürücü (ADC) için de başlangıç ayarlarının yapılması gerekir. ADC' nin enerjilendirilmesi, örnekleme frekansı, hangi girişin örnekleneceği gibi ayarların yapılabildiği DSP281x_Adc.c kaynak dosyası projeye eklenir ve aşağıdaki satır ile başlatılır.

```
InitAdc ( );
```

Bahsedilen tüm kaynak dosyaları ile beraber başlık dosyalarının yer aldığı DSP281x_Header_nonBIOS.cmd komut dosyası ve bellek haritasının yer aldığı F2812_EzDSP_RAM_Ink.cmd komut dosyası hazır olarak CCS ile birlikte kurulmakta veya TI (Texas Instruments) resmi web sayfasından indirilebilmektedir.

2.4.3. Rotor Konumunun Algılanması ve Hızının Belirlenmesi

FDAM' de komutasyon işlemi elektronik olarak gerçekleştirilmektedir. Bunu sağlamak için rotor konumunun bilinmesi gerekir. Sensörsüz teknikler kullanılarak rotor konumu belirlenebildiği gibi bu çalışmada kullanılan hall etkili sensörlerden de faydalanılabilir. Böylece maliyeti çok düşük olan sensörler sayesinde kontrol algoritması kısaltılmış olur.

Tablo 2. Anahtarlama Tablosu

Hall Effect S. Durumu			Aktif Anahtarlar		İletimdeki Fazlar		
A	B	C			A	B	C
0	0	1	Q1	Q4	+	Boşta	-
0	0	0	Q1	Q2	+	-	Boşta
1	0	0	Q5	Q2	Boşta	-	+
1	1	0	Q5	Q6	-	Boşta	+
1	1	1	Q3	Q6	-	+	Boşta
0	1	1	Q3	Q4	Boşta	+	-

Motora yerleştirilmiş olan sensörlerden konum algıladıklarında 5V çıkış alınabilmektedir. Üç adet HES çıkışı, yalıtılmış ve 3,3V seviyesine düşürülmüş olarak DSP'nin seçilen dijital girişlerine bağlanmıştır. Sensörlerden gelen bilgilere göre evirici üzerindeki yarı iletken anahtarlardan hangi ikisinin iletimde olacağına Tablo 2'ye bakılarak karar verilmiştir. Aktif anahtarlar için PWM çıkışlarının rolünü belirleyen kayıtlılarda değişiklik yapılmıştır. Örneğin A ve C fazına ait sensörlerden 5V çıkış, B fazına ait sensörden ise 0V çıkış geldiğinde ;

EvaRegs.ACTRA.all=0x0082 ;

satırı ile A fazının üst anahtarının, C fazının ise alt anahtarının bağlı olduğu PWM çıkışları aktif edilir. Böylece akımın A fazından girip C fazından çıkması sağlanır.

Rotorun hızını belirlemek için hall etkili sensörlerden birini kullanmak mümkündür. Hızı belirlemek için DSP'nin sayısal işaret yakalama modülü (capture) kullanılmıştır. Bunun için CAP3 pini, sinyal yakalamak için seçilmiş ve aktif edilmiştir. CAP3 girişi, iki adet yükselen (veya isteğe göre alçalan) kenar algıladığında işlemciye kesme bilgisi göndermektedir. Kesme süresince de hız hesaplanmaktadır. Hızı hesaplarken iki yükselen kenar arasında geçen süreyi belirlemek gerekir. Zamanlayıcılardan biri (Timer1-4) referans alınarak bu süre belirlenir. İlk yükselen kenar algılandığında zamanlayıcının değeri iki seviyeli CAP3FIFO kayıtçısına kaydedilir. Aynı şekilde ikinci yükselen kenar algılandığında da zamanlayıcı değeri bu kayıtçıya kaydedilir ve kesme bilgisi gönderilir. CAP3FIFO kayıtçısından zamanlayıcı değerleri okunarak gerekli hesaplar yapılır. Olay yöneticisi A (EVA)' da sayısal işaret yakalama modülüne ilişkin yapılan ayarlar aşağıdaki gibidir.

```
EvaRegs.CAPFIFOA.all=0x0;
EvaRegs.CAP3FIFO=0;
EvaRegs.CAP3FBOT=0;
EvaRegs.CAPCONA.bit.CAPRES=0;
EvaRegs.CAPCONA.bit.CAPRES=1;
EvaRegs.CAPCONA.bit.CAP3EN=1;    // Cap3 aktif edilir.
EvaRegs.CAPCONA.bit.CAP3TSEL=0; // Timer2 referans olarak seçilir.
EvaRegs.CAPCONA.bit.CAP3EDGE=1; // Yükselen kenar algılanır.
EvaRegs.EVAIMRC.bit.CAP3INT=1;   // Cap3 Kesmesi aktif edilir.
EvaRegs.EVAIFRC.bit.CAP3INT=1;
```

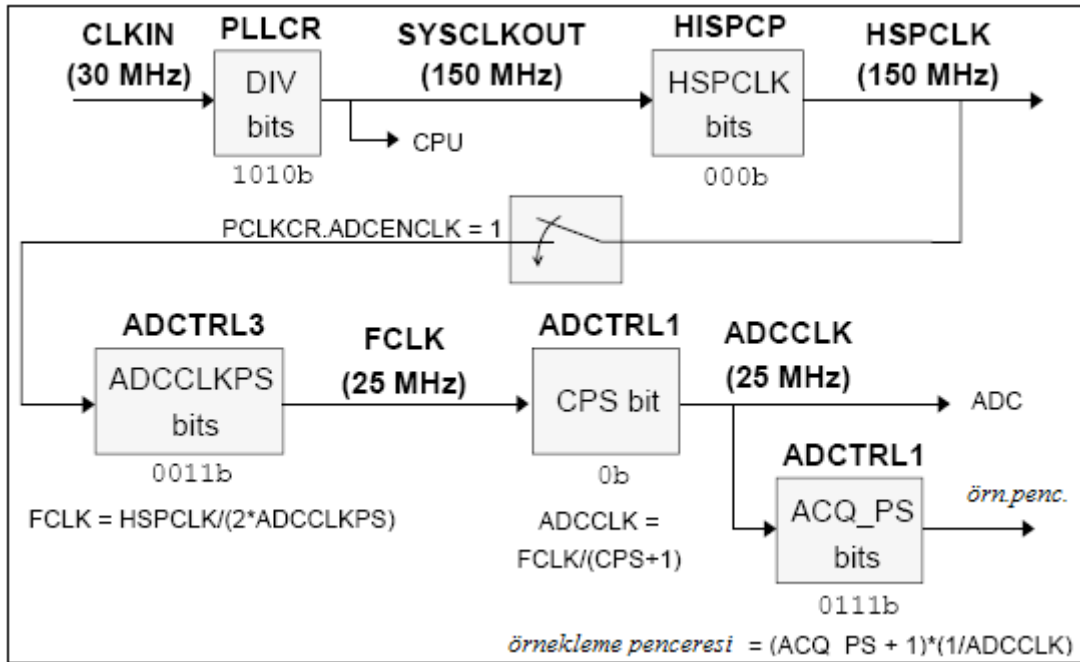
2.4.4. Analog Dijital Dönüştürücünün Ayarlanması

TMS320F2812' nin 16 adet analog dijital dönüştürücü (ADC) girişi vardır. Bu girişlerden bazıları, uygulamaya göre ya da kontrol yazılımını hazırlayanın vereceği karara göre aynı anda örneklenebileceği gibi öncelik sırasına göre teker teker de örneklenebilirler. ADC' nin çalışma hızını DSP hızından farklı olarak ayarlamak mümkündür. Şekil 37'de gösterilen kayıtçılarda bir dizi ayar yapılarak 25MHz olan en yüksek ADC saat hızına ulaşılabilir. DSP hızı 150MHz iken aşağıdaki satırlar ile ADC saat hızı 25MHz olarak ayarlanmıştır. Bu durumda ADC' nin örnekleme frekansı 80ns/12,5MSPS olmaktadır.

AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS=3;

AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS=0;

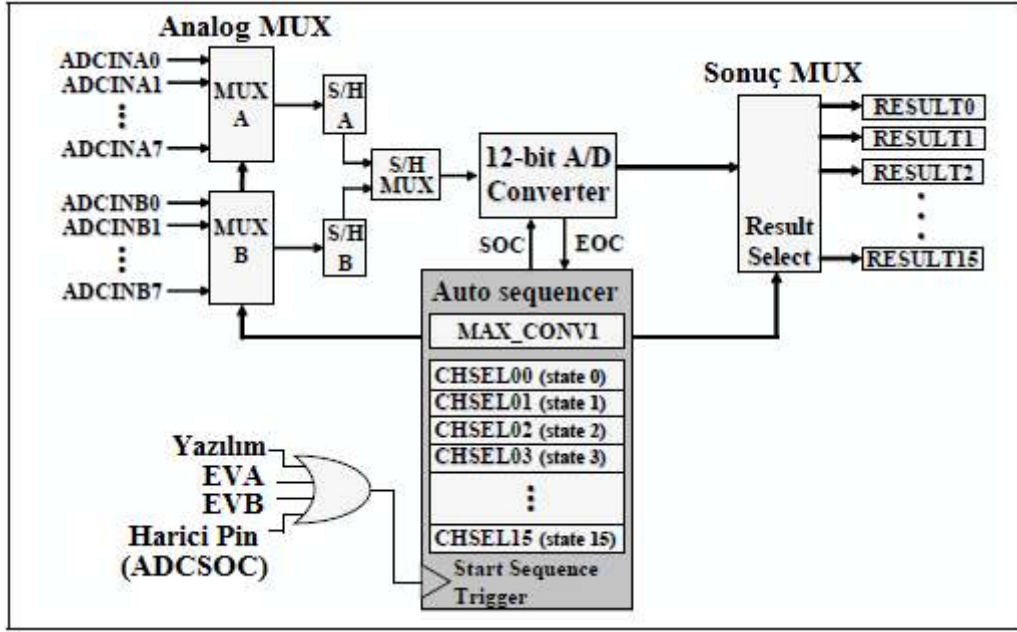
Analog girişler, her biri sekiz girişli olan iki adet bilgi seçici (MUX) üzerinden ADC modülüne bağlanırlar. MUX çıkışına hangi girişin aktarılacağı otomatik sıralayıcıların (SEQ1, SEQ2) gönderdiği bilgiye göre belirlenir. Ayrıca her bir MUX çıkışında örnekleme ve tutma (S/H) devresi bulunmaktadır. Seçilen giriş S/H ile örneklenir ve dönüşüme hazır halde bekletilir. Otomatik sıralayıcılardan gelen bilgi (SOC) ile dönüşüm başlatılır.



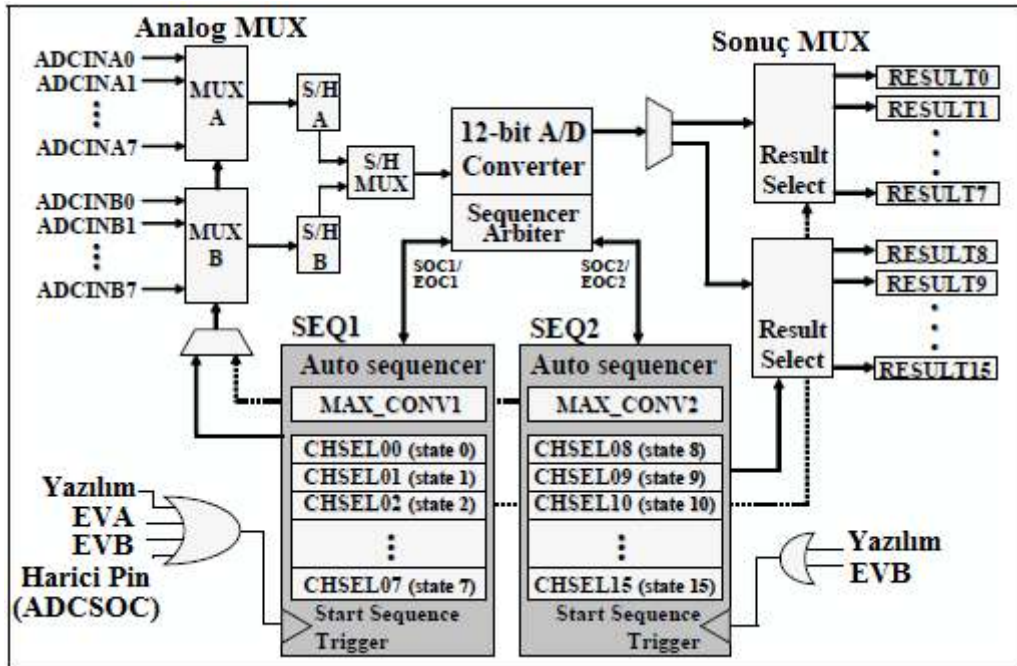
Şekil 37. Analog dijital dönüştürücü hızının ayarlanması

Analog girişler, Şekil 38'deki gibi tek bir otomatik sıralayıcı ile veya Şekil 39'daki gibi çift otomatik sıralayıcı ile örneklenip dönüştürülebilir. Ayrıca ADC' nin eşzamanlı ve sıralı olmak üzere iki farklı çalışma modu vardır. Bilgi seçicilerin çıkışındaki bilgiler aynı anda örneklenip dönüştürülecekse eşzamanlı, belli bir sırayla dönüştürülecekse sıralı mod seçilir.

Örnekleme frekansı ve modu ayarlandıktan sonra örneklenecek analog giriş sayısı ve hangi girişin hangi sıra ile örnekleneceği de ayarlanmalıdır. Bunun için ADC kayıtlarından ADCMAXCONV ve ADCCHSELSEQx kayıtları kullanılır.



Şekil 38. Tek otomatik sıralayıcı ile analog dijital dönüştürme işlemi.



Şekil 39. Çift otomatik sıralayıcı ile analog dijital dönüştürme işlemi.

Çalışmalarımızda motorun veya aracın referans hızını ve direksiyon açısını ayarlamak için iki adet analog giriş kullanılmıştır. Ayrıca her bir motorun kaynaktan çektiği DC akımlar, geri besleme yapılmak üzere ADC' nin iki analog girişine bağlanmıştır. Yani toplamda en fazla 4 analog giriş örneklenmiş olup, tek otomatik

sıralayıcı ile sıralı mod kullanılarak sayısal değere dönüştürülmüşlerdir. Bunun için ADC kayıtçılarında yapılan ayarlar aşağıdaki satırlar ile yazılıma eklenmiştir.

```
AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x0003; // (3+1) dönüşüm yapılacak
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0; //ADCINA0 ref. hız için seçildi.
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1; //ADCINA1 direksiyon için seçildi
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2; //ADCINA2 akım için seçildi.
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x3; //ADCINA3 akım için seçildi.
AdcRegs.ADCTRL2.bit.EVA_SOC_SEQ1 = 0; // EVASOC iptal edildi.
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 0; // Sürekli çalışma iptal edildi.
AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 0; // EOC' de kesme iptal edildi.
```

Otomatik sıralayıcıların dönüşümü başlatabilmesi için tetiklenmeleri gerekir. Yukarıda verilen satırlara bakıldığında EVA ile tetiklemenin iptal edildiği görülmektedir. Harici tetikleme de yapılmadığından ADC' nin yazılım ile, istendiğinde başlatılabilmesi için aşağıdaki satırlar yazılıma eklenmiştir. İlerleyen bölümlerde bu satırların yazılımın hangi aşamasında kullanıldıkları açıklanacaktır.

```
AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ=1; //Otomatik sıralayıcılar sıfırlanır.
AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1=1; //Otomatik sıralayıcı tetiklenir.
```

Analog işaretler 12 bitlik sayısal işaretlere dönüştürüldükten sonra 16 bitlik sonuç kayıtçılarında tutulurlar. Burada ilk dönüşümün RESULT0, ikinci dönüşümün RESULT1... kayıtçısında kaydedildiğine dikkat edilmelidir. Yani ADCIN7, dönüşüm yapılan ilk analog giriş ise bunun sayısal değeri RESULT0 kayıtçısında tutulacaktır. 12 bitlik sayısal değerler sonuç kayıtçılarının en anlamlı 12 bitinde tutulmaktadır. Bu nedenle sonuç kayıtçılarından veri okunurken ilk önce 4 bit sağa kaydırma işlemi yapılmalıdır.

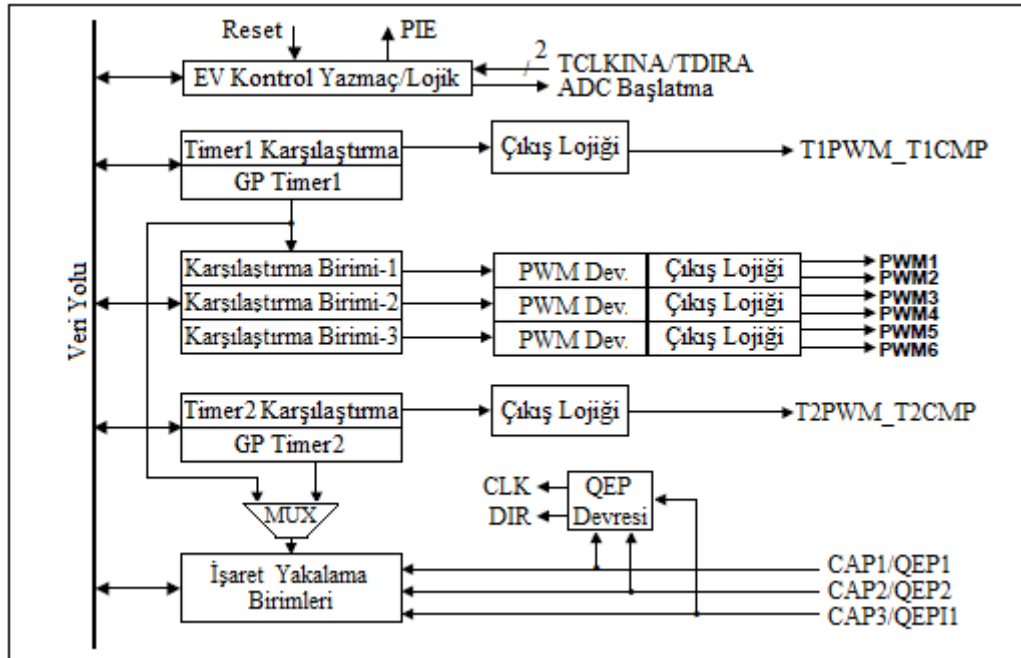
Çalışmamızda kullanılan motora ait referans hız değeri potansiyometre ile ayarlanmaktadır. Potansiyometre üzerinden 0-3V aralığında değişen analog işaret ADC biriminin ADCINA0 girişine bağlanmıştır. Bu değer örneklenip dönüşümü yapıldıktan sonra kullanılması için aşağıdaki satırlar yazılıma dahil edilmiştir.

```
refhiz=AdcRegs.ADCRESULT0 >> 4; // 4 bit sağa kaydırma işlemi.
ref=refhiz*(275.0/4095); // Motorun nominal hızı 275d/d kabul edildi.
```

2.4.5. Zamanlayıcıların ve PWM Çıkışlarının Ayarlanması

TMS320F2912 sayısal işaret işleyicisinin iki adet olay yöneticisi vardır. (EVA ve EVB). Her olay yöneticisinde Şekil 40'daki gibi 16 bitlik zamanlayıcılar (TIMERx), sinyal yakalama birimleri (CAPx), karşılaştırma birimleri (CMPRx) ve PWM devreleri bulunur. Tüm bu birimler ve devrelerle alakalı ayarlar, ilgili olay yöneticisindeki kayıtçılar ile yapılmaktadır.

EVA olay yöneticisinde iki adet genel amaçlı zamanlayıcı bulunmaktadır (TIMER 1-2). Her zamanlayıcının kendisine ait TxPWM çıkışı vardır. EVA'da ayrıca 3 çift, birbirinden bağımsız PWM çıkışları bulunur. Aynı durum EVB için de geçerlidir. Yani dördü zamanlayıcılardan olmak üzere toplamda 16 adet PWM çıkışı elde edilebilir. PWM çıkışlarının ayarlanmasında EVA'da TIMER1, EVB'de ise TIMER3 referans olarak alınır. Bu nedenle ilk olarak bu zamanlayıcıların kayıtçılarında gerekli ayarlar yapılmalıdır.



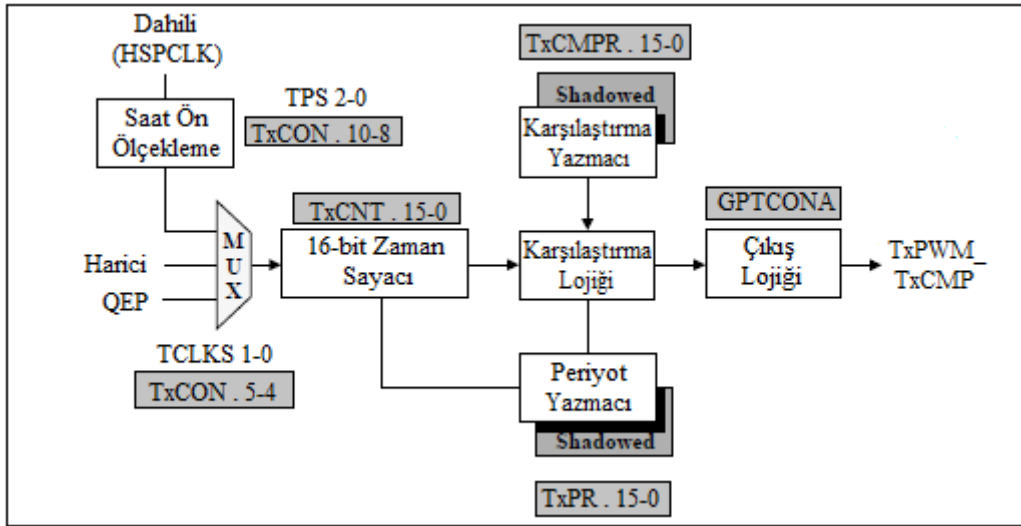
Şekil 40. Olay yöneticisi blok diyagramı (EVA) [78]

2.4.5.1. Zamanlayıcıların Ayarlanması

Genel amaçlı zamanlayıcılara ait blok diyagram Şekil 41'de görülmektedir [78]. Bu diyagrama bakıldığında zamanlayıcının saat kaynağının harici veya dahili olabileceği

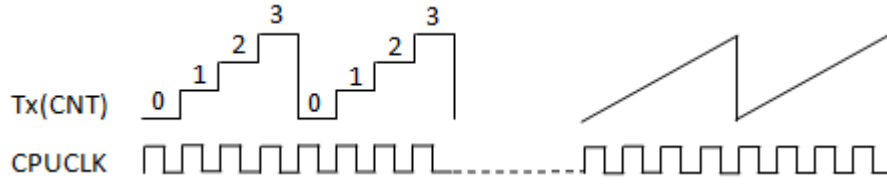
anlaşılmaktadır. Sistem başlangıç ayarları bölümünde de bahsedildiği gibi çevresel birimlerin hızları DSP hızından farklı olabilmekteydi. Çevresel birimlere ait bu hız zamanlayıcının dahili saat kaynağı olmaktadır. Zamanlayıcı sayma hızının saat hızından farklı olması istenirse TxCON kayıtcısındaki TPS bitleri ayarlanmalıdır.

Zamanlayıcılar artan veya azalan şekilde sayma işlemi yapabilirler. Bunun seçimi uygulamaya veya kullanıcıya göre değişmektedir. Sayma işlemi için zamanlayıcıya bir periyot değeri (TxPR) atanmalıdır. Bu sayede zamanlayıcı ya sıfırdan periyoda kadar birer artıp tekrar sıfıra dönecek ya da periyot değerinden sıfıra kadar birer azalıp tekrar periyot değerine dönecektir.



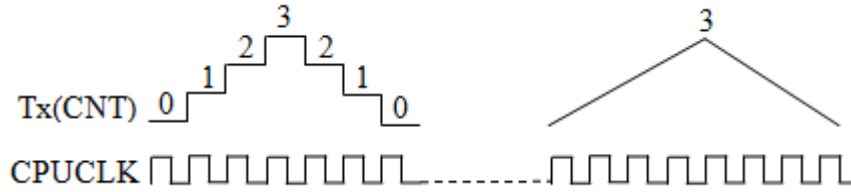
Şekil 41. Zamanlayıcı genel blok diyagramı (EVA)

Genel amaçlı zamanlayıcılar iki farklı moda çalıştırılabilirler: sürekli yukarı (veya aşağı) sayma ve sürekli yukarı/aşağı (veya aşağı/yukarı) sayma. Sürekli yukarı sayma moduna ayarlanmış zamanlayıcı, sayma işlemine sıfırdan başlayıp periyot değerine kadar sayacak ve tekrar sıfıra dönüp sayma işlemine başlayacaktır. Bu işlem DSP durdurulana kadar devam edecektir. PWM konusunda da bahsedilecek olan asimetrik PWM'i elde edebilmek için sürekli yukarı (veya aşağı) sayma modunda zamanlayıcıya ihtiyaç vardır. Şekil 42'de periyodu 3 olarak atanmış zamanlayıcının sürekli yukarı sayma işlemi gösterilmiştir.



Şekil 42. (a) Sürekli yukarı sayma modu ve (b) temsili gösterimi.

Sürekli yukarı/aşağı sayma modunda ise DSP çalıştırıldığı sürece zamanlayıcı sıfırdan başlayıp periyoda kadar sayacak sonra azalarak tekrar sıfır olacaktır. Bu türden sayma işlemi simetrik PWM elde edebilmek için uygundur. Zamanlayıcı periyodu 3 olarak ayarlanmışken sürekli yukarı/aşağı sayma modu ve temsili gösterimi Şekil 43'de verilmiştir. Burada yukarı aşağı sayma modu periyodunun zamanlayıcı periyodunun iki katı olduğuna ($2 \cdot T_{xPR}$) dikkat edilmelidir.



Şekil 43. (a) sürekli yukarı/aşağı sayma modu ve (b) temsili gösterimi.

Her zamanlayıcı kendine ait dört adet kesme isteği üretebilir: sayaç (TxCNT) sıfır olduğunda (Underflow), sayaç periyoda eşit olduğunda (Periyod), sayaç karşılaştırma değerine (TxCMPR) eşit olduğunda (Compare), sayaç 0xFFFF değerine eşit olduğunda (Overflow) [78]. Bu kesme isteklerinden üçü Şekil 44'de gösterilmiştir.

Zamanlayıcının sayma işlemini ne kadar sürede tamamlayacağını ayarlamak mümkündür. Bunun için öncelikle;

$$AdımSüresi = \frac{1}{SaatFrekansı} * \frac{1}{PLL} * HISPCP * TPS \quad (2.1)$$

bağlantısı kullanılarak sayacın tek artışı (veya azalış) için geçen süre hesaplanır. Burada;

Saat Frekansı : 30MHz

PLL : DSP hızını elde etmek için saat frekansı çarpma katsayısı

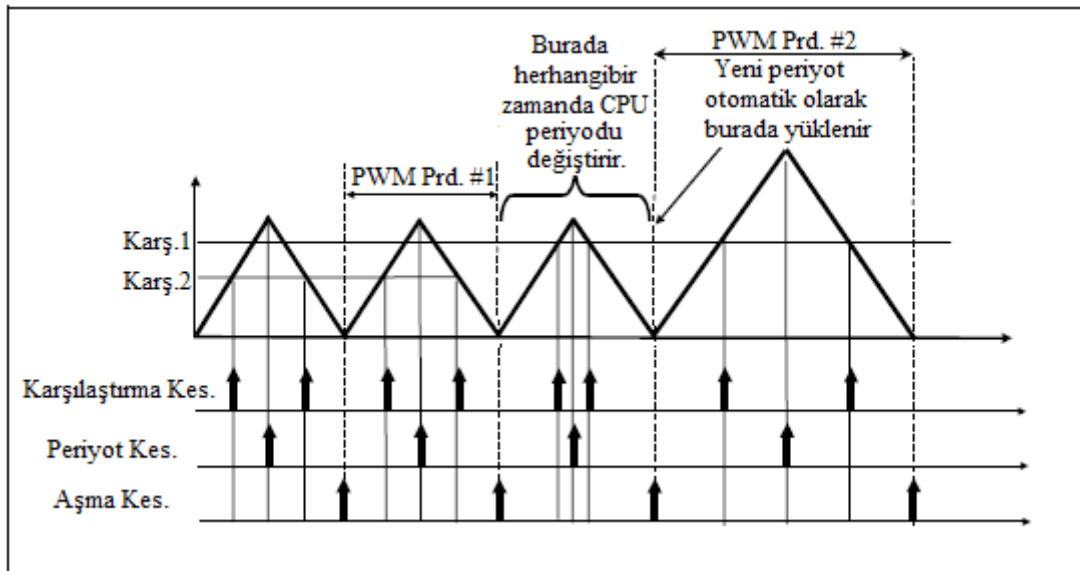
HISPCP : Çevresel birimlerin hızını ayarlamak için kullanılan katsayı

TSP : Zamanlayıcı hızını ayarlamak için kullanılan katsayı

olarak işleme dahil edilmiştir. Ardından TxPR ye atanacak değer (zamanlatıcı periyodu);

$$Periyot = \frac{İstenenSüre}{AdımSüresi} \quad (2.2)$$

bağlantısı ile hesaplanır.



Şekil 44. Zamanlayıcı kesme istekleri

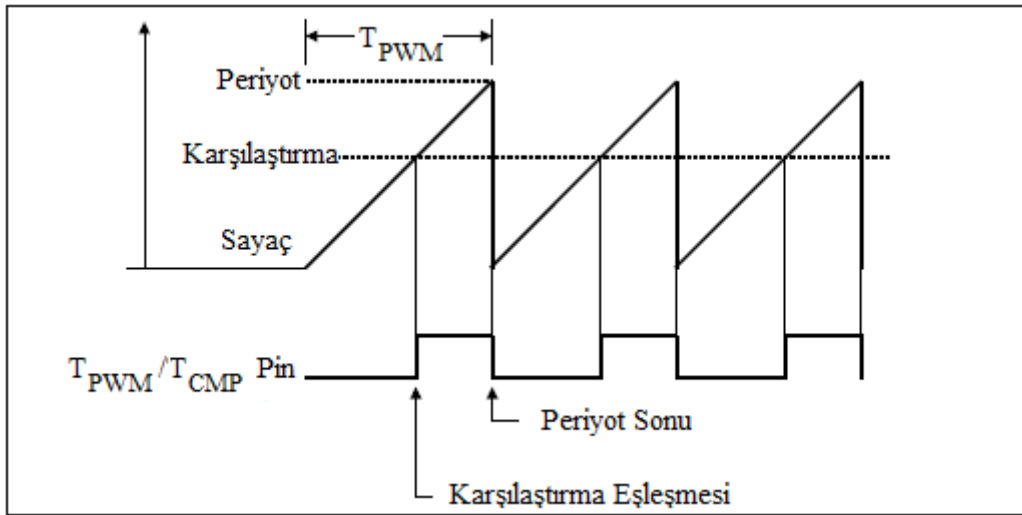
Çalışmamızda yukarı/aşağı sayma modunda periyot kesme süresinin 94µs olabilmesi için TIMER1'in periyodu 3545 olarak atanmıştır. Yani periyot süresi 47µs seçilmiştir. Ayrıca 94µs olan kesme süresi rastgele seçilmemiştir. Kullandığımız FDAM nominal hızında çalışırken bir elektriksel turu 4,7ms sürede tamamladığı görülmüştür. Bu süre içerisinde kontrol algoritmasının 100 kez yürütülmesi planlandığından TxPR kayıtcısına 3545 değeri atanmıştır.

2.4.5.2. PWM Çıkışlarının Ayarlanması

Her bir olay yöneticisinde ikisi genel amaçlı zamanlayıcıların olmak üzere toplam sekiz adet PWM çıkışı vardır. Bu bölümde zamanlayıcıların haricindeki altı adet PWM çıkışı üzerinde durulacaktır. Ancak PWM çıkışlarının zamanlayıcıların periyoduna ve sayacına bağımlı olduğu unutulmamalıdır.

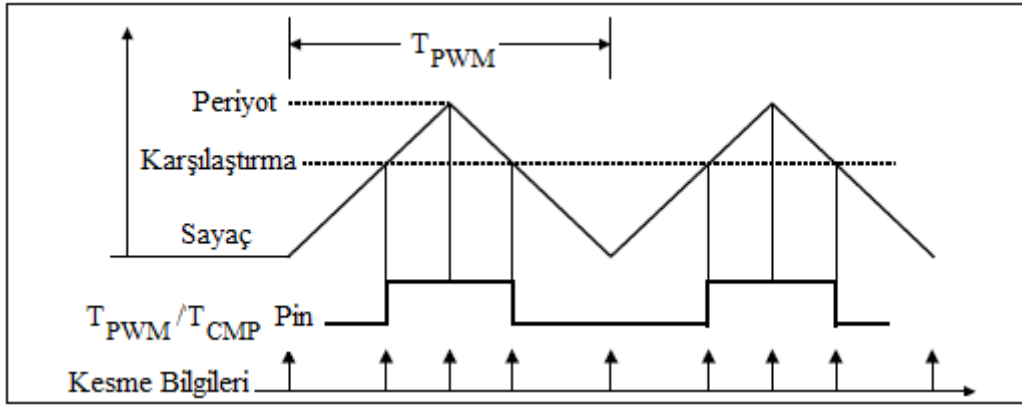
Önceki bölümde zamanlayıcıların sürekli yukarı (veya aşağı) ve sürekli yukarı/aşağı (veya aşağı/yukarı) modunda sayma işlemi yapabildiğinden bahsetmiştik. Zamanlayıcı sayma işlemine devam ederken önceden tanımlanmış karşılaştırma değerine (CMPRx) denk geldiğinde karşılaştırma birimi ilgili PWM devresine sinyal göndererek çıkışın (PWMxA, PWMxB) üretilmesini sağlar. Her bir karşılaştırma biriminin ilişkili olduğu PWM devresi birbirinin tümleyeni olacak şekilde çıkışlar üretir. Birbirinin tümleyeni olan bu çıkışlar arasında yazılım ile ölü zaman ayarlamak mümkündür. Böylece bu çıkışlar, üç fazlı eviricinin bir fazına ait alt ve üst yarıiletken anahtarların tetiklenmesi için kullanılabilir.

Zamanlayıcı sürekli yukarı sayma modunda çalışırken üretilen PWM işareti Şekil 45'deki gibi asimetrik PWM' dir [78]. Burada zamanlayıcının sayacı (TxCNT) taşıyıcı işaret, karşılaştırma değeri ise kontrol işaretidir. Sayaç ile karşılaştırma değerlerinin eşit olduğu ilk durumda PWM çıkışı Lojik-1 seviyesine yükselecek ve zamanlayıcı periyodunun sonunda çıkış Lojik-0 seviyesine düşecektir. Asimetrik PWM' de zamanlayıcının ve PWM çıkışının periyodu aynı olacaktır.



Şekil 45. Asimetrik PWM işaretinin elde edilişi.

Simetrik PWM, Şekil 46'daki gibi sürekli yukarı/aşağı sayma modundaki zamanlayıcı ile elde edilir [78]. Sayacın karşılaştırma değerine eşit olduğu ilk durumda PWM çıkışı Lojik-1 seviyesine yükselecektir. Sayaç birer artarak periyot değerine kadar yükselecek ve azalmaya başlayacaktır. Sayaç tekrar karşılaştırma değerine eşit olduğunda PWM çıkışı Lojik-0 olacaktır. Simetrik PWM durumunda PWM çıkışının periyodu, zamanlayıcı periyodunun iki katı olmaktadır.



Şekil 46. Simetrik PWM işaretinin elde edilişi.

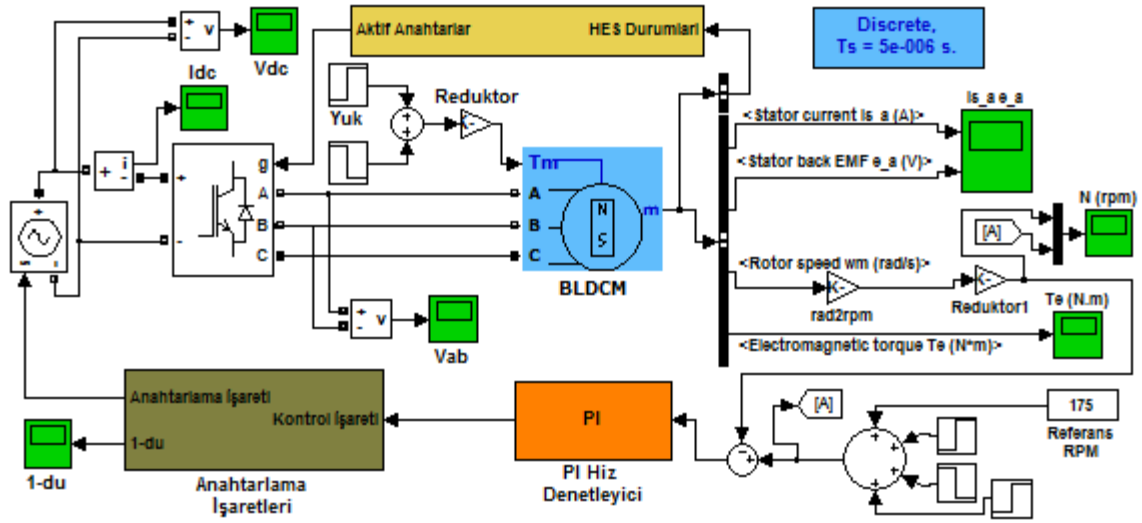
2.5. Denetleyiciler ile İlgili Elde Edilen Benzetim ve Deneysel Bulgular

Fırçasız doğru akım motorunun farklı denetleyiciler ile hız kontrolü üzerine yapılan benzetim ve deneysel çalışmalar ile bulguları bu başlık altında verilmiştir. Denetim modeli olarak; oransal-integral (PI) hız denetimi, bulanık mantık (BM) hız denetimi, bulanık mantık hız ve histerezis bant akım denetimi, son olarak da bulanık mantık hız ve akım denetimi kullanılmıştır. Referans hız arttırıldığında veya azaltıldığında ve yükleme durumunda her bir denetleyici ile fırçasız doğru akım motorunun referansa ulaşması gözlenmiştir. Bununla birlikte motorun tek fazına ait akımın dalga şekli ve faz-faz arası tek bir gerilim verilmiştir.

Denetleyiciler karşılaştırıldıktan sonra bulanık mantık hız denetimli motorlar ve bulanık mantık hız ve akım denetimli motorlar ile iki ayrı elektronik diferansiyel sistemi sunulmuştur. Bu sistemlere ait hem benzetim hem de deneysel bulgular ortaya konmuştur. Benzetim çalışmaları Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiş olup, deneysel çalışmalar için kurulan düzenek, tasarlanan kartlar ve TMS320F2812 DSP kullanılmıştır.

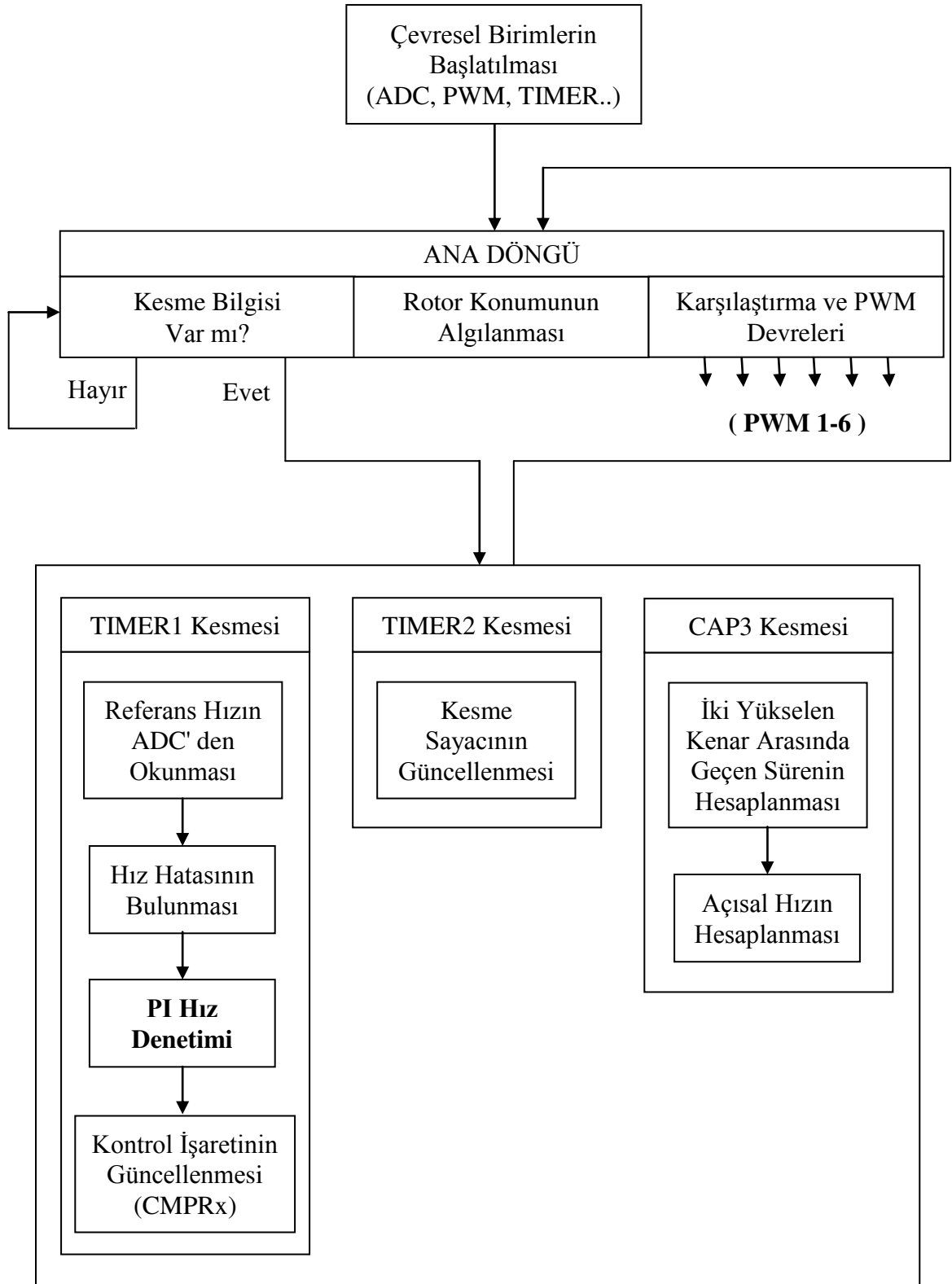
2.5.1. Oransal ve İntegral (PI) Hız Denetimi

Fırçasız doğru akım motorunun, PI denetleyici ile hız kontrolünü yapmak üzere Matlab/Simulink ortamında hazırlanan benzetim bloğu Şekil 47'de verilmiştir. Ayrıca deneysel çalışmalarda sayısal işaret işleyici ile yapılan PI hız denetim ilkesine ait akış diyagramı Şekil 48'de görülmektedir. Şekil 49-56'da ise benzetim ve deneysel çalışmalarda elde edilen sonuçlar verilmiştir.

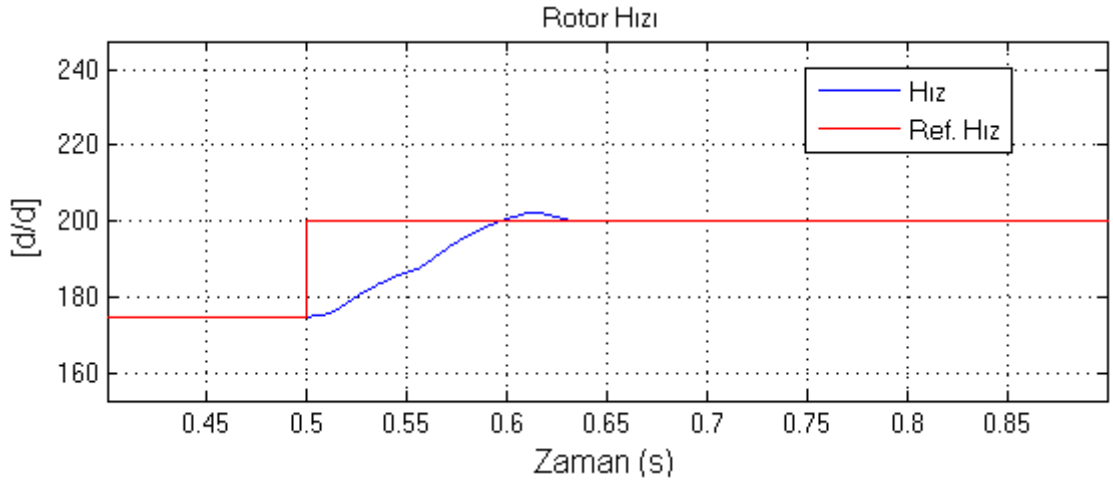


Şekil 47. PI hız denetimi benzetim bloğu.

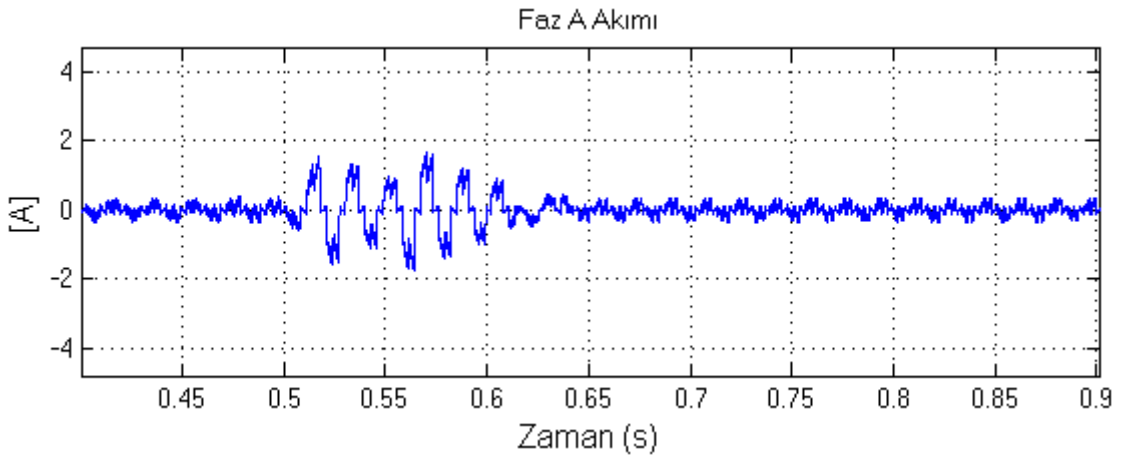
Benzetim ve deneysel incelemeler motorun açısal hızı 175d/d iken yapılmıştır. Referans hız 200d/d yapıldığında Şekil 49'daki gibi benzetim sonucuna göre; küçük bir aşma ile birlikte yaklaşık 0,13sn'de motor referans hıza ulaşmaktadır. Şekil 50'deki deneysel çalışma sonucuna göre yine küçük bir aşma olmakta ve yaklaşık 0,46 sn'de motor referans hıza erişmektedir. Eğer referans hız 175d/d iken 225 d/d 'ya çıkarılırsa Şekil 51'deki gibi benzetim sonucuna göre aşma miktarı artmakta ve yaklaşık 0,28sn'de referans hıza erişilmektedir. Şekil 52'deki deneysel sonuca bakıldığında ise yaklaşık 0,4sn'de referans yakalanmaktadır. Şekil 53 ve 54'de referans hız 225d/d iken 175d/d yapıldığında benzetim ve deneysel sonuçlar verilmiştir. Benzetim sonucuna göre hız, referansın altına düşmekte ve yaklaşık 0,22sn'de referansı yakalamaktadır. Deneysel sonuca bakılacak olursa dalgalı şekilde 0,52sn'de referansa erişilmektedir. Motor yüklendiğinde ise hız 140d/d'nin altına düşmekte ve benzetim sonucuna göre 0,22sn'de, deneysel sonuca göre de 0,3 sn'de referans hıza ulaşmaktadır.



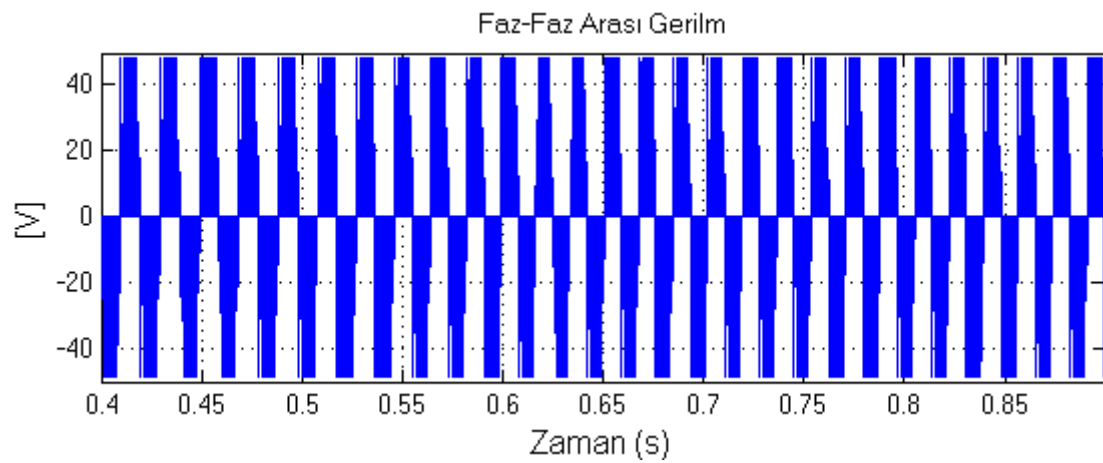
Şekil 48. FDAM' nin TMS320F2812 ile PI hız denetim algoritması akış şeması.



(a)

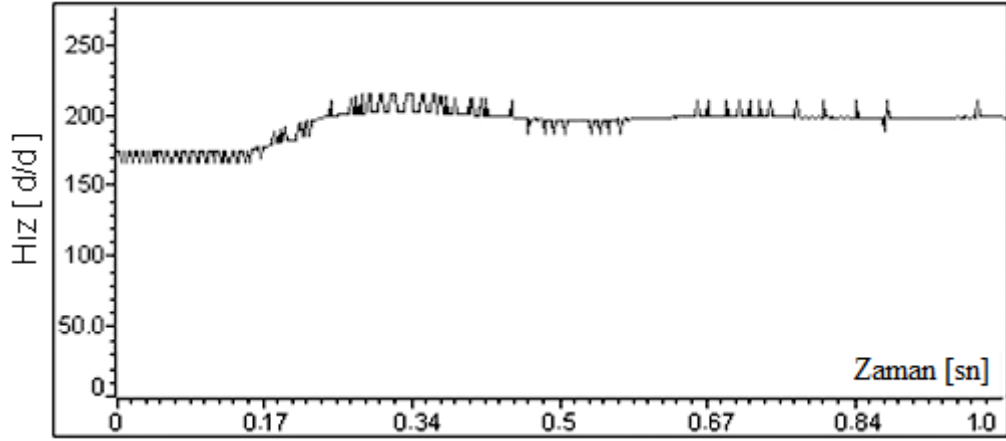


(b)

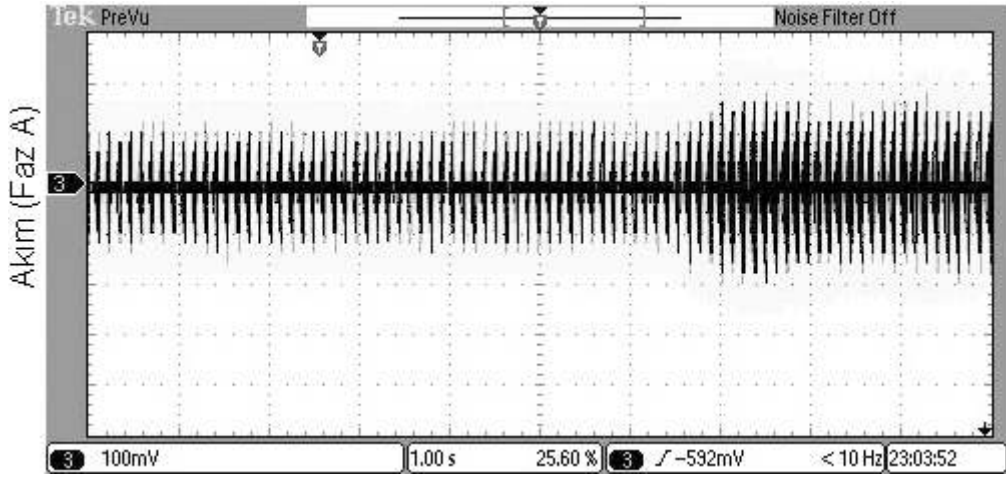


(c)

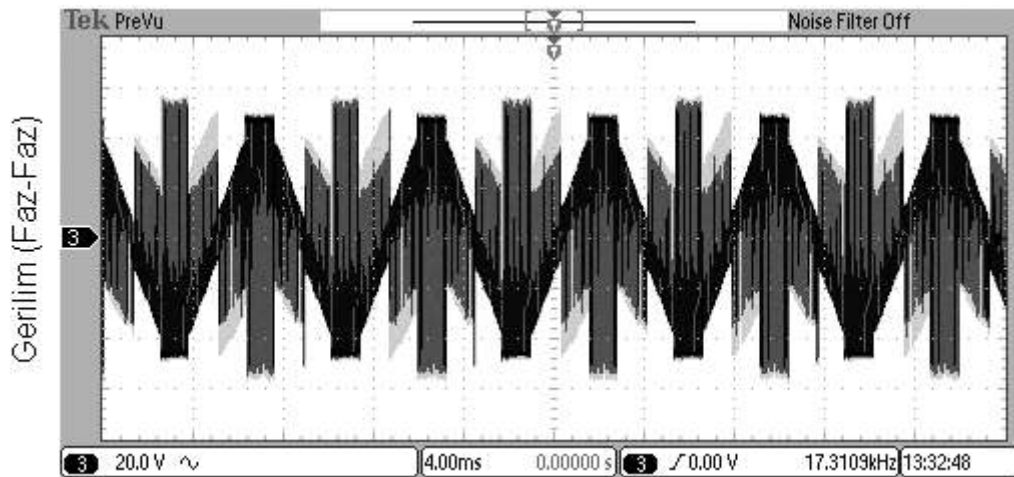
Şekil 49. Benzetim sonuçları; PI denetleyici ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d'den 200d/d'ye çıkarıldı).



(a)

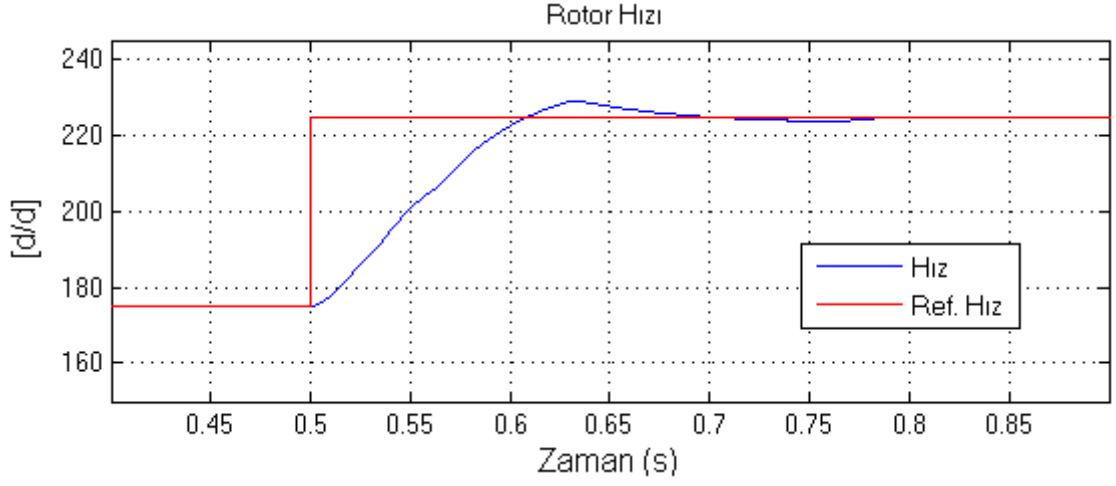


(b)

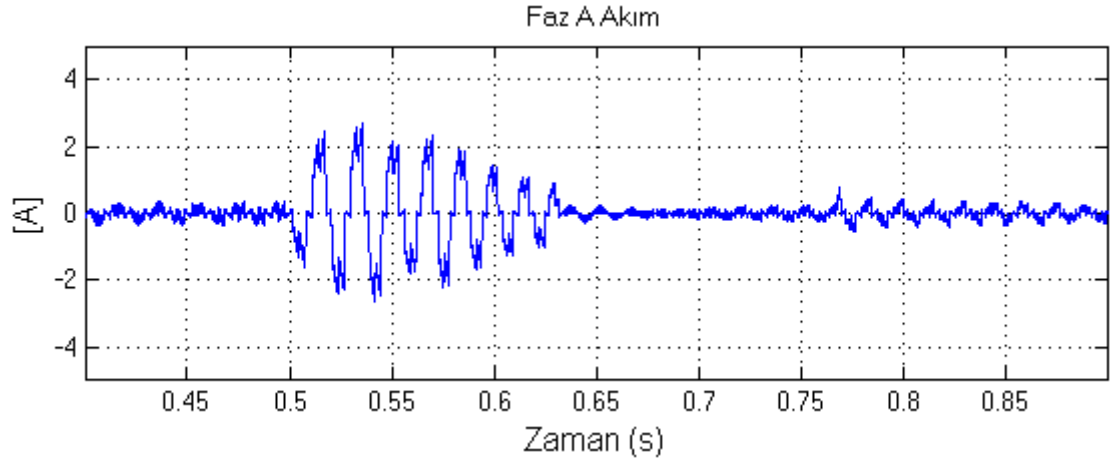


(c)

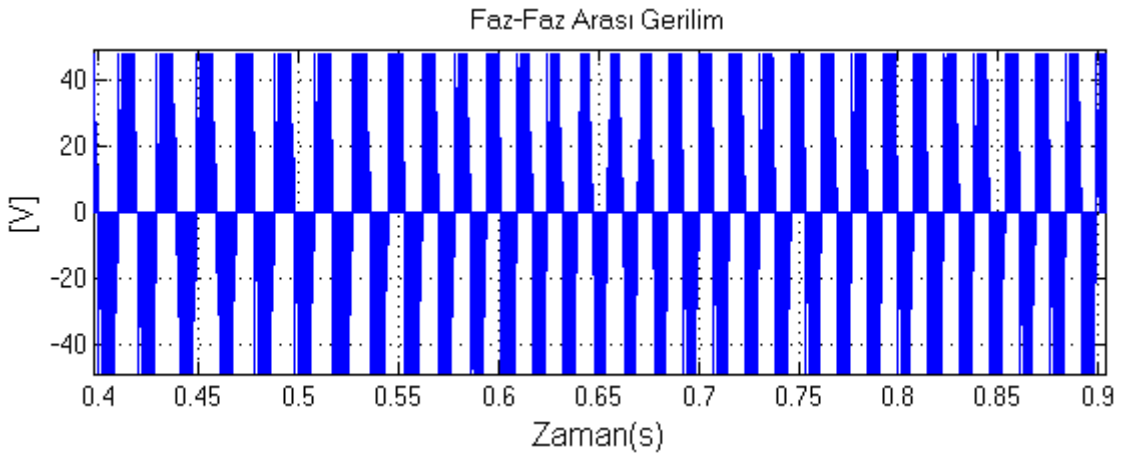
Şekil 50. Deneysel sonuçlar; PI denetleyici ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d' den 200d/d'ye çıkarıldı).



(a)

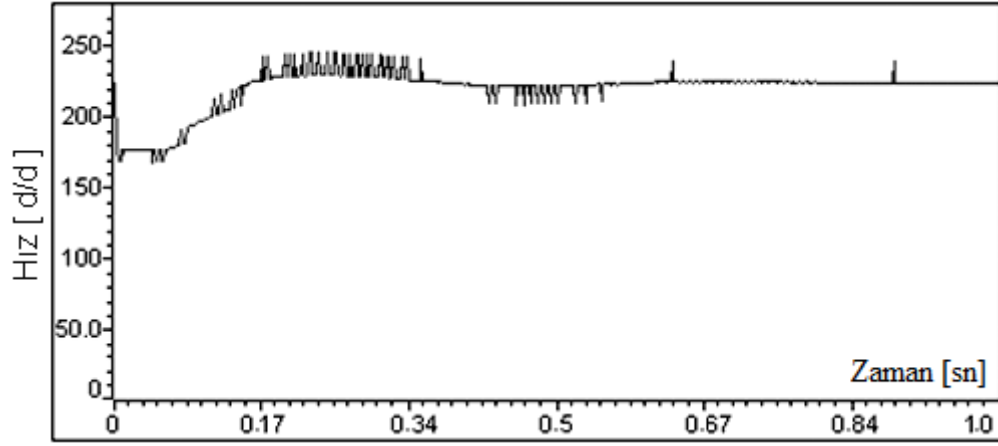


(b)

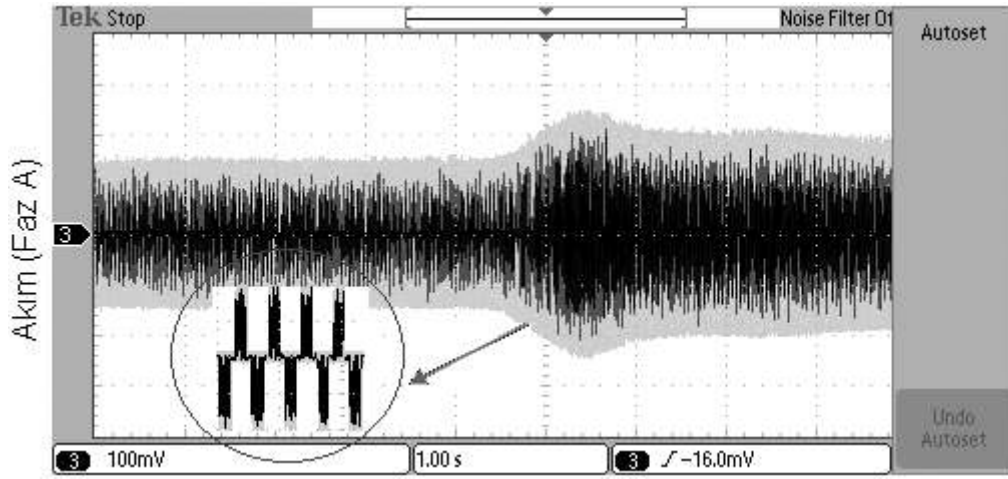


(c)

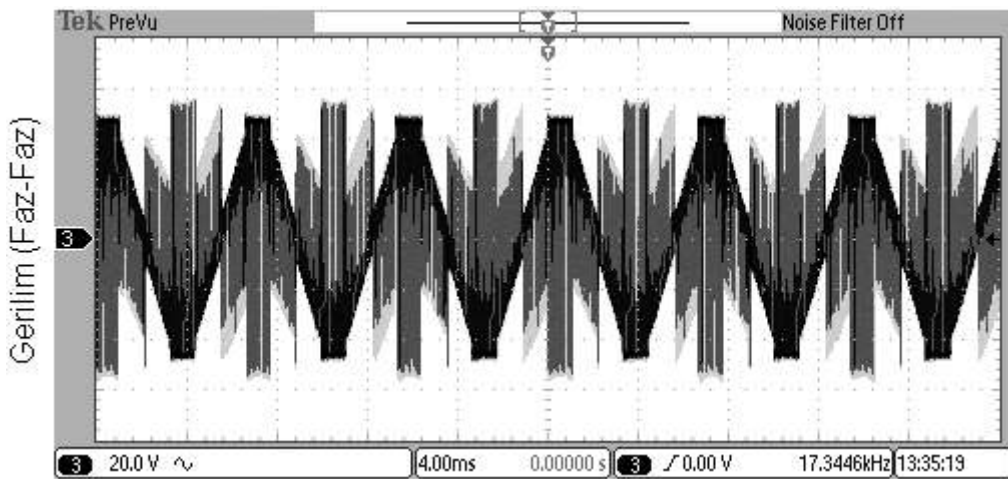
Şekil 51. Benzetim sonuçları; PI denetleyici ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d'den 225d/d'ye çıkarıldı).



(a)

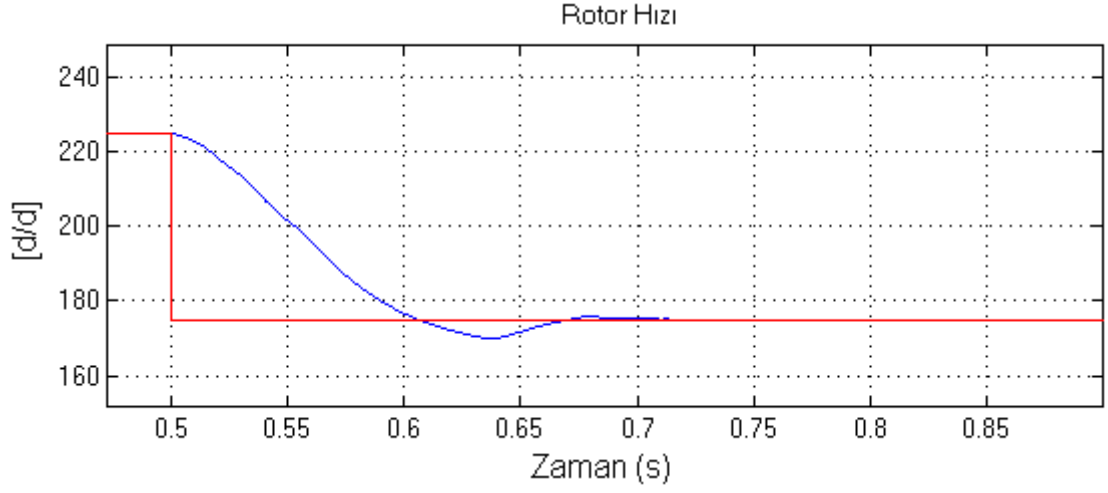


(b)

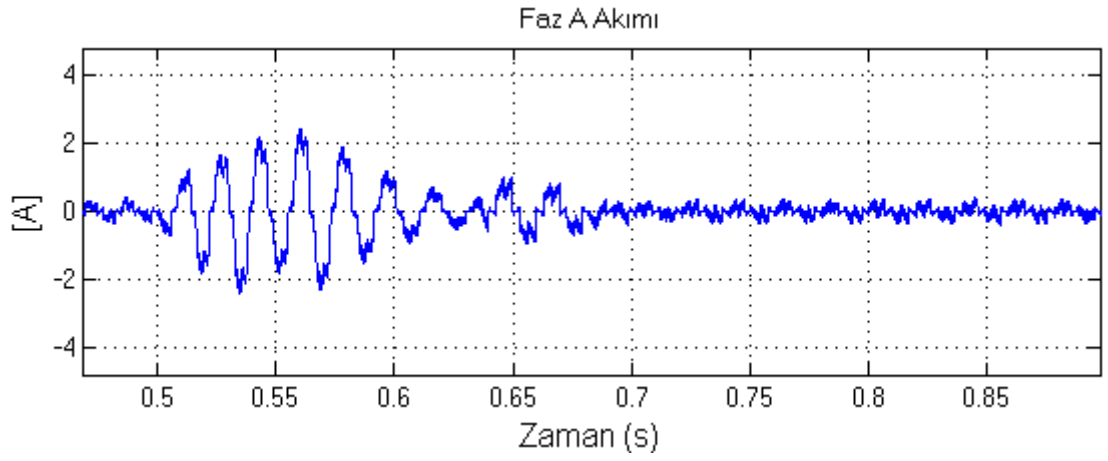


(c)

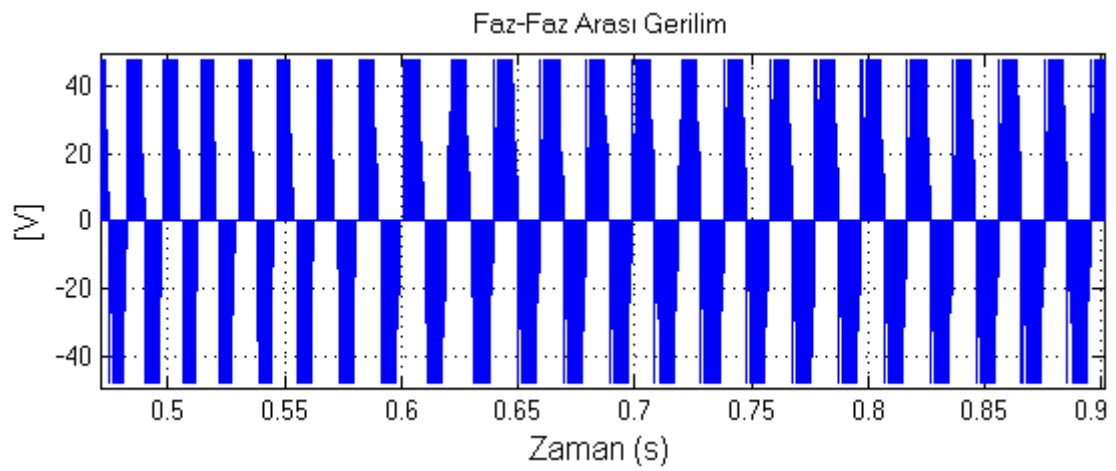
Şekil 52. DeneySEL sonuçlar; PI denetleyici ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d'den 225d/d'ye çıkarıldı).



(a)

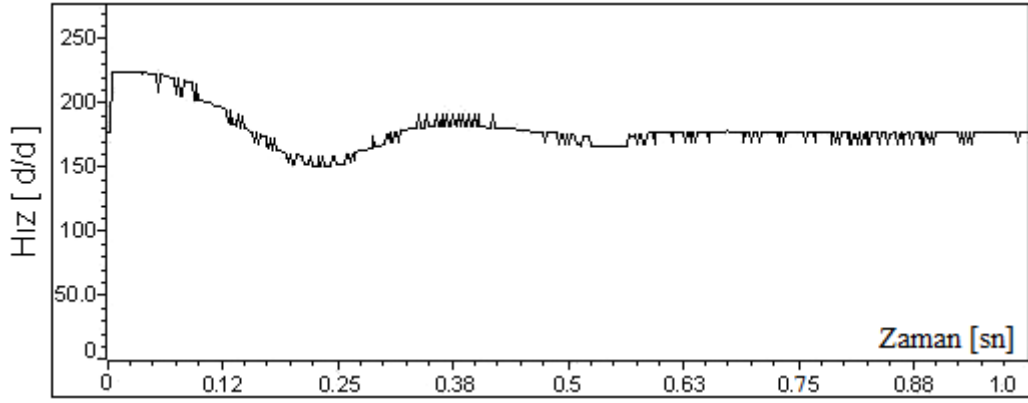


(b)

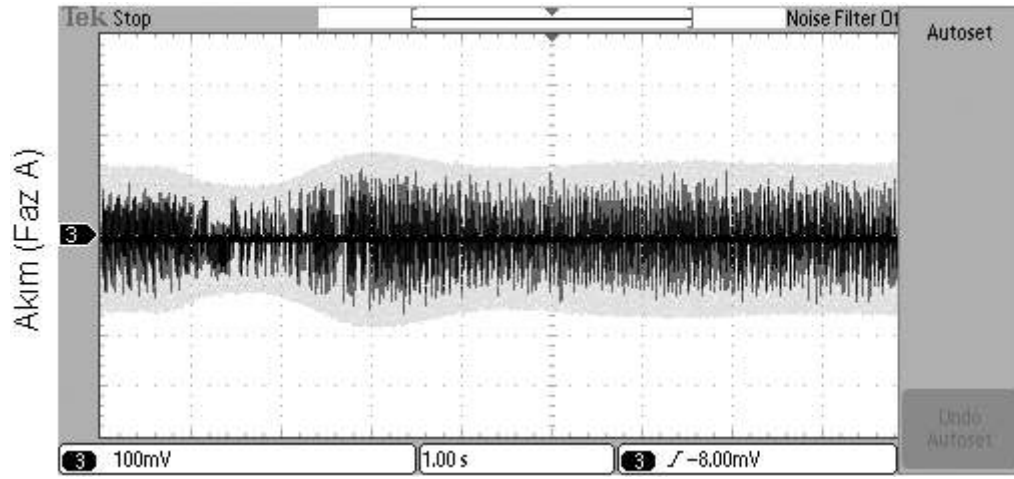


(c)

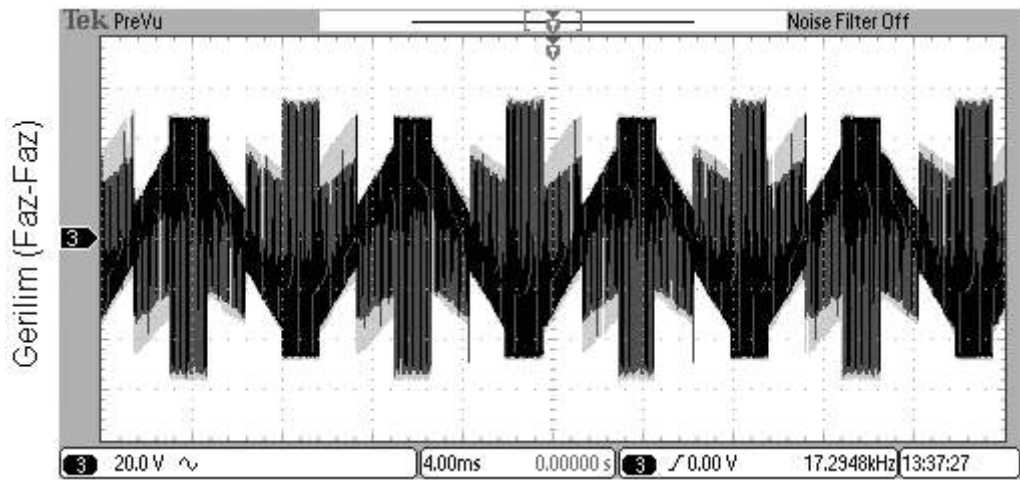
Şekil 53. Benzetim sonuçları; PI denetleyici ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 225d/d'den 175d/d'ye düşürüldü).



(a)

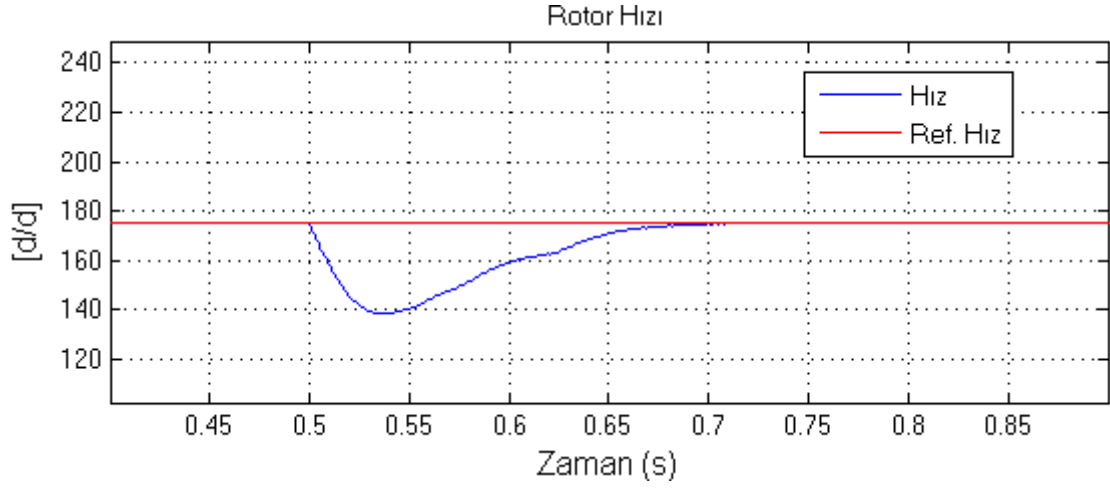


(b)

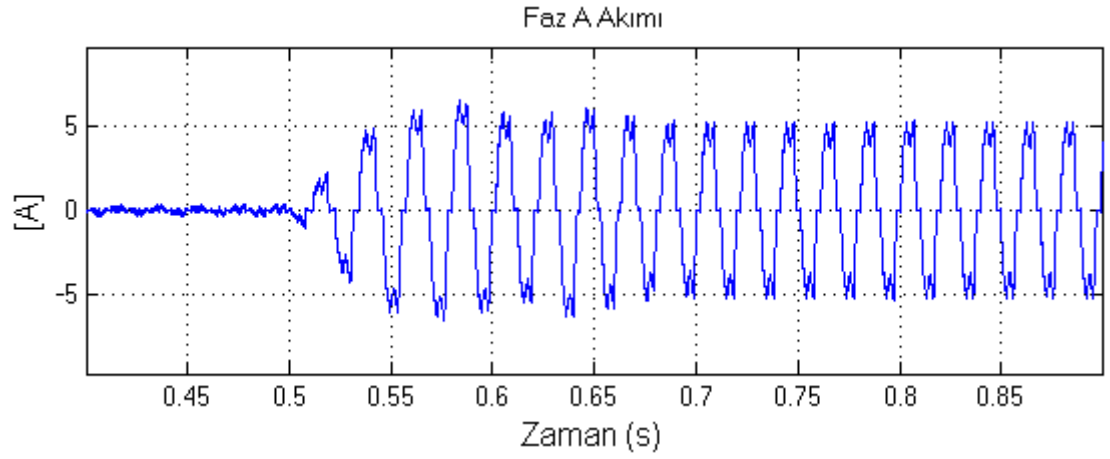


(c)

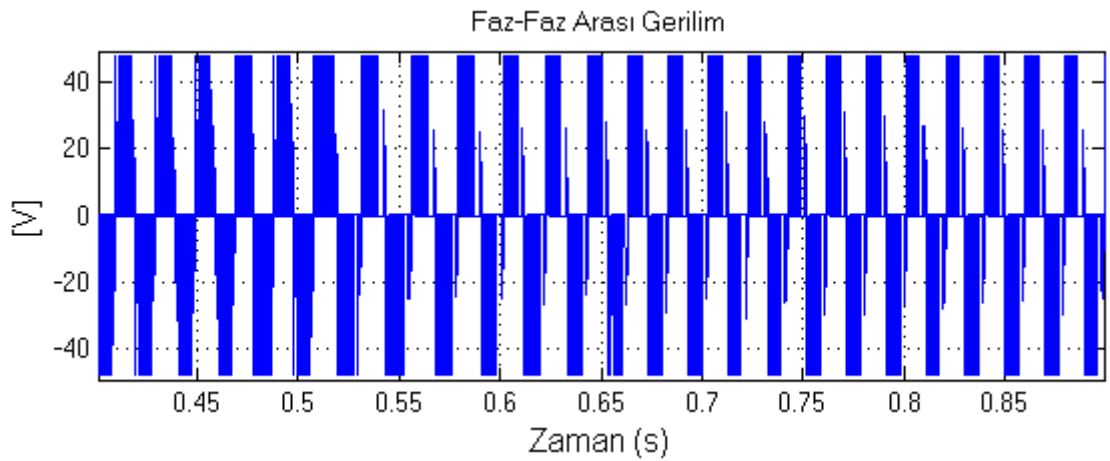
Şekil 54. Deneysel sonuçlar; PI denetleyici ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 225d/d'den 175d/d'ye düşürüldü).



(a)

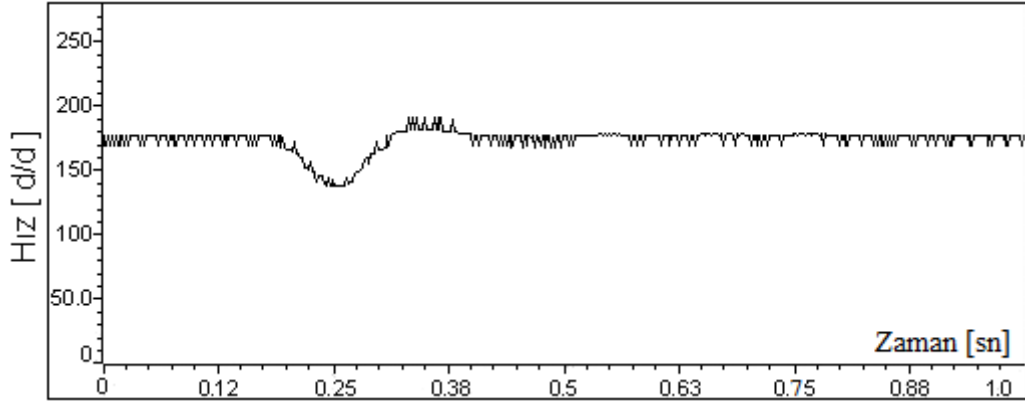


(b)

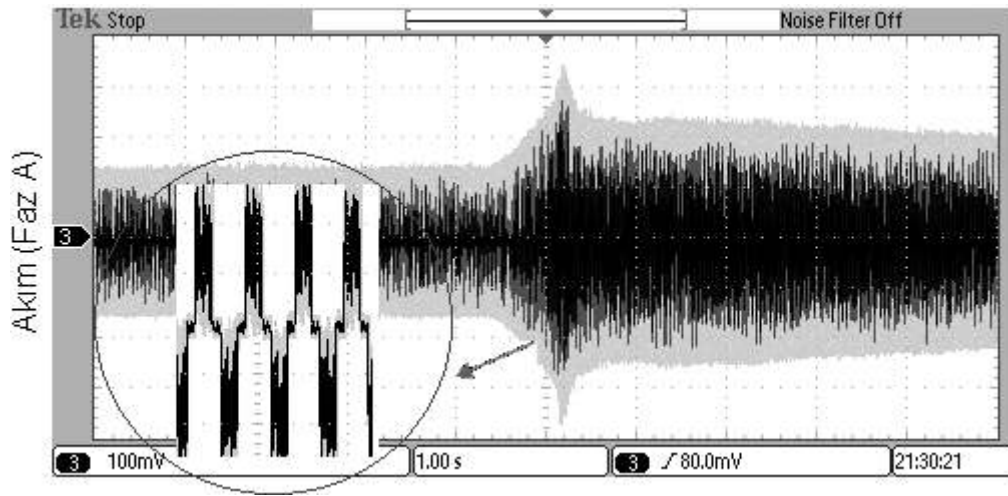


(c)

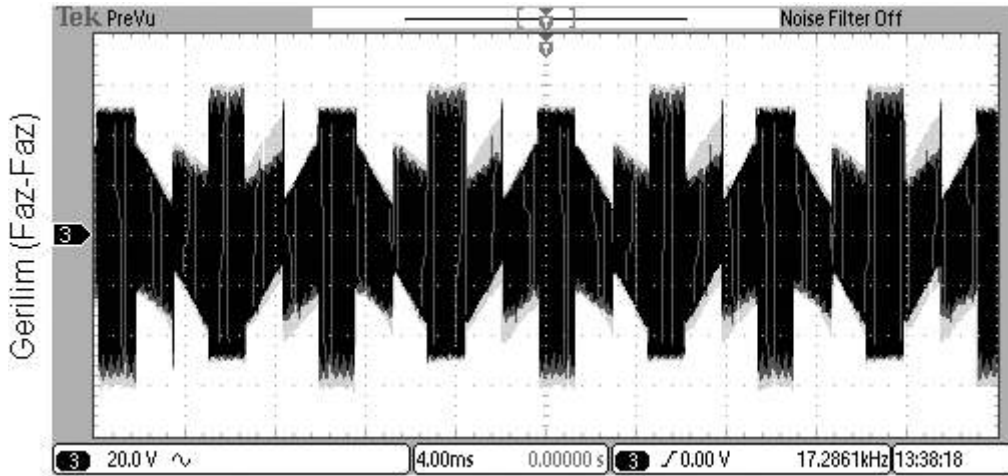
Şekil 55. Benzetim sonuçları; PI denetleyici ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d iken 8Nm yük uygulandı).



(a)



(b)

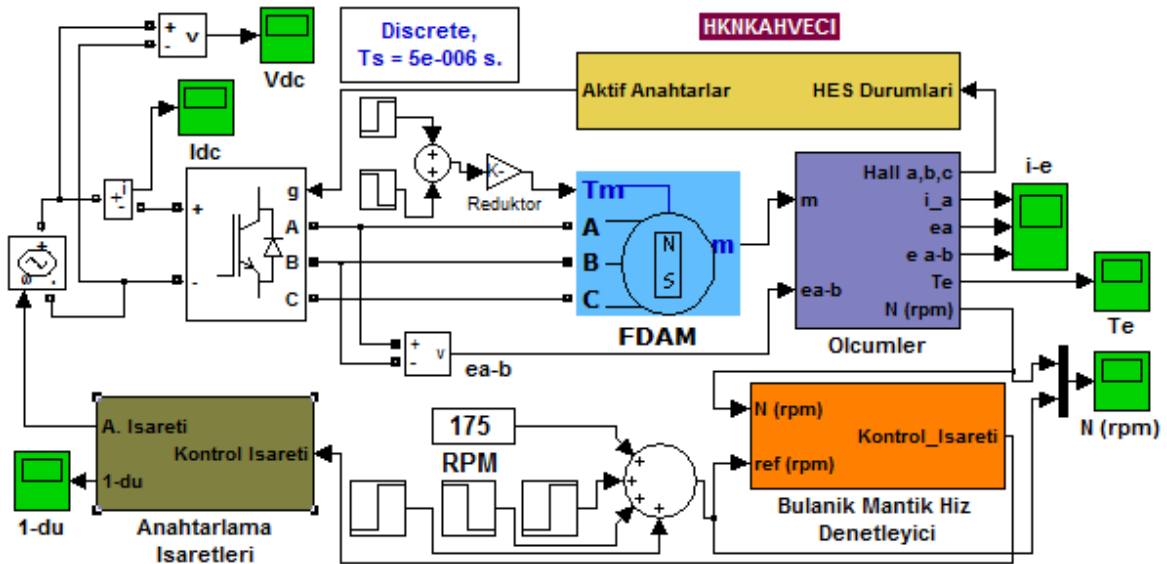


(c)

Şekil 56. Deneysel sonuçlar; PI denetleyici ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d iken 8Nm yük uygulandı).

2.5.2. Bulanık Mantık (BM) Hız Denetimi

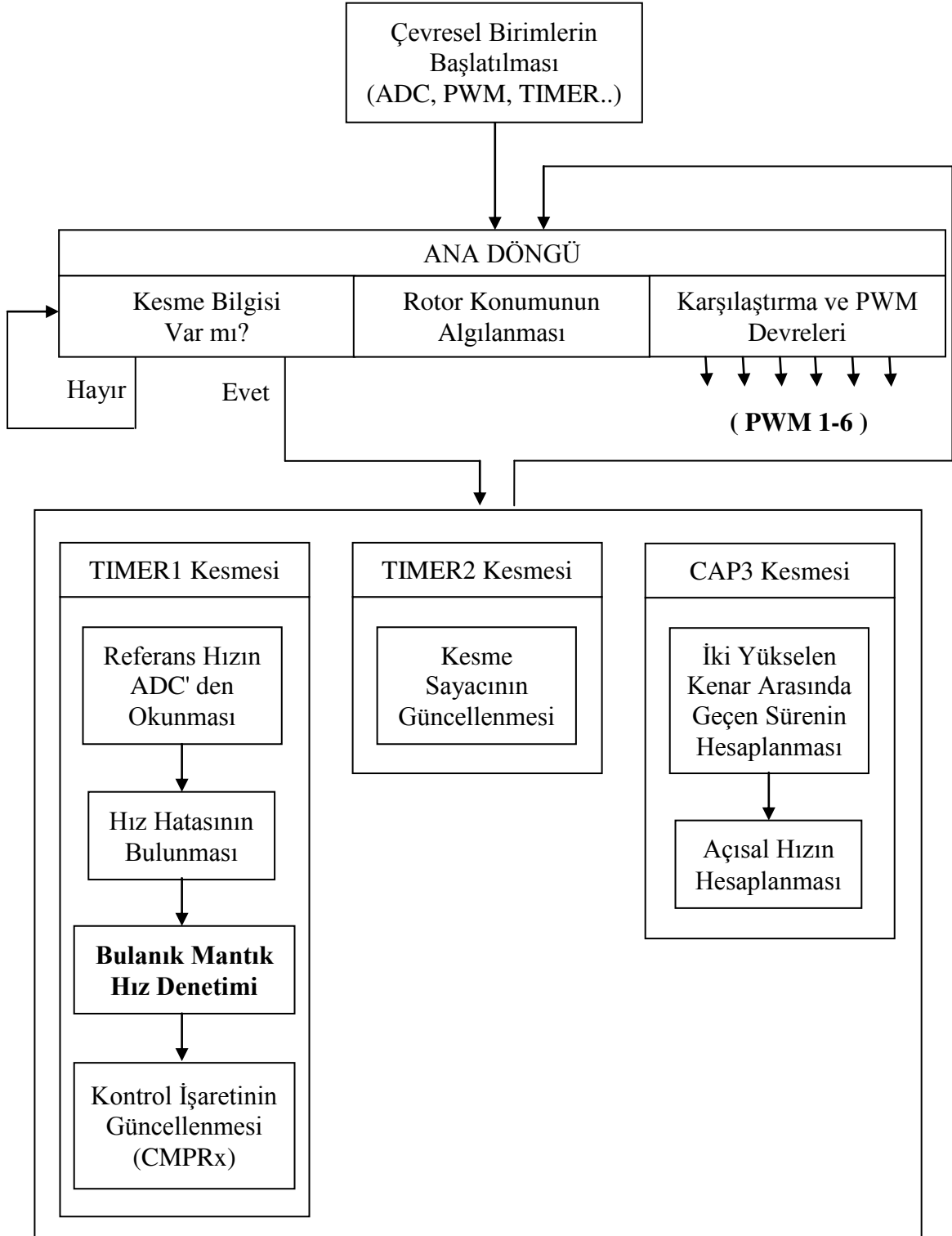
Fırçasız doğru akım motorunun, bulanık mantık denetleyici ile hız kontrolünü yapmak üzere Matlab/Simulink ortamında hazırlanan benzetim bloğu Şekil 57'de verilmiştir. Ayrıca deneysel çalışmalarda sayısal işaret işleyici ile yapılan bulanık mantık hız denetim ilkesine ait akış diyagramı Şekil 58'de görülmektedir. Deneysel çalışmalarda kullanılan üyelik fonksiyonlarına, kural tablolarına ve zamanlayıcı sayacına Şekil 59'dan bakılabilir. Şekil 60-67'de ise benzetim ve deneysel çalışmalarda elde edilen sonuçlar verilmiştir.



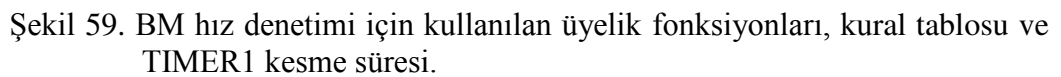
Şekil 57. Bulanık mantık (BM) hız denetimi benzetim bloğu.

Bulanık mantık denetiminde üçgen üyelik fonksiyonları ve 25 kural ile denetim gerçekleştirilmiştir. Hız 175d/d iken referans hız 200d/d yapıldığında Şekil 60'daki gibi benzetim sonucuna göre; küçük bir aşma ile birlikte yaklaşık 0,11sn' de motor referans hıza ulaşmaktadır. Şekil 61'deki deneysel çalışma sonucuna göre yine küçük bir aşma olmakta ve yaklaşık 0,45sn'de motor referans hıza erişmektedir. Eğer referans hız 175d/d iken 225d/d'ye çıkarılırsa Şekil 62'deki gibi benzetim sonucuna göre aşma miktarı artmakta ve yaklaşık 0,23sn'de referans hıza erişilmektedir. Şekil 63'deki deneysel sonuca bakıldığında ise yaklaşık 0,33 sn'de referans yakalanmaktadır. Şekil 64 ve 65'de referans hız 225d/d iken 175d/d yapıldığında benzetim ve deneysel sonuçlar verilmiştir. Benzetim sonucuna göre hız, referansın altına düşmekte ve yaklaşık 0,16sn'de referansı

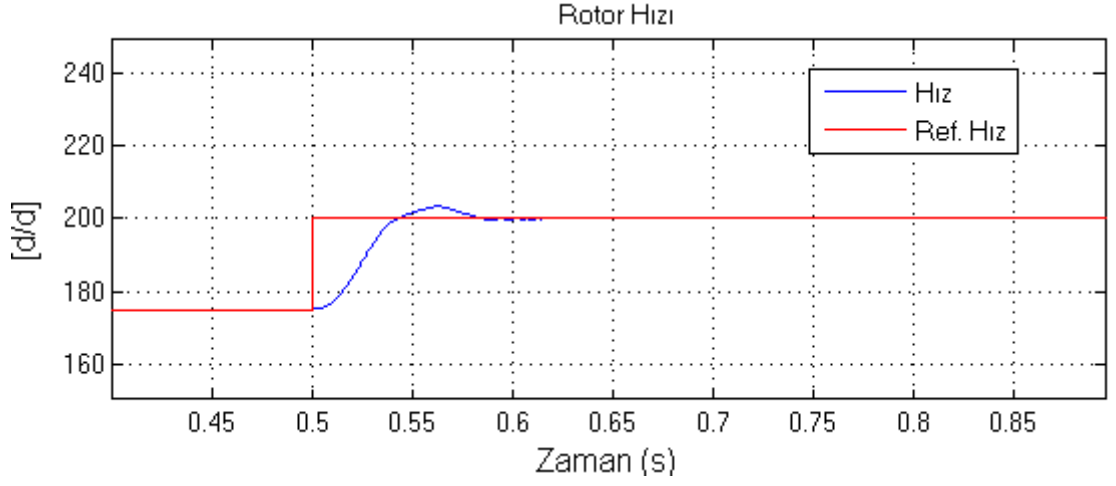
yakalamaktadır. Deneysel sonuca bakılacak olursa dalgalı şekilde 0,51 sn'de referansa erişilmektedir. Motor yüklendiğinde ise hız, 150d/d'ye kadar düşmekte ve benzetim sonucuna göre 0,08sn'de, deneysel sonuca göre de 0,15 sn'de referans hıza ulaşılmaktadır.



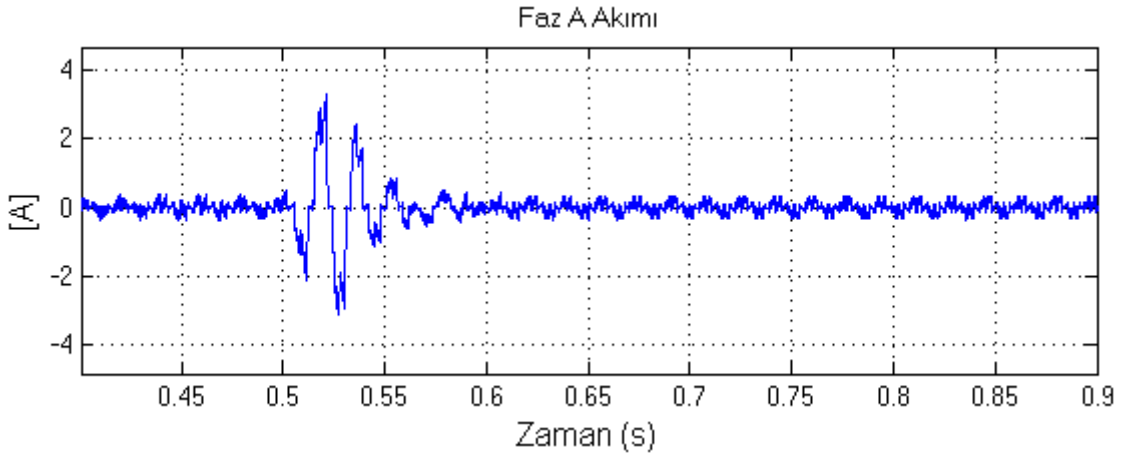
Şekil 58. FDAM' nin TMS320F2812 ile BM hız denetimi algoritması akış diyagramı.



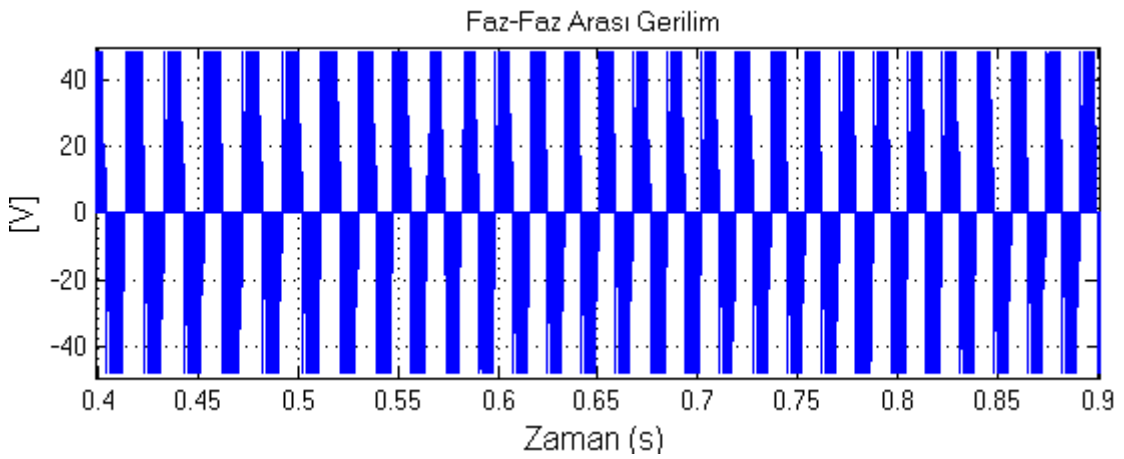
Şekil 59. BM hız denetimi için kullanılan üyelik fonksiyonları, kural tablosu ve TIMER1 kesme süresi.



(a)

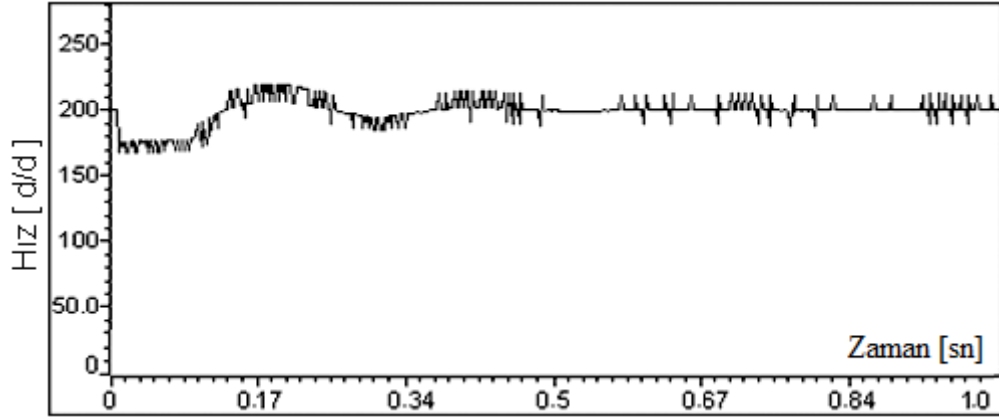


(b)

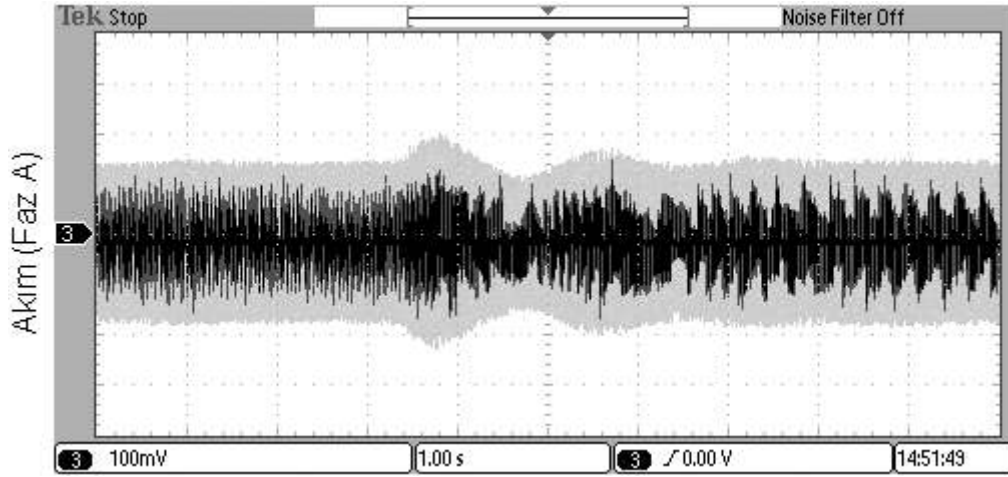


(c)

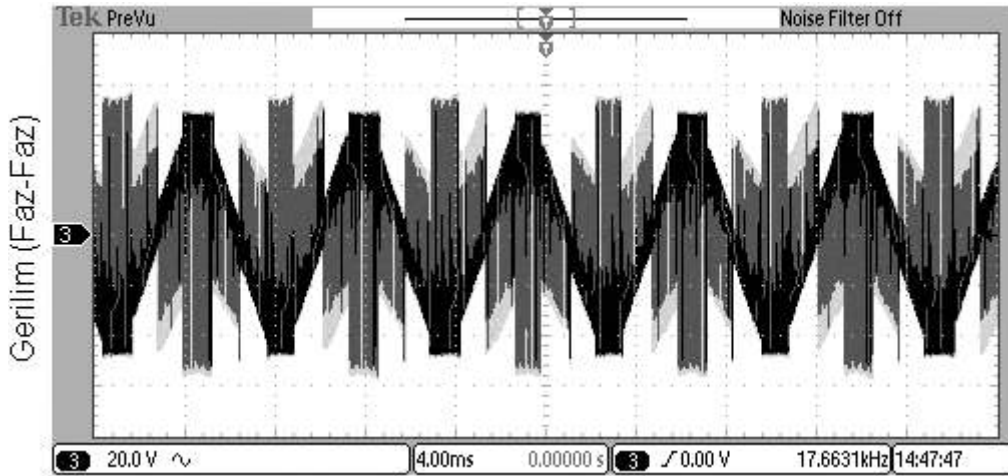
Şekil 60. Benzetim sonuçları; bulanık mantık (BM) denetleyici ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d'den 200d/d'ye çıkarıldı).



(a)

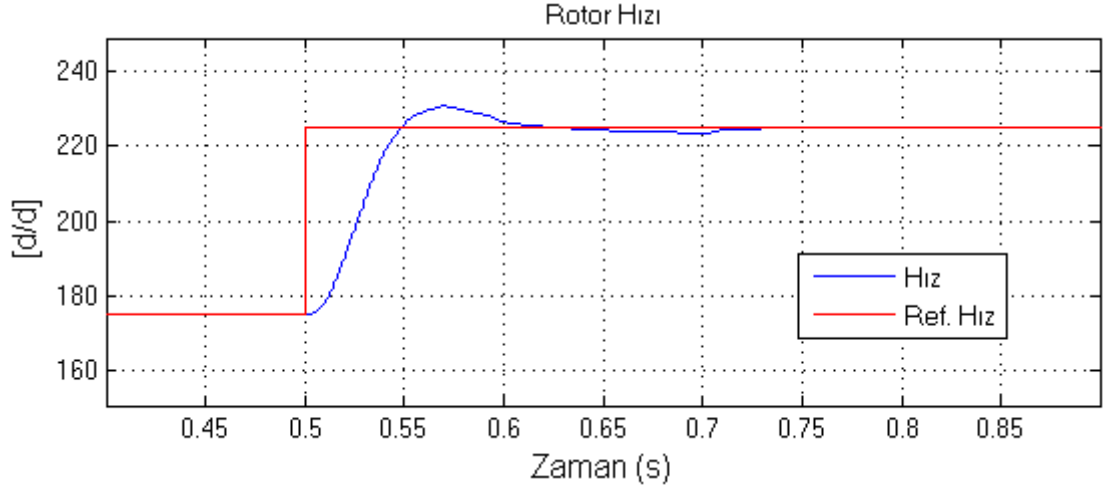


(b)

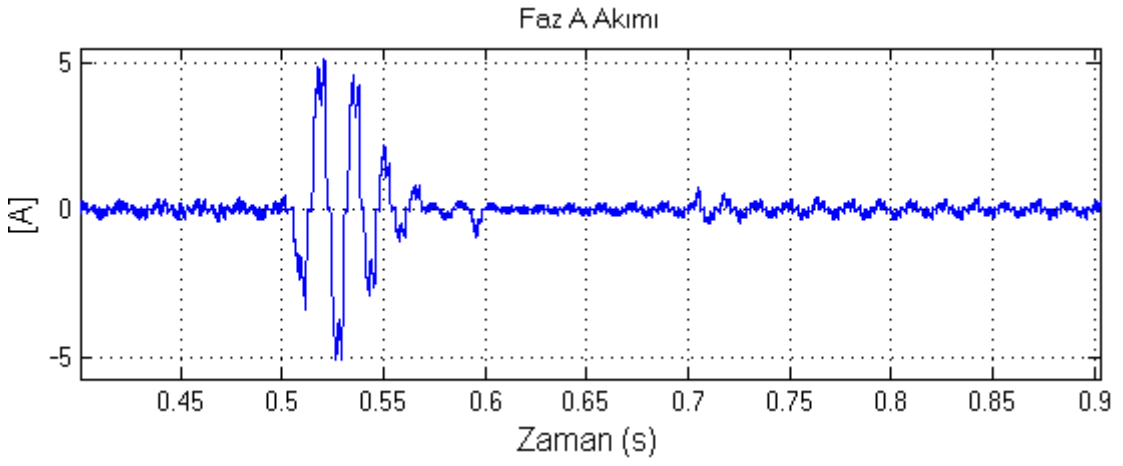


(c)

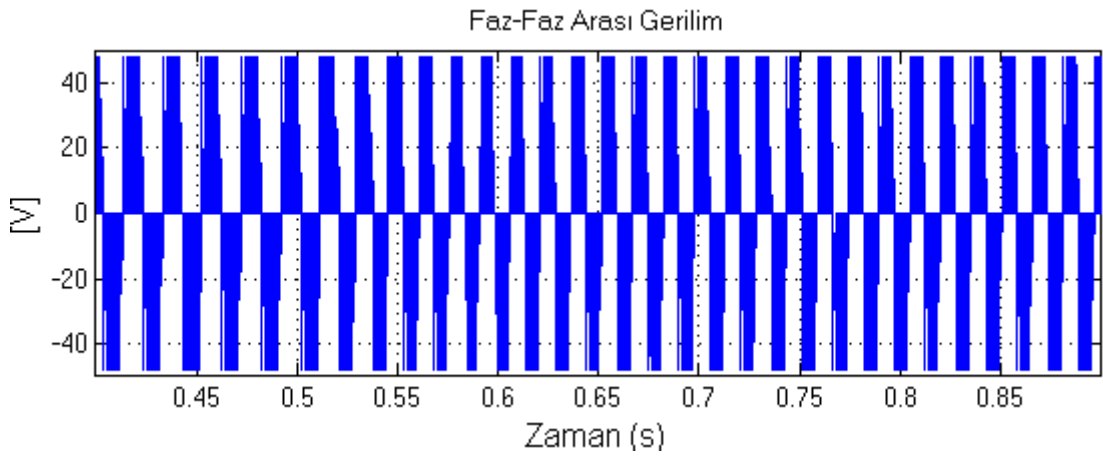
Şekil 61. Deneysel sonuçlar, bulanık mantık (BM) denetleyici ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d'den 200d/d'ye çıkarıldı).



(a)

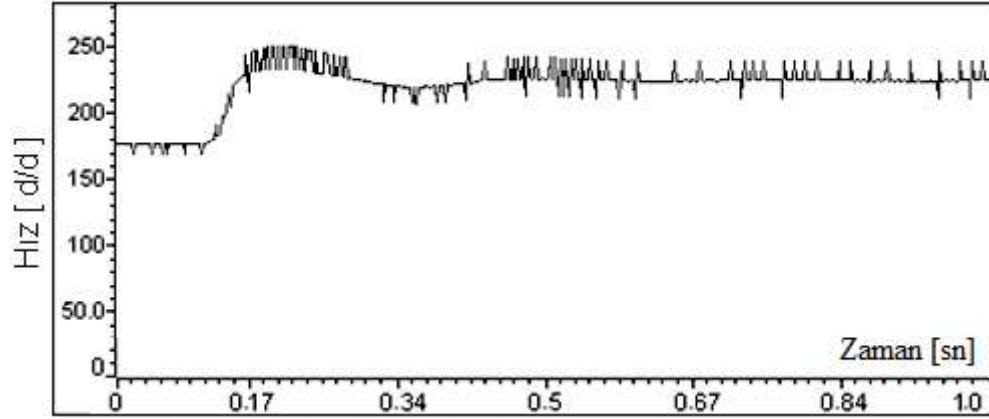


(b)

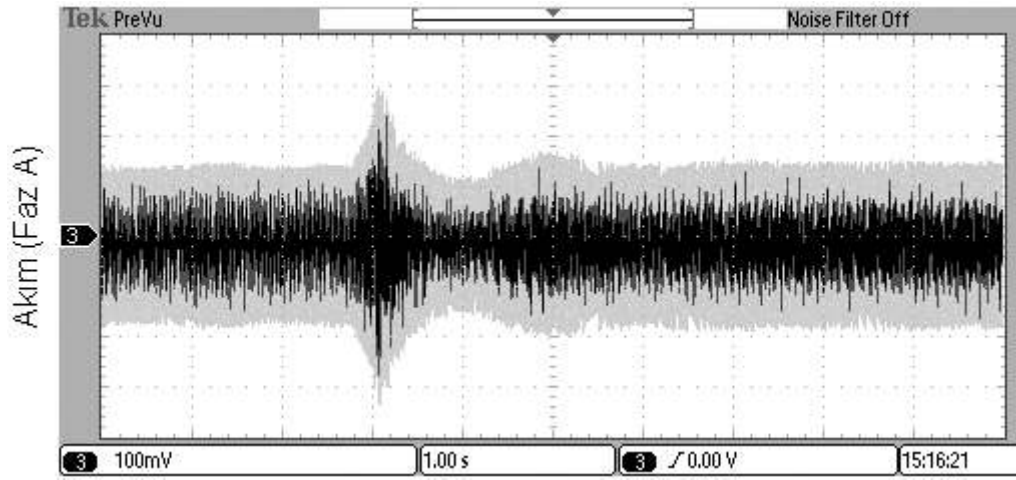


(c)

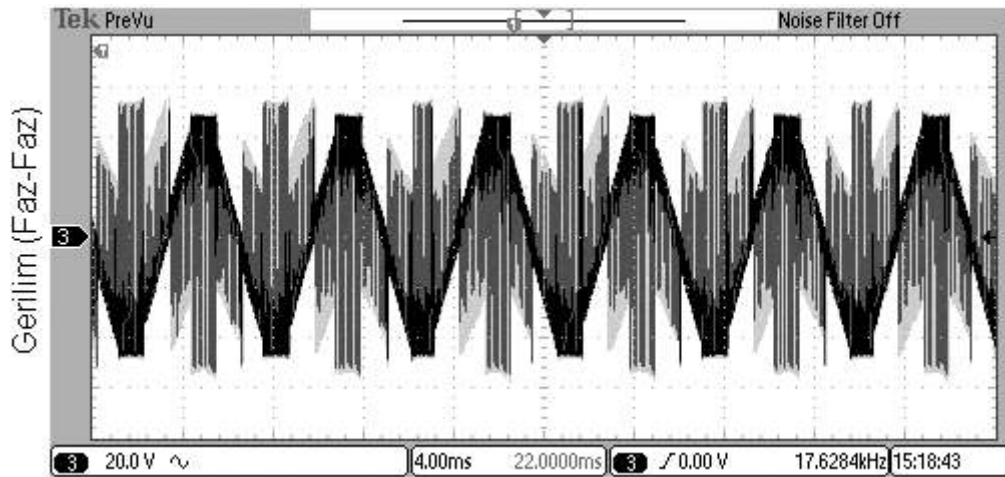
Şekil 62. Benzetim sonuçları, bulanık mantık (BM) denetleyici ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d'den 225d/d'ye çıkarıldı).



(a)

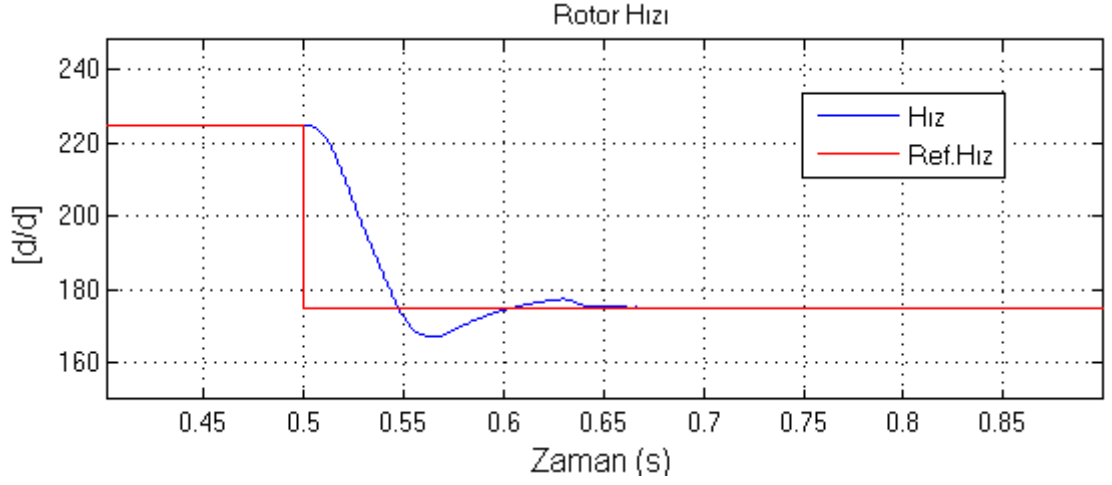


(b)

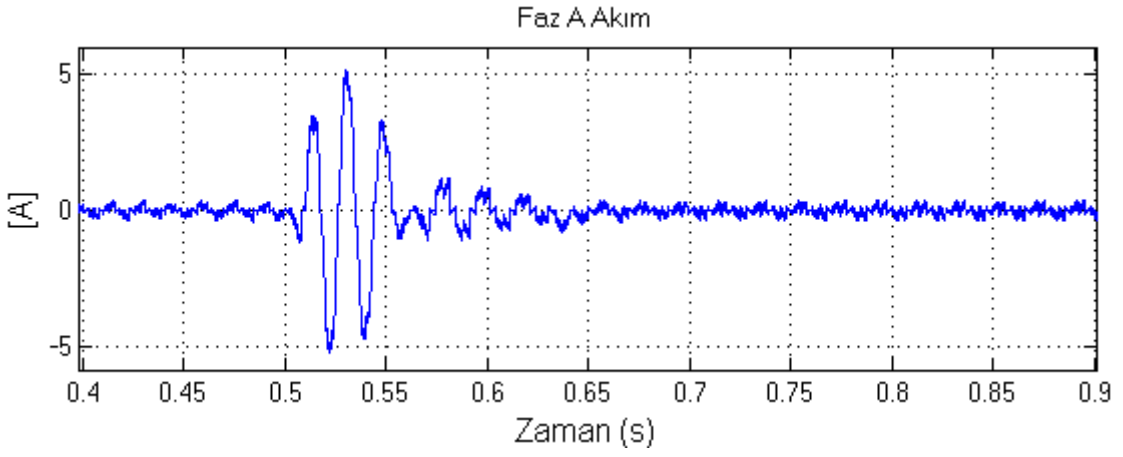


(c)

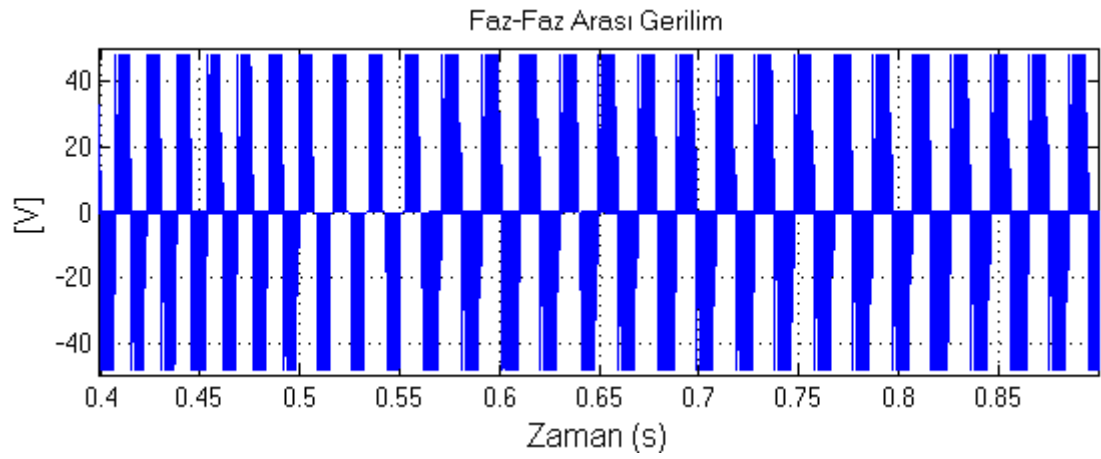
Şekil 63. Deneysel sonuçlar, bulanık mantık (BM) denetleyici ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d'den 225d/d'ye çıkarıldı).



(a)

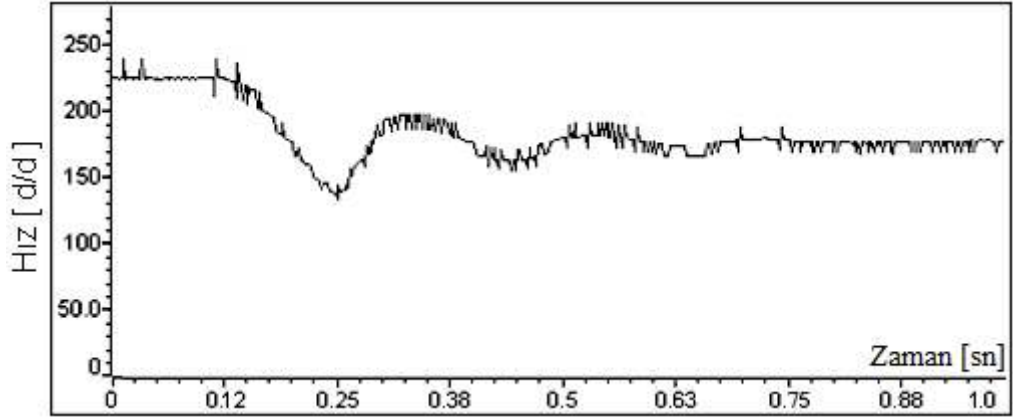


(b)

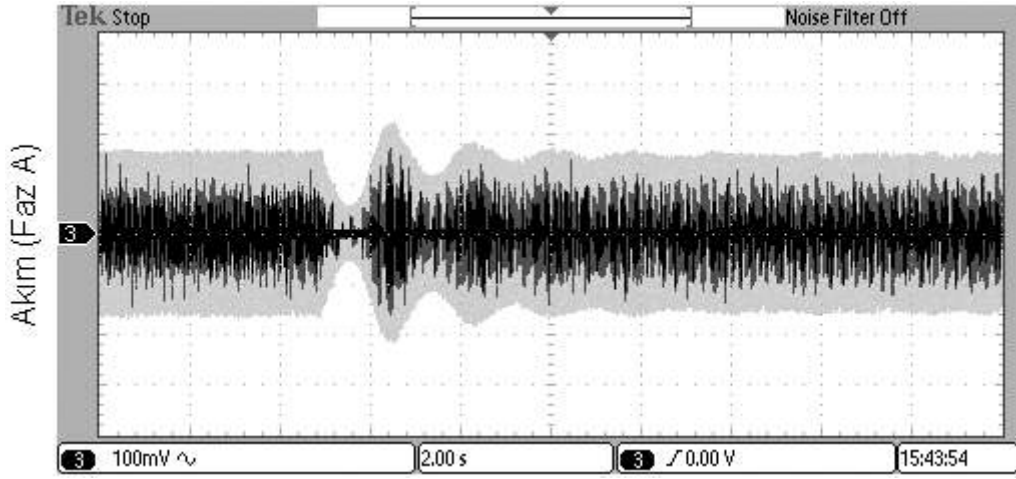


(c)

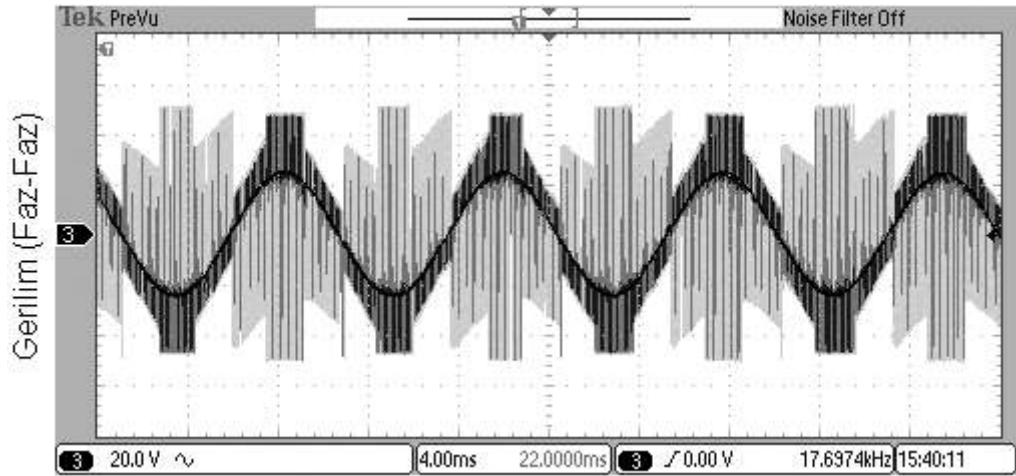
Şekil 64. Benzetim sonuçları, bulanık mantık (BM) denetleyici ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 225d/d'den 175d/d'ye düşürüldü).



(a)

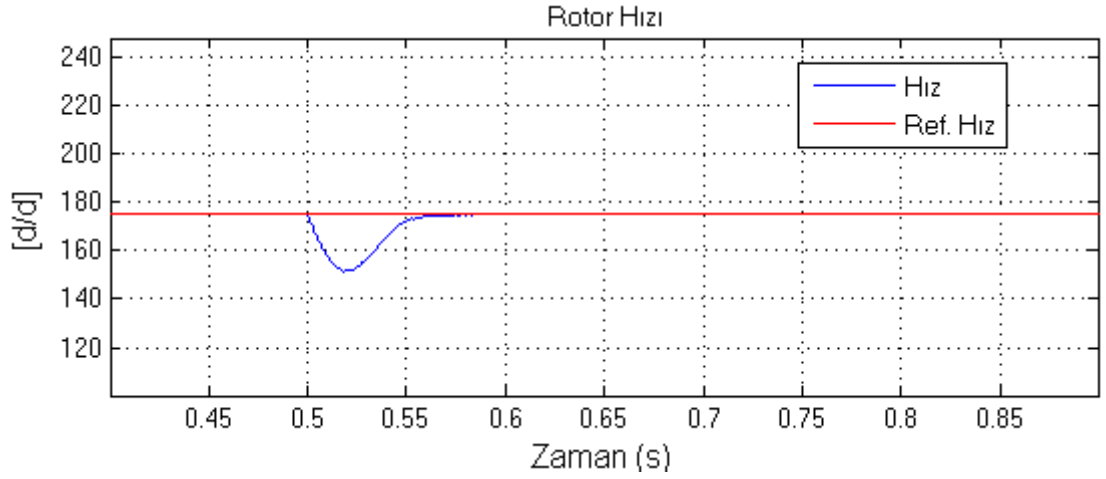


(b)

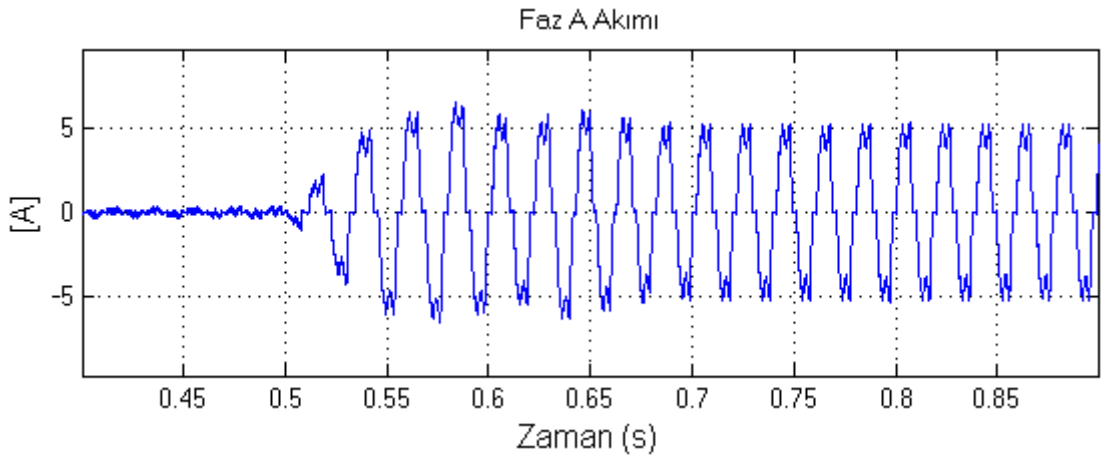


(c)

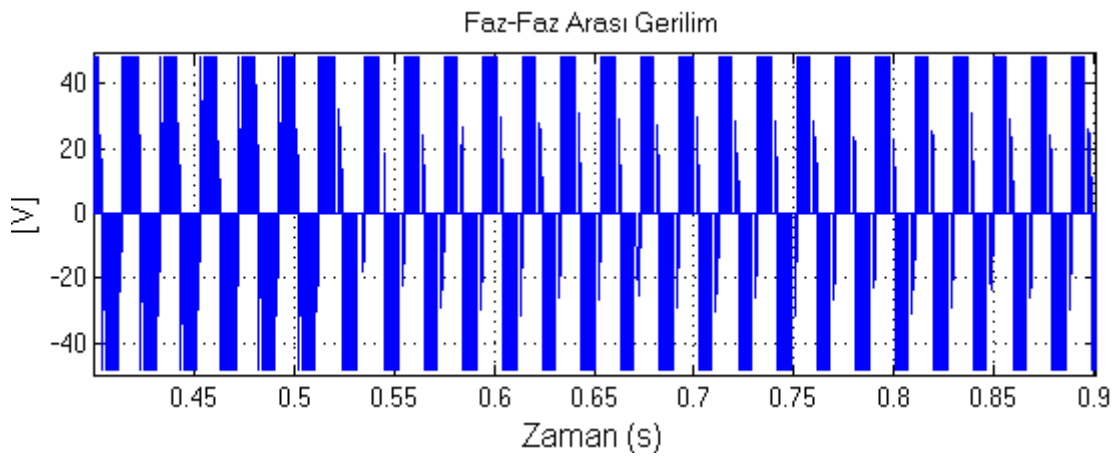
Şekil 65. Deneysel sonuçlar, bulanık mantık (BM) denetleyici ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 225d/d'den 175d/d'ye düşürüldü).



(a)

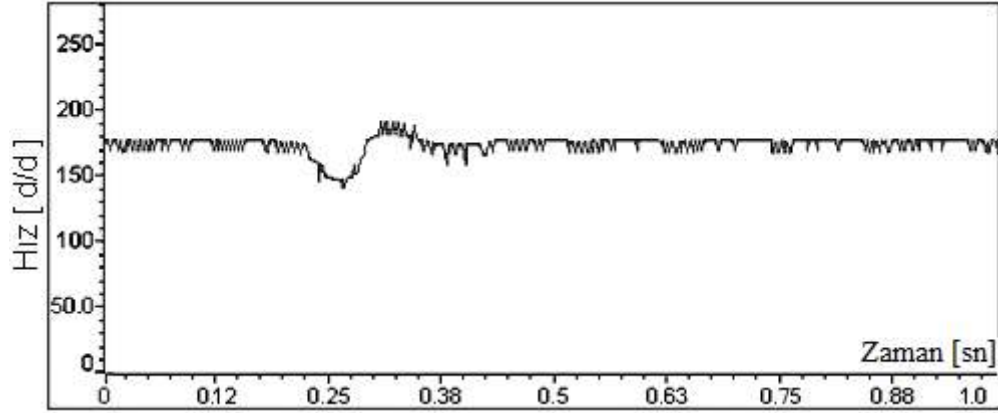


(b)

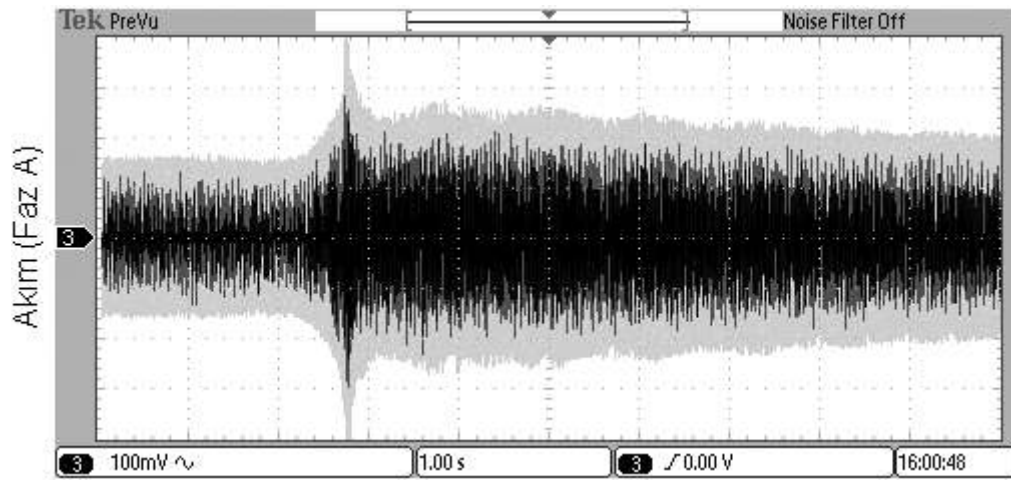


(c)

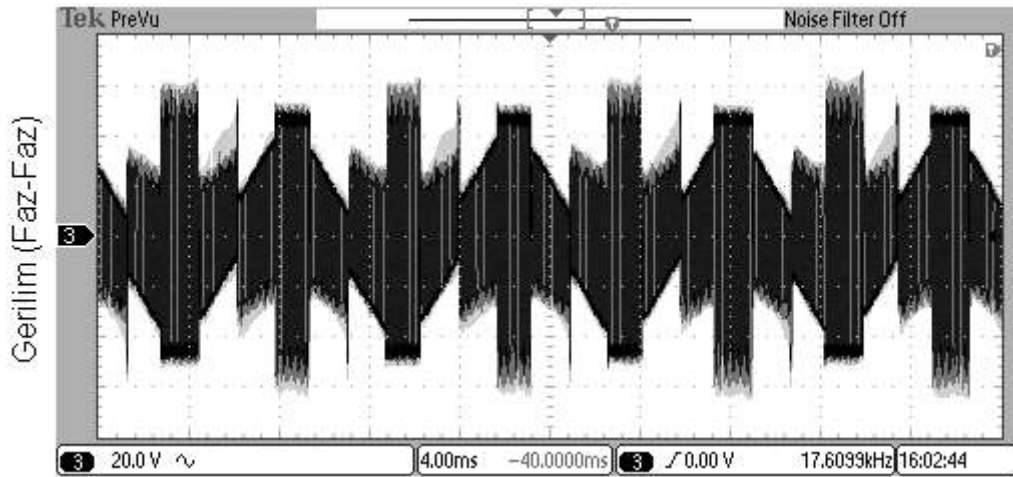
Şekil 66. Benzetim sonuçları, bulanık mantık (BM) denetleyici ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d iken 8Nm yük uygulandı).



(a)



(b)

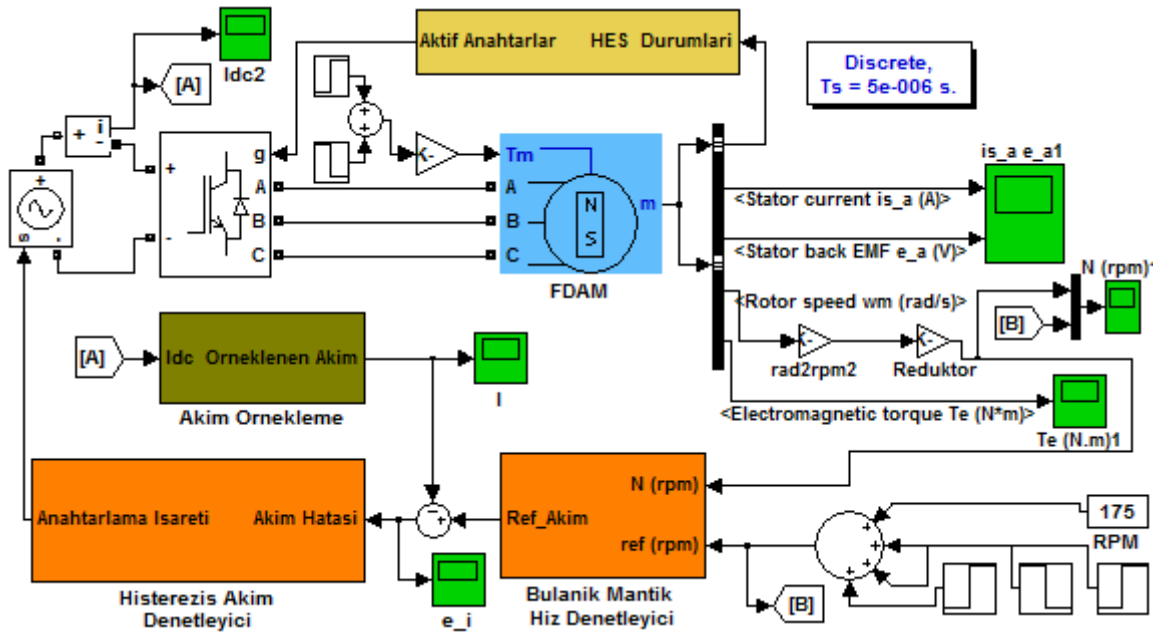


(c)

Şekil 67. Deneysel sonuçlar, bulanık mantık (BM) denetleyici ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d iken 8Nm yük uygulandı).

2.5.3. Bulanık Mantık (BM) Hız ve Histerezis Bant (HB) Akım Denetimi

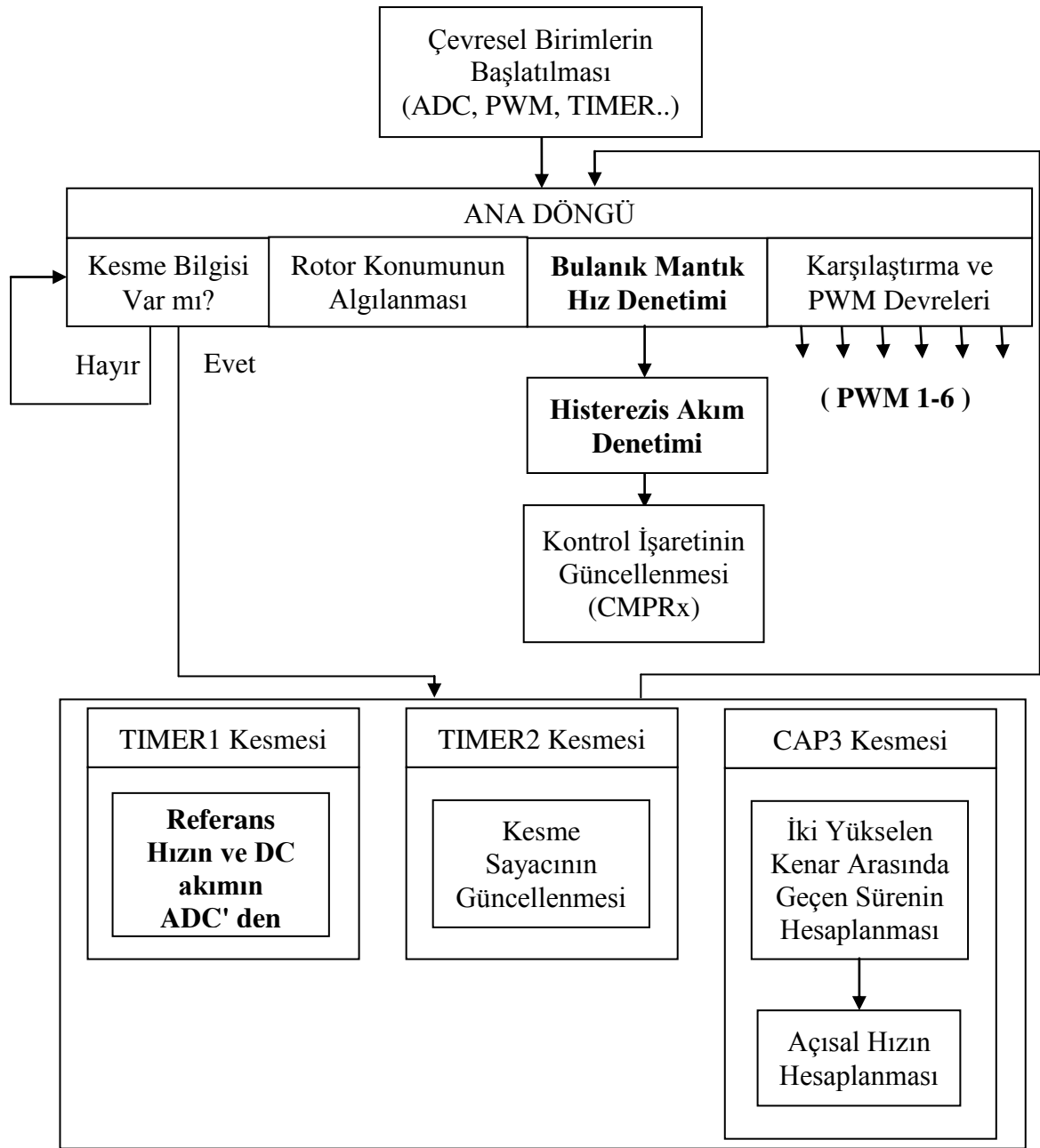
Fırçasız doğru akım motorunun, bulanık mantık hız ve histerezis bant denetleyiciler ile hız kontrolünü yapmak üzere Matlab/Simulink ortamında hazırlanan benzetim bloğu Şekil 68'de verilmiştir. Ayrıca deneysel çalışmalarda sayısal işaret işleyici ile yapılan bulanık mantık ve histerezis bant hız denetim ilkesine ait akış diyagramını Şekil 69'da görülmektedir. Deneysel çalışmada kullanılan üyelik fonksiyonları ve kural tablosu Şekil 70'deki gibidir. Şekil 71-78'de ise benzetim ve deneysel çalışmalarda elde edilen sonuçlar verilmiştir.



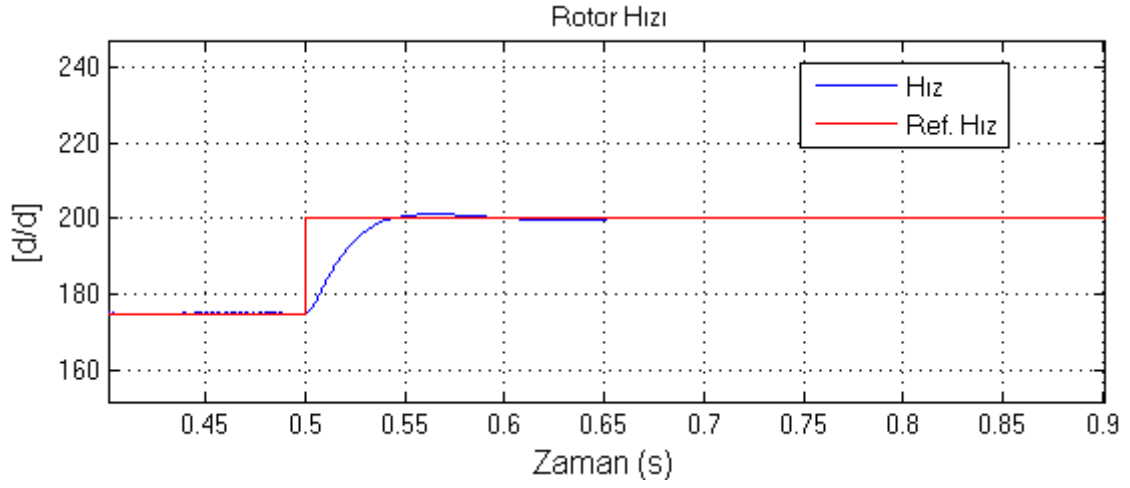
Şekil 68. Bulanık mantık ve histerezis bant hız denetimi benzetim bloğu.

Bulanık mantık denetleyicide üçgen üyelik fonksiyonları ve 9 kural ile denetim gerçekleştirilmiştir. Benzetimde anahtarlama frekansında herhangi bir kısıtlama yokken, deneysel çalışmalarda IGBT modülün dayanabileceği en üst anahtarlama sınırı 20kHz'dir. Bu nedenle deneysel çalışmalarda histerezis bant geniş tutulmuştur. Hız 175d/d iken referans hız 200d/d yapıldığında Şekil 71'deki gibi benzetim sonucuna göre; çok küçük bir aşma ile birlikte yaklaşık 0,15sn' de motor referans hıza ulaşmaktadır. Şekil 72'deki deneysel çalışma sonucuna göre yine çok küçük bir aşma olmakta ve yaklaşık 0,25 sn'de motor referans hıza erişmektedir. Eğer referans hız 175d/d iken 225d/d'ye çıkarılırsa Şekil 73'deki gibi benzetim sonucuna göre aşma miktarı değişmemekte ve yaklaşık 0,15sn'de referans hıza erişilmektedir. Şekil 74'deki deneysel sonuca bakıldığında ise aşma artmakta

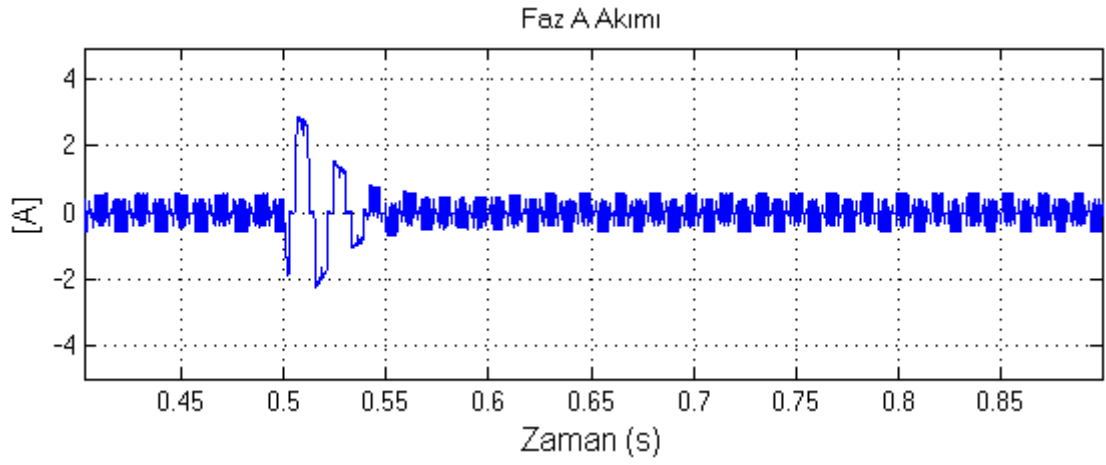
ve yaklaşık 0,25 sn'de referans yakalanmaktadır. Şekil 75 ve 76'da referans hız 225d/d iken 175d/d yapıldığında benzetim ve deneysel sonuçlar verilmiştir. Benzetim sonucuna göre hız, referansın altına küçük bir düşüş ile yaklaşık 0,33sn'de referansı yakalamaktadır. Deneysel sonuca bakılacak olursa dalgalı şekilde 0,5 sn'de referansa erişilmektedir. Motor yüklendiğinde ise hız, benzetim sonucuna göre 165d/d'ye kadar düşmekte ve 0,12sn'de, deneysel sonuca göre de 150d/d'ye düşmekte ve 0,19 sn'de referans hıza ulaşılmaktadır.



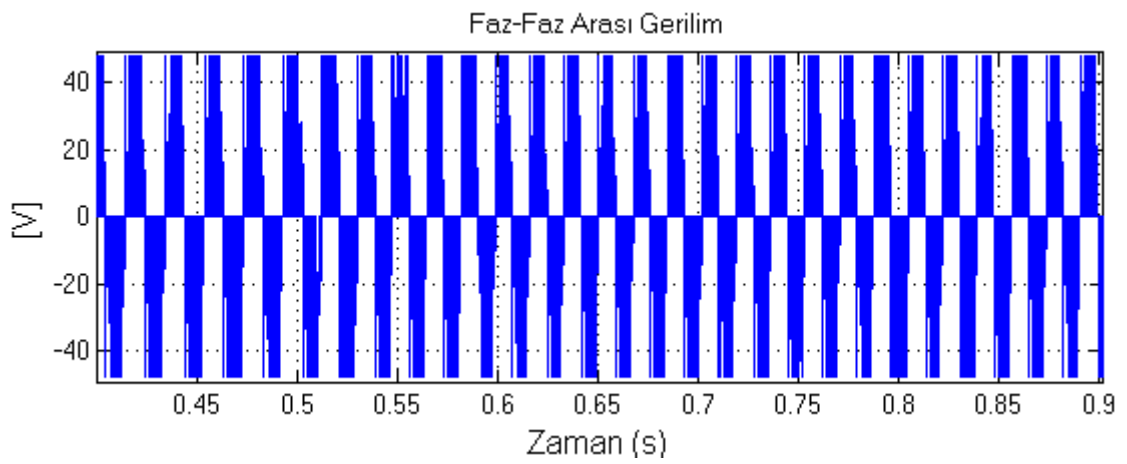
Şekil 69. FDAM' nin F2812 ile BM ve HB hız denetimi algoritması akış diyagramı.



(a)

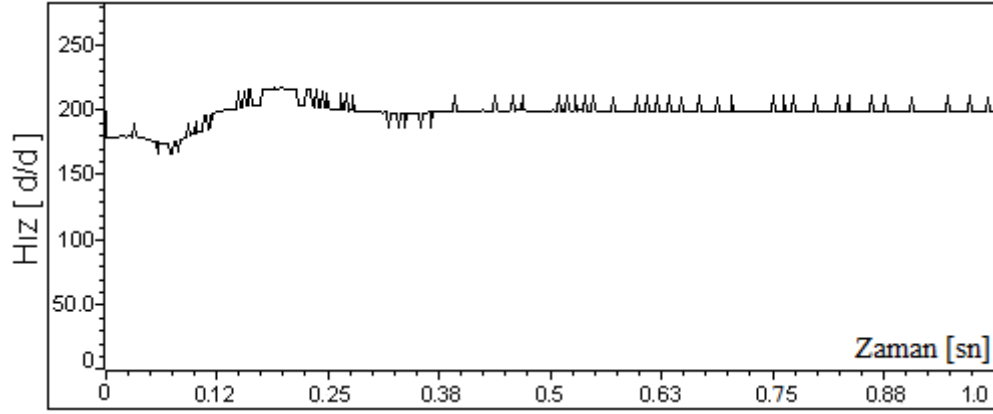


(b)

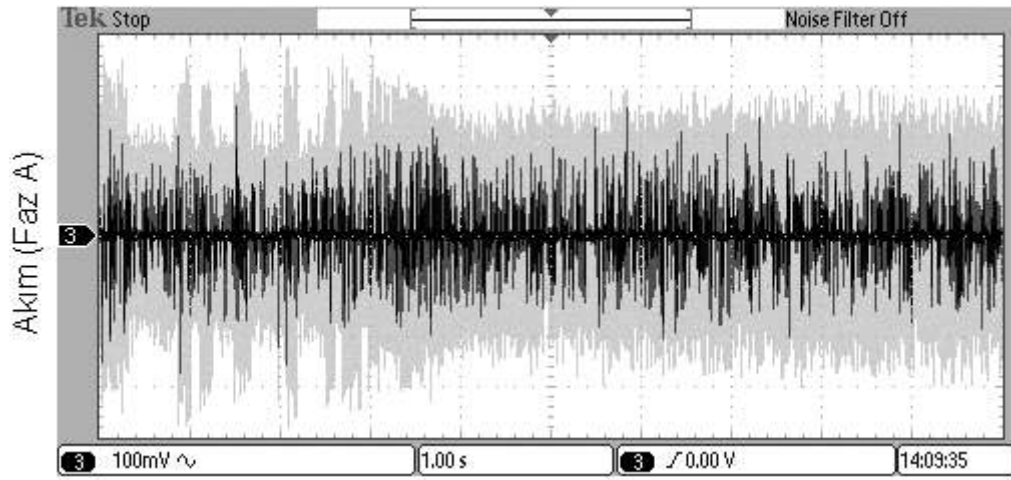


(c)

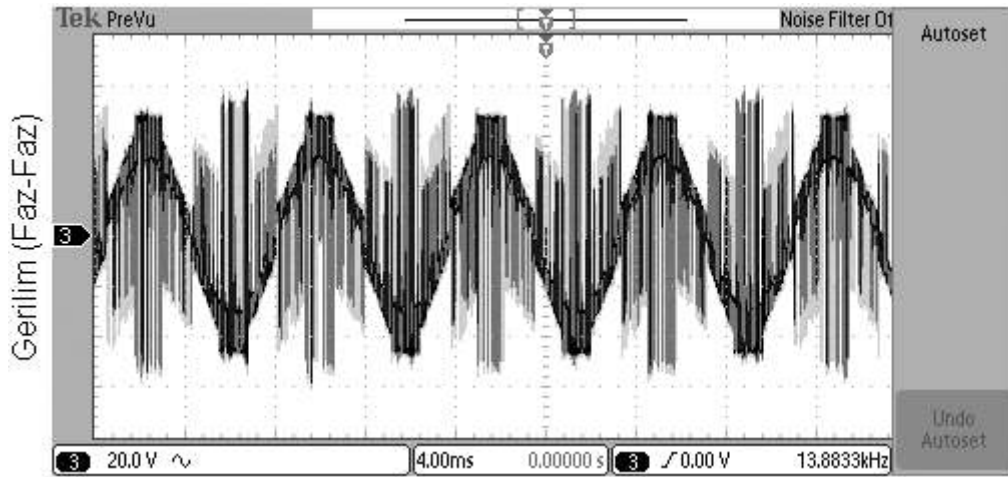
Şekil 71. Benzetim sonuçları, bulanık mantık (BM) ve histerezis bant (HB) denetleyiciler ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d'den 200d/d'ye çıkarıldı).



(a)

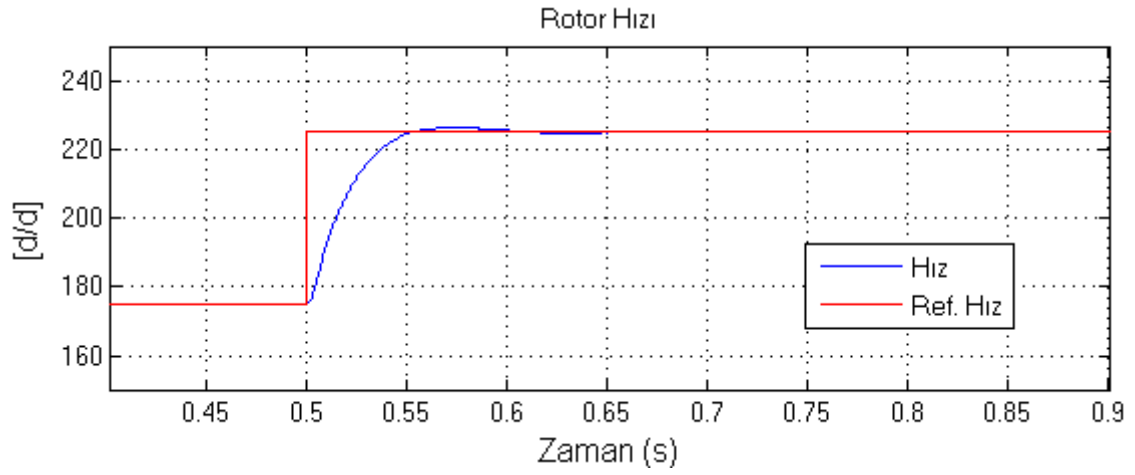


(b)

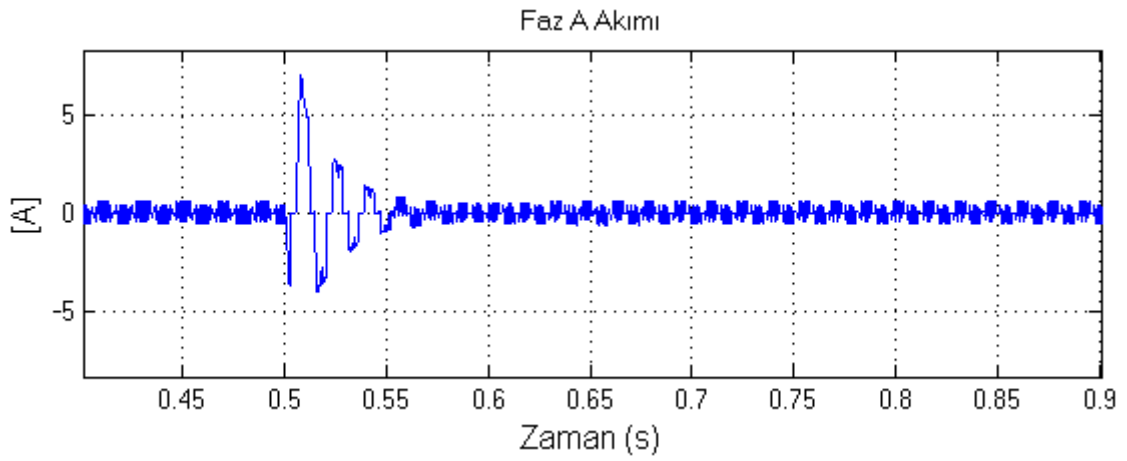


(c)

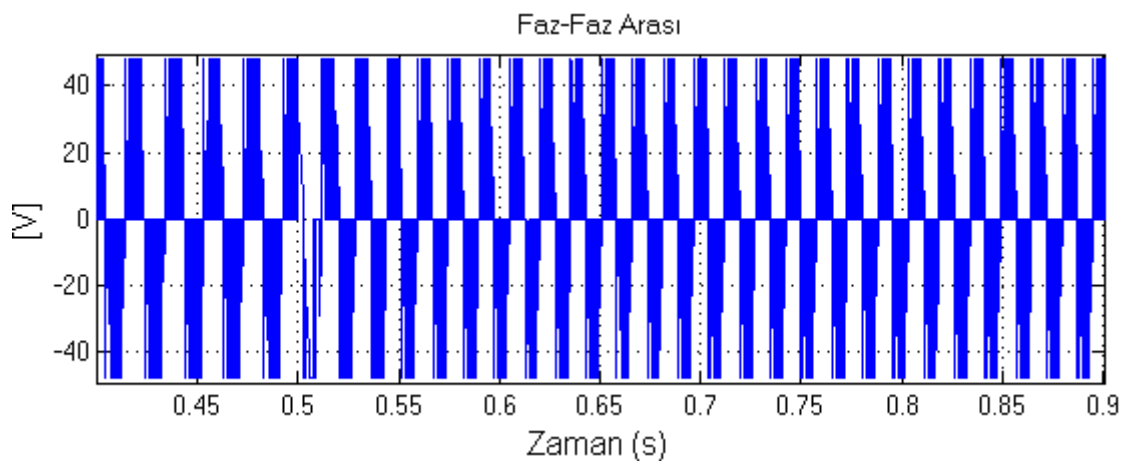
Şekil 72. Deneyisel sonuçlar, bulanık mantık (BM) ve histerezis bant (HB) denetleyiciler ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d'den 200d/d'ye çıkarıldı).



(a)

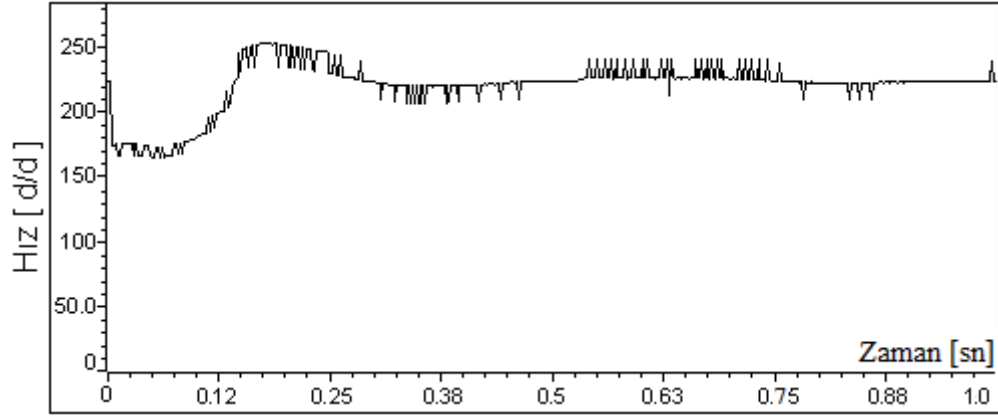


(b)

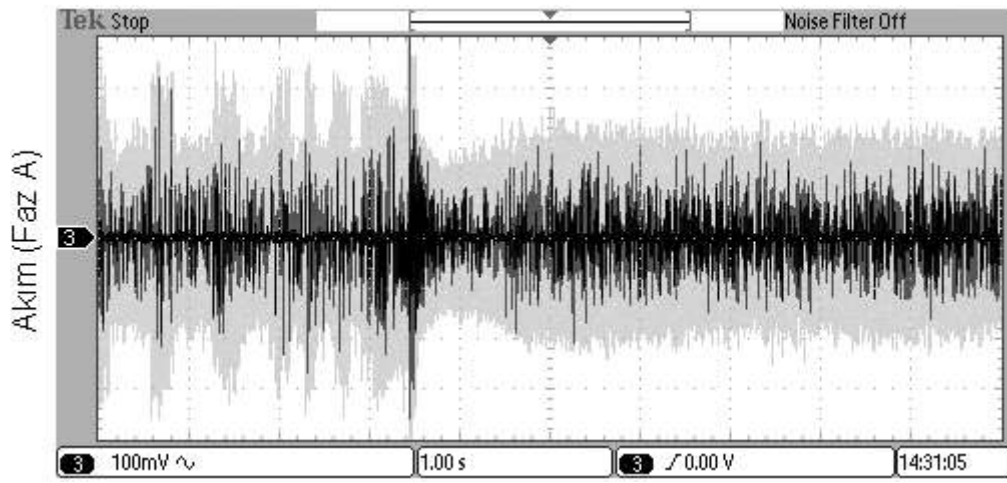


(c)

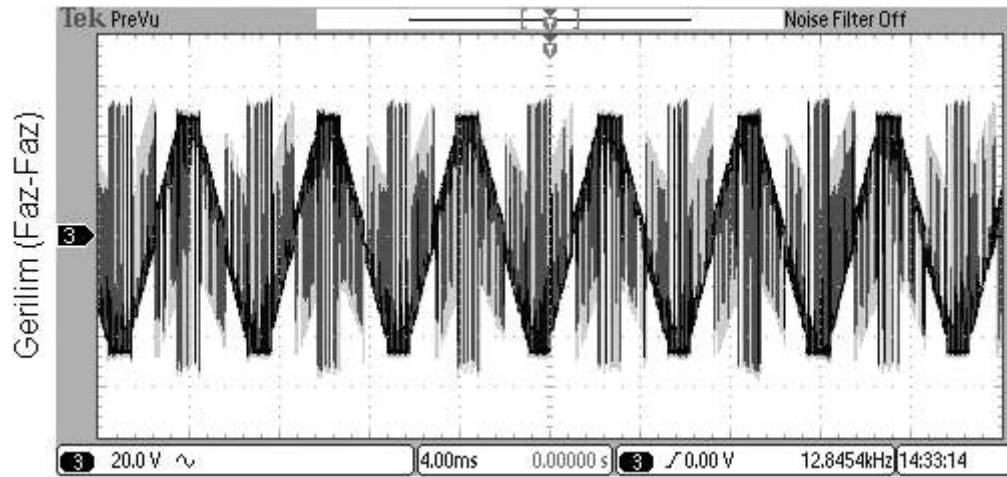
Şekil 73. Benzetim sonuçları, bulanık mantık (BM) ve histerezis bant (HB) denetleyiciler ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d'den 225d/d'ye çıkarıldı).



(a)

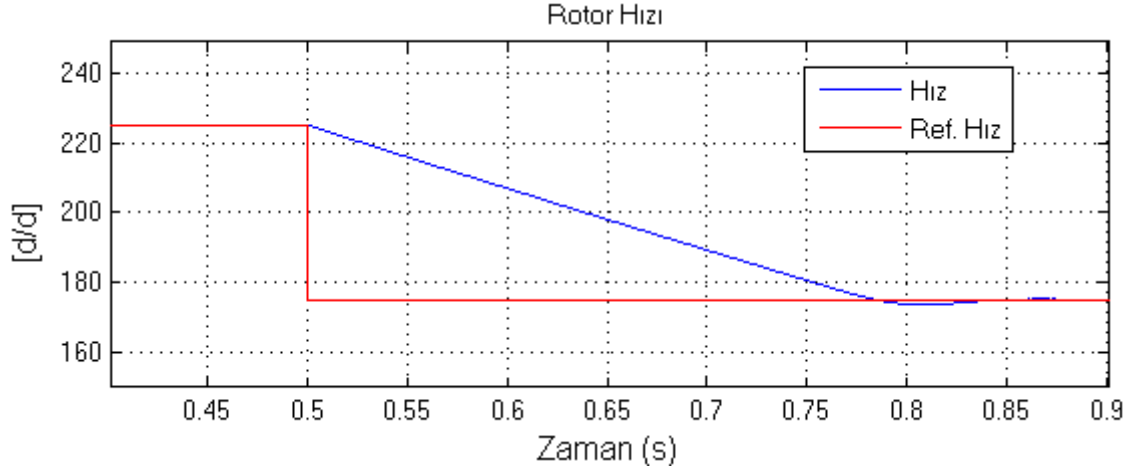


(b)

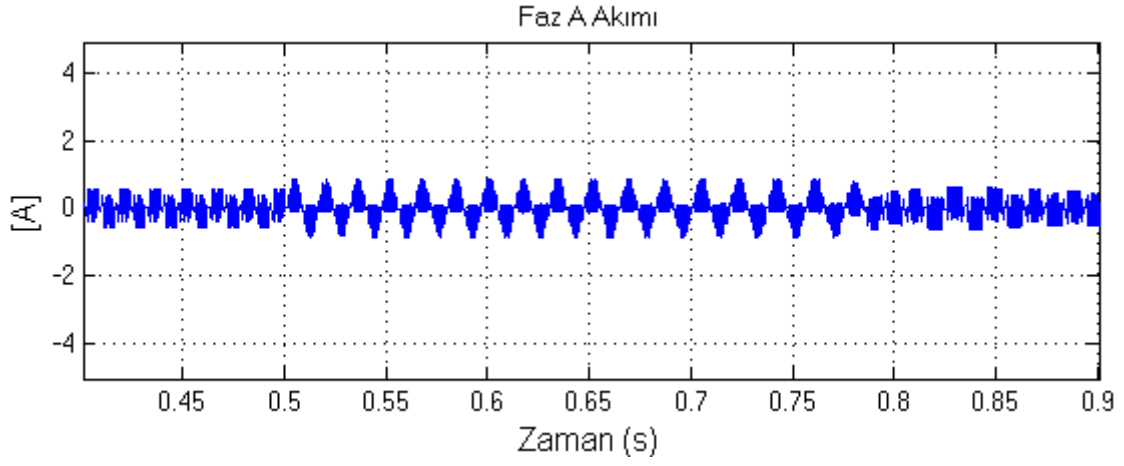


(c)

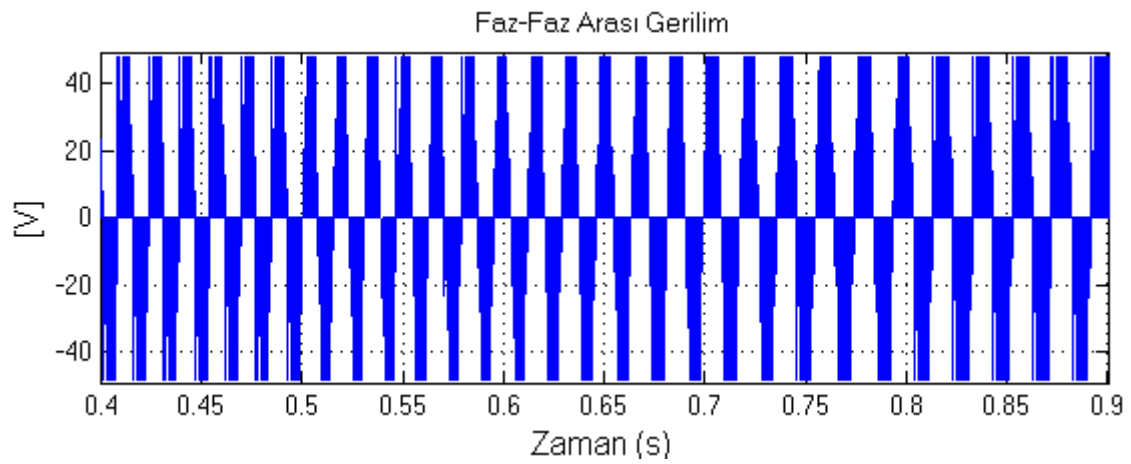
Şekil 74. Deneysel sonuçlar, bulanık mantık (BM) ve histerezis bant (HB) denetleyiciler ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d'den 225d/d'ye çıkarıldı).



(a)

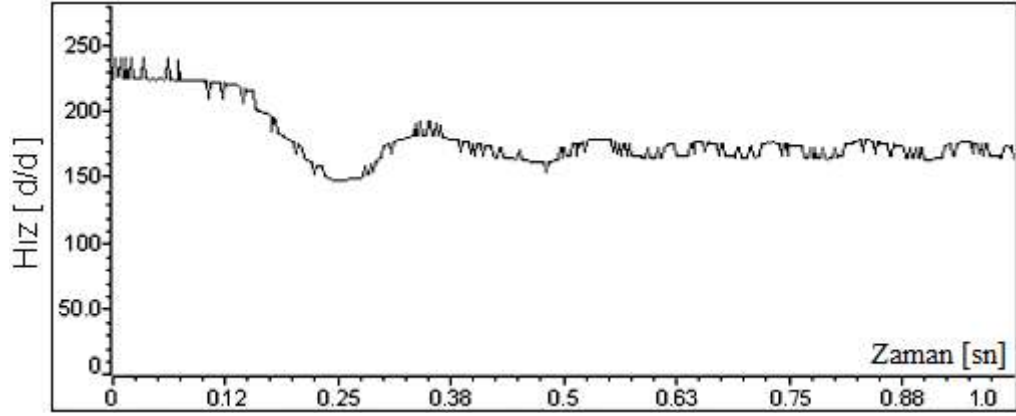


(b)

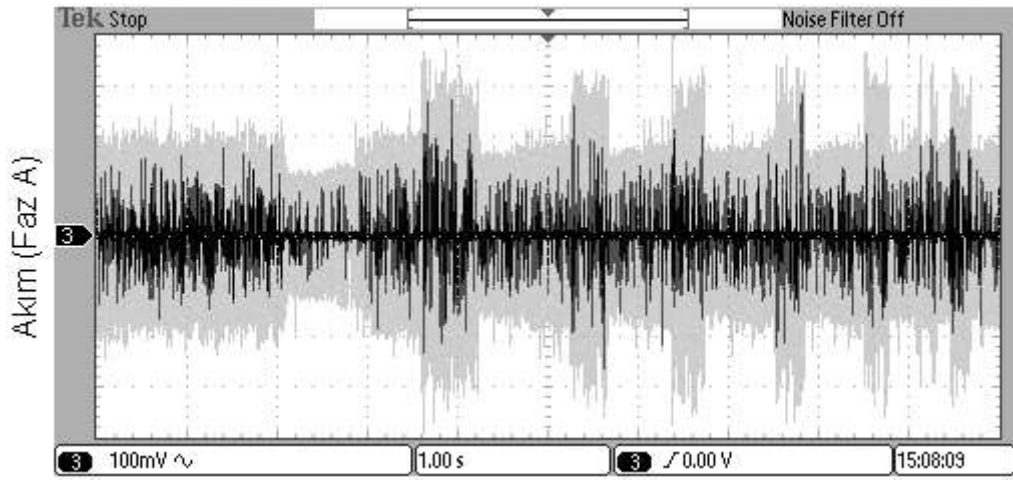


(c)

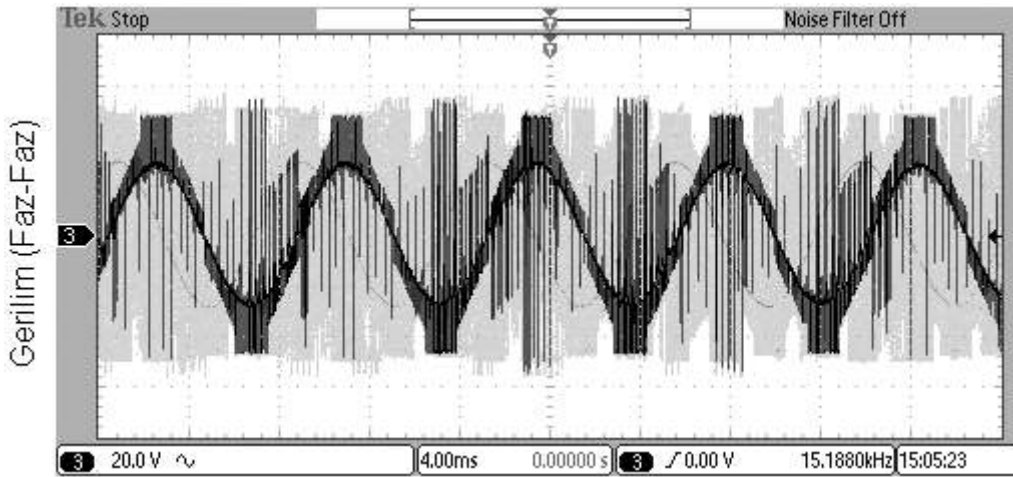
Şekil 75. Benzetim sonuçları, bulanık mantık (BM) ve histerezis bant (HB) denetleyiciler ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 225d/d'den 175d/d'ye düşürüldü).



(a)

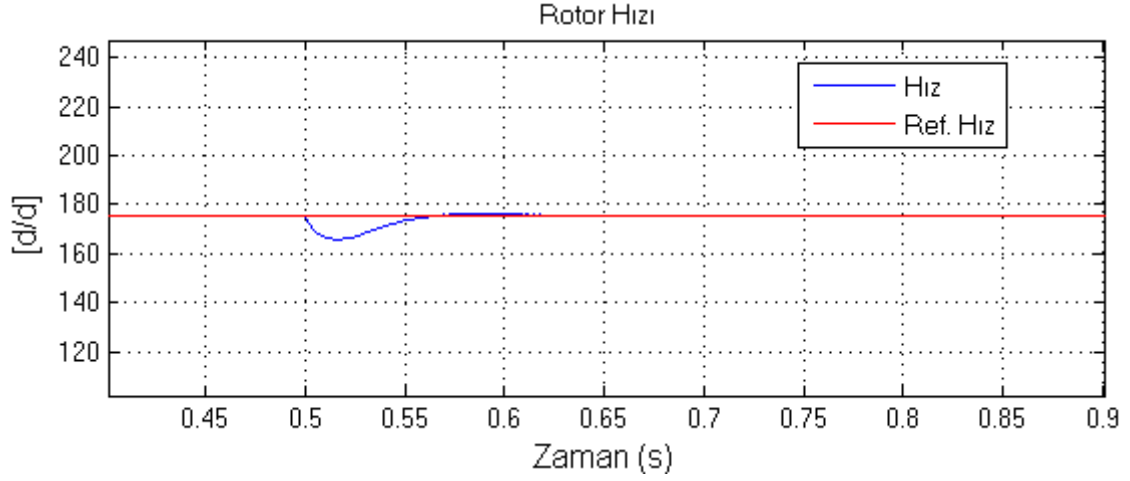


(b)

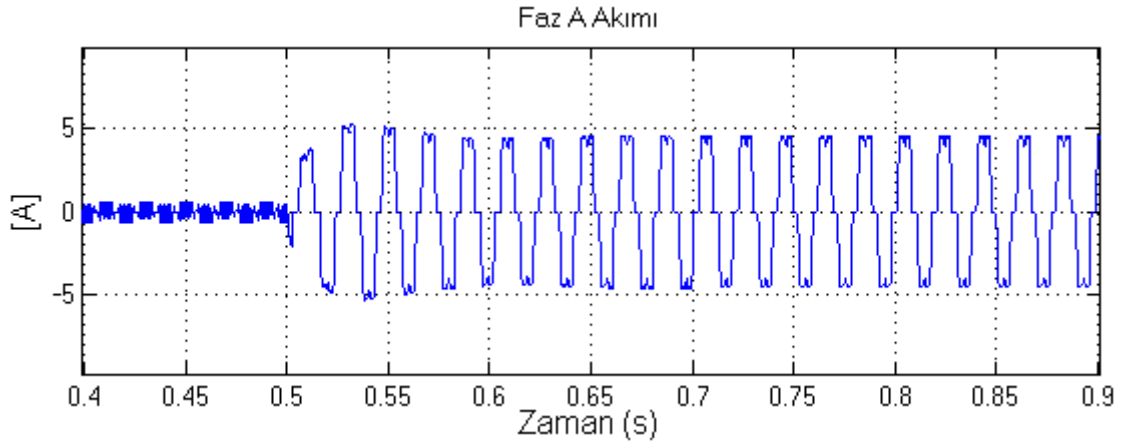


(c)

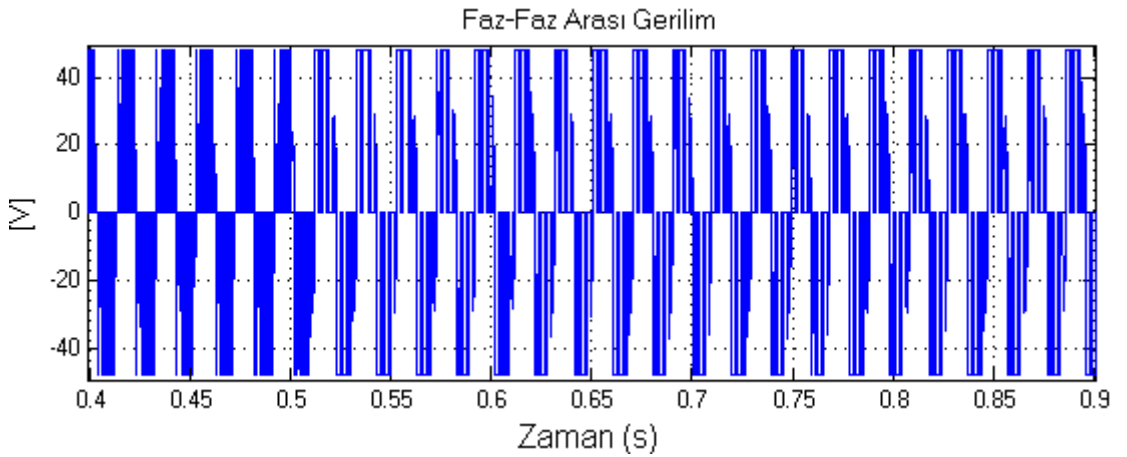
Şekil 76. Deneysel sonuçlar, bulanık mantık (BM) ve histerezis bant (HB) denetleyiciler ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 225d/d'den 175d/d'e düşürüldü).



(a)

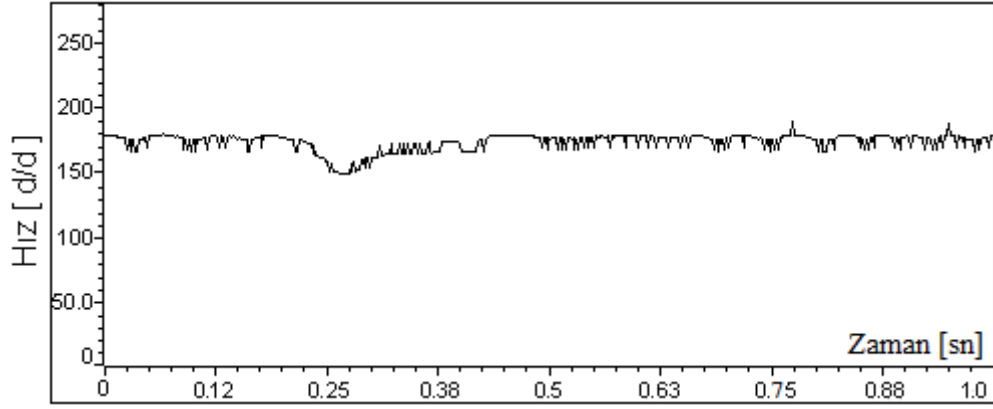


(b)

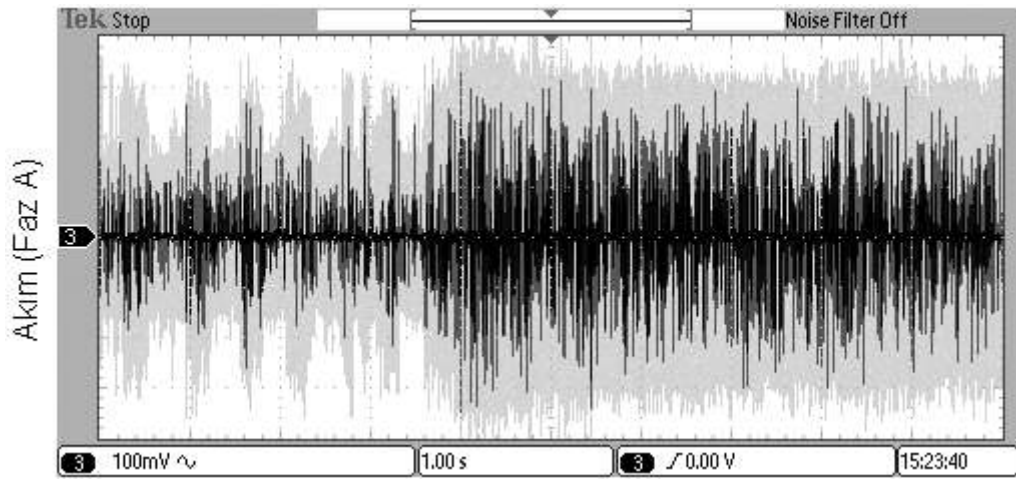


(c)

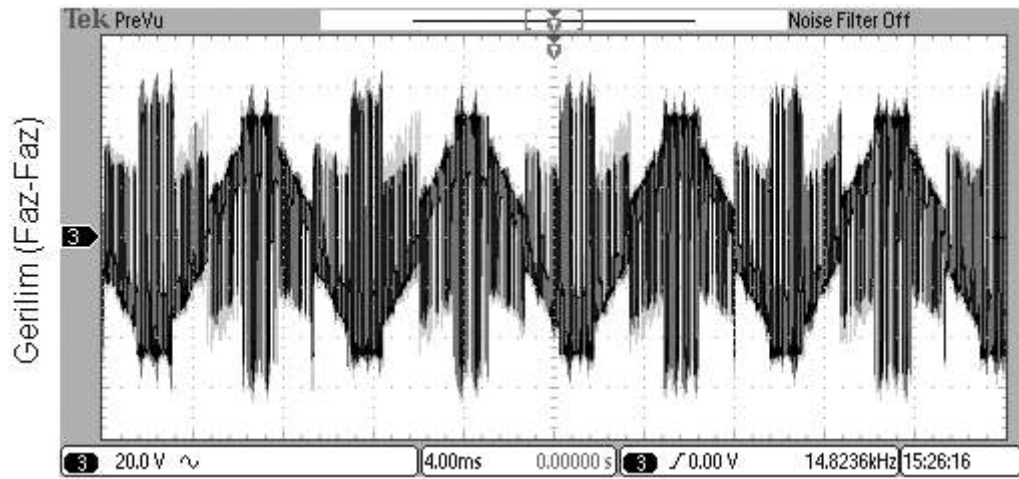
Şekil 77. Benzetim sonuçları, bulanık mantık (BM) ve histerezis bant (HB) denetleyiciler ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d iken 8Nm yük uygulandı).



(a)



(b)

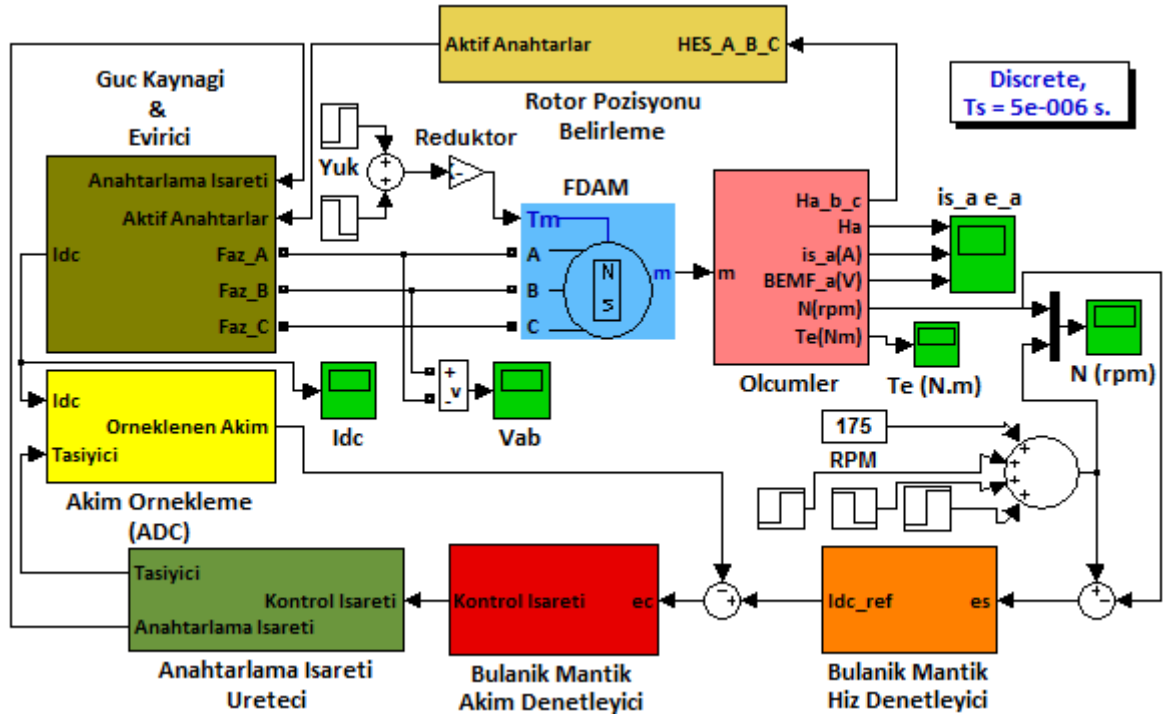


(c)

Şekil 78. DeneySEL sonuçlar, bulanık mantık (BM) ve histerezis bant (HB) denetleyiciler ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d iken 8Nm yük uygulandı).

2.5.4. Bulanık Mantık Hız ve Bulanık Mantık Akım Denetimi

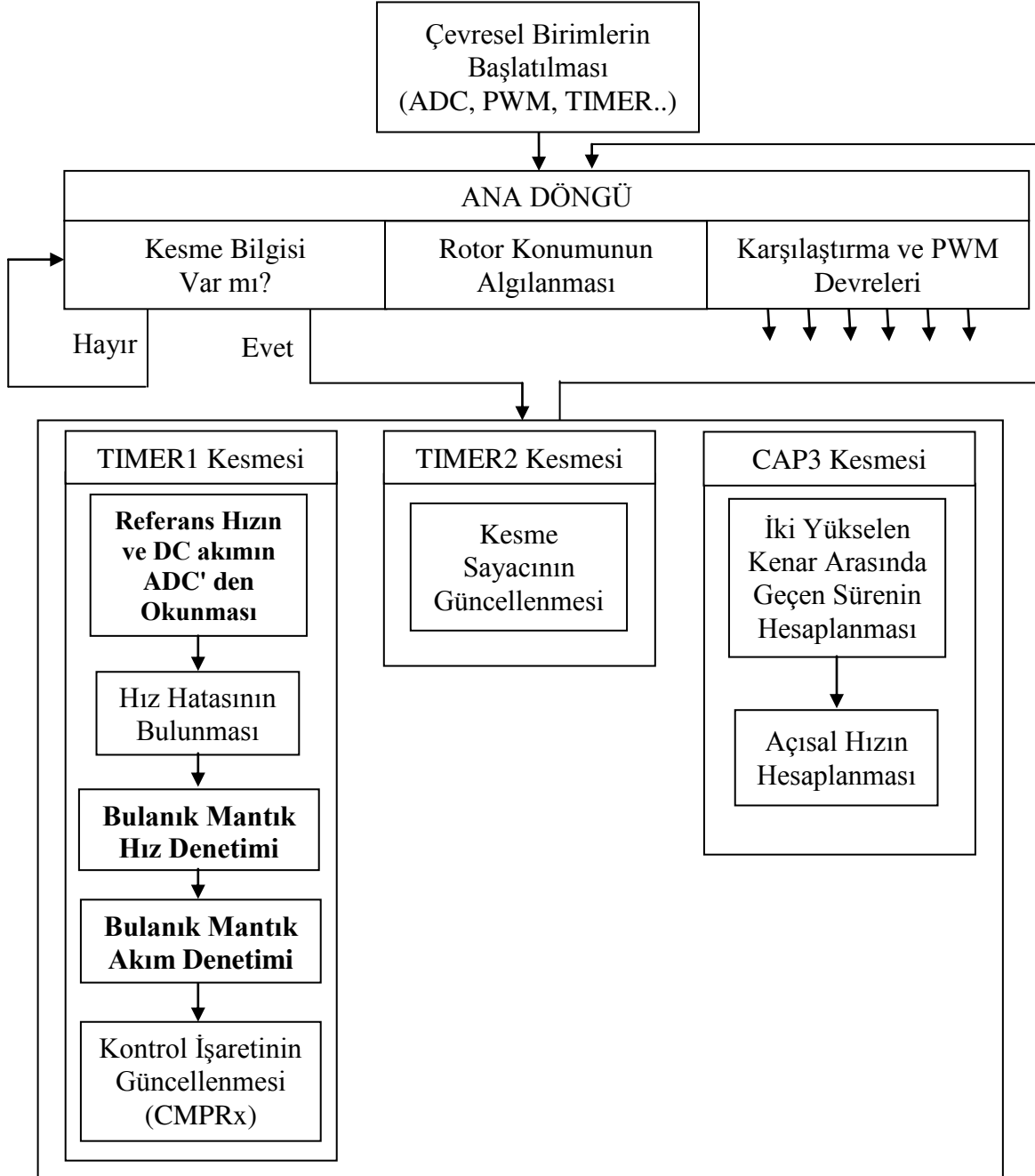
Fırçasız doğru akım motorunun, bulanık mantık denetleyiciler ile hız kontrolünü yapmak üzere Matlab/Simulink ortamında hazırlanan benzetim bloğu Şekil 79'da verilmiştir. Ayrıca deneysel çalışmalarda sayısal işaret işleyici ile yapılan bulanık mantık hız ve akım denetimi ilkesine ait akış diyagramı Şekil 80'de görülmektedir. Deneysel çalışmalarda kullanılan üyelik fonksiyonlarına, kural tablolarına ve zamanlayıcı sayacına Şekil 81'den bakılabilir. Şekil 82-89'da ise benzetim ve deneysel çalışmalarda elde edilen sonuçlar verilmiştir.



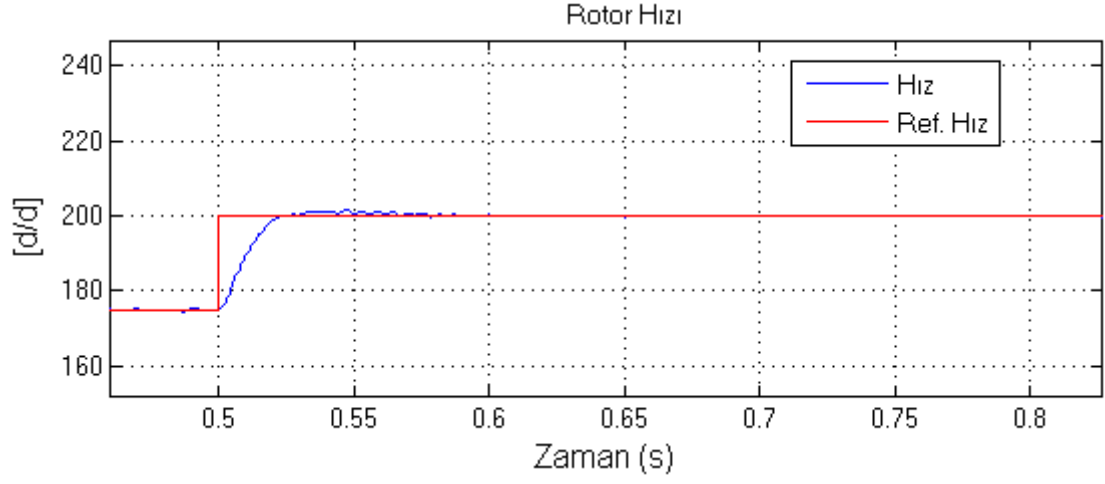
Şekil 79. Bulanık mantık hız ve bulanık mantık akım denetimi benzetim bloğu.

Bulanık mantık denetleyicilerde üçgen üyelik fonksiyonları ve 9 kural kullanılmıştır. Hız 175d/d iken referans hız 200d/d yapıldığında Şekil 82'deki gibi benzetim sonucuna göre; çok küçük bir aşma ile birlikte yaklaşık 0,09sn' de motor referans hıza ulaşmaktadır. Şekil 83'deki deneysel çalışma sonucuna göre yine çok küçük bir aşma olmakta ve yaklaşık 0,27 sn'de motor referans hıza erişmektedir. Eğer referans hız 175d/d iken 225d/d'ye çıkarılırsa Şekil 84'deki gibi benzetim sonucuna göre aşma miktarı artmakta ve yaklaşık 0,06sn'de referans hıza erişilmektedir. Şekil 85'deki deneysel sonuca bakıldığında ise aşma artmakta ve yaklaşık 0,27sn'de referans yakalanmaktadır. Şekil 86 ve 87'de referans hız

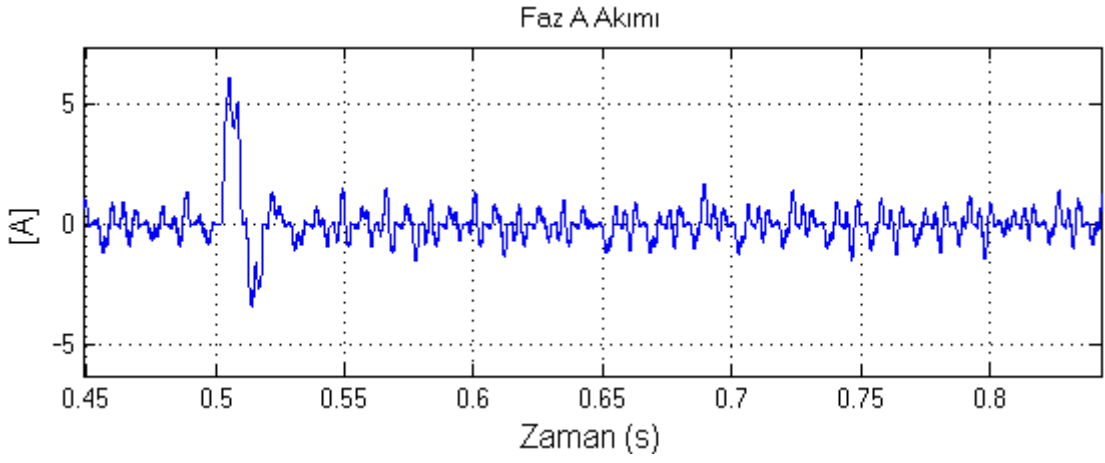
225d/d iken 175d/d yapıldığında benzetim ve deneysel sonuçlar verilmiştir. Benzetim sonucuna göre hız, referansın altına düşmekte ve yaklaşık 0,13sn'de referansı yakalamaktadır. Deneysel sonuca bakılacak olursa 0,35 sn'de referansa erişilmektedir. Motor yüklendiğinde ise hız, benzetim sonucuna göre 165d/d'ye kadar düşmekte ve 0,12sn'de, deneysel sonuca göre de 150d/d'ye düşmekte ve 0,17sn'de referans hıza ulaşmaktadır.



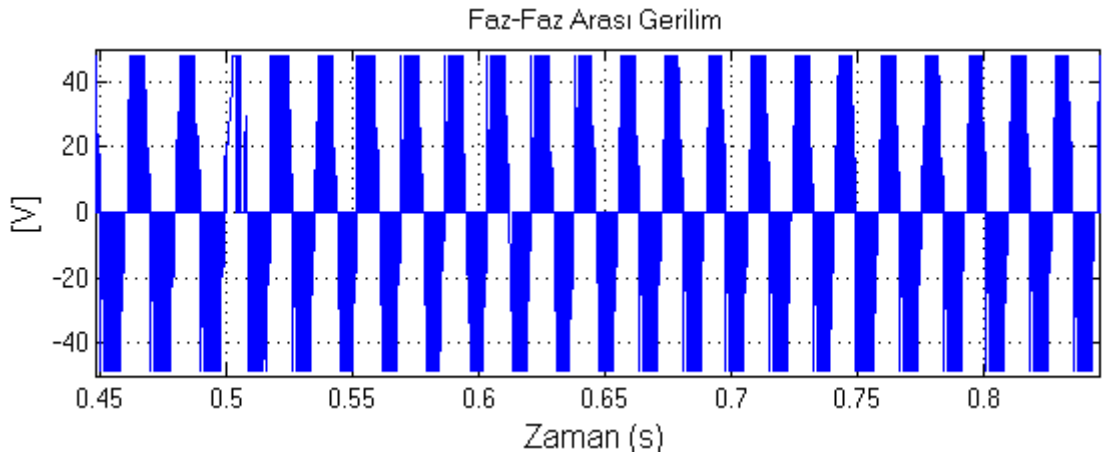
Şekil 80. FDAM' nin F2812 ile BM hız ve BM akım denetimi algoritması akış diyagramı.



(a)

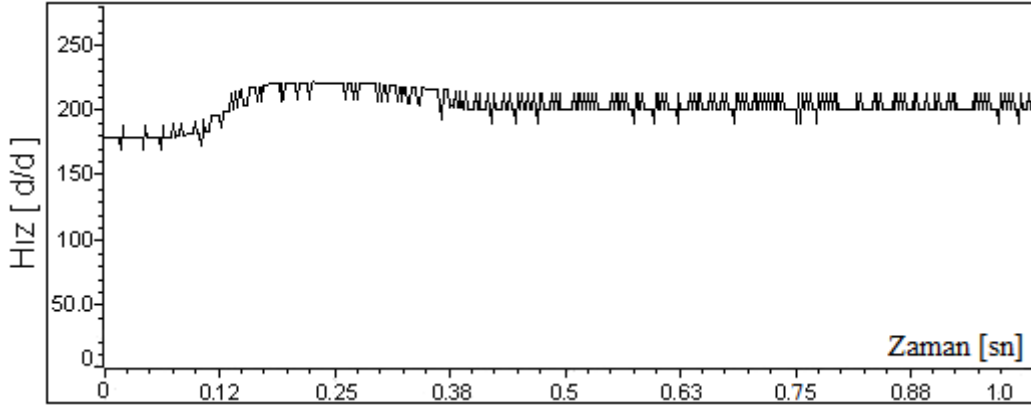


(b)

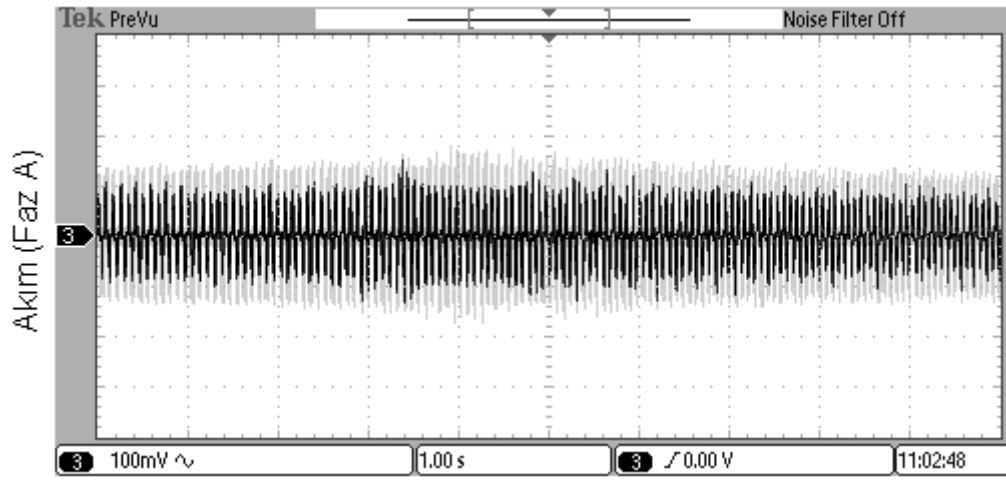


(c)

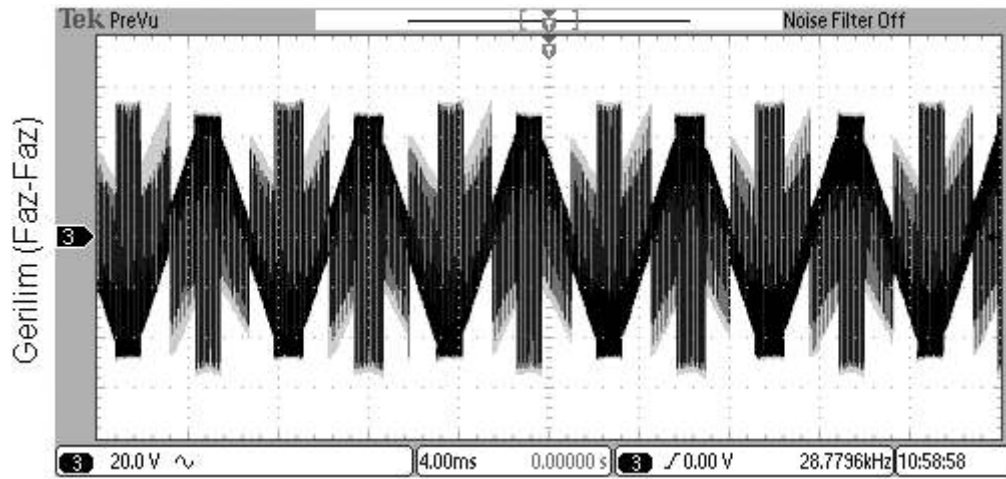
Şekil 82. Benzetim sonuçları, bulanık mantık (BM) denetleyiciler ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d'den 200d/d'ye çıkarıldı).



(a)

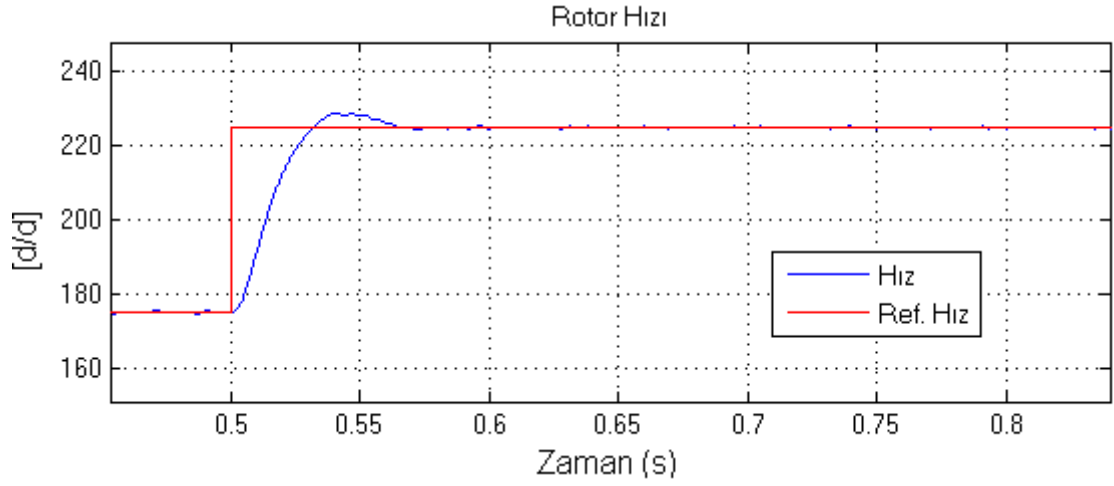


(b)

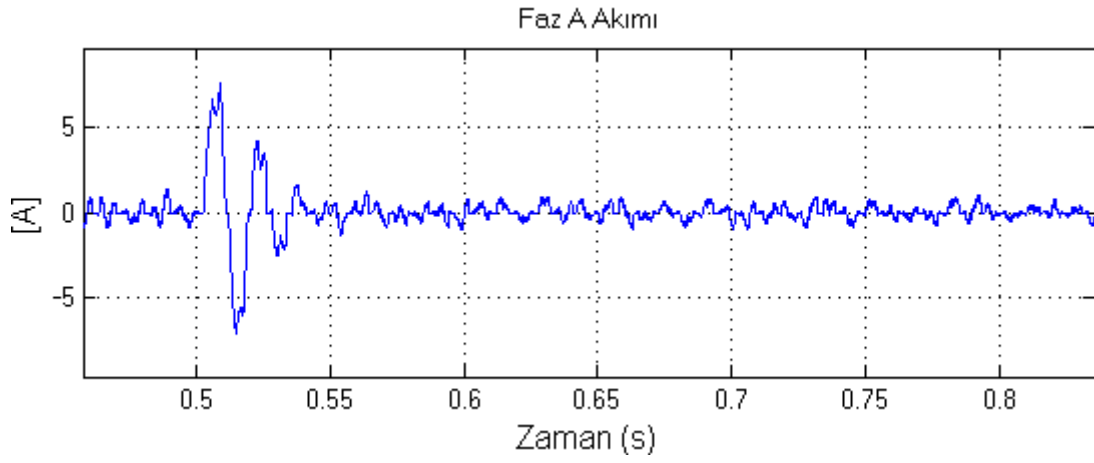


(c)

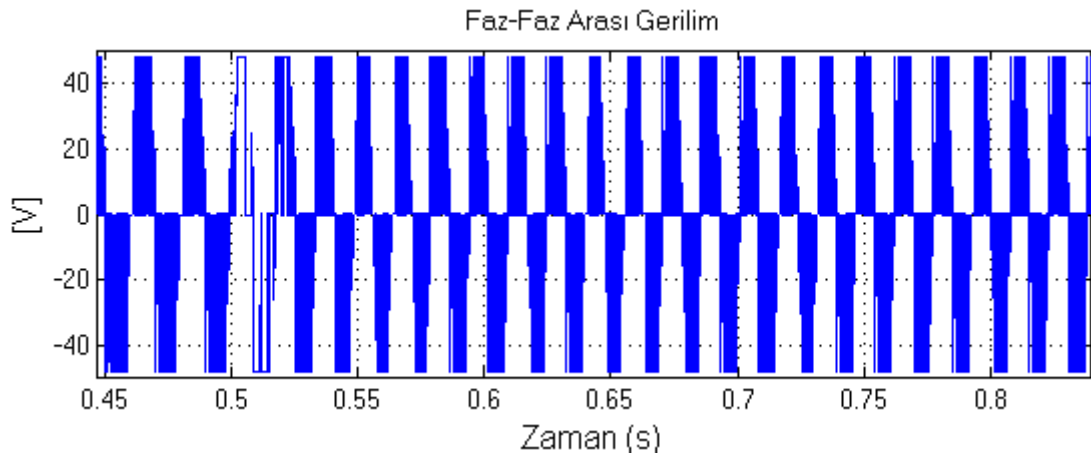
Şekil 83. Deneysel sonuçlar, bulanık mantık (BM) denetleyiciler ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d'den 200d/d'ye çıkarıldı).



(a)

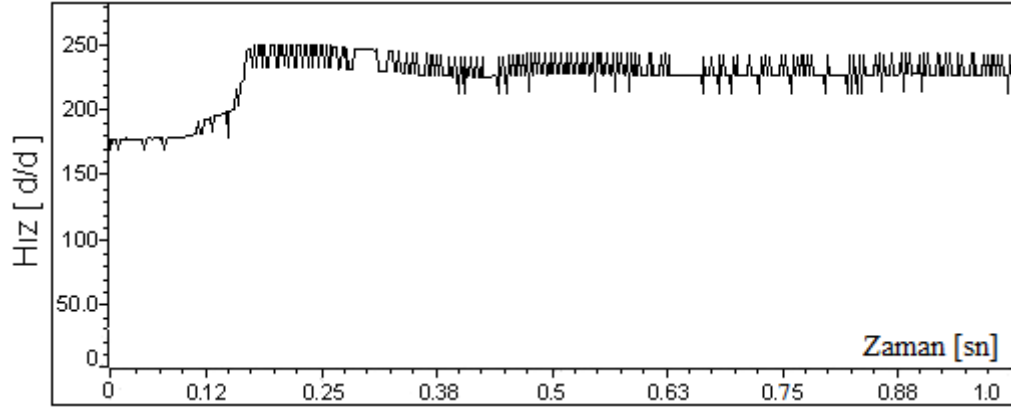


(b)

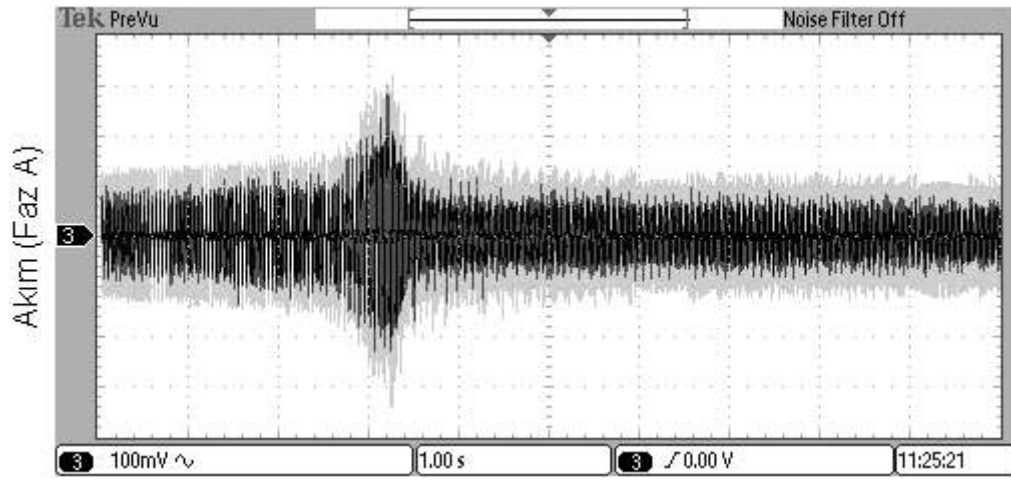


(c)

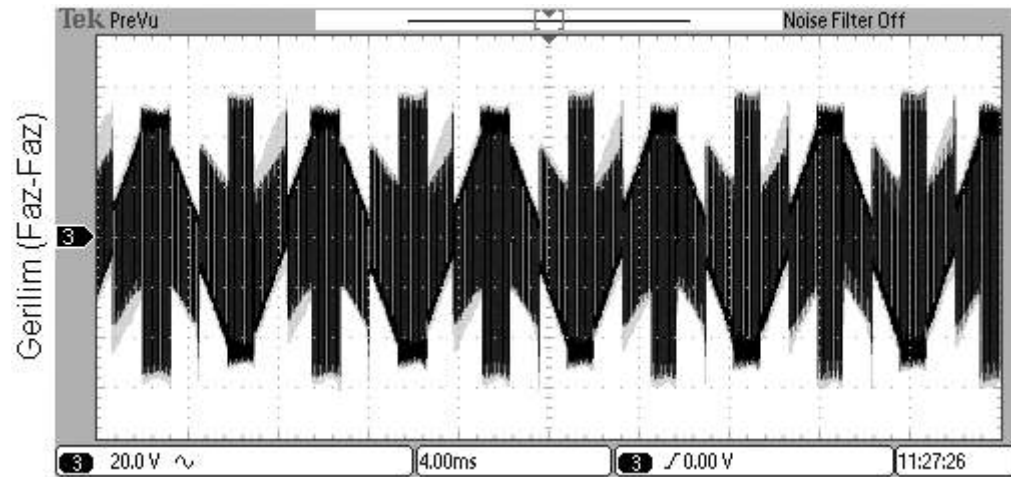
Şekil 84. Benzetim sonuçları, bulanık mantık (BM) denetleyiciler ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d'den 225d/d'ye çıkarıldı).



(a)

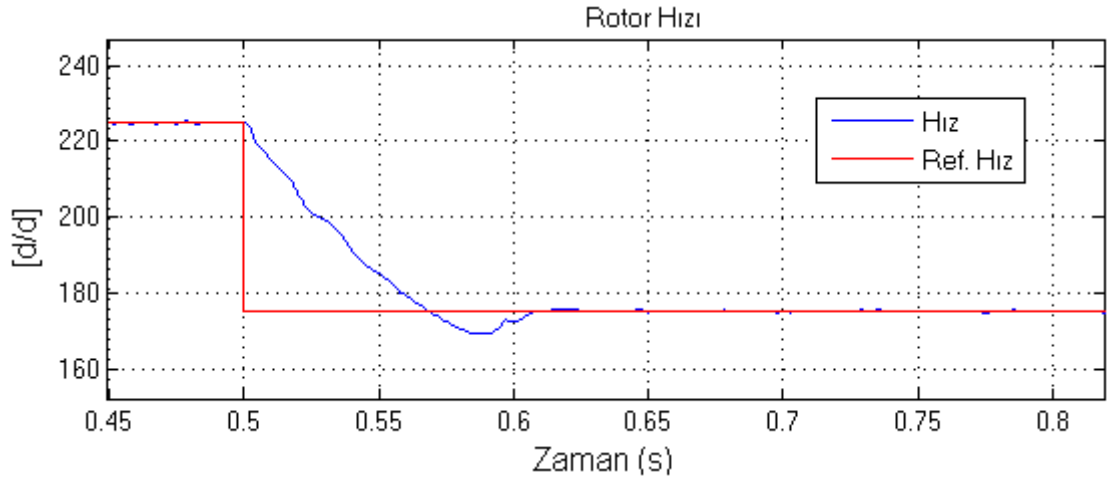


(b)

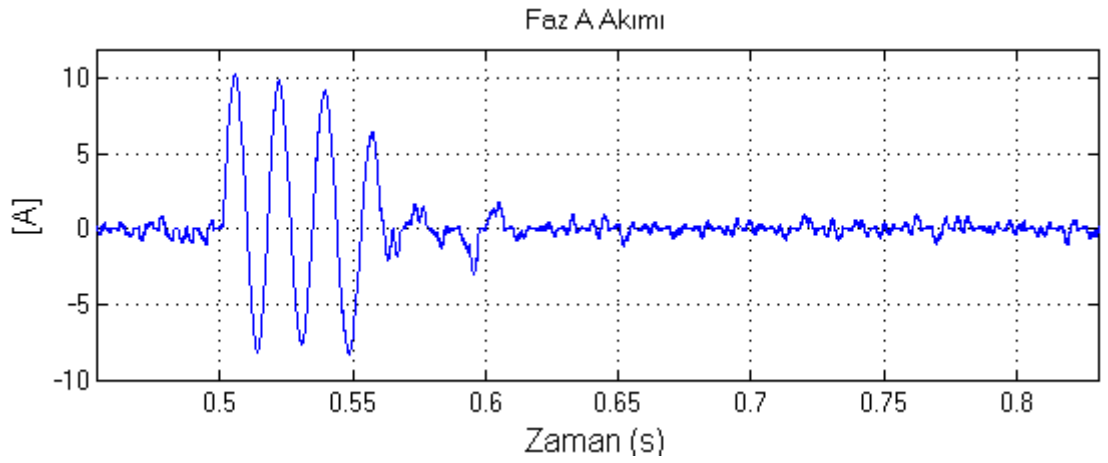


(c)

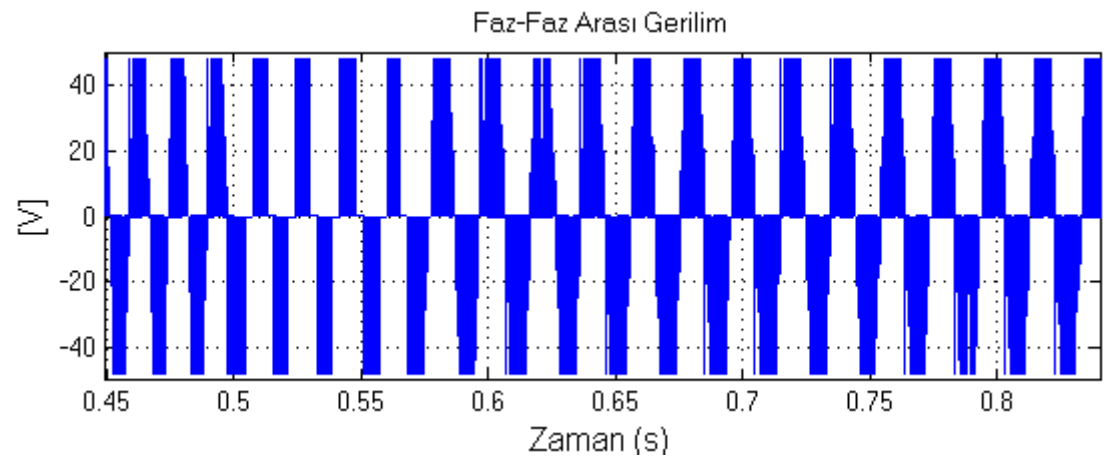
Şekil 85. Deneysel sonuçlar, bulanık mantık (BM) denetleyiciler ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d'den 225d/d'ye çıkarıldı).



(a)

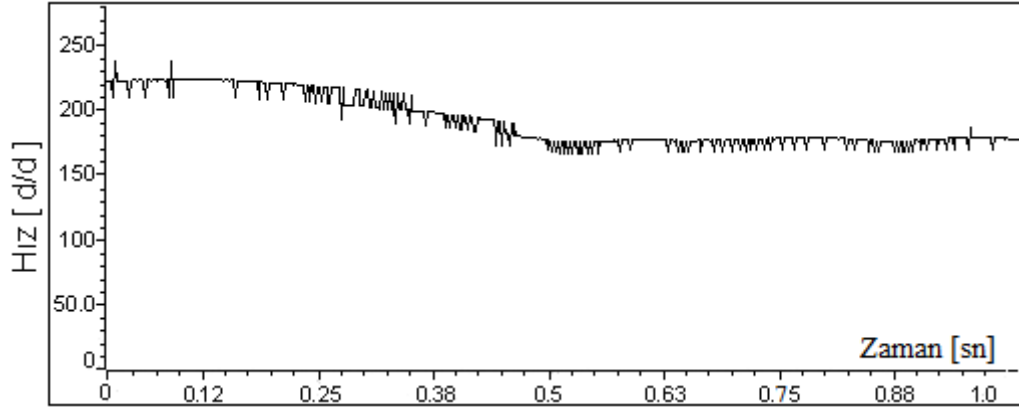


(b)

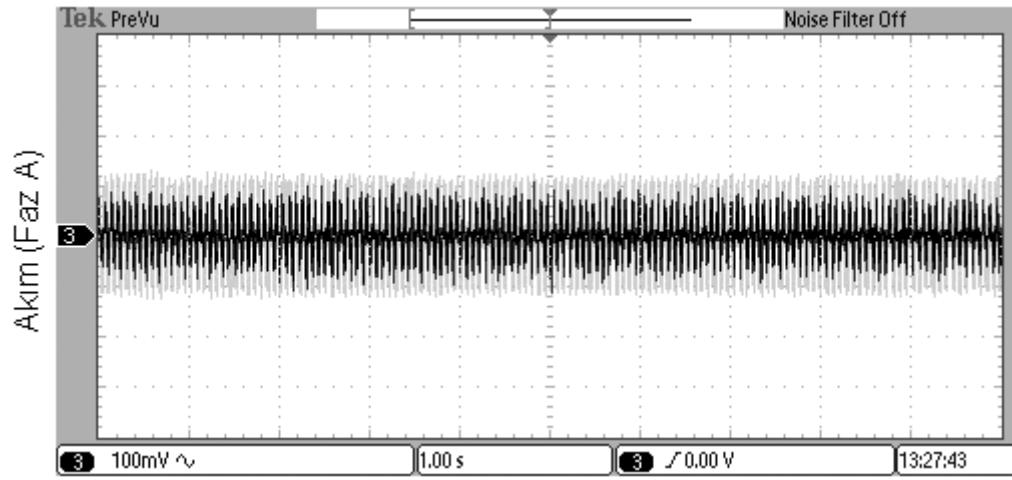


(c)

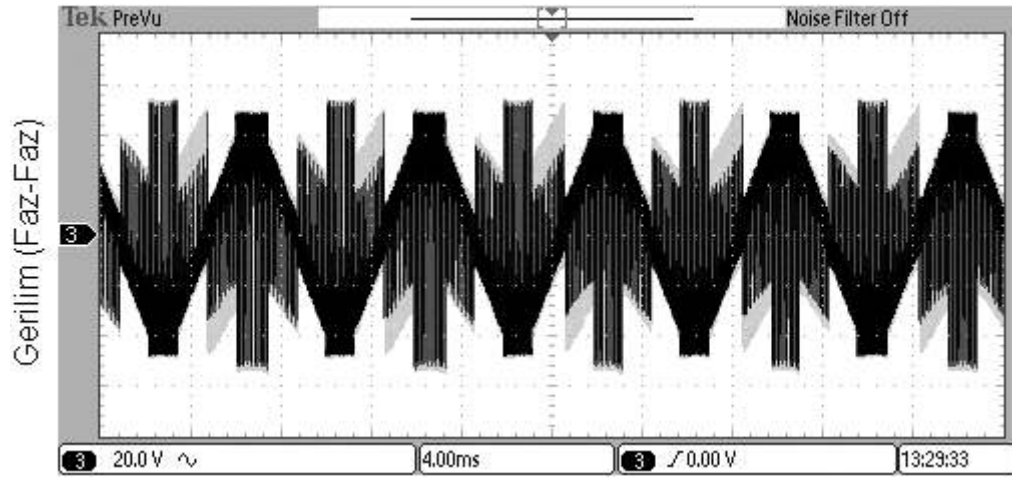
Şekil 86. Benzetim sonuçları, bulanık mantık (BM) denetleyiciler ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 225d/d'den 175d/d'ye düşürüldü).



(a)

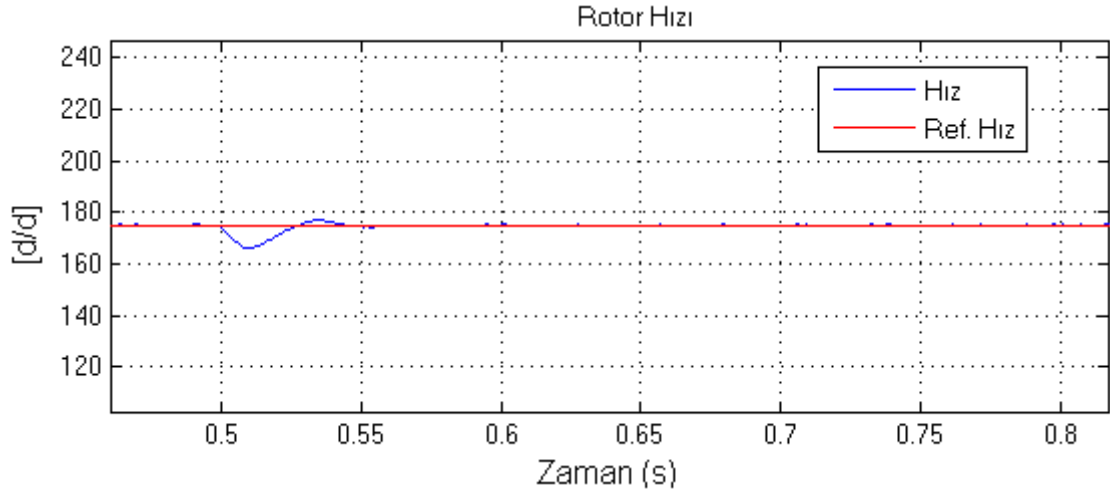


(b)

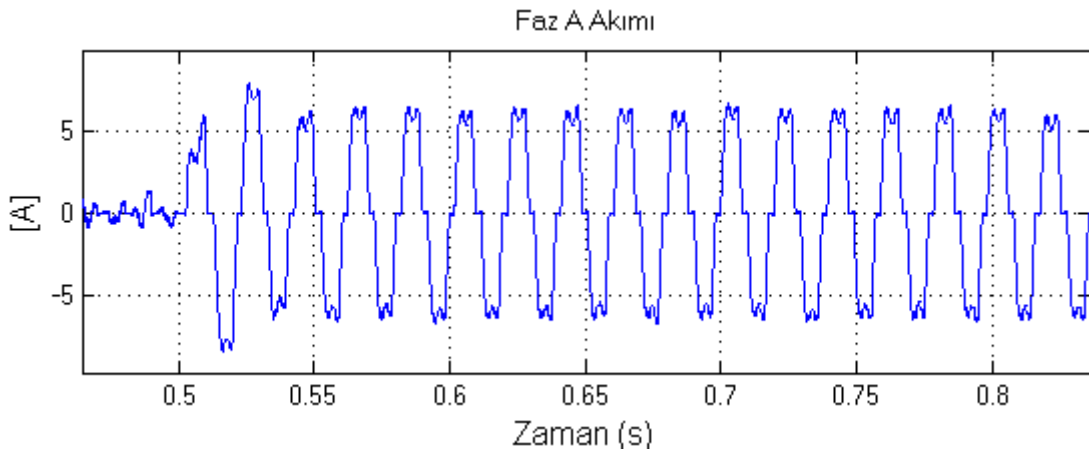


(c)

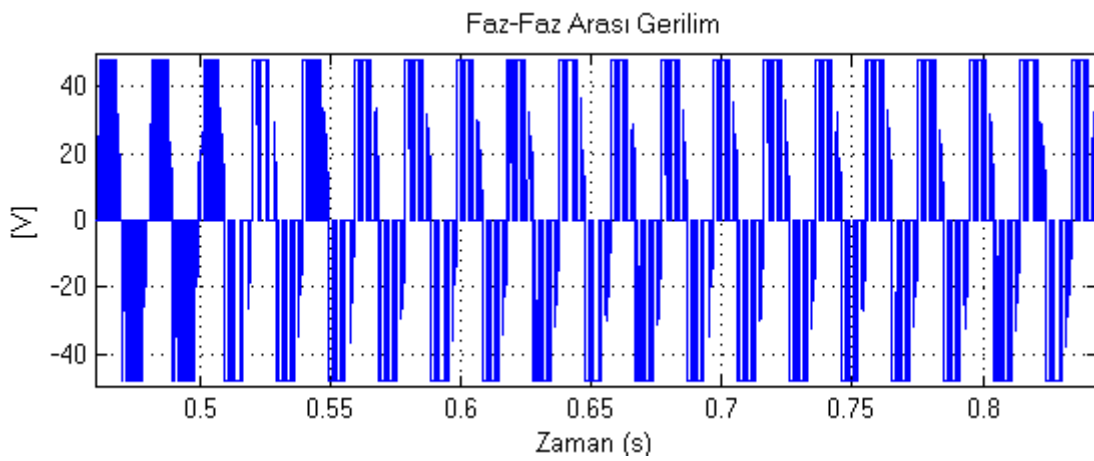
Şekil 87. Deneysel sonuçlar, bulanık mantık (BM) denetleyiciler ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 225d/d'den 175d/d'ye düşürüldü).



(a)

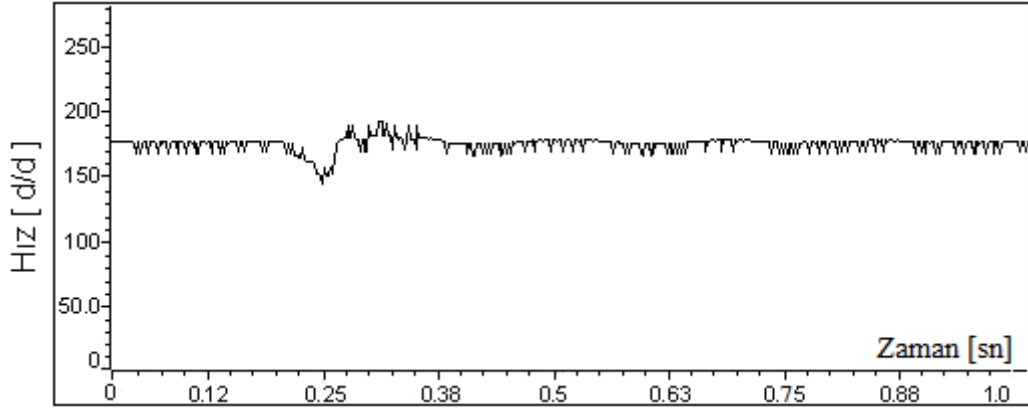


(b)

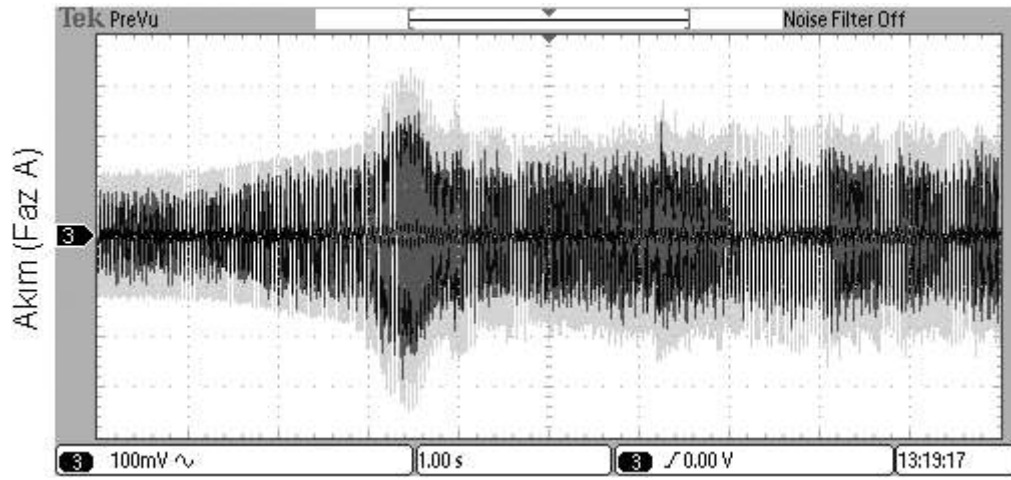


(c)

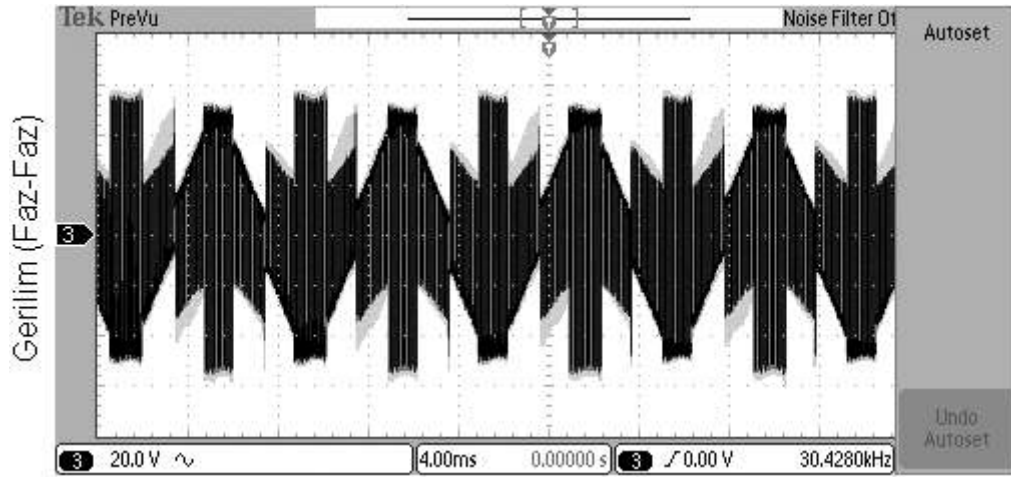
Şekil 88. Benzetim sonuçları, bulanık mantık (BM) denetleyiciler ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d iken 8Nm yük uygulandı).



(a)



(b)



(c)

Şekil 89. Deneysel sonuçlar, bulanık mantık (BM) denetleyiciler ile (a) hız cevabı, (b) bir faza ait akım ve (c) fazlar arası gerilim (Referans hız 175d/d iken 8Nm yük uygulandı).

2.5.5. Denetleyicilerin Karşılaştırılması

Fırçasız doğru akım motorunun hız denetimine yönelik dört farklı yöntem ile ilgili sonuçlar önceki başlıkta verilmiştir. Bunlardan PI ve BM denetleyiciler sadece hız geri beslemesi kullanmaktadır. Bulanık mantık ve histerezis bant denetim yöntemi ve bulanık mantık denetleyicilerin kullanıldığı son yöntemde hem hız hem de akım geri beslemesi kullanılmıştır. Sonuçlara bakıldığında ise tek kapalı çevrimli sistemlerden BM denetleyici ile kontrol edilen motor, verilen referans hızlara biraz daha kısa sürede erişmekte ve referansa ulaşırken oluşan aşma değerleri hemen hemen aynı olmaktadır. Ayrıca BM denetimli sistemin tepkisi daha hızlı olmaktadır. Ancak referansa ulaşırken hızda dalgalanmalar görülmektedir. Motor yüklendiğinde ise PI denetimli sistemde hız, oldukça düşmekte ve daha geç toparlanmaktadır.

Çift kapalı çevrimli denetim sistemlerinden Histerezis bant kullanılan denetim modelinde benzetim sonuçları tek kapalı çevrimli modellere göre daha iyi olmasına karşın deneysel sonuçlarda bu fark belirgin değildir. Bunun sebebi ise kullanılan IGBT modülün dayanabileceği anahtarlama frekansı en fazla 20kHz olduğundan ve bu değerin aşılması sorun oluşturacağından histerezis bandın genişliği deneysel çalışmalarda arttırılmıştır. Aksi halde modül ısınmakta ve çalışmamaktadır.

Bu çalışmada önerilen BM denetleyiciler ile kontrol edilen motor istenen referansa en kısa sürede ulaşmaktadır. Aşma değerleri ve dalgalanma daha azdır. Yük altında ise motorun hızı diğer denetim sistemlerine göre daha az düşmekte ve daha hızlı referans değere ulaşmaktadır.

2.6. Elektronik Diferansiyel ile İlgili Elde Edilen Benzetim ve Deneysel Bulgular

Denetim sistemlerinin incelenmesinin ardından tek kapalı çevrimli BM denetleyici ve çift kapalı çevrimli BM denetleyiciler ile kontrol edilen FDAM ile elektronik diferansiyel sisteminin benzetim ve deneysel çalışmaları yapılmıştır.

Elektronik diferansiyel sistemi, düşük hızlarda kullanılacağından tekerlerin viraj boyunca aynı açı ile hareket edeceğini kabul etmek sorun oluşturmamaktadır. Bu nedenle direksiyon aracılığı ile ED sistemine yön veren tekerlere ait açı (δ -dönme yarı çapı ile aracın sürüş yapan tekerlerinin aks doğrultusu arasında kalan açı) bilgisi girilir. Ayrıca viraj boyunca aracın merkezine ait açısız hız bilgisi de ED sistemine iletilmelidir. Bunun

yanında sağ ve sol sürüş yapan tekerlerin referans hızlarının belirlenebilmesi için aynı aks üzerindeki tekerler arası mesafe (d) ve ön-arka terekler arasındaki mesafe (L) bilinmelidir. Yapılan çalışmalarda d/L oranı 0,25 olarak kabul edilmiştir. Benzetim ve deneysel çalışmalarda aracın sağa veya sola hareketi aşağıdaki gibi sağlanmıştır. Eğer;

$\delta > 0$ ise araç, sağa doğru viraj hareketi sergiliyor.

$\delta = 0$ ise araç, düz yol üzerinde hareket ediyor.

$\delta < 0$ ise araç, sola doğru viraj hareketi sergiliyor.

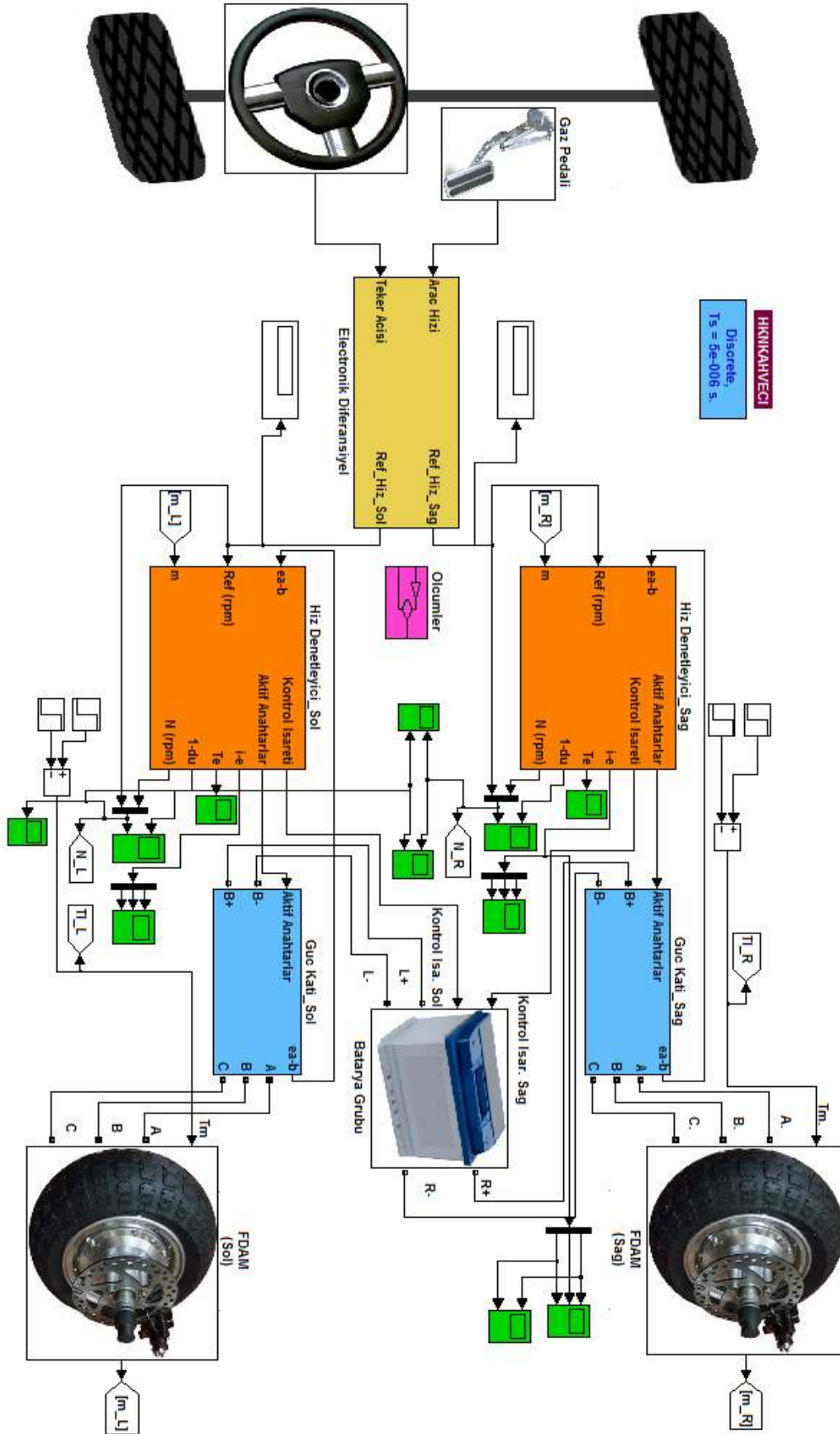
Virajın yönü bu şekilde belirlendikten sonra tekerler için açısal hız farkı büyüklüğü hesaplanmıştır. Viraj içinde kalan tekerin referans hızı, aracın merkezine ait açısal hız bilgisinden hız farkı büyüklüğü çıkarılarak hesaplanmıştır. Viraj dışında kalan teker içinse çıkarma işlemi yerine toplama işlemi yapılmıştır. Sonuçta düz yolda da virajlı yolda da sürüş yapan tekerlerin hızlarının ortalaması, aracın merkezine ait açısal hıza eşit olmalıdır. Aksi halde kararlı viraj hareketi sergilenemeyecek, aracın doğrultusu istenen yönde olmayacaktır.

İki farklı denetleyici ile oluşturulan elektronik diferansiyel (ED) sistemleri, farklı senaryolar altında benzetim ve deneysel çalışmalar ile denenmiştir. Benzetim çalışmaları Şekil 90'da gösterilen elektrikli araç modeli üzerinde gerçekleştirilmiştir. İlk senaryo olarak aracın şoföre göre sağa doğru kontrollü bir şekilde 20° ortalama teker açısıyla viraj hareketi sergilediği durumdur. Bu durumda ortalama teker açısı yavaşça 20°'ye ulaşmaktadır. Sağ teker referans hızı azalarak 181,8d/d ve sol teker referans hızı da artarak 218,2d/d olarak hesaplanmıştır.

İkinci senaryoda, aracın sağa doğru 20°'lik teker açısı ile aniden dönüş yaptığı kabul edilmiştir. Bu durumda sağ tekerin referans hızı aniden 181,2d/d ve sol tekerinki de aniden 218,2d/d olmuştur.

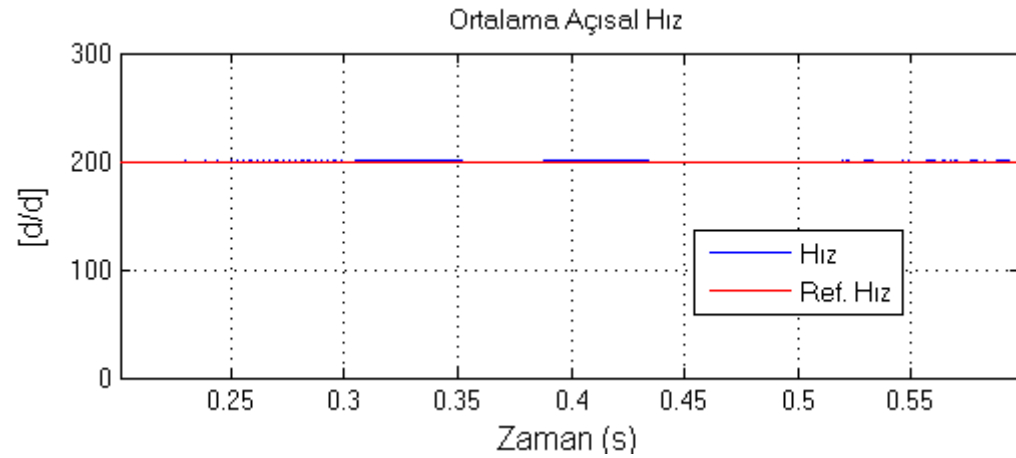
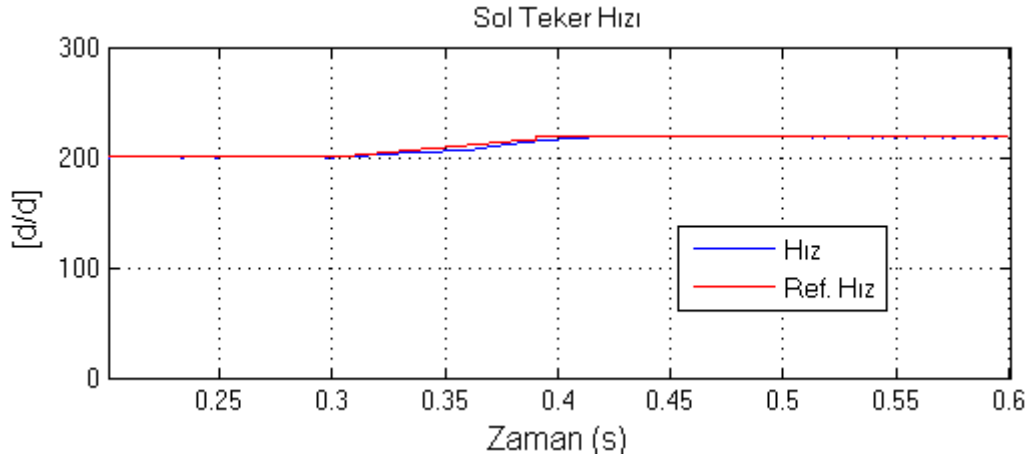
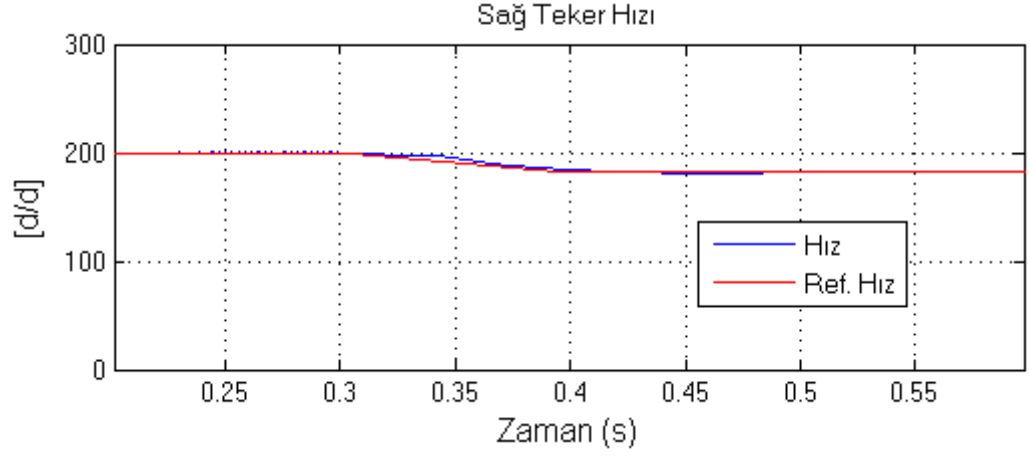
Üçüncü senaryo olarak aracın sola doğru 40°'lik teker açısı ile aniden dönüş yaptığı kabul edilmiştir. Bu durumda sağ tekerin referans hızı aniden 242d/d ve sol tekerinki de aniden 158d/d olmuştur.

Son senaryo olarak slalom sürüş şekli seçilmiştir. Buna göre araç önce sola sonrada sağa doğru 25°'lik açılarla ani dönüşler yapmaktadır. Bu durumda viraj içinde kalan tekerin referans hızı 176,7d/d olurken viraj dışında kalan tekerin referansı 223,3d/d olmaktadır.

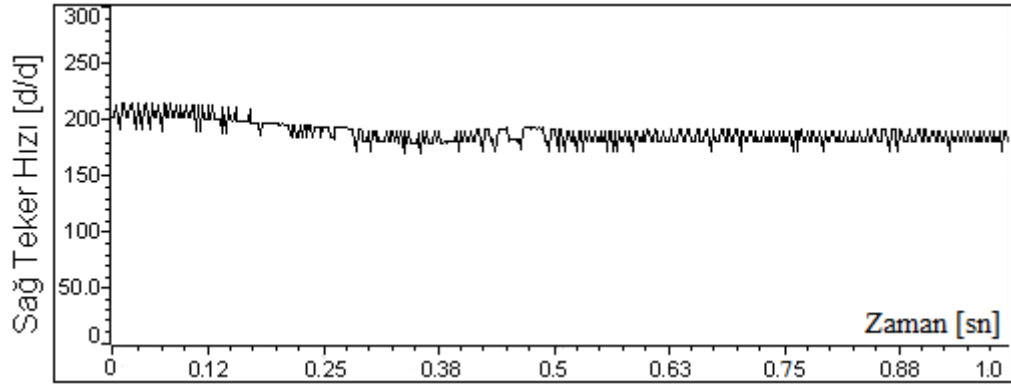


Şekil 90. Arka iki tekerden doğrudan sürüşlü aracın benzetim modeli.

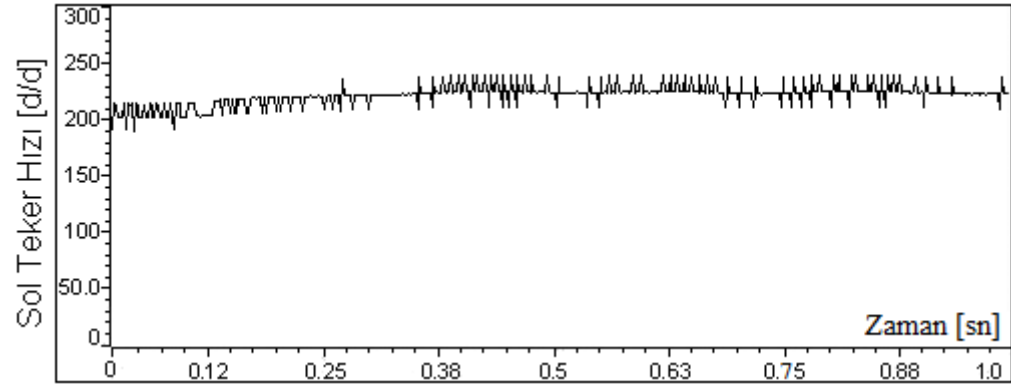
2.6.1. BM Hız Denetimli Elektronik Diferansiyel Sistemine Ait Bulgular



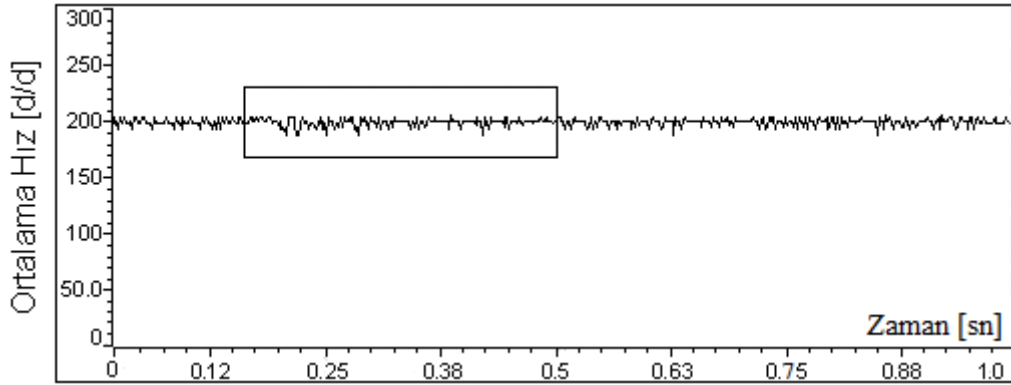
Şekil 91. Benzetim sonucu; (a) Sağ teker hızı (b) Sol teker hızı (c) Ortalama açısal hız (Referans hız 200d/d iken sağa doğru kademeli artırılan 20° teker açısında kontrollü viraj hareketi)



(a)

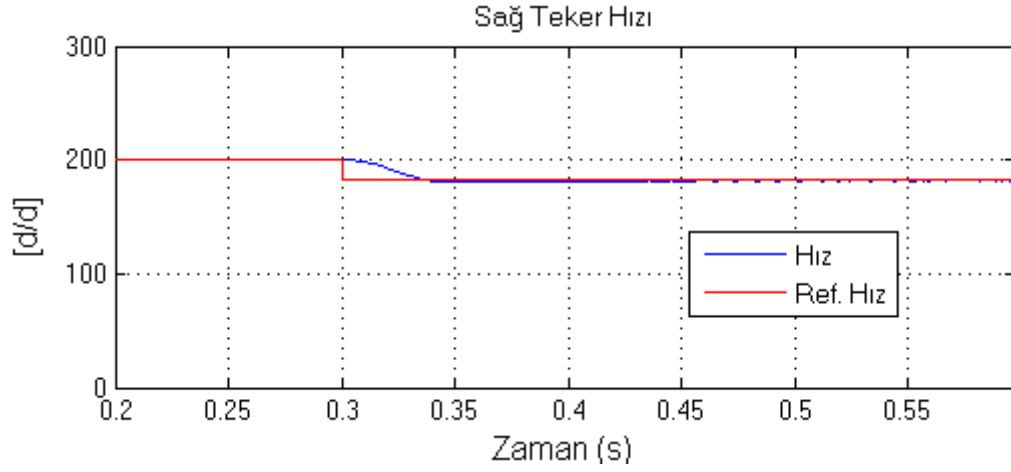


(b)

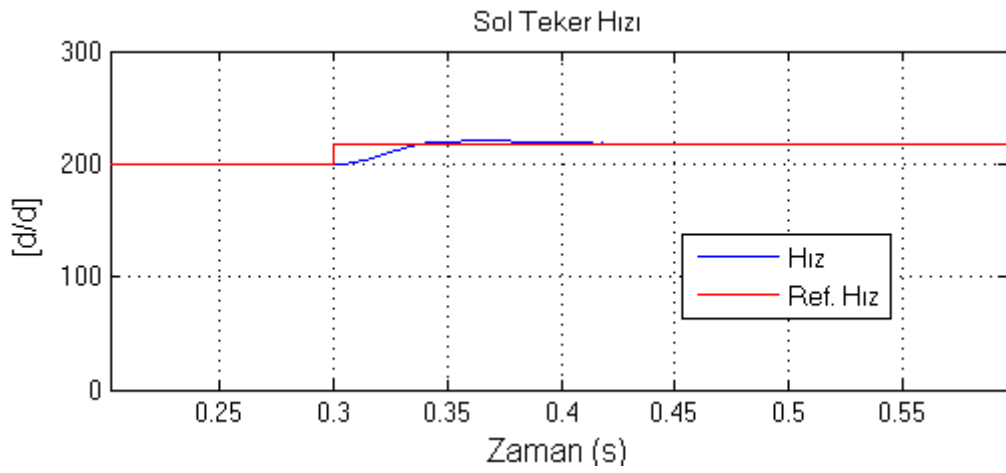


(c)

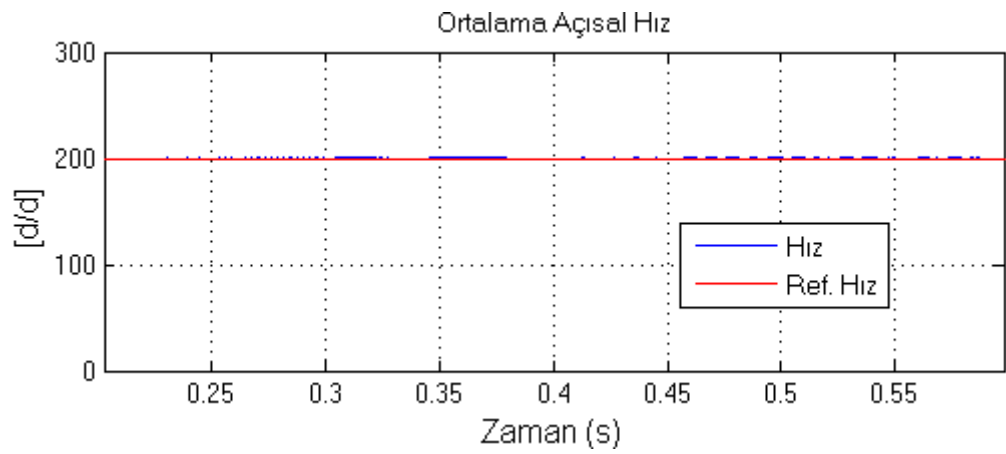
Şekil 92.Deneysel sonuç; (a) Sağ teker hızı (b) Sol teker hızı (c) Ortalama açısal hız. (Referans hız 200d/d iken sağa doğru kademeli arttırılan 20° teker açısında kontrollü viraj hareketi)



(a)

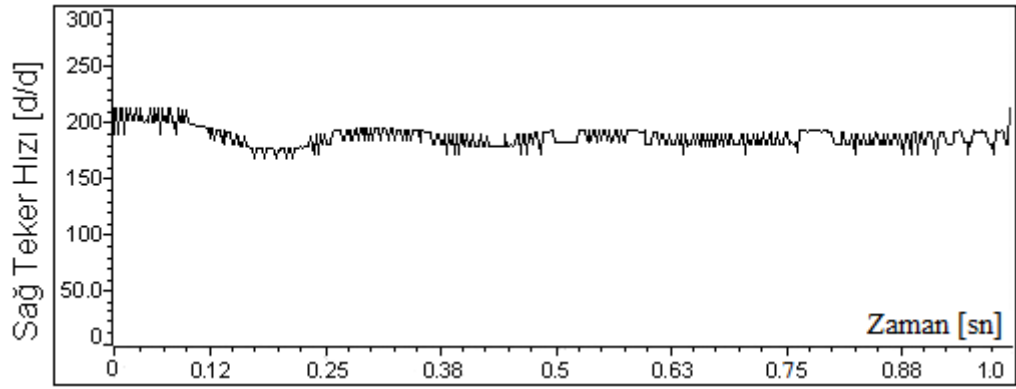


(b)

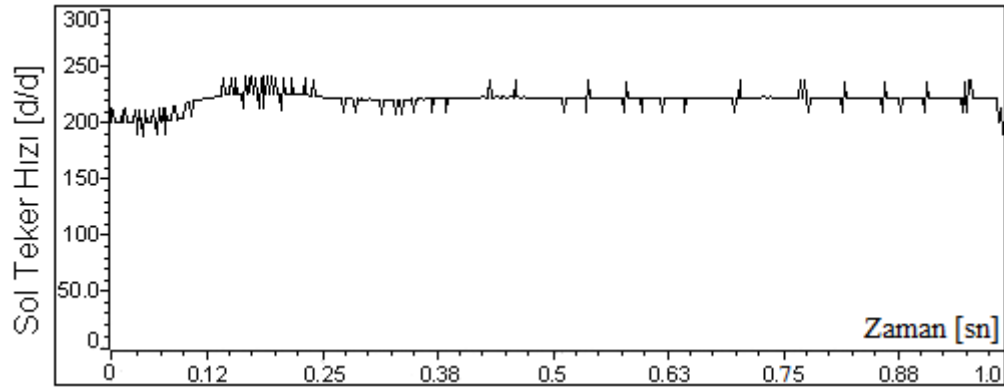


(c)

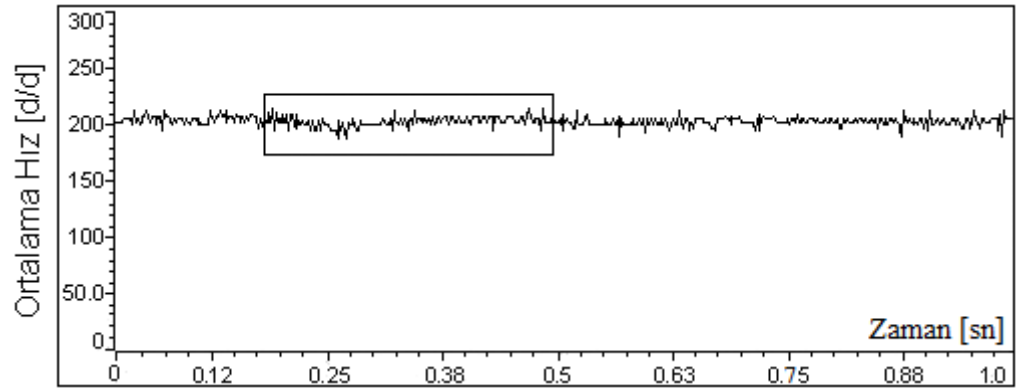
Şekil 93. Benzetim sonucu; (a) Sağ teker hızı (b) Sol teker hızı (c) Ortalama açısal hız (Referans hız 200d/d iken sağa doğru aniden 20° teker açısı verildi).



(a)

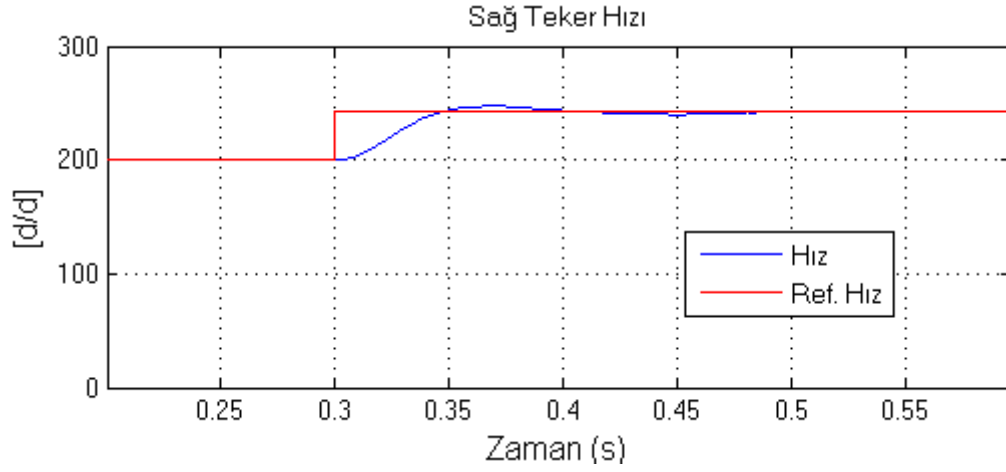


(b)

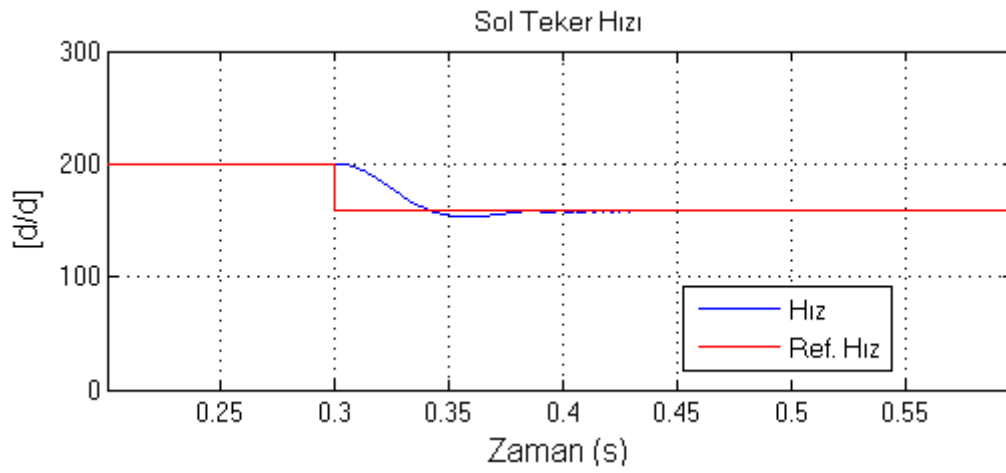


(c)

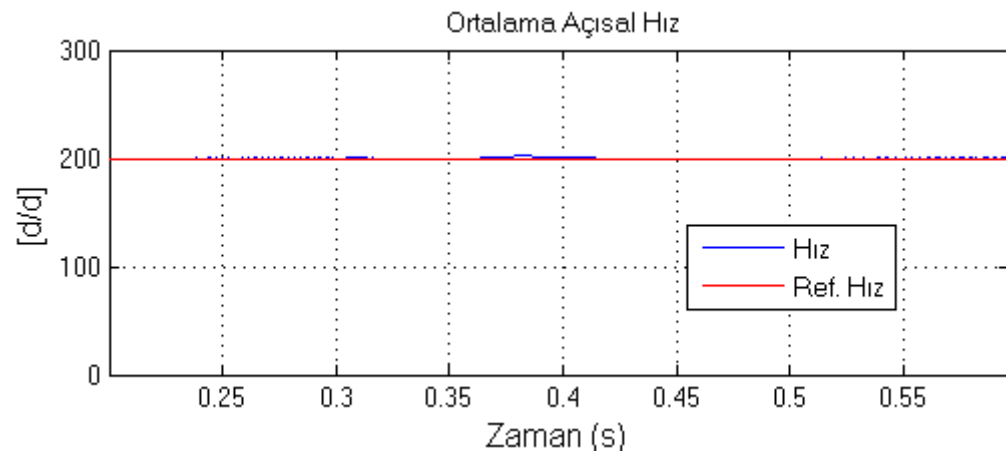
Şekil 94.Deneysel sonuç; (a) Sağ teker hızı (b) Sol teker hızı (c) Ortalama açısal hız (Referans hız 200d/d iken sağa doğru aniden 20° teker açısı verildi).



(a)

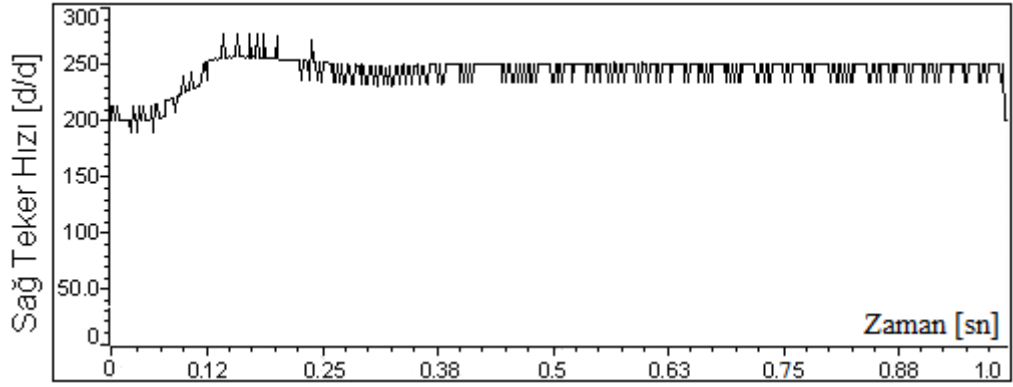


(b)

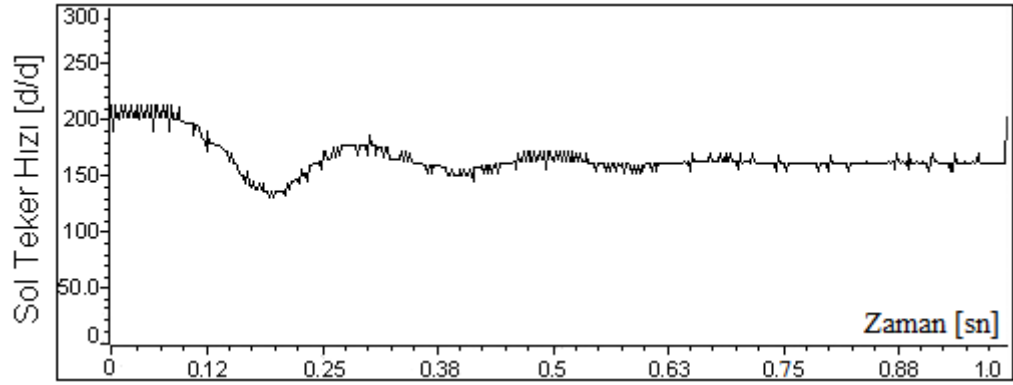


(c)

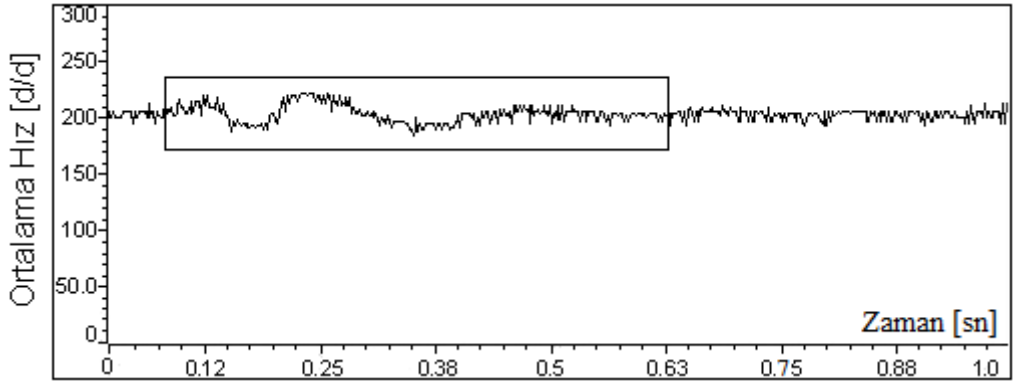
Şekil 95. Benzetim sonucu; (a) Sağ teker hızı (b) Sol teker hızı (c) Ortalama açısal hız (Referans hız 200d/d iken sola doğru aniden 40° teker açısı verildi).



(a)

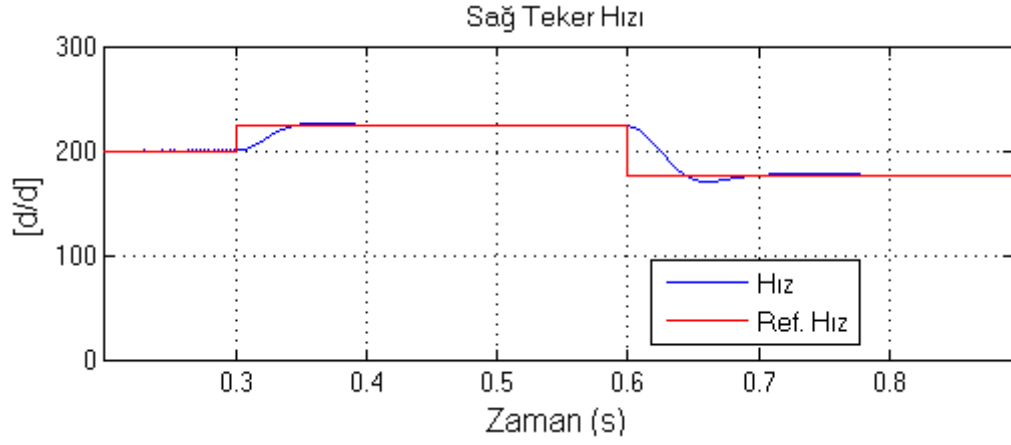


(b)

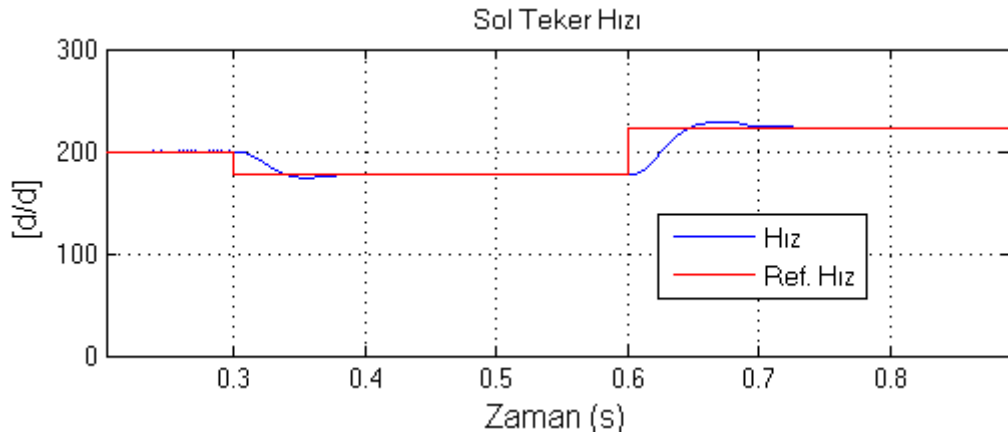


(c)

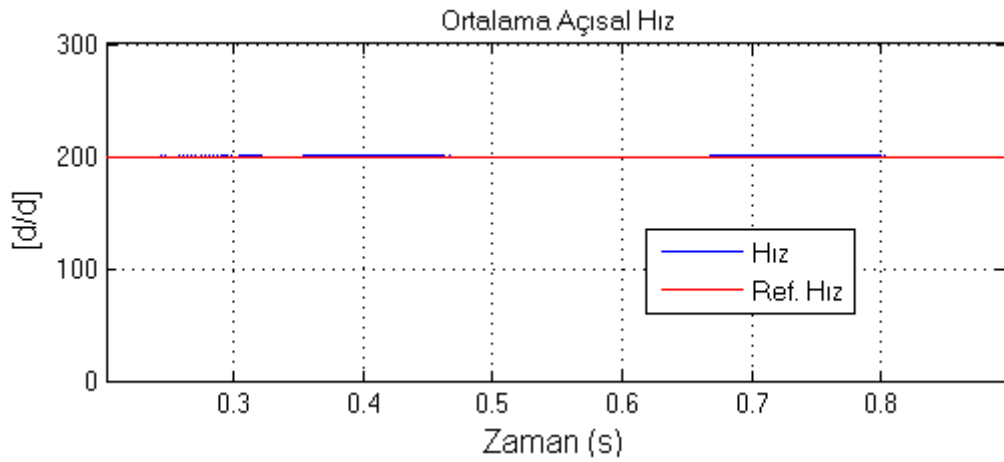
Şekil 96.Deneysel sonuç; (a) Sağ teker hızı (b) Sol teker hızı (c) Ortalama açısal hız (Referans hız 200d/d iken sola doğru aniden 40° teker açısı verildi).



(a)

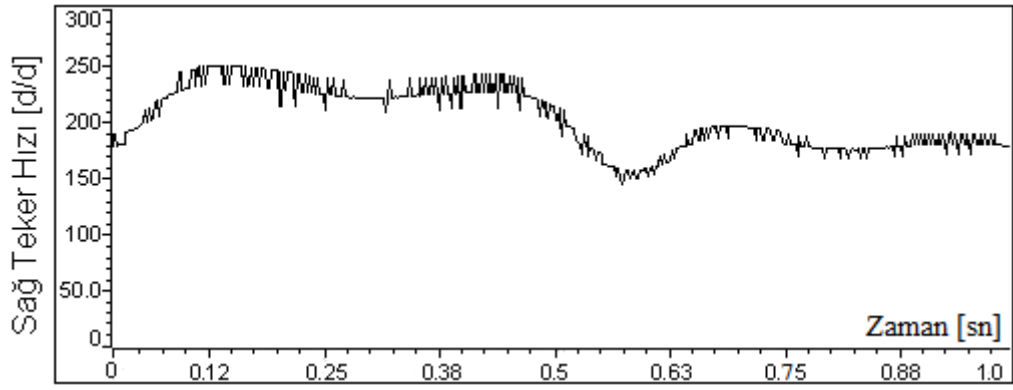


(b)

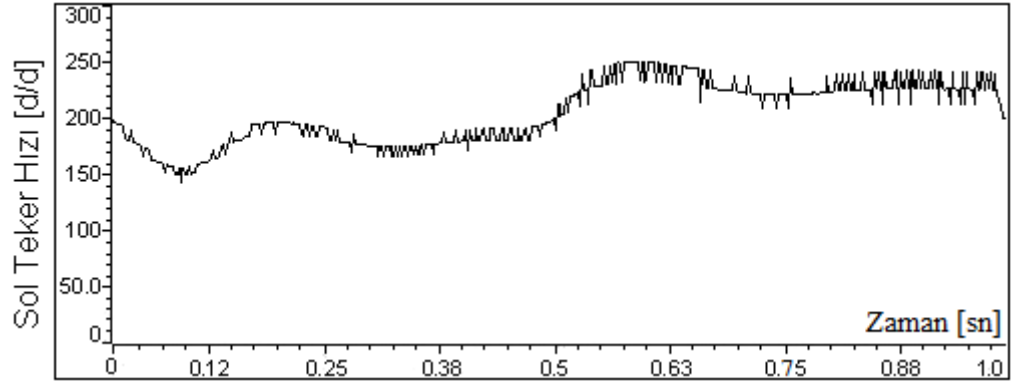


(c)

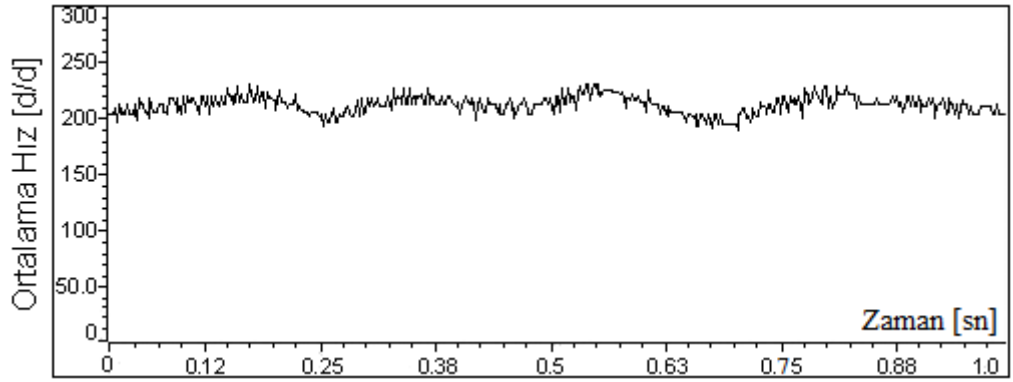
Şekil 97. Benzetim sonucu; (a) Sağ teker hızı (b) Sol teker hızı (c) Ortalama açısal hız (Referans hız 200d/d iken önce sola sonra sağa 25° teker açılarıyla slalom sürüş yapıldı).



(a)



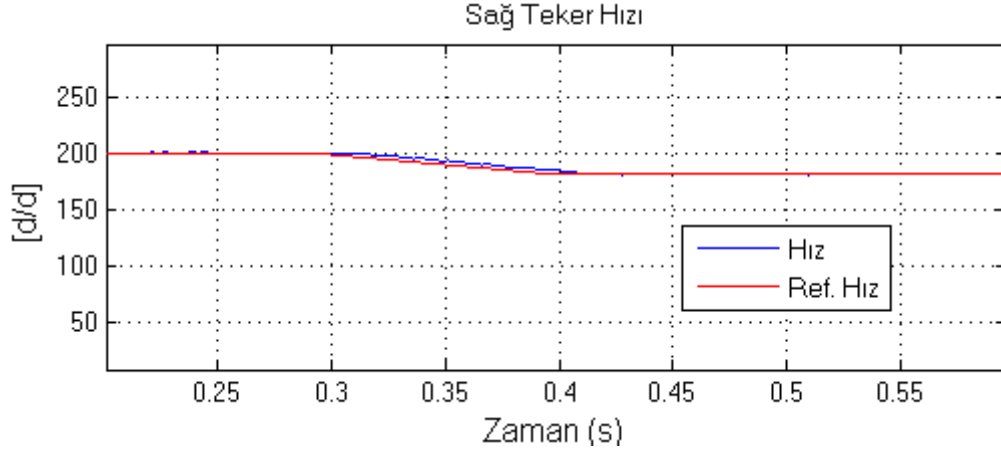
(b)



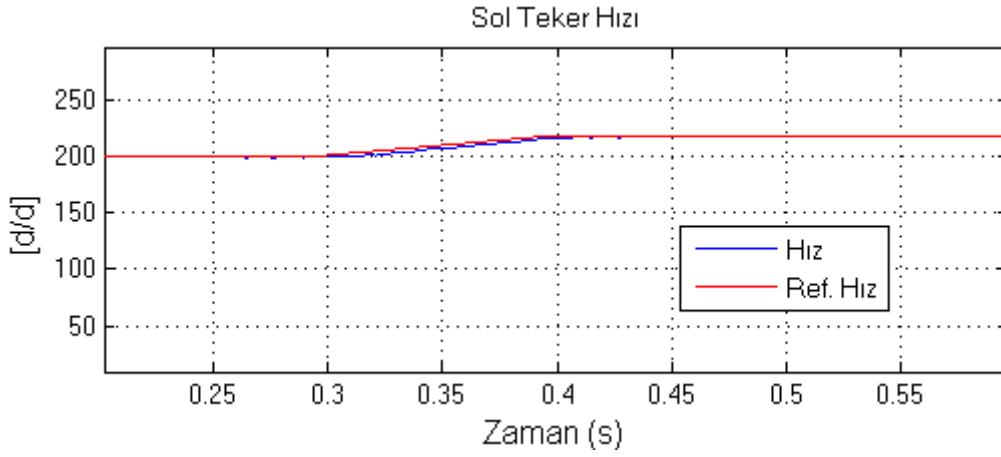
(c)

Şekil 98.Deneysel sonuç; (a) Sağ teker hızı (b) Sol teker hızı (c) Ortalama açısal hız (Referans hız 200d/d iken önce sola sonra sağa 25° teker açılarıyla slalom sürüş yapıldı).

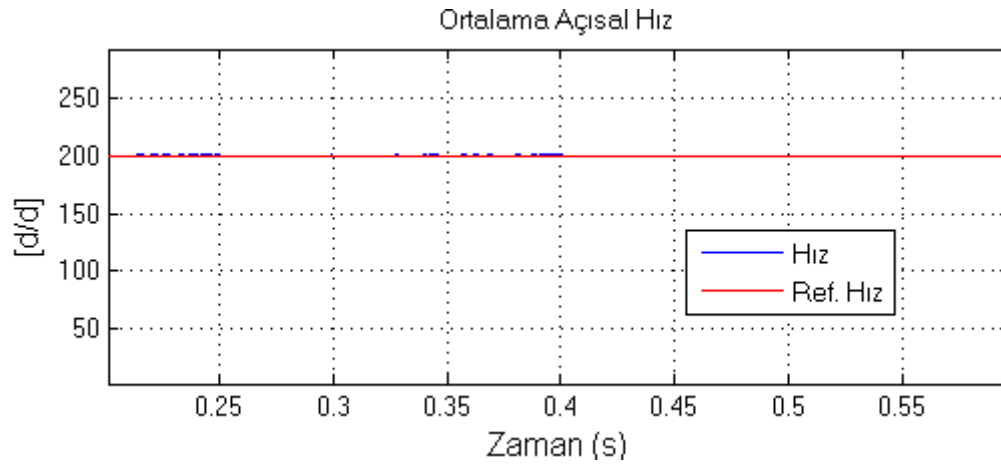
2.6.2. BM Hız ve Akım Denetimli Elektronik Diferansiyel Sistemine Ait Bulgular



(a)

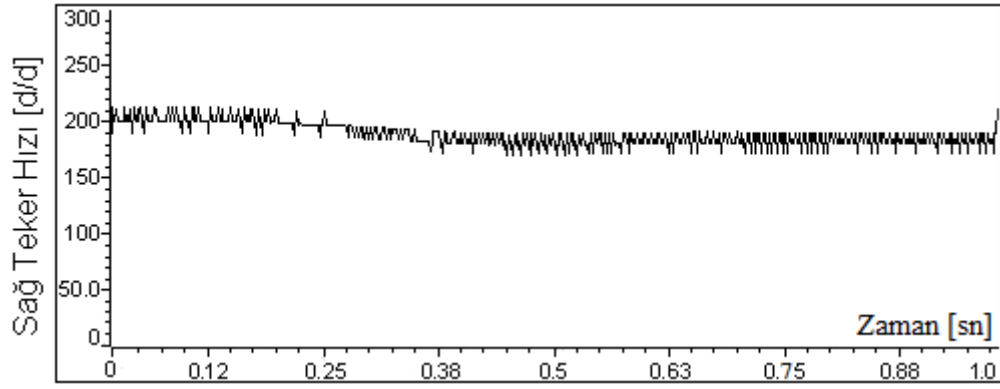


(b)

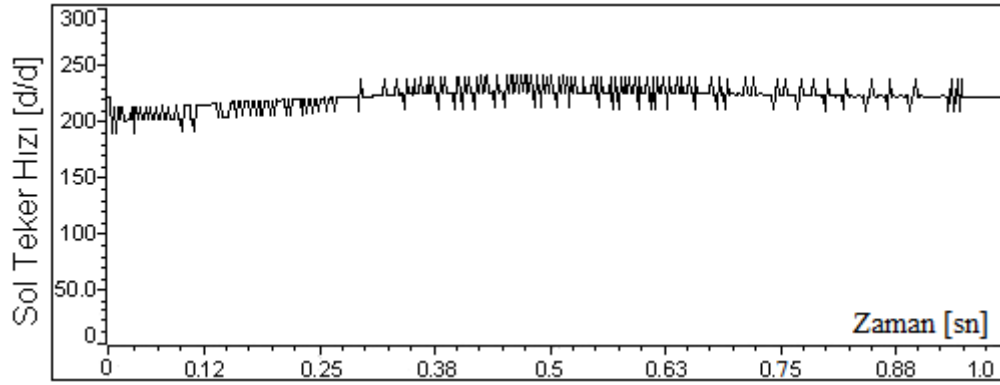


(c)

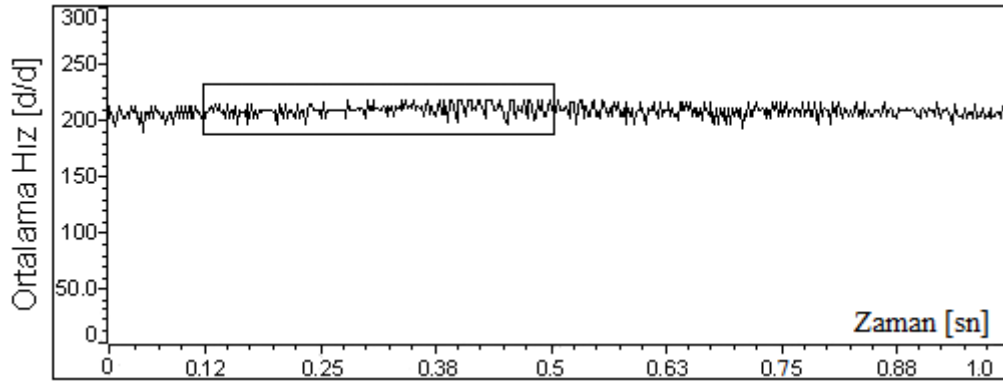
Şekil 99. Benzetim sonucu; (a) Sağ teker hızı (b) Sol teker hızı (c) Ortalama açısal hız (Referans hız 200d/d iken sağa doğru kademeli arttırılan 20° teker açısında kontrollü viraj hareketi).



(a)

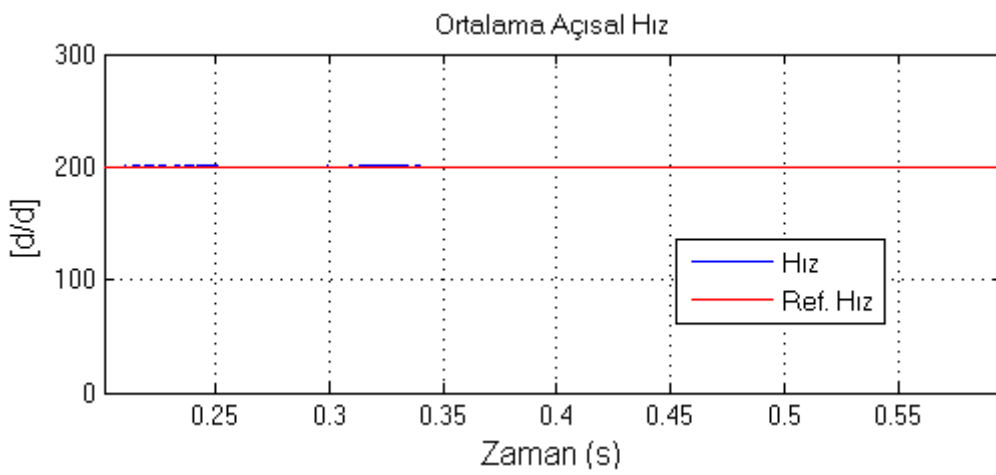
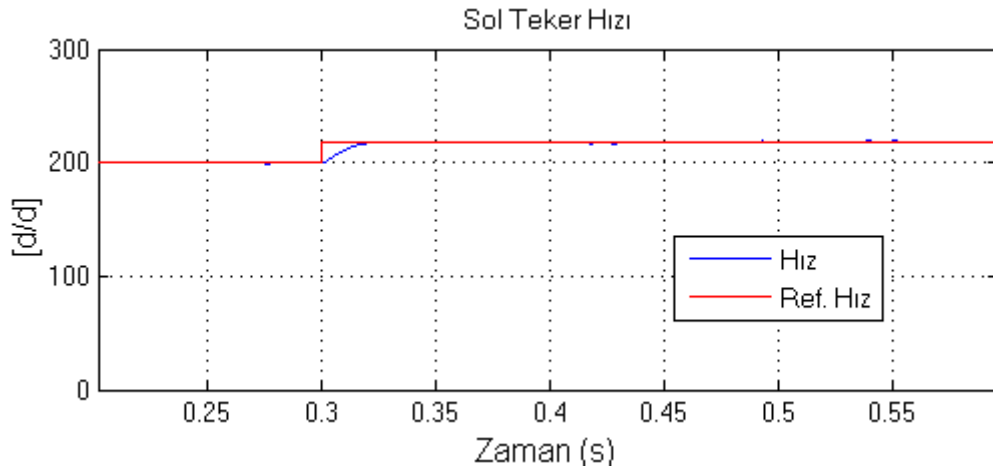
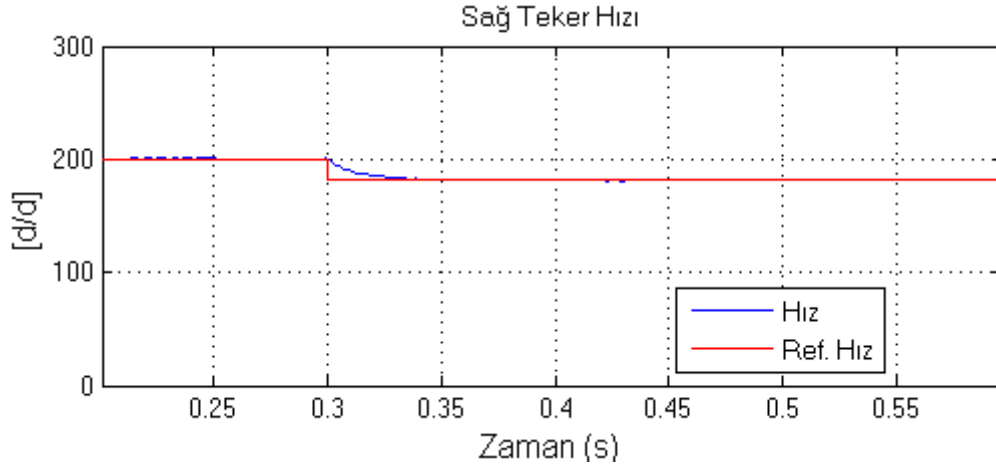


(b)

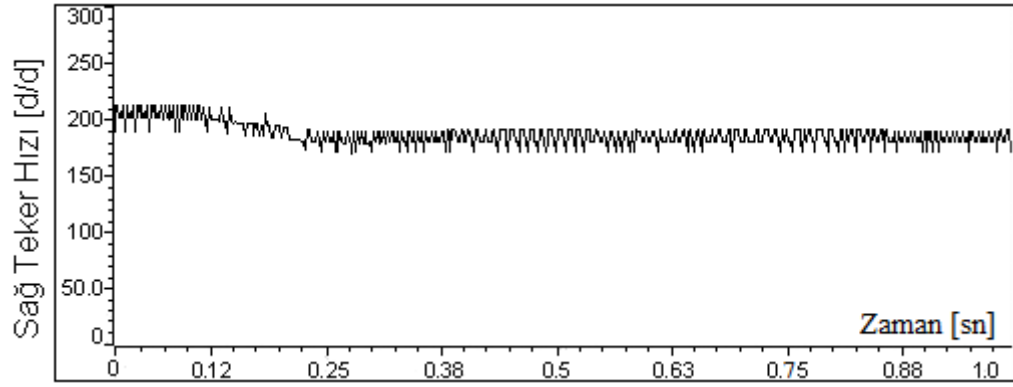


(c)

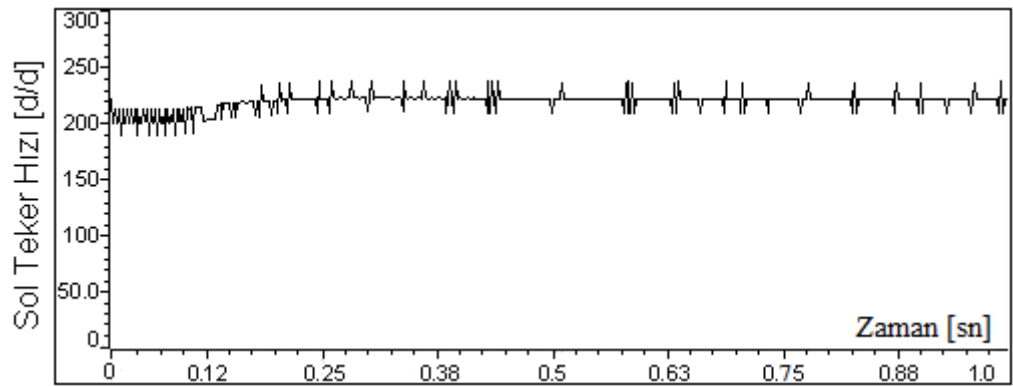
Şekil 100. Deneysel sonuç; (a) Sağ teker hızı (b) Sol teker hızı (c) Ortalama açısal hız (Referans hız 200d/d iken sağa doğru kademeli arttırılan 20° teker açısında kontrollü viraj hareketi)



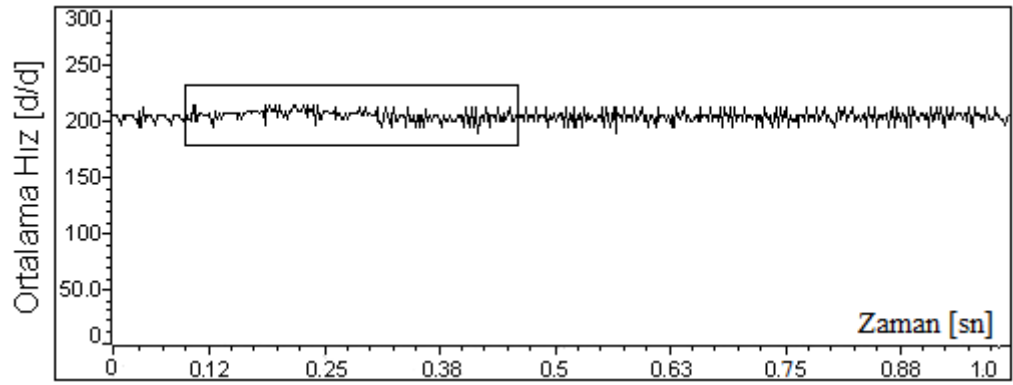
Şekil 101. Benzetim sonucu; (a) Sağ teker hızı (b) Sol teker hızı (c) Ortalama açısal hız (Referans hız 200d/d sağa doğru aniden 20° teker açısı verildi).



(a)

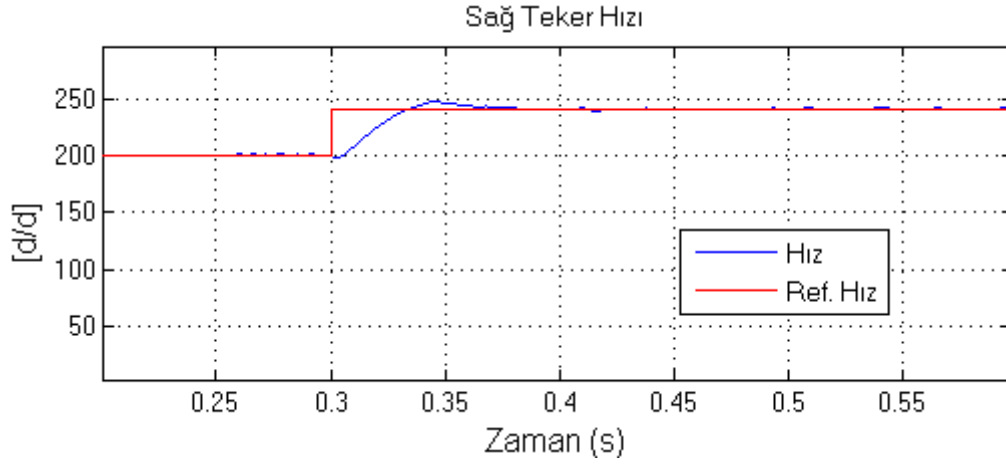


(b)

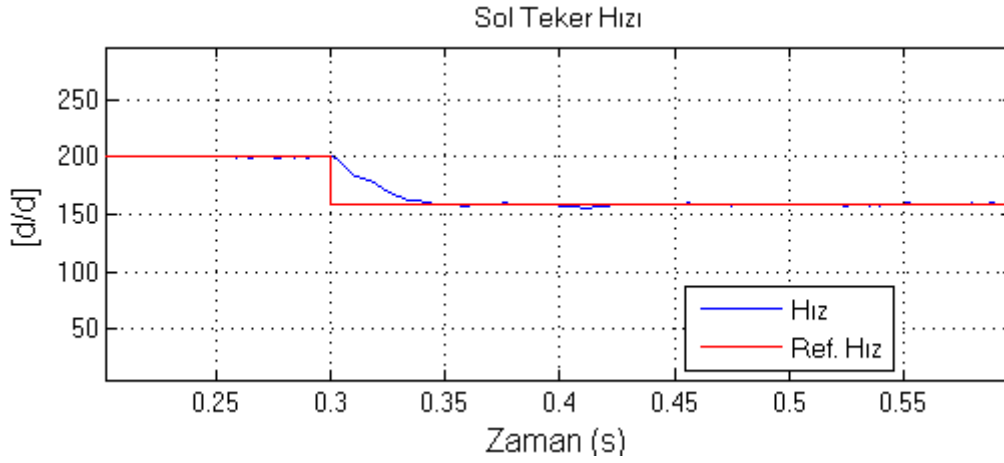


(c)

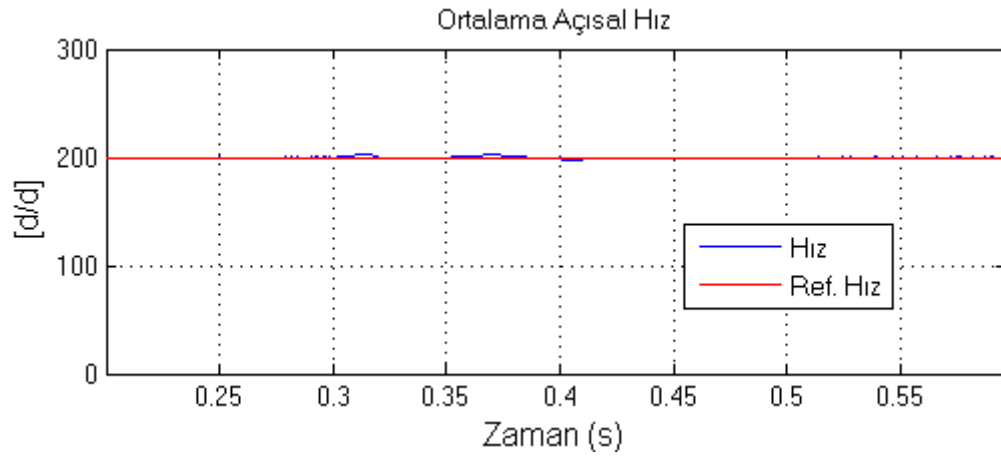
Şekil 102.Deneysel sonuç; (a) Sağ teker hızı (b) Sol teker hızı (c) Ortalama açısal hız (Referans hız 200d/d iken sağa doğru aniden 20° teker açısı verildi).



(a)

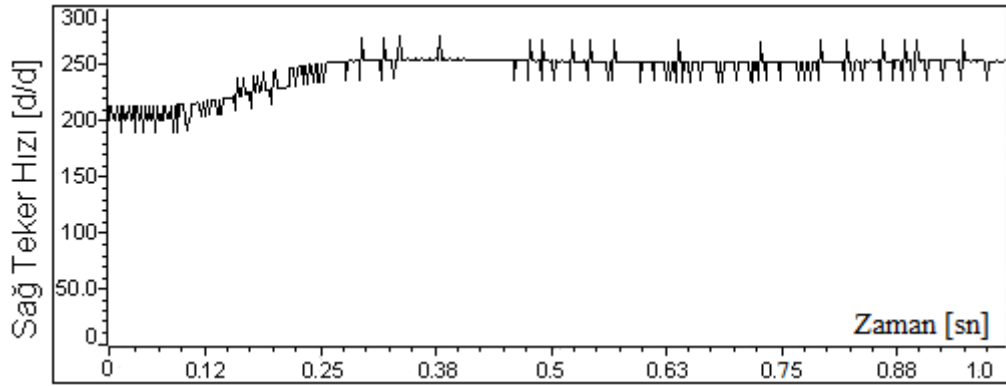


(b)

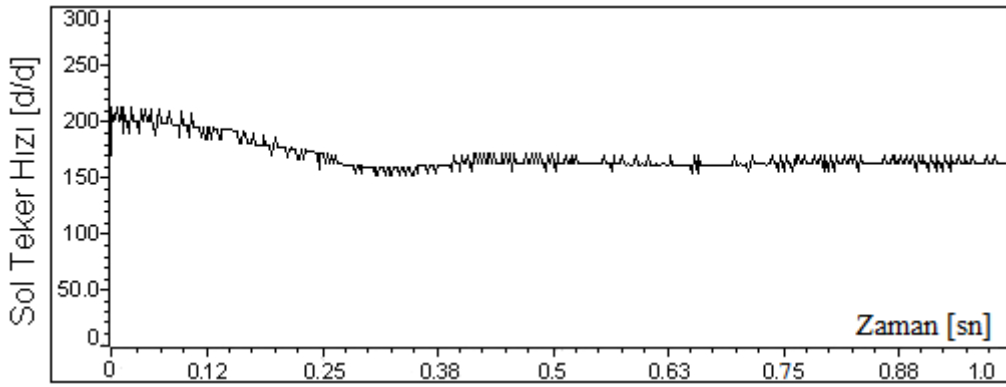


(c)

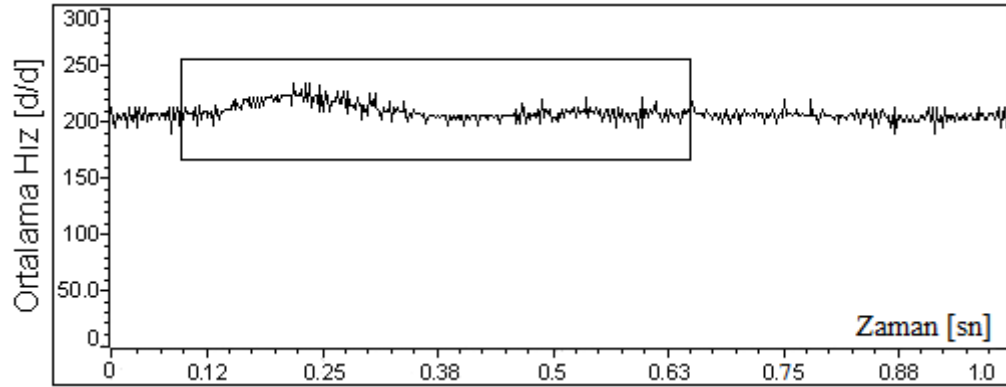
Şekil 103. Benzetim sonucu; (a) Sağ teker hızı (b) Sol teker hızı (c) Ortalama açısal hız (Referans hız 200d/d iken sola doğru aniden 40° teker açısı verildi).



(a)

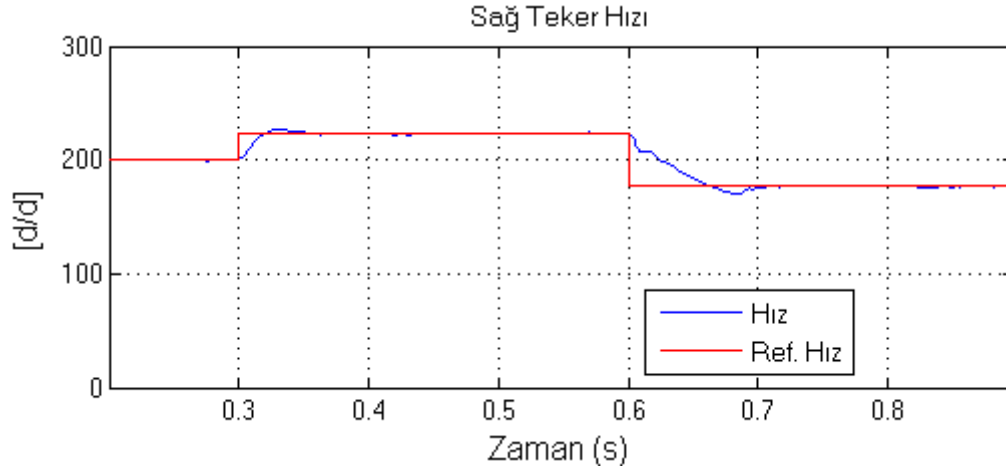


(b)

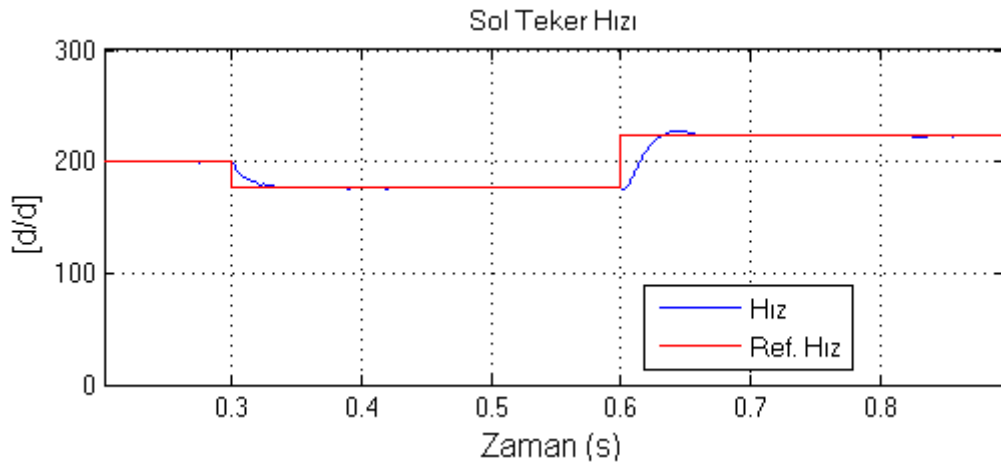


(c)

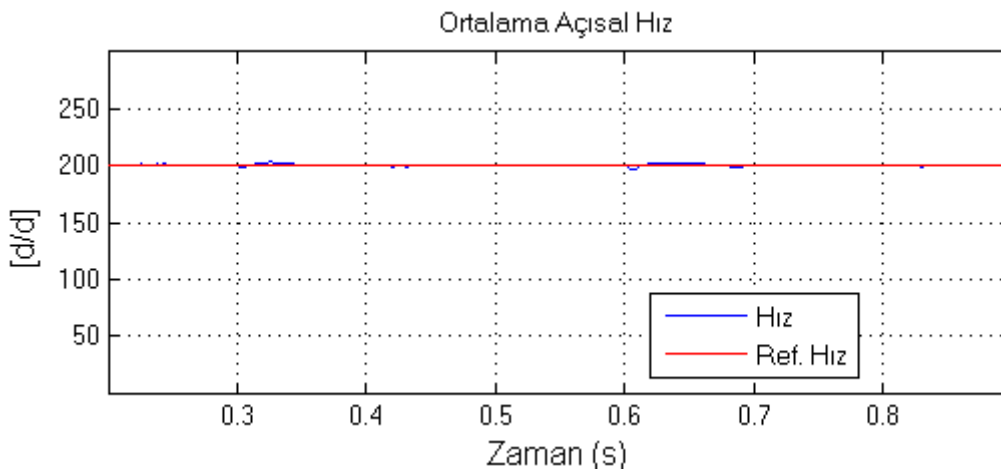
Şekil 104. Deneysel sonuç; (a) Sağ teker hızı (b) Sol teker hızı (c) Ortalama açısal hız (Referans hız 200d/d iken sola doğru aniden 40° teker açısı verildi).



(a)

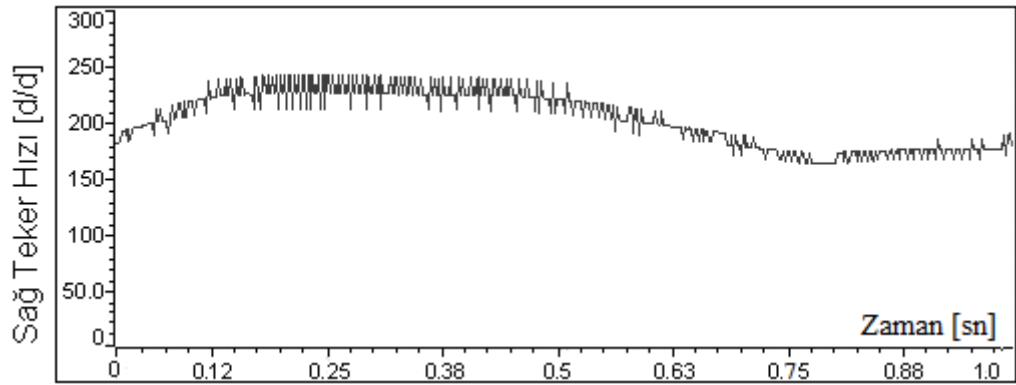


(b)

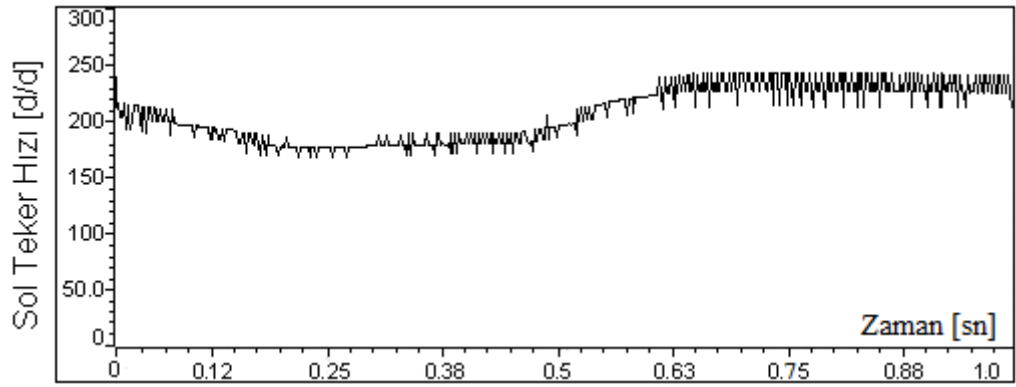


(c)

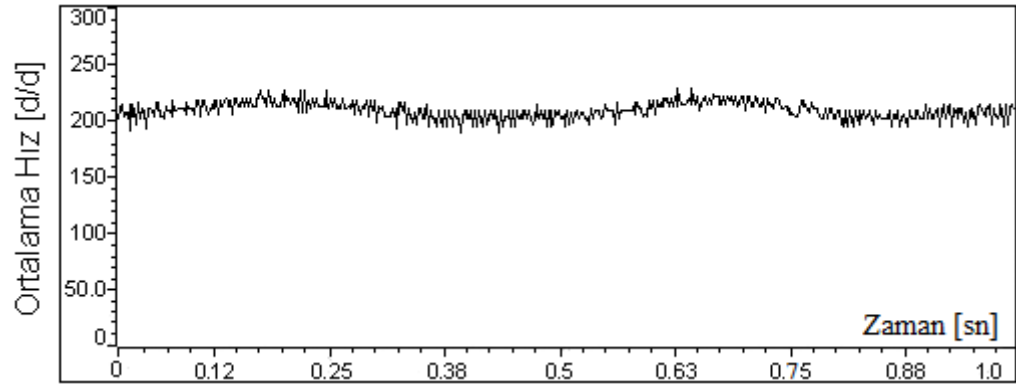
Şekil 105. Benzetim sonucu; (a) Sağ teker hızı (b) Sol teker hızı (c) Ortalama açısal hız (Referans hız 200 iken önce sola sonra sağa 25° teker açılarıyla slalom sürüş yapıldı).



(a)



(b)



(c)

Şekil 106.Deneysel sonucu; (a) Sağ teker hızı (b) Sol teker hızı (c) Ortalama açısal hız (Referans hız 200d/d iken önce sola sonra sağa 25° teker açılarıyla slalom sürüş yapıldı).

2.6.3. Elektronik Diferansiyel Sistemlerinin Karşılaştırılması

Benzetim ve deneysel sonuçlar karşılaştırıldığında araç sabit bir hızla kontrollü bir şekilde viraj boyunca hareket ederse (teker açısının kademeli olarak 20°'ye çıkarıldığı durum) BM hız denetimli ED sistemi ile BM hız ve akım denetimli ED sistemi birbirine oldukça yakın performans sergilemektedir.

Sağa doğru 20°'lik ani dönüşte BM denetimli ED sisteminde benzetim sonucuna göre sağ teker yaklaşık 0,15sn'de, sol teker ise yaklaşık 0,12sn'de referans hıza ulaşmaktadır. Ortalama hıza bakıldığında ise 0,3-0,4sn aralığında referansın biraz üzerine çıktığı ve 0.4sn üzerinde biraz dalgalı olduğu Şekil 91'de görülmektedir. Deneysel sonuçlar Şekil 92'de verilmiştir. Buna göre sağ teker yaklaşık 0,39 sn'de, sol teker ise yaklaşık 0,27 sn'de referansı hızı yakalamaktadır. Ortalama hız ise 0,25. sn civarında referansın biraz altına düşmüştür. Bu senaryo BM hız ve akım denetimli ED sistemi ile gerçekleştirildiğinde benzetim sonuçlarına göre sağ tekerin 0,04sn'de, sol tekerin de 0,03sn'de referansa ulaştığı Şekil 101'de görülmektedir. Deneysel sonuçlar için Şekil 102'ye bakıldığında her iki tekerde referans hıza 0,125 sn'de ulaşmaktadır. Ortalama hızda ise 0,25. sn civarında çok küçük dalgalanma göze çarpmaktadır.

Sola doğru 40°'lik ani dönüşte BM denetimli ED sisteminde benzetim sonucuna göre sağ teker yaklaşık 0,18sn'de, sol teker ise yaklaşık 0,13sn'de referans hıza ulaşmaktadır. Ortalama hıza bakıldığında ise 0,4sn civarında referans hızı aştığı Şekil 95'de görülmektedir. Deneysel sonuçlar Şekil 96'da verilmiştir. Buna göre sağ teker yaklaşık 0,32 sn'de, sol teker ise yaklaşık 0,52 sn'de referans hızı yakalamaktadır. Ortalama hızda ise oldukça fazla dalgalanma olduğu gözlenmiştir. Bu senaryo BM hız ve akım denetimli ED sistemi ile gerçekleştirildiğinde benzetim sonuçlarına göre sağ tekerin 0,08sn'de, sol tekerin de 0,05sn'de referansa ulaştığı Şekil 103'de görülmektedir. Deneysel sonuçlar için Şekil 104'e bakıldığında sağ teker 0,20 sn'de, sol teker ise 0,3 sn'de referans hıza ulaşmaktadır. Ortalama hızın ise 0,125-0,25. saniyeler arasında referans hızın biraz üzerine çıktığı görülmüştür.

Slalom sürüş senaryosu incelendiğinde benzetim ve deneysel sonuçlar göstermiştir ki; BM hız ve akım denetimli ED sistemi BM hız denetimli ED sisteminden daha kararlı bir sürüş sağlamaktadır.

3. SONUÇLAR

Fosil yakıtların geleceğine dair kaygılar ve çevresel etkiler elektrikli araçların yeniden gündeme gelmesinde etkili olmuştur. Bu çalışmada da arka iki tekerden FDAM ile doğrudan sürülen elektrikli araçlar (tümü elektrikli veya hibrit elektrikli araçlar) için düşük hızlarda kullanılabilecek elektronik diferansiyel sistemi üzerine çalışılmıştır. Çalışmalar, hem benzetim hem de deneysel incelemeler üzerinden yürütülmüştür. Deneysel çalışmalar, TMS320F2812 sayısal işaret işlemcisi kullanılarak tamamlanmıştır.

Çalışmalarda ilk olarak FDAM' nin hız denetim yöntemleri üzerine yoğunlaşmıştır. Denetim yöntemlerinin benzetim ve deneysel sonuçları incelendiğinde *ilk defa* bu çalışmada sunulan bulanık mantık (BM) hız ve akım denetleyiciler ile oluşturulan denetim modelinin birim basamak hız cevabı, incelenen diğer denetim modellerine göre daha hızlı olmuştur. Yine sunulan denetim modeli ile fırçasız DA motoru, en az aşma ile referans hıza ulaşmıştır. Ayrıca motor sabit bir hızda çalışırken aniden yüklendiğinde en az hız düşüşü ve en hızlı toparlanma yine sunulan denetim modeli ile sağlanmıştır. Histerezis bant denetleyici kullanıldığında anahtarlama frekansı değişken olup yüksek değerlere de çıkabilirken, sunulan hız denetim modelinde anahtarlama frekansı sabit tutulabilmektedir. Bulanık mantık denetleyiciler kullanıldığından motor parametrelerinden bağımsız, deneyime dayalı model elde edilmiştir.

Elektronik diferansiyel (ED) çalışmaları, BM hız denetimli ve BM hız ve akım denetimli motorlar ile yapılmıştır. Önerilen BM hız ve akım denetim modeli ile hem düz yolda hem de virajlı yollarda daha kararlı sürüş sağlanmıştır. Özellikle virajlarda aracın merkezine ait ortalama hızın oldukça stabil kaldığı görülmüştür. Bu da aracın, rotadan sapmadan viraj boyunca hareketini kararlı bir şekilde sağlayacağını göstermektedir. Eğer araç yokuş tırmanmaya başlarsa sürüş yapan tekerlere ekstra yükler gelecektir. Bu durumda da önerilen denetim modelinin elektronik diferansiyel sisteminde kullanılması uygun olacaktır.

Literatüre sunulan benzer çalışmalarda, farklı motorlar ve denetim yöntemleri kullanılmıştır. FDAM ile yapılan çalışmalar ya yüksek hızlar için ED sunmakta ya da patinaj önleyici sistem üzerine yoğunlaşmaktadır. Benzer çalışmalar incelendiğinde bu çalışmada sunulan elektronik diferansiyel sisteminin, elektrikli araçlarda düşük hızlar için kullanıma uygun olduğu görülmektedir.

4. ÖNERİLER

Araçlar her türlü yol koşullarında (tozlu, çamurlu...) kullanılabileceğinden sensörler bu koşullardan olumsuz etkilenebilir. Bu çalışmada teker hızlarının ve rotor konumunun belirlenmesi için kullanılan hall etkili sensörler yerine sensörsüz teknikler ile hız ve konum belirlenebilir.

Araçlarda gerek kalkışlarda gerek yokuş tırmanışlarında motorların üreteceği momentler önemli olduğundan yamuk tip endüklenen gerilime sahip FDAM' nın doğrudan moment kontrolü üzerine çalışma yapılabilir. Burada, eksen dönüşümleri yapıldığı halde rotor konumuna göre değişen parametrelerin olduğuna dikkat edilmelidir.

Elektronik diferansiyel sistemi gerçek bir araç üzerinde, gerçek yol koşullarında denenebilir. Bu durumda aracın patinaja düşmemesi veya tek tekerin kaygan zeminde yol alırken aracın çekişini zayıflatmaması için çekiş kontrol yazılımı üzerine çalışılabilir. Yolun durumunu (ıslak, kuru, karlı, kaygan...) kestirmek ve sistemin güvenilirliğini artırmak için çalışma yapılabilir.

Yüksek hızlarda elektronik diferansiyel sistemi üzerine çalışma yapılabilir. Bu durumda virajlarda aracın şasisinin yana yatmasının güvenli sürüşü etkileyeceği unutulmamalıdır. Bunun için dinamik şasi kontrolü yapılabilir. Ayrıca daha hassas bir sistem için tekerlerdeki kayma (şekilsel bozukluk) miktarının kestirimi üzerine de çalışma yapılarak, sistemin güvenilirliği artırılabilir.

Bu çalışmada kullanılan TMS320F2812 sayısal işaret işlemcisi, sabit noktalı aritmetik işlem yapmaktadır. Bu da aritmetik işlemlerin ve trigonometrik işlemlerin sistemin hızını etkilemesi anlamına gelmektedir. Bu nedenle kayan noktalı işlem yapabilen sayısal işaret işlemcisi kullanılabilir.

5. KAYNAKLAR

1. <http://cevrecigenclik.turkforumpro.net/>. Egzoz Gazları Hakkında Bilgi. 08 Nisan 2013.
2. Kutlar, A., Ergeneman, M., Arslan, H. ve Mutlu, M., Taşıt Egzozundan Kaynaklanan Kirleticiler, Birinci Baskı, Birsen Yayınevi, İstanbul, 1998.
3. Çetinkaya, S., Taşıt Mekaniği, Üçüncü Baskı, Nobel Yayın Dağıtım, Ankara, 2004.
4. Kesler, S., Bilezikli Asenkron Makinelerin Bilezikleri Üzerinden Bulanık Mantık Tabanlı Hız Denetiminin TMS320F2812 DSP ile gerçekleştirilmesi, Doktora Tezi, K.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2006.
5. Sakthivel, G., Anandhi, T. S. ve Natarjan, S.P., Real Time Implementation of DSP Based Fuzzy Logic Controller for Speed Control of BLDC Motor, International Journal of Computer Applications, 10, 8 (2010) 22-28.
6. Xie, C., Guo, P., Shi, T. ve Wang, M., Speed Control of Brushless DC Motor Using Genetic Algorithm Based Fuzzy Controller, International Conference on Intelligent Mechatronics and Automation, Ağustos 2004, Chengdu, Bildiriler Kitabı, 460-464.
7. Abidin, M.F.Z., Ishak, D. ve Hassan, A.H.A., A Comparative Study of PI, Fuzzy And Hybrid PI-Fuzzy Controller for Speed Control of Brushless DC Motor Drive, International Conference on Computer Applications and Industrial Electronics (ICCAIE), Aralık 2011, Tebal, 189 - 194.
8. Lee, C.K. ve Pang, W.H., A Brushless DC Motor Speed Control System Using Fuzzy Rules, Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, Ekim 1994, 101-106.
9. Rath, J. Y., Sliding Mode Load Torque Observer Based Effective Disturbance Rejection for A 3-Phase BLDC Drive, International Journal of Computer Applications (IJCA), 43, 16 (2012) 33-40.
10. Donescu, V., Neacsu, D. O. ve Griva, G., Design of Fuzzy Logic Speed Controller for Brushless DC Motor Drives, International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Haziran 1996, Romanya, 404-408.
11. Lee, J. B., Im, T. B. ve Kim, Y.O., A Low Cost Speed Control System of Brushless DC Motor Using Fuzzy Logic, Information, Decision and Control IDC'99, 1999, 433-437.

12. Reddy, C.S.R., Performance Evaluation of Hybrid Fuzzy Logic Controller for Brushless DC Motor Drive, International Journal of Engineering Science and Technology (IJEST), 3, 6 (2011) 4749-4758.
13. Lv, Y., Fan, Hu., Zou, Q. ve Wan, J., Brushless DC Motor Speed Control System Based on Fuzzy Neural Network Control, International Workshop on Information Society and Application (IWISA), Kasım 2009, 173-176.
14. Siong, T.C., Ismail, B., Siraj, S.F. ve Mohammed M.F., Fuzzy Logic Controller for BLDC Permanent Magnet Motor Drives, International Journal of Electrical and Computer Sciences, 11, 2 (2011) 13-18.
15. Madankar, S.U. ve Gaidhane, M.A., Study and Simulation of Fuzzy Logic Based Speed Control of Multilevel Inverter Fed PMBLDC Drives, International Journal of Advances in Electronics Engineering, 1, 1 (2011) 195-198.
16. Kumar, S.N. ve Kumar, S.C., Design and Implementation of Adaptive Fuzzy Controller for Speed Control of Brushless DC Motors, International Journal of Computer Applications (IJCA), 27, 7 (2010) 36-41.
17. Kandiban, R. ve Arulmozhiyal, R., Design of Adaptive Fuzzy PID Controller for Speed control of BLDC Motor, International Journal of Soft Computing and Engineering (IJSCE), 2, 1 (2012) 386-391.
18. Shafiei, M., Alavi, S.M.S. ve Golestaneh, F., Direct Torque Control of Brushless DC Motor Drives Using Fuzzy Incremental Control, International Power System Conference (PSC), Ekim 2011, Tahran, Bildiriler Kitabı, 1-7.
19. Kaliappan, E. ve Sharmeela, C., Direct Torque Control of PMBLDC Motor using Hybrid (GA and Fuzzy Logic) Controller, Journal of Advances in Information Technology, 1, 4 (2010) 163-167.
20. Ozturk, S.B. ve Toliyat, H.A., Direct Torque and Indirect Flux Control of Brushless DC Motor, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 16, 2 (2011) 351-360.
21. Ozturk, S.B., Alexander, W.C. ve Toliyat, H., Direct Torque Control of Four-Switch Brushless DC Motor With Non-Sinusoidal Back EMF, IEEE Transactions on Power Electronics, 25, 2 (2010) 263-271.
22. Kumar, B.M., Ravi, G. ve Chakrabarti R., Sensorless Speed Control of Brushless DC Motor with Fuzzy Based Estimation, Iranian Journal of Electrical and Computer Engineering, 8, 2 (2009) 119-125.
23. Ramesh, M.V., Amarnath, J., Kamakshaiah, S. ve Rao, G.S., Speed Control of Brushless DC Motor by Using Fuzzy Logic PI Controller, Asian Research Publishing Network (ARPN) Journal of Engineering and Applied Sciences, 6, 9 (2011) 55-62

24. Tuncay, R.N., Erenay, Z., Yılmaz, M. ve Ustun, Ö., Rapid Control Prototyping Approach to Fuzzy Speed Control of Brushless DC Motor, ELECO'03, 2013.
25. Rao, G.M., Ram, B.V.S., Kumar, B.S. ve Kumar K.V., Speed Control of BLDC Motor Using DSP, International Journal of Engineering Science and Technology, 2, 3 (2010) 143-147
26. Dixon, J.W., Rodriguez, M. ve Huerta, R., Position Estimator and Simplified Current Control Strategy for Brushless DC Motor Using DSP Technology, IEEE Industrial Electronics Conference (IECON), 2002, 5-8.
27. Haddoun, A. ve Benbouzid, M.E.H., Modeling, Analysis, and Neural Network Control of an EV Electrical Differential, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55, 6 (2008) 2286-2294.
28. Pinal, F.J.P., Nunez, C., Alvarez, R., Cervantes, U. vr Emadi, A., Electric Differential for Traction Applications, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Eylül 2007, Meksika, 771-776.
29. Pinal, F.J.P., Cervantes, I. ve Emadi, A., Stability of an Electric Differential for Traction Applications, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 58, 7, (2009) 3224-3233.
30. Tao, G., Ma, Z., Zhou, L. ve Li, L., A Novel Driving and Control System for Direct-Wheel-Driven Electric Vehicle, IEEE Transactions on Magnetics, 41, 1 (2005) 497-500.
31. Xu, P., Guo, G., Cao, J. ve Cao, B., A Novel Fore Axle Whole-turning Driving and Control System for Direct-Wheel-Driven Electric Vehicle, Proceedings of the IEEE International Conference on Automation and Logistics, Eylül 2008, Qingdao, 705-709.
32. Yin, D., Oh, S. ve Hori, Y., A Novel Traction Control for EV Based on Maximum Transmissible Torque Estimation, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56, 6 (2009) 2086-2094.
33. Gasbaoui, B., Abdelkader, C. ve Laoufi, A., Adaptive Fuzzy PI of Double Wheeled Electric Vehicle Drive Controlled by Direct Torque Control, Leonardo Electronic Journal of Practices and Technologies, 17 (2010) 27-46.
34. Tabbache, B., Kheloui, A. ve Benbouzid, M.E.H., An Adaptive Electric Differential for Electric Vehicles Motion Stabilization, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 60, 1 (2011) 104-110.
35. Chen, Y. ve Wang, J., Design and Evaluation on Electric Differentials for Overactuated Electric Ground Vehicles With Four Independent In-Wheel Motors, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 61, 4 (2012) 1534-1542.

36. Hartani, K., Bourahla, M., Miloud, Y. ve Sekour, M., Electronic Differential with Direct Torque Fuzzy Control for Vehicle Propulsion System, Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, 17, 1 (2009) 21-38.
37. Nasri, A., Hazzab, A., Bousserhane, I.K., Hadjeri, S. ve Sicard, P., Two Wheel Speed Robust Sliding Mode Control for Electric Vehicle Drive, Serbian Journal of Electrical Engineering, 5, 2 (2008) 199-216.
38. Cordeiro, A., Foito, D. ve Guerreiro, M., A Sensorless Speed Control System for an Electric Vehicle Without Mechanical Differential Gear, IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON), Mayıs 2006, Setubal, 1174-1177.
39. Castro, R.P., Oliveira, H.S., Soares, J.R., Cerqueira, N.M. ve Araujo, R.E., A New FPGA Based Control System for Electrical Propulsion With Electronic Differential, European Conference on Power Electronics and Applications, Eylül 2007, Porto, 1-10.
40. Lee, J. S., Ryoo, Y.J., Lim, Y.C., Freere, P., Kim, T.G., Son, S.J. ve Kim, E.S., A Neural Network Model of Electric Differential System for Electric Vehicle, Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Ekim 2000, Nagoya, Bildiriler Kitabı, 83-88.
41. Yang, Y.P. ve Xing, X.Y., Design of Electric Differential System for an Electric Vehicle with Dual Wheel Motors, IEEE Conference on Decision and Control, Aralık 2008, Cacun, Bildiriler Kitabı, 4414-4419.
42. Feigiang, L., Jun, W. ve Zhaodu, L., Fuzzy-logic-based Controller Design for Four-wheel-drive Electric Vehicle Yaw Stability Enhancement, International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (FSKD), Ağustos 2009, Bildiriler Kitabı 4: 116-120.
43. Magallan, G.A., Angelo, C.H.D., Bisheimer, G. ve Garcia, G., A Neighborhood Electric Vehicle with Electronic Differential Traction Control, Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Kasım 2008, Bildiriler Kitabı, 2757-2763.
44. Zhao, Y.E., Zhang, J.W. ve Guan, X.Q., Modeling and Simulation of Electronic Differential System for an Electric Vehicle with Two-Motor-Wheel Drive, IEEE Intelligent Vehicles Symposium, Haziran 2009, Bildiriler Kitabı, 1209-1214.
45. Tabbache, B., Kheloui, A. ve Hanini, N., An Electric Differential System for a Two- Wheel Mobile Plat-form using Direct Torque Control with Adaptive Flux and Speed Observers, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), Haziran 2008, Bildiriler Kitabı, 550-556.

46. Özkop, E., Okumuş, H.İ. ve Altaş, İ.H., Ayırık Çift Tekerlekten Tahrikli Elektrikli Araçlar için Bulanık Mantık Denetimli Elektronik Diferansiyel Sistemi, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği sempozyumu (ELECO 2008), Kasım 2008, Bursa, Bildiriler Kitabı, 233-237.
47. Haddoun, A., Benbouzid, M.E.H, Diallo, D., Abdessemed, R., Ghouili, J. ve Srairi, K., Analysis, Modeling and Neural Network Traction Control of an Electric Vehicle without Differential Gears, IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), Mayıs 2007, Antalya, Bildiriler Kitabı, 854-859.
48. Haddoun, A., Benbouzid, M.E.H, Diallo, D., Abdessemed, R., Ghouili, J. ve Srairi, K., Design and Implementation of an Electric Differential for Traction Application, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Eylül 2010, Lille, Bildiriler Kitabı, 1-6.
49. Gair, S., Cruden, A., McDonald, J. ve Hredzak, B., Electronic Differential with Sliding Mode Controller for a Direct Wheel Drive Electric Vehicle, IEEE International Conference on Mechatronics (ICM), Haziran 2004, Bildiriler Kitabı, 98-103.
50. Hori, Y., Future vehicle driven by electricity and control-research on four wheel motored "UOT Electric March II", International Workshop on Advanced Motion Control, Temmuz 2002, Maribor, Bildiriler Kitabı, 1-14.
51. Westbrook, M. H., The Electric Car, Development and Future of Battery, Hybrid and Fuel Cell Cars, IEE Power and Energy Series 38, The Institution of Electrical Engineers, London, 1988.
52. Ehsani, M., Gao, Y., Gay, S. E., Emadi, A., Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design, First Edition, CRC Press, London, 2004.
53. Larminie, J., Lowry, J., Electric Vehicle Technology Explained, Second Edition, Wiley, England, 2003.
54. Miller, J. M., Propulsion Systems for Hybrid Vehicles, IEE Power & Energy Series 45, The Institution of Electrical Engineers, London, 2004.
55. Ünlü, N., Karahan, Ş., Tür, O., Uçaral, H., Özsu, E., Yazar, A., Turhan, L., Akgün, F., Tırıs, M., Elektrikli Araçlar, TÜBİTAK Marmara Araştırma Merkezi, Gebze, 2003.
56. Demirel, A., Elektrikli Taşıtlar İçin Doğrudan Sürüşlü ve Bulanık Patinaj Önleyicili Bir Tahrik Sistemi, Doktora Tezi, İ.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 1998.

57. Öztürk, S. B., Modeling, Simulation, and Analysis of Low-Cost Direct Torque Control of PMSM Using Hall-Effect Sensors, Texas A&M University, December, 2005.
58. Valkenburg, V., Nooger&Neville, Inc. Basic Electricity, Revised ed., PROMPT Pub., Indianapolis, 1992.
59. Griffiths, D., Principles and Problems of Electrical Machines, First Edition, Prentice Hall, UK, 1995.
60. Krishnan, R., Electric Motor Drives Modeling, Analysis, and Control, First Edition, Prentice Hall, New Jersey, 2001.
61. Sen, P. C., Principles of Electric Machines and Power Electronics, Second Edition, WILEY, Canada, 1997.
62. Sokira, T.J. ve Jaffe, W., Brushless DC Motors, Electronics Commutation and Controls, First Edition, Tab Books, USA, 1990.
63. J. Luukko, "Direct torque control of permanent magnet synchronous machines - analysis and implementation." Doktora Tezi, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta , Finlandiya, 2000.
64. Ozturk, S.B. ve Toliyat, H.A., Direct Torque Control of Brushless DC Motor with Non-sinusoidal Back-EMF, IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), Mayıs 2007, Antalya, Bildiriler Kitabı, 165-171.
65. Fun,Y.Lv,H., Zou,Q. ve Wang, J., Brushless DC Motor Speed Control System Based on Fuzzy Neural Network Control, International Workshop on Information Security and Application (IWISA), 2009, 17-176.
66. Niasar, A. H., Vahedi, A., and Moghbelli, H., "Speed Control of a Brushless DC Motor Drive via Adaptive Neuro-Fuzzy Controller Based on Emotional Learning Algorithm, International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Eylül 2005, Bildiriler Kitabı, 230-234.
67. Liu, Y., Zhu, Z.Q. ve Howe, D., Direct Torque Control of Brushless DC Drives with Reduced Torque Ripple, IEEE Industry Applications Conference (IAS), Ekim 2004, Bildiriler Kitabı IV: 2390-2396.
68. Zadeh, L.A., Fuzzy Sets, Information and Control, 8,3 (1965) 338-353.
69. Altaş, İ.H., Nöral Bulanık Sistemler Ders Notları, 2008, KTÜ Trabzon.
70. Mamdani, E.H. ve Assilian, S., An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller, International Journal of Man-Machine Studies, 7,1 (1975) 1-13.

71. Mamdani, E.H., "Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant", Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 121, 12 (1974) 1585-1588.
72. Mamdani, E.H., "Advances in the linguistic synthesis of fuzzy controllers", International Journal of Man-Machine Studies, 8, 6 (1976) 669-678.
73. Takagi, T., ve Sugeno, M., Fuzzy Identification of Systems and its Application to Modelling and Control, IEEE Trans. Systems, Man and Cybernetics, 15,1 (1985) 116-132.
74. Altaş, İ. H. , Bulanık Mantık: Bulanıklılık Kavramı, Aylık 3e (Enerji, Elektrik, Elektromekanik) Dergisi, Sayı 62, Temmuz 1999, 80-85.
75. www.ti.com/product/tms320f2812, TMS320F2812 Özellikleri, 5 Mayıs 2013.
76. www.spectrumdigital.com, Ürün Bilgisi, 5 Mayıs 2013.
77. <https://ccstudio.tistory.com>, CCS v3.3 Tanıtım, 5 Mayıs 2013.
78. <http://tr.scribd.com/doc/28857722/F2812-DSP-Full-Tutorial>, Kullanma Rehberi, 5 Mayıs 2013.

ÖZGEÇMİŞ

Hakan KAHVECİ 1982 yılında babasının görevi nedeniyle bulunduğu Kırşehir'in Kaman ilçesinde doğdu. İlkokulu Trabzon'un Akçaabat ilçesindeki 100. Yıl İlkokulu'nda, orta ve lise öğrenimini Trabzon Kanuni Anadolu Lisesi'nde tamamladı. 2006 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden Elektrik Mühendisi Unvanı ve Yüksek Onur Öğrencisi olarak mezun oldu. Aynı yıl KTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda doktora çalışmalarına başladı. Lisans ve doktora öğreniminde TÜBİTAK Bilim İnsanı Destekleme Daire Başkanlığı'ndan burs aldı. 2007-2010 yılları arasında TÜRK TELEKOM A.Ş.'de xDSL NMS ve Trabzon MOBESE sistemlerinin sorumlu mühendisi olarak çalıştı. 2010 yılında KTÜ Trabzon Meslek Yüksekokulu Elektronik ve Otomasyon Bölümü Biyomedikal Cihaz Teknolojisi Programı'nda Öğretim Görevlisi olarak göreve başladı. Halen bu göreve devam etmektedir ve İngilizce bilmektedir. 2011 yılında evlenmiştir.