



T.C.
KONYA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ



**ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN FIRÇASIZ DOĞRU AKIM
MOTOR SÜRÜCÜSÜ TASARIMI VE
ADAPTİF KONTROLÜ**

Ali BAHADIR

DOKTORA TEZİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

HAZİRAN-2022
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

TEZ KABUL VE ONAYI

Ali BAHADIR tarafından hazırlanan “**Elektrikli Araçlar İçin Fırçasız Doğru Akım Motor Sürücüsü Tasarımı ve Adaptif Kontrolü**” adlı tez çalışması 28/06/2022 tarihinde aşağıdaki jüri üyeleri tarafından **oy birliği** ile Konya Teknik Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği** Anabilim Dalı’nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

İmza

Başkan

Prof.Dr. Ramazan AKKAYA

.....

Danışman

Prof.Dr. Ömer AYDOĞDU

.....

Üye

Prof. Dr. Mehmet ÇUNKAŞ

.....

Üye

Prof.Dr. Muciz ÖZCAN

.....

Üye

Dr. Öğr. Üyesi Emre Hasan DURSUN

.....

Yukarıdaki sonucu onaylarım.

Prof. Dr. Saadettin Erhan KESEN
Enstitü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Bu tezdeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edildiğini ve tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

DECLARATION PAGE

I hereby declare that all information in this document has been obtained and presented in accordance with academic rules and ethical conduct. I also declare that, as required by these rules and conduct, I have fully cited and referenced all materials and results that are not original to this work.

Ali BAHADIR

28.06.2022

ÖZET

DOKTORA TEZİ

ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR SÜRÜCÜSÜ TASARIMI VE ADAPTİF KONTROLÜ

Ali BAHADIR

**Konya Teknik Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

Danışman: Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU

2022, 245 Sayfa

Jüri

Prof. Dr. Ramazan AKKAYA
Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU
Prof. Dr. Mehmet ÇUNKAŞ
Prof. Dr. Muciz ÖZCAN
Dr. Öğr. Üyesi Emre Hasan DURSUN

Günümüzde elektrikli araçlara ilgi giderek artmaktadır. Elektrikli araçlarda kullanılacak tahrik sistemi, motor, sürücü ve araç kontrol sistemi gibi konular önem kazanmaya başlamıştır. Araç ile ilgili bazı parametrelerin çevre şartları ile değişimi sonucu aracın bu değişen şartlara göre adaptif kontrol sağlaması, araç performansı ve enerji tasarrufu açısından önem kazanmaktadır. Tez çalışmasında, elektrikli araçlar için özgün yeni tip bir Sayısal Sinyal İşlemci (DSP) tabanlı fırçasız doğru akım (FDAM) motor sürücü sistemi tasarımı ve bu sistemin adaptif kontrolü amaçlanmıştır.

Çalışmada ilk adım olarak, gerçek bir araç belirlenip parametreleri incelenmiştir. Araç, sistem modeli gerçekleştirilmiş, yapılan modelleme ve hesaplamalar sonucunda 75kW'lık bir tahrik gücüne ihtiyaç olduğu belirlenmiştir. Daha sonra 75kW'lık özgün bir motor sürücü sistemi tasarlanmış ve pratik uygulaması gerçekleştirilmiştir. Özgün sürücü sistem tasarımı otomotiv standartlarına uygun güvenlik ve sağlamlık özelliklerine sahip komponentler ve DSP kullanılarak sağlanmıştır. Kontrol, sürücü ve güç katındaki tüm devre elemanları otomotiv standartlarına uygun seçilmiş, otomotiv ve güvenlik standartlarına uygun bir şekilde devre tasarımları gerçekleştirilmiştir. Üç fazlı altı anahtarlı tam kontrollü köprü dönüştürücüsünün anahtarlama elemanları için gerekli PWM (Pulse Width Modulation) sinyallerini üretmek amacıyla geliştirilen kontrol algoritması, Code Composer Studio programı tarafından derlenmiş ve gömülü hale getirilmiştir. Bu yazılım, motor sürücü algoritmasını koşturmak için Texas Instrument firmasının TMS320F28069 DSP işlemcisi kullanılarak başarıyla uygulanmıştır. Önerilen sürücünün performansını analiz etmek için, Matlab/Simulink ortamında sürücü sisteminin simülasyon modeli

oluşturulmuştur. Simülasyon ve deneysel sonuçlar ile özgün tasarlanmış tahrik sisteminin etkinliği gösterilmiştir.

Adaptif kontrol işleminde öndeki araç mesafesi, yol eğimi ve araç ağırlığı gibi veriler kullanılarak en uygun sürüş elde edilmeye çalışılmıştır. Bunun için adaptasyon parametrelerine uygun sensörler seçilerek, adaptif kontrol biriminin tasarımında kullanılmıştır. Adaptif kontrol sistemi için uygulamada, Raspberry PI-III'ün üzerine Rasberian Linux tabanlı işletim sistemi yüklenmiş ve sensörlerin sürücü programları Linux üzerinde koşturularak sensörlerin çalışmaları sağlanmıştır. Elektrikli aracın önündeki araç ile arasındaki mesafesini ölçmek için HC-SR04 Ultrasonik mesafe sensörü kullanılmıştır. Aracın bulunduğu yolun eğimini ölçmek için MPU 6050 gyro-accelometer sensörü kullanılmıştır. Aracın ağırlığını ölçmek için araç lastiğinin içerisine konumlandırılmış BMP180 basınç sensörü ve bu işlem için ayrıca Yük Hücresi (Load Cell) sensörü de kullanılmıştır. Bu üç parametreye ait veriler Raspberry PI III ile işlenmekte ve sistemin adaptif kontrolü için kullanılmaktadır. Uygulamada bu üst adaptif kontrol birimi arka planda çalışarak TMS320F28069 DSP ve motor sürücü devresi ile sürekli haberleşmekte ve veriler gerçek zamanlı gönderilip işlenmektedir.

Adaptif çalışmada, FDAM sürücü parametreleri, adaptif kontrol birimi verilerinin değer aralıklarına göre optimize edilmiştir. Optimize işlemi sonucunda ilk olarak elektrikli araç, önündeki araç ile olan mesafesinin 3 metrenin altına düşmesi durumunda hem uyarı vermekte hem de aracın hızına göre adaptif bir şekilde motorun hızını değiştiren PWM çalışma oranını (duty cycle değerini) otomatik olarak azaltmakta ve olası çarpışmayı önlemektedir. İkinci olarak MPU 6050 Gyro – İvme ölçer sensörü ile aracın bulunduğu yolun eğimi ve aracın hızlanmasını ölçülmektedir. Optimize edilen değer aralıklarına göre rampada aracın güçten düşmesi adaptif kontrol ile engellenmektedir. Bunun için motorun hızını değiştiren PWM çalışma oranı değeri otomatik olarak artırılmakta ve olası yavaşlama önlenmektedir. Üçüncü olarak araç lastiğinin içerisine konumlandırılmış BMP180 basınç sensörü ile aracın ağırlığı ölçülmektedir. Aracın yüksüz ağırlığı için elektrik motorunun üretmesi gereken güç, artan yük miktarına göre artmaktadır. Her ne kadar bunun için gaz pedalından referans değerler artırılsa da optimize edilmiş parametre aralıkları ile motorun çalışma bölgesi kaydırılmak sureti ile daha efektif çalışma sağlanmıştır. Bu işlem için yük hücresi (load-cell) de kullanılmış ve basınç sensörünün okumuş olduğu değer ile karşılaştırılarak optimize edilmiştir. Aracın ağırlığı arttıkça motor PWM değeri yüksüz ağırlığındaki değerine göre lineer şekilde artırılarak elektrikli aracın sürüş konforu artırılmış ve adaptif bir kontrol sağlanmıştır. Bu üç parametrenin gerçek zamanlı sürekli takibi ile elektrikli aracın çok verimli bir şekilde adaptif kontrolü gerçekleştirilmiştir. Tez çalışmasında, bu parametrelerin otomatik olarak adaptif ayarlanması için sistematik bir yaklaşım sunulmuştur. Simülasyon ve deneysel sonuçlar, yaklaşımın başarılı sonuçlar verdiğini göstermiştir. Ayrıca, çalışmada gerçekleştirilen soğutma uygulaması ile elektrikli araçlar için motorun ani ısınma problemlerinin önüne geçilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Adaptif Kontrol, DSP, Elektrikli Araçlar, Fırçasız DC Motor, Gerçek Zamanlı, Gömülü Sistem, Motor Sürücü Tasarımı, Sensörler.

ABSTRACT

Ph.D THESIS

BRUSHLESS DIRECT CURRENT MOTOR DRIVER DESIGN AND ADAPTIVE CONTROL FOR ELECTRIC VEHICLES

Ali BAHADIR

**Konya Technical University
Institute of Graduate Studies
Department of Electrical & Electronics Engineering**

Advisor: Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU

2022, 245 Pages

Jury

Advisor: Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU
Prof. Dr. Ramazan AKKAYA
Prof. Dr. Mehmet ÇUNKAŞ
Prof. Dr. Muciz ÖZCAN
Assist. Prof. Dr. Emre Hasan DURSUN

Today, interest in electric vehicles is increasing. Issues such as the drive system, engine, driver and vehicle control system to be used in electric vehicles have started to gain importance. As a result of the change of some parameters related to the vehicle with the environmental conditions, the adaptive control of the vehicle according to these changing conditions gains importance in terms of vehicle performance and energy saving. In this thesis, it is aimed to design a original new type Digital Signal Processor (DSP) based brushless direct current (BLDC) motor drive system for electric vehicles and adaptive control of this system.

As a first step in the study, a passenger car was determined and its parameters were examined. The vehicle, system model has been realized, and as a result of the modeling and calculations, it has been determined that a 75kW drive power is needed. Then, a original 75kW motor drive system was designed and its practical application was realized. The original drive system design is provided by using components and DSP with security and safety features in accordance with automotive standards. All circuit elements used in control, driver and power stage have been selected in accordance with automotive standards. Circuit designs were carried out in accordance with automotive and safety standards. The control algorithm developed to generate the required PWM (Pulse Width Modulation) signals for the switching elements of the three-phase six-switch fully-controlled bridge converter was compiled and embedded by the Code Composer Studio program. This software has been successfully implemented using Texas Instrument's TMS320F28069 DSP processor to run the motor driver algorithm. In order to analyze the performance of the proposed driver, a simulation model of the driver system was created in the Matlab/Simulink environment. The efficiency of the originally designed propulsion system has been demonstrated by simulation and experimental results.

In the adaptive control process, the most appropriate driving has been tried to be obtained by using data such as vehicle distance in front, road slope and vehicle weight. For this, sensors suitable for adaptation parameters were selected and used in the design of the adaptive control unit. In the application for the adaptive control system, Rasberian Linux-based operating system is installed on the Raspberry PI-III and the driver programs of the sensors are run on Linux and the sensors work. HC-SR04 Ultrasonic distance sensor is used to measure the distance between the electric vehicle and the vehicle in front of it. MPU 6050 gyro-accelometer sensor is used to measure the slope of the road where the vehicle is located. To measure the weight of the vehicle, the BMP180 pressure sensor positioned inside the vehicle tire and the Load Cell sensor for this process were also used. The data of these three parameters are processed with Raspberry PI III and used for adaptive control of the system. In practice, this upper adaptive control unit works in the background and constantly communicates with the TMS320F28069 DSP and motor driver circuit, and the data is sent and processed in real time.

In the adaptive study, the FDAM drive parameters are optimized according to the value ranges of the adaptive controller data. As a result of the optimization process, first of all, the electric vehicle not only gives a warning if its distance from the vehicle in front of it falls below 3 meters, but also automatically reduces the PWM operating rate (duty cycle value), which changes the speed of the engine adaptively according to the speed of the vehicle, and prevents possible collisions. Secondly, the MPU 6050 Gyro – Accelerometer sensor measures the slope of the road where the vehicle is located and the acceleration of the vehicle. According to the optimized value ranges, the power loss of the vehicle on the ramp is prevented by adaptive control. For this, the PWM operating rate value, which changes the speed of the motor, is automatically increased. Thus, possible slowdown is prevented. Thirdly, the weight of the vehicle is measured with the BMP180 pressure sensor located inside the vehicle tire. The power required to be produced by the electric motor for the curb weight of the vehicle increases with increasing load. Although reference values are increased from the accelerator pedal for this, more effective operation is ensured by shifting the operating region of the engine with optimized parameter ranges. A load cell was also used for this process and was optimized by comparing it with the value read by the pressure sensor. As the weight of the vehicle increases, the PWM value of the engine is increased linearly according to the value of the unladen weight, thus increasing the driving comfort of the electric vehicle and providing an adaptive control. With the real-time continuous monitoring of these three parameters, adaptive control of the electric vehicle has been realized in a very efficient way. In the thesis, a systematic approach is presented for the automatic adaptive tuning of these parameters. Simulation and experimental results have shown that the approach gives successful results. In addition, with the cooling application carried out in the study, sudden heating problems of the engine for electric vehicles were prevented.

Keywords: Adaptive Control, DSP, Electric Vehicles (EVs), Brushless DC Motor, Real-Time, Embedded System, Motor Driver Design, Sensors.

ÖNSÖZ

Doktora çalışmalarımın süresi boyunca katkılarını ve desteklerini esirgemeyen, bilgi ve tecrübeleriyle çalışmalarımı yönlendirip, sabır ve titizlikle süreci yöneten danışmanım Sayın Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU'ya teşekkürlerimi sunarım. Tez izleme komitesinde yer alarak görüşlerini paylaşan Prof. Dr. Ramazan AKKAYA ve Prof. Dr. Mehmet ÇUNKAŞ hocalarıma, tez savunma sınavında yer alarak değerli vakitlerini ayıran Prof. Dr. Muciz ÖZCAN ve Dr. Öğr. Üyesi Emre Hasan DURSUN hocalarıma teşekkürlerimi sunarım.

Destekleyici bir çalışma ortamı sunan kurumum İstanbul Teknik Üniversitesine, yetişmemizde büyük emekleri geçen, önümüzü açıp, tavsiye ve yönlendirmelerde bulunan, yapılan deneyler süresince yardımlarını esirgemeyen İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik Bölümündeki çalışma arkadaşlarıma ve hocalarıma, baskı devre çizimlerinde emeğini esirgemeyen Yük. Müh. Gökhan ERÜNLÜ arkadaşşıma, çalışmalarımı yürüttüğüm “İTÜ İleri Araç Teknolojileri Otonom ve Güç Sistemleri Araştırma Laboratuvarı”nda teknik altyapı ve laboratuvar konusunda verdiği her türlü desteklerden dolayı Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN hocama şükranlarımı sunarım.

Sevgili aileme ve bu uzun süreçte sabırla beni destekleyen, yüreklendiren ve çalışmanın tamamlanacağına inancımı kaybetmememi sağlayan değerli eşim Elif'e, kızlarım Feryal ve Zümrâl'e gösterdikleri tahammül ve destekleri için teşekkür ederim.

Bu çalışmamı bana olan inancını daima hissettiğim sevgili eşim Doç. Dr. Elif BAHADIR'a ithaf ediyorum.

Ali BAHADIR

KONYA, 2022

İÇİNDEKİLER

TEZ BİLDİRİMİ	iii
ÖZET	iv
ABSTRACT	vi
ÖNSÖZ	viii
İÇİNDEKİLER	ix
SİMGE VE KISALTMALAR	xiv
1. GİRİŞ	1
1.1. Konunun Tanıtımı.....	3
1.2. Çalışmanın Amacı ve Önemi.....	4
1.3. Tez Organizasyonu.....	10
2. KAYNAK ARAŞTIRMASI	12
3. MATERYAL VE YÖNTEM	42
3.1 Elektrikli Araçlar.....	42
3.1.1. Bataryalar (aküler).....	48
3.1.2. Elektrikli araç çeşitleri.....	50
3.2. Bir Elektrikli Aracın Modellenmesi.....	51
3.2.1. Bir elektrikli araca etki eden kuvvetler.....	51
3.2.2. Yuvarlanma sürtünmesi direnç kuvveti.....	52
3.2.3. Aerodinamik sürüklenme direnç kuvveti.....	53
3.2.4. Eğim direnci kuvveti.....	53
3.2.5. İvmelenme kuvveti.....	53
3.2.6. Toplam kuvvet ve motor miline indirgenmiş moment.....	54
3.2.7. Aracın genel modeli.....	55
3.3. Elektrik Motoru ve Sürücüsü.....	56
3.3.1. Fırçasız doğru akım motorunun kontrolü.....	64
3.3.2. Fırçasız doğru akım motor modeli ve kontrolü.....	70
3.3.3. Fırçasız doğru akım motorunun hız ve tork kontrolü.....	77
3.3.3.1. Tork kontrolü.....	78
3.3.3.2. Hız Kontrolü.....	86
3.4. Adaptif Kontrol.....	91

3.4.1. Adaptif kontrol yapısı.....	91
3.4.2. Adaptif kontrol niçin gereklidir?.....	93
3.4.3. Geleneksel geri beslemeli kontrol ile adaptif kontrolün karşılaştırılması.....	93
3.4.4. Açık çevrim adaptif kontrol.....	95
3.4.5. Endirek adaptif kontrol.....	96
3.4.6. Direk adaptif kontrol (model referans adaptif kontrol).....	98
3.5.6.1. Parametrik adaptasyon algoritması (PAA).....	98
3.4.7. Klasik multimodel adaptif kontrol.....	99
3.4.8. Gürbüz (robust) multimodel adaptif kontrol.....	100
3.4.9. Anahtarlama ve uyarlamalı multimodel adaptif kontrol.....	101
4. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA.....	103
4.1. Sistemin Simülasyon Modeli ve Kontrolü.....	103
4.1.1. Elektrikli aracın simülasyon modeli.....	104
4.1.2. PID kontrol simülasyon sonuçları.....	114
4.1.3. Bulanık mantık kontrol simülasyon sonuçları.....	118
4.2. Elektrikli Aracın Adaptif Kontrolü.....	124
4.2.1. Direkt adaptif kontrol (model referans adaptif kontrol).....	124
4.2.2. Adaptif kontrol simülasyon sonuçları.....	138
4.3. Deneysel Donanım Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi.....	140
4.3.1. Motor güç sisteminin modeli.....	141
4.3.2. Anahtarlama elemanlarının seçimi.....	142
4.3.3. IGBT sürücü modüllerin hesabı ve seçimi.....	145
4.3.4. IGBT sürücü tasarımı.....	149
4.3.5. DA Bara kapasitesinin belirlenmesi.....	150
4.3.6. Bastırma (snubber) kapasite hesabı ve seçimi.....	153
4.3.7. Kayıpların hesaplanması.....	158
4.3.7.1 Anahtarlama kayıpları.....	158
4.3.7.2. İletim kayıpları.....	160
4.3.7.3. Toplam kayıp.....	161
4.3.8. Soğutma hesabının yapılması.....	162
4.3.9. Sıvı soğutma sistemi.....	163
4.3.10. Güç katı, soğutucu ve IGBT modül yerleşimi.....	166

4.3.11. DA-Bara tasarımı ve yerleşimi.....	168
4.3.12. Sıvı soğutma modülü.....	169
4.3.13. Diğer güç katı devrelerinin tasarımı ve montajı.....	172
4.3.14. Kontrol sisteminin tasarımı.....	183
4.3.14.1. Elektrikli aracın hızlı denetim prototiplemesi.....	183
4.3.14.2. Sayısal işaret işlemcisi (DSP) seçimi.....	185
4.3.14.3. Kontrol kartı tasarımı.....	190
4.3.14.4. Veri toplama sistemleri.....	196
4.3.14.5. Adaptif kontrol donanımının tasarımı.....	207
4.4. Deneysel Sonuçlar.....	217
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	226
5.1. Sonuçlar.....	226
5.2. Öneriler.....	231
KAYNAKLAR.....	234

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

B	: Motor sürtünme katsayısı
B_{Bf}	: Sabit mıknatıs akı yoğunluğu
B_{Br}	: Artık mıknatıslanma
C	: Uygunluk değerleri
E	: Zıt emk gerilimi
e	: Hata vektörü
e_A, e_B, e_C	: Anlık zıt-emk gerilimleri
i_a, i_b, i_c	: Üç faz akım hataları
e_s	: Tek bobinde indüklenen zıt emk
$f_{A(0)}, f_{B(0)}, f_{C(0)}$: Üç faz zıt-emk şekil fonksiyonları
f_z	: Zıt-emk detektörü çıkış sinyali frekansı
h_b	: İnverter histerezis aralığı
H_c	: Koersif kuvvet
H_1, H_2, H_3	: Hall sensörleri
I	: Akım
I^*	: Referans akım
i_A, i_B, i_C	: Faz akımları
i^*_A, i^*_B, i^*_C	: Referans faz akımları
I_{base}	: İnverter eşik akımı
I_{dc}	: İnverter kaynak akımı
J	: Motor atalet momenti
J_{in}	: Performans indeksi
J_1	: Geçici durum performans indeksi
J_2	: Maksimum aşma performans indeksi
J_3	: Sürekli durum performans indeksi
k	: Motor sabiti
k_e	: Zıt emk sabiti
k_t	: Moment sabiti
kW	: Kilowatt
K_P	: Oransal kazanç katsayısı
K_I	: İntegral katsayısı
K_D	: Türev katsayısı
ℓ	: Rotor uzunluğu
L_m	: Karşılıklı indüktans
L_s	: Motor sargı indüktansı
MW	: Megawatt
N	: Motor yıldız noktası

n	: İşlem adımı
N_e	: e için normalizasyon faktörü
N_u	: u için normalizasyon faktörü
N_{par}	: Optimize edilecek parametre sayısı
n_r	: Rotor hızı (dev/dak)
N_s	: Bir fazın sarım sayısı
P_o	: Anlık güç
p	: Motor kutup sayısı
Q	: Hata fonksiyonu
r	: Rotor yarıçapı
R	: Sargı direnci
R_f	: Bulanık denetleyicide dönüşüm fonksiyonu
R_s	: İnverter akım ölçme direnci
S	: Sıfır
s	: Laplas operatörü
T^*	: Referans moment
T_e	: Elektriksel moment
T_L	: Yük momenti
u	: Durum uzayı analizinde giriş vektörü
V_A, V_B, V_C	: Faz gerilimleri
V_{A0}, V_{B0}, V_{C0}	: Kaynağa göre motor gerilimleri
V_{dc}	: Kaynak gerilimi
V_{N0}	: Kaynağa göre motor yıldız noktası gerilimi
ω^*	: Referans hız (rad/sn)
r_ω	: Rotor hızı (rad/s)
w_t	: Geçici durum cevabı ağırlık katsayısı
w_{ss}	: Sürekli durum cevabı ağırlık katsayısı
w_p	: Maksimum aşma ağırlık katsayısı
x	: Durum vektörü
y	: Çıkış vektörü
y^*	: Referans giriş vektörü
μ	: Üyelik değeri
$\mathfrak{h}(e)$: Durum uzayı analizinde dönüşüm fonksiyonu
\otimes	: Kartezyen çarpım
\circ	: Bulanık çıkarım işlemi
β	: Çaprazlama olasılığı
θ	: Rotor pozisyonu
λ_s	: Bobin akısı
ϕ	: Manyetik akı

Kısaltmalar

ABS	: Otomatik Frenleme Sistemi
ADC	: Analog Sayısal Dönüştürücü
Al-Ni-Co	: Alüminyum-Nikel-Kobalt
BLDC	: Fırçasız Doğru Akım Motoru (BrushLess Direct Current)
CAN-BUS	: Controller Area Network Alan Kontrol Ağı
CPU	: Merkezi İşlemci Birimi
DC	: Doğru Akım
DSP	: Digital Signal Processing (Sayısal İşaret İşlemci)
EMK	: Elektro Motor Kuvveti
FDAM	: Fırçasız Doğru Akım Motoru
FIS	: Bulanık Çıkarım Sistemi
I/O	: Giriş/Çıkış
LQR	: İkinci Dereceden Doğrusal Düzenleyici
MAC	: Matematiksel İşlemci
MOSFET	: Metal Oksit Silikon Alan Etkili Transistor
MRAK	: Model Referans Adaptif Kontrol
MSPS	: Saniyedeki Örnek Sayısı
Nd-Fe-B	: Neodmiyum-İron-Boron
NB	: Negatif Büyük
NK	: Negatif Küçük
NO	: Negatif Orta
PK	: Pozitif Küçük
PO	: Pozitif Orta
PB	: Pozitif Büyük
P	: Oransal
PD	: Oransal-Türevsel
PI	: Oransal-İntegral
PID	: Oransal-İntegral-Türevsel
PC	: Kişisel Bilgisayar
PMAC	: Sabit Mıknatıslı Alternatif Akım (Motoru)
PMSM	: Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
PMDC	: Sabit Mıknatıslı Doğru Akım
PWM	: Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülasyonu)
RF	: Radyo Frekansı
SISO	: Tek Giriş Tek Çıkış
SPI	: Seri Çevresel Arabirim
SPORT	: Seri Port Arabirimi
STR	: Kendi Kendini Ayarlayan Kontrol
YSA	: Yapay Sinir Ağları
ZDAS	: Zamanla Değişen Açısal Servo

1. GİRİŞ

Enerji kaynaklarının dünya rezervindeki hızlı azalması enerji politikalarını verimlilik ve tasarruf üzerine yoğunlaşmaya ve yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımına itmiştir. Enerji sarfiyatının azaltılması için elektrik makinalarının en düşük enerji sarfiyatıyla en yüksek verimi sağlayacak şekilde tasarlanması, üretilmesi üzerinde durulan en önemli konulardan biri olmuştur. Fosil yakıtların rezervlerinin azalması nedeni ile dünya yenilenebilir enerji kaynaklarına yönelmekte olup fosil yakıtla çalışan tüm sistemleri hibrit veya elektrikli sistemler haline dönüştürmeye çalışmaktadır. Dünya elektrik üretiminin %60'ını elektrik motorları harcamakta ve %75'inde değişken hızlı sürücüler ile bu motorlar kontrol edilmektedir. Bu sebeple, elektrik makinalarının ve sürücülerinin teknolojik gelişimi konusunda birçok teşvik ve destek bulunmaktadır.

Manyetik, mıknatıs malzemelerin teknolojisindeki gelişmeler ve elektrik motor sürücülerinde kullanılan komponent ve anahtarlama elemanlarındaki hızlı gelişimi, elektrik motor ve sürücülerinin çok verimli çalışmasını sağlamıştır. Yüksek akım ve gerilime dayanan yüksek tetikleme frekansında çalışabilen, anahtarlama kayıpları çok daha az olan yarı iletken elemanların üretimi, motor sürücü teknolojisini çok ileri noktalara taşımıştır. Yeni tip özel kalıcı mıknatıslı elektronik komütasyonlu elektrik motorlarının tasarlanmasına ve yaygın bir şekilde kullanılmasına yol açmıştır.

Otomotiv sektöründe hibrit ve tamamen (plug-in) elektrikli araçlarda en yaygın kullanılan motor türlerinden biri fırçasız doğru akım (DC) motorlarıdır.

Fırçasız Doğru Akım Motorlar (FDAM), ilk olarak düşük güçlü üretilip kontrol işlemi gerçekleştirilen platformlarda kullanılmaktaydı. Günümüzde hem düşük güçlerde hem de çok yüksek güçlerde üretilmekte, çok daha büyük platformlarda (Otomobil, minibüs, otobüs, traktör, drone v.b.) kontrol ve sürüş sistemlerinde kullanılmaktadır. “Fırçasız Doğru Akım Motorları; yüksek moment, verime sahiptir. Diğer motorlara göre hacim başına kilogram başına ürettiği güç, oldukça yüksektir. Sarım, mıknatıs ve mekanik yapısı sebebi ile sessiz, güvenilir, az bakım giderlerine sahiptir. Bu avantajları sebebi ile endüstri, askeri, uçak, uzay, otomotiv gibi sektörlerde sıklıkla kullanılmaktadır. Ayrıca, ev araç gereçlerinde, bilgisayarlarda, scooter'dan drone'lara kadar çok yaygın olarak kullanılmaktadır. FDAM'ların önümüzdeki yıllar içerisinde kullanımının katlanarak artacağı belirtilmektedir (Shao 2003)”.

“FDAM’ların akım ve gerilim gibi değişkenlere lineer olarak bağımlı olmaması geri besleme sinyallerinin değerlendirilmesi sürecine göre çalışma algoritmasının belirlenmesi sebebiyle çalıştırılması ve kontrolü olduğa güçtür. FDAM’ların hız ve moment gibi temel değişkenlerinin yanı sıra lineer olarak bağımlı olmadığı gerilim akım değerleri sebebi ile matematiksel modelleme süreci de zorluklar içermektedir. Bu nedenle, bulanık denetleyiciler gibi lineer olmayan bir denetleyici ile kontrol edilmeleri gerekmektedir. FDAM’lar, rotor pozisyon bilgileri kullanılarak doğru akım komütasyon durumu belirlenip kontrolü gerçekleştirilir. Son zamanlarda araştırmacılar, maliyetleri ve güvenilirlik problemlerinden dolayı pozisyon sensörlerini elimine etmek için, firasız DC motorların pozisyon sensörsüz kontrol üzerine çalışmalar yapmaktadır. Bu çalışmalarla birlikte, birçok uygulamada, FDAM’ların sensörsüz kontrolü daha fazla yaygınlaşacaktır (Matsui ve Shigyo 1992, Matsui 1993, Kim 2003)”. Bu alışma da elektrikli bir araç söz konusu olduğu için güvenlik ön plandadır. Akım sıfır geçiş noktalarındaki konum algılama sıkıntısı ile ortaya çıkan kararsız ve güvensiz durumlar sensörsüz yapının kullanılmasının önündeki en büyük engeldir.

“Günümüzde, modern elektrik motor sürücüleri; modern kontrol teorisi, elektrik motor teorisi, g elektronik, sinyal işleme ve mikrobilgisayarlar gibi elektrik mühendisliğinin önemli disiplinlerini içine alan, karmaşık ve gelişmeye sürekli açık bir yapı haline gelmiştir. Bu yapılara son zamanlarda yapay zekâ yöntemleri de dâhil olmuştur. Yapay zekâ yöntemlerinin mühendislik alanlarında hızla yaygınlaşması ve modern elektrik motor sürücülerine uygulanması, zeki denetim sistemlerini ortaya çıkarmıştır (Aydoğdu ve Akkaya 2005).”

“lkemizde, FDAM’ların teorisi, simülasyonu, moment dalgalılığı ve algılayıcısız, bulanık mantık, genetik algoritma denetim yöntemlerine ilişkin çeşitli çalışmalar bulunmakla beraber, firasız doğru akım motorlarının adaptif kontrolünün gerçeklenmesi ve uygulamasına ilişkin belirgin bir çalışma bulunmamaktadır. Ülkemiz dışında firasız doğru akım motorunda algılayıcılı, algılayıcısız kontrol yöntemleri ve uygulamalarına yönelik birçok araştırma vardır. (Yılmaz M., 2005).”

Bulanık mantık ve adaptif kontrol ile ilgili de birçok araştırma olmasına rağmen, firasız doğru akım motorlarının adaptif kontrolü ile ilgili çok az çalışma bulunmamaktadır. Adaptif kontrol yapısının diğer kontrol yapılarına göre en belirgin özelliği, referans modelin ve parametrik adaptasyon algoritmasının oluşturulmasıdır. Yani, adaptasyon hatasının da hesaba katıldığı ayarlanabilir kontrol yapısının

oluşturulması ve sistemin (plant-elektrikli aracın) adaptif olarak kontrol edilmesidir. Bu çalışmada bu konuda ile ilgili başarılı bir sistem tasarlanmıştır.

1.1. Konunun Tanıtımı

Son yıllarda elektrikli araçlarda kullanımı hızla artan FDAM'ların çalıştırılması ve en hassas bir şekilde kontrol edilmesi önem kazanmaktadır. Bu çalışmada ilk olarak, FDAM'ların kontrolü için bir PID denetleyici tasarlanmıştır. Çalışmada daha sonra, bu tip motorlarda lineer olmayan karakteristiği sebebiyle denetleyici tasarımında sistem modelinden ziyade sistem davranışını temel almasından dolayı bulanık denetleyici tasarımı da yapılmıştır. Ayrıca çalışmada, fırçasız doğru akım motorlarının adaptif kontrolü de gerçekleştirilmiştir. FDAM'ların kontrolünde, iki farklı kapalı çevrim kullanılmaktadır. Birincisi, iç kontrol çevrimidir. Bu çevrimde motor akımı veya momenti kontrol edilir. Motor faz sargılarının akımları sürekli okunur, referans akımın izlenmesi sağlanır. İkincisi ise, dış kontrol çevrimidir. Bu çevrimde, motor hızı kontrol edilir. Geri besleme olarak, alan-etki (hall-effect) pozisyon sensörlerinden alınan gerçek motor hız bilgisi, DSP işlemcisine gönderilir.

Bu çalışmada; PID kontrolör, bulanık denetleyici, adaptif kontrol ve parametrik adaptasyon algoritması parametrelerinin optimizasyonu için yapılması gereken ilk şey, problemi tanımlamak, çözüm yöntemlerini belirlemek, kullanılacak materyali belirlemek ve özelliklerine hâkim olmaktır. Ayrıca tasarım için gerekli tüm elemanları seçmek, temin etmek ve otomobil standartlarına uygun tasarımları yapmaktır.

Yapılan çalışmada; Simülasyon, modelleme, tasarım, kontrol algoritmalarını çalıştırabilmeyi sağlayacak düzeyde donanıma ve yüksek işlemci kapasitesine sahip Intel Xeon işlemcili dizüstü bilgisayar kullanılmıştır. Sistem modellemesinde ve benzetiminde MATLAB, CarSIM, PSIM, Simplorer, Altium, Proteus, Code Composer Studio, Rasberian Sketch, OpenCV, Kivy yazılım programları kullanılmıştır. Programlamada ise C ve Python dilleri kullanılmıştır.

FDAM için güç elektroniği, sürücü ve kontrol devrelerinin tasarım ve imalatında elektronik komponentler, bağlantılar için mekanik malzemeler, soğutma işlemi için hava ve sıvı soğutucu bloklar ve fanlar kullanılmıştır. DSP programlamak için JTAG Emülatör, Blackhawk™ USB2000 Controller, TM100 Emulatörleri kullanılmıştır. Kontrol işlemlerinin yapıldığı kontrol kartında, DSP olarak, Texas Instruments firmasının ürünlerinden TMS320C2808, TMS320C28335, , TMS320C28069 DSP development kits

ve Raspberry PI-3, , eZDSP f2808, 28335 Atmega 328 kullanılmıştır. Uygulamalarda; FDAM olarak AMATEK-119003, Nema 15, Moog NC23, 8kW'lık ACM BRL110 ve 75 kW'lık özel yapım beş farklı motor kullanılmıştır. Yük için 75kW'lık özel yapım fırçasız DC motorundan yararlanılmıştır.

Sensör olarak tork-açı sensörü, akım, gerilim, loadcell, eğim sensörü, mesafe sensörleri kullanılmıştır. Raspberry PI-III ve 7' Dokunmatik Raspberry ekranlar üst kontrolör için adaptif kontrol yapısında kullanılmıştır. DS1401 Model dSpace Digital Signal Processing MicroAutoBox hızlı prototipleme, MATLAB/Simulink ile geliştirilen kontrol algoritmasının gerçek zamanlı denemesi için kullanılmıştır.

Uygulamalarda; besleme kaynağı olarak AVL firmasının E-Storage BTE250 1200V, 250kW'lık batarya grubunu simüle edebilen bir sistem ve Sorensen DCS100-10E besleme kaynaklarından kullanılmıştır. Diğer elektronik arabirim devreleri kullanılarak, sistem deneysel çalışmalar için pratik olarak gerçekleştirilmiştir. Prototipler tamamlanıp ürün haline getirilmiştir. Üç farklı yapıda 75 kW'lık tam kontrollü üç faz DA-AA dönüştürücü ürün haline getirilmiştir. Bunlardan birincisi hava soğutmalı ve elektrolitik kondansatörlerden oluşan DA-Bara kondansatör yapılı, ikincisi sıvı soğutmalı film kondansatörlerden oluşan DA-Bara kondansatör yapılı, üçüncüsü ise sıvı soğutmalı altılı IGBT modül yapılı, film kondansatörlerde oluşan özgün tasarım DA-Bara kondansatör yapılı compact seri üretime hazır bir ürün olarak üretilmişlerdir. Ayrıca adaptif kontrol için sistem sensörlerinin bağlandığı üst kontrolör ürün haline getirilmiştir. Güç sistemlerinin kontrol sistemi ile adaptif kontrolünü sağlayan üst kontrolör birbirleriyle USB port üzerinden gerçek zamanlı haberleşmektedir.

1.2. Çalışmanın Amacı ve Önemi

Çalışmada; elektrikli araçlarda kullanılan fırçasız doğru akım motorlarının sensörlü, içerisinde yeni bir kazanç belirleme yöntemi bulunan adaptif kontrol yapısı tasarlanarak simüle edilmesi, kontrol sisteminin DSP tabanlı bir işlemci ile 75 kW'lık fırçasız doğru akım motoru için özgün sürücü tasarımı ve gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Gerçek bir elektrikli araç için temel parametreler tespit edilip araç, motor modellemeleri yapılarak elde edilen sonuçlara göre hesaplanan güce uygun elektrik motoru seçimi yapılmıştır. Otomotiv standartlarına uygun özgün seçilen motoru sürebilecek güç katının (DC-AC Dönüştürücünün- Inverterin) tasarımının yapılması, bu güç katının kontrol katının yine otomotiv standartlarına uygun komponentler ve Sayısal

Sinyal İşlemcisi (DSP -Digital Signal Processing) seçilerek kontrol yazılımının yazılıp, tasarlanması pratik olarak gerçekleştirilmesi çalışmanın önemli parçalarından biridir.

Bulanık mantık ve adaptif kontrol ile ilgili birçok araştırma olmasına rağmen, fırçasız doğru akım motorlarının parametrik adaptasyon algoritması temelli kazanç seçiminin yapıldığı adaptif kontrol yapısının bulunduğu herhangi bir inceleme ve çalışma yapılmamıştır.

Adaptif kontrol için; kontrolör tasarımında yeni ve güçlü bir yöntem geliştirmek ve performans indeks temelli parametrik adaptif algoritma ile elektrikli aracı kontrol etmek amaçlanmıştır.

Adaptif kontrol algoritması geliştirilerek, elektrikli aracın; yolun eğimine, araca binen kişi sayısına, yük miktarına, öndeki araç ile olan takip mesafenin korunmasına, çarpışmayı önlemeye, bağlı belirlenmiş adaptif kontrol parametrelerinin motor performansını artırıcı, adaptif olarak kontrol edilebilmesi amaçlanmıştır. Tüm bu adaptif kontrol algoritmaları araç performansını artırıcı, enerji sarfiyatını azaltıcı, aşırı ısınmaları önleyici etkileri bulunmaktadır. Aracı kullanan kişiye, üç parametrenin yani yolun eğimine, aracın yük miktarına, takip mesafasına göre adaptif kontrolü başarılı bir şekilde sağlanarak, ADAS (Advanced Driver Assistance System)- Gelişmiş Sürücü Yardımcı Sistemi olarak araç konforu artırılıp, sürüş güvenliğine destek vermiştir.

Adaptif kontrol işleminde bu seçilen parametrelerin kazançları, denetlenen sistem cevabının artan azalan osilasyon durumuna göre ayarlanmaktadır. Bu parametreler deneme yanılma yoluyla bulunabilir, ancak kazanç seçiminin bu şekilde olması tasarımı oldukça zorlaştıran bir faktördür. Bu yüzden, kazanç seçiminin kolay bir şekilde yapılmasını sağlayacak yeni bir yöntemin geliştirilmesi, ihtiyaç duyulan bir konudur. Bu sebeple adaptif kontrol yönteminin güçlendirilmesi ve tam olarak sistematik hale getirilmesi gerçeğinden hareketle, iyi bir denetim performansı sağlayacak her bir parametre için kazançların bulunmasını sağlayacak yeni bir adaptif kontrol algoritma yöntemi kullanılmıştır. Çözüm olarak, performans indeksi oluşturulup, parametrik adaptasyon algoritmasının tasarlanması ayarlanabilir kontrole direkt etki etmesi gerçek zamanlı adaptif kontrolü sağlamıştır.

Lineer olmayan ve çok parametrelili bir problem olduğundan dolayı fırçasız DC motorların sensörlü kontrolü tercih edilmiştir. Böylece sistemin daha kararlı, robust çalışması sağlamıştır. Elektrikli araç uygulamalarında hayatın ve can güvenliğinin önemi çok büyüktür, sensörsüz çalışmada sıfır nokta geçişlerinin tespitindeki sorunlar sebebi ile tercih edilmemiştir. Bu tez çalışmasında aşağıdaki hedefler temel alınmıştır.

Birincisi; FDAM'ların sensörlü kontrolü popüler bir hal alıp yaygın bir şekilde kullanılmaya başlanmıştır. Geri besleme yoluyla hız ve konum bilgisi sayısal işlemciye verilmektedir. Elektrikli araçlarda güvenlik çok önemli olmasından dolayı FDAM alan-etki (hall-effect) konum sensörlü tercih edilmiştir. Ayrıca teknolojik gelişmelere paralel olarak işlemcilerin hızlarının artışı bilgilerin anlık, hızlı bir şekilde (real-time) gönderilip işlenmesini, güvenli kontrol algoritmasının uygulanmasını sağlamıştır. Bu tez çalışmasında özgün tasarım ve yöntemlerin uygulanabilirliği açısından oldukça önem arz etmektedir.

İkincisi; Simülasyon çalışmalarında öncelikle gerçek araç parametrelerinden yola çıkılarak araç modelinin yapılmış olması, kullanılan FDAM'ın matematiksel modelinin en doğru biçimde elde edilmesi bu çalışmanın önemli noktalarındandır. Özel elektrik motorları arasında yer alan fırçasız DC motorlar, yapıları gereği trapezoidal zıt emk dalga şekline sahiptirler. Ancak, literatürde verilen bazı simülasyon çalışmalarında, zıt emk modeli sinüsoidal olarak ele alınmakta, analizler ve simülasyonlar buna göre yapılmaktadır. Hâlbuki zıt emk modelinin trapezoidal şekilde ele alınması, analiz ve simülasyonların buna göre yapılması daha doğru bir yaklaşımdır. Simülasyon çalışmaları için diğer önemli bir nokta, motor modelinin nümerik çözümlerinde hesaplama hatasının en aza indirilmesidir. Bu amaçla, FDAM'ın simülasyon modelinde, etkili bir çözüm elde edilmiştir.

Üçüncüsü; Endüstriyel, otomotiv, uçak ve uzay uygulamalarda kullanımı oldukça yaygınlaşan bulanık denetleyicilerin farklı algoritmalar kullanılarak optimal biçimde tasarlanmasıdır. Bulanık mantık denetleyici tasarımı, beş farklı aşamadan oluşur. Bu aşamalar; normalizasyon, bulanıklaştırma, kuralların çıkarımı, durulaştırma ve denormalizasyondur. Bulanık mantık denetleyici tasarımı, tamamen sistem yöneticisinin-tasarımcının kabiliyeti ve deneyimlerine bağlı kalmaktadır. Sistemin dinamik performansı ve kontrolör parametreleri arasındaki gerçek ilişki bilinmediği için, özel uygulamalarda bir bulanık denetleyicinin tasarımında kullanılan sistematik bir yaklaşım yoktur. Bulanık mantık denetleyicinin tasarım işlemi, deneme ve yanılma yaklaşımıyla yapılmaktadır. Deneme yanılma yaklaşımları çok sayıda tekrarlama gerektirir ve uzun zaman alır. Ayrıca, bulanık kontrolörün giriş/çıkış sinyal sayısı arttıkça, işlem daha da karmaşık hal alır ve çözüm zorlaşır. Sistem parametreleri ve dinamiği konusundaki uzman bilgisinin yetersizliği gibi durumlarda bulanık mantık denetleyici tasarımının ilk aşamasını bile gerçekleştirmek mümkün olmayabilir. Bulanık mantık denetleyici deneme yanılma yoluyla tasarlanırsa bile, tasarlanan denetleyici iyi bir sonuç vermeyebilir. Her ne

kadar başarılı uygulamaları bulunsa da, anlatılan sıkıntılar sebebi ile kontrol problemlerinde bulanık mantık kontrolün yaygınlığı sınırlı kalmaktadır. Bu kısıtları ortadan kaldırmak için, gradyan algoritmalar kullanılabilir. Gradyan algoritmalar parametreleri en efektif optimize eden, sistemi otomatikleştiren kontrol yapılarıdır. Böylece bulanık denetleyici önceden belirlenmiş performans indeksine göre tasarım işlemini optimize eder. Bulanık denetleyicilerdeki sınırlılıklar ortadan kaldırıldığı için bu yapıların yaygın halde kullanımının önü açılacaktır. Bu çalışmada PID denetleyici, bulanık denetleyici ve kazanç parametrelerinin optimize edilmesi konusu karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiştir. Sistemlerin bu şekilde karşılaştırılması tez çalışmasının önemli noktalarından biridir.

Dördüncüsü; Yeni nesil yüksek hızlı, yüksek işlem yapabilme kapasitesi olan sayısal sinyal işlemcilerin (DSP) gelişimi ve kullanımının yaygınlaşması kontrol sistemlerini gerçek zamanlı efektif çalışan kararlı güvenilir sistemler haline getirmiştir. Bu çalışmada kullanılan DSP kontrol elemanları, otomotiv standartlarına uygun emniyet, güvenlik (safety, security) şartlarını sağlayan elektrik makinelerini sürmek için oldukça uygundur. Bu komponentlerin ve işlemcilerin, elektrik makinalarının kontrolünde yüksek işlem kapasitesinin yanında, çevre birimleriyle iletişimini sağlayan arabirimleri de bulunmaktadır. Sayısal sinyal işleyen bu işlemciler oldukça efektif kontrol imkânı sunmaktadır. Otomotiv sektöründe tasarlanan araçların her tipinde elektronik kontrol birimi (ECU-Electronic Control Unit) bulunmakta ve diğer tüm birimlerle haberleşmesi CAN-BUS v.b haberleşme yöntemleriyle sağlanmaktadır. DSP'lerin CAN-BUS modül altyapısının olması sistemlerin birbiri ile olan haberleşmesini kolaylaştırmaktadır. Bu sebep ile kullanılan işlemcilerde CAN-BUS haberleşme modülü bulunanlar tercih edilmiştir. Otomotiv tasarımlarının elektrikli araç (Plug-In Electric Vehicle) haline modifiye edilmesinde çok büyük kolaylık sağlamaktadır.

Beşincisi: Adaptif kontrol algoritması geliştirilerek, elektrikli aracın; yolun eğimine, araca binen kişi sayısına, yük miktarına göre motor performansını adaptif olarak kontrol edilmesi amaçlanmıştır. Ek olarak kullanılacak mesafe sensörlerinden gelecek bilgilere göre öndeki araç ile olan takip mesafenin korunmasını sağlayan motorun hızını azaltıp çarpışmayı önleyici bir adaptif kontrol amaçlanmıştır. Aracın sabit hız kontrolü, hız limit kontrolü (Cruise Control) adaptif olarak gerçekleştirilmektedir. Tüm bu adaptif kontrol algoritmaları araç performansını artırıcı, enerji sarfiyatını azaltıcı, aşırı ısınmaları önleyici etkileri olmaktadır. Aracı kullanan kişiye, üç parametrenin yani yolun eğimine, aracın yük miktarına ve takip mesafesine göre adaptif kontrolü başarılı bir şekilde

sağlanarak ADAS (Advanced Driver Assistance System) - Gelişmiş Sürücü Yardımcı Sistemi olarak araç konforu artırılıp, sürüş güvenliğine destek verilmiştir.

Altıncısı: Sadece elektrikli araç (Plug-In Electric Vehicle) ve hibrit elektrikli araçlar için kullanılacak özgün bir sürücü tasarımının gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Elektrikli aracın modellenmesinde, elektrikli araca etki eden kuvvetler göz önüne alınarak yapılmıştır. Bu bağlamda aracın güç akışının modellenmesi ve simülasyonu yapılmış, en yüksek hız, yokuş tırmanma performansı, ivmelenme karakteristikleri belirlenerek elektrik motorunun sürekli çalışmada maksimum gücü, tekerleğe indirgenmiş momenti, yüksek güç çalışmada gücü tekerleğe indirgenmiş momenti bulunmuştur. Bu bulunan değerlere göre araç hızlanma performansı, elektrik motoru gücü, elektrik motorunun momenti hem yüksek güçte hem de sürekli çalışma durumları için tespit edilmiştir. Otomotiv standartlarına uygun efektif çalışan emniyet, güvenlik standartlarına uygun özgün bir tahrik sürücü sistemi gerçekleştirilmiştir. Kazanılan bilgi birikimi ile elektrik tahrikli otomotiv proje çalışmalarında farklılık ve ilerleme sağlanacaktır. 75 kW'lık özgün bir sürücü tasarımı gerçekleştirilmiştir. Yerli olarak üretilebilecek ve patent alınacak elektrik motor tahrik ve frenleme sistemi tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Ürün haline dönüşmüş ve seri üretime hazır hale getirilmiştir.

Yedincisi: Güç elektroniği sürücü devresinin 75 kW gücünde özgün tasarımı gerçekleştirilmiş, elektrikli aracın nominal bara gerilimi dolayısıyla kullanılacak akü grubunun gerilim değeri 375V olarak tespit edilmiştir. Güç katı tasarımında kullanılacak anahtarlama elemanları seçilerek devre tasarımı gerçekleştirilmiştir ve bu anahtarlama elemanlarının anahtarlama kayıpları, iletim kayıpları, toplam kayıpları hesaplanmıştır. Güç katının soğutulması için uzaklaştırılması gereken ısı miktarı hesaplanıp bu sonuca göre hem hava soğutmalı sistem hem de su soğutmalı sistem konusunda tasarımlar gerçekleştirilmiştir. DA-bara (DC-BUS) kondansatör hesabı bastırma (snubber) kondansatör hesabı yapılarak DA-bara tasarımı gerçekleştirilmiştir. Güç katının sürülmesi için de anahtarlama elemanlarının özelliklerine göre bir sürücü devre tasarlanmıştır. Otomotiv standartlarına uygun DSP tespit edilip kontrol devresi belirlenmiştir. Kontrol kartı tasarımında otomotiv standartlarına uygun CAN-BUS altyapısı, komponent seçimleri yapılmıştır. Tüm bu işlemler bu konularla ilgili son çıkan literatür çalışmaları ve yeni teknolojik gelişmeler esas alınarak yapılmıştır. Güç katı ve sürücüsü tasarımında son literatür ve teknoloji bilgilerinin kullanıldığı bütünleşik uygulama devresi olması sebebi ile dikkate değer bir çalışma gerçekleştirilmiştir.

Sekizincisi: Yüksek güçlü çalışmalarda oluşan problemlerin giderilmesi için yapılması gerekli olan çözüm önerileri sunulmuştur. Güç ve kontrol katlarında alınması gerekli önlemler kapsamında sistem tasarımına eklenmesi gerekli olan tüm güvenlik tedbirleri anlatılmıştır. Yüksek güçte çalışmanın getirdiği problemlerin önüne geçmek amacıyla donanım tedbirlerine ek olarak bu donanımın kontrolü için kontrol yazılımına eklenmesi gerekli olan algoritma açıklanmıştır.

Sonuç olarak; geliştirilecek sistem, sadece fırçasız DC motorların kontrolünde değil, aynı zamanda adaptif kontrol gerektiren tüm doğrusal olmayan sistemlerde kullanılabilir yapıda tasarlanacaktır. Örneğin aynı güç katı kullanılarak yazılım üzerinde yapılan değişiklik ile kalıcı mıknatıslı senkron motorun (PMSM) sinüsoidal kontrolü de gerçekleştirilebilir. Çünkü geliştirilen kontrol kartında enkoder ve resolver konum sensörlerinin bilgilerini de benzer biçimde alan etkili (hall-effect) sensörlerde olduğu gibi tasarlanmış ve sisteme eklenmiştir. Güç elektroniği yönüyle özgün esnek bir tasarım yapılmış ve ülkemiz açısından gelecek vadeden elektrikli araçlar için zemin teşkil etmiştir.

Çalışma, bu özellikleriyle ele alındığında, endüstriyel, otomotiv, uçak, uzay ve savunma sektörü uygulamalarında kullanılabilmesi konusundaki katkısının yanında gerek bireysel araştırmalar ve gerekse akademik çalışmalar yönünden bilime katkı sağlamaktadır. Diğer yandan çalışma; “Gelişmiş Sürücü Yardım Sistemlerinin” (Advanced Driver Assistance Systems- ADAS) alt yapısını oluşturmaktadır. Aynı zamanda otonom araçlar için gerekli olan temel, ana kontrol algoritma yapısı gerçekleştirilmiştir.

1.3. Tez Organizasyonu

Bu tez çalışması; giriş, kaynak araştırması, materyal ve yöntem, araştırma bulguları ve tartışma, sonuçlar ve öneriler olmak üzere beş ana bölümden oluşmaktadır.

Giriş bölümünde; elektrikli araçlar, fırçasız doğru akım motorları hakkında genel literatür bilgilerine yer verilmiş olup, çalışmanın gerçekleştirilme aşamaları sunulmuştur. Çalışmada kullanılan programlar, altyapı, yazılım dilleri, çalışmanın amacı ve önemi hakkında detaylı bilgi verilmiştir.

Kaynak araştırması bölümünde; kullanılan yöntemlerle ilgili geniş bir literatür incelemesi yapılmaktadır. Bu bölüm, geçmişten günümüze kadar tez konusu ile ilgili yapılan çalışmalar hakkında bilgiler içermektedir. Fırçasız doğru akım motorunun temel kontrol yaklaşımları ve adaptif kontrol uygulamaları hakkında literatür taraması sunulmaktadır.

Materyal ve yöntem bölümünde; elektrikli araçlar ve modellenmesi, fırçasız doğru akım motor modeli ve kontrolü ve ayrıca adaptif kontrol konusunda bilgiler verilmektedir.

Elektrikli araçlar bölümünde; elektrikli araçların tarihçesi, bataryalar, elektrikli araç çeşitleri, elektrik motoru ve sürücüsü, elektrikli araçlarda kullanılan motor türlerinin karşılaştırılması, fırçasız doğru akım motorunun kontrolü ve modeli konusunda ayrıntılı bilgi verilmektedir.

Elektrikli araçların modellenmesi bölümünde; bir elektrikli araca etki eden kuvvetler ve araç genel modeli hakkında bilgi verilmektedir.

Elektrik motoru ve sürücüsü bölümünde fırçasız doğru akım motorunun kontrolü, model, hız ve tork kontrolü konuları hakkında bilgi verilmektedir.

Adaptif kontrol bölümünde; adaptif kontrol yapısı, geleneksel geri beslemeli kontrol ile adaptif kontrolün karşılaştırılması, açık çevrim, endirek, model referans, klasik multi-model, gürbüz, anahtarlamalı adaptif kontrol gibi farklı adaptif kontrol yapıları hakkında bilgi verilmiştir.

Araştırma bulguları ve tartışma bölümünde; sistemin simülasyon modeli ve kontrolü, elektrikli aracın adaptif kontrolü, deneysel donanım tasarımı ve gerçekleştirilmesi ve deneysel sonuçlar hakkında bilgi verilmektedir.

Sistemin simülasyon modeli ve kontrolü bölümünde; çalışmada kullanılan adaptif parametreler hakkında bilgi verilmektedir. Ayrıca elektrikli aracın simülasyon modeli,

araca etki eden tüm kuvvetler ve hesapları hakkında ayrıntılı bilgi verilmektedir. PID kontrol ve bulanık mantık kontrol için simülasyon sonuçlarına yer verilmektedir.

Elektrikli aracın adaptif kontrolü bölümünde; direkt adaptif kontrol ve adaptif kontrol simülasyon sonuçlarına yer verilmektedir.

DeneySEL donanım tasarımı ve gerçekleştirilmesi bölümünde; motor güç sisteminin modeli, anahtarlama elemanlarının seçimi, IGBT sürücü modüllerinin hesabı ve seçimi, IGBT sürücü tasarımı, DA Bara kapasitesinin belirlenmesi, Bastırma (snubber) kapasite hesabı ve seçimi, anahtarlama iletim ve toplam kayıpların hesaplanması, soğutma hesabını yapılması, güç katı, soğutucu ve IGBT modül yerleşimi, DC-Bara tasarımı ve yerleşimi, sıvı soğutma modülü, diğer güç katı devrelerinin tasarımı ve montajı, kontrol sisteminin tasarımı, elektrikli aracın hızlı denetim prototiplemesi, sayısal işaret işlemcisi (dSP) seçimi, kontrol kartı tasarımı, veri toplama sistemleri, adaptif kontrol donanımının tasarımı ve deneysel sonuçlara yer verilmektedir.

Sonuçlar ve öneriler bölümünde; önerilen adaptif kontrol metodunun diğer metotlar ile karşılaştırılması yapılarak tüm simülasyon ve deneysel sonuçlar bir arada değerlendirilmektedir. Ayrıca, tez çalışması boyunca edinilen bilgi ve tecrübeler ışığında, konu ile ilgili gelecek çalışmalarla ilgili önerilerde bulunmaktadır.

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

Literatürde, fırçasız DC motorların sensörlü kontrolü ile ilgili çeşitli metotlar bulunmaktadır. Ayrıca fırçasız DC motorların, bulanık mantık yöntemi ile kontrolü üzerine değişik çalışmalar mevcuttur. Ancak, fırçasız DC motorların adaptif kontrolü ile ilgili çalışmaya rastlanmamaktadır. Bu kısımda faydalanılan bazı önemli çalışmaların literatür özetleri verilmiştir.

“Zadeh (1965), bulanık kümeler isimli çalışmasında; matematiğin bir alt dalı olarak bulanık küme teorisini ortaya atmış ve teori ile ilgili tanımlamalar yapmıştır. Ayrıca çalışmada, bulanık kümelerle cebirsel işlemler ve özellikleri verilmiştir. İlk olarak Zadeh tarafından ortaya konulan bulanık mantığın uygulaması ise, genellikle yapay zeka sistemlerinde karşımıza çıkmaktadır.”

“P. Ferrais (1980), stator üçüncü harmonik gerilim bileşeni kullanılarak pozisyon algılama yöntemini öne sürmüştür. Fırçasız doğru akım makinasında endüklenen gerilimin trapezoidal olmasından dolayı, endüklenen gerilimde ve hava aralığı akısında üçüncü harmonik bileşenleri belirgin olarak görülebilir. Bu pozisyon algılama yöntemi algılayıcısız algoritmaların en önemlilerinden birini teşkil etmiştir.”

“Kenichi Lizuka ve ark. (1985), endüklenen gerilimin algılanması ile algılayıcısız kontrolün gerçekleştirilmesi ilk defa önerilmiş ve gerçekleştirilmiştir. Bu yöntem oldukça basit ve sürekli hal çalışma durumu için oldukça pratiktir. Ancak, yapay nötr noktasının varlığı, gerilim bölücüye ve yüksek frekanslı gürültüden dolayı filtrelemeye gereksinim göstermektedir. Filtrelerin kullanılması anahtarlama anlarında hıza bağımlı olarak gecikmeler yaratmakta, özellikle hızlanma ve yavaşlama esnasında pozisyon hataları üretmektedir. Bu yöntemeye dayalı teknikler kalkış ve geçici hal çalışmada sorunlar içermekte ve dar bir hız aralığında kullanılabilir (1000-6000 d/d). Bu çalışmayı referans alan benzer algılayıcısız kontrol yöntemlerine ilişkin çalışmalar günümüze kadar süre gelmiştir.”

“Jufer, M., (1985), fırçasız doğru akım motorunun enkodersiz kendi kendine komütasyonlu çalışma yapısı hakkında bilgi verilmektedir”

“Erdman, D., (1985), sıfır geçiş noktasının algılanması ve ötelenmesi yaklaşımı, uyarılmamış fazdaki endüklenen gerilimin ölçülüp, buradan sıfır geçiş noktalarını elde edilmesi ve sıfır geçiş noktasından 30⁰ ileride olan bir sonraki komütasyon noktasının belirlenmesi için sayısal olarak ötelenmesi yönteminin uygulanmasına yönelik US Patent'ten, patent haklarını almıştır.”

“M. Nagata, (1987), fırçasız doğru akım makinasında endüklenen gerilimin trapezoidal olmasından dolayı, endüklenen gerilimde ve dolayısıyla hava aralığı akısında üçüncü harmonik bileşenleri belirgin olarak görülebilir. Stator üçüncü harmonik gerilim bileşeni kullanılarak pozisyon algılama yöntemini US Patent aracılığıyla patentlemiştir.”

“Pillay ve Krishnan (1989), sürekli mıknatıslı senkron motorlar üzerinde çalışmalar yaparak, çektikleri akımlar ve ürettikleri zıt elektro-motor kuvvetlerine göre bu motorları sınıflandırmışlardır. Araştırmalar zıt elektro-motor kuvvetleri yamuk biçiminde olan motorlara FDAM, zıt elektro-motor kuvvetleri sinüzoidal olan motorlara ise sürekli mıknatıslı senkron motorlar (PMSM) adını vermişlerdir.”

“Microlinear şirketi (1990), faz-kilitleme döngüsü tekniğini geliştirmişlerdir. Her 60°'lik iletim aralıkları boyunca uyarılmamış fazdaki endüklenen gerilim dalgasına kilitlenmeyi amaçlayan geliştirilmiş bir yöntemdir. Hall sensörleri yardımıyla elde edilen üç faz pozisyon bilgisi işaretleri ve komütasyon noktaları, faz- kilitlenmeli döngü devresi kullanımıyla elde edilir. Bu yöntemin uygulanabilirliği basit olmasına rağmen, evirici çıkışındaki anahtarlamının gürültüsüne duyarlıdır ve yüksek frekans bölgesinde çalışmayabilir.”

“D. E. Hesmondhalgh ve arkadaşları (1990), motora, oluklar boyunca eşit boşluklara sahip ilave bir stator laminasyonu eklemiştir. Olukların her biri küçük algılayıcı bobinler içermektedir. Rotor pozisyonunun değişimine göre algılayıcı bobinlerin manyetik devreleri de değişmektedir. Pozisyon tahmini için bobinlere 20 kHz'lik dikdörtgensel gerilimler uygulanmaktadır. Bobinlerin bu işaretlere verdikleri cevapların analiziyle algılayıcısız kontrol gerçekleştirilmektedir.”

“Becerra ve arkadaşları (1991), endüklenen gerilimin integrasyonu yaklaşımı, integrali alınarak doğrultulmuş endüklenen gerilim, daha önceden belirlenmiş bir eşik değerine ulaştığı zaman evirici için bir komütasyon darbesi sağlar. Diğer yöntemlerde olduğu gibi düşük hızlarda endüklenen gerilimin tam olarak algılanamaması ve kalkış sorunu bulunmaktadır. Yöntem akının izlenmesini temel almaktadır. Endüklenen gerilimin zamana göre entegre edilmesiyle elde edilen akı, belirli bir değeri istenen komütasyon noktasına karşılık getirilip, bir eşik değerinde sıfırlanırsa bu noktalar komütasyon noktaları olarak güç anahtarlarını sürmek için kullanılabilir. Eşik seviyesinin ayarlanması, integrasyon hataları ve faz dengesizliği temel sorunlarıdır.”

“S. Ogasawara ve H. Akagi (1991), evirici güç anahtarlarına ters yönde paralel olarak bağlanmış serbest geçiş diyotlarının iletim aralıklarının belirlenmesine dayalı pozisyon algılama yöntemini ilk olarak gerçekleştirmiştir. Her 120°'lik çalışma

periyotları boyunca evirici sürücü işaretleri kırılmaktadır Beslenmeyen fazdaki endüklenen gerilimin sıfır geçiş noktaları dolaylı olarak serbest geçiş diyotlarından, sargı endüktanslarından dolayı, akan küçük akımlar yardımıyla elde edilmektedir. Serbest geçiş diyotlarının iletimde olup olmamasına bağlı olarak her 60 derecelik periyotlar boyunca pozisyon bilgileri elde edilmekte ve bir faz kaydırıcı devresi yardımıyla komutasyon işaretleri üretilmektedir. Bu yöntemde her bir serbest geçiş diyotundan akan akımların algılanması için kullanılan karşılaştırıcı devrelerin sürülmesinde 6 tane izole güç kaynağına gereksinim duyulmaktadır. Bu yöntem daha önce bahsedilen yöntemlere göre daha geniş bir hız aralığında algılayıcısız kontrol sağlmasına rağmen (45-2300 d/d), gerçekleştirilmesi oldukça karmaşık ve maliyeti de yüksektir. Ayrıca diğer yöntemlerde olduğu gibi düşük hızlarda ve kalkışta sorunlar bulunmaktadır.”

“Matsui ve Shigyo (1992), fırçasız DC motorların pozisyon sensörsüz kontrolü hakkında bilgi vermektedir. Fırçasız DC motorların çalıştırılması ve moment kontrolü için, neden rotor pozisyon sensörüne ihtiyaç duyulduğunu açıklamışlardır. Ayrıca; uygulamada kullanılan pozisyon sensörlerinin dezavantajları belirtilmiştir. Yapılan çalışmada yazarlar, fırçasız DC motorların pozisyon sensörsüz kontrolü için yeni bir yöntem önermişlerdir. Önerilen yöntemde rotor pozisyonu, gerçek bir motor ile önerilen bir model arasındaki akım farkı kullanılarak elde edilmiştir. Buradaki akım farkı iki bileşene ayrılarak, bu bileşenlerin biri pozisyon, diğeri hız tahmini için kullanılmıştır. Yeni yöntemin çalışması, önce simülasyonla, daha sonra uygulama devresinde incelenmiştir. Deneysel sonuçlarda, yöntemin hem geçici durum hem de sürekli durum koşullarında, istenilen kontrol karakteristiklerini sağladığı belirtilmektedir.”

“Hemati ve Leu (1992), fırçasız DC motorların karakteristik modelleri ile ilgili çalışmalarında; manyetik doyumun olduğu çalışma bölgelerinde, düzgün olmayan hava aralığı nedeniyle oluşan modelleme problemlerini ele almışlardır. Doyum anında oluşan relüktans değişimlerinin modele etkileri incelenmiş ve modelleme problemleri deneysel olarak tanımlanmıştır. Bu tanımlamalar dikkate alınarak, yeni bir model önerilmiş ve modelin doğruluğu kontrol edilmiştir.”

“Matsui ve Ohashi (1992), DSP kullanarak fırçasız doğru akım motorlarının kontrolü üzerinde çalışmalar yapmışlardır. Bu çalışmada motora uyguladıkları üç faz akım sinyallerini aynı zamanda DSP’ye de uygulamışlar ve bu sinyalleri DSP ile gerçek hız sinyaline dönüştürmüşlerdir. Referans hız sinyali ile gerçek hız sinyali karşılaştırılarak bir hata sinyali üretilmiş ve bu hata sinyali PI’den oluşan bir kontrol devresinden geçirilerek referans akım bulunmuştur.”

“Kulkarni, A. B., Ehsani, M., (1992), FDAM'nin kalkış ve düşük hızda denetimine ilişkin bir çalışmadır. Temelde bütün kalkış yöntemleri herhangi iki fazın ateşlenerek rotorun belirli bir konumu için, rotor mıknatıs kutbu ile stator kutbunun eş eksen (align) yapılması ile başlar. Aksi halde rotorun doğru yönde döndürülmesi tehlikeye girmiş olur. Yumuşak kalkış ihtiyacı, bu makinaların kalkışta uyguladığı eş eksenleme koşulu nedeniyle tam anlamıyla karşılanamaz. Bu sebeple motor fazları belirli bir eğimle artan frekans profiline bağlı olarak açık çevrimli olarak beslenmiştir. Rotor açık çevrim olarak, endüklenen hareket geriliminden konum bilgisinin alınabildiği belirli bir hıza getirilmiş, bu hızda ve açık çevrim çıkış işaretleriyle komutasyon devresinden alınan işaretler arasındaki açı farkının belirli toleranslar dahilinde kaldığı aralıkta rotor, stator fazlarına senkronlanmış ve bu andan sonra makina hızı kapalı çevrim olarak algılayıcısız kontrol edilmiştir.”

“Matsui, N., Takeshita, T. Ve ark. (1992), fırçasız doğru akım motorları için algılayıcısız yeni bir sürücü uygulamasının anlatıldığı yayındır.”

“Matsui (1993), çalışmasında; genel olarak motor kontrol uygulamalarında sensör kullanmanın dezavantajlarını belirtmiş ve özellikle de fırçasız DC motor sürücülerinde sensör elemanının niçin elimine edilmesi gerektiğini irdelemiştir. Ayrıca çalışmasında; motor gerilim ve akım modellerini kullanarak, sinüsoidal akı dağılımında yüksek kalitede moment kontrolü sağlandığını göstermiştir. Yapılan uygulama ile fırçasız DC motorun geçici ve sürekli çalışma şartları izlenerek karşılaştırılmıştır.”

“Utkin (1993), değişken yapıli sistemlerin kontrol işleminde kayan kipli denetim yöntemini kullanmış, kayan kipli denetim yöntemini kapsayan ana konuları (dereceyi indirgeme, bağımsız denklem tasarımı, karışıklıkları ayıklama, parametre değişikliklerinden etkilenmeme vb.) inceleyerek açıklamıştır. Yöntemin çok yönlü olduğunu ve kontrol hedefini sağlıklı bir şekilde yakaladığını tespit etmiştir.”

“O. Shinkawa ve ark. (1993), evirici güç anahtarlarına ters yönde paralel olarak bağlanmış serbest geçiş diyotlarının iletim aralıklarının belirlenmesine dayalı pozisyon algılama yöntemi, önerilen bir kalkış yöntemiyle beraber iç rotorlu sürekli mıknatıslı bir motora uygulanmıştır. Rasgele iki fazın ilettime sokulmasıyla istenilen yönde kalkışa geçirilen motorun, başlangıçta 120° lik anahtarlama işaretleriyle açık çevrim kontrolü yapılmaktadır.”

“Meshkat, S., (1993), fırçasız doğru akım motorunun DSP ve Kalman filtreleri kullanılarak sensörsüz kontrolünün sağlandığı uygulama anlatılmaktadır.”

“N. Ertuğrul ve P. Acarnley, (1994), kalkış yöntemlerine ilişkin bir yöntem çalışması anlatılmaktadır. Rotorun eş eksen konumuna gelebilmesi için evirici anahtarlarına özel bir PWM yöntemi uygulanır. T1 üst kol, T2 ve T6 alt kol anahtarlarına 200us süre dönemler ile rotor A fazı ile eş eksen konumuna gelinceye kadar PWM uygulanır. Faz endüktanslarının algılanmasına dayanan yöntemde ise statorun doyma etkisi nedeniyle faz endüktanslarının rotor konumuna bağlı olarak değişimi kalkış için kullanılır. Doğrudan endüktans ölçümüne dayanan bir başka yöntemde ise kalkışta yüksek performans elde edildiği açıklanmaktadır. Buradaki temel düşüncede d ve q eksen takımında geometri ve doyma ile değişen endüktansların algılanarak konumun belirlenmesine dayanmaktadır. Bu yöntemin temel olumsuzluğu, algoritmasında eksen takımı dönüşümleri ve endüktans ölçümü içerdiğinden yüksek seviyeli sayısal işaret işleyicisine gereksinim duymasındır. Şeklinde yargıya vardıkları bir çalışmadır.”

“N. Ertuğrul ve P. Acarnley (1993, 1998), akı kestirim yöntemini öne sürüp gerçekleştirmişlerdir. Hem trapezoidal hem de sinüzoidal fırçasız doğru akım motorlarına uygulanabilen bir yöntemdir Bu yöntemde ölçümle elde edilen gerilim ve akım bilgilerinden halkalanan akı kestirilmekte ve bundan yararlanılarak oluşturulan ikinci dereceden polinomial eğri yardımıyla pozisyon tahmini yapılmaktadır. Algılayıcısız kontrolün gerçekleştirilmesi için motora daha önceden bilinen bir pozisyonda kalkış yaptırılması gerekmektedir. Akı hesaplama yönteminin sağladığı en büyük avantaj nötr noktasına gereksinim duyulmamasıdır. Düşük hızlardaki integrasyon hatası, hesaplama süresinin uzunluğu, parametre değişimine duyarlılık, karmaşık algoritmaların çözümü için pahalı bir işaret işleyiciye gereksinim duyulması temel sorunlarıdır.”

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

“Lee ve Pang (1994), bulanık mantık tabanlı fırçasız DC motor sürücüleri için yeni bir yöntem sunmuşlardır. Sunulan yeni yöntemde; PI denetleyici parametrelerinin bulunmasında bulanık mantık kullanılmış ve sunulan çözümün simülasyon sonuçlarında optimal sonuç verdiği görülmüştür.”

“Kinzel ve ark. (1994), bulanık mantık denetleyicilerin tasarım ve optimizasyonu için değişik yapılarda genetik algoritmalar geliştirmişlerdir. Çalışmalarında; bulanık mantık denetleyicilerin otomatik olarak tasarlanması ve optimizasyonu için sistematik bir

yaklaşım sunmuşlardır. Yapılan uygulama çalışmaları sonucunda, bulanık mantık denetleyicilerin tasarımı ve optimizasyonu için genetik algoritmaların kullanımının oldukça iyi sonuçlar verdiği belirtilmiştir.”

“Ohnishi ve ark. (1994), elektrik motorları ile sürülen hareket sistemlerinin hem kontrol değişkenleri ve parametrelerini tanımlama hem de kestirim işleminin nasıl yapılacağı açıklanmış, modern elektriksiz sürücü sistemlerinde elektriksiz ve mekanik yönler ayrı ayrı irdelenerek, toplam sistem içerisindeki öneminin dikkate alınması gerektiği bildirilmiştir. Ayrıca AC sürücülerde kontrol değişkenleri ve parametrelerinin tanımlanması ve kestirimine yönelik önemli teknikler sunulmuş, ileri kontrol teknikleri kullanılarak sağlıklı parametre tanımlama ve kestirim işlemi yapıldığı belirtilmiştir.”

“Consoli, A. ve Musumeci, S., (1994), Fırçasız motor sürücülerinde algılayıcısız vektör ve hız kontrolünü hakkında bilgi vermektedir.”

“Seog-Joo Kang ve Seung-Ki Sul, (1995), İdeal olmayan trapezoidal geri elektromotor kuvvet ile fırçasız doğru akım motorunun direk tork kontrolü üzerine yaptığı çalışmadır.”

“Ross (1995), bulanık küme teorisi, bulanık küme işlemleri ve özellikleri, bulanık mantık üyelik fonksiyonları, bulanık sistemlerin yapısı, kural tabanlı sistemler ve bunlarla ilgili bulanık mantık uygulamaları anlatılmıştır. Bunların dışında bulanık kural tabanlı sistemler ve bulanık denetim sistemleri ile ilgili temel bilgiler sunulmuş olup, bazı bulanık doğrusal olmayan sistem simülasyonları gerçekleştirilmiştir.”

“Tan ve Hu (1996), bulanık mantık denetleyicilerin genetik algoritmalar kullanılarak tasarlanması isimli çalışmalarında; bulanık denetleyicilerin genetik algoritmalarla tasarlanmasına sistematik bir çözüm sunmuşlardır. Çalışmada; genetik algoritmalar hakkında kısaca bilgi verilmekte ve bulanık denetleyicilerin tasarlanması anlatılmaktadır. Ters sarkaç probleminde tasarlanan denetleyici deneysel olarak incelenmiştir.”

“Donescu ve ark. (1996), fırçasız DC motorlarda bulanık mantık hız kontrolü için, sistematik bir tasarım metodu isimli çalışmalarında; bulanık denetleyiciler için yeni bir tasarım yöntemi geliştirmişlerdir. Bu yöntemde göre; bulanık denetleyicinin kontrol yüzeyi, aynı uygulamada PI kontrol ile gerçekleştirilen kontrol yüzeyi referans alınarak bulunmaktadır. Bulunan başlangıç kontrol yüzeyinde, sistemin adım cevabına bakılarak parametrelerin ince ayarları yapılmaktadır. Önerilen yöntemin çevrim dışı uygulamalarda kolayca yürütülebileceği belirtilmektedir.”

“J. C. Moreira (1996), Algılayıcısız algoritmalarından biri olan, stator üçüncü harmonik gerilim bileşeni kullanılarak pozisyon algılama yöntemine ilişkin algoritmaları geliştirerek, yayınlamıştır. Üçüncü harmonik gerilimlerin algılanması için motor sargıları boyunca üç fazlı dengeli direnç devresi ile sanal bir yıldız noktası oluşturmuş. Bu noktanın gerçek yıldız noktasıyla olan potansiyel farkından üçüncü harmonik gerilimleri belirlemiştir. Üçüncü harmonik gerilimlerin integre edilmesiyle elde edilen dalgaların sıfır geçiş noktaları doğrudan komutasyon noktalarını vermekte olduğunu ifade etmiştir. Bu yöntem iyi bir kalkış performansı, yüksek moment/akım oranı ve yüksek bir verimi geniş bir hız ve yük aralığında gerçekleştirmektedir. Yöntemin temel olumsuzluğu, düşük hızlarda üçüncü harmonik bileşenin genliğinin algılanamayacak kadar küçük olmasıdır. Ayrıca ilave bir devre gereksinimi bulunması ve düşük hızlardaki integrasyondaki pozisyon hataları diğer sorunlarıdır.”

“M. Tomita ve ark. (1996), Sürekli mıknatısların yüzeylerine küçük alüminyum parçacıklar yerleştirilerek yapay çıkık kutuplar yaratmışlardır. Alüminyumlardan akan eddy akımlarından dolayı, statorun manyetik akı yolunun relüktansı artmakta bu da rotor pozisyonuna göre stator endüktansında değişimlere neden olmaktadır. Böylece oluşan maksimum akım değerlerinin belirlenmesiyle, rotor pozisyon tahmini yapılabilmektedir. İlave alüminyum parçacıklar hava aralığını arttırdığından, bu da motor veriminin azalması sonucunu doğurmaktadır.”

“P. Schmidt ve ark. (1996), Yeni bir yöntem önermişlerdir, durağan halde rotor pozisyonunu belirlemek için bir tanı akımı motor sargılarına uygulanmaktadır. Bu metot rotor mıknatıs akısı işaretine dayalı olarak doyma seviyesi farkını algılamaktadır. Bunun gerçekleştirilmesi için daha önceden belirlenen zaman aralıklarında birbirine göre ters işarete sahip gerilim darbeleri uygulanmaktadır. Pozitif ve negatif yöndeki maksimum akım değerleri arasındaki fark hesaplanıp, kaydedilmektedir. Aynı süreç diğer fazlar içinde tekrarlanmaktadır. Elde edilen üç işaret yardımıyla anahtarlar sürülmektedir.”

“Tezduyar, L. (1997), fırçasız doğru akım motorlu tahrik sistemlerinde on iki darbeli sürücü tasarımı gerçekleştirilmiştir.”

“Yee, H. G., Hong, C. S. ve ark. (1997), İç rotorlu kalıcı mıknatıslı fırçasız DC motorlar için algılayıcısız sürücü uygulaması gerçekleştirilmiştir.”

“Acarney ve Tayie (1997), DC motor sürücüsünün kapalı çevrim hız kontrolü için hız ölçüm devresi kullanmış, bu ölçüm devresinin motora giden elektriksel bağlantı sayısı ve sürücü maliyetini artırdığını tespit etmişlerdir. Bu olumsuz etkiler nedeniyle hız ölçüm devresini sistemden çıkararak, hız kestirim işlemi için motor akım ve gerilim

ölçümlerine dayanan bir yöntem önermişlerdir. Ayrıca ısı etkisini hız kestirim işlemine dâhil ederek, kestirim işleminin ısı değişimlerinden etkilenmemesi için hatanın en aza indirgenmesini sağlamış ve ortalama rotor sıcaklığını tahmini olarak elde etmişlerdir. Motorun ısı, mekanik ve elektriksel modellerini kullanarak, rotor ısı ve hız kestirim işlemi için genişletilmiş Kalman filtreli gözlemci tasarlamış, faz kontrollü doğrultucudan kaynaklanan sabit alan akımlı 3 kW'lık makinenin özel durumu için gözlemcinin kalıcı ve geçici performansını gösteren deneysel sonuçlar ile kontrol ve kestirim işleminin doğruluğunu göstermişlerdir.”

“Jang, Sun ve Mizutani (1997), bulanık terminolojiye ve bulanık teoriye detaylı bir giriş yapılmıştır. Doğrusal olmayan optimizasyon teknikleri ve en küçük kareler metodu anlatılmıştır. Gerçek zamanlı öğrenme algoritmaları hakkında geniş bilgiler verilmiştir. Nöro-Fuzzy sistemler, genetik algoritmalar ve karar verme mekanizmaları bölümleri bulunmaktadır ve bununla ilgili programlara yer verilmiştir.”

“J. P. Johnson (1998), yeni bir yöntem önermiştir. Önerilen yöntem, algılanan akım bilgileri yardımıyla rotor pozisyon geribeslemesi alınarak algılayıcısız kontrolün gerçekleştirilmesine dayanmaktadır. SMDC (Synchronous-Misalignment Detection / Correction) metodu, endüklenen gerilim bilgisini kullanmadan, doğrudan veya dolaylı olarak pozisyon ve hız geri beslemesinden konum algılamaktadır. Kontrolör yalnızca faz akımlarının örneklenmesine ve referans hıza gereksinim duymaktadır. Böylece motor senkron kalkış algoritması yardımıyla kalkışa geçirilmektedir. Senkron kalkıştan sonra uyarma frekansı ve referans akım değişkenlerine göre SMDC tekniğiyle algılayıcısız kontrol gerçekleşir.”

“Herrera ve ark. (1998), çalışmalarında; öğrenebilen bulanık denetleyiciler için bir genetik öğrenme yöntemi sunmuşlardır. Bu yöntem üç aşamadan oluşmaktadır. Birincisi; bulanık kuralların genetik olarak üretilmesidir. İkincisi; eğer varsa uzman kuralları ile üretilen bulanık kuralların birleştirilmesi ve gereksiz bulanık kuralların iptal edilmesidir. Üçüncüsü; bulanık kuralların üyelik fonksiyonlarının ayarlanmasıdır. Öğrenme işleminin bu üç aşaması uygun genetik algoritmalar kullanılarak gerçekleştirilmiştir.”

“Mehta ve Chiasson (1998), seri DC motor kontrol problemini göz önüne alarak, seri DC motorun doğrusal olmayan matematiksel modeli için bir doğrusallaştırma kontrol yaklaşımı sunmuşlardır. Ayrıca doğrusal olmayan bir gözlemci kullanmış, sadece DC motor akımını ölçerek, hız ve yük torku kestirimi yapmış, kestirim işleminin doğruluğunu deneysel sonuçlar ile göstermişlerdir.”

“Tomita ve ark. (1998), fırçasız bir DC motorun matematiksel modelini kullanarak, bozucu etkiyi önleyici bir gözetleyici ile birlikte uyarlanır hız kestirim yöntemini önermiş ve motorun algılayıcısız kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Bu çalışma ile bozucu etkiyi önleyici gözetleyicinin, uygun kutup yerleşimiyle pozisyon kestirimi kararlılığını, Popov'un hiper kararlılık teorisiyle de uyarlanır hız kestirimi kararlılığını garanti etmiş, deneysel sonuçlarla önerilen yöntemin etkin bir kontrol sağladığını göstermişlerdir.”

“Paul Kettle ve ark. (1998), motorda beslenmeyen fazdaki endüklenen gerilimin algılanmasını referans alan, genişletilmiş Kalman filtreleme tekniğiyle fırçasız doğru akım motorunun algılayıcısız kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Bu algoritma, klasik sıfır geçiş yaklaşımından farklı olarak ani pozisyon ve hız, bozucu moment bilgilerini sağlamaktadır. Algoritmaların gerçekleştirilmesi hızlı bir şekilde, ucuz bir dijital işaret işleme (DSP) motor kontrolörüyle sağlanabilmektedir.”

“Mizutani, R., Takeshita ve ark. (1998), durma ve düşük hızda ve çıkık kutuplu PMSM motorun akım modeli tabanlı sensörsüz sürücü uygulamasının anlatıldığı yayındır.”

“Passino ve Yurkovich (1998), kaynak kitapta lineer ve dairesel ters sarkacın bulanık mantıkla kontrolü ve ayrıca bulanık model referans öğrenmeli denetimle gemi dümen denetimi simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Geleneksel kontrol sistemlerinin tasarımı, bulanık kontrol sistemlerinin tasarımı, bulanık kontrol sistemleri ile ilgili simülasyon çalışmaları, gerçek zamanlı kontrol uygulamaları, bulanık sistemlerin lineer olmayan analizi, bulanık tanıma ve kestirim, adaptif bulanık kontrol, bulanık yönlendirmeli kontrol sistemleri hakkında geniş bilgi verilmiştir.”

“Layne ve Passino (1998), kaynak makalede iki eklemlili bir robot kolunun bulanık model referans öğrenmeli denetim sistemi ile kontrolü ve aynı denetim sistemi ile roket hız kontrolü simülasyon olarak gerçekleştirilmiştir. Bulanık model referans öğrenmeli denetim sisteminin fonksiyonel yapısı, bulanık model referans öğrenmeli denetimde bulanık denetleyiciler, referans model, öğrenme mekanizması, bulanık ters model ve bilgi tabanı yenileyicisi hakkında geniş bilgi verilmiştir.”

“Kim ve ark. (1999), bulanık mantık ilkesi ile çalışan tekli tip kontrolör kullanarak, DC motor sistemini kontrol eden bir yöntem önermişler ve uygulanan yöntemin geniş bir asimptotik kararlılıkta olduğunu garanti ederek, kontrol işleminin doğruluğunu simülasyon sonuçları ile açıklamışlardır.”

“Jahmeerbacus ve ark. (1999), DC-DC konverter ile sürülen bir DC motor için algılayıcısız motor hız kontrolü uygulamasını incelemiş, konverter çıkış gerilimi ve akım ölçümünü kullanarak, algılayıcısız motor hız kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Konverter giriş gerilimi ve yük torkunda meydana gelen değişimler için sistemin büyük doğrulukta hız kontrolü yapabildiğini deneysel sonuçlar ile göstermişlerdir.”

“Wang, Qing-Guo, Lee, ve ark. (1999), PID kontrolörleri oluşturan oransal (P=Proportional), türevsel(D=Derivative) ve integral(I=Integral) kısmın her biri birer katsayı ile yönetilirler. Bu katsayılar (KP, KD, KI) her sistem için ayrı değerler almaktadırlar ve maalesef henüz her sistem için kullanılabilir ve en iyi sonuçları verebilen otomatik (öz uyarlamalı) bir katsayı hesaplama programı mevcut değildir. Hemen tüm yöntemler, kontrol edilecek sistemin tam olarak transfer fonksiyonunun elde edilmesi ve bu fonksiyon üzerinde detaylı bir inceleme ve bir dizi cebirsel işlemle birlikte iterasyon çalışmasını gerekli kılmakta olduğunu belirttiği performans arttırmayı izah eden bir çalışmadır.”

“Bonvin ve Perriard (2000), çalışmalarında; fırçasız DC motorların sinüzoidal olmayan zıt emk'dan dolayı oluşan regülatör dalgalanmalarını yok etmek için, yeni bir metot önermişlerdir. Bunun için, fırçasız DC motorların d-q modellerinden yararlanarak vektör kontrolünü yapmışlardır. Gerçekleştirilen yeni regülatör yapısıyla, geleneksel regülatör yapıları karşılaştırılmıştır.”

“Wu ve Liu (2000), çalışmalarında; bulanık denetleyici tasarımında, üyelik fonksiyonlarının ve bulanık kurallarının aynı anda genetik algoritmalar yoluyla bulunması için, yeni bir yaklaşım önermişlerdir. Optimize edilecek parametreler olarak; üyelik fonksiyonlarının konumu, sağ ve sol genişlikleri ve bulanık kurallar ele alınmıştır. Bu parametreler, bir ölçekleme metodu kullanılarak gerçek kodlu kromozomlara dönüştürülmüş ve genetik algoritma için mutasyon, çaprazlama ve yeniden üreme işlemlerinden geçirilmiştir. Önerilen metodun geçerliliğini ve uygulanabilirliğini göstermek için bir simülasyon çalışması yapılmıştır.”

“Chen Z. ve ark. (2000), araştırmalarında fırçasız bir DC motorun algılayıcısız hız ve pozisyon kontrolü için kayan kipli bir gözlemci önermiş, gözlemci kararlılığını motorun doğrusal matematik modeline dayandırarak, garanti etmişlerdir. Gözlemciyi akım kestirimi için kullanmış ve kayan kipli mod altında derecesini indirgemiş, yapılan analiz işlemi ile kutup tayini tarafından sağlıklı hız ve pozisyon kestirimine ulaşmışlardır. Deneysel sonuçların dikkate değer doğrulukta olduğunu göstermişlerdir.”

“Doo-Hee Jung ve In-Joong Ha (2000), İşaretlerin sıfır geçiş noktalarını kaydıran, eski yöntemlerin olumsuzluklarını ortadan kaldıracak yeni bir frekanstan bağımsız bir faz kaydırıcı kullanımıyla, fırçasız doğru akım motoru için bir algılayıcısız kontrol yöntemi geliştirmişlerdir. Bu yöntem düşük maliyetlerde, sağlam bir yapıda, geniş bir hız bölgesinde ve değişik yük durumlarında hem sürekli halde hem de geçici hallerde iyi bir kontrol performansı göstermektedir.”

“Torii, S., Mori, Y., Ebihara, D., (2000), Asenkron makinalarda algılayıcısız denetime yönelik diğer bir yöntemde ise stator akımına analitik dalgacık dönüşümünün uygulanıp doğrudan moment kontrolünün gerçekleşmesidir. Bu yöntemle, geniş bir hız aralığında hem sürekli hem de geçici durumlar için hız ölçümünün mümkün olduğu açıklanırken, düşük hız bölgelerinde bile Kısa Zaman Fourier Dönüşümüne göre daha iyi ve hızlı çözümler alındığı açıklanmaktadır. Ayrıca bu yöntemin DSP üzerinden gerçek zamanda kolay ve basit olarak uygulanabileceği de belirtilmektedir.”

“Yılmaz, N., 2000. Fırçasız doğru akım makinelerinde konum algılayıcısız hızdenetimi yapmıştır.”

“Batzel T. D., Lee, K. Y., (2000), yüksek çözünürlüklü bir rotor açısı sensörü olmadani, soketsiz kalıcı mıknatıslı senkron motorun sürülmesi uygulaması gerçekleştirilmiştir.”

“Wang, B., Wang, F., Lin, C., 2000. Konum algılayıcısı olmadan fırçasız DC motor için ML4425 tabanlı, hibrid hız ve akım kontrolü uygulaması hakkında bilgi verilmiştir.”

“Tang ve arkadaşları (2001), optimal bulanık mantık PID denetleyici isimli çalışmalarında; geleneksel PID denetleyicilerin, genellikle lineer olmayan, derecesi yüksek, zaman gecikmeli ve matematiksel modeli iyi bilinmeyen sistemlerin kontrolünde yetersiz kaldığını ve PID parametrelerinin optimum değerlerinin bulunmasının geleneksel yollarla mümkün olmadığını belirtmişleridir. Bu nedenle yeni bir bulanık mantık PID denetleyici geliştirmişler ve parametrelerinin optimizasyonunda çok amaçlı genetik algoritmaları kullanmışlardır.”

“Aslan ve Kaya (2001), çalışmalarında; bulanık denetleyicilerin üyelik fonksiyonlarının yapısı ve şeklinin belirlenmesinde genetik algoritmaları kullandıklarını belirtmişlerdir. Tek girişli ve tek çıkışlı bir bulanık mantık sistem için bir genetik algoritma programı geliştirmişlerdir.”

“Emine Ayaz, (2001), Elektrik motorlarında dalgacık analizi yaklaşımı ile rulman arıza tanısı ve yapay zeka tabanlı bir durum izleme sistemi tasarlamıştır. Çok

çözünürlüklü dalgacık analizi kullanılarak, motora ilişkin titreşim ve akım işaretleri toplanıp, rulman arızasına ilişkin özelliklerin çıkarımı gerçekleştirilmiştir.”

“Mukherjee ve ark. (2001) tarafından yük çeviricili motor sürücüsü ile algılayıcısız kontrol uygulaması için bir yöntem sunulmuştur. Bu yöntem ile sürücünün enkoder aracılığıyla çalışmaya başladığı ve 4, 5 periyot sonra algılayıcısız olarak çalışmayı gerçekleştirdiği durumlar ayrı ayrı incelenmiş, enkoderli ve algılayıcısız çalışmalara ilişkin dalga şekilleri birlikte değerlendirilmiştir. Sonuç olarak, algılayıcısız kontrol uygulamasının önemli özelliklerinden söz edilerek, deneysel sonuçlar ile ani yük değişiklikleri ve değişken giriş gerilimi için sağlıklı bir kontrol işleminin yapılabildiği tespit edilmiştir.”

“Fedrigo, S., Gandelli, A. ve ark. (2001), Dalgacık teorisinin elektrik makinalarına yönelik yöntemlerinden bir tanesinde Haar dalgacık yaklaşımı yardımıyla farklı tipte fiziksel yapıya sahip, elektrik akımı dalga şeklinde herhangi bir kısıtlama getirmeksizin moment ve moment titreşimlerinin hesaplanmasının gerçekleştirilmesidir.”

“Obradovic, A., Djurovic, M. ve ark. (2001), asenkron makinada herhangi bir algılayıcı kullanılmaksızın, stator akımının ölçülüp dalgacık yöntemiyle makinanın algılayıcısız kontrolünün gerçekleştirilmesine ilişkindir. Bu makalede dalgacık dönüşümünün ve ayrıştırma seviyesinin doğru bir şekilde belirlenmesiyle, rotor oluklarındaki akım harmoniklerinin doğru olarak elde edilebileceği ve bu akım harmoniklerinden motor hızının belirlenebileceği açıklanmaktadır. Bu yöntemler, diğer tekniklerle (STFT) karşılaştırıldığında aynı sonuçlara küçük zaman adımlarıyla, sonuca kısa zamanda ve daha kolay bir şekilde ulaşılabileceği belirtilmektedir.”

“Şen (2001), kaynak kitapta bulanık mantık önerme ve çıkarımları, en iyi karar verebilme ve modelleme teknikleri, bulanık mantık sistemi ve kontrol mekanizmaları, belirsiz sözel ifadelerin en iyi şekilde modellenmesi, bulanık mantık sisteminin temel yapısı ve kontrol teknikleri hakkında bilgi verilmiştir.”

“Toliyat ve Gopalarathnam (2002), tarafından güç elektroniği el kitabı için hazırlanan bölümde; fırçasız DC motorların yapıları, sabit mıknatısları, stator sargıları, motor karakteristikleri, matematiksel modelleri, güç elektroniği dönüştürücüleri, motorun sensörlü ve sensörsüz pozisyon ölçümleri, hız-moment karakteristikleri ve değişik uygulamaları verilmiştir.”

“Kim ve Youn (2002), çalışmalarında; yüksek hız bölgelerinde fırçasız DC motorların kontrolünde, akım ve gerilim kontrol işlemleriyle beraber PWM sinyallerinin üretilmesinin, işlemci hızı açısından bir problem olarak karşımıza çıktığını

belirtmişlerdir. Bu problemi çözmek için, PWM sinyallerinin üretilmesi ve komütasyon işlemlerinin bağımsız olarak yapılması önerilmiştir. Bu amaçla, DC hat üzerine bir anahtarlama elamanı yerleştirmişlerdir. Önerilen yönteme ait donanım şemasını vermişlerdir.”

“Ming-Chen ve Chou-Chen (2002), çalışmalarında; genetik algoritmalar ile bulanık mantık üyelik fonksiyonlarının otomatik olarak gerçekleştirilmesi ve bulanık kuralların elde edilmesi için yeni bir yöntem sunmuşlardır. Bu yönteme göre; ilk olarak eğitim dataları ağırlık fark kümeleme yöntemi kullanılarak kümelere ayrılmış ve her bir küme için bir bulanık mantık kural üretilmiştir. Daha sonra, üretilen bulanık mantık üyelik fonksiyonlarının optimizasyonu, genetik algoritmalar ile yapılmıştır. Yazarlar, önerilen yöntemin varolan yöntemlere göre daha avantajlı olduğunu belirtmişlerdir.”

“Çunkaş ve Akkaya (2002), İkili kodlu genetik algoritmalarla Gerçek kodlu genetik algoritmaların karşılaştırılmasını, örnek test fonksiyonlarını kullanarak yapmışlar. Gerçek kodlu genetik algoritmaların ikili kodlu genetik algoritmalara göre daha hızlı çalıştığını göstermişlerdir.”

“Gargouri vd (2002), quadratic kararlılık konusu ile ilgili bazı sonuçları LQG/LTR kontrolörü ile birlikte bir yöntem olarak sunmuş, bu yöntemin uygulanması için gerekli şartları açıklamışlardır. Ayrıca dinamik kompanzator tasarımı çıkışı için LQG/LTR sentezine alternatif bir yaklaşım önererek, tüm kontrol çevrimi kararlılığının, gözlemci kazancı ve kontrol işlemi ile garanti altına alındığını belirtmişlerdir.”

“J. W. Dixon ve ark. (2002), iki faz akımının algılanmasıyla gerçekleştirilen algılayıcısız kontrol algoritmalarını geliştirmişlerdir. Elektrikli otomobil uygulaması için geliştirilen bu yöntemde iki faz akımının mutlak değerleri, I_{max} DC akım bilgisine dönüştürülmektedir. Komütasyonun belirlenmesi, iletim periyotları boyunca I_{max} akımlarının eğim değişimleri bilgisiyle sağlanmaktadır.”

“Hung-Chi ve ark. (2002), dayanıklı ve zeki bir akım modlu sürücü yardımıyla uygun komutasyonlu akım işaretlerini üretmişlerdir. Bu yöntem hızdaki ani ve büyük değişimlerde, motor parametreleri ve endüklenen gerilim değişimlerine duyarsız kalacak şekilde hızlı olarak cevap vermektedir. Önerilen basit bir kalkış algoritmasıyla beraber çok iyi bir şekilde motor moment karakteristiği üreten algılayıcısız kontrol gerçekleştirilmiştir. Bu yöntemlere ek olarak temelde akımların gözlenmesine dayanan algılayıcısız yöntemlerde bulunmaktadır. Bunlar; akımın gerçek zamanda izlenerek endüktansın hesaplanması, stator sargılarına yüksek frekanslı düşük enerjili işaret

basılması, eviricideki anahtar konumlarının izlenmesi, motorda ek sargı yerleşimi, gözlemleyici yöntemler ve açık çevrim algoritmaları olarak sıralanabilirler.”

“Jianwen Shao; Nolan, D.; Teissier ve ark. (2002), Otomobillerdeki benzin pompaları için sensörsüz fırçasız doğru akım motorlarının mikrokontrolör tabanlı sürücü uygulaması hakkında bilgi verilmiştir.”

“Jang, G. H., Park, J. H., Chang, J. H., (2002), endüktans değişimi kullanan algılayıcısız bir FDAM motorun kalkış algoritması ve pozisyon tespiti hakkında bilgi verilmiştir.”

“Yedemal (2003), hazırladığı uygulama notunda; fırçasız DC motorların temel yapısı hakkında geniş bilgi vermiştir. Yazar çalışmasında, fırçasız motorların yapısı ve çalışma prensipleri, stator sargıları, rotor kalıcı mıknatısları, oluşan zıt-emk gerilimleri, hall sensörleri, hız-moment karakteristikleri, fırçasız DC motorların diğer motorlar ile karşılaştırılması, kapalı çevrim kontrolü, sensörsüz kontrolü, tipik uygulamaları ve motor teknik özellikleri konusunda bilgiler vermiştir.”

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

“Singh ve Jain (2003), kalıcı mıknatıslı fırçasız DC motorlar için DSP tabanlı sayısal hız denetleyici isimli çalışmalarında, önerilen sürücü sistemin performans analizi için, sürücü sistemin matematiksel analizini yapmışlardır. Fırçasız DC motor sürücü sistemini, mümkün olan en az sayıda eleman ile gerçekleştirmişlerdir. Gerçekleştirdikleri sistem; bir güç devresi, kontrol donanımı ve yazılım kısımlarından oluşmaktadır. Gerçekleştirilen sürücü performansını, ilk kalkınma, sürekli çalışma ve yük değişimlerinde incelemişler ve uygulama için güvenilirliğini belirtmişlerdir.”

“Kim (2003), sıfıra yakın hızlardan nominal hıza kadar olan çalışma aralığında fırçasız DC motorların sensörsüz kontrolü isimli doktora çalışmasında; fırçasız DC motorlar için yeni bir sensörsüz kontrol yöntemi sunmuştur. Fırçasız DC motor sürücülerin çalışma prensibini inceleyerek, daha önce yapılan sensörsüz kontrol yöntemlerini vermiştir. Yeni önerilen sensörsüz kontrol yöntemi, motor hızından bağımsız ve akı dağılımına bağımlı olarak verilmiş, simülasyon ve deneysel uygulama ile doğrulanmıştır.”

“Yun ve ark. (2003), genetik tabanlı bulanık denetleyiciler için, değişik hibrit yöntemler geliştirmişlerdir. Yazarlar çalışmalarında; bulanık denetleyiciler için bir kaba optimizasyon ve bir lokal optimizasyon tekniği sunmuşlardır. Kaba optimizasyon tekniğinde; parametreleri geniş bir arama yüzeyinde aramışlar, bu parametreler ile bir bulanık denetleyici gerçekleştirmişler ve daha sonra parametrelerin ince ayarını yapmışlardır. Üç ayrı karmaşık optimizasyon problemi için 4 ayrı hibrit genetik algoritma uygulanmış ve sonuçlar analiz edilmiştir.”

“Jionwen Shao, Lizuka ve ark. (2003) önerdikleri yöntemde motor nötr gerilimine ihtiyaç duyulmamaktadır. Seçilen uygun bir PWM yöntemi ve algılamayla uç geriliminden, endüklenen gerilim doğrudan düzgün olarak elde edilmektedir. PWM işaretleri eviricinin üst kolundaki anahtarlara uygulanırken, endüklenen gerilimler PWM işaretinin olmadığı periyotlarda algılanmaktadır. Böylece bir yapay nötr noktasına, gerilim bölücüye, filtreye gereksinim duyulmadan geniş bir hız bölgesinde algılayıcısız kontrol gerçekleştirilmektedir.”

“K. Y. Cheng ve ark. (2003) FDAM için karma modlu tümleşik devreli algılayıcısız kontrol yöntemini önermişlerdir. Önerilen algılayıcısız komutasyon tümleşik devresi, alçak geçiren filtreden, gürültülerden ve endüklenen gerilimin ideal olmayan etkilerinden kaynaklanan faz hatasını ortadan kaldırmayı bir dijital faz kompanzasyon devresi yardımıyla sağlamaktadır. Endüklenen gerilimin algılanmasıyla elde edilen sıfır geçiş noktalarının 30 derece ötelenerek komutasyon noktalarının elde edilmesi için, klasik faz kaydırıcılardan farklı olarak, frekanstan bağımsız faz kaydırıcı kullanılmaktadır.”

“Petre Minciunescu ve ark. (2003), endüklenen gerilimin integrasyonu (BEI) ve genişletilmiş Kalman filtreleme yaklaşımıyla (EKE) gerçekleştirilen algılayıcısız kontrol algoritmalarını karşılaştıran bir çalışmadır. EKE yardımıyla PWM işaretlerinin her yarı periyodu boyunca rotor pozisyon ve hız bilgisi tahmini yapılmaktadır. BEI algoritması ise beslenmeyen fazdaki endüklenen gerilimin integrasyonu ile belirlenen sıfır geçişlerle konum bilgisi vermektedir.”

“J. Shen, K. J. Tseng (2003), diğer bir makalede, komutasyon noktalarının kesinliğini sağlamak için bir hata kompanzasyon devresini açıklamaktadır. Sonuçları sonlu elemanlar analizi ve deneysel sonuçlarla doğrulanmaktadır. Önerilen yöntemde, motor parametrelerine ve yüklemeye bağlı olarak geliştirilen denklemlerle, endüvi reaksiyonunun algılayıcısız kontrolde yarattığı pozisyon hatası ortadan kaldırılmıştır.”

“Tachyung Kim (2003), Hızdan bağımsız pozisyon fonksiyonunu temel alan, fırçasız doğru akım makinasının sıfıra yakın hızlardan tam hıza kadar algılayıcısız kontrolü için yeni bir yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntemde rotor pozisyon fonksiyonu olan akı fonksiyonları geliştirilmektedir. Elde edilen akı fonksiyonlarının kombinasyonlarından hızdan bağımsız pozisyon akı fonksiyonları üretilip bu fonksiyonlar rotor pozisyon tahmini için kullanılmaktadır. Ölçülen akımların ve hesaplanan gerilimlerin fonksiyonu olan hızdan bağımsız G fonksiyonu yardımıyla sıfırdan tam hıza kadar komutasyon anları belirlenebilmektedir.”

“Tuncay, R. N., Erenay, Z., Yılmaz, M., Ustun, O., (2003), Fırçasız DC motor bulanık mantık hız kontrol prototip uygulaması gerçekleştirilmiştir.”

“Jianwen Shao, Nolan, D., Teissier, M., Swanson, D., (2003), Otomobillerdeki benzin pompaları için sensörsüz fırçasız doğru akım motorlarının mikrokontrolör tabanlı kontrolü hakkında bilgi verilmiştir.”

“Yılmaz, M., Tuncay, R. N., Ustun, O., (2003), dalgacık teorisi yardımıyla fırçasız doğru akım motorunun (FDAM) algılayıcısız kontrolüne ilişkin yeni bir yöntem hakkında bilgi verilmiştir.”

“Blazic, Skrjanc ve Matko (2003); kaynak makalede doğrudan bulanık kontrol algoritmaları hakkında bilgiler verilmiş olup bununla ilgili birinci ve üçüncü dereceden sistem örnekleri gerçekleştirilmiştir. Model Referans Adaptif Kontrol (MRAK) ve Kesikli Bulanık Model Referans Adaptif Kontrol (DFMRAK) sistemleri karşılaştırılmıştır.”

“J. X. Shen ve ark. (2004), Kalıcı mıknatıslı fırçasız makinalarda (ac-dc) beslenmeyen fazda endüklenen gerilimdeki üçüncü harmonik bileşenlerinin kullanımıyla, alan zayıflatma bölgesini de kapsayacak şekilde algılayıcısız kontrol algoritmalarını geliştirmişlerdir. Kalıcı mıknatıslı fırçasız motorlarda geri elektro motor kuvveti 3. Harmoniğini kullanarak algılayıcısız akı zayıflamasının tespitinin bilgileri verilmiştir.”

“Su ve McKeever (2004), fırçasız DC motorlar için düşük maliyetli bir pozisyon sensörsüz kontrol yöntemi sunmuşlardır. Üç fazlı bir motor için, motor faz gerilimlerinden sadece birinden dolayı alınan zıt emk yoluyla, rotor pozisyon bilgisini elde etmişlerdir. Zıt emk'nın hat üzerinde algılandığı noktaya göre bir filtre seçilmiş ve pozisyon algılama devresine basitlik getirilmiştir. Bu da; hız kontrolü için daha ucuz bir işlemci kullanılmasını sağlamıştır. Zıt emk'nın algılanmasının zor olduğu düşük hızlarda, hatasız pozisyon bilgisi elde etmek ve filtre nedeniyle oluşan ideal olmayan faz gecikmelerini düzeltmek için bir tablo verilmiştir. Yazarlar, bu yaklaşımın

motorun çalışma aralığını ve verimini artırdığını, deneysel sonuçlarında bunu doğruladığını ifade etmişlerdir.”

“Xia ve ark. (2004), genetik tabanlı bulanık denetleyicilerle fırçasız DC motorların hız kontrolü isimli çalışmalarında; genetik algoritmaları kullanarak bir bulanık denetleyicinin otomatik olarak tasarlandığı yeni bir yöntem sunmuşlar ve motor kontrolüne uygulamışlardır. Gerçekleştirilen pozisyon sensörlü kontrol sisteminde, iki kapalı çevrim kontrol döngüsü verilmektedir. İç kontrol çevrimi, motor momentini ayarlayan akım döngüsüdür. Dış kontrol çevrimi ise, parametreleri genetik algoritmalar ile çevrim dışı ayarlanan, bulanık mantık hız denetleyicidir. Önerilen yöntemin kararlı bir kontrol sağladığı ve diğer çalışmalara göre daha yüksek doğrulukta sonuçlar verdiği deneysel olarak gösterilmiştir.”

“Karadeniz ve ark. (2004) tarafından doğru akım motorunun dinamiğinin anlaşılması için armatür endüktansı, armatür direnci, rotorun eylemsizliği, rotor yatağındaki sürtünme gibi ana parametrelerin bilinmesinin gerektiği bildirilerek, tüm bu parametrelerin belirlenmesi için ayrı ayrı deneyler yapılmasının gerektiği belirtilmektedir. Motor parametrelerinin motorun çalışması sırasındaki koşullara bağlı olarak değişmekte olduğu ve parametrelerin değişmediği varsayılarak tasarlanmış olan denetleyicinin performansının çalışma sırasındaki değişimlerden etkilenerek düştüğü ayrıca açıklanmıştır. Motor parametrelerinin belirlenmesine gerek kalmadan, motor hızının istenildiği gibi davranış gösterdiği bir uyarlamalı denetim yöntemi sunularak, motor hızının önerilen yöntem ile kontrol edilebileceği simülasyon sonuçları ile gösterilmiştir.”

“Yılmaz, M., Tuncay, R. N., Ustun, O., (2004), hız kontrol prototip uygulaması için fırçasız DC motorun dalgacık teorisi yardımıyla algılayıcısız kontrolüne ilişkin yeni bir yöntemin bilgileri verilmiştir.”

“Baykal ve Beyan (2004); kaynak kitapta bulanık mantık kavramları kısaca özetlenmiş ve uygulamaya yönelik basit örneklerle açıklanmaya çalışılmıştır. Sistem modelleme yaklaşımları ve bunlara bulanık mantık tarafından sağlanan açılımlar değerlendirilmiştir. Denetleyiciler ve denetim sistemleri hakkında bilgi verilmiş ve bulanık mantıkla denetleyici tasarımı hakkında bilgilere genişçe yer verilmiştir.”

“Testi, Santos ve Dutra (2004); kaynak makalede sualtı hidrolik deniz aracının kontrolü çeşitli kontrol sistemleri ile gerçekleştirilmiştir. Aracın yüklü ve yüksüz durumları için hem klasik bulanık mantık hem de adaptif bulanık mantık yöntemleri

kullanılmış olup sonuçlar karşılaştırılmıştır. Yüklü ve yüksüz olmak üzere her iki durum için adaptif bulanık mantık denetim sisteminin performans üstünlüğü görülmüştür.”

“Hace, Ales, Jezernik, Karel ve Sabanovic, Asif, (2004), Doğrusal döngülü yapılar için geliştirdiği yeni sağlam pozisyon kontrol algoritmasını anlattığı makaledir. Yeni ve daha gelişmiş bir kontrol sistemi olan Bulanık Mantık (Fuzzy Logic) kontrolörler ise hem karmaşık yapıları ve hem de değişimlere çok hassas olmaları nedeniyle çok ince ayarlamaların gerekli olduğu uygulamalarda daha fazla tercih edilmektedir. Zira bazen sistemlerin aşırı kontrol edilmeleri sistem elemanlarının çok çabuk aşınmalarına sebebiyet verebilmektedir. Açıklamaları ile algoritmaların yazımında bu dezavantajlı durumunda dikkate alınmasını belirtmiştir.”

“Aydoğdu ve Akkaya (2005), fırçasız DC motorların pozisyon sensörsüz sayısal işaret işlemci (DSP) tabanlı bulanık kontrolü isimli çalışmalarında; trapezoidal zıt emk gerilimlerinden motor pozisyonunu belirlemiş ve hız kontrolü için kullanmışlardır. DSP ortamında gerçekleştirilen bulanık mantık kontrol algoritması ile sistem pratik olarak gerçekleştirilmiştir.”

“Qiao ve ark. (2005), çalışmalarında; trafik akışı kontrolünde bulanık denetleyici yöntemini kullanmışlar ve bulanık denetleyicinin optimizasyonu için özel genetik algoritmalar geliştirmişlerdir. Gerçek kodlu genetik algoritmaların, ikili kodlu genetik algoritmalara göre daha üstün olduğunu ve trafik kontrol sistemlerinde güvenle kullanılabileceğini belirtmişlerdir. Ayrıca, karmaşık ve zamanla değişen trafik akışı için, tek amaçlı bulanık denetleyicilerin yetersiz kaldıkları belirtilmiştir. Bunun için; trafik değişikliklerine adapte olabilen, çok amaçlı bir bulanık mantık kontrol algoritması önerilmiş ve bulanık mantık kontrol kuralları ve üyelik fonksiyonlarının genetik algoritmalar ile optimize edilmesi anlatılmıştır. Gerçekleştirilen sistemin geleneksel yöntemlere göre performansının daha iyi olduğu belirtilmiştir.”

“Hacıoğlu (2005), bir değişken yapıları kontrol yöntemi olan kayan kipli kontrolcünün performansını iyileştirmek amacıyla, bulanık mantıklı kayan kipli kontrolcü önermiş, çatırtısız kayan kipli kontrolcünün kontrol kazancı ve kayma düzeyi eğiminin sistemin durumuna göre iki farklı bulanık mantık algoritması ile ayarlandığını belirtmiştir. Önerilen kontrolörüyü üç serbestlik derecesine sahip DC motorlar tarafından sürülen bir robotun yörünge takibinde kullanmış, kontrolcü performansını sabit kayma yüzeyi eğimi ve sabit kontrol kazancına sahip kayan kipli kontrolcü performansı ile karşılaştırmış, robotun son uzvunun kütlelerinde beklenmeyen bir

değişiklik oluşturarak kullanılan kontrolcülerin sağlıklı çalışıp çalışmadığını ayrıca incelemiştir.”

“Yılmaz M. (2005), dalgacık teorisi yardımıyla fırçasız doğru akım motorunun (FDAM) algılayıcısız kontrolüne ilişkin yeni bir yöntemin geliştirilmesini amaçlamaktadır. Konum algılanması amacıyla iki yöntem benimsenmiştir. Bu yöntemlerden ilkinde sonlu elemanlar metodu (SEY) kullanılarak faz sargılarının öz endüktansları hesaplanmıştır. İkinci yöntemde ise sargılarda endüklenen gerilimlerin sıfır geçiş noktalarının öngörüsünün hesaplanması hedeflenmiştir. Kalkış problemi, ilk yöntemde faz öz endüktansları fonksiyonu $L=L(9)$ yardımıyla, ikinci yöntemde ise her dönüş yönü için hazırlanmış, belirli bir eğimle artan frekans profiline bağlı olarak oluşturulan tablo yardımıyla sağlanmıştır. İlk olarak FDAM'nin Hall Effect algılayıcılarla çalıştırılması gerçekleştirilmiştir. Fırçasız DA motorunun MATLAB/Simulink ortamında modeli kurulmuş ve benzetişim performansları elde edilmiştir. PID ve Bulanık lojik kontrol algoritmaları geliştirilmiş, akım ve hız kontrolü gerçekleştirilerek performans sonuçlarına ulaşılmıştır. Daha sonra FDAM'nin PWM darbeleri, deneysel olarak dSPACE dijital işaret işleme hızlı kontrol prototipleme kitindeki DS2201 çoklu I/O kartı ve DS1005 işlemci kartının kullanımıyla üretilmiştir. Zaman domenindeki giriş faz akımları ve endüklenen gerilimler kaydedilmiştir. Deneysel ve benzetişim sonucu elde edilen dalga şekillerine Daubechies ayrık dalgacık analizinin uygulanması ile algılayıcısız kontrol için önemli olan komutasyon aralıklarının belirlenmesi umulmuştur.”

“Aghababai ve Alasty (2005); kaynak makalede bulanık model referans öğrenmeli denetimle otomobillerde ABS fren sisteminin kontrolü simülasyon olarak gerçekleştirilmiştir. Değişik yol yüzeyleri için değişik kontrol yöntemleri kullanılmış olup, denetim performans etkinlikleri karşılaştırılmıştır. Adaptif kontrolün üstünlüğü sayısal verilerle gösterilmiştir.”

“Ang, Kiam Heong, Chong, Gregory ve Li, Yun, (2005), PID control sisteminin analiz ve tasarımının anlatıldığı makaledir. Pek çok kontrol düzenegi ileri sürülmekle beraber, pratikte endüstriyel uygulamalarda %90 oranında kullanılan kontrolör tipi PID kontrolörlerdir (Levine, 1996). Bunun sebebi olarak da PID kontrolörlerin gerçekten iyi sonuç vermeleri ve diğer kontrol yöntemlerine nazaran kullanım ve tasarımlarının daha kolay olmasının olduğunu belirtmiş, analiz ve tasarımda dikkatedilecek hususları belirtmiştir.”

“Aydoğdu Ö., (2006), Fırçasız DC motorların genetik tabanlı bulanık denetleyici

ile sensörsüz hız kontrolü simüle edilmiş ve pratik olarak gerçekleştirilmiştir. Fırçasız DC motor, trapezoidal zıt emk dalga şekline göre yeniden modellenmiş ve simülasyon işlemlerindeki hesaplama hatalarını azaltmak için dördüncü dereceden Runge-Kutta metodu kullanılmıştır. Fırçasız DC motor hız kontrol sistemi için ilk olarak uzman kişi bilgi ve becerisine dayanan bilgi tabanlı bir bulanık denetleyici tasarlanmıştır. Bu tip tasarımda, sistematik bir yaklaşım olmadığı için denetleyicinin başarısı, bilgi tabanıyla sınırlı kalmakta ve denetleyici tasarlanmış olsa bile optimum çözüm garanti edilememektedir. Bu dezavantaj, bulanık denetleyicilerin kullanım alanını sınırlandırmaktadır. Bu problemleri çözmek için, denetleyici tasarımında bilgi tabanı yerine, denetleyici parametrelerinin gerçek kodlu genetik algoritma ile optimize edildiği yeni bir kontrol sistemi geliştirilmiştir. Geliştirilen kontrol sisteminin optimizasyonunu sağlamak için, çok amaçlı bir performans indeksi tanımlanmış ve genetik algoritmada minimize edilmesi gereken amaç fonksiyonu olarak kullanılmıştır. Tanımlanan performans indeksine göre, denetleyici parametrelerinin genetik algoritma ile optimizasyonunda iki farklı yaklaşım ortaya konulmuştur. Bu yaklaşımlardan ilki, çok sayıdaki bulanık denetleyici parametresinin uygun biçimde gruplandırıldığı ve sırasıyla her bir gruptaki parametrelerin genetik algoritma ile belirlendiği ardışık yaklaşımdır. İkincisi ise, bulanık denetleyicinin tüm parametrelerinin genetik algoritma ile aynı anda belirlendiği eş zamanlı yaklaşımdır. Geliştirilen optimal bulanık denetleyiciler ile fırçasız DC motorun hız kontrolü simüle edilerek, geleneksel bulanık denetleyiciye ve birbirlerine göre üstünlükleri tartışılmıştır. Sonuçta, eş zamanlı yaklaşımın diğerlerine göre daha iyi sistem cevabına sahip olduğu görülmüştür. Simülasyon çalışmalarında başarıyla yürütülen geleneksel ve optimal bulanık denetleyici algoritmaları, uygun boyut ve kod yapısına dönüştürülerek ADSP-21992 sayısal işaret işlemcisine (DSP) yüklenmiş ve fırçasız DC motorun sensörsüz hız kontrolü deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçların, simülasyon çalışmalarından elde edilen sonuçlarla uyum içinde olduğu görülmüştür.”

“Trusca vd (2006), geri besleme çevrimindeki küçük bir gecikmenin etkisini irdeleyerek, bunun kaçınılmaz bir şekilde sistemi kararsızlığa götürdüğünü göstermiş ve uzaktan elle çalışan robot uygulaması üzerinde çalışma ve analizler sunmuşlardır. Ayrıca harici bozulmalı ve parametrik belirsizliği olan fırçalı bir DC motor tarafından uyarılan robot sistemi için uyarıları kontrolör geliştirmişlerdir. Bu kontrolörün geri besleme için pozisyon ve armatür akımı ölçümlerine ihtiyaç duyduğunu, uyarılayıcının bağlantısız cevabı nedeniyle bu ölçümlerin geciktiğini ve mümkün olduğu kadar küçük izleme

hatasının bütün durum ve işaretlerde sıçramaya neden olurken uyarlanırlar kontrolör kapalı çevriminde yerel kararlılığa sebep olduğunu bildirmişlerdir. Önerilen yönteme ait avantajın, kestirim işlemi yapılan parametre sayısının mekanik sistemin bilinmeyen parametre sayısına tamamıyla eşit olmasına bağlı olduğunu belirtmişlerdir. Robot sisteminin elektriksel sürücü kontrolünde, toplayıcı geri adım yöntemini (integrator backstepping technique) kullanarak, gereksiz parametrelerin yok edildiğini ve simülasyon sonuçları ile önerilen yaklaşımın doğruluğu gösterilmiştir.”

“Yüksel (2006); kaynak kitapta otomatik kontrole giriş, matematiksel model ve sistem dinamiği, dinamik sistemlerin modellenmesi ve analizi, sistemlerin geçici ve kalıcı durum davranışlarının analizi, temel denetim etkileri, endüstriyel denetim sistemleri ve çalışma yapısı gibi konulara yer verilmiştir. Dinamik sistemlerin modellenmesi ve çözümünde sağladığı kolaylık dolayısıyla Matlab ve Simulink hakkında da temel bilgiler verilmiştir.”

“Wang ve Tong (2006); kaynak makalede adaptif denetleyicilerin tasarlanması, simülasyonu ve Tek Giriş Tek Çıkışlı (SISO) doğrusal olmayan sistemlerde Lyapunov kararlılık analizi ele alınmıştır. Ayrıca burada önerilen metot ters sarkaç sisteminin modellenmesinde kullanılmıştır.”

“Karaduman (2006); yüksek lisans tezinde bulanık model referans öğrenmeli denetim sistemi ile roket hız denetimi simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Tez içerisinde teorik bilgi olarak da; bulanık model referans öğrenmeli denetim sisteminin fonksiyonel yapısı, referans model, öğrenme mekanizması, bulanık ters model ve bilgi tabanı yenileyicisi hakkında bilgi verilmiştir.”

“Compus-Delgado vd (2007), çalışmalarında farklı DC motor konfigürasyonlarının kontrolü için birleştirilmiş modeller sunmuş, kontrol yapısını elektrik makinelerinin eylemsizlik özelliğine dayandırmışlardır. Bu sebeple ayırık tetikleme, paralel ve seri konfigürasyonlar için benzer kontrol felsefesiyle çalışmış, basitleştirme yapmamışlardır. Konfigürasyonların, her bir rotor bağlantı bölgesi için doğrusal olmayan dinamikler oluşturması nedeniyle kontrol işareti gerilimlerinden farklı olduğunu bildirmişlerdir. Üstelik her kontrol kuralını algılayıcısız çalışmaya uygun hale getirmiş, yük torkunun ölçülebildiği varsayımı altında durum bilgilerini kullanarak bir gözlemci tasarlanmışlardır. Kontrol sistemi performansını deneysel sonuçlar ile göstermişlerdir.”

“Guerreiro vd (2007), DC motor sürücüsünün algılayıcısız kontrolünü incelemiş, kayan kipli denetim yöntemini kullanarak hız kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Rotor hız

ölçümünün yerine harici tork ve hız gözlemcisinden analiz işlemiyle sonuç çıkararak hız ve tork kestirimi yapmışlardır. Motor yalıtılmış kapılı bipolar transistör çevirici modülü tarafından beslenmiştir. Güç anahtarlama için bütün kapı işaretleri, hız ve tork kestirimini yapabilmeleri için motordan alınan akım ve gerilim bilgisini analiz eden bir mikroişlemci tarafından her bir örnekleme anında belirlenmiş ve deneysel sonuçlar ile motor sürücü performansının iyi olduğunu, hız ve tork kestiriminin sağlıklı bir şekilde yapıldığını göstermişlerdir.”

“Yuan vd (2007); algılayıcısız DC motor hız kestirimi işlemi gerçekleştirerek, her çeşit DC motor için algılayıcısız motor hız kestiriminin genel formülünü sunmuşlardır. DC motor ile bir deney gerçekleştirerek, sağlıklı bir kestirim işleminin yapıldığını deneysel sonuçlar ile göstermişlerdir.”

“Kadjoudj ve Golea (2007); kaynak makalede sabit mıknatıslı motor sürücülerinin kontrolünde bulanık model referans adaptif kontrol metodunun kullanılması anlatılmıştır. Ayrıca makalede bununla ilgili simülasyonlar gerçekleştirilmiştir.”

“Abid, Chtourou ve Toumi (2007); kaynak makalede SISO doğrusal olmayan sistemler için dolaylı adaptif kontrol yöntemi anlatılmıştır. Teorik bilgi olarak; bulanık mantık sistemler, adaptif denetim kuralları ve bunlarla ilgili bazı teoremler, uygulama olarak da ters sarkaç sisteminin simülasyonu gerçekleştirilmiştir.”

“Yılmaz (2007); kaynak kitapta sırasıyla DC motor kontrolü, hidrolik servo sistem kontrolü, çamaşır makinelerinde devir ve yıkama süresi kontrolü, boru içinde top dengeleme kontrolü ve DC servo motor konum kontrolü gibi mühendislik uygulamalarının bulanık mantıkla simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Bu uygulamalar Matlab'in benzetim amaçlı Simulink ve bulanık modelleme amaçlı FIS (Fuzzy Inference System) araçları kullanılarak hazırlanmıştır. Bulanık sistemlerin yapısı ve bununla ilgili kavramlar detaylı olarak anlatılmıştır.”

“Çolak A.K. (2008), kayan kipli denetim yöntemi kullanılarak bir DC motorun akım ve hız kontrolü yapılmış, aynı zamanda sensörsüz kestirim işlemi yapılabilmesi için bir gözlemci tasarlanarak, DC motorun akım, hız, yük torku ve açısal ivme kestirimi gerçekleştirilmiştir. Filtreden kaynaklanan gecikmeler dışında DC motorda akım ve hız kestiriminin büyük doğrulukta olduğu deneysel sonuçlar ile tespit edilmiştir. Sistemin bozucu etkilere karşı davranışı ayrıca incelenmiştir.”

“Duka, Oltean ve Dulău (2008); kaynak makalede lineer ters sarkaç sisteminin Model Referans Adaptif ve Bulanık Model Referans Adaptif kontrolü ayrı ayrı

simülasyon olarak gerçekleştirilmiş olup, denetim etkilerinin üstünlükleri karşılaştırılmıştır.”

“Sarıtaş İ. (2008), Bu çalışmada, endüstriyel sıvılardaki mikron boyutlu manyetik özellikli parçacıkları temizleyecek bir manyetik filtre tasarlanmış, gerçekleştirilmiş ve yapay zeka teknikleriyle kontrol edilmiştir. Bunun için düşük maliyetli ve yüksek performans sağlayan bir otomatik kontrol sisteminin gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir. Filtre gövdesi, filtre matrisi ve filtre bobini mevcut teoriye göre elde edilen sonuçlar kullanılarak tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir.”

“Nasir (2009); yüksek lisans tezinde lineer ters sarkaç sisteminin doğrusal olmayan modeli sistem hareket eşitliklerinden yola çıkılarak elde edilmiş ve doğrusal olmayan model kullanılarak sistemin LQR, PID ve Bulanık Mantıkla kontrolü gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonuçları grafiksel olarak karşılaştırılmıştır.”

“Abdulhamitbilal E. (2010), Geleneksel bir helikopter hava aracının dinamik modelini oluşturmak ve kontrol sistemleri tasarlamak ve sınamak amacı ile bu tez çalışmasında altı serbestlik dereceli uçuş dinamiği, ana ve kuyruk rotor dinamiği ve aerodinamiği, hava aracının aerodinamiği, pilot, geleneksel ve geliştirilmiş kontrol sistemi modelleri oluşturulmuş ve simülasyonları yapılmıştır. Bu modelleme, simülasyon, kararlılık ve performans analizleri birbirine bağımlı çapraz etkileşimli doğrusal olmayan denklemlerden oluşmaktadır. Bunun yanında prototip helikopter doğrusal uçuş dinamik modelini kararlılık ve kontrol türevleri cinsinden yazılmış ve hesaplanmıştır. Değişik uçuş modları için transfer fonksiyonları çıkartılmıştır. Geleneksel insan operatör modelinin yetersiz kaldığı durumlar için geliştirilmiş pilot modeli tasarlanmıştır. Böylece çok girişli çok çıkışlı (MIMO) pilot-uçuş dinamiği modelinin kapalı-çevrim benzetimleri yapılmıştır ve pilotun kabiliyetleri sınanmıştır. Pilot yanında helikopter uçuş dinamiği modelini kararlı kılabilen kararlılık artırıcı sistemler (KAS) ve otomatik uçuş kontrol sistemleri (OUKS) tasarımına yer verilmiştir. Geleneksel kontrol tekniklerinin yetersiz kaldığı KAS tasarımında geliştirilmiş. Önerilen geliştirilmiş pilot modeli ve uyarlanabilir kontrol kuralları kararsız uçuş modlarını aşırı kontrol uygulamadan sonlu bir zaman içinde doğrusal veya lineerleştirilmenin geçerli olduğu bölge dâhilinde doğrusal olmayan helikopter uçuş dinamiği modellerini denge noktasına taşımaktadır ve denge nokta civarında muhafaza etmektedir.”

“Alkan Ö. (2011), Adaptif kontrol tekniklerinden Bulanık Model Referans Öğrenmeli Denetim (BMRÖD) yöntemi kullanılarak zamanla değişen bir sistemin adaptif kontrolü simülasyon ve uygulama olarak gerçekleştirilmiştir. BMRÖD yönteminde bir

bulanık ilişki tablosu yerine bilgi tabanlı bir güncelleme algoritması kullanılarak öğrenme ve adaptasyon mekanizmasının, parametre değişimlerine ve dış etkilere karşı bulanık denetleyicinin kural tabanını sürekli olarak yenilemesi sağlanmıştır. Çalışmada ilk olarak doğrusal servo sistemin sabit yükte adaptif konum kontrolünün simülasyonu yapılmıştır. Daha sonra zamanla değişen yükte açısız servo sistemin adaptif konum kontrolü hem simülasyon hem de uygulama olarak gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlar ve uygulamalarda öncelikle kontrol edilecek sistemin simulink modeli oluşturulmuş ve uygun referans model seçilmiştir. Daha sonra BMRÖD yapısı içinde denetleyici ve bulanık ters modele ait parametreler belirlenmiştir. Bu algoritmanın, hem doğrusal servo sistemin hem de zamanla değişen açısız servo sistemin konum kontrolünde başarılı sonuçlar verdiği görülmüştür.”

“Çelebi M. (2011), Birbirinden farklı metodlar geliştirilmesine rağmen doğrusal olmayan kontrol sistemlerinde kullanılan klasik PID kontrolör performanslarının, doğrusal kontroldeki başarıları ile örtüşmediği gözlemlenmiştir. Doğrusal olmayan sistemler için doğrusal olmayan çıkışlar üretebilen ve uygulaması çok basit olan bulanık mantık kontrolörler (BMK) klasik PID performansına göre daha başarılı sonuç vermektedir. Bulanık kontrolörün bu avantajına rağmen; kontrolör tasarım parametrelerinin (giris/ çıkış fonksiyonları, fonksiyon sayısı, kural tabloları) sadece uzman bilgisi tarafından yada deneme yanılma yöntemi ile belirlenme gibi bir dezavantajı bulunmaktadır. Bu sebepten dolayı; çözümü istenen fakat matematiksel modeli hakkında hiçbir bilgiye sahip olunmadığı durumların optimizasyonunda güçlü olduğu bilinen Genetik Algoritma ve ilişkilendirmede ihtiyacımız olan için uygulama fonksiyonu Integral Absolute Error-Mutlak Hatanın Entegrali kullanılarak bulanık kontrolör parametreleri belirlenmektedir. Klasik PID kontrolör tasarımındaki en önemli süreç olan kazanç katsayılarının (K_p , K_i , K_d) ayarlanması işlemi bulanık kontrolör ile online (eş zamanlı) olarak gerçekleştirilebilmektedir. Genetik Algoritma tarafından parametreleri belirlenen bulanık kontrolör ile PID kazanç katsayılarının ayarlanması birbirinden farklı uygulama koşullarında çok etkin ve verimli sonuçlar vermiştir. Aynı amaç için kullanılan bu iki metodun ortak özelliği “doğrusal olmayan sistemlerde kullanılabilme” ve “sistemin matematiksel modeli hakkında bilgi sahibi olmadan etkin çalışabilme” çalışma kapsamında yapılan benzetimler ile disiplinler arası geniş bir alanda ve farklı süreçlerde uygulanabilirliğini göstermiştir.”

“Premkumar, K. ve Manikandan, B.V (2016), MATLAB / Simulink ve Sim güç sistemi araçlarını kullanılarak simülasyonlu fırçasız doğru akım motoru hız kontrol

sistemi tasarımı yapmıştır. En iyi kontrol sonuçlarını alabilmek için optimizasyon sonuçları başka yöntemler ile karşılaştırılmıştır. Önerdikleri kontrol sistemi, diğer yöntemlere göre ölçüm performansında önemli bir gelişme ve daha iyi gürültü kompanzasyonu sağlamıştır. Sistem ayrıca yük ve hız değişimlerinde oluşan belirsiz sorunları da ortadan kaldırmaktadır.”

“Davoudkhani, I.F. ve Akbari, M. (2016), FDAM uyarlamalı hız kontrol sistemi tasarımı, FDAM performansını ve doğruluğunu iyileştirmek için PID kontrolüne (IT2FLPIDC) dayalı bulanık aralıklı tip-2 logic kullanmıştır. MATLAB/Simulink yazılımı kullanılarak testler gerçekleştirmiştir. Önerilen sistem tasarımı iyi sonuçlar vermiştir. IT2FLPIDC, çalışma koşullarındaki belirsizlik ve varyasyon sorunlarını çözebilmektedir. Önerilen sistemin test sonuçları daha sonra PID ve Type-1 yöntemleriyle karşılaştırılmış ve sonuçlar IT2FLPIDC'nin iki yöntemine göre daha üstün performans ve yanıt verdiğini göstermiştir.”

“Wang, Z.S. ve ark. (2016), FDAM hız kontrol sisteminin tasarımı, PID uyarlamalı evrensel değişken kontrolünü kullanmıştır. MATLAB / Simulink üzerinde bir dizi çift kapalı döngü hız düzenlemesi ile testler gerçekleştirilmiş ve ardından performans analizi yapılmıştır. Daha sonra optimal ölçekleme faktörünü belirlemek için PSO algoritması uygulanmıştır. Önerilen sistemle yapılan test sonuçları, daha hızlı bir yanıt hızı ve iyi bir hassasiyet seviyesi sağlayabildiğini göstermektedir. Uygulanan PSO, optimum parametreler sağlayan 100 popülasyon ve 50 yineleme kullanmaktadır. Değişken evren bulanık uyarlamalı PID kontrol sistemi, geleneksel PID ve Bulanık PID yöntemlerine kıyasla aşmayı daha iyi azaltabilmektedir. Bu sistem aynı zamanda iyi ve istikrarlı dinamik performans sağlamaktadır.”

“Karabacak, Y. ve Uysal, A. (2017), Hız regülatörü olarak bulanık kontrollü bir FDAM sürücüsü tasarlanmış ve oluşturulmuştur. STM32F4 mikrodenetleyici kullanılarak sistem elektrikli araçlarda rejeneratif frenleme uygulamaları için tasarlanmıştır. Tahrik motor devresi her fazda 1200 fark ile 3 fazlı akım üretebilmektedir. Donanım üzerinde simülasyon ve uygulamalardaki sonuçlar iyi bir eşleşme sağlamıştır. Tasarlanan sistem motor hızını belirtilen değerde ayarlayabilmektedir.”

“Agrawal, S. ve Vivek, S., (2017), BLDC motorun hız performansını ve verimliliğini artırmak için PSO-Fuzzy yöntemiyle BLDC motor hız kontrol sistemi tasarımı gerçekleştirilmiştir. MATLAB / Simulink kullanılarak simülasyon üzerinden test yapılmıştır. PSO ve Fuzzy kombinasyonu, geleneksel / PI yöntemlerine kıyasla daha iyi performans sağlayabilmektedir. PSO, parametreleri oluşturmak için kullanılmaktadır.

Bulanık kontrol bölmesi, elektrik motorunun çıkışını kontrol etmek için kullanılır. Bu yöntemin kullanılması motorun hızını artırabilir ve hatayı çok küçük bir dereceye kadar azaltabilir.”

“Wang, H., Pengfei, L.I, Yingying, S. ve ark. (2017), PID uyarlamalı bulanık kontrol kullanılarak sabit mıknatıslı BLDC (PMBLDC) motorlarda hız-akım çift kapalı çevrim tasarımı ve uygulaması gerçekleştirmişlerdir. 6. saniyede yükleme şeklinde sisteme bozucu etki verilerek test yapıp ve daha sonra sistemin tepkisi analiz edilmiştir. Motor hızı ayar noktası 300 rpm olarak ayarlanmıştır. Önerilen kontrol yöntemi, sistemin etkinliğini artırabilmekte ve bu kontrol, geleneksel yöntemlerle üstesinden gelinmesi zor olan birçok soruna çözüm olabilmektedir. Sistem yanıtı, geleneksel PID yöntemine kıyasla ani yükleme için çok iyi bir performans sağlamaktadır.”

“Gowthaman, E., ve ark. (2017), Bulanık PID kontrolünün bir kombinasyonunu kullanarak PMBLDC motorunun hız kontrol performansının tasarımı ve analizi gerçekleştirilmiştir. Önerilen sistem daha sonra çeşitli hız ayar noktalarına sahip kararlı durum ve dinamik çalışma koşulları altında geleneksel PID kontrolü ile karşılaştırılır. Geleneksel PID ve Hybrid Fuzzy-PID'nin performansı birkaç parametreye dayalı olarak analiz edilir. Simülasyon sonuçları, istenen yanıtı elde etmek için Fuzzy-PID hibrit kontrol parametrelerinin otomatik olarak ayarlanabileceğini göstermektedir. Fuzzy-PID hibrit kontrolü, dinamik yanıt, kısa yerleşme süresi, yükselme süresi ve sabit durum hatası olmaması açısından geleneksel PID kontrolünden daha iyi performans sağlar.”

“Jaya, A., Purwanto, E., Fauziah, ve ark. (2017), Elektrikli araçların kararlı hal tepkisi ve dinamik yüklerde güvenilirliğini artırmak için PID-Fuzzy algoritması ile PAM'ye (Darbe Genlik Modülasyonu) dayalı FDAM hız kontrol sisteminin tasarımı gerçekleştirilmiştir. PID-Fuzzy, çeşitli ayar noktalarında ve dinamik yük koşullarında FDAM hızının performansını iyileştirebilmektedir.”

“Lv, D., Zheng-yang, Z. ve Wen-yue, B. (2018), Çevrimiçi kendinden ayarlı bulanık PID kullanan bir FDAM hız kontrol sisteminin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Kullanılan motor sürücü tipi, bir dış rotorlu fırçasız DC motordur. Önerilen sistem, %3'lük bir aşma ve 6 dev/dak'lık bir hata ile geleneksel PID'ye kıyasla %1.5'lik bir aşım ve 3 dev/dak'lık bir hız hatası üretebilmektedir. Sistem, PID parametrelerini gerçek zamanlı olarak ayarlayarak, aşmayı azaltır ve dinamik performansı artırır bir performans sergilemektedir.”

“Ramya, A., ve Mahadevan, B., ve ark. (2019), Doğrusal olmayan ve belirsizlik parametreleri altında daha iyi dinamik performans için adaptif kontrol tasarımı

gerçekleştirmişlerdir. Bu çalışma, Bulanık Mantığın Üyelik Fonksiyonu parametrelerini üretmek için YSA ve PSO yöntemlerini birleştirir. Yükteki değişimler ve sisteme parazit veren testler yapılır. Yük aralıkları 0,25, 0,5, 0,75 ve 1 N'dir. Motor hızı 3200 rpm değerine ayarlanmıştır. Önerilen sistem, geleneksel yapılara kıyasla iyi izleme yeteneklerine ve hızlı yanıt sürelerine sahiptir. Daha sonra elde edilen kararlı durum hatası, PI ve FLC yöntemlerine kıyasla çok düşüktür.”

“Apribowo, Chico Hermanu Brillianto, ve ark. (2021), Fırçasız DC motorun pek çok avantajı olmasına rağmen, uygulamasında BLDC motorlarının elektrikli araçlarda kullanımı genellikle optimalden daha azdır. Geleneksel bir kontrol sistemi orantısal integral türevinin (PID) kullanımını, özellikle yük ve yol koşullarındaki değişikliklere yanıt olarak hala birçok zayıflığa sahiptir. Bu çalışmada, Fuzzy ve PID yöntemlerinin bir kombinasyonu kullanılarak BLDC motorun hızını düzenlemek için bir kontrol sistemi tasarlanmıştır. Yapılan testlerin sonuçlarına dayanarak, Fuzzy-PID kontrolü, geleneksel PI kontrolü kullanmaktan daha iyi ve daha kararlı performans sağlamaktadır.”

Literatür çalışmaları incelendiğinde; çalışılan sistemin ne yapması ve nasıl yapması gerektiğinin belirlenmesi (tasarım koşulları), kontrolör ya da kompensatör yapısının kontrol edilen sisteme (proses) nasıl bağlanacağına belirlenmesi, kontrolör parametrelerinin tasarım hedeflerine göre belirlenmesi, bu kriterler belirlendikten sonra; istenen bir geçici hal(transient) cevabı üretme, sürekli hal hatasını (steady state error) azaltma ve kararlılık (stabilite) hedeflerine ulaşılmaya çalışıldığı görülmektedir. Yapılacak bu tarz çalışmalarda bu işlem basamaklarına uyulmalıdır.

Algılayıcısız denetimlere ilişkin araştırmalarda yaşanan temel sorun, kalkış anında ve düşük hızlarda endüklenen gerilimin algılayıcısız kontrol için yetersiz olması dolayısı ile hızın doğru algılanamamasından kaynaklanan kalkış sorunudur. Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde, araştırmaların ve FDAM'nin kalkış ve düşük hızda denetimine ilişkin çalışmalar olduğu görülmektedir. Temelde bütün kalkış yöntemleri herhangi iki fazın ateşlenerek rotorun belirli bir konumu için, rotor mıknatıs kutbu ile stator kutbunun eş eksen (align) yapılması ile başlar. Aksi halde rotorun doğru yönde döndürülmesi tehlikeye girmiş olur. Birçok uygulamadaki yumuşak kalkış ihtiyacı, bu makinelerin kalkışta uyguladığı eş eksenleme koşulu nedeniyle tam anlamıyla karşılanamaz.

Literatürdeki çalışmalarda ve pratikte uygulanan bazı yöntemlerde ise motor fazları belirli bir eğimle artan frekans profiline bağlı olarak açık çevrimli olarak beslenir. Rotor açık çevrim olarak, endüklenen hareket geriliminden konum bilgisinin alınabildiği

belirli bir hıza getirilir. Bu hızda ve açık çevrim çıkış işaretleriyle komutasyon devresinden alınan işaretler arasındaki açı farkının belirli toleranslar dahilinde kaldığı aralıkta rotor, stator fazlarına senkronlanır. Bu andan sonra makina hızı kapalı çevrim olarak algılayıcısız kontrol edilir. Diğer bir yöntemde de rotorun eş eksen konumuna gelebilmesi için evirici anahtarlarına özel bir PWM yöntemi uygulanır. T1 üst kol, T2 ve T6 alt kol anahtarlarına 200µs süre dönemler ile rotor A fazı ile eş eksen konumuna gelinceye kadar PWM uygulanır. Faz endüktanslarının algılanmasına dayanan yöntemde ise statorun doyma etkisi nedeniyle faz endüktanslarının rotor konumuna bağlı olarak değişimi kalkış için kullanılır. Doğrudan endüktans ölçümüne dayanan bir başka yöntemde ise kalkışta yüksek performans elde edildiği açıklanmaktadır. Buradaki temel düşüncede d ve q eksen takımında geometri ve doyma ile değişen endüktansların algılanarak konumun belirlenmesine dayanmaktadır. Bu yöntemin temel olumsuzluğu, algoritmasında eksen takımı dönüşümleri ve endüktans ölçümü içerdiğinden yüksek seviyeli sayısal işaret işleyicisine gereksinim duymasındır.

Literatürde, dalgacık dönüşümü, görüntü işleme, akustik, veri sıkıştırma, işaret analizi, tıbbi uygulamalar ve diferansiyel eşitliklere sayısal çözümler gibi çeşitli uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Dalgacık analizinin elektrik makinalarında uygulanabilirliğine ilişkin çeşitli literatürler incelendiğinde, daha çok gürültü ve titreşim üzerine çalışmalar yapıldığı görülmektedir.

Literatürde, fırçasız DC motorların sensörsüz kontrolü ile ilgili çeşitli metotlar verilmiştir. Ayrıca fırçasız DC motorların, bulanık mantık yöntemi ile kontrolü üzerine değişik çalışmalar mevcuttur. Genetik tabanlı bulanık denetleyicilerle kontrolü ile ilgili az çalışmaya rastlanmaktadır. Aynı şekilde fırçasız DC motorların adaptif bulanık mantık uygulaması veya adaptif control uygulaması mevcut değildir. Adaptif control ile ilgili çalışmalar vardır ancak gemi, uçak, helikopter gibi taşıtların dümen, uçuş kontrol sistemlerinin denetlenmesinde kullanılmışlardır. Deneysel çalışmalarda da sarkaç adaptif kontrolleri yapılmıştır.

Literatürden de görüldüğü gibi fırçasız DC motorların kullanımı, kontrolünde elektronik komütasyon işlemine ihtiyaç duyması nedeniyle elektronik devre elemanlarının gelişimine paralel olarak yaygınlaşmaktadır. Kullanımı hızla yaygınlaşan fırçasız DC motorların optimal kontrolü giderek önem kazanmaktadır.

Elektrikli araçlarda, ana problem kontrol problemi olarak karşımıza çıkmaktadır. Aracın tüm seyahati boyunca, global optimum güç paylaşım değerlerinin hesaplanabilmesi için araç seyahatinin hız profilinin önceden bilinmesi gerekmektedir.

Bu ancak, GPS (Global Konumlama Sistemi), yol eğimleri, aracın seyahat edeceği güzergâhtaki trafik sensörlerinden bilgi aktarımı gibi telematik sistemler ile gerçekleştirilebilir. Henüz bu tür bir altyapı tam olarak kurulmadığından, araç üzerinde yeteri kadar hızlı hesaplama yapabilecek ve global optimum değerlerine yaklaşabilecek güç paylaşımının hesaplanabilmesi için algoritmaların geliştirilmesi gerekmektedir. Literatürde yaygın olarak, öğrenmeye ve kurallara dayalı kontrol algoritmaları üzerinde yoğun çalışmalara başlandığı görülmektedir.

Elektrikli araçlar, sürücü profili, aracın seyahat edeceği güzergâh üzerindeki trafik durumu ve seyahat esnasında oluşabilecek ani beklenmedik olaylar, öğrenmeye dayalı kontrol yöntemlerini gerektirmektedir. Bununla birlikte, elektrikli araç üzerinde çok sayıda bileşen olması, bileşenlerin analitik olarak modellenmesinin güç olması, sistemdeki belirsizlikler ve sistemin çalışmasında ayrık durumlar olması nedeniyle optimum hesaplamaları günler ile ifade edilen sürelerde yapılabilmektedir. Bu nedenler ile günümüzde, elektrikli araç tasarımında yalnızca belirli bir çevrim için optimum güç dağılımları hesaplanılabilmekte ve farklı hız çevrimlerinde optimum değerler seyahat halinde iken elde edilememektedir. Çevrimden bağımsız olarak, öngörülü kontrol, sürüş profili tanımlama gibi yöntemler ile global optimuma yaklaşacak öğrenmeye dayalı yöntemler geliştirilmeye çalışılmaktadır.

Öngörülü kontrol ve yapay sinir ağları kullanılarak optimum güç dağıtımına bir çözüm önerisi getirilebilir. Bu konuyla ilgili çalışmalar vardır. Yapay sinir ağlarının eğitiminde, Markov zincirleri ile elde edilen çok sayıda hız vektörü ile bu hız vektörleri için dinamik programlama yardımı ile hesaplanan optimum güç dağılımları kullanılmaktadır. Uygulanan bu yöntem, neuro-dinamik programlama adı verilmektedir.

Önerilen yöntemde, araç seyahat halinde iken, geçmiş hız profilleri kullanılarak elde edilen model ile belirli uzunlukta bir gelecek hız profili tahmin edilmekte ve bu hız profili için yapay sinir ağının verdiği alt-optimum güç dağılımı hesaplanmaktadır. Varılması istenen hedef “plug-in play” tak ve kullan diye adlandırılabilir her sisteme uyum gösteren ve kontrol çözümü sunan, herhangi bir ilave ayarlama gerektirmeyen kontrolörleri tasarlayabilmektir. Bu tarz tasarımların geliştirilmesi gerekmektedir.

Bu çalışmada, adaptif kontrol algoritmaları geliştirilip kullanılarak yeni ve uygulanabilir bir çözüm sunulmaktadır. Bu çalışma ile elektrikli araçlarda kullanılmak üzere fırçasız doğru akım motorlarının DSP tabanlı sürüşü ve adaptif kontrolü ele alınmıştır. Tasarım ve benzetimlerde gerçek bir aracın parametreleri referans alınmıştır. Tasarımda araca etki eden başlıca yük bileşenleri ve sabit mıknatıslı fırçasız doğru akım

motoru modellenerek tork ve hız kontrolörleri tasarlanmış ve benzetimleri yapılmıştır. İç çevrimdeki tork kontrolörü, araçta gaz pedalının verdiği referansa ve armatür akımı geri beslemesine göre üretilen kontrol işareti ile evirici çalışma oranını değiştirerek üretilen torku ayarlamaktadır. Hız sabitlenmek istendiğinde tork kontrol sistemine kaskat bağlı hız kontrol çevrimi devreye alınarak istenen referans hızda gidilmesi dolayısıyla da ivmelenmeden kaynaklanan eylemsizlik kuvvetlerinin minimuma indirilmesi amaçlanmıştır. Bu sayede enerji tasarrufu sağlanarak aracın menzili arttırılabilecektir. Kontrol yapısında tork kontrol sistemi ile hız kontrol sistemi farklı örnekleme frekanslarında çalıştırılmıştır. Ayrıca MATLAB/Simulink ortamında oluşturulan parametrik model ile fırçalı ya da fırçasız doğru akım motoru kullanan bir elektrikli aracın benzetimi yapılabilmektedir. Bu simülasyonların sonuçlarına göre araç tahrik sisteminin gücü bulunmuştur. Bu güç için optimum bir bara besleme gerilimi nominal akım ve bu parametrelere uygun anahtarlama elemanları seçilmiş bu anahtarlama elemanlarını da sürmek için sürücü devresi parametreleri PWM frekans değeri, anahtarlama kayıp değerleri gibi konular değerlendirilmiştir. En uygun anahtarlama elemanı ve sürücü sistemi araç standartlarına uygun bir şekilde seçilmiş ve tasarlanmıştır. Ayrıca güç katını koruyucu önlemler konusunda DC-bara (DC-BUS) ve bastırma (snubber) kondansatör değeri hesaplanmıştır. Bu değerlere göre hava soğutmalı ve sıvı soğutmalı sistemler için mekanik tasarımlar gerçekleştirilmiştir. Ayrıca PID, bulanık kontrol ve adaptif kontrol algoritmaları başarılı bir şekilde çalıştırılmıştır.

3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1 Elektrikli Araçlar

Günümüzde artan enerji ihtiyacı ve fosil yakıtlarının azalması, insanları alternatif enerji kaynakları aramaya ve kullanmaya teşvik etmektedir. Ayrıca fosil yakıtların yakılmasıyla oluşan karbondioksit, metan, karbonmonoksit, kükürtdioksit gibi artık gazlar atmosferi kirletmekte ve küresel ısınmaya sebep olmaktadır (Bahadır, A., Aydoğdu, Ö., 2021).

Günümüzde fosil yakıtların kullanımını azaltmak adına elektrikli araçlara olan ilgi ve bu alandaki yatırımlar artmaktadır. Bu araçların en büyük problemi olan yakıt ikmali ise gelişen akü teknolojisi ve hızlı şarj teknikleri sayesinde aşılmaya çalışılmaktadır (Bahadır, A., Aydoğdu, Ö.,2021).

Elektrikli otomobillerin tarihine gözattığımızda ilk öne çıkan kayıt, 1800 yılında **Volta**'nın primer hücre ve bataryayı geliştirmesi oluyor. 1821 yılında **Faraday** elektrik motorlarının temel prensibini ortaya koymuştur. (Anonim, 2011).

1828 yılında **Ányos Jedlik**, bir elektrik motoru tasarladı ve bununla küçük boyutlu bir araç icat etti. 1834 yılında **Davenport** primer bataryalı elektrikli ilk binek aracın prototipini üretti.1835 yılında Professor **Stratingh** ve **Christopher Becker** tarafından 4.4 km/h hıza ulaşabilen, elektrik kabloları ile bağlantısı sağlanan elektrik motorlu küçük bir elektrikli araç tasarlanmıştır. Yine aynı yıl 1835'te **Thomas Davenport**, ABD patentli ilk DC elektrik motoru icat etmiş, primer bataryalı ilk elektrikli yol aracının uygulamasını yapmıştır. 1838 yılında Profesör **Robert Davidson** ve elektrik iletim hatları ile beslemesi yapılan 4 km/h hıza ulaşan elektrikli lokomotif tasarımını gerçekleştirmiştir. 1859 yılında **Plante** sekonder hücreye sahip bataryayı geliştirmiştir.

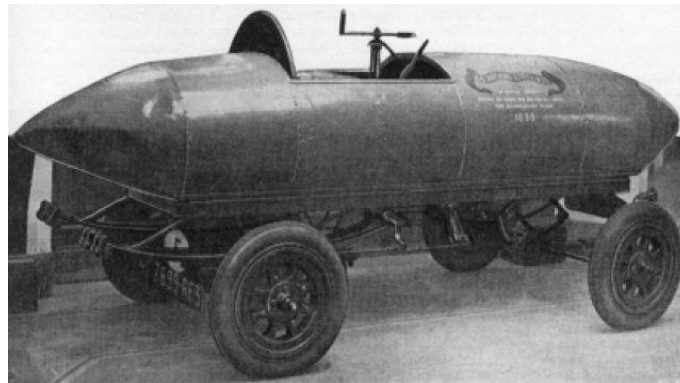
1869 yılında **Gramme** 1 bg'den daha güçlü ilk DC elektrik motorunu imal etmeyi başarmıştır. 1881 yılında **Gustave Trouvé** sekonder bataryalı, 3 tekerlekli ve 0,1 bg'lik, doğru akım motoru olan kurşun-asit akülü 16 km menzile sahip 15 km/s hız yapabilen ağırlığı 160 kg olan bir elektrikli araç yapmıştır (Anonim, 2011).

1883 yılında iki İngiliz profesör'ün 15 km/h hız yapabilen, 16 km menzile sahip bir elektrikli araç yaptılar. Ancak araç pazarda, hız ve menzil yetersizlikleri yüzünden kendine yer bulamamışlardır.

1885 yılında Mercedes Benz Firmasının kurucusu **Karl Benz** ilk İçten Yanmalı Motorlu aracın uygulamasını gerçekleştirdi. Bu dönemde petrol ile çalışan araçlar gelişim göstermeye devam etmiştir. O dönemde petrol kaynaklarının yetersiz olması, petrolün başka ülkelerden getiriliyor olması, petrolün Avrupa’da olmaması, tedarik ve fiyat problemleri gibi nedenler; o dönemde Avrupa’da elektrikli araç ihtiyacını tekrar gündeme getirdiğinden çalışmalar tekrar hızlanmıştır (Anonim, 2011).

1886 yılında **Karl Benz** elektrikli araç geliştirmek için çalışmalara başlamış hibrit bir yapıya sahip Motorwagen isimli hem içten yanmalı motora sahip, hem de 0,55 kW lık kurşun asit batarya ile çalışan elektrik motoruna sahip araç üretmiştir. Almanya’nın Berlin kentinde **Siemens** tarafından 2,2 kW gücünde, 550 V DC batarya gerilimine sahip motor tasarlanmış, bu motoru sürebilecek 550V gerilime sahip batarya geliştirilmiş, bunlar ile 12 km/h hıza ulaşan Elektromote adlı elektrikli araç üretilmiştir. Bu araç Almanya’da elektrikli araçların gelişimi açısından milat olmuştur. 1895 yılında **Morris** ve **Solomon** Electrobats isimli 0,82 kW’lık kurşun bataryaya sahip, 21 km/h hıza ulaşabilen elektrikli bir araç üretmişlerdir. 1895 yılından sonra kullanımı yaygınlaşan elektrikli araçlar İngiltere ve Amerika Birleşik Devletleri’nde taksi olarak kullanılmaya başlamıştır (Anonim, 2011).

1899 yılında, **Camille Jenatzy**, “La Jamais Contente” (Asla Yetinme!) adında iki adet 34 bg elektrik motoru ile 106 km/h hıza ulaşmış o dönemin hız rekorunu kıran. Şekil 3.1’de görülen elektrikli aracı yapmıştır.



Şekil 3.1. “La Jamais Contente” isimli elektrikli araç

1900 yılında Avrupa ülkelerinde elektrikli araçlar üretimi, hızla yaygınlaşmış ve Fransa’da **Petite Aurelen** tarafından French Electroautomobil adıyla bir elektrikli araç üretilmiştir (Anonim, 2011).

1901 yılında Newyork'ta kullanılan elektrikli taksi görseli Şekil 3.2'de gösterilmiştir.



Şekil 3.2. 1901 yılında New York'ta bir elektrikli taksi

1905 yılında **Ferdinand Porsche** hibrit otomobil tasarımı yapmış ve üretmiştir. Hibrit otomobilde; içten yanmalı motor ve elektrikli motor bir arada kullanılarak hibrit sistem tasarlanmıştır. Elektrikli motor devreye girdiğinde dört tekerleğe elektrikli hub motorları aracılığı ile güç ileterek hareket etmesini sağlıyordu. Bu araç 60 km/h hıza ulaşmıştır. Dönemin son önemli ticari elektrikli aracı 1905 yılında satılmıştır. Hibrit araçların kullanılmaya başlanması ile farklı tasarımlara sahip hibrit araç tasarımları yapılmış ve üretilmiştir (Anonim, 2011).

Elektrikli Otomobiller 1900 – 1912 yılları arasında altın dönemi yaşamıştır. 1916 yılında **Wood Motor Araç Şirketi** tarafından içten yanmalı 4 silindirli bir benzinli motor ve elektrik motorundan oluşan bir hibrit araç üretilmiştir. Bu araçta benzinli içten yanmalı motor bir jeneratöre bağlı olup hareket esnasında elektrik üretimi sağlayarak kurşun-asit bataryaları şarj etmekteydi. Benzinin bitmesi ile elektrik motorları devreye girerek akslara güç verip hareket etmesini sağlıyordu. Tasarlanan bu hibrit araçların akaryakıt depoları elektrik motoru ve bataryanın kapladığı hacimden dolayı küçük tutuluyordu. Bunlara kıyasla depoları daha büyük olan içten yanmalı araçların menzili, hibrit araçlara göre daha uzun olduğu için içten yanmalı araçlara ilgi daha fazla olmuştur. Uzun bir süre hibrit ve elektrikli otomobil üretimi yapılmamıştır (Anonim, 2011).

1920'li yıllarda Amerika Texas'ta ham petrol yataklarının bulunması, petrol fiyatlarını düşürdü, orta alım gücüne sahip tüketiciler için makul fiyatlı bir ürün olmasını sağladı. Amerika'da yeni yol ağının başarılı bir şekilde yapılandırılması ile uzun menzilli araçlara olan ihtiyaç artmıştır. 1912 yılında **Charles Kettering**'in elektrikli marş

motorunu icadı ile içten yanmalı motorların el krankı ile çalıştırılmasına gerek olmaması da tüketici tarafından tercih edilen konulardan olmuştur.

1912’li yıllarda **Henry Ford** tarafından üretilen içten yanmalı motora sahip binek araçların seri üretiminin yapılması ve fiyatlarının 500\$ ile 1.000\$ arasında olması sebebi ile tüketiciler tarafında tercih edilen araçlar oldu. Buna karşılık tüketici tarafından, elektrikli araçların fiyatlarının 1.750 ile 2000\$ arasında olması, verimliliğinin düşük olup menzilin kısa olması gibi etmenlerden dolayı tercih edilmedi. 1935 yılına kadar elektrikli arabaların hepsi ortadan kayboldu. Petrol lobisinin siyasete yön vermesi, yöneticileri etki ve baskı altına alması, batarya teknolojisindeki yetersizlikler, güç elektroniği ve motor imalat teknolojisinin çok gelişmemiş olması ile 1965’li yıllara kadar elektrikli araçlar ile ilgili çalışmalar durmuştur (Anonim, 2018).

1960 ile 1970’li yıllarda Amerikan halkı içten yanmalı motorların çevreye vermiş olduğu zararlar, hava kirliliği, egzoz emisyonu sorunlarının azaltılması gerekliliğini farketmeye başladılar. İthal edilen yabancı ham petrole bağımlılıkta ayrı bir sorundu. Bu nedenlerden dolayı alternatif yakıtlı araçlara ihtiyaç olduğunu farkındalığı oluştu. Böylelikle elektrikli araç üretmek için girişimler hayata geçirilmeye başlanmıştır (Anonim, 2018).

1966 yılında **General Motor Şirketi** Şekil 3.3’de görülen “Electrovan” isimli elektrikli aracın prototipini üretmiş, ancak seri üretimi yapmamıştır.



Şekil 3.3. 1966’da General Motor şirketinin çıkartmış olduğu “Electrovan” isimli elektrikli Araç

1967 yılına kadar benzinle çalışan otomobiller kullanılmış, kullanımı yaygınlaştığı için karbondioksit salınımı arttığından hava kirliliği sorunu baş göstermiştir.

Bu tarihten itibaren özellikle Amerika Birleşik Devletleri başta olmak üzere otomobil üretici firmalar dünya genelinde elektrikli hibrit otomobil tasarımları geliştirmeye başlamıştır. Özellikle 1970 – 1986 yılları arasında yaşanan petrol savaşlarının sonucu olarak birçok otomobil üreticisi firma elektrikli araç üretmeye başlamıştır. 1989 yılında Ford otomobil firması Think City adında elektrikli aracı üreterek piyasaya sunmuştur. Ford firmasının bu atağından sonra geliştirdikleri batarya teknolojilerini kullanan Nissan firması Altra EV adını verdiği ve bir batarya ile uzun mesafeler gidebilen hibrit otomobili piyasaya sunmuştur. Aynı yıl içerisinde, oluşan rekabet sonucu Peugeot firması Peugeot 106 Electric otomobilini geliştirip üretmiş ve kullanıcılarına sunmuştur. Bu tarihten sonra elektrikli hibrit otomobil çalışmaları tam anlamıyla bir pazar haline gelmiş ve otomobil üreticisi firmalar arasında rekabet yaşanmaya başlamıştır (Anonim, 2018).

1996-1999 yılları arasında Genel Motor Şirketi ilk seri üretim elektrikli araba olan EV1'i satışa sunmuştur. Şekil 3.4'te görülen bu araç; görünümü, konforu, havayı kirletmemesi ve sessiz oluşu, elektrik tüketim sarfiyatı ve menzili ile beğenilmiştir. Ancak, büyük petrol firmalarının siyasetler üzerinden lobi faaliyetleri ile toplatılıp seri üretimi ve satışı durdurulmuştur. "Who killed the electric car" isimli belgeselde bu konudan bahsedilmektedir. Günümüzde ise birçok şirket seri üretime geçirilmemiş tümü elektrikli araçlar üretmektedir.



Şekil 3.4. Genel Motor Şirketinin ürettiği ilk seri üretim elektrikli arabası "EV1".

Bu tarihten sonra 2006 yılına kadar otomobil üreticisi firmalar sırasıyla; Ford picup truck, Tesla Electric Mobile, Crysler TEVan, Honda EV plus, Toyota RAV4 EV gibi otomobiller üretilmiştir. 2000'li yılların başında dünya genelinde aktif olarak kullanılan 123000 adet elektrikli veya hibritli otomobil bulunmaktaydı. 2000 yılının başında dünya genelinde yaşanan ekonomik kriz sonucunda yakıt fiyatlarının yükselmesi ile elektrikli otomobil isteği ve elektrik hibritli otomobil kullanma isteği artınca Tesla

Motors 2004 yılında Tesla Electric Mobile'ı geliştirerek Tesla Roadstar adında elektrikli otomobili üretmiştir. Tesla Motors lityum-iyon pil bataryası ile 390 km yolculuk yapılmasını sağladığı için hızlı bir şekilde satılmış ve 2 yıl içerisinde 1073 adet satmıştır. Tesla Roadstar otomobilin ardından aktif olarak kullanılması için otomobil kullanıcılarının beğenisine sunulan Mitsubishi İ-Miev 2008 yılının sonunda Japonya'da satışa sunulmuştur. Elektrikli otomobil pazarının canlanması ile firmalar tekrar otomobillerinin tanıtımlarını yapmaya ve satışa sunmaya başlamıştır. 2010 yılında Nissan firması Nissan Leaf modelini otomobil kullanıcılarına sunmuştur.

Önceleri sadece kiralamak amacıyla satılan, 2010 yılının sonunda bireysel kullanıcılara satılan Nissan Leaf, geliştirilmiş lityum bataryası sayesinde 580 km menzile sahip bir otomobil olduğundan tercih edilmiş ve dünya genelinde satılmıştır. 2010 yılından sonra elektrikli araçların satışı hızlanmış ve ekonomik oldukları için dünya genelinde hızlı bir yayılma göstererek sadece binek otomobillerin değil ticari araç ve pick upların da elektrikli olarak üretilmesini istemişlerdir. Bu tarihten sonra Citroen C1 Ev, Ford Connect, Transit, Mercedes Benz Vito, Renault, Tesla, Honda, gibi elektrikli motorlara sahip ticari araçlar da üretilmiştir. Ticari araçlarda araç ağırlıklarının fazla olması, yük taşıma sırasında daha fazla güce ihtiyaç duyulması nedeniyle lityum piller daha büyük tasarlanmış ve otomobil menzilleri ile aynı menzile sahip fiyat olarak daha pahalı ticari araçlar geliştirilerek üretilmiştir (Anonim, 2018).

Günümüzde Nikola, BYD, Xpeng, Nio, Tata, Great Wall, Nissan, GM, Toyota, HMG, BMW, Audi, Daimler, Porsche, Geely ve Stellantis gibi birçok firmanın hibrit, plug-in tümü elektrikli araçları ticari olarak satışıdadır.

Dünya genelinde elektrikli araç üretimi bu şekil olmasına karşı ülkemizde kendi otomobil markamız bulunmadığı için yerli ortaklar ile otomobil üretimi yapılan fabrikalarda elektrikli otomobil tasarımları yapılmış ve prototipleri üretilmiştir. Ancak daha öncesinde; güneş enerjisi ile çalışan ve hemen hemen her üniversitenin yapabildiği kısa menzilli elektrikli otomobiller, deniz araçları gibi araçlar üretilmeye başlanmıştır. İlk güneş enerjisi ile çalışan araç 2003 yılında Ortadoğu Teknik Üniversitesi'nde yapılmıştır. Daha sonra diğer üniversitelere yayılan elektrikli otomobil üretimi; İstanbul Teknik Üniversitesi tarafından ciddi bir proje ödeneği desteği almış Arıba 1-2-3-4-5-6 gibi her seferinde bir öncekinden daha uzun menzilli güneş enerjisi ile çalışan araç üretilmiştir (Anonim, 2018).

İlk elektrikli ve otonom otomobil üretimi İTÜ'de 2011 yılında gerçekleştirmiştir. Yine İTÜ'de 2013 yılında Türkiye'nin ilk elektrikli minibüs tasarımını gerçekleştirmiştir.

Ayrıca 2018 yılında Türkiye'nin ilk elektrikli ve otonom 'Formula Student' aracını yapmışlar ve uluslararası yarışmalarda dereceler almışlardır. 2009 yılında Tofaş (Fiat) firması İTÜ ortak çalışması ile Türkiye'deki ilk hibrit hafif ticari (Hibrit Doblo) aracı, 2011 yılında ilk plug-in elektrikli hafif ticari aracı (Plug-in Electric Doblo) yapmıştır.

Binek otomobil olarak Renault firmasının geliştirdiği elektrikli Fluence modeli Bursa Renault fabrikasında 2011 yılında üretilmiş ve İspanya'ya gönderilerek test edilmiştir. Daha sonra Koç grubunun Ford Focus markası ile fabrikalarında geliştirdiği elektrikli otomobil üretilmiş, ülkemizde alt yapısı gelişmediği için seri üretime geçilememiştir. Benzer durumda Toyota firması da elektrikli araç üretimi yapmış ancak ülkemizde alt yapı sorunu mazeret gösterilerek seri üretime geçilmemiştir (Anonim, 2018).

TEMSA otobüs firması seri üretim elektrikli otobüs imalatı ve ihracatı yapmaktadır. Bozankaya otobüs ve tramvay üretimi yaparken, Hidro-Mek firması elektrikli iş makinaları, DMA firması elektrikli traktör üretimi yapmaktadır. Hyundai Mobis, Aselsan, Otokar, Anadolu Isuzu ve Ortem gibi firmaların elektrikli araç çalışmaları bulunmaktadır. Türkiye Otomobil Girişim Grubu (TOGG) yapısı ile başlangıçta sadece elektrikli üç farklı modelin üretimi için fabrika kurulumu inşaatı gerçekleştirilmektedir.

Günümüzde dünya genelinde özellikle Çin, ABD ve Avrupa ülkelerinde şarj istasyonu ağı genişletilmekte, elektrikli araç üretim teşvikleri verilmekte ve ayrıca vergi muafiyetleri sağlanmaktadır. Böylece elektrikli araçlar cazip hale getirilerek kullanımının arttırılması sağlanmaktadır.

3.1.1 Bataryalar (Aküler)

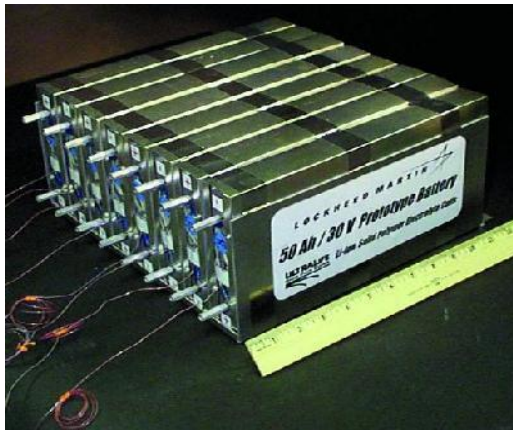
150 yılı aşkın süredir çeşitli tiplerde batarya teknolojileri konusunda birçok çalışma yapılmış olsada elektrikli araç kullanımını yaygınlaştıracak uygun bir batarya teknolojisi hala tam olarak geliştirilememiştir. Kısa sürede şarj olabilen, Li-ion temelli bataryaların yapılarındaki ve üretimlerindeki bazı değişiklikler ile elektrikli araçların yaygınlaşması için umut verici gelişmeler sağlanmıştır.

Elektrikli araçlarda başta kurşun asit bataryalar olmak üzere, nikel demir, nikel kadmiyum, nikel metal hidrit, lityum-polimer, lityum-ion, lityum-grafen bazlı bataryalar kullanılmaktadır.

Bataryaların çevrim ömrü yani dolup boşalma ömrü uzatılmış ve şarj süresi konusundaki sıkıntılar asgari seviyeye indirilmiştir. Şarj etme süreleri üç farklı seviye olarak sınıflandırılmıştır. Bunlar seviye-1, seviye-2 ve seviye-3'tür. Bataryaların büyüklüğü şarj sürelerini etkileyen bir faktör olmasına rağmen aynı büyüklük ve özellikteki bataryaların şarj süreleri seviye-1'de 8-10 saat arası, seviye-2'de 4-6 saat arası, seviye-3'te ise 0.5-1 saat arasında değişmektedir. Son dönemlerde geliştirilen şarj istasyonlarında %80 doluluğa 10 dakikada, %100 doluluğa 0.5-1 saat arasında ulaşılmakta ve seviye-3 olarak imal edilmektedirler. Hızlı şarj sistemleri gelişmekte olup 5 dakikada % 90 doluluğa ulaşan batarya ve şarj sistemleri de oluşturulmuştur. Elektrikli araçlarda tercih edilen batarya tipleri Çizelge 3.1'te verilmiştir. Şekil 3.5.'te elektrikli araçlarda kullanılan bazı batarya görselleri görülmektedir.

Çizelge 3.1. Elektrikli araçlarda tercih edilen bataryalar

Batarya Tipi	Enerji Yoğunluğu Wh/kg	Spesifik Enerji Wh/L	Güç W/kg	Verim	Çevrim Ömrü	Enerji/Maliyet Wh/\$
Kurşun Asit	30-40	60-75	180	%72-90	500-800	5-8
NiCd	40-60	50-150	150	%70-90	1500	1.25-2.5
NiMH	30-80	140-300	250-1000	%65-70	500-1000	2.75
Lityum-İyon	150-250	250-360	1800	%80-90	1200	2.8-5
Lityum-İyon Poli.	130-200	300	3000	-	1000-1200	2.5-5
Lityum Demir F.	80-120	220	3000	-	2000+	0.7-3



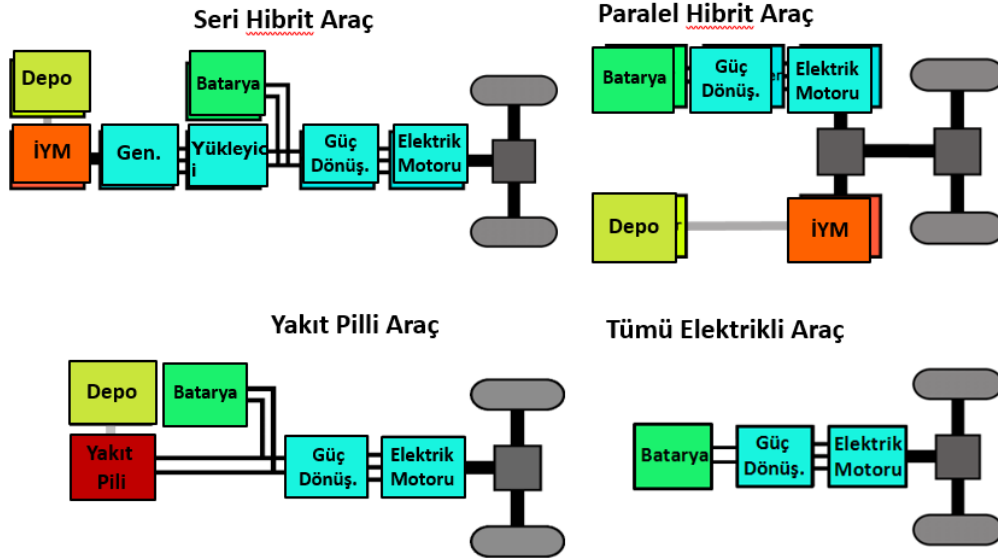
Şekil 3.5. Elektrikli araçlarda kullanılan bazı batarya görselleri

3.1.2 Elektrikli araç çeşitleri

Elektrikli araçlar temel olarak, tümü elektrikli araçlar, yakıt pilli elektrikli araçlar, hibrit elektrikli araçlar olmak üzere üç başlık altında toplanabilir.

Tümü elektrikli araçlar; elektrik motoru, batarya, güç elektroniği ve kontrol ünitesinden oluşan yapı iken, yakıt pilli elektrikli araçlar; elektrik motoru, yakıt pili, batarya grubu, güç elektroniği ve kontrol ünitesine sahiptir. Hibrit elektrikli araçlar ise seri, paralel, seri-paralel, şebeke bağlantılı yani plug-in hibrit araçlar olup elektrik motoru, içten yanmalı motor, generatör, batarya grubu, güç elektroniği ve kontrol ünitesinden oluşmaktadır. Seri hibrit araçlarda, içten yanmalı motor akuple olan generatörü çalıştırır, generatör hem bataryayı şarj eder, hemde aracın ivmelenmesini sağlar.

Altyapının gelişmesi, güç elektroniğinin ilerlemesi, çevre bilincinin artması ve rezervlerin azalması ile bütün içten yanmalı motora sahip araç üreten firmalar; hibrit elektrikli araç ve tümü elektrikli araç üretimine geçiş yapma ihtiyacı duymuşlardır. Şekil 3.6'da elektrikli araçlarda kullanılan yapısal mimarilerin blok diyagramları verilmiştir.



Şekil 3.6. Elektrikli araçlarda kullanılan yapısal mimariler

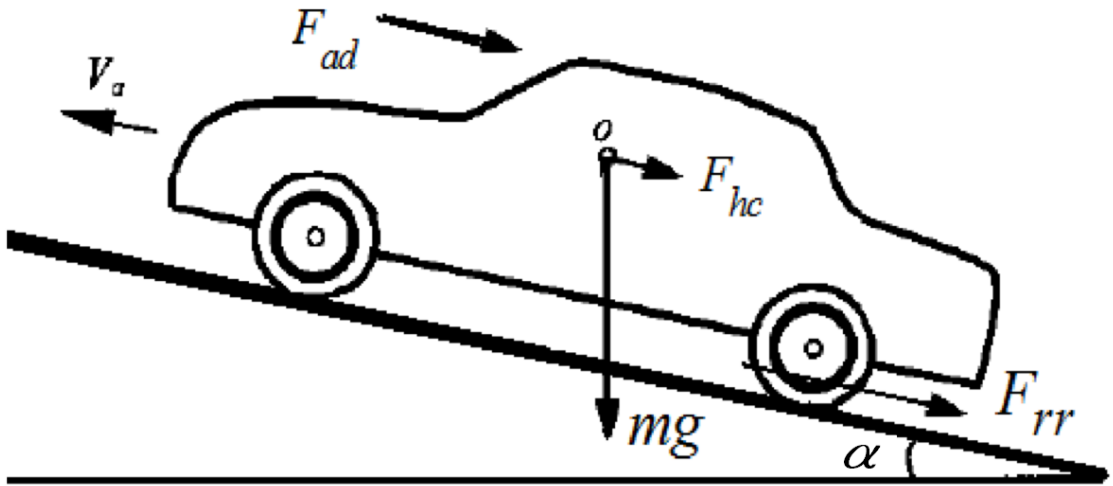
Şarj istasyonlarının artması ve uygun şartların oluşmasıyla, 2030 yılı için sektörle ilgili birçok analiz şirketinin öngörüsü, dünya araç üretiminin %20 – 25'nin elektrikli araç olacağı yönündedir. Ayrıca birçok otomobil devi 2030 yılı itibari ile sadece elektrikli araç üreteceklerini belirtmektedirler.

3.2 Bir Elektrikli Aracın Modellenmesi

Bir elektrikli aracın kontrolü ve benzetiminin yapılabilmesi için öncelikle araç motorunun ve yük bileşenlerinin modellenmesi gerekir. Motor kontrolü yapılacak sistemde yük bileşenlerinin motor miline indirgenmesi ve sonuçta istenen kontrolöre göre transfer fonksiyonunun oluşturulması gerekir. Örneğin sadece hız kontrolörü tasarlanacaksa, giriş motor gerilimi, çıkış ise motor hızı ya da araç hızı olmalıdır. Aynı şekilde moment kontrolörü tasarlanacaksa motor için giriş gerilim, çıkış akım olmalıdır. Bu bölümde bir elektrikli araca etki eden kuvvetler ve fırçalı doğru akım motoru modelinden yola çıkarak fırçasız doğru akım motoru modellenmiştir. Elde edilen denklemler ile MATLAB/Simulink ortamında tüm araç modeli oluşturulmuştur.

3.2.1 Bir elektrikli araca etki eden kuvvetler

Bir araca etkiyen başlıca kuvvetler; aerodinamik sürtünme kuvveti (F_{ad}), yuvarlanma sürtünmesi direnç kuvveti (F_{hc}) ve eğim direnç kuvveti (F_{rr})'dir. Şekil 3.7'de aracın sabit hızla gitmesi durumunda araca etki eden kuvvetler gösterilmiştir. Araç ivmeleniyorsa bu kuvvetlere ek olarak ivmelenme kuvveti (F_a) de gelecektir. Çizelge 3.2'de ise aracın parametreleri gösterilmiştir.



Şekil 3.7. Araca etki eden kuvvet bileşenleri

Çizelge 3.2. Araç Parametreleri

Parametre Adı	Değer	Birim	Açıklama
m	1600	kg	Araç Kütlesi
w	4	*	Tekerlek Sayısı
Jt	1,140	kg.m ²	Bir tekerleğin Eylemsizlik momenti
Bt	0,010	Nm.s/rad	Bir tekerleğin Viskoz Sürtünmesi
Frr	0,010	*	Tekerlek yuvarlanma direnci
Ro	1,293	kg/m ³	Hava yoğunluğu
Cx	0,120	*	Aerodinamik katsayısı
A	1	m ²	Taşıt kesit alanı
Rt	0,265	m	Tekerlek etkin yarıçapı
α	0,2967	rad	Eğim
g	9,810	m/s ²	Yerçekimi ivmesi
ü	1	*	Dişli Çevirme Oranı
Va	-	-	Araç Hızı
mg	-	-	Yerçekimi kuvveti
Fad	-	-	Aerodinamik sürüklenme direnç kuvveti
Fhc	-	-	Yuvarlanma sürtünme direnç kuvveti

3.2.2 Yuvarlanma sürtünmesi direnç kuvveti

Yuvarlanma sürtünmesi direnci temel olarak araç lastiğinin yola sürtünmesinden kaynaklanan kuvvettir. Yuvarlanma direnci, araç hızına çok bağlı olmadığı için sabit kabul edilebilir. Düz yolda giden bir araç için, aracın ağırlığı ile orantılı olan bu kuvvet Denklem (3.1)'deki gibidir.

$$F_{rr} = \mu_{rr} \cdot m \cdot g \quad (3.1)$$

İfadede verilen;

μ_{rr} : Yuvarlanma sürtünmesi direnç katsayısı,

m : Araç kütlesi [kg],

g : Yerçekimi ivmesi [m / s^2] 'dir.

Lastiğin yuvarlanma sürtünmesi direnç katsayısı μ_{rr} 'nin değeri 0.025 ile 0.006 arasında değişmektedir. Ortalama olarak bir lastiğin μ_{rr} değeri 0.015 alınabilir. Ayrıca rulmanlardan ve dişli sisteminden oluşan yuvarlanma sürtünmesi direnç kuvvetleri de mevcuttur. Ancak modellenmenin güç oluşu ve etkilerinin diğer kuvvetlerin yanında çok küçük oluşu nedeni ile ihmal edilmiştir.

3.2.3 Aerodinamik sürüklenme direnç kuvveti

Aerodinamik direnç kuvveti araç gövdesinin hava içindeki hareketinden kaynaklanan sürtünme kuvvetidir[2]. Aracın şekline, kesit alanına, hızına ve daha birçok etkene bağlıdır. Aerodinamik sürüklenme direnç kuvveti'nin formülü Denklem (3.2)'de ifade edilmiştir. Denklemde;

ρ : Havanın yoğunluğu [kg /m^3]

A :Aracın en büyük kesit alanı [m^2]

C_d :Sürüklenme katsayısı [.]

v : Aracın hızı [m/s] ifade etmektedir.

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot C_d \cdot v^2 \quad (3.2)$$

Burada, birimsiz olan sürüklenme katsayısı C_d , aracın dizaynına bağlıdır. Değeri aerodinamik birtakım testlerden sonra belirlenebilir. Ortalama bir aracın sürüklenme katsayısı yaklaşık olarak 0.3 civarındadır. Fakat bu değer aerodinamik dizaynı iyi olan bazı elektrikli araçlarda 0.19'a kadar düşebilir. Bu katsayının $0.19 < C_d < 0.5$ aralığında değiştiği kabul edilmektedir. Hava yoğunluğu ρ ise hava sıcaklığı, nem ve yükseklik gibi etkenlere bağlıdır. Normal koşullarda $\rho=1.293 [kg /m^3]$ alınabilir.

3.2.4 Eğim direnci kuvveti

Eğimden kaynaklanan bu kuvvet eğim açısına ve aracın ağırlığına bağlıdır. Eğim direnci kuvveti Denklem (3.3)'te ifade edilmektedir.

$$F_{hc} = m \cdot g \cdot \sin\alpha \quad (3.3)$$

3.2.5 İvmelenme kuvveti

Hızı değişen bir araca, ivmesine bağlı olarak ters yönde bir kuvvet etki eder. Denklem (3.4)'te görüldüğü gibi doğrusal ivmelenme kuvveti adındaki bu bileşen Newton'un ikinci yasasına göre,

$$F_a = m \cdot \frac{dv}{dt} = m \cdot a \quad (3.4)$$

olarak ifade edilir.

3.2.6 Toplam kuvvet ve motor miline indirgenmiş moment

Modelleme ve denetleyici tasarımı için yük bileşenlerinin motor miline indirgenerek, motora etkiyen toplam yük momentinin bulunması gerekir. Denklem (3.5) ve (3.6)'da görüldüğü gibi dişli çevirme oranı \ddot{u} olmak üzere araca etkiyen kuvvetler toplamı,

$$F_{at} = F_{rr} + F_{ad} + F_{hc} + F_a \quad (3.5)$$

$$F_t = \mu_{rr} \cdot m \cdot g + \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot C_d \cdot v^2 + m \cdot g \cdot \sin \alpha + m \cdot a \quad (3.6)$$

olarak ifade edilebilir.

Ayrıca, w_m , motor milinin açısal hızı Denklem (3.7)'de ifade edilmiştir. İfadede; v , aracın lineer hızını ve R_t ise tekerleğin etkin yarıçapını sembolize etmektedir. Denklem (3.8)'de ise yük momenti ifade edilmektedir.

$$w_m = \frac{v}{R_t} \cdot \ddot{u} \quad (3.7)$$

$$T = F \cdot R_t \cdot \frac{1}{\ddot{u}} \quad (3.8)$$

Buradan, motor miline indirgenmiş yük momenti Denklem (3.9)'daki şekliyle yazılabilir.

$$T_y = \frac{R_t}{\ddot{u}} \left[\mu_{rr} m g + \frac{1}{2} \rho A C_d v^2 + m g \sin \alpha + m a \right] \quad (3.9)$$

Denklemdaki ivme ve hız bileşenleri motor açısal hızı ve ivmesi cinsinden yazıldığında, Denklem (3.10) elde edilir.

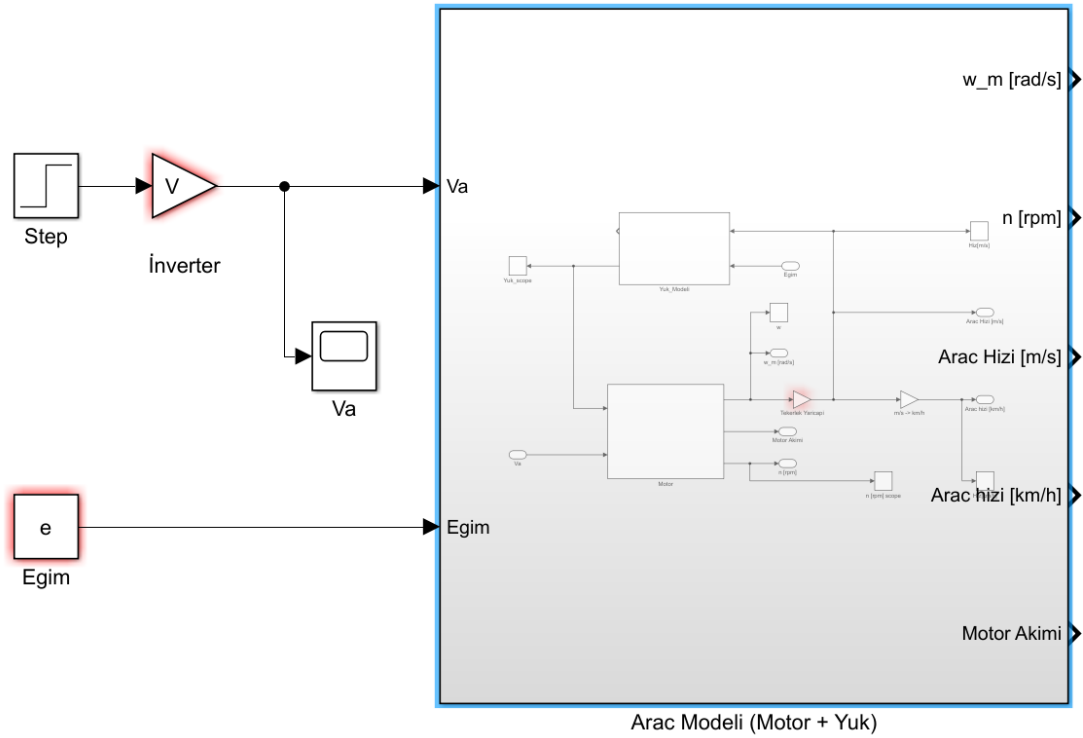
$$T_y = \frac{R_t}{\ddot{u}} \left[\mu_{rr} m g + \frac{1}{2} \rho A C_d \left(w_m \frac{R_t}{\ddot{u}} \right)^2 + m g \sin \alpha + m \left(\frac{dw_m}{dt} \frac{R_t}{\ddot{u}} \right) \right] \quad (3.10)$$

Denklem (3.10) düzenlenerek sonuç olarak, Denklem (3.11) elde edilir.

$$T_y = \left[\mu_{rr} m g \frac{R_t}{\ddot{u}} + \frac{1}{2} \rho A C_d w_m^2 \frac{R_t^3}{\ddot{u}^3} + m g \frac{R_t}{\ddot{u}} \sin \alpha + m \frac{R_t^2}{\ddot{u}^2} \frac{d w_m}{d t} \right] \quad (3.11)$$

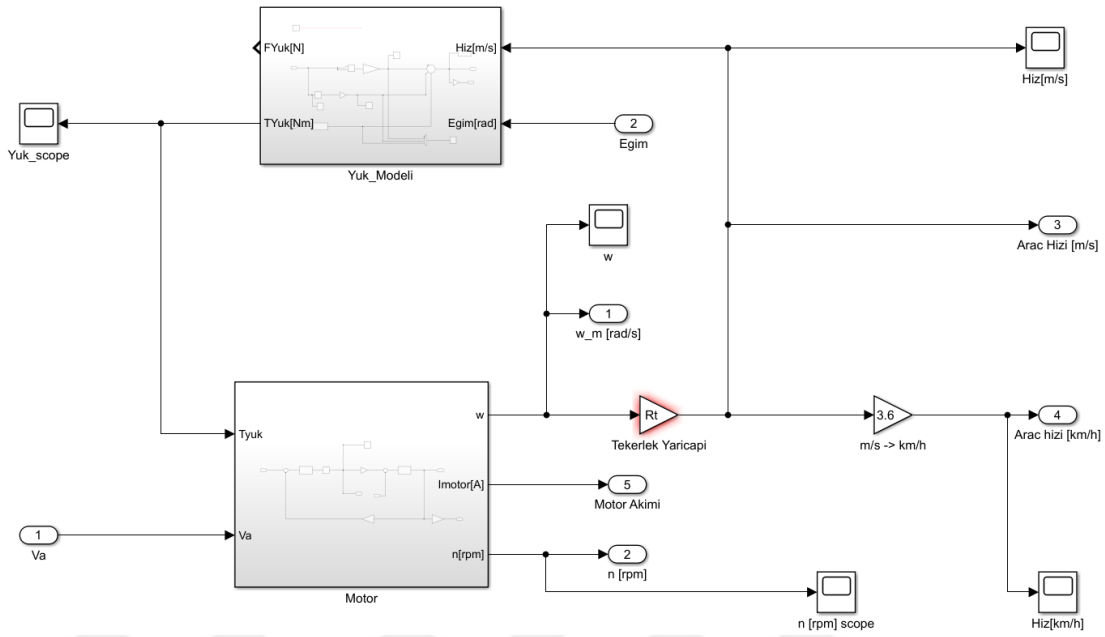
3.2.7 Aracın genel modeli

Elde edilen denklemler doğrultusunda, elektrik motoru ve araca etkileyen tüm kuvvetler dikkate alındığında aracın Matlab/Simulink ortamında modeli Şekil 3.8’de gösterildiği gibi oluşturulmuştur. Modellenen Plug-in elektrikli araç için ilk tasarımda herhangi bir dişli aktarma organı kullanılmadığı için $\ddot{u}=1$ alınarak modelleme yapılmıştır. Daha sonraki çalışmalarda dişli aktarma oranına göre \ddot{u} değeri farklı kullanılacaktır.



Şekil 3.8. Araç genel modeli (Elektrik motoru + Yük)

Şekil 3.9’da görüldüğü gibi, güç elektroniği devresi yeterince hızlı kabul edilip bir kazanç bloğu olarak modellenmiştir. Kazanç değeri kontrol işareti maksimum değerinde iken motor ortalama gerilimi, bara gerilimi olacak şekilde seçilmelidir. Bu konuya dikkat ederek bara gerilimi tercih edilmiştir.



Şekil 3.9. Araç genel modeli bloğu içyapısı

3.3 Elektrik Motoru ve Sürücüsü

Elektrikli araçların ana bileşeni elektrik motorlarıdır. Elektrikli araçlarda; asenkron motorlar, fırçalı doğru akım motorlar, kalıcı mıknatıslı alternatif akım (Permanent Magnet AC-PMAC) motorlar ve anahtarlamalı relüktans motorlar tercih edilmektedir. Kalıcı mıknatıslı alternatif akım (PMAC) motorları, rotora sabitlenmiş sabit mıknatısları bulunan, genellikle 3 fazlı olmak üzere çok fazlı, armatür sargıları statora yerleştirilmiş senkron motorlardır. Manyetik alan kalıcı mıknatıslar ile sağlandığından kalıcı mıknatıslı alternatif akım motorlar, asenkron ve anahtarlamalı relüktans motorlarından daha verimlidir. Genel olarak PMAC motorlar; kalıcı mıknatıslı senkron motor (Permanent Magnet Synchronous Motor-PMSM) ve fırçasız doğru akım motoru (FDAM) olmak üzere 2 gruba ayrılabilir.

Sinusoidal gerilim/akım ile beslenmeleri gereken PMSM sinusoidal zıt elektromotor kuvvet (EMK) üretirler. PMSM yüksek çözünürlüklü rotor pozisyon bilgisi ve bu bilgilere göre fazlara uygulanacak darbe genişlik modülasyonu (Pulse Width Modulation -PWM) sinyalleri ile ürettiği sinusoidal gerilim ve akım ile sürülür. Bu sebepten dolayı az salınımlı, neredeyse sabit tork üretebilen bir motor türüdür.

FDAM ise; rotor pozisyon bilgisi elektriksel olarak her 60° 'de faz akımlarının komutasyonu için ihtiyaç duyulan ve bu bilgilere göre fazlarına 120° 'lik kare dalga gerilim darbeleri ile trapezoidal zıt elektromotor kuvvet (EMK) üreten, dikdörtgen şeklindeki gerilim ve akımların çarpımları sonucu tork üreten motorlardır. Endüklenen stator akısı, rotor mıknatıslarından oluşan rotor akısından etkilenecek torku oluşturmakta ve hareket elde edilmektedir. FDAM'ların, fırça kollektör yapısı bulunmadığı için yüksek hızlara çıkabilmesi, yüksek moment elde edilebilmesi, hacim veya kg başına güç yoğunluğunun fazla olması, verimlerinin yüksek oluşu, eylemsizliğinin düşük olması gibi avantajları vardır.

Fırçalı doğru akım motorları kolay kontrolü, moment/akım oranının yüksek olması gibi avantajları sayesinde vazgeçilemeyen, günümüzde birçok alanda kullanılan bir motordur. Alternatif akım motorunun bulunması, üretilmesi ile fırçalı doğru akım motorları fırça kollektör düzeneğinin meydana getirdiği problemler sebebiyle tercih edilmeme ile karşı karşıya kalmıştır.

Güç elektroniği, sayısal elektronik, mikrodenetleyici, kalıcı mıknatıslar ve kontrol algoritmalarındaki gelişmeler ve fiyatlarının düşmesi, fırçasız, elektronik komutasyonlu motorların endüstriyel uygulamalarda yaygınlaşmasına sebep olmuştur. FDAM doğru akım kaynağı ile beslenen ve elektronik komütasyon tekniği ile sürülen senkron motorlardır. Fırçalı doğru akım motorlarda akımın yönü fırça kollektör düzeneği ile değiştirilirken FDAM'da akım yönü rotor pozisyonunun tespiti ile güç anahtarlarının komütasyon çevrimi ile değiştirilmektedir. FDAM'da rotor pozisyonunu algılamak için alan etkili (hall-effect), encoder, resolver gibi sensörler veya kontrol teknikleri kullanılmaktadır.

FDAM'ın başlıca kullanım alanları; robotik, robotik eyleyiciler, uçak-uzay teknolojileri, bilgisayar soğutma sistemleri- bilgisayar sabit disk ve CD-DVD sürücüler, biomedikal elektroniği, askeri amaçlı uygulamalar, beyaz eşya ürünleri, değişken hızlı servo uygulamaları, iklimlendirme sistemleri v.b. gibi uygulamalardır.

E sınıf bir otomobilde 250 adet civarında elektrik motoru uygulaması bulunmaktadır. Bunlar çoğunlukla; koltuk ayarlama motorları, otomobil camlarını açma kapama sistemleri, kapı açma kapama sistemleri, cam suyu pompası, ön arka cam far silecekleri, tepe güneşliği, adaptif far sistemleri, elektrikli direksiyon, silecekler, klima sistemleri, CD-DVD sürücüler, araç motor soğutma sistemi, otomatik bagaj kapısı sistemleri, dikiz aynası sistemleri, anten sistemleri gibi işlemleri gerçekleştirmek için

kullanılır. Otomobilde kullanılan elektrik motorları çoğunlukla doğru akım ile çalışan motorlardır. Tüm sektörlerin genel yönelimi; fırçalı DA motorlarının yerine fırçasız doğru akım motorlarının kullanılması yönündedir.

Elektrikli araçlarda tercih edilen elektrik motorlarının temel parametreler üzerinden karşılaştırılması Çizelge 3.3'te verilmiştir. Şekil 3.4'de elektrikli araçlarda kullanılan bazı motor görselleri görülmektedir.

Çizelge 3.3. Elektrikli araçlarda tercih edilen elektrik motorlarının karşılaştırılması

Elektrik Motorları	Güç Yoğunluğu W/kg	Verim	Ses Düzeyi	Maliyet
Fırçasız Doğru Akım Motoru (FDAM)	Yüksek	Yüksek	Orta-Düşük	Düşmekte
Kalıcı Miknatıslı Senkron Motor (PMSM)	Yüksek	Yüksek	Düşük	Düşmekte
Asenkron Motor	Orta	Orta-Yüksek	Orta-Düşük	Düşük



Şekil 3.10. Elektrikli araçlarda kullanılan bazı motor görselleri

Çizelge 3.4'te FDAM ile asenkron motor özelliklerinin karşılaştırılması yapılmıştır. FDAM'ın veriminin çok yüksek olması, aynı güç için ebatlarının ve kapladığı hacmin küçük olması, düşük gürültü seviyesi, kolay soğutulabilme, güç yoğunluğunun fazla olması, anahtarlama sırasının değiştirilmesi ile motoru yön değiştirebilmesi, kontrol kolaylığı, yüksek adetli seri üretimde maliyetlerinin çok düşmesi gibi özelliklerinden dolayı; elektrikli araçlarda FDAM, asenkron motorlara kıyasla daha fazla tercih edilmektedir.

Çizelge 3.4. FDAM' nin asenkron motor ile karşılaştırılması

Özellikler	FDAM	Asenkron Motor
Hız/Tork Karakteristiği	Düz -Anma yükü ile tüm hızlarda çalışmayı sağlar	Düşük hızlarda doğrusal olmayan düşük tork sağlar.
Çıkış Gücü / Boyutu	Yüksek - Bir rotorun kalıcı mıknatısları olduğu için, verilen çıkış gücü için küçük boyut elde edilebilir.	Orta – Aynı boyutlarda çıkış gücü, stator ve rotor sargılardan oluştuğu için FDAM'dan daha düşüktür.
Rotor Inertia (Etkileşime Girmeme)	Düşük- Dinamik özellikleri daha iyidir.	Yüksek- Dinamik özellikleri daha kötüdür.
Başlangıç Akımı	Nominal - Özel başlangıç (starter) yol verme devresi gerekmez.	Başlangıç devresi derecesi dikkatlice seçilmelidir. Normalde bir yıldız - üçgen yol verme devresi kullanılır.
Kontrol Gereksinimi	Motoru çalıştırmak için her zaman bir kontrol cihazı gereklidir. Aynı denetleyici ile değişken hız kontrolü işlemi de yapılabilir.	Sabit hız için kontrolör gerekmez; yalnızca değişken bir hız isteniyor ise denetleyici gereklidir.
Kayma, Hata	Stator ve rotor frekansları arasında kayma yaşanmaz	Rotor, statora göre; motor üzerindeki yük ile kaymanın artışı ve kayma frekansındaki değişikliklerde çok daha düşük frekansa hareket eder.

Çizelge 3.5'te FDAM' nin özelliklerinin Fırçalı DC motorun özellikleri ile karşılaştırılması yapılmıştır.

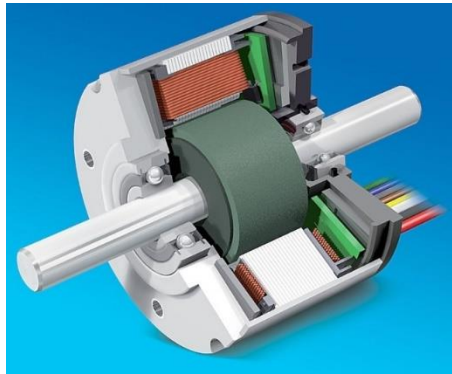
Çizelge 3.5. FDAM' nin Fırçalı DC motor ile karşılaştırılması

Özellikler	FDAM	Fırçalı DC Motor
Akım Düzenleme (Komütasyon)	Alan etkili (Hall effect) konum sensörlerine dayalı elektronik haberleşme	Fırçalı iletişim.
Bakım	Fırça olmaması nedeniyle daha az ihtiyaç duyulur.	Periyodik bakım gereklidir
Ömür	Uzun	Kısa
Hız/Tork Karakteristiği	Düz - Anma yükü ile tüm hızlarda çalışmayı sağlar.	Orta derecede düz - Daha yüksek hızlarda, fırça sürtünmesi artar, böylece kullanışlı torku azaltır.
Verimlilik	Yüksek - Fırçalar arasında voltaj düşümü yok.	Normal, orta
Çıkış Gücü / Boyutu	Yüksek - Üstün termal karakteristikler nedeniyle küçültülmüş boyut. FDAM, kasaya bağlı stator üzerinde sargılara sahip olduğundan, ısı dağılımı daha iyidir.	Orta / Düşük - Armatür tarafından üretilen ısı hava boşluğunda dağılır, böylece hava boşluğundaki sıcaklık artar ve çıkış gücü / şasi boyutundaki spesifikasyonlar sınırlanır.
Rotor Inertia (Etkileşime Girmeme)	Düşük, çünkü rotorda kalıcı mıknatıslar var. Bu dinamik yanıtı geliştirir.	Dinamik karakteristikleri sınırlayan daha yüksek rotor ataleti.
Hız sınırı	Daha Yüksek - Fırçalar / komütatörler tarafından uygulanan herhangi bir mekanik sınırlama yoktur.	Düşük - Fırçaların mekanik sınırlamaları.
Elektrik Gürültü Üretimi	Düşük	Fırçalardaki yaylar, yakındaki ekipmanlarda EMI'ye neden olacak ses üretecektir.
İmalat maliyeti	Daha Yüksek - Daimi mıknatıslara sahip olduğu için bina maliyetleri daha yüksektir.	Düşük
Kontrol	Karmaşık ve pahalı.	Basit ve ucuz.
Kontrol Gereksinimi	Motoru çalıştırmak için her zaman bir kontrol cihazı gereklidir. Değişken hız kontrolü için aynı kontrol cihazı kullanılabilir.	Sabit hız için kontrolör gerekmez; Bir kontrolcü sadece değişken hız isteniyorsa gereklidir.

FDAM'ların maliyetinin fazla olması, konum algılayıcılarına gereksinim duyması, hız bölgesinin dolayısıyla alan, akı zayıflatma bölgesinde sınırlı olması, sıcaklığın artması ile mıknatısların demagnetize olma risklerine rağmen; FDAM'ın fırça ve kollektör yapısının olmaması, bakım gereksiminin az, ömrünün uzun, verimliliğinin yüksek, gürültü seviyesinin düşük olması, yüksek adetli seri üretimde maliyetlerinin çok düşmesi gibi sebeplerden dolayı; elektrikli araçlarda FDAM, Fırçalı DC motorlara kıyasla daha fazla tercih edilmektedir. FDAM'larda, rotor genellikle mıknatıslar ile gerçekleştirilmektedir. Rotorun statorun içinde veya dışında tasarlanmasına göre sınıflandırma yapılabilmektedir. Mıknatısları taşıyan rotorun durumuna göre:

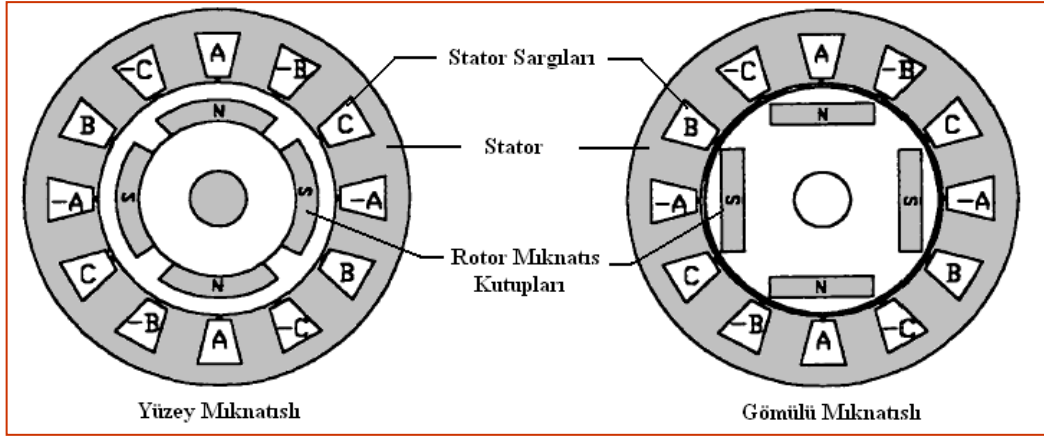
İç rotorlu FDAM:

Mıknatısların yerlerinden çıkma riskinin olması, statorun seri üretiminin zorluğu, maliyetinin fazla oluşu gibi dezavantajlı durumlar olsada; elektrik motorunun hızlı ivmelenmesi ve hızlı yavaşlaması isteniyor ise çok sık durma kalkma (start-stop) işlemi varsa, eylemsizliği düşük olan bu yapı tercih edilmelidir. Ayrıca statorun dış kısımda olmasından dolayı motorun soğutulması daha kolaydır. Şekil 3.11'de iç rotorlu FDAM'ın kesit görüntüsü görülmektedir.



Şekil 3.11. İç rotorlu FDAM görüntüsü

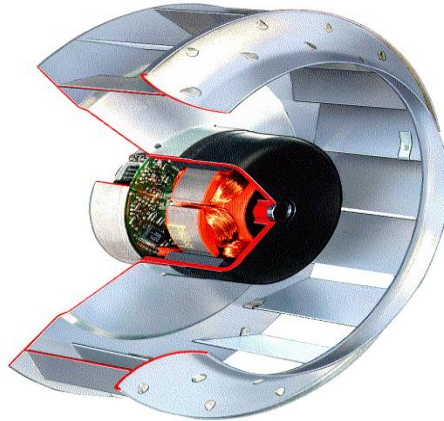
Ayrıca Şekil 3.12'de görüldüğü gibi iç rotorlu FDAM, disk tipli yüzey mıknatıslı veya disk tipli gömülü mıknatıslı yapıda olabilmektedir. Üretim prosesi tercihinine bağlı bir durumdur.



Şekil 3.12. Disk tipli FDAM görüntüsü

Dış rotorlu FDAM:

Dış rotorlu yapıda rotorda oluşabilecek küçük dengesizliklerde titreşimler meydana gelmesi gibi olumsuzluklara rağmen; elektrik motorunun sabit hız gereksinimi, ani yük değişiminde hız kararlılığının yüksek olması isteniyorsa, bu yapı tercih edilmelidir. Ayrıca, mıknatısları yerinden çıkmaya karşı dayanımlıdır. Seri üretim sürecinde sarım işlemleri kolaylıkla yapılabilir. Yüksek akı yoğunluğu gerektirmediğinden ferit mıknatıslar kullanılabilir. Şekil 3.13'te dış rotorlu FDAM'ın kesit görüntüsü görülmektedir.



Şekil 3.13. Dış rotorlu FDAM görüntüsü

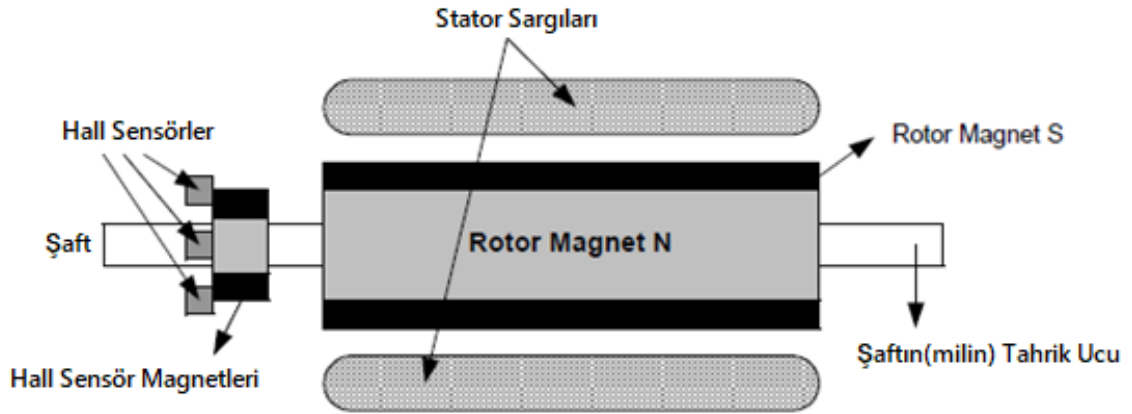
Stator sargıları tarafından manyetik alan üretilir. Kalıcı mıknatıslar motorun rotorundadır. Mıknatıs olarak yüksek manyetik yoğunluğa sahip Neodymium (Neodymium), Samaryum Kobalt (Samarium Cobalt), Neodymium Demir Bor (Neodymium Iron Boron) elementleri kullanılmaktadır.

Fırçalı bir DC motorun aksine, Fırçasız DC motorun komutasyonu, rotor konumuna göre elektronik olarak yapılmaktadır. FDAM'ın hareketi için rotor konumunun tespit edilip, komütasyon işlemi için bu konuma göre stator sargılarına bir sıra ile enerji verilmelidir.

Kalıcı mıknatıslı alternatif akım (Permanent Magnet Asynchronous Motor-PMAC) motorlarda da konum algılayıcı olarak, alan etkili (hall effect) sensör, resolver (açı algılayıcılar) veya enkoder (optik kodlayıcılar) kullanılmaktadır.

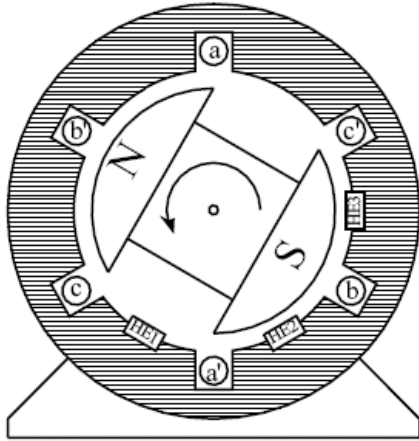
Motor konum kontrol sistemlerinde sensör seçiminde, motorun fiziksel yapısına bağlı olarak açısal değişimin miktarı, çalışma ortam parametreleri, sensörün montajının yapılabileceği alanın hacmi, boyutları, bu boyutlarda sensörün çalışma hassasiyetinin doğruluğu ve yeterliliği, sensörün besleme gerilimi, sensörün nominal ve maksimum çektiği akım, sensörün tedarik probleminin olmaması, sensörün fiyatı gibi konulara dikkat edilmelidir.

FDAM'da rotor pozisyonu, stator veya harici bir konuma sabitlenmiş vaziyette yerleştirilmiş alan etkili (Hall Effect) sensörleriyle algılanabilir. Bu sensörlerin yerleşimi ve FDAM iç yapısı Şekil 3.14'de gösterilmiştir.



Şekil 3.14. FDAM'ın iç yapısı ve alan etkili (Hall Effect) sensörlerin yerleşimi

Şekil 3.14'deki FDAM'ın alan etkili sensör konumları görülmektedir. Rotor konumlarını belirlemek için alan etkili sensör çıkışları Şekil 3.15'te gösterilmiştir. Motoru döndürmek için saat yönünde ve saat yönünün tersinde alan etkili sensörlerden gelen sinyallere göre öncelikle rotorun konumu belirlenir. Arzu edilen dönüş yönüne göre sargılara sırası ile enerji verilir.



Şekil 3.15. FDAM'ın kesit görünümü

Rotor Merkezi Kuzey Yönü Olarak	HE1 Çıkış	HE2 Çıkış	HE3 Çıkış
	1	0	0
	1	1	0
	1	1	1
	0	1	1
	0	0	1
	0	0	0

Şekil 3.16. FDAM'ın rotor yönüne göre alan etkili sensör sinyalleri

Şekil 3.16'da görüldüğü gibi FDAM'ın rotor merkezi kuzey yönü olarak düşünüldüğünde, rotor yönüne göre alan etkili sensör sinyallerinin lojik ifadeleri görülmektedir.

3.3.1 Fırçasız doğru akım motorunun kontrolü

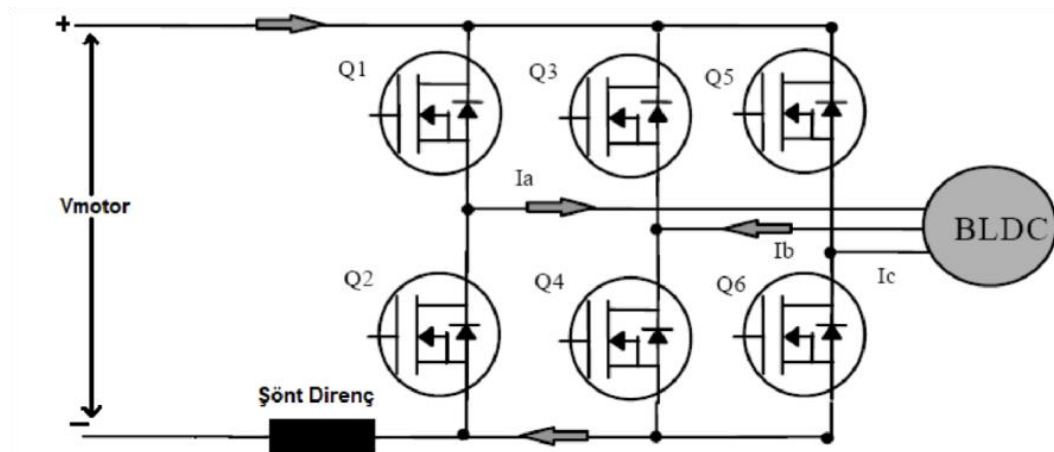
FDAM kontrolü iki bölümde incelenebilir. Birincisi 'Akım değerinin kontrolü' ikincisi ise 'Rotor - Stator akı senkronizasyonu'dur.

Bu iki çalışma durumu da üç fazlı DA-AA dönüştürücü tarafından gerçekleştirilir. Akı senkronizasyonu için, sensörlerden veya sensörsüz kontrolden bilgiler alınır, rotor konum bilgisinden faydalanılarak kontrolör sisteminde tanımlanan komütasyon tablosuna göre, tüm güç-yarıiletken anahtarlama elemanlarına uygulanması gerekli sinyaller uygulanır ve böylelikle senkronizasyon gerçekleştirilir. Üç fazlı sistemde akım değerinin ayar ve kontrolü 60 derecelik iletim aralıkları referans alınarak, altı fazlı sistemlerde akım değerinin ayar ve kontrolü 30 derecelik iletim aralıkları referans alınarak, darbe genişlik modülasyonu (PWM), histerisiz kontrol ile gerçekleştirilir. FDAM kontrol devresi rotor konumunu; sensörlü kontrolde alan etkili (hall effect) sensörlerden gelen sinyallerden veya sensörsüz tekniklerle örneğin zıt EMK sinyalinden tespit edilebilir. Çizelge 3.6'da

görüldüğü gibi komütasyon lojigi oluşturulur. Ayrıca kontrol devresi komütasyonun yanında kapalı çevrim tork, hız ve konum kontrolleri yaparak tüm servo sistemi kontrol edebilir.

Akımın azalması ve yükselmesi sonucu komütasyon sırasında moment dalgalılığı meydana gelebilir. Motor geometrisindeki uyumsuzluklar sebebi ile diş etkisi momenti, mıknatıs yay açısı, üretim hatası, endüvi reaksiyonu, doyma, demagnetizasyon, kaçak akı sebebi ile endüklenen gerilimdeki bozukluklar, histerisiz kontrol sürecindeki akım dalgalanmaları v.b. gibi sebepler de moment dalgalılığına diğer bir deyişle moment titreşimlerine yol açabilir.

FDAM “Evirici” diğer adı “DA-AA dönüştürücü” veya “İnverter” ismi ile ifade edilen devreler ile sürülür. FDAM sargılarının üç fazlı ve yıldız bağlı olduğu düşünülürse, sürücü devre aynı anda iki fazı enerjilendirecek şekilde çalışacaktır. Bunun anlamı 6 güç anahtarından aynı anda sadece iki tanesi iletimde olmalıdır. Motorun dönüşü periyodik olarak 6 anahtarlama veya komütasyon bölgesi ile sağlanır. Şekil 3.17’de görüldüğü gibi gerilim kaynağından çıkan akım Q1 anahtarı iletimdeyken a sargısına girip, b sargısından çıkmakta ve iletimde olan Q4 anahtarından akarak şönt direnç üzerinden gerilim kaynağına dönmektedir. Bu kontrol şemasına göre, tork üretimi aynı anda sadece iki sargıda oluşmaktadır. Zıt EMK’nın sıfır geçişlerinde tork üretimi olmamaktadır.



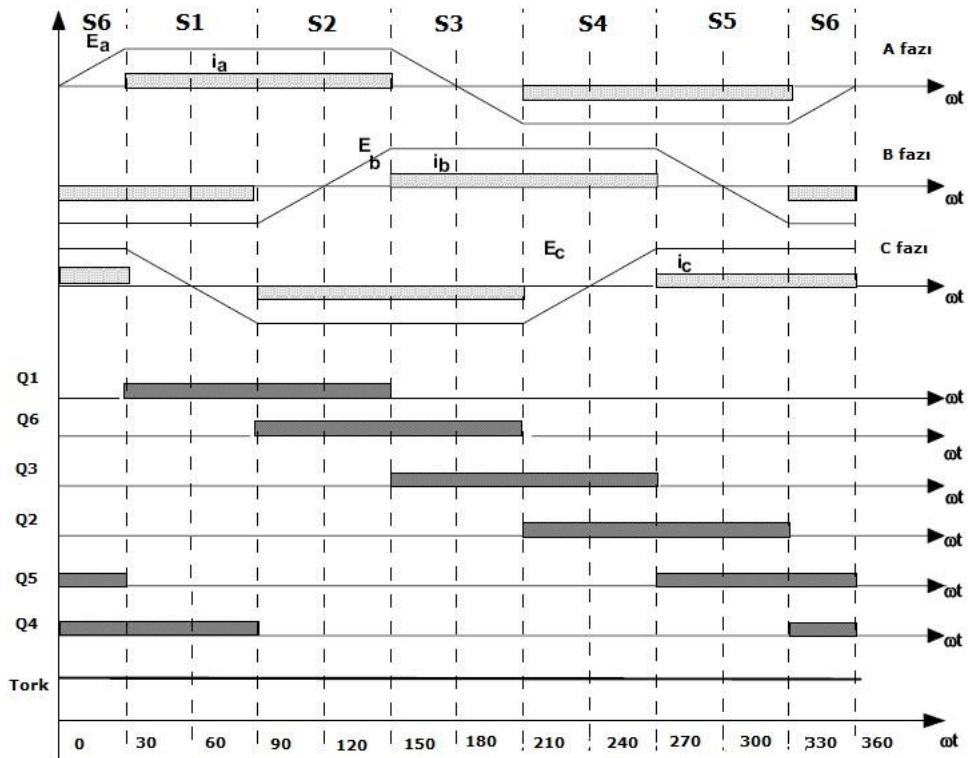
Şekil 3.17. DC-AC Dönüştürücü yapısı

Yukarıda bahsedilen bütün anahtarlama bölgeleri Çizelge 3.6’da görüldüğü gibi S1 den S6 ya kadar isimlendirilerek gösterilmiştir. Her bölgede hangi anahtarların iletimde olacağı ya da hangi anahtara PWM uygulanacağı belirtilmiştir.

Çizelge 3.6. Komutasyon tablosu

Bölge	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	Ia	Ib	Ic
S1	PWM			İletimde			+I	-I	0
S2	PWM					iletimde	+I	0	-I
S3			PWM			iletimde	0	+I	-I
S4		iletimde	PWM				-I	+I	0
S5		iletimde			PWM		-I	0	+I
S6				İletimde	PWM		0	-I	+I

Çizelge 3.6’da görüldüğü gibi aynı anda aktif olan iki anahtardan yukarı taraftaki anahtarlama yaparken diğer anahtar hep açık kalarak anahtarlama kayıpları azaltılır. Altı bölgedeki akım, zıt EMK’nın, anahtarların ve üretilen torkun dalga şekilleri evirici çalışma oranı %100 iken Şekil 3.18’de görüldüğü gibi gerçekleşmektedir. Burada FDAM’ın faz akımları, gerilimleri, anahtarlama durumları ve üretilen tork, 30’ar derecelik aralıklar ile 0^0 ’den 360^0 ’e kadar açık bir şekilde ifade edilmiştir. 0^0 ’den 360^0 ’e arasındaki süreç yarım mekanik çevrim, 0^0 ’den 720^0 arasındaki süreç ise bir mekanik çevrim olarak ifade edilmektedir. 0^0 ’den 360^0 ’e kadar olan sürece bir elektrik döngüsü denmektedir.



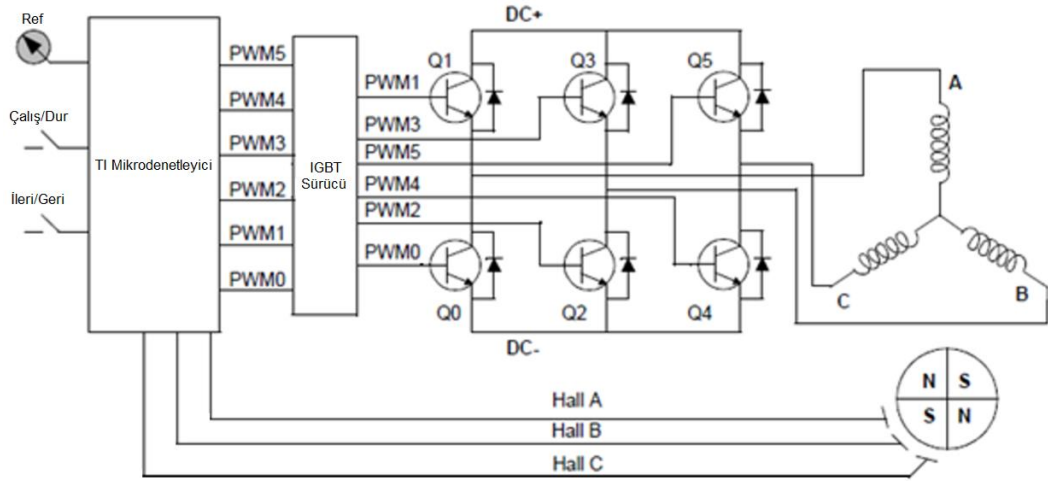
Şekil 3.18. FDAM’de faz akımları, gerilimleri, anahtarlama durumları ve üretilen tork

Endüklenen gerilimin ideal trapezoidal olduğu kabul edilip, akımların artma azalma süreleri ihmal edilmiştir.

Üç fazlı, DA-AA dönüştürücü için altı adet anahtarlama elemanı, altı fazlı DA-AA dönüştürücü için oniki adet anahtarlama elemanı kullanılır. Bu anahtarlama elemanları MOSFET, IGBT, GaN veya SiC olabilir. Bu anahtarlama elemanlarının seçimi bazı parametrelere göre belirlenir. Nominal çalışma gerilimi, minimum ve maksimum çalışma gerilim aralığı, nominal akım, minimum ve maksimum çalışma akım aralığı, nominal güç, maksimum güç, sistemin verimliliği, anahtarlama kayıp değerleri, iletim kayıp değerleri, anahtarlama frekansı aralığı, termal dayanım, termal üst alt sınırlara çıkabilme, kılıf tipi, montaj kolaylığı, güç modülünün ebatları, ağırlığı, kapladığı hacim, fiziksel yapısının hava veya sıvı soğutma işlemine uygunluğu, , vibrasyondan etkilenme durumu, hazır sürücüsünün bulunup bulunmadığı, hazır satışta olan sürücü devresinin olup olmaması, termal korumasının güç modülü içerisinde olup olmadığı, varsa sürücüsünde koruma yapısının olup olmadığı, hata (fault) bilgisi verip veremediği, kullanılacak sektöre uygunluk (otomotiv ise otomotiv standartlarına uygunluk gibi), tedarik edilebilirlik, tedarik süresi, sürdürülebilirlik-tedarik devamlılığı, marka, ürüne olan güven, fiyat, maliyet gibi parametrelere bağlı olarak seçim yapılır. Seçilen anahtarlama elemanının çalışma yapısına göre bu anahtarlama elemanını sürececek sürücü bir devre tasarlanır.

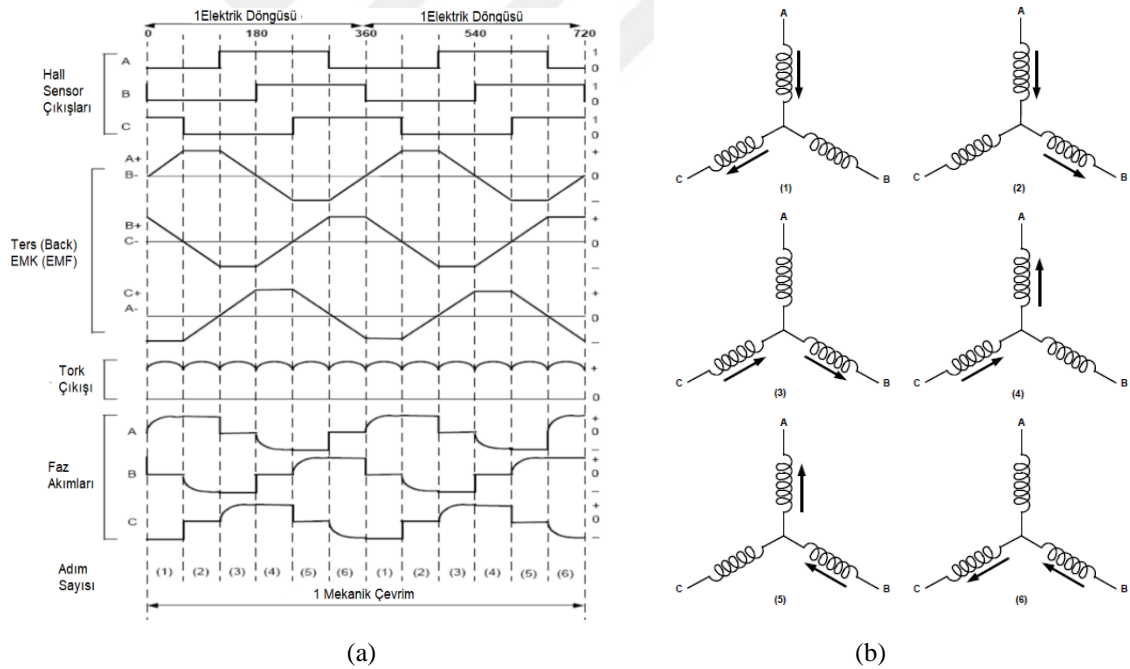
Şekil 3.19’da görüldüğü gibi, alan etkili sensörlerden alınan konum bilgisine göre sistemin PWM anahtarlama çıkışlarını verecek bir mikrodenetleyicinin seçilmesi gerekmektedir. Kontrol kartı tasarımının yapılıp, yazılımının geliştirilmesi ve bağlantıların gerçekleştirilmesi gerekmektedir.

Yukarıda güç yarıiletkeninin seçiminde olduğu gibi kontrol devresinin tasarımında kullanılacak mikrodenetleyici veya mikroişlemcinin seçimi de oldukça detay içeren bir konudur. Bu konu Bölüm 4’te “Sayısal işaret işlemcisi (dSP) seçimi” başlığı altında açıklanmıştır. Kontrol kartı tasarımında dikkat edilecek hususlar, koruma devreleri gibi konular ise Bölüm 4’te “Kontrol kartı tasarımı” başlığı altında izah edilmiştir.



Şekil 3.19. Üç faz FDAM sürücü kontrol sistemi temel bağlantı yapısı

Şekil 3.20 (a)'da alan etkili sensör çıkışları, ters elektromotor kuvvet (Ters EMK-Back-EMF) sinyalleri, faz akımları ve adımları gösterilmiştir. Şekil 3.20 (b)'de ise sargılara yapılan uyarılar, faz akımları her bir adım için gösterilmiştir.



Şekil 3.20. (a) Alan etkili (hall effect) sensör çıkışları, faz akımları ters EMK sinyalleri ve adımları
(b) Her bir adım için sargı uyarıları faz akımları

Her rotor kutup çifti için bir elektrik çevrimi tamamlanmalıdır. Saat yönünde veya saat yönünün tersinde motoru çevirmek için öncelikle alan etkili sensörlerden gelen o anki konum bilgisini okunmalıdır, Konum bilgisine göre hangi yönde döndürülmek

isteniyor ise Çizelge 3.7 ve Çizelge 3.8’de belirtilen anahtarlara PWM sinyali uygulanır ve bu tablodan ikinci verilmesi gerekli anahtarlama elemanlarının PWM’leri uygulanır.

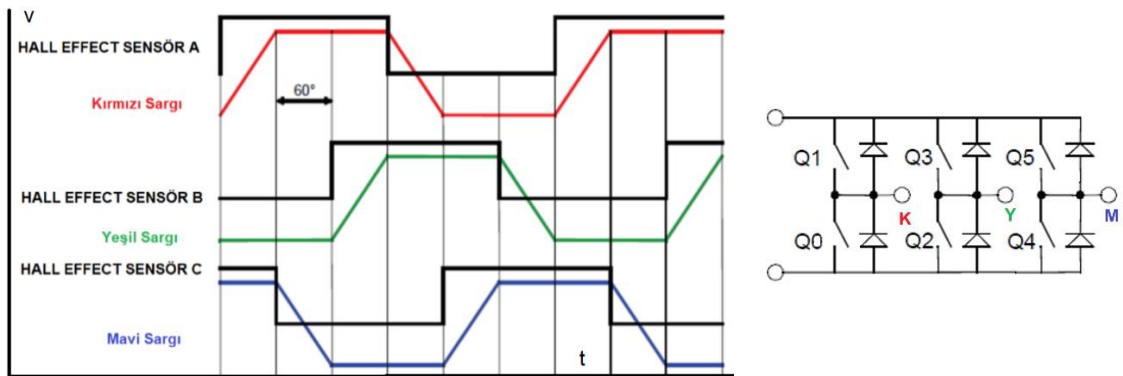
Çizelge 3.7. FDAM motoru saat yönünde döndürmek için uyartım sırası

Adımlar #	Hall Sensör Girişleri			Aktif PWM'ler		Faz Akımları		
	A	B	C			A	B	C
1	0	0	1	PWM1(Q1)	PWM4(Q4)	DC+	Off	DC-
2	0	0	0	PWM1(Q1)	PWM2(Q2)	DC+	DC-	Off
3	1	0	0	PWM5(Q5)	PWM2(Q2)	Off	DC-	DC+
4	1	1	0	PWM5(Q5)	PWM0(Q0)	DC-	Off	DC+
5	1	1	1	PWM3(Q3)	PWM0(Q0)	DC-	DC+	Off
6	0	1	1	PWM3(Q3)	PWM4(Q4)	Off	DC+	DC-

Çizelge 3.8. FDAM motoru saat yönünün tersi döndürmek için uyartım sırası

Adımlar #	Hall Sensör Girişleri			Aktif PWM'ler		Faz Akımları		
	A	B	C			A	B	C
1	0	1	1	PWM5(Q5)	PWM2(Q2)	Off	DC-	DC+
2	1	1	1	PWM1(Q1)	PWM2(Q2)	DC+	DC-	Off
3	1	1	0	PWM1(Q1)	PWM4(Q4)	DC+	Off	DC-
4	1	0	0	PWM3(Q3)	PWM4(Q4)	Off	DC+	DC-
5	0	0	0	PWM3(Q3)	PWM0(Q0)	DC-	DC+	Off
6	0	0	1	PWM5(Q5)	PWM0(Q0)	DC-	Off	DC+

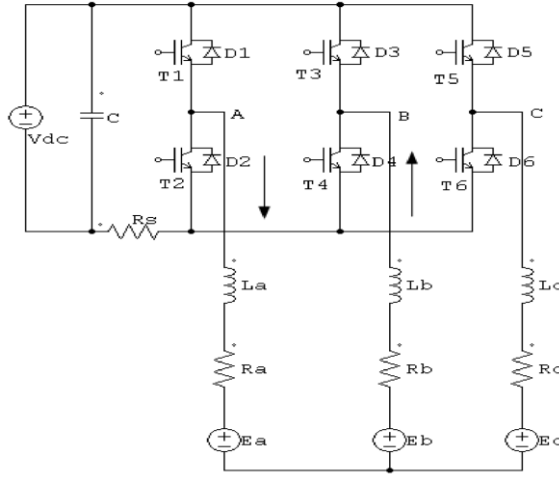
Bu döngü bu şekilde sürdürülerek motor istenen yönde çevrilmiş olur. Şekil 3.21’de görüldüğü gibi ters EMK ve alan etkili sensörlerin çıkışları arasındaki ilişki gösterilmiştir.



Şekil 3.21. BEMF ve hall sensörü çıkışları arasındaki ilişki

3.3.2 Fırçasız doğru akım motor modeli ve kontrolü

FDAM, rotora yerleştirilmiş kalıcı mıknatısların oluşturduğu manyetik alan ile sargılardan tasarlanmış stator tarafından oluşturulan manyetik alanın etkileşimi sonucu oluşan moment ile elektrik enerjisinin hareket enerjisine çevrildiği elektrik makineleridir. Moment oluşumu; fırçalı doğru akım makinalarında fırça-kollektör yapısı ile rotor üzerinden geçen akımının değiştirilmesi ile gerçekleştirilir. Burada tek yönlü düzgün bir moment üretimi elde edilir. FDAM’da ise rotorun konumu alan etkili sensörler ile tespit edilir, bu bilgiye göre statordaki sargılardan geçen akım yönlerinin güç anahtarlama elemanları ile değiştirilerek moment elde edilmiş olur. Fırça-kollektör yapısı olmadan güç yarı iletken anahtarlama elemanlarının komutasyonu ile doğru akım makinesi tasarlanmış olur. Bazı kabuller altında FDAM’ı fırçalı doğru akım motoruna benzetmek mümkündür.



Şekil 3.22. FDAM motor ve evirici devre topolojisi

Şekil 3.22’de görülen FDAM motor eşdeğer ve evirici devresinin; elektriksel kısım ele alınır, kaçak endüktanslar ihmal edilerek, v_0 yıldız noktası gerilimi olmak üzere, sistemin dinamik modeli her bir faz için Denklem (3.12)’deki gibi oluşturulur.

$$\begin{pmatrix} v_a - v_0 \\ v_b - v_0 \\ v_c - v_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} K_{ea} \\ K_{eb} \\ K_{ec} \end{pmatrix} \omega \quad (3.12)$$

Genellikle FDAM'ın yıldız noktası motorun içinde kaldığı için o noktanın gerilimi bilinemez. Bu motor sürülürken aynı anda iki faz iletimde olduğu için yıldız noktası gerilimini (v_o) yazmadan denklemler basitleştirilebilir.

Aynı anda A ve B fazının iletimde olduğu ve C fazının boşta olduğu komutasyon anı dikkate alınacak olursa, iletimde olan $T1$ anahtarından A fazına akan akım iletimde olan $T4$ anahtarına B fazı üzerinden akmaktadır. Bu anahtarlama durumunda $T1$ anahtarı PWM uygularken diğer $T4$ anahtarı hep iletimdedir. Denklem (3.13)'te görüldüğü gibi çalışma oranına göre gerilimin ortalama değeri v_{pwm} olmak üzere,

$$v_{pwm} = (L_a + L_b) \frac{di_a(t)}{dt} + (R_a + R_b)i_a(t) + (K_{ea} + K_{eb})\omega(t) \quad (3.13)$$

gibi yazılır. Evirici çalışma oranı D ($0 \leq D \leq 1$) ise, Denklem (3.14) gibi verilebilir.

$$V_{pwm} = V_{dc} \cdot D \quad (3.14)$$

Fırçasız doğru akım motorunun 3 fazının akım ve gerilimlerini ölçmek yerine, doğru akım barasının akım ve gerilimi ölçülerek maliyet azaltılabilir.

\bar{V}_{dc} doğru akım barası gerilimi, i_{dc} bara akımı, \bar{i} ortalama faz akımı ve D çalışma oranı olmak üzere, gücün dengeli olduğu kabulü altında, bara akımı ve geriliminden türetilebilir. Bu durum Denklem (3.15)'te ifade edilmiştir.

$$V_{dc} \cdot i_{dc}(t) = V_{pwm} \cdot \bar{i}(t) = V_{dc} \cdot D \cdot \bar{i}(t) \quad (3.15)$$

Ortalama akım Denklem (3.13)'te yerine yazılırsa,

$$v_{pwm} = L \cdot \frac{d\bar{i}(t)}{dt} + R \cdot \bar{i}(t) + K_e \cdot \omega(t) \quad (3.16)$$

denklemini elde edilir. Denklem (3.17), (3.18) ve (3.19)'da sırasıyla L , R ve K_e değerlerinin ifadeleri gösterilmiştir;

$$L = \frac{2}{3} (L_a + L_b + L_c) \quad (3.17)$$

$$R = \frac{2}{3} (R_a + R_b + R_c) \quad (3.18)$$

$$Ke = \frac{2}{3} (Kea + Keb + Kec) \quad (3.19)$$

Denklem (3.20)'de görüldüğü gibi, mekanik modelde ise üretilen moment, K_T makinenin moment katsayısı ve $i(t)$ ortalama akımına bağlıdır.

$$T_m = K_T \cdot \bar{i}(t) \quad (3.20)$$

Yük tarafından bakılarak elde edilen moment denklemi Denklem (3.21)'de görüldüğü gibi yazılabilir,

$$T_m = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + B \cdot \omega + T_L \quad (3.21)$$

Bir fırçasız doğru akım motoru (FDAM) modeli belirli kabuller altında fırçalı doğru akım motoru modeline benzetilebilir. FDAM'ın efektif olarak moment ve hız kontrolünde, doğru akım motorunun denklemlerine benzeyen moment ve EMK eşitlikleri esas alınmaktadır. FDAM kontrolü motor fazları için doğru akımların üretilmesinden ibarettir. V_1, V_2, V_3 faz gerilimleri, i_1, i_2, i_3 faz akımları, L faz endüktansı, R faz direnci, L_s öz endüktans, L_m karşılıklı endüktans olmak üzere, Denklem (3.22)'de FDAM'ın akım denklemi matrisel formda ifade edilmektedir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ i_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ i_3(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_1(t) \\ e_2(t) \\ e_3(t) \end{bmatrix} \right\} \quad (3.22)$$

$$(L = L_s - L_m)$$

Denklem (3.23)'te ise gerilim denklemi görülmektedir.

$$V = R \cdot i + L \frac{di}{dt} + e \quad (3.23)$$

E Endüklenen gerilim, M_e endüklenen elektriksel moment, M_L yük moment, θ_r açısal konum, ω_r açısal hız, θ_e elektriksel uzaydaki açı'nın ifadesi olmak üzere, analitik olarak, bir fırçasız doğru akım motorunda üretilen moment Denklem (3.24)'deki gibidir.

$$M_e = \frac{1}{\omega_r} (e_1(\theta_e)i_1 + e_2(\theta_e)i_2 + e_3(\theta_e)i_3) \quad (3.24)$$

l rotor uzunluğu, r rotor yarıçapı, B_m sürekli mıknatısın manyetik akı yoğunluğu, θ rotor pozisyonu olmak üzere; Denklem (3.25)'te sargıda endüklenen hareket gerilimi gösterilmiştir.

$$e = 2 \cdot B_m \cdot l \cdot r \cdot \omega_r \quad (3.25)$$

N faz sargılarındaki toplam sarım sayısı olmak üzere, Stator konsantrik sargısındaki toplam endüklenen elektromotor kuvvet Denklem (3.26)'da ifade edilmiştir.

$$E = 2 \cdot N \cdot B_m \cdot l \cdot r \cdot \omega_r \quad (3.26)$$

Burada p motor kutup sayısı, θ_r geometrik uzaydaki açı olmak üzere, Denklem (3.27)'de θ_e elektriksel uzaydaki açı'nın ifadesi gösterilmiştir.

$$\theta_e = p\theta_r \quad (3.27)$$

J eylemsizlik katsayısı, atalet momenti, B sürtünme katsayısı, T_L yük moment, T_e motordaki moment olmak üzere Denklem (3.28) ve (3.29)'da ω_r geometrik açısal hız denklemini ifade edilmiştir.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \{T_e - B\omega_r - T_L\} \quad (3.28)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (3.29)$$

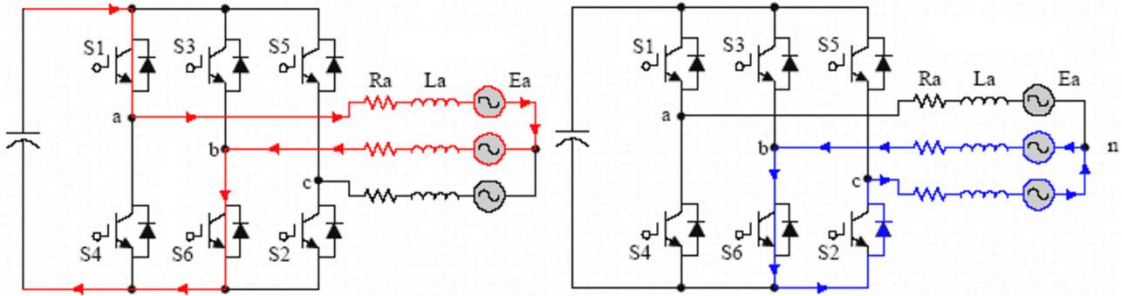
Motorun “**Durum Uzay Modeli**” incelenecek olursa; FDAM' nin durum uzay modeli daha sonra oluşturulan simulasyon modellerine temel teşkil etmiştir.

FDAM sistem modeli üç fazın akım ve motor hızı durum değişkenleri olmak üzere çıkış büyüklüğü durum değişkenleri kaynak cinsinden ifade edilirken yapı dördüncü derecedendir. Genel devre analizi teorisinden faydalanılarak her bir konum için rotor konumuna bağlı, diferansiyel denklemler elde edilmiştir. Elektrik motoru, elektrik motor sürücüsü güç devresinin durum uzayı modeli oluşturulmuştur. Burada rotorun her bir konumuna bağımlı iletim ve komutasyon diferansiyel denklemleri elde edilmiştir.

Çizelge 3.9’da görüldüğü gibi bir elektriksel çevrim süresince sistem, iletim eşdeğer devresi, altı adımlı komutasyon elde edilerek FDAM’da 120^0 iletim şartı nedeni ile fazlardan ikisi iletimde olurken, komutasyon aralığında her fazda akım geçmektedir. Şekil 3.23’te görüldüğü gibi komutasyon durumuna göre faz akımı kesime giden anahtarlama elemanının emetör-kollektörüne ters yönde bağlı koruma diyotu üzerinden devresini tamamlar.

Çizelge 3.9. Rotor konumu bağlı iletimdeki güç anahtar çifti

Rotor Konumu	İletimdeki Anahtar Çifti
$\frac{\pi}{6} < \theta_r < \frac{\pi}{2}$	S1-S6
$\frac{\pi}{2} < \theta_r < \frac{5\pi}{6}$	S1-S2
$\frac{5\pi}{6} < \theta_r < \frac{7\pi}{6}$	S3-S2
$\frac{7\pi}{6} < \theta_r < \frac{3\pi}{2}$	S3-S4
$\frac{3\pi}{2} < \theta_r < \frac{11\pi}{6}$	S5-S4
$\frac{11\pi}{6} < \theta_r < \frac{\pi}{6}$	S5-S6



Şekil 3.23. FDAM durum uzay modeli devre şemaları

Şekil 3.23’te görüldüğü gibi S5-S6 besleme adımından, S1-S6 adımına geçişteki matematik modelin oluşturulmasına ilişkin denklemler, i_a , i_b , i_c faz akımları, L faz endüktansı, R faz direnci, L endüktans, M moment, E_a , E_b , E_c faz üzerinde endüklenen gerilimler olmak üzere yazılacak olursa:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.30)$$

$$0 = Ri_c + (L + M) \frac{di_c}{dt} + E_c - E_b - Ri_b - (L + M) \frac{di_b}{dt} \quad (3.31)$$

$$V_d = Ri_a + (L + M) \frac{di_a}{dt} + E_a - E_b - Ri_b - (L + M) \frac{di_b}{dt} \quad (3.32)$$

ifadeleri elde edilir. Komutasyon süresi boyunca Denklem (3.30), (3.31) ve (3.32) işlevdedir.

S1-S6 yarı iletken anahtarları iletimdeyken C fazından akım geçmez ve Denklem (3.33) numaralı eşitlik gerçekleşir. Bu durumda i_a ve i_b 'nin yeni değerlerine göre Denklem (3.34)'deki eşitlik elde edilir.

$$i_a + i_b = 0 \quad (3.33)$$

$$V_d = Ri_a + (L + M) \frac{di_a}{dt} + E_a - E_b - Ri_b - (L + M) \frac{di_b}{dt} \quad (3.34)$$

İletim süresi boyunca Denklem (3.33) ve Denklem (3.34) işlevdedir. Sistemin tüm besleme adımları için mekanik kısma ilişkin diferansiyel denklemlerin yazılması ile mekanik model Denklem (3.35), Denklem (3.36) ve Denklem (3.37) görüldüğü gibi tamamlanmıştır. Tüm matematiksel ifadelerde denklemlerde kullanılan sembollerin anlamları Çizelge 3.10'da gösterilmiştir.

$$M_m - M_y = j \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (3.35)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{(J_m + J_y)} [M_m - M_y - (B_m + B_y)\omega] \quad (3.36)$$

$$M_m(t) = k_a i_a + k_b i_b + k_c i_c \quad (3.37)$$

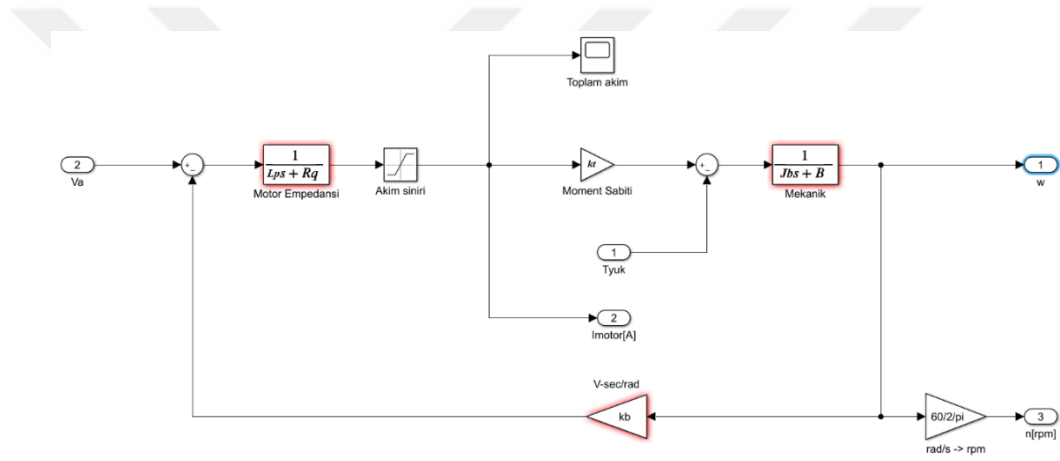
Çizelge 3.10. Motor parametreleri

Parametre Tanımlamaları	
V_d	Uygulanan Faz Gerilimi
E	Ters EMF
i	Faz Akımı
R	Faz Direnci
L	Endüktans
ω	Açısal hız
B	Viskoz sürtünme sabiti
J	Eylemsizlik Momenti
T_y	Yük Torku
M	Çıkış Torku

Yukarıdaki denklemlerde kullanılan eşdeğer J ve B değerleri $J = J_m + J_y$ and $B = B_m + B_y$ eşitlikleri ile ifade edilir.

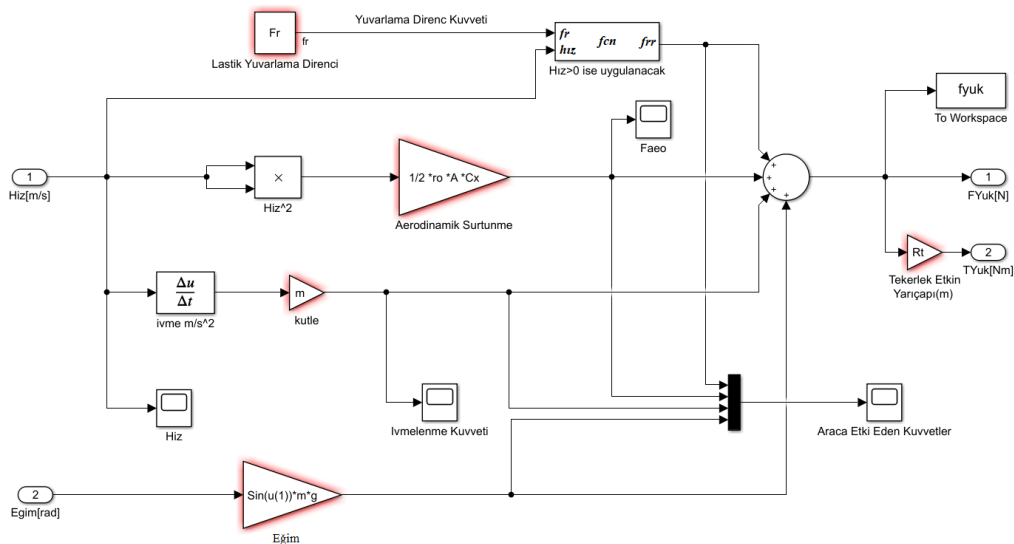
Durum uzayı modelinin tüm sisteme ait tamamlanması her besleme adımı için her faz sargısında endüklenen gerilimlerin analitik bağıntılarının tanımlanması ile gerçekleştirilmiştir.

FDAM Simulink modelinin ayrıntılı blok diyagramı Şekil 3.24'te görüldüğü gibidir. Burada motor empedans bloğunun çıkışı, motor akımının, nominal akımdan en fazla 1.5 kat kadar fazla olmasına müsaade edilmiş ve sınırlandırma yapılmıştır. Doğru akım kaynağının verebileceği maksimum akım ya da sürücü devredeki akım sınırı modellenmiştir.



Şekil 3.24. FDAM simulink modeli

Şekil 3.25'te görülen Simulink bloğunda, araca etkiyen tüm kuvvetler ve motor miline etkiyen yük momenti modellenmiştir. Burada lastik yuvarlanma direnci sabit kuvvet olduğu için bir sabit (Constant) bloğu ile gösterilmiştir. f_{cn} , araç hızı sıfırdan büyük olduğunda çıkış verecek bir fonksiyon bloğudur. Burada, Aerodinamik sürtünme, aracın kütlesi, aracın bulunduğu yolun eğimi, lastik yuvarlanma direnci, tekerlek çapı ve istenilen referans hız bilgisi gibi tüm parametreler yük modelinde hesaplamalara katılmıştır.



Şekil 3.25. Yük modeli

Araç modellemesi sonucunda, 75kW'lık bir tahrik gücünün gerekliliği model üzerindeki parametreler değiştirilerek optimize edilmiş ve bu gücü verebilecek FDAM tespit edilerek parametreleri belirlenmiştir.

FDAM uygulamalarında kontrol amaçlı birçok farklı teknik kullanılmakta ve geliştirilmektedir. Ancak endüstride en yaygın olarak kullanılanları PID tipi kontrolörler ve türevleridir. Bu bölümde referans alınan aracın fırçasız doğru akım motoruna hız ve tork kontrolörleri tasarlanacaktır. FDAM ve güç sistemi parametreleri Çizelge 3.11'de görülmektedir.

Çizelge 3.11. FDAM ve güç sistemi parametreleri

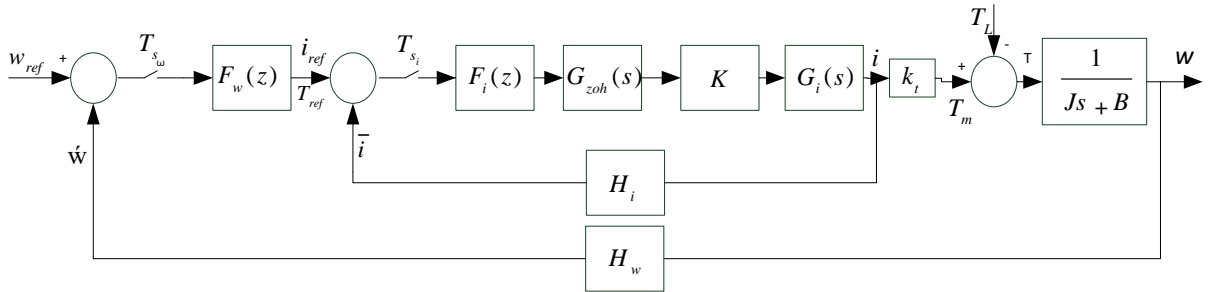
Parametre Adı	Değer	Birim	Açıklama
V_Bara	375,0	Volt	Bara Gerilimi
Lq	0,6	mH	İki Faz Endüktansı
Rq	0.1634	Ohm	İki Faz Direnci
Kt	1,55	Nm/A	Moment Sabiti
Kb	1,55	Volt.s/rad	Zıt EMK Sabiti
Jm	0,341	kg.m ²	Motor Eylemsizlik Momenti
In	200	A	Nominal Akım
Pn	75	kW	Motor Gücü

3.3.3 Fırçasız doğru akım motorunun hız ve tork kontrolü

İçten yanmalı motorlu araçlarda olduğu gibi, gaz pedalı oluşturulan servo sisteme tork referansı uygulanır. Bunun yanında bazı durumlarda sabit hızla gidilmek istenebilir. Bu durumda tork kontrol sistemine kaskat yapıda bir hız kontrol sistemi devreye alınmalıdır.

Hız kontrolü yapılacak bir fırçasız doğru akım motorunun kontrol yapısı Şekil 3.26'daki gibi kaskat tork ve hız kontrolöleriyle oluşturulabilir. Şekil 3.26'daki blok diyagrama göre dışarıdan girilen referans hız w_{ref} ile o anki hız \dot{w} değerinin farkı hız hatasını oluşturmakta ve hız kontrolörüne uygulanmaktadır. Hız kontrolörün çıkışı F_w kontrolörüne bağlı olup içindeki çevrim i_{ref} akım veya T_{ref} tork referansıdır. Bu değerden o anki i akım değerinin çıkarılması ile oluşan akım hatası da akım/tork kontrolörüne girer. Bu kontrolör çıkışında oluşan kontrol gerilimi motor gerilim referansı olacaktır. Bu referans belli bir çalışma oranına karşılık gelmekte ve güç elektroniği devresindeki anahtarlama elemanlarının gerilim seviyesini dolayısıyla motora uygulanan gerilimini belirlemektedir. Uygulanan gerilime karşı okunan akım verisi H_i akım geribeslemesi olurken, en dıştaki hız verisi H_w 'de hız kontrolöründeki hız geribesleme sinyalini oluşturur. Kullanılacak kontrol yapılarına göre referans sinyal ve geribesleme sinyali ölçeklendirilebilir. Aynı şekilde çıkan kontrol işaretleri de istenen değere dönüştürülebilir.

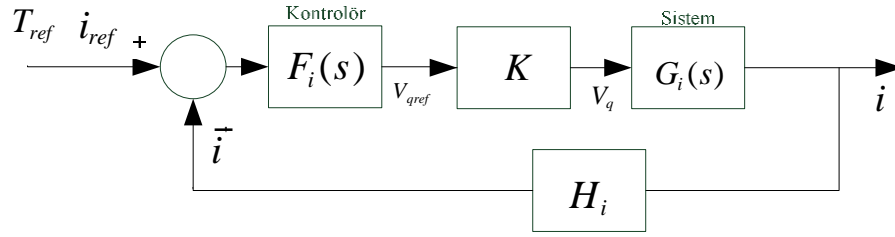
Şekil 3.26'da görülen kontrol blok yapısında içteki tork/akım kontrol çevriminden başlanarak tasarım yapılmıştır. Bu kontrol sistemi tasarlandıktan sonra kaskat yapıdaki hız kontrolörü tasarlanmıştır.



Şekil 3.26. Kaskat hız ve tork kontrolü yapısı blok diyagramı

3.3.3.1 Tork kontrolü

Şekil 3.26'da görülen kontrol blok yapısında iç akım çevrimi Şekil 3.27'de görüldüğü gibidir. Motor transfer fonksiyonunda giriş gerilim, çıkış ise akım olacak şekilde düzenlenmiştir. Tasarlanacak kontrolör DSP gibi sayısal bir kontrolörde gerçekleştirileceği için ya sürekli zamanda tasarlanan kontrolör uygun bir örnekleme periyodu ile ayrıklaştırılmalı ya da doğrudan dijital tasarım yapılarak fark denklemleri ile programlanmalıdır.



Şekil 3.27. İç akım-tork kontrolör yapısı

Transfer fonksiyonu:

Armatür gerilimi şiriş ve armatür akımı çıkış olarak ele alındığında, elde edilen transfer fonksiyonu Denklem (3.38)'de ifade edilmiştir.

$$G_i(s) = \frac{I_q(s)}{V_q(s)} = \frac{J \cdot s + B}{L_q \cdot J \cdot s^2 + (R_q \cdot J + B \cdot L_q) \cdot s + B \cdot R_q + k_t \cdot k_b} \quad (3.38)$$

Güç elektroniği devresinin yeterince hızlı olduğu kabul edilerek Denklem (3.39)'da ki gibi bir kazanç bloğu düşünülebilir.

$$K = V_{qn} / V_{qref_max} \quad (3.39)$$

Blok diyagramda geri besleme yolu üzerinde görülen H bloğuna ait eşitlik Denklem (3.40)'da verilmiştir. H bloğu işareti ölçekleme bloğudur. Bu blok çıkış akımını belli bir değer aralığına getirerek geri besleme işaretini ölçeklendirir.

$$H_i = 1 / I_{max} \quad (3.40)$$

Tasarımda açık çevrim transfer fonksiyonu $K \cdot G_i(s) \cdot H_i$ olan sistem ele alınmıştır. $V_{qref_max}=1$, $V_{qn}=V_{Bara}$ dir. Bara gerilimi bu araç için 375V, $I_{nom}=200A$ ve $I_{max}=300A$ dir.

Örnekleme frekansı seçimi:

Kullanılan donanımın yeterli olması durumunda örnekleme frekansı seçilirken açık çevrim sistemde Bode diyagramı; genliğin $-40 [dB/dec]$ düştüğü frekans w_c , örnekleme frekansı w_s olmak üzere, örnekleme teoremine göre,

$$w_s \geq 2 \cdot w_c \quad (3.41)$$

denklem (3.41)'deki gibi olmalıdır. Bu durumda örnekleme frekansı f_s denklem (3.42)'de ifade edilmiştir. Örnekleme frekansı, Denklem (3.42), (3.43) ve (3.44)'de ifade edildiği gibi seçilmelidir.

$$2\pi f_s \geq 2w_c \quad (3.42)$$

$$f_s \geq \frac{w_c}{\pi} \quad (3.43)$$

$$\frac{1}{f_s} = T_s \leq \frac{\pi}{w_c} \quad (3.44)$$

Ancak özellikle tork kontrolü gibi dinamiği hızlı sistemlerde bu seçilecek örnekleme periyodu kullanılan mikrokontrolör ya da DSP için uygulanabilir olmayabilir. Bu durumda örnekleme frekansı w_s 'nin sistem bant genişliğinin (genliğin 3 db/dec azaldığı frekansın) en az 10 katı alınabilir. Elde edilen örnekleme frekansına göre ayrıklaştırılan sistemin basamak yanıtı ile sürekli zamanlı sistemin basamak yanıtı karşılaştırılarak örneklemenin yeterli olup olmadığı denetlenebilir.

Şekil 3.28'de görüldüğü gibi $K.G_1(s)$ sisteminin Çizelge 3.2'de verilen araç parametreleri kullanılarak oluşturulan açık çevrim transfer fonksiyonunun Bode diyagramı görülmektedir. Sistem için $w_c = 2.76 \cdot 10^4$ rad/s, bant genişliği, $BW = 234$ rad/s dir. Bu durumda örnekleme frekansı Denklem (3.45)'te görüldüğü gibi yazılabilir.

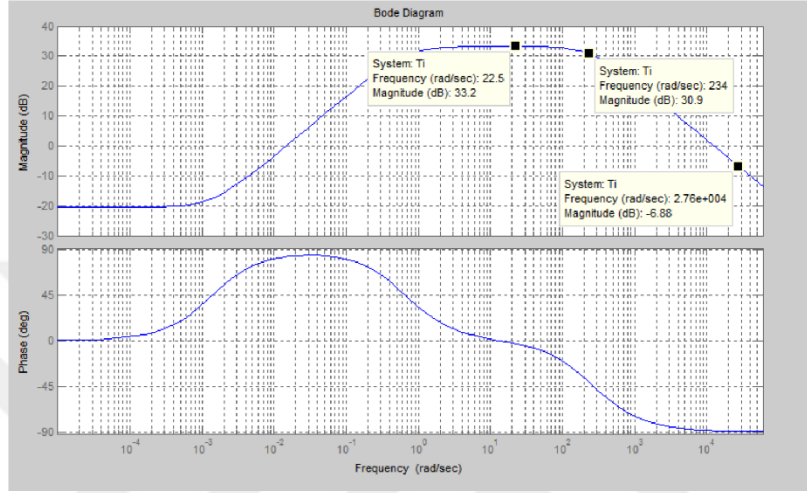
$$f_s \geq \frac{2.76 \cdot 10^4}{\pi} = 8.78 \cdot 10^3 \text{ Hz} \quad (3.45)$$

Bu da yaklaşık $113 \mu s$ 'lik örnekleme periyoduna karşılık gelir. Bulunan değer pek uygulanabilir olmadığı için, bant genişliğinin 40 katından yola çıkarak ($BW = 234$ rad/s),

$$2\pi f_s \geq 40 \cdot BW \quad (3.46)$$

$$f_s \geq \frac{234.20}{\pi} = 1.49 \text{kHz} \quad (3.47)$$

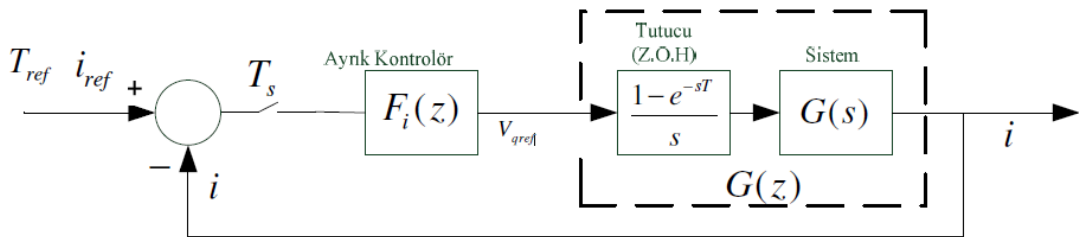
elde edilir. Denklem (3.46) ve Denklem (3.47)'de değerler yerine konduğunda örnekleme frekansı 1.49 kHz hesaplanır. Buna göre örnekleme frekansı 1.5 kHz'den büyük seçilmelidir.



Şekil 3.28. $K \cdot G_1(s) \cdot H(s)$ sisteminin Bode diyagramı

Sistemin ayrık transfer fonksiyonu:

Tork kontrolüne ilişkin iç çevrim, $G(s) = K \cdot G_i(s) \cdot H_i$ olmak üzere, sistemin ayrık kontrolör ve sıfıncı mertebe tutucu ile birlikte blok diyagramı Şekil 3.29'daki gibidir.



Şekil 3.29. Ayrık kontrolörlü tork kontrol sisteminin blok diyagramı

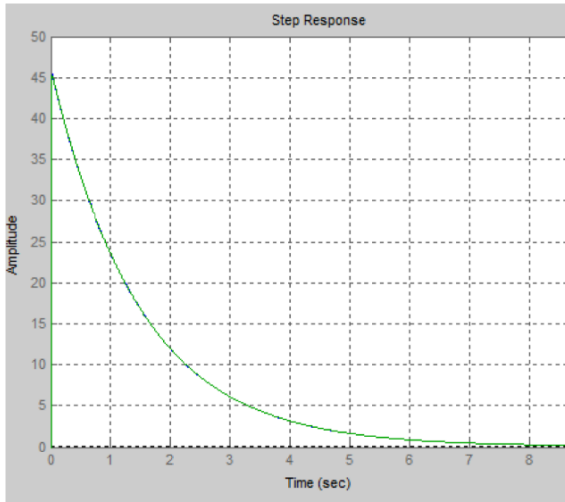
Denklem (3.48) ve Denklem (3.49)'da ayrık kontrollü tork kontrol sisteminin ifadeleri yazılmıştır. Örnekleme frekansı 2kHz ($T_s=500\mu s$) seçilip MATLAB "c2d" komutu kullanılarak sistem ayrıklaştırılırsa Denklem (3.50) elde edilir.

$$G(s) = K \cdot G_i(s) \cdot H_i \quad (3.48)$$

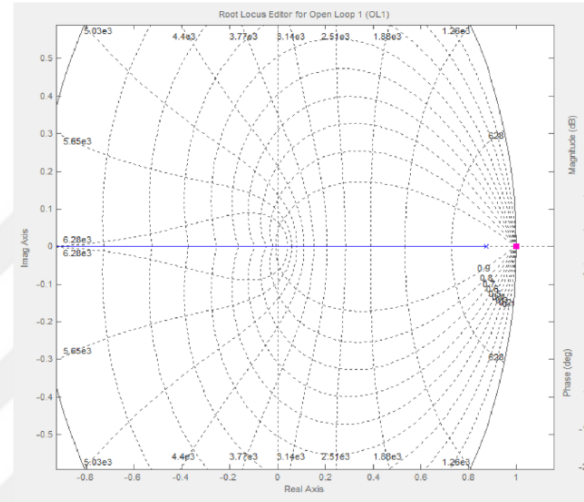
$$G(z) = Z\{G(s)\} = Z\{G_{zoh}(s) \cdot K \cdot G_i(s) \cdot H_i\} \quad (3.49)$$

$$G(z) = \frac{5.843(z-0.9999)}{z^2-1.873z+0.8727} \quad (3.50)$$

Ayrık ve sürekli zamanlı sistemin basamak yanıtları Şekil 3.30’da görüldüğü gibi üst üste çakıştırılıp incelendiğinde ayrık sistem cevabının sürekli sistemi izlediği görülür. Şekil 3.31’de ise tork kontrolüne ilişkin ayrık sistemin kök eğrisi görülmektedir.



Şekil 3.30. Tork kontrolüne ilişkin ayrık ve sürekli sistemlerin çakışık basamak yanıtları



Şekil 3.31. Tork kontrolüne ilişkin ayrık zaman sistemin kök-yer eğrisi

Doğrudan sayısal kontrolör tasarımı:

Sistemin, ileri yoldaki bozucu etkiler karşısında sürekli durum hatasını yok etmek için PI yapıda bir kontrolör kullanılabilir. Denklem (3.51)’de sürekli PI kontrol yapısının matematiksel ifadesi görülmektedir. Denklem (3.52)’de ise geriye doğru fark alma yöntemine göre elde edilen ayrık zaman PI denetleyici yapısının matematiksel ifadesi görülmektedir.

$$F_{PI}(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (3.51)$$

$$F_{PI}(z) = K_p + K_I \frac{Tz}{z-1} = \frac{z(K_p + K_I T) - K_p}{z-1} \quad (3.52)$$

Denklem (3.53)’te sistemin elde edilen ayrık zaman transfer fonksiyonu ifade edilmiştir.

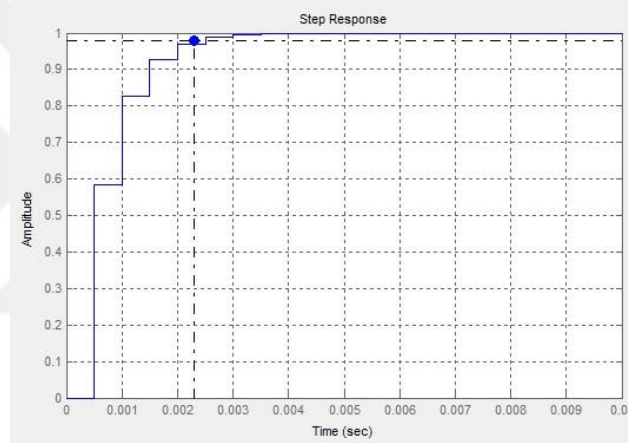
$$G(z) = \frac{5.843(z-0.9999)}{z^2-1.873z+0.8727} = \frac{5.843(z-0.9999)}{(z-0.9997)(z-0.873)} \quad (3.53)$$

Kutup sıfır atama ile MATLAB/SISOtool ortamında yapılan tasarıma göre tasarlanan ayrık zaman PI kontrolör eşitlikleri Denklem (3.54)'de görülmektedir.

$$F(z) = 0.1 \frac{z^{-0.873}}{z-1} \quad (3.54)$$

PI kontrolör eşitliğine göre K_p ve K_I parametreleri $K_p = 0.0873$ $K_I = 0.0127$ elde edilir.

Kontrolörün eklediği sıfır ile yavaş olan kutup ($z=0.9997$) götürülürse, sistemin $z=1$ 'e çok yakın sıfırı nedeniyle sürekli hal hatası oluşabilir. Tasarlanan kontrolör ile sistemin basamak yanıtı Şekil 3.32'de görüldüğü gibi olmaktadır.



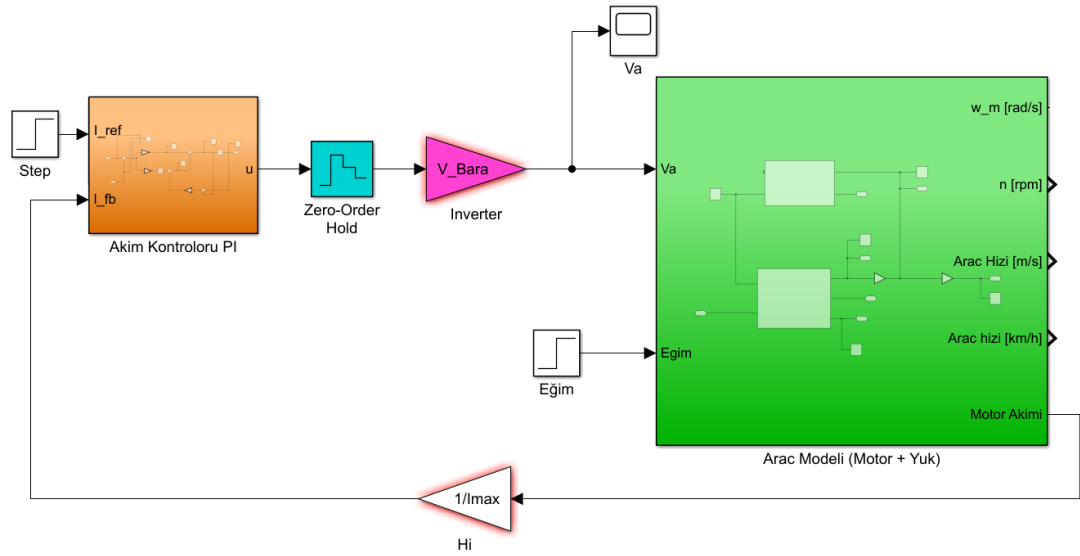
Şekil 3.32. Akım kontrolörlü sistemin basamak yanıtı

Araç modeli basamak cevabı:

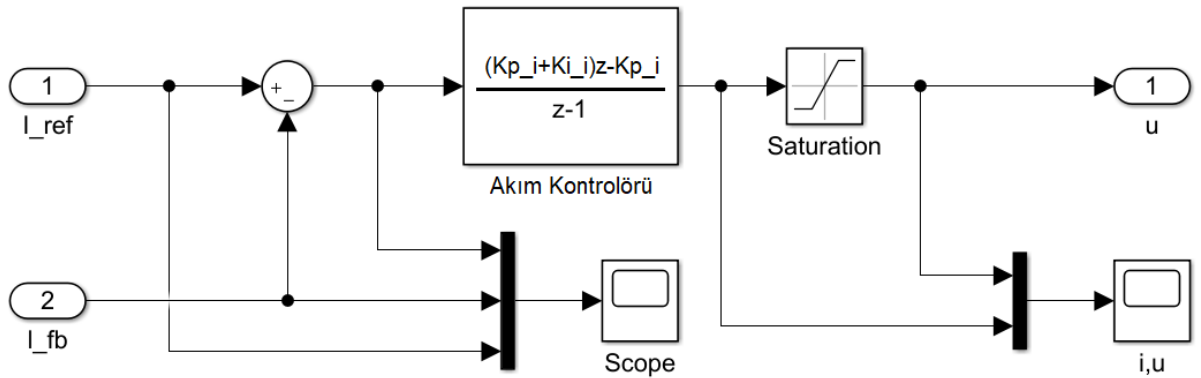
Araç modeli, Şekil 3.33'te görüldüğü gibi tork veya akım kontrolüne göre düzenlenmiştir. Bunun için elektrik motorundan gelen akım geri besleme olarak kullanılmakta ve referans akım ile kıyaslanacak hata işareti hesaplanmaktadır. Hata ayrık denetleyiciye giriş olarak uygulanmaktadır. Sıfıncı mertebeden tutucu ile denetleyici çıkışındaki ayrık işaret sürekli işarete dönüştürülerek sisteme uygulanmıştır.

“Akım Kontrolörü” bloğunda sürekli zamanlı referans işaretinden sürekli zamanlı sistemden gelen geri besleme işareti çıkarılarak sürekli zamanlı hata işareti elde edilmekte, daha sonra bu hata işareti istenen örnekleme zamanında ayrık hata işaretine dönüştürülmektedir. Gerçekte bu ayrıklaştırma işlemi kullanılan mikroişlemci ya da mikrodenetleyicinin Analog-Dijital çevirici modülü ve örnekleme kesmesi ile yapılır.

Akım kontrolörü bloğunda, gelen geri besleme işareti ölçeklendirilip denetleyiciye girilmelidir. Ölçeklendirme için H geri besleme kazanç bloğu ifade edilmiştir. H kazanç bloğunda akım maksimum değerinde iken geri besleme işaretinin 1 olması sağlanmıştır. Ayrık akım denetleyici bloğu iç yapısı Şekil 3.34'te görülmektedir.



Şekil 3.33. Akım kontrolörü araç modeli

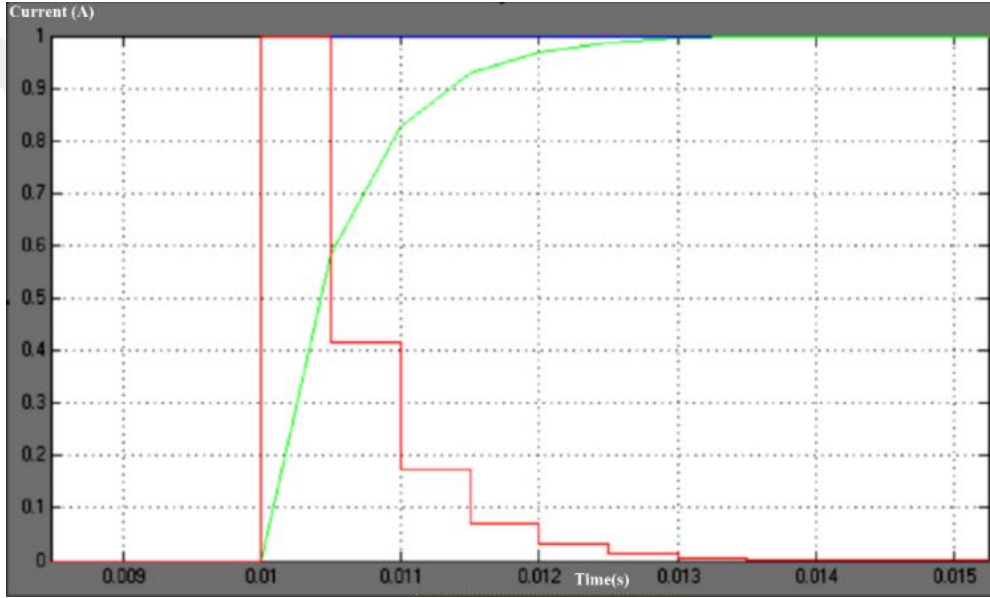


Şekil 3.34. Ayrık akım kontrolör bloğu iç yapısı

Tüm araç sisteminin akım kontrollü kapalı çevrim basamak yanıtı Şekil 3.35'te görüldüğü gibidir. Şekil 3.35'te mavi renkli işaret referans akımını, yeşil renkli işaret çıkış akımını ve kırmızı renkli işaret de ayrık hata işaretini temsil etmektedir.

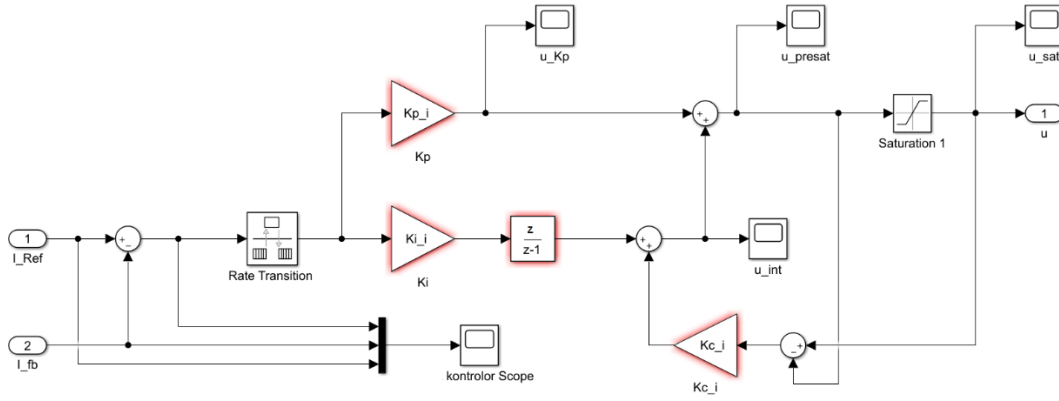
Akım kontrol sisteminde özellikle yüksek akım referanslarında motora, karşı moment uygulanmaz ise sürekli hal hatası oluşabilir. Bu durum araç hızı maksimum değerine ulaştıktan sonra ivme sıfıra çok yaklaştığında görülebilir. Araç ivmelenmediği

için motor miline uygulanan moment azalacak dolayısıyla motor daha az akım çekecektir. Ancak kontrolör motorun girilen referansa oturması için kontrol işaretini arttıracaktır. Kontrolör PI yapıda olduğu için artan hatanın sürekli integralini alacak ve kontrol işareti de giderek artacaktır. Bu artışı önlemek için kontrol işaretine sınırlandırma yapılmıştır. Bu işlem için; sınırlandırılmış kontrol işareti, sınırlandırılmamış kontrol işaretinden çıkarılıp uygun bir katsayı ile çarpılarak integral teriminden gelen kontrol işareti ile toplanmıştır. Böylece kontrol işaretinin artışında integratörün oluşturduğu etki kontrol işaretini azaltarak kontrol işaretinin belli bir değerin üzerine çıkması engellenmiş veya sınırlandırılmış olacaktır.



Şekil 3.35. Akım kontrolörlü tüm araç modelinin basamak yanıtı

Sınırlandırılmış PI kontrolör yapısı Şekil 3.36'daki gibi oluşturulabilir. Bu yapıda sınırlandırma elemanının girişi ile çıkışı arasındaki işaret aynı ise, diğer bir deyişle kontrol işaretinde aşırı bir artış yoksa bu iki işaret arasındaki fark sıfır olacak ve kontrolör davranışında herhangi bir değişiklik olmayacaktır.



Şekil 3.36. Sınırlandırılmış PI kontrolör yapısı

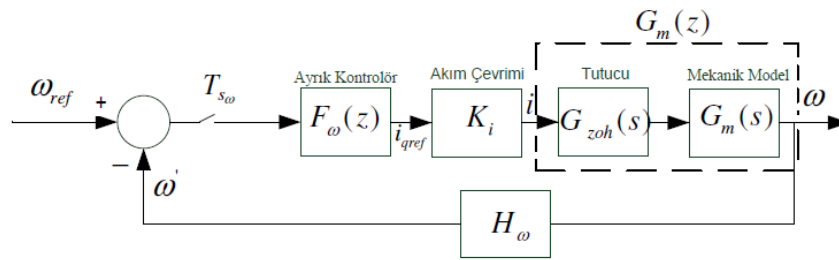
3.3.3.2 Hız kontrolü

Araçlarda sabit hızla gitmek enerji verimliliği açısından önemlidir. Bir aracın ivmelenirken harcadığı enerji sabit hızla giden bir araca göre çok daha fazladır. Araçlarda sabit hızla gitmeyi sağlayan çeşitli hız sabitleme (cruise control) sistemleri aracı gaz pedalı ile girilen referans hızda sürüşü sağlayarak enerji tasarrufu sağlar. Bu yapı içten yanmalı motorlu araçlarda olduğu gibi, elektrikli araçlarda da sisteme tork referansı verir.

Kaskat yapıdaki hız kontrolörü aracın istenen referans hızda gitmesi için oluşturduğu tork referansını akım kontrolörüne gönderir.

Transfer fonksiyonu:

Akım kontrol çevrimi, hız çevrimine göre çok daha hızlı olduğu için, içteki akım çevrimini istenen referans akımı motora uygulayacak bir katsayı bloğu gibi alıp model basitleştirilebilir. Basitleştirilen sistem modeli Şekil 3.37'deki gibi tasarlanmıştır.



Şekil 3.37. Hız kontrol sistemi basitleştirilmiş blok diyagramı

Hız kontrol blok diyagramında, hız kontrolörü akım çevrimine referans olarak maksimum kontrol işareti gönderdiğinde K_i bloğu sisteme belirlenen bir akım değerini göndermelidir. Örneğin, referans akım bir olduğunda sisteme Denklem (3.55)'de görüldüğü gibi nominal akım (200 A) göndermek istenirse hız kontrolörü çıkışı nominal akım değeriyle çarpılabilir.

$$K_i = i_n = 200 \quad (3.55)$$

Motor miline indirgenmiş parametrelerden elde edilen mekanik model Denklem (3.56)'daki gibidir.

$$G_m(s) = \frac{k_t}{Js + B} \quad (3.56)$$

Burada J motor miline indirgenmiş toplam eylemsizlik ve B ise toplam viskoz sürtünmelerdir. Ölçekleme bloğu da hız geri beslemesini ölçeklendirerek kontrolöre göndermektedir. Bu yapıda, referans ve geri besleme işaretlerinin 0 ile 1 arasında değişmesi istendiği için hız bilgisi, nominal hız değerine bölünerek ölçeklenmiş işaret olarak elde edilir. Ölçekleme işlemi Denklem (3.57)'de görüldüğü gibi ifade edilmiştir.

$$H_\omega = \frac{1}{\omega_N} = \frac{1}{94.77} \quad (3.57)$$

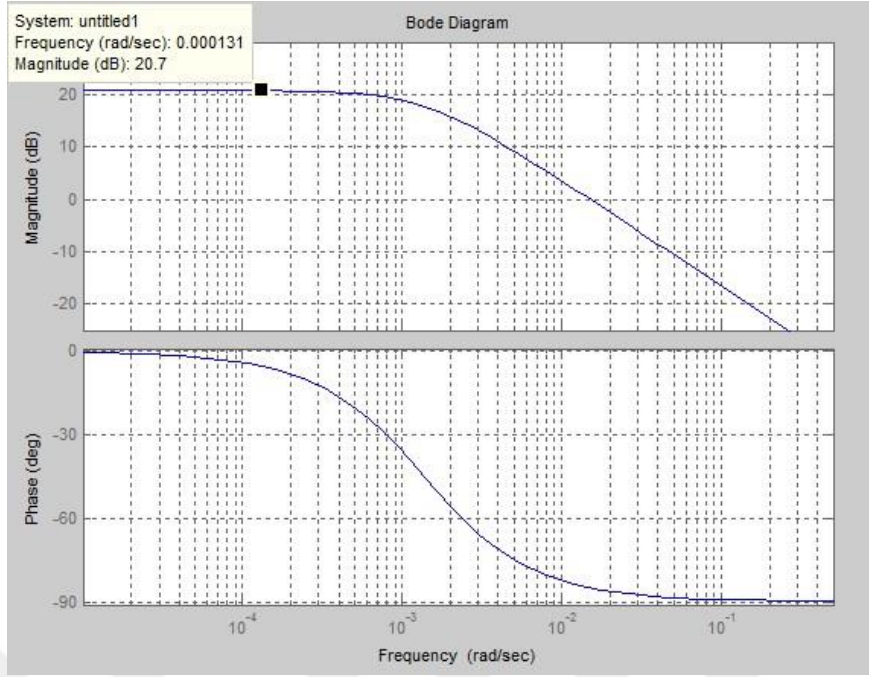
Mekanik sistem elektriksel sisteme göre çok daha yavaş olduğu için hız çevrimi daha büyük bir örnekleme periyodu ile çalıştırılabilir. Oluşturulan blok diyagramına göre s düzlemindeki basitleştirilmiş açık çevrim transfer fonksiyonu Denklem (3.58) ve Denklem (3.59)'da görüldüğü gibi ifade edilebilir.

$$G_\omega(s) = K_i \cdot G_m(s) \cdot H_\omega \quad (3.58)$$

$$G_\omega(s) = \frac{0.3271}{21.83 \cdot s + 0.03} \quad (3.59)$$

Örnekleme frekansı seçimi:

Sistemin (FDAM'ın) örnekleme zamanını belirlemek için Bode diyagramından yararlanılabilir. Sistemin açık çevrim transfer fonksiyonunun Bode diyagramı Şekil 3.38'de görüldüğü gibidir.



Şekil 3.38. $G_{\omega}(s)$ 'nin Bode diyagramı

Genliğin -40db azaldığı frekans w_c ise, Bode diyagramına göre w_c yaklaşık olarak 0.15 rad/sn'dir. Örnekleme teoremine göre örnekleme frekansı f_s Denklem (3.60)'da görüldüğü gibi ifade edilebilir.

$$f_s \geq \frac{w_c}{\pi} = 0.05 \text{ Hz} \quad (3.60)$$

Örnekleme frekansının 0.05 Hz'den büyük seçilmelidir.

Z-dönüşümü ve ayrık transfer fonksiyonu:

$T_{sw} = 0.5$ sn seçilerek sistem ayrıklaştırılırsa, Denklem (3.61) eşitliği kullanılarak Z dönüşümü ile sistemin ayrık zamanlı transfer fonksiyonu Denklem (3.62)'de verildiği gibi elde edilir.

$$G_{\omega}(z) = Z\{G_{zoh}(s) \cdot K_i \cdot G_m(s) \cdot H_{\omega}\} \quad (3.61)$$

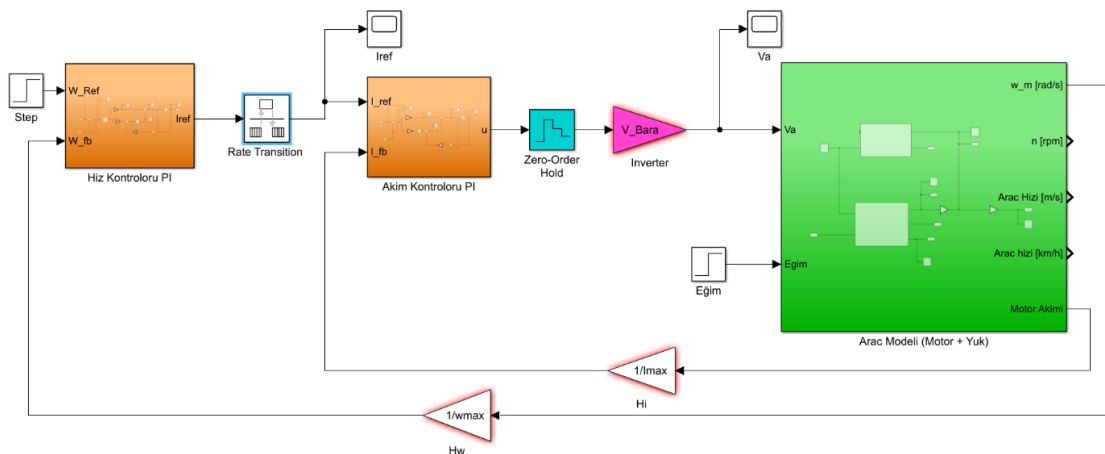
$$G_{\omega}(z) = \frac{0.00749}{z - 0.9993} \quad (3.62)$$

Doğrudan sayısal kontrolör tasarımı:

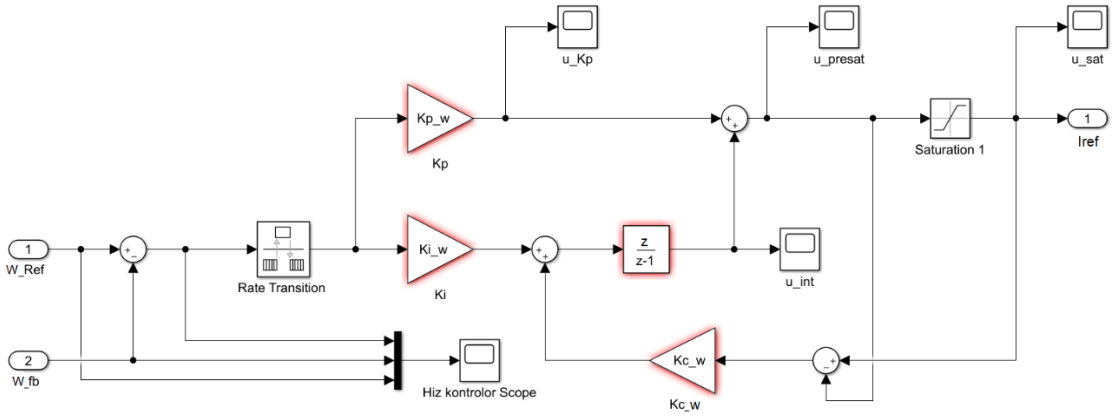
Denetleyici tasarımında ileri yoldaki modele eklenemeyen bozucu yük etkileri nedeniyle sistemin sürekli hal hatası oluşturmaması için kontrolörün integral terimi içermesi gerekir. Elde edilen 1. derece hız transfer fonksiyonuna göre bir PI kontrolör tasarlamak yeterli olacaktır. Değişen eylemsizlik ve viskoziteler sebebiyle sistem kutbu yer değiştirebilir. Tasarlanacak kontrolörün modeldeki değişikliklere karşı dayanıklı olması gerekir. Kontrolör tasarımında sistemin, $z=1$ 'e çok yakın kutbunun etkisini gidermek amacıyla bu kutbun sol tarafına bir sıfır atanmıştır. MATLAB/SISOtool yardımıyla kutup ve sıfır atama ile yapılan tasarımda kontrolör Denklem (3.63)'de görüldüğü gibi seçilmiştir. Tasarlanan PI denetleyicide katsayılar $K_p = 98.69$ ve $K_i = 1.3$ elde edilmiştir.

$$F_w(z) = 100 \frac{z - 0.987}{z - 1} \quad (3.63)$$

Şekil 3.39'da görüldüğü gibi, MATLAB ortamında oluşturulan sistem modelinde, akım kontrol bloğuna referans sağlayan bir hız kontrol bloğu oluşturulmuştur. Hız kontrol bloğunda, motor hızından alınan geri besleme ölçeklendirilerek hız kontrolörüne gönderilmektedir. Hız kontrol sisteminin örnekleme periyodu akım kontrol sisteminin örnekleme periyodundan farklı olduğu için, MATLAB/Simulink'deki "Rate Transition" blokları kullanılmıştır.

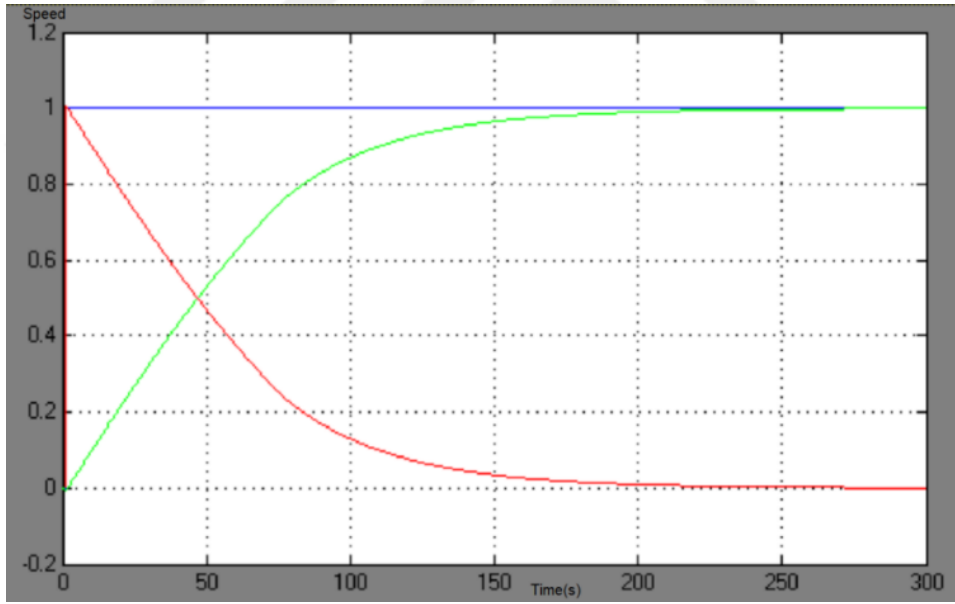


Şekil 3.39. Kaskat hız ve akım kontrolörlü araç modeli



Şekil 3.40. Sınırlandırılmış PI hız kontrolörü

Sınırlandırılmış PI hız kontrolör yapısı Şekil 3.40’da görüldüğü gibi düzenlenerek kontrolör bloğu tasarlanmıştır. Elde edilen kontrol parametreleri ile sistemin basamak yanıtı Şekil 3.41’teki gibi olmuştur.



Şekil 3.41. Aracın basamak girişe yanıtı.

Şekil 3.41’deki aracın basamak girişine cevabı grafiğinde; referans girişi (araç referans girişine karşılık gelen aracın referans hızı 50km/sn’dir.) mavi eğri ile sistemin tepki çıkışı yeşil eğri ile temsil edilir. Referans değeri ile sistemin çıkışı arasındaki hata ise kırmızı renkli eğri ile temsil edilmiştir. Hata, gerçek hız ve referans arasındaki fark hesaplanarak belirlenmiştir.

3.4 Adaptif Kontrol

Sistem (plant) dinamik model parametreleri tam bilinmediğinde, parametrelerin bozulması durumlarında ve/veya zaman içinde parametreler değiştiğinde, kontrol sisteminin istenen performansı sağlayabilmesi amacıyla denetleyicinin gerçek zamanlı ve otomatik olarak ayarlanması için yapılandırılan teknikler kümesine ‘Adaptif Kontrol’ denir. Adaptif kontrol yapısına giden yolda, en temel seviyeden en kompleks seviyeye kadar farklılıklar göstermektedir (Landau I.D., Karimi A., 2009). Bu farklı seviyeler;

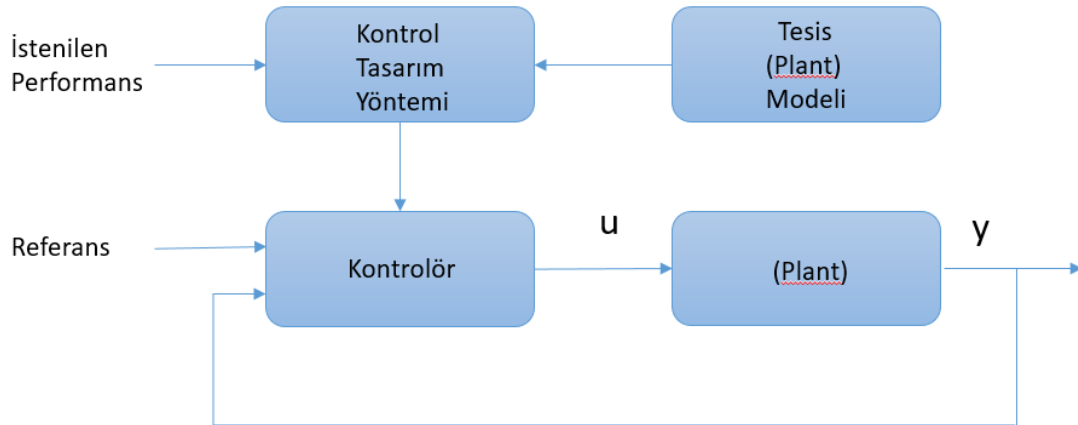
- Temel (Basic)
- Yönetilen (Managed)
- Tahmini (Predictive)
- Adaptif (Adaptive)
- Otonom (Autonomic)

olarak sıralanabilir. Günümüzde adaptif ve otonom sistemlerin üzerine çok fazla yatırım ve çalışmalar yapılmaktadır. Otonom mimarisinin oluşturulmasının olmazsa olmaz şartı sistemin adaptif kontrol alt yapısının iyi kurgulanmasıdır. Adaptif kontrol yapıları konusunda bilgi verecek olursak ilk göze çarpan konu şimdiye kadar olan kontrol yapılarından farklı olarak tesis (plant), proses olarak ifade edilen adaptif kontrol yapısının kullanılacağı sistemin ve bu sistem üzerindeki çevresel şartların kaotik bir şekilde değişmesi sonucu sistemin uyarlamalı bir şekilde kararlı çalışması konusu gündeme gelmiştir. Tesis (plant), proses ve çevre şartları başlıkları kontrol yapısının içerisine dahil edilmiştir. Burada tesis; uçak, iha, gemi, otomobil gibi araçlar olabildiği gibi robotik sistemler, endüstriyel üretim platformları, aktarma sistemleri, güdüm-hedef kilitleme -silah sistemleri olabilmektedir (Landau I.D., Karimi A., 2009).

3.4.1 Adaptif kontrol yapısı

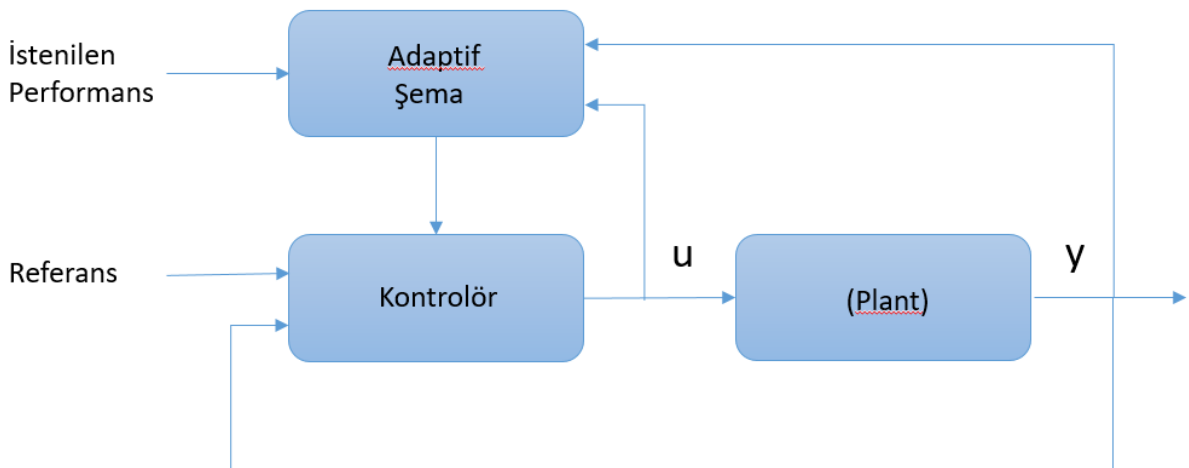
Geleneksel kontrol sistemi yapısında kontrol edilecek tesis özelliklerine göre kontrol sistemi tasarlanır ve iyi bir kontrol algoritması ile istenen performans, referans değere en kısa zamanda en az salınım ve hatayla gelmesi sağlanır ve geri besleme ile bu durum sürekli korunmaya çalışılır. Ancak tesisin bulunduğu ortam, çevre şartları değişiyor ise sistemin bu kararlı çalışmasını etki eden diğer faktörlerinde kontrol algoritmasına dâhil edilip etki eden ortam-çevre parametrelerinin belirlenip,

değişimlerinin algılayıp buna göre sistemin kararlı çalışmasını sağlayacak kontrol algoritmasının geliştirilmesi gerekecektir. Bu yapı Şekil 3.42’de gösterilmiştir.



Şekil 3.42. Model tabanlı adaptif kontrol yapısı

Model tabanlı adaptif kontrol yapısında öncelikle tesis modelinin çıkartılıp tesisin çalışmasını etkileyen tüm parametrelerin belirlenmesi gerekir. Temel olarak adaptif kontrol yapısı Şekil 3.43’de gösterilmiştir. Adaptif kontrol yapısında; tesisin referans değerinde kararlı çalışması kontrol edilirken referans değerden sapma, hata bilgileri de geri beslenerek hatanın öncelikle küçültülmesi sonrasında sıfırlanması hedeflenir ve kontrolörün tesise gönderdiği kontrol sinyali (u) adaptif kontrol yapısına geri besleme olarak verilir. İstenen performans değerine göre adaptif kontrol algoritması kontrol sinyali (u) ve çıktı sinyali (y)’ye göre uyarlama yapıp kontrolöre adaptasyon sinyali gönderir.



Şekil 3.43. Adaptif kontrol kavramsal yapısı

3.4.2 Adaptif kontrol niçin gereklidir?

Adaptif kontrol sistemlerinin gerekliliğini ve iyi bir çözümleme sunabilmesini şu şekilde ifade edebiliriz.

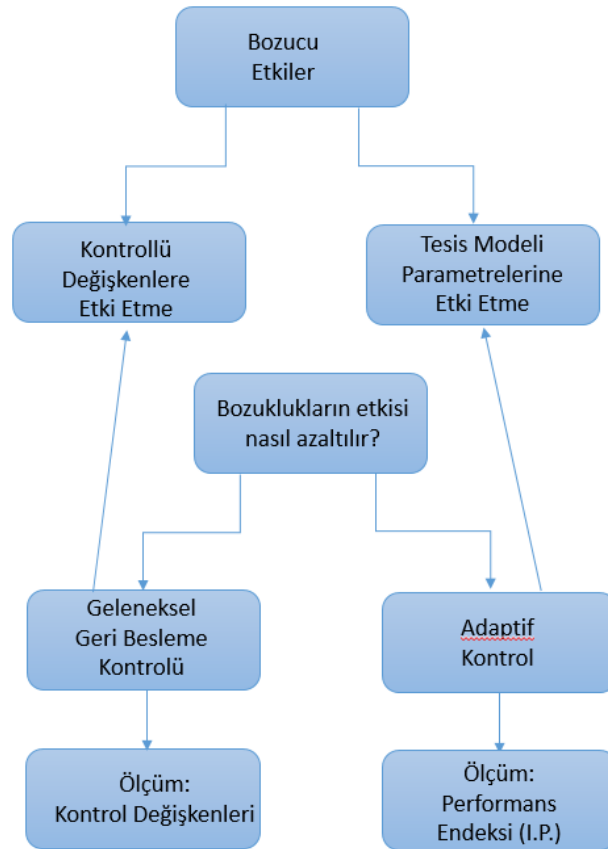
- Kontrol cihazının hassas şekilde ayarlanması gerektiğinde, yüksek performanslı kontrol sistemleri gerekmektedir. Bu durumlarda adaptif kontrol iyi bir çözüm yöntemidir. Ancak tesis modelini etkileyen ortam parametreleri bilinmiyor veya bu parametrelerin tespiti ile ilgili donanımsal problemler varsa kararlı bir adaptif kontrolden söz edilemez.
- “Adaptif kontrol” teknikleri, kontrolör parametrelerinin otomatik olarak çevrimiçi ayarlanması için sistematik bir yaklaşım sunar.
- “Adaptif kontrol” teknikleri, bazı lineer olmayan stokastik kontrol problemlerinin yaklaşımı olarak görülebilir ve pratikte çözülemez.
- “Adaptif kontrol” teknikleri, tesis modeli ortam parametreleri bilinmediğinde veya değiştiğinde kabul edilebilir performans seviyesini elde etmek ve kararlılığı korumak için çok iyi bir çözüm olabilir.

3.4.3 Geleneksel geri beslemeli kontrol ile adaptif kontrol’ün karşılaştırılması

‘Geleneksel geri beslemeli kontrol’de; tesiste istenilen değeri çıkışta verebilmesi için istenilen değer ile çıkış değeri arasındaki hata oranına bakılıp geri besleme ile bu hata oranının eksik ise eklenmesi yüksek ise eksiltilmesi suretiyle çıkış sinyalinin istenilen sinyal olması sağlanmaya çalışılmaktadır.

Tesis üzerinde ve ortam şartlarındaki değişimler eğer sistemi etkiliyor ise (Sıcaklık, basınç, nem, eğim, rüzgâr, akıntı v.b.) bu tip sistemlerde ortam değişken parametrelerine bağlı olan bozucu etkiler kontrollü değişkenlere etki etmekte ancak bu kontrol algoritmasına dâhil edilmediği için yüksek hassasiyetli kararlı kontrol yapısı oluşturulamamaktadır. Bu kontrol yapısında sadece belli başlı kontrol değişkenleri ölçülmekte ve bunlara göre kontrol yapısı teşkil etmektedir. Bu kontrol yapısında ortam değişkenlerindeki bozulmaların veya değişimlerin etkisinin azaltılması için bir çözüm söz konusu değildir. Geleneksel geri besleme kontrol sistemi, temel olarak belli kontrol parametrelerinin hatalarının değişkenler üzerindeki etkisinin ortadan kaldırılmasına odaklanmıştır (Landau I.D., Karimi A., 2009).

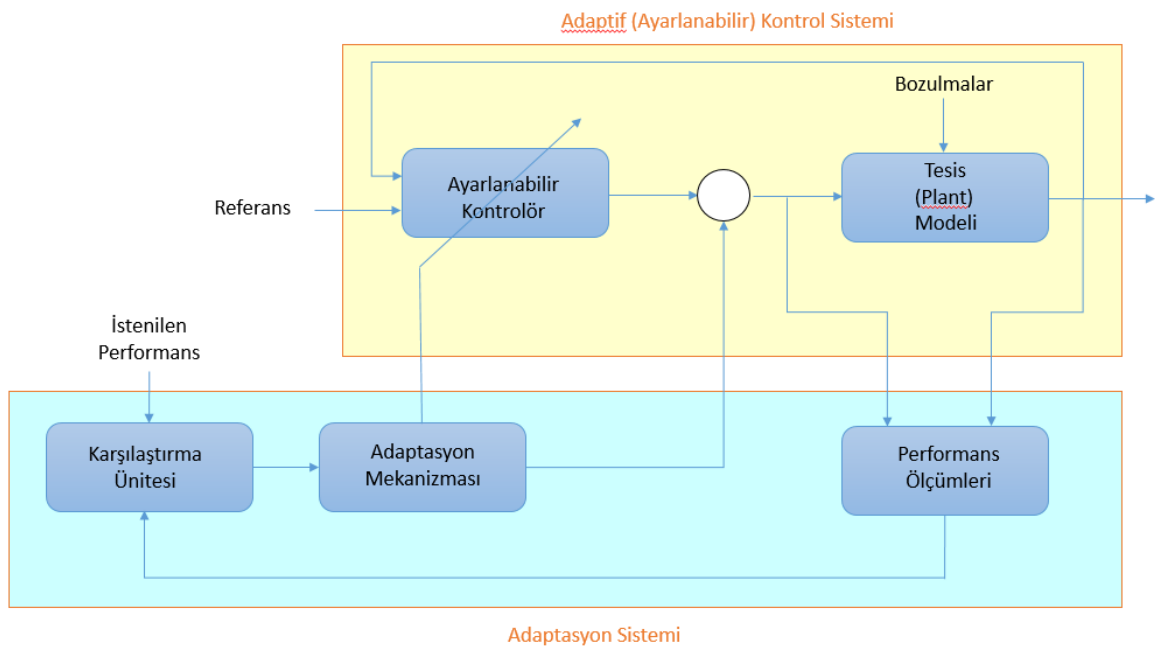
Adaptif kontrolde ise; tesiste istenilen değeri çıkışta verebilmesi için istenilen değer ile çıkış değeri arasındaki hata değerine bakılıp, klasik kontrol çözümleri yapılırken, kontrol algoritmasına tesis üzerinde ve ortam şartlarındaki değişimlerde (Sıcaklık, basınç, nem, eğim, rüzgâr, akıntı v.b.) kontrol yapısında dikkate alınan parametreler arasına alınmaktadır. Adaptif kontrol sistemlerinde ortam değişken parametrelerine bağlı olan bozucu etkiler matris şeklinde sürekli tespit edilmekte tesis modeli parametrelerine etki etmektedir. Bu şekilde adaptif kontrol algoritması ile yüksek hassasiyetli kararlı kontrol yapısı oluşturulabilmektedir. Bu kontrol yapısında ortam değişkenlerindeki bozulmaların değişimlerin etkisini azaltılması için her bir parametreye ait hata katsayıları belirlenmekte, bu hataların bozulmaların etkisinin azaltılması için performans indeksi oluşturulmakta tüm değişken ölçümleri takip edilip yeni kontrol parametreleri gerçek zamanlı elde edilmekte böylece yüksek hassasiyetli kontrol algoritması oluşturulmaktadır. Adaptif bir kontrol sistemi, temel olarak parametre bozulmalarının, hataların ortam parametrelerindeki değişikliklerinin, kontrol sistemi performansı üzerindeki etkisinin ortadan kaldırılmasına odaklanmıştır. Bu yapının blok diyagramı Şekil 3.44’de görülmektedir.



Şekil 3.44. Adaptif kontrol kavramsal yapısı

Adaptif kontrol sistemi bir hiyerarşik sistemdir. İlk seviye olarak geleneksel geri beslemeli sistem yapısı oluşturulur ve ikinci seviye olan adaptasyon sistem çevrimi yapısı eklenerek adaptif kontrol yapısı tamamlanır.

Adaptif kontrol yapısının en temel hali Şekil 3.45’da gösterilmektedir. Bu yapı ‘Adaptasyon Sistem’ bloğu ve ‘Adaptif Kontrol Sistemi’ bloğu olarak iki kısımdan teşkilidir. Adaptasyon sistem bloğunda tesisin performans ölçümlerinin yapıldığı bir ünite, istenilen performans ile ölçülen performansın karşılaştırıldığı ‘Karşılaştırma Ünitesi’ ve ‘Adaptasyon Mekanizması’ndan oluşmaktadır. Adaptasyon mekanizması ünitesinde hesaplanan parametrelere göre ayarlanabilir kontrolöre bu parametreler gönderilmektedir. Adaptif kontrol sistemi bloğunda ise tesis modeli ünitesi ve ayarlanabilir kontrol ünitesi bulunmaktadır. Esas sistemin çalışmasında istenilen referans değer ise ayarlanabilir kontrole girmekte, tesis çıkış değeri de geri beslenmektedir (Landau I.D., Karimi A., 2009).

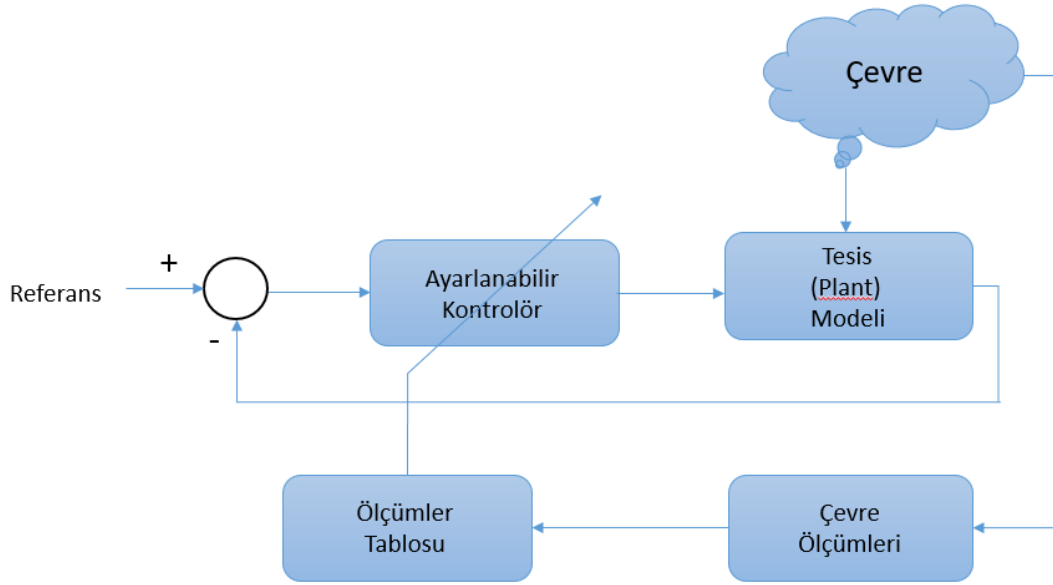


Şekil 3.45. Adaptif kontrol temel yapısı

3.4.4 Açık çevrim adaptif kontrol

Şekil 3.46’da açık çevrim adaptif kontrol yapısının blok diyagramı görülmektedir. Açık çevrim adaptif kontrol algoritmasında tesis, ortam ve çevre etkileri için belirlenmiş parametrelerin ölçümleri gerçekleştirilip ölçümler tablosu elde edilmektedir. Bu değerler ayarlanabilir kontrolöre verilmektedir ancak bu

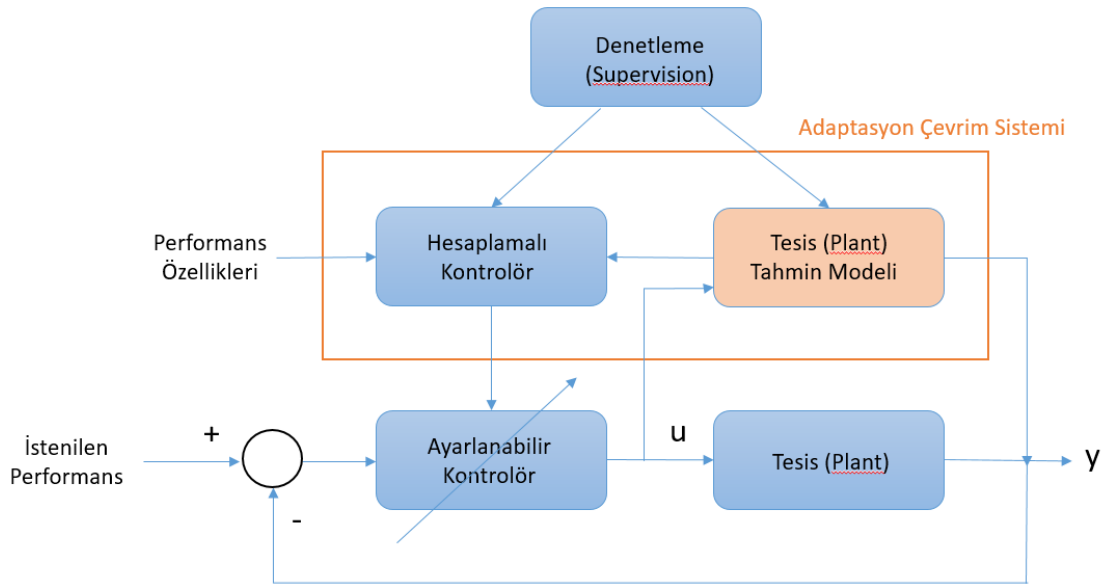
parametrelerin hataları konusunda geri besleme yapılmamaktadır ve açık çevrim olarak çalışmaktadır. Ayarlanabilir kontrolöre verilen referans değer, çevre ölçümlerinin o anki değerine göre adaptif kontrol algoritması ile çıkış değerini belirlemektedir. Burada geleneksel geri beslemeli kontrol yapısına ek açık çevrim çalışan ortam parametrelerinin dâhil edildiği bir adaptif yapı söz konusudur. Bu yapının en kötü yanı ortam parametrelerindeki çok hatalı bilgilerin sistemin kontrol yapısını bozmasıdır (Landau I.D., Karimi A., 2009).



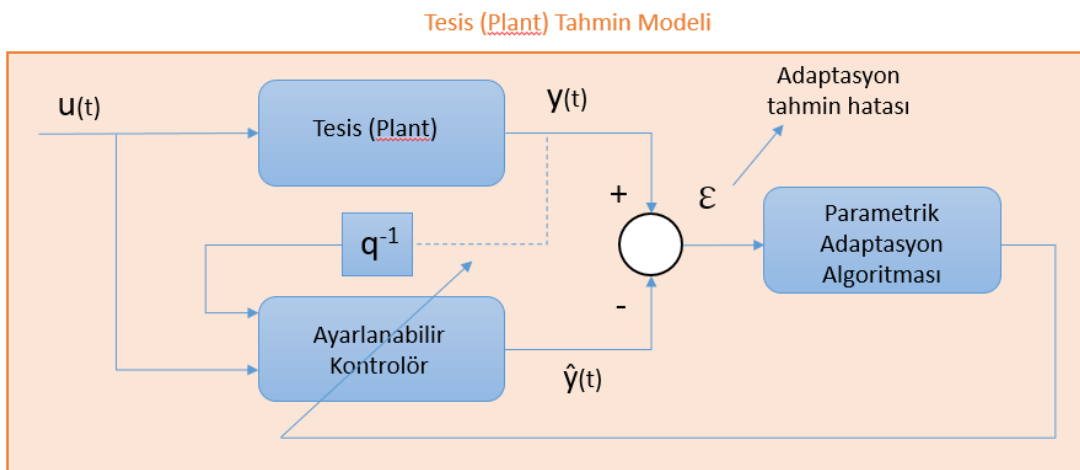
Şekil 3.46. Açık çevrim adaptif kontrol yapısı

3.4.5 Endirek adaptif kontrol

‘Endirek Adaptif Kontrol’ yapısının, temel adaptif kontrol yapısından en büyük farkı ‘Tesis Tahmin Modeli’dir. Endirek adaptif kontrol yapısının blok diyagramı Şekil 3.47’de görülmektedir. Tesis Tahmin Modeli, Hesaplamalı Kontrolör, Denetleyici (Supervision) tarafından kural tabanları belirlenerek kontrol algoritması hazırlanır. Tesis ortam değişim parametreleri belirlendikten sonra bu parametreler adaptif kontrolöre giriş olarak verilir. Parametrik adaptasyon algoritması bu parametrelerin ağırlığına, değer aralıklarına göre denetleyici (supervision) tarafından tasarlanır. Bu parametrelerdeki hata miktarları hesaplanarak geri besleme yapılır ve hata oranı küçültülür. Şekil 3.48’de tesis (plant) tahmin modeli blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 3.47. Endirek adaptif kontrol yapısı

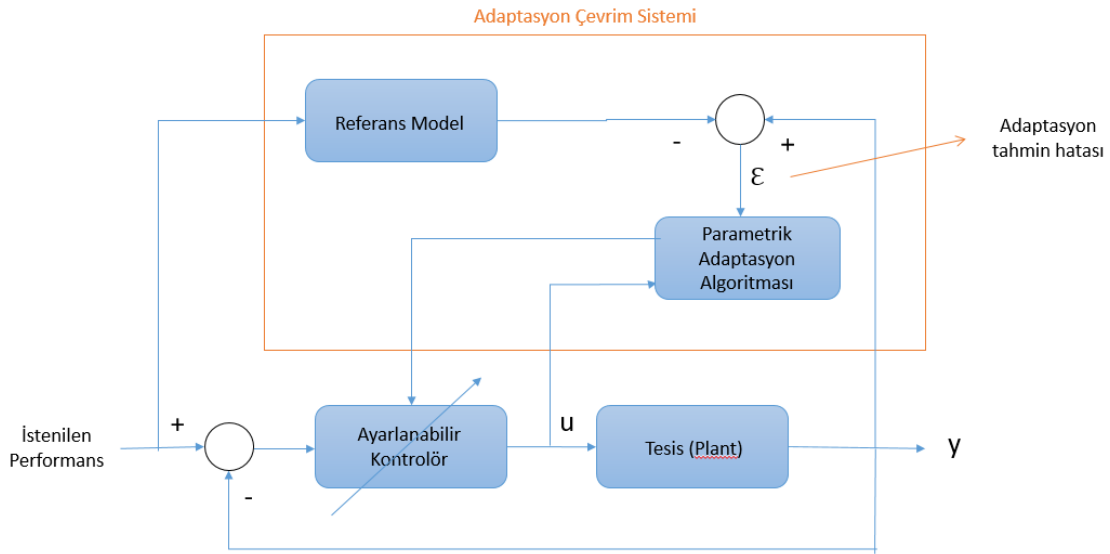


Şekil 3.48. Tesis (plant) tahmin modeli

Bu işlemin tasarlanmasında performans özellikleri ile parametre aralıkları ilişkisi için matris dönüşümleri hazırlanır. Buna göre adaptif kontrol algoritması çalışarak istenen değerde ortam şartları değişse bile kararlı kontrol gerçekleştirilmiş olacaktır. Ortam şartlarının belirlenmesinde kullanılan sensörlerin seçimi çözünürlüğü önem arz etmektedir. Performans özellikleri, parametre aralıkları ilişkisinin matris dönüşümlerini gerçekleştirecek olan denetleme (supervision) görevindeki programcının tecrübesi kural tabanlarını doğru belirleyip matris dönüşümlerine aksettirmesi çok önemlidir. Bu durum adaptif kontrol algoritmasının başarısını etki eden en önemli faktörlerden biridir (Landau I.D., Karimi A., 2009).

3.4.6 Direk adaptif kontrol (model referans adaptif kontrol)

Direk adaptif kontrol yapısında, Şekil 3.49’da görüldüğü gibi, diğer adaptif kontrol yapılarından en belirgin farkı ‘Referans Model Bloğu’nun olmasıdır. ‘Referans Model’ gerçek zamanlı tesis çıktısının yol haritasının yörüngesini belirler.



Şekil 3.49. Direk adaptif kontrol (model referans adaptif kontrol) yapısı

‘Parametrik Adaptasyon Algoritması’, yeni parametre tahminini gerçek zamanlı olarak gerçekleştirmektedir. Eski parametre tahminine, hata ile ilgili parametreler eklenmektedir. Adaptasyon genliği, ölçüm fonksiyonu, hata tahmin fonksiyonu çarpılarak toplam hata değeri belirlenir ve eski parametre tahmin değerine eklenir. Her bir parametre için bu işlemler tekrarlanır. Adaptif kontrol algoritmasını çalıştıracak kontrolörün hızı burada önem arz etmektedir. Tesise etki eden parametrelerin sayısının fazlalığı sistemin yavaş çalışmasına yol açabilmektedir. Bu parametrelerin hızlı ve çok yüksek değer değişimleri kontrol sisteminin gerçek zamanlı çalışmasına engel olmaktadır (Landau I.D., Karimi A., 2009).

3.4.6.1 Parametrik adaptasyon algoritması (PAA)

Parametre tahmin vektörü Denklem (3.64)’deki gibi yazılabilir. Çok büyük belirsizliğe sahip bir sistem için denetleyici tasarımını düşünecek olursak iki yöntem akla gelir. Bunlar ‘Gürbüz (robust) kontrol’ ve ‘Adaptif kontrol’dür.

Gürbüz (robust) kontrol sisteminde, sistemi dengeleyen sabit bir denetleyici bulunmaz veya varsa, iyi performans göstermez.

Klasik adaptif kontrol büyük ve hızlı parametre değişimi için geçici adaptasyon sağlar, kontrol çıktısı kabul edilebilir aralıkta değildir. Çok büyük belirsizliğe sahip bir sistem için yani bu kontrol probleminin çözümü için ‘Multimodel (çoklu model) Adaptif Kontrol’ yöntemi kullanılabilir (Landau I.D., Karimi A., 2009). Bu yöntemin uygulama yöntemleri şunlardır;

- Klasik çoklu model adaptif kontrol.
- Gürbüz çoklu model adaptif kontrol.
- Anahtarlama ile çoklu model adaptif kontrol.
- Anahtarlama ve uyarılma ile çoklu model adaptif kontrol.

Bu sistemlerde ‘Parametre Vektörü’ θ ; tüm parametreleri içermektedir.

$$\begin{bmatrix} \text{Yeni Parametre} \\ \text{Tahmini} \\ \text{(Vektör)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Eski Parametre} \\ \text{Tahmini} \\ \text{(Vektör)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \text{Adaptasyon} \\ \text{Genliği} \\ \text{(Matrix)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \text{Ölçüm} \\ \text{Fonksiyonu} \\ \text{(Vektör)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \text{Hata Tahmin} \\ \text{Fonksiyonu} \\ \text{(Scaler)} \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

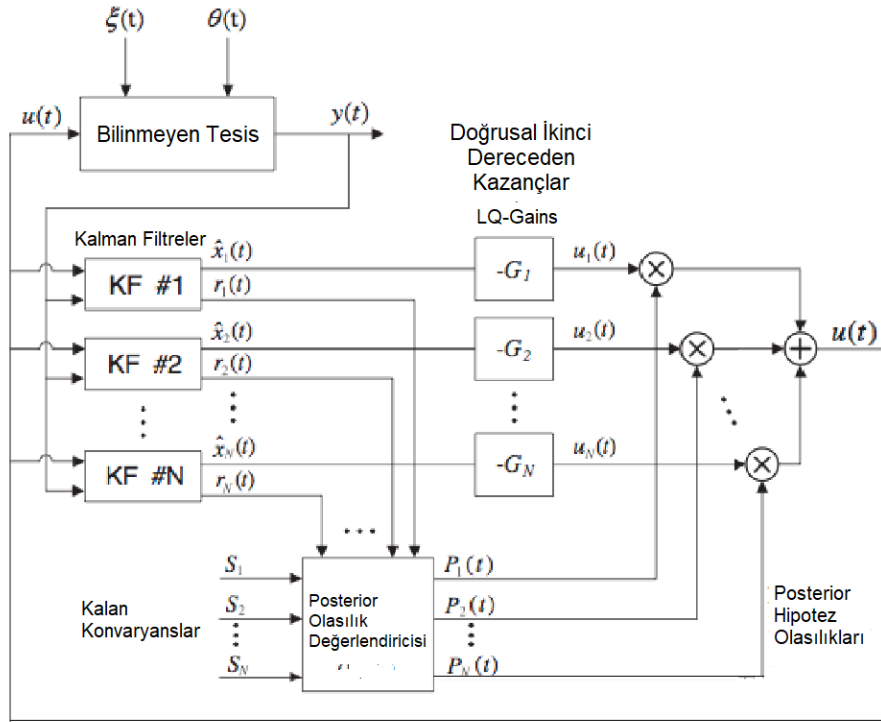
Regresyon vektörü $(v = f(\varepsilon))$

Tahmini Parametre Vektörü:

$$\theta(t+1) = \theta(t) + F\Phi(t)v(t+1)$$

3.4.7 Klasik multimodel adaptif kontrol

Multimodel adaptif kontrol yapısı mimarisi temelini ‘Klasik multimodel adaptif kontrol yapısı oluşturmaktadır ve Şekil 3.50’de görüldüğü gibi temel topolojiye sahiptir. Bu model, belirli seviyedeki büyüklüğe ve hıza sahip parametre değişikliklerinde başarılı sonuçlar veren multimodel adaptif kontrol yöntemidir. Ancak klasik adaptif kontrol yöntemi, büyük ve hızlı parametre değişimi için geçici adaptasyon sağlamaktadır, sürekli adaptasyon sağlayamamaktadır, kontrol çıktısı kabul edilebilir aralıkta değildir (Landau I.D., Karimi A., 2009).



Şekil 3.50. Klasik multimodel adaptif kontrol yapısı

3.4.8 Gürbüz (robust) multimodel adaptif kontrol

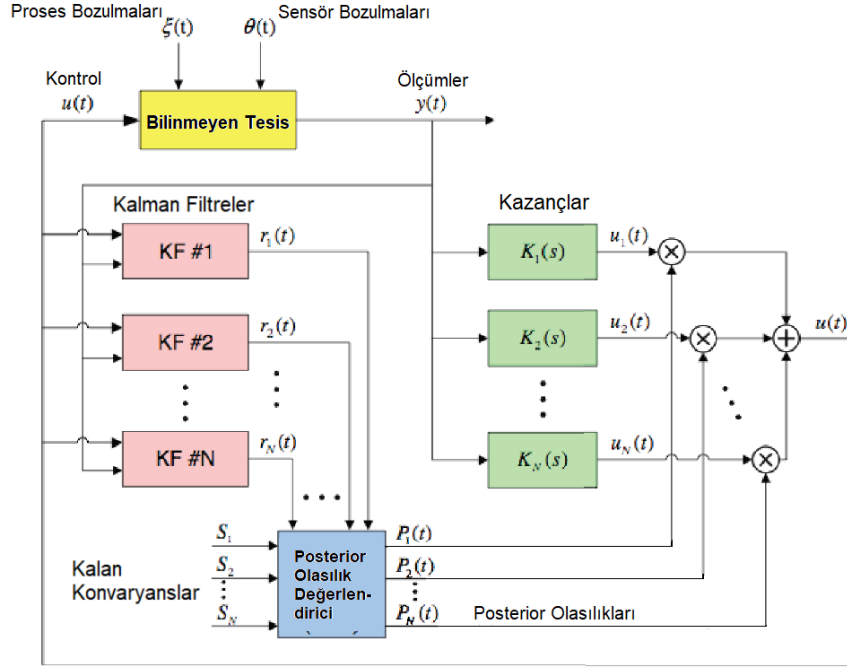
Gürbüz (robust) multimodel adaptif kontrol yapısı, klasik multimodel adaptif kontrole çok benzemektedir ve Şekil 3.51’de görülmektedir. Kontrolörler modellenmemiş dinamiklere göre kararludur ve durum geri bildirimini yerine, çıktı geri bildirimini kullanır. Kontrol girişi, kontrol cihazlarının çıkışlarının ağırlıklı toplamıdır ve Denklem (3.65)’de gösterilmiştir ve anahtarlama işlevi bulunmamaktadır (Landau I.D., Karimi A., 2009).

$$u(t) = \sum_{i=1}^N P_i(t) u_i(t) \quad (3.65)$$

$P_i(t)$; $i(t)$ tahmin edicinin posterior (arka) olasılığıdır. Posterior (arka) olasılıklar Denklem (3.66)’daki gibi hesaplanır:

$$P_k(t+1) = \left[\frac{\beta_k e^{-\frac{1}{2} r_k'(t+1) S_k^{-1} r_k(t+1)}}{\sum_{i=1}^N \beta_i e^{-\frac{1}{2} r_i'(t+1) S_i^{-1} r_i(t+1)} P_i(t)} \right] P_k(t) \quad (3.66)$$

Bu yapının sistem kararlılığı garanti edilemez. Gürbüz (Robust) multimodel adaptif kontrol yapısında sistemi dengeleyen sabit bir kontrolör bulunmaz veya varsa, iyi performans göstermez.



Şekil 3.51. Gürbüz (robust) multimodel adaptif kontrol yapısı

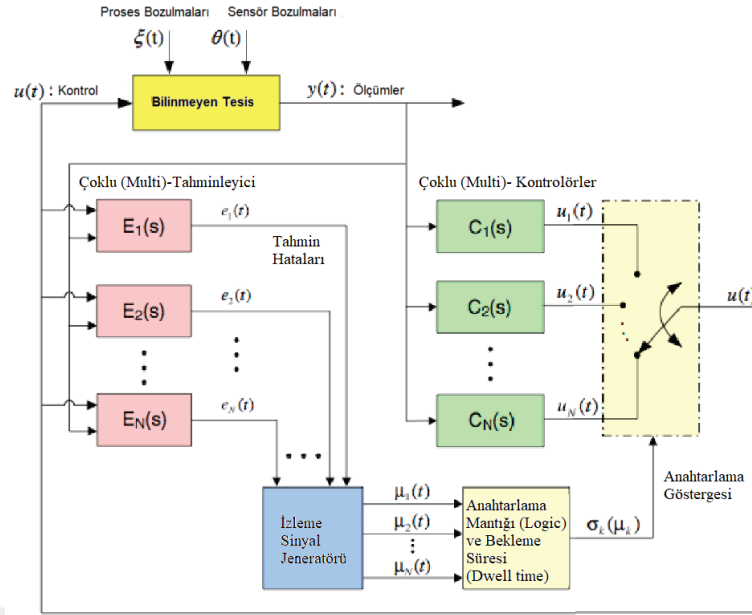
3.4.9 Anahtarlama ve uyarlamalı multimodel adaptif kontrol

Anahtarlama multimodel adaptif kontrol yapısının, klasik multimodel adaptif kontrol ve gürbüz (robust) multimodel adaptif kontrol yapısından en belirgin farkı, her bir adaptif parametre için kullanılan kalman filtreleri yerine çoklu tahminleyici modelinin kullanılmasıdır.

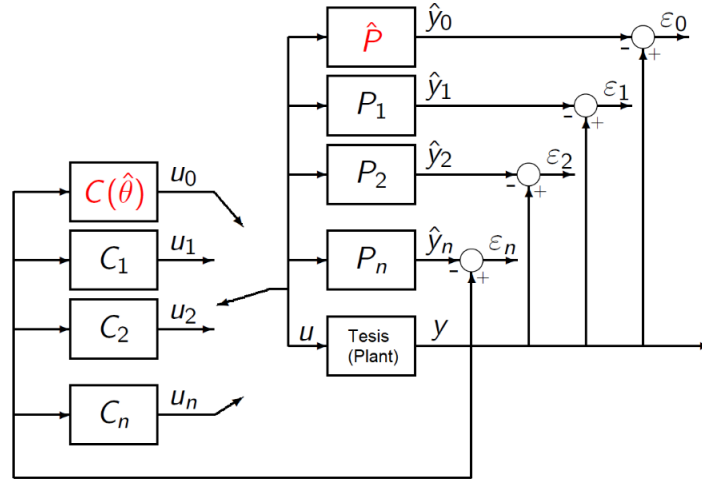
Anahtarlama multimodel adaptif kontrol yapısı Şekil 3.52’de, anahtarlama ve uyarlamalı multimodel adaptif kontrol yapısı ise Şekil 3.53’te görülmektedir.

Sistemden gelen parametre varyasyonundan sonra büyük bir tahmin hatası oluştuğunda; ilk önce en yakın modele, sabit modele karşılık gelen kontrolör anahtarlama işlemi yapılarak seçilir ve ardından uyarlanabilir (Landau I.D., Karimi A., 2009).

Adaptif model, bu modelin parametresiyle başlatılır ve uyarlama yapılır. Yani adaptif kontrol işlemi gerçekleştirilmiş olur.



Şekil 3.52. Anahtarlama multimed adaptif kontrol



Şekil 3.53. Anahtarlama ve uyarlamalı multimed adaptif kontrol

Herbir adaptif etki parametresinin belirlenmesi, bu parametrelerin ölçümü için çözünürlüğü yüksek donanımların seçilmesi, bu parametrelere ait performans özelliklerinin ve parametre aralıklarının belirlenmesi, bu ilişkinin matris dönüşümlerine yansıtılması denetleme (supervision) görevindeki programcının bilgisi, tecrübesi adaptif kontrol yapısının başarısını belirleyen en önemli faktörlerden biridir.

4. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA

4.1. Sistemin Simülasyon Modeli ve Kontrolü

Tez de elektrikli araçlarda kullanılan fırçasız doğru akım motorlarının alan etkili (hall-effect) sensörlü çalıştırılarak yeni bir kazanç belirleme yöntemi bulunan adaptif kontrol yapısı tasarlanması için ‘Adaptif Kontrol Sistemi’nin üç parametre üzerinden kurgulaması yapılmıştır.

Birinci olarak, elektrikli aracın önündeki araç ile arasındaki uzaklığı ölçmek için mesafe sensörü.

İkinci olarak, aracın bulunduğu yolun eğimini ölçmek için Gyro-Accelometer sensörü.

Üçüncü olarak, aracın ağırlığını ölçmek için ağırlık ve ikinci yöntem olarak basınç sensörü seçilmiştir.

FDAM motor sürücü yazılımındaki değişkenler parametre verilerinin değer aralıklarına göre optimize edilmişlerdir. Optimize işlemi sonucunda birinci olarak elektrikli araç, önündeki araç ile olan mesafesinin 3 metrenin altına düşmesi durumunda hem uyarı vermekte hem de aracın hızına göre motorun hızını değiştiren PWM çalışma oranını (duty cycle) değerini otomatik olarak azaltmakta ve olası çarpışmayı önlemektedir.

İkinci olarak MPU 6050 Gyro-İvme ölçer sensörü ile aracın bulunduğu yolun eğimini ve aracın hızlanması ölçülmektedir. Optimize edilen değer aralıklarına göre aracın güçten düşmesi engellenmektedir. Bunun için motorun hızını değiştiren PWM çalışma oranı değerini otomatik olarak artırılmakta ve olası yavaşlama önlenmektedir. Adaptif cruise kontrol işleminde set edilen referans hızın eğimin değişmesi ile değişmemesi adaptif olarak kontrol edilmektedir.

Üçüncü olarak araç lastiğinin içerisine konumlandırılmış BMP180 basınç sensörü ile aracın lastik iç basıncı ölçülmekte bu basınç değerinin ağırlık ile olan ilişkisi belirlenip aracın ağırlığı tespit edilmektedir. Aracın yüksüz ağırlığı için elektrik motorunun üretmesi gereken güç, artan yük miktarına göre artmaktadır. Her ne kadar bunun için gaz pedalından referans değerler artırılrsa da optimize edilmiş parametre aralıkları ile motorun çalışma bölgesi kaydırılmak sureti ile daha efektif çalışma sağlanmıştır. Ayrıca Load Cell (Yük sensörü) kullanılarak aracın ağırlığı ölçülmekte ve bu iki sensör ölçümlerinin birbirlerini doğrulaması ve yedeklilik sağlanmaktadır.

Motordaki ani ısınma problemlerinin önüne geçilmiştir. Aracın ağırlığı arttıkça motor PWM değeri yüksüz ağırlığındaki değerine göre lineer şekilde artırılarak elektrikli aracın sürüş konforu artırılmış ve adaptif bir kontrol sağlanmıştır.

Sistem sıcaklığı ortamın neminin ölçülmesi suretiyle sistemin ısınmadan kaynaklı problemler ile karşılaşması engellenmiştir. Güç katı akım ve gerilim değerleri ölçülmekte, aşırı akım çekme olaylarında sistem uyarı vermekte ve kendini korumaya almaktadır.

4.1.1 Elektrikli aracın simülasyon modeli

Öncelikle sistemin kurgusunun gerçekleştirilmesi için bir aracın seçimi söz konusudur. Ağırlığı 1600 kg olan binek bir aracın seçimi yapılmıştır.

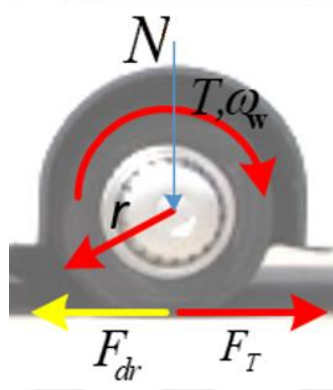
1600kg ağırlığındaki elektrikli aracın teknik özellikleri Çizelge 4.1 ve Çizelge 4.8’de verilmiştir. Bu teknik parametreler kullanılarak MATLAB/Simulink’te ‘Genel Araç Modeli’, ‘Motor Modeli’, ‘Araç Yük Modeli’ gerçekleştirilmiştir.

Modellemelerde parametreler değiştirilerek simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Aracı hareket ettirebilecek güç kilowatt cinsinden hesaplanmış yaklaşık 75kW’lık bir güce ihtiyacımız olduğu tespit edilmiştir. Bu hesaplamalar Denklem (4.25) ile (4.35) arasındaki eşitlikler ile yapılmıştır.

Çizelge 4.1. Elektrikli aracın teknik özellikleri

Parametre Adı	Değer	Birim	Açıklama
m	1600	kg	Araç Kütlesi
Tekerlek Sayısı	4	*	Tekerlek Sayısı
Jt	1,14	kg.m ²	Bir tekerleğin Eylemsizlik momenti
Bt	0,01	Nm.s/rad	Bir tekerleğin Viskoz Sürtünmesi
f_{rt}	0,008	*	Tekerlek yuvarlanma direnci
ρ	1,25	kg/m ³	Hava yoğunluğu
C_D	0,47	*	Aerodinamik direnç katsayısı
A_f	2,3	m ²	Aracın ön yüzey alanı(m ²)
r_a	0,421	m	Tekerlek etkin yarıçapı
α	0	rad	Eğim açısı
g	9,81	m/s ²	Yerçekimi ivmesi
ü	4	*	Dişli Çevirme Oranı

Elektrikli araçlarda motor gücü ve araç yol kriterlerinin tespiti için çekiş kuvveti hesabının yapılması gerekmektedir. Şekil 4.1’de tekerleğe etki eden kuvvetler görülmektedir. F_T çekiş kuvvetini göstermektedir. Bir aracın hızlanabilmesi ve ilerleyebilmesi için aşağıdaki kuvvetleri yenmesi gerekmektedir.



Şekil 4.1. Tekerleğe etki eden kuvvetler

- Yuvarlanma direnci
- Aerodinamik direnç (Hava direnci)
- Tırmanma direnci
- İvmelenme kuvveti

Yuvarlanma direnci: Tekerleğin dönmeye devam edebilmesi için tekerin merkezine uygulanan kuvvetin tekerleğin momentini yenmesi gerekmektedir. Denklem (4.1)’de yuvarlanma direnci eşitliği görülmektedir. Çizelge 4.2’de yuvarlanma direnci eşitliğindeki parametrelerin açıklaması yapılmıştır.

$$F_r = f_r mg \quad (4.1)$$

Çizelge 4.2. Yuvarlanma direnci parametreleri

Parametre Adı	Açıklama
F_r	Yuvarlanma direnci
f_r	Yuvarlanma direnci sabiti
m	Aracın ağırlığı
g	Yerçekimi ivmesi

Eğer araç eğimli bir yüzey üzerinde ise Denklem (4.1)’in sol kısmına $\cos\alpha$ çarpanı eklenmelidir. Yuvarlanma direnci sabiti aşağıda verilen parametrelere bağlı olarak değişmektedir. Ancak tasarım aşamasında araç tiplerine göre sabit değerler alınmaktadır. Aşağıda yuvarlanma direnci sabitine etki eden temel bileşenler verilmiştir.

- Tekerlek yapımında kullanılan malzeme,
- Tekerlek yapısı,
- Tekerlek basıncı,
- Tekerlek deseni,
- Yol pürüzsüzlüğü,
- Yol yüzeyi,
- Yolun kuru veya ıslak, kaygan olması

Binek otomobillerde yuvarlanma direnci sabiti olarak 0,008 alınmaktadır.

Aerodinamik direnç: Belirli bir hız ile hava içerisinde ilerleyen bir aracın ilerlemesini engelleyen hava kuvvetine aerodinamik direnç denir. İki bileşenden meydana gelmektedir.

- Şekil direnci: Aracından önünde ve arkasında oluşan yüksek ve alçak basınç nedeniyle meydana gelen dirençtir.
- Yüzey Sürtünmesi: Aracın yüzeyine yakın olan hava belli bir hıza sahiptir ve araç yüzeyi ile sürtünmesinden aracı yavaşlatan bir direnç oluşturur. Araç hızla hareket ederken araca uzak mesafedeki hava durağandır. Hava molekülleri arasındaki hız farklılığı ikinci direnç etkisini yaratır.

Denklem (4.2)'de aerodinamik direnç eşitliği görülmektedir. Çizelge 4.3'te aerodinamik direnç eşitliğindeki parametrelerin açıklaması yapılmıştır.

$$F_w = \frac{1}{2} \rho A_f C_D (V + V_w)^2 \quad (4.2)$$

Çizelge 4.3. Aerodinamik direnç parametreleri

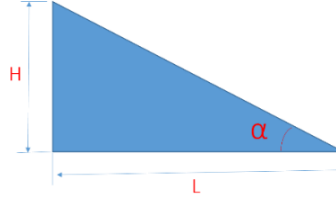
Parametre Adı	Açıklama
F_w	Aerodinamik direnci
ρ	Hava yoğunluğunu
A_f	Aracın ön yüzey alanı
C_D	Aracın şeklinden kaynaklanan aerodinamik direnç katsayısı
V	Aracın hızı
V_w	Aracın hareket yönü ile aynı yönde olan rüzgâr hızıdır

Binek otomobiller için C_D değeri 0,47 alınabilmektedir.

Tırmanma Direnci: Aracın yukarı doğru tırmanmasında yenmesi gereken kuvvettir. Eşitliği Denklem 4.3'te ifade edilmiştir.

$$F_g = mgsin\alpha \quad (4.3)$$

Şekil 4.2’de görüldüğü gibi yolun eğimi α açısı kullanılarak ifade edilirken otomotiv kaynaklarında yolun eğim açısı küçük olduğunda yolun eğim açısı i eğim değeri ile ifade edilmektedir.



Şekil 4.2. Yolun eğimi

$$i = \frac{H}{L} = \tan\alpha \approx \sin\alpha \quad (4.4)$$

Yolun eğim açısı eşitliği Denklem (4.4)’te ifade edilmiştir. Bazı durumlarda yuvarlanma direnci ve tırmanma direnci, yol direnci olarak ele alınmaktadır. Denklem (4.5)’te tırmanma direnci eşitliği görülmektedir.

$$F_{rd} = F_r + F_g \quad (4.5)$$

İvmelenme kuvveti: Aracın hızlanması isteniyorsa, yukarıda sıralanan kuvvetlerle birlikte ivmelenme için bir kuvvet gerekmektedir. Bu kuvvet aracın doğrusal hızlanmasını sağlayacaktır. Denklem (4.6)’da ivmelenme kuvveti eşitliği görülmektedir.

$$F_{la} = ma \quad (4.6)$$

Çizelge 4.4. İvmelenme kuvveti parametreleri

Parametre Adı	Açıklama
F_{la}	Doğrusal hızlanma kuvveti (N)
m	Aracın kütlesi (kg)
a	Aracın ivmesi (m/s ²)

Çekiş kuvveti ve transmisyon ihtiyacı: Elektrik motoru tarafından tekerleklerle aktarılan çekiş kuvveti Denklem (4.7)’de verilmiştir. Çekiş kuvvetinin hesaplanması ile ilgili kullanılan tüm parametrelerin açıklamaları Çizelge 4.5’de görülmektedir.

$$F_t = \frac{T_m i_g i_0 \eta_t}{r_d} \quad (4.7)$$

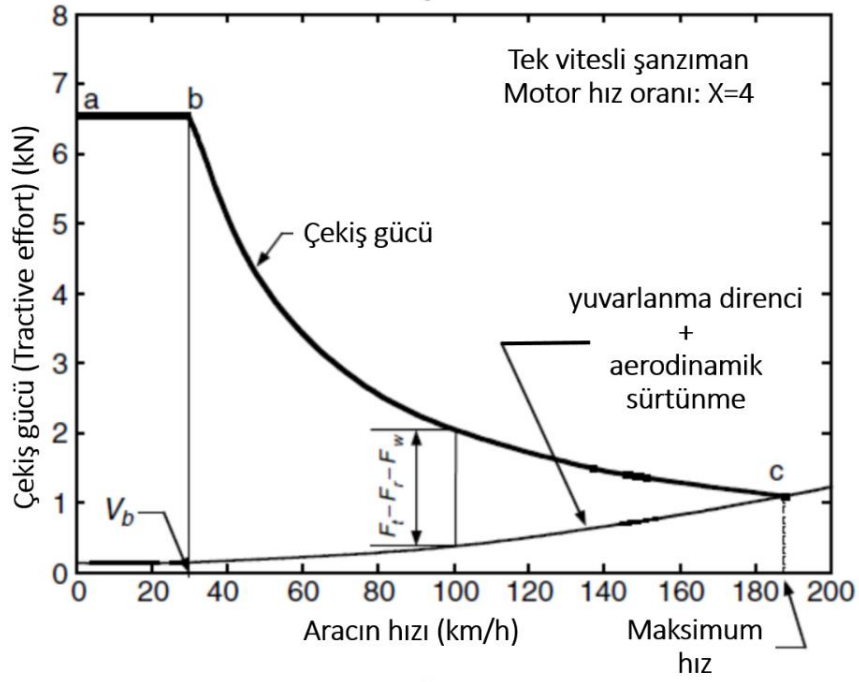
Aracın hızı ise Denklem (4.8)’de görüldüğü gibi elde edilebilmektedir.

$$V = \frac{\pi N_m r_d}{30 i_g i_0} \quad (4.8)$$

Çizelge 4.5. Çekiş kuvveti parametreleri

Parametre Adı	Açıklama
F_t	Tekerleklere aktarılan çekiş kuvveti (N)
V	Aracın hızı (m/s)
T_m	Motor çıkış torku (Nm)
N_m	Motorun devri (rpm)
i_g	Dişli oranı
I_o	Diferansiyel oranı
η_t	Transmisyon sisteminin toplam verimi

Araçta sabit dişli kullanılabilmesi için motorun sabit tork bölgesinin yeteri kadar uzun olması gerekmektedir. Şekil 4.3'te tek vitesli (sabit dişli) transmisyon çekiş kuvveti–araç hızı grafiği görülmektedir.



Şekil 4.3. Tek vitesli (sabit dişli) transmisyon çekiş kuvveti–araç hızı grafiği

Aracın azami hızı Denklem (4.9) ile hesaplanabilmektedir. Çizelge 4.6'da aracın azami hızı parametrelerinin açıklaması yapılmıştır.

$$V_{max} = \frac{\pi N_{max} r_d}{30 i_g i_0} \quad (\text{m/s}) \quad (4.9)$$

Çizelge 4.6. Aracın azami hız parametreleri

Parametre Adı	Açıklama
V_{max}	Aracın azami hızı (m/s)
N_{max}	Motorun azami devri (rpm)

Aracın tırmanma kabiliyeti motorun sağlayabildiği net çekiş kuvveti ile belirlenmektedir.

$$F_{t-net} = F_t - F_r - F_w \quad (4.10)$$

Denklem (4.10)'da ifade edilen kuvvet şekil 4.2'de görüldüğü gibi net bir şekilde anlaşılabilir. Görüldüğü üzere düşük hızlarda tırmanma kabiliyeti daha yüksek olmaktadır. Bir aracın verilen bir hız için tırmanabileceği azami eğim (grade) Denklem (4.11)'de verilmektedir.

$$\sin\alpha = \frac{d - f_r \sqrt{1 - d^2 + f_r^2}}{1 + f_r^2} \quad (4.11)$$

Denklem (4.12) araç performans çarpanı eşitliğidir. Aracın ivmelenme zamanı Denklem (4.13) ile hesaplanabilmektedir. Çizelge 4.7'de aracın ivmelenme zamanı parametrelerinin açıklaması yapılmıştır.

$$d = \frac{(F_r + F_w)}{mg} \quad (4.12)$$

$$t_a = \frac{\delta m}{2P_t} (V_f^2 + V_b^2) \quad \text{saniye} \quad (4.13)$$

Çizelge 4.7. Aracın ivmelenme zamanı parametreleri

Parametre Adı	Açıklama
t_a	Aracın V_b hızından V_f hızına kadar çıkması için geçecek ivmelenme zamanı
δ	Araç ağırlık faktörü
P_t	Çekiş gücü

Aracı sıfır hızından (V_b) son hızına (V_f), t_a saniyede çıkarmak için gerekli olan güç Denklem (4.14)'de ifade edilmiştir.

$$P_t = \frac{\delta m}{2t_a} (V_f^2 + V_b^2) + \frac{2}{3} mg f_r V_f + \frac{1}{5} \rho C_D A_f V_f^3 \quad (4.14)$$

Sürüş için gerekli olan parametreler Çizelge 4.8’de açıklanmıştır. Elektrikli aracın ihtiyaç duyulacak gücü bu parametreler ile hesaplanabilmektedir.

Çizelge 4.8. Araç parametreleri

Parametre Adı	Açıklama	Parametre değerleri
A_f	Aracın ön yüzey alanı(m ²)	2,3 m ²
i	% grade	0
m	Araç ağırlığı (kg)	1600 kg
η_t	Transmisyon sisteminin toplam verimi	0,8
f_{rt}	Tekerlek yuvarlanma direnci sabiti	0,008
f_{rbs}	Frenleme ve direksiyon yuvarlanma direnci sabiti	0,003
C_D	Aracın şeklinden kaynaklanan aerodinamik direnç katsayısı	0,47
ρ	Hava yoğunluğu (kg/m ³)	1,25 (kg/m ³)
r_d	Tekerlek yarıçapı	0,421 m
i_g	Sabit dişli oranı	2,93
i_o	Son dişli oranı (diferansiyel oranı)	4,3
t_a	Aracın V_b hızından V_f hızına kadar çıkması için geçecek ivmelenme zamanı (sn)	24,4 sn

Hava direnci kuvveti (N) Denklem (4.15)’te ifade edilmiştir. Burada rüzgâr hızı ihmal edilmiştir.

$$F_w = \frac{1}{2} \rho A_f C_D (V_f)^2 \quad (4.15)$$

Tırmanma kuvveti (N) Denklem (4.16)’da ifade edilmiştir. Burada eğim değeri yüzde olacaktır.

$$F_g = mg \frac{i}{100} \quad (4.16)$$

Yuvarlanma direnci kuvveti (N) Denklem (4.17)’de ifade edilmiştir.

$$F_r = (f_{rt} + f_{rbs})mg \quad (4.17)$$

Aracın sabit hızla ilerlemesi için gereken minimum kuvvet (N) Denklem (4.18)’de ifade edilmiştir.

$$F_{drag} = F_w + F_g + F_r \quad (4.18)$$

Aracın sabit hızla ilerlemesi için gereken güç (W) Denklem (4.19)’da ifade edilmiştir.

$$P_f = \frac{F_{drag} V_f}{\eta_t} \quad (4.19)$$

İvmelenme (m/s^2) eşitliği Denklem (4.20)'de ifade edilmiştir.

$$a = \frac{V_f}{t_a} \quad (4.20)$$

Aracın istenen hıza ulaşması için gereken enerji (J) Denklem (4.21)'de ifade edilmiştir.

$$E = \frac{\frac{1}{2}mV_f^2}{\eta_t} \quad (4.21)$$

Aracın istenen hıza ulaşması için gereken güç (W) Denklem (4.22)'de ifade edilmiştir.

$$P_a = \frac{E}{t_a} \quad (4.22)$$

Aracın istenen hıza ulaşması ve bu hızda devam etmesi için gereken güç (W) Denklem (4.23)'te ifade edilmiştir.

$$P_t = P_f + P_a \quad (4.23)$$

V_f hızında motor devri (rpm) Denklem (4.24)'te ifade edilmiştir.

$$N_m = \frac{V_f 60}{(2\pi r_d) i_g i_0} \quad (4.24)$$

0-60 km/h hıza ulaşma için gerekli süre elektrikli binek aracın tam yüklü düz gidiş hızlanma zamanı olan t_a 24,4 saniye olarak alınmıştır.

Hava direnci kuvveti (N) Denklem (4.25)'de hesaplanmıştır.

$$F_w = \frac{1}{2} \rho A_f C_D (V_f)^2 = \frac{1}{2} \left(1,25 \frac{kg}{m^3} \right) (2,3 m^2) (0,47) \left(\frac{60 m}{3,6 s} \right)^2 = 188 N \quad (4.25)$$

Tırmanma kuvveti (N) Denklem (4.26)'da hesaplanmıştır.

$$F_g = mg \frac{i}{100} = (1600 kg) \left(9,81 \frac{m}{s^2} \right) \frac{0}{100} = 0 N \quad (4.26)$$

Yuvarlanma direnci kuvveti (N) Denklem (4.27)'de hesaplanmıştır.

$$F_r = (f_{rt} + f_{rbs}) mg = (0,008 + 0,003) (1600 g) \left(9,81 \frac{m}{s^2} \right) = 172 N \quad (4.27)$$

Aracın sabit hızla ilerlemesi için gereken minimum kuvvet (N) Denklem (4.28)'de hesaplanmıştır.

$$F_{drag} = F_w + F_g + F_r = 188 + 0 + 172 = 360 N \quad (4.28)$$

Aracın sabit hızla ilerlemesi için gereken güç (W) Denklem (4.29)'da hesaplanmıştır.

$$P_f = \frac{F_{drag} V_f}{\eta_t} = \frac{(360 N) \frac{60 m}{3,6 s}}{0,8} = 6833 W = 75,00 kW \quad (4.29)$$

İvmelenme (m/s^2) Denklem (4.30)'da hesaplanmıştır.

$$a = \frac{V_f}{t_a} = \frac{\frac{60 m}{3,6 s}}{24,4 s} = 0,7 \frac{m}{s^2} \quad (4.30)$$

Aracın istenen hıza ulaşması için gereken enerji (J) Denklem (4.31)'de hesaplanmıştır.

$$E = \frac{\frac{1}{2} m V_f^2}{\eta_t} = \frac{\frac{1}{2} (1600 kg) (\frac{60 m}{3,6 s})^2}{0,8} = 16666 J \quad (4.31)$$

Aracın istenen hıza ulaşması için gereken güç (W) Denklem (4.32)'de hesaplanmıştır.

$$P_a = \frac{E}{t_a} = \frac{16666 J}{24,4 s} = 683 W = 0,683 kW \quad (4.32)$$

Aracın istenen hıza ulaşması ve bu hızda devam etmesi için gereken güç (W) Denklem (4.33)'de hesaplanmıştır.

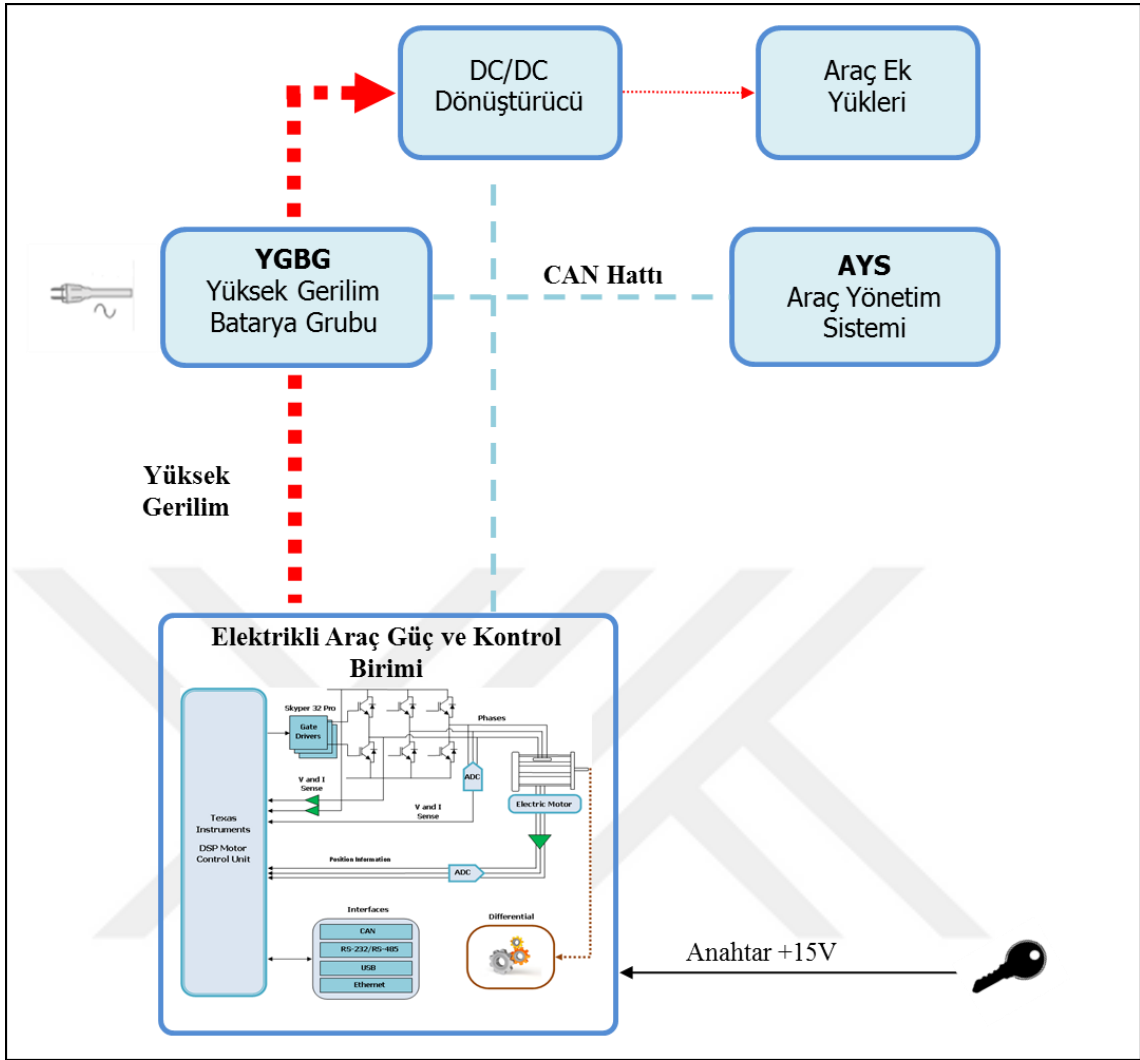
$$P_t = P_f + P_a = 75,00 kW + 0,683 kW = 75,683 kW \quad (4.33)$$

V_f hızında motor devri (rpm) Denklem (4.34)'de hesaplanmıştır.

$$N_m = \frac{V_f 60}{(2\pi r_d) i_g i_0} = \frac{\frac{60 m}{3,6 s} 60}{(2\pi 0,421 m) (2,93) (4,3)} = 4763 rpm \quad (4.34)$$

Çizelge 4.3'te ve Çizelge 4.4'teki görülen elektrikli araca ait parametrelerden yola çıkarak 75kW'lık güç gereksinimi tespit edildikten sonra bu gücü sağlayacak motor güç, akım, gerilim ve motor tipinin tespiti gerekli olmaktadır. Bu çalışmada FDAM tercih edilmiş, bara gerilimi, akımı ve bunlara göre anahtarlama elemanı seçimi yapılmıştır. Sonrasında araç standartlarına uygun anahtarlama elemanı, sürücüsü tasarımı için komponent seçimi gerçekleştirilip, kontrol sistemi için işlemci seçimine geçilmiştir.

Kontrol algoritmasının geliştirilmesi için, kaskat hız ve tork kontrolü yapısı, akım-tork kontrolör yapısı, transfer fonksiyonunun bulunması, örnekleme frekansı seçimi, z dönüşümü ve sistemin ayrık transfer fonksiyonu, doğrudan sayısal kontrolör tasarımı, araç modeli basamak cevabı, hız kontrolü, kaskat hız ve akım kontrolörlü araç modeli, motor kontrol sisteminin modeli gerçekleştirilmiştir. Bu modellemeler sonucunda elde edilen parametrelere göre kontrol algoritması geliştirilmiştir. Şekil 4.4'te elektrikli aracın tüm sistem blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 4.4. Elektrikli araç tüm sistem blok şeması

Deney motorunun devre parametreleri:

Simülasyon ve uygulamalı çalışmaların yapıldığı FDAM'ın eşdeğer devre parametre değerleri aşağıdaki gibidir. FDAM'ın endüklenen gerilim işaretinin tepe noktasının elektriksel açıları α ve β değerleri de aşağıda verilmiştir.

$$R_q = 0.163 \Omega$$

$$L_q = 0.6 \text{ mH}$$

$$M_q = 0.3 \text{ mH}$$

$$K_q = 1.55 \text{ V}_s / \text{rad} [\text{Nm/A}]$$

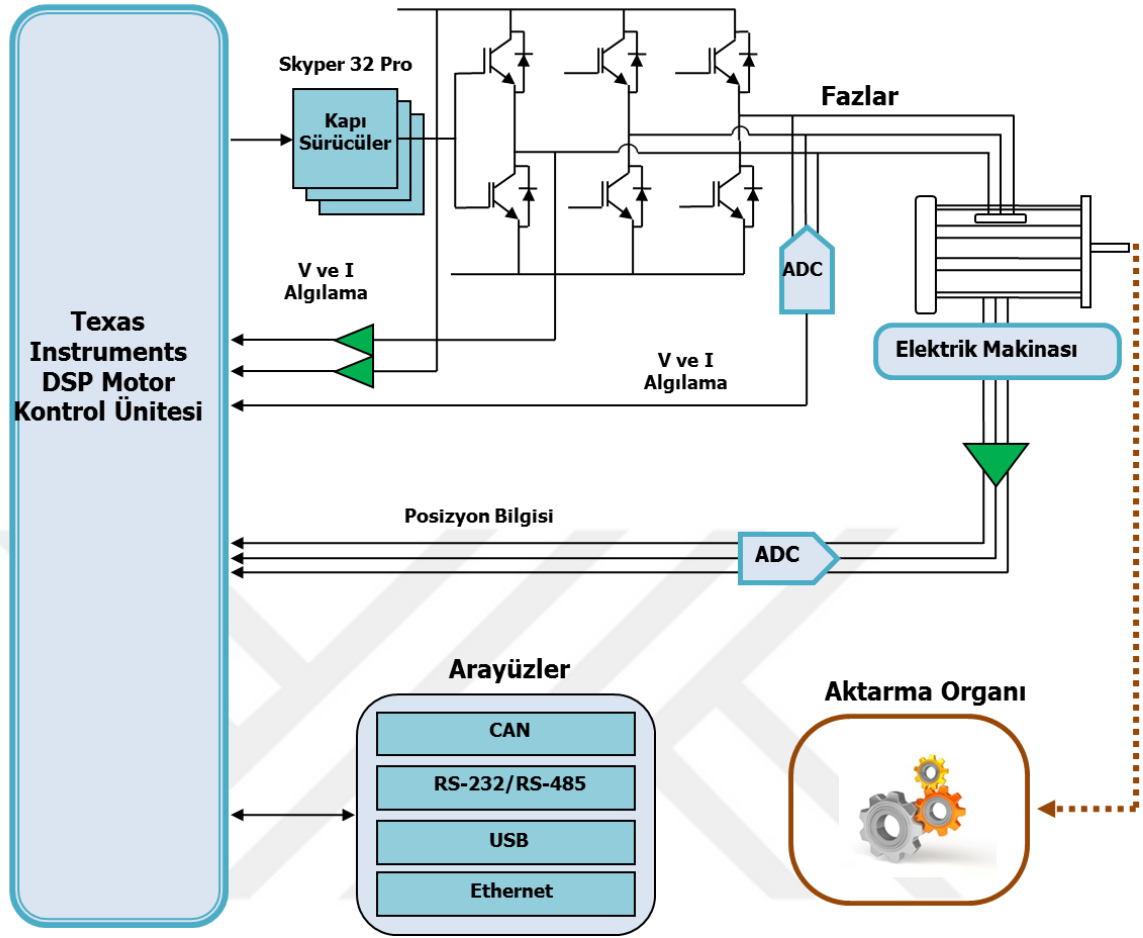
$$V_s = 375 \text{ V}$$

$$I_{\text{nom}} = 200 \text{ A}$$

$$\beta = 120^\circ$$

$$\alpha = 30^\circ$$

Şekil 4.5'te ise elektrikli araç güç ve kontrol birimi blok şeması görülmektedir.

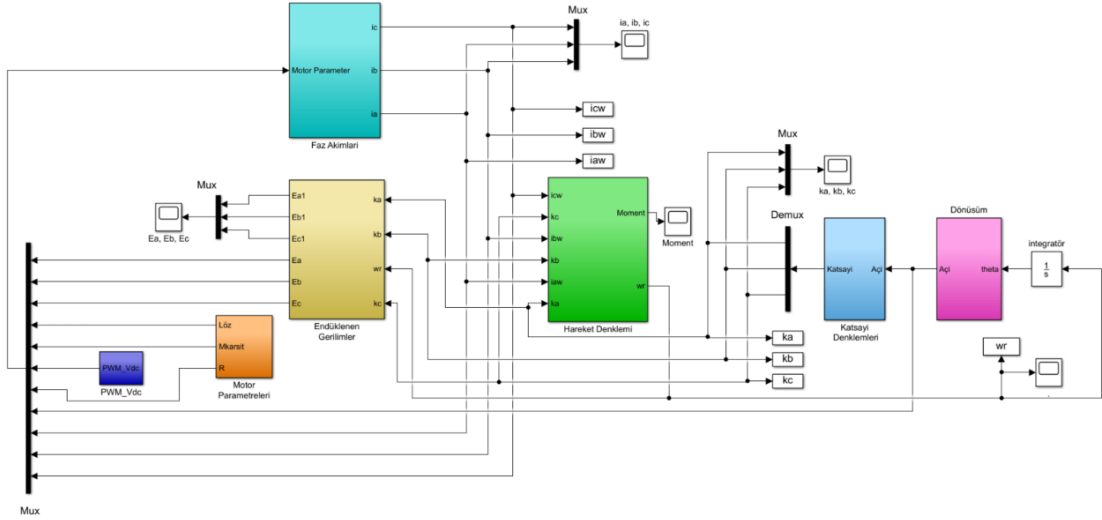


Şekil 4.5. Elektrikli araç güç ve kontrol birimi blok şeması

Elektrikli aracın sürüş sistemini elektrik motoru, aktarma organı, motor sürücüsü ve kontrol sisteminden oluşmaktadır. Burada motoru sürmek için güç katı (power-stage), bu güç katı yarı iletken elemanları sürmek için sürücü devreleri, sistemi kontrol etmek için de kontrol kartı gerekmektedir. Motordan elde edilen dönme momentini, araç yürüyen aksamalarına iletmek için aktarma organı (vites kutusu-gear box) kullanılmaktadır. Kapalı çevrim kontrol algoritmasının çalıştırılması için rotor konum bilgisine ihtiyaç vardır bunun için alan etkili (Hall effect) sensörleri kullanılmıştır. Bara gerilimi, faz akımları ve gerilimleri de ölçülmektedir. Tüm bu parametreler ile kontrol algoritması DSP ile çalıştırılmaktadır.

4.1.2. PID kontrol simülasyon sonuçları

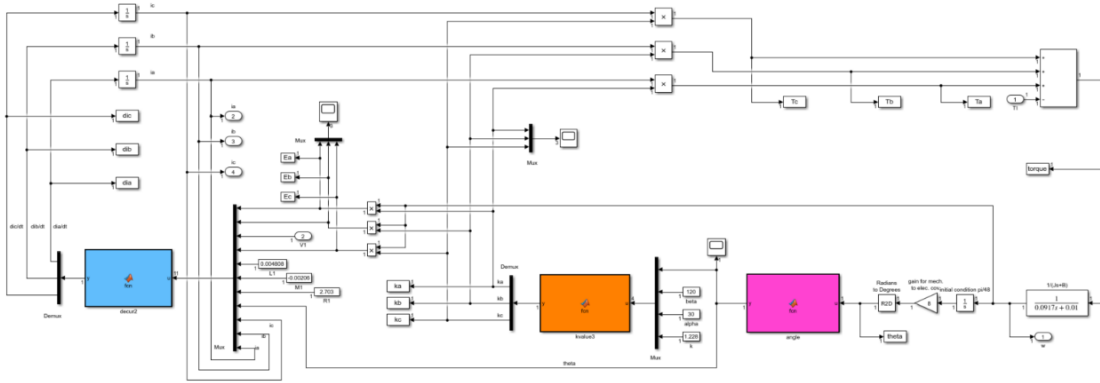
Şekil 4.6'da FDAM' nin MATLAB/Simulink modeli sunulmakta olup tüm tasarımlar R2018b versiyonu ile gerçekleştirilmiştir.



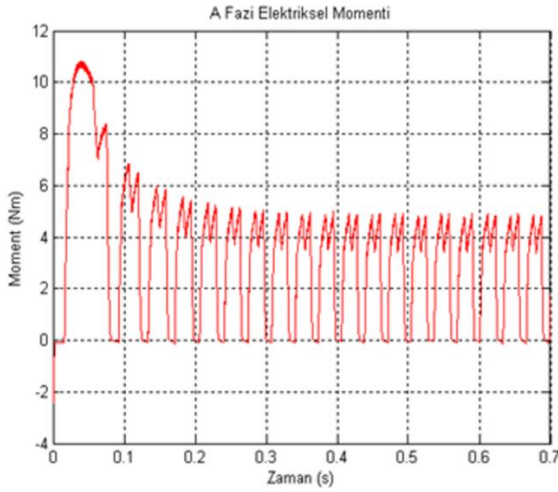
Şekil 4.6. FDAM MATLAB Simulink Modeli

Şekil 4.7’de görüldüğü gibi FDAM kontrolör tasarımı gerçekleştirilmiştir. MATLAB/Simulink ortamında dönüşüm blokları oluşturularak hareket, hız denklemleri kullanılarak konum ve hız verileri elde edilir. Motorun tork verileri faz akımları ile elde edilir. Simülasyon modelini oluşturmak için, hareket denklemleri, motor katsayı denklemleri, faz akımları, faz gerilimleri gibi motor parametreleri yani alt bloklar kullanılır.

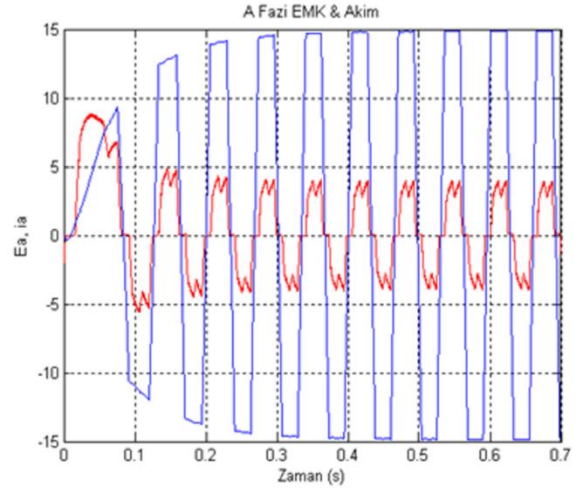
Simülasyon ile elde edilen FDAM’ın performans sonuçları Şekil 4.8’de görülmektedir. Şekil 4.8 (a)’da A fazının moment-zaman, (b)’de Hız-zaman grafiği (c)’de toplam moment-zaman grafiği görülmektedir. Şekil 4.8 (d)’de A fazının ters EMK (Ea)-zaman ve akım (Ia)-zaman grafiği, (e)’de B fazının ters EMK (Eb)-zaman ve akım (Ib)-zaman grafiği, (f)’de C fazının ters EMK (Ec)-zaman ve akım (Ic)-zaman grafiği görülmektedir.



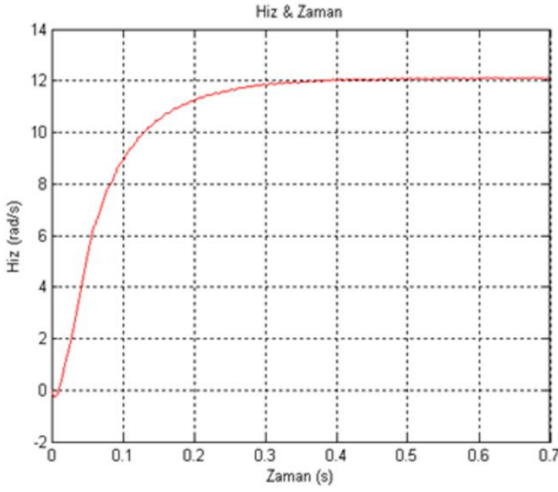
Şekil 4.7. FDAM MATLAB Simulink kontrolör modeli



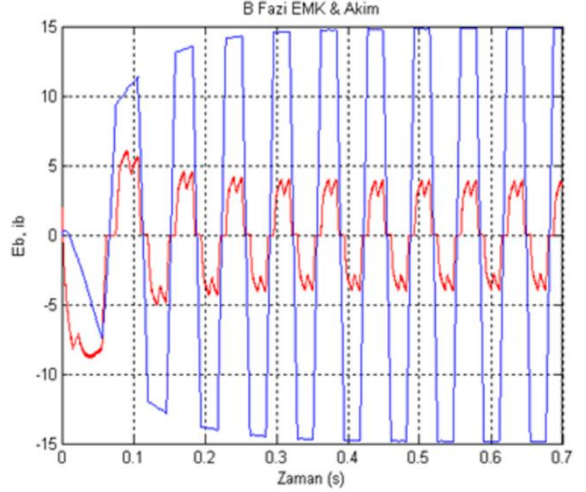
(a) A fazının moment-zaman grafiği



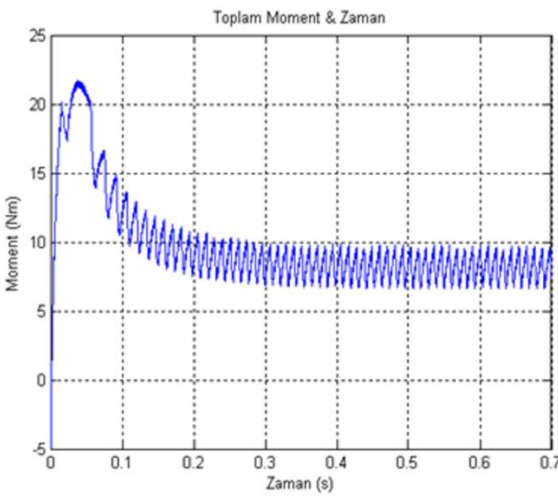
(d) A fazının ters EMK (Ea)-zaman ve Akım (Ia)-zaman grafiği



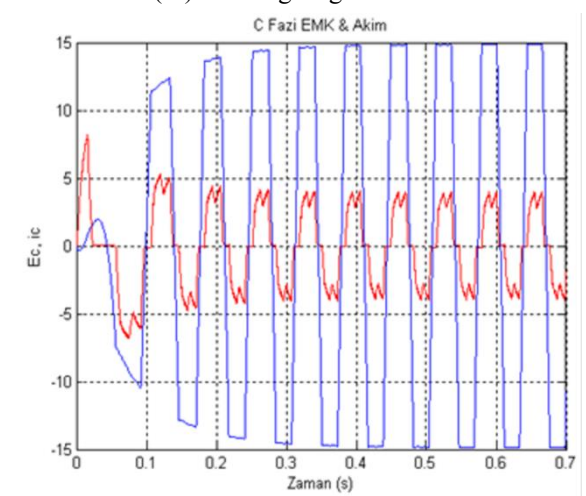
(b) Hız-zaman grafiği



(e) B fazının ters EMK (Eb)-zaman ve Akım (Ib)-zaman grafiği



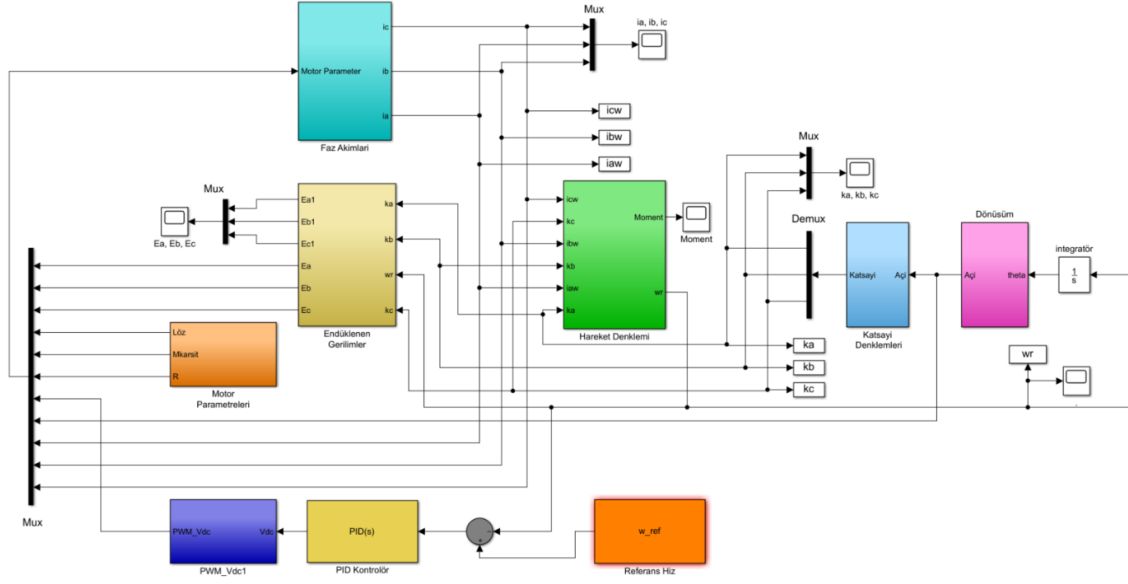
(c) Toplam moment-zaman grafiği



(f) C fazının ters EMK (Ec)-zaman ve Akım (Ic)-zaman grafiği

Şekil 4.8. FDAM'ın simülasyon performans sonuçları

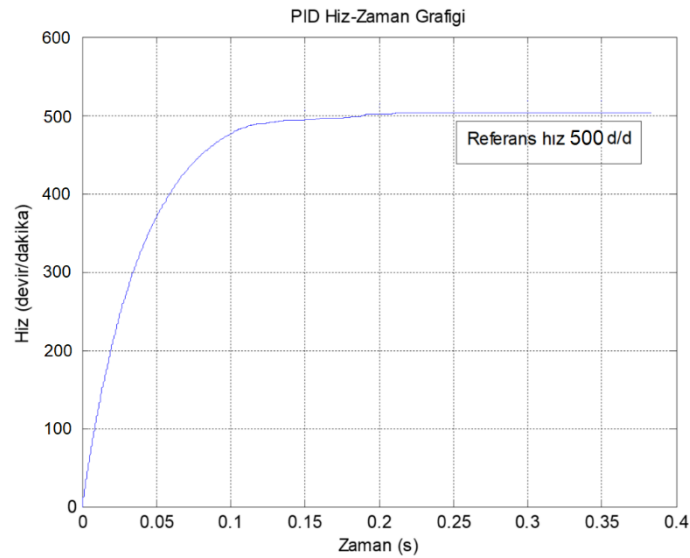
Şekil 4.9’da MATLAB/Simulink ortamında tasarlanan FDAM PID kontrolör tasarımı görülmektedir. K_p , K_I , K_D değerleri denenerek en iyi sonuç veren değerleri bulunmuştur.



Şekil 4.9. FDAM'ın PID kontrol modeli

$K_p = 98.69$, $K_I = 1.3$ $K_D = 1$ olarak belirlenmiştir. Bu değerlerdeki simülasyon sonucuna göre referans 500 devir/dk değerine 0.2 saniyede Şekil 4.10’da görüldüğü gibi oturmaktadır. Şekil 4.10’da FDAM PID kontrol modeli hız-zaman eğrisi simülasyon sonucu görülmektedir. Denklem (4.35)’te PID katsayıları cinsinden eşitliği verilmiştir. Burada, K_p orantı kazancı, K_I integral kazancı, K_D ise türev kazancıdır.

$$T(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + sK_D \quad (4.35)$$

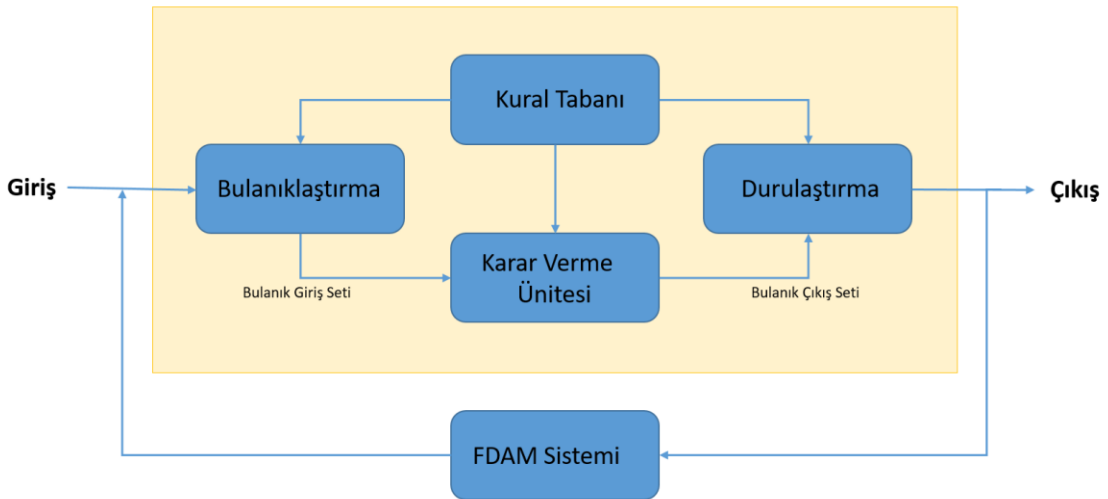


Şekil 4.10. FDAM'ın PID kontrol modeli hız-zaman eğrisi simülasyon sonucu

4.1.3 Bulanık mantık kontrol simülasyon sonuçları

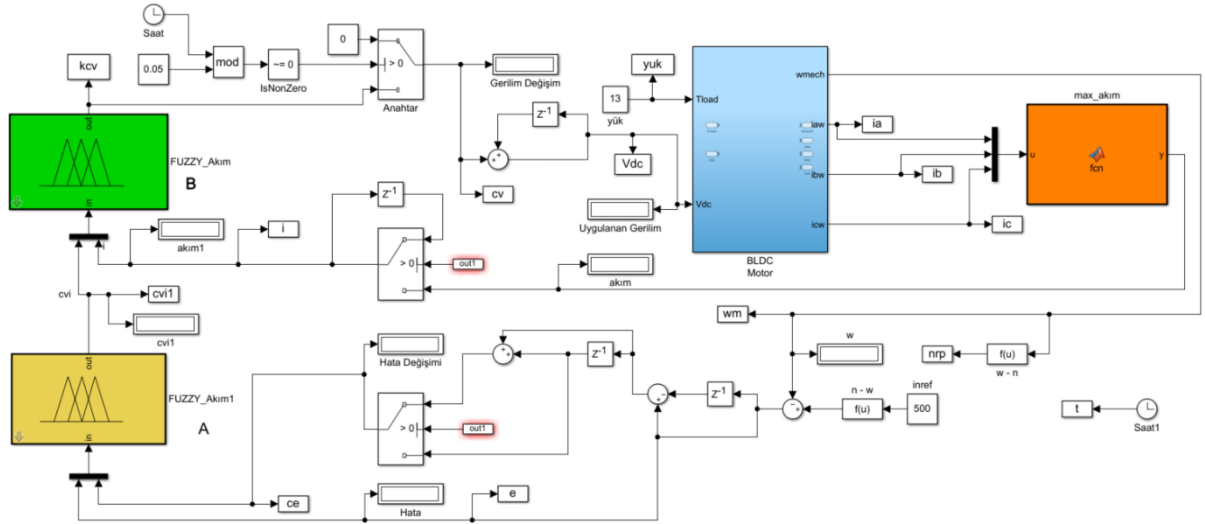
Klasik kontrol metodolojilerinin çözüm üretemediği kontrol sistemlerinde ‘Bulanık mantık kontrol (Fuzzy Logic Control) yöntemi’ en çok kullanılan kontrol yöntemlerinden biridir. Kontrol edilecek sistemin matematiksel modelinin çıkartılamadığı veya çok zor oluşturulduğu durumlarda bulanık mantık kontrol tercih edilmektedir. Bulanık mantık kontrol lineer olmayan, insanın dilsel ifadelerinin, tecrübelerinin, tahminlerinin kullanılabilirdiği çok başarılı sonuçlar veren bir kontrol yöntemidir. Bulanık mantık kontrolör yapısı üç aşamadan oluşmaktadır. İlk olarak, dış etmenlerden elde edilen verilere dayanarak üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi olarak ifade edebileceğimiz ‘Bulanıklaştırma (Fuzzification)’ aşamasıdır. Daha sonra kontrolör tasarımcısının bilgi ve tecrübesine göre kuralların oluşturulması olarak ifade edebileceğimiz ‘Kural Tabanı (Fuzzy Inference)’ aşamasıdır. Son olarak, bulanık ifadelerin değerlerinin tekrar kesin değerlere dönüştürülme işlemi olarak ifade edebileceğimiz ‘Durulaştırma (Defuzzification)’ aşamasıdır (Zadeh L.A. 1965). Şekil 4.11’de bulanık mantık blok diyagramı görülmektedir.

FDAM’ın bulanık mantık kontrol yöntemi ile etkili kural tabanı, üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi ile kaotik, lineer olmayan matematik modelinin tasarlanmasına gerek kalmadan kolay, hızlı, verimli sonuçlar elde edilebilir.



Şekil 4.11. Bulanık mantık kontrol blok diyagramı

Şekil 4.12’de görülen FDAM bulanık mantık kontrolü MATLAB R2018b Fuzzy Logic Toolbox’ı kullanılarak tasarlanmıştır.

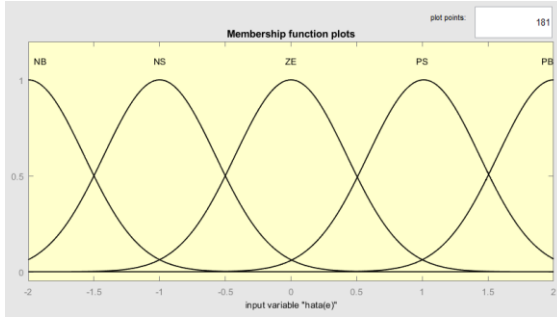


Şekil 4.12. FDAM bulanık kontrol MATLAB simulink modeli

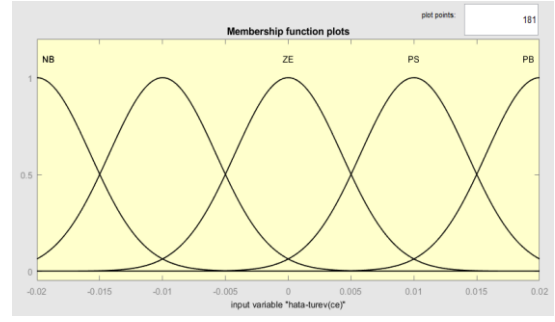
Bulanık mantık kontrol yapısında giriş verileri üç aşamadan geçer. Bunlar bulanıklaştırma, kontrol ve durulaştırma işlemleridir. Öncelikle kural tabanı tasarlanır, daha sonra üyelik fonksiyonları belirlenir. Üyelik fonksiyonu; bir elemanın bir alt kümeyle olan yakınlığının 0 ile 1 arasında bir değerle ifade etme işlemidir. Bulanıklaştırma; oluşturulan kural tabanındaki kurallara göre verilerin bulanık değerlere çevrilmesi işlemidir. Giriş verileri, kural tabanına göre üyelik fonksiyonları en uygun değeri çıktı olarak verir. Şekil 4.13’de hız hatasına ilişkin üyelik fonksiyonları (e), Şekil 4.14’te hız hatasının değişimine ilişkin üyelik fonksiyonları (ce), Şekil 4.15’te hesaplanan ve uygulanan gerilimlerin değişimine ilişkin üyelik fonksiyonları (cvi), Şekil 4.16’da ise akıma ilişkin üyelik fonksiyonları (i) belirlenmiştir.

Çizelge 4.9. Üyelik Fonksiyonları

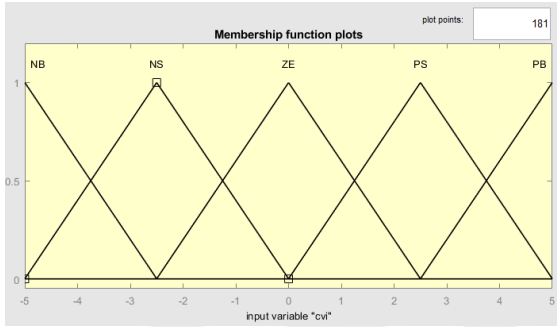
Üyelik Fonksiyonları	Notasyon
Pozitif Büyük (Positive Big)	PB
Pozitif Küçük (Positive Small)	PS
Sıfır Ortam (Zero Environ)	ZE
Negatif Küçük (Negative Small)	NS
Negatif Büyük (Negative Big)	NB



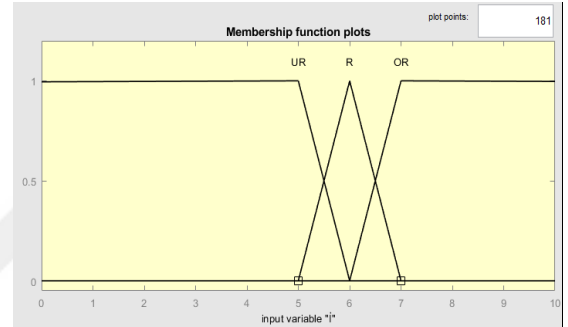
Şekil 4.13. Hız hatasına ilişkin üyelik fonksiyonları (e)



Şekil 4.14. Hız hatasının değişimine ilişkin üyelik fonksiyonları (ce)



Şekil 4.15. Hesaplanan ve uygulanan gerilimlerin değişimine ilişkin üyelik fonksiyonları (cvi)



Şekil 4.16. Akıma ilişkin üyelik fonksiyonları (i)

FDAM Bulanık mantık kontrol yapısının belirlenen kural tabanları Çizelge 4.10 ve Çizelge 4.11'deki tablolarda gösterilmiştir.

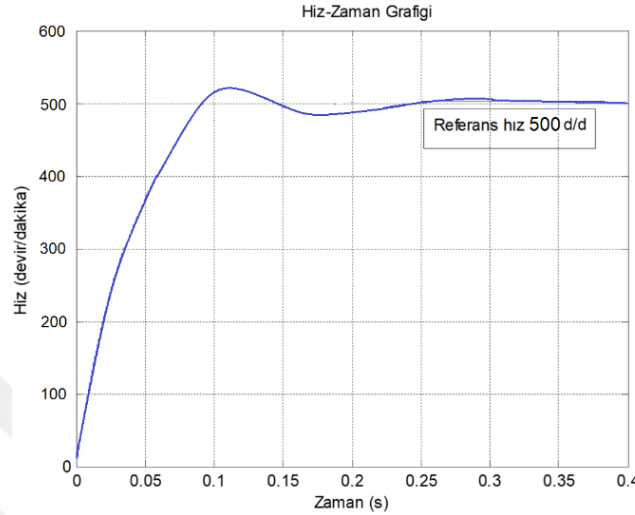
Çizelge 4.10. Bulanık mantık kontrolör hız kuralları

e \ ce	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	NB	NB	NB	NS	NS
NS	NB	NB	NS	NS	NS
ZE	NB	NS	ZE	PS	PB
PS	PS	PS	PS	PB	PB
PB	PS	PS	PB	PB	PB

Çizelge 4.11. Bulanık mantık kontrolör akım kuralları

i \ cvi	NB	NS	ZE	PS	PB
UR	NB	NB	NB	NS	NS
R	NB	NB	NS	NS	NS
OR	NB	NS	ZE	PS	PB

FDAM' nin bulanık kontrol simülasyon sonuçları Şekil 4.17'de gösterilmiştir. Şekil 4.17'de görüldüğü gibi istenilen referans değer olan 500d/dk'ya 0.35 sn çıkış referans değere oturmuştur. 0.1 sn sürede yükselme süresi ile 0.25 sn süre boyunca oldukça az dalgalanarak toplamda 0.35 saniyede istenilen kararlı referans değere ulaşmıştır.



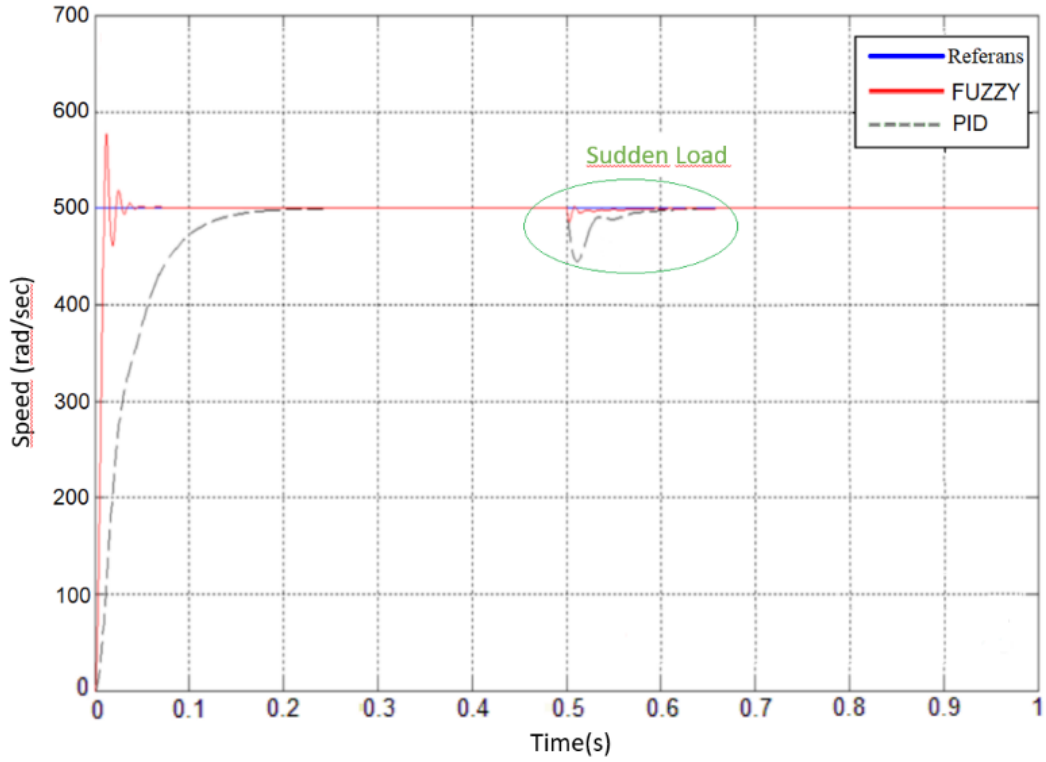
Şekil 4.17. FDAM'ın bulanık mantık kontrolü simülasyon hız zaman eğrisi

Aracın temel parametrelerine göre simülasyon programları kullanılarak motor modellemesi tasarlanmış ve güç hesabı sonucunda elektrik motoru seçilmiştir. Seçilen bu motorun (FDAM) PI, PID ve bulanık mantık kontrolörü hızlı kontrol prototipleme yöntemi ile tasarlanmıştır. FDAM'ın simulink modeli yüklenerek, gerilim ve akımı kontrol eden bir yapıda PI ve PID kontrolörden sonra DS1401 dSPACE sayısal sinyal kiti üzerinden doğrudan DSP ile iletilen bu modele bulanık mantık denetleyici tasarlanmış ve yüklenmiştir.

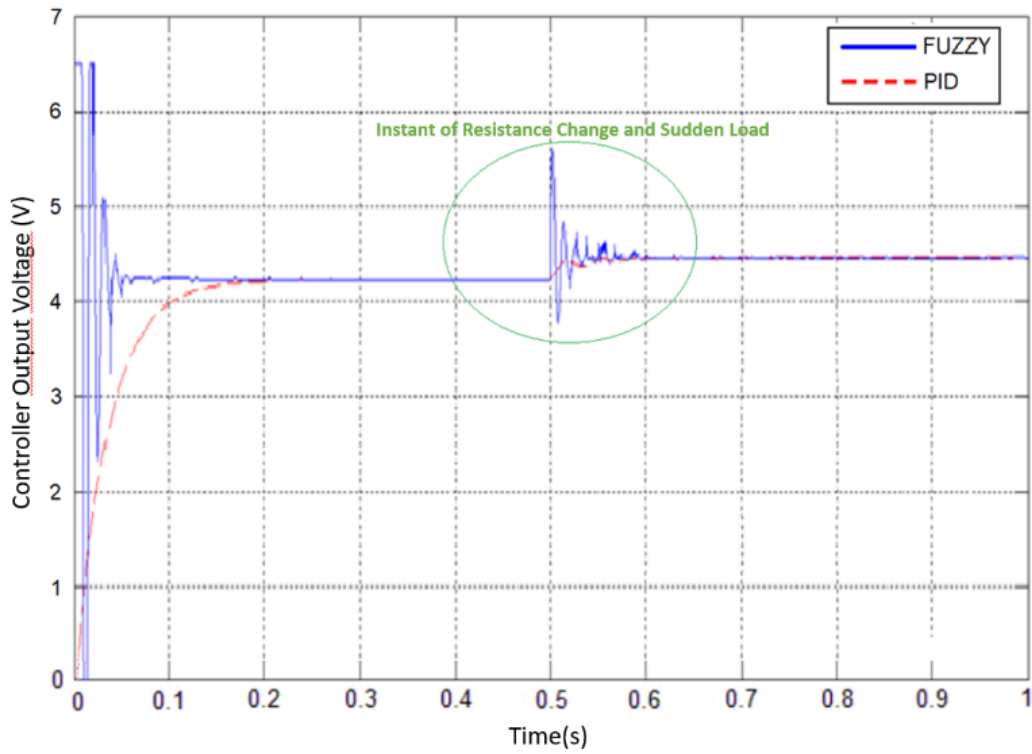
Bulanık mantık kontrol yapısında kullanılan hız hatası, hız hatasındaki değişimin belirlenmesi, hızdaki değişime göre gerilim hatasının hesaplanması ve hız hataları gibi faktörler, parametre değişimleri ve yük bozulmaları ile başa çıkmayı sağlamaktadır. Bu tip kontrolör, diğer geleneksel kontrol tekniklerinden daha dayanıklı ve daha hızlıdır.

FDAM'ın PID ve bulanık denetleyici hız-zaman eğrisi simülasyon sonucu Şekil 4.18'de gösterilmektedir. Direnç değişimi ve ani yük eğrisinde PID bulanık denetleyici yanıtının simülasyon sonucu Şekil 4.19'da gösterilmektedir. Şekil 4.17'de 500 rpm'de simülasyon sonuçları alınmıştır. Motor hız değeri, $K_p = 98.69$, $K_i = 1.3$, $K_d = 1$ referans olmak üzere; PID kontrolör referans değerine (500 rpm) 0.24 saniyede, bulanık kontrolör

ise kontrolör çıkış değerine 0.044 saniyede ulaşmıştır. Kriter değerleri, PID, bulanık kontrolörler karşılaştırılarak Tablo.4.12'de verilmiştir.



Şekil 4.18. PID ve bulanık kontrolör hız-zaman eğrisi



Şekil 4.19. Direnç değişikliği ve ani yükte PID ve bulanık mantık kontrolör cevabı

Çizelge 4.12’de görüldüğü gibi, bulanık mantık kontrolörünün FDAM’ı başarılı bir şekilde kontrol ettiği ve DSP’lerin model tabanlı programlanmasının PID gibi geleneksel yöntemlere kıyasla daha kolay, çok yönlü olduğu ve daha iyi performans gösterdiği görülmektedir. Çizelge 4.12’de görülen simülasyon sonuçlarının, önerilen bulanık mantık kontrol yönteminin zamanla değişen yükün etkilerini daha iyi dengelediğini ve zaman ilerledikçe kararlı hal hatasını diğer yöntemlere göre daha fazla azalttığını göstermektedir.

Table 4.12. PID kontrol ve bulanık mantık (fuzzy logic) kontrolü karşılaştırılması

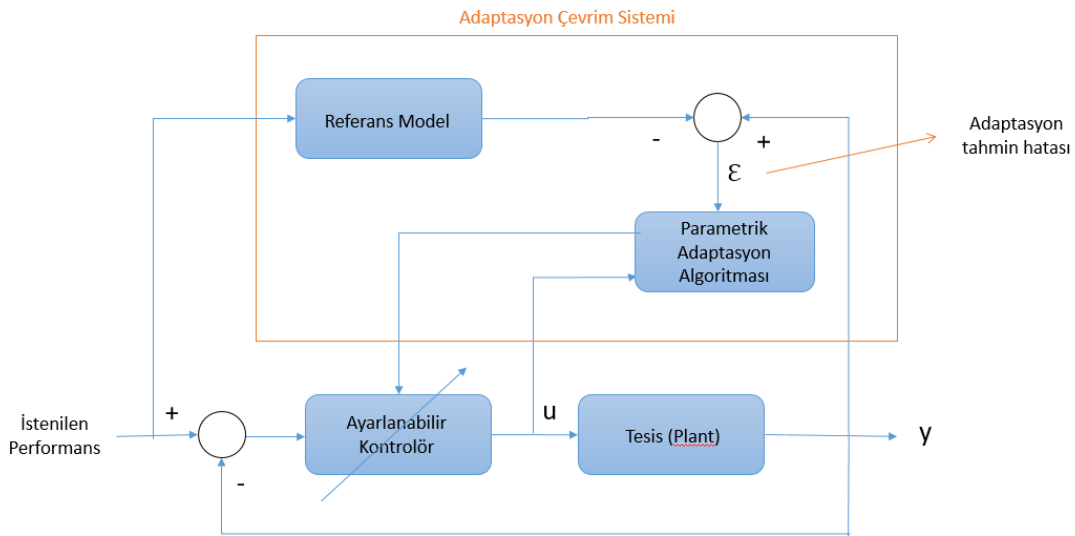
Kriter Değerleri	PID Kontrol	Bulanık Mantık (Fuzzy Logic) Kontrolü
Yerleşme Süresi (Settling Time) T_s (sn)	0.24	0.044
Yükselme Süresi (Rise Time) T_r (sn)	0.075	0.015
Yükleme Esnasında Zaman Farkı (Time Difference for Loading) Δt	0.44	0.04
Aşım (Overshoot) (%)	3.7	0
Kararlı Durum Hatası (Steady-State Error) e_{ss}	0	0
Yükleme Esnasında Kararlı Durum Hatası (Steady-State Error While Loading) e_{ss}	0	0.001
İntegral Kare Hatası (Integral Square Error) (ISE)	0.0372	0.00732
İntegral Mutlak Hata (Integral Absolute Error) (IAE)	0.0584	0.0103212

Bulanık mantık kontrolörünün referans işarete ulaşmadaki yerleşme süresi 0.044 sn iken PID kontrolörün 0.24 sn’dir. Bulanık mantık kontrolü PID kontrolden çok hızlı bir şekilde istenilen referans sinyale ulaşmaktadır. Ani direnç ve yük değişiminde bulanık mantık kontrolörü daha yüksek salınımlar yapsa da yerleşme süresinin çok daha kısa olması sebebi ile referans değere daha hızlı ulaşmaktadır.

4.2. Elektrikli Aracın Adaptif Kontrolü

Tezde adaptif kontrol yöntemlerinden direkt adaptif kontrol olarak ifade edilen model referans adaptif kontrol yöntemi tercih edilmiştir. Tez de amaçlanan kontrol parametrelerine yapılmak istenen kontrol yapısına en uygun algoritma çatısını oluşturduğu için diğer adaptif kontrol sistemlerine nazaran tercih edilmiştir. Başka bir ifade ile; çok büyük belirsizliğe sahip bir sistem için kontrolör tasarımı düşünülürse klasik adaptif kontrol yöntemi büyük ve hızlı parametre değişimi için geçici adaptasyon sağlar ancak kontrol çıktısı kabul edilebilir aralıkta değildir. Bu sebepten tezin probleminin çözümü ‘model referans adaptif kontrol’ yöntemidir. Üç farklı parametre üzerinden gerçekleştirilecek adaptif kontrol algoritması için ‘anahtarlamalı ve ayarlamalı multimodel adaptif kontrol’ yapısı en uygun topoloji olarak belirlenmiştir.

4.2.1 Direkt adaptif kontrol (model referans adaptif kontrol)



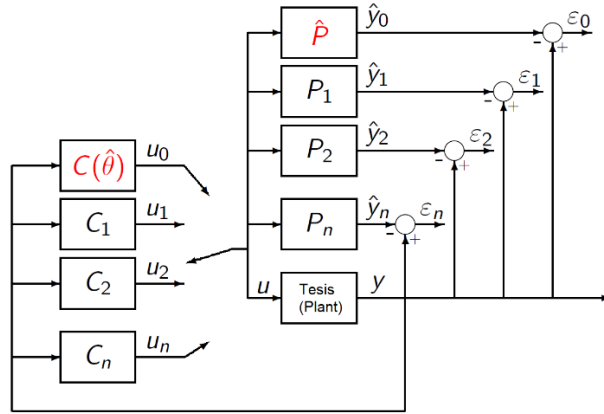
Şekil 4.20. Direkt adaptif kontrol (model referans adaptif kontrol) yapısı

Şekil 4.20’de görülen direkt adaptif kontrol yapısında diğer adaptif kontrol yapılarından en belirgin farkı Referans model bloğunun olmasıdır. ‘Referans Model’ gerçek zamanlı tesis çıktısının yol haritasını yörüngesini belirler. ‘Parametrik Adaptasyon Algoritması’, yeni parametre tahminini gerçek zamanlı olarak gerçekleştirmektedir. Eski parametre tahminine hata ile ilgili parametreler eklenmektedir. Adaptasyon genliği, ölçüm fonksiyonu, hata tahmin fonksiyonu

çarpılarak toplam hata değeri belirlenir ve eski parametre tahmin değerine eklenir. Her bir parametre için bu işlemler tekrarlanır.

Adaptif kontrol algoritmasının çalıştıracak kontrolörün hızı burada önem arz etmektedir. Tesise etki eden parametrelerin sayısının fazlalığı sistemin yavaş çalışmasına yol açabilmektedir. Bu parametrelerin hızlı ve çok yüksek değer değişimleri kontrol sisteminin gerçek zamanlı çalışmasına mani olmaktadır.

Anahtarlama ve ayarlamalı multimodel adaptif kontrol blok diyagramı Şekil 4.21’de görülmektedir.



Şekil 4.21. Anahtarlama ve ayarlamalı multimodel adaptif kontrol

Sistemden gelen parametre varyasyonundan sonra büyük bir tahmin hatası oluştuğunda; ilk önce en yakın modele, sabit modele karşılık gelen kontrolör anahtarlama işlemi yapılarak seçilir. Ardından uyarlanabilir, adaptif model, bu modelin parametresiyle başlatılır ve uyarlama yapılmış olur. Yani adaptif kontrol işlemi gerçekleştirilmiş olur.

Çoklu (multi) tahminleyici:

Kalman filtreleri, standart modeller, adaptif modeller çoklu tahminleyicilerdir.

Eğer θ , sonlu bir n model seti ise, bu modeller tahmin edici olarak kullanılabilir.

Burada çıktı hata tahmincisidir.

Eğer θ , sonsuz fakat kompakt ise, sonlu bir n model seti ve adaptif model kullanılabilir.

Çoklu (multi) kontrolör:

Her $P(\theta)$ için, çoklu kontrol ünitesinde $P(\theta)$ 'yı dengeleyen ve istenen performansları sağlayan $C(\theta)$ olduğunu varsayalım. Bu durumda kontrolör modellenmemiş dinamiklere göre gürbüz (robust), sağlam ve kararlıdır.

İzleme sinyali:

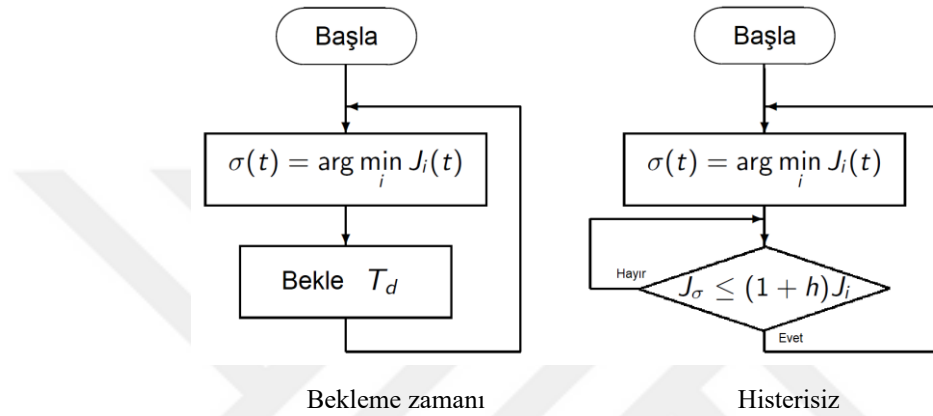
Her seferinde en iyi tahmin ediciyi gösteren tahmin hatasının bir fonksiyonudur.

Anlık ve geçmiş hatalar için $\alpha \geq 0$ ve $\beta > 0$ ağırlıklar ve $\lambda > 0$ bir unutma faktörüdür.

Anahtarlama mantığı:

İzleme sinyaline dayanarak, gerçek tesise hangi kontrol girişinin uygulanması gerektiğini belirten bir $\sigma(t)$ anahtarlama sinyali hesaplanır. Tekrarlamalardan kaçınmak için, ard arda iki anahtarlama veya bir histerezis arasındaki minimum bekleme süresi düşünülür.

Bekleme süresi ve histerezis, anahtarlama sisteminin kararlılığı üzerinde önemli bir rol oynar. Şekil 4.22’de bekleme zamanı ve histerisiz akış diyagramları görülmektedir.



Şekil 4.22. Bekleme zamanı (Dwell time) ve Histerisiz (Hysteresis) akış diyagramları

T_d için büyük bir değer performansı düşürebilir ve küçük bir değer kararsızlığa neden olabilir.

Histerisizde büyük hatalar hızla tespit edilir ve daha iyi bir kontrol cihazı seçilir. Bununla birlikte, performans iyileştirmesi önemli değilse, algoritma sette daha iyi bir kontrollöre geçmez anahtarlanmaz.

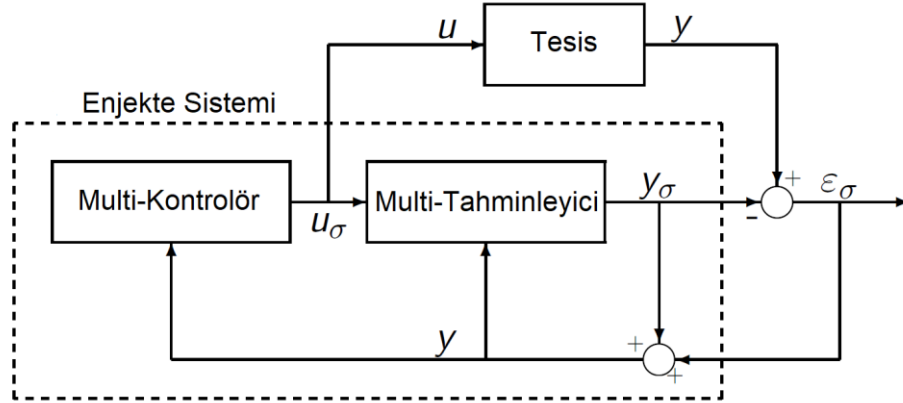
Sistemin kararlı çalışması için ana adımlar şunlardır.

1. Tahmin hatalarından biri (ϵ_k) sifira gitmesi.
2. $\epsilon_0(t) = y(t) - y_\sigma(t)$ de sifira gitmesi.
3. Sonlu bir süre sonra τ anahtarlamasının durması ($\sigma(\tau) = k, t \geq \tau$).
4. Eğer ϵ_k sifira giderse, θ_k, θ' ya eşit olur ve kontrolör C_k kontrolörü $P(\theta)$ tesisini dengeler. Bu eşitliklere kararlılık (stabilizasyon) teoremi denir.

Varsayımlar:

Dinamiklerin modellenmemesi ve gürültünün varlığı, çoklu tahmin edici blokta bazı “iyi” tahmin edicilerin varlığı, tesisin (P) tespit edilebilirliği gibi hususlar, bazı k değerlerinin küçük olduğu durumlar için ϵ_k, ϵ_0 ’ın küçük olduğu durumlarda (‘iyi’ bir izleme sinyali nedeniyle), tüm kapalı döngü sinyalleri ve durumları sınırlandırılmış ise

enjekte sistem kararlıdır. Şekil 4.23’de enjektör yapılı multimodel adaptif kontrol yapısının blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 4.23. Enjektör yapılı multimodel adaptif kontrol

Parametrik adaptasyon algoritması (PAA)’nın geliştirilmesi;

Parametre vektörü θ ; tüm parametreleri içermektedir. Yeni parametre tahmini vektörü Denklem (4.36)’da görülmektedir.

$$\begin{bmatrix} \text{Yeni Parametre} \\ \text{Tahmini} \\ \text{(Vektör)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Eski Parametre} \\ \text{Tahmini} \\ \text{(Vektör)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \text{Adaptasyon} \\ \text{Genliği} \\ \text{(Matrix)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \text{Ölçüm} \\ \text{Fonksiyonu} \\ \text{(Vektör)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \text{Hata Tahmin} \\ \text{Fonksiyonu} \\ \text{(Scaler)} \end{bmatrix}$$

↑ Regresyon vektörü ↑ $(v = f(\varepsilon))$

(4.36)

Tahmini Parametre Vektörü:

$$\theta(t+1) = \theta(t) + F\Phi(t)v(t+1)$$

PAA'yı tesis modeli tahmin bağlamında geliştireceğiz. Tesis modeli (Plant model) ise Denklem (4.37)'de ifade edilmiştir.

$$G(q^{-1}) = \frac{q^{-d}B(q^{-1})}{A(q^{-1})} = \frac{q^{-d-1}B^*(q^{-1})}{A(q^{-1})}$$

$u \rightarrow$

G

$\rightarrow y$

(4.37)

Birinci parametrenin Denklem (4.38)'de görüldüğü gibidir.

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1(q^{-1}) + \dots + a_{n_A}(q^{-n_A}) = 1 + q^{-1}A^*(q^{-1})$$

(4.38)

İkinci parametrenin Denklem (4.39)'da görüldüğü gibidir.

$$B(q^{-1}) = b_1(q^{-1}) + \dots + b_{n_B}(q^{-n_B}) = q^{-1}B^*(q^{-1}) \quad (4.39)$$

Tesis modeli Denklem (4.40)'da ifade edilmiştir.

$$y(t+1) = -A^*(q^{-1})y(t) + B^*(q^{-1})u(t-d) = \theta^T \phi(t) \quad (4.40)$$

Parametre vektörü Denklem (4.41)'de görüldüğü gibi yazılabilir.

$$\theta^T = [a_1, \dots, a_{n_A}, b_1, \dots, b_{n_B}] \quad (4.41)$$

Ölçüm Vektörü Denklem (4.42)'de görüldüğü gibidir.

$$\phi(t)^T = [y(t) \dots - y(t - n_A + 1), u(t-d) \dots u(t-d - n_B + 1)] \quad (4.42)$$

Parametre kestirimi için algoritma oluşturulması sürecinde ayrık zamanlı tesis modeli (bilinmeyen parametreler) Denklem (4.43)'deki gibi ifade edilebilir.

$$y(t+1) = -a_1 y(t) + b_1 u(t) = \theta^T \phi(t) \quad (4.43)$$

Parametre vektörü Denklem (4.44)'deki gibi ifade edilmiştir.

$$\theta^T = [a_1, b_1] \quad (4.44)$$

Ölçüm vektörü Denklem (4.45)'deki gibi ifade edilmiştir..

$$\phi(t)^T = [-y(t), u(t)] \quad (4.45)$$

Ayarlanabilir tahmin modeli Denklem (4.46)'deki gibi ifade edilmiştir..

$$\hat{y}^0(t+1) = \hat{y}(t+1) = \hat{\phi}(t) = -\hat{a}_1(t)y(t) + \hat{b}_1(t)u(t) = \hat{\phi}(t)^T \phi(t) \quad (4.46)$$

Ayarlanabilir parametrelerin vektörü Denklem (4.47)'daki gibi ifade edilmiştir.

$$\theta^T = [\hat{a}_1(t), \hat{b}_1(t)] \quad (4.47)$$

Tahmin hatası Denklem (4.48)'deki gibi ifade edilmiştir.

$$\varepsilon^0(t+1) = y(t+1) - \hat{y}^0(t+1) = \varepsilon^0(t+1, \hat{\phi}(t)) \quad (4.48)$$

Minimize edilmesi gereken kriter (objektif): Denklem (4.49)'deki gibi ifade edilmiştir.

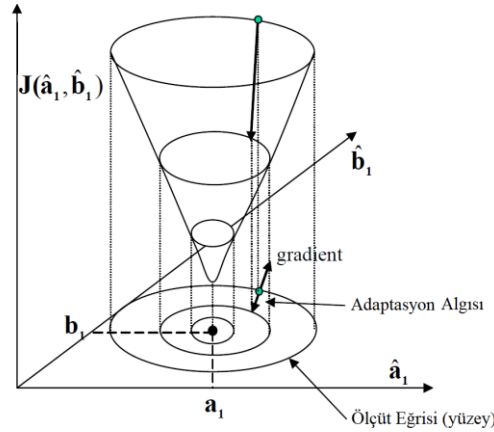
$$J(t+1) = [\varepsilon^0(t+1)]^2 = [\varepsilon^0(t+1, \hat{\phi}(t))]^2 \quad (4.49)$$

Parametre adaptasyon algoritması; Denklem (4.50)'deki gibi ifade edilmiştir.

$$\hat{\phi}(t+1) = \hat{\phi}(t) + \Delta \hat{\phi}(t+1) = \hat{\phi}(t) + f[\hat{\phi}(t), \phi(t), \varepsilon^0(t+1)] \quad (4.50)$$

→ Bu değer bilinmemektedir

Parametrik adaptasyon algoritması (PAA) gradient yapı gösterimi Şekil 4.24'te verilmiştir.



Şekil 4.24. Parametrik adaptasyon algoritması (PAA) Gradient yapı gösterimi

Minimize edilecek kriter (objektif) Denklem (4.51)'deki gibi ifade edilmiştir.

$$\min_{\hat{\theta}(t)} J(t+1) = [\mathcal{E}^0(t+1)]^2 \quad (4.51)$$

Gradient kriteri $\delta J(t+1)$ olmak üzere Denklem (4.52) yazılabilir.

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F \frac{\delta J(t+1)}{\delta \hat{\theta}(t)} \quad (4.52)$$

Denklem (4.53)'de görüldüğü gibi adaptasyon genliği yazılacak olursa:

$$F = \alpha I \quad (\alpha > 0) \quad I = \text{Birim matris olmak üzere};$$

$$\frac{1}{2} \frac{\delta J(t+1)}{\delta \hat{\theta}(t)} = \frac{\delta \mathcal{E}^0(t+1)}{\delta \hat{\theta}(t)} \mathcal{E}^0(t+1) \quad (4.53)$$

Denklem (4.54)'te görüldüğü gibi tahmin hatası eşitliği yazılacak olursa;

$$\mathcal{E}^0(t+1) = y(t+1) - \hat{y}^0(t+1) = y(t+1) - \hat{\theta}(t)^T \phi(t) \quad \text{'den} \quad (4.54)$$

Denklem (4.55)'te görülen parametre vektörü denklem 4.53'te ki eşitlikte yerine yazılacak olursa;

$$\frac{\delta \mathcal{E}^0(t+1)}{\delta \hat{\theta}(t)} = -\phi(t) \quad (4.55)$$

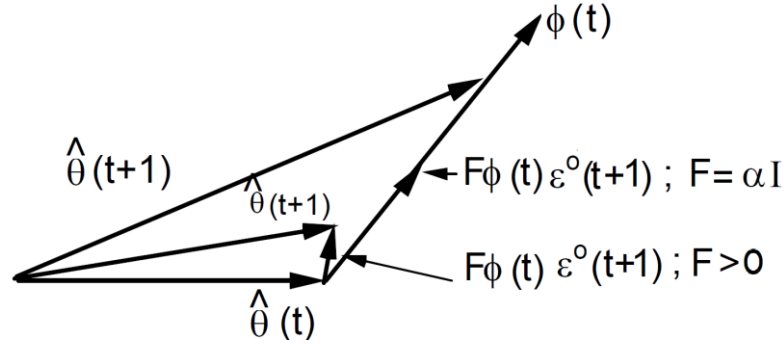
Denklem (4.56)'daki eşitlik elde edilir.

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F \phi(t) \mathcal{E}^0(t+1) \quad (4.56)$$

Denklem (4.57)'de F adaptasyon genliğinin tanım aralığı ifade edilmiştir.

$$\begin{cases} F = \alpha I & (\alpha > 0) \\ F > 0 & \text{Belirli pozitif matris} \end{cases} \quad (4.57)$$

Geometrik yorumlama yapılacak olursa Şekil 4.25'te görülen vektörel yapısı ortaya çıkar. Burada F büyük ise kararsızlık riski oluşur bu konuya dikkat etmek gerekir. (Landau L. D., Zito, G., 2005)



Şekil 4.25. Parametrik adaptasyon algoritması (PAA) Gradient yapının geometrik yorumu

Ayarlanabilir öngörücünün posteriori çıktısı Denklem (4.58)'de verilmiştir.

$$\hat{y}(t+1) = \hat{y}(t+1) = \hat{\phi}(t+1) = -\hat{a}_1(t+1)y(t) + \hat{b}_1(t+1)u(t) = \hat{\phi}(t+1)^T \phi(t) \quad (4.58)$$

Denklem (4.59)'da tahmin hatası eşitliği vermiştir.

$$\mathcal{E}(t+1) = y(t+1) - \hat{y}(t+1) \quad (4.59)$$

Minimize edilecek kriter (objektif) ise Denklem (4.60)'daki gibidir.

$$\min_{\hat{\phi}(t+1)} J(t+1) = [\mathcal{E}(t+1)]^2 \quad (4.60)$$

Gradyan tekniği Denklem (4.61)'de görüldüğü gibi ifade edilebilir.

$$\hat{\phi}(t+1) = \hat{\phi}(t) - F \frac{\delta J(t+1)}{\delta \hat{\phi}(t)} \quad (4.61)$$

Eşitlikler yerine yazıldığında Denklem (4.62), (4.63) ve (4.64) yazılabilir.

$$\frac{1}{2} \frac{\delta J(t+1)}{\delta \hat{\phi}(t+1)} = \frac{\delta \mathcal{E}(t+1)}{\delta \hat{\phi}(t+1)} \mathcal{E}(t+1) \quad (4.62)$$

$$\mathcal{E}(t+1) = y(t+1) - \hat{y}(t+1) = y(t+1) - \hat{\phi}(t+1)^T \phi(t) \quad (4.63)$$

$$\frac{\delta \mathcal{E}(t+1)}{\delta \hat{\phi}(t+1)} = -\phi(t) \quad (4.64)$$

$t+1$ zamanındaki tahmin vektörü Denklem (4.65)'te ifade edilmiştir.

$$\hat{\phi}(t+1) = \hat{\phi}(t) + F \phi(t) \mathcal{E}(t+1) \quad (4.65)$$

Bir uygulama için ifade düzenlenecek olursa, Denklem (4.66) elde edilir.

$$\mathcal{E}(t+1) = f(\hat{\phi}(t), \phi(t), \mathcal{E}^o(t+1)) \quad (4.66)$$

Denklem (4.68) ve (4.69)'daki eşitlikler Denklem (4.67)'de yerlerine yazılacak olursa Denklem (4.70) elde edilir.

$$\mathcal{E}(t+1) = y(t+1) - \underbrace{\hat{\theta}(t)^T \phi(t)}_{\mathcal{E}^0(t+1)} - [\hat{\theta}(t+1) - \hat{\theta}(t)]^T \phi(t) \quad (4.67)$$

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F \phi(t) \mathcal{E}(t+1) \longrightarrow \hat{\theta}(t+1) - \hat{\theta}(t) = F \phi(t) \mathcal{E}(t+1) \quad (4.68)$$

$$\mathcal{E}(t+1) = \mathcal{E}^0(t+1) - \phi(t)^T F \phi(t) \mathcal{E}(t+1) \longrightarrow \mathcal{E}(t+1) = \frac{\mathcal{E}^0(t+1)}{1 + \phi(t)^T F \phi(t)} \quad (4.69)$$

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + \frac{F \phi(t) \mathcal{E}^0(t+1)}{1 + \phi(t)^T F \phi(t)} \quad (4.70)$$

$F > 0$ şartını sağlayan herhangi bir değer için kararludur. Uygulamada şu şekilde olaylar gerçekleşmektedir.

İlk olarak (t+1)'den önce; $u(t), u(t-1), \dots, y, y(t-1), \phi(t), \hat{\theta}(t), F$

(t+1) hesaplanmadan önce; $F \phi(t) / [1 + \phi(t)^T F \phi(t)]$, $\hat{y}^0(t+1) = \hat{\theta}(t)^T \phi(t)$

(t+1)'de $y(t+1)$ ve $u(t+1)$ elde edilir (acquisition) ve gönderilir ve daha sonra Parametrik Adaptasyon Algoritması (PAA) çalıştırılır ve $\mathcal{E}(t+1)$ ve $\hat{\theta}(t+1)$ hesaplanır. Dolayısıyla bu adaptasyon algoritmasının C ve/veya Python diline çevrilmesi uyarlanması konusunda öncelikle ölçüm sapma değerlerinin sistem kararlılığı sağlayacak şekilde yani $F > 0$ şartını sağlayacak şekilde minimum ve maksimum değerleri belirlenir.

Adaptif kontrol için belirlenen üç farklı parametre içinde bu sınırlar belirlenmelidir. Bu belirleme, sistemi ve sensörleri bilen supervisor tarafından gerçekleştirilir. Bu yapıda supervisor'ın tecrübe ve bilgisi adaptif kontrol algoritmasının çalışma başarısını etkileyen en önemli faktördür. Bu belirlenen minimum ve maksimum aralıktaki sensör ölçme hatalarının sınırlar dışında olanları filtrelenir. t, (t+1) durumlarında yukarıda bahsedilen tüm parametreler belirlenir, hesaplamalar yapılır ve böylelikle hata tahmin fonksiyonu için $\mathcal{E}(t+1)$ bulunmuş olur.

Ölçüm fonksiyonu için $\hat{\theta}(t+1)$ bulunmuş olur. Bu bulunan değerler adaptasyon genliği ile çarpılır ve bulunan değer eski parametre tahminine eklenir ve bu yeni parametre tahmini olur. Her bir sensörden gelebilecek maksimum ve minimum ölçüm değerleri tespit edildikten sonra sistem cevabına bağlı olarak deneme yanılma yoluyla bu

aralıklar tespit edilmiştir. Yazılımda da bu belirlenen aralıklara göre hesaplanacak adaptasyon parametreleri için hata tahmin fonksiyonu belirlenmiştir. Her bir aralığa gelen değere karşılık parametrik adaptasyon aralığı belirlenmiş olur.

Bu tez çalışmasında sistem, literatür adı ile plant elektrikli otomobil'dir. Otomobilin dinamik modelinin parametreleri bilinmediğinde, parametrelerin bozulması durumlarında ve/veya zaman içinde değiştiğinde, kontrol sisteminin istenen bir performans seviyesini verebilmesi veya koruyabilmesi için kontrol sisteminin gerçek zamanlı, otomatik olarak ayarlanması gerekir. Bunun için yapılandırılan tekniklerin ve geliştirilen algoritmaların tümüne 'Elektrikli Otomobilin Adaptif Kontrol Sistemi' denir.

FDAM kontrol algoritmasını çalıştıran işlemciler aynı zamanda elektrikli otomobilin adaptif kontrol algoritmasını da çalıştırdığında sistemin çalışmasında problemler meydana gelmiştir. Adaptif kontrol parametrelerini tespit edecek sensörlerin motor sürücü kontrolör entegresinde çalıştırılması sürücü anahtarlama elemanlarının PWM çıkışlarında kararsızlığa, ölü bandın kaymasına sebep olmuştur. Bu sebepten adaptif kontrol algoritması için bir işlemci, tahrik sisteminin kontrol algoritması için başka bir işlemci kullanılmıştır. Sistemin esnekliği iki DSP kullanarak artırılmıştır.

Tasarlanan tahrik, çekiş sistemi kontrol algoritması, üç fazlı tam kontrollü köprü topolojisinde DA-AA dönüştürücünün anahtarlarını çalıştırmak için gereken ateşleme darbelerini üretmektedir. Ayrıca güç katındaki akım, gerilim, hız, sıcaklık bilgilerinin ölçümleri de yapılmakta, oluşacak hata mesajlarına, limit aşımalarına göre (aşırı akım uyarısı gibi) sistemi koruyucu tedbirler alınmaktadır. Gerektiğinde sistemi durdurmaktadır.

FDAM sürücü algoritması içerisinde adaptif kontrol için kullanılacak sensörlerin sürücüleri ve yazılımları motor sürücü programındaki kesmeleri çok düzgün kurgulanmasına rağmen hatalara sebebiyet vermiştir. Bu sistemin bir elektrikli araç üzerinde uygulanması, güvenlik açısından risk oluşturacağı için ayrı ayrı iki işlemci kullanılmıştır. İdeal olanı tek bir kılıf içerisinde iki işlemcisi bulunan ve bu işlemcilerden birinde yeterli sayıda donanımsal (hardware) PWM çıkışları olan yeterli işlem hızına sahip kayan noktalı (floating point) bir kontrolörün kullanılmasıdır. Ancak tez çalışmaları süresince yapılan araştırmalar ve görüşmeler sonucu ticari satışı bulunan böyle bir kontrolör bulunamamıştır. FDAM kontrol devresi ile adaptif kontrol işlemini gerçekleştirecek işlemcinin gerçek zamanlı haberleşme yapması gerekmektedir. Adaptif

kontrol algoritması bir üst kontrol sistemiyle gerçekleştirilip USB üzerinden FDAM kontrol sistemi ile haberleştirilmiştir.

Bu çalışmada üst kontrol birimi tasarlanmış ve bu birimin işlemcisi olarak Raspberry PI-III kullanılmıştır. Raspberry PI-III, Broadcom şirketi üretimi 4 çekirdekli her biri 1.2 GHz işlemci hızına sahip kayan noktalı bir mikro denetleyicidir. Üzerinde Android, Linux işletim sistemi çalıştırabilen çok fonksiyonel bir DSP işlemcisidir.

Adaptif kontrol yapısı için istenilen tesis (plant) yani elektrikli otomobil parametreleri şunlardır;

Birinci olarak, *takip mesafesi uyarı ve çarpışma önleme sistemi*; elektrikli aracın önündeki araç ile arasındaki uzaklığı ölçmek için ‘HC-SR04 Ultrasonik Mesafe Sensörü’ kullanılmıştır.

İkinci olarak, *araç eğimi artışında performans artırıcı sistem*; aracın bulunduğu yolun eğimini ölçmek için ‘MPU 6050 Gyro-İvme ölçer (Gyro-Accelometer) Sensörü’ kullanılmıştır.

Üçüncü olarak, *araç ağırlığının artışında performans artırıcı sistem*; aracın ağırlığını ölçmek için ‘Ağırlık, Yük Sensörü (Load Cell)’ ve ‘BMP180 Basınç Sensörü’ kullanılmıştır.

FDAM motor sürücü yazılımındaki değişkenler parametre verilerinin değer aralıklarına göre optimize edilmişlerdir. Optimize işlemi sonucunda;

Birinci olarak elektrikli araç, önündeki araç ile olan mesafesinin 3 metrenin altına düşmesi durumunda hem uyarı vermekte hem de aracın hızına göre adaptif bir şekilde motorun hızını değiştiren PWM çalışma oranını (duty cycle) değerini otomatik olarak azaltmakta ve olası çarpışmayı önlemektedir.

İkinci olarak MPU 6050 Gyro-İvme ölçer sensörü ile aracın bulunduğu yolun eğimini ve aracın hızlanması ölçülmektedir. Optimize edilen değer aralıklarına göre aracın güçten düşmesi adaptif kontrol ile engellenmektedir. Bunun için motorun hızını değiştiren PWM çalışma oranı değerini otomatik olarak artırılmakta ve olası yavaşlama önlenmektedir.

Üçüncü olarak araç lastiğinin içerisine konumlandırılmış BMP180 basınç sensörü ile aracın lastik iç basıncı ölçülmekte bu basınç değerinin ağırlık ile olan ilişkisi bilinmekte ve böylelikle aracın ağırlığı tespit edilmektedir. Aracın yüksüz ağırlığı için

elektrik motorunun üretmesi gereken güç, artan yük miktarına göre artmaktadır. Her ne kadar bunun için gaz pedalından referans değerler artırılrsa da optimize edilmiş parametre aralıkları ile motorun çalışma bölgesi kaydırılmak sureti ile daha efektif çalışma sağlanmıştır. Adaptif cruise kontrol işleminde çözümlenmesi gerekli bir husustur. Ayrıca Load Cell (Yük sensörü) kullanılarak aracın ağırlığı ölçülmektedir. Aracın ağırlığı hem basınç sensörü hem de yük sensörü ile tespit edilmekte, sensör ölçümlerinin birbirlerini doğrulaması sağlanmaktadır. ASIL C sertifikasyonu gerekliliklerinden olan yedeklilik (redundancy) başlığı altındaki bir konu çözümlenmiştir. Bu işlem için gerinim ölçer (Strain gage) sensörleri kullanılabilirdi. Ancak bu çalışmada diğer uygulamalardan farklı bir tasarım yapmak ve hassasiyeti artırmak için basınç sensörü ve yük sensörü tercih edilmiştir.

Sistem sıcaklığı, ortamın neminin ölçülmesi suretiyle sistemin ısınmadan kaynaklı problemler ile karşılaşması engellenmiştir. Güç katı akım ve gerilim değerleri ölçülmekte, aşırı akım çekme olaylarında sistem uyarı vermekte ve kendini korumaya almaktadır. Motordaki ani ısınma problemlerinin önüne geçilmiştir. Aracın ağırlığı arttıkça motor PWM değeri yüksüz ağırlığındaki değerine göre lineer şekilde artırılarak elektrikli aracın sürüş konforu artırılmış ve adaptif bir kontrol sağlanmıştır.

Öncelikle sistemin kurgusunun gerçekleştirilmesi için bir aracın seçimi söz konusudur. Çizelge 4.1 ve Çizelge 4.8’de parametreleri belirtilmiş olan binek bir aracın seçimi yapılmıştır.

Bu üç parametre üzerinden gerçekleştirilecek olan adaptif algoritmanın çalıştırılacağı sayısal işaret işlemci Raspberry PI-III’ün üzerine Rasberian Linux tabanlı işletim sistemi yüklenmiştir. Sensörlerin sürücü programlarına ait Python kodlarını Linux üzerinden koşturulup sensörlerin çalışmaları sağlanmıştır. Tercihen C programlama dili de kullanılabilir. Öneriler kısmında da belirtildiği gibi ileride yapılabilecek çalışmalar bahsinde, farklı adaptif parametrelerin eklenmesi düşünüldüğünde Python kütüphanelerinin amaca uygun işlemleri kolaylaştırması sebebi ile tercih edilmiştir.

Bu üç parametreye ait veriler Raspberry PI-III ile işlenmektedir. Bu üst kontrol birimi FDAM kontrol mikrokontrolörü olarak Texas Instrument firmasının TMS320F28069, TMS320F28335, TMS5704357 ve Atmel AVR firmasının ATmega328, ile USB üzerinden gerçek zamanlı haberleşerek beraber çalışmaktadırlar.

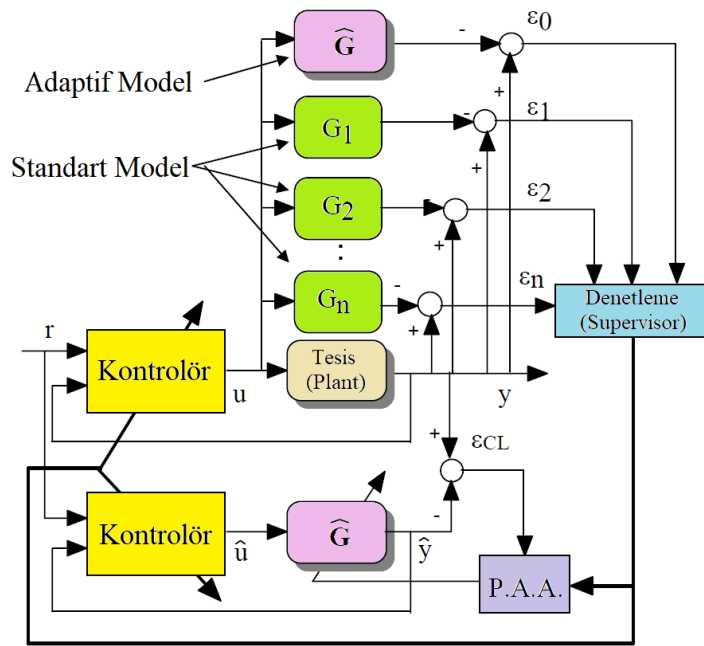
Tezde adaptif kontrol için belirlenen otomobile etki eden üç parametrelerin hızlı ve çok yüksek değer değişimlerine karşı bu parametrelerin sağlıklı gerçek zamanlı takip ederek bu adaptif hesaplamaları yapabilecek bir mikrodenetleyici olan Raspberry PI-III tercih edilmiş ve iyi sonuç vermiştir. Tez konusuna ek bir çalışma yapılmak istense ve yeni adaptif parametreler şerit takip, yorgunluk tespiti, rota oluşturma gibi konuların çözümü için kamera, LİDAR, radar, sismik sensör gibi donanımların kullanılması gerekecektir. Bu donanımların kullanılması halinde çalıştırılacak algoritmaların çalıştırılması için Raspberry PI-III yetersiz kalacaktır. Bu tip problemlerin çözümünde çok sayıda verinin işlenebildiği Nvidia TX2 veya PX2 modeli gibi işlemci yapılarına ihtiyaç duyulacaktır. Bu donanımlardan gelen görüntü, sinyal verilerinin çok hızlı ve paralel bir şekilde işlenmesi, makine öğrenmesi, derin öğrenme gibi algoritmaların koşturulabilmesi için gömülü çok çekirdekli işlemcisi olan, yüksek çalışma frekanslarına sahip platformlara ihtiyaç duyulacaktır.

Takip mesafesi uyarı ve çarpışma önleme sistemi (HC-SR04 Ultrasonik Mesafe Sensörü), araç eğimi artışında performans artırıcı sistem (MPU 6050 Gyro-İvme ölçer Sensörü), araç ağırlığının artışında performans artırıcı sistem (Yük Sensörü ve BMP180 Basınç Sensörü) için $\theta(t + 1)$ vektörü ayrı ayrı hesaplanmaktadır. Aracın gaz pedalı, hız talebini belirleyen bir potansiyometreden ibarettir. Bu potansiyometre kontrolörümüze bağlanmıştır. Buradan gelen 0-5V arasındaki gerilim, aracın 0'dan maksimum hızına kadar olan hız aralığını temsil etmektedir. Bu hız talep bilgisine ait gerilim tüm adaptif parametrelere referans girişi olarak verilmiştir. Her referans için elektrik motoruna uygulanacak PWM sinyalinin çalışma oranı (duty cycle) belirlenmiştir.

Şekil 4.27'deki FDAM MATLAB/Simulink motor kontrol modelinde görüldüğü gibi girilen referans değerine göre elektrik motoru hız, akım geri beslemeleri de üç farklı adaptif kontrol parametresi ile birlikte adaptif algoritmaya parametre olarak eklenmiş ve adaptif kontrolör yapısı tasarlanmıştır. Sürücünün istemiş olduğu referans değer (gaz pedalı ile verilen ister araç hızı) her bir adaptif parametre için Şekil 4.26'da görüldüğü gibi verilmektedir. Yani hız referans bilgisi adaptif kontrol yapılarına giriş olarak verilmiştir. Her bir adaptif parametrenin son güncel hali bir önceki parametre değeri ile olan farkına bakılıp hata vektörü hesaplanmakta, referans modellerde standart modeller oluşturulup uyan varsa adaptif kontrol çıkışı parametrik adaptasyon algoritmasına verilmekte ve burada yeni adaptif parametrik vektör hesaplanmaktadır.

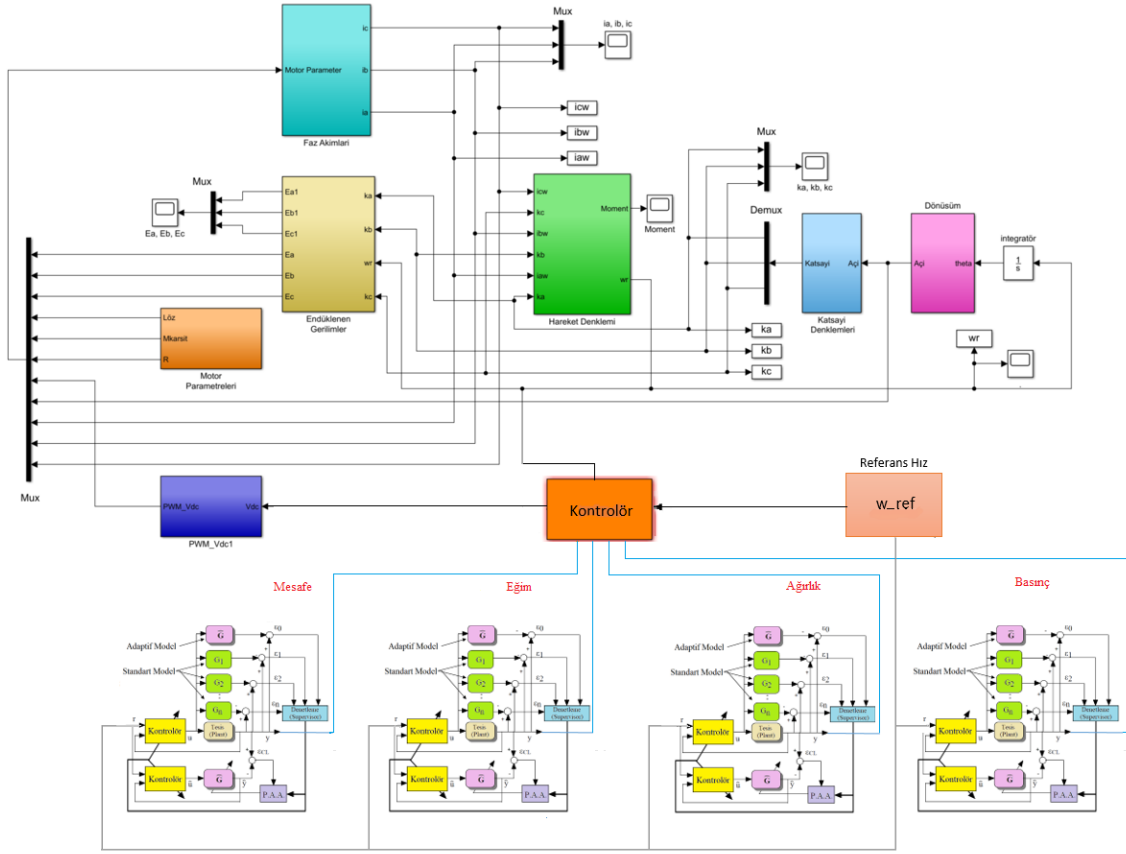
Bu çıkışa göre adaptif modele uygun kontrolör hesaplama yapıp çıkış değerini verir. Bu çıkış değeri adaptif parametrelere göre şekillenmiş gaz, hız talep bilgisidir.

Adaptif sensörlerden gelen verilerin matris birim aralıklarına göre denetlemenin (supervisor'ın) oluşturduğu kural tabanına göre oluşturulan yeni parametrelerin hesaplanması sonucu yeni PWM sinyalinin çalışma oranı (duty cycle) motor kontrol devresinin girişine adaptif parametrelere göre güncellenmiş PWM çalışma oranı olarak verilmektedir. Normalde olması gereken PWM çalışma oranından farklı adaptif parametrelerin durumuna göre artı veya eksi olmaktadır. Tüm sistem bu dört sensörden gelen verilere göre adaptif bir şekilde motor kontrolünü gerçekleştirmektedir.



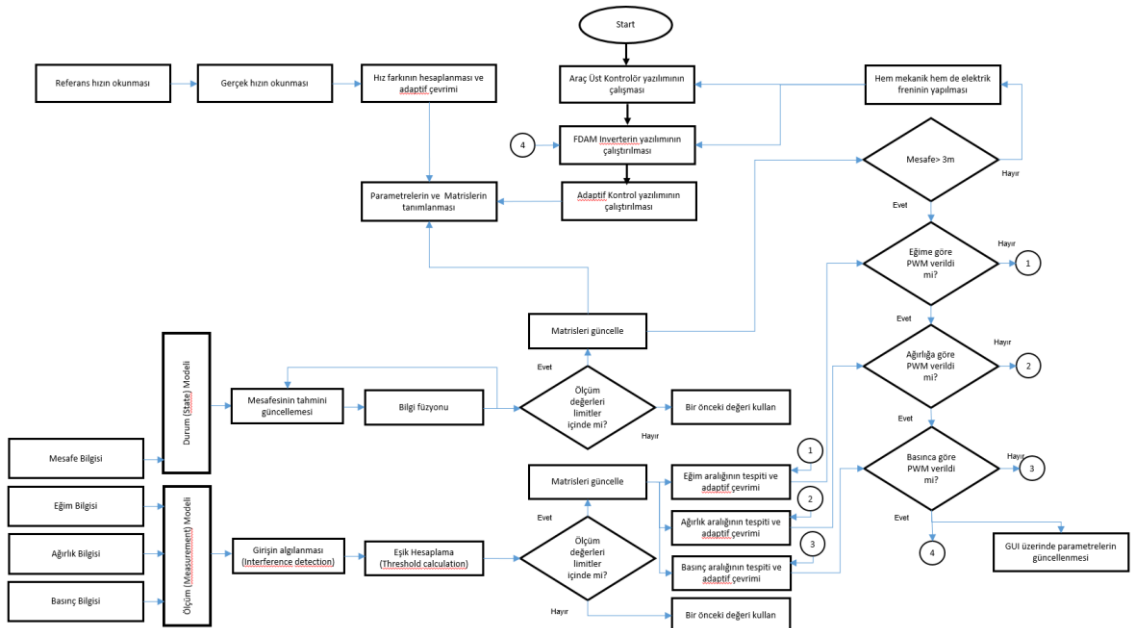
Şekil 4.26. Bir adaptif parametre için kullanılan multimodel yapısı

Şekil 4.27’de görüldüğü gibi multimodel yapı her bir sensör için tasarlanmış ve her bir sensöre göre adaptif PWM çalışma oranı hesaplanmıştır. Bu PWM çalışma oranları her bir sensör için farklılık gösterebilmektedir. Bunların çıkışları kontrolöre girilmiş ve herbiri için oluşturulan matrisler herbirinin değerinin aralıklarına göre çıkış matrisi oluşturulup nihayi PWM çalışma oranı FDAM kontrolörüne giriş olarak verilmiştir. Bu yapının çok başarılı bir şekilde çalıştığı gözlemlenmiştir.



Şekil 4.27. FDAM 'ın adaptif kontrol yapısının blok diyagramı

Şekil 4.28'de görüldüğü gibi adaptif kontrol algoritmasının akış diyagramı görülmektedir.

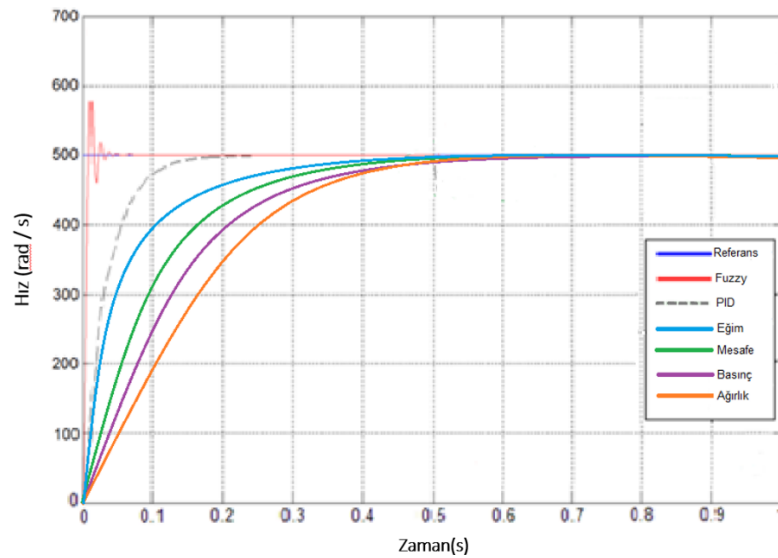


Şekil 4.28. FDAM 'ın adaptif kontrol algoritmasının akış diyagramı

4.2.2 Adaptif kontrol simülasyon sonuçları

Çizelge 4.13’de görüldüğü gibi, multi model adaptif kontrolörünün FDAM’ı başarılı bir şekilde kontrol ettiği görülmektedir. Model tabanlı adaptif kontrol algoritmasının yeni parametre tahmini için adaptasyon genliği matrisinin, ölçüm ve hata tahmin fonksiyonunun bulunması ve bunların altı parametre için eş zamanlı gerçekleştirilmesi oldukça zor, karmaşık ve zaman alan süreçler olmasına rağmen, PID kontrol ile bulanık mantık kontrol yapısının hız-zaman eğrisindeki hız cevabına kıyasla oldukça tatmin edicidir. Multi model adaptif kontrol parametreleri şunlardır; akım, hız, takip mesafesi, eğim, ağırlık ve basınç’tır. Altı farklı adaptif kontrol yapısının eş zamanlı çalıştırılması ve hız cevaplarının oldukça yüksek olması sistemin adaptif kontrol başarısının çok iyi olduğunu göstermektedir.

Şekil 4.29’da grafiksel olarak, Çizelge 4.13’te ise sayısal olarak görüldüğü gibi bulanık mantık kontrolörünün referans işarete ulaşmadaki yerleşme süresi 0.044 sn, PID kontrolörün 0.24 sn iken adaptif mesafe (takip mesafesi 3m’den büyük ise) parametresinin 0.49 sn, adaptif eğim parametresinin 0,46 sn, adaptif ağırlık parametresinin 0.6 sn, ve adaptif basınç parametresinin 0.56sn olduğu görülmektedir. Bulanık mantık ve PID kontrol çok hızlı bir şekilde istenilen referans sinyale ulaşmaktadır ve adaptif tüm parametreler bu yerleşme süresi değerlerine göre oldukça yakın değerler göstermektedir. Kompleks adaptif kontrol algoritmasının hız cevabı bir elektrikli binek otomobil için sürüş performansını ve güvenliğini artırmıştır. Ani parametre değişimlerinde çok hızlı cevap verebilmektedir.



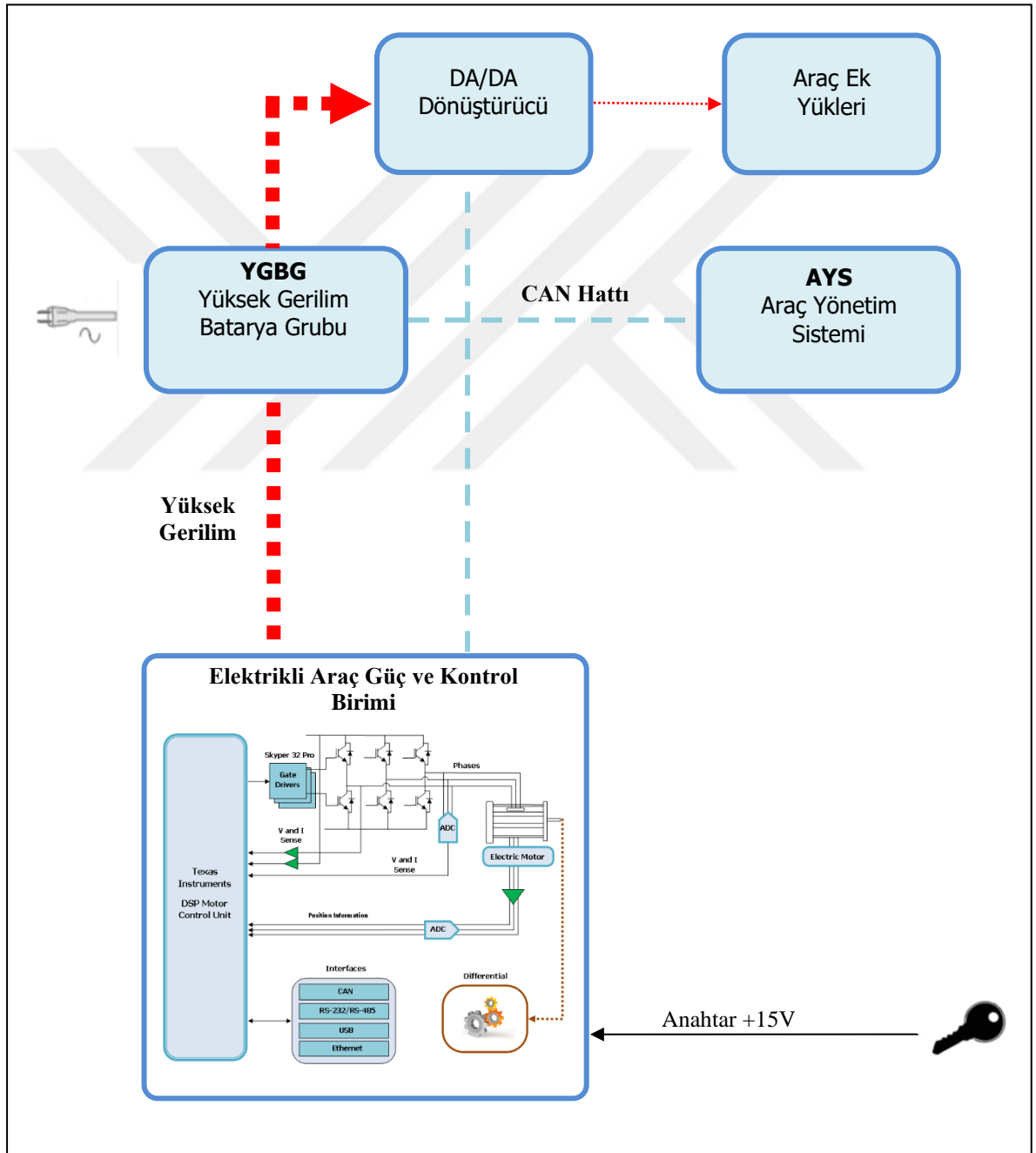
Şekil 4.29. PID, Bulanık Mantık, Adaptif Mesafe, Adaptif Eğim, Adaptif Ağırlık ve Adaptif Basınç kontrolünün Hız-Zaman Eğrileri

Table 4.13. PID , Bulanık Mantık, Adaptif Mesafe, Adaptif Eğim, Adaptif Ağırlık ve Adaptif Basınç kontrolünün parametrelerinin karşılaştırılması

Kriter Değerleri	PID Kontrol	Bulanık Mantık Kontrolü	Adaptif Kontrol Mesafe	Adaptif Kontrol Eğim	Adaptif Kontrol Ağırlık	Adaptif Kontrol Basınç
Yerleşme Süresi (Settling Time) T_s (sn)	0.24	0.044	0.49	0.46	0.61	0.56
Yükselme Süresi (Rise Time) T_r (sn)	0.075	0.015	0.175	0.1	0.3	0.275
Aşım (Overshoot) (%)	3.7	0	0	0	0	0
Kararlı Durum Hatası (Steady-State Error) e_{ss}	0	0	0	0	0	0
İntegral Kare Hatası (Integral Square Error) (ISE)	0.0372	0.00732	0.0866	0.0495	0.1488	0.1358
İntegral Mutlak Hata (Integral Absolute Error) (IAE)	0.0584	0.0103212	0.1281	0.07128	0.2232	0.1996

4.3. Deneysel Donanım Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi

Elektrikli araç blok diyagramı Şekil 4.30’da görüldüğü gibi tasarlanmıştır. Sistem uygun gerilim değeri oluşturularak kurulmuş bir batarya grubundan beslenen, motorun sürülmesi için tasarlanmış güç elektroniği ve kontrol devresinden oluşmaktadır. Tez çalışmasında kullanılan tüm parçalar, otomotiv standartlarına uygun olarak seçilmiş ve tasarlanmıştır.



Şekil 4.30. Elektrikli araç blok diyagramı

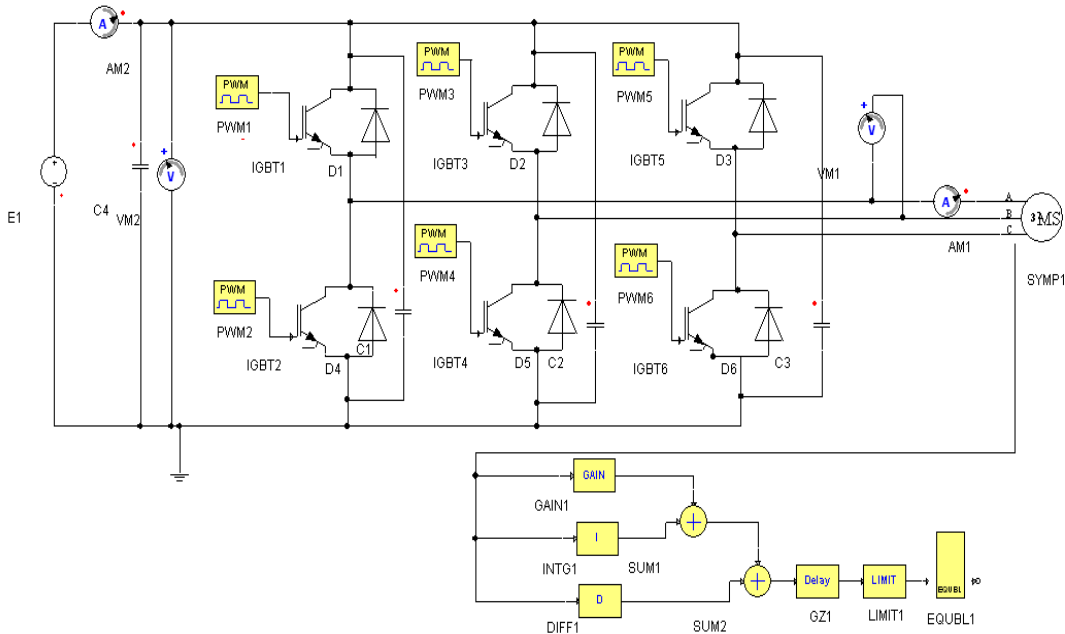
Sistemin temel parçaları;

- Elektrik motoru
- Güç elektroniği ünitesi (gerilim kaynaklı 6 anahtarlı evirici)
- Motor kontrol ünitesi (DSP sistemi)
- Kontrol yazılımı

Elektrik motoru, sistemde mevcut olan bataryadan sağlanan elektrik enerjisini evirici üzerinden alarak mekanik enerjiye çevirir, dişli ve diferansiyel sistemler üzerinden tekerleklere iletimini sağlar ve aracı hareket ettirir. Araç ileri ve geri yönde hareket edebilmektedir. Uygun durumlarda, elektrik motoru evirici üzerinden batarya grubunu şarj edebilmektedir (geri kazanımlı frenleme).

4.3.1 Motor güç sisteminin modeli

FDAM sürücüsü Simplorer simülasyon programı ortamında modellenmiş ve Şekil 4.31'deki şematik ortaya çıkmıştır. Bu modelleme ile kullanılan komponent değerlerinin yaklaşık olarak belirlenmesi tasarımda komponent seçimlerimizi kolaylaştırmıştır.



Şekil 4.31. FDAM kontrol sisteminin nesne tabanlı Simplorer modeli

Modelleme amacı ile kullanılan Simplorer bileşenlerin tek tek modellenmesini sağlamaktadır. PLECS ve PSIM programları ile de simülasyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Ancak tüm sistem modeli için, kontrolör tasarımı sırasında tekrar Matlab/Simulink programı kullanılmıştır.

Modelde IGBT'ler ve diyotlar özel oluşturulmuş bileşenler olarak yer almaktadır. IGBT'lere verilen sinyaller kontrolör ve rotor kod çözücüsü tarafından oluşturulan sinyallerdir. Modelleme sonucunda anahtarlama elemanı seçimi çok büyük önem arz etmektedir. Aracın batarya geriliminin belirlenmesi, araç içi bataryaya ayrılan fiziki alan, batarya hücrelerinin boyutları aracın ağırlık merkezini değiştirmeden bataryaların araç içerisindeki yerleşimi gibi konular batarya geriliminin tercihi noktalarını belirler. Seçilen elektrikli aracın teknik özellikleri Çizelge 4.1 ve 4.8'de belirtilmiştir. Bu teknik özelliklere göre araç genel modellemeleri yapıldı ve modelleme ve hesaplamalar sonucunda 75kW'lık güç gereksinimi olduğu belirlenmiştir. Bu gücü bataryadan almak için gerilimin yüksek seçilmesi akım seviyesinin düşük seçilmesini sağlar bu da anahtarlama elemanlarının seçiminde üretimi olan ürünleri bulabilmemizi sağlayacak ve kablo kesitlerimizi küçültecektir. Kullanacağımız batarya hücreleri, bataryaların konulacağı fiziksel alana sığacak sayının belirlenmesi bara gerilimini belirleme hususunda belirleyici olmuştur.

Nominal DA-Bara gerilimi 375V seçilmiştir. Hesaplama yapıldığında bu gerilimde çekilecek nominal akım 200A olacaktır. Bu değerlere göre üretici firma anahtarlama eleman teknik bilgilerine (datasheet) bakılarak tercih yapılmıştır. Power BJT transistör, MOSFET, IGBT, GaN, SiC seçimi DA-Bara gerilimi, besleme gerilimi, çekilebilecek maksimum akım, kararlı çalışabildiği sıcaklık değerleri, anahtarlama kayıpları, kararlı çalışabildiği anahtarlama frekansının yüksekliği, fiziksel boyutları, düşük güç harcaması, maliyet, temin edilebilirlik gibi faktörlere bağlıdır. Dolayısıyla kullanılacak sektöre göre askeri, uçak, uzay, otomotiv standartlarına uygun seçilmelidir.

4.3.2 Anahtarlama elemanlarının seçimi

Nominal DA-Bara gerilimi 375V, nominal akım değeri 200A olarak belirlenmiştir. DA-bara gerilim değerleri Çizelge 4.14'te görüldüğü gibi 250 ila 400V arasında değişmektedir.

Çizelge 4.14. DA-Bara gerilim değerleri

Minimum DA-Bara Gerilimi	Nominal DA-Bara Gerilimi	Maksimum DA-Bara Gerilimi
250V	375V	400V

IGBT'lerin önemli seçim kriterleri arasında sistemin besleme gerilimi, çekilen akım ve ortam sıcaklığı değerleri bulunmaktadır. Değerler;

Çizelge 4.15. Elektrik motoru nominal ve maksimum değerleri

$P_{nom-motor}$	P_{max}	$V_{nom-motor}$	V_{max}	$I_{nom-motor}$	I_{max}
75 kW	100 kW	375 V	400 V	200 A	300 A

Çizelge 4.16. Ortam sıcaklığı ve işletim değerleri

Ortam Sıcaklığı (üst limit)	İşletim : 80 °C İşletim Dışı : 100 °C
Ortam Sıcaklığı (alt limit)	İşletim : -30 °C İşletim Dışı : -40°C

Çizelge 4.15 ve 4.16'da görülen motor gerilimi akım ve sıcaklık değerleri göz önünde bulundurulduğunda, gerilim ve akım aşımaları sebebiyle IGBT'lerin zarar görmemesi için IGBT üzerinde oluşabilecek nominal değerlerin 2 veya 3 katı tercih edilmiş, emniyet payı bırakılmıştır.

$$V_{ces} = 1200V$$

$$I_{cnom} = 600A$$

$$T_J = 175 \text{ °C 'lik IGBT modüller seçilmiştir.}$$

Burada anahtarlama kayıp değerleri, anahtarlama frekansının yüksekliği, maliyet ve temin edilebilirlik tercih edilme sebepleridir.

Bu teknik özelliklere göre çok çok daha iyi olan SiC tedarik ve maliyet sorunları sebebi ile tercih edilmemiştir.

Tasarımlarda üç farklı kılıfa sahip modül kullanılmıştır. Şekil 4.32'de FDAM sürücü için seçilen IGBT modüllerin görselleri görülmektedir.



Şekil 4.32. FDAM sürücü için seçilen IGBT modüller

Çizelge 4.17’de belirlenen değerlere uygun Semikron firmasına ait IGBT modüller verilmektedir. Semikron firmasının DA- Bara gerilimine ve nominal akıma göre seçilecek olan modüllerin değerleriyle ilgili önerileri de göz önüne alınarak bu modüller seçilmiştir.

Semikron firmasına ait SEMIX604GB12E4s ve SEMIX904GD126HDs belirlenen değerlere uygun IGBT modüllerdir. Ayrıca farklı kılıflar kullanarak performans karşılaştırması yapmak için SKM300GB126D ve altılı birleşik modül olan SKiM459GD12E4V2 ile de tasarımlar yapılmıştır.

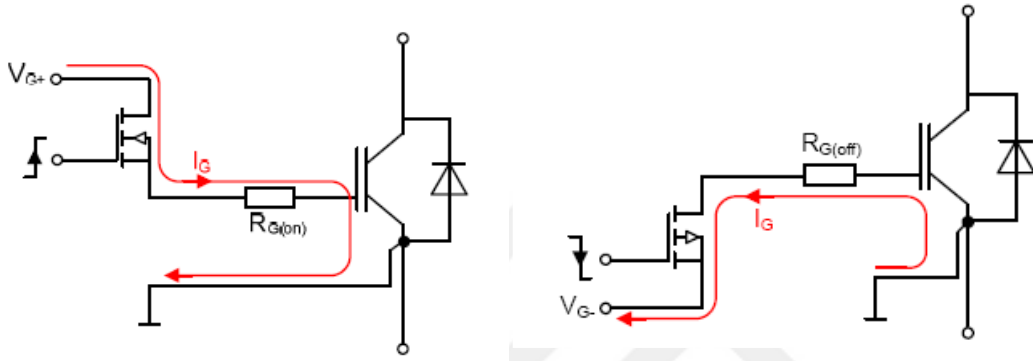
Çizelge 4.17. Seçilen anahtarlama modülleri

Modül Kodu	Gerilim (V)	Akım (A)
SEMIX604GB12E4S	1200	600
SEMIX904GD126HDs	1200	600
SKM200GB12E4	1200	200
SKM300GB126D	1200	300
SKiM459GD12E4V2	1200	450
SKiM306GD12E4	1200	300

IGBT modüller aynı zamanda 175°C ye kadar sıcaklık dayanımına 150°C ye kadar çalışma sıcaklığına sahiptir. Anahtarlama kayıpları sıcaklığa bağlı olarak 19-25mJ arasında değişmektedir. Bu değer birçok firmanın modül değerlerine göre düşük değerlerdir, bu sayede sistemin enerji kaybı az, verimi ise yüksek olmaktadır.

4.3.3 IGBT sürücü modüllerin hesabı ve seçimi

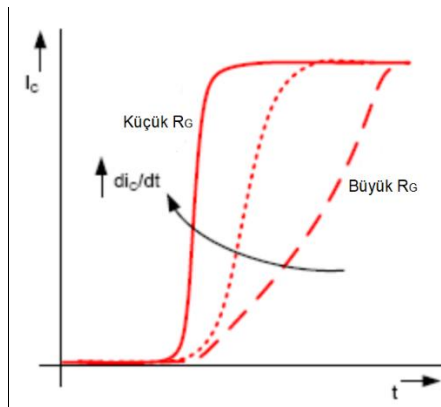
Yüksek güçlerde çalışan anahtarlama elemanlarının seçimine göre bu anahtarlama elemanlarının sürebilmek için kimyasal, fiziksel, tasarım yapılarının bilinmesi gereklidir. Anahtarlama elemanı üreticilerinin vermiş oldukları uygulama notları ve önerilerinden faydalanılmalıdır. Anahtarlama elemanlarının açma ve kapama sürelerini ayarlayabilmek yumuşak, hızlı iletme ve kesime gitme süreçlerini belirlemektedir. Bunun için $R_{G(on)}$ ve $R_{G(off)}$ gibi dirençler kullanılabilir.



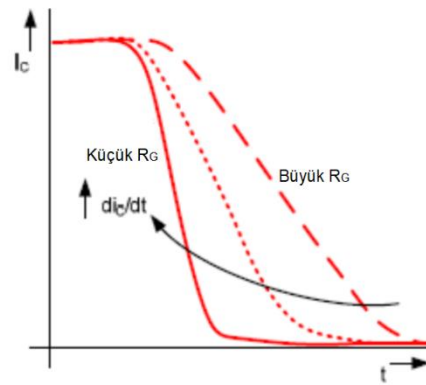
Şekil 4.33. IGBT açma ve kapama kapı dirençleri

IGBT'nin kapama, açma durumlarında akım yönleri Şekil 4.33'de gösterilmiştir. Parazit gerilimi ise Denklem (4.71)'deki eşitlik ile hesaplanır (Hermwille, M., 2007);

$$V_{stray} = V_{parazit} = L_c \frac{di}{dt} \quad (4.71)$$



Şekil 4.34. di_c/dt IGBT Kapama



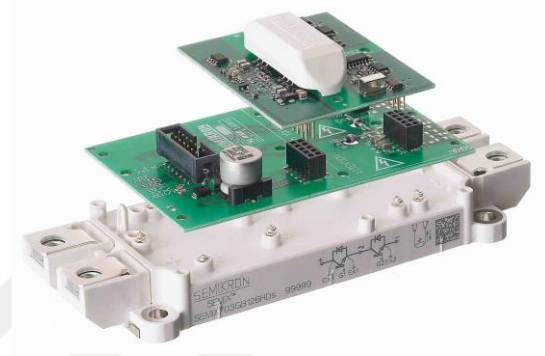
Şekil 4.35. di_c/dt IGBT Açma

IGBT kapı sürücü devresinde kullanılan $R_{G(on)}$ ve $R_{G(off)}$ dirençlerinin etkisi Şekil 4.34 ve Şekil 4.35’de görülmektedir. IGBT’nin kapama ve açma süresini, hızlı açılıp kapanmasını etkiler.

IGBT, kapı sürücü devresinden ilk anda yüksek bir akım çekmektedir. Bu akım değerini baskılamak, kontrol altına almak için Şekil 4.36’da gösterilen Semikron firmasına ait Skyper 32 Pro isimli IGBT sürücü devresi sistemde kullanılmıştır (Bhosale, P., Hermwille M., 2006).

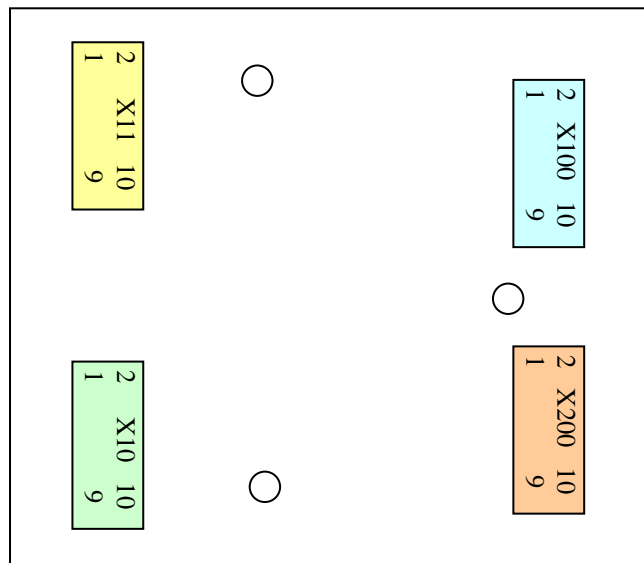


Şekil 4.36. Skyper 32 Pro



Şekil 4.37. Skyper montaj şekli

Skyper iki IGBT’yi kontrol edebilmekte, kapalı durumlarda IGBT’nin kapı gerilimini -7V’ta tutmakta ve ters yönde IGBT’nin ilettime geçmesini engellemektedir. Gerilim kesilmesi, aşırı ısınma durumunda sistemi durdurmakta ve hata çıkışı vermektedir. Dinamik kısa devre koruması ve yumuşak anahtarlama sağlamaktadır. Çalışma sıcaklığı -40...+85 °C’dir. Yukarıda belirtilen özellikler bu devrenin seçilmesine sebep olan faktörlerdir. Skyper’ın IGBT üzerine yapılacak olan montajı Şekil 4.37’de gösterilmiştir (Bhosale, P., Hermwille M., 2006).



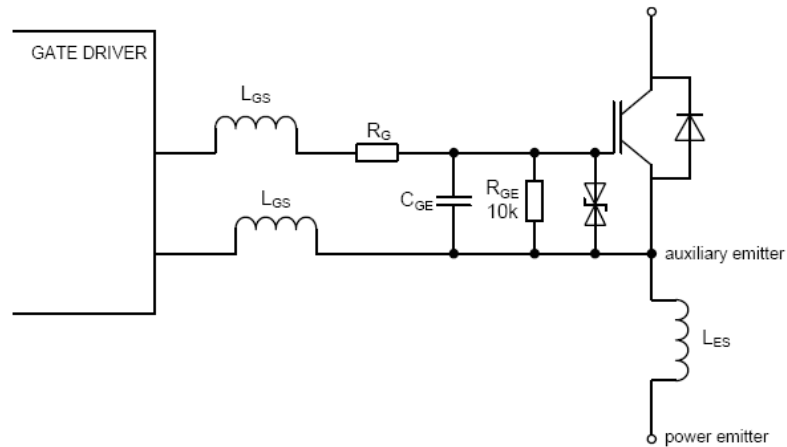
Şekil 4.38. Skyper’ın bacak bağlantılarının fonksiyonları

Çizelge 4.18. Skyper IGBT sürücünün pin açıklamaları

PIN	Sinyal	Fonksiyon	Özelliği
X10:01	PRIM_nPWRFAIL_IN	Düşük gerilim resetlemesi	Harici devre tarafından resetleme işlemi değerinin gelip gelmediğini kontrol eder
X10:02	Boş		
X10:03	PRIM_HALT_OUT	Sürücünün çıkış durumu	Sayısal 15 V max. 2mA olup LOW konumunda sürücü aktif , HIGH konumunda sürücü pasif
X10:04	PRIM_HALT_IN	Sürücünün giriş durumu	Sayısal 15V,100Kohm empedansta LOW konumunda sürücü aktif, HIGH konumunda sürücü pasif
X10:05	PRIM_PWR_GND	Güç kaynağı için GND ve Sayısal işaret için GND	
X10:06	PRIM_PWR_GND	Güç kaynağı için GND ve Sayısal işaret için GND	
X10:07	PRIM_TOP_IN	Anahtarlama Sinyal Girişi (Üst Anahtar)	Sayısal 15V,100Kohm empedansta LOW konumunda Üst anahtar kapalı, HIGH konumunda Üst anahtar açık
X10:08	PRIM_BOT_IN	Anahtarlama Sinyal Girişi (Alt Anahtar)	Sayısal 15V,100Kohm empedansta LOW konumunda Alt anahtar kapalı, HIGH konumunda Alt anahtar açık
X10:09	PRIM_PWR_15P	Güç kaynağı, Besleme Gerilimi (+Vcc) ,	Kararlılık aralığı: +15V ±4%
X10:10	PRIM_PWR_15P	Güç kaynağı, Besleme Gerilimi (+Vcc) ,	Kararlılık aralığı: +15V ±4%
X11:01	Boş		
X11:02	Boş		
X11:03	PRIM_PWR_GND	Güç kaynağı için GND ve Sayısal işaret için GND	
X11:04	PRIM_PWR_GND	Güç kaynağı için GND ve Sayısal işaret için GND	
X11:05	PRIM_CFG_TDT2_IN	Zaman Kilitlemede Sayısal Ayarlama	Ölü Zaman Biti #2
X11:06	PRIM_CFG_SELECT_IN	Kilitleme Fonksiyonlarını Sıfırlamak için Sinyal Girişi	
X11:07	PRIM_CFG_TDT3_IN	Zaman Kilitlemede Sayısal Ayarlama	Ölü Zaman Biti #3
X11:08	PRIM_CFG_TDT1_IN	Zaman Kilitlemede Sayısal Ayarlama	Ölü Zaman Biti #1
X11:09	PRIM_PWR_GND	Güç kaynağı için GND ve Sayısal işaret için GND	
X11:10	PRIM_PWR_GND	Güç kaynağı için GND ve Sayısal işaret için GND	
X100:01	SEC_TOP_VCE_CFG	Giriş Referans Gerilim Ayarı	
X100:02	SEC_TOP_VCE_IN	VCE Görüntüleme Girişi	
X100:03	SEC_TOP_15P	Güç Kaynağı Çıkışı	Kararlılık değeri: +15V /max. 10mA
X100:04	SEC_TOP_ERR_IN	Harici Hata Girişi	Gerilim Girişi; 6,6kOhm empedans; LOW = Hata

X100:05	SEC_TOP_IGBT_ON	Üst IGBT Anahtarlama Açma Sinyali	
X100:06	SEC_TOP_IGBT_OFF	Üst IGBT Anahtarlama Kapama Sinyali	
X100:07	SEC_TOP_GND	Güç kaynağı için GND ve Sayısal işaret için GND	
X100:08	SEC_TOP_GND	Güç kaynağı için GND ve Sayısal işaret için GND	
X100:09	SEC_TOP_IGBT_SOFTOF F	Üst IGBT Yumuşak Kapama Yapması için Kontrol Girişi	
X100:10	SEC_TOP_8N	Güç Kaynağı Çıkışı	Kararlılık değeri: -7V / max. 10mA
X200:01	SEC_BOT_VCE_CFG	Giriş Referans Gerilim Ayarı	
X200:02	SEC_BOT_VCE_IN	VCE Görüntüleme Girişi	
X200:03	SEC_BOT_15P	Güç Kaynağı Çıkışı	Kararlılık değeri: +15V / max. 10mA
X200:04	SEC_BOT_ERR_IN	Harici Hata Girişi	Gerilim Girişi; 6,6kOhm empedans; LOW = Hata
X200:05	SEC_BOT_IGBT_ON	Alt IGBT Anahtarlama Açma Sinyali	
X200:06	SEC_BOT_IGBT _OFF	Alt IGBT Anahtarlama Kapama Sinyali	
X200:07	SEC_BOT_GND	Güç kaynağı için GND ve Sayısal işaret için GND	
X200:08	SEC_BOT_GND	Güç kaynağı için GND ve Sayısal işaret için GND	
X200:09	SEC_BOT_IGBT_SOFTOF F	Alt IGBT Yumuşak Kapama Yapması için Kontrol Girişi	
X200:10	SEC_BOT_8N	Güç Kaynağı Çıkışı	Kararlılık değeri: -7V / max. 10mA

Şekil 4.38’de Skyper’in bacak bağlantılarının görseli ve Çizelge 4.18’de ise Skyper IGBT sürücünün bacaklarının açıklamaları verilmiştir. Bu bilgiler dikkate alınarak kontrol kartı bağlantıları yani kontrol kartı ve mikrokontrolör giriş çıkış pinleri belirlenmiştir (Bhosale, P., Hermwille, M., 2006).



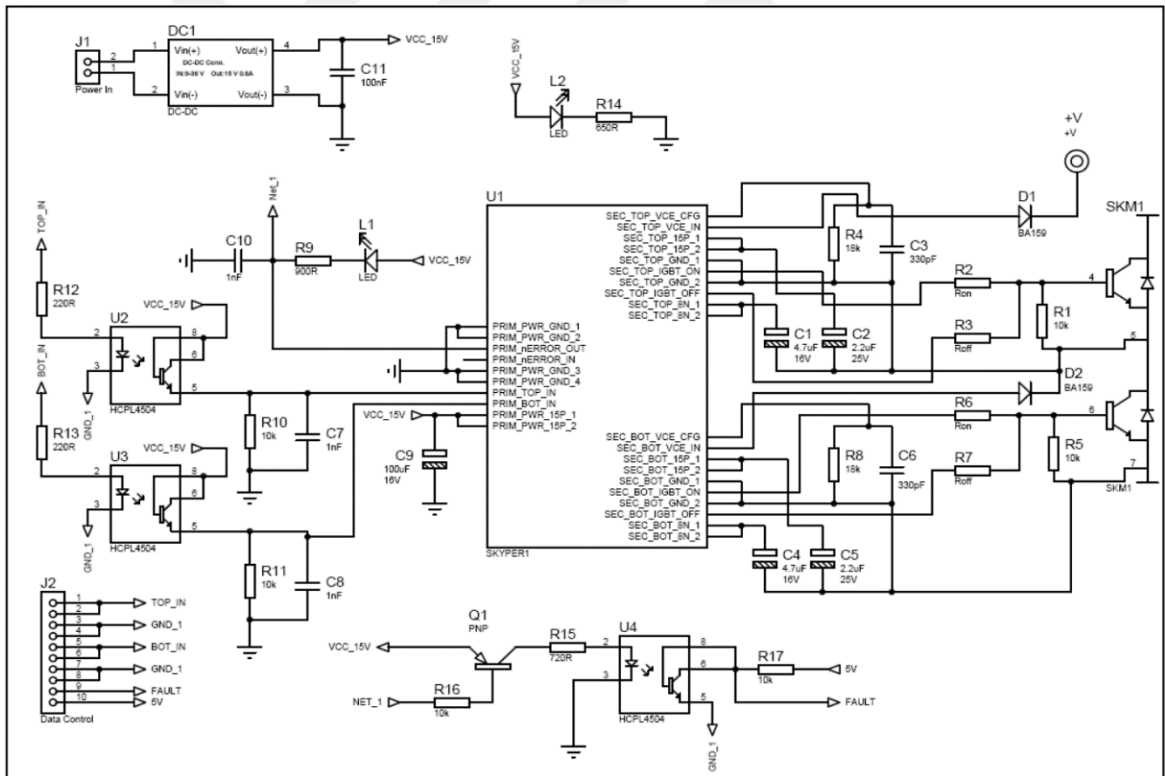
Şekil 4.39. R_{GE} ve C_{GE} nin yerleşimi

Şekil 4.39’da IGBT gate girişinin osilasyonlardan etkilenmemesi ve kararlı çalışması için tasarım bağlantı önerisi görülmektedir. IGBT’nin gate emiter arasındaki

kapasitesi C_{GE} düzeltme kapasitesidir ve IGBT'nin gate'indeki osilasyonları azaltmak için kullanılmaktadır. R_{GE} ise IGBT'nin gate gerilimini belirli değerde tutmak için kullanılmaktadır. Semikron firması $C_{GE}=330pF$ 50V ve $R_{GE}=10\sim18 kohm$ arasında değerler kullanılmasını önermektedir.

4.3.4 IGBT sürücü tasarımı

Şekil 4.40'da Skyper 32 kullanılan IGBT modül ve IGBT sürücü kartı tasarımının devre şeması görülmektedir. Mikrokontrolörden IGBT sürücülerine gelen bağlantılar, IGBT modül ve IGBT sürücü bağlantıları, besleme birimi ve diğer yardımcı fonksiyon bağlantıları görülmektedir. Buradaki en önemli konulardan biri üç faz sistemlerde her bir faz IGBT sürücüsünün besleme gerilimlerinin şaselerinin bağımsız, izole olmasıdır, ortak olmamalıdır.



Şekil 4.40. Skyper 32 kullanılan IGBT modül ve IGBT sürücü kartı tasarımı devre şeması

Şekil 4.40'da tasarlanan IGBT sürücü devresinin gerçekleştirilmiş hali Şekil 4.41'de görülmektedir. Skyper 32 kartı bu tasarlanan kartın üzerine oturmaktadır. Kartın IGBT çıkışları direkt IGBT'nin kontrol uçları üzerine oturmakta ve lehim yapılarak

bağlantı kolay bir şekilde sağlanmaktadır. Skyper 32 devresinin besleme gerilimi için devre tasarımında otomotiv standartlarına uygun gerilim ve akım salınım değerleri çok düşük olan DA-DA dönüştürücü devresi kullanılmıştır. Bu 9-36 V'luk besleme ile çalışan izole edilmiş şaseleri olan 15V ve 5V çıkış verebilen bir DA-DA dönüştürücü devresidir.



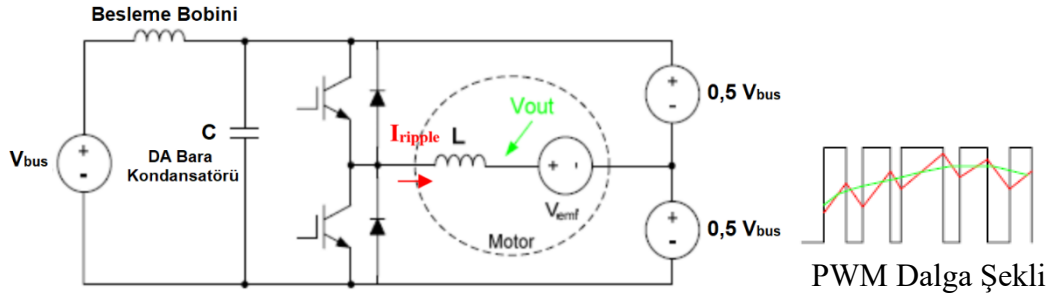
Şekil 4.41. IGBT sürücü devresi gerçekleştirilmiş hali

Devrenin tasarımında kontrol kartından gelen PWM sinyalleri için otomotiv standartlarına uygun optokuplör kullanılmıştır. HCPL 4504 optokuplör, kontrol kartı ile güç katı arasındaki bağlantıyı elektriksel olarak izole etmekte, kontrol sinyalleri optik olarak iletilmektedir. Bu da güç katında herhangi bir sıkıntı olduğunda kontrol katını korumaktadır.

Ayrıca bu tasarımda IGBT sürücünden, Skyper 32'den gelen hata (fault) mesajı durumlarında da sistemi durduracak yapı oluşturulmuştur. Şöyleki hata (fault) mesajı başka bir optokuplör kullanılarak kontrol kartına giriş olarak verilmekte kontrol yazılımımızda bu hata (fault) mesajı girişi olduğunda interrupt çalışmakta ve sistem yazılım aracılığı ile durdurulmakta ve korunmaktadır. Bu hatanın sebebi aşırı akım çekilmesi aynı anda üst ve alt IGBT iletim sinyallerinin aynı anda gelmeye çalışması ve devrenin aşırı ısınması olabilir. Tüm bu durumlarda sistemin koruma amaçlı acilen durdurulması gerekir.

4.3.5 DA-Bara kapasitesinin belirlenmesi

Motor sürücü sistemlerinin tasarımında DA-Bara geriliminin önemi çok büyüktür. Nominal DA-Bara gerilimi 375V seçilmiştir. Hesaplama yapıldığında bu gerilimde çekilecek nominal akım 200A olacaktır. DA-Bara geriliminin maksimum 400V'a çıkabilmesi öngörülmektedir. Bu durumlar göz önüne alınarak DA-Bara kapasitörü hesaplanmıştır.



Şekil 4.42. Bir faz kolu evirici ve motor eşdeğer devresi

Şekil 4.42’de bir faz kolu evirici ve motor eşdeğer devresi görülmektedir. Şekil 4.40’da inverter çıkış ve motor gerilimi $V_{out} = V_{çıkış}$ olarak gösterilmiştir. Çıkış gerilimi Denklem (4.72)’deki eşitlik kullanılarak elde edilir.

$$V_{çıkış} = \text{çalışma oranı} \cdot V_{bara} = D \cdot V_{bara} \quad (4.72)$$

Motor terminallerine uygulanan gerilim motor sargıları üzerinde V_L gerilimini oluşturur. Bu gerilim Denklem (4.73)’de görüldüğü gibi ifade edilebilir.

$$V_L = L \frac{di}{dt} \text{ ‘dir.} \quad (4.73)$$

Bu eşitlik uygun hale getirilerek integrali alınır ve Denklem (4.74) elde edilir.

$$\Delta I = (V_L) \frac{\Delta t}{L} \quad (4.74)$$

Δt anahtarın iletimde kalma süresi, L ise terminal sargı endüktans değeri olmak üzere V_L gerilimi Denklem (4.75)’te, akım değişim eşitlikleri Denklem (4.76) ve (4.77)’de ifade edilmiştir.

$$V_L = V_{bara} - V_{çıkış} \quad (4.75)$$

$$\Delta I = (V_{bara} - V_{çıkış}) \frac{\Delta t}{L} \quad (4.76)$$

$$\Delta I = (V_{bara} - (D \cdot V_{bara})) \frac{(\Delta t)}{L} \quad (4.77)$$

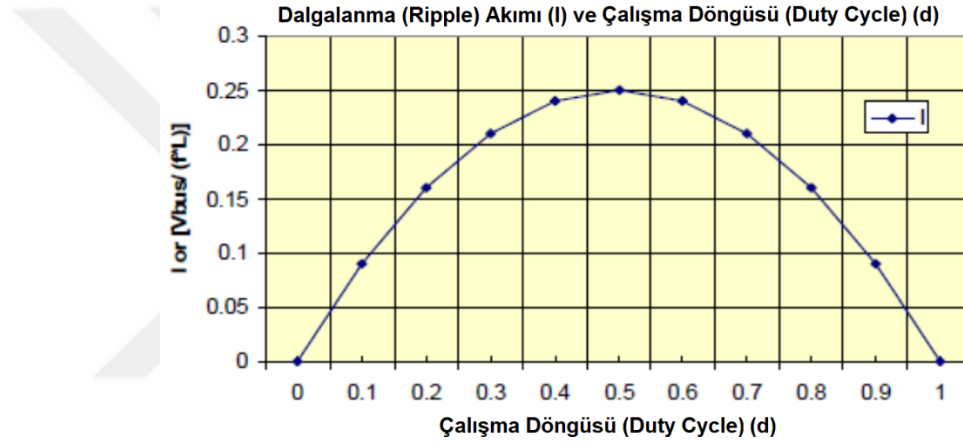
f PWM frekansı olmak üzere, üst anahtarın iletimde kalma süresi Denklem (4.78) ile hesaplanır;

$$\Delta t = D \frac{1}{\text{PWM frekansı}} = D \frac{1}{f} \quad (4.78)$$

ΔI eşitliğinde ilgili değişkenler yerlerine konarak Denklem (4.79) elde edilir.

$$\Delta I = D(1 - D) \frac{V_{\text{bara}}}{fL} \quad (4.79)$$

Bu eşitlikten doluluk oranını (D) %50 (0.5) olarak belirlediğimizde maksimum ΔI değerini elde etmiş oluruz. Şekil 4.43'te doluluk oranına göre dalgalanma (ripple) akımı gösterilmiştir.



Şekil 4.43. ΔI - Doluluk oranı

$D = 0.5$ olarak belirlenerek Denklem (4.80) elde edilir.

$$\Delta I_{0.5t} = 0.25 \frac{V_{\text{bara}}}{(fL)} \quad (4.80)$$

%50 doluluk oranında maksimum oluşabilecek akım dalgalanma eşitliği bulunur. Gerilim dalgalanmasını bulmak için Denklem (4.81) eşitliğini kullanırız;

$$i_C = C \left(\frac{dv}{dt} \right) \quad (4.81)$$

C kapasite değeri, i_C kapasite akımı, dv/dt gerilimdeki değişim oranı olmak üzere Denklem (4.82)'de görüldüğü gibi kapasite akımı

$$i_C = \Delta I_{0.5t} \quad (4.82)$$

ise ilgili eşitliklerde değişkenler yerine konup işlem yapıldığında Denklem (4.83) elde edilir.

$$\Delta V_{0.5t} = \left[0.25 \frac{V_{bara}}{LC} \right] \int \left(\frac{1}{f} \right) dt \quad (4.83)$$

%50 doluluk oranındaki gerilim dalgalanmasını ifade eden eşitlik elde edilir. L endüktans, C kapasite, f anahtarlama frekansı olmak üzere;

Denklem (4.83)'teki eşitlikteki integral alınıp hesaplama yapılır $\Delta t = \frac{1}{2f}$ yazılırsa

Denklem (4.84) elde edilir.

$$\Delta V_{0.5t} = \frac{V_{bara}}{(32LCf^2)} \quad (4.84)$$

%50 doluluk oranındaki maksimum gerilim dalgalanması eşitliği elde edilir. Bu eşitliklerden hareketle DA-bara kapasite değeri hesaplanabilir. İlgili değişkenlerin belirlenmesi tasarım gerçekleştirildikten sonra alınmıştır. Deneyimlerden yararlanarak yapılan kestirimde, ilk olarak $4700\mu\text{F} / 500\text{V}$ luk bir kapasite grubu sistemdeki gerilim dalgalanmasını engellemesi için belirlenmiştir. Ölçümler yapıldıktan sonra istenilen düzeydeki dalgalanma gerilimini sağlayan kapasite grubu, formüller kullanılarak belirlenip sisteme yerleştirilmelidir. Bunun nedeni parazit endüktans değerlerinin sistem kurulmadan belirlenememesidir.

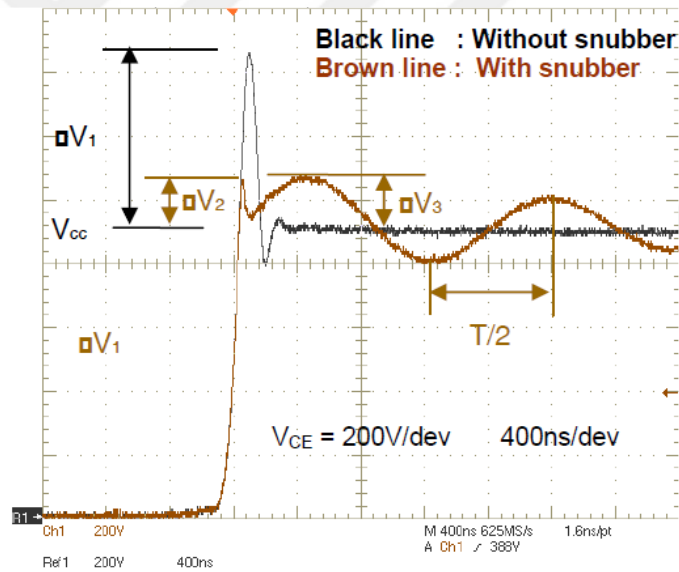
4.3.6 Bastırma (snubber) kapasite hesabı ve seçimi

Bastırma (snubber) kapasiteleri, anahtarlama esnasında IGBT modüllerin üzerinde oluşan aşırı gerilim darbelerini engellemek için kullanılırlar. Bu bastırıcı kapasiteler bir anlamda alçak geçiren filtre olarak kullanılırlar. Sisteme yerleşimi parazit endüktans (stray inductance) değerini arttırmamak için her bir IGBT modülünün DA-bara terminallerinin bitişiğine yapılır. Üretici firmaya göre bacak şekilleri değişmekle beraber tercih edilmiş olan bastırma kapasite örneği Şekil 4.44'te görülmektedir (Lamp, J., 2008).



Şekil 4.44. Düşük endüktans değerli bastırma (snubber) kapasiteleri

Şekil 4.45'te görülen grafikte ΔV_1 , parazit endüktans (stray inductance) yüzünden IGBT anahtarı açarken oluşan gerilim aşımını göstermektedir. Siyah renkli grafik bastırma kapasitesi mevcut değilken ΔV_1 gerilim aşımını gösterir iken kahverengi grafik ise bastırma kapasitesi mevcutken ΔV_2 gerilim aşımını göstermektedir. Bastırma kapasitesi sayesinde IGBT üzerinde oluşan gerilim sınırlandırılmaktadır (Lamp, J., 2008).



Şekil 4.45. Anahtarlama esnasında IGBT üzerinde oluşan tipik gate gerilim grafiği

Parazit endüktansın etkileri: DA-barasında oluşan parazit endüktans IGBT'nin açma işlemi esnasında IGBT üzerinde aşırı gerilim darbeleri yapmasına sebep olur. Bu gerilim DA-bara gerilimi üzerine eklenerek IGBT'ye zarar verebilir (Lamp, J., 2008).

Parazitik endüktansın eşitliği Denklem (4.85)'te ve (4.86)'da verilmiştir.

i_c çalışma akımı, $\frac{di_c}{dt}$ = kapama süresi olmak üzere,

$$L_{\text{parazit(stray)-snubber}} = \frac{\Delta V_1}{di_c/dt} \quad (4.85)$$

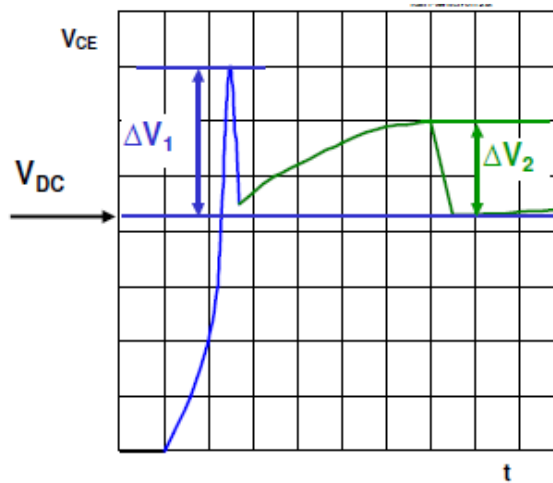
$$L_{\text{parazit(stray)-DAbara}} = \frac{\Delta V_2^2 C_{\text{Snubber}}}{i_c^2} \quad (4.86)$$

Çizelge 4.19’da bastırma kondansatörü hesabında kullanılan tüm eşitliklerdeki sembollerin açıklamaları bulunmaktadır.

Çizelge 4.19. Kullanılan sembol ve açıklamaları

Sembol	Açıklama
$C_{\text{da-link}}$	DA-bara kapasitesi değeri
C_{Snubber}	Bastırma kapasitesi değeri
L_{ESR}	DA-bara kapasitesi seri eşdeğer endüktansı
R_{ESR}	DA-bara kapasitesi seri eşdeğer direnci
L_c	Kollektöre ait parazit endüktansı
L_E	Emitere ait parazit endüktansı
$L_{\text{DA+}}, L_{\text{DA-}}$	Bara parazit endüktansları
di/dt	Akımın yükselme düşme oranı
dv/dt	Gerilimin yükselme düşme oranı
f	Rezonant devre frekansı

Şekil 4.46’da görüldüğü gibi IGBT açma işlemi esnasında bastırıcı kondansatörün parazit endüktansı (stray inductance) yüzünden oluşan gerilim farkı ΔV_1 ve DA-bara parazit endüktansı yüzünden oluşan gerilim farkı ΔV_2 ’dir. Bu gerilim farklarını azaltmak “sandwich” DA-bara tasarımı ve düşük endüktanslı bastırıcı kapasite kullanımı sayesinde gerçekleştirilir (Lamp, J., 2008).



Şekil 4.46. Parazit endüktansın oluşturduğu gerilim darbeleri

Bastırma (snubber) kapasite seçimi için ilk olarak; IGBT üzerinde oluşan gerilimin belirlenebilmesi amacıyla öncelikle tecrübelerle belirlenmiş olan bastırma kapasite değerleri devreye yerleştirilir. Bu çeşit devrelerde bastırma kapasite değeri 0.1-1.0 μF arasında seçilerek devre test edilir ve aşağıda belirtilen formüller kullanılarak optimum bastırma kapasitesinin değeri hesaplanır (Lamp, J., 2008).

Maksimum gerilim aşımına uygun gerilim değerinde kondansatör seçilir. Bastırma kapasite değeri aşağıdaki formüller kullanılarak hesaplanır. Bastırma (snubber) kondansatör yokken parazit endüktans (stray inductance) yüzünden IGBT anahtarı açarken oluşan gerilim aşımı (ΔV_1) denklem 4.87 ile ifade edilebilir.

$$\Delta V_1 = \sum L \cdot \frac{di_c}{dt} \quad (4.87)$$

Bastırma (snubber) kondansatör varken parazit endüktans (stray inductance) yüzünden IGBT anahtarı açarken oluşan gerilim aşımını (ΔV_2) Denklem (4.88) ve (4.89) ile hesaplanabilir.

$$\Delta V_2 = (L_c + L_E + L_{Snubber} \cdot \frac{di_c}{dt}) \quad (4.88)$$

$$\Delta V_2 \leq \sqrt{\frac{L_{DA-Link} \cdot i_c^2}{C_{Snubber}}} \quad (4.89)$$

Denklem (4.90)'daki eşitlik rezonans devre frekansını ifade etmektedir.

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{DA-Link} \cdot C_{Snubber}}} \quad (4.90)$$

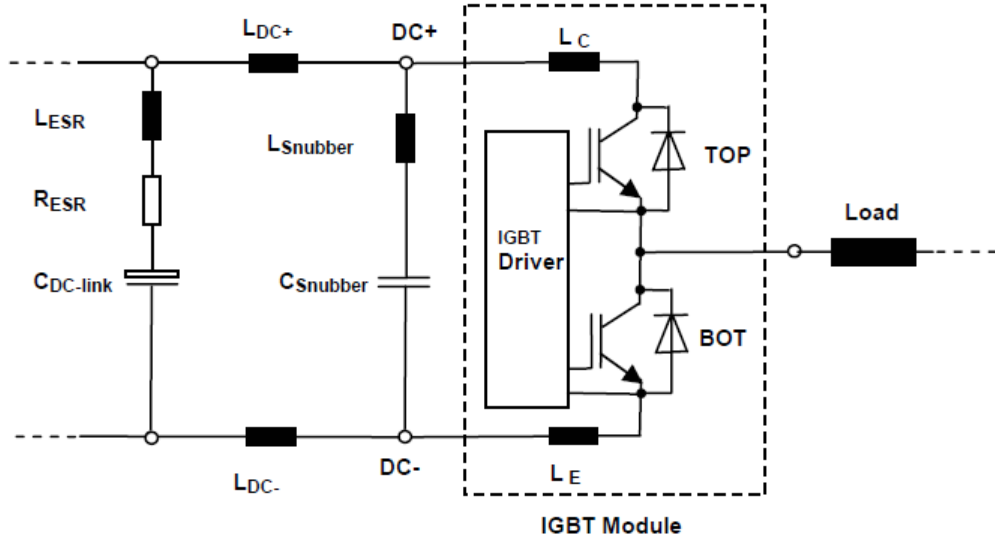
Toplam endüktans Denklem (4.91)'de görülen eşitlik ile bulunabilir.

$$\sum L = L_c + L_E + L_{DA+} + L_{DA-} + L_{ESR} \quad (4.91)$$

Bara parazit endüktansı Denklem (4.92)'deki eşitlik ile hesaplanabilir.

$$L_{DA-Link} = L_{DA+} + L_{DA-} + L_{ESR} \quad (4.92)$$

Şekil 4.47'de noktalı işaretle belirtilen IGBT modülünün paralelinde bastırma kapasitesinin ($C_{snubber}$) yerleşimi gösterilmektedir.



Şekil 4.47. DA-Bara ve bastırma kapasitesinin IGBT'ye bağlantı şeması

Parazitik gerilim Denklem (4.93)'teki eşitlik ile hesaplanabilir.

$$V_{stray} = V_{parazit} = L_C \frac{di}{dt} \quad (4.93)$$

R_{CE} ve C_{CE} elemanları iki IGBT'nin aynı anda iletimde olup kısa devre olmaması için bırakılan ölü zamanı ayarlar. Buna göre;

$$R_{CE}[k\Omega] = -15.5k\Omega \cdot \ln\left(1 - \frac{V_{CEstat} + R_{VCE} \frac{V}{k\Omega}}{8V}\right) \quad (4.94)$$

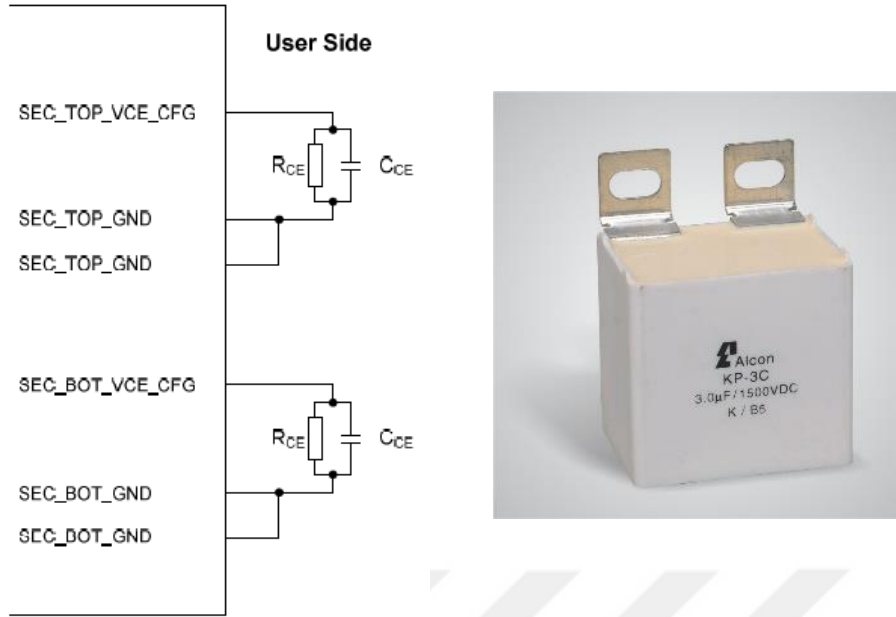
$$C_{CE}[pF] = \frac{t_{BL}[\mu S] - 2.1\mu S - 0.11 \frac{\mu S}{k\Omega} R_{CE}}{0.00323 \frac{\mu S}{pF}} \quad (4.95)$$

ifadeleri kullanılarak hesaplanır. Ayrıca, Denklem (4.94) ve (4.95) eşitlikleri kullanılarak boşluk zamanını ayarlayan R_{CE} ve C_{CE} değerleri hesaplanır.

Buradan;

$$R_{CE} = 18 \text{ kohm}$$

$$C_{CE} = 330 \text{ pF olarak bulunur.}$$



Şekil 4.48. R_{CE} ve C_{CE} 'nin Skyper çıkışına bağlantısı ve seçilen snubber kondansatör

Sonuç olarak bastırma (snubber) kondansatör $2.98 \mu\text{F}$ bulunmuştur. Şekil 4.48'de görülen $3 \mu\text{F}$ 1500V DC bastırma kondansatörü seçilmiştir. DA-Bara gerilimine dayanacak gerilimde, tedarik zincirinde satılan en yakın değere sahip ürün seçilmelidir.

4.3.7 Kayıpların hesaplanması

Temel olarak güç yarıiletken elemanlarının anahtarlama ve iletim kayıpları ayrı ayrı hesap edilip toplanarak toplam kayıp elde edilir. Güç sistemindeki kayıpların hesaplanması, kayıplarını azaltmak için tasarlanacak soğutma sisteminin tasarımı açısından belirleyici faktördür.

4.3.7.1 Anahtarlama kayıpları

Anahtarlama kayıpları, IGBT modüllerin iletime geçme ve kesime girme anlarında ısıya dönüşen kayıplardır. IGBT firmasından alınan veri sayfası bilgilerine göre IGBT'nin 150°C jonksiyon sıcaklığında ve 600A nominal akım değerinde iletime geçme anahtarlama kaybı 35mJ 'dür. Aynı kriterler çerçevesinde kesime geçme anahtarlama kaybı 110.4mJ 'dür. Diyot için iletime geçme anahtarlama kaybı 44mJ 'dür Ayrıca sistemin nominal akım değeri 200A ve gerilim değeri 375V 'tur. Bu değerlerden yola çıkarak, sistemin yaklaşık anahtarlama güç kaybı hesaplanırsa;

IGBT için;

$$P_{d(IGBT)} = (\text{Sistem Anahtarlama Frekansı(Hz)}) \times (E_{on} + E_{off} (\text{joule})) = \text{Güç kaybı1 (Watt)} \quad (4.96)$$

Denklem (4.96) eşitliğinde, sistem anahtarlama frekansı 8kHz, Eon iletme geçme anahtarlama kaybı 35mJ, kesime geçme anahtarlama kaybı 110.4mJ olmak üzere;

$$P_{d(IGBT)} = 8000 \times (35 + 110.4) \times (10^{-3}) = 1163.2 \text{ W} \quad (4.97)$$

IGBT anahtarlama güç kaybı Denklem (4.97)'de hesaplanmıştır.

Diyot için;

$$P_{d(Diyot)} = (\text{Sistem Anahtarlama Frekansı(Hz)}) \times (E_{on} (\text{joule})) = \text{Güç kaybı2 (Watt)} \quad (4.98)$$

Denklem (4.98) eşitliğinde, sistem anahtarlama frekansı 8kHz, Eon iletme geçme anahtarlama kaybı 44mJ, olmak üzere;

$$P_{d(Diyot)} = 8000 \times (44) \times (10^{-3}) = 352 \text{ W} \quad (4.99)$$

Diyot anahtarlama güç kaybı Denklem (4.99)'da hesaplanmıştır.

Toplam anahtarlama güç kaybı Denklem (4.100)'de hesaplanmıştır.

$$P_{d(TOPLAM)} = P_{d(IGBT)} + P_{d(Diyot)} = 1163.2 + 352 = 1515.2 \text{ W} \quad (4.100)$$

Denklem (4.100)'de hesaplanan değer 600V, 600A nominal gerilim ve akım değerlerinde yapılmıştır. Sistemin nominal akım değeri 200A ve gerilim değeri 375V olduğundan bu işleme oranla yaklaşık anahtarlama güç kaybı Denklem (4.101)'de görüldüğü gibi ifade edilir ve Denklem (4.102)'de görüldüğü gibi elde edilir.

$$P_{d(TOPLAM\ nom)} = P_{d(TOPLAM)} \times (I_{nom} \times V_{nom}) / (I_{max} \times V_{max}) \quad (4.101)$$

$$P_{d(TOPLAM\ nom)} = 1515.2 \times (200 \times 375) / (600 \times 600)$$

$$P_{d(TOPLAM\ nom)} = 315.66 \text{ W} \quad (4.102)$$

315.66W tek IGBT-Diyot çifti için oluşan anahtarlama güç kaybını göstermektedir. Sistemde 6 adet IGBT-Diyot grubu olduğu göz önünde bulundurulursa toplam anahtarlama güç kaybı Denklem (4.103)'te görüldüğü gibi ifade edilir ve Denklem (4.104)'te görüldüğü gibi elde edilir.

$$P_{d(6xTOPLAMnom)} = P_{d(TOPLAMnom)} \times 6 \quad (4.103)$$

$$P_{d(6xTOPLAMnom)} = 315.66 \times 6$$

$$P_{d(6xTOPLAMnom)} = 1894 \text{ W 'dır.} \quad (4.104)$$

Hesaplanan bu değer maksimum güç kaybını göstermektedir. Sistem çalışırken sürekli bu kayıp miktarı oluşmamaktadır.

4.3.7.2 İletim kayıpları

İletim kayıpları, IGBT modüllerden geçen nominal akım değerinin karesi ve IGBT modül iç direnç değerleriyle doğru orantılıdır. IGBT veri dosyasından alınan verilere göre kullanılacak olan IGBT modülün anahtar iç direnci değerlerinin maksimum sıcaklıktaki değerleri seçilerek iletim kaybı hesabı yapılmıştır. Bu hesaplamalarda IGBT için Denklem (4.105) kullanılmıştır. Denklem (4.106)'da görüldüğü gibi hesaplanmıştır.

$$P_{i_{IGBT}} = V_{CEO} \times I_{nom} + r_{CE} \times (I_{nom})^2 \quad (4.105)$$

$$P_{i_{IGBT}} = 0.8 \times 200 + 2.7 \times 10^{-3} \times 200^2$$

$$P_{i_{IGBT}} = 268W \quad (4.106)$$

Bu hesaplamalarda Diyot için Denklem (4.107) kullanılmıştır. Denklem (4.108)'de görüldüğü gibi hesaplanmıştır.

$$P_{i_{Diyot}} = V_{FO} \times I_{nom} + r_F \times (I_{nom})^2 \quad (4.107)$$

$$P_{i_{Diyot}} = 1.1 \times 200 + 2.1 \times 10^{-3} \times 200^2$$

$$P_{i_{Diyot}} = 304W \quad (4.108)$$

Yukarıda hesaplanan değerler 1'er adet IGBT anahtarı ve ters paralel bağlı diyot için yapılmıştır. Denklem (4.109) görüldüğü gibi IGBT ve Diyot iletim kayıplarının toplamı hesaplanmıştır.

$$P_{i(TOPLAM)} = P_{i(IGBT)} + P_{i(Diyot)} = 268 + 304 = 572 \text{ W} \quad (4.109)$$

Sistemde bu çiftten 6 tane olduğu için toplam iletim kaybı Denklem (4.110)'daki gibidir.

$$P_{i(6xTOPLAM)} = P_{i(TOPLAM)} \times 6 = 572 \times 6 = 3432 \text{ W} \quad (4.110)$$

600A için hesaplanan bu değerleri sisteme uyarlırsak toplam iletim kaybı Denklem (4.111)'de görüldüğü gibi ifade edilir ve Denklem (4.112)'de görüldüğü gibi iletim kaybı hesaplanmıştır.

$$P_{i(6xTOPLAM \text{ nom})} = P_{i(TOPLAM)} \times (I_{nom} \times V_{nom}) / (I_{max} \times V_{max}) \quad (4.111)$$

$$P_{i(6xTOPLAM \text{ nom})} = 3432 \times (200 \times 200) / (600 \times 600)$$

$$P_{i(6xTOPLAM \text{ nom})} = 381,33 \text{ W} \quad (4.112)$$

Bu hesaplanan değer yine sistemin maksimum değerleri göz önünde bulundurularak yapılmıştır.

4.3.7.3 Toplam kayıp

Güç elektroniği ve kontrol devresinin güç katı toplam kaybı Denklem (4.113) ve (4.114) eşitliği hesaplanır. Denklem (4.115) eşitliğinde görüldüğü gibi hesaplanır.

$$P_{TOPLAM} = \text{Anahtarlama Kaybı} + \text{İletim Kaybı} . \quad (4.113)$$

$$P_{TOPLAM} = P_{d(6xTOPLAM \text{ nom})} + P_{i(TOPLAM \text{ nom})} \quad (4.114)$$

$$P_{TOPLAM} = 1894 + 381,33$$

$$P_{TOPLAM} = 2.275,33 \text{ W} \cong 2.3 \text{ kW} \quad (4.115)$$

Hesaplanan değer yaklaşık 2.3 kW'lık bir kayıp olduğunu göstermektedir. Bu kayıp değerine bağlı olarak Denklem (4.116) eşitliğinde görüldüğü gibi devrenin verimi yaklaşık olarak hesaplanabilir.

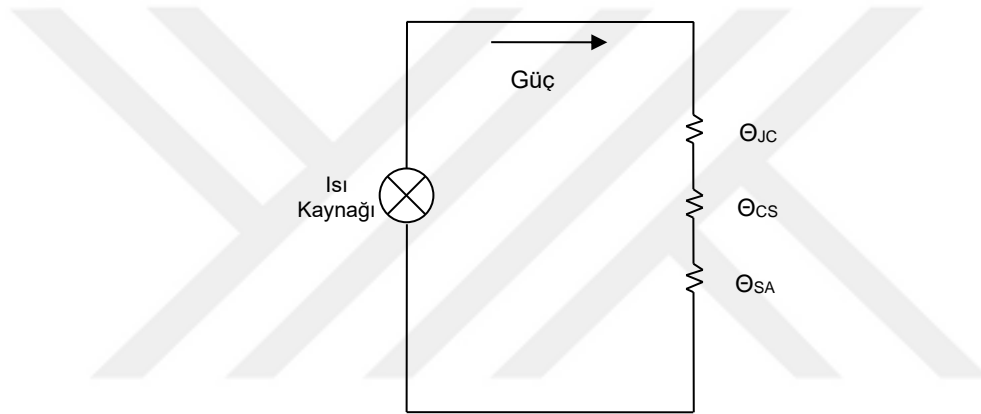
Verim değeri;

$$\text{Verim} = \eta = \frac{(75-2.3) \text{ kW}}{75 \text{ kW}} \cong 0.97 \quad (4.116)$$

olarak hesaplanabilir.

4.3.8 Soğutma hesaplarının yapılması

Güç katı tasarımında soğutucu seçimi için bazı kriterler göz önünde bulundurulur. Şekil 4.49’da soğutucu ile birlikte sistemin termal rezistansları gösterilmiştir. Bu termal rezistanslar ve parametrelerin açıklamaları Çizelge 4.20’de verilmiştir.



Şekil 4.49. Soğutucu ile birlikte sistemin termal rezistansı

Kullanılan IGBT modüllerin yaydığı ısının belirlenebilmesi için katalogta bulunan Θ_{JC} (R_{JC}), Θ_{CS} (R_{CS}), değerleri ile soğutucu katalogunda bulunan değerler kullanılarak toplam termal rezistans Denklem (4.117)’de görülen eşitlik ile hesaplanır.

$$\Theta_{JC} + \Theta_{CS} + \Theta_{SA} = \frac{T_j - T_A}{P} \quad (4.117)$$

Toplam jonksiyon termal rezistans Denklem (4.118)’deki eşitlik ile ifade edilebilir. Denklem (4.119) ve (4.120)’de hesaplanmıştır.

$$Q_{jaTotal} = \text{Diyot(K/W)} + \text{IGBT(K/W)} + \text{Modül (K/W)} \quad (4.118)$$

$$Q_{jaTotal} = (0.086 \times 6) + (0.049 \times 6) + (0.03 \times 3) \quad (4.119)$$

$$Q_{jaTotal} = 0.9 \text{ K/W} \quad (4.120)$$

Kayıp gücün hesaplanmasında Denklem (4.121) kullanılabilir. Denklem (4.122)'de parametre değerleri yerine konmuştur. Toplam kayıp güç Denklem (4.123)'te bulunmuştur.

$$P_{\text{dissipation}} = (T_j - T_a) / Q_{\text{jaTotal}} \quad (4.121)$$

$$P_{\text{dissipation}} = [(150-80)^\circ\text{C}] / 0.9 = (423-353)\text{K} / 0.9 \quad (4.122)$$

$$P_{\text{dissipation}} = 77.8 \text{ W} \quad (4.123)$$

Çizelge 4.20. Parametreler ve tanımları

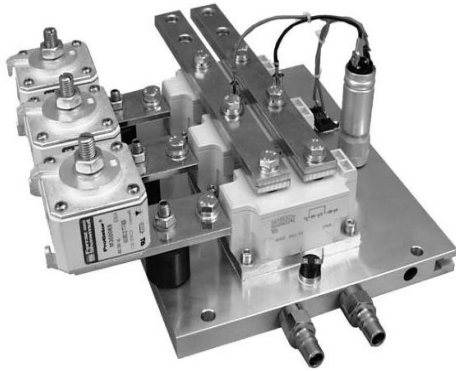
Parametre	Tanımları	Birimi
θ_{JC}	Jonksiyon ile IGBT kasa arası termal rezistans	$^\circ\text{C}/\text{W}$
θ_{CS}	IGBT kasasından soğutucu arası termal rezistans	$^\circ\text{C}/\text{W}$
θ_{SA}	Soğutucu ve ortam arasında olan termal rezistans	$^\circ\text{C}/\text{W}$
T_j	Jonksiyon sıcaklığı	$^\circ\text{C}$
T_a	Ortam Sıcaklığı	$^\circ\text{C}$
P	Kayıp Güç	$^\circ\text{C}$

Seçilen Semikron P3/300 soğutucu bu ısıyı karşılamak için yeterlidir. Soğutucu yerleşimi kısmında şekli gösterilmiştir. Bu yapı ilk tasarımda kullanılmıştır. Diğer tasarımlarda farklı soğutma tasarımları kullanılmıştır.

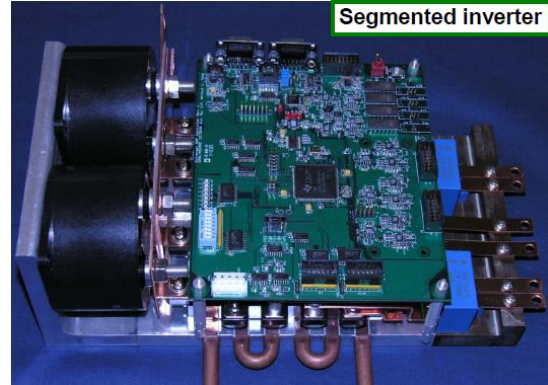
4.3.9 Sıvı soğutma sistemi

Tez çalışmasında hava ve sıvı soğutma sistemleri ayrı ayrı denenmiş ve her iki yöntem için sonuçlar elde edilmiştir. Hava soğutmalı sistem için seçilen Semikron P3/300 soğutucu bu ısıyı karşılamak için yeterlidir. Deney düzeneği laboratuvar testleri ilk olarak P3/300 Semikron soğutma modülü ile yapılmıştır. Diğer tasarımlar sıvı soğutmalı devre düzeneği şeklinde yapılmış ve özel imal edilmiştir. Elektrik motoru soğutma sıvısı güç elektroniği devresinin sıvı soğutma modülünü dolaşarak, güç katının soğutulması sağlanmıştır. Sonraki testlerde motor soğutma sıvı devri-daim sistemi ile güç katının sıvı soğutma devri-daim sistemleri ayrı tutulmuştur. Sıvı soğutmalı tasarımların devre

düzenegi Şekil 4.50 ve 4.51’da görülen örnek sistemdeki gibi yapılmıştır.



Şekil 4.50. WP16 soğutucu



Şekil 4.51. Sıvı soğutmalı 55kW’lık FDAM sürücü tasarımı örneği

Elektrik motoru soğutma sistemi düşünüldüğünde dış duvarından sıvı geçirilebilecek mekanik bir tasarım düşünülmüştür.

Elektrik Motorunun soğutulmasındaki amaçları sıralamak gerekirse,

- Motorun ürettiği ısının çekilmesi.
- Motorun daha verimli çalıştığı sıcaklık aralığında tutulması.
- Motorda homojen sıcaklık dağılımının sağlanması (Isıl gerilmeler)
- Motorun maksimum sıcaklığının bakır sarım yalıtım malzemesi sıcaklığını geçmemesi.
- Sistemin daha verimli çalışabilmesi için soğutma sistemindeki basınç düşümünün en aza indirilmesi.
- Tasarımın minimum maliyet ile gerçekleştirilmesi.

Bu amaçlar doğrultusunda ele alınan motorun modellendiği sayısal bir analiz çalışması yürütülmelidir. Motor soğutucu tasarımın gerçekleştirilmesi için sayısal analiz sınır koşullarının belirlenmesi gerekir. Bu sınır koşullar Çizelge 4.21’de verilmiştir.

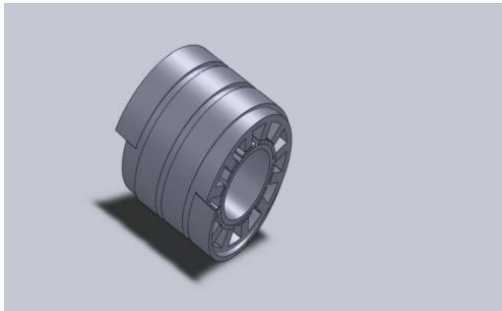
Soğutma sisteminin ilk tasarımı olarak seçilen sistem motorun etrafında sarılı olan helisel bir gömlektir. Bu tasarım yapısının elektrikli motor ve soğutma gömleği Şekil 4.52’de, Motor yüzey sıcaklığı analizi görseli Şekil 4.53’de, Gömlek temas alanı Şekil 4.54’de ve gömlek kesit alanı Şekil 4.55’te görülmektedir. Böyle bir sistemin

avantajı çok fazla temas alanına sahip olması ve akışın minimum yerel kayıplarla gerçekleşmesidir.

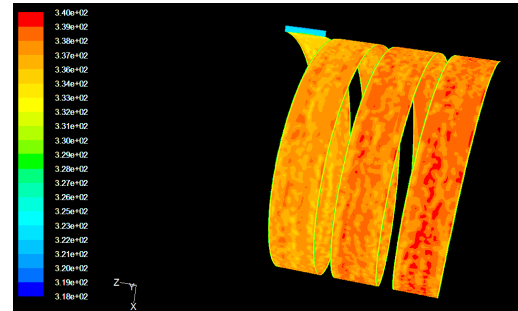
Çizelge 4.21. Elektrik motorunun sayısal analiz sınır koşulları

Sınır Koşulu	Değer
Soğutucu akışkanın kanal giriş sıcaklığı	55 ⁰ C
Soğutucu akışkanın türbülans şiddeti	5%
Motorun etrafındaki hava sıcaklığı	50 ⁰ C
Motorun etrafındaki hava ısı taşınım katsayısı	5 w/m ² K
Soğutucu akışkan kanal çıkış basıncı	101325 Pa
Bakır sarımların ürettiği ısı akısı	2929 W/m ²
Birim stator hacminde üretilen ısı	787928 W/m ³

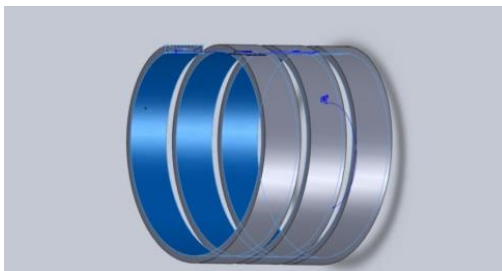
Tasarımın ilk aşamasında akışkan debisi 8 l/min ve akış hızı 0.5 m/s olarak seçilmiştir. Sonuç olarak bu bilgilere uygun olarak kanalın kesit alanı 45 mm x 5.92 mm tasarlanmıştır. Tasarlanan bu kanalın motora temas alanı 0.1m² olup uzunluğu ise 2212 mm'dir. Aşağıdaki şekillerde görüldüğü gibi bir motor soğutma sistemi tasarlanabilir. Farklı soğutma tasarımları da yapılabilir.



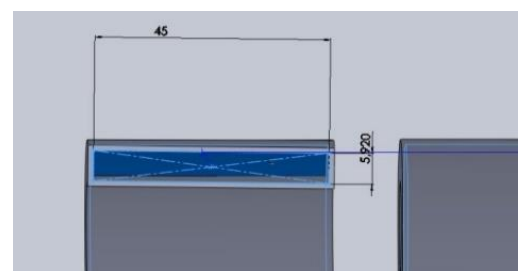
Şekil 4.52. Elektrikli motor ve soğutma gömleği



Şekil 4.53. Motor yüzey sıcaklığı görseli



Şekil 4.54. Gömlek temas alanı



Şekil 4.55. Gömlek kesit alanı

4.3.10 Güç katı, soğutucu ve IGBT modül yerleşimi

Güç katında uygun soğutucu seçimi ardından IGBT'lerin yerleşimi önemlidir. Bu konuda yapılan çalışmalar ve deneyimler sonucunda Semikron IGBT'lerin arasında en az 20mm en fazla 30mm mesafe olacak şekilde soğutucunun üzerine yerleştirilmesi, optimum tasarım için uygun görülmüştür.

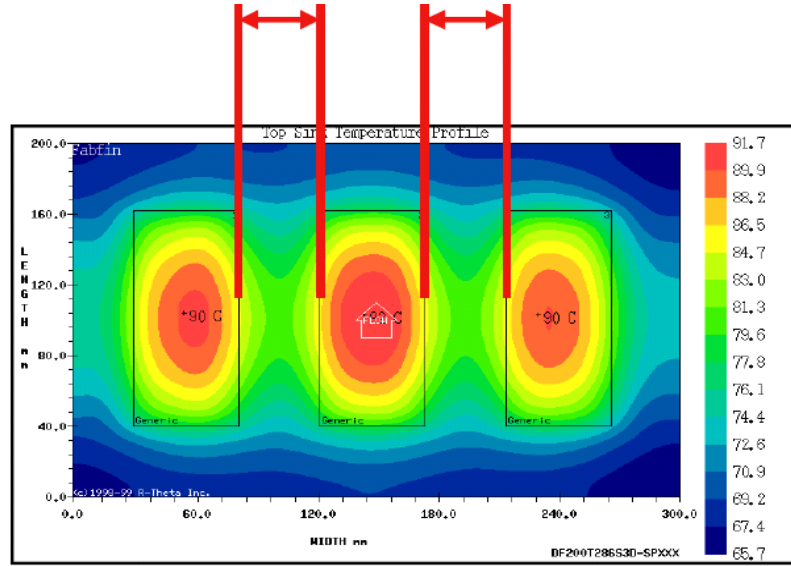


Şekil 4.56. IGBT modüllerin soğutucuya yerleşimi

IGBT'lerin Montaj Mesafelerinin Isı Dağılımına Etkisi; IGBT modüller Şekil 4.56'deki gibi yerleştirildiğinde IGBT kasası ile soğutucu arasındaki termal rezistans düşmekte ve bu sayede soğutucuya yayılan ısı miktarının eşit olması sağlanmakta ve sıcaklık değeri yan yana konumlandırıldığı biçimdeki değerden daha düşük olmaktadır (Daucher, C., Wintrich, A., Pluschke, N., 2006).

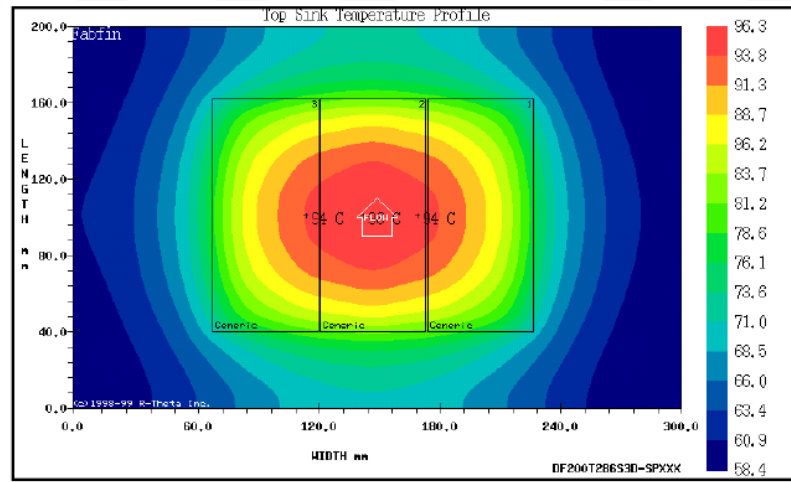
Hava soğutmalı sistemdeki bu IGBT'ler arasında mesafe bırakılması önerisi sıvı soğutmalı sistemler içinde geçerlidir. Sıvı soğutma sisteminin tasarımının IGBT'ler arasındaki mesafe korunarak yapılması gerekmektedir (Daucher, C., Wintrich, A., Pluschke, N., 2006).

Bu tezde SKM300GB126D modülü kılıfı kullanıldığında termal tasarım hususunda bu konulara dikkat edilmiştir.



Şekil 4.57. Örnek IGBT(20mm) ısıl dağılımı

Şekil 4.57’de görülen ısıl analiz örneğinde IGBT’lerin arasında 20mm mesafe mevcutken 90°C sıcaklığa sahip oldukları belirlenmiştir. Şekil 4.58’de IGBT’ler arasında mesafe bırakılmadığı zaman sıcaklığın 96°C’a kadar çıktığı gözlemlenmiştir (Daucher, C., Wintrich, A., Pluschke, N., 2006).



Şekil 4.58. Örnek IGBT(0 mm) ısıl analiz

Birleşik yerleşim biçimi IGBT’lerden yüksek akım geçmesi durumunda daha yüksek sıcaklıklara sebep olacağından optimum tasarım olarak Şekil 4.57’teki tasarım biçimi belirlenmiştir. IGBT’ler arasında daha fazla mesafe bulundurulması sıcaklık değeri açısından pozitif bir özelliktir. Fakat 30mm’den daha fazla mesafe bırakıldığında sistemin parazit endüktansının (stray inductance) değeri, sisteme zarar verecek

düzeyleylerde artarak istenmeyen gerilimler oluşturmasına sebep olacağından, IGBT'ler arası mesafe bu seviyede belirlenmiştir. Bu sayede daha yüksek akım değerlerinde sıcaklık artışı daha az olacaktır ve parazit endüktans optimum seviyelerde kalacaktır (Daucher, C., Wintrich, A., Pluschke, N., 2006).

4.3.11 DA-Bara tasarımı ve yerleşimi

DA-Bara farklı şekillerde tasarlanabilir. Genel olarak uygulamada "sandwich bara" tasarımı kullanılır. Sandviç bara tasarımı yapılmasının nedeni, parazit endüktans (stray endüktans) değerinin azaltılmasıdır. Bu parazit endüktans (stray inductance) değerinin azaltılması daha önceden de belirtildiği gibi DC-bara gerilimine, dolayısıyla IGBT'lere yansıyacak olan ek gerilimi azaltmak içindir (Daucher, C., Wintrich, A., Pluschke, N., 2006). Tasarımın üç boyutlu modeli şekil 4.59'de görölmektedir

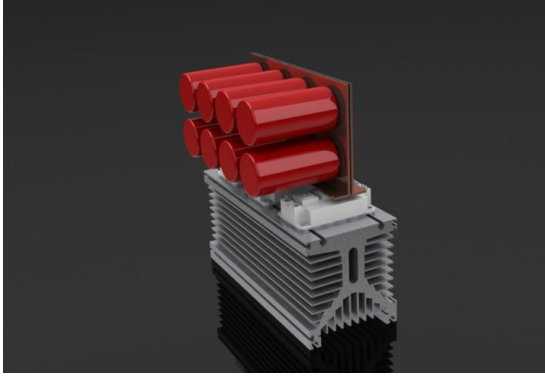


Şekil 4.59. Sandviç bara tasarımı

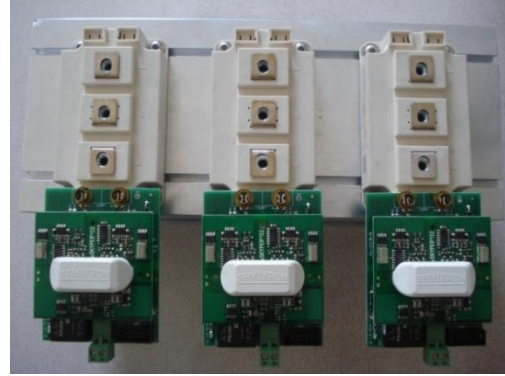
Şekil 4.59'da göröldüğü gibi baranın + ve – plakaları birbirine paralel ve arada bir yalıtkanla birbirinden ayrılmıştır. DA-bara kondansatörleri bu bara bakırları üzerine monte edilerek kullanılacaktır. Şekil 4.60'da ve Şekil 4.62'de göröldüğü gibi soğutucunun üzerine paralel bir biçimde uygun IGBT girişlerine yerleştirilen DA baranın üzerine DA-bara kondansatörleri paralel grup oluşturularak yerleştirilmiştir. İstenilen kapasite değeri bu sayede oluşturulmaktadır (Daucher, C., Wintrich, A., Pluschke, N., 2006). Soğutucu ve IGBT'ler üzerine yerleşimi Şekil 4.61'de gösterilmiştir.

DC-baradan gečecek olan akımın tek bir kondansatör üzerinde etkileşim yaratması yerine kapasitelerin paralel bağlanarak akım dayanımı arttırılmıştır. DC-bara yüzey alanı ve kalınlığı gečecek olan akıma uygun olarak tasarlanmıştır. 300A'lik bir akım geçişine uygun imalatı yapılmıştır. Kullanılan kondansatörün gerilim-akım

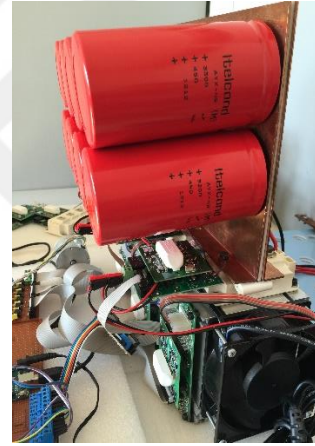
değerleri hepsini paralele bağlayacak değerlerde değil ise sandwich bara hem seri hem de paralel olarak tasarlanabilir. DC-Bara montajı IGBT uçları Şekil 4.61’de görülmektedir.



Şekil 4.60. DC-Bara IGBT soğutucu ve kapasite grubundan oluşan güç katı tasarımı



Şekil 4.61. DC-Bara montajı IGBT uçları



Şekil 4.62. 75kW’lık fan destekli doğal-hava soğutmalı güç elektroniği devresinin bara bağlantısı

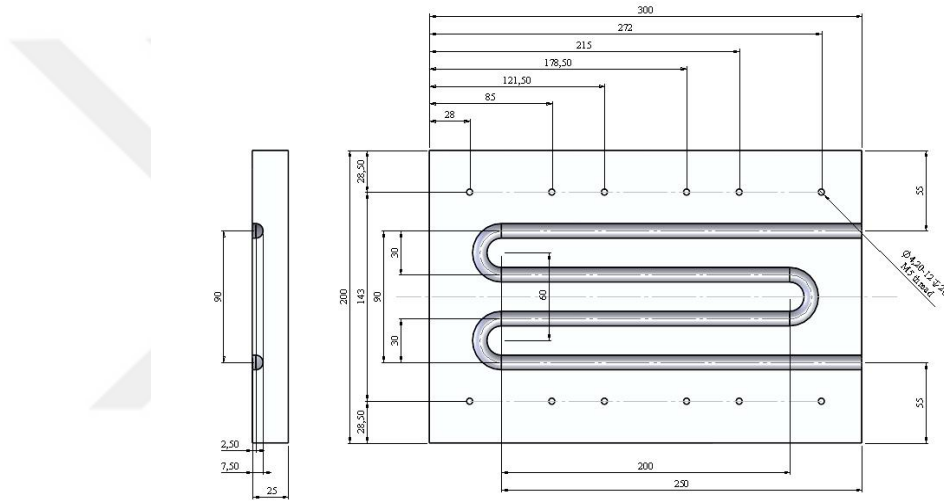
4.3.12 Sıvı soğutma modülü

Kullanılacak IGBT modüllerin en-boy uzunlukları alınıp aralarında bırakılacak optimum mesafenin ayarlanmasının ardından su soğutucu modülün boyutları hesaplanmıştır. Şekil 4.61’deki çizimde modül boyutları milimetre cinsinden belirtilmiştir.

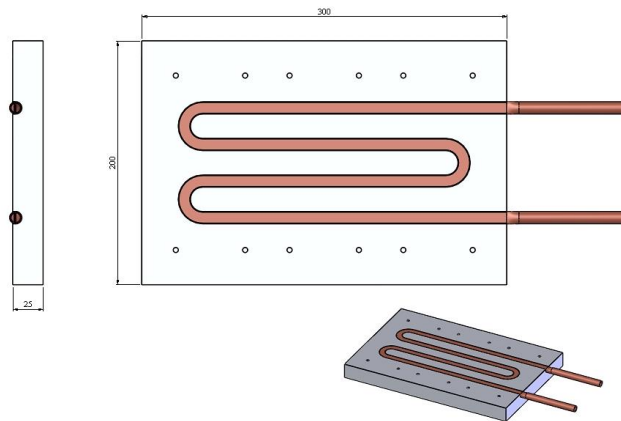
Modül alüminyum bir tabaka içine gömülen ve suyun veya soğutma sıvısının geçtiği bakır borulardan oluşan bir yapıya sahiptir. Tasarımda alt tabaka kalınlık değerine, bakır boru cidar kalınlığına, yüzeyden içeriye gömülecek mesafeye bağlı kalınarak çizimler yapılmıştır.

Sıvı soğutucu modül, güç elektroniği ve kontrol devresinin güç katında bulunan IGBT modüllerinin çalışma esnasında oluşturduğu anahtarlama ve iletim kayıplarından dolayı ortaya çıkan ısıyı uzaklaştırmak ve güç elektroniği devresini belirlenen optimum sıcaklıkta çalıştırmak için tasarlanmıştır. Anahtarlama ve iletim kayıpları, kullanılan IGBT'lerin veri sayfalarından elde edilen bilgiler vasıtasıyla ve sistemin akım, gerilim, anahtarlama frekansı ve fiziksel boyutları kullanılarak hesaplanmıştır.

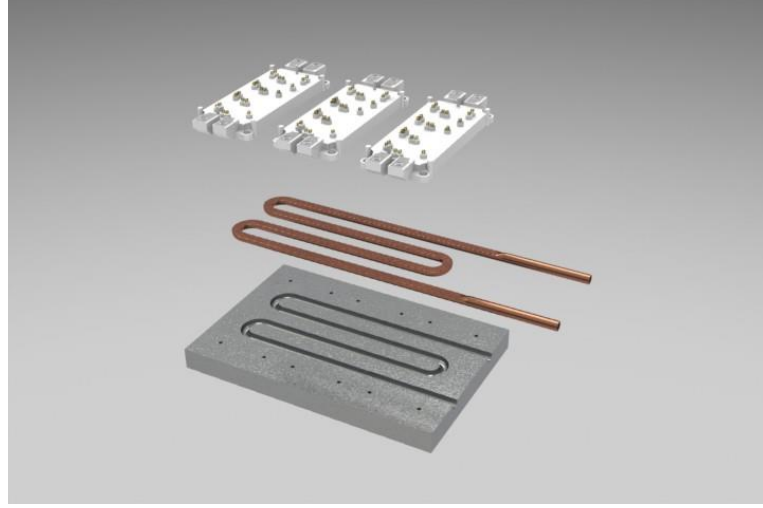
Hava soğutmalı sistem ile Semikron firmasının WP16 sıvı soğutma sistemi ilk olarak kullanılmıştır. Sonradan yapılan tasarımlarda bu yapılar revize edilmiş ve sıvı soğutma sistemi Şekil 4.63, 4.64'deki gibi tasarlanmıştır. Talaşlı imalat CNC işlemleri yapan bir firmaya bu sıvı soğutma sistemi yaptırılmıştır.



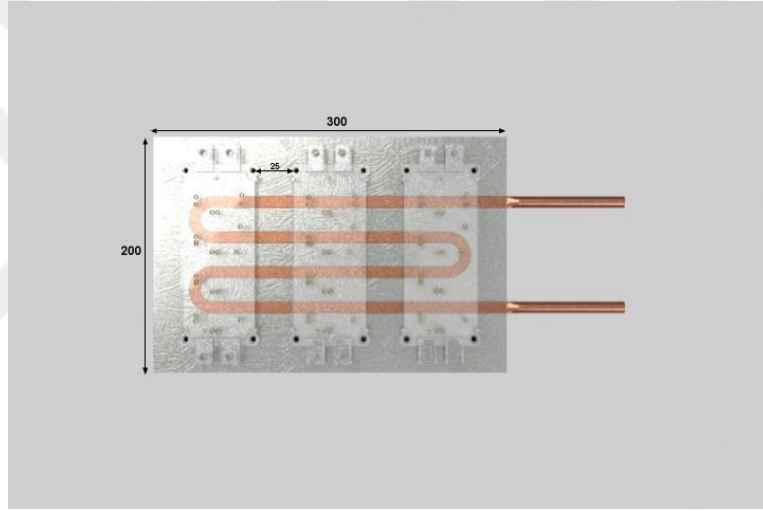
Şekil 4.63. Sıvı soğutma modülü teknik bilgileri



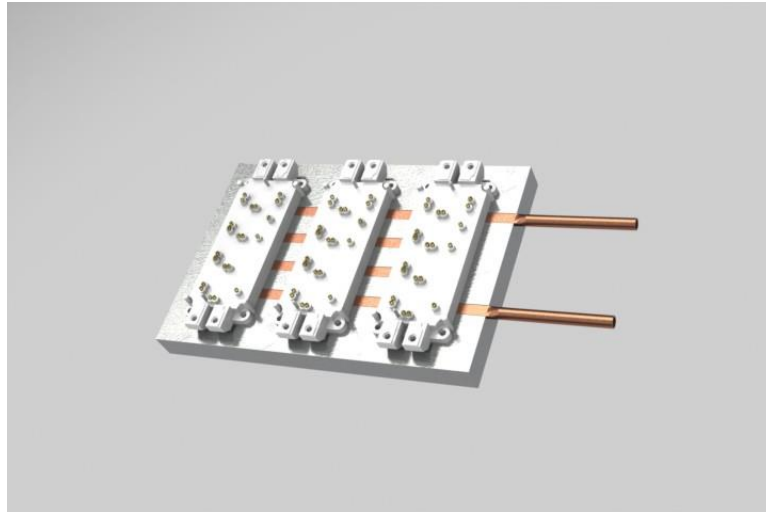
Şekil 4.64. Sıvı soğutucu modül üst ve profil görünümü



Şekil 4.65. IGBT ve sıvı soğutma modülünün montaj çizimi



Şekil 4.66. Sıvı soğutma modülü üstten görünüm

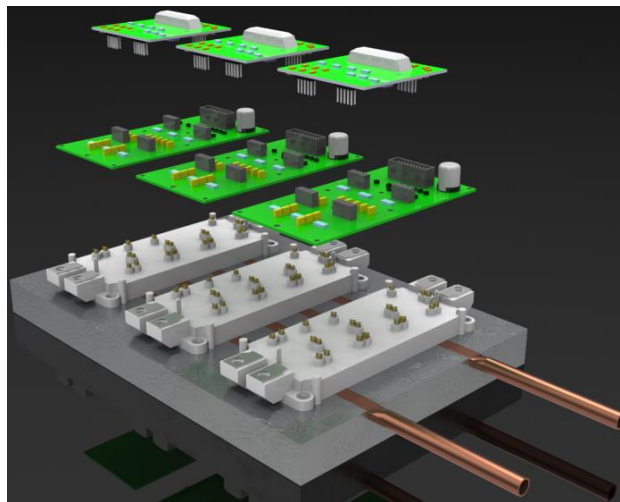


Şekil 4.67. Sıvı soğutma modülü IGBT'lerin yerleştirilmiş hali

Şekil 4.65'te IGBT ve sıvı soğutma modülünün montaj çizimi, Şekil 4.66'da sıvı soğutma modülü üstten görünümü, Şekil 4.67'de ise sıvı soğutma modülü IGBT'lerin yerleştirilmiş hali görülmektedir. Denklem (4.115)'deki hesaplamadan görüldüğü üzere modül 2300W'lık bir kaybı karşılayarak giriş suyu sıcaklığı 16°C olduğu bir durumda çıkış suyu sıcaklığını 20.5°C 'da tutmaktadır. 4.5°C 'lık bir sıcaklık değerini sistemden uzaklaştırmaktadır. Bu durumda soğutucunun yüzey sıcaklığı yani IGBT'lerin bağlı olduğu yüzey sıcaklığı 34.5°C 'ta sabit kalmaktadır. Giriş suyu sıcaklığı ve maksimum yüzey sıcaklığı belirlenerek sisteme uyarlama yapılmıştır.

4.3.13 Diğer güç katı devrelerinin tasarımı ve montajı

İster hava ister fan destekli hava, ister sıvı soğutmalı soğutma sistemi imalat gerçekleştirildikten sonra bu soğutucunun üzerine IGBT modüller monte edilir . Bu IGBT modüllerin üzerine bara veya sandwich bara monte edilir. Bu monte edilen DA-Bara kapasitörlerinden sonra bastırma (snubber) konsansatörün montajı gerçekleştirilir. IGBT'nin kılıf yapısına göre ya direkt ya da bir ara montaj bordu vasıtasıyla IGBT sürücü (Skyper 32) sisteme bağlanır. Şekil 4.68'de IGBT modülün kılıfı nedeni ile bağlantıları rahat yapabilmemiz için imal edilmiş ara yardımcı devre (board) kullanılmıştır (Pluschke, N., 2006).



Şekil 4.68. IGBT modül dizayn

Yardımcı devre (board) devresinin Skyper 32 Pro ile birlikte IGBT modüller üzerine yerleşimi Şekil 4.68'deki resimde gösterilmektedir.

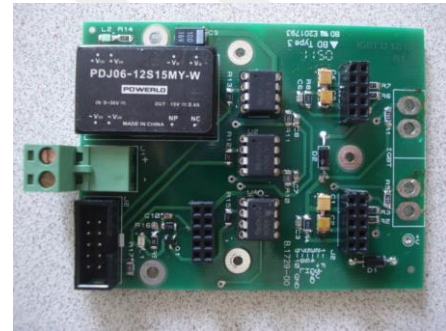
Skyper32 Pro devresi, Semikron firmasının ürettiği IGBT modüllerin darbe genişlik modülasyonu tekniği ile sürülmesi için kullanılan sürücü devredir. Bu devre, istenen frekansta ve doluluk oranında gelen PWM sinyallerini IGBT modüllerin üst ve alt faz kollarına uygun sırayla vererek iletme geçmelerini sağlar. Kesimde iken anahtarı uygun negatif gerilimde tutarak, kesimde kalmasını sağlar.

Bu devrenin IGBT modül üzerine sabit, kalıcı olarak yerleşmesi ve çalışması için üzerine yerleşeceği bir board devresi gerekmektedir. Yapılan board devresi Skyper 32 Pro'nun bağlantı pinlerine uygun şekilde dizayn edilmiştir. Şekil 4.69'da Semikron firmasının geliştirmiş olduğu IGBT sürücü devresi Skyper 32 Pro görülmektedir. Şekil 4.70'de Skyper 32 Pro için tasarlanıp imal edilen board devresi görülmektedir. Bu board Skyper Pro devresinin oturması ve bağlantısının rahat yapılabilmesi için geliştirilen IGBT sürücü devresidir.

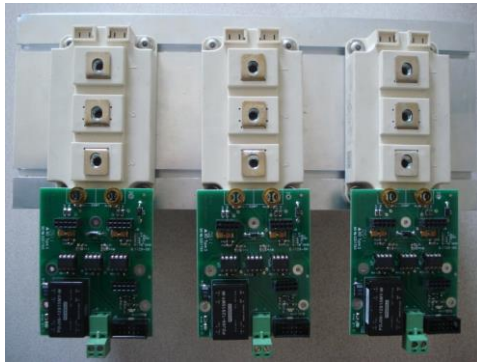
Yardımcı devre (board) devresinin Skyper 32 Pro ile birlikte IGBT modüller üzerine yerleşimi Şekil 4.71'de gösterilmiştir. Montaj şekli hava soğutmalı sistem üzerinde gösterilmektedir.



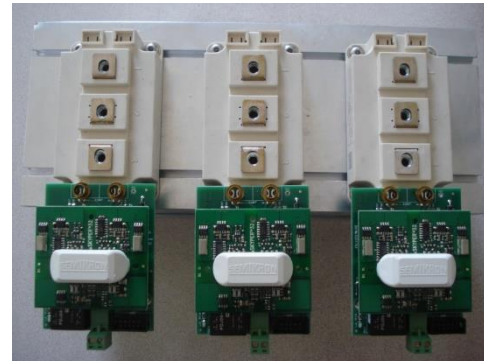
Şekil 4.69. Skyper 32 Pro Devresi



Şekil 4.70. Skyper Pro devresi için geliştirilen IGBT sürücü devresi



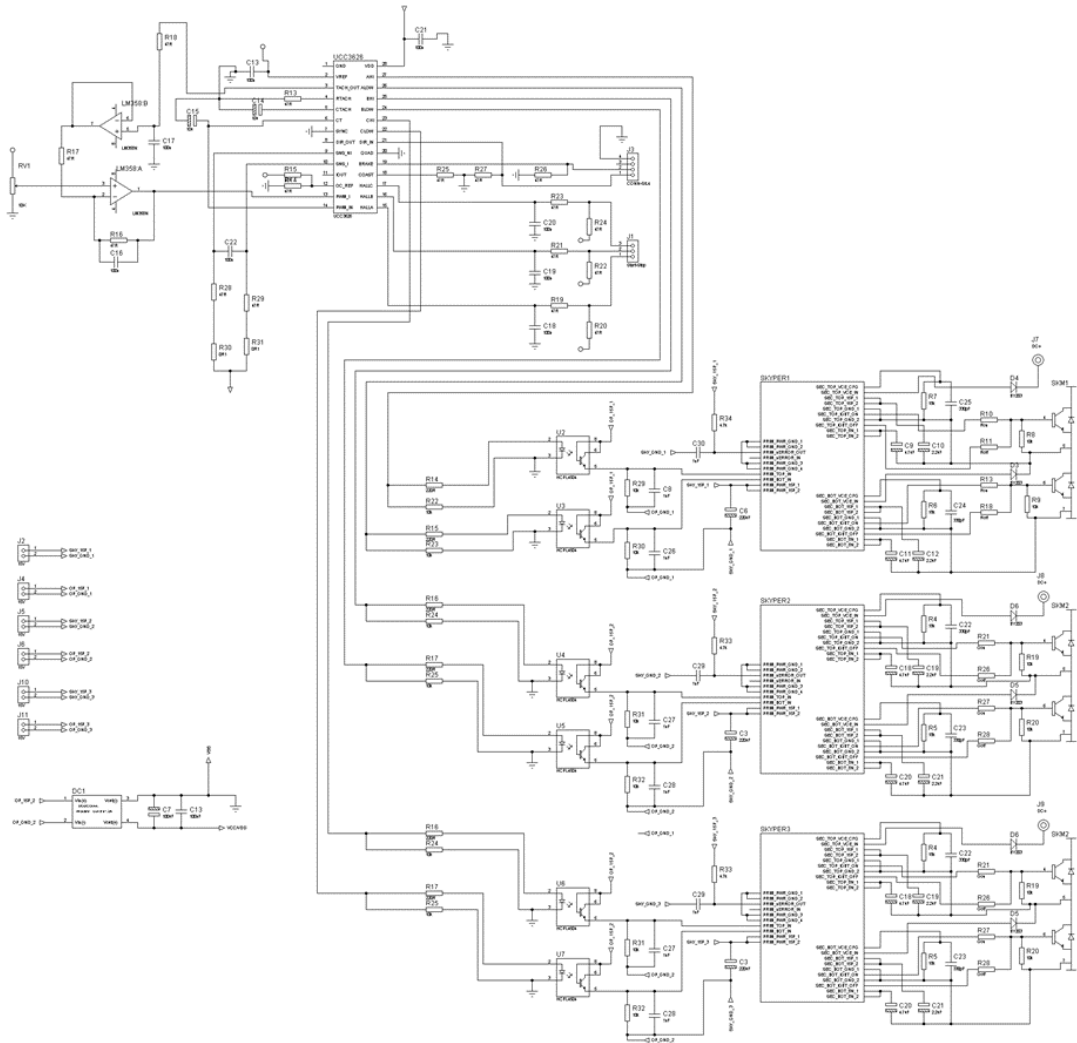
(a)



(b)

Şekil 4.71. a) IGBT sürücü kartı IGBT pinlerine monte edilme görseli b) IGBT sürücünün üzerine Skyper 32 Pro devresinin monte edilme görseli

Şekil 4.71’de görüldüğü gibi IGBT sürücü kartı IGBT pinlerine monte edilip lehimlendikten sonra Skyper 32 Pro devresi bu kartın üstüne monte edilmektedir.



Şekil 4.72. Özgün 75kW’lık tam kontrollü üç faz altı IGBT’li DA-AA dönüştürücü devre şeması

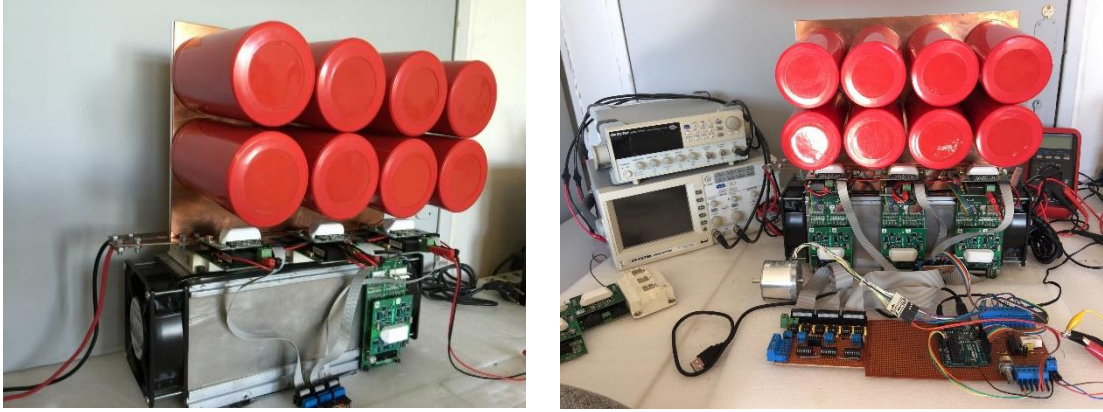
Özgün bu tasarımda fanlar ile desteklenmiş hava soğutmalı 75 kW’lık üç faz tam kontrollü, DA-AA dönüştürücü (inverter) devresi yani otomotiv sektör ifadesi ile çekiş (traction) sistem imalatı yapılmıştır. İlk sistem denemesi Şekil 4.72’deki devre şemasında görülen ASIC UCC 3626 FDAM sürücü entegresi kullanılmıştır. Güç sisteminin iyi bir performansla çalıştığı görüldükten sonra kontrol yazılımının geliştirilmesi için DS1401 model dSpace Micro-Autobox sistemi kullanılmıştır. Bölüm 4.1.2’de MATLAB/Simulink’te gerçekleştirilen PID kontrol yapısını simulink üzerinden doğrudan Micro-Autobox isimli cihazın işlemcisine yüklenebilmektedir. Yazılım gerçek zamanlı olarak yüklenmiş ve çalıştırılmıştır. PID kazanç değerleri ayarlanmıştır. Yine aynı şekilde Bölüm 4.1.3’de MATLAB/Simulink’te gerçekleştirilen bulanık kontrol

yapısını simulink üzerinden doğrudan Micro-Autobox cihazının işlemcisine yüklenmiş ve sistem gerçek zamanlı olarak çalıştırılmıştır. Hem denenen güç katı hem de denenen kontrol yazılımının gömülü bir sisteme aktarılması gerekmiştir. Bazı gömülü sistem yapılarını MATLAB/Simulink o işlemciye ait emülatör üzerinden doğrudan görmekte ve Simulink blok diyagramlı yapıyı hex dosyasına çevirerek gömülü işlemciye yüklenebilmektedir. MATLAB/Simulink üzerinden gömülü sisteme geçmenin en kolay yoludur. Ancak, bu yapıda yazılım çok yavaş çalışmakta yazılımın içinde sistemi yavaşlatan birçok konfigürasyon ve kullanılmayan include dosyaları bulunmaktadır. Gömülü işlemcinin yapısına uygun bir şekilde tasarlanan kontrol algoritmasının C gibi güçlü hızlı bir dil ile baştan yazılması sistemin çok hızlı, kararlı ve verimli çalışmasını sağlamaktadır. Bir de tasarlanan kontrol yazılımı emniyetin, güvenliğin en üst olduğu otomobil, İHA, uçak gibi sistemlerde kullanılıyor ise bu konu çok daha önem arz etmektedir. Dört farklı gömülü sistem yapısı seçilmiş bu mikrodenetleyicilerin yapısına göre kontrol algoritmaları yeniden C dilinde yazılmıştır. Bu konu ile ilgili ayrıntılar ‘Kontrol Sistemi Tasarımı’ başlığı altında ayrıntısı ile açıklanmaktadır.

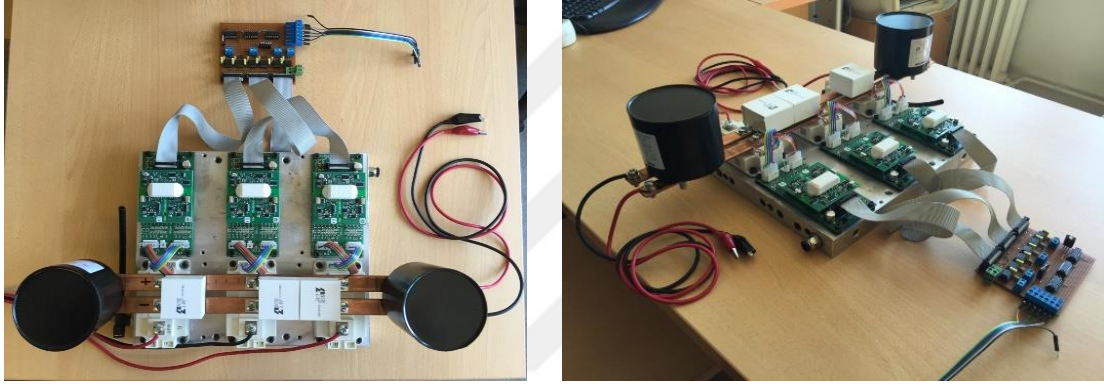
Bu çalışmada Şekil 4.73’de görülen hava soğutmalı, Şekil 4.74’de görülen sıvı soğutmalı özgün tasarım nominal 75kW, maksimum 100kW’lık güç verebilecek üç fazlı DA-AA dönüştürücü tasarlanmış, üretilmiş ve çalıştırılmıştır.

Hava soğutmalı sistemde sandwich bara ile gerçekleştirilen DA-Bara kondansatörleri (DC-Bus kapasitörleri) 4500 μ F 450V’luk sekiz adet kondansatörün paralel bağlanması ile gerçekleştirildi. Teknolojinin el verdiği piyasada bulunabilen en büyük kapasiteler bunlar olduğu için sekiz adet kullanıldı. Daha yüksek kapasiteli ve daha yüksek gerilimli kapasitörlerin olması ile bu sayı daha aza indirilebilir. Elektrolitik kondansatörlerin fiziksel büyüklüklerinin fazla oluşu en büyük dezavantajdır. Elektrolitik kondansatörler yerine teknolojinin gelişimi ile beraber film kondansatörlerin ortaya çıkışı ile ikinci tasarım olan sıvı soğutmalı sistemde film kapasitörler kullanılmıştır.

Şekil 4.74’deki sıvı soğutmalı inverter devresinde iki adet film kapasitör kullanılmıştır. Sistemin fiziksel yapısı biraz daha küçültülmüştür.



Şekil 4.73. Özgün 75kW'lık fan destekli doğal-hava soğutmalı üç faz altı IGBT'li DA-AA dönüştürücü devresi



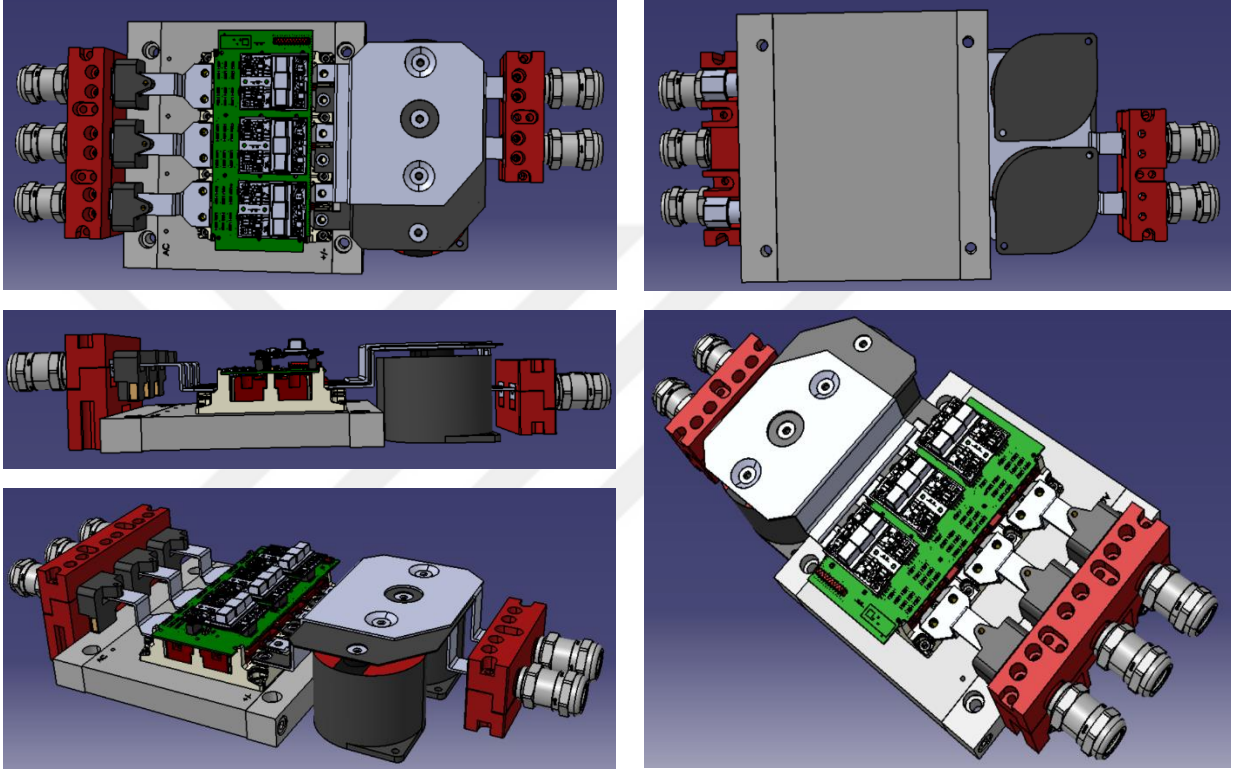
Şekil 4.74. Özgün 75kW'lık sıvı soğutmalı üç fazlı inverter devresi

Şekil 4.75'te görülen film kapasitörler elektrolitik kondansatörlere göre iç dirençleri çok küçük, çok yüksek gerilimlerde çalışabilmekte, DA-bara kondansatör olarak sekiz adet kullanılan kondansatör grubu yerine bir veya iki film kondansatör aynı işlevi görmektedir. İkinci tasarımda kullanılan film kapasitör testlerde çok iyi bir şekilde çalışmıştır.



Şekil 4.75. Film kapasitör

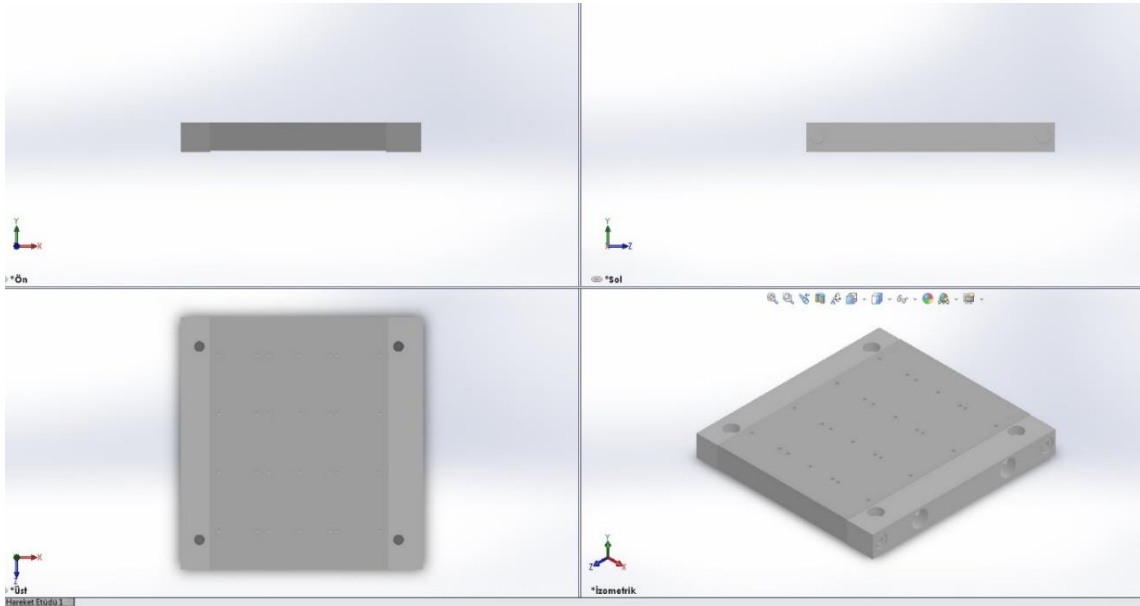
Görüldüğü gibi her iki tasarımın da kapladığı alan, hacim fazladır. Fiziksel olarak daha az yer kaplaması için film kapasitörlü yeni bir sandwich bara tasarımı gerekmiştir. Bu tasarım yapıldıktan sonra üç faz altılı IGBT modül ile sistemin tasarlanmasının uygun olduğu görülmüştür. Semikron firmasının üç fazlı sistemler için ürettiği tek kılıf içerisinde altı adet IGBT'nin olduğu termal yapısı uygun olan SKiM459GD12E4 modeli seçilmiştir.



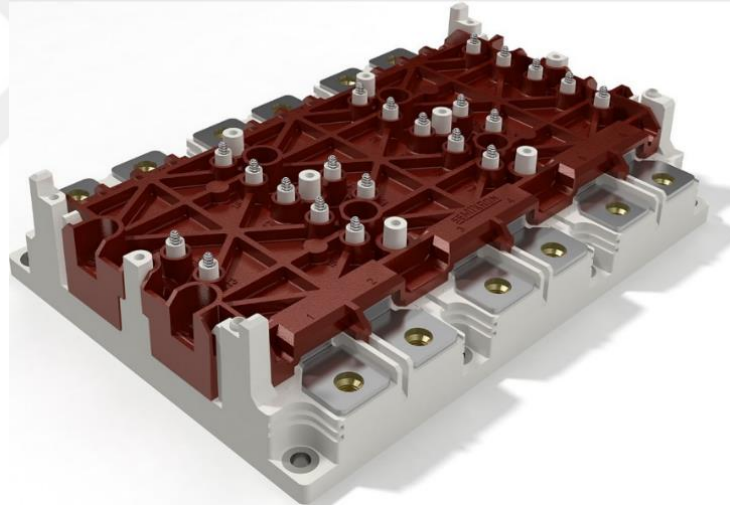
Şekil 4.76. Özgün üç fazlı 75kW'lık sıvı soğutmalı altılı IGBT modüllü inverter devresi

İki adet 220 μ F 1200V film konsansatör ve bunları IGBT modüle bağlamamızı sağlayacak 'sandwich-bara'tasarımı Şekil 4.76'de görülmektedir. Ayrıca sıvı soğutma ünitesi üzerine SKiM459GD12E4 IGBT modülün yerleşimi, IGBT modül ile IGBT sürücü devresinin bağlantısı için gerekli adaptör devresi (Adaptor Board 93 GD) ve IGBT sürücü devresi SKYPER® 42 LJ R'nin yerleşimi, akım sensörlerinin bağlantısı, giriş, çıkış konnektörleri Şekil 4.76'daki tasarımda üç boyutlu olarak gösterilmiştir. Görüldüğü üzere yeni tasarım oldukça kompakt az yer kaplayan bir tasarıma dönüştürülmüştür.

Şekil 4.77'de soğutucu modül üç boyutlu çizimleri yapılmış, bu soğutucunun sıvı kanallarına denk gelmeyecek şekilde IGBT modülün montaj yerleri belirlenmiştir. Şekil 4.78'deki SKiM459GD12E4 altılı IGBT modül sistem akım gerilim değerleri v.b. gibi teknik isterlere bağlı olarak seçilmiştir.

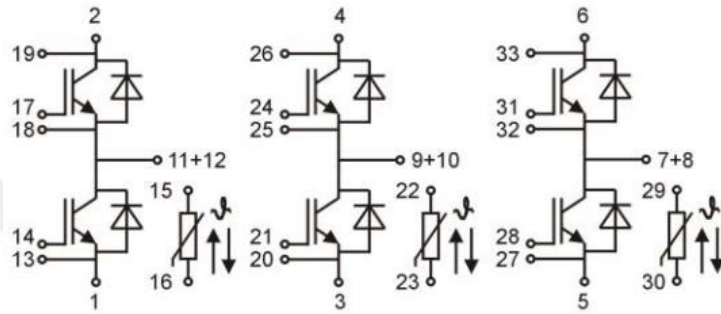
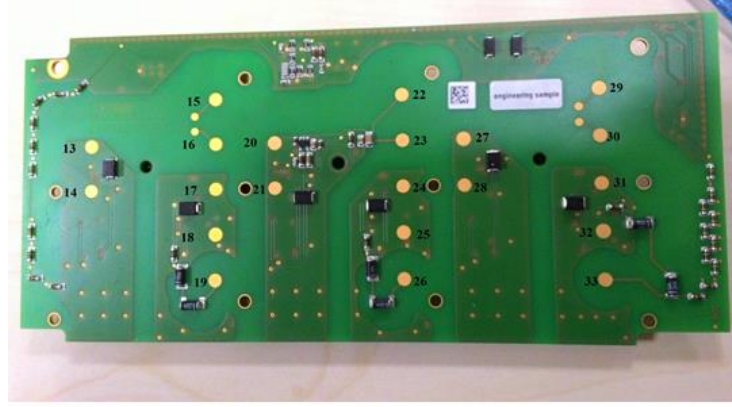


Şekil 4.77. Soğutucu modül üç boyutlu çizimleri

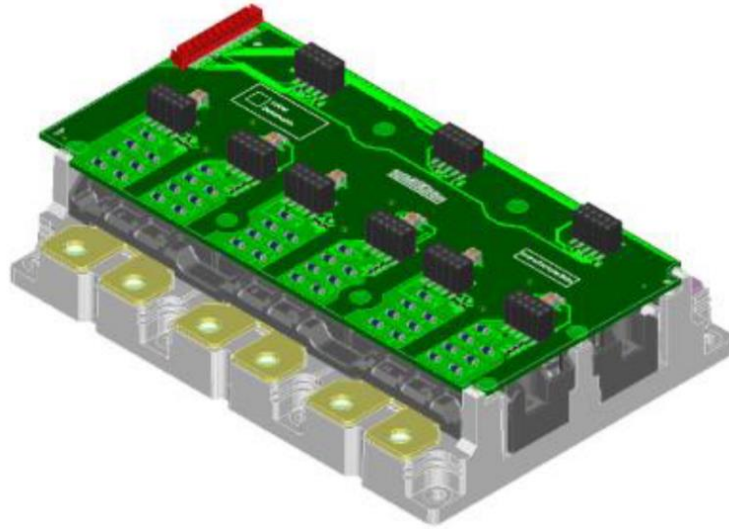


Şekil 4.78. SKiM459GD12E4 altılı IGBT modül

Öncelikle bu soğutucu bloğun üzerine bu IGBT modül monte edilmiştir. IGBT modüle uygun adaptör devre olan “Adaptor Board 93 GD” Semikron firmasında seçilmiştir. Bu adaptör devresi Şekil 4.79’de montaj pin şeması ile görülmektedir. Adaptör devresi Şekil 4.80’deki tasarım yapısındaki gibi IGBT modülün üzerine monte edilmiştir (Pluschke, N., 2006).

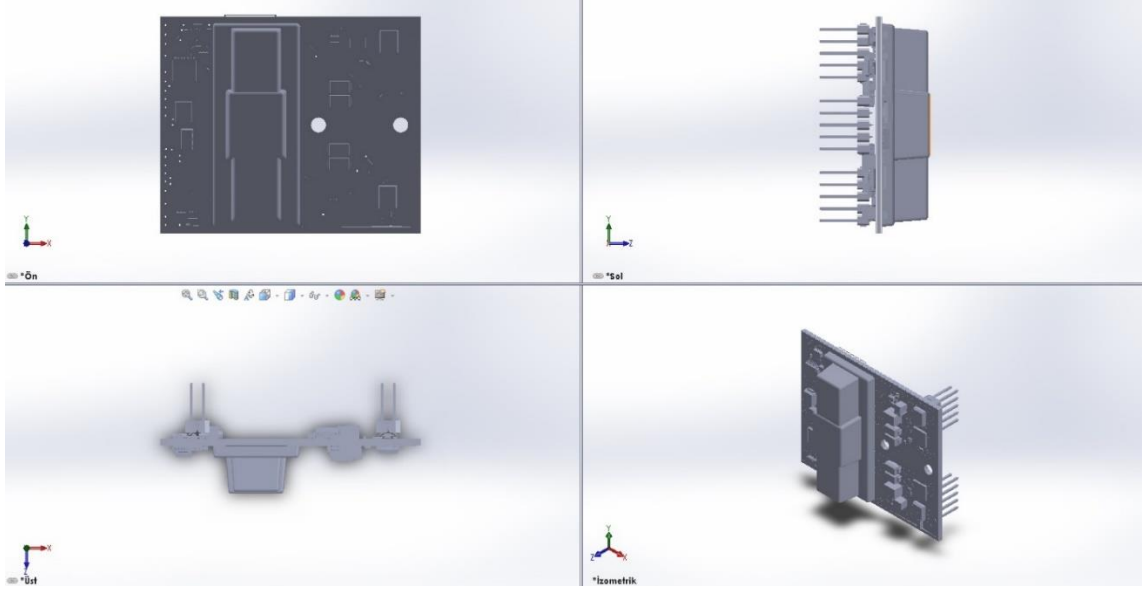


Şekil 4.79. Adaptor Board 93 GD SKYPER® 42 LJ R ve montaj pin şeması

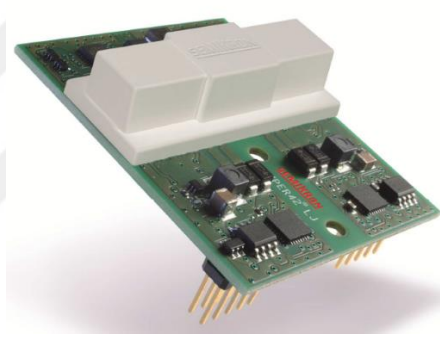


Şekil 4.80. SKiM459GD12E4 altılı IGBT modül ile. Adaptor Board 93 GD'nin montaj tasarımı

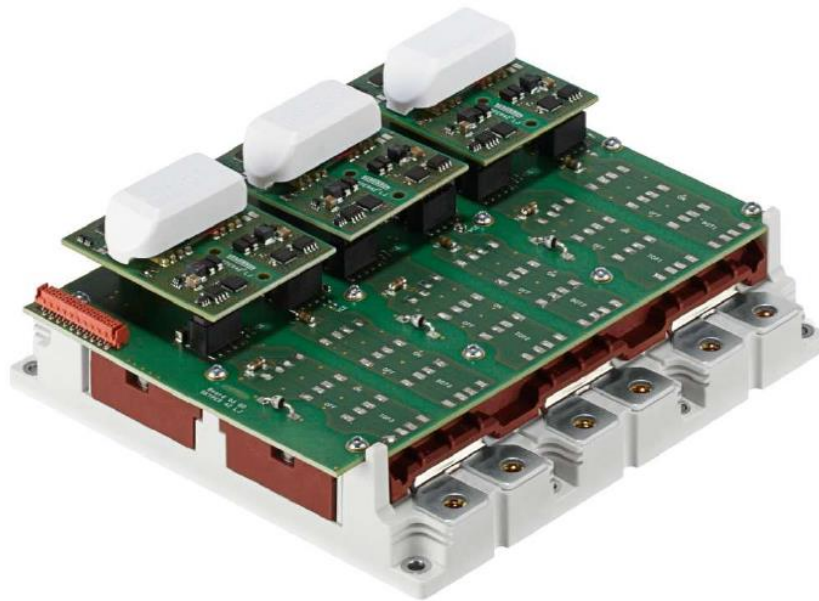
Şekil 4.80'deki yapı oluşturulduktan sonra IGBT modüle uygun IGBT sürücü SKYPER 42 LJ R modeli seçilmiştir. Skyper'ın üç boyutlu çizimi Şekil 4.81'de gerçek görüntüsü ise Şekil 4.82'de görülmektedir. Bu IGBT sürücünün üç boyutlu görüntüsü Şekil 4.80'de fiziksel görüntüsü ise Şekil 4.83'de gösterilmiştir (Pluschke, N., 2006).



Şekil 4.81. SKYPER 42 LJ R IGBT sürücünün üç boyutlu çizimleri



Şekil 4.82. SKYPER 42 LJ R IGBT sürücü



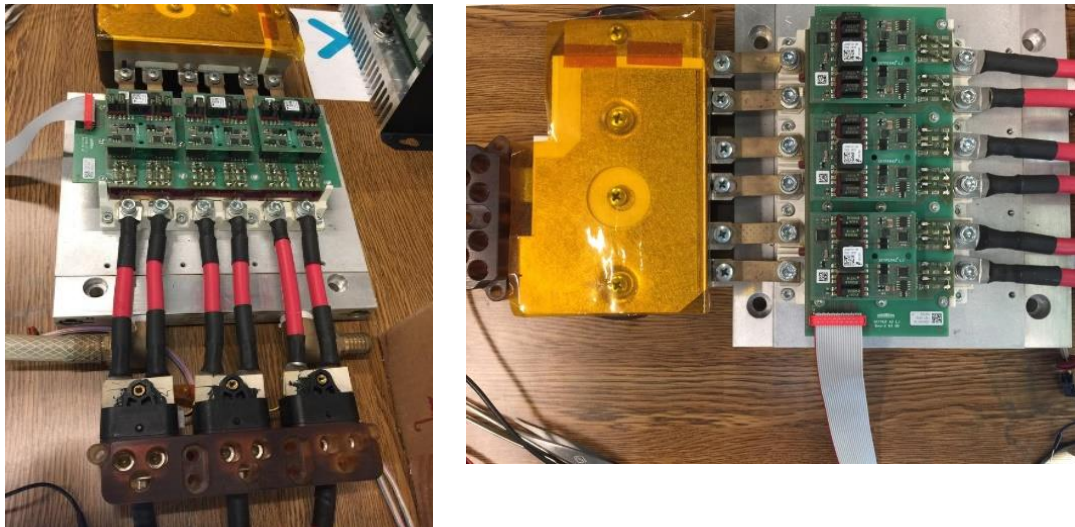
Şekil 4.83. SKiM459GD12E4 IGBT modül, adaptör devresi ve IGBT sürücünün montajı

Şekil 4.84'te görüldüğü gibi SKiM459GD12E4 IGBT modül ve film kapasitörlerin bağlantısı için farklı bir sandwich bara tasarlanarak bağlantısı yapılmıştır. Sandwich–bara talaşlı imalat, saç bükme işlemleri yapabilen bir firmaya yaptırılmıştır.

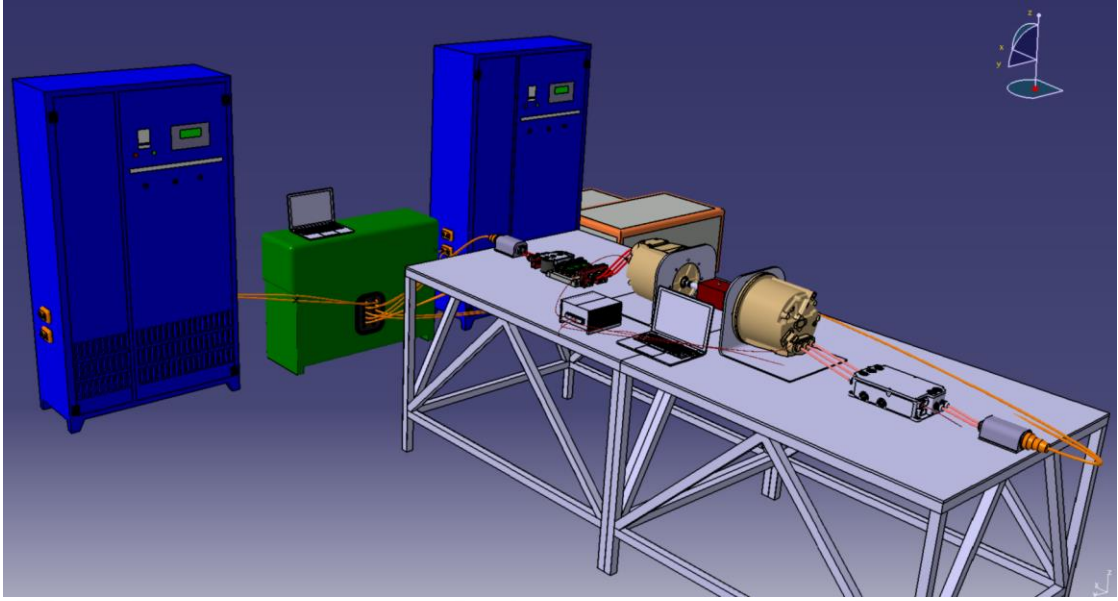


Şekil 4.84. SKiM459GD12E4 IGBT modül ve film kapasitör bağlantısı

Şekil 4.85'te özgün üç fazlı 75kW'lık tam kontrollü sıvı soğutmalı DA-AA dönüştürücü (inverter) devresi tasarlanmış ve imal edilmiştir. Dönüştürücü çıkışlarına üç adet akım ölçmek için LEM firmasına ait 600A'lık akım sensörü bağlanmıştır. Literatürde "Power Stage" olarak ifade edile güç katı üç farklı yapı şeklinde tasarlanmıştır. Şimdi sıra deney düzeneğinin HIL (Hardware-In-the-Loop) sisteminin hazırlanmasına gelmiştir. Bunun için iki adet karşılıklı monte edilmiş biri yük diğeri çekiş sistemi olarak düşünülmüş 75kW'lık fırçasız doğru akım motorları hazırlanmıştır. Bu düşünülen HIL sistemi Şekil 4.86'da tasarlanmıştır.



Şekil 4.85. Özgün üç fazlı 75kW'lık sıvı soğutmalı altılı IGBT modüllü inverter devresi



Şekil 4.86. FDAM HIL deney düzeneği üç boyutlu tasarımı

Şekil 4.87’de FDAM HIL deney düzeneği hazırlanmıştır. Besleme kaynağı olarak 375V’luk batarya grubu veya 1200V DC 600A verebilen bir güç kaynağı kullanılmıştır. İki adet karşılıklı monte edilmiş biri yük diğeri çekiş sistemi olarak tasarlanmış 75kW’lık fırçasız doğru akım motorlarının güç katı bağlantısı, besleme, batarya bağlantısı gerçekleştirilmiştir.



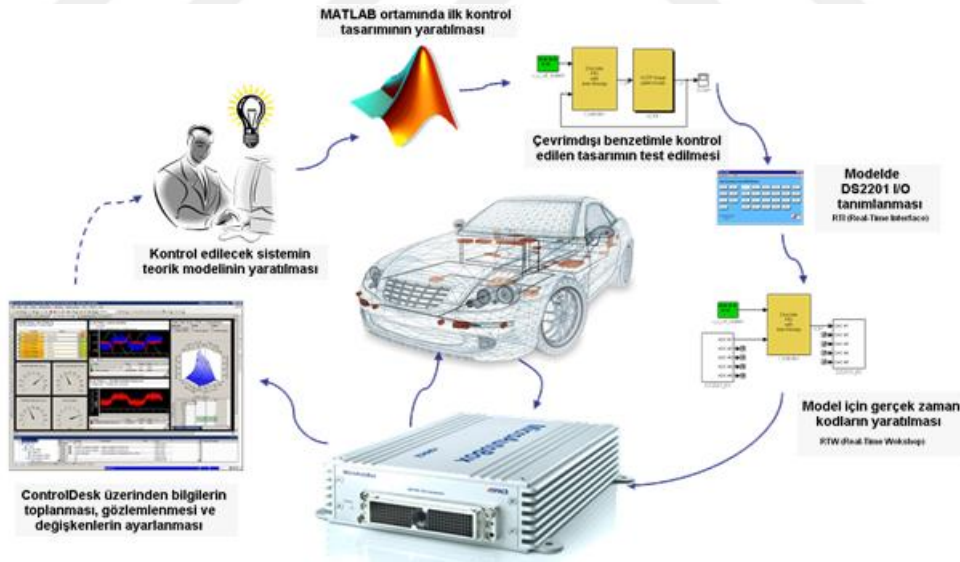
Şekil 4.87. FDAM HIL deney düzeneği

4.3.14 Kontrol sistemlerinin tasarımı

Kontrol sistemi olarak ilk önce ASIC UCC3626 entegresi kullanılarak güç katı DA-AA dönüştürücü çalıştırılmıştır. Hazırlanan HIL sistemi ve güç katı (Power-Stage) denemesinin yapılması için Bölüm 4.1.2’de PID kontrol yazılımını ve Bölüm 4.1.3’te bulanık kontrol yazılımını kullanmak amaçlı DS1401 dSpace MicroAuto-Box yapısı kullanılmıştır. Hızlı prototipleme için çok iyi bir çözümdür.

4.3.14.1 Elektrikli aracın hızlı denetim prototiplemesi

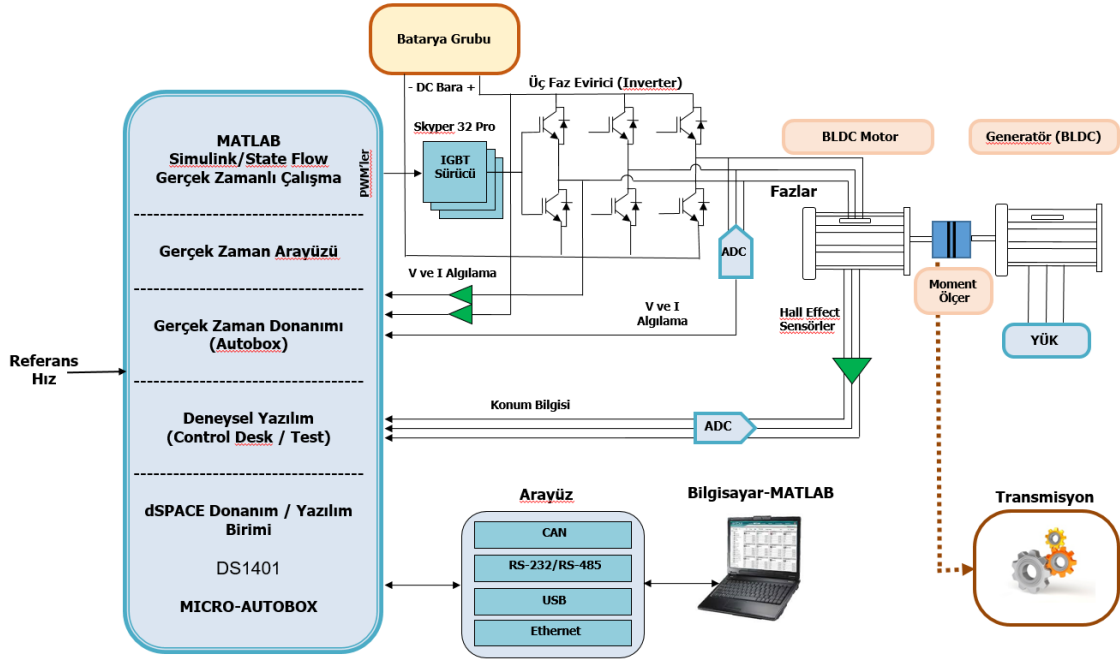
Elektrikli aracın hızlı denetim prototiplemesi (Rapid Control Prototyping) amacıyla, dSpace DS1401 Digital Signal Processing biriminin kullanılmıştır. Matlab/Simulink bloklarıyla uyumlu olarak çalışan DS1401 DSP, simulink bloklarını direkt olarak C koda çevirip, işaret işleme prosesörünün ihtiyaç duyduğu kontrol işaretlerini üretmektedir. FDAM’ın dSpace MicroAuto-Box ile hızlı denetim prototiplemesi prensip akış şeması Şekil 4.88’de görülmektedir (Bhosale, P., Hermwille M., 2007).



Şekil 4.88. FDAM’ın dSpace MicroAuto-Box ile hızlı denetim prototiplemesi prensip akış şeması

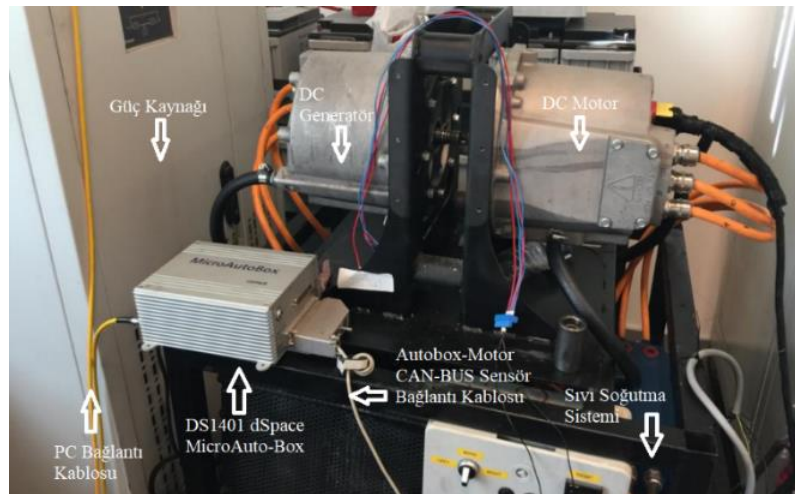
DS1401 dSpace MicroAuto-Box sistemi ethernet bağlantısı ile bilgisayarımıza doğrudan bağlanabilmekte ve bu geliştirdiğimiz MATLAB/Simulink bloklarının çalıştırabilmektedir. MATLAB/Simulink yapısında bu sistem sürücülere bulunmakta doğrudan sistemde görmektedir, I/O tanımlaması Real-Time Interface (RTI) olarak

isimlendirilen kısımda çok kolay bir şekilde yapılmaktadır. Bu yazılım blokları DS1401 dSpace MicroAuto-Box içerisinde bulunan işlemciye gömülmektedir. MicroAuto-Box'ın CAN-Bus, RS485 portlarından motor sürücü ve motor kontrol edilebilmektedir. PID kontrol ve bulanık kontrol yazılımları MATLAB/Simulink üzerinden gömülmekte ve PC'de oluşturulan GUI'den kontrol parametreleri değiştirilerek gerçek zamanlı kontrol yapılabilmektedir. Bu sistemin blok diyagramı Şekil 4.89'da gösterilmektedir.



Şekil 4.89. FDAM'ın dSpace MicroAuto-Box ile hızlı denetim prototiplemesi blok diyagramı

Geliştirilen kontrol algoritmaları kontrol kartı tasarlanmadan, bu hızlı prototipleme yapısı ile gerçek zamanlı olarak test edilmiş ve geliştirilmiştir. Bu deney platformu Şekil 4.90'da gösterilmiştir.



Şekil 4.90. DS1401 dSpace MicroAuto-Box ile sistem motor- jeneratör test platformu

Algoritmaların performansı ve doğruluğu test edildikten sonra kontrol ünitesi tasarımına geçilmiştir. Buradaki en önemli unsur gömülü işlemcinin seçimidir. Kullanılacak platforma bağlı olarak otomotiv, uçak, uzay, askeri standartlara uygun sayısal işaret işlemcisi (Digital Signal Processing –DSP) seçimi çok önemlidir.

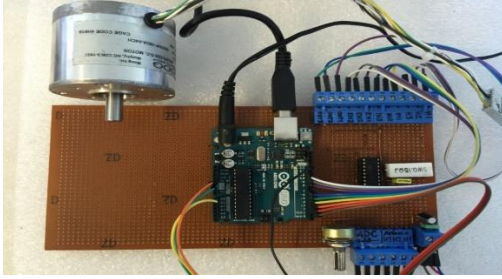
4.3.14.2 Sayısal işaret işlemcisi (DSP) seçimi

Öncelikli olarak gömülü işlemci olarak Texas Instruments firmasının TMS320F2808 Fix point işlemci ile FDAM kontrolü yapılmıştır. TMS320F2808 ile FDAM kontrolü için kullanılan devre Şekil 4.91’de görülmektedir. Ancak PID ve bulanık kontrol algoritmalarında parametrelerin virgülden sonraki değerlerini işleme katmadığı için diğer bir deyişle fix-point virgülden sonrasını işleme alamadığı için sorun oluşmuştur.

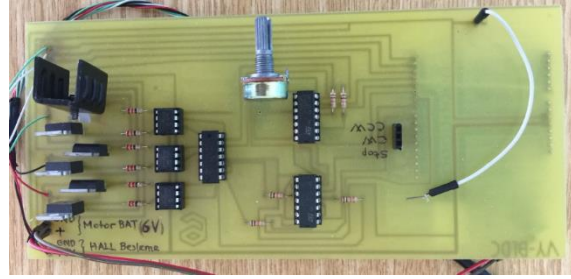


Şekil 4.91. TMS320F2808 ile FDAM kontrolü

Kontrol parametreleri tam değerlerinde kullanılmadığı için FDAM motor kontrol edilmiş çalıştırılmış ancak istenilen hassas kontrol sağlanamamıştır. FDAM kontrol yazılımı içerisine adaptif kontrol için sensörlerden gelen bilgilere göre döngüleri eklenildiği zaman motorun normal çalışma seyrinde problemler yaşanmıştır. Floating-point, virgülden sonraki değerleri de işleyebilen bir sayısal işaret işlemcisi seçilmiştir. Şekil 4.92’de görülen Atmel AVR firmasının mikrodenetleyici ATmega328 ve L6234 sürücü entegrasyonu ile FDAM kontrol PID kontrol algoritması geliştirilmiştir. Ayrıca Şekil 4.93’de görülen yine ATmega328 ve altılı MOSFET sürücü ile FDAM motorunun PID kontrolü gerçekleştirilmiştir. Adaptif kontrol için sensörlerden gelen bilgilerin işlenmesinde ve FDAM motorun çalışma düzeninin bozulmasından dolayı problemler çıkmıştır.



Şekil 4.92. Atmega 328 ve L6234 sürücü entegrasyonu ile gerçekleştirilen FDAM kontrol devresi

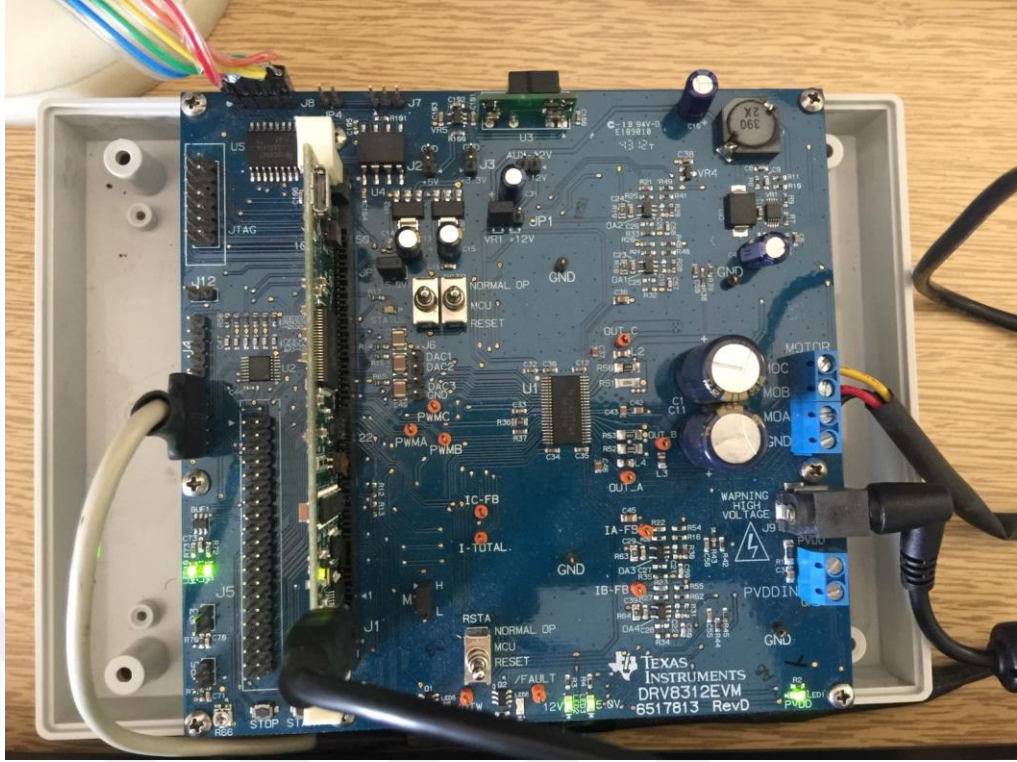


Şekil 4.93. Atmega 328 ve 6'lı Mosfet sürücü devresi ile gerçekleştirilen FDAM kontrol devresi

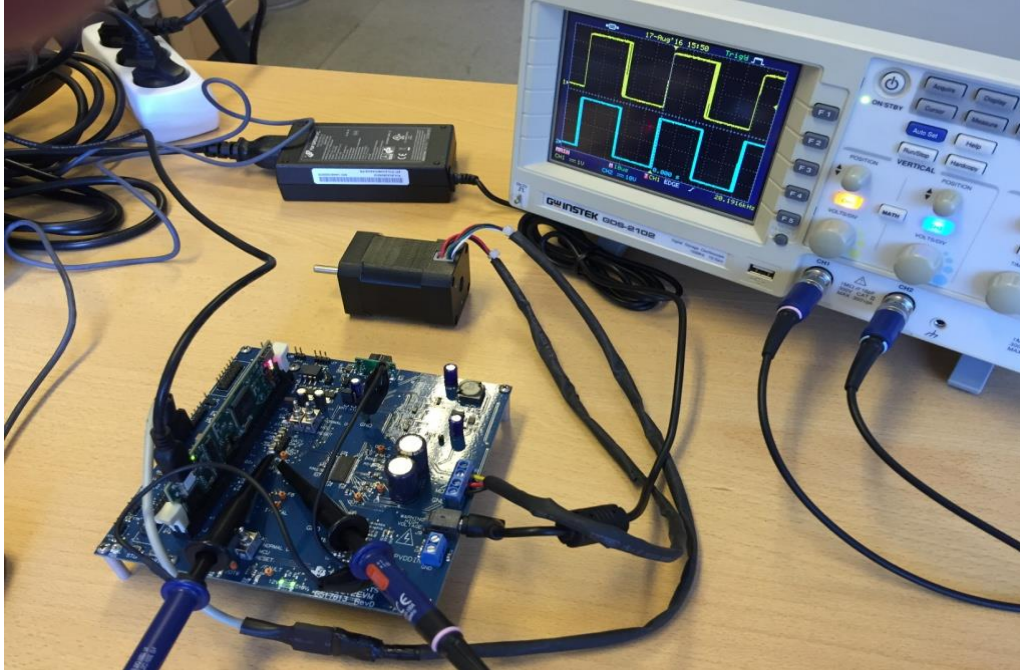
ATmega328 mikrodenetleyicisi otomotiv standartlarına uygun olmadığı için tercih edilmemiştir. Ancak FDAM kontrol algoritmasının geliştirilmesinde kullanım kolaylığının çok iyi olmasından çok büyük fayda sağlamıştır.

Çözüm için daha hızlı otomotiv standartlarına uygun floating point Texas Instrument firmasına ait TMS320F28335 DSP işlemcisi tercih edilmiş daha sonra daha hızlı olan TMS320F28069 DSP işlemcisi tercih edilmiştir. Bu işlemci ile FDAM PID kontrol algoritması çok başarılı bir şekilde geliştirilmiştir. Bu geliştirmenin yapıldığı TI TMS320F28069 DSP ve 8312 sürücü entegreli FDAM sürücü devresi Şekil 4.94'de görülmektedir. Bu devrenin PWM çıkışlarının görüntülediği bağlantı görseli Şekil 4.95'te görülmektedir. K_p , K_i , K_d değerlerini değiştirerek moment, devir değişimleri ve referans değeri hata değeri ve hatası gözlemlenmektedir. Adaptif kontrol sistemi için işlemcinin GPIO bacaklarına bağlanan sensörlerin bilgileri döngüler içinden çağrıldığında motorun çalışma düzeni bozulmaktadır. Kesmelerle yapılan işlemlerde de istenen verim alınamayınca adaptif kontrol sistemi için ayrı bir işlemcinin kullanılması gerekliliği ortaya çıkmıştır. FDAM kontrol devresi ile adaptif kontrol işlemini gerçekleştirecek işlemcinin çok uyumlu, gerçek zamanlı haberleşme yapması ihtiyacı ortaya çıkmıştır. Adaptif kontrol algoritması bir üst kontrol sistemiyle gerçekleştirilip USB üzerinden FDAM kontrol sistemi ile haberleştirilmiştir.

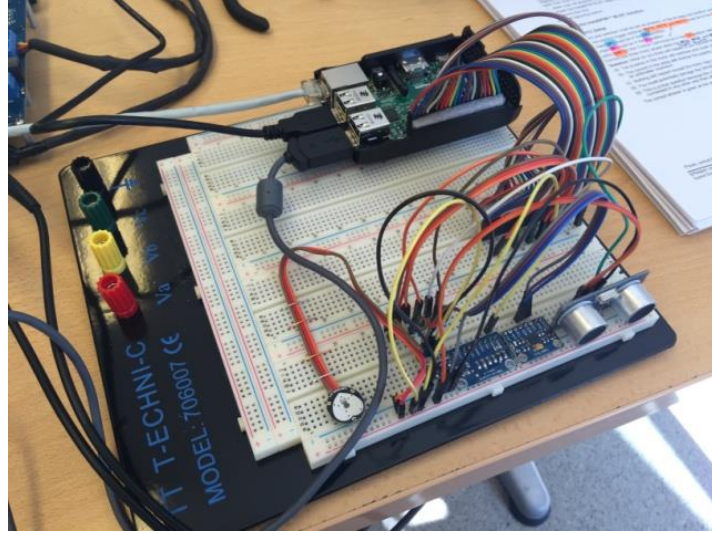
Adaptif Kontrol için üst kontrolör olarak, Raspberry PI-III seçilmiştir. Raspberry PI-III dört çekirdekli her biri 1.2 Gz işlemci hızına sahip floating point üzerinde Android, Linux işletim sistemi çalıştırabilen çok fonksiyonel bir DSP işlemcidir.



Şekil 4.94. TI TMS320F28069 DSP ve 8312 sürücü entegreli FDAM sürücü devresi



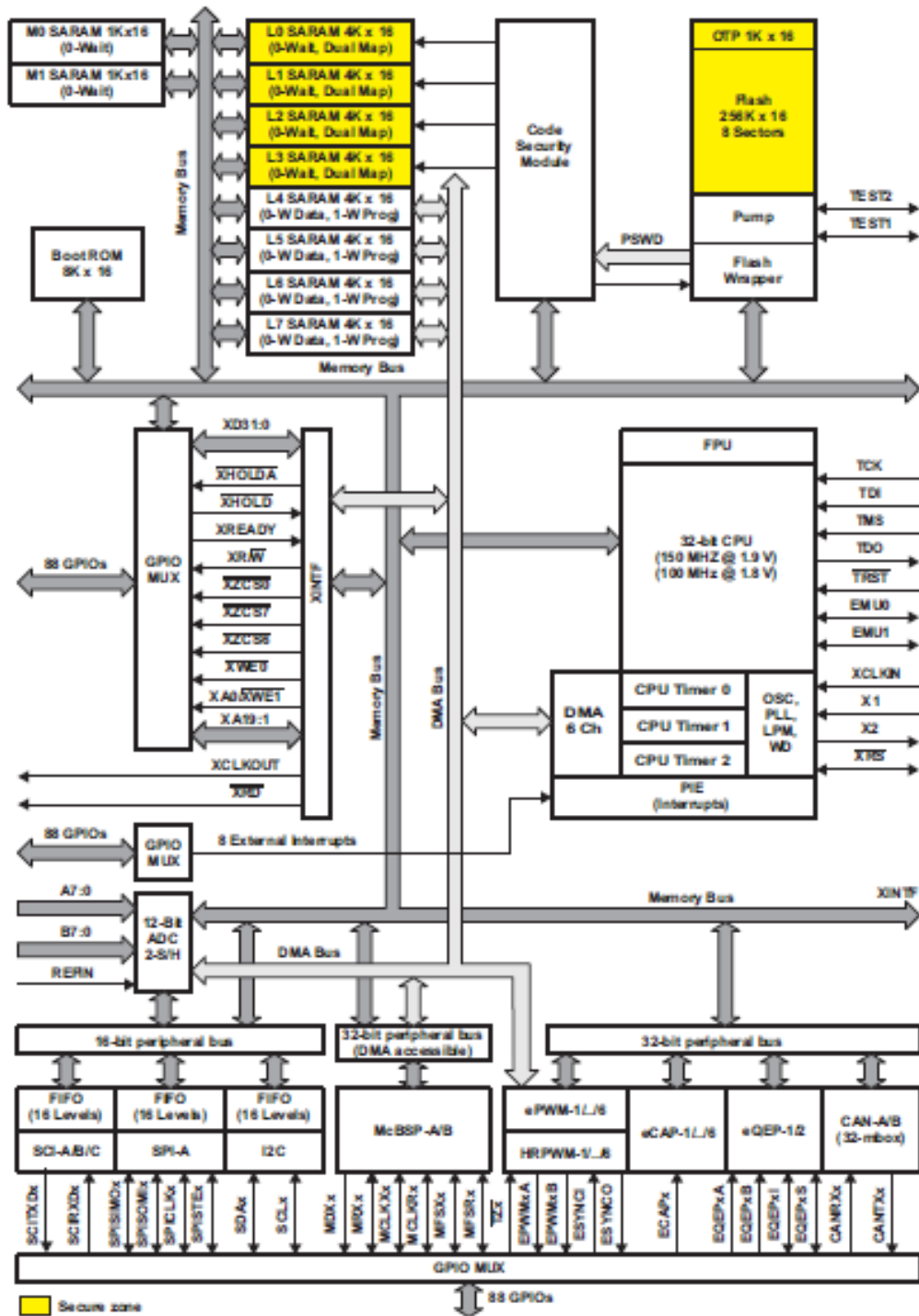
Şekil 4.95. TI TMS320F28069 DSP ve 8312 sürücü entegreli FDAM PWM çıkışları



Şekil 4.96. Adaptif kontrol için kullanılan sensörler ve Raspberry PI-III bağlantıları

Adaptif kontrol için kullanılan sensörler ve Raspberry PI-III bağlantılarını gösteren görsel Şekil 4.96’da görülmektedir. Raspberry PI-III’ün üzerine Rasberian Jessie Linux tabanlı işletim sisteminin kurulumu yapılmıştır. Adaptif kontrol sisteminde kullanacağımız sensörleri bu işlemciye bağlanmıştır. Bu sensörlerin Linux sürücülerinin tanıtılması gerçekleştirilmiştir. Bu sensörlerin C veya Python sürücü kodlarını linux üzerinden tanıtıp sensörlerin çalışmaları gerekir. Öndeki araç ile olan mesafeyi ölçmek için HC-SR04 Ultrasonik mesafe sensörü (Ultrasonic Range Sensor), aracın eğimini ölçmek için MPU 6050 Gyro-Accelometer Sensor’leri, aracın ağırlığını ölçmek için yük sensörü (Load Cell) ve araç lastik basıncı ile ağırlığı ölçmek için BMP180 basınç sensörü tercih edilmiştir. Strench gage sensörleri gerçek araç üzerinde çalıştırılabilir ama deneysel ortamda hassasiyet problemi sebebi ile kullanılmamıştır. Satışta olan ürünlerde ölçüm aralığı ihtiyaca uygun ürün bulunamamıştır.

Otomotiv standartlarına uygun FDAM kontrolünü ve çevresel birimlerin kontrolü yapmak için Texas Instruments firmasına ait olan TMS320F28335 kodlu floating point (kayan noktalı) matematik işlemi yapan 32bit CPU’ya sahip sayısal işaret işlemcisi seçilmiştir. TMS320F28335 işlemcisinin en belirgin özellikleri, 150MHz clock frekansına sahip olması ve floating point işlem yapan 176 pinli bir işlemci olmasıdır. Floating point özelliği sayesinde yapılan matematiksel işlemlerde virgülden sonraki ondalıklı kısımları da mikroişlemci görmekte ve hassas işlem yapmaktadır. Böylelikle sistemin kontrolü daha güvenilir olmaktadır. 150MHz’lik clock frekansı sayesinde yoğun matematiksel işlem içeren algoritmaları karşılamaktadır. TMS320F28335 mikrodenetelyicisinin iç-yapısı blok diyagramı Şekil 4.97’te görülmektedir.



Şekil 4.97. TMS320F28335 mikrodenetelyicisinin iç yapısı blok diyagramı

İşlemci on sekiz PWM (Pulse width modulation), altı yüksek çözünürlüklü PWM, on altı analog-sayısal sinyal dönüştürme kanalına, iki adet CAN (Controller area network) modülüne, altı adet ECAP (Enhanced Capture) modülüne, iki adet EQEP (Quadrature encoder) modülüne, üç adet SCI (Serial communications interface) modülüne, bir adet

SPI (Serial peripheral interface) modülüne ve bir adet I2C (Inter-integrated circuit) modülüne sahiptir.

Sistemde, IGBT sürücülere uygulanacak PWM sinyalleri için altı adet EPWM sinyal kanalı, gerilim, akım, sıcaklık değeri ölçümlerini kullanabilmek için dokuz adet ADC kanalı, araç haberleşmesi için iki adet CAN modülü, motorun üzerinde bulunan hall sensör sinyallerini değerlendirmek için üç adet ECAP modülü, seri haberleşme için SCI modülü ve SPI modülü kullanılmaktadır. İşlemci özellikleri sistemin ihtiyaçlarına cevap verebildiği için tercih edilmiştir. 128 bitlik şifreleme sistemi ile yazılım güvenliği sağlamaktadır.

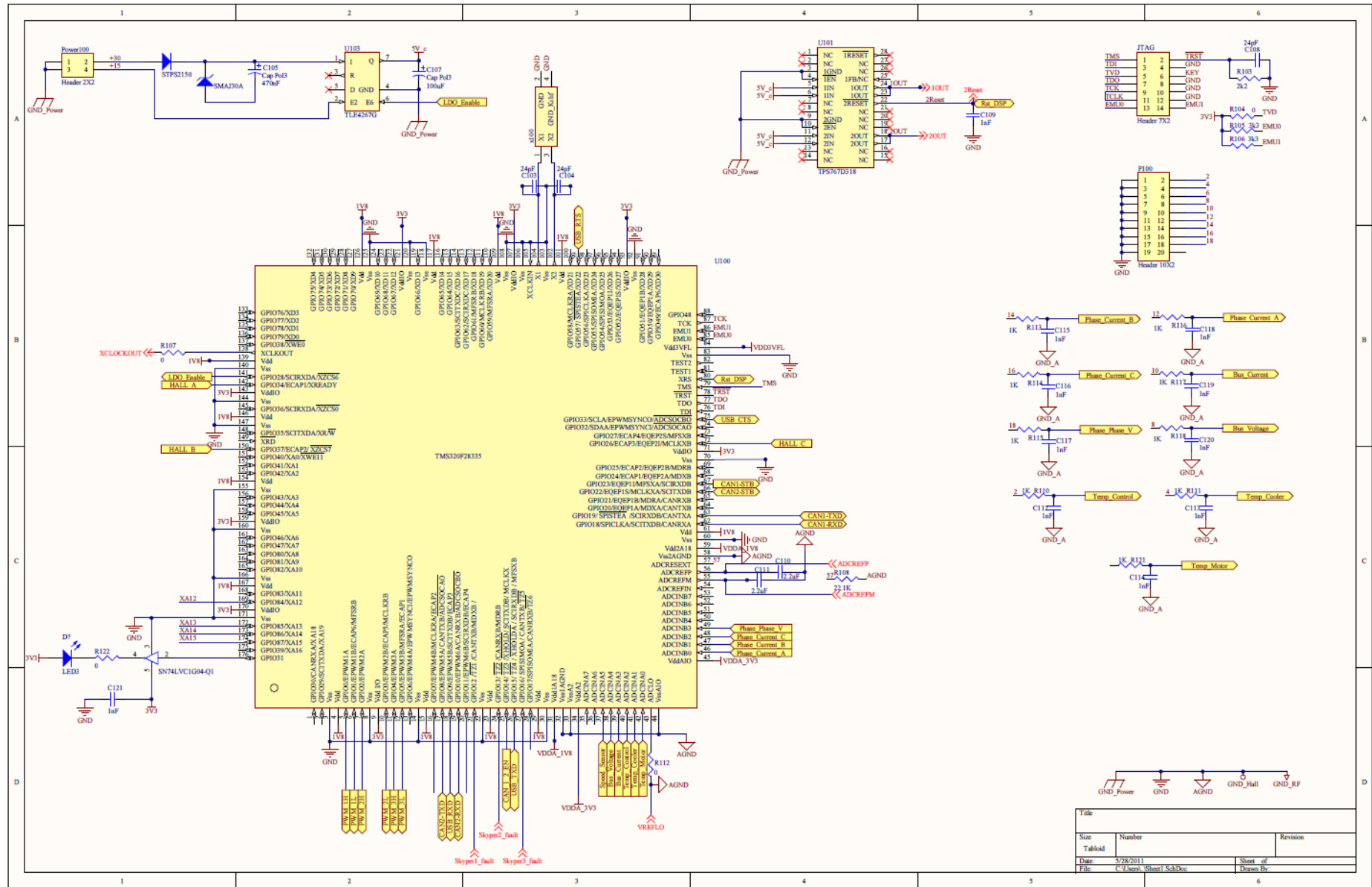
Özellikleri belirtilen TMS320F28335 işlemcisi kullanılarak, Altium devre çizim programı ile kontrol kartı tasarlanmıştır. TMS320F28335 sayısal işaret işlemcisi kontrol kartı tasarımı aşamasında öncelikle sistemde kullanılacak olan giriş-çıkış birimleri belirlenmiştir. Bu birimlere göre işlemcinin kullanılacak olan pinleri ve pin özellikleri belirlenmiştir.

4.3.14.3 Kontrol kartı tasarımı

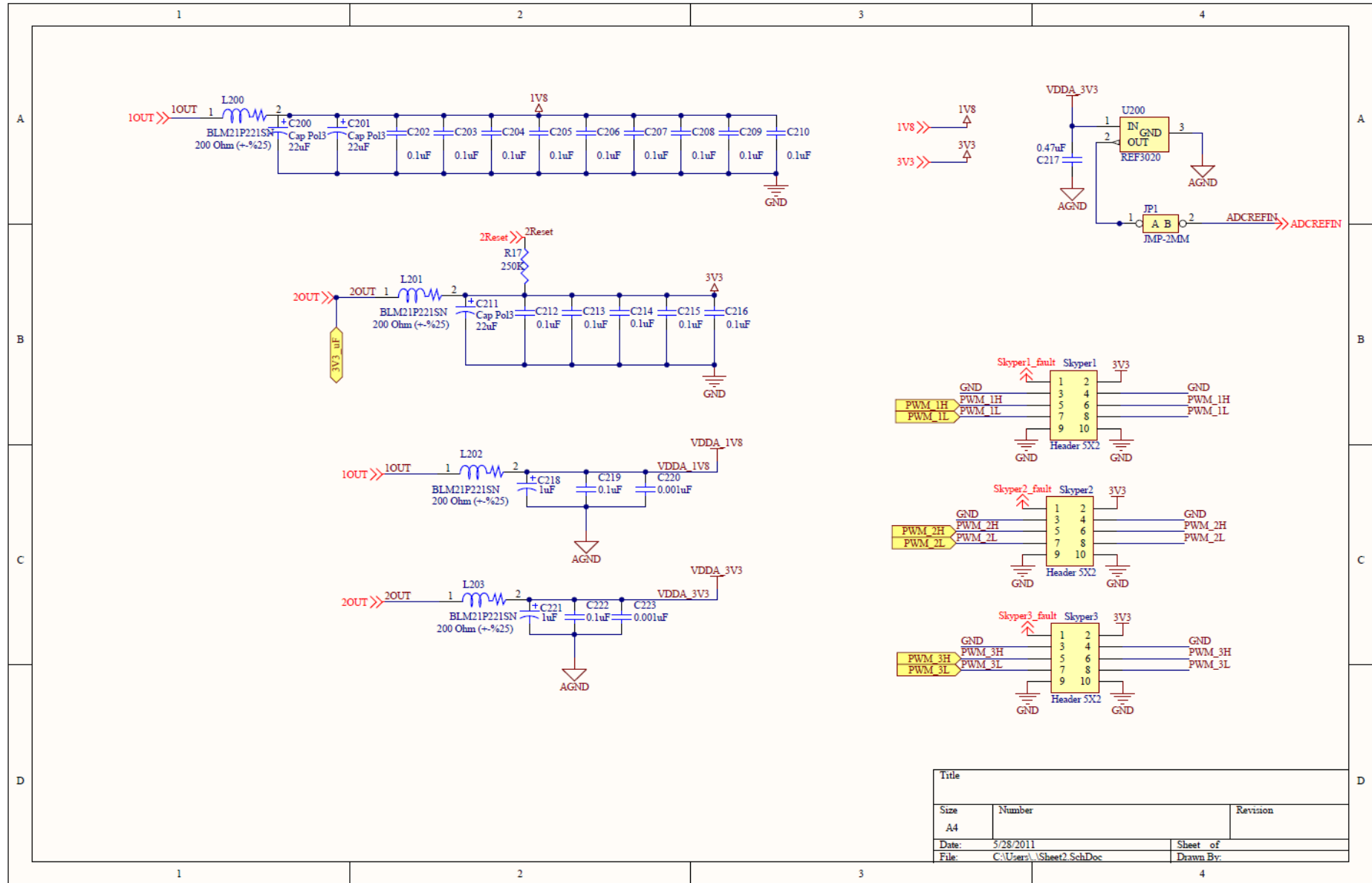
TMS320F28335 işlemcisi kullanılarak, Altium devre çizim programı ile kontrol kartı tasarlanmıştır. TMS320F28335 sayısal işaret işlemcisi kontrol kartı tasarımı aşamasında öncelikle sistemde kullanılacak olan giriş çıkış birimleri belirlenmiştir. Bu birimlere göre işlemcinin kullanılacak olan pinleri ve pin özellikleri belirlenmiştir.

Devrenin tasarımındaki ayrıntılara bakılacak olursa;

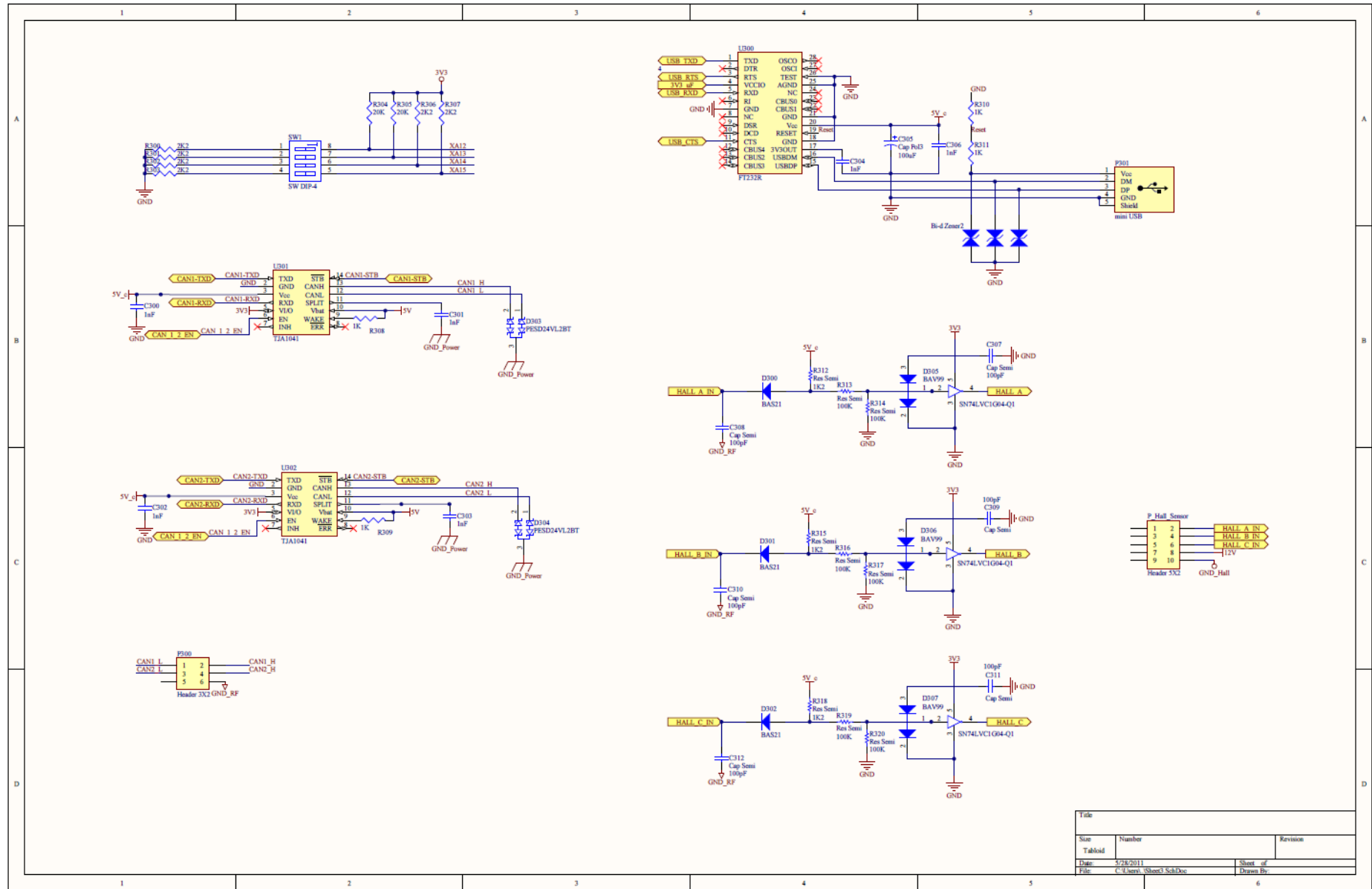
Kullanılan işlemci 3.3V ve 1.8V'luk iki farklı gerilim besleme değerine ihtiyaç duymaktadır. Bu gerilim ihtiyacını karşılamak için Texas Instruments firmasına ait TPS767D318 gerilim regülatörü kullanılmıştır. Bu entegre ile aynı zamanda işlemcinin "reset" işlemi gerçekleştirilmektedir. TPS767D318'in besleme gerilimini sağlamak için Infineon firmasına ait 5V çıkış veren TLE4267G gerilim regülatörü kullanılmıştır. Bu entegre, otomotiv standartlarına göre "Low-Dropout" özellikli gerilim regülatörü kullanılması gerekliliğinden dolayı seçilmiştir. Ayrıca işlemcinin 1.8V ve 3.3V luk besleme girişleri için filtreleme amaçlı kondansatör grubu ve endüktans elemanları kullanılmıştır. TMS320F28335 DSP kontrol kartı devre şeması Şekil 4.98, 4.99 ve 4.100'de üç ayrı şema olarak görülmektedir.



Şekil 4.98. TMS320F28335 DSP kontrol kartı devre şeması 1



Şekil 4.99. TMS320F28335 DSP kontrol kartı devre şeması 2



Şekil 4.100. TMS320F28335 DSP kontrol kartı devre şeması 3

İşlemcinin bilgisayara bağlanması ve programlanabilmesi için JTAG emülatör bağlantısı ve mini USB bağlantısı kullanılmaktadır. Her iki bağlantı tipi de tasarımda bulunmaktadır. Mini USB girişi sayesinde JTAG emülatörüne ihtiyaç duymadan işlemci bağlanıp programlanabilmektedir. JTAG bağlantısının kullanılmasının asıl sebebi diğer JTAG altyapılı sistemlerle bağlantısının sağlanabilmesidir. Mini USB bağlantısı için Future Technology Devices International firmasına ait FT232R mini USB-RS232 dönüştürücüsü kullanılmaktadır. Mini USB ile FT232R entegresi arasındaki bağlantı hattına çift yönlü zener diyot konularak koruma sağlanmıştır.

Sistemin çalışmasında önemli bir göreve sahip olan CAN bağlantısı için NXP firmasına ait otomotiv standartlarına uygun, TJA1041AT yüksek hızlı CAN alıcı-verici entegresi kullanılmaktadır. CAN alıcı-verici entegresinin CAN bus bağlantı noktasının koruması için NXP firmasına ait PESD24VL2BT çift yönlü diyot kullanılmaktadır. Sistem tasarımında iki adet CAN için iki adet entegre kullanılmıştır.

Fırçasız doğru akım motoruna ait 3 adet alan etki (hall effect) sensörünün çıkış sinyalleri “open collector” bağlantı yapısında olduğu için SN74LVC1G04-Q1 invertör entegresi kullanılarak gelen sinyaller terslenmekte ve işlemci girişine uygulanmaktadır. Bu sensörler sayesinde işlemciye, motorun konum bilgisi gelir. Bu üç sensörün farklı konumları için farklı faz koluna ait IGBT anahtarlama elemanları ikili gruplar halinde sürülerek motorun çalışması sağlanmaktadır. “Hall effect” sensör sinyallerinin aktarımını sağlayan devre tasarımı otomotiv standartlarına uygun olarak yapılmıştır. Ters yönde sinyal gelmesini engellemek için BAS21 ve BAV99 diyotları kullanılmıştır.

Sistemde gerekli ölçümlerin yapılması için on adet sensör bilgisi girişi için işlemci üzerindeki on adet analog-sayısal dönüştürücü (ADC) modülü, hall sensörler için işlemciye ait üç adet ECAP modülü, CAN bus bağlantıları için iki adet CAN modülü, bilgi alış-verişi için toplamda yedi adet CAN bağlantısı, Mini USB-RS232 dönüştürme işlemi için dört adet USB bağlantısı, işlemcinin saat (clock) frekansını belirleyen harici sinyal üretici (osilatör) devresi için 30MHz'lik kristal ve iki adet 24 pikofarad kondansatör, üç faz motor sürme işlemi için IGBT anahtarlama elemanlarının anahtarlama sıklığını ve genişliğini belirleyen üç adet EPWM modülü, JTAG için dokuz adet JTAG bağlantısı, IGBT sürücü devresinde oluşabilecek hatalar için üç adet TRIPZONE modülü kullanılmaktadır. Bu bağlantılar Şekil 4.98, 4.99 ve 4.100'deki devre şemasında açık bir biçimde gösterilmektedir.

Yapılacak ölçümler için kullanılacak algıyıcılar için aşağıdaki işlemci bacakları belirlenmiştir.

Motor Sıcaklığı	⇒	Temp_Motor	⇒	ADCINA0
Soğutucu Sıcaklığı (Güç Katı)	⇒	Temp_Cooler	⇒	ADCINA1
Kontrol Katı Sıcaklığı	⇒	Temp_Control	⇒	ADCINA2
D.A Bara Akımı	⇒	Bus_Current	⇒	ADCINA3
D.A Bara Gerilimi	⇒	Bus_Voltage	⇒	ADCINA4
Hız Sensörü	⇒	Speed_Sensor	⇒	ADCINA5
A Faz Akımı	⇒	Phase_Current_A	⇒	ADCINB0
B Faz Akımı	⇒	Phase_Current_B	⇒	ADCINB1
C Faz Akımı	⇒	Phase_Current_C	⇒	ADCINB2
Fazlar Arası Gerilim	⇒	Phase_Phase_V	⇒	ADCINB3

Boot-Loader (Önyükleme) Mod Seçimi için Çizelge 4.22'deki önyükleme tablosu üretim aşamasında işlemcinin belirli bacaklarına emir verecek şekilde “boot-rom” birimine yazılmıştır. Sistem başlangıçta hangi modül üzerinden başlayacağına boot-loader anahtar grubunun konumuna göre karar verir. Örnek olarak, mod 0, 1, 2 kullanıldığında ADC kalibrasyonu atlanarak, analog sinyal ayarlarının dışarıdan yapılacağı ve sistemin bu şekilde çalışacağı belirtilmektedir. Diğer modlar da karşılardaki açıklamaya göre sistemi başlatmaktadırlar. Aynı zamanda bu dört GPIO pin grubu dahili “pull-up” direncine sahiptir.

Çizelge 4.22. Boot-Loader (Önyükleme) Mod Seçimi

MODE	GPIO87/XA15	GPIO86/XA14	GPIO85/XA13	GPIO84/XA12	MODE ⁽¹⁾
F	1	1	1	1	Jump to Flash
E	1	1	1	0	SCI-A boot
D	1	1	0	1	SPI-A boot
C	1	1	0	0	I2C-A boot
B	1	0	1	1	eCAN-A boot
A	1	0	1	0	McBSP-A boot
9	1	0	0	1	Jump to XINTF x16
8	1	0	0	0	Jump to XINTF x32
7	0	1	1	1	Jump to OTP
6	0	1	1	0	Parallel GPIO I/O boot
5	0	1	0	1	Parallel XINTF boot
4	0	1	0	0	Jump to SARAM
3	0	0	1	1	Branch to check boot mode
2	0	0	1	0	Branch to Flash, skip ADC calibration
1	0	0	0	1	Branch to SARAM, skip ADC calibration
0	0	0	0	0	Branch to SCI, skip ADC calibration

CAN-BUS Arayüzü için CAN Bus bağlantısı olarak 500kb/s'lik (Yüksek hızlı- C sınıfı), 29bitlik ID uzunluğundaki tip kullanılmıştır. CAN Bus üzerinden gelecek olan bilgiler işlemcinin içinde yazılımsal olarak değerlendirilerek öncelik sırasına göre işlemler gerçekleştirilmiştir. I/O Listesi Çizelge 4.23'te verilmiştir.

Çizelge 4.23. Giriş/Çıkış Listesi

İşaret	İşlev	Açıklama
CAN_H1	CAN Bus Bağlantısı	
CAN_L1	CAN Bus Bağlantısı	
CAN_H2	CAN Bus Bağlantısı	
CAN_L2	CAN Bus Bağlantısı	
LV_POS	12V Batarya (+)	12V bataryanın DC/DC dönüştürücü ve evirici kontrol katına bağlantısı
LV_GND	12V Toprak	
HV_POS	Yüksek Gerilim Pozitif Girişi (+)	Yüksek Gerilim Batarya Bağlantısı
HV_NEG	Yüksek Gerilim Negatif Girişi	
KEY_ON	+15	
SHUTDOWN_EPT	Shutdown EPT giriş sinyali	100Hz kare dalga %50PWM Eğer sinyal 20ms'den daha uzun bir süre kesintiye uğrarsa sistem kapatılmalıdır.
ActiveDischarge	Aktif Deşarj Kontrolü	
Drive_P	Vites Kutusu kilitleme sinyali	
Drive_N		

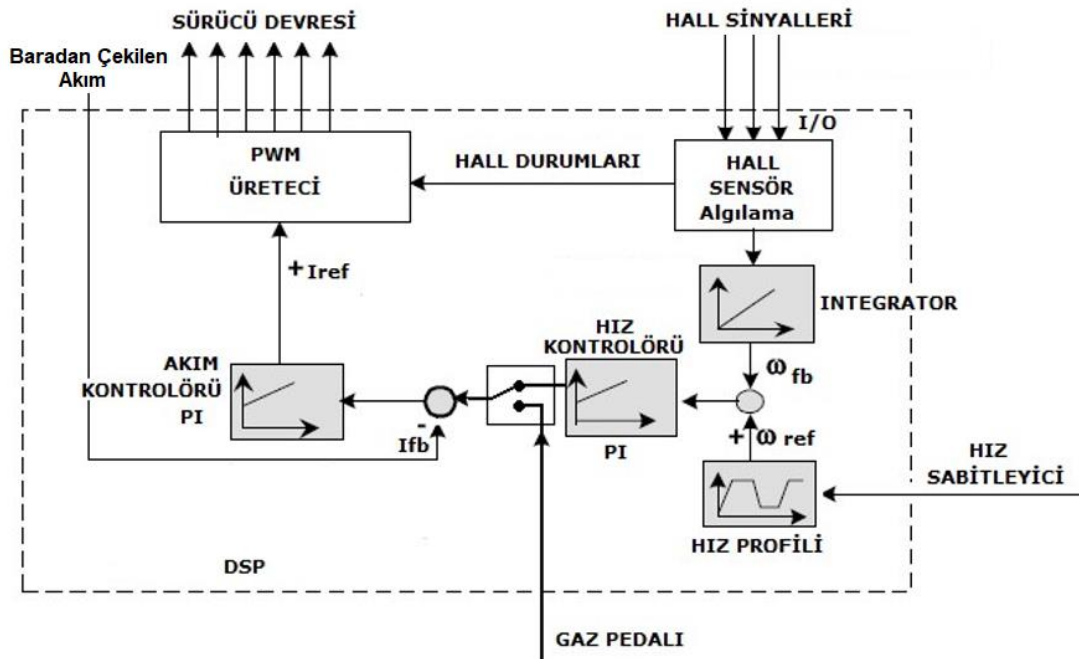
4.3.14.4 Veri toplama sistemleri

İçten yanmalı motorlu otomobillerde olduğu gibi elektrikli araçlarda da yakıt durumuna karşılık batarya durumu, o anki hız, motor- araç iç dış sıcaklıkları vb. değerleri ölçmek sürüş sırasında sürücü açısından önemlidir. Elektrikli araçlarda çeşitli sensörler ve bu sensörlerden okunan verilere göre kontrol edilen eyleyiciler bulunur. Sürücünün araç bilgilerini takip edebilmesi için yapılan ölçümler büyük önem taşır. Veri toplama sistemi: DC-Bara gerilimi, elektrik motorun faz akımlarını, DC-Baradan çekilen akımı, aracın hızı, aracın takip mesafesi, aracın ağırlığı, aracın eğimi, motorun devir sayısı, alınan yol, tahmini menzil, alınan yol, elektrik motor ve sürücüsünün yüzey sıcaklıkları, bataryaların şarj durumu gibi verileri elde etmekte veya hesaplamaktadır.

Hız, akım, gerilim bilgilerinin ölçülmesi:

FDAM'ın alan etkili (hall effect) sensör bilgilerine göre oluşturulan komutasyon lojik işaretleri DSP'ye C dilinde yazılan kontrol algoritmasına yüklenmiş ve oluşturulan DA-AA dönüştürücü ile motor açık çevrim çalıştırılmıştır. Farklı referans değerleri değiştirildiğinde PWM sinyallerinin çalışma oranları değişmektedir. PWM çalışma oranına göre uygulanan gerilim değiştirilerek FDAM'ın hız kontrolü sağlanmıştır.

FDAM'ın hız ve tork kontrolü yapısındaki en büyük problem küçük akımlarla çalışması durumunda bu düşük akımın ölçülmesi sırasında oluşan gürültülerinin etkisinin artmasıdır. FDAM'ın akım kontrolörlü sistemde, mikrokontrolör istenen referans değerini motor çıkışında yakalamaya çalışır hızını azaltmakta ve akımını sabit tutmaya çalışmaktadır. Basit bir şekilde hız, akım kontrolör yapısının blok diyagramı Şekil 4.101'de görülmektedir.

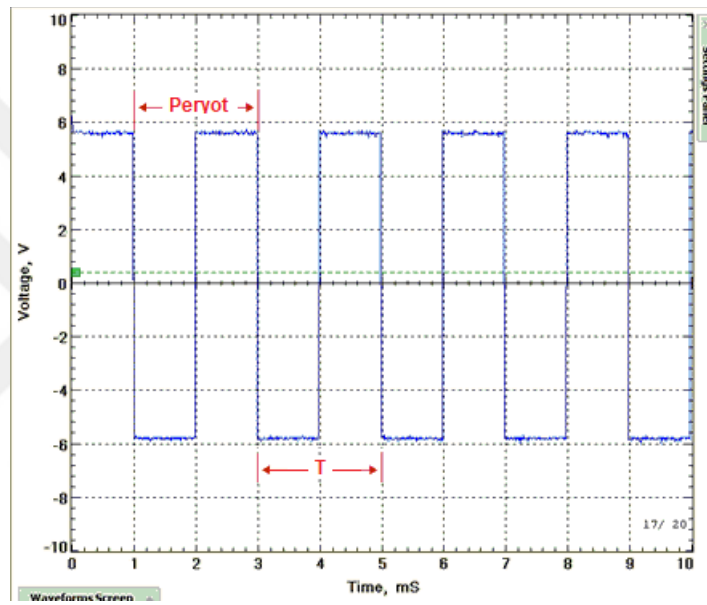


Şekil 4.101. DSP ile hız akım ölçme blok diyagramı

Akım okumalardaki gürültüler nedeniyle hız kontrol sisteminde, kaskat yapı yerine daha basit bir sistem kullanılmıştır. Bu durumda akım kontrol altında tutulmadığı için hız referansı belli bir rampa işareti izleyerek artmakta ve azalmakta dolayısıyla akımdaki ani sıçramalara izin verilmemektedir. Ancak akım maksimum değeri geçtiğinde anahtarlama kesilmekte ve sistem korumaya alınmaktadır. Bu tezde beş farklı motor ile çalışılmıştır. Bunlar AMATEK-19003, Nema 15 FDAM Motor, Moog NC23 düşük güçlü, ACM BRL110 8kW'lık motor, 75 kW'lık FDAM Motor olmak

üzere özellikleri vardır. Daha yüksek güçteki motorlarda yüksek akımlar ölçülürken anahtarlama ve diğer gürültülerin etkisinin azaldığı gözlemlenmiştir.

Hız ölçümünde FDAM'ın alan etkili sensör verileri mikrokontrolörün "capture" pinleri ile alınıp değerlendirilir. Capture özelliği ile aynı zamanda bir alan etki sensörünün iki yükselen kenar arasındaki mesafe saydırılarak hız verisi elde edilmiştir. FDAM'da bulunan üç adet alan etkili sensörün her biri, bir devirde kutup çifti sayısı (p) kadar darbe gönderir. DSP'nin 'capture' birimi ile iki yükselen kenar arası mesafe mikrokontrolörün time sinyalleri ile orantılı olarak saydırılabilir.

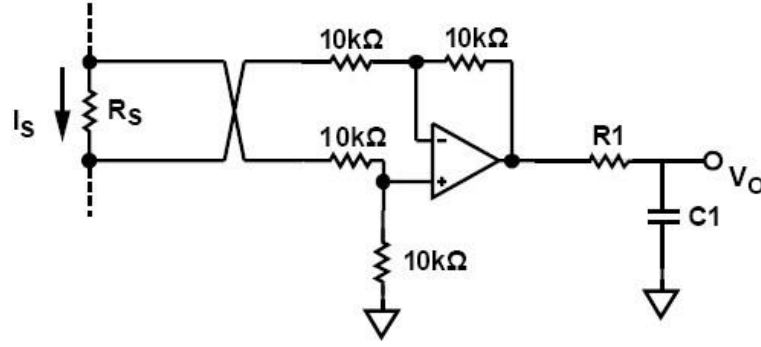


Şekil 4.102. Alan etkili (hall-effect) sensör çıkış sinyali

Şekil 4.102'de görüldüğü gibi alan etkili sensör çıkışının iki düşen kenarı arası veya iki yükselen kenarı arası mesafe DSP'de T olarak tanımlanmıştır. f_{clk} mikrokontrolörün çalışma frekansı, p motorun kutup çifti sayısı olmak üzere, FDAM'ın devir sayısı Denklem (4.124)'te ifade edilmiştir.

$$n = \frac{f_{clk} \cdot 60}{p} \cdot \frac{1}{T} [rpm] \quad (4.124)$$

DA-bara'ya bağlı şönt direnç üzerindeki gerilim düşümünden akım ölçülebilir. Şekil 4.103'deki V_o çıkışı mikrokontrolörün analog girişlerinden birine verilir ve okunan gerilimle orantılı olarak akım değeri okunur. V_o geriliminin eşitliği Denklem (4.125)'te verilmiştir.



Şekil 4.103. Akım algılama devresi

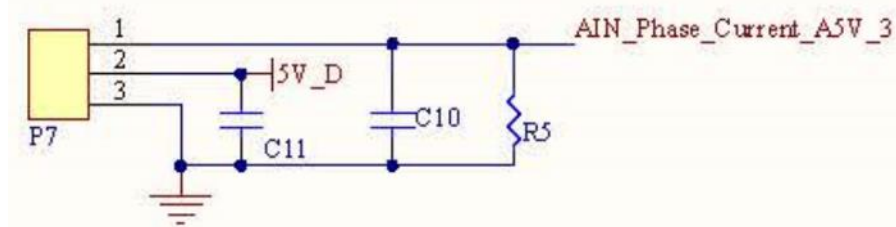
Diferansiyel amplifikatörün kazancı 1 seçilerek, çıkış gerilimi direnç üzerindeki gerilim düşümü olacak şekilde ayarlanmıştır.

$$V_o = i_s \cdot R_s \quad (4.125)$$

Gürültülerden kaynaklı distorsiyonları önlemek için Şekil 4.103'te görülen R_1 C_1 'den oluşan frekans örnekleme frekansının 1.2 katı olan RC filtresi eklenmiştir.

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (4.126)$$

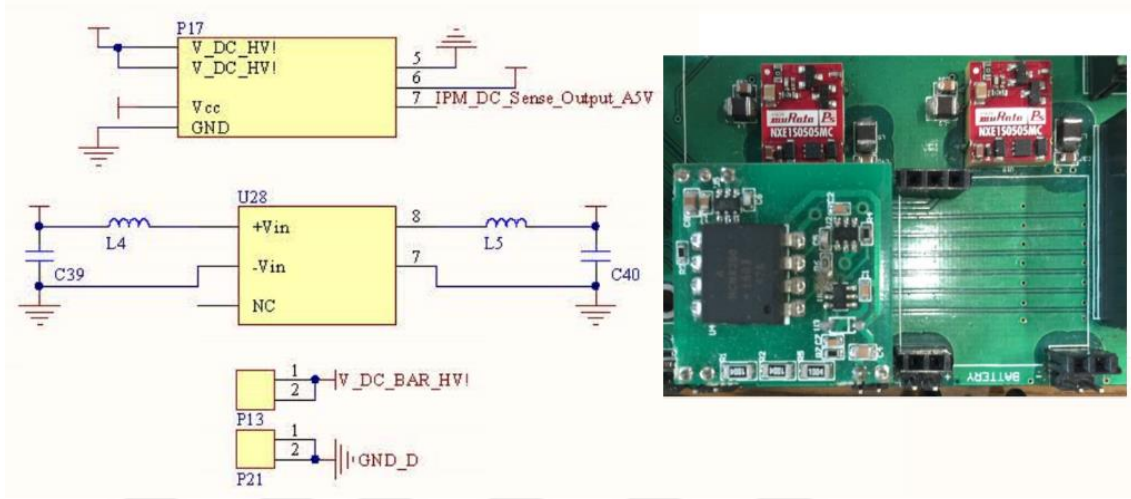
Ayrıca akım ölçümü için sistemden izole akım sensörleri kullanılabilir. HAS 600-S LEM akım sensörü kullanılarak akım değerleri ölçülmüştür. Şekil 4.104'te görüldüğü gibi her bir faz çıkışına bu sensörlerden yerleştirilmiş ve bu sensörlerin çıkışları kontrol kartının akım ölçümü için seçilen ADC girişlerine verilmiştir. Kontrol yazılımı içerisinde bu akım değerleri okunmaktadır.



Şekil 4.104. Her faz için uygulanan LEM akım sensörlerinden gelen sinyalin ADC giriş devresi

Aynı şekilde gerilim ölçümleri için LV 25-P LEM gerilim sensörü kullanılmıştır. Ayrıca hem DA-Bara gerilimini hem de IGBT uçlarındaki DA-Bara

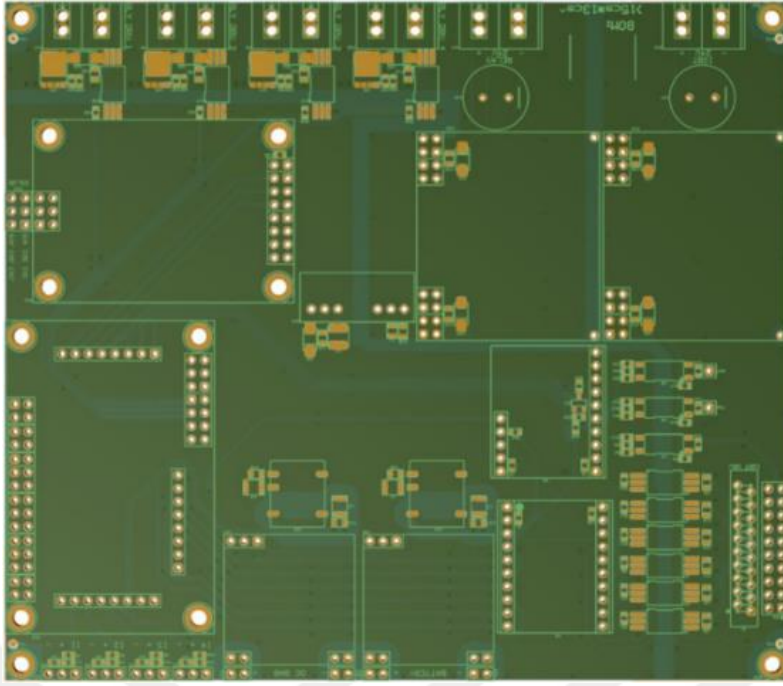
gerilimini ölçmek için Şekil 4.105'deki otomotiv standartlarına uygun NXE1S0505MC yüksek gerilim izoleli DA/DA dönüştürücü devresi ve kontrol kartını korumak için HCNR 200 Analog Optokuplör kullanılmıştır.



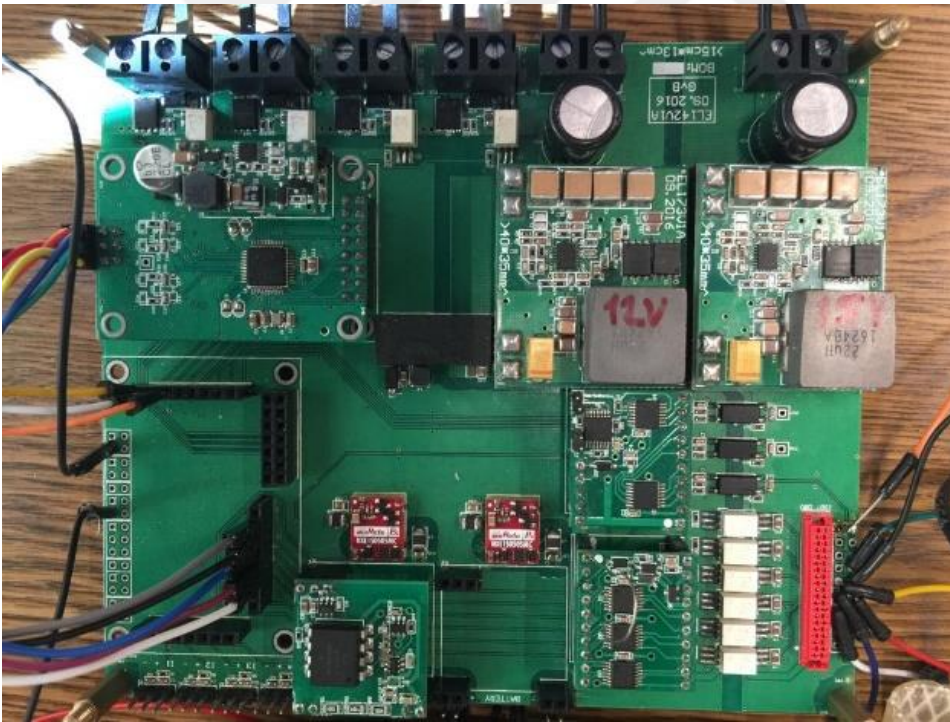
Şekil 4.105. Hem DA-Bara gerilimini hem de IGBT uçlarındaki DA-Bara gerilimini ölçme devresi

Gerçekleştirilen kontrol sisteminin devre şemaları ve PCB tasarımları yapılmıştır. sistem kart imalatı gerçekleştirilmiştir. FDAM kontrol kartı PCB devresi Şekil 4.106'da, FDAM kontrol kartı ise Şekil 4.107'de görülmektedir. Kontrol kartı güç katına bağlanarak çalıştırılıp, tüm testler gerçekleştirilmiştir.

Şekil 4.108, 4.109, 4.110 ve 4.111'de FDAM kontrol kartı devre şemaları görülmektedir. Kontrol sistemindeki tüm ayrıntılar devre şemalarında gösterilmiştir. Genel amaçlı tasarlanmış olup DSP değişimine uygun tasarlanmış olup PMSM için de resover, encoder, girişleride devre tasarımında yer almıştır.

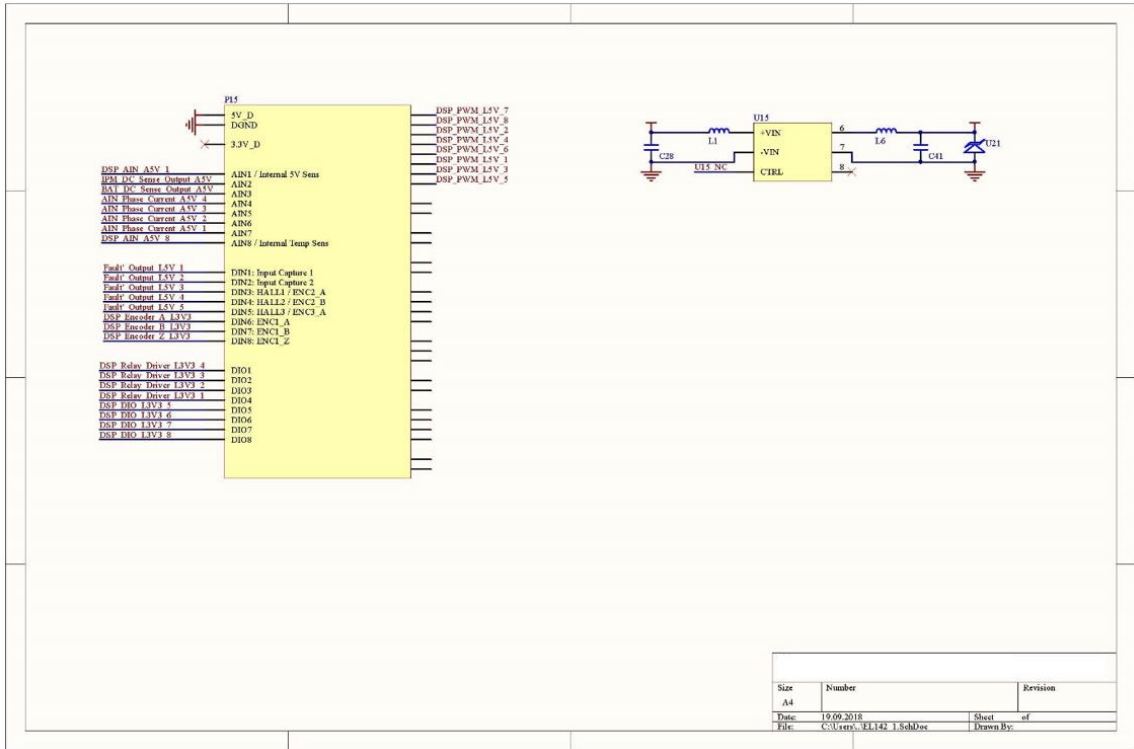


Şekil 4.106. FDAM kontrol kartı PCB devresi

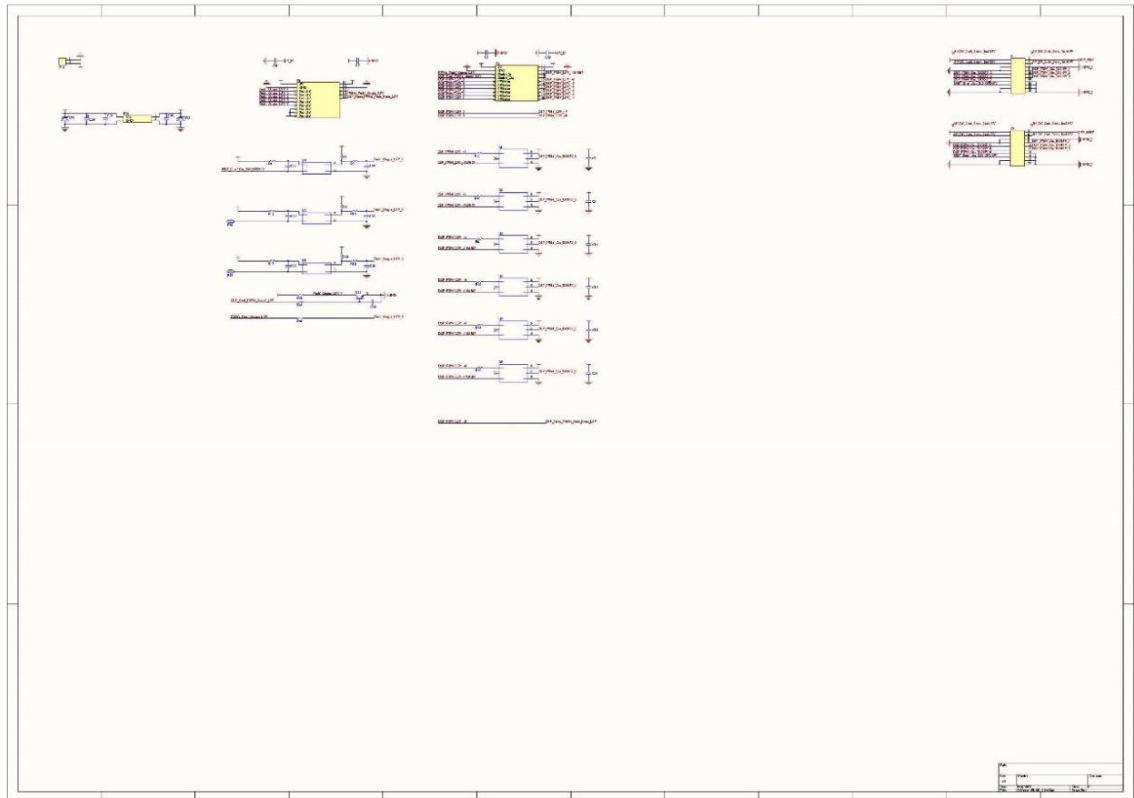


Şekil 4.107. FDAM Kontrol kartı

Tüm devreler blok blok tasarlanmış olup değiştirilebilmektedir. Seçilen entegre veya devrenin iyi sonuç vermemesi durumunda aynı board üzerindeki bağlantı noktaları sabit kalmak kaydı ile farklı devre tasarlanıp bağlanarak sistem üzerinde istenilen modifikasyon yapılabilir. Fonksiyonel geliştirme kartı olarak tasarlanmıştır.



Şekil 4.108. FDAM kontrol kartı devre şeması 1

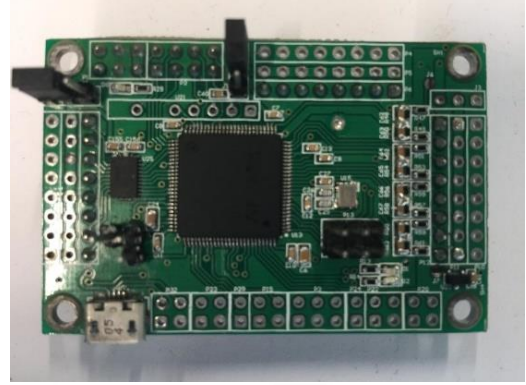


Şekil 4.109. FDAM kontrol kartı devre şeması 2

Kontrol yazılımını STM32F427, TMS320F2808, TMS320F28069, TMS320F28335, DSP'lerine yüklenerek geliştirilmiştir. Şekil 4.112'de TMS320F28335 geliştirme kontrol kartı ve Şekil 4.113'te STM32F427 işlemcisi için geliştirilen işlemci kartı görülmektedir.



Şekil 4.112. TMS320F28335 geliştirme kontrol kartı.

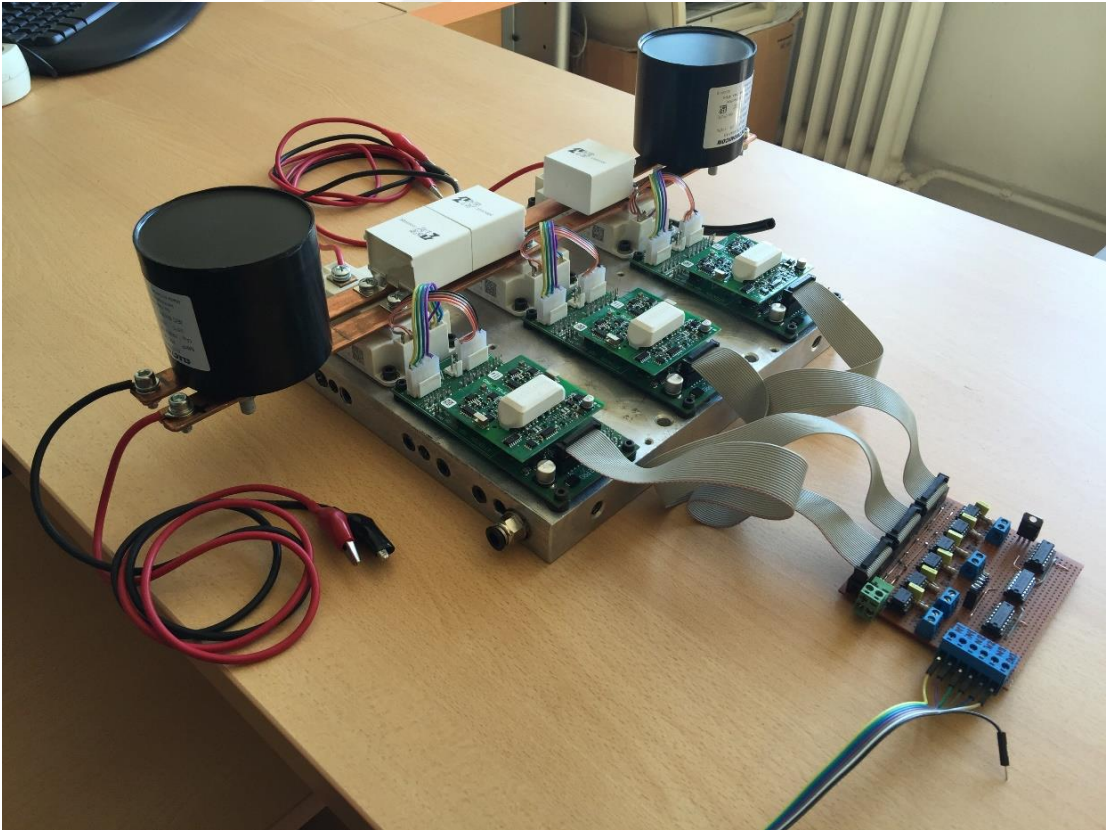


Şekil 4.113. STM32F427 işlemcisi için geliştirilen işlemci kartı

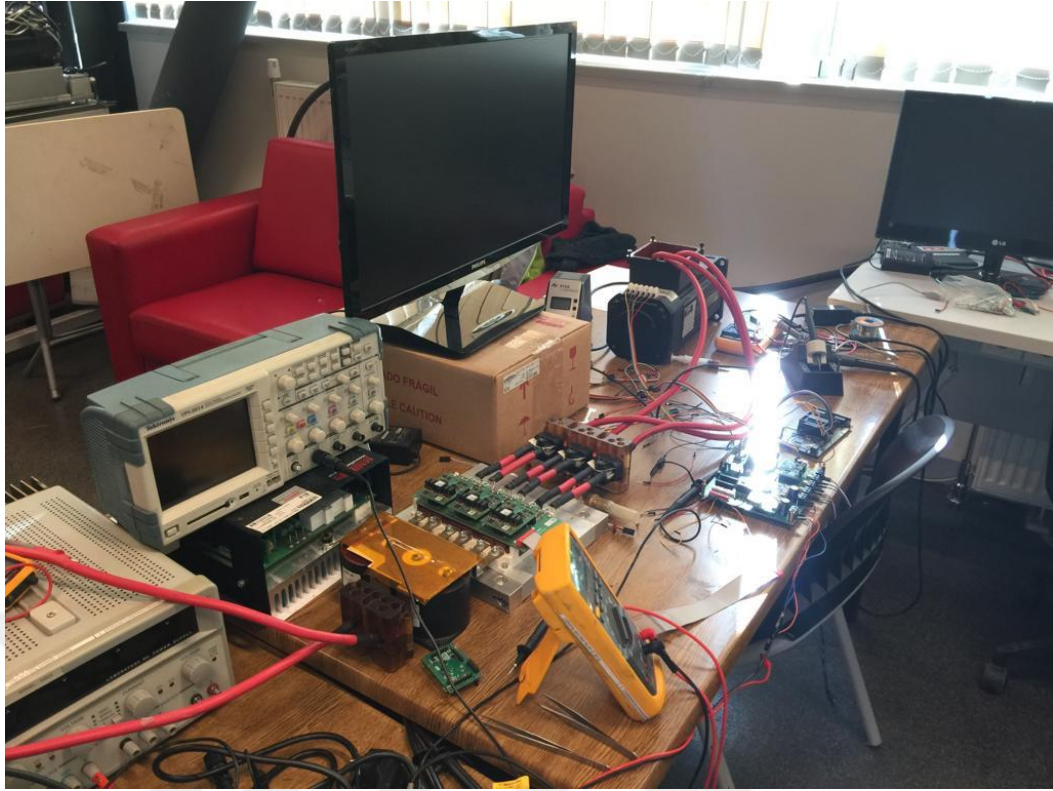
Şekil 4.114'de 75 kW hava soğutmalı tam kontrollü üç faz DA-AA dönüştürücü (Inverter- Traction) devresi, Şekil 4.115'te 75 kW sıvı soğutmalı tam kontrollü üç faz DA-AA dönüştürücü ve kontrol sistemi, Şekil 4.116'da 75 kW sıvı soğutmalı tam kontrollü üç faz altılı IGBT modüllü DA-AA dönüştürücü (inverter-traction) ve kontrol sistemi deney düzeneği ve Şekil 4.117'de ise 75 kW sıvı soğutmalı tam kontrollü üç faz DA-AA dönüştürücü ve kontrol sistemi deney düzeneği görülmektedir.



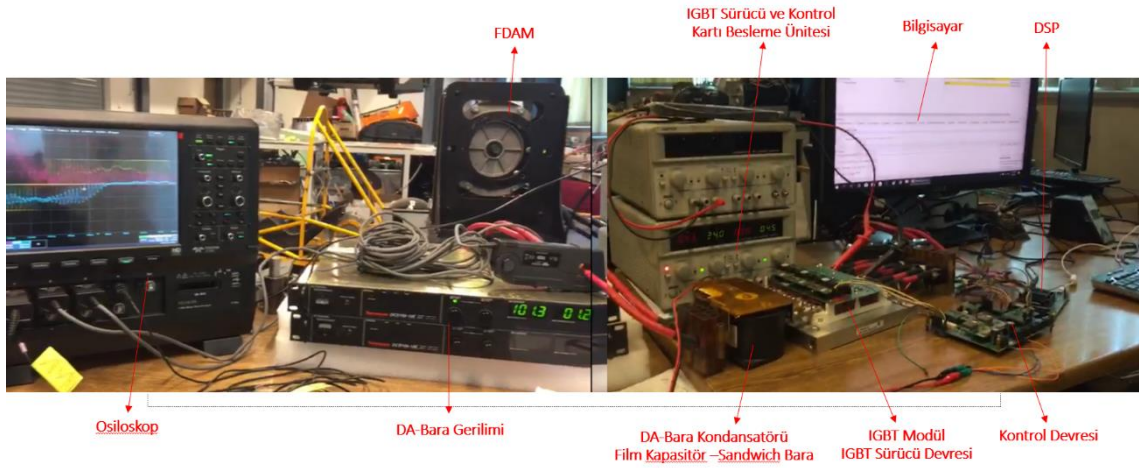
Şekil 4.114. 75 kW hava soğutmalı tam kontrollü üç faz DA-AA dönüştürücü (Inverter- Traction)



Şekil 4.115. 75 kW sıvı soğutmalı tam kontrollü üç faz DA-AA dönüştürücü ve kontrol sistemi



Şekil 4.116. 75 kW sıvı soğutmalı tam kontrollü üç faz altılı IGBT modüllü DA-AA dönüştürücü (inverter-traction) ve kontrol sistemi deney düzeneği



Şekil 4.117. 75 kW sıvı soğutmalı tam kontrollü üç faz DA-AA dönüştürücü ve kontrol sistemi deney düzeneği

4.3.14.5 Adaptif kontrol donanımının tasarımı

Bu tez çalışmasında adaptif kontrol algoritmasını çalıştırmak için üst kontrol birimi tasarlanmış ve bu birimin işlemcisi olarak Raspberry PI-III kullanılmıştır. Raspberry PI-III, Broadcom şirketi üretimi 4 çekirdekli her biri 1.2 GHz işlemci hızına sahip kayan noktalı bir mikro denetleyicidir. Üzerinde Android, Linux işletim sistemi çalıştırabilen çok fonksiyonel bir DSP işlemcisidir.

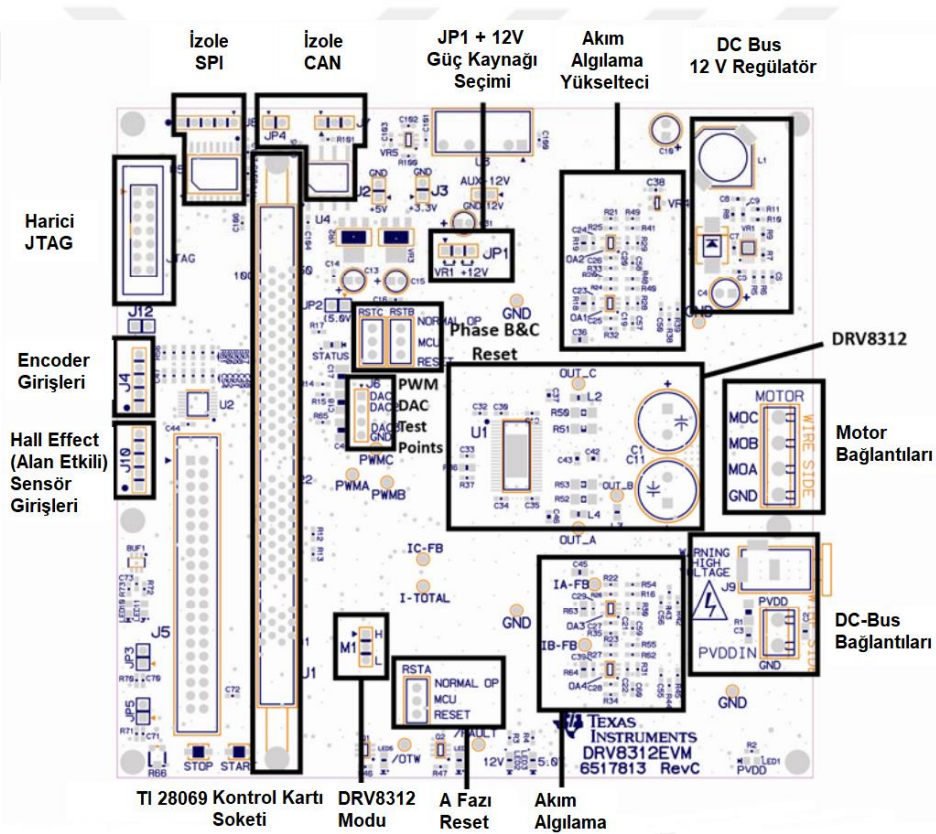
Adaptif kontrol yapısı için istenilen tesis (plant) yani elektrikli otomobil parametreleri şunlardır;

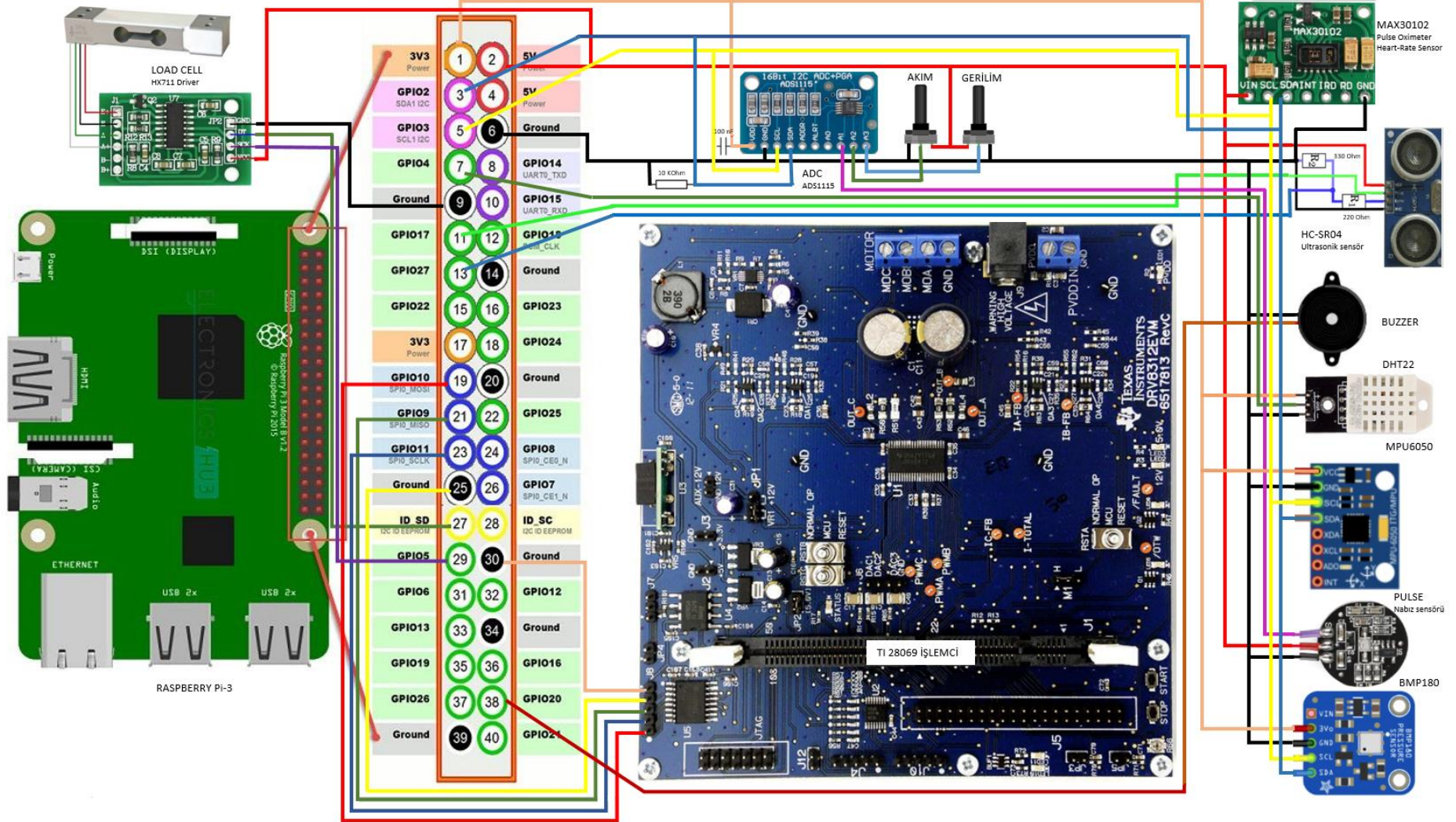
Birinci olarak, *takip mesafesi uyarı ve çarpışma önleme sistemi*; elektrikli aracın önündeki araç ile arasındaki uzaklığı ölçmek için ‘HC-SR04 Ultrasonik Mesafe Sensörü’ kullanılmıştır. Elektrikli araç, önündeki araç ile olan mesafesinin 3 metrenin altına düşmesi durumunda hem uyarı vermekte hem de aracın hızına göre adaptif bir şekilde motorun hızını değiştiren PWM çalışma oranını (duty cycle) değerini otomatik olarak azaltmakta ve olası çarpışmayı önlemektedir.

İkinci olarak, *araç eğimi artışında performans artırıcı sistem*; aracın bulunduğu yolun eğimini ölçmek için ‘MPU 6050 Gyro-İvme ölçer (Gyro-Accelometer) Sensörü’ kullanılmıştır. MPU 6050 Gyro-İvme ölçer sensörü ile aracın bulunduğu yolun eğimini ve aracın hızlanması ölçülmektedir. Optimize edilen değer aralıklarına göre aracın güçten düşmesi adaptif kontrol ile engellenmektedir. Bunun için motorun hızını değiştiren PWM çalışma oranı değerini otomatik olarak artırılmakta ve olası yavaşlama önlenmektedir.

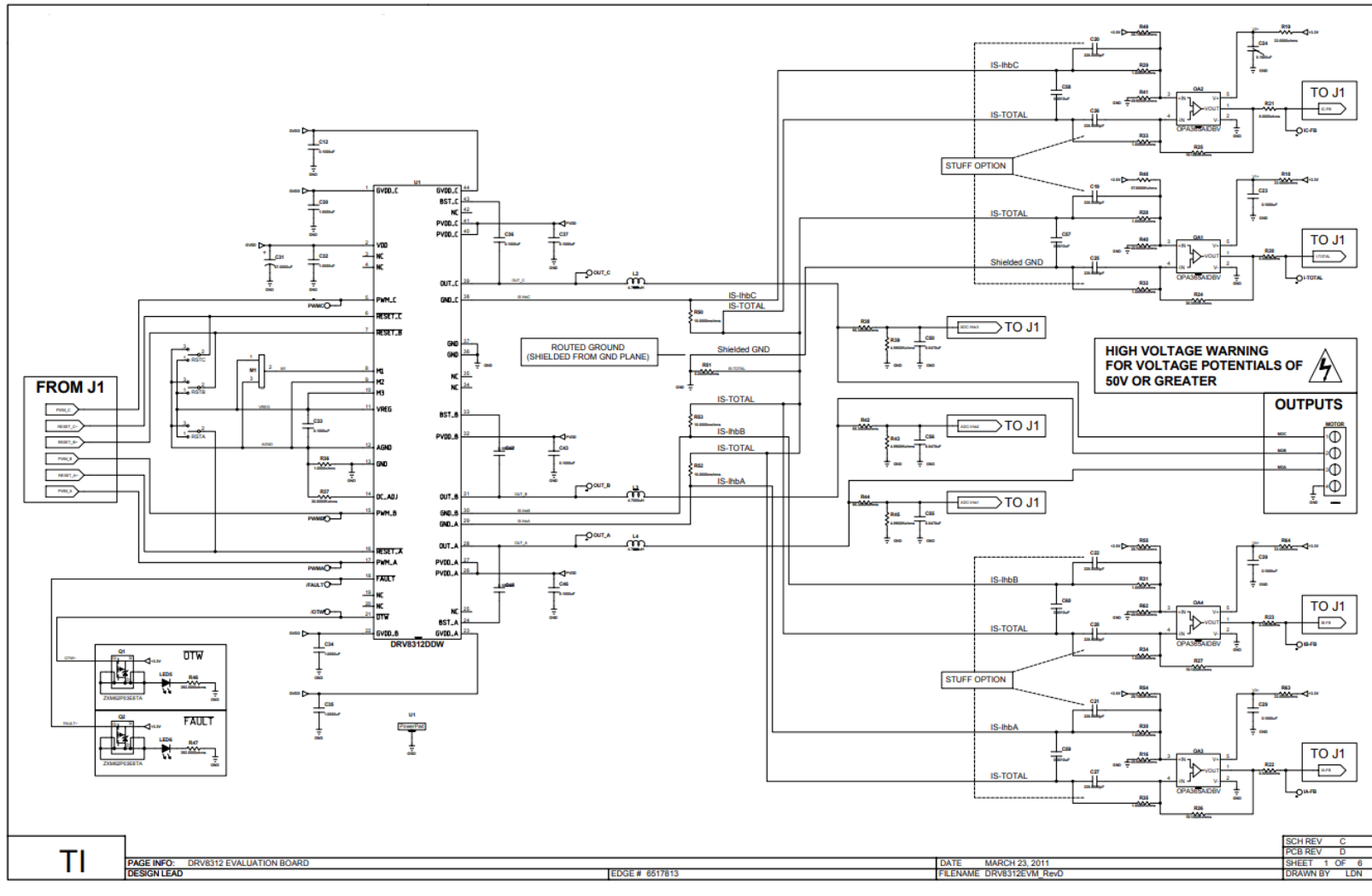
Üçüncü olarak, *araç ağırlığının artışında performans artırıcı sistem*; aracın ağırlığını ölçmek için ‘Ağırlık, Yük Sensörü (Load Cell)’ ve ‘BMP180 Basınç Sensörü’ kullanılmıştır. Araç lastiğinin içerisine konumlandırılmış BMP180 basınç sensörü ile aracın lastik iç basıncı ölçülmekte bu basınç değerinin ağırlık ile olan ilişkisi bilinmekte ve böylelikle aracın ağırlığı tespit edilmektedir. Aracın yüksüz ağırlığı için elektrik motorunun üretmesi gereken güç, artan yük miktarına göre artmaktadır. Her ne kadar bunun için gaz pedalından referans değerler artırılrsa da optimize edilmiş parametre aralıkları ile motorun çalışma bölgesi kaydırılmak sureti ile daha efektif çalışma sağlanmıştır. Adaptif cruise kontrol işleminde çözümlenmesi gerekli bir husustur. Ayrıca Load Cell (Yük sensörü) kullanılarak aracın ağırlığı ölçülmektedir. Aracın

ağırlığı hem basınç sensörü hem de yük sensörü ile tespit edilmekte, sensör ölçümlerinin birbirlerini doğrulaması sağlanmaktadır. ASIL C sertifikasyonu için isterlerden olan yedeklilik (redundancy) başlığı altındaki bir konu çözümlenmiş oldu. Bu işlem için gerinim ölçer (Strain gage) sensörleri kullanılabilirdi. Ancak bu çalışmada diğer uygulamalardan farklı bir tasarım yapmak ve hassasiyeti artırmak için basınç sensörü ve yük sensörü tercih edilmiştir. Şekil 4.116’da adaptif kontrol parametrelerini kontrol edecek sensörlerin bağlı olduğu Raspberry PI-III kartının kontrol ettiği FDAM’ın DRV8312 sürücü kartının üstten görünüş blok diyagramı görülmektedir. FDAM’ın alan etkili sensör girişleri, FDAM faz bağlantıları, izole SPI girişleri, besleme girişleri gibi tüm bağlantılar görülmektedir. Şekil 4.118’de görülen kontrol kart soketine TI 28069 DSP monte edilmiştir.

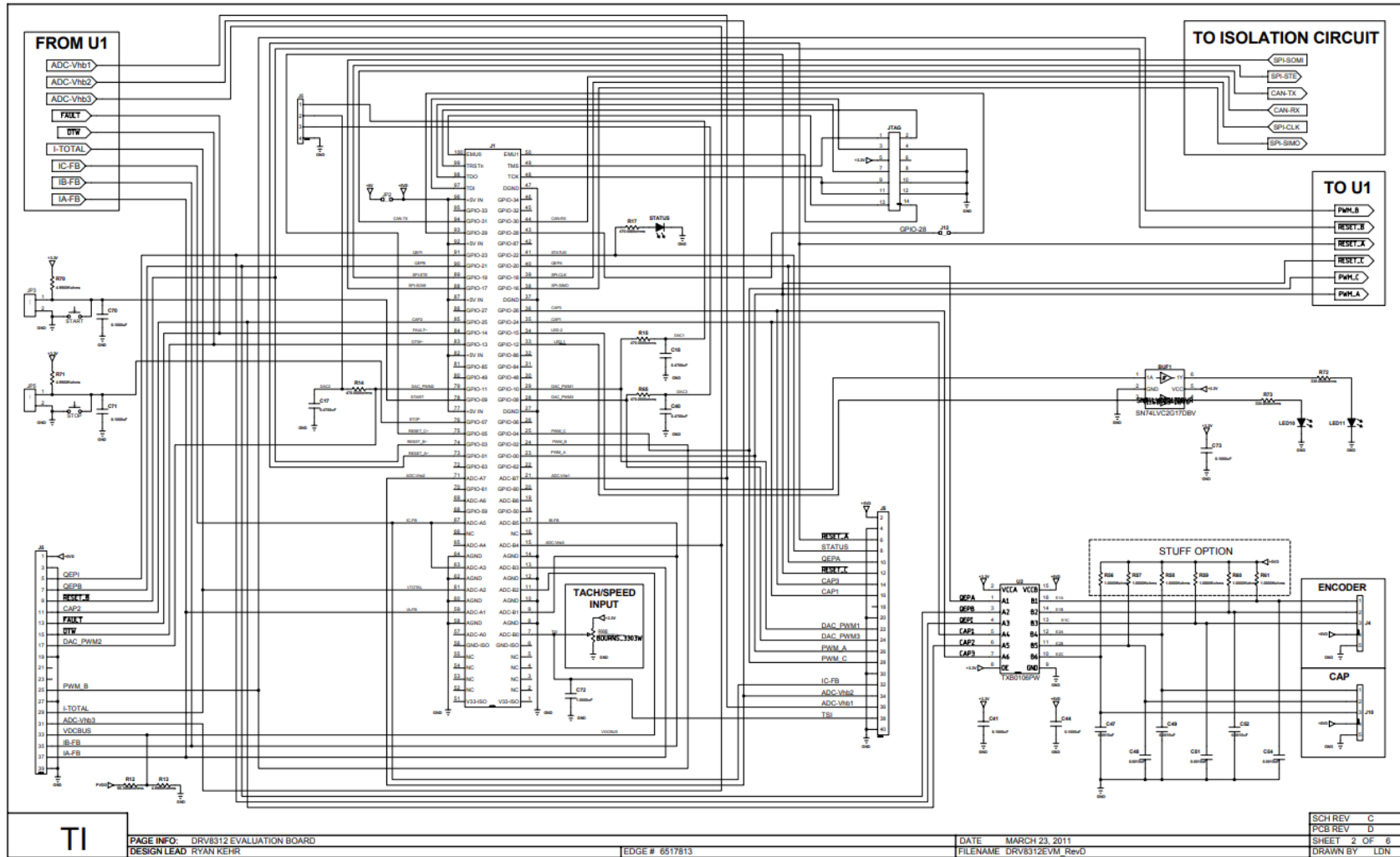




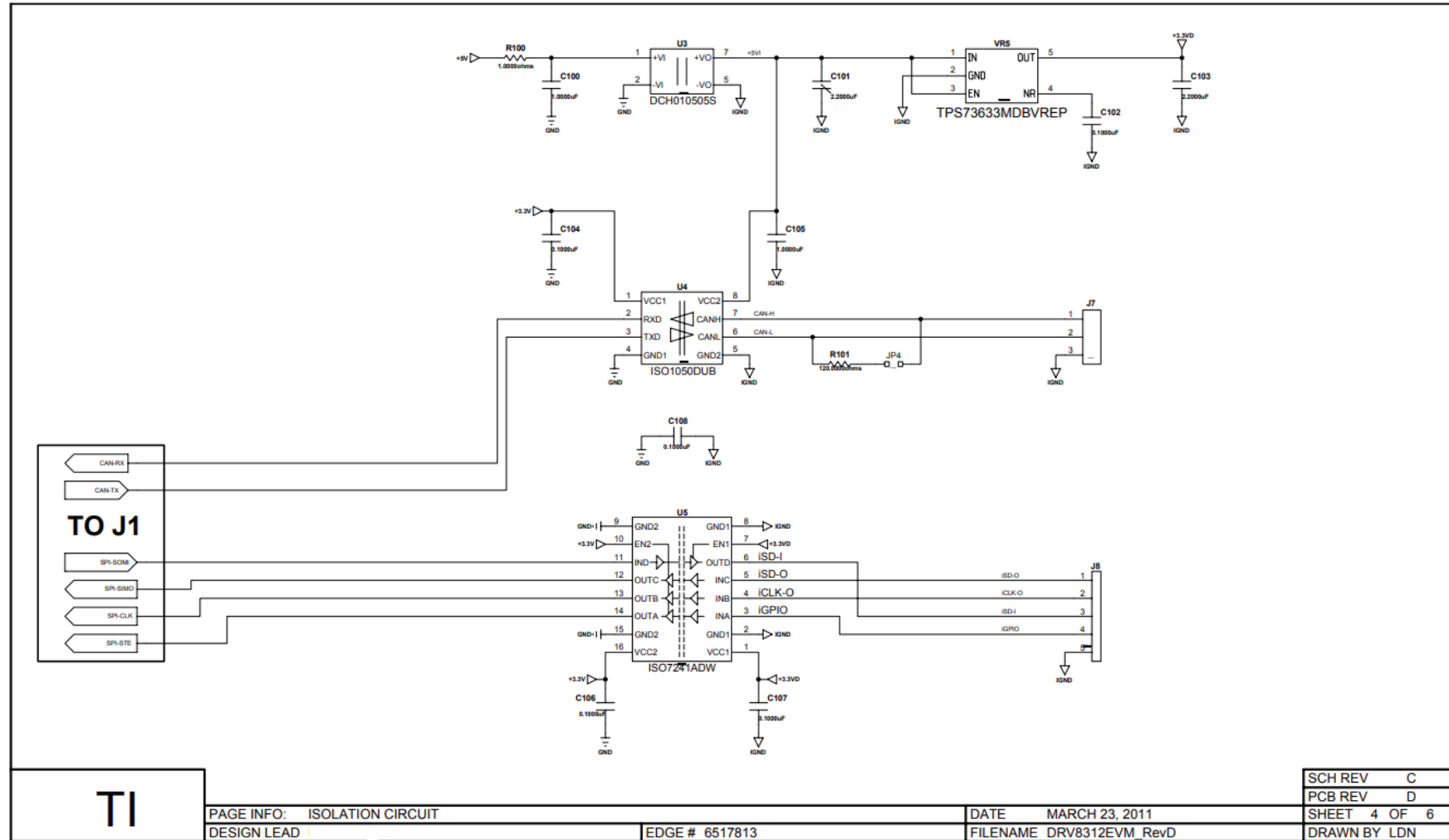
Şekil 4.119. Adaptif kontrol sistemi bağlantı şeması



Şekil 4.120. DRV8312 EVM FDAM sürücü kartı devre şeması 1



Şekil 4.121. DRV8312 EVM FDAM sürücü kartı devre şeması 2



Şekil 4.123. DRV8312 EVM FDAM sürücü kartı devre şeması 4

Şekil 4.119’da görüldüğü gibi adaptif kontrol yapısı için istenilen tesis (plant) yani elektrikli otomobil parametrelerinden birinci olarak, *takip mesafesi uyarı ve çarpışma önleme sistemi*; elektrikli aracın önündeki araç ile arasındaki uzaklığı ölçmek için ‘HC-SR04 Ultrasonik Mesafe Sensörü’ iki adet direnç ile kullanılmıştır. İkinci olarak, *araç eğimi artışında performans artırıcı sistem*; aracın bulunduğu yolun eğimini ölçmek için ‘MPU 6050 Gyro-İvme ölçer (Gyro-Accelometer) Sensörü’ kullanılmıştır. Üçüncü olarak, *araç ağırlığının artışında performans artırıcı sistem*; aracın ağırlığını ölçmek için ‘Ağırlık, Yük Sensörü (Load Cell)’ ve ‘BMP180 Basınç Sensörü’ kullanılmıştır. ‘Ağırlık, Yük Sensörü (Load Cell)’ HX711 sürücü devresi ile kullanılmıştır. BMP180 basınç sensörü I2C SDA ve SCL girişlerine bağlanmıştır. FDAM durduğunda ikaz etmesi için Buzzer kullanılmıştır. Sürücünün nabzını ölçmek için PULSE nabız sensörü ve MAX30102 Pulse oximeter kalp nabız sensörü kullanılmıştır. Sistem ortam sıcaklığını ve nemini ölçmek için DHT22 sensörü, sistemin yani aracın bulunduğu konumu göstermek için Gy-neo6mv2 GPS sensörü kullanılmıştır. Motorun çektiği akım ve DC-Bus gerilimini ölçmek için 16 bit çözünürlüğe sahip I2C üzerinden bağlantı sağlayan ADS1115 A/D dönüştürücü devresi kullanılmıştır. Tüm bu sensörlerin grafik ara yüzünde gösterimi Şekil 4.124’te görüldüğü gibi gerçekleştirilmiştir.

Şekil 4.124’te bu adaptif üst kontrolörün ve diğer FDAM sürücü bilgilerinin gözlemlenmesi bazı verilerin komutların kolayca girişini yapılabilmesi için kullanıcı arayüzü GUI Python Kiwi altyapısıyla tasarlanmıştır. Raspberry PI-III 7 inç dokunmatik ekranı kullanılarak GUI donanım yapısı oluşturulmuştur. Ekran dokunmatik olduğu için sistem için tanımlanan girişler temas ile çalışmaktadır. Bu kullanıcı arayüzünde; otomobilin sıcaklık miktarı $^{\circ}\text{C}$, nem miktarı g/m^3 , batarya gerilimi volt, öndeki araç ile olan mesafe cm, aracın eğimi derece, şoförün nabızı bps olarak gösterilmiştir. Ayrıca aracın ağırlığı kg, tekerlek iç basıncı Pa, buna bağlı hesaplanan ağırlık ise kg, akım grafiği amper, PWM çalışma oranı yüzdeler ve grafiksel, otomobilin bulunduğu konum GPS koordinatları ve haritası gösterilmektedir. Ayrıca nabız sistemi isteğe bağlı çalışması için nabız açık, kapalı butonu konmuştur. Sistemin sıfırlanması için sıfırlama butonu eklenmiştir. Tüm sistemden çıkmak için çıkış butonu konulmuştur. İhtiyaca göre çok farklı veriler bu GUI ekranı na eklenebilir. Şekil 4.125’te hazırlanan kullanıcı arayüzü dokunmatik ekranı (Dashboard -GUI Görüntüsü) görülmektedir.



Şekil 4.124. Elektrikli araç için hazırlanan kullanıcı arayüzü (GUI Görüntüsü)



Şekil 4.125. Hazırlanan kullanıcı arayüzü dokunmatik ekranı (Dashboard -GUI Görüntüsü).

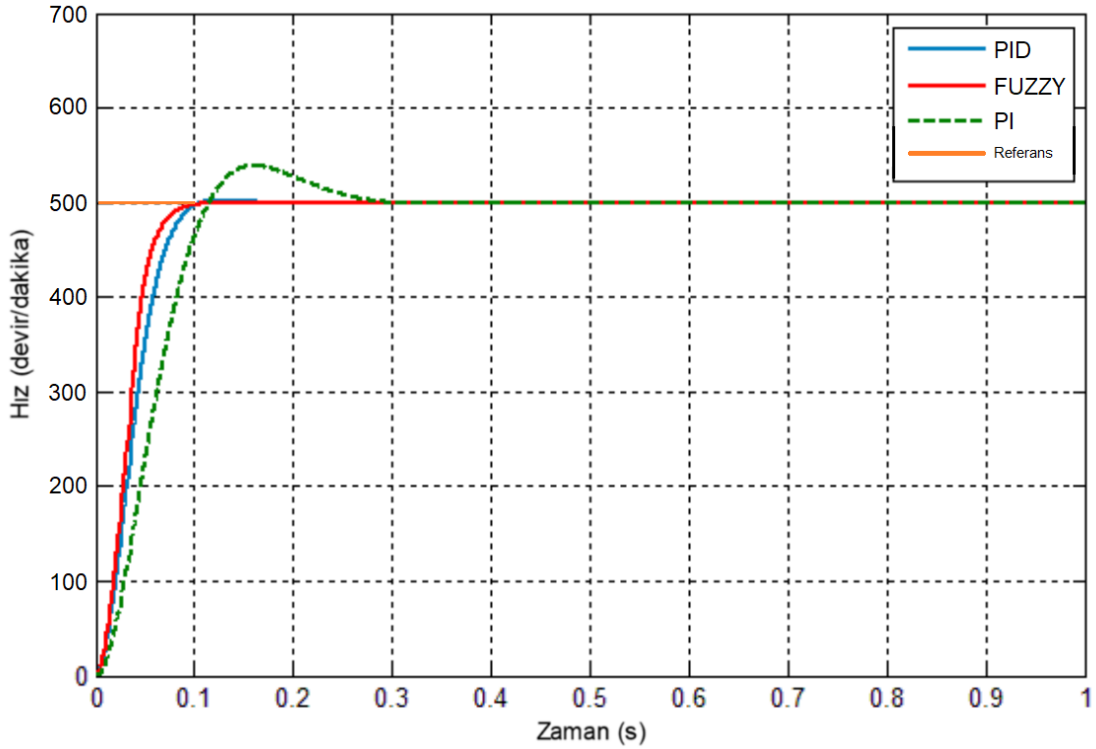
Adaptif kontrol parametrelerini ölçmek için kullanılan sensörler ve Raspberry PI-III adaptif kontrol sistemi ile FDAM kontrol ünitesi ve güç katının seri port üzerinden bağlantısı Şekil 4.126’da görülmektedir.



Şekil 4.126. Adaptif yapı üst kontrolörü ile FDAM kontrol ve güç sisteminin birbirine bağlı çalışan tüm sistem deney düzeneği

4.4 Deneysel Sonuçlar

FDAM' nin PI, PID, bulanık mantık kontrol uygulama sonuçları Şekil 4.127'de gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi istenilen referans değere (500d/dk) çok kısa sürede çok az dalgalanma yaparak çıkış referans değere oturmuştur.



Şekil 4.127. FDAM'ın PI, PID bulanık mantık kontrol hız-zaman eğrisi uygulama sonucu

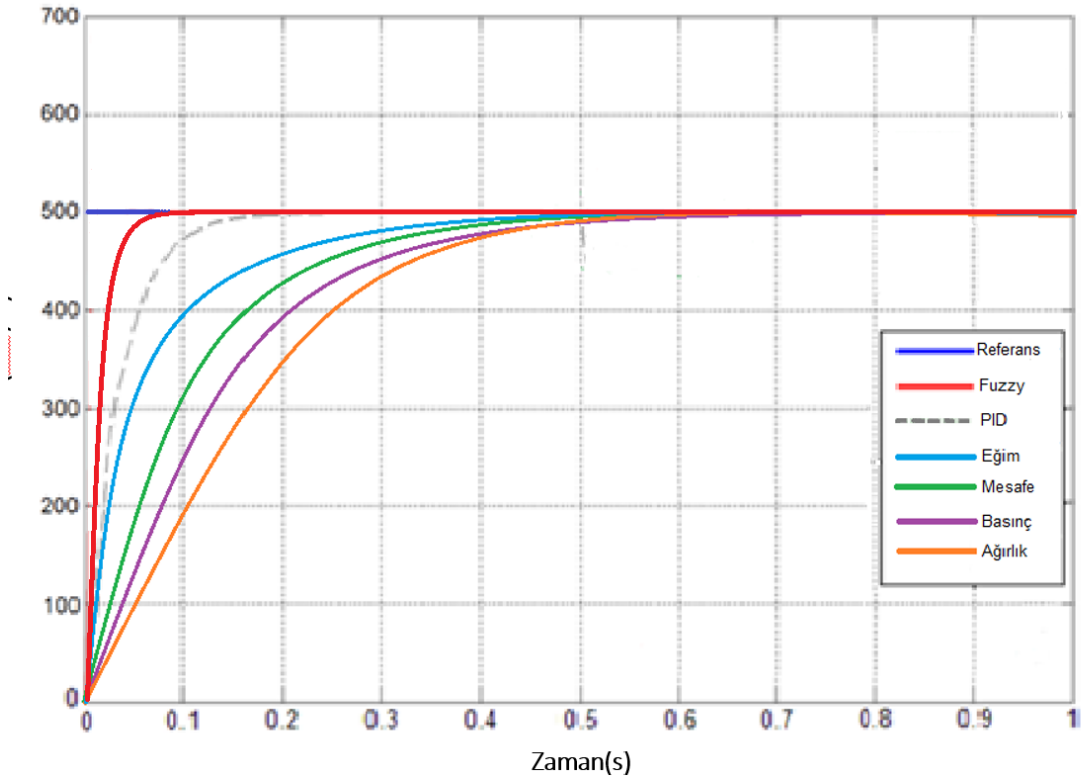
Bulanık mantık kontrolörünün referans işarete ulaşmadaki yerleşme süresi 0.12 sn iken PID kontrolörün 0.16 sn ve PI kontrolörün 0.3 sn'dir. Bulanık mantık kontrolü PID ve PI kontrolden çok hızlı bir şekilde istenilen referans sinyale ulaşmaktadır.

Table 4.24. Uygulamada gerçekleştirilmiş PID kontrol ve bulanık mantık (fuzzy logic) kontrolü karşılaştırılması

Kriter Değerleri	PI Kontrol	PID Kontrol	Bulanık Mantık Kontrolü
Yerleşme Süresi (Settling Time) T_s (sn)	0.3	0.16	0.12
Yükselme Süresi (Rise Time) T_r (sn)	0.15	0.1	0.09

Şekil 4.128'de grafiksel olarak, Çizelge 4.25'te ise sayısal olarak görüldüğü gibi bulanık mantık kontrolörünün referans işarete ulaşmadaki yerleşme süresi 0.076 sn, PID kontrolörün 0.26 sn iken adaptif mesafe (takip mesafesi 3m'den büyük ise)

parametresinin 0.57 sn, adaptif eğim parametresinin 0,52 sn, adaptif ağırlık parametresinin 0.64 sn, ve adaptif basınç parametresinin 0.61 sn olduğu görülmektedir. Bulanık mantık ve PID kontrol çok hızlı bir şekilde istenilen referans sinyale ulaşmaktadır ve adaptif tüm parametreler bu yerleşme süresi değerlerine göre oldukça yakın değerler göstermektedir. Kompleks adaptif kontrol algoritmasının hız cevabı bir elektirikli binek otomobil için sürüş performansını ve güvenliğini artırmıştır. Ani parametre değişimlerinde çok hızlı cevap verebilmektedir.



Şekil 4.128. Uygulamada gerçekleştirilmiş PID, Bulanık Mantık, Adaptif Mesafe, Adaptif Eğim, Adaptif Ağırlık ve Adaptif Basınç kontrolünün Hız- Zaman Eğrileri

Çizelge 4.25. Uygulamada gerçekleştirilmiş PID, Bulanık Mantık, Adaptif Mesafe, Adaptif Eğim, Adaptif Ağırlık ve Adaptif Basınç kontrolünün parametrelerinin karşılaştırılması

Kriter Değerleri	PID Kontrol	Bulanık Mantık Kontrolü	Adaptif Kontrol Mesafe	Adaptif Kontrol Eğim	Adaptif Kontrol Ağırlık	Adaptif Kontrol Basınç
Yerleşme Süresi T_s (sn)	0.26	0.076	0.57	0.52	0.64	0.61
Yükselme Süresi T_r (sn)	0.15	0.06	0.26	0.21	0.38	0.3

Fırçasız Doğru Akım Motorunu sürmek için gerçekleştirdiğimiz üç farklı güç katında hava soğutmalı, fan destekli hava soğutmalı ve sıvı soğutmalı olmak üzere üç farklı soğutma sistemi kullanılmıştır. Güç katındaki anahtarlama elemanı olarak kullandığımız IGBT'lerin yüzey sıcaklıklarını ölçtüğümüzde Çizelge 4.26'da görüldüğü gibi sırasıyla sıvı soğutma, fan destekli ve sonrasında da hava soğutmalı sistemlerin performansının daha iyi olduğu görülmektedir.

Çizelge 4.26. Uygulamada gerçekleştirilmiş IGBT'lerin montaj şekline göre soğutma sistemi sıcaklık karşılaştırmaları

Montaj Şekline göre yüzey sıcaklıkları	Soğutma Yokken (°C)	Hava Soğutmalı (°C)	Fan Destekli Hava Soğutmalı (°C)	Sıvı Soğutmalı (°C)
IGBT'ler birleşik iken yüzey	96	78	75	38
IGBT 6'lı Modül	94	75	71	34
IGBT'ler 20 mm aralıkla	90	72	69	30

FDAM yavaşladığında, durduğunda ve araç rampadan aşağı indiğinde, ters EMK (back-EMF) güç modüllerine zarar verir. Geliştirilen kontrol algoritmalarının güvenli ve kararlı çalışması için aşağıdaki önlemler alınmalıdır:

İlk olarak güç yarı iletkeninin terminallerine Şekil 4.129'daki gibi koruma diyotları bağlanmalıdır. Ayrıca ters EMK oluştuğunda; Güç yarı iletkeni T_I açılmalıdır ve bu enerji Şekil 4.129'da gösterilen R_L yük direnci üzerinde ısıya dönüştürülmelidir. Bu kontrol yazılımına ilave bir algoritma ile yapılabilir. Bunun için bu çalışmada yazılım geliştirme yapılmıştır.

Snubber kondansatörler ($C_{snubber}$), güç yarı iletken modüllerinin girişlerine Şekil 4.129'da görüldüğü gibi bağlanmalıdır. Snubber kondansatörler, anahtarlama sırasında güç anahtarlama modüllerinde meydana gelen aşırı gerilim dalgalanmalarını önlemek için kullanılır. Bu snubber kapasitansları bir anlamda alçak geçiren filtre olarak kullanılmaktadır. Sistem kurulumunda kaçak endüktans değerini arttırmamak için her bir güç yarı iletken modülünün DC-bus terminallerine bitişik olarak monte edilir.

Güç yarı iletken sürücü devresinin tasarımında doğru hesaplanmış R_{on} ve R_{off} dirençleri kullanılmalıdır. Bu dirençler, güç yarı iletkeninin iletimini ve kesme süresini yani hızlı açılıp kapanmasını etkiler. Güç yarı iletken sürücüsünün üst güç yarı iletkeni

iletimdeyken, alt güç yarı iletkenini kesintide tutmak çok önemlidir. Güç yarı iletken sürücü tasarımında, alt anahtarlama yarı iletkeninin kapı gerilimini $-7V$ 'da tutacak ve güç yarı iletkeninin ters yönde iletmesini önleyecek bir tasarım yapılmalıdır. Kontrol yazılımının, Şekil 4.129'da gösterilen sistemin gerilim kesintileri ve aşırı ısınması durumunda tüm sistemi durduracak şekilde geliştirilmesi çok önemlidir.

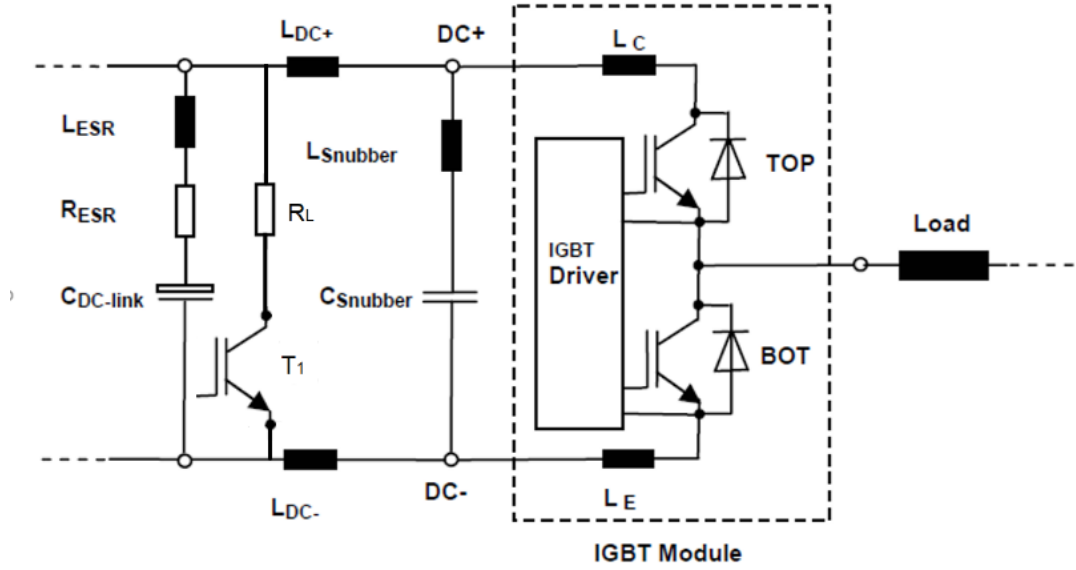
Güvenlik açısından kontrol ve güç sistemlerinin elektriksel olarak izole olması büyük önem taşımaktadır. Bu nedenle kontrol katı ile güç katı arasında izolasyon sağlamak ve kontrol sinyallerini optik olarak iletmek için otomotiv standartlarına uygun opto-kuplör kullanılmalıdır.

Sistem sıcaklık değerlerinin, her fazın ve DC-Bara akımının ölçülmesi önemlidir. Kontrol yazılımındaki sıcaklık, akım ve gerilimlerin izlenmesi, limitlerin aşılması durumunda mikrodenetleyicinin interrupt yapısının hata mesajı ile çalıştırılması ve sistemin durdurulması oldukça önemlidir. Böylece sistem korunabilir. Kesintiye neden olacak hataların kaynağı; aşırı akım çekilmesi, üst ve alt yarı iletkenlerin aynı anda iletimi, ölü bandın kullanılmaması ve devrenin aşırı ısınması v.b. gibi sebeplerdir. Bütün bu durumlarda sistem koruma için derhal durdurulmalıdır.

DC-Bara geriliminin nominal değeri aşması durumunda bu gerilimi almak ve güvenliği sağlamak için Şekil 4.129'da görüldüğü gibi DC-Bara kondansatörü kullanılmalıdır. Sandviç DC bara tasarımı, kaçak endüktansı azaltmak için önemli bir faktördür.

Güç katında uygun soğutucu seçimi yapılmalı ve güç yarı iletkenlerinin yerleşimine dikkat edilmelidir. Güvenli ve verimli çalışma için yüksek güçlü sistemlerde geliştirilen kontrol algoritmalarına eklenecek, önerilen algoritmanın akış şeması Şekil 4.130'da gösterilmiştir. Şekil 4.130'da gösterilen akış şemasındaki algoritmanın tüm kontrol yazılımlarına eklenmesi önerilir. Bu algoritma yüksek güçte çalışacak şekilde geliştirilmiştir.

Sistem verimliliği ve güvenliği açısından bakıldığında, sistem sıcaklıkları, DC-link akımı ve gerilimi, faz akımları, motor hızı, torku, motorun yavaşlaması ve durması gibi parametrelerin takip edilmesi önem arz etmektedir. Tüm bu önlemler bu çalışmada gerçekleştirilmiş ve geliştirilen algoritmaların yüksek güçlü sistemlerde güvenli ve kararlı çalışması sağlanmıştır.

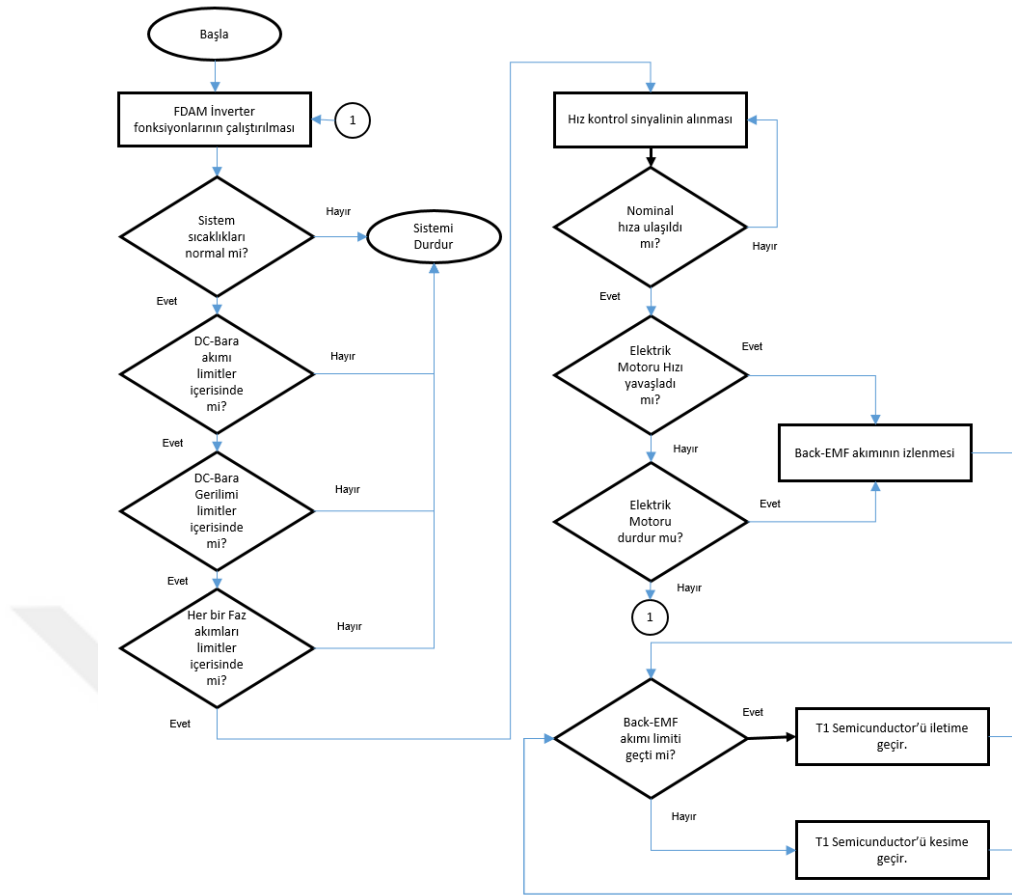


Şekil 4.129. Güç yarı iletken (IGBT) modülü DC-Bara ve bastırma kondansatörleri bağlantı şeması

Şekil 4.129'da gösterilen devre şemasında kullanılan sembollerin açıklamaları Çizelge 4.27'de gösterilmiştir.

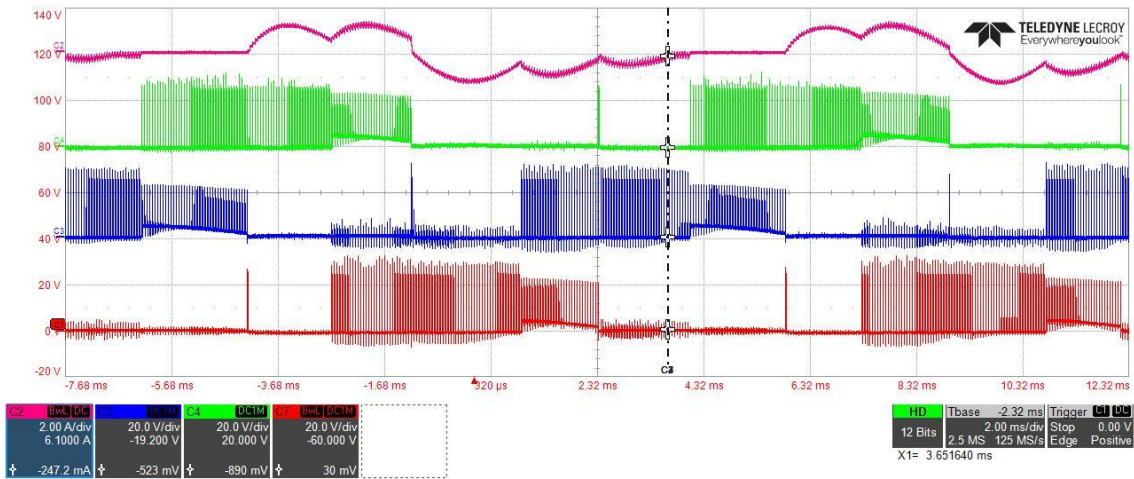
Çizelge 4.27. Kullanılan sembol ve açıklamaları

Sembol	Açıklama
$C_{da-link}$	DA-bara Kapasitesi değeri
$C_{Snubber}$	Bastırma Kapasitesi değeri
L_{ESR}	DA-bara Kapasitesi seri eşdeğer endüktansı
R_{ESR}	DA-bara Kapasitesi seri eşdeğer direnci
L_c	Kollektöre ait parazit endüktansı
L_E	Emitere ait parazit endüktansı
L_{DA+}, L_{DA-}	Bara parazit endüktansları
di/dt	Akımın yükselme düşme oranı
dv/dt	Gerilimin yükselme düşme oranı
f	Rezonant devre frekansı

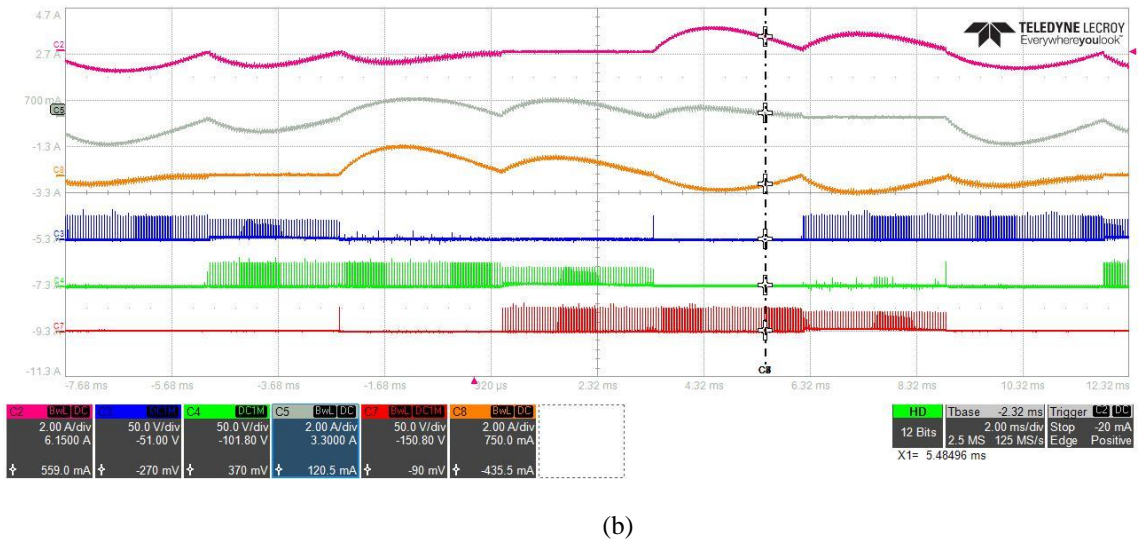
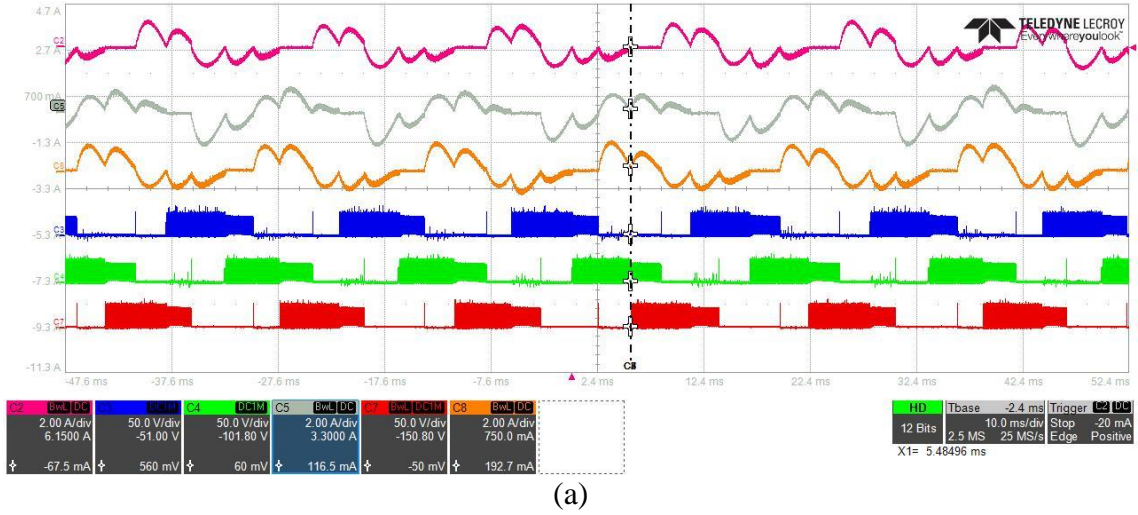


Şekil 4.130. Güvenli ve verimli çalışma için yüksek güçlü sistemlerde geliştirilen kontrol algoritmalarına eklenmesi önerilen algoritmanın akış şeması.

Şekil 4.131’de FDAM fazlar arası V_{12} , V_{23} , V_{13} gerilimleri ve 1. Faz akımı görülmektedir. Şekil 4.132’de FDAM faz akımları ve fazlar arası gerilimler görülmektedir. Şekil 4.133’de FDAM alan etkili (hall effect) sensör çıkış sinyalleri görülmektedir.

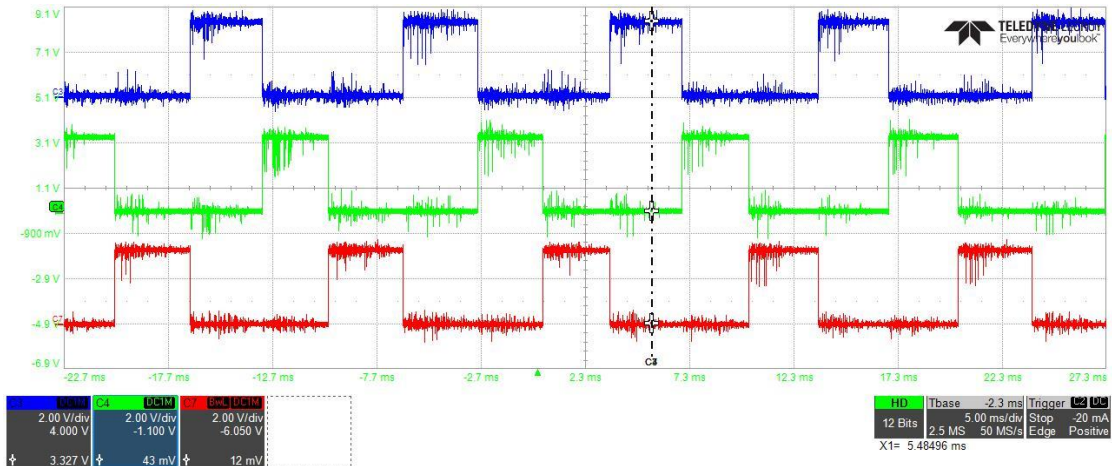


Şekil 4.131. FDAM fazlar arası gerilimler (V_{12} Yeşil, V_{23} Mavi, V_{13} Kırmızı), 1.Faz Akımı (I_1 Bordo)



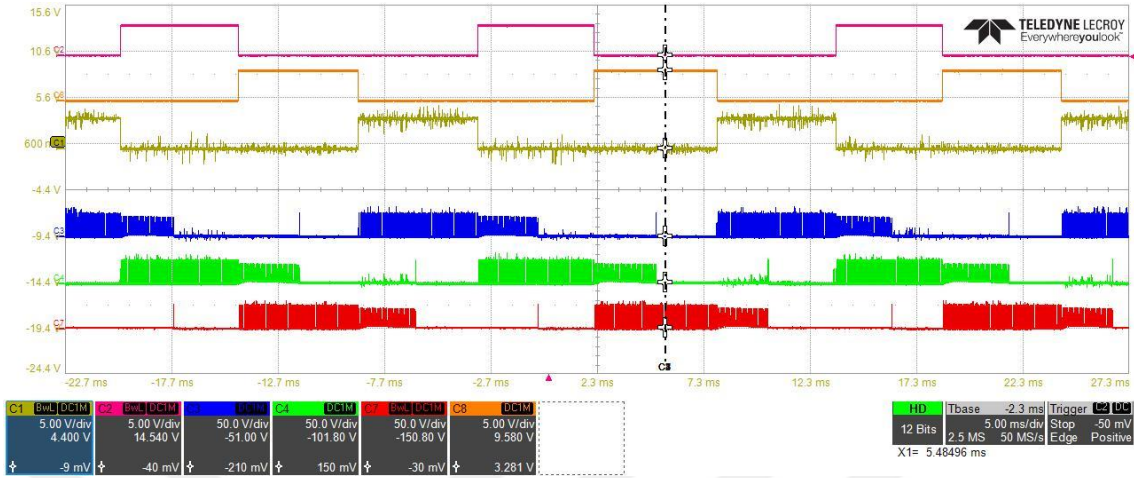
Şekil 4.132. FDAM faz akımları (I_{F1} Bordo, I_{F2} Gri, I_{F3} Turuncu), FDAM fazlar arası gerilimler (V_{23} Mavi, V_{12} Yeşil, V_{13} Kırmızı)

Şekil 4.133’de FDAM alan etkili (hall effect) sensör *Halla*, *HallB*, *HallC*, çıkış sinyalleri görülmektedir.



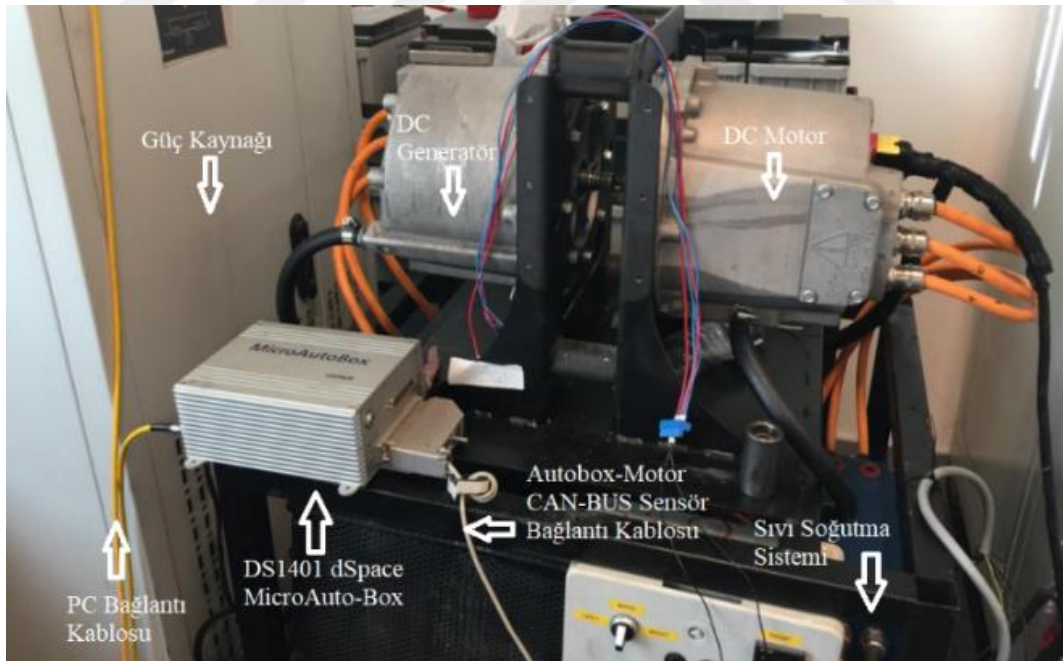
Şekil 4.133. FDAM alan etkili (hall effect) sensör çıkış sinyalleri

Şekil 4.134'te FDAM PWM giriş sinyalleri (V_{PWM1} Bordo, V_{PWM2} Turuncu, V_{PWM3} Sarı), FDAM fazlar arası gerilimler (V_{23} Mavi, V_{12} Yeşil, V_{13} Kırmızı) görülmektedir.



Şekil 4.134. FDAM PWM giriş sinyalleri (V_{PWM1} Bordo, V_{PWM2} Turuncu, V_{PWM3} Sarı), FDAM fazlar arası gerilimler (V_{23} Mavi, V_{12} Yeşil, V_{13} Kırmızı)

Şekil 4.135'de DS1401 dSpace MicroAuto-Box ile sistem motor- jeneratör test platformu görülmektedir.



Şekil 4.135. DS1401 dSpace MicroAuto-Box ile sistem motor- jeneratör test platformu

Şekil 4.136'da “orijinal tasarımı 75 kW sıvı soğutmalı, tam kontrollü, üç fazlı DC-AA dönüştürücü”, osiloskop, güç kaynakları ve bilgisayar ve HIL sisteminin diğer parçaları görülmektedir.



Şekil 4.136. 75 kW sıvı soğutmalı tam kontrollü üç faz DA-AA dönüştürücü ve kontrol sistemi deney düzeneği

Şekil 4.137’de 75 kW sıvı soğutmalı, tam kontrollü üç fazlı DC-AA dönüştürücü ve kontrol sistemini, BLDC motorları ve araca monte edilmiş dişli kutusu (iletim sistemi) ile görülmektedir.



Şekil 4.137. 75 kW sıvı soğutmalı, tam kontrollü üç fazlı DA-AA dönüştürücü ve kontrol sisteminin Platform (binek otomobil) üzerine montaj edilmiş görseli

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

5.1. Sonuçlar

Bu tez çalışmasında, elektrikli araçlarda güvenlik çok önemli olmasından dolayı FDAM alan-etkili (hall-effect) konum sensörlü şekliyle kullanılması tercih edilmiştir. Ayrıca teknolojik gelişmelere paralel olarak işlemcilerin hızlarının artışı bilgilerin anlık, hızlı bir şekilde (real-time) gönderilip işlenmesini, güvenli kontrol algoritmasının uygulanmasını sağlamıştır.

Bu tez çalışması, özgün tasarım ve yöntemlerin uygulanabilirliği açısından oldukça önem arz etmektedir. Simülasyon çalışmalarında öncelikle gerçek araç parametrelerinden yola çıkarak genel araç modelinin oluşturulması, kullanılan fırçasız DA motorunun matematiksel modelinin en doğru biçimde elde edilmesi bu çalışmanın önemli noktalarındandır. Simülasyon çalışmaları için diğer önemli bir nokta, motor modelinin nümerik çözümlerinde hesaplama hatasının en aza indirilmesidir.

Çalışmada ayrıca; endüstriyel, otomotiv, uçak ve uzay uygulamalarında kullanımı oldukça yaygınlaşan bulanık denetleyicilerin, farklı algoritmalar kullanılarak optimal biçimde tasarlanması önemlidir. Bulanık denetleyici tasarımında, denetim parametreleri en efektif şekilde optimize edilmiştir. Bu çalışmada PID denetleyici, bulanık denetleyici ve kazanç parametrelerinin optimize edilmesi konusu karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiştir. Sistemlerin bu şekilde karşılaştırılması tez çalışmasının önemli noktalarından biridir.

Yeni nesil yüksek hızlı, yüksek işlem yapabilme kapasitesi olan sayısal sinyal işlemcilerin (DSP) gelişimi ve kullanımının yaygınlaşması, kontrol sistemlerini gerçek zamanlı efektif çalışan kararlı güvenilir sistemler haline getirmiştir. Bu çalışmada kullanılan DSP kontrol elemanları, otomotiv standartlarına uygun emniyet, güvenlik (safety, security) şartlarını sağlayan elektrik makinelerini sürmek için oldukça uygundur. Bu komponentlerin ve işlemcilerin, elektrik makinalarının kontrolünde yüksek işlem kapasitesinin yanında, çevre birimleriyle iletişimini sağlayan arabirimleri de bulunmaktadır. Sayısal sinyal işleyen bu işlemciler oldukça efektif kontrol imkânı sunmaktadır.

Otomotiv sektöründe tasarlanan araçların her tipinde elektronik kontrol birimi (ECU-Electronic Control Unit) bulunmakta ve diğer tüm birimlerle haberleşmesi CAN-

BUS v.b haberleşme yöntemleriyle sağlanmaktadır. DSP'lerin CAN-BUS modül altyapısının olması, sistemlerin birbiri ile olan haberleşmesini kolaylaştırmaktadır. Bu sebep ile kullandığımız işlemcilerde CAN-BUS haberleşme modülü bulunanlar tercih edilmiştir. CAN-BUS haberleşme altyapısı otomotiv tasarımlarının, elektrikli araç haline dönüştürülmesi modifiye edilmesi sürecinde çok büyük kolaylıklar sağlamaktadır.

Adaptif kontrol algoritması geliştirilerek, elektrikli aracın; yolun eğimine, araca binen kişi sayısına, yük miktarına, öndeki araç ile olan takip mesafenin korunmasına, çarpışmanın önlenmesine bağlı adaptif parametrelere göre motor performansının kontrol edilebilmesi başarılmıştır. Adaptif kontrol yaklaşımı sayesinde, sonuç olarak araç performansının arttığını, enerji sarfiyatının azaldığını, aşırı ısınmaların önlendiğini, araç konforunun ve araç güvenliğinin artırıldığını söyleyebiliriz.

Çalışmada ayrıca, elektrikli araç (Plug-In Electric Vehicle) ve hibrit elektrikli araçlar için kullanılacak üç farklı özgün 75kW'lık üç faz DA-AA dönüştürücü diğer bir deyişle çekiş (traction) sistemi tasarlanmış, üretilmiş ve başarıyla uygulanmıştır.

Elektrikli aracın modellenmesinde, elektrikli araca etki eden kuvvetler göz önüne alınarak yapılmıştır. Bu bağlamda aracın güç akışının modellenmesi ve simülasyonu yapılmış, en yüksek hız, yokuş tırmanma performansı, ivmelenme karakteristikleri belirlenerek elektrik motorunun sürekli çalışmada maksimum gücü, tekerleğe indirgenmiş momenti, yüksek güç çalışmada gücün tekerleğe indirgenmiş momenti bulunmuştur. Bu bulunan değerlere göre araç hızlanma performansı, elektrik motoru gücü, elektrik motorunun momenti hem yüksek güçte hem de sürekli çalışma durumları için tespit edilmiştir. Otomotiv standartlarına uygun efektif çalışan emniyet, güvenlik standartlarına uygun özgün bir tahrik sürücü sistemi gerçekleştirilmiştir. Kazanılan bilgi birikimi ile elektrik tahrikli otomotiv proje çalışmalarında farklılık ve ilerleme sağlanacaktır.

Kontrol algoritmasının PID ve bulanık kontrol başarısının çok yüksek olması önemli başarı kriterlerindedir. 75 kW'lık özgün üç farklı sürücü tasarımı gerçekleştirilirken kontrol kartının araç standartlarında güvenlik (safety) konularında çok iyi tasarlanmış olması ön plana çıkan özelliklerindedir.

Güç katı tasarımında kullanılacak anahtarlama elemanları seçilerek devre tasarımı gerçekleştirilmiş, bu anahtarlama elemanlarının anahtarlama kayıpları, iletim kayıpları, toplam kayıpları hesaplanmıştır. Güç katının soğutulması için uzaklaştırılması gereken

ısı miktarı hesaplanıp bu sonuca göre hava soğutmalı sistem hem fan destekli hava soğutmalı sistem hem de sıvı soğutmalı sistem konusunda tasarımlar yapıp imalatları gerçekleştirilmiştir. DA-bara (DC-BUS) kondansatör hesabı bastırma (snubber) kondansatör hesabı yapılarak üç farklı DA-bara tasarımı gerçekleştirilmiştir. Güç katının sürülmesi için de anahtarlama elemanlarının özelliklerine göre sürücü devre tasarlanmıştır.

Otomotiv standartlarına uygun Sayısal İşaret İşlemcisi (DSP) tespit edilip kontrol devresi belirlenmiştir. Kontrol kartı tasarımında otomotiv standartlarına uygun CAN-BUS altyapısı, komponent seçimleri yapılmıştır. Tüm bu işlemler bu konularla ilgili son çıkan literatür çalışmaları ve yeni teknolojik gelişmeler esas alınarak yapılmıştır. Güç katı ve sürücüsü tasarımında son literatür ve teknoloji bilgilerinin kullanıldığı bütünlük uygulama devresi olması sebebi ile dikkate değer bir çalışma olmuştur.

Geliştirilmiş sistem, sadece fırçasız DC motorların kontrolünde değil, aynı zamanda adaptif kontrol gerektiren tüm doğrusal olmayan sistemlerde kullanılacak yapıda tasarlanmıştır. Örneğin aynı güç katı kullanılarak yazılım üzerinde yapılan değişiklik ile kalıcı mıknatıslı senkron motorun (PMSM) sinüsoidal kontrolü de sağlanmıştır. Çünkü geliştirilen kontrol kartında enkoder ve resolver konum sensörlerinin bilgilerini de aynı alan etkili (hall-effect) sensörlerde olduğu gibi tasarlanmış ve sisteme eklenmiştir. Güç elektroniği yönüyle özgün esnek bir tasarım yapılmış ve ülkemiz açısından gelecek vadedecek olan elektrikli araçlar için zemin teşkil etmiştir.

FDAM'ın hızlı denetim prototiplemesi (Rapid Control Prototyping) için, dSpace DS1401 Digital Signal Processing birimi kullanılmıştır. Matlab/Simulink bloklarıyla uyumlu olarak çalışan DS1401 DSP, simulink bloklarını direkt olarak C koda çevirip, işaret işleme prosesörünün ihtiyaç duyduğu kontrol işaretlerini üretmektedir. PID kontrol ve bulanık kontrol yazılımları MATLAB/Simulink üzerinden gömülmekte ve PC'de oluşturulan GUI'den kontrol parametreleri değiştirilerek gerçek zamanlı kontrol yapılabilmektedir. Elektrikli araç sürüş sistemi tasarımı yapacak kişilerin hızlı prototip yapma, tasarım sürecini hızlandırma amaçlı çalışmalarına örnek teşkil edecek şekilde hızlı prototipleme örneği verilmiştir. Seçilen FDAM, PI, PID ve bulanık mantık denetleyicisi hızlı kontrol prototipleme yöntemi ile tasarlanmıştır. FDAM Simulink modeli yüklenerek, gerilim ve akımı kontrol eden bir yapıda PI ve PID kontrolörden sonra DS1401 dSPACE sayısal sinyal kiti üzerinden doğrudan DSP ile iletilen bu modele bulanık mantık denetleyici tasarlanmış ve yüklenmiştir.

Çizelge 5.1’de görüldüğü gibi, PID ve bulanık mantık kontrolörünün hem simülasyon hem de deneysel uygulamada FDAM’ı başarılı bir şekilde kontrol ettiği, iyi performans gösterdiği görülmektedir. Çizelge 5.1’de görülen simülasyon ve deneysel sonuçların, önerilen bulanık mantık kontrol yönteminin zamanla değişen yükün etkilerini daha iyi dengelediğini ve zaman ilerledikçe kararlı hal hatasını diğer yöntemlere göre daha fazla azalttığını göstermektedir. PID kontrol deney sonucu yerleşme süresi 0.16 sn iken simülasyon sonucu yerleşme süresi 0.24 sn tespit edilmiştir. Bulanık mantık kontrol deney sonucu yerleşme süresi 0.12 sn iken simülasyon sonucu yerleşme süresi 0.044 sn tespit edilmiştir. Referans sistem aralığında simülasyon ve deneysel uygulamanın cevap süreleri birbirine çok yakındır. Başarılı bir kontrol cevabı alınmıştır.

Çizelge 5.1. PID kontrol ve bulanık mantık (fuzzy logic) kontrolü simülasyon ve deneysel sonuçların karşılaştırılması

Kriter Değerleri	Simülasyon sonuçları		Deney uygulama sonuçları	
	PID Kontrol	Bulanık Mantık Kontrolü	PID Kontrol	Bulanık Mantık Kontrolü
Yerleşme Süresi T_s (sn)	0.24	0.044	0.16	0.12
Yükselme Süresi T_r (sn)	0.075	0.015	0.1	0.09

Çizelge 5.2’de simülasyon sonuçlarına bakıldığında bulanık mantık kontrolörünün referans işarete ulaşmadaki yerleşme süresi 0.044 sn, PID kontrolörün 0.24 sn iken adaptif mesafe (takip mesafesi 3m’den büyük ise) parametresinin 0.49 sn, adaptif eğim parametresinin 0,46 sn, adaptif ağırlık parametresinin 0.6 sn, ve adaptif basınç parametresinin 0.56 sn olduğu görülmektedir. Aynı şekilde Çizelge 5.2’de deneysel uygulama sonuçlarına bakıldığında bulanık mantık kontrolörünün referans işarete ulaşmadaki yerleşme süresi 0.076 sn, PID kontrolörün 0.26 sn iken adaptif mesafe (takip mesafesi 3m’den büyük ise) parametresinin 0.57 sn, adaptif eğim parametresinin 0,52 sn, adaptif ağırlık parametresinin 0.64 sn, ve adaptif basınç parametresinin 0.61 sn olduğu görülmektedir. Bulanık mantık ve PID kontrol çok hızlı bir şekilde istenilen referans değere ulaşmaktadır ve adaptif tüm parametreler bu yerleşme süresi değerlerine göre oldukça yakın değerler göstermektedir.

Buradan da anlaşılıyor ki deneysel çalışma esnasında algoritma hızının düştüğü

referans değere gerçekte daha geç ulaşıldığı görülmektedir. Sistem olarak elektrikli araç tatmin edici tepki süresi hem simülasyon hem de deneysel uygulama değerleri için oldukça iyi sonuç vermiştir. Kompleks adaptif kontrol algoritmasının hız cevabı bir elektrikli binek otomobil için sürüş performansını ve güvenliğini artırmıştır. Ani parametre değişimlerinde çok hızlı cevap verebilmektedir.

Çizelge 5.2. PID, Bulanık Mantık, Adaptif Mesafe, Adaptif Eğitim, Adaptif Ağırlık ve Adaptif Basınç kontrolünün parametrelerinin simülasyon ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması

Kriter Değerleri		PID Kontrol	Bulanık Mantık Kontrolü	Adaptif Kontrol Mesafe	Adaptif Kontrol Eğitim	Adaptif Kontrol Ağırlık	Adaptif Kontrol Basınç
Simülasyon sonuçları	Yerleşme Süresi T_s (sn)	0.24	0.044	0.49	0.46	0.61	0.56
	Yükselme Süresi T_r (sn)	0.075	0.015	0.175	0.1	0.3	0.275
Deneysel uygulama sonuçları	Yerleşme Süresi T_s (sn)	0.26	0.076	0.57	0.52	0.64	0.61
	Yükselme Süresi T_r (sn)	0.15	0.06	0.26	0.21	0.38	0.3

Fırçasız Doğru Akım Motorunu sürmek için gerçekleştirdiğimiz üç farklı güç katında hava soğutmalı, fan destekli hava soğutmalı ve sıvı soğutmalı olmak üzere üç farklı soğutma sistemi kullanılmıştır. Çizelge 5.3’de güç katındaki anahtarlama elemanı olarak kullandığımız IGBT’lerin yüzey sıcaklıklarını ölçtüğümüzde Çizelge 5.3’de görüldüğü gibi sırasıyla sıvı soğutma, fan destekli ve sonrasında da hava soğutmalı sistemlerin performansının daha iyi olduğu görülmektedir.

Çizelge 5.3. IGBT’lerin montaj şekline göre soğutma sistemi sıcaklık karşılaştırmaları deneysel uygulama sonuçları

Montaj Şekline göre yüzey sıcaklıkları	Soğutma Yokken (°C)	Hava Soğutmalı (°C)	Fan Destekli Hava Soğutmalı (°C)	Sıvı Soğutmalı (°C)
IGBT’ler birleşik iken yüzey	96	78	75	38
IGBT 6’lı Modül	94	75	71	34
IGBT’ler 20 mm aralıkla	90	72	69	30

5.2. Öneriler

Elektrikli araçların birçok türü bulunmaktadır. Bunlar; otomobil, minibüs, hafif ticari, ticari, kamyonet, kamyon, otobüs, İHA (sınıflarına göre), hibrit-elektrikli uçak, uydu itki sistemleri, insansız kara aracı, insansız gemi, hibrit-elektrikli gemi, insansız sualtı aracı, scooter, triporter (tuk-tuk), tren, tramway v.b.'dir. Elektrikli aracın teknik parametrelerine göre araç modellerinin, araca etki eden tüm kuvvetlerin belirlenerek modellenmesi ve bu aracın olması beklenen hız, ivmelenme, çıkabileceği eğim, çıkabileceği irtifa, su altı derinlik v.b. tüm isterlerin ve teknik beklentilerin belirlenmesi bunlara göre araç modellerinin revize edilmesi, gerekli gücün hesaplanması gerekir.

Bu gücü verebilecek gerilim, akım değerlerinin optimize edilmesi ve batarya sisteminin buna göre seçiminin yapılması gerekmektedir. Belirlenen akım, gerilim değerlerine göre hesaplanan gücü karşılayacak motor tipinin ve yapısının seçilmesi gerekmektedir.

Sonrasında seçilen motorun sürülmesi ile ilgili topolojilerin belirlenmesi bu topolojinin performansını verebilecek anahtarlama elemanlarının seçimi gerekecektir. Bu anahtarlama elemanlarının gerilim, akım, çalışma sıcaklık değerleri, anahtarlama kayıpları, iletim kayıpları, anahtarlama frekansının yüksekliği, maliyet, tedarik süresi gibi faktörlere göre seçilmesi gerekir. Seçilen anahtarlama elemanının sürücüsünün tasarımı konusunda topolojiler incelenmeli ve sürücü tasarımı gerçekleştirilmelidir. Burada DA-bara kondansatörü olarak film kapasitör kullanılması hacim, fiyat, montaj kolaylığı ve seri üretim hızı açısından önerilmektedir. Film kapasitörlere uygun 'sandwich-bara' tasarlanmalıdır. DA-Bara kondansatörü ve bastırma (snubber) kondansatörlerinin hesabının çok doğru yapılması önerilmektedir. Bastırma (snubber) kondansatörlerinin hemen IGBT pinlerinin üzerine montajı çok önemlidir. IGBT açma ve kapanma direnç hesapları yumuşak kalkış, duruş için çok önemlidir.

Yüksek güçlerde aynı parametrelere yakın MOSFET varsa elbette anahtarlama frekansları çok daha yüksek oluşu için MOSFET tercih edilmelidir. Düşük güçlerde GaN'da tercih edilebilir. Ancak komponentler incelendiğinde yüksek güçlerde IGBT'ler ve SiC'ların olduğu görülmektedir. Tercih edilen marka ürünleri incelenmeli bu konuda tecrübesi olan kişiler ile görüşülmelidir.

IPM (Intellegent Power Module)'de bir seçenektir, tabi ki kullanılabilir. IPM kullanımında en çok dikkat edilecek noktalar, kontrol kartı tasarımındaki güvenlik (functional safety) sistemlerinin önemi, izole edilmiş şasesi, izole farklı besleme

kaynaklarının kullanılması, IPM'li sistemin çok iyi soğutulması gerekliliği ve çalışacak güç için emniyet paylı IPM modül seçiminin yapılmasıdır.

IGBT yerine yüksek güçler için SiC, düşük güçler için GaN şiddetle önerilmektedir. Termal dayanımlarının, verimliliklerinin yüksek, anahtarlama frekanslarının yüksek, anahtarlama kayıplarının çok düşük olmalarının, az güç sarfiyatı yapmalarının tercih edilmelerinde önemli bir yeri vardır.

Kontrol devresi için elektrikli otomobil'de otomotiv standartlarını sağlayan Texas Instrument firmasına ait TMS işlemcilerden seçilebildiği gibi ST Microelectronic firmasının SPC Leonard serisi mikroişlemcileri de tercih edilebilir. Renesas, Infineon, NXP firmalarının da DSP'leri tercih edilebilir. DSP seçerken; çalışma hızı, donanımsal PWM çıkış sayısı, ADC sayısı, ADC çözünürlüğü, zamanlayıcı (timer) tipleri sayıları, kesme (interrupt) yapısı, çekirdek sayısı, çekirdek hızları, yedeklilik (redundancy) durumu, RAM cache bellek program yazabilme alanını KByte cinsinden değeri, JTAG, emülatör, USB üzerinden programlayabilme, programlama arayüz programının kullanılabilirliği, maliyet, tedarik süresi gibi konulara dikkat edilmelidir.

Kontrol yazılımlarının C dilinde yazılması hem hız hem örnek bulma açısından tavsiye edilmektedir. Kontrol algoritmaları olarak sadece PID kontrol, bulanık mantık kontrolü ihtiyacı karşılayamayacaktır. Gürbüz (robust) kontrol, alan yön kontrolü (field orient control), alan zayıflatma (Field- Flux weakening) algoritmalarının da geliştirilmesi, geri kazanımlı frenleme (regenerative braking), kayma-kızaklama algoritmalarının geliştirilmesi, relüktans yapıdaki motorlarda relüktans gücün kullanılması ile ilgili algoritmaların geliştirilmesi üzerine geliştirmeler yapılması gerekecektir. Bu konularla ilgili çalışmalar yapılabilir.

Bunların yanında batarya yönetim sistemlerinde (battery management systems) özellikle batarya aktif kontrol sistemleri, onboard şarj sistemleri, istasyon tip şarj sistemleri, hızlı şarj sistemleri, kablosuz (wireless) şarj sistemleri, bunların güvenliği (security) konuları, yüksek güçlü DA-DA dönüştürücüler ve yazılımlarının geliştirilmesi konuları üzerine çalışılabilir.

Adaptif kontrol için seçilecek DSP için bu çalışmada Raspberry PI-III kullanıldı. Adaptif kontrol için seçilecek DSP için Nvidia firmasının PX2 modeli veya TX2 modelini tavsiye edilir. Adaptif kontrol yapısı için belirlenecek parametre sayısının artmasının getireceği yük, hız gibi ihtiyaçları karşılayacak alt yapıdadır. Hatta otonom sistemler için düşünülen; çok sayıda kamera (8-10 adet), LIDAR (2-3 adet) , RADAR (4-6 adet), ultrasonik, laser sensör (6-8 adet), termal kamera (2-4 adet), sismik sensör (3-4 adet) gibi

birçok sensörü aynı anda çalıştırabilir. Sensör fusion işlemlerini, kontrol algoritmalarını, adaptif kontrol algoritmasını, makine öğrenmesi, yapay zekâ, derin öğrenme algoritmalarını çalıştırabilecek kapasiteye sahip işlemcilerdir. Bu işlemciler Linux işletim sistemi ile çalışabildiği için kullanım kolaylığı bluetooth, wi-fi, ethernet bağlantı v.b. gibi tüm haberleşme altyapısının oluşu ve C, python dilinde kontrol algoritmalarının koşturuluyor olması önemli bir faktördür. Görüntü işleme gibi konularda python dilinde hazır kütüphanelerin çok oluşunun vermiş olduğu kolaylık, python dilinin yapay zekâ ile ilgili kütüphane ve altyapısının kolaylıklarının olması tavsiye sebebidir.



KAYNAKLAR

- Abdulhamitbilal E. (2010), İTÜ–Hafif Ticari Helikopter Uçuş Dinamiği, Kararlılık Analizi Ve Geliştirilmiş Kontrol Sistemleri Tasarımı, Doktora tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Uçak ve Uzay Mühendisliği Anabilim Dalı,: Uçak ve Uzay Mühendisliği Programı (Mart, 2010)
- Acarly P.P., Al-Tayie J.K., 1997, Estimation of speed and armature temperature in a brushed DC drive using the extended Kalman filter, IEEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 144, No.1, January.
- Alkan Ö. (2011), Zamanla Değişen Sistemlerin Bulanık Model Referans Adaptif Kontrolü, yüksek lisans tezi, Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Konya, Mart 2011
- Ang, Kiam Heong, Chong, Gregory ve Li, Yun, (2005), “PID Control System Analysis, Design, and Technology”, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol.13, No.4, July 2005, 559-576.
- Anonim, 2011, Elektrikli Otomobilin Tarihçesi, www.elektrikliotomobiller.org [Ziyaret Tarihi: 13 Ekim 2011].
- Anonim, 2018, Elektrikli Arabayı Kim Buldu, www.ilkkimbuldu.com [Ziyaret Tarihi: 14 Şubat 2018].
- Arslan, A., Kaya, M. 2001, Determination of Fuzzy Logic Membership Functions using Genetic Algorithms. Elsevier Fuzzy Sets and Systems 118: 297-306.
- Aydoğdu Ö., Akkaya R. 2005, DSP Based Fuzzy Control of a Brushless DC Motor Without Position and Speed Sensors. Proc. of 4th Int. Advanced Technologies Symposium, pp.182-187 Konya, September 28-30.
- Aydoğdu Ö., 2006, Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Genetik Tabanlı Bulanık Denetleyici ile Sensörsüz Kontrolü, Doktora Tezi , Selçuk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü
- Bahadır, A., Aydoğdu, Ö.,2021, DSP Tabanlı Fırçasız Doğru Akım Motorunun Bulanık Mantık ile Kontrolü. European Journal of Science and Technology No. 23, pp. 427-434, April 2021, EJOSAT , www.ejosat.com ISSN:2148-2683, (DOI: 10.31590/ejosat.877627)

- Batzel T. D., Lee, K. Y., 2000, Slotless permanent magnet synchronous motor operation without a high resolution rotor angle sensor, IEEE Transactions on Energy Conversion, 15, No. 4, December 2000.
- Becerra, R.C., Jahns, T.M., Ehsani, M., 1991, Four-quadrant sensorless brushless ECM drive, Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '91 Conference Proceedings, Sixth Annual, 10-15, 202 - 209, March 1991.
- Bhosale, P., Hermwille M., 2007, Measurement of collector-emitter threshold static monitoring voltage and blanking time. Semikron Application Note AN-70023, 26.02.2007 www.semikron.com/Application/DesaturationMonitoring
- Bhosale, P., Hermwille M., 2006, Connection of Gate Drivers to IGBT and Controller” Semikron Application Note AN-7002, 05.09.2006 www.semikron.com/Application/DriverConnection
- Bonvin, F., Perriard, Y., 2000., BLDC Motor Control in Multiple dq Axes. Paper no.475 Proc. of the IEE Int. Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives, London, September 18-19.
- Chen Z., Tomita M., Doki S. and Okuma S., 2000, New Adaptive Sliding Observers for Position and Velocity-Sensorless Controls of Brushless DC Motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No.3, June 2000.
- Chen, S.M., Chen Y.C. 2002, Automatically Constructing Membership Functions and Generating Fuzzy Rules using Genetic Algorithms. An International Journal Cybernetics and Ssystems 33: 841-862.
- Compos-Delgado D.U., Palacios E. and Espinoza-Trejo D.R., 2007, Passivity Based Control of Nonlinear DC Motors Configurations and Sensorless Applications, Industrial Electronics 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on 4-7 June 2007 Page(s): 3379 – 3384.
- Consoli, A., Musumeci, S., 1994, Sensorless vector and speed control of brushless motor drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 41, No:1, 91-96, February 1994.
- Çelebi M., (2011) Genetik Algoritma Tabanlı Optimal Adaptif Fuzzy PID Kontrolcü Tasarımı, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Kontrol ve Otomasyon Programı,
Yüksek lisans tezi, İstanbul,2011

Çolak A.K., 2008,Bir DC Motor İle Sürülen Konum Kontrol Sisteminin Konum Algılayıcısız Kontrolü ,Y. Lisans Tezi, Atatürk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü

Çunkaş, M., Akkaya R., 2002, İkili ve gerçek kodlu genetik algoritmaların karşılaştırılması. S.Ü. Müh. Mim. Fak. Dergisi 7.2: 11-17.

Daucher, C., Wintrich, A., Pluschke, N., 2006, SEMIKRON Application Manual - Power Modules” 04.04.2006 Rev1.

Dixon, J.W., Leal, L.A., 2002, Current control strategy for brushless DC motors based on a common DC signal, IEEE Transactions on Power Electronics, 17, Issue 2, 232 - 240, March 2002.

Donescu, V., Neacsu, D.O., Griva, G., Profumo, F. 1996, A Systematic Design Method for Fuzzy Controller for Brushless DC Motor Drives. Proc. of the 27th. Annual IEEE Power Electronics Specialists Conf., pp. 689-694. Baveno, June 23-27.

Doo-Hee Jung, In-Joong Ha, 2000, Low-cost sensorless control of brushless DC motors using a frequency-independent phase shifter, IEEE Transactions on Power Electronics, 15, Issue 4, July 2000, 744 - 752.

Emine Ayaz, 2001, Elektrik motorlarında dalgacık analizi yaklaşımı ile rulman arıza tanısı ve yapay zekâ tabanlı bir durum izleme sistemi, Doktora Tezi, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

Erdman, D., 1985, Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor, US Patent, No. 4654566 , March 1987.

Ertugrul, N., Acarnley, P. P., 1994, A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors, IEEE Transactions on Industry applications, 30, No:1, 126-133, January/February 1994.

Ertugrul, N., Acarnley, P. P., 1998, Inderct rotor position sensing in real time for brushless permanent magnet motor drives, IEEE Transactions on Power Electronics, 13, No. 4, July 1998.

- Fedrigo, S., Gandelli, A., Monti, A., Ponci, F., 2001, A unified wavelet-based approach to electrical machine modeling, IEEE International Electric Machines and Drives Conference IEMDC 2001, Cambridge, Massachusetts, June 17-20, 2001.
- Ferrais, P., Vagati, A., Villata, F., 1980, Permanent Magnet Brushless Motor Drives: A self Commutation System without Rotor Position Sensors, Proceedings of the Ninth Annual Symposium on Incremental Motion Control System and Devices, 305-312, June 1980.
- Gargouri L., Zaafour A., Kochbati A. and Ksouri M., 2002, LQG/LTR control of a direct current motor, Systems, Man and Cybernetics, 2002 IEEE International Conference on Volume 5, 6-9 Oct. 2002 Page(s):5 pp. vol.5.
- Guerreiro M., Foito D. and Cordeiro A., 2007, A Microcontroller Sensorless Speed Control of a Direct Current Motor, Industrial Electronics 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on 4-7 June 2007 Page(s): 1143 – 1146.
- Hacıoğlu Y., 2005, Bulanık Mantıklı Kayan Kipli Kontrol Tasarımı ve Robot Yörünge Takibinde Uygulanması, II. Mühendislik Bilimleri Genç Araştırmacılar Kongresi MBGAK 2005, İstanbul 17-19 Kasım 2005.
- Hace, Ales, Jezernik, Karel ve Sabanovic, Asif, 2004, “A New Robust Position Control Algorithm for a Linear Belt-Drive”, IEEE 0-7803-8599-3, 2004, 358-363.
- Hemati, N., Leu, M.C., 1992, A Complete Model Characterization of Brushless DC Motors. IEEE Transactions on Industry Applications 28.1: 172-180.
- Hermwille, M., 2007, Gate Resistor–Principles and Applications. Semikron Application Note AN-7003, www.semikron.com/Application/GateResistor
- Herrera, F., Lozano, M., Verdegay, J.L., 1998, A Learning Process for Fuzzy Control Rules using Genetic Algorithms. Elsevier Fuzzy Sets and Systems 100: 143-158.
- Hesmondhalgh, D.E., Tipping, D., Armani, M., 1990, Performance and design of an electromagnetic sensor for brushless DC motors Electric Power Applications, IEE Proceedings B Electric Power Applications, 137, Issue 3, 174 - 183, May 1990.

- Hung-Chi Chen, Chang-Ming Liaw, 2002, Current-mode control for sensorless BDCM drive with intelligent commutation tuning, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17, Issue 5, 747 - 756, September. 2002.
- Jahmeerbacus M.I., Oolun M.K., Bhurtun C. and Soyjaudah K.M.S., 1999, Speed Sensorless Control of a Converter-fed DC Motor, *AFRICON*, 1999 IEEE Volume 1, 28 Sept.-1 Oct. 1999 Page(s): 453-456 vol.1.
- Jang, G. H., Park, J. H., Chang, J. H., 2002, Position detection and start-up algorithm of a rotor in a sensorless BLDC motor utilising inductance variation, *Electric Power Applications*, IEE Proceedings, 149, Issue 2, 137 - 142, March 2002.
- Jang J. R., Sun C. and Mizutani E., 1997, *Neuro-Fuzzy and Soft Computing*, Prentice-Hall Inc.
- Jianwen Shao, Nolan, D., Teissier, M., Swanson, D., 2003, A novel microcontroller-based sensorless brushless DC (BLDC) motor drive for automotive fuel pumps, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39, Issue: 6, 1734 - 1740,.Publication Date: Nov.-Dec.2003.
- Jianwen Shao; Nolan, D.; Teissier, M.; Swanson, D., 2002, A novel microcontroller-based sensorless brushless DC (BLDC) motor drive for automotive fuel pumps, *Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting. Conference Record*, 4, 2386- 2392.
- Johnson, J. P., 1998, Synchronous-misalignment detection/correction technique of sensorless BLDC control, Doctor of Philosophy, Texas A&M University, USA.
- Jufer, M., 1985, Self-Commutation of brushless DC motors without encoders, *Proceedings of the First European Power Conference*, 275-280, Brussels 1985.
- Karadeniz M., İskender İ. ve Yüncü S., 2004, Doğru Akım Motor Hızının Uyarlamalı Kutup Yerleştirme Denetimi, *Gazi Üniv. Müh. Mim. Fak. Der. Cilt 19, No 3*, 327-334, 2004.
- Karaduman Ö., 2006, Bulanık Model Referans Öğrenmeli Denetim Yöntemiyle Roket Hız Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ

- Kim E., Lee H. and Park M., 1999, Fuzzy Control of a Direct Current Motor System with the Guaranteed Stability, IEEE International Fuzzy Systems Conference Proceedings August 22-25, 1999, Seoul, Korea.
- Kim T., 2003, Sensorless Control of the BLDC Motors from Near-Zero to Full Speed. PhD. Thesis, Texas A&M University, Texas.
- Kim, K.H., Youn, M.J., 2002, DSP Based High Speed Sensorless Control for a Brushless DC Motor using a DC Link Voltage Control. *Electric Power Components and Systems* 30: 889-906.
- Kim, T., 2003, Sensorless control of the BLDC motors from near-zero to full speed, Doctor of Philosophy, Texas A&M University, USA.
- Kinzel, J., Klawonn, F., Kruse, R., 1994, Modifications of Genetic Algorithms for Designing and Optimizing Fuzzy Controllers. Proc. First IEEE Conf. on Evolutionary Computation, pp.28-33, Orlando, June 27-29.
- Kuang-Yao Cheng, Ying-Yu Tzou, 2003. Design of a sensorless commutation IC for BLDC motors, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18, No. 6, 1365 - 1375, November.
- Kulkarni, A. B., Ehsani, M., 1992, A novel position sensor elimination technique for the interior permanent magnet synchronous motor drive, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28, No. 1, 144 - 150, January/February 1992.
- Lamp, J., 2008, IGBT Peak Voltage Measurement and Snubber Capacitor Specification. Semikron Application Note AN-7006, 17.03.2008 www.semikron.com/Application/
- Landau I.D., Karimi A., 2009, Adaptive Control Methods, Algorithms and Applications, GIPSA-Lab, Grenoble-INP, Dept. of Automatic Control Grenoble, December 7-11 course note.
- Landau L. D., Zito, G., 2005, Digital control systems –design, identification and Implementation, Springer, London. ([http\\:landau-bookIC.lag.ensieg.inpg.fr](http://landau-bookIC.lag.ensieg.inpg.fr))
- Lee B., Ehsani M. 2003, Advanced Simulation Model for Brushless DC Motor Drives. *Electric Power Component and Systems* 31: 841-868.

- Lee, C.K., Pang, W.H. 1994, A Brushless DC Motor Speed Control System using Fuzzy Rules. Paper no.399, Proc. of the 5th. IEE Int. Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives, London, October 26-28.
- Lizuka, K., Uzuhashi, H., Kano, M., Endo, T., Mohri, K., 1985, Microcomputer control for sensorless brushless motor, IEEE Transactions on Industry Applications, IA-21, No. 4. 595 - 601, May/June 1985.
- Luk, P.C.K., Lee, C.K. 1994, Efficient Modelling for a Brushless DC Motor Drive. Proc. of the 20th. Int. Conf. on IEEE Industrial Electronics Society, Vol.1, pp.188-191 Bologna, September 5-9.
- Matsui, N.,1993, Sensorless Operation of Brushless DC Motor Drives. Proc. of the 19th. Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, Vol.2, pp.739-744 Hawaii, November 15-19.
- Matsui, N., Ohashi, H.,1992, "DSP-Based Adaptive Control of a Brushless Motor", IEEE Trans. On Indus.App., 28 (2): 42-48 (1992).
- Matsui, N., Shigyo, M., 1992, Brushless DC Motor Control without Position and Speed Sensors. IEEE Transactions on Industry Applications 28.1: 120-127.
- Matsui, N., Takeshita, T., Yasuda, K., 1992, A new sensorless drive of brushless DC motor, IEEEIECON, 430-435, 1992.
- Mehta S., Chiasson J., 1998, Nonlinear Control of a Series DC Motor: Theory and Experiment, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, No.1, February 1998
- Meshkat, S., 1993, Sensorless brushless DC motor using DSPs and Kalman filtering, DS Application Notes, 59-63, June 1993.
- Microlinear Corporation, 1990, Sensorless spindle motor controller, Part ML4410 Advance Information, January 1990.
- Minciunescu, P., Flint, T., Moynihan, F., Kettle, P., 2003, Sensorless DC motors using extended kalman estimator and back EMF integration algorithm: a comparison, Robotics World, November 01, 2003.

- Mizutani, R., Takeshita, T., Matsui, N., 1998, Current model-based sensorless drives of salient-pole PMSM at low speed and standstill, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34, Issue 4, 841 - 846, July-Aug. 1998.
- Moreira, J.C., 1996, Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet AC motors operating over a wide speed range, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32, Issue 6, 1394 - 1401, Nov.-Dec. 1996.
- Mukherjee K., Sengupta S., Bhattacharya T.K., Bhadra S.N. and Chattopadhyay A.K., 2001, Sensorless Operation of a Thyristorized Commutatorless Series Motor Drive, *Electrical Machines and Systems*, 2001. ICEMS 2001. Proceedings of the Fifth International Conference on Volume 2, 18-20 Aug. 2001 Page(s): 950- 953 vol.2.
- Nagata, M., 1987, Control apparatus for brushless motor, US patent, 1987.
- Nasir M. U., Ronald S. Rebeiro, 2009, Online Efficiency Optimization of a Fuzzy Logic Controller Based IPMSM Drive,
- Obradovic, A., Djurovic, M., Joksimovic, G., 2001, Sensorless speed detection of induction machines using wavelet decomposition, 9th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2001, Graz, 27-29 August 2001.
- Ogasawara, S., Akagi, H., 1991, An approach to position sensorless drive for brushless DC motors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27, 928-933, September/October 1991.
- Ohnishi K., Matsui N. and Hori Y., 1994, Estimation, Identification and Sensorless Control in Motion Control System, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 82, No. 8, August 1994.
- Passino K. and Yurkovich S., 1998, *Fuzzy Control*, Addison Wesley Longman Inc.
- Paul Kettle, Aengus Murray, Moynihan, F., 1998, Sensorless control of a brushless DC motor using an extended Kalman estimator, *PCIM'98 Intelligent Motion May 1998 Proceedings*, 385 - 392.
- Pillay, P., Krishnan, R., 1989, "Modeling Simulation, and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives, *IEEE Trans. Indst. App.* , 25 (2): 24-29 (1989).
- Pluschke, N., 2006, *Application Manual Power Modules*, Semikron International.

- Ross T. J., 1995, Fuzzy Logic with Engineering Applications, Mc-Graw Hill
- Qiau J., Xuan H., Jiang J., 2005, Improvement of Genetic Algorithm and Its Application in Optimization of fuzzy Traffic Control Algorithm. Springer-Verlag AAIM LNCS 3521: 132-141.
- Sarıtaş İ. 2008, Elektromanyetik Filtre Tasarımı ve Yapay Zeka Yöntemler ile Adaptif Kontrolü, Doktora Tezi, Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Konya 2008.
- Schmidt, P., Wijenayake, A. H., 1997, Sensorless control of a permanent magnet synchronous machine down to near zero speed applied to position motion control, Proc. IEEE-IAS Annual Meeting, pp. 21-28.
- Seog-Joo Kang, Seung-Ki Sul, 1995, Direct torque control of brushless DC motor with nonideal trapezoidal back EMF, IEEE Transactions on Power Electronics, 10, Issue 6, 796 – 802, Nov. 1995.
- Seog-Joo Kang, Seung-Ki Sul, 1995, Direct torque control of the brushless DC motor with nonideal trapezoidal back EMF, Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '95. Conference Proceedings, 1 Tenth Annual Issue 0, 392 – 398, 5-9 March 1995.
- Shao, J., 2003, Direct back EMF detection method for sensorless brushless DC (BLDC) motor drives, Master of science, Virginia Polytechnic Institute and the State University, September 2003.
- Shen, J. X., Zhu, Z. Q., Howe, D., 2004, Sensorless flux-weakening of permanent magnet brushless machines using third-harmonics back-EMF, IEEE Transactions on Industry Applications, 40, No. 6, November/December 2004.
- Shen, J.X., Tseng, K.J., 2003, Analyses and compensation of rotor position detection error in sensorless PM brushless DC motor drives, IEEE Transactions on Energy Conversion, 18, Issue 1, 87 - 93, March, 2003.
- Shinkawa, O., Tabata, K., 1993, Wide operation of a sensorless brushless DC motor having an interior permanent magnet motor, Proceedings of Power Conversion Conference, 364-370, Yokohama 1993.
- Sing B., Jain K., 2003, Implementation of DSP Based Digital Speed Controller for Permanent Magnet Brushless DC Motor. IE(I) Journal-EL. 84: 16-21.

- Su G.J., McKeever J.W., 2004, Low-Cost Sensorless Control of Brushless DC Motors With Improved Speed Range. *IEEE Transactions on Power Electronics* 19: 296-302.
- Şen Z., 2001, Bulanık Mantık ve Modelleme İlkeleri, Bilge Sanat Yapım Yayınları, İstanbul
- Tan, G.V., Hu, X. 1996, On Designing Fuzzy Controllers using Genetic Algorithms. *Proc. of 5th IEEE Int. Conf. on Fuzzy Systems*, Vol.2, pp.905-911. New Orleans, September 8-11.
- Tang, K.S., Man, K.F., Chen, G., Kwong, S., 2001, An Optimal Fuzzy Controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 48.4: 757-765.
- Tezduyar, L., 1997, Fırçasız Doğru Akım Motorlu Tahrik Sistemlerinde On İki Darbeli Sürücü, Doktora Tezi, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Toliyat H.A., Gopalarathnam T. ,2002, AC Machines Controlled as DC Machines (Brushless DC Machines/Electronics). *The Power Electronic Handbook*. Skvarenina T. L. (ed) pp.78-100, CRC Press LLC, New York.
- Tomita M., Senjyu T., Doki S. and Okuma S., New Sensorless Control for Brushless DC Motors Using Disturbance Observers and Adaptive Velocity Estimations, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 45, No.2, April 1998.
- Tomita, M., Satoh, M. H., Yamaguchi, S. D., Okuma, S., 1996, Sensorless estimation of rotor position of cylindrical brushless DC motors using eddy current, 4. *International Workshop on Advanced Motion Control Proceedings*, 1-2, 24 - 28, 1996.
- Torii, S., Mori, Y., Ebihara, D., 2000, Fundamental investigations on analysis of linear induction motor using the wavelet transform technique, *ICEM 2000*, 99 – 102, 28-30 August 2000, Espoo, Finland.
- Trusca M., Lazea G. and Dobra P.,2006, Effects of the small delays in robotic control systems, 1-4244-0361-8/06/\$20.00©2006 IEEE.
- Tuncay, R. N., Erenay, Z., Yilmaz, M., Ustun, O., 2003, Rapid control prototyping approach to fuzzy speed control of brushless DC motor, *ELECO'03*, International Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering, Bursa, Turkey.

- Utkin V.I.,1993, Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, No.1, February 1993.
- Wang, B., Wang, F., Lin, C., 2000, A hybrid speed and current controller based on ML4425 for brushless DC motor without position sensor, The Third International Power Electronics and Motion Control Conference Proceedings, PIEMC 2000, 2, 612-615.
- Wang, Qing-Guo, Lee, Tong-Heng, Fung, Ho-Wang, Bi, Qiang ve Zhang, Yu, (1999), "PID Tuning for Improved Performance", IEEE Transactions On Control Systems Technology, Vol.7, No.4, July 1999, 457-465.
- Wu, C.J., Liu, G.Y., 2000, A Genetic Approach for Simultaneous Design of Membership Functions and Fuzzy Control Rules. Journal of Intelligent and Robotic Systems 28: 195-211.
- Xia C., Guo P., Shi T., Wang M., 2004, Speed Control of Brushless DC Motor using Genetic Algorithm Based Fuzzy Controller. Proc. of Int. Conf. on Intelligent Mechatronics and Automation, pp.460-464, Chengdu, August 26-31.
- Yedamale, P. ,2003, Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals, Microchip Technology Inc. App. Note, USA.
- Yee, H. G., Hong, C. S., Yoo, J. Y., Jang, H. G., Bae, Y. D., Park, Y. S.,1997, Sensorless drive for interior permanent magnet brushless DC motors, IEEE International Electric Machines and Drives Conference Record, TD1/3.1 - TD1/3.3, 18-21 May 1997.
- Yılmaz M., 2005, Fırçasız Doğru Akım Motorunun Algılayıcısız Kontrolünde Dalgacık Tekniğinin Uygulanması Doktora Tezi. İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü
- Yılmaz, N., 2000, Fırçasız doğru akım makinelerinde konum algılayıcısız hız denetimi, Yüksek Lisans Tezi, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Yılmaz, M., Tuncay, R. N., Ustun, O., 2003, Sensorless drive of brushless DC motor based upon wavelet analysis, ELECO'03 International Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering, Bursa, Turkey.

- Yilmaz, M., Tuncay, R. N., Ustun, O., 2004, A wavelet study of sensorless control of brushless DC motor through rapid prototyping approach, IEEE International Conference on Mechatronics, Haziran 2004.
- Yılmaz S., 2007, Bulanık Mantık ve Mühendislik Uygulamaları, Kocaeli Üniversitesi Yayınları, No:289, Kocaeli
- Yuan B., Hu Z. and Zhou Z.,2007, Expression of Sensorless Speed Estimation in Direct Current Motor with Simplex Lap Winding, Proceeding of the 2007 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation August 5-8, 2007, Harbin, China.
- Yun Y., Gen M., Seo S., 2003, Various Hybrid Methods Based on Genetic Algorithm with Fuzzy Logic Controller. Journal of Intelligent Manufacturing 14: 401-419.
- Yüksel İ., 2006, Otomatik Kontrol Sistem Dinamiği ve Denetim Sistemleri, Vıpaş, Bursa
- Zadeh, L.A.,1965, Fuzzy Sets. Elsevier Information and Control 8.3: 338-353.