

**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİKLİ VE SERİ HİBRİT ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA  
SİMÜLATÖR KULLANARAK KALICI MIKNATISLI  
SENKRON TAHRİK MOTORU KONTROLÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
Mehmet Ali ÇİMEN**

**Anabilim Dalı: Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği**

**Programı: Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği**

**Tez Danışmanı: Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN**

**AĞUSTOS 2010**



**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİKLİ VE SERİ HİBRİT ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA  
SİMÜLATÖR KULLANARAK KALICI MIKNATISLI  
SENKRON TAHRİK MOTORU KONTROLÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
Mehmet Ali ÇİMEN  
(504071116)**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 13 Ağustos 2010  
Tezin Savunulduğu Tarih : 18 Ağustos 2010**

**Tez Danışmanı : Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN (İTÜ)  
Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Ata MUĞAN (İTÜ)  
Yrd. Doç. Dr. Ali Fuat ERGENÇ (İTÜ)**

**AĞUSTOS 2010**



*Damla'ya,*



## ÖNSÖZ

Fosil kaynakların tükeneceği gerçeği doğrultusunda tüm dünyada alternatif enerji kaynağı arayışları çalışmaları hızlanmıştır. Ulaştırma sektöründe de bu eğilime paralel olarak alternatif çözümler üzerinde çalışılmaktadır. Günümüzde artan alternatif yakıt arayışları sonucu geliştirilen çözümlerin büyük bir kısmında elektrikli tahrik sistemleri kullanılmaktadır. Alternatif enerji arayışlarının yanı sıra verimliliğin artırılması ve sera gazı emisyonlarının düşürülmesi üzerine de çalışmalar sürdürülmektedir. Bu kapsamda yapılan çalışmalarda en umut vadeden çözümlerden biri elektrikli tahrik sistemlerinin kullanıldığı hibrit elektrikli araçlardır. Bu yüzden hibrit elektrikli araçlar devamında elektrikli araçların alt sistemlerinin geliştirilmesi ve verimliliğinin artırılması son derece önemlidir. İçten yanmalı motor teknolojisinde gelinen noktada ülkemizin katkısı pek bulunmamaktadır. Ancak teknolojiye trendi yakalayabilmek için gelişen bu yeni teknolojiye ilgi gösterilmeli ve elektrikli araç tahrik sistemleri konusunda ülkemizde çalışmaların yapılması gerekmektedir. Bu doğrultuda yapılan bu tez çalışmasında bana yardımlarını esirgemeyen ve beni değerli görüşleri ile yönlendiren danışman hocam sayın Prof. Dr. Metin Gökaşan'a teşekkürü bir borç bilirim. Ayrıca bu çalışma için tüm altyapı imkanlarını sağlayan ve bu teknolojinin gelişmesi için büyük çaba harcayan TÜBİTAK MAM Enerji Enstitüsü yönetimine de yardımlarından ötürü teşekkür ederim.

Bu tezin ortaya çıkmasında daha önceden yaptıkları çalışmalarla bu konuda çalışanlara açtıkları yoldan ötürü değerli meslektaşlarım Erkan Elcik, Öncü Ararat, Dinçer Mehmet Bahar ve Volkan Sezer'e, özellikle test düzeneğinin kurulmasında da bana yardımını esirgemeyen Ali Önder Biliroğlu'na en içten teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca beni yetiştiren ve her ihtiyacım olduğunda yanımda gördüğüm aileme teşekkürü bir borç bilirim.

Ağustos 2010

Mehmet Ali Çimen

Kontrol & Elektrik Mühendisi





## İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖNSÖZ.....	v
İÇİNDEKİLER .....	vii
KISALTMALAR .....	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET.....	xix
SUMMARY .....	xxi
<b>1. GİRİŞ .....</b>	<b>1</b>
1.1 Elektrikli Araçlar .....	2
1.2 Hibrit Elektrikli Araçlar .....	3
1.2.1 Seri Hibrit Elektrikli Araçlar (S-HEA) .....	5
1.2.2 Paralel Hibrit Elektrikli Araçlar (P-HEA) .....	6
1.2.3 Seri-Paralel Hibrit Elektrikli Araçlar (SP-HEA) .....	7
1.3 Elektrikli ve Seri Hibrit Elektrikli Araçlarda Kullanılan Alt Bileşenler ve Bileşenlerin Boyutlandırılması.....	8
1.3.1 Elektrik Motoru.....	8
1.3.1.1 Doğru Akım Motorları .....	12
1.3.1.2 Asenkron Motorlar .....	12
1.3.1.3 Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorlar .....	13
1.3.1.4 Anahtarlama Relüktans Motoru .....	14
1.3.2 Batarya .....	15
1.3.3 Araç Ana Kontrol Ünitesi .....	16
<b>2. ELEKTRİKLİ VE SERİ HİBRİT ELEKTRİKLİ ARAÇLARIN MODELLENMESİ.....</b>	<b>17</b>
2.1 Sürüş Çevrimleri .....	17
2.2 Sürücü ve Yol Modeli .....	18
2.3 Mekanik Güç Aktarma Elemanlarının Modellenmesi .....	19
2.4 Boylamsal Araç Dinamiği ve Modellenmesi .....	19
2.5 İçten Yanmalı Motor Modeli.....	21
2.6 Seri Hibrit Elektrikli Araç Kontrolör Modeli.....	21
2.7 Batarya Modeli .....	22
2.8 Elektrik Makinası Modeli.....	24
2.9 Konverter Modeli .....	30
<b>3. KALICI MIKNATISLI SENKRON TAHRİK MOTORU KONTROLÜ .....</b>	<b>33</b>
3.1 Uzay Vektör Tanımı ve Koordinat Dönüşümleri .....	33
3.2 Kontrol İşaretinin Yapısı ve Modülasyon Teknikleri.....	35
3.2.1 Darbe Genişlik Modülasyonu Temelleri.....	38
3.2.2 Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu .....	41
3.2.3 Uzay Vektörü Darbe Genişlik Modülasyonu .....	41
3.2.3.1 Sektör Belirleme.....	42

3.2.3.2 Anahtarlama Oranlarının Belirlenmesi .....	43
3.2.3.3 Anahtarlama Sırasının Belirlenmesi.....	44
3.2.4 Aşırı Modülasyon Teknikleri .....	45
3.2.5 Kare Dalga Sürüş Teknikleri.....	46
3.2.5.1 Tek Kutuplu Kare Dalga Sürüş Tekniği.....	47
3.2.5.2 Çift Kutuplu Kare Dalga Sürüş Tekniği.....	48
3.2.6 DC Kaynak Gerilimi Faydalanma Oranları .....	48
3.3 Ölçme ve Filtrelemeler .....	49
3.3.1 Akım Ölçümü.....	50
3.3.2 Pozisyon Ölçümü .....	52
3.4 Sabit Tork Bölgesi Kontrolü .....	54
3.5 Sabit Güç Bölgesi Kontrolü.....	56
3.5.1 Alan Zayıflatmanın Sınırları .....	57
3.5.2 Alan Zayıflatma Yöntemleri .....	59
3.5.2.1 Sabit Gerilim Sabit Güç Yöntemi .....	60
3.5.2.2 Sabit Akım Sabit Güç Yöntemi.....	61
3.5.2.3 Optimum Akım Vektörü Yöntemi .....	62
3.6 Kontrolör Tasarımı .....	62
3.6.1 Örnekleme Frekansı Seçimi .....	63
3.6.2 Anahtarlama Frekansı Seçimi .....	63
3.6.3 Bant Genişliği Seçimi .....	64
3.6.4 Kontrolörler.....	64
3.6.4.1 Akım Kontrolü .....	64
3.6.4.2 Hız Kontrolü.....	68
3.6.4.3 DC Bara Gerilim Kontrolü.....	69
<b>4. SİMÜLATÖR KURULMASI VE GERÇEKLEME.....</b>	<b>71</b>
4.1 Test ve Simulasyon Platformuna Genel Bakış .....	71
4.2 Elektrik Motoru Test Dinamometresi ve Bileşenleri.....	73
4.2.1 Dinamometre Motoru.....	73
4.2.2 Dinamometre Motor Sürücüsü .....	73
4.2.3 Dinamometre Sistemi Ana İşlemcisi.....	73
4.2.4 Güç Analizörü .....	74
4.2.4.1 Akım Sensörleri.....	75
4.2.4.2 Tork Sensörü: .....	76
4.2.5 Ana Kontrol Bilgisayarı ve Yazılımlar .....	77
4.3 Elektrik Motoru Sürücüsü Geliştirme Platformu .....	81
4.3.1 Motor Sürücü Kontrol Donanımı (dSpace AutoBox) .....	81
4.3.2 Sürücü Güç Katı Donanımı .....	84
4.3.3 Akım Sensörleri.....	85
4.3.4 Batarya .....	86
4.3.5 Kalıcı Mıknatıslı Senkron Tahrik Motoru.....	86
4.3.6 Geliştirme ve Kontrol Yazılımları .....	87
4.3.6.1 Kontrol Yazılımı .....	87
4.3.6.2 Fiziksel Arayüz .....	88
4.3.6.3 Şartlandırma, Normalizasyon ve Hata Değerlendirme .....	89
4.3.6.4 Kontrol .....	90
4.3.6.5 Bilgisayar Arayüzü.....	91
4.4 Test Prosedürleri.....	92
<b>5. SONUÇ VE ÖNERİLER.....</b>	<b>95</b>

<b>KAYNAKLAR .....</b>	<b>97</b>
<b>EKLER.....</b>	<b>101</b>



## **KISALTMALAR**

<b>DGM</b>	: Darbe Genişlik Modülasyonu
<b>EM</b>	: Elektrik Makinası
<b>HEA</b>	: Hibrit Elektrikli Araç
<b>İYM</b>	: İçten Yanmalı Motor
<b>KMSM</b>	: Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motor / Makina
<b>P-HEA</b>	: Paralel Hibrit Elektrikli Araç
<b>S-HEA</b>	: Seri Hibrit Elektrikli Araç
<b>SP-HEA</b>	: Seri-Paralel Hibrit Elektrikli Araç
<b>UV-DGM</b>	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
<b>S-DGM</b>	: Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu
<b>EMK</b>	: Elektromotor kuvvet
<b>SGSG</b>	: Sabit güç sabit gerilim
<b>SGSA</b>	: Sabit güç sabit akım
<b>OAV</b>	: Optimum akım vektörü



## ÇİZELGE LİSTESİ

### Sayfa

Çizelge 1.1 : Hibritleşme dereceleri .....	4
Çizelge 3.1 : Anahtar konumlarına göre faz arası ve faz nötr gerilimlerin değişimi. ....	41
Çizelge 3.2 : Stator gerilim referanslarının işaretlerine göre sektörlerin değişimi....	43
Çizelge 3.3 : DGM teknikleri için DC gerilimden faydalanma oranları .....	49
Çizelge 3.4 : Çalışma bölgesine göre tork ve hız değerleri işaretleri .....	69
Çizelge 4.1 : UQM SR218N tahrik motoru parametreleri.....	87
Çizelge 4.2 : Smart fortwo pure coupe modeli araç parametreleri .....	93
Çizelge 4.3 : Simülasyon düzeneğinde gerçekleştirilen testler.....	93





## ŞEKİL LİSTESİ

### Sayfa

Şekil 1.1 : Seri hibrit elektrikli araç yapısı .....	6
Şekil 1.2 : Paralel hibrit elektrikli araç yapısı.....	7
Şekil 1.3 : Yol yükünün eğime bağlı değişimi .....	9
Şekil 1.4 : Gerekli çekiş gücünün maksimum hızın baz hıza oranına göre değişimi	10
Şekil 1.5 : Elektrikli araçlarda kullanılan elektrik makinası tipleri.....	11
Şekil 2.1 : Yeni Avrupa Sürüş Çevrimi.....	18
Şekil 2.2 : Bir araca boylamsal yönde etkiyen kuvvetler [6].....	20
Şekil 2.3 : Araç genel kontrol algoritması .....	21
Şekil 2.4 : Seri hibrit elektrikli araç kontrol algoritmasının genel akış şeması.....	22
Şekil 2.5 : Batarya eşdeğer devresi [6].....	23
Şekil 2.6 : Kalıcı mıknatıslı senkron makina.....	27
Şekil 2.7 : q ve d ekseni eşdeğer devreleri.....	29
Şekil 2.8 : Elektrik makinası sürücüsü devre topolojisi .....	30
Şekil 3.1 : Tahrik motorunu sürmekte kullanılan çevirici topolojisi.....	36
Şekil 3.2 : Üçgen-sinüs karşılaştırılması ile elde edilen SDGM işareti.....	38
Şekil 3.3: Modülasyon tekniklerinde sıklıkla başvuru alan üç fazlı çevirici devre yapısı.....	39
Şekil 3.4 : Anahtarlama durumlarına göre stator gerilimi uzay vektörünün değişimi .....	42
Şekil 3.5 : Komşu gerilim uzay vektörleri ile referans vektörün elde edilmesi .....	43
Şekil 3.6 : UVDGM sonucunda oluşan kontrol işareti yapısı .....	44
Şekil 3.7 : SDGM tekniğinde aşırı modülasyon .....	45
Şekil 3.8 : SDGM için modülasyon oranı ile çıkış geriliminin ve kazancın değişimi .....	46
Şekil 3.9 : Tek kutuplu kare dalga sürüş tekniğinde faz-nötr gerilimi .....	47
Şekil 3.10 : Çift kutuplu (6-adımlı) kare dalga sürüş tekniğinde faz-nötr gerilimi ...	48
Şekil 3.11 : Modülasyon teknikleri için sınır değerler .....	49
Şekil 3.12 : Anahtarlama sonucu oluşan kaçak kapasite akımları.....	50
Şekil 3.13 : DGM sıfır noktalarında örnekleme ile akım temel frekansının ölçümü	51
Şekil 3.14 : Hall sensörlerinin faz arası gerilimlerine göre değişimi .....	52
Şekil 3.15 : Rotor d-eksenini a fazı ile hizalamak için gerekli bağlantı şekli .....	53
Şekil 3.16 : Tipik bir araç çekiş motoru için mekanik karakteristik.....	54
Şekil 3.17 : İç mıknatıslı yapıdaki KMSM'ler için dq düzleminde sabit tork eğrileri .....	55
Şekil 3.18 : Yüzey montajlı KMSM için dq düzleminde sabit tork eğrileri.....	56
Şekil 3.19 : İç mıknatıslı KMSM için gerilim ve akım kısıtları .....	58
Şekil 3.20 : Yüzey montajlı KMSM için akım ve gerilim kısıtları .....	58
Şekil 3.21 : KMSM için iç içe kontrol döngüsü yapısı.....	62
Şekil 3.22 : KMSM için kontrol işaretinde eksen ayrıştırma işlemi.....	65
Şekil 3.23 : PI kontrollü akım kapalı çevrimin köklerinin yer eğrisi .....	66

Şekil 3.24 : PI kontrolör için integratör sarmasını önleyici yapı .....	67
Şekil 3.25 : KMSM için akım kontrolünün genel yapısı .....	68
Şekil 3.26 : Hız kontrol çevrimi.....	68
Şekil 3.27 : DC gerilim kontrol çevrimi .....	70
Şekil 4.1 : Elektrikli araçlar için elektrik motoru test ve simulasyon platformu .....	71
Şekil 4.2 : Siemens Simatic S7-300 PLC .....	73
Şekil 4.3 : Güç analizörü.....	74
Şekil 4.4 : ZES Zimmer güç analizörü ölçüm metodolojisi .....	75
Şekil 4.5 : Güç analizörü ekran görüntüleri .....	76
Şekil 4.6 : LMG yazılımı .....	78
Şekil 4.7 : SCADA yazılımı ana ekranı .....	78
Şekil 4.8 : Autobox .....	81
Şekil 4.9 : DS1005 PPC işlemci kartı .....	82
Şekil 4.10 : DS2201 çoklu giriş-çıkış birimi kartı .....	82
Şekil 4.11 : DS3002 artımlı enkoder arayüz birimi kartı.....	83
Şekil 4.12 : Enkoder sinyalleri ve index sinyali .....	83
Şekil 4.13 : DS4302 CAN arayüz birimi kartı.....	84
Şekil 4.14 : Semikron SKiiP IPM modülü.....	84
Şekil 4.15 : Arayüz kartı blok şeması .....	85
Şekil 4.16 : LEM LF505-S akım sensörü .....	85
Şekil 4.17 : Lityum Polimer batarya.....	86
Şekil 4.18 : UQM SR218N kalıcı mıknatıslı senkron tahrik motoru.....	86
Şekil 4.19 : Motor kontrol için geliştirilen modelin ana ekran görüntüsü .....	88
Şekil 4.20 : Fiziksel arayüz kısmının genel yapısı.....	89
Şekil 4.21 : Şartlandırma, normalizasyon ve hata değerlendirme modeli .....	90
Şekil 4.22 : Geliştirilen modelin kontrol için kullanılan kısmı.....	91
Şekil 4.23 : Kontrol sistemini izleme ve parametrelerini değiştirme arayüzü.....	92
Şekil 4.24 : Araç için kullanılan model .....	92
Şekil 4.25 : Yeni Avrupa sürüş çevrimi için motor mil hızı ve torkunun değişimi... 94	
Şekil A.1 : 100 d/d, 25 N.m motor testi için güç analizörü ölçümleri.....	103
Şekil A.2 : 100 d/d, 25 N.m frenleme testi için güç analizörü ölçümleri .....	104
Şekil A.3 : 100 d/d, 65 N.m motor testi için güç analizörü ölçümleri.....	105
Şekil A.4 : 100 d/d, 50 N.m frenleme testi için güç analizörü ölçümleri .....	106
Şekil A.5 : 500 d/d, 25 N.m motor testi için güç analizörü ölçümleri.....	107
Şekil A.6 : 500 d/d, 25 N.m frenleme testi için güç analizörü ölçümleri .....	108
Şekil A.7 : 500 d/d, 65 N.m motor testi için güç analizörü ölçümleri.....	109
Şekil A.8 : 500 d/d, 65 N.m motor testi için dSpace ölçümleri.....	110
Şekil A.9 : 500 d/d, 50 N.m frenleme testi için güç analizörü ölçümleri .....	111
Şekil A.10 : 500 d/d, 50 N.m frenleme testi için dSpace ölçümleri .....	112
Şekil A.11 : 1000 d/d, 25 N.m motor testi için güç analizörü ölçümleri.....	113
Şekil A.12 : 1000 d/d, 25 N.m frenleme testi için güç analizörü ölçümleri .....	114
Şekil A.13 : 1000 d/d, 65 N.m motor testi için güç analizörü ölçümleri.....	115
Şekil A.14 : 1000 d/d, 65 N.m motor testi için dSpace ölçümleri.....	116
Şekil A.15 : 1000 d/d, 50 N.m frenleme testi için güç analizörü ölçümleri .....	117
Şekil A.16 : 1000 d/d, 50 N.m frenleme testi için dSpace ölçümleri .....	118
Şekil A.17 : 1000 d/d, dinamik yük testi için güç analizörü ölçümleri .....	119
Şekil A.18 : 1500 d/d, dinamik yük testi için güç analizörü ölçümleri .....	120
Şekil A.19 : 1985 d/d, 25 N.m motor testi için güç analizörü ölçümleri.....	121
Şekil A.20 : 1985 d/d, 25 N.m frenleme testi için güç analizörü ölçümleri .....	122

<b>Şekil B.1</b> : Sisteme araç bataryasının bağlanması .....	123
<b>Şekil B.2</b> : Lityum-Polimer araç bataryası .....	124
<b>Şekil B.3</b> : Test edilen araç çekiş motoru .....	125



# **ELEKTRİKLİ VE SERİ HİBRİT ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA SİMÜLATÖR KULLANARAK KALICI MIKNATISLI SENKRON TAHRİK MOTORU KONTROLÜ**

## **ÖZET**

Fosil yakıt kaynaklarının tükeniyor olması ve buna bağlı petrol fiyatlarının artışı ulaşımında mevcut teknolojilerin verimliliğinin artırılması çalışmalarının hız kazanmasına ve alternatif enerji kaynaklarına yönelimin artmasına neden olmuştur. Bu kapsamda ticarileşme oranına bakıldığında yakın gelecekte hibrit elektrikli araçlar ve nihayetin tümü elektrikli araçların kullanımındaki payları artacaktır.

Bu tez çalışmasında günümüzde yaygınlığı ve kullanılabilirliği giderek artan elektrikli ve seri hibrit elektrikli yol araçları için tahrik motoru kontrolüne odaklanılmıştır. Çalışmada öncelikle elektrikli ve hibrit elektrikli araçlar ve bunların alt sistemleri hakkında bilgi verilmiş, ardından elektrikli araç çekiş motorlarında aranan karakteristik özelliklerden bahsedilmiştir. Tahrik motorunun istenen özelliklerde bir performans gösterebilmesi için kalıcı mıknatıslı senkron bir motorun kontrol algoritması tasarlanmıştır. Tasarlanan algoritmanın performansı öncelikle bilgisayar benzetimleri ile gözlemlenmiş daha sonra tahrik motoru çeşitli yükler ile yüklenerek simülatör düzeneğinde test edilmiştir.



# **PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS TRACTION MOTOR CONTROL BY USING A SIMULATOR FOR ELECTRIC AND SERIES HYBRID ELECTRIC VEHICLES**

## **SUMMARY**

Increasing oil prices depending on diminishing fossil fuel reserves brings about an effort to find means of improving energy efficiency and a tendency to seek for alternative energy sources in transportation. In a near future, market share of hybrid electric vehicles and consequently full electric vehicles will increase among other competitors considering their commercialization rates.

This thesis work is focused on traction motor control of electric and series hybrid electric road vehicles. In this context, first information about electric and hybrid electric vehicles and their subsystems is introduced. In addition, requirements of electric traction motor characteristics are defined. A control algorithm for the permanent magnet synchronous traction motor that ensures desired performance criteria is designed. Performance of the control system is primarily tested on computer simulations, after that a real world electric and hybrid electric vehicle simulator is used for the verification of the system.





## 1. GİRİŞ

Günümüz modern dünyasının yüz yüze olduğu en önemli problemlerin kaynağında fosil yakıtlar bulunmaktadır. Fosil yakıtların kullanımı hayatımızı çevreden politik anlaşmazlıklara, ulaşımdan konfora her yönden etkilemektedir. Fosil yakıtların kullanımı ile açığa çıkan zararlı gazların oluşturduğu sera etkisinin küresel ısınmada en önemli rolü oynadığı bilinmektedir. İnsanlığın bugün yüzleştiği en büyük problemlerinden biri fosil yakıtların kullanımı ile doğanın ve iklimin zarar görmesiyken yine en büyük problemlerinden biri de kolay erişilebilir yüksek enerji yoğunluklu fosil yakıtların tükeneceği gerçeğidir. Zararlarına rağmen bitmesinin sonuçlarından çekindiğimiz fosil yakıtlara dair bu çelişki bir zorunluluğu da beraberinde getirmektedir: Fosil yakıtlara alternatif enerji kaynaklarının bulunması.

Alternatif enerji üretim tekniklerinin birçoğu fosil yakıtlar kadar kullanışlı ve ucuz değildir. Bu alternatifleri kullanışsız yapan faktörlerin başında depolama problemi (hidrojen enerjisi, nükleer enerji gibi), enerji üretimi için gerekli çevre şartları problemleri (yakıt pilleri için gerekli olan yüksek sıcaklık gibi) ve hacimsel ve kütleli olarak düşük enerji ve güç yoğunluğu problemleri gelmektedir.

Dünya petrol tüketiminin yarısından fazlası ulaştırma sektörü tarafından yapılmaktadır [1]. Ulaştırma sektörünün sera gazı salımındaki payı ise toplam salımın beşte birinden daha fazladır [2]. Tüm bu veriler göz önüne alındığında ulaştırma sektöründe yapılacak bir iyileşmenin toplamda enerji tüketiminin azaltılması ve çevrenin korunması adına önemli olacağı açıktır. Bu yüzden araçlarda yakıt tüketimini ve emisyonları azaltmaya yönelik çalışmalar devam ederken bir yandan da alternatif enerjilerin kullanımı için teknolojiler geliştirilmektedir. Verimliliği artırarak yakıt tüketimini ve emisyonları azaltmaya yönelik çalışmalar fosil yakıtların tükenmesini geciktirecek ve çevreye zararı azaltacak geçici bir çözüm sunarken alternatif yakıt arayışları kalıcı bir çözüme yönelmiş durumdadır.

Araçlarda verimliliğin artırılması çalışmaları içten yanmalı motor teknolojisinin iyileştirilmesi ve hibrit araç teknolojileri üzerine yoğunlaşmıştır. Alternatif enerji kullanımında ise hidrojen ve elektrik enerjisinin kullanımı üzerine yoğunlaşmıştır. Bu kapsamda öncelikle verimliliği artıran hibrit elektrikli araçlar geliştirilmekte ve piyasada satışa sunulmaktadır. Elektrikli araçlar çok fazla üretim adedine sahip olmasa da piyasaya sürülmeye başlanmıştır.

Elektrik enerjisi ikincil bir enerji türü olduğundan yenilenebilir enerji kaynaklarından üretilerek araçlarda kullanılabilir temiz bir enerjidir. Ancak elektrik enerjisini depolayan batarya teknolojisindeki kısıtlardan dolayı elektrikli araçlarda menzil problemi vardır. Şarj süresinin kısaltılması ve batarya enerji-güç yoğunluğunun artırılması üzerine yapılan çalışmalar ile bu problemin aşılması hedeflenmektedir. Menzil problemi hibrit araçlarda olmadığı için günümüzde uygulanması daha kolaydır.

Bu bölümde elektrikli araçlar, hibrit elektrikli araçlar ve bu araçlarda kullanılan alt bileşenlerden bahsedilecektir.

## **1.1 Elektrikli Araçlar**

Elektrikli araçlar elektrik enerjisinin depolandığı bataryadan enerjiyi alan ve elektrik motorları sayesinde tahrik gücünü sağlayan araçlardır. Konvansiyonel araçlara göre en önemli farkları daha sessiz ve çevreci olmaları, geri kazanımlı frenleme yapabilmeleri ve daha verimli olmalarıdır.

Elektrikli araçların tarihi konvansiyonel içten yanmalı motorlu tarihinden daha eskilere dayanmaktadır. İlk elektrikli araç 1832 yılında Robert Anderson tarafından geliştirilmiştir [3]. Ancak 1860'larda 4 silindirli İYM'nin bulunmasından sonra depolama ve fiyat avantajı yüzünden fosil yakıtlı araçlar daha popüler olmuştur. 1930-1990 yılları arasında elektrikli araçlar içten yanmalı araçların oldukça gerisinde kalmış, hiçbir zaman seri olarak üretilmemiştir. 1990'dan günümüze ise hükümetlerin çevre politikaları ve alternatif enerji kaynaklarına yönelimine yönelik teşvikleri ile elektrikli araçlar yeniden gündeme gelmiştir.

Elektrikli araçlar elektrik motoru yerleşimine göre kendi içlerinde sınıflandırılabilirler: doğrudan tekeri tahrik eden motorlu araçlar ve konvansiyonel diferansiyelli elektrikli araçlar. Doğrudan tekeri tahrik eden araçlar mekanik kayıplar daha az olduğu için daha verimlidirler.

## **1.2 Hibrit Elektrikli Araçlar**

Hibrit elektrikli araçlar Uluslararası Elektroteknik Komisyonu (IEC) bünyesinde bulunan 69 nolu Elektrikli Karayolu Araçları Teknik Komitesinin tanımına göre hibrit karayolu aracı belirlenen bir fiili görev esnasında tahrik enerjisini iki ya da daha fazla çeşit enerji deposu, kaynağı ya da dönüştürücüsünden sağlayan araçtır ve bu iki depo ya da dönüştürücüden en az biri araç üstünde olmalıdır. Özetle en az bir enerji kaynağı, deposu ya da dönüştürücüsü elektrikli olan araçlar hibrit elektrikli araç olarak tanımlanmaktadır. [4]

Hibrit elektrikli araç teknolojisindeki ana fikir içten yanmalı motoru tasarlandığı en verimli noktalarda çalıştırmak, çalıştırılmıyorsa kapatmak olarak özetlenebilir. Ayrıca konvansiyonel araçlarda ısı olarak ortaya çıkan frenleme enerjisinin de geri kazanılarak bataryalara depolanabilmesi verimliliği artırmaktadır. Bu iki özelliğin gerçekleştirilmesi için elektrik makinalarının çift yönlü çalışabilmesinden faydalanılır. Teknolojinin dezavantajları ise genel olarak bataryaların ömürlerinin sektör beklentilerine cevap verecek düzeye gelmemiş olması, sistemin karmaşıklığı ve enerji dönüşümleri esnasındaki kayıplardır. Bu yüzden ki hibrit elektrikli araçlarda her bir alt sistemin veriminin maksimizasyonu üzerine hala çalışmalar sürmektedir.

Bilinen ilk hibrit elektrikli karayolu aracı Ferdinand Porsche tarafından 1901 yılında seri hibrit elektrikli araç olarak tasarlanmıştır. İçten yanmalı motorların yaygınlaşması ile hibrit elektrikli araçlar da uzun süre tercih edilmemiştir. Ancak yine daha önce bahsi geçen sebeplerden ötürü 1990'larda hibrit araçlara dair çalışmalar hız kazanmıştır. Özellikle Japon ana araç üreticilerinin hibrit elektrikli araçları seri olarak üretmeleri ile günümüzde bu teknoloji ticari hale gelmiştir.

Ülkemizde satılmakta olan hibrit araçlardan Honda Civic hibrit araç şehir içinde 5,2 lt/100 km benzin harcarken Toyota Prius 3,91 lt/100 km yakmaktadır. Bu değerler muadili benzinli araçlara göre oldukça düşük değerlerdir. Ancak dizel araçlar hibrit elektrikli araçlarla yakıt konusunda yarışabilmektedir. Dizel araçların temel problemlerinden biri emisyonlar olduğu için hibrit elektrikli araçlar emisyon konusunda daha iyilerdir. Toyota Prius 2009 yılı sonu itibariyle tüm dünyada 2 milyondan fazla hibrit araç satmıştır. [5]

Hibrit elektrikli araçlar günümüzde elektrik enerjisinin toplam enerjideki oranına göre ve güç aktarma sistemindeki yerine ve çekiş gücüne katkısına göre sınıflandırılmaktadır.

Çizelge 1.1'de de gösterildiği üzere elektrik enerjisinin toplam enerjideki oranına göre sınıflandırma mikro, hafif (mild) ve tam (full) hibrit elektrik araçlar olarak yapılmaktadır [6]. Buna göre mikro hibrit elektrikli araçlarda elektrik motoru sadece kalkışta aynı zamanda marş motoru olarak çalışma ve sınırlı miktarda geri kazanımlı frenleme yapma kabiliyetine sahiptirler. Ayrıca mikro hibrit elektrikli araçlarda motor çalışırken tüm aksesuar yükleri generatör olarak çalışan elektrik makinasından sağlanmaktadır. Bu tip hibrit elektrikli araçlarda diğer hibrit araçlara nazaran batarya enerjisi ve gücü de fazla değildir ancak elektrik makinası marş motoru olarak da kullanıldığından konvansiyonel araca göre minimum değişikliklerle verimlilik artırılmaktadır. [7]

**Çizelge 1.1 : Hibritleşme dereceleri**

	Mikro Hibrit	Hafif Hibrit	Tam Hibrit
Motor durdurma, aksesuar yükü paylaşımı	√	√	√
Yalnız EM ile araç sürme	×	×	√
Fren enerjisinin geri kazanımı	√	√	√
Seyir gücü paylaşımı	×	√	√

Hafif hibrit elektrikli araçların mikro hibrit araçlara göre tek farkı elektrik motoru tek başına aracı götüremese de çekiş gücüne katkıda bulunmasıdır. [8] Böylece içten yanmalı motorun boyutu da bir miktar küçültülebilmektedir.

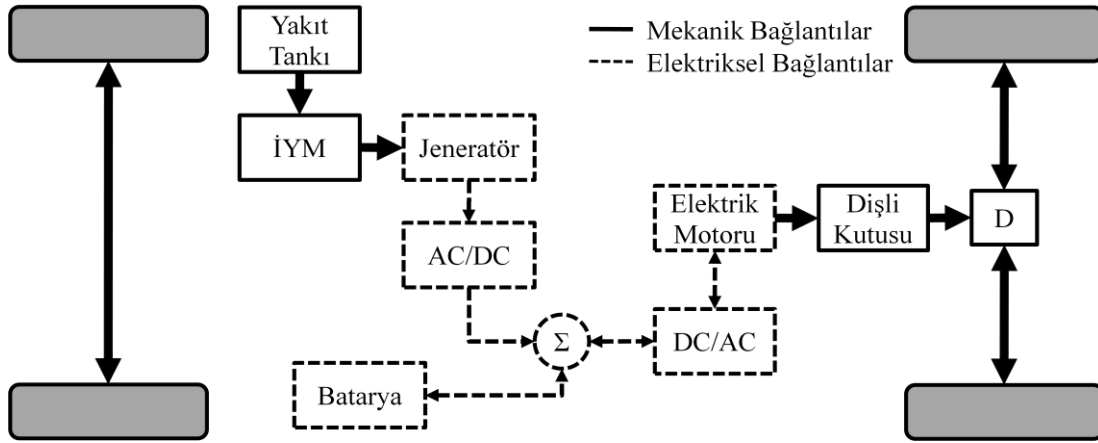
Tam hibrit elektrikli araçlarda elektrik motoru tek başına aracı götürebilecek kadar güçlüdür. Böylece içten yanmalı motorun kısmi yüklenerek verimsiz çalışmasının tamamen önüne geçilebilmektedir, ayrıca elektrik motoru yeterince güçlü olduğundan ihtiyaç yokken içten yanmalı motoru kapatabilmek de mümkündür. Bu durum hibrit elektrikli araçlar için oldukça önemlidir. İYM kapatabilme özelliği özellikle şehir içi trafikte çalışma süresinin büyük bir kısmını rölanti devrinde harcayan içten yanmalı motorlu konvansiyonel taşıtlara göre büyük oranda yakıt tasarrufu avantajı anlamına gelmektedir.

Hibrit elektrikli araçların elektrik motorunun güç aktarma sistemindeki yerine göre sınıflandırılması ise şu şekildedir: [9]

### **1.2.1 Seri Hibrit Elektrikli Araçlar (S-HEA)**

Seri hibrit elektrikli araçlar tam elektrikli araçlara en çok benzeyen yapıdaki hibrit elektrikli araçlardır. Elektrikli araçlardan tek farkı içten yanmalı motor ve bir generatör ile oluşturulan menzil artırıcı generatör düzeneğidir. Seri hibrit elektrikli araçların güç aktarma sistemi (powertrain) yapısı Şekil 1.1'de gösterilmektedir. Bu yapıda kolayca anlaşılacağı üzere içten yanmalı motorun tekerlerle doğrudan bir mekanik bağlantısı yoktur. Üretilen mekanik enerji önce elektrik enerjisine daha sonra tekrar mekanik enerjiye dönüştürülür. Bu dönüşüm süreci kayıplı olsa da motor tork-hız eğrisinde istenilen bölgede çalıştırılabilir. Böylece İYM çalışırken en verimli noktada çalışarak elektrik üretir. Batarya kapasitesi dolduğunda içten yanmalı motoru kapatılır ve elektrik motorunun enerjisi sadece bataryadan sağlanır. Eğer içten yanmalı motor tek bir noktada verimli çalışmak için optimize edilirse bu konfigürasyon verim kayıplarına rağmen kullanılabilir olmaktadır. Ayrıca geri kazanımlı frenleme yeteneği de verimliliği artırmaktadır.

Seri hibrit elektrikli araçlar özellikle içten yanmalı motorun sürekli verimsiz çalışmak durumunda kaldığı yoğun trafik (düşük hızlı seyir) araçları ve belirli bir rotayı izleyen araçlarda uygundur. Elektrik motoru araç performans kriterlerini sağlayacak şekilde boyutlandırıldığından yoğun trafikte nominal gücüne nazaran çok düşük güçlerde çalıştırılmak durumunda kalabilir. Bu durumda içten yanmalı motorlarda karşılaşılan kısmi yüklenme durumu oluşur ve elektrik motoru tork-hız karakteristiğinde verimsiz noktalarında çalışmak durumunda kalabilir. Bu yüzden seri hibrit elektrikli araçların tahrik motorları tasarlanırken aracın çalışacağı tork-hız noktalarında özel iyileştirmeler yapılmalıdır.

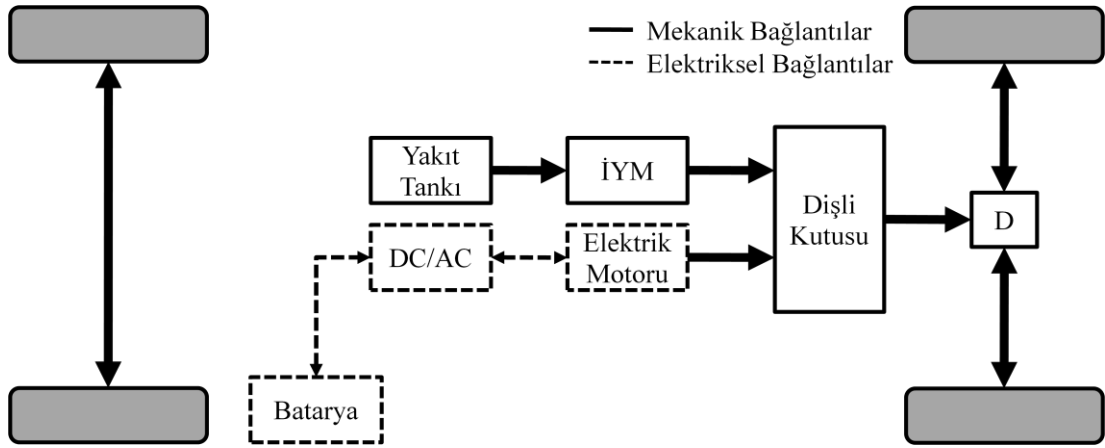


Şekil 1.1 : Seri hibrit elektrikli araç yapısı

### 1.2.2 Paralel Hibrit Elektrikli Araçlar (P-HEA)

Paralel hibrit elektrikli araçlarda adından da anlaşılacağı üzere içten yanmalı motor ve elektrik motoru paralel çalışarak mekanik enerjiyi yola aktarabilmektedir. Bunun için tork toplayan dişliler, farklı akslardan tahrik gibi birçok farklı yöntem kullanılmaktadır. Ancak temelde paralel hibrit elektrikli araçlarda içten yanmalı motorun çalışma noktası elektrik motoru yardımıyla tork-hız karakteristiğinde tork ekseninde gezdirilmekte ve içten yanmalı motorun daha verimli noktada çalışması sağlanmaktadır.

Bu yapının avantajı çok fazla enerji dönüşümü olmamasından ötürü kayıpların azaltılmasıdır. Ancak içten yanmalı motorun yüklenmesi tork-hız haritasında sadece tek eksenle yapılabildiğinden özellikle düşük hızlarda yüksek verimlilik sağlanamamaktadır. Bu yüzden düşük hızlarda hibrit kontrol algoritmasının genel olarak elektrikli sürüşü garanti edecek şekilde tasarlanması gerekmektedir. Tipik bir paralel hibrit elektrikli aracın düşük hızlarda elektrikli olarak çalışması, yüksek hızlarda ise hibrit çalışması beklenir. Geri kazanımlı frenleme Şekil 1.2’de gösterilen bu konfigürasyonda da mümkündür.



Şekil 1.2 : Paralel hibrit elektrikli araç yapısı

### 1.2.3 Seri-Paralel Hibrit Elektrikli Araçlar (SP-HEA)

Bu konfigürasyondaki araçlar hem seri hem de paralel hibrit elektrikli araçların avantajlarını kullanabilmektedir. Böylece güç paylaşım algoritmasını işleten hibrit araç kontrol ünitesine esneklik kazandırılmaktadır. İçten yanmalı motor düşük hızlarda ve çok yüksek hızlarda seri olarak çalıştırılırken verimli hız aralığında paralel olarak çalıştırılmaktadır. Bu şekilde araç verimi mümkün olduğunca artırılmış olur. Özellikle gezegen dişliler ve elektromekanik debriyaj sistemleri ile özelleştirilen güç aktarma sistemleri ile karma sistemlerde sadece paralel ya da sadece seri çalışma gibi özellikler aktif olarak kullanılabilir.

### **1.3 Elektrikli ve Seri Hibrit Elektrikli Araçlarda Kullanılan Alt Bileşenler ve Bileşenlerin Boyutlandırılması**

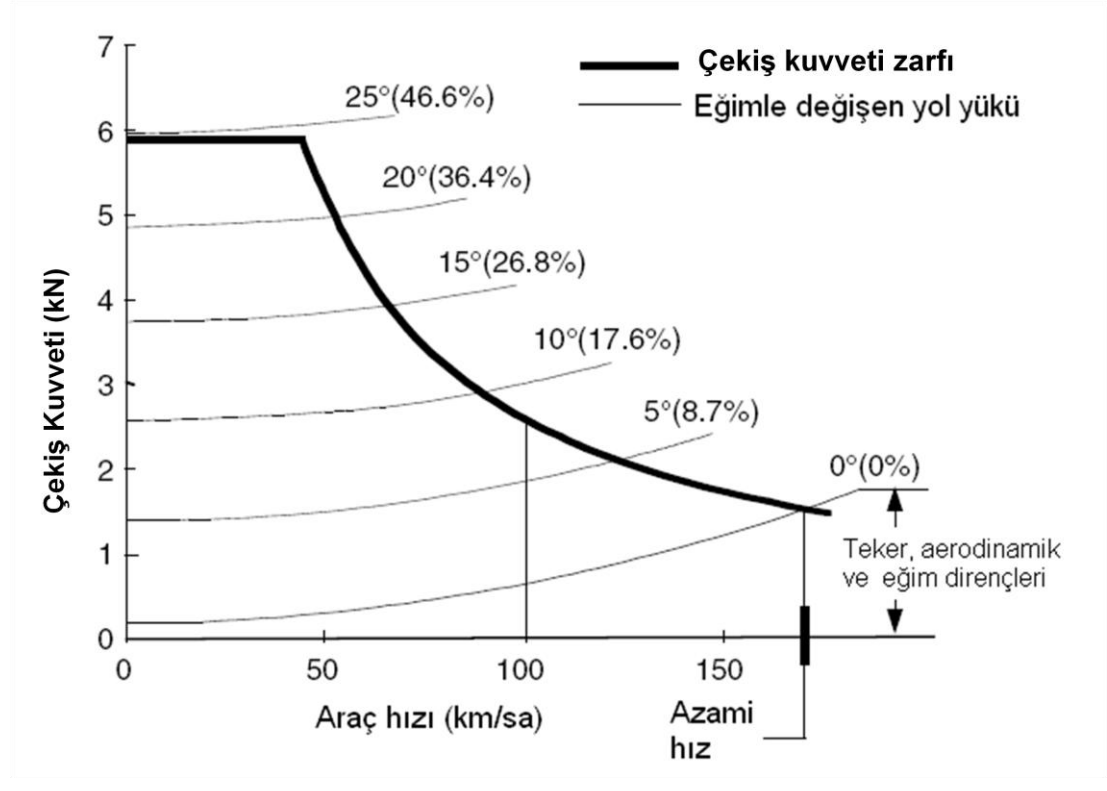
Elektrikli ve hibrit elektrikli araçlarda konvansiyonel araçlarda olmayan batarya, elektrik motoru, konverterler ve ana kontrol ünitesi gibi bileşenler bulunmaktadır. Bu bileşenlerin seçimi ve boyutlandırılması araç tasarımı açısından oldukça önemlidir. Hibrit araç uygulamalarında maksimum verimi sağlayacak tasarımı gerçekleştirebilmek için konvansiyonel araçlarda kullanılan içten yanmalı motor, transmisyon vb. gibi alt sistemler hibrit aracın özelliklerine göre tasarlanmalı ve iyileştirilmelidir.

Bu kısımda elektrikli araçlar ve seri hibrit elektrikli araçlar için alt sistemlerden ve bu sistemlerin boyutlandırılmasından bahsedilecektir.

#### **1.3.1 Elektrik Motoru**

Elektrikli araçlarda ve seri hibrit elektrikli araçlarda tüm tahrik elektrik motoru ile sağlandığından tasarım kriterleri ve boyutlandırılmaları açısından bir farkları yoktur. Elektrikli araç uygulamalarında istenen motor tork-hız karakteristiği boyamsal araç dinamiği ve yol yüklerinden yola çıkılarak bulunur. Buna göre yol eğimine bağlı örnek bir yol yükü Şekil 1.3'de verilmiştir. Buradan da açıkça görüleceği üzere aracın son hız değeri elektrik motorunun son hız değeriyle orantılıdır. Aynı zamanda yüksek eğimde aracın hareket edebilme değeri ise kalkış torkuna bağlıdır. Buradan özetle elektrik motoru aracın performans kriterlerini sağlayacak minimum güçlü motor olarak tasarlanabilmelidir. Konvansiyonel araçlar için performans kriterleri ivmelenme (0-100 km/sa ya da 0-60 km/sa için süre), maksimum eğim ve son hız olarak sıralanabilir.





Şekil 1.3 : Yol yükünün eğime bağlı değişimi

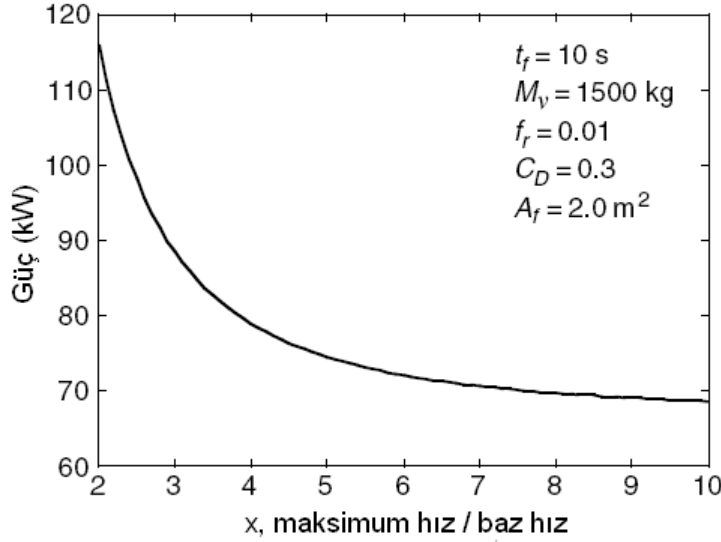
Maksimum ivmelenmeye göre boyutlandırma yaparken Newton'un ikinci yasası gereği düz yolda araç üzerine düşen yükler hesaplanarak bir güç bulunur. İvmelenme zamanı denklem (1.1)'deki gibi verilebilir. [10] Bu formüldeki  $T_p$  araç torku araç hızının ve vites oranının bir fonksiyonu olduğundan integral analitik olarak çözülemez ancak numerik olarak çözülebilir.

$$t_a = \int_{V_1}^{V_2} \frac{M_v \delta V}{(T_p i_g i_0 \eta_t / r_d) - M_v g f_r - (1/2) \rho_a C_d A_f V^2} dV \quad (1.1)$$

İkinci kriter olarak yokuş tırmanma kabiliyeti üzerinde yoğunlaşılabilir. Bu kriter ise Şekil 1.3'te belirtilen yol yükü (yuvarlanma direnci, hava direnci ve yerçekimi etkisi toplamı) eğrilerinden belirlenebilir.

Aracın son hız kriteri ise yine Şekil 1.3'te eğim yokkenki yol yükünün çekiş eğrisiyle kesiştiği yerden bulunabilir. Bazı durumlarda bu eğriler çakışmaz bu durumda motorun en yüksek hızı ve en yüksek dişli oranı ile aracın son hızına gidilebilir.

Araç çekiş motorunun tasarımında dikkat edilmesi gereken noktalardan biri de elektrik motoru baz hızının maksimum hıza oranı olmalıdır. Bu oranın büyümesi ile vites sayısı küçültülebilir. Ayrıca Şekil 1.4'te de görüleceği üzere aynı vites oranında aynı performansı sağlamak için daha küçük güçlü motor kullanılabilir [10].



**Şekil 1.4 :** Gerekli çekiş gücünün maksimum hızın baz hıza oranına göre değişimi

Seri hibrit elektrikli araçlarda içten yanmalı motorla birlikte bir elektrik makinası da generatör olarak kullanılmaktadır. Bu generatör seti içten yanmalı motorun en verimli noktalarında çalıştırmak için tasarlanmaktadır. Bu yüzden generatör tasarımında dikkat edilmesi gereken nokta İYM'nin en verimli olduğu tork-hız noktalarında generatörün yüksek verimli olmasıdır.

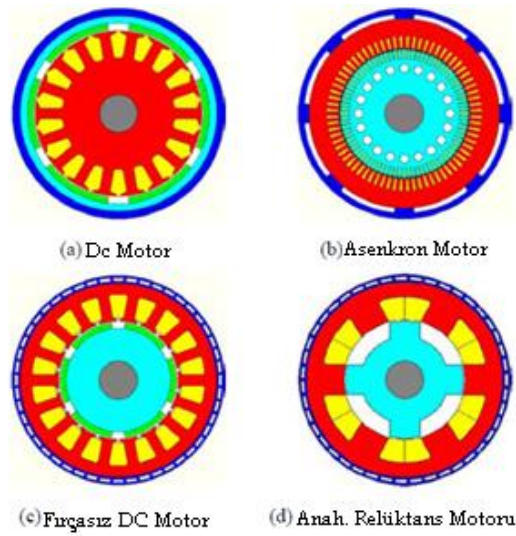
Bu kriterlerin dışında bir elektrikli araç tahrik motorundan beklenenler şu şekilde özetlenebilir:

- Ani ivmelenmeler için anlık yüksek güç ihtiyacını karşılanabilmesi
- Ağırlığın azaltılması ve paketlemenin kolay olabilmesi için hacimsel ve kütsel olarak yüksek güç yoğunluğuna sahip olması
- İlk kalkış ve tırmanma kabiliyeti için düşük hızlarda yüksek tork karakteristiği ve seyir halinde yüksek hızlarda yüksek güç karakteristiği
- Sıfır hızdan nominal hızına kadar maksimum tork verebilme ve maksimum hızın yüksek olması
- Büyük bir çalışma aralığında verimli olma

- Aracın değişik çalışma koşulları için yüksek güvenilirlik ve dayanım özelliği
- Kabul edilebilir maliyet

Elektrik motoru seçimi, hibrit elektrikli araçların güç aktarım organlarının dizilişine yani mimarisine de bağlıdır. S-HEA tasarımımda, içten yanmalı motorun aracın çekişi için mekanik olarak tekerlerle bağlantısı olmadığı için, çekiş işlevini sadece elektrik motoru sağlamaktadır. Buna karşılık, paralel hibrit konfigürasyonda, hibrit yönetim algoritmasına bağlı olarak içten yanmalı motor ve elektrik motoru çekişi değişik oranlarda paylaşmaktadır. Ancak, her durumda elektrik motoru seçilirken, araç modeli ile yapılan benzetimler ve sürüş simülasyonları ile belirlenen en kötü duruma göre elektrik motoru seçimi ve boyutlandırması yapılır. Boyutlandırmanın ötesinde elektrik motoru tasarımı yapılırken hibrit elektrikli araç çalışırken sıklıkla çalıştığı çalışma noktalarında verimin artırılmasına yönelik tasarım değişiklikleri yapılmalıdır. Hibrit elektrikli araçlar ve tümü elektrikli araçlarda tercih edilen ve kullanılan başlıca elektrik motoru eşitleri şunlardır:

- Doğru akım motorları (DC Motor)
- Asenkron motorlar
- Kalıcı mıknatıslı senkron motorlar (BLDC, PMSM)
- Anahtarlamalı relüktans motorlarıdır (SRM – Switched Reluctance Motor).



**şekil 1.5 :** Elektrikli araçlarda kullanılan elektrik makinası tipleri

### **1.3.1.1 Doğru Akım Motorları**

DC motorlar, tork-hız karakteristikleri sebebi ile elektrikli tahrik sistemlerinde en belirgin olarak göze çarpan motorlardır. Tork-hız karakteristikleri bir araçta istenen çekiş ihtiyaçlarını çok iyi bir şekilde karşılamaktadır ve hız kontrolleri oldukça basittir. Ancak, uyarma alanını oluşturmak için enerji tüketilmesinden dolayı verimleri kalıcı mıknatıslı motorlara nazaran daha düşüktür. Ayrıca, rotorda bulunan uyarma sargılarından akım akıtabilmek için kullanılan fırça-kollektör düzeneği DC motorlarda arızaları sıklaştırmakta ve bakım maliyetlerini artırmaktadır. Bahsi geçen bu iki dezavantajdan ötürü bu motorların fiziksel boyutları da rakiplerine göre daha büyüktür. Bu yüzden özellikle yüksek güç/ağırlık oranı tercih edilen elektrikli araç uygulamalarında kontrol kolaylığından dolayı 80'li yılların sonuna kadar kullanılsalar da, daha sonraları yüksek teknoloji ve kritik görevli elektrikli araçlarda tercih edilmemeye başlanmıştır. Günümüzde düşük maliyetli golf arabaları, çim biçme arabalarında vs. kullanılmaktadır. Yarıiletken güç elemanları üzerindeki son zamanlarda yaşanan büyük ilerlemeler ile IGBT ve IPM yarıiletken anahtarlama elemanlarının yüksek güçlerde üretilebilmeleri ile birlikte DC motorlar, elektrikli tahrik sistemlerinde yerlerini asenkron motorlara ve fırçasız DC motorlara bırakmışlardır.

### **1.3.1.2 Asenkron Motorlar**

Sincap kafesli asenkron motorlar, elektrikli ve hibrit elektrikli araçların elektrikli tahrikinde, güvenilirlikleri, bakım gerektirmemesi, dayanıklılığı, düşük maliyetleri ve zorlayıcı ortam koşullarında çalışabilme kabiliyetleri ile yaygın bir şekilde tercih edilmektedir. Asenkron motorlar, özellikle zorlu ortam şartlarına sahip endüstri ve araç tahrik sistemleri için çok uygundur. Günümüzde asenkron motorlar, kontrolü ve sürüş teknikleri konusunda diğer komütatörsüz motor türleri arasında en olgunlaşmış ve ilerlemiş motor teknolojisidir. Üretim süreci ve yöntemleri en çok bilinen basit yapılı motorlardır.

Asenkron motorların araç tahrik sistemlerinde kullanılmaya başlanması gerilim ve frekansın kontrol edilebildiği akıllı EM sürücü sistemlerinin üretilmesiyle mümkün olmuştur. Frekans ve gerilim genliği değiştirilerek asenkron motorlardan DC motorlara benzer tork-hız karakteristikleri elde edilebilmiştir. Asenkron motorlarda, baz hız üzerindeki sabit güç bölgesinde çalışma, alan zayıflatma ile sağlanmaktadır. Böylece sabit güçte motor daha hızlı çalıştırılarak araç yükü karşılanmaktadır. Alan zayıflatma ile aynı güçteki bir motor ile araç daha hızlı sürülebilmektedir.

Asenkron motorlar her ne kadar güvenilir ve olgunlaşmış bir teknoloji olsa da rotor çubuklarında endüksiyon ile üretilen alan akımları ile dönebilmektedirler. Kalıcı mıknatıslı motorlarda ise bu uyarma akım akıtılmadan güçlü mıknatıslarla sağlanmaktadır. Dolayısıyla, asenkron motorların rotorlarında daha fazla kayıp olduğundan verimleri kalıcı mıknatıslı motorlara göre daha düşüktür. Ancak özellikle yüksek hızlarda alan zayıflatmak için azaltılan mıknatıslanma akımı ile statordaki ve rotordaki bakır kayıpları azalmaktadır. Kalıcı mıknatıslı senkron motorlarda ise tersine alan zayıflatmak için ters akım verilmesi gerekliliği stator bakır kayıplarını artırmaktadır. Bu durumda asenkron motorlar ile kalıcı mıknatıslı senkron motorlar yüksek hızlarda verim olarak birbirlerine yaklaşırlar.

### **1.3.1.3 Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorlar**

Kalıcı mıknatıslı fırçasız doğru akım motorları, hibrit elektrikli araç uygulamalarında asenkron motorlar ile birlikte teknolojik olarak yarışan ve HEA uygulamalarında sıkça tercih edilen motor türüdür ve birçok bilinen otomotiv üreticisi tarafından seri üretimde kullanılmak üzere tercih edilmiştir. Fırçasız DC motorları ön plana çıkaran en önemli avantajları;

- Aynı güç değeri için toplam boyutun ve ağırlığının diğer motorlara oranla küçük olması (yüksek güç yoğunluğu)
- Yüksek verimlilik (>%90)
- Çalışma sırasında oluşan ısının kolay bir şekilde yüzeye yayılabilmesi

Ancak, fırçasız DC motorlar sabit mıknatıslı olmasından dolayı sınırlı bir alan zayıflatma bölgesine sahiptir ve dolayısıyla sabit güç bölgesi asenkron motorlara göre daha dardır.

Fırçasız DC motorlarda, hız aralığının genişletilmesi ve verimliliğin artırılması için, motorun sürüşünü sağlayan eviricideki kontrol algoritmasında, iletim açılarının kontrolü ile baz hızı üzerindeki hız bandı üç ile dört kata kadar artırılabilir. Fakat çok yüksek hızlara çıkıldığında verimlilik azalabilmekte ve motorda demagnetizasyon problemleri ortaya çıkabilmektedir.

Ayrıca mıknatısların olması beraberinde güvenlik problemlerini de getirmektedir. Kısa devre arızalarında ve yüksek ısılarda mıknatıslar özelliğini yitirebilmekte ve motor işlemez hale gelebilmektedir. Bu durum aynı zamanda motorun anlık aşırı yüklenme süresini de kısaltan bir durumdur. Tüm bu özelliklerine rağmen özellikle düşük hızlardaki verimliliklerinden ötürü hibrit elektrikli araçlarda en fazla kullanılan motor tipi kalıcı mıknatıslı senkron motorlardır.

#### **1.3.1.4 Anahtarlamalı Relüktans Motoru**

Anahtarlamalı relüktans motorları, HEA uygulamalarında kullanılabilir potansiyeline sahiptir. Basit ve sağlam yapısı, hataya karşı toleranslı oluşu ve elektrikli tahrik sistemleri için uygun tork – hız karakteristiği tercih sebebidir. Ancak, tüm bu avantajlarının yanında bazı durumlarda avantajlarının önüne geçebilecek bazı dezavantajları da bulunmaktadır. Akustik gürültü problemi, tork dalgalanmaları, özel konverter mimarisi gerekliliği, kaynak tarafından çekilen akımdaki aşırı dalgalanma ve elektromanyetik girişim (EMI) problemleri bunlardan bazılarıdır. Yukarıda bahsedilen tüm bu avantaj ve dezavantajlar araç uygulamalarında oldukça kritik noktalardır. SRM tabanlı HEA uygulamaları için kabul edilebilir çözümler gerekmektedir. Tüm bunlara rağmen anahtarlamalı relüktans motorları, hafif ve ağır HEA uygulamalarında ve bazı askeri uygulamalarda kullanılmıştır. Ancak bu kullanımlardan hiçbiri seri üretim şeklini almamıştır.

### 1.3.2 Batarya

Elektriğin depolanması otomotiv sektöründe özellikle elektrikli araçlar ve hibrid elektrikli araçların önündeki en büyük problemlerden biridir. Bataryaların ömürleri, şarj süreleri ve geri dönüştürülme işlemlerinin günümüz otomotiv sektörünün beklentilerine uygun hale gelmesi için çalışmalar hala devam etmektedir. Ancak özellikle lityum-iyon ve lityum-polimer bataryalardaki gelişmeler ile elektrikli araçlar ticari olarak üretilebilir hale gelmiştir.

Elektrikli ve hibrit elektrikli araçlarda kullanılan bataryaların özellikle yer ve paketleme sıkıntısı olan binek araçlarda kullanılabilmesi için kütle ve hacimsel olarak güç ve enerji yoğunluklarının yüksek olması gerekmektedir. Elektrik depolama sistemlerinin güç yoğunluğunu artırmak için ultrakapasitörler ile bataryaların hibrit kullanımını da uygulamada görülmektedir.

Elektrikli ve seri hibrit elektrikli araçlarda batarya tahrik motorunun gücünü sağlayacak biçimde boyutlandırılmalıdır. Ayrıca özellikle tam elektrikli araçlarda tam deşarj olmadan belirli bir menzili sağlayacak enerjiyi batarya sağlayabilmelidir. Son yıllarda ortaya çıkan şebekeye entegre (plug-in) hibrit araçlarda günlük ortalama şehir içi kullanım menzili sadece elektrikli olarak sağlayabilecek bir enerjinin batarya tarafından sağlanması gerekmektedir. Böylece daha ucuz olan ve üretimde kaynak çeşitliliği bulunan şehir elektriği daha çok kullanılmış olacaktır.

Elektrikli ve hibrit elektrikli araçlar çalışırken bataryaların genellikle şarj durumu (SOC – state of charge) ve sağlık durumu (SOH – state of health) parametreleri önemlidir. Ayrıca batarya şarj-deşarj çevrim sayısını etkileyen deşarj derinliği (DOD – depth of discharge) de bir tasarım kriteridir. Belirlenen deşarj derinliğine bağlı olarak araçta kullanılacak SOC aralığı dolayısıyla batarya enerjisi belirlenmiş olur. Araç bataryaları bahsi geçen parametrelerin sürekli gözlemlendiği batarya yönetim sistemleri ile donatılır ve bu batarya yönetim sistemleri araç ana kontrolörüne sürekli bu değerleri göndererek karar mekanizmasına girdi sağlarlar.

### **1.3.3 Araç Ana Kontrol Ünitesi**

Elektrikli ve hibrit elektrikli araçlarda sürücü isteklerini doğrudan alan ve alt sistemlerin tümünü kontrol ederek istenen performansı ve güvenliği sağlayacak bir ana karar verici kontrol ünitesi kullanılmaktadır. Elektrikli araçlarda nispeten daha basit yapıda olan bu ana kontrolör hibrit elektrikli araçlarda enerji paylaşımı yönetimini de optimum şekilde yapmakla sorumludurlar. Araçlar için artık standartlaşmış CAN sayısal haberleşme protokolü, gerekiyorsa analog ve sayısal giriş çıkışlar araç ana kontrolöründe bulunmalıdır.



## **2. ELEKTRİKLİ VE SERİ HİBRİT ELEKTRİKLİ ARAÇLARIN MODELLENMESİ**

Elektrikli ve hibrit elektrikli araçlar için hem araç dinamiği modelleri hem de alt sistem modelleri kurulabilir. Böylece alt sistemlerin henüz tasarımı yapılmadan beklenen kritik hedef performans değerleri saptanabilir. Ayrıca modelleme kullanılarak gerçek araç üzerine geçmeden önce alt sistemlerin kontrol algoritmaları ya da ana araç kontrol algoritması geliştirilebilir. Bu durumda hem geliştirme zamanı kısaltılmış olur hem de olası hatalara karşın daha güvenli bir geliştirme ortamı sağlanmış olur. Bu sebeple tezde geliştirilecek olan çekiş motoru kontrol algoritmasının performansı bu modeller kullanılarak kurulacak benzetimlerin sonuçları kullanılarak tasarlanmıştır.

Bu tezde kullanılacak modellerin büyük bir kısmı TÜBİTAK MAM Enerji Enstitüsü'nde geliştirilen araç modeller üzerinden anlatılacaktır. Geliştirilen bu modeller bu kısımda anlatılacak ve üzerine bu tezde hazırlanan elektrik motoru ve sürücüsünün modeli eklenecektir.

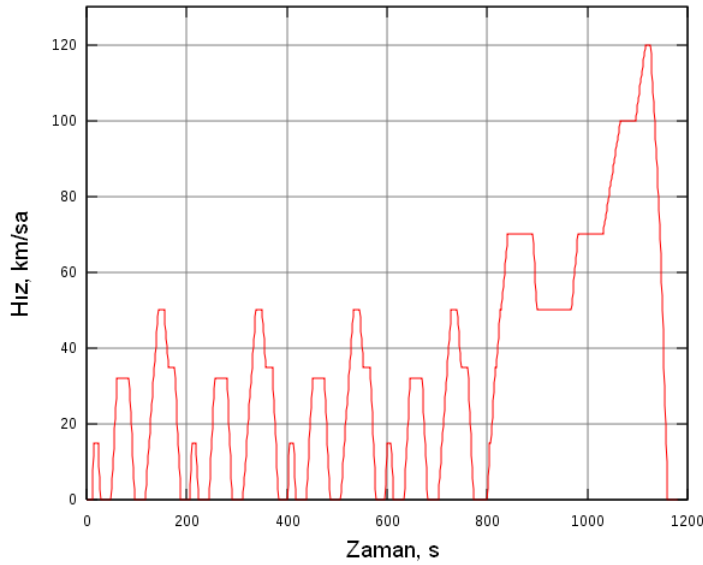
Genel olarak bir araç modelinin girdisi bir hız profilidir. Çıktısı ise alt sistem parametreleridir. Bu kapsamda giriş karakteristiği ile birlikte ana alt sistem modellerinin büyük bir kısmı bu bölümde anlatılmaktadır.

### **2.1 Sürüş Çevrimleri**

Bir aracın performansını, verimliliğini belirlemek için standart sürüş çevrimleri oluşturulmuştur. Bu sürüş çevrimleri aslen zamana bağlı hız profilleri olarak verilirler ve her bir çevrim bir sürüşü karakterize eder. Örnek olarak, Avrupa için Yeni Avrupa Sürüş Çevrimi (NEDC), ABD için Federal Test Prosedürü (FTP-75), Japonya için 10-15 Sürüş Çevrimi verilebilir. Bunun gibi birçok çevrim mevcuttur. Bu çevrimlerin her biri bir sürüş koşulunu temsil edecek şekilde tasarlanmıştır.

Bazı sürüş çevrimleri şasi dinamometreler üzerinde koşturulurken bazıları doğrudan yol testleri ile yapılmaktadır. Sürüş çevrimleri araç modeline referans olarak girer ve sürücü modelinin bu hız profilini takip edecek aksiyonları alması beklenir.

Şekil 2.1’de yeni Avrupa sürüş çevrimi gösterilmektedir. Bu çevrimin ilk 780 saniyelik kısmı şehir içi trafiği temsil eder ve ECE çevrimi olarak adlandırılır. Şehir içi trafiği temsil eden bu kısım özellikle şehir içi yoğun trafikte daha verimli çalışabilen hibrit elektrikli araçlar için daha önemlidir ve tasarımda çevrimin bu kısmının dikkate alınması daha doğrudur.



Şekil 2.1 : Yeni Avrupa Sürüş Çevrimi

## 2.2 Sürücü ve Yol Modeli

Sürücü sürüş çevrimi referans değerlerini izlemek ile sorumludur. Ayrıca sürüş çevrimleri sadece hız profili belirlerler dolayısı ile yol eğimine dair hiçbir veri yoktur. Bu yüzden özel bir yol modeli belirlemek için yol eğimi de girilebilir. Tezde kullanılan araç modeli sadece boylamsal hareketi dikkate aldığından yol modeli sadece eğim boylamsal olarak girilebilmektedir.

Literatürde çok çeşitli sürücü modelleri bulunmaktadır. Bunların kimisi yapay zeka yöntemleri ile modellenmektedir ancak bu tezde amaç sürücü modellemek olmadığı için sürücü basit bir PI kontrolör ile modellenmektedir. Böylece hız profili sürekli hal hatası olmadan takip edilebilmektedir.

Sürücü modelinin çıktısı çekiş motoruna tork referansı olarak girmektedir. Pozitif tork hızlanma, negatif tork ise frenleme isteğidir. Ayrıca, manuel vitesli araçlarda vitede sürücü modelinin çıktısı olarak verilmektedir.

### **2.3 Mekanik Güç Aktarma Elemanlarının Modellenmesi**

Araçlardaki güç aktarma elemanları idealde gücü kayıpsız iletirler. Elektrikli ve seri hibrit elektrikli araçlarda kullanılan güç aktarma organları genellikle vites kutusu ve diferansiyelden oluşmaktadır.

Vites kutusu aslında çekiş kuvveti – araç hızı karakteristiğinde sabit güç bölgesini artırmak için kullanılır. Böylece aynı motorla hem düşük hızda yüksek tork hem de yüksek hız elde edilebilir. Vites kutusu modellenirken kademeli olarak değişen ve verimi sabit bir dişli olarak modellenmiştir. Aslında gerçekte verim dişli oranı ve çalışma gücüne bağlı değişir. Ancak bu çalışmada vites kutusu basit bir ortalama kaybı olan dişli oranları ile temsil edilmiştir. Vites kutusu modelinde vites değiştirme işlemi maksimum güç noktasında yapılacak şekilde belirlenir. Böylece sabit güç bölgesinin artırılması amacına ulaşılmış ve motor tam yüklenme imkanı bulacağından daha verimli kullanılmış olur.

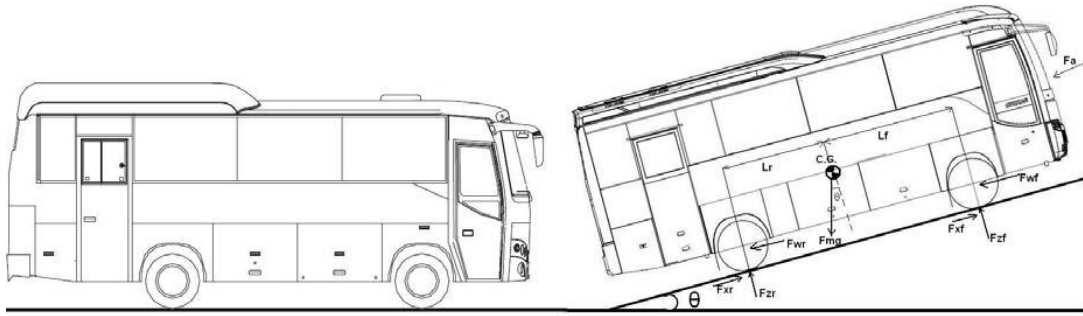
Diferansiyel kutusu aslında ana şafttan tahrikli araçlarda kullanılan bir mekanizmadır. Bu dişli sistemi ile hem hareketin yönü 90 derece değiştirilir hem de iki tekere torklar eşit olarak paylaştırılır. Böylece virajlarda iç tekerlek ile dış tekerleğin farklı hızlarda dönmesine izin verilerek araç seyri sağlanır. Diferansiyel modeli vites kutusu modelinde olduğu gibi sadece bir dişli ve ortalama bir kayıpla ifade edilmektedir.

### **2.4 Boylamsal Araç Dinamiği ve Modellenmesi**

Araç tahrik motorunu etkileyen yüklerin çok büyük bir kısmı boylamsal araç dinamiği ile alakalı olduğundan araç boylamsal olarak modellenmiştir. Boylamsal araç modelinde giriş tahrik aksındaki tekerlerdeki toplam torkken çıkış araç hızıdır.

Lastiklerin yola aktardıkları kuvveti hesaplamak için tekerlek modeli kullanılmaktadır. Tekerlek modelinin girişi, tekerdeki normal kuvvet ve kayma miktarıyken çıkışı tekerlek torkudur. Bu model Pacejka'nın sihirli formülü olarak bilinen formüle dayanarak hazırlanmıştır [11].

Tekerlek modelinden çıkan tork değerleri toplam çekiş kuvvetini oluşturacak şekilde toplandığında karşı kuvvetler bulunarak Newton'un ikinci yasası uygulanır. Böylece araç hızına erişilmiş olunur.



**Şekil 2.2** : Bir araca boylamsal yönde etkiyen kuvvetler [6]

$$F_{net} = m\ddot{x} = F_{xf} + F_{xr} - F_{aero} - R_{xf} - R_{xr} - mg\sin(\theta) \quad (2.1)$$

Bu denklemdaki sembollerin açıklamaları şu şekildedir;

$F_{xf}$  : Ön lastiklerdeki boylamsal itici lastik kuvveti [N]

$F_{xr}$  : Arka lastiklerdeki boylamsal itici lastik kuvveti [N]

$F_{aero}$  : Aerodinamik sürüklenme kuvveti [N]

$R_{xf}$  : Ön lastiklerdeki yuvarlanma direnci [N]

$R_{xr}$  : Arka lastiklerdeki yuvarlanma direnci [N]

$m$  : Aracın kütlesi [kg]

$g$  : Yerçekimi ivmesi [ $m/s^2$ ]

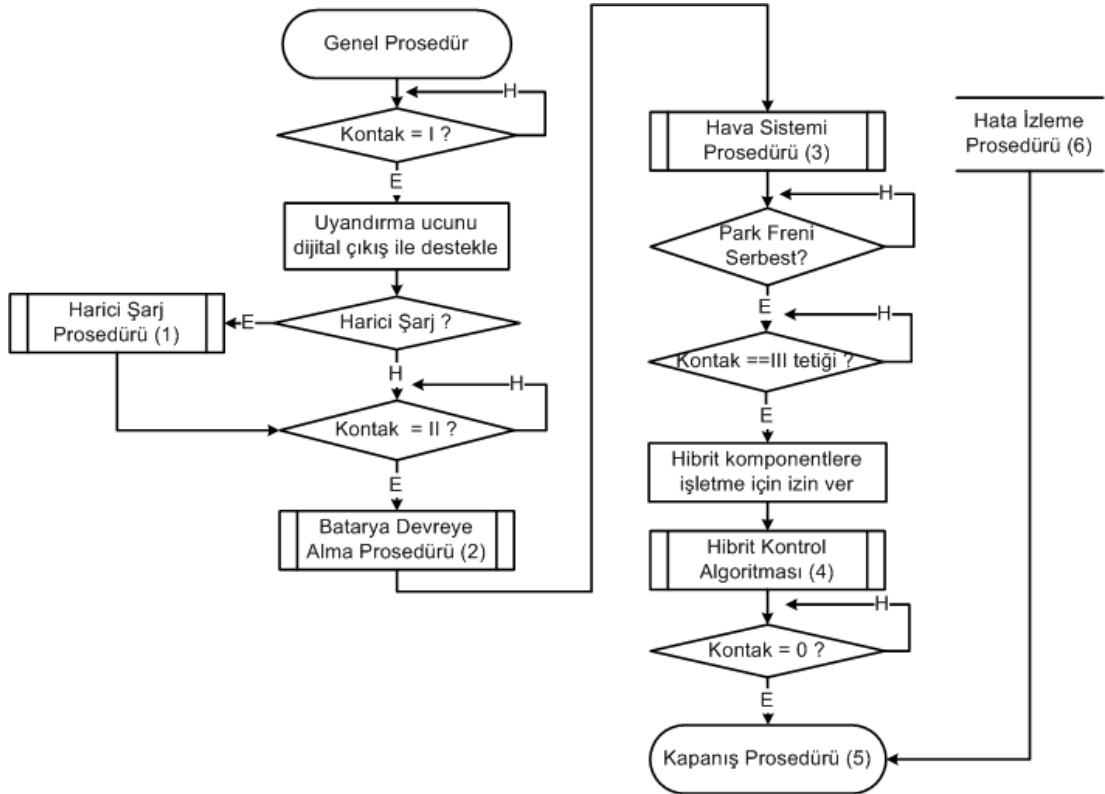
$\theta$  : Aracın seyahat ettiği yolun eğimi

## 2.5 İçten Yanmalı Motor Modeli

Bu model sadece hibrit elektrikli araçlar için kullanılacaktır. İçten yanmalı motorların bir dinamiği olmasına rağmen bu tez kapsamında statik haritalar ile modellenmiştir. Bu haritaların bir kısmının girişi pedal açıklığı(tork referansı), ve içten yanmalı motor hızıyla çıkışı, torktur. Diğer kısmı ise tork ve hız girişine yakıt tüketimi ya da emisyon salımı çıkışlarını üretirler.

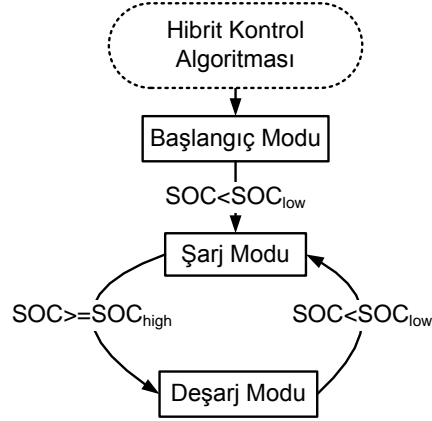
## 2.6 Seri Hibrit Elektrikli Araç Kontrolör Modeli

Seri hibrit elektrikli araç kontrol algoritması genel olarak batarya şarj durumunu belli bir aralıkta tutarken içten yanmalı motoru da en verimli noktada çalıştırmayı amaçlar. Şarj durumu maksimuma eriştiğinde alt seviyeye kadar içten yanmalı motoru kapatır. Böylece içten yanmalı motor çalışırken optimum çalışır, aksi takdirde kapanır. Bunun yanı sıra geri kazanımlı frenleme enerjisi de eğer şarj durumu elveriyorsa bataryalarda elektrik enerjisi olarak depolanır.



Şekil 2.3 : Araç genel kontrol algoritması

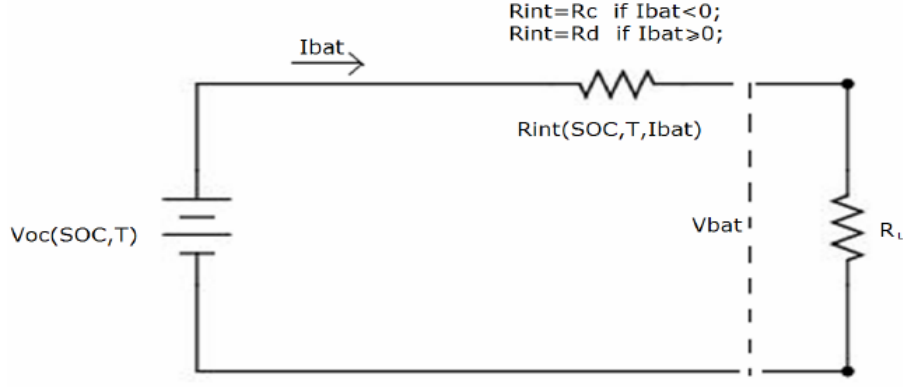
Seri hibrit elektrikli araç için kontrol algoritması TÜBİTAK MAM Enerji Enstitüsü'nde uygulanan seri hibrit elektrikli araç kontrol algoritması baz alınarak hazırlanmıştır. Bu algoritma kural tabanlı olup gerçek uygulamadaki birçok durum göz önüne alınmıştır. Buna göre algoritma SOC için 4 limit değer arasında gezinerek optimum çalışmayı sağlamaktadır. Şekil 2.3 ve Şekil 2.4'te kontrol algoritmasının genel yapısı gösterilmektedir [6].



**Şekil 2.4 :** Seri hibrit elektrikli araç kontrol algoritmasının genel akış şeması

## 2.7 Batarya Modeli

Batarya modeli elektrikli ve hibrit elektrikli araçlar açısından ne kadar enerjinin kaldığının öğrenilmesi açısından son derece önemlidir. Bataryalar genel olarak eş değer devreleri kullanılarak modellenenirler ancak bu eşdeğer devreler doğrusal olmayan devrelerdir. Doğrusallığı bozan kısım Şekil 2.5'te de görüldüğü üzere devre parametrelerinin zamanla değişen doğrusal olmayan fonksiyonlar olmasından kaynaklanmaktadır. Bu tezde kullanılacak batarya modelinin girişi talep edilen güçken çıktısı uç gerilimi ve SOC olacaktır. Literatürde SOC değerini doğru kestirebilmek için birçok karmaşık yöntem önerilmektedir ancak tez kapsamında basit bir model kullanılacaktır.



**Şekil 2.5 : Batarya eşdeğer devresi [6]**

Batarya modeli için kullanılan eşitlikler şu şekildedir: [9]

$$R_{i\check{c}} = \begin{cases} R_{\check{s}arj}(SOC, T) & I_{BAT} < 0 \\ R_{de\check{s}arj}(SOC, T) & I_{BAT} > 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

$$V_{BAT} = V_{OC}(SOC, T) + I_{BAT} R_{i\check{c}} \quad (2.3)$$

$$I_{BAT} = \frac{P_{BAT}}{V_{BAT}} \quad (2.4)$$

Burada bulunan iç dirençler tamamen deneysel yollarla bulunup veriler interpolasyonla kullanılmaktadır. Aynı şekilde açık devre uç gerilimleri de deneysel olarak elde edilmektedir. Bu eşitliklerden yola çıkılarak SOC aşağıdaki denkliklerle bulunabilir:

$$\Delta SOC = \frac{\int_{t_0}^t V_{BAT} I_{BAT} dt}{MAX_{bat\_kap}} \quad (2.5)$$

$$SOC = SOC_{ilk} + \Delta SOC \quad (2.6)$$

(2.5) denkleminde bataryadan çekilen enerjinin batarya toplam enerjisine oranı SOC değişimini vermektedir. Bu SOC değişimi referans SOC değerine eklenilerek son SOC değeri bulunur. Burada referans SOC değeri genelde tam deşarj durumunda 0 ve tam şarj durumunda 1 olarak alınır. Şarj seviyesi ise açık devre geriliminin belli bir süre sonra oturduğu değere göre bulunur.

## 2.8 Elektrik Makinası Modeli

Bu tez kapsamında kullanılan motor kalıcı mıknatıslı senkron motor (KMSM) olduğu için bu tip motorların modeli bu kısımda anlatılacaktır.

Kalıcı mıknatıslı senkron makinaların modellenmesinde, üç fazlı motor modelindeki sinüzoidal ifadelerin dc bileşenler olarak ifade edilmesine olanak sağlayan senkron hızda dönen ve birbirine dik iki eksen takımı kullanılmaktadır. Bu dik eksen takımında makina modelini ifade edebilmek için ortogonal dönüşüm matrisleri kullanılır. Bu yöntemi ilk olarak 1933'te Park [12] kullanmıştır. Senkron hızda dönen eksen takımına geleneksel olarak d-q eksen takımı adı verilmektedir. d-q eksen takımında modelleme yapabilmek için aşağıdaki varsayımlar yapılmaktadır [13]:

- Stator sarımları sinüzoidal mmk dağılımı sağlamaktadır. Hava aralığındaki uzay harmonikleri göz ardı edilmektedir.
- Hava aralığı relüktansı sinüs biçiminde değişen bileşenine ek olarak sabit bir bileşene sahiptir.
- Dengeli üç fazlı yük/kaynağın olduğu varsayılmaktadır.
- Manyetik doyma göz önüne alınsa da, histerezis etkisi ve girdap akımları ihmal edilmektedir.

Modellemede kullanılan semboller aşağıdaki gibidir. [14]

$p$ : Motordaki kutup çifti sayısı

$i_a, i_b, i_c$ : a,b,c fazlarından akan anlık stator akımları

$v_a, v_b, v_c$ : a,b,c fazlarının anlık stator gerilimleri

$i_d, i_q$ : Stator akımının d ve q eksen bileşenleri

$v_d, v_q$ : stator faz geriliminin d ve q- eksen bileşenleri

$R_s$ : stator direnci

$s$ :  $d/dt$

$L_d, L_q$ : d ve q eksenleri stator özendüktansları

$L_s$ : Ortalama endüktans.  $L_s = 0,5 (L_q + L_d)$

$L_x$ : Endüktanstaki değişim.  $L_x = 0,5 (L_q - L_d)$



$\psi_p$ : kalıcı mıknatıslık nedeniyle oluşan akı tepe değeri

$\theta$ : a ve q eksenleri arasındaki elektriksel açı. (Şekil 2.6)

$\omega$ :  $\omega = p \theta$ , elektriksel açısal hız (rad/sn)

Şekil 2.6'da 3 fazlı 2 kutuplu kalıcı mıknatıslı bir motorun iki farklı koordinat sistemindeki kesitini göstermektedir. ( $L_q > L_d$ ) endüktans farkını göstermek için, rotor aslında bir silindire benzemesi gerekirken çıkıntılı olarak çizilmiştir. Pozitif a fazı akımı maksimum değerinde olduğunda statorun a fazı için referans eksenini maksimum mmk yönünde seçilir. b ve c konumları için referans eksenleri a-ya göre 120 ve 240 derece geride belirlenir. Rotorun referans koordinat sisteminin belirlenmesindeki bir sonraki kural kalıcı mıknatıs akısının yönünün d- eksenini olarak seçilmesidir. Bu halde q-ekseni d-ekseninden 90 derece ileridedir. Rotorun q-ekseninin statorun a- eksenine göre açısı  $\theta$  olarak tanımlanır. Dikkat edilmelidir ki makinanın dönmesiyle a-, b- ve c- eksenleri uzayda sabitken d-q referans koordinatları  $\omega = d\theta/dt$  hızıyla dönmektedir. Eksenlerin dönmesinin modelin dinamik eşitliklerini büyük oranda kolaylaştırmaktadır.

Faz değişkenleri cinsinden elektriksel dinamik denklemler aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$v_a = R_s i_a + p\psi_a \quad (2.7)$$

$$v_b = R_s i_b + p\psi_b \quad (2.8)$$

$$v_c = R_s i_c + p\psi_c \quad (2.9)$$

Burada akı eşitlikleri şu şekildedir:

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ac} & L_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{pa} \\ \psi_{pb} \\ \psi_{pc} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Denklemler ortak endüktansın simetrisi göz önüne alınarak elde edilmiştir ( $L_{ab}=L_{ba}$ ). Yukarıdaki eşitliklerde endüktanslar  $\theta$  açısının fonksiyonudur. Rotorun q eksenini faz ile hizaya geldiğinde statorun öz endüktansı maksimum değerini alırken rotorun q eksenini iki faz arasında iken ortak endüktans maksimum olur. Öte yandan, kutuplu yapının etkisinin statorun öz ve ortak endüktanslarında  $2\theta$  terimiyle belirleneceğine de dikkat edilmelidir.

$$L_{aa} = L_{s0} + L_{s\sigma} + L_x \cos(2\theta) \quad (2.11)$$

$$L_{bb} = L_{s0} + L_{s\sigma} + L_x \cos(2\theta - 120) \quad (2.12)$$

$$L_{cc} = L_{s0} + L_{s\sigma} + L_x \cos(2\theta + 120) \quad (2.13)$$

$$L_{ab} = -0,5L_{s0} + L_x \cos(2\theta - 120) \quad (2.14)$$

$$L_{bc} = -0,5L_{s0} + L_x \cos(2\theta) \quad (2.15)$$

$$L_{ac} = -0,5L_{s0} + L_x \cos(2\theta + 120) \quad (2.16)$$

Ortak endüktans için yukarıdaki eşitliklerde  $-(1/2)$  katsayısı, stator fazları 120 derece yer değiştirmesi nedeniyle ortaya çıkmaktadır ( $\cos(120) = -(1/2)$ .) Bu arada stator sargılarında kalıcı mıknatıslardan kaynaklanan akılar şu şekildedir:

$$\psi_{pa} = \psi_p \cos \theta \quad (2.17)$$

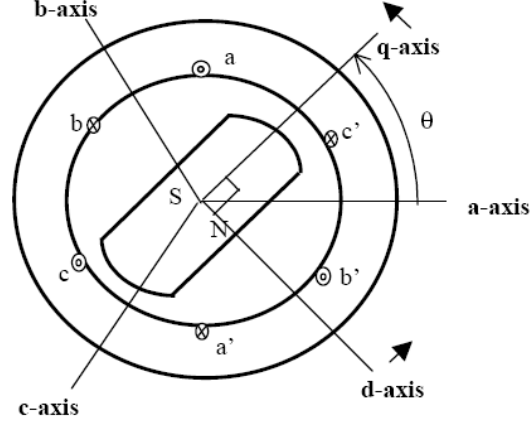
$$\psi_{pb} = \psi_p \cos(\theta - 120) \quad (2.18)$$

$$\psi_{pc} = \psi_p \cos(\theta + 120) \quad (2.19)$$

Bu modelde giriş gücü aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$P_i = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (2.20)$$

Üç fazlı model için çıkış gücünü ve torkunu ( $T = pP_o/\omega$ ) ifade etmek oldukça karmaşıktır. Tork enerji modelini kullanarak [12] ifade edilebilmektedir ancak bu ifade oldukça karmaşıktır.



**Şekil 2.6 :** Kalıcı mıknatıslı senkron makina

S a-b-c koordinat sisteminden d-q koordinat sistemine dönüştürülecek herhangi bir değişkeni ifade etsin. Bu durumda dönüşüm matrisi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} S_q \\ S_d \\ S_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120) & \cos(\theta + 120) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 120) & \sin(\theta + 120) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Burada  $S_0$  bileşeni sıfır bileşeni olarak adlandırılır ve dengeli üç fazlı sistemlerde bu bileşen her zaman sıfırdır. Bu bir doğrusal dönüşüm olduğu için tersi de mevcuttur ve şu şekildedir.

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 120) & \sin(\theta - 120) & 1 \\ \cos(\theta + 120) & \sin(\theta + 120) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_q \\ S_d \\ S_0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

a-b-c'den d-q'ya dönüşüm matrisi akı, gerilim ve akımlar için uygulanırsa aşağıdaki daha basit ifadeler elde edilebilir.

$$v_q = R_s i_q + s\psi_q + \omega\psi_d \quad (2.23)$$

$$v_d = R_s i_d + s\psi_d - \omega\psi_q \quad (2.24)$$

Burada d-q ekseninde tanımlanan akılar aşağıdaki gibidir:

$$\psi_q = L_q i_q \quad (2.25)$$

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_p \quad (2.26)$$

$L_q$  ve  $L_d$  d ve q eksenlerinde tanımlı senkron endüktanslardır ve aşağıdaki gibi tanımlanırlar:

$$L_q = \frac{3}{2}(L_{s0} + L_x) + L_{s\sigma} \quad (2.27)$$

$$L_d = \frac{3}{2}(L_{s0} - L_x) + L_{s\sigma} \quad (2.28)$$

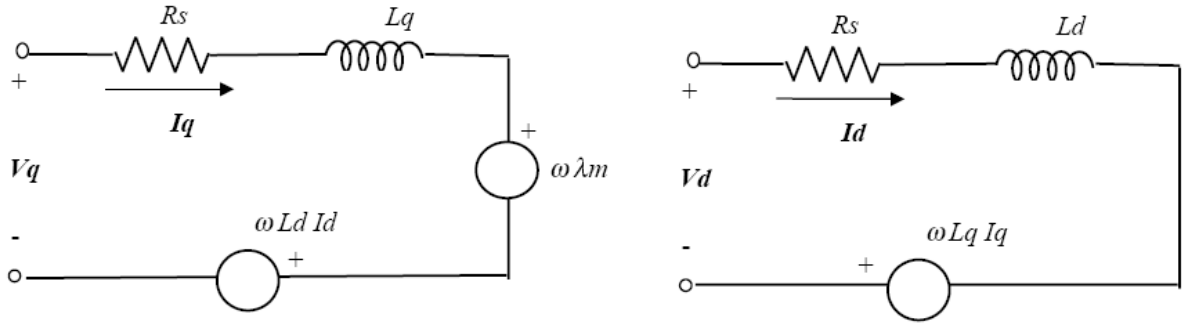
Yukarıdaki eşitliklerde de görüldüğü üzere, senkron endüktanslar üç fazlı dengeli sistemlerde efektifirler. Her bir senkron endüktans, öz endüktans (Bu endüktans kaçak endüktansı içermektedir.) ve diğer iki fazdan gelen etkileri içermektedir.

Gerilim eşitliklerindeki d-q ekseninde tanımlı akılar yerine endüktanslar yazılırsa daha anlaşılır bir denklem elde edilecektir.

$$v_q = (R_s + sL_q)i_q + \omega L_d i_d + \omega\psi_p \quad (2.29)$$

$$v_d = (R_s + sL_d)i_d - \omega L_q i_q \quad (2.30)$$

Şekil 2.7'de kalıcı mıknatıslı senkron makinanın dinamik eşdeğer devresi görülmektedir. Pratikte akım arttıkça manyetik devreler doymaya giderler. Özellikle  $i_q$  arttıkça,  $L_q$ 'nin değeri azalır ve  $\psi_p$  ve  $L_d$ 'de endüvi reaksiyonu oluşur. Uygulamada  $i_d$  akımı sıfır ya da negatif değerlerde (demagnetize edecek şekilde) tutulduğu için  $L_d$ 'de doyma etkisi pek oluşmaz.



**Şekil 2.7** : q ve d ekseni eşdeğer devreleri

Bu modelde eğer sıfır bileşeni değerleri ihmal edilirse anlık elektriksel güç ifadesi dönüşüm matrislerinin yardımı ile aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$P_e = \frac{3}{2} (v_q i_q + v_d i_d) \quad (2.31)$$

Mekanik güç ise  $V_q$  ve  $V_d$ 'deki hıza bağımlı gerilimler yazılarak elde edilebilir.

$$P_e = \frac{3}{2} (\omega \psi_d i_q - \omega \psi_q i_d) \quad (2.32)$$

Üretilen tork güç eşitliğinden aşağıdaki gibi bulunur.

$$T = \frac{3}{2} p (\psi_p i_q + (L_d - L_q) i_q i_d) \quad (2.33)$$

Yukarıdaki eşitlikten üretilen torkun iki farklı mekanizmadan oluştuğu gözlemlenebilir. Bunlardan ilki ortak reaksiyon torku olup akımın q bileşeni ile kalıcı mıknatıs akısı arasında oluşturulur, diğeri ise relüktans torkudur ve d ile q eksenleri arasındaki relüktans (endüktans) farkından kaynaklanır.  $L_q, L_d$ 'den büyük olduğu için destekleyici bir relüktans tork üretebilmek için  $i_d$  negatif olmalıdır.

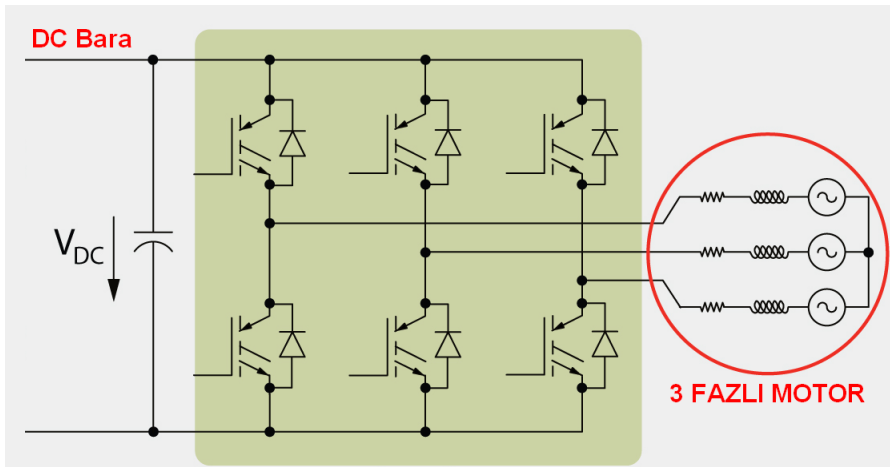
Negatif  $i_d$  akımı ile mıknatıs akısına ters yönde bir akı oluşturulduğundan alan şiddeti zayıflatılmış olur. Böylece aynı güç değerinde hızın değeri artarken tork değeri azaltılmış olur. Bu bölgede çalışmaya alan zayıflatmalı çalışma denir ve özellikle elektrikli araçlar için bu bölgenin uzunluğu oldukça önemlidir.

## 2.9 Konverter Modeli

Elektrikli ve hibrit elektrikli araçlarda birçok amaçla konverterler kullanılmaktadır. Bunların en başında DC-AC arasında dönüşümü çift taraflı olarak sağlayan konverterler yer almaktadır. Bu konverterler genellikle motor ya da generatör sürücüsü olarak kullanılan güç elektroniği devrelerinden oluşurlar. Bu konverterlerin dışında şebeke enerjisini bataryayı şarj etmede kullanılan akıllı şarj sistemleri, araç içinde yüksek ve alçak gerilimler arasında ya da ultrakapasitörler ile batarya arasında çalışan DC-DC konvertörler gösterilebilir.

Bu tez kapsamında elektrikli araçların olmazsa olmazı ve güç aktarma yolunda bulunan sürücü devreleri modeli anlatılacaktır.

Araç elektrik makinalarıyla kullanılan konverterlerin çift taraflı çalışabilmesi gerekmektedir. Elektrik makinası generatör modda çalışırken konvertör kontrollü bir doğrultucu olarak bataryaları şarj ederken, motor modda çalışırken konvertör genlik ve frekans kontrollü bir evirici olarak çalışabilmelidir. Bu görevlerin tamamını yerine getirebilecek devre topolojisi Şekil 2.8’de gösterilmektedir.



Şekil 2.8 : Elektrik makinası sürücüsü devre topolojisi

Günümüz modern elektrikli araçlarında anahtarlama elemanı olarak IGBT’ler kullanılmaktadır. Ayrıca konverterler sıvı soğutmalı yapılarak güç yoğunlukları artırılmaktadır.

Konverter modeli analitik olarak ifade edilemeyen ve yalnızca benzetimle modellenebilecek bir yapıdadır.

Bu kısımda anlatılan tüm modelleme çalışmaları aslında kontrol edilecek elektrik motorunun nasıl yüklerle yüz yüze olduğunu modelleyebilmek ve hatta elektrik motoru için yük profili oluşturabilmek için yapılmıştır.





### **3. KALICI MIKNATISLI SENKRON TAHRİK MOTORU KONTROLÜ**

Elektrikli ve hibrit elektrikli araçlarda çekiş motoru olarak kullanılan kalıcı mıknatıslı senkron motorların kontrolü bu tez kapsamında işlenmektedir. Araç çekiş motorunun kontrolünü diğer motor kontrol uygulamalarından farklı kılan özellikler şu şekilde sıralanabilir:

- Geniş bir hız aralığında çalışabilme (Alan zayıflatmalı çalışma)
- Her çalışma noktasında maksimum verimi sağlayabilme
- Kalkış anından itibaren tam torku verebilme
- Hata ve uyarı sisteminin gelişmiş olması (Hataya dayanıklı kontrol sistemi)
- Kısa süre bile olsa aşırı yüklenebilme (Akıllı bir ısıl yönetim)

Bu tez çalışmasında tüm bu kriterleri sağlayabilecek bir motor kontrol algoritması geliştirilmeye çalışılmıştır. Bu kapsamda kalıcı mıknatıslı senkron bir motorun yüksek performanslı kontrolü için vektörel bir kontrol yöntemi seçilmiştir. Vektörel kontrol yöntemleri arasında ise literatürde en çok kullanılan iki yöntem arasından – doğrudan tork kontrolü ve rotor akısından oryantasyonlu vektör kontrolü – rotor akısından oryantasyonlu vektör kontrolü seçilmiştir.

#### **3.1 Uzay Vektör Tanımı ve Koordinat Dönüşümleri**

Vektörel kontrol yöntemleri adından da anlaşılacağı üzere tüm makina modelini ve kontrol işaretlerini vektörler cinsinden ifade ederler bu ifade aslında üç fazlı dengeli sistemler için geliştirilen uzay vektörü tanımından itibaren geliştirilerek günümüze gelmiştir.

Bilindiği üzere tüm alternatif elektrik makinalarında döner alanı oluşturabilmek amacı ile birbirleri arasında 120 derece faz farkı olan stator sargılarına birbirleri ile 120 derece faz farklı gerilimler uygulanmalıdır. Uygulanan bu gerilimlerin oluşturduğu akım ve akılar sonucu ise makinada tork üretilmektedir. Tüm akım ve akımlar da yine kendilerini oluşturan işaret gibi birbirleri arasında 120 derece faz farkı olacak şekildedirler. Genlikleri birbirine eşit ve faz farkları sabit olan karmaşık ve doğrusal olmayan kontrol işareti (stator gerilimi) ve kontrol değişkenleri (akı ve akımlar) aslında sadece genlikleri, frekansları ve birbirlerine olan faz farkları ile ifade edilebilmelidir. Bu bahsedilen büyüklükler aslında her bir kontrol değişkeninin ve kontrol işaretinin vektör olarak ifade edilebileceğini işaret etmektedir.

Bir uzay vektörü  $v$  herhangi bir üç fazlı büyüklüğü ifade etmek üzere ve  $a = e^{j2\pi/3}$  şeklinde bir operatör olmak üzere aşağıdaki gibi ifade edilebilmektedir:

$$\vec{v}_s = \frac{2}{3}(v_a + av_b + a^2v_c) \quad (3.1)$$

Bu uzay vektörü ifadeler yerine yazılarak dengeli üç fazlı sistemler için düzenlendiğinde; vektör düzleminde, faz-nötr arasındaki genliğe sahip ve üç fazlı sistemin frekansında dönen bir vektör olarak gösterilebilir.

$$\vec{v}_s = V_m e^{j\omega t} \quad (3.2)$$

Bu uzay vektörünün reel ve imajiner bileşenlerinin bulunması işlemine Clarke dönüşümü denilmektedir. Clarke dönüşümü ile üç fazlı dengeli sistem (yıldız noktasından toprağa akım akmayan) iki fazlı bir sisteme dönüştürülebilmektedir. Pratik uygulamalarda ve bu tezde a fazı referanslı iki fazdan ölçüm alınarak Clarke dönüşümü gerçekleştirilmiştir. Buna göre uzay vektörünün bileşenleri aşağıdaki şekilde ifade edilebilirler:

$$\begin{aligned} v_\alpha &= v_a \\ v_\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}}(v_a + 2v_b) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Kalıcı mıknatıs akısından oryantasyonlu vektör kontrolünde temel olan akımları kontrol etmektir. Ancak kontrol değişkenleri sinüzoidal olarak kaldıkları için Clarke dönüşümü bunun için yeterli değildir. Bu yüzden kontrol değişkenlerini DC bileşenler olarak ifade edebilmek için dönen vektörün duruyor gibi gösterilmesi yani koordinat sisteminin sinüse eş frekansta aynı yönde döndürülmesi gerekmektedir. Bu işlem ise Park dönüşümü olarak adlandırılmaktadır ve aşağıdaki biçimde yapılmaktadır.

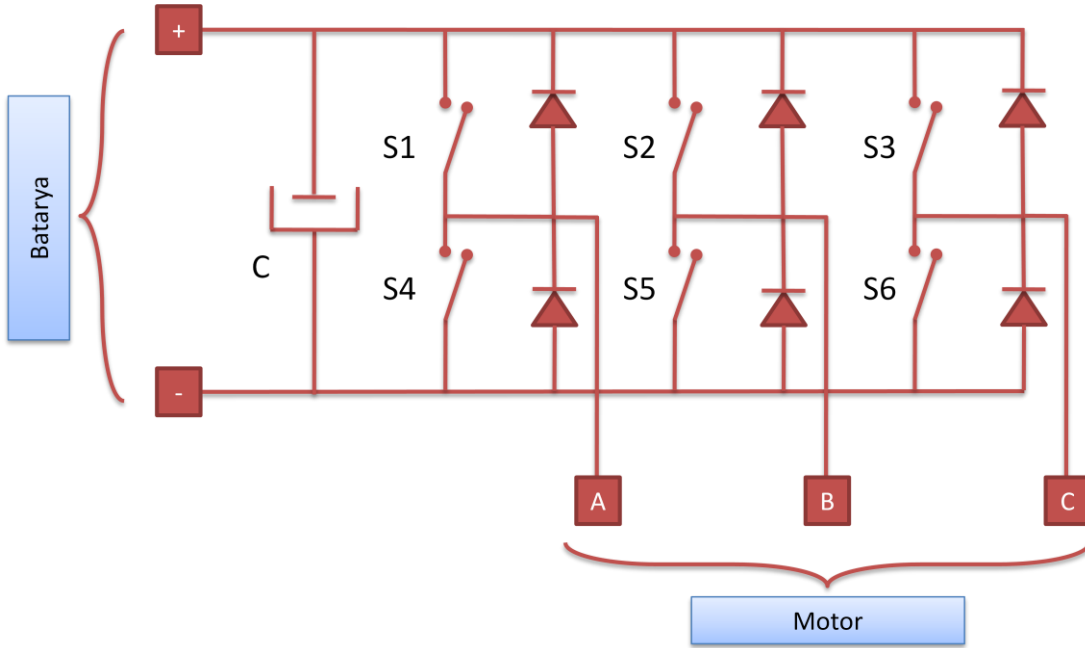
$$\vec{v}_s = V_m e^{j\omega t} e^{-j\omega t + \varphi} \quad (3.4)$$

Park dönüşümü ile artık uzay vektörü dönmez hale gelmektedir dolayısıyla izdüşümleri de sadece vektörün genliği ve referans koordinat düzlemiyle yaptığı faz farkı ile değişmektedir. Burada önemli olan hangi kontrol değişkenine göre referans eksen tanımlandığıdır. Çünkü referans eksen olan kontrol değişkenine olan faz farkı da artık bir kontrol değişkeni olarak ifade edilebilir olmaktadır. Denklem (2.33)'ten de görüleceği üzere eğer kalıcı mıknatıslı senkron makinada rotor akısının yönü referans alınarak d-ekseni oluşturulursa; akımlarla akılar aynı fazda olduğundan q-ekseni akımı ile tork kontrol edilirken d-ekseni akımı ile hava aralığı akısı kontrol edilebilir olacaktır. Böylece akımın tork üreten bileşeni ile akı ile ilişkili bileşeni ayrılmış olur ve DC motor kontrolüne yakın bir kontrol ile hem sabit tork bölgesinde hem de alan zayıflatma bölgesinde makina kontrol edilebilir.

### 3.2 Kontrol İşaretinin Yapısı ve Modülasyon Teknikleri

Günümüz modern motor sürücülerinde kullanılan mikroişlemciler ve sayısal işaret işleyiciler sistemden aldıkları geri besleme ve kullanıcıdan aldıkları referans değerleri işleyerek sistemi istenen referans değere getirecek kontrol işaretlerini üretirler. Ancak kontrol kuralların işletilmesi ile üretilen bu işaretler sayısaldır ve yüksek güçlü motorları sürebilecek analog işaretlere çevrilmelidirler. Bu yüzden üretilen kontrol işareti değerlerini motor terminallerinde gerilime dönüştürecek çeviricilere ihtiyaç duyulmaktadır.

Kontrol işaretlerini güçlendirmede günümüzde güç elektroniği devreleri sıklıkla kullanılmaktadır. Araçta bulunan elektrik enerjisi kaynağının batarya ve/veya ultrakapasitörlerden oluştuğu göz önüne alındığında kaynak uçlarındaki tek faz DC gerilimin üç fazlı AC motorlara uygun dalga formuna dönüştürülmesi gerektiği aşikardır. Bu işlevi gerçekleştirebilecek güç elektroniği devreleri evirici olarak adlandırılmaktadır. Ancak araç uygulamalarında enerji akışı sadece kaynaktan motora doğru değildir. Özellikle geri kazanımlı frenleme esnasında ve araç motorunun generatör olarak kullanılacağı durumlarda güç elektroniği devresi motor terminallerinde oluşan üç fazlı AC gücü uygun bir şekilde DC enerji kaynağında depolayabilmelidir. Bu çalışma güç elektroniğinde doğrultucu devreleri kullanılarak yapılabilmektedir. Araç uygulamalarında kullanılan devre yapısı Şekil 3.1'deki gibidir ve iki işlevi de gerçekleştirebilir. Bu yüzden bu devre yapısının dönüştürücü/çevirici (converter) olarak adlandırılması doğru olacaktır.



**Şekil 3.1 :** Tahrik motorunu sürmekte kullanılan çevirici topolojisi

Şekil 3.1'deki anahtarlar gerilim ve güç seviyesine göre MOSFET ya da IGBT olarak seçilirler. Günümüz elektrikli araçlarının büyük bir kısmında IGBT kullanılmaktadır. Bu devre yapısındaki anahtarlar uygun sürelerde ve uygun bir paternde anahtarlanarak DC gerilimden AC gerilim oluşturulmaya çalışılır ayrıca AC gerilimden kontrollü bir DC gerilim elde edilir. Uygun genlikteki ve faz farkındaki üç fazlı AC gerilim ancak anahtarlama oranının (duty cycle) ayarlanması ile mümkündür. Bu şekilde elde edilen gerilim saf sinüs şeklinde olmayıp birçok harmonik içermektedir. Bu harmonikli gerilim motor endüktansı ve direncinden geçerek akımı oluşturduğundan filtrelenmektedir. Böylece eğer motor gerilimindeki temel frekans yakınında çok harmonik yoksa süzülen gerilim sinüzoidal akımlar oluşturur ve düzgün bir tork üretimi sağlanmış olur.

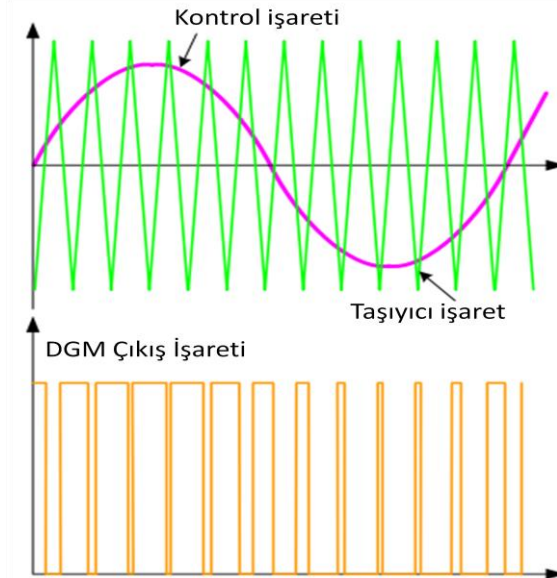
Sayısal kontrol işaretinin analog işarete çevrilmesinde her bir faz için sadece anahtarlama oranı değiştirilebilmektedir. Bu yüzden anahtarlama oranının değişimini optimum sağlayacak bir yöntem gereklidir. Bu yöntemler darbe genişlik modülasyonu (DGM) teknikleri olarak adlandırılırlar ve doğrudan anahtarlama elemanlarının durumlarını belirtecek şekilde üretilirler. Darbe genişlik modülasyonundan beklenen genel olarak temel bileşeni kontrol işareti ile doğrusal değişen bir motor terminal gerilimi üretebilmesi, oluşturduğu harmonik içeriğin temel bileşenden mümkün olduğunca uzak ve motor tarafından filtrelenebilir olmasıdır. Darbe genişlik modülasyonunun performans kriteri ise DC kaynak gerilimden maksimum doğrusal faydalanma oranı ve minimum zararlı harmonik içeriktir.

Üç fazlı sinüzoidal ters e.m.k.'lı elektrik makinalarında üretilen torkun düzgün (smooth) olabilmesi için akımların sinüzoidal değişmesi gerekmektedir. Aksi halde torkta da akımdaki harmonik içeriğe paralel bir harmonik içerik oluşacaktır. Bu harmonik içerik net iş yapmayan bir tork olup gürültü ve titreşim olarak ortaya çıkmaktadır. Bu durum makinanın mekanik yapısının yıpranmasına ve veriminin düşmesine yol açmaktadır. Makina fazları gerilim işaretine köşe frekansı elektriksel zaman sabitine ( $L/R$ ) eşit olan bir alçak frekans olarak davranmaktadır. Bu yüzden üretilen gerilimde temel frekansın baskın diğer düşük frekansların – özellikle 3., 5., ve 7. harmoniklerin az olması istenir. Tüm modülasyon teknikleri bu kriteri göz önünde bulundurmaktadır.

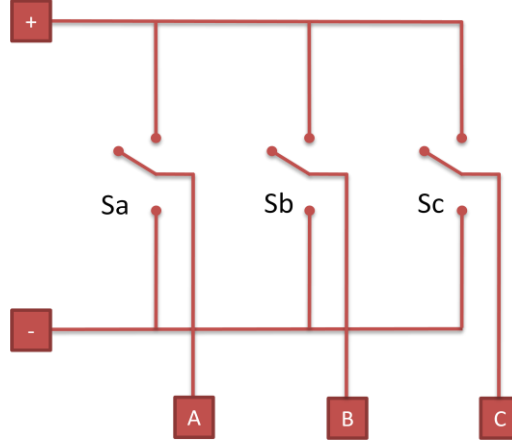
DGM tekniklerinden beklenen ikinci performans kriteri ise kontrol işaretinin doğrusal biçimde kuvvetlendirilmesidir. Doğrusal olmayan bir kuvvetlendirme olduğunda sisteme ekstradan doğrusal olmayan bir etki eklenecektir. Bu etkiyi ortadan kaldırarak istenen performansın sağlanabilmesi için kontrol algoritmasının daha kompleks ve karmaşık hale getirilmesi gerekmektedir. Pratikte her DGM yöntemi kullanılan DC kaynak geriliminin genliğinin ancak bir kısmını doğrusal olarak AC gerilim genliğine çevirebilmektedir. Özetle, DC kaynaktan doğrusal faydalanabilme oranı DGM yöntemine göre değişir ve sabittir. Özellikle araç uygulamalarında şarj durumu ile gerilimi değişen kısıtlı DC kaynak geriliminin olduğu ve alan zayıflatmanın kullanıldığı durumlarda DGM'nin DC kaynak faydalanma oranının yüksek olması oldukça önemlidir.

### 3.2.1 Darbe Genişlik Modülasyonu Temelleri

Darbe genişlik modülasyonu, sayısal sistemlerde genel olarak bir donanımsal sayıcı (counter) ile kontrol işaretinin karşılaştırılması suretiyle yapılır. Böylece  $k$  bir doğal sayı ve  $T_s$  örnekleme zamanı olmak üzere bir  $kT_s$  zamanındaki anahtarlama süresi kontrol işaretince belirlenir. Eğer kontrol işareti bir sinüs ise Şekil 3.2'deki gibi bir DGM oluşturacaktır. Bu işaret anahtarlama işareti olarak kullanıldığında oluşan gerilimde aynı şekilde olacaktır.



Şekil 3.2 : Üçgen-sinüs karşılaştırılması ile elde edilen SDGM işareti



**Şekil 3.3:** Modülasyon tekniklerinde sıklıkla başvurulan üç fazlı çevirici devre yapısı

Üç fazlı bir çevirici yapısı Şekil 3.3'te gösterilmiştir. Bu devre yapısında her bir kol için muhtemel tüm durumlar şu şekilde ifade edilebilir:

- 1: Üst anahtarın iletimde, alt anahtarın kesimde olması durumu
- 0: Alt anahtarın iletimde, üst anahtarın kesimde olması durumu
- X: Her iki anahtarın kesimde olması durumu

Her iki anahtarın iletimde olması durumunda DC bara kısa devre edilmiş olacağından bu durum hatalı bir durum olarak tanımlanıp donanımsal ve yazılımsal olarak engellenmektedir. Aynı zamanda üst ve alt anahtarların açma kapanma gecikmeleri göz önüne alınarak alt üst anahtarlama işaretleri arasına bir ölü zaman eklenmektedir. Ölü zaman anahtarlama elemanı açma kapanma zamanı ile anahtarlama işareti iletim gecikmesine göre genellikle birkaç mikro saniye olarak belirlenir. Böylece ideal olmayan yarı iletken elemanların açılıp kapanmasına fırsat tanınmış olur. Ölü zamandan dolayı devre çıkışında oluşan gerilim ile anahtarlama işareti arasında bir fark oluşur. Bu fark da çeviricide doğrusal olmayan bir yapıya sebep olur. Sabit bir ölü zaman özellikle düşük anahtarlama oranlarında ve düşük akımlarda istenmeyen harmoniklere yol açar. Bu durum özel teknikler ile giderilmeye çalışılır [15]; ancak bu teknikler bu tezin kapsamında açıklanmayacaktır.

Tanımlanan anahtar durumlarına göre faz gerilimleri aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = V_{dc}/3 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Bu ortalama model üzerinde  $S_a, S_b, S_c$  anahtar durumları yerine DGM ile sinüs kullanılarak modüle edilmiş  $D_a, D_b, D_c$  üst anahtar anahtarlama oranları yazılırsa sinüzoidal gerilimler bulunabilir.

DGM yöntemleri karşılaştırma yapılan sayıcının yapısına ve kontrol işareti ile senkronizasyonuna göre kategorilere ayrılabilir. Buna göre anahtarlama frekansını belirleyen taşıyıcı (carrier) işaretini sayısal olarak gerçekleyen sayıcı sadece artan ya da sadece azalan şekilde (testere dişi) ise oluşan DGM işaretlerinin çıkan ya da inen kenarları ile anahtarlama süresi ayarlanır. Bu tip karşılaştırma işlemi ile elde edilen DGM kenarı hizalanmış (edge aligned / asimetric) DGM olarak adlandırılır. Eğer sayıcı üçgen şeklinde (Şekil 3.2) ise karşılaştırma hem inen hem de çıkan kenarda yapılır. Bu şekilde oluşturulan DGM işaretlerinin orta noktası sabit kalırken anahtarlama oranı simetrik olarak iki kenardan değişir. Bu tip DGM merkezi hizalanmış (center aligned / simetrik) DGM olarak adlandırılır. Merkezi hizalanmış DGM, kenarı hizalanmış DGM'ye nazaran faz gerilimlerinde daha az harmonik bileşen oluşturmaktadır [16]

Sayıcının başlangıcı ile sinüzoidal kontrol işaretinin sıfır noktasının (0 derece) eşzamanlı olarak başlaması durumu senkron DGM olarak adlandırılır. Eğer eşzamanlı başlangıç söz konusu değilse bu DGM türüne asenkron DGM denilmektedir.

Literatürde birçok PWM yöntemi önerilmiştir [17] Bu yöntemler içerisinde en sıklıkla kullanılan yöntemler sinüs DGM, üçüncü harmonik eklenmiş DGM, uzay vektörü DGM ve doğrudan sayısal DGM olarak sıralanabilir. DGM mantığını daha iyi anlatabilen basit yapısı nedeniyle SDGM ve diğer yöntemlere göre daha sık kullanılan UVDGM ilerleyen ayrılırlarda anlatılacaktır.



### 3.2.2 Sinüs Darbe Genişlik Modülasyonu

Sinüs DGM’de kontrol işareti anahtarlama frekansında olan taşıyıcı işaret ile karşılaştırılarak oluşturulur. Şekil 3.2’de SDGM yapısı ve oluşacak faz gerilimi gösterilmektedir. Üç fazlı sistemlerde kontrol işareti 120 derece faz farklı üç sinüs şeklindedir. Oluşturulan üç kapı işareti üst anahtarlar için üretilir. Alt anahtarlar için bu işaretin tümleyeni ölü zaman eklenerek üretilir. Şekil 3.1’deki anahtarlara SDGM ile üretilen altı kapı işareti uygulandığında fazlarda ortalamada sinüzoidal gerilimler oluşturulur.

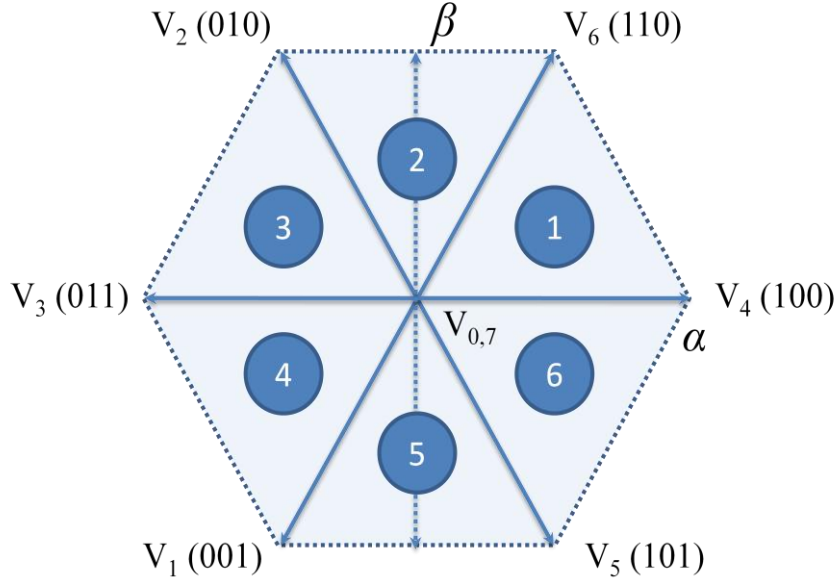
### 3.2.3 Uzak Vektörü Darbe Genişlik Modülasyonu

Uzak vektörü DGM adından da anlaşılacağı üzere denklem (3.1)’deki uzak vektörü tanımını kullanarak darbe genişlik modülasyonu yapmaktadır. Şekil 3.3’te verilen devre topolojisi için tüm durumlar Çizelge 3.1’de verilmiştir. Bu çizelgede 0 alt anahtarın iletimde olması 1 ise üst anahtarın iletimde olması anlamına gelmektedir.

**Çizelge 3.1 :** Anahtar konumlarına göre faz arası ve faz nötr gerilimlerin değişimi

$S_a$	$S_b$	$S_c$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	Vektör
0	0	0	0	0	0	0	0	0	$V_0$
1	0	0	$U_{dc}$	0	$-U_{dc}$	$\frac{2}{3} U_{dc}$	$-\frac{1}{3} U_{dc}$	$-\frac{1}{3} U_{dc}$	$V_1$
1	1	0	0	$U_{dc}$	$-U_{dc}$	$\frac{1}{3} U_{dc}$	$\frac{1}{3} U_{dc}$	$-\frac{2}{3} U_{dc}$	$V_2$
0	1	0	$-U_{dc}$	$U_{dc}$	0	$-\frac{1}{3} U_{dc}$	$\frac{2}{3} U_{dc}$	$-\frac{1}{3} U_{dc}$	$V_3$
0	1	1	$-U_{dc}$	0	$U_{dc}$	$-\frac{2}{3} U_{dc}$	$\frac{1}{3} U_{dc}$	$\frac{1}{3} U_{dc}$	$V_4$
0	0	1	0	$-U_{dc}$	$U_{dc}$	$-\frac{1}{3} U_{dc}$	$-\frac{1}{3} U_{dc}$	$\frac{2}{3} U_{dc}$	$V_5$
1	0	1	$U_{dc}$	$-U_{dc}$	0	$\frac{1}{3} U_{dc}$	$-\frac{2}{3} U_{dc}$	$\frac{1}{3} U_{dc}$	$V_6$
1	1	1	0	0	0	0	0	0	$V_7$

Üç kol için iki durum bulunduğundan toplamda  $2^3$  anahtarlama durumuna göre stator gerilim vektörü Şekil 3.4’te gösterilmiştir.



**Şekil 3.4 :** Anahtarlama durumlarına göre stator gerilimi uzay vektörünün değişimi

UVDGM referans gerilim vektörünü bir anahtarlama periyodu boyunca Çizelge 3.1'deki vektörleri kullanarak oluşturmaya çalışır. Bir anahtarlama periyodunda birbirine komşu vektörler ile  $V_0$ ,  $V_7$  sıfır vektörleri kullanılarak referans vektör oluşturulur. UVDGM için literatürde birçok iyileştirme ve modifikasyon yapılmıştır ancak burada temel düzeyde bir anlatım yapılacaktır.

UVDGM işaretini oluşturabilmek için gerekli temel aşamalar şu şekildedir:

- Referans gerilim vektörünün hangi sektörde olduğunun belirlenmesi
- Komşu vektörlerin ve sıfır vektörlerinin anahtarlama sürelerinin belirlenmesi
- Anahtarlama sırasının belirlenmesi

### 3.2.3.1 Sektör Belirleme

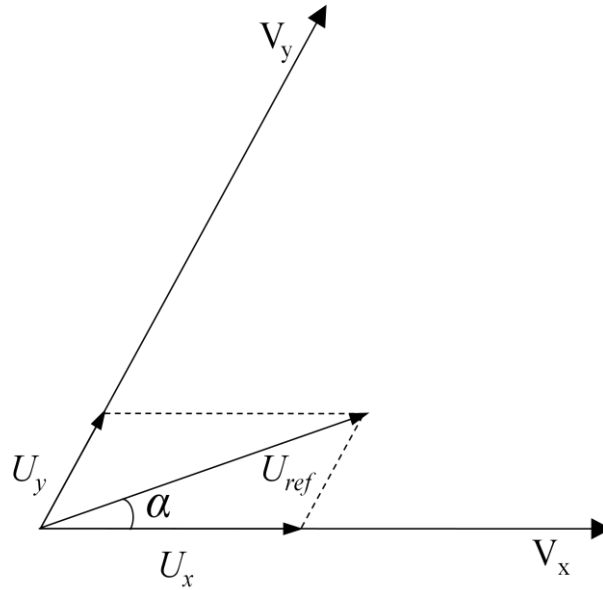
Gerilim vektörünün Şekil 3.4'te hangi sektörde olduğunun belirlenmesi gerekmektedir. Buna göre hangi komşu iki vektörün diğer bir deyişle hangi anahtarların kullanılacağı belirlenmektedir. Sektör belirlemede üç faza dönüştürülmüş faz referans gerilimleri kullanılabilir. Faz referans gerilimlerinin işaretlerine göre sektörler Çizelge 3.2'deki gibi belirlenmektedir.

**Çizelge 3.2 :** Stator gerilim referanslarının işaretlerine göre sektörlerin değişimi

$U_a^{ref}$	$U_b^{ref}$	$U_c^{ref}$	Sektör
0	0	0	0
+	-	-	1
+	+	-	2
-	+	-	3
-	+	+	4
-	-	+	5
+	-	+	6

### 3.2.3.2 Anahtarlama Oranlarının Belirlenmesi

Pratikte kontrol işareti olan stator faz gerilimleri maksimum değerlerine göre normalize edilirler. Böylece kontrol işareti modülasyon oranı haline gelir. UGDGM doğrusal çalışma bölgesinde ( $0 < m < 1$ , m: modülasyon oranı) stator geriliminin temel bileşeninin tepe değeri  $V_{dc}/\sqrt{3}$ 'tür. Buna göre genlikleri  $2V_{dc}/3$  olan vektörler normalize edildiklerinde değerleri  $2/\sqrt{3}$  olur. Bu durumda referans gerilim vektörü artık modülasyon oranını temsil etmektedir.



**Şekil 3.5 :** Komşu gerilim uzay vektörleri ile referans vektörün elde edilmesi

Şekil 3.5'teki referans vektörün iki ardışıl gerilim vektörüne izdüşümü alınabilir.

$$U_{ref} = T_x U_x + T_y U_y \quad (3.6)$$

Burada  $T_x$  ve  $T_y$  sırasıyla  $U_x$  ve  $U_y$  vektörleri için anahtarlama oranlarını temsil ederler. Geometrik olarak anahtarlama oranları için (3.7) ve (3.8) eşitlikleri bulunabilir.

$$T_x = U_{ref} \sin(\pi/3 - \alpha) \quad (3.7)$$

$$T_y = U_{ref} \sin \alpha \quad (3.8)$$

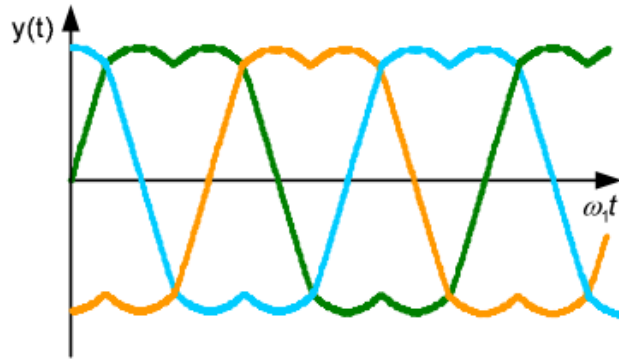
Anahtarlama periyodunda geriye kalan zaman sıfır vektörü zamanıdır. O halde sıfır vektörü için (3.9) yazılabilir.

$$T_z = 1 - (T_x + T_y) \quad (3.9)$$

### 3.2.3.3 Anahtarlama Sırasının Belirlenmesi

Anahtarlama sırası ile UVDGM merkezi hizalanmış ya da kenarı hizalanmış forma getirilebilir. Bunun dışında genel olarak anahtarlama sırası ardışık iki durum için sadece bir anahtarın durumu değişecek şekilde düzenlenir. Literatürde anahtarlama sırasının değişimi ile bazı uygulamalara özel iyileşmeler sağlanmaktadır [18].

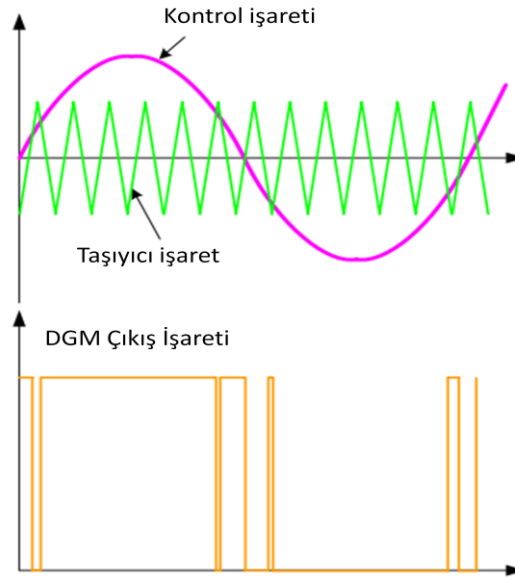
UVDGM ile en nihayette ortaya çıkan kontrol işareti Şekil 3.6'da gösterilen şekildedir.



Şekil 3.6 : UVDGM sonucunda oluşan kontrol işareti yapısı

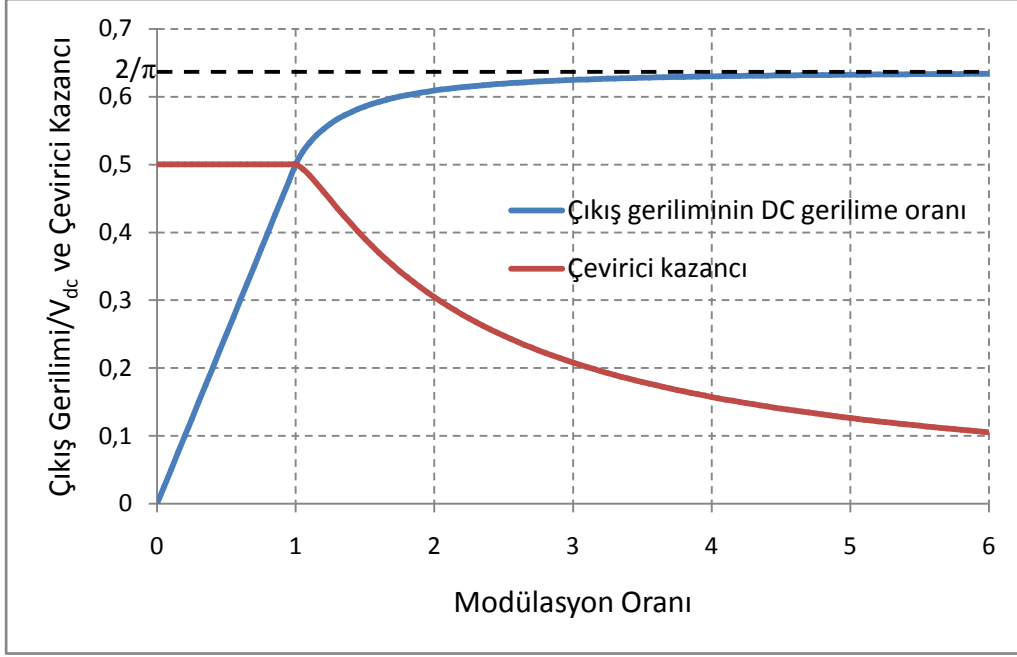
### 3.2.4 Aşırı Modülasyon Teknikleri

DGM yöntemlerinde kontrol işaretinin tepe değerinin taşıyıcı işaretin tepe değerine oranına modülasyon oranı / indeksi denir. Modülasyon oranı bire eşit oluncaya kadar kontrol işareti doğrusal olarak kuvvetlendirilir. Kontrol işareti genliğinin taşıyıcı işaretin genliğini aşması durumu – modülasyon oranının birden fazla olması durumu – aşırı modülasyon (overmodulation) olarak adlandırılır (Şekil 3.7). Aşırı modülasyon durumunda artık kontrol işareti sabit bir katsayıyla kuvvetlendirilmez ve doğrusal olmayan bir kuvvetlendirme ortaya çıkar. Şekil 3.8’de SDGM için modülasyon oranına bağlı çıkış geriliminin temel frekansının genliğinin değişimi gösterilmektedir.



**Şekil 3.7 :** SDGM tekniğinde aşırı modülasyon

Aşırı modülasyon kuvvetlendirme kazancının doğrusallığını bozmanın yanısıra üretilen gerilimin anahtarlama frekansı altında harmonik içeriğinin artmasına neden olmaktadır. Bu harmonik içeriğin aşırı artması makinanın kararsız çalışmasına ve verimin azalmasına neden olacağından literatürde birçok farklı yöntem geliştirilmiştir [19]. Bu yöntemlerden biri de senkron DGM kullanarak taşıyıcı işaret frekansının kontrol işareti frekansına oranının tamsayı yapılmasıdır. Bu yöntemde alt ya da üst alternansta tek sayıda darbe olmasına çalışılır. Bu yöntem özellikle elektrikli araç çekiş motorlarında kullanılmaktadır [20].



**Şekil 3.8 :** SDGM için modülasyon oranı ile çıkış geriliminin ve kazancın değişimi

Aşırı modülasyona hiç girmemek birçok uygulama için çözüm olarak görülebilirken kısıtlı DC kaynak geriliminin maksimum kullanımının elzem olduğu araç uygulamalarında aşırı modülasyon kaçınılmazdır. Bu tez çalışmasında kapsamında elde mevcut bulunan hızlı prototiplendirme cihazının yetenekleri dahilinde akıllı bir aşırı modülasyon yapmak pek mümkün olmadığından aşırı modülasyondan kaçınılmıştır.

### 3.2.5 Kare Dalga Sürüş Teknikleri

Şekil 3.8'den görüleceği üzere modülasyon oranı için  $1 < m < 4$  aralığında aşırı modülasyon yapmak mümkündür. Bu limit aslında artık çeviricinin teorik maksimum kuvvetlendirme sınırındadır ve bu oranda artık faz arası gerilimi kare dalga halini almaktadır. Bu çalışma modunda faz gerilimleri Şekil 3.10'da gösterilen 6-adımlı dalga formuna bürünür. Bu yüzden bu çalışma modu literatürde 6-adımlı mod olarak adlandırılır. 6-adımlı kare dalga sürüşü ile DC kaynaktan maksimum genlikte bir sinüs temel bileşeni elde edilebilir.

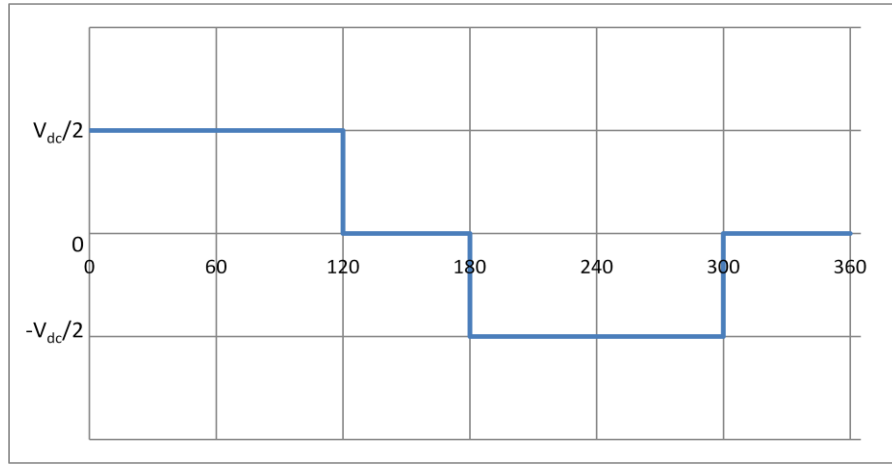
Kare dalga sürüş yöntemi bu özelliği sayesinde elektrikli araçlarda özellikle yüksek hızlarda kullanılan bir yöntemdir. Bu yöntemde artık kontrol işareti genliği doyuma ulaşmıştır ve geriye kontrol değişkeni olarak sadece frekans ve faz farkı kalmıştır.

Trapezoidal ters e.m.k.'lı kalıcı mıknatıslı senkron motorlarda (Fırçasız DC motorlar) düzgün tork üretebilmek için faz akımlarının dolayısı ile faz gerilimlerinin kare olması gerekmektedir. Sinüzoidal ters e.m.k.'lı motorlarda bu durum mil torkunda dalgalanmalara neden olsa da kısıtlı DC bara geriliminde kullanılmaktadır. Bu yüzden bu ayrıtta kare dalga sürüş tekniklerinden bahsedilecektir.

### 3.2.5.1 Tek Kutuplu Kare Dalga Sürüş Tekniği

Bu sürüş yöntemi daha çok fırçasız DC motorlarda kullanılmaktadır. Basit yapısı ve düşük anahtarlama kaybı sebebiyle tercih edilmektedirler. Bu yöntemde enerji akışının yönüne göre her bir 60 derecelik sektörde alt ya da üst anahtar sürekli açıkken ilgili fazı enerjilendirmek için diğer anahtar anahtarlama yapmaktadır.

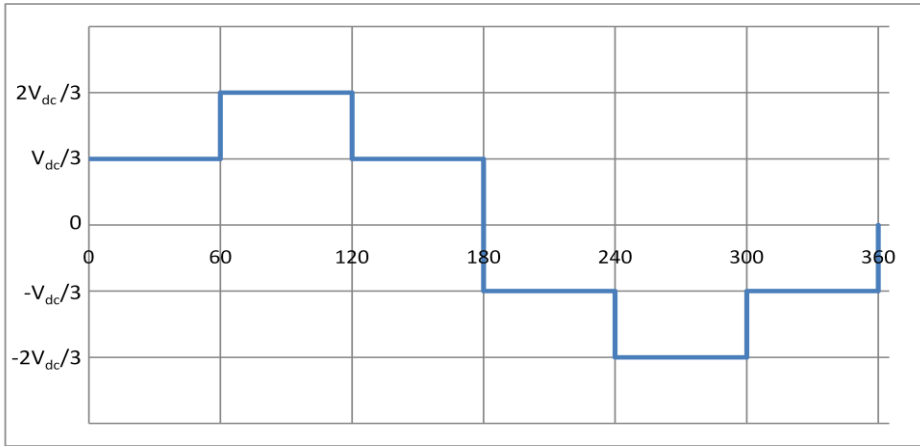
Komütasyon anında (60 derecelik sektör geçişi) akım diyot üzerinden söndüğü için bu yöntemde akımın yön değişimi kontrol edilememektedir. Bu yüzden 4-bölgeli sürücülerde bu yöntem tercih edilmemektedir [21]. Bu yöntemde 60 derecelik her sektörde sadece iki anahtar aktif olduğundan ve sadece bir anahtar anahtarlama yaptığından anahtarlama kayıpları ve kapı sürücü devresi güç isterleri daha azdır. Şekil 3.9'da bu sürüş tekniğinde statorda oluşan faz-nötr gerilimleri gösterilmektedir.



**Şekil 3.9 :** Tek kutuplu kare dalga sürüş tekniğinde faz-nötr gerilimi

### 3.2.5.2 Çift Kutuplu Kare Dalga Sürüş Tekniği

Çift kutuplu kare dalga sürüş 6-adımlı sürüşe denk düşmektedir. Bu sürüş tekniğinde aynı anda üç anahtar anahtarlama yapmaktadır. Bu sürüş şekli aslında SDGM ve UVDGM gibi sinüsoidal modülasyon tekniklerinin aşırı modülasyondaki son noktasına denk düşmektedir. DC bara geriliminden teorik olarak en etkin faydalanan yöntem bu yöntemdir. Bu yüzden özellikle sınırlı DC kaynak gerilimine sahip araç çekiş motorlarının kontrolünde bu yöntemle sıklıkla başvurulur. Şekil 3.10'da 6-adım kare dalga modundaki faz-nötr gerilimleri gösterilmektedir.



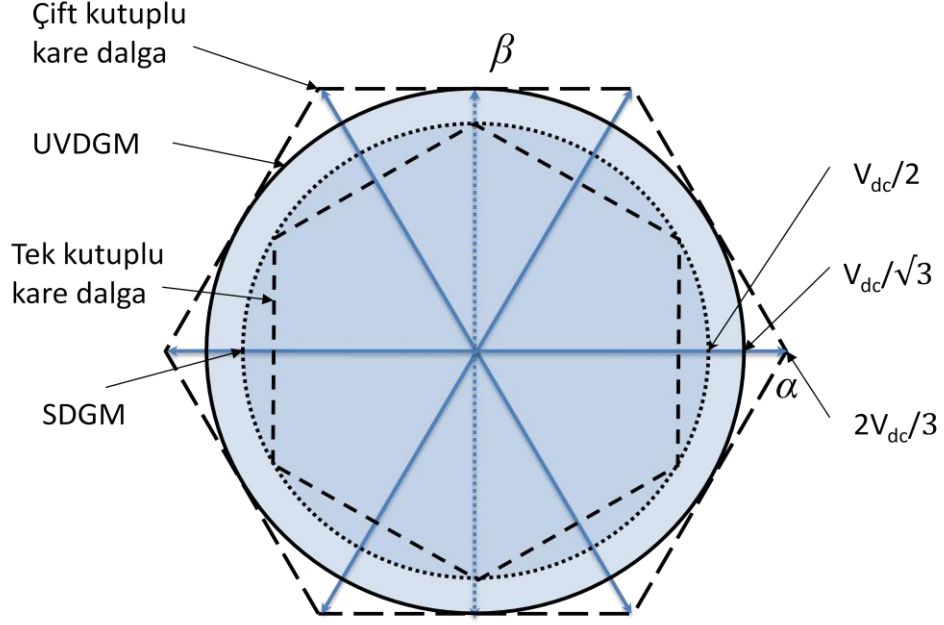
Şekil 3.10 : Çift kutuplu (6-adımlı) kare dalga sürüş tekniğinde faz-nötr gerilimi

### 3.2.6 DC Kaynak Gerilimi Faydalanma Oranları

Darbe genişlik modülasyon tekniklerinin tamamında, özellikle elektrikli araç çekiş motoru kontrolünde, modülasyon tekniğinin en önemli performans kriteri DC kaynak geriliminden faydalanma oranıdır. Bu bölümde bazı modülasyon tekniklerinin faydalanma oranları karşılaştırmalı olarak verilecektir.

DC kaynak gerilimi faydalanma oranları kaynaktan teorik maksimum faydayı sağlayan 6-adımlı kare dalga modundaki faz-nötr temel bileşenin genliğine normalize olarak verilmektedir. Oran bulunurken modülasyon tekniği ile doğrusal bölgede elde edilebilen maksimum temel bileşenin genliği kullanılmaktadır.





**Şekil 3.11** : Modülasyon teknikleri için sınır değerler

Şekil 3.11’de modülasyon tekniklerinin sınırlarını gösteren daire diyagramı verilmiştir. Bu diyagrama göre Çizelge 3.3 oluşturulabilir.

**Çizelge 3.3** : DGM teknikleri için DC gerilimden faydalanma oranları

Sürüş Yöntemi	Temel Bileşenin Tepe Değeri	DC Faydalanma Oranı (%)
Çift kutuplu kare dalga	$2V_{dc}/\pi$	100
Tek kutuplu kare dalga	$\sqrt{3}V_{dc}/\pi$	86,60
UVDGM	$\sqrt{3}V_{dc}/3$	90,69
SDGM	$V_{dc}/2$	78,54

Çizelge 3.3’te de açıkça görüleceği üzere doğrusal bölgede UVDGM yöntemi elektrikli araçlar için daha uygunken kare dalga sürüş tekniği olarak çift kutuplu sürüş tekniği (6-adım kare dalga modu) daha uygundur.

### 3.3 Ölçme ve Filtrelemeler

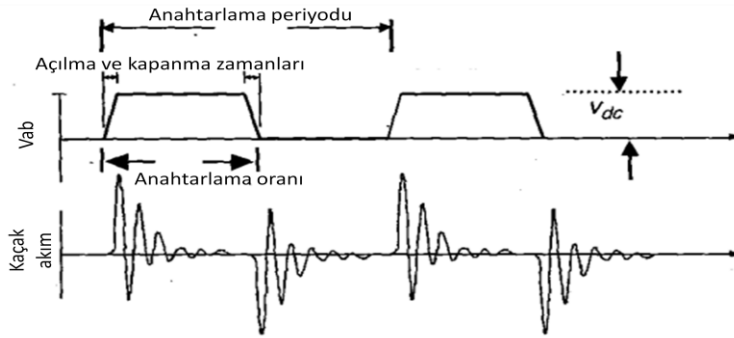
Motor kontrol uygulamalarında yüksek performans için her kontrol sisteminde olduğu gibi geri beslemeli kapalı kontrol çevrimleri kurulmaktadır. Böylece bozucuların ve sistemdeki doğrusal olmayan unsurların etkileri giderilebilmektedir.

Kalıcı mıknatıslı senkron makinalarda özellikle elektrikli araç çekiş motoru olarak kullanıldıklarında tork kontrolü birincil kontroldür. Bazı durumlarda bu makinalarda hız kontrolü ve generatör çalışmada DC gerilim kontrolü de yapılmaktadır. Motor çekiş amaçlı gaz pedalından referans değer aldığı anda tork kontrolü aktifken, makinanın genratör olarak kullanıldığı durumlarda gerilim kontrolü aktif olur. Bazı uygulamalarda hız sabitleyici kullanabilmek için hız kontrol kontrolü kullanılmaktadır.

### 3.3.1 Akım Ölçümü

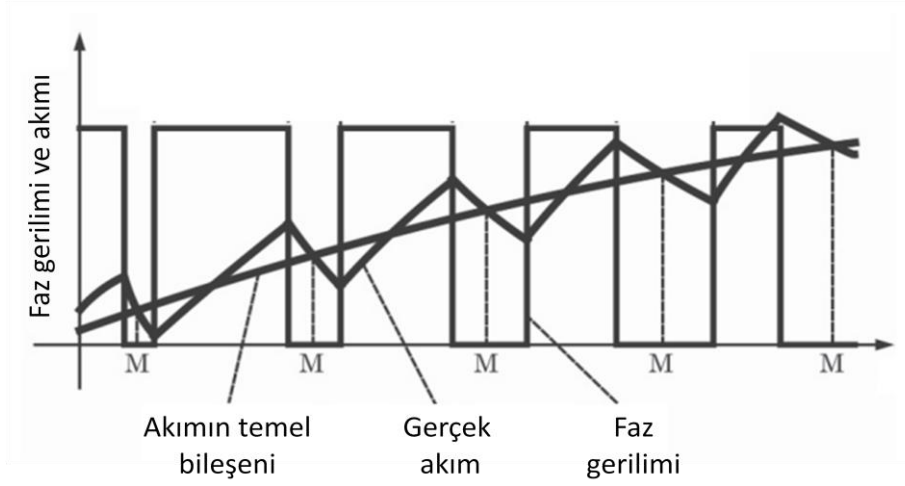
Kalıcı mıknatıslı senkron makina kontrolünde olmazsa olmaz algılayıcılar faz akım sensörleridir. Yıldız noktası izole olan bu makinalarda iki fazdan akım okunması kontrol için yeterlidir. Akım sensörlerinden alınan ve sayısal değere çevrilen değerler senkron dönen eksen takımına Clarke ve Park dönüşümleri vasıtası ile dönüştürülürler. Dönüştürülen bu akımlar akım kontrolörlerine geribesleme olarak kullanılırlar.

Yüksek güçlü ve yüksek gerilimli ( $V_{dc} > 100V$ ) motorlarda yüksek frekanslı anahtarlama işleminden kaynaklanan gürültüler oluşmaktadır. Çalışma esnasında motor yıldız noktasının DC baranın negatif ucuna ve araç şasisine göre bir potansiyel farkı oluşmaktadır. Aynı durum faz kabloları ile şasi arasında da mevcuttur. Gerilim farkı olan iki iletken yüzey ve arasındaki yalıtkan (hava) aslında bir kapasite oluşturmaktadır. Bu kaçak kapasitelerden akan anahtarlama frekansında ve harmoniklerindeki akım hem motor mili ve yatağında ısınmalara hem de düşük gerilimli ölçme ve kontrol devrelerinde gürültülere neden olmaktadır. Bu gürültünün akım ölçümüne etkisi Şekil 3.12’de kaçak kapasite akımı ile gösterilmektedir [22].



Şekil 3.12 : Anahtarlama sonucu oluşan kaçak kapasite akımları

Bu istenmeyen gürültünün etkisi ya ortalama akım ölçümü yapabilen sigma-delta analog sayısal dönüştürücüler kullanarak ya da DGM işaretinin sıfır noktalarının merkezinde (Şekil 3.13'te M örnekleme anları) akım örnekleme yapılarak [23] giderilebilir. Ancak bu tez çalışmasında kullanılan donanımda olduğu gibi bazı durumlarda bu çözüm yöntemlerini uygulamak mümkün olmayabilir ve akım ölçümünün filtrelenmesi gerekebilir.



**Şekil 3.13 :** DGM sıfır noktalarında örnekleme ile akım temel frekansının ölçümü

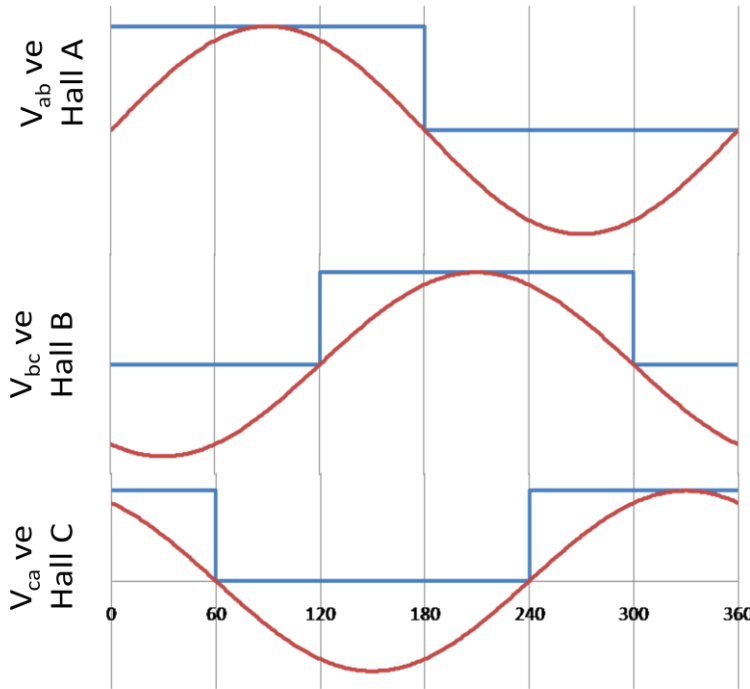
Filtreleme işleminde alçak geçiren filtrenin kesim frekansı dikkatle seçilmelidir. Çünkü, bu frekans hem akım dögüsünün bant genişliğini sınırlandırır hem de kapalı çevrim transfer fonksiyonun faz marjini azaltır. Buna göre düşük seçilen kesim frekansı hem akım dögüsü bant genişliğini azaltarak performansı azaltacak hem de faz marjini artırarak sistemi kararsızlık sınırına yaklaştıracaktır. Tüm bu bilgiler ışığında akım filtresi kesim frekansının tasarlanan akım dögüsü bant genişliğinden fazla ve anahtarlama kaynaklı gürültüleri bastırabilmek adına anahtarlama frekansından az olmalıdır.

Faz akımları dışında hem bataryayı korumak hem de gerektiğinde sabit akımla kontrollü şarj yapabilmek için de DC baranın pozitif ucuna bir akım sensörü yerleştirmek faydalıdır. DC baraya koruma maksatlı yerleştirilen akım sensörü ile birlikte ayrıca DC güç kontrol çevrimi de kurulabilir.

### 3.3.2 Pozisyon Ölçümü

Kalıcı mıknatıslı senkron makinanın vektörel kontrolü rotor akısından oryantasyonlu olduğundan rotor konumunu bilme zorunluluğu vardır. Bazı çalışmalarda ters e.m.k. değişiminden, kontrol işaretine eklenen yüksek frekanslı işaretinin cevabının incelenmesi ile makina asimetrisinden, ya da kompleks gözlemleyiciler kullanarak pozisyon kestirimi yapılabilmektedir [24]. Ancak nispeten büyük güçlü ve performans beklentisi yüksek olan çekiş motoru kontrol sistemlerinde bir pozisyon geri besleme cihazının (enkoder, resolver, hall v.b.) maliyetinin toplam maliyetteki oranı çok kritik değildir. Sensörsüz sürüş tekniklerinin hataya toleranslı kontrol sağlanabilmesi için paralel çalıştırılması daha uygun gözükmektedir.

Trapezoidal ters e.m.k.'lı fırçasız DC motorlarda kare dalga sürüş için düşük çözünürlüklü hall sensörleri kullanılmaktadır. Bu sensörler yaklaşan magneti algılayarak çıkış gerilimi üretirler. Üretim esnasında makinaya yerleştirilen bu algılayıcılar her faz arası gerilim çiftinin ters e.m.k.'ları ile hizalıdır. Algılayıcı çıkışı ters e.m.k.'nın pozitif alternansı boyunca lojik birken, negatif alternansı boyunca sıfırdır (Şekil 3.14). Böylece üç fazı sistemde bir elektriksel dönüşte altı farklı pozisyon (komütasyon sektörleri) algılanarak 6-adımlı kontrol yapılabilir.

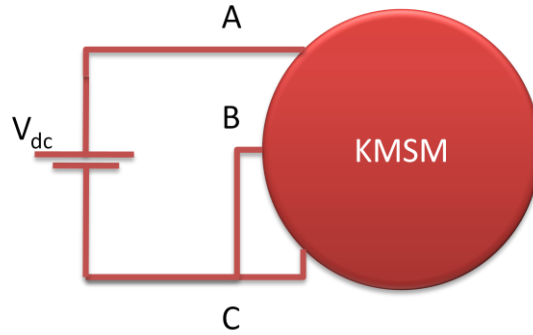


Şekil 3.14 : Hall sensörlerinin faz arası gerilimlerine göre değişimi

Kalıcı mıknatıslı senkron motorun pozisyon geri beslemesi için en yaygın kullanılan cihazların başında artımlı (incremental) enkoderler gelmektedir. Bu cihazlar bir mekanik turda belli sayıda darbe üreterek enerji verildiğindeki başlangıç konumuna göre konum artışını vermektedirler. Enkoderlerin yapısal olarak optik, manyetik ve çalışma tipi olarak artımlı mutlak çeşitleri vardır. Bu çalışmada artımlı optik enkoder kullanıldığından diğer tiplerden ve resolverlerden bahsedilmeyecektir.

Artımlı enkoderleri en büyük problemi mutlak pozisyon vermemeleridir. Bazı tiplerinde bulunan indeks ucu sayesinde bir mekanik turda bir referans sağlanmış olur. Ancak konstrüksiyonda indeks ucu a-fazı ile hizalanmış olsa bile arada bir değerde enerji verildiğinde indeks ucunu bulana kadar makina döndürülmelidir. Bu çalışmada ise indeks ucu olmayan bir artımlı enkoder kullanılmıştır. Çalışmada her ne kadar hall işareti indeks ucu gibi kullanılmışsa da bu kısımda rotor hizalama anlatılacaktır.

Rotoru d-ekseni (a-fazı) ile hizalanması için Şekil 3.15'teki bağlantı yapılarak makinanın nominal akımının %5-10'u civarında akım akıtılır. Böylece rotor sıfır pozisyonuna kilitlemiş olur.

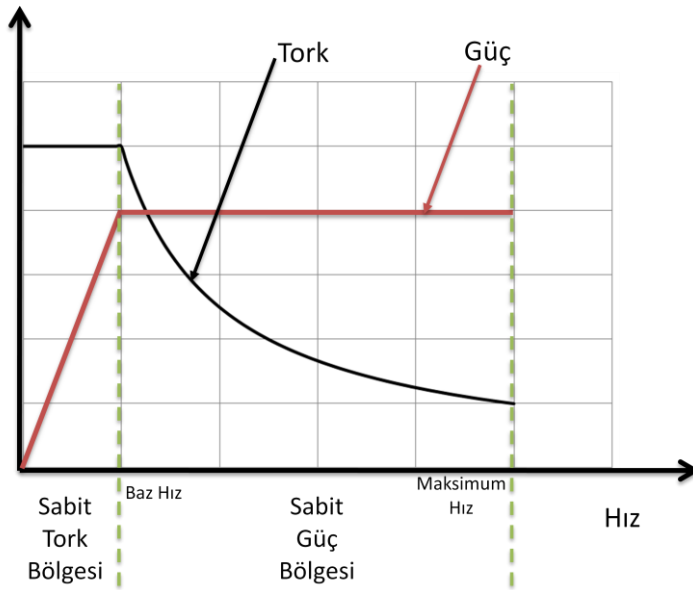


**Şekil 3.15 :** Rotor d-eksenini a fazı ile hizalamak için gerekli bağlantı şekli

Şekil 3.15'teki bağlantı Şekil 3.1'deki 1, 5, 6 numaralı anahtarlar kullanılarak yapılabilir.

### 3.4 Sabit Tork Bölgesi Kontrolü

Şekil 3.16’da gösterilen sabit tork kontrol bölgesi aslında günümüz endüstriyel motor sürücülerinin birçoğu için tek çalışma bölgesidir. Araç tahrik motoru uygulamalarında ise bu bölge kalkış ve ivmelenme esnasında aktif olarak kullanılmaktadır. Sabit tork bölgesi makinanın nominal torku sıfır hızdan hızın artması ile nominal güce ulaşılan baz hıza gelmesine kadar olan bölgedir. Bazı kaynaklarda baz hız ters e.m.k.’nın kontrol algoritmasının üretebildiği maksimum stator gerilimine (çoğu durumda  $2V_{dc}/\pi$ ) eriştiği nokta olarak tanımlansa da bu durum bir zorunluluk değildir. Elbette motor tasarımı esnasında sürüş gerilimi dikkate alındığından ikinci tanım da geçerlidir. Ancak motor tasarımı itibari ile (soğutma, mekanik aksam ve akım yoğunlukları sınırları) çekilebilecek maksimum tork belli olduğundan aslında baz hızda sınırlayıcı olan makina gücüdür.

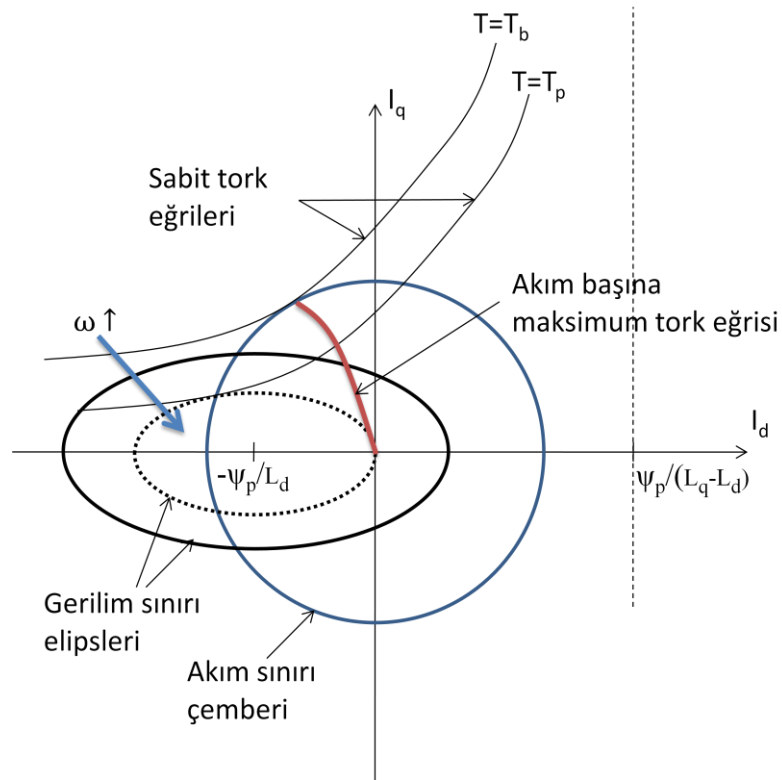


Şekil 3.16 : Tipik bir araç çekiş motoru için mekanik karakteristik

Baz hızın altında yapılan bu kontrolde makina maksimum torkunu verebilir. Araç uygulamalarında ivmelenme ve kalkış önemli olduğundan kalıcı mıknatıslı senkron çekiş motorunda bu bölgede kullanılacak en iyi yöntem amper başına maksimum tork (MTPA) yöntemidir [25]. Buna göre iç (interior) kalıcı mıknatıslı makinalarda relüktans torkundan da faydalanabilmek için bir miktar alan zayıflatma yapılmaktayken, yüzey montajlı kalıcı mıknatıslı makinalarda d-ekseni akımı sıfırlanarak bu yöntem uygulanır.

Kalıcı mıknatıslı senkron makina tork eşitliği sabit tork için düzenlenirse denklem (3.10) elde edilir. Denklem (3.10) bir hiperbol denklemdir ve dq akım düzleminde Şekil 3.17’deki gibi sabit tork eğrileri oluşturur.

$$i_q = \frac{2T/3p}{\psi_p - (L_q - L_d)i_q} \quad (3.10)$$

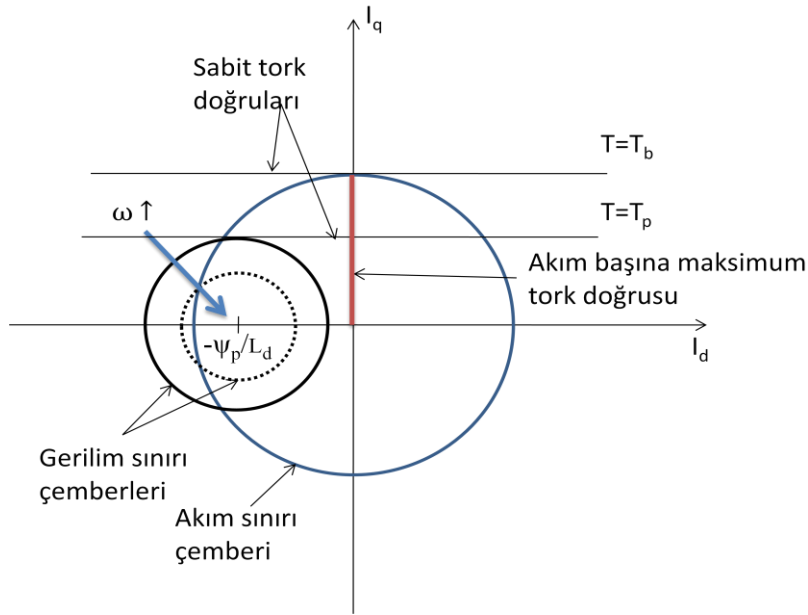


**Şekil 3.17 :** İç mıknatıslı KMSM'ler için dq düzleminde sabit tork eğrileri

Şekil 3.17’de sabit tork eğrisi ile teğet olan çemberdeki teğet noktasından o tork değeri için gerekli olan minimum stator akımı değeri bulunur. Bu değer denklem (3.11)’de verilmiştir [26].

$$i_d = \frac{\psi_p}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{\psi_p^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_q^2} \quad (3.11)$$

Yüzey montajlı kalıcı mıknatıslı senkron makinada d ve q eksenini endüktansları farkı çoğu durumda %5'ten az olduğu için ( $L_d \cong L_q$ ) d-ekseni akımı sıfır yapıldığında amper başına maksimum tork elde edilmiş olur. Denklem (3.10)  $L_d = L_q$  kabulü altında yeniden düzenlenirse Şekil 3.18'deki sabit tork eğrileri elde edilir. Bu yüzden bu çalışmada sabit tork bölgesinde d-ekseni akımını sıfırlayacak bir kontrol yapısı kullanılmıştır.



Şekil 3.18 : Yüzey montajlı KMSM için dq düzleminde sabit tork eğrileri

### 3.5 Sabit Güç Bölgesi Kontrolü

Baz hızın üzerinde ters e.m.k.'nin yükselmesiyle ve/veya artık tasarlanan güç limitine erişildiğinde daha fazla q-ekseni akımı akıtılamamaktadır. Bu yüzden negatif d-ekseni akımı ile rotor akısı zayıflatılarak ters e.m.k. azaltılır. Bu durumda makinadan akım akıtılabilmek mümkündür ancak ters e.m.k., dolayısı ile rotor akısı, azaltıldığı için torkta zafiyet oluşur. Böylece aynı güç değerinde yüksek hızlarda çalışma yapılabilir. Bu ayrıttaki ilerleyen kısımlarda alan zayıflatmanın sınırları ve yöntemlerinden bahsedilecektir.



### 3.5.1 Alan Zayıflatmanın Sınırları

Alan zayıflatmanın miktarı motor yapısı /parametreleri ve güç elektroniği elemanlarının maksimum akımları ve DC kaynaktan üretebilecekleri maksimum gerilimin genliği ile kısıtlıdır. Makinaya verilebilecek maksimum akım ya motor fazları akım yoğunluklarının maksimum değeri ile ya da anahtarlama elemanının maksimum anahtarlayabileceği akım katalog değeri ile sınırlıdır. Sistemin akıtılabileceği maksimum akım  $I_{maks}$  olsun. Bu durumda stator akımları için (3.12)'deki eşitsizlik yazılabilir.

$$i_d^2 + i_q^2 \leq I_{maks}^2 \quad (3.12)$$

$V_{maks}$  ise güç elektroniği devresinin üretebileceği maksimum stator gerilimi ( $2V_{dc}/\pi$ ) olsun bu durumda stator gerilimleri için (3.13)'teki eşitsizlik sağlanmalıdır.

$$v_d^2 + v_q^2 \leq V_{maks}^2 \quad (3.13)$$

Alan zayıflatma yüksek hızlarda yapıldığından dirençler üzerindeki gerilim düşümü ters e.m.k.'lar yanında ihmal edilebilir. Buna göre sürekli hal durumu için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir:

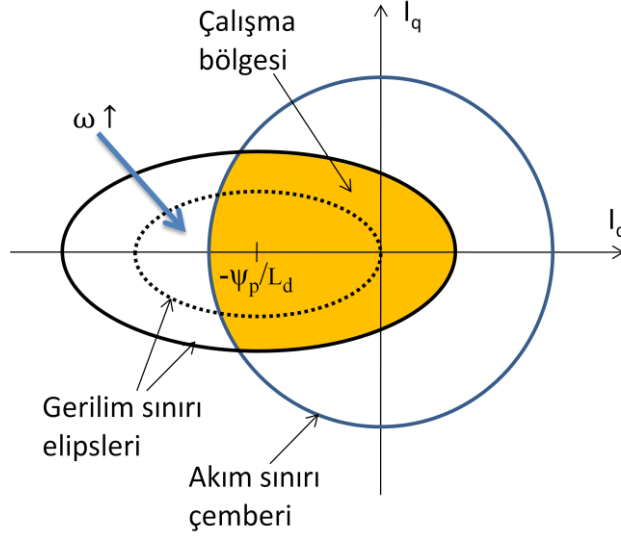
$$v_d = -\omega L_q i_q \quad (3.14)$$

$$v_q = \omega(\psi_p + L_d i_d) \quad (3.15)$$

(3.14) ve (3.15)'in kareleri alınarak (3.13) eşitsizliğinde yerine konulduğunda (3.16) eşitsizliği elde edilmektedir.

$$\left(\frac{i_d + \psi_p/L_d}{L_q}\right)^2 + \left(\frac{i_q}{L_d}\right)^2 \leq \left(\frac{V_{maks}}{L_d L_q \omega}\right)^2 \quad (3.16)$$

(3.16) dq düzleminde bir merkezi  $-\psi_p/L_d$ 'de olan elipse denk düşmektedir. (3.12) ve (3.16) Şekil 3.19'da gösterilmiştir.



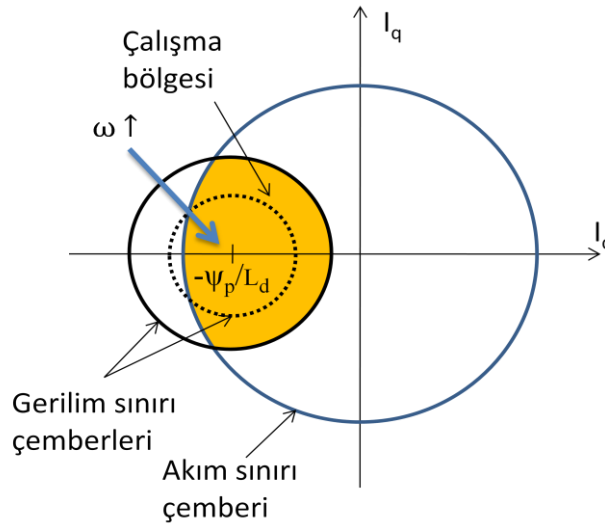
**Şekil 3.19 :** İç mıknatıslı KMSM için gerilim ve akım kısıtları

Şekil 3.19'daki koyu renkli alan her iki eşitsizliğin sağlandığı sistemin çalışabileceği bölgeyi temsil etmektedir.

(3.16) eşitsizliği bu tez çalışmasında kullanılan yüzey montajlı ( $L_d = L_q$ ) makina için yeniden düzenlenirse aşağıdaki çember eşitsizliği elde edilir:

$$\left(i_d + \frac{\psi_p}{L_d}\right)^2 + i_q^2 \leq \left(\frac{V_{maks}}{\omega L}\right)^2 \quad (3.17)$$

Bu durumda dq düzleminde Şekil 3.20 gibi bir yapı oluşmaktadır.



**Şekil 3.20 :** Yüzey montajlı KMSM için akım ve gerilim kısıtları

İç kalıcı mıknatıslı senkron makina için oluşan gerilim sınırı elips şeklinde olduğundan bu tip makinaların alan zayıflatma kapasiteleri dolayısı ile maksimum hızın baz hıza oranı daha yüksektir. Bu yüzden elektrikli ve seri hibrit elektrikli araçlarda iç mıknatıslı senkron makina kullanımı daha uygundur.

Şekil 3.20'ye dikkat edilecek olursa, gerilim limitinden kaynaklı çemberin yarıçapı mil hızının artması ile azalmaktadır. Buna göre eğer çember merkezi ( $-\psi_p/L$ ) akım sınır çemberi içerisinde kalıyorsa makina teorik olarak sonsuz hıza erişebilir demektir. Ancak çoğu durumda mekanik aksamın kısıtlarından (rulmanlar, yataklar, şanzıman, diferansiyel gibi) dolayı ve yükün gerektirdiği minimum torktan ötürü makina belli bir hızın ötesine geçemeyecektir.

Alan zayıflatmanın sınırları Şekil 3.20'den de açıkça görülebileceği üzere çember merkezine doğrudan bağlıdır. Çember merkezini orijine yaklaştırmak alan zayıflatma kapasitesini artıracaktır. Kalıcı mıknatıslık doğrudan tork üretimini etkileyen bir parametre olduğu için (Denklemler (2.33)) genelde azaltılmaz ancak kaçak endüktans değeri dağıtılmış (distributed) sarım yerine toplu (concentrated) sarım yapılarak artırılabilir.

Alan zayıflatmayı sınırlayan diğer önemli bir unsur ise kalıcı mıknatıslıyeti gidermeyecek bir ters akım ile alan zayıflatma yapmaktır. Genelde bu tip makinalarda kısa devre durumları da düşünülerek nominal akımın 2-3 katında demagnetize olmayacak kalınlıkta ve cinsten malzemeler kullanılır [27]. Bu yüzden demagnetize riskinden ziyade akım sınırı alan zayıflatmada daha etkili olmaktadır.

### 3.5.2 Alan Zayıflatma Yöntemleri

Literatürde kalıcı mıknatıslı senkron makinada alan zayıflatma konusu üzerine birçok yöntem önerilmiştir. Bu yöntemler özellikle baz hız üzerinde d ve q eksenli akım referanslarının nasıl üretileceğine dair sistematik yaklaşımlar önermektedirler. Yöntemler aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Sabit gerilim sabit güç (SGSG) yöntemi [28]
- Sabit akım sabit güç (SASG) yöntemi [29]
- Optimum akım vektörü (OAV) yöntemi [30]

Bu yöntemlerin tamamında bu çalışmada kullanılan yüzey montajlı kalıcı mıknatıslı senkron makina için akım referans değerleri verilecektir.

### 3.5.2.1 Sabit Gerilim Sabit Güç Yöntemi

Bu yöntemde baz hızda ulaşılan maksimum stator geriliminin alan zayıflatma süresince sabit tutulması ve buna göre akım referanslarının üretilmesi önerilmiştir. Makina gücü ise bu yöntemde sabit tutulmaya çalışılmıştır.

Makinanın AC taraftaki elektriksel gücü (3.18)'deki gibi ifade edilebilir.

$$P = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \quad (3.18)$$

Baz hızdaki d-ekseni akımı sıfırken stator gerilimleri stator direnci ihmal edildiğinde sürekli halde (3.19) ve (3.20) yazılabilir.

$$v_d = -\omega L_q I_{qb} \quad (3.19)$$

$$v_q = \omega \psi_p \quad (3.20)$$

d-ekseni geriliminin sabit olabilmesi için q-ekseni akımı (3.21)'deki gibi değişmelidir.

$$i_q = I_{qb} \frac{\omega_b}{\omega} \quad (3.21)$$

Bu durumda güç eşitliğinden herhangi bir  $\omega$  elektriksel hızında d-ekseni akımı için aşağıdaki denklik elde edilebilir.

$$i_d = -\frac{\psi_p}{L} \left(1 - \frac{\omega_b}{\omega}\right) \quad (3.22)$$

Bu yöntem ile q-ekseni akımı hızla doğrusal azaltılarak güç sabit tutulurken, d-ekseni akımına (3.22) referans değerler verilerek sistem Şekil 3.20'deki gerilim sınır çemberi üzerinde tutulur.

Bu yöntemin başlıca avantajı dq eksenli akım ifadelerinin baz hızın anlık hıza olan oranına doğrusal bağımlılığıdır. Ancak akım referanslarının çalışma esnasında değişebilen makina parametrelerine bağlı olması bu yöntemin başlıca dezavantajıdır. Direnç üzerindeki gerilim düşümleri ve geçici haldeki gerilim düşümleri sebebiyle aslında bu yöntem gücü ancak belli bir tolerans ile sabit tutabilmektedir.

SGSG yönteminin diğer bir dezavantajı kritik bir hız değerinden sonra gerilim çemberi üzerinde kalmanın akım limiti dolayısıyla mümkün olmamasıdır [27].

### 3.5.2.2 Sabit Akım Sabit Güç Yöntemi

Bu yöntemde baz hızda verilebilen maksimum akımın ve mekanik gücün sabit kalması amaçlanır. Mekanik güç için (3.23) yazılabilir.

$$P = \frac{3}{2} p \psi_p i_q \omega \quad (3.23)$$

Mekanik gücün sabit kalabilmesi için q-eksenli akımı (3.24)'teki gibi değişmelidir.

$$i_q = I_{qb} \frac{\omega_b}{\omega} \quad (3.24)$$

Burada ve bir önceki yöntemde belirlenen q-eksenli baz akımı genellikle maksimum stator akımına eşittir. Bu yöntemde akımlar Şekil 3.20'deki akım sınırı çemberi üzerinde tutulur buna göre d-eksenli akımı için aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$i_d = I_{qb} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_b}{\omega}\right)^2} \quad (3.25)$$

SASG yöntemi ile güç sabit tutulurken alan zayıflatılmış olur. Bu yöntemin en önemli avantajlarından biri makina parametreleri yerine doğrudan ölçüm parametrelerine bağımlı olmasıdır. Ancak SGSG yönteminde olduğu gibi belli bir kritik hızdan sonra akım sınır çemberinde olmak gerilim sınır çemberinin dışında kalabilir. Bu durumda akım gerilim çemberine uygun sınırlandırılmalıdır [27].

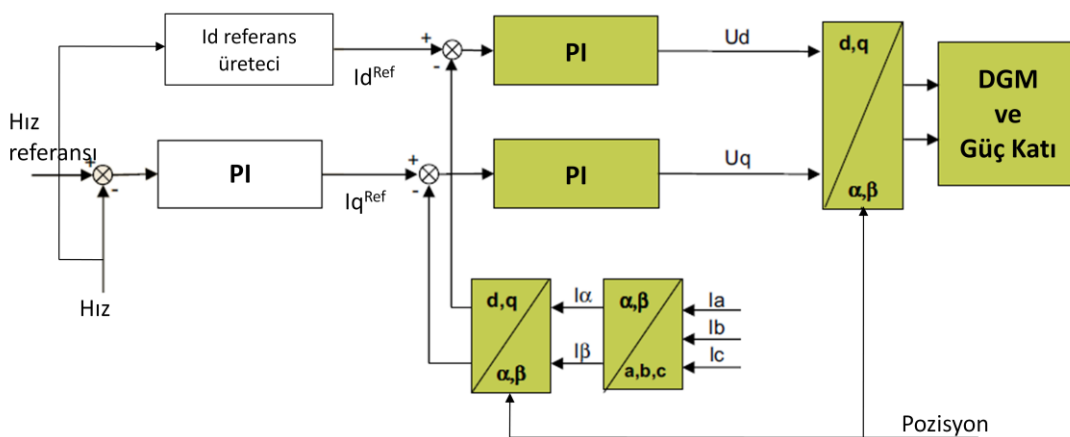
### 3.5.2.3 Optimum Akım Vektörü Yöntemi

Bu yöntemde sistemden maksimum faydalanma amaçlanmaktadır. Buna göre aktif güç sabit değildir ve hatta artmaktadır. Yöntem akım vektörünün q-ekseni bileşenini uygun çalışma bölgesinde o anda mümkün olan en yüksek değerde tutmayı amaçlar. Bu durum aslında Şekil 3.20'deki gerilim ve akım sınır çemberlerinin kesişme noktalarına denk gelir. Kesişme olmadığı zaman yine hangi kısıtta maksimum q-ekseni akımı elde ediliyorsa o noktadaki q-ekseni akımını makineye verir. Buna göre akım referansları hesaplanmaktadır [30]. Bu çalışmada bu yöntem tercih edilmediği için detaylı analizi verilmemiştir.

Bu yöntemde güç sabit kalmadığı için sürekli çalışmada bu yöntem tercih edilmeyecektir. Çünkü tüm soğutma sistemi nominal güce göre boyutlandırılmıştır. Ancak anlık güç isteklerinin karşılanması için güç elektroniği devresinin maksimum kullanımına elverdiği için bu yöntemi kullanmak yerinde olacaktır. Bu yöntemin de temel dezavantajı karmaşık yapısı ve makina parametrelerine bağımlılığıdır.

### 3.6 Kontrolör Tasarımı

Elektrikli araçlarda çekiş motoru kontrolünde temel kontrol çevrimi tork kontrolü diğer bir deyişle akım kontrol çevrimidir. Bunlar dışında hız ve gerilim kontrolü de ihtiyaca binaen bu iç çevrimin dışında kurulabilir. İç içe kontrol döngüleri yapısı endüstriyel servo sistemlere benzer yapıdadır (Şekil 3.21).



Şekil 3.21 : KMSM için iç içe kontrol döngüsü yapısı

Kontrolör tasarımı yapmadan önce örnekleme periyodu, anahtarlama frekansı ve kontrol döngüler için bant genişliği seçimleri yapılmalıdır.

### **3.6.1 Örnekleme Frekansı Seçimi**

Örnekleme frekansı tasarlanacak kontrol sistemi bant genişliği, sistemin açık çevrim bant genişliği ve anahtarlama frekansı göz önünde bulundurularak seçilir. Her ne kadar Shannon örnekleme teoremine göre kontrol edilecek sistemin bant genişliğinin en az iki katı frekansta (Nyquist frekansı) örnekleme yapmak gerekse de pratikte kural olarak kontrol edilecek sistemin bant genişliğinin 10-20 katında bir örnekleme frekansı seçilir [31]. Literatürde ayrıca örnekleme frekansı ile anahtarlama frekansı oranının tamsayı olacak şekilde seçilmesi de önerilmektedir [23]. Böylece kontrol işareti kontrol kuralları işletilerek üretildiğinde anahtarlama oranını hemen güncelleyebilecek ve gereksiz gecikme süresinin önüne geçilecektir. Kontrol işaretinin uygulanmasındaki gecikme kapalı çevrimin faz marjini azaltarak sistemi kararsızlığa yaklaştırır bu yüzden istenmeyen bir durumdur [32].

Belirtilen bu kriterlerin dışında özellikle gözlemleyici kullanan sistemlerde ayrıklaştırma yöntemine bağlı olarak modeli kararlı yapacak minimum hesaplama zamanı belirlenmelidir. Günümüz modern vektör kontrollü sürücülerinde 1-2 kHz örnekleme frekansı çoğunlukla yeterli olmaktadır [23].

### **3.6.2 Anahtarlama Frekansı Seçimi**

Anahtarlama frekansı minimumda makina akımını sürekli yapacak şekilde seçilmelidir. Aksi halde süresiz bir akım oluşması durumunda kontrol sistemi kararlılığı olumsuz etkilenecektir. Ayrıca anahtarlama kayıplarının soğutma sistemi için önemli bir parametre olması, yine anahtarlama frekansının kapı sürücü devrelerinin tasarımı için önemli bir parametre olması göz önüne alınarak bir seçim yapılmalıdır.

Anahtarlama frekansı bunların dışında kullanılan yarıiletken anahtarlama elemanlarının donanımsal kısıtlarına uygun seçilmelidir. Yüksek güçlerde anahtarlama kayıpları arttığı için maksimum 1-2 kHz olan anahtarlama frekansı düşük güçlerde birkaç yüz kHz'e kadar çıkabilmektedir.

Anahtarlama frekansının artırılması her ne kadar akım harmoniklerini azaltıcı ve verimi artırıcı etkide bulursa da artan frekansla elektromanyetik uyumluluk problemlerinin arttığı göz önünde bulundurulmalıdır.

### 3.6.3 Bant Genişliği Seçimi

Bant genişliği kontrol sisteminin izleme, regülasyon bozucu etkileri giderme hızını belirleyen bir parametredir. Bant genişliğinin idealde sonsuz olması istenebilir ancak pratikte bu durum hem çok büyük kontrol işaretlerine dolayısıyla büyük güçlere hem de eyleyiciler doyuma ulaşmasa da yıpranmasına neden olur.

Akım kontrolü için bant genişliği akım filtresi kesim frekansı ile sistemdeki toplam gecikmeler ve maksimum kontrol işareti genliği göz önüne alınarak seçilmelidir. Maksimum akım bant genişliği kontrol işareti genliği, anahtarlama frekansı ve filtre kesim frekansı ile kısıtlıdır.

Dış kontrol çevrimleri olan bara gerilimi ve hız kontrolü çevrimlerinin bant genişliği akım çevriminin yaklaşık 0,1-0,2 katı olmalıdır. Böylece iç çevrim daha çabuk regülasyon yaparak dış çevrimin kararlılığını olumsuz etki yapmamış olur [32].

### 3.6.4 Kontrolörler

Tüm kontrol çevrimleri için motor kontrol endüstrisinde en çok kullanılan kontrolör yapıları olup, en sık kullanılan kontrolör tipi PI kontrolördür.

PI kontrolörler basit yapısı ve gürbüzlüğü ile pratikte rakiplerinin önüne geçmeyi başarmıştır. Sistemdeki kısıtları ve doğrusal olmayan unsurları kompanze edebilmek için PI üzerinde birçok modifikasyon yapılabilmektedir.

#### 3.6.4.1 Akım Kontrolü

Vektör kontrolündeki temel kontrol çevrimi olan akım çevrimi için PI kontrolör tasarlama sistematığı bu kısımda anlatılacaktır.

Kontrol edilecek sistem durum değişkenleri dq akımları olmak üzere aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & \omega \\ -\omega & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\psi_p/L \end{bmatrix} \omega + \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3.26)$$



$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & 0 \\ 0 & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega i_q \\ -\omega(i_d + \psi_p/L) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$$\dot{x} = Ax + Bu + D \quad (3.28)$$

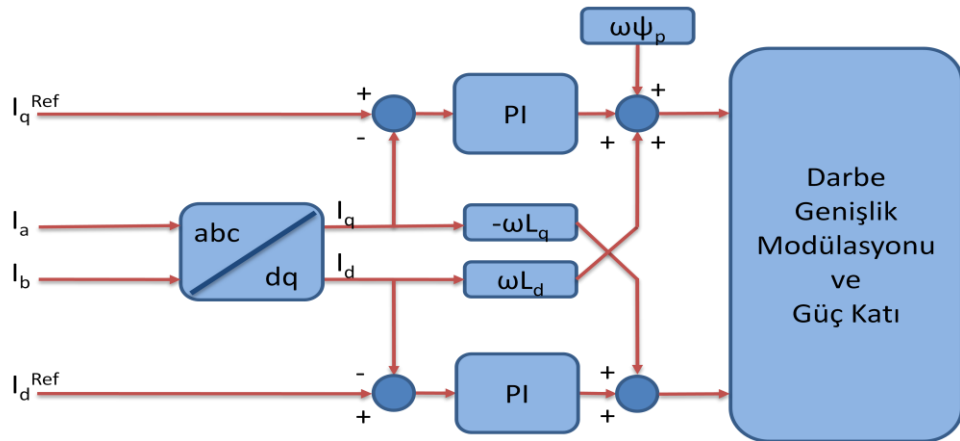
(3.26)'da dq-ekseni akımlarının çapraz olarak birbirine bağlı olduğu açıkça görülmektedir. Ayrıca modelin sistem matrisi zamanla değişen yapıdadır ve sistemde akı kontrol işaretine eklenen bir bozucu etkisi yapmaktadır.

Hızın mekanik zaman sabitiyle değişebileceği ve mekanik zaman sabitine göre nispeten çok küçük olan elektriksel zaman sabitine göre seçilen örnekleme periyodu boyunca hızın değişmeyeceği varsayımı yapmak çok yanlış olmayacaktır. Böylece, zamanla değişen sistem her  $kT_s$  örnekleme anında sabit olacaktır. (3.26) denklem (3.27) ve nihayetinde (3.28) gibi düzenlendiğinde oluşan D matrisi kontrol işaretine ayrıştırıcı (decoupling) olarak eklenirse (Şekil 3.22) sistem modeli basit doğrusal sistemlere benzer şekilde (3.29)'daki gibi yazılabilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & 0 \\ 0 & -R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Buradan akımlar için, x d ya da q bileşenini ifade etmek üzere transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir.

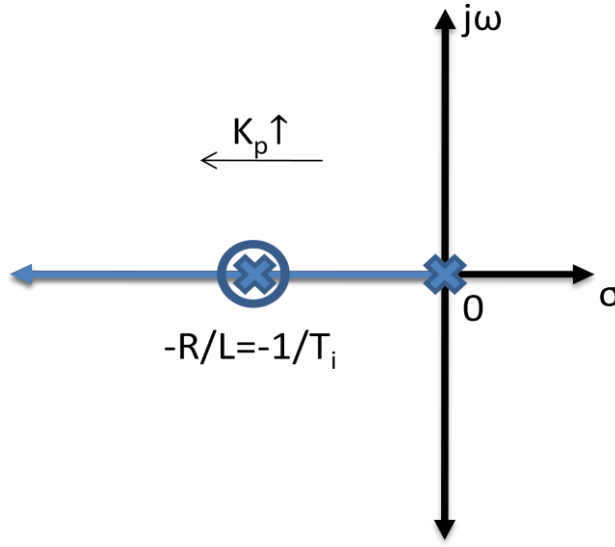
$$\frac{I_x(s)}{V_x(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (3.30)$$



Şekil 3.22 : KMSM için kontrol işaretinde eksen ayrıştırma işlemi

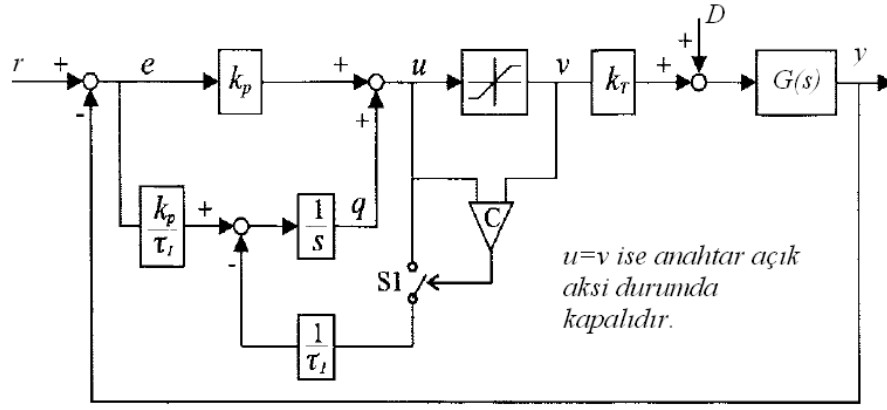
PI kontrolör transfer fonksiyonu (3.31)'deki gibi tanımlanırsa kontrolör sıfırı köklerin yer eğrisinde açık çevrim sistemin kutbunun üzerine (Şekil 3.23) konulursa oransal kazanç ile kontrol çevriminin bant genişliği ayarlanabilir.

$$PI(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (3.31)$$



**Şekil 3.23 :** PI kontrollü akım kapalı çevrimin köklerinin yer eğrisi

PI yapısında sürekli hal hatalarını gidermek için bulunan integratör yapısı eyleyici doyuma ulaştığında (Çekiş motoru kontrol sisteminde bu durum 6-adımlı kare dalga çalışmaya karşı düşmektedir.) sürekli var olan hatanın integratör tarafından biriktirilmesi ile kontrolörün integral çıkışı aşırı büyüyebilir. Bu durumda referans değer artık eyleyiciyi doyumdan çıkarabilecek kadar küçülse de kontrol işareti buna bir süre duyarsız kalır. Bu durum integratör literatürde bu durumun çözümü için birçok yöntem önerilmiştir [33]. Bu çalışmada kullanılan integratör sarması önleyici yapı Şekil 3.24'teki gibidir.



**Şekil 3.24 :** PI kontrolör için integratör sarmasını önleyici yapı

Bu yapının sağlıklı çalışabilmesi ve sürekli doyuma gitmemesi için kontrolör parametreleri aşağıdaki şartları sağlamalıdır [34].

$$K_a = \frac{1}{T_i} \quad (3.32)$$

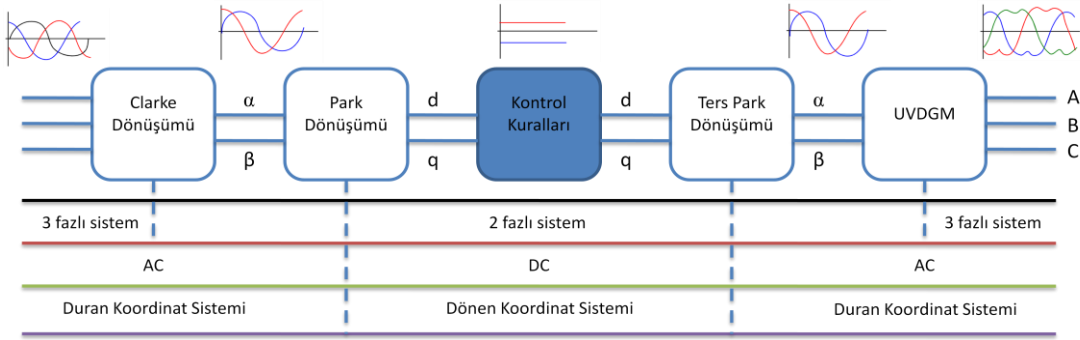
$$K_p \geq R \quad (3.33)$$

$$T_i \geq \frac{(\sqrt{2} + 1)L}{K_p} \quad (3.34)$$

Bu denklemlerde  $K_a$  integratör sarmasını engelleme katsayısını temsil etmektedir.

PI tasarlanırken sistem kutbu üzerine konulan PI sıfırı ideal durumda gayet performanslı ve aşısız çalışmaktadır. Ancak özellikle yüksek hız ve akımlarda motor endüktansı ve direncindeki değişime bağlı olarak açık çevrim kutbunun yer değiştirmesi sistemde istenmeyen aşımara sebep olabilir. Bu yüzden kapalı çevrime PI kontrolörün eklediği sıfırdan da kaynaklanan bu aşımalar literatürde önerilen IP (PDF) yapısı kullanılarak aşılabilir. Bu yöntem aslında akım referanslarının kontrolör sıfırını elimine edebilecek kutba sahip bir filtre ile filtrelenmesi yöntemidir. Ancak bu durumda referans filtrelendiği için akım kontrolünün yerleşme hızı düşecektir. Bu durumu ortadan kaldırmak için de yine benzer şekilde PDFF kontrolör yapısı önerilmiştir [35]. Bu yapıda PI sıfırının etkisini gideren kapalı çevrim sistemde istenen başka bir noktaya sıfır atamaktadır. Bu durum da akım referansının faz geriletken (geciktirici) bir filtre ile filtrelenmesi anlamına gelmektedir.

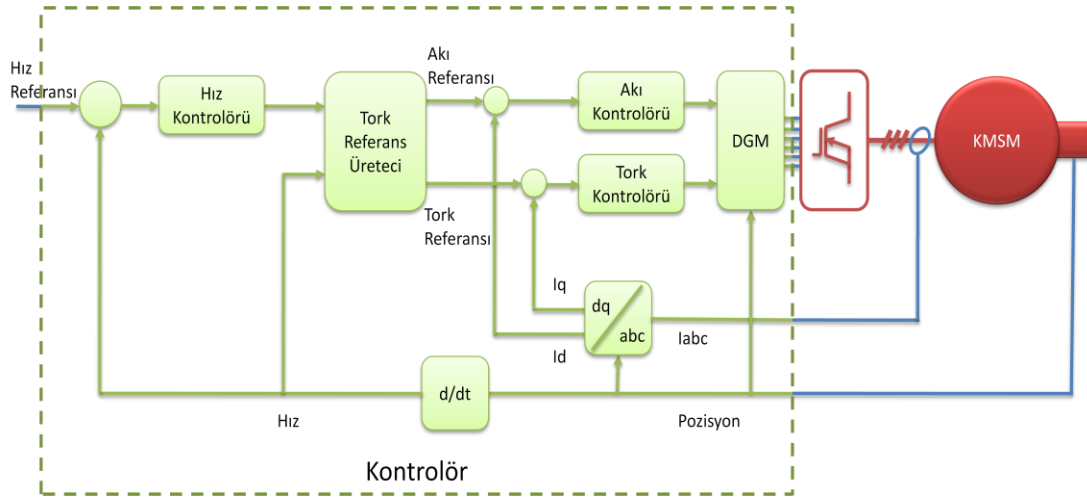
Çekiş motoru iç akım kontrolü yapısı Şekil 3.25'teki gibi özetlenebilir.



Şekil 3.25 : KMSM için akım kontrolünün genel yapısı

### 3.6.4.2 Hız Kontrolü

Hız kontrolü içte bir tork kontrol çevrimi olduğu için nispeten daha basit yapıdadır. Mekanik zaman sabitinin küçük olması sebebiyle daha düşük bant genişliği bu kontrol çevrimi için yeterlidir. Hız kontrolü de yine bundan önceki ayrıtta anlatılan PI kontrolörler ile yapılabilir. Çekiş motoru için kullanılacak tipik bir kontrol döngüsü Şekil 3.26'da gösterilmektedir.



Şekil 3.26 : Hız kontrol çevrimi

### 3.6.4.3 DC Bara Gerilim Kontrolü

DC bara gerilimi özellikle seri hibrit elektrikli araçlarda menzil uzatıcı olarak kullanılan generatörlerde kullanılabilir. DC bara gerilimi kontrolü mekanik gücün tork ile ayarlanması ile dışta bir çevrim oluşturularak yapılır. Makinanın generatör çalışma moduna geçebilmesi için tork referansının dönüş yönüne ters olarak verilmesi gerekmektedir. Çizelge 3.4'te 4-bölgeli çalışma için gerekli tork ve hız yönleri gösterilmektedir.

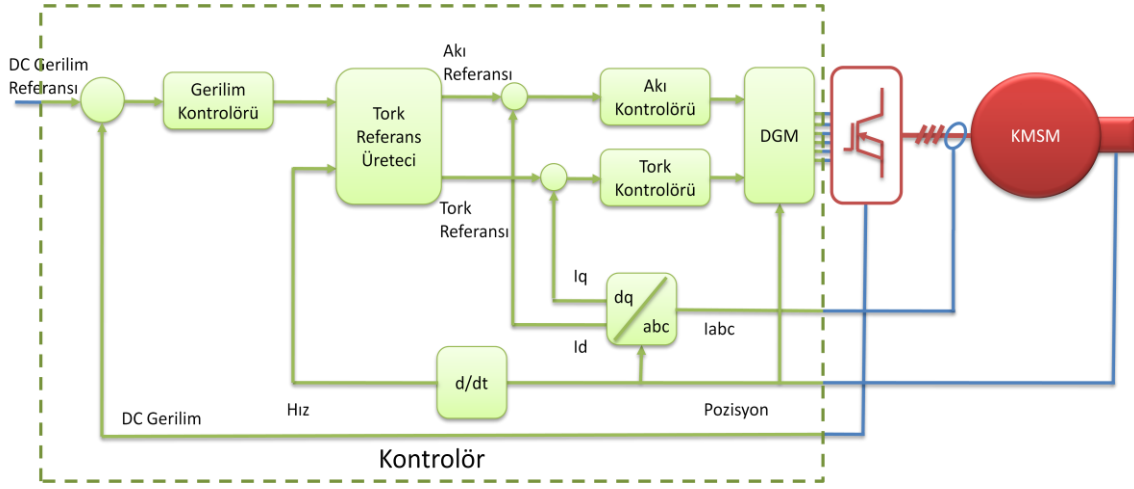
**Çizelge 3.4 :** Çalışma bölgesine göre tork ve hız değerleri işaretleri

Çalışma Bölgesi	Tork Değeri	Hız Değeri
İleri yönde motor çalışma	+	+
İleri yönde frenleme	-	+
Geri yönde motor çalışma	-	-
Geri yönde frenleme	+	-

DC bara genelde kapasite grubu ve bataryanın bağlı olduğu bir baraya bağlı olduğundan DC gerilim değişiminin hızı da makinanın elektriksiz zaman sabitine göre küçüktür. Bu yüzden DC bara gerilim kontrolü de hız kontrol çevrimine benzer şekilde oluşturulabilir. Şekil 3.27'de bu yapı gösterilmektedir.

DC bara gerilimi kontrolünde dikkat edilmesi gereken en önemli husus ters e.m.k.'yı maksimum yükseltme (boost) oranına göre referans değerlerin şartlandırılmasıdır. Bu koşullandırma ile mil hızına bağlı olarak referans değerler kısıtlanmalıdır.

Tüm bu temel kontrol döngüleri kullanılarak daha üst olarak DC akım kontrol döngüsü, DC güç kontrol döngüsü ve mekanik güç kontrol döngüsü de kurulabilir.

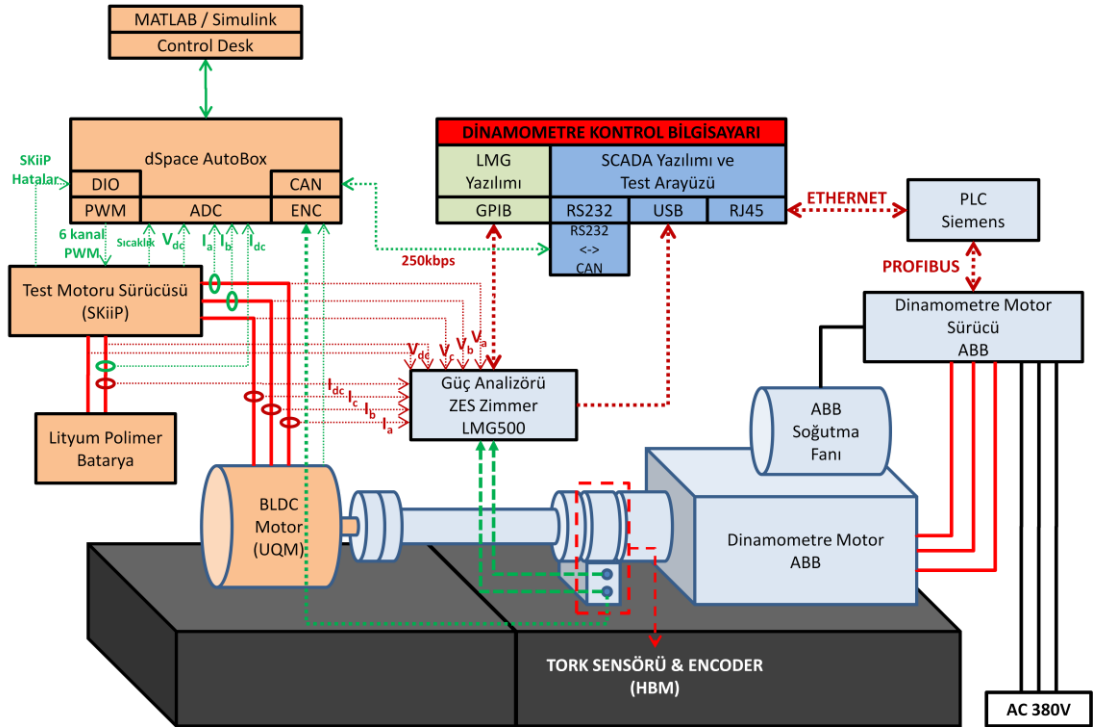


Şekil 3.27 : DC gerilim kontrol çevrimi

## 4. SİMÜLATÖR KURULMASI VE GERÇEKLEME

Elektrikli ve seri elektrikli hibrit araç tahrik motoru kontrol sistemi geliştirilirken gerçek çalışma koşullarına yaklaşabilmek adına modellerin fiziksel olarak temsil edilecekleri bir platform kurulmuştur. Buna göre elektrikli araç için batarya grubu batarya ile, yol yükü elektrik motoru dinamometre sistemi ile temsil edilmektedir. Seri hibrit elektrikli araçlarda fazladan bulunan generatör seti ise kontrollü bir DC kaynak ile temsil edilmektedir. Böyle bir sistemde ana araç kontrolörünü temsil eden kontrolör ile araç modelinden bulunan araç yükleri dinamometreden uygulanarak elektrik motorunun kontrol performansı ölçülebilecektir.

### 4.1 Test ve Simulasyon Platformuna Genel Bakış



Şekil 4.1 : Elektrikli araçlar için elektrik motoru test ve simulasyon platformu

TÜBİTAK MAM Enerji Enstitüsü Araç Teknolojileri Laboratuvarında kurulmuş olan, 720Nm maksimum tork ve 2500RPM maksimum hız değerlerine göre maksimum 89,2kW'lık elektrik motoru test dinamometresine ait komponentler şu şekildedir:

- ABB Dinamometre Motoru
- ABB Motor Sürücüsü
- Siemens PLC
- ZESZimmer LMG500 Güç Analizörü
  - ZESZimmer PSU1000HF Akım Sensörleri
  - HBM T10F Tork Sensörü (Enkoder çıkışı ile birlikte)
- Windows XP tabanlı LMG ve SCADA yazılımlarını içeren dinamometre kontrol bilgisayarı
  - RS232 / CAN dönüştürücü

Tez kapsamında elektrik motoru sürücüsü geliştirme yazılımı MATLAB/Simulink ortamında geliştirilmiş olup, dSpace AutoBox donanımı üzerinde koşturulmuştur. Sistem değişkenlerinin kontrolü ve izlemesi dSpace ControlDesk yazılımı üzerinden sağlanmıştır. Geliştirme ortamında kullanılan yazılım ile güç ve kontrol katına ait donanımlar şu şekildedir:

- dSpace Autobox
  - DS1005 PPC Board (Ana işlemci modülü)
  - DS2201 Multi-IO Board (Dijital giriş-çıkış modülü)
  - DS3002 Incremental Encoder Interface Board (6 kanal Enkoder modülü)
  - DS4302 CAN Interface Board (4 kanal CAN modülü)
- Semikron Skiip 603GD122-3DUW IPM modül
- LEM LF 505-S / SP22 akım sensörleri
- KOKAM Lityum Polimer batarya
- UQM SR218N BLDC Motor

Test platformunu ve geliştirme ortamına ait komponent/yazılımların daha detaylı açıklamaları takip eden alt başlıklar içinde incelenecektir.



## 4.2 Elektrik Motoru Test Dinamometresi ve Bileşenleri

Elektrik motoru test dinamometresi düzeneği ile evirici ve motor verimleri ölçülebilmekte ayrıca test motoru sabit ya da dinamik bir yük profili ile yüklenebilmekte ve/veya tahrik edilebilmektedir.

### 4.2.1 Dinamometre Motoru

Dinamometrede yükü simüle edecek motor sincap kafesli asenkron motor tipindedir. Hava soğutmalı motora bir enkoder dahil edilmiştir.

### 4.2.2 Dinamometre Motor Sürücüsü

Asenkron makinayı doğrudan tork kontrolü yoluyla sürmektedir. Sistem ile PROFIBUS ile haberleşmektedir.

### 4.2.3 Dinamometre Sistemi Ana İşlemcisi

Dinamometre kontrol panosu içerisinde, dinamometre sürücüsüne referans girişlerini PROFIBUS üzerinden göndermek ve işletmeyi sağlamak amacıyla bir adet Siemens Simatic S7-300 PLC yer almaktadır.

PLC üzerinde bir adet işlemci modülü, 16 giriş 16 çıkış olmak üzere 32 kanallı dijital giriş-çıkış modülü, 24V güç kaynağı(diğer sistem beslemelerinde de kullanılmaktadır) ve PROFIBUS haberleşme modülü yer almaktadır.



Şekil 4.2 : Siemens Simatic S7-300 PLC

Dinamometrenin ana kontrol bilgisayarında geliştirilen SCADA yazılımı ile ethernet portu üzerinden haberleşmektedir. Güç analizörünün çalışma moduna göre dijital girişlerinden 5 tanesi güç analizörünün dijital çıkışlarına bağlanmıştır. güç analizörünün herhangi bir limit hata algılaması durumunda, ilgili limite atanmış dijital çıkış üzerinden PLC tetiklenmekte ve dinamometre sistemini durdurması yönünde bilgi gönderilmektedir.

Ayrıca, kontrol masasındaki bir acil durum butonuna yapılan bağlantı ile, sistemde acil durdurma gerektiren bir koşul saptandığında, kullanıcı tarafından acil durdurma isteği algılandığında tüm sistemin beslemesi şebeke girişinden PLC tarafından uyarılan bir röle ile kesilmektedir.

#### 4.2.4 Güç Analizörü

Kurulu olan dinamometre sisteminde, testi yapılacak olan motor ve sürücünün veriminin hesaplanması, akım-gerilim değerlerinin izlenebilmesi, tork-hız karakteristiklerinin sıcaklığa bağımlı olarak çıkartılabilmesi amacıyla, sistemde hem mekanik hem elektriksel olarak ölçümleri olarak, bunlardan hareketle matematiksel ifadeler üzerinden sonuç üreten bir güç analizörü yer almaktadır.

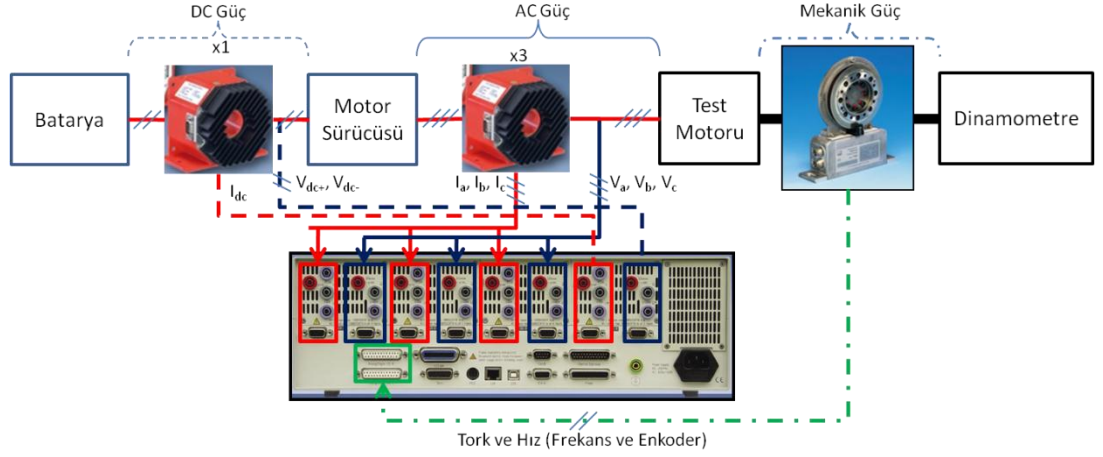


Şekil 4.3 : Güç analizörü

ZES Zimmer firmasının LMG500 model güç analizörünün teknik özellikleri aşağıda yer almaktadır:

- 10MHz'e kadar ölçüm bant genişliği
- Analog ölçümler için 3Megaörnek/saniyelik örnekleme performansı
- 3-1000V aralığı için 4 adet voltaj ölçüm girişi
- 20mA-32A aralığı için 4 adet akım ölçüm girişi (Akım ölçümünde akım sensör modülleri ile 500A'e kadar ölçüm alınabilmektedir.)

- 16-bit çözünürlükte  $\pm 10V$  genlikli 8 analog giriş
- 16-bit çözünürlükte  $\pm 10V$  genlikli 8 analog çıkış
- 8 dijital giriş ve 8 dijital çıkış
- 2 adet 0.1Hz...500kHz aralığında frekans girişi (Tork-hız ölçümü bu kanallardan frekans uçları kullanılarak yapılmaktadır)



**Şekil 4.4 : ZES Zimmer güç analizörü ölçüm metodolojisi**

Güç analizörünün ölçümlerinde yardımcı bileşen olarak yer alan alt komponentler şunlardır:

#### 4.2.4.1 Akım Sensörleri

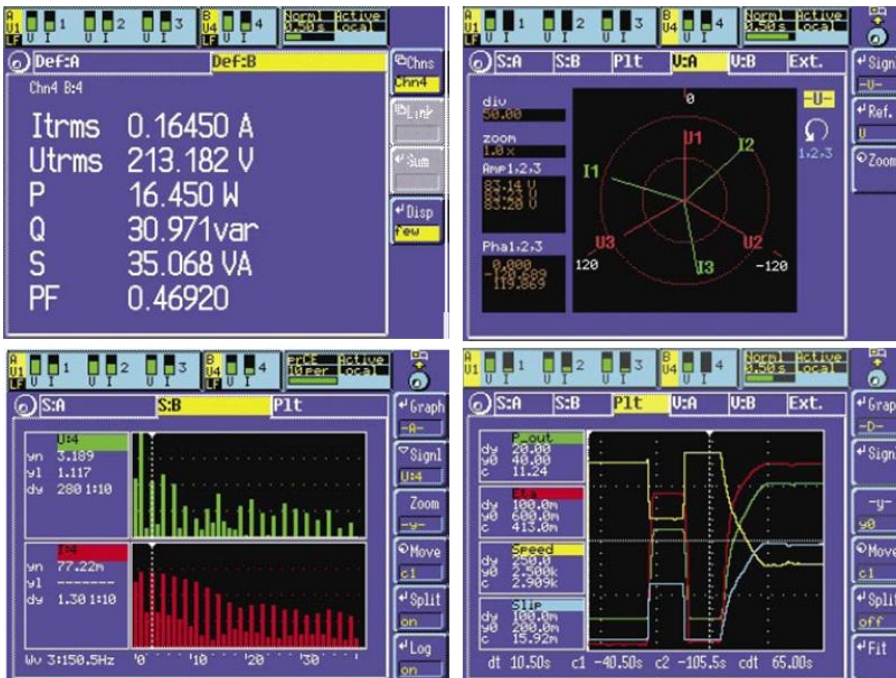
ZES Zimmer firmasına ait ZES Zimmer PSU1000HF sensörü LMG500 güç analizörü ile tam uyumlu olup, güç analizörünün akım ölçüm girişlerine bağlanan bir sensör giriş ve ölçeklendirme kartı üzerinden güç analizörüne bağlanmaktadır. Sistemde üçü faz akımlarını biri DC akımı ölçecek şekilde 4 adet akım sensörü konumlandırılmıştır. Bu akım sensörleri ile maksimum 500kHz'e kadar AC ve DC akımlar, 1000A seviyesinde tepe değerleri ile ölçülebilmektedir.

#### 4.2.4.2 Tork Sensörü:

HBM firmasına ait HBM T10F tork sensörü, testi yapılacak olan motor ile dinamometre motoru arasında mekanik olarak tablaya sabitlenmiştir. RF teknolojisi ile statordan ölçtüğü tork değerlerini frekans ve analog gerilim çıkışı olarak güç analizörüne sağlayabilen bu tork sensörü, ayrıca statoruna yerleştirilmiş bir delikli plaka üzerinden, enkoder mantığı ile 90° faz kaydırmalı TTL lojik seviyesinde enkoder sinyalleri de üretmektedir.

Yapısındaki konfigürasyon anahtarları ile 720 darbeye kadar enkoder darbesi üretebilen sensör, yine aynı anahtarlar ile uygun konfigürasyonda paralel çalışma için 2 adet senkron enkoder çıkışı sağlayabilmektedir. Motor kontrol çalışmaları sırasında, pozisyon kestirimi için bu tork sensöründen alınan paralel enkoder çıkışları, Autobox üzerindeki artırılmış enkoder birimine alınmıştır.

Güç analizörü, üzerinde bulunan LCD ekran üzerinden kullanıcıya gerçek zamanlı olarak akım-gerilim dalga şekillerini, vektörel olarak akım-gerilimlerin birbirlerine göre durumlarını, gerçek zamanlı olarak sistemde ölçülen tüm akım-gerilim-sıcaklık-tork-hız verilerini ve frekans spektrumunda harmonik değerlerini kullanıcıya sağlayabilmektedir.



Şekil 4.5 : Güç analizörü ekran görüntüleri

Güç analizörü, sistem bilgisayarı ile USB port üzerinden haberleşmektedir. SCADA arayüzünden sorgu metodu ile çekilen veriler, arayüz ekranında kullanıcıya sunulmaktadır. Güç analizörü sistemin her noktasından ölçüm alabildiği için, gerçek zamanlı olarak sistemdeki DC güç, AC güç ve mekanik güç değerlerini hesaplamakta ve bunun sonucunda her bir enerji dönüşümü sırasındaki verim bilgisini test sırasında sağlamaktadır.

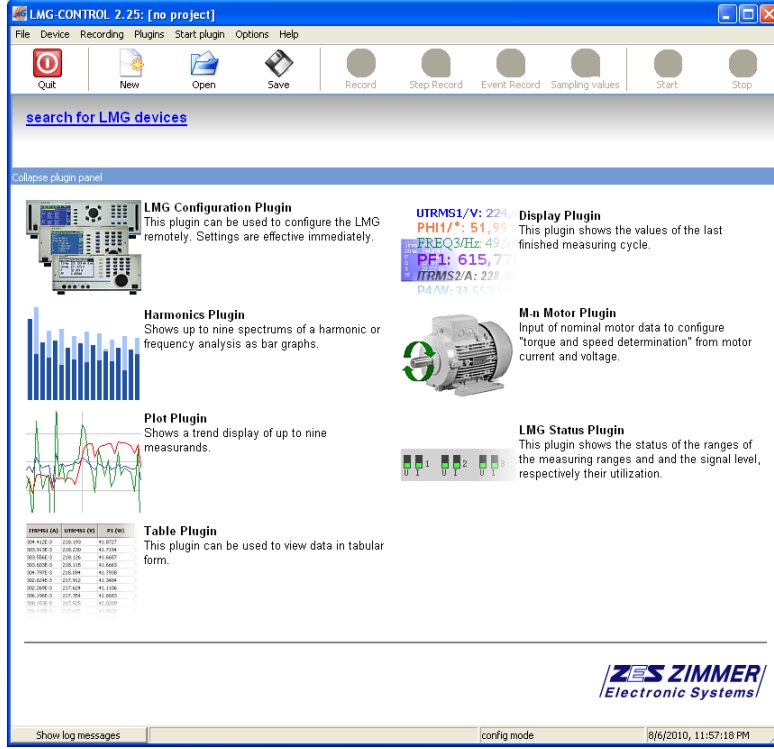
#### **4.2.5 Ana Kontrol Bilgisayarı ve Yazılımlar**

Dinamometre kontrol bilgisayarı, standart çift çekirdekli endüstriyel Windows XP tabanlı bir bilgisayardır. Sisteme eklenmiş GPIB kartı ile güç analizörüne direk bağlantı sağlanabilmektedir. Sistem PLC ile ethernet portundan haberleşmekte ve SCADA ortamında yazılmış bir arayüz programı ile sistem verileri izlenebilmekte ve kaydedilebilmektedir.

Donanımsal olarak incelendiğinde USB portu kullanılarak güç analizöründen veri çekilebilmekte, RS232 portuna bağlanmış bir RS232-CAN dönüştürücü ile uygulama geliştirme donanımı ile senkron çalışma sağlanabilmektedir. CAN portu üzerinden sisteme ait gerilim, akım, sıcaklık verileri ile hata ve uyarı bitleri gönderilmektedir. Ayrıca kontrol bilgisayarının yönetici olduğu konfigürasyonda, önceden belirlenmiş bir tork-hız profili için tork-hız referans değerleri ve anlık tork-hız değerleri uygulama sistemine gönderilebilmektedir.

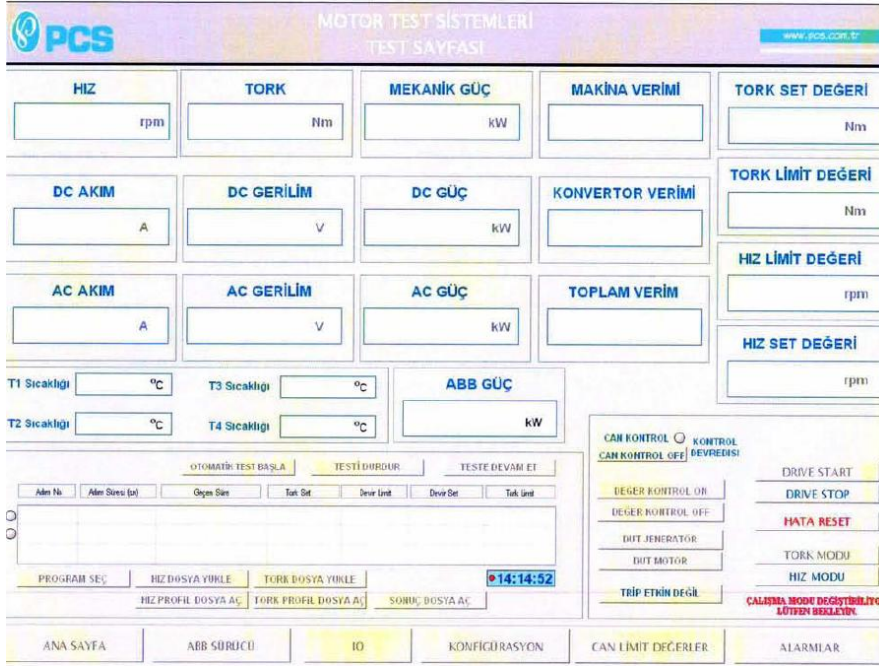
Kontrol bilgisayarı üzerinde iki adet ölçüm ve izleme yazılımı yer almaktadır. Bunlardan birincisi güç analizörünün kendi yazılımı olan LMG yazılımıdır. LMG yazılımı, cihaz ile GPIB portu üzerinden haberleşmekte ve verileri kendi arayüzünde gösterme, kaydetme ve grafik çizdirebilme yeteneklerine sahiptir.

Konfigürasyon menüsü üzerinden LMG500 güç analizörüne ait parametre değişiklikleri yapılabilmekte, LCD arayüz üzerinden gösterilecek veriler için SCRIPT programı yazılabilmekte ya da sistem parametreleri bu program üzerinden konfigüre edilebilmektedir.



Şekil 4.6 : LMG yazılımı

Sistemde yer alan bir diğer yazılım ise, PLC ve güç analizörü ile haberleşme protokollerini içeren, tüm sistemin kontrolünden sorumlu SCADA yazılımıdır. SCADA arayüzünün ana ekranına ait görünüm Şekil 4.6’da görülmektedir.



Şekil 4.7 : SCADA yazılımı ana ekranı

SCADA yazılımının ana ekranında 3 temel çalışma modu görülmektedir. Bunlar:

- Manual Test Modu:

Manual test modunda, ABB sürücünün tork ya da hız modunda olma durumu dikkate alınarak kesinlikle test motoru tarafında karşı çalışma modu işletilmelidir. Örneğin, ABB sürücüsü SCADA yazılımı üzerinden hız modunda ise, sağ üst köşede yer alan hız set, hız limit ve tork limit değerleri girilerek, sistem DriveStart butonu ile başlatılır. Ardından, testi yapılacak olan motor için test yapılacak noktaya ilişkin tork referans değeri girilir ve sistem toplamda istenilen tork-hız noktasında çalıştırılmış olur. Bu sırada SCADA ekranında o noktaya ilişkin değişkenler izlenebilmektedir. Manual kayıt butonuna tıklatıldığında, daha önceden hazırlanmış bir MS Excel dosyasına kayıt süresince tüm değerler kaydedilir ve raporlama yapılır.

- Otomatik Test Modu:

Otomatik test modunda, elle girilen hız-tork referans ve limit değerleri pasif duruma gelmekte ve dikkate alınmamaktadır. Ekranın sol alt tarafında yer alan tabloda çalışma noktaları ve süreleri girilerek bir test profili oluşturulmaktadır. Dinamometre çalışma moduna göre hız ya da tork referanslarını takip etmektedir. Bu sırada CAN arayüzü üzerinden testi yapılan motor sürücüsüne profildeki hız-tork referans değerleri gönderilmektedir. CAN'dan alınan bu referans değerlerine göre uygulama geliştirme yazılımı tarafında gerekli yazılım çalışmaları yapılarak, test motorunun ABB çalışma modunun aksi modda ilgili referans noktalarında çalışması sağlanmalıdır. Test bitiminde kullanıcı tarafına testin bittiğine ilişkin mesaj gönderilmektedir ve sistem güvenli bir şekilde sonlandırılmaktadır.

Otomatik test modu kendi içinde iki farklı şekilde çalıştırılabilmektedir. Arzu edildiğinde SCADA ekranından açılabilen tablo üzerinden çalışma noktası değerleri ve süre girilerek işletilebildiği gibi, formatı önceden hazırlanmış MS Excel dokümanı üzerinden de ilgili çalışma noktaları girilerek prosedür işletilebilmektedir.

- CAN Test Modu:

CAN test modunda, sistem uygulama geliştirme tarafından CAN izin bitini CAN üzerinden mesaj olarak almışsa, çalışma noktaları ve sistem başlatma izinlerini uygulama geliştirme donanımı tarafına bırakır.

Uygulama geliştirme yazılımı tarafında gerekli CAN mesajlarının düzenlenmesiyle, sistem dinamometreye referans değerlerini gönderebilecek noktaya gelir. Test donanımı tarafından gönderilen profil değerleri ve çalışma modu bilgileri CAN üzerinden SCADA bilgisayarına, oradan ethernet üzerinden PLC'ye ve oradan PROFIBUS üzerinden dinamometre sürücüsüne referans değerleri gönderilir ve test prosedürü işletilir.

SCADA yazılımının yeteneklerini genel olarak incelenirse aşağıdaki şekilde maddelenebilir:

- PLC ile ethernet üzerinden haberleşme ve referans değerlerinin dinamometre sistemi için referans ve limit değerlerinin PLC ye gönderilmesi
- ZES Zimmer güç analizörü ile USB üzerinden haberleşme, XML tabanlı yazılım ile ölçüm değerlerinin çekilmesi
- RS232 portuna takılı CAN dönüştürücü ile haberleşerek, test sistemine ölçüm değerlerinin, referansların, hata ve uyarı bitlerinin gönderilmesi, test sisteminden benzer mesajların alınması (çalışma moduna göre)
- Ölçüm sonuçlarının MS Excel formatında test süresince kaydedilmesi, sistemdeki tüm verimlerin, akım, gerilim, tork, hız, sıcaklık verilerinin toplanarak raporlanması
- Sistemde test sırasında oluşan alarm ve hata durumlarının takibi, kaydedilmesi
- Sisteme ilişkin güvenli çalışma için tüm parametrelere ilişkin limit değerlerin girilmesi, değiştirilmesi ve takibi

Yukarıda bahsedilen SCADA ve LMG yazılımlarının eş zamanlı çalışmaları, güç analizörünün çalışma koşulları nedeniyle mümkün değildir. Eğer GPIB portu üzerinden LMG yazılımı kullanılarak parametrelerin izlenmesi, kaydı ve veri toplama isteniyorsa, güç analizörü üzerinden GPIB haberleşmesi seçilir. Bu sırada SCADA yazılımına USB portundan herhangi bir mesaj gelmemektedir. Ancak, dinamometre sistemine referans değerleri yine SCADA üzerinden gönderilmektedir.



Alarm ve hata durumlarında, sistemin güvenli bir şekilde durdurulabilmesi için, LMG yazılımından hangi koşullarda sistemin durdurulması gerektiğine dair beş adet limit değer girildiğinde, güç analizörü dijital çıkışları üzerinden PLC'ye sistemi kapatma girişi gönderir ve PLC sistemi otomatik olarak güvenli bir şekilde durdurur. Bu sırada SCADA tarafında sistemin güç analizöründeki bir limit hata durumundan durdurulduğuna dair mesaj görüntülenir.

### **4.3 Elektrik Motoru Sürücüsü Geliştirme Platformu**

Bu tez çalışması kapsamında elektrik motoru sürücüsü geliştirme platformu kurulmuştur. Bu düzenek ile daha sonra araç tahrik motoru sürülmüştür.

#### **4.3.1 Motor Sürücü Kontrol Donanımı (dSpace AutoBox)**

Tez kapsamında geliştirilen kontrol algoritması MATLAB/Simulink ortamında dSpace firmasının blok kümeleri kullanılarak fiziksel ortam için derlenmiş ve Autobox adı verilen dayanıklı bir muhafaza içerisinde yer alan anakart üzerine yerleştirilen çeşitli işlemci, kontrol ve giriş-çıkış kartları kullanılarak koşturulmuştur.



**Şekil 4.8 :** Autobox

Sistemin ana işlemcisi DS1005 modülüdür. Kart üzerinde 1GHz'lik PowerPC 750GX işlemci yer almaktadır. Ayrıca bu işlemci modülü MATLAB/Simulinkte yer alan bloklar için tamamen uyumludur



**Şekil 4.9 :** DS1005 PPC işlemci kartı

Sistem üzerinde yer alan bir başka modül ise DS2201 giriş-çıkış birimleri modülüdür. Bu modül üzerinde 12bit çözünürlüğe sahip 20 adet ADC ve 8 adet DAC kanalı bulunmaktadır. ADC ve DAC kanalları için voltaj aralığı  $\pm 10V$  olup, Simulink bloklarındaki karşılıkları  $\pm 1$ 'dir. Modül üzerinde ayrıca Texas Instruments firmasının TMS320P14 DSP tabanlı ikincil bir işlemci ile sunulan 16 adet dijital giriş-çıkış birimi, 8 adet zamanlayıcı tabanlı giriş çıkış birimi ve 1 adet kullanıcı kesme girişi yer almaktadır. Dijital giriş-çıkış birimleri TTL uyumlu olup, motor geliştirme çalışmaları için 6 kanala kadar PWM üretme imkanı da sunmaktadır ve Simulink ortamındaki bloksetler ile desteklenmektedir. Motor sürücü çalışmaları yapılırken, bu modül üzerindeki PWM çıkış kanalları kullanılmış ve SkiiP donanımı ile bağlantı yapılırken, arada sinyal uyumluluğu ve eşlenik PWM sinyallerini üretecek ekstra bir PCB donanımı da kullanılmıştır(Şekil 4.15). SkiiP modülü için gerekli olan PWM voltaj seviyesi 15V CMOS seviyesidir.



**Şekil 4.10 :** DS2201 çoklu giriş-çıkış birimi kartı

Ek olarak, SkiiP donanımı tarafından sağlanan hata çıkışları da, arayüz donanımı üzerinden geçerek DS2201 biriminin giriş kanallarına bağlanmış, sistem hata girişi olarak güvenlik algoritmasında etkin giriş sinyali olarak kullanılmıştır.

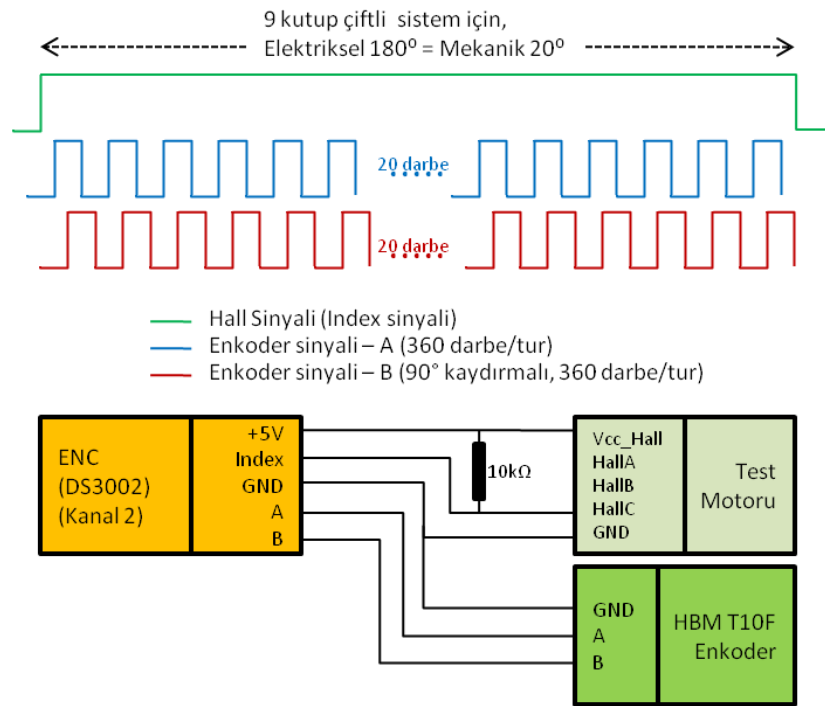
Motor kontrolü sırasında gerekli olan pozisyon bilgisi, dinamometre sisteminde yer alan HBM T10F sensörünün ikincil enkoder çıkışından sağlanmaktadır. Enkoderden gelen  $90^\circ$  faz kaydırmalı enkoder sinyalleri, Autobox modülü içerisinde yer alan DS3002 artımlı enkoder arayüz kartı ile alınmaktadır ve Simulink blok kümeleri kullanılarak pozisyon bilgisi ve hız bilgisi elde edilmektedir.



**Şekil 4.11** : DS3002 artımlı enkoder arayüz birimi kartı

Enkoder biriminin pozisyon bilgisini doğrulamak ve enkoder kaymasının önüne geçebilmek için, test motoru üzerinde yer alan hall sensörlerinden biri, DS3002'nin +5V'luk besleme ucu ile beslenmekte ve bir adet 10k $\Omega$ 'luk pull-up direnç ile DS3002'nin kullanılan kanalındaki indeks ucuna giriş olarak alınmaktadır(Şekil 4.11).

Hall sensöründen alınan sinyal ile enkoder sinyallerinin darbe görünümleri Şekil 4.11'de görülmektedir.



**Şekil 4.12** : Enkoder sinyalleri ve index sinyali

Autobox üzerindeki son modül ise DS4302 CAN arayüz modülüdür. Bilindiği üzere, otomotiv uygulamalarında CAN protokolü standart olarak kullanılmaktadır. 4 kanala kadar CAN arayüzü sağlayan bu modül kullanılarak, dinamometre sistemi ile senkron profil koşturma prosedürü gerçekleştirilebilmektedir.

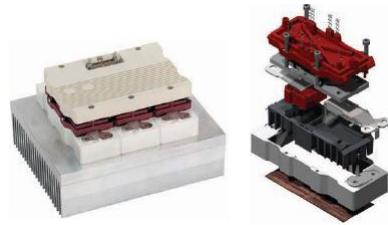
Algoritma çalışmalarının yapıldığı bilgisayarda MATLAB ve Simulink blokları ile oluşturulan ECE profiline ait hız noktaları, zaman senkronizasyonu ile dinamometre sistemine hız referansı olarak gönderilirken, uygulama geliştirme donanımına da aynı profilde karşılık gelen tork noktaları tork referansı olarak girilmekte ve tork kontrolü ile sistem performansı incelenmektedir.



**Şekil 4.13** : DS4302 CAN arayüz birimi kartı

#### **4.3.2 Sürücü Güç Katı Donanımı**

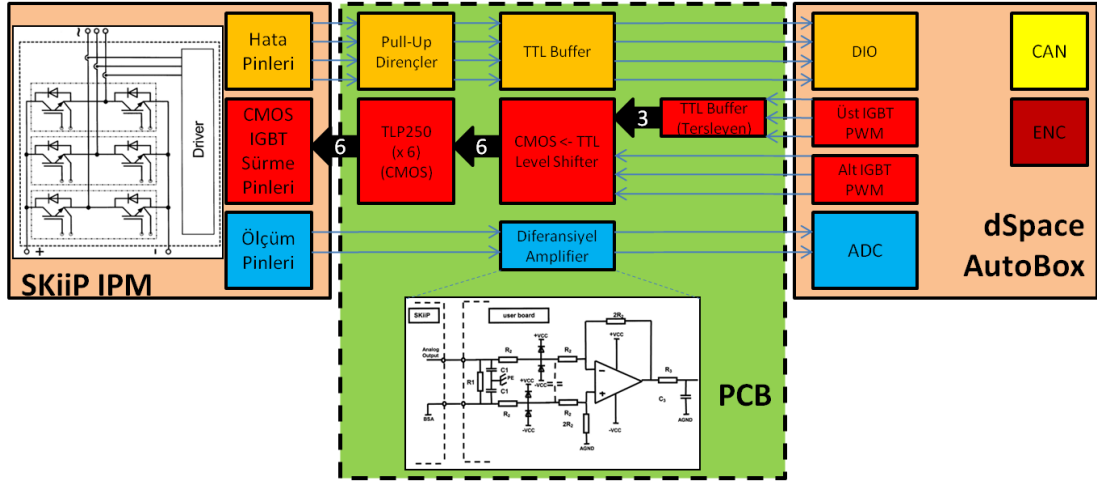
Kontrol algoritmasının gerçekleşmesinde, elektrik makinası sürücüsü olarak, 3 adet dual IGBT modülünün tek bir su soğutmalı blok üzerine preslendiği, entegre edilmiş gerilim, akım ve sıcaklık sensörlerine sahip Semikron firması tarafından üretilmiş SkiiP3 serisi 603GD122-3DUW IPM modülü kullanılmıştır. 900V 450A nominal çalışma değerlerine sahip model, anlık olarak 1200V 600A değerini sağlayabilmektedir.



**Şekil 4.14** : Semikron SKiiP IPM modülü

Kullanılan IPM modülünün 26 pinlik IDC konektörü üzerinde, 3 adet IGBT çifti için alt ve üst olmak üzere CMOS seviyesinde (+15V) 6 adet sürme pini, her bir kola ait hata bilgisi ile sıcaklık hatası için toplam 4 adet hata pini, her bir fazın akımları, DC giriş gerilimi ve sıcaklık ölçümü olmak üzere 5 adet analog okuma pini, 3 adet analog GND pini, 2 adet GND pini, GND uçlarını referans alan 2 adet +24V besleme pini, +24V beslemeyi kullanarak çıkışa 50mA maksimum çıkış veren 2 adet +15V çıkış pini bulunmaktadır.

Semikron IPM modülü ile dSpace ADC, PWM ve dijital giriş-çıkış birimleri arasında gerilim seviyesi eşitleme görevini üstlenen arayüz kartının blok gösterimi Şekil 4.8'deki gibidir.



Şekil 4.15 : Arayüz kartı blok şeması

IPM modülü herhangi bir kolunda hatalı sinyal algıladığında PWM çıkışını kesmekte ve ilgili kol için hata pinleri üzerinden geri bildirim yapmaktadır. Akım değerleri harici sensörler ile okunduğundan, PCB üzerindeki diferansiyel kuvvetlendiriciler ile sadece gerilim ve sıcaklık ölçüm bilgileri analog geri besleme olarak kullanılmıştır.

### 4.3.3 Akım Sensörleri

Motor kontrol algoritmasının uygulaması sırasında, akım geri beslemeleri için Lem firmasının LF 505-S / SP22 model akım sensörlerinden 3 adet kullanılmıştır. 2 adet akım sensörü A ve B fazlarındaki akımların ölçümünde, üçüncü akım sensörü ise DC akım değerinin ölçümünde kullanılmıştır.



Şekil 4.16 : LEM LF505-S akım sensörü

LF 505-S / SP22 akım sensörleri,  $\pm 24V$  besleme gerilimi altında 500A'lık akım değerlerinin ölçümünü yapabilmektedir. Nominal akım değerinin her iki yönde geçişi için  $\pm 100mA$ 'lık çıkış üreten bu sensörlerin akım çıkışına eklenen  $100\Omega$ 'luk dirençler ile  $\pm 10V$ 'luk ölçüm çıkışı elde edilmektedir. Lem sensörlerinin çıkışı, koaksiyel kablo ile CP2201 analog ölçüm panelindeki BNC soketlerine bağlantısı yapılarak akım ölçümleri yapılmıştır.

#### 4.3.4 Batarya

Elektrikli araç simülatörü çalışmasında, TÜBİTAK MAM laboratuvarında daha önce prototip çalışması yapılmış bir araç üzerinde bulunan, Kokam firmasının üretimi 70Ah'lık ve 362V nominal gerilime sahip, maksimum 140A(2C) şarj ve 350A(5C) deşarj akım değerlerine sahip Lityum Polimer batarya ile SkiiP IPM modülünün DC beslemesi sağlanmıştır.



Şekil 4.17 : Lityum Polimer batarya

#### 4.3.5 Kalıcı Mıknatıslı Senkron Tahrik Motoru

Uygulama geliştirme ortamının fiziksel gerçekleştirilmesi yapılırken, simülatörde yer alan elektrik motoru olarak UQM SR218N kalıcı mıknatıslı senkron tahrik motoru kullanılmıştır.



Şekil 4.18 : UQM SR218N kalıcı mıknatıslı senkron tahrik motoru

4000RPM'de 45kW sürekli 75kW anlık güç üretebilen bu motorun sürekli tork değeri 150Nm(240Nm anlık) ve maksimum hız değeri 8000RPM'dir.

Modelleme ve kontrol algoritmasında dikkate alınan motor parametreleri Çizelge 4.1'de görülmektedir.

**Çizelge 4.1 : UQM SR218N tahrik motoru parametreleri**

Parametre	Değer
Kutup Çifti ( $t$ )	9
Daimi rotor akısı ( $\psi_p$ )	0,05 Wb
Faz direnci ( $R$ )	14 m $\Omega$
Faz endüktansı ( $L$ )	80 $\mu$ H
Atalet momenti ( $J$ )	0,066 kg.m <sup>2</sup>
Maksimum stator gerilimi	450 V
Maksimum stator akımı	400 A

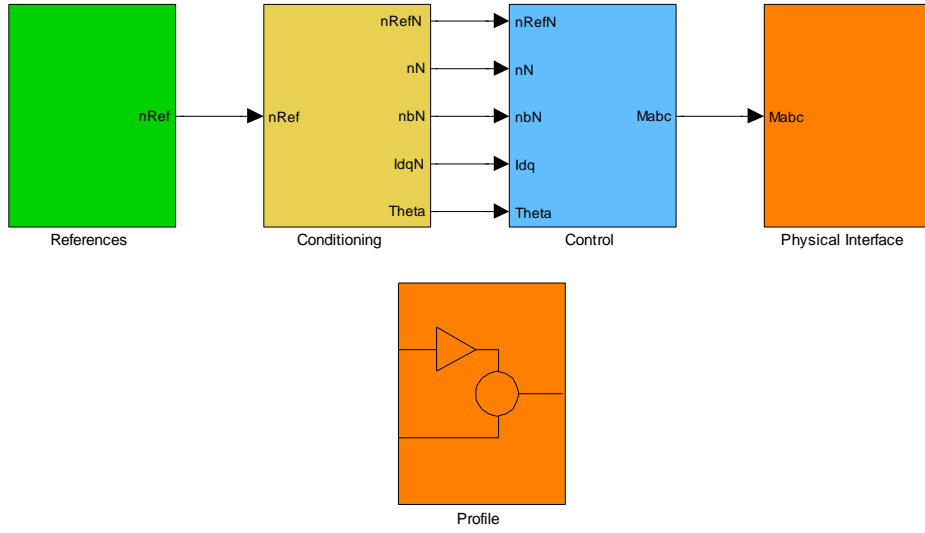
#### **4.3.6 Geliştirme ve Kontrol Yazılımları**

Bu çalışma kapsamında gerçek sistem üzerinde testler yapabilmek için MATLAB/Simulink yazılımı vasıtasıyla hızlı prototiplendirme cihazı için gerçek zamanlı kodlar üretilmiştir. Cihaz üzerinde koşturulan kodun çalışma esnasında izlenmesi ve parametrelerin değiştirilebilmesi ve kaydedilebilmesi için ise bilgisayar üzerinde koşan Control Desk programı kullanılmıştır. Ayrıca LMG yazılımı ile de ölçümler izlenerek kayıt altına alınmıştır.

Elektrikli çekiş motoru kontrol algoritması modeli Simulink üzerinde bloklar kullanılarak oluşturulmuştur. Ayrıca çalışma parametrelerinin izlenmesi ve değiştirilebilmesi için Control Desk programında bir arayüz oluşturulmuştur.

##### **4.3.6.1 Kontrol Yazılımı**

Simulink üzerinde oluşturulan model fiziksel arayüz, ölçülen değerlerin normalizasyonu, şartlandırılması ve hata değerlendirme, profil testi ve kontrol olmak üzere ana bölümlere ayrılmıştır.



**Şekil 4.19** : Motor kontrol için geliştirilen modelin ana ekran görüntüsü

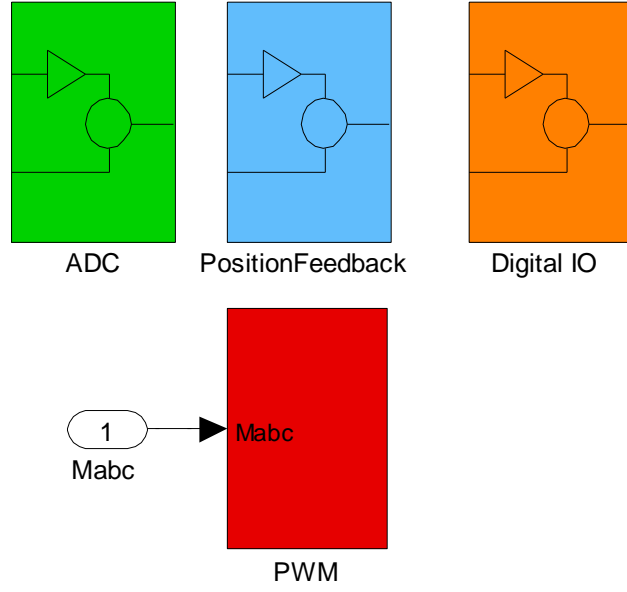
#### 4.3.6.2 Fiziksel Arayüz

Bu kısımda tüm analog ve sayısal arayüzler uygun şekilde konfigüre edilerek fiziksel dünya ile kontrol algoritması arasındaki bağlantı düzenlenmiştir.

Kontrol sistemine fiziksel dünyadan girişler için ADC kanallarından dönen eksen takımına dönüşüm için gerekli a ve b fazı akımları, koruma için kullanılan DC bara akımı ve DC bara gerilimi okunmuştur. Ayrıca sayısal giriş kanallarından çevirici hataları, enkoder ve hall işaretleri okunmuştur.

Kontrol sisteminin fiziksel sisteme çıktısı olarak DGM kanalları çeviricinin kapı sürücü devrelerine gitmek üzere arayüz kartına bağlanmıştır. Donanımın DGM üretimde kullandığı sayıcı sadece yukarı sayan sayıcı tipinde (testere dişi) olduğu için DGM üretiminde kenarı hizalanmış olarak üretilmek durumunda kalınmıştır. Bu durum motorda harmoniklerin artmasına neden olmuştur. Ayrıca DGM üretiminde donanımsal olarak kesme üretilmediğinden akım okumalarında analogdan sayısala çevirme işlemi senkronlanamamış bu yüzden DGM'nin sıfır noktalarında akım okunamamıştır. Bu durum hem akımdaki gürültülerin okunmasına neden olmuştur hem de gürültüyü bastırmak için eklenen akım filtresi akım döngüsünün bant genişliğini düşürmüştür.



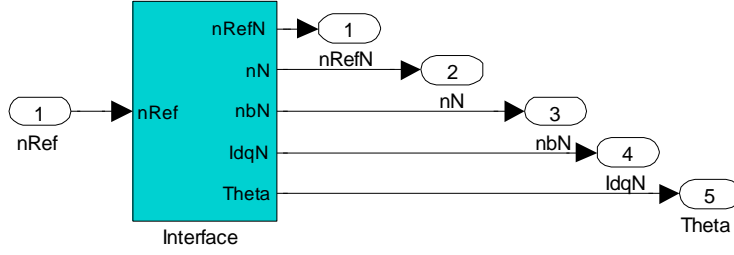
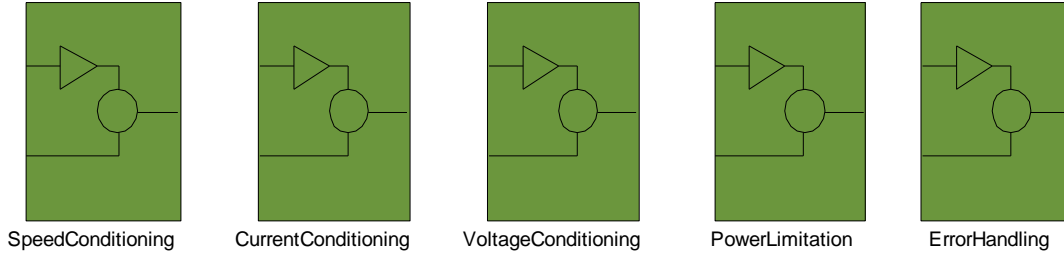


**Şekil 4.20** : Fiziksel arayüz kısmının genel yapısı

#### 4.3.6.3 Şartlandırma, Normalizasyon ve Hata Değerlendirme

Bu kısımda tüm değişkenler alabilecekleri maksimum değerlere göre normalize edilmişlerdir böylece kontrol algoritması nispeten parametrelerden bağımsız hale getirilmiştir. Ayrıca kontrol algoritması için gerekli olan işlenmiş işaretler bu kısımda üretilmektedir. Bu işaretlere örnek olarak dönen eksen takımına dönüştürülmüş akımlar, hızın baz hıza oranı vs. verilebilir. Bunların yanında bu kısımda normalize edilmiş değerlerin birim değerlerini aşması durumunda ve dış dünyadan gelen hata işaretlerinde sistemin durmasını sağlayacak hata değerlendirmeleri yapılmıştır.

Hata oluşması durumunda sistemin güvenli bir şekilde kapatılması da yine bu kısımda yapılmaktadır.



Şekil 4.21 : Şartlandırma, normalizasyon ve hata değerlendirme modeli

#### 4.3.6.4 Kontrol

Kontrol algoritması kısmında açık çevrim çalışma, rotor hizalama, doğrudan DGM üretme ve kapalı çevrim çalışma modları bulunmaktadır. Kapalı çevrim modunda tork ya da hız kontrolü döngüsü seçilebilmektedir.

Akım kontrolörü tasarımı kısmında anlatılan hususlar dikkate alınarak denklem (3.32)-(3.34)'e göre Çizelge 4.1'de parametreleri verilen motor için akım kontrolörü katsayıları belirlenmiştir.

Buna göre 1000d/d ve 100V DC bara gerilimi için seçilen katsayılar aşağıdadır.

$$K_p = 0,042 \quad (4.1)$$

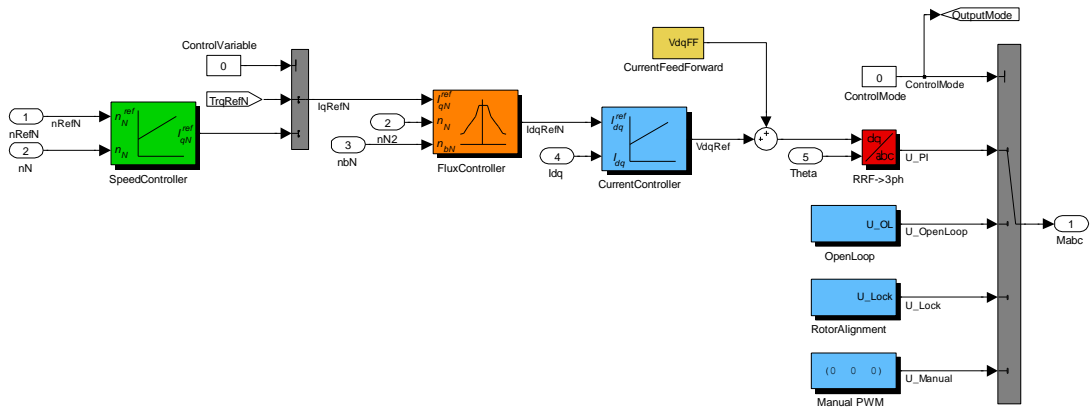
$$T_i = 1/175 \quad (4.2)$$

$$K_a = 175 \quad (4.3)$$

Araç uygulamalarında DC gerilimin kontrollü olmadığı ve değiştiği göz önüne alınarak  $K_p$  kazancı adaptif yapılmıştır. Buna göre DC gerilimin azalması ile  $K_p$  azalırken tersine artması ile  $K_p$  artırılmıştır. Böylece kontrol döngüsü bant genişliği DC gerilimin değişiminden bağımsız hale getirilmiş ve kontrolörün aşım yapmasının önüne geçilmiştir.

Hız kontrol çevrimi için katsayılar test düzeneğinde çalışma esnasında ayarlanmıştır.

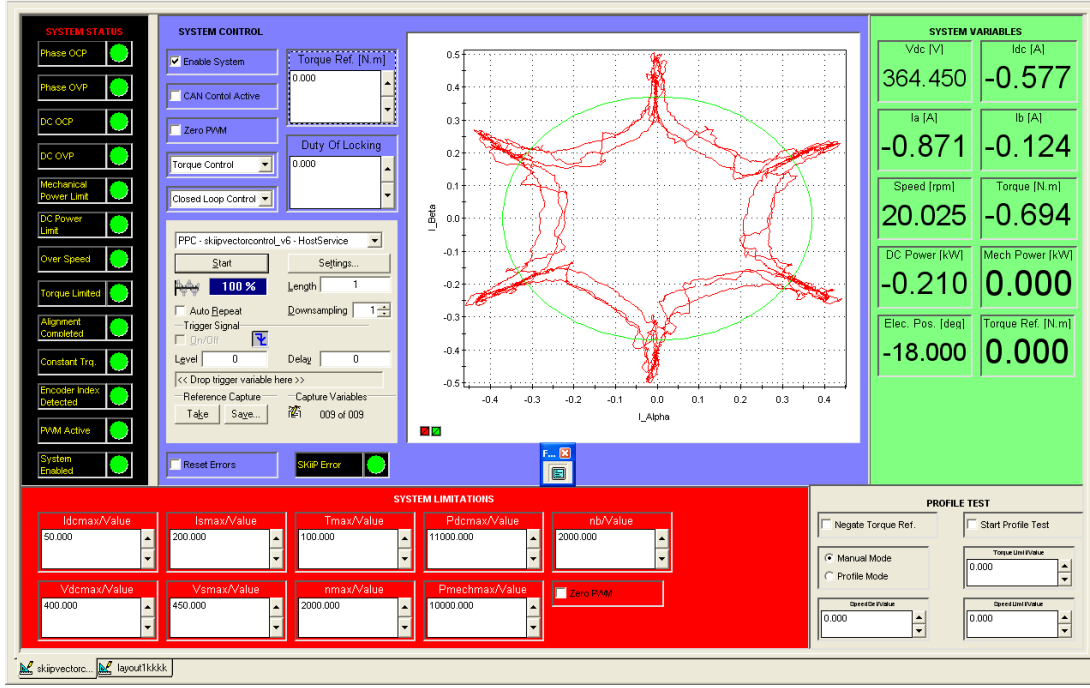
Ayrıca motor parametrelerinin sabit olmadığı ve değiştiği göz önüne alındığında, hızın artması ile denklem (3.26)'dan da anlaşılacağı üzere akımların birbirine çapraz bağımlılığı güçleneceğinden ve hıza bağımlı olarak  $K_p$  değeri azaltılmıştır.



Şekil 4.22 : Geliştirilen modelin kontrol için kullanılan kısmı

#### 4.3.6.5 Bilgisayar Arayüzü

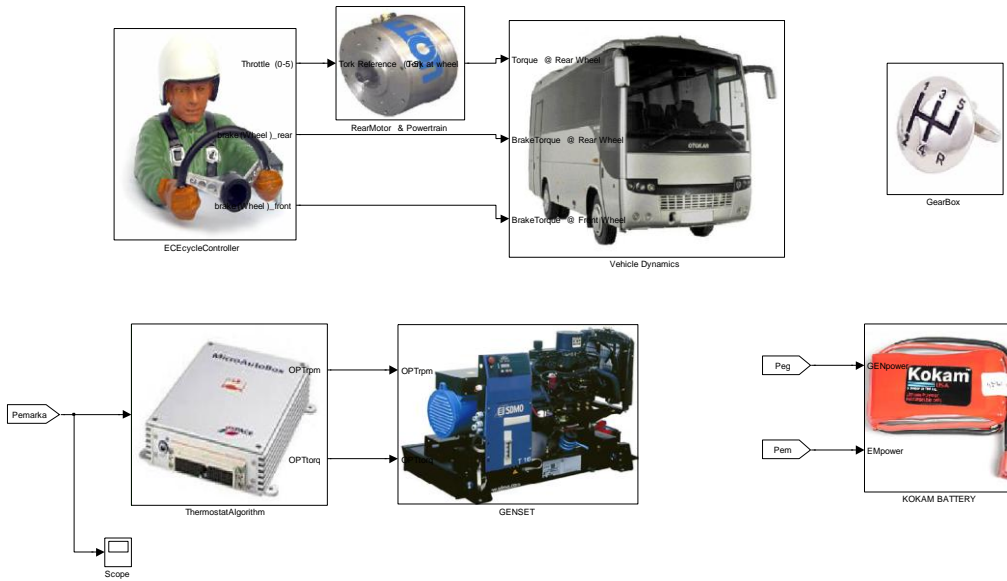
ControlDesk yazılımı kullanılarak geliştirilen arayüz ile sistem çalışması gözlemlenmiş, referans değerlerin girilmesi ve parametrelerin kaydı yapılmıştır. Kaydı yapılan parametreler faz akımları, faz akımlarının duran eksen takımındaki bileşenleri, faz akımlarının dönen eksen takımındaki bileşenleridir.



Şekil 4.23 : Kontrol sistemini izleme ve parametrelerini değiştirme arayüzü

#### 4.4 Test Prosedürleri

Kontrol sistemi performansını test etmek için araç modelinde (Şekil 4.24) Şekil 2.1'deki yeni Avrupa sürüş çevrimi koşturularak gerekli olan tork isteği belirlenmiştir. Buna göre en yüksek hızlanma ve frenleme isteklerinde sistemin cevabı izlenmiştir.



Şekil 4.24 : Araç için kullanılan model

Araç olarak elektrikli prototip modelinde benzer güç seviyesinde bir motor kullanan Smart seçilmiştir [36]. İnternet araştırması ile bulunan araç parametreleri ( [37], [38]) Çizelge 4.2’de verilmiştir.

**Çizelge 4.2 :** Smart fortwo pure coupe modeli araç parametreleri

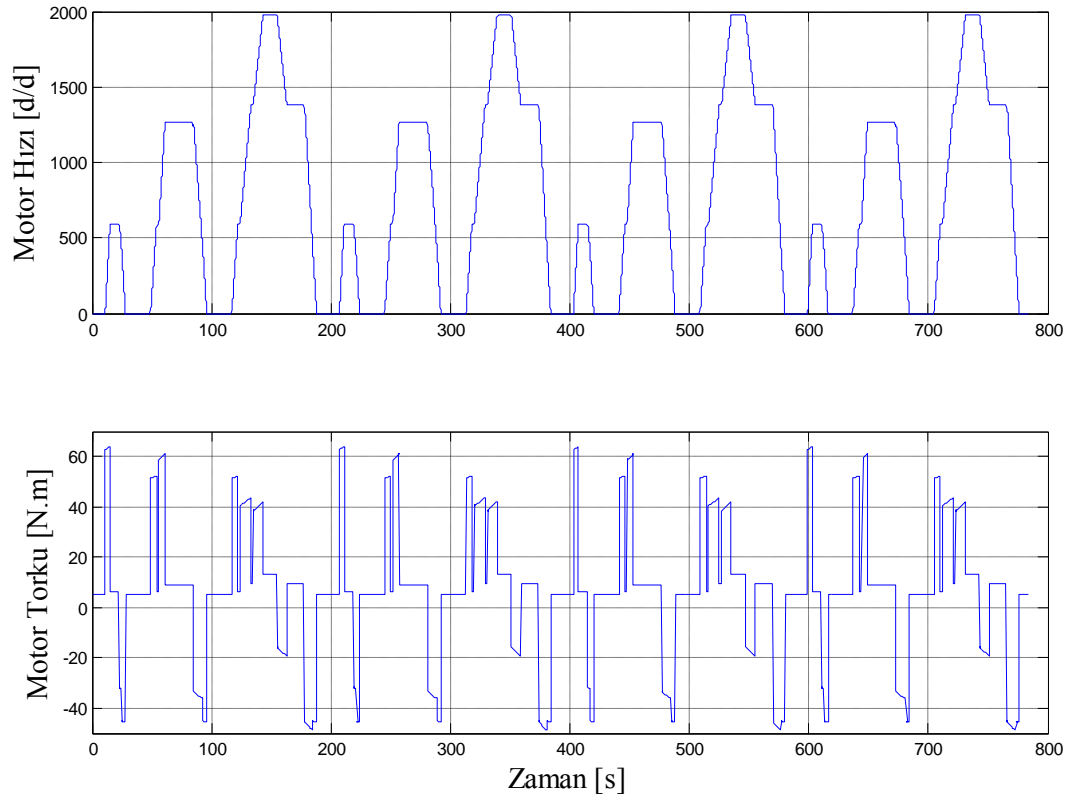
Parametre Adı	Değer
Kütle	820 kg
Aerodinamik Sürtünme Katsayısı	0,38
Ön Alan	2 m <sup>2</sup>
Hava Yoğunluğu	1,25 kg/m <sup>3</sup>
Teker Yuvarlanma Direnci	0,01
4. Vites Oranı	0,943
Diferansiyel Oranı	4,529
Tekerlek Yarıçapı	0,287 m

Test sistemi maksimum 2200 d/d hızla sınırlı olduğu için vites oranı olarak 4. Vites oranı seçilmiştir. Buna göre araç motorunun yeni Avrupa sürüş çevriminin ilk 780 saniyesini (ECE çevrimi) koşabilmesi için gerekli tork ve hız değerleri Şekil 4.25’te verilmiştir.

Şekil 4.25’ten görüleceği üzere motor devri maksimum 1980 d/d’ya çıkmaktadır. Ayrıca motordan istenen maksimum ivmelenme torku 65 N.m ve maksimum frenleme torku -45 N.m’dir. Buna göre Çizelge 4.3’teki testler yapılarak sonuçları alınmıştır. Test sonuçları EK-A’da verilmiştir.

**Çizelge 4.3 :** Simülör düzeneğinde gerçekleştirilen testler

	100 d/d	500 d/d	1000 d/d	1500 d/d	1985 d/d
25 Nm	√	√	√	√	√
-25 Nm	√	√	√	×	√
65 Nm	√	√	√	×	×
-50 Nm	√	√	√	×	×
Dinamik	×	×	√	√	×



**Şekil 4.25 :** Yeni Avrupa sürüş çevrimi için motor mil hızı ve torkunun değişimi

## 5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Günümüzde artan emisyonları azaltmak ve tükenen fosil yakıtlara yeni alternatifler bulmak üzere çalışmalar sürekli sürmektedir. Karayolu ulaştırma sektöründe bu arayış içerisinde en umut vadeden çözümler elektrikli araçlar ve elektrikli araçlara geçiş döneminde günümüzde ticari olarak üretimine başlanan hibrit elektrikli araçlardır. Bilim dünyasında hibrit elektrikli ve elektrikli araçların kontrolü, alt sistemlerinin tasarımı ve kontrolü konusunda çalışmalar hızla devam etmektedir. Bu ilgiye paralel olarak yapılan bu tez çalışmasında elektrikli araç alt bileşenlerinin en önemlilerinden olan elektrikli çekiş motoru kontrolü seçilmiştir.

Bu çalışmada seri hibrit elektrikli araçlar ve elektrikli araçlar ile ilgili temel bilgiler verilmiştir. Yine seri hibrit elektrikli ve elektrikli araçlarda kullanılan alt sistemlerin özellikleri ve bu alt sistemlerin seçiminde dikkat edilecek hususlar açıklanmıştır. İkinci bölümde ise nihai olarak kontrol edilecek sistem olan seri hibrit ve elektrikli araçların alt sistemler bazında modellenmesi yapılmıştır. Üçüncü bölüm kalıcı mıknatıslı senkron elektrikli çekiş motorlarının kontrolünü ayrıntılı bir şekilde anlatmaktadır. Dördüncü bölümde üçüncü bölüme göre geliştirilen kontrol algoritmasının test edildiği çalışma kapsamında kurulan seri hibrit elektrikli ve elektrikli araç simülatör düzeneği ayrıntılı olarak anlatılmış. Geliştirilen modeller ve testler açıklanmıştır. Ekler kısmında ise çalışma kapsamında yapılan uygulama testlerine dair sonuçlar ve simülatör düzeneği gösterilmiştir.

Bu çalışmada önerilen kontrol yapısı sistemdeki çapraz bağımlılık, doğrusal olmayan unsurlar göz önüne alındığında daha da geliştirilebilir. Bu kapsamda kontrol döngüsünde gözlemleyiciler kullanarak parametre değişimlerinin kestirilmesi, pozisyon geri beslemesiz kontrol, parametre değişimine duyarsız gürbüz kontrolör tasarımı, aşırı modülasyon teknikleri ve güç elektroniği devresinde kullanılan ölü zamanın etkilerini gidermeye yönelik teknikler konusunda çalışmalar yapılabilir. Ayrıca artan elektrikli donanımlar sonucu oluşacak elektromanyetik uyumluluk problemlerini gidermek üzere modülasyon tekniklerinin iyileştirilmesi, güvenlik problemlerini gidermek için hata durumlarında acil durum senaryolarının işletilmesi ve hataya toleranslı kontrol sistemlerinin geliştirilmesi konusunda çalışmalar yapılabilir. Kullanılan donanım miktarını minimize edebilmek adına, motor kontrolünde kullanılan çevirici yapısı uygun olduğu için aynı donanımı kullanarak araç DC barasından şehir şebekesi gerilimi üretmek ve şebekeden araç bataryasının şarj etmek konusunda çalışmalar yapılabilir.



## KAYNAKLAR

- [1] U.S. Energy Information Administration. World Liquids Consumption by End-Use Sector, 2006-2030. [Online]. [http://www.eia.doe.gov/oiaf/ieo/graphic\\_data\\_transportation.html](http://www.eia.doe.gov/oiaf/ieo/graphic_data_transportation.html)
- [2] IPCC. (2007) IPCC Fourth Assessment Report: Climate Change 2007. [Online]. [http://www.ipcc.ch/publications\\_and\\_data/ar4/wg3/en/ch5s5-2.html#table-5-1](http://www.ipcc.ch/publications_and_data/ar4/wg3/en/ch5s5-2.html#table-5-1)
- [3] General Motors. History of the Automobile. [Online]. [http://www.gm.ca/inm/gmcanada/english/about/OverviewHist/hist\\_auto.html](http://www.gm.ca/inm/gmcanada/english/about/OverviewHist/hist_auto.html)
- [4] Iqbal Husain, *Electric and hybrid vehicles: design fundamentals.*: CRC Press, 2003.
- [5] Sam Abuelsamid. (2009, Eylül) AutoBlogGreen. [Online]. <http://green.autoblog.com/2009/09/04/toyota-tops-2-million-hybrid-sales-worldwide/>
- [6] A. Ö. Biliroğlu, "Seri Hibrit Elektrikli Araçların Modellenmesi ve Kontrolü," Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, Yüksek Lisans Tezi 2009.
- [7] M.W.T. Koot, "Energy Management for Vehicular Electric Power Systems," Eindhoven Technical University, Eindhoven, Doktora Tezi 2006.
- [8] D.M. Bahar, "Hybrid Electric Vehicle Control Electronics and Its Fuzzy-Logic Simulation," Yeditepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, Yüksek Lisans Tezi 2008.
- [9] V. Sezer, "Paralel Hibrit Elektrikli Aracın Modellenmesi ve Optimal Kontrolü," İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, Yüksek Lisans Tezi 2008.
- [10] M. Ehsani, Y. Gao, Gay S., and A Emadi, *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design.*: CRC Press, 2005.
- [11] E., Pacejka, H., Lidner, L. Bakker, "A new tire model with application in vehicle dynamic studies," *Society of Automotive Engineers (SAE)*, no. SAE Paper No. 890087, pp. 101-103, 1989.
- [12] R.H. Park, "Two-reaction Theory of Synchronous Machines: Part II," *AIEE Transaction*, no. 52, pp. 352-355, Haziran 1933.

- [13] D.Y. Ohm, "Dynamic model of PM synchronous motors," Drivetech, Inc., Blacksburg, Virginia,.
- [14] Mehmet Ali Çimen, "Kalıcı Miknatıslı Senkron Generatörler ve Üç Fazlı Kontrolsüz Doğrultucuların Analitik Olarak İncelenmesi," İTÜ Elektrik Mühendiliği Bölümü, İstanbul, Lisans Tezi 2008.
- [15] Jinsong Kang, Guoqing Xu, Jiamin Xu, and Chenbo Zhou, "Study of Compensation Method on Dead-time Effects for VSI Fed Drive Systems," in *Power Electronics Specialists Conference*, Orlando, FL, 2007, pp. 548-552.
- [16] Zhenyu Yu and David Figoli, "AC Induction Motor Control Using Constant V/Hz Principle and Space Vector PWM Technique with TMS320C240," Texas Instruments, Uygulama Raporu 1998.
- [17] D. Grahame Holmes and Thomas A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. ABD: Wiley-IEEE Press, 2003.
- [18] Saad N.H., El Meged A., and Mahmoud A., "Comparison of state space vector PWM schemes for a voltage source inverter," in *Computer Engineering & Systems* , Kahire, 2008, pp. 303-308.
- [19] A.M. Hava, R.J. Kerkman, and T.A. Lipo, "Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies: analysis, comparison, and design," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 4, no. 13, pp. 674-689, Temmuz 1998.
- [20] A. Steimel, "Direct self-control and synchronous pulse techniques for high-power traction inverters in comparison," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 4, no. 51, pp. 810-820, Ağustos 2004.
- [21] D. Y. Ohm and J. H. Park, "About Commutation and Current Control Methods for Brushless DC Motors," in *28th Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices*, San Jose, 1999.
- [22] G.L. Skibinski, R.J. Kerkman, and D. Schlegel, "EMI emissions of modern PWM AC drives," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 6, no. 5, pp. 47-80 , Kasım-Aralık 1999.
- [23] Nguyen Phung Quang and Jörg-Andreas Dittrich, *Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice*, 1st ed.: Springer, 2008.
- [24] Li Yongdong and Zhu Hao, "Sensorless control of permanent magnet synchronous motor — a survey," in *Vehicle Power and Propulsion Conference*, Harbin, 2008, pp. 1-8.

- [25] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 4, no. 30, pp. 920-926, Temmuz-Ağustos 1994.
- [26] Shigeo Morimoto and Yoji Takeda, "Generalized analysis of operating limits on PM motors and suitable machine parameters for constant-power operation," *Electrical Engineering in Japan*, vol. 3, no. 123, pp. 55-63, Mayıs 1998.
- [27] Zoran Mihailovic, "Modeling and Control Design of VSI-Fed PMSM Drive Systems with Active Load," Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, Yüksek Lisans Tezi 1998.
- [28] T. M. Jahns, "Flux Weakening Regime Operation of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive," *IEEE Transaction on Industry Application*, vol. 4, no. 23, pp. 681-689, Temmuz-Ağustos 1987.
- [29] Niranjan Anandrao Patil, "Field Weakening Operation of AC Machines for Traction Drive Applications," University of Tennessee, Knoxville, Doktora Tezi 2009.
- [30] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasaka, and K. Taniguchi, "Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 5, no. 26, pp. 866-871, Eylül-Ekim 1990.
- [31] Gene F. Franklin, J. David Powell, and Michael L. Workman, *Digital control of dynamic systems*, 3rd ed.: Addison-Wesley, 1998.
- [32] D.Y. Ohm and R.J. Oleksuk, "On practical digital current regulator design for PM synchronous motor drives," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Anaheim, 1998, pp. 56-63.
- [33] Antonio Visioli, *Practical PID control*: Springer, 2006.
- [34] Hwi-Beon Shin, "New antiwindup PI controller for variable-speed motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 3, no. 45, pp. 445-450, Haziran 1998.
- [35] Dal Y. Ohm, "PID and PDFF Compensators for Motion Control," Drivetech, Inc., Blacksburg, Virginia, Teknik Rapor.
- [36] (2010, Mayıs) Zytec Automotive. [Online]. <http://www.zytekautomotive.co.uk/Products/ElectricEngines/55kW.aspx>
- [37] (2010, Mayıs) Smart USA. [Online]. <http://www.smartusa.com/passion-coupe->

specs.aspx?model=passion\_coupe

[38] (2007, Haziran) AutoBlog. [Online]. <http://green.autoblog.com/2007/07/09/technical-details-on-the-smart-fortwo-electric-drive/print/>

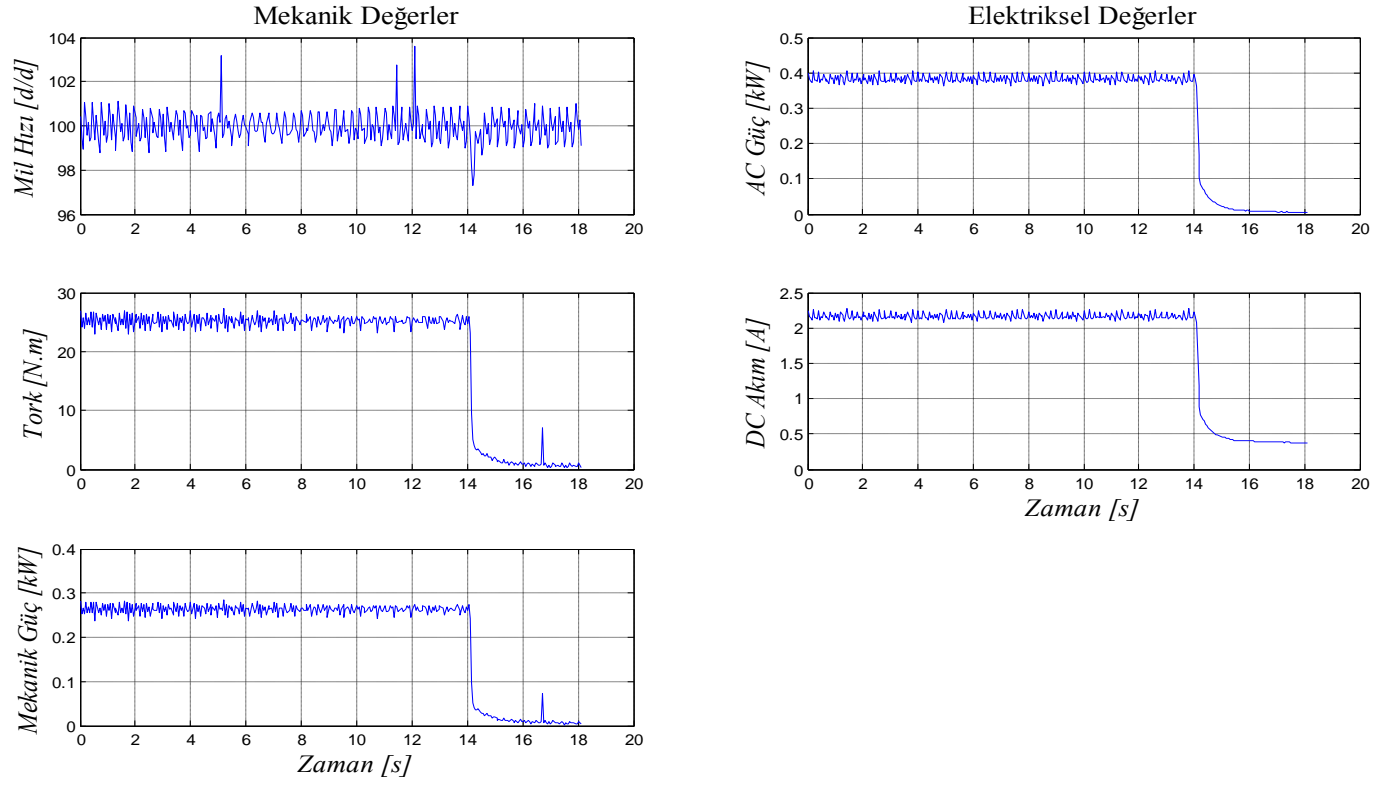
## **EKLER**

**EK A :** Test sonuçları

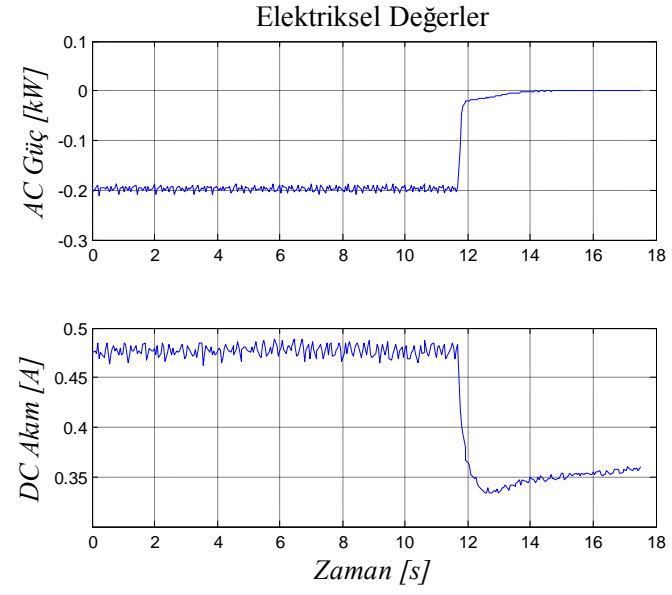
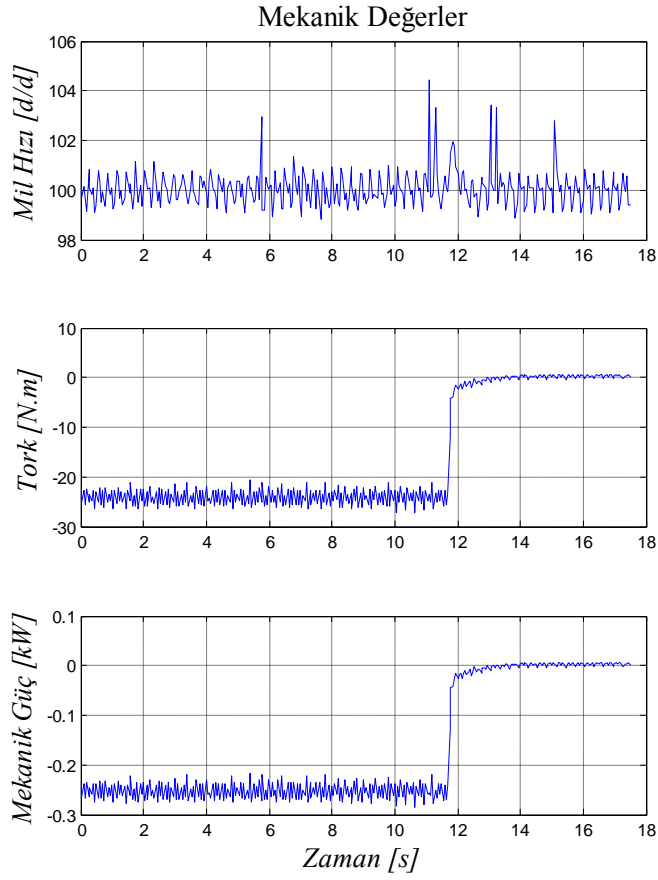
**EK B :** Seri hibrit elektrikli ve elektrikli araçlar için oluşturulan simülatörden görüntüler



## EK A

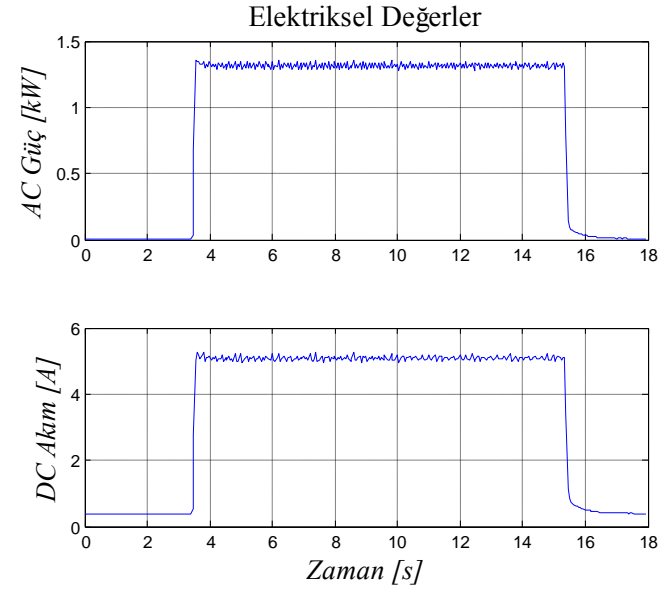
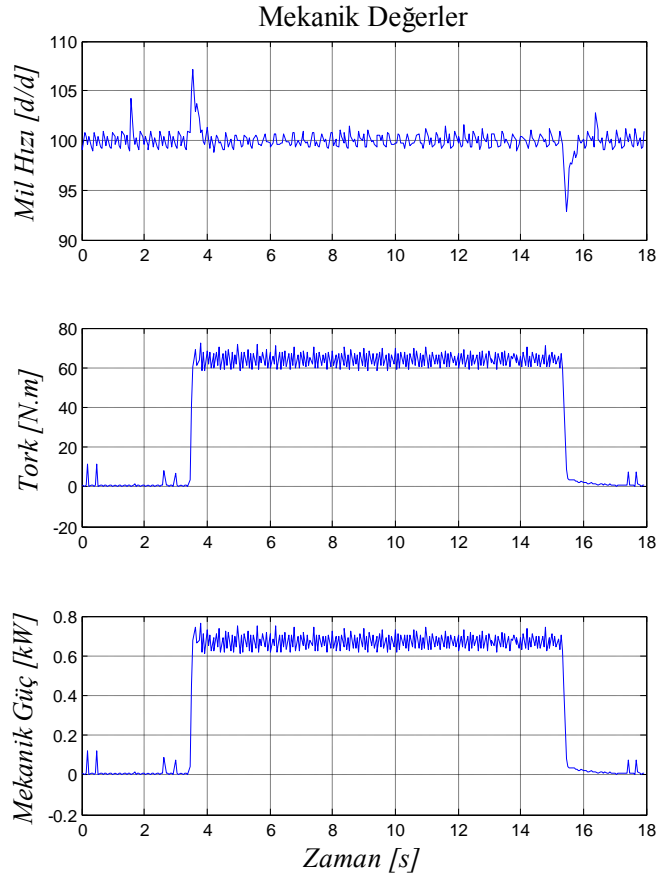


Şekil A.1 : 100 d/d, 25 N.m motor testi için güç analizörü ölçümleri

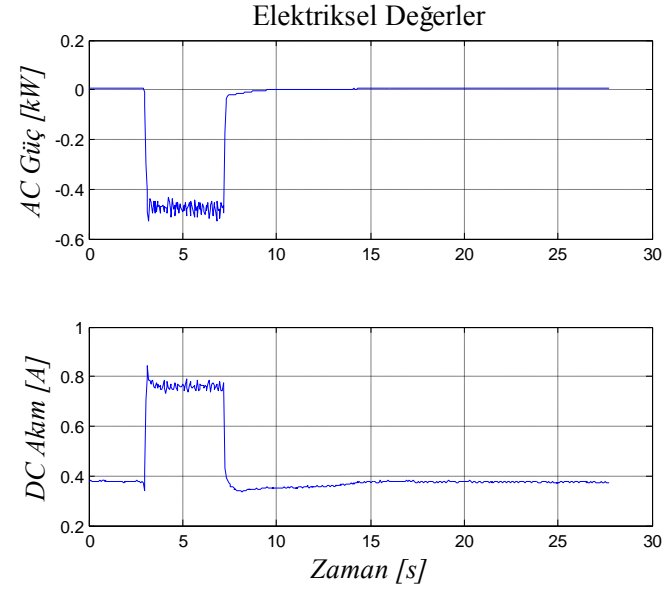
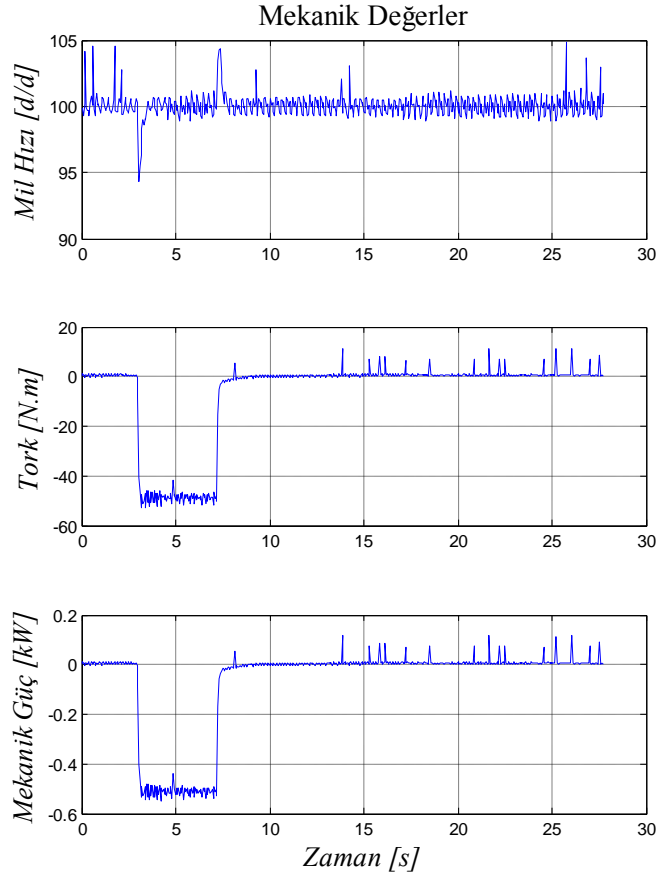


Şekil A.2 : 100 d/d, 25 N.m frenleme testi için güç analizörü ölçümleri

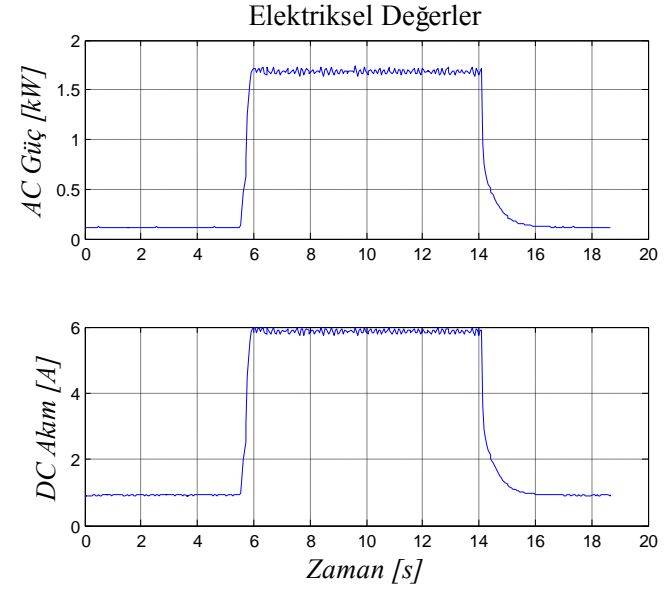
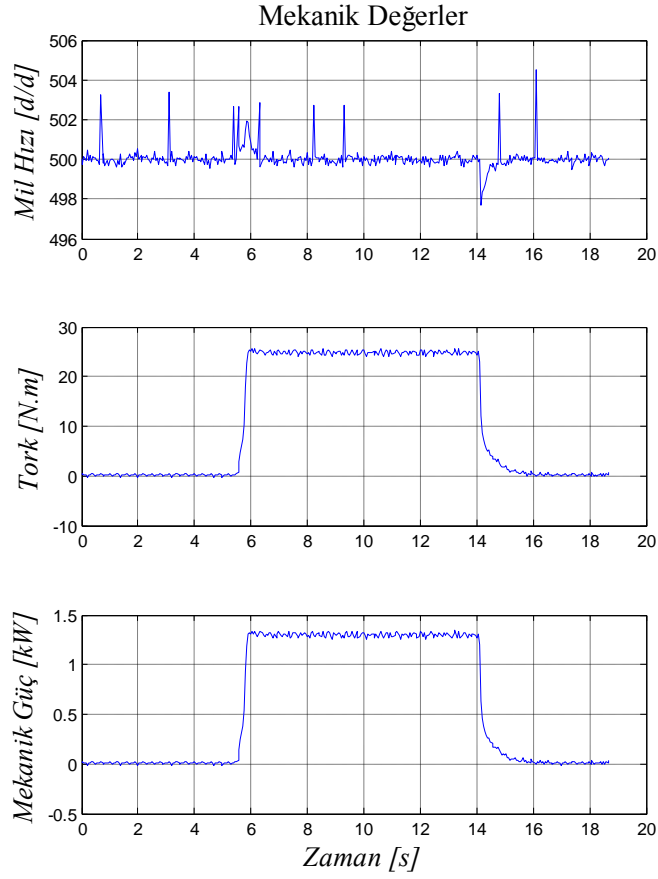




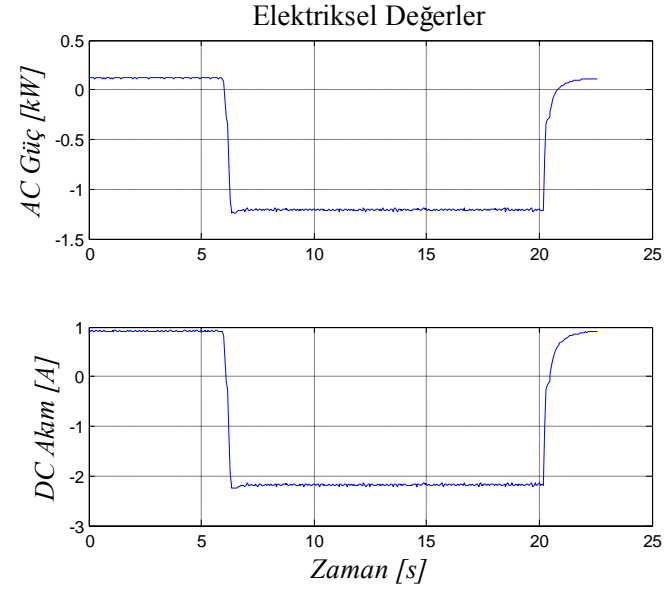
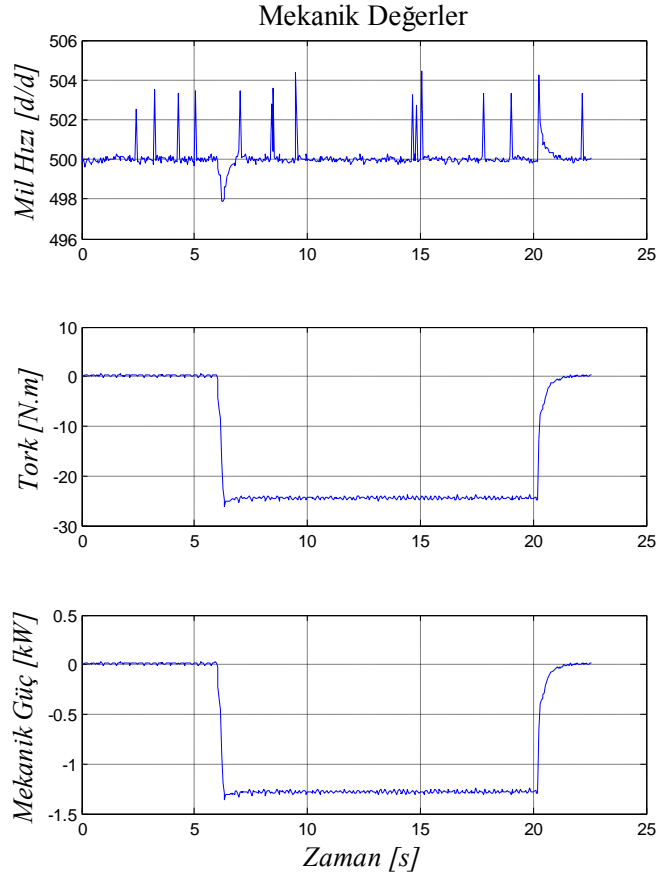
**Şekil A.3 :** 100 d/d, 65 N.m motor testi için güç analizörü ölçümleri



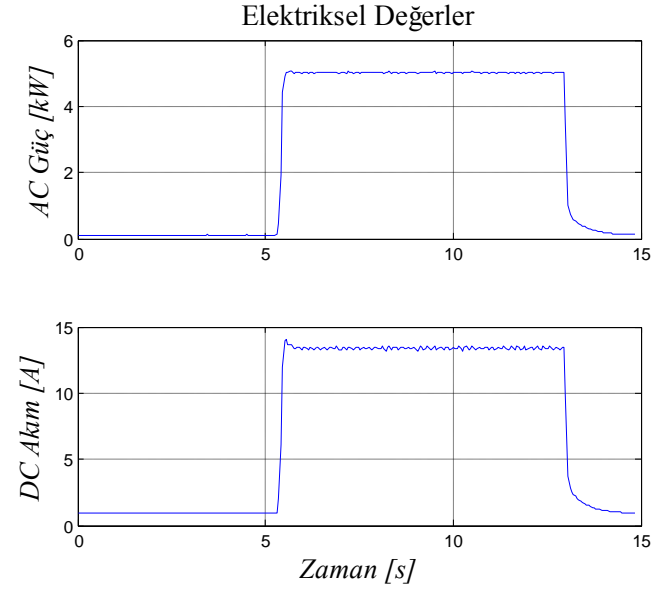
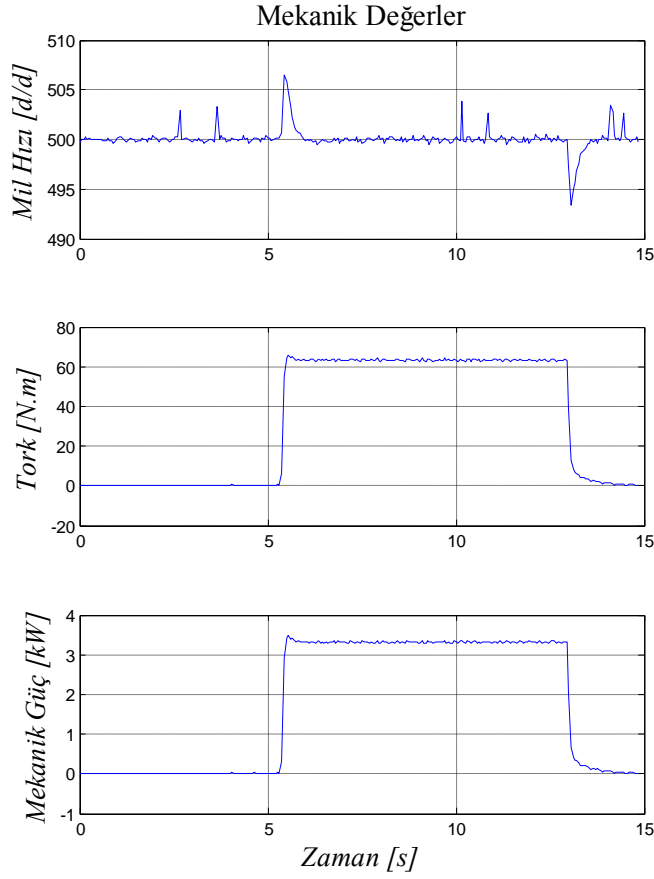
**Şekil A.4** : 100 d/d, 50 N.m frenleme testi için güç analizörü ölçümleri



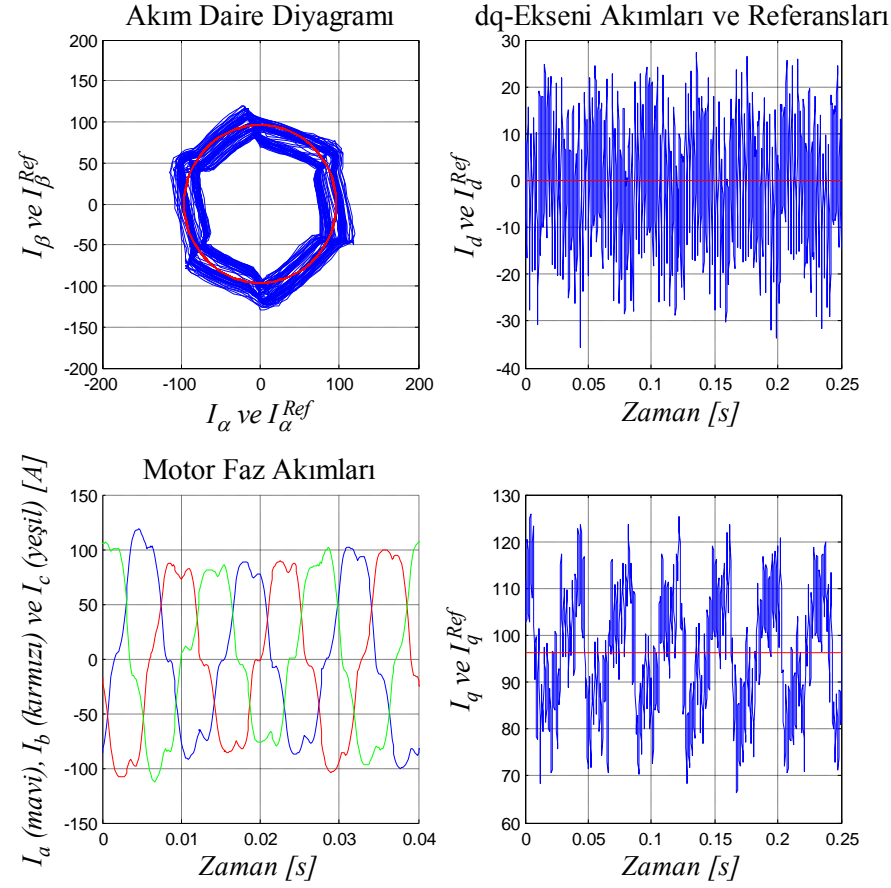
**Şekil A.5 : 500 d/d, 25 N.m motor testi için güç analizörü ölçümleri**



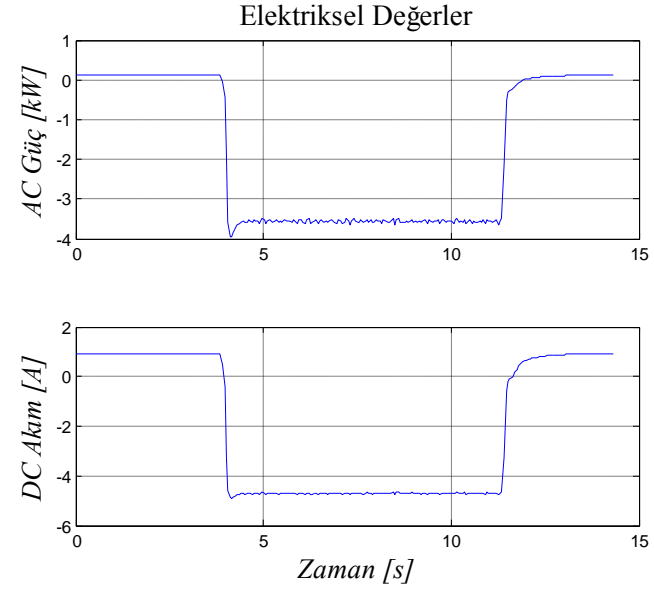
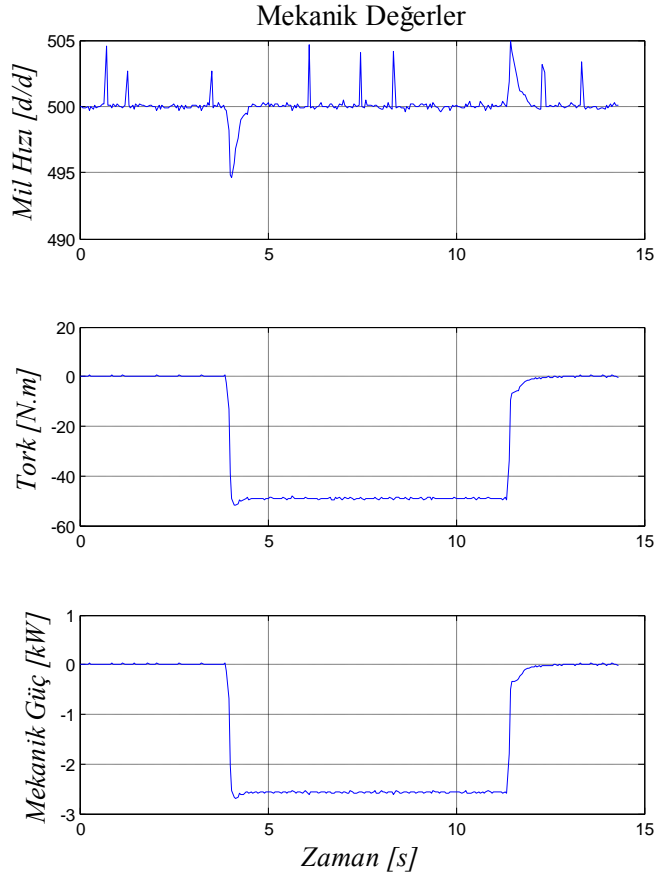
**Şekil A.6** : 500 d/d, 25 N.m frenleme testi için güç analizörü ölçümleri



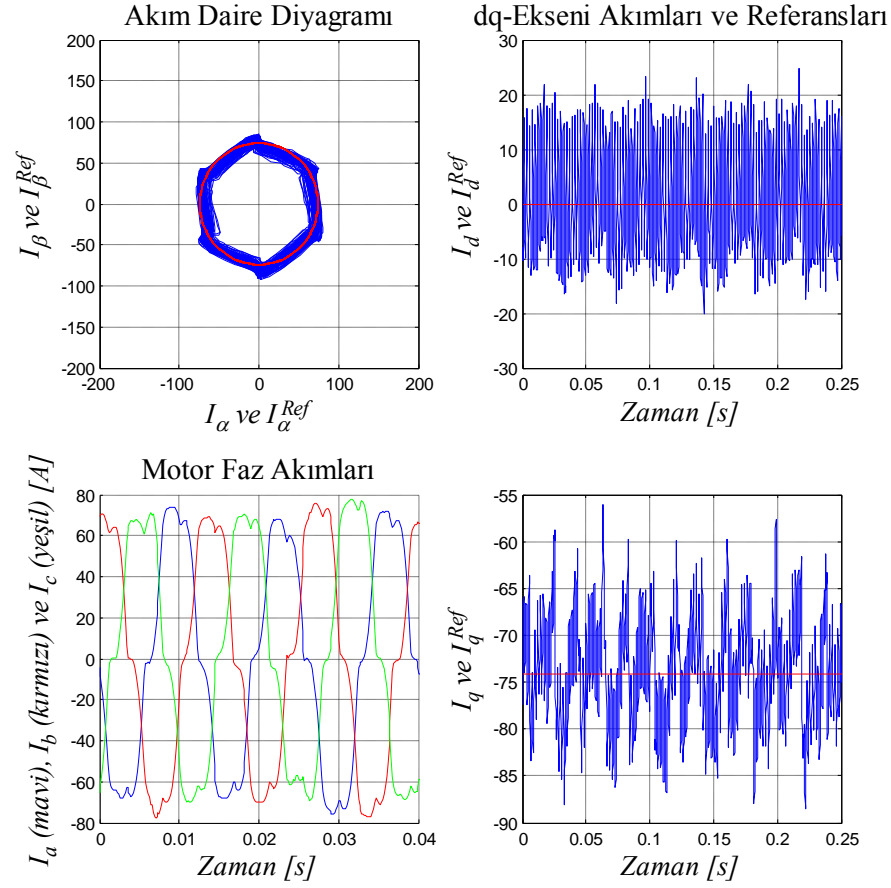
**Şekil A.7** : 500 d/d, 65 N.m motor testi için güç analizörü ölçümleri



**Şekil A.8** : 500 d/d, 65 N.m motor testi için dSpace ölçümleri

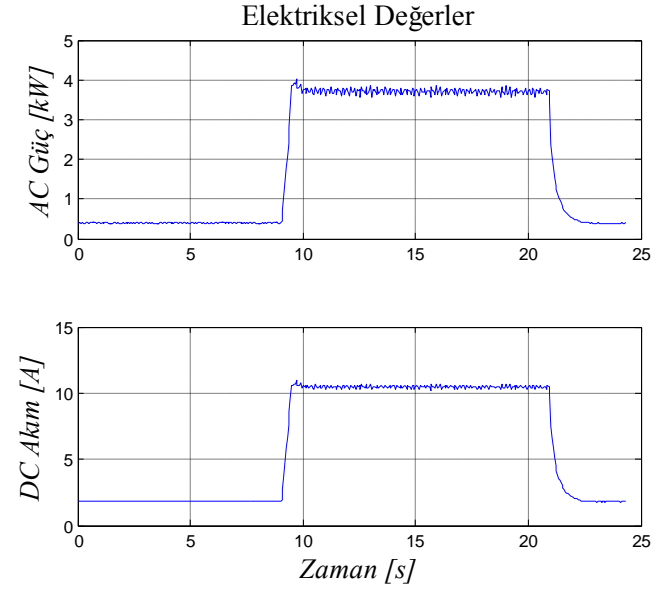
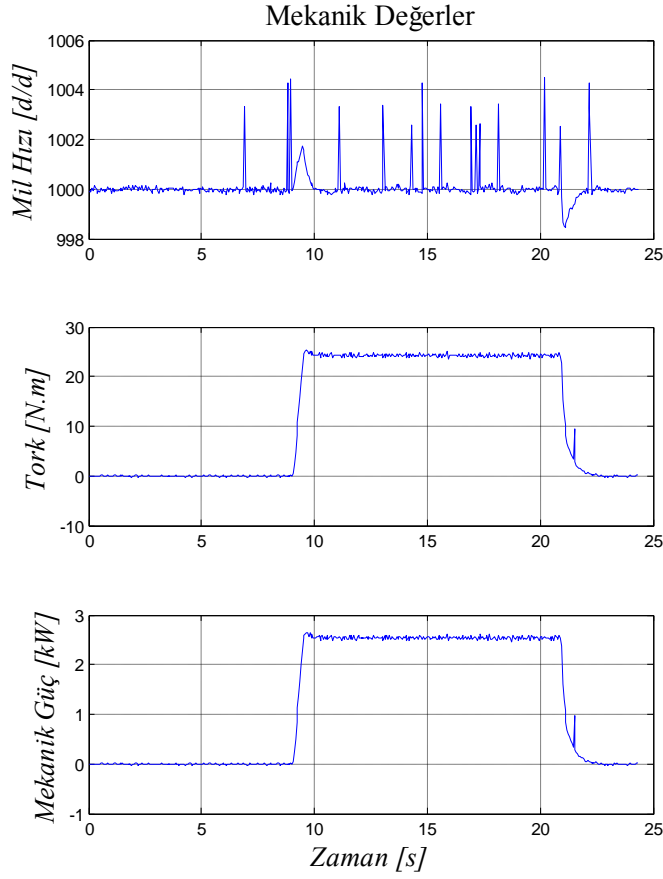


**Şekil A.9** : 500 d/d, 50 N.m frenleme testi için güç analizörü ölçümleri

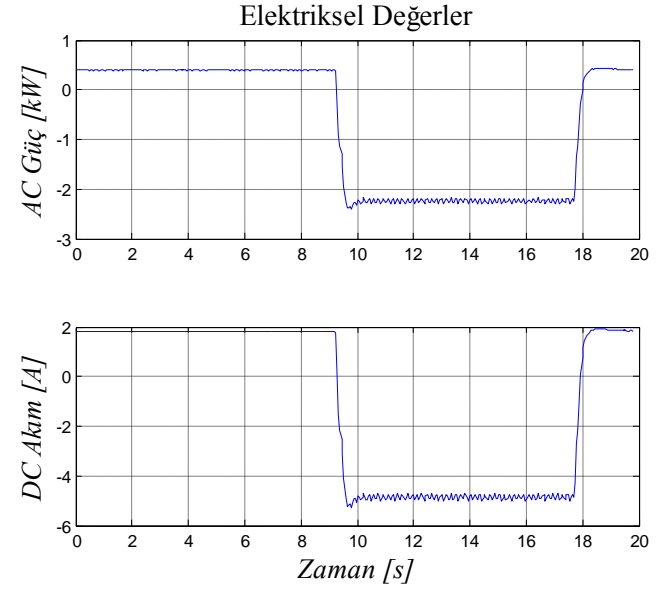
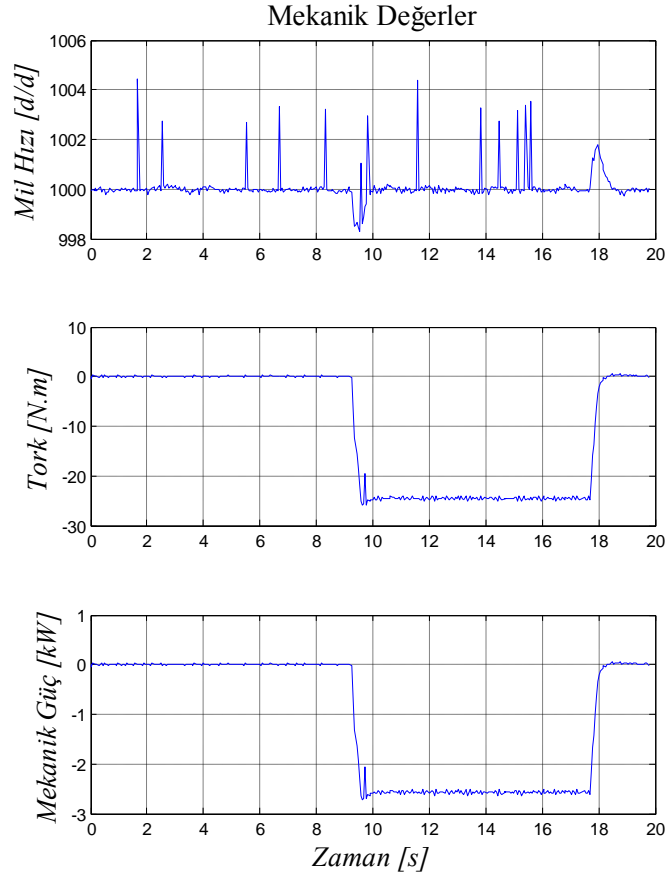


Şekil A.10 : 500 d/d, 50 N.m frenleme testi için dSpace ölçümleri

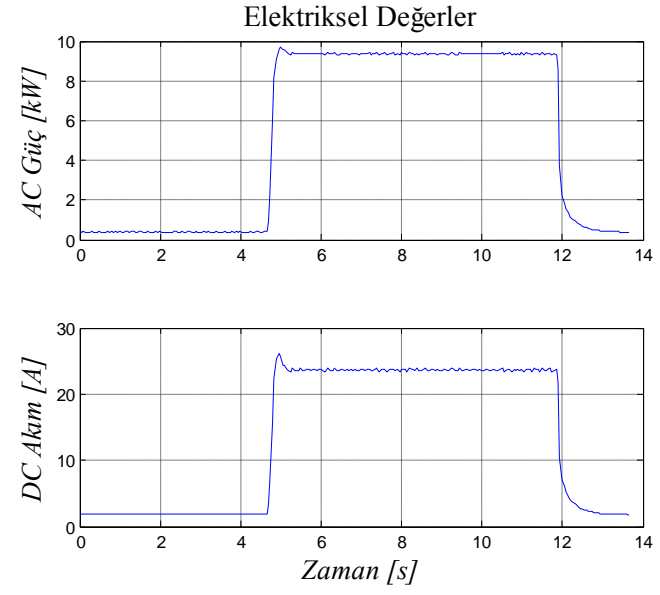
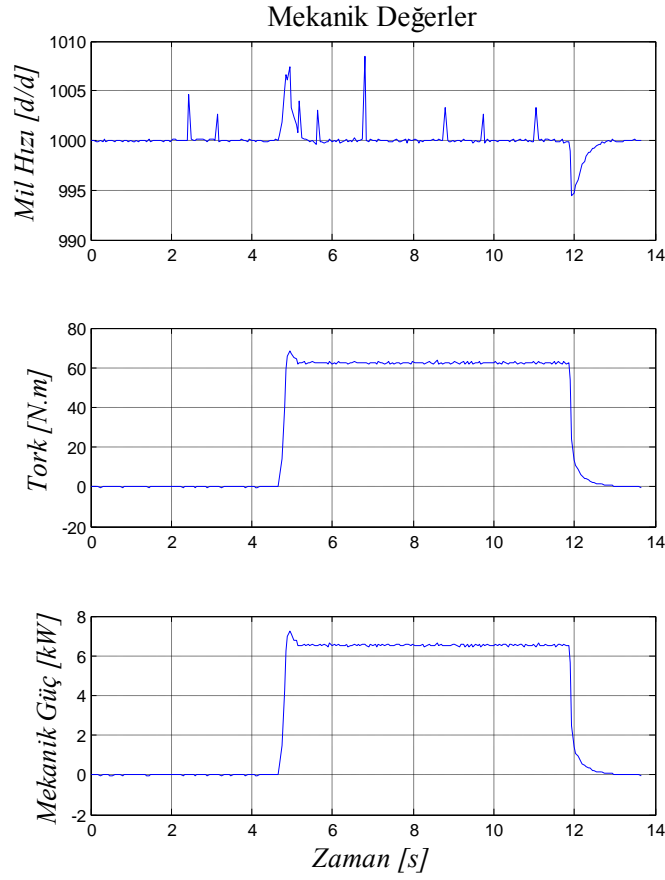




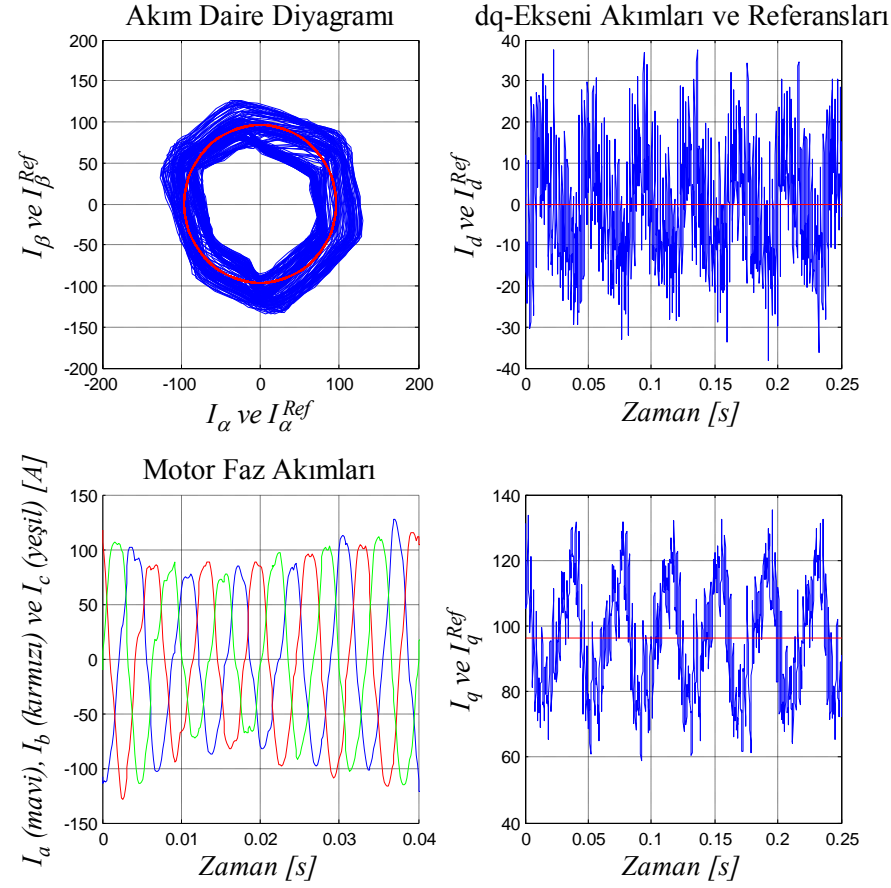
**Şekil A.11** : 1000 d/d, 25 N.m motor testi için güç analizörü ölçümleri



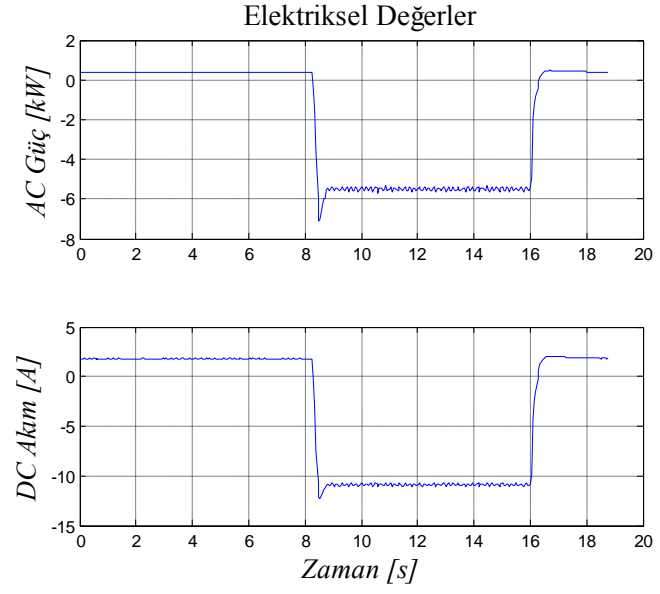
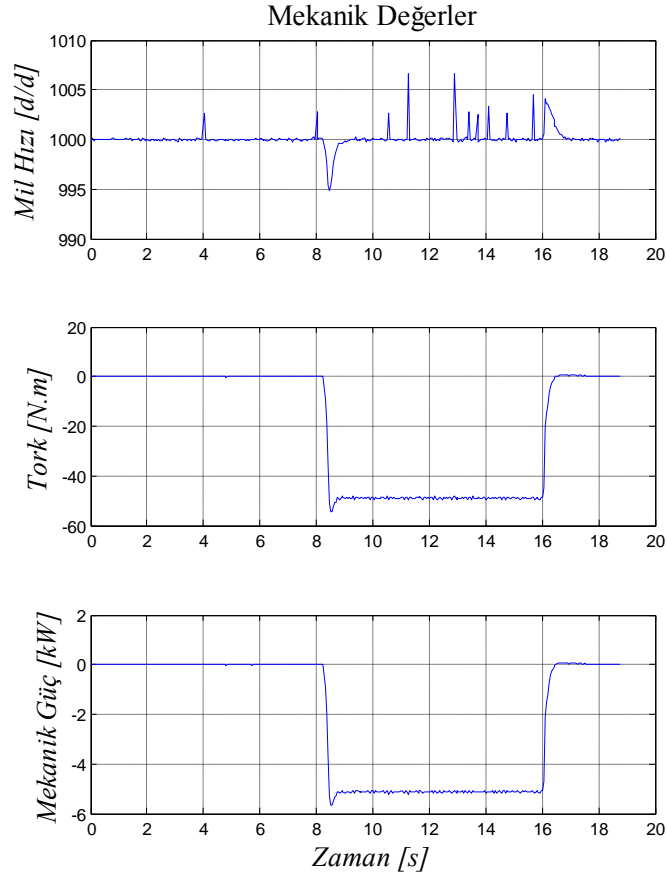
**Şekil A.12** : 1000 d/d, 25 N.m frenleme testi için güç analizörü ölçümleri



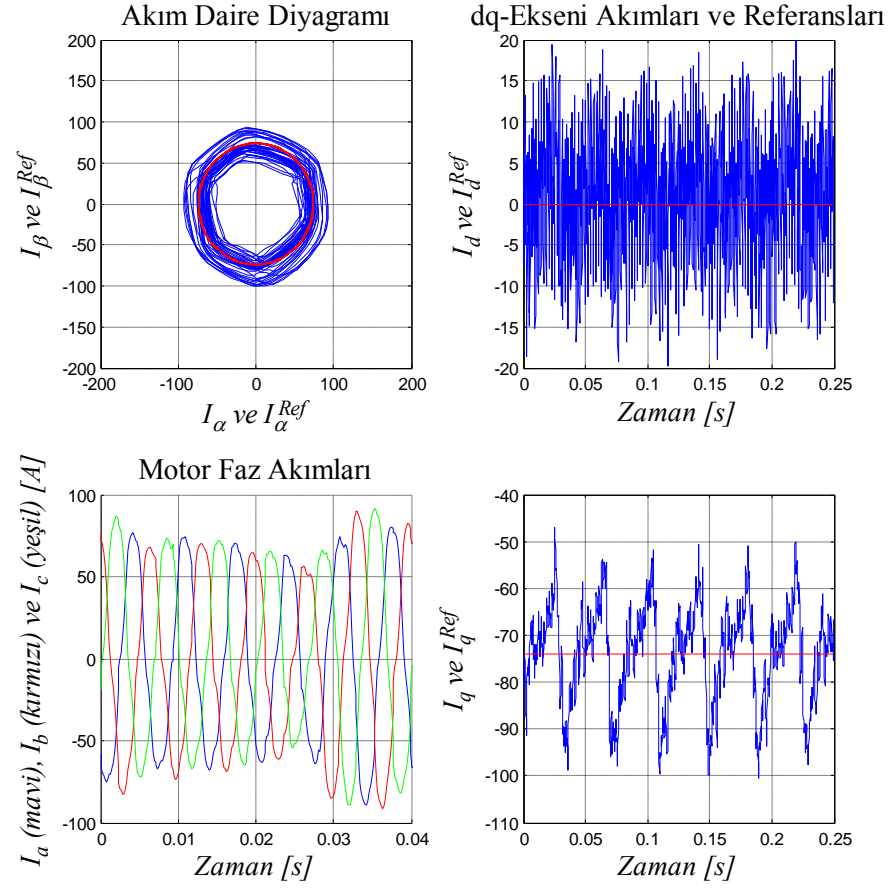
**Şekil A.13 :** 1000 d/d, 65 N.m motor testi için güç analizörü ölçümleri



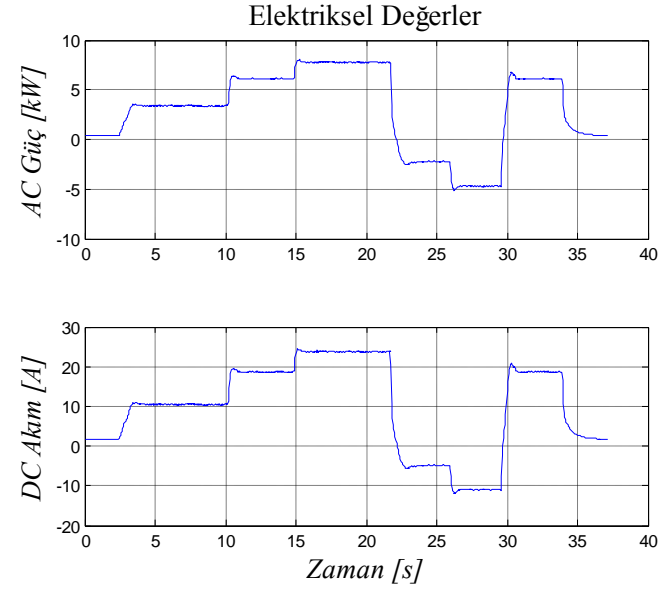
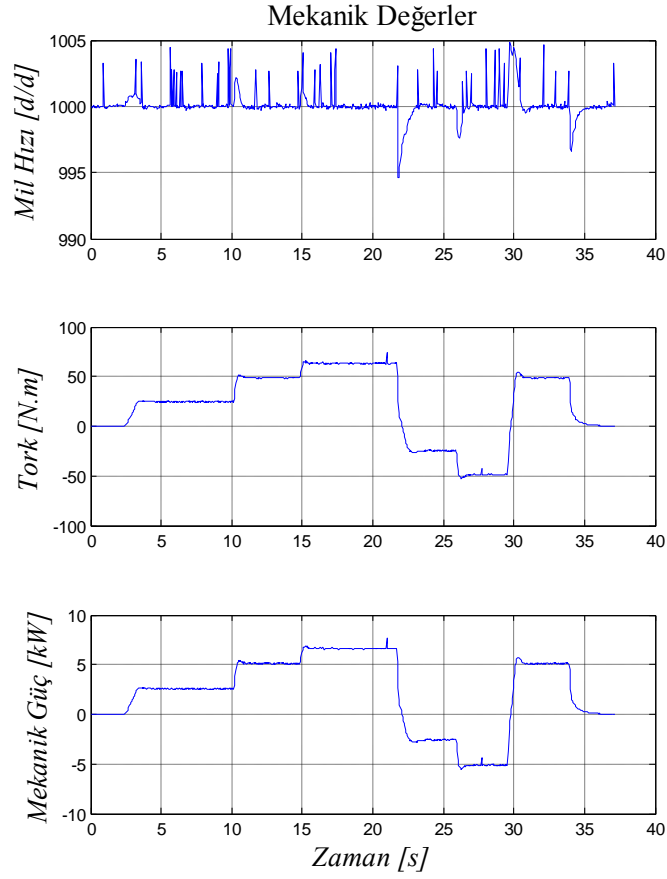
Şekil A.14 : 1000 d/d, 65 N.m motor testi için dSpace ölçümleri



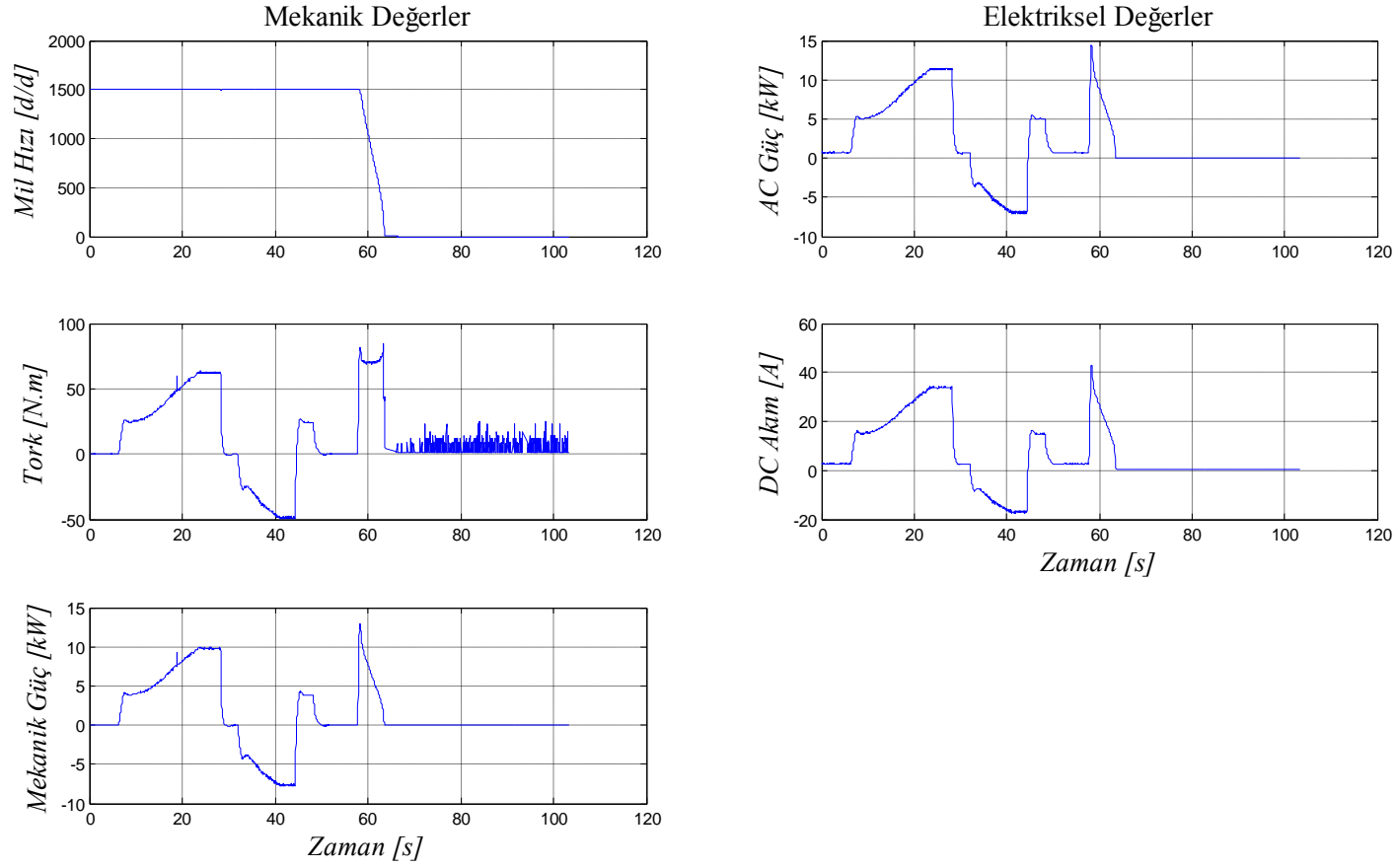
**Şekil A.15** : 1000 d/d, 50 N.m frenleme testi için güç analizörü ölçümleri



Şekil A.16 : 1000 d/d, 50 N.m frenleme testi için dSpace ölçümleri

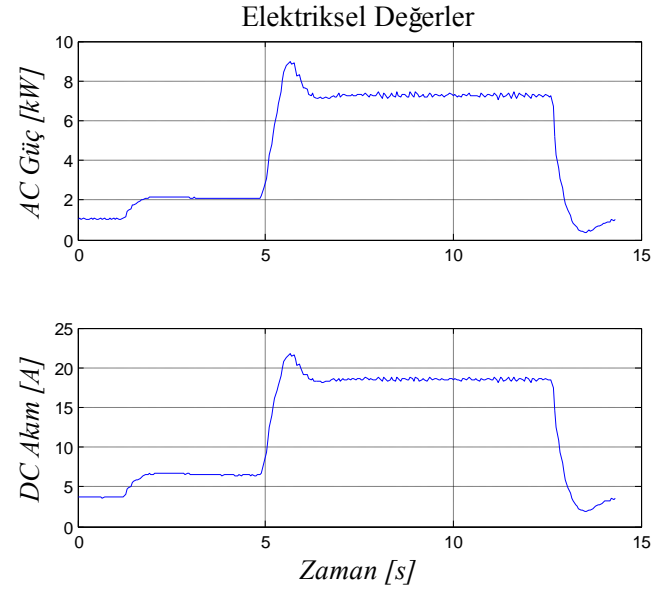
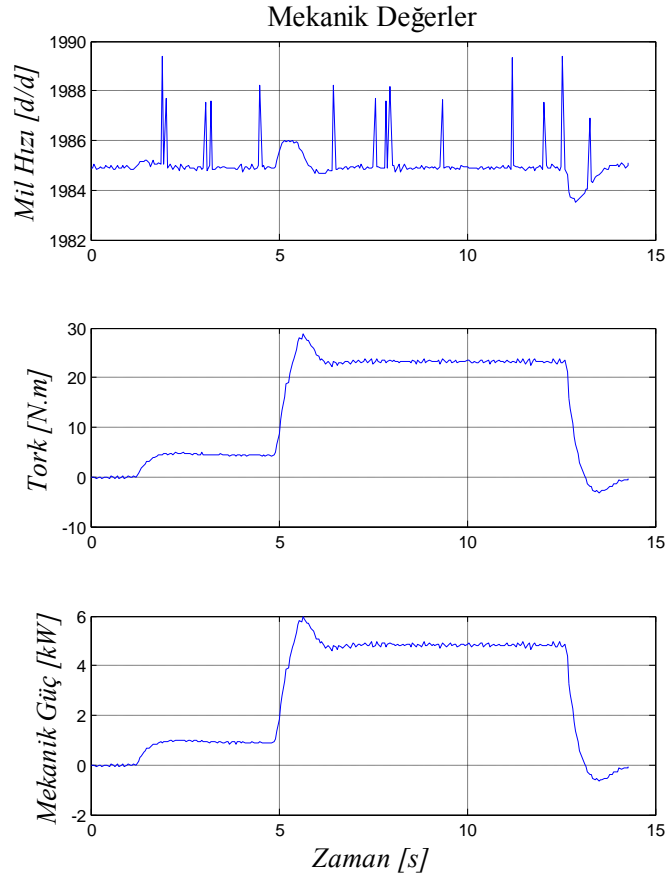


Şekil A.17 : 1000 d/d, dinamik yük testi için güç analizörü ölçümleri

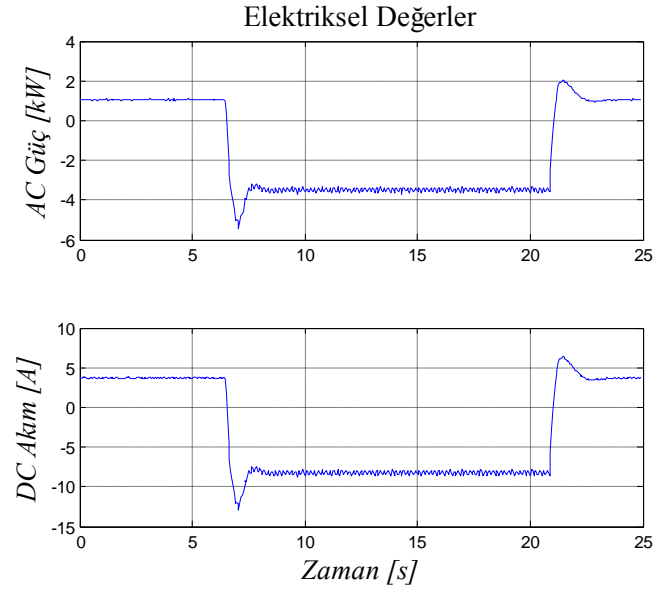
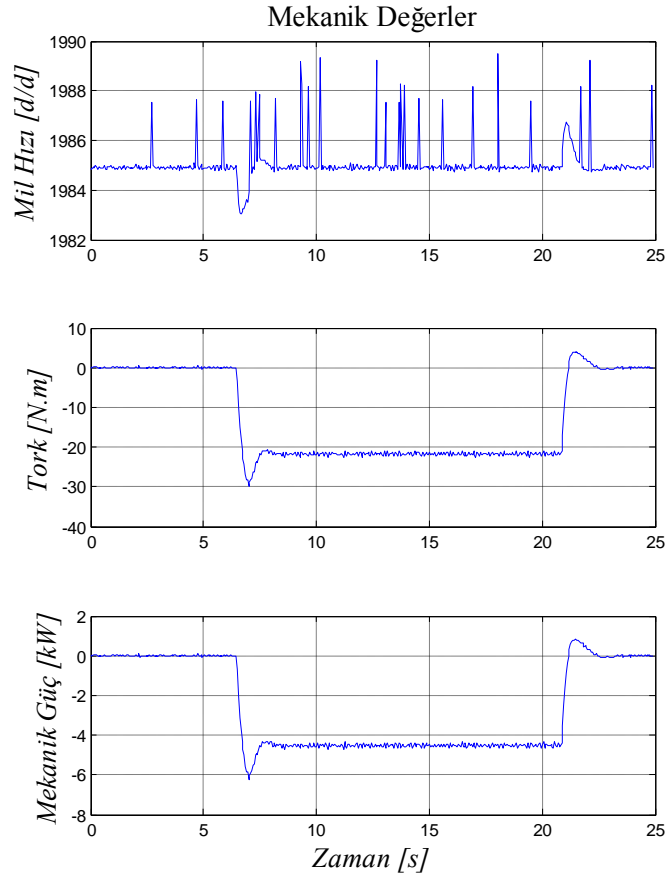


Şekil A.18 : 1500 d/d, dinamik yük testi için güç analizörü ölçümleri



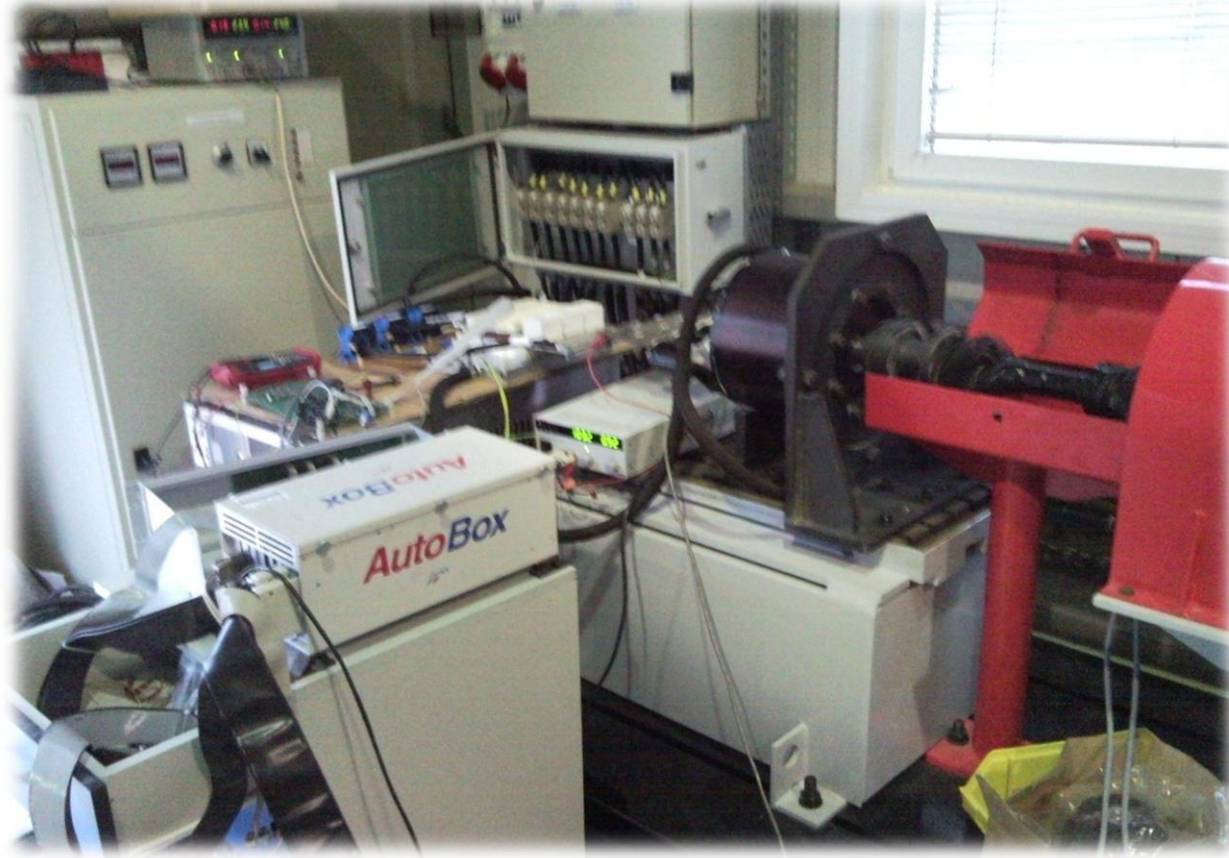


**Şekil A.19** : 1985 d/d, 25 N.m motor testi için güç analizörü ölçümleri



**Şekil A.20** : 1985 d/d, 25 N.m frenleme testi için güç analizörü ölçümleri

**EK B**



**Şekil B.1 : Simülâtör düzeneği**

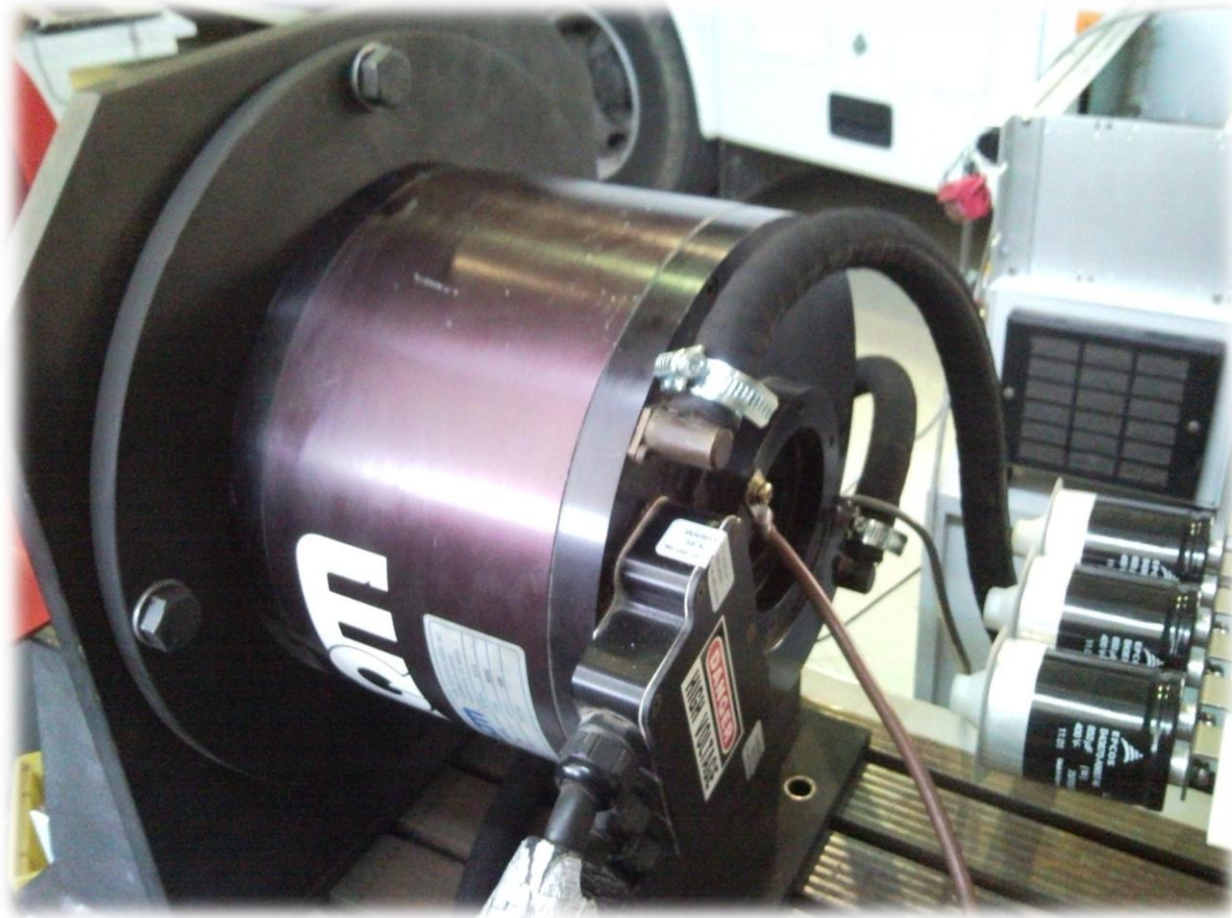


**Şekil B.1** : Sisteme araç bataryasının bağlanması



**Şekil B.2 :** Lityum-Polimer araç bataryası





**Şekil B.3** : Test edilen araç çekiş motoru

## ÖZGEÇMİŞ



**Ad Soyad:** Mehmet Ali ÇİMEN

**Doğum Yeri ve Tarihi:** Sivas – 23.03.1985

**Lisans Üniversitesi:** İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik – Elektronik Fakültesi Kontrol Mühendisliği ve Elektrik Mühendisliği

### **Yayın Listesi:**

Dinçer Mehmet Bahar, **Mehmet Ali Çimen**, Ali Önder Biliroğlu, et al, "Design & Prototyping of Hybrid Electric Vehicle Electronic Control Unit", ICAT'08, İstanbul

E. Kural, M. Demirci, Y. Solak, **M.A. Çimen**, E. Özsu, H. Uçarol, "Şehir içi Ulaşımı İçin Hibrid Elektrikli Otobüs Tasarımı ve Sera Gazı Emisyonlarının Ölçülmesinde Test Metodolojisi", OTEKON 4. Otomotiv Teknolojileri Kongresi, 2008

Dinçer Mehmet Bahar, **Mehmet Ali Çimen**, R. Nejat Tuncay, "Development of Control Strategy Based on Fuzzy Logic Control for a Parallel Hybrid Vehicle", ELECO 2009, Bursa

**Mehmet Ali Çimen**, Erkan Elcik, Orhan Kütük, Yalçın Solak, "Elektrikli Araçlar için Elektrikli Tahrik Sistemleri", TOK'09, İstanbul