

**BURSA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ❖ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA BEŞ FAZLI SABİT MIKNATISLI SENKRON  
MOTORUN DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ YÖNTEMİNİN  
İNCELENMESİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Aykut BIÇAK**

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**ARALIK 2018**



**BURSA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ❖ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA BEŞ FAZLI SABİT MIKNATISLI SENKRON  
MOTORUN DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ YÖNTEMİNİN  
İNCELENMESİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Aykut BIÇAK  
(182082301)**

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Ayetül GELEN**

**ARALIK 2018**

BTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 182082301 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Aykut BIÇAK, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı "ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA BEŞ FAZLI SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ YÖNTEMİNİN İNCELENMESİ" başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

**Tez Danışmanı :** **Dr. Öğr. Üyesi Ayetül GELEN** .....  
Bursa Teknik Üniversitesi

**Jüri Üyeleri :** **Doç. Dr. Hakan GÜRKAN** .....  
Bursa Teknik Üniversitesi

**Doç. Dr. Özgür Turay KAYMAKÇI** .....  
Yıldız Teknik Üniversitesi

**Savunma Tarihi :** 10 Aralık 2018

**FBE Müdürü :** **Doç. Dr. Murat ERTAŞ** .....  
Bursa Teknik Üniversitesi ...../...../.....

## İNTİHAL BEYANI

Bu tezde görsel, işitsel ve yazılı biçimde sunulan tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uyularak tarafımdan elde edildiğini, tez içinde yer alan ancak bu çalışmaya özgü olmayan tüm sonuç ve bilgileri tezde kaynak göstererek belgelediğimi, aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim.

Öğrencinin Adı Soyadı: Aykut BIÇAK

İmzası :

X X X X X

## ÖNSÖZ

Çalışmamın her aşamasında değerli yardımları ve katkılarıyla beni yönlendiren tez danışmanım Sayın Dr. Öğr. Üyesi Ayetül Gelen'e en içten saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca çalışmam boyunca sevgi, sabır ve desteğini her zaman yanımda hissettiğim annem ve babam başta olmak üzere aileme ve yakın arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Son olarak bilimin ilerlemesine katkıda bulunan ve bu yolda ilerleyen zihinleri aydınlatan tüm bilim insanlarına saygılarımı sunarım.

Aralık 2018

Aykut BIÇAK

## İÇİNDEKİLER

### Sayfa

ÖNSÖZ .....	iv
İÇİNDEKİLER .....	v
KISALTMALAR .....	vii
SEMBOLLER .....	viii
ÇİZELGE LİSTESİ .....	ix
ŞEKİL LİSTESİ .....	x
ÖZET .....	xii
SUMMARY .....	xiii
<b>1. GİRİŞ .....</b>	<b>1</b>
1.1 Literatür Araştırması .....	2
1.2 Tezin Amacı .....	4
<b>2. ELEKTRİKLİ ARAÇ TEKNOLOJİLERİ .....</b>	<b>6</b>
2.1 Giriş .....	6
2.2 Bataryalı Elektrikli Araçlar .....	6
2.3 Boylamsal Araç Modeli .....	7
2.3.1 Aerodinamik sürtünme kuvveti .....	8
2.3.2 Lastik dönme direnç kuvveti .....	9
2.3.3 Eğimden kaynaklanan direnç kuvveti .....	10
2.3.4 Toplam çekiş kuvveti ve güç aktarma sistemi .....	10
2.4 Sürüş Çevrimleri .....	11
<b>3. ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA TAHRİK SİSTEMİ .....</b>	<b>17</b>
3.1 Elektrik Motorları .....	18
3.1.1 Doğru akım motoru .....	20
3.1.2 Anahtarlamalı relüktans motor .....	21
3.1.3 Asenkron motor .....	21
3.1.4 Sabit mıknatıslı senkron motor .....	22
3.1.5 Çok fazlı motorlar .....	24
3.2 Güç Elektroniği Devreleri .....	25
3.2.1 Çok fazlı sürücüler .....	26
3.3 Enerji Depolama Sistemleri .....	27
3.3.1 Kurşun-asit bataryalar .....	27
3.3.2 Nikel-kadmiyum bataryalar .....	28
3.3.3 Nikel-metal hidrat bataryalar .....	28
3.3.4 Lityum-iyon bataryalar .....	28
3.3.5 Batarya elektriksel modeli .....	29
3.4 Kontrol Yöntemleri .....	30
<b>4. BEŞ FAZLI SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORDA DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ .....</b>	<b>33</b>
4.1 Beş Fazlı Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli .....	33
4.2 Doğrudan Moment Kontrolü .....	36

4.2.1 Gerilim vektörleri ve bölgeler.....	36
4.2.2 Histerezis karşılaştırıcılar.....	41
4.2.3 Uygun vektör seçimi .....	42
4.2.4 Moment ve akı hesabı .....	45
<b>5. BENZETİM SONUÇLARI VE BULGULAR.....</b>	<b>46</b>
<b>6. SONUÇ VE ÖNERİLER.....</b>	<b>60</b>
<b>KAYNAKLAR .....</b>	<b>62</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ.....</b>	<b>66</b>





## KISALTMALAR

<b>AA</b>	: Alternatif Akım
<b>ARM</b>	: Anahtarlamaalı Relüktans Motor
<b>AYK</b>	: Alan Yönlendirmeli Kontrol
<b>DA</b>	: Doğru Akım
<b>DMK</b>	: Doğrudan Moment Kontrolü
<b>SMSM</b>	: Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
<b>YASÇ</b>	: Yeni Avrupa Sürüş Çevrimi
<b>KHTÇ</b>	: Küresel Uyumlu Hafif Araç Test Çevrimi



## SEMBOLLER

<b>A</b>	: Araç ön yüzey alanı
<b>B</b>	: Sürtünme katsayısı
<b>C<sub>d</sub></b>	: Aerodinamik sürtünme
<b>C<sub>p</sub></b>	: Paralel kapasitans
<b>f<sub>r</sub></b>	: Dönme direnç faktörü
<b>F<sub>g</sub></b>	: Eğim direnci kuvveti
<b>F<sub>r</sub></b>	: Lastik dönme direnci kuvveti
<b>F<sub>t</sub></b>	: Toplam çekiş kuvveti
<b>F<sub>w</sub></b>	: Aerodinamik sürtünme kuvveti
<b>g</b>	: Yerçekimi ivmesi
<b>g<sub>dr</sub></b>	: Dişli oranı
<b>i<sub>d</sub></b>	: d eksenli akımı
<b>i<sub>q</sub></b>	: q eksenli akımı
<b>J</b>	: Atalet momenti
<b>m<sub>v</sub></b>	: Araç kütlesi
<b>L<sub>d</sub></b>	: d eksenli stator endüktansı
<b>L<sub>q</sub></b>	: q eksenli stator endüktansı
<b>P</b>	: Kutup sayısı
<b>P<sub>e</sub></b>	: Motor mil gücü
<b>r<sub>d</sub></b>	: Tekerlek yarıçapı
<b>R<sub>o</sub></b>	: Dâhili direnç
<b>R<sub>p</sub></b>	: Paralel direnç
<b>R<sub>s</sub></b>	: Stator sargı direnci
<b>T<sub>e</sub></b>	: Elektromanyetik moment
<b>T<sub>L</sub></b>	: Yük momenti
<b>V</b>	: Araç hızı
<b>V<sub>dc</sub></b>	: Doğru akım bara gerilimi
<b>V<sub>d</sub></b>	: d eksenli gerilimi
<b>V<sub>p</sub></b>	: Polarizasyon gerilimi
<b>V<sub>q</sub></b>	: q eksenli gerilimi
<b>V<sub>w</sub></b>	: Rüzgâr hızı
<b>α</b>	: Araç ivmesi
<b>η<sub>dr</sub></b>	: Dişli verimi
<b>θ<sub>r</sub></b>	: Rotor açısı
<b>λ<sub>d</sub></b>	: d eksenli stator manyetik akısı
<b>λ<sub>q</sub></b>	: q eksenli stator manyetik akısı
<b>λ<sub>m</sub></b>	: Rotor manyetik akısı
<b>λ<sub>s</sub></b>	: Stator manyetik akısı
<b>ρ</b>	: Hava yoğunluğu
<b>ω<sub>m</sub></b>	: Mekanik açısal hızı
<b>ω<sub>r</sub></b>	: Elektriksel açısal hızı
<b>ω<sub>w</sub></b>	: Tekerlek açısal hızı

## ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1 : YASÇ ile küresel uyumlu hafif araç test çevrimi özellikleri. ....	16
Çizelge 3.1 : Elektrikli araçlarda kullanılan batarya tiplerinin karşılaştırması .....	29
Çizelge 4.1 : Anatarlama durum tablosu .....	38
Çizelge 4.2 : Gerilim uzay vektörleri .....	39
Çizelge 5.1 : Sabit mıknatıslı senkron motor parametreleri .....	46
Çizelge 5.2 : Bölge Aralıkları.....	47
Çizelge 5.3 : Önerilen vektör seçim tablosu.....	51
Çizelge 5.4 : Araç parametreleri.....	56

## ŞEKİL LİSTESİ

### Sayfa

Şekil 2.1 : Bataryalı elektrikli araç topolojik yapısı .....	7
Şekil 2.2 : Araca etkiyen kuvvetler.....	7
Şekil 2.3 : Aerodinamik şekil sürtünmeleri .....	8
Şekil 2.4 : Tekerleğin yüklenme ve yük atma eğrisi .....	9
Şekil 2.5 : Elektrikli araç için temel güç aktarma sistemi .....	11
Şekil 2.6 : Japonya sürüş çevrimleri (a) Japonya 10-15 çevrimi (b) JC08 çevrimi...	13
Şekil 2.7 : ABD sürüş çevrimleri (a) FTP 75 çevrimi (b) HWFET çevrimi .....	14
Şekil 2.8 : Yeni Avrupa sürüş çevrimi .....	15
Şekil 2.9 : Küresel uyumlu hafif araç test çevrimi .....	15
Şekil 3.1 : Tahrik sistemi blok şeması .....	17
Şekil 3.2 : (a) Araç için ideal moment-hız karakteristiği (b) elektrik motorunun moment - hız karakteristiği .....	19
Şekil 3.3 : Elektrikli araçlarda kullanılan motorlara ait sınıflandırma .....	20
Şekil 3.4 : Elektrikli araçlarda kullanılan motorların karşılaştırılması.....	24
Şekil 3.5 : Üç fazlı inverter devresi .....	26
Şekil 3.6 : Beş fazlı inverter devresi.....	26
Şekil 3.7 : Thevenin eşdeğer batarya modeli.....	29
Şekil 3.8 : Kontrol yöntemlerinin sınıflandırılması.....	31
Şekil 4.1 : SMSM dq elektriksel eşdeğer devre modeli.....	33
Şekil 4.2 : Gerilim beslemeli inverter devre modeli.....	36
Şekil 4.3 : Anahtarlama durumuna göre vektör konumları .....	40
Şekil 4.4 : Gerilim beslemeli inverterde vektör konumları ve bölgeler .....	40
Şekil 4.5 : Histerezis karşılaştırıcılar .....	41
Şekil 4.6 : Yedi seviyeli histerezis karşılaştırıcı.....	42
Şekil 4.7 : Gerilim vektörlerinin moment ve akıya etkisi.....	43
Şekil 4.8 : Stator akısı 1. bölgede iken farklı gerilim vektörlerinin moment ve stator akısına etkisi.....	43
Şekil 4.9 : Stator akısı sınır bölgede iken farklı gerilim vektörlerinin stator akısı üretme kapasiteleri (a) $V_{x2}$ vektör grubu (b) $V_{x3}$ vektör grubu.....	44
Şekil 5.1 : Beş fazlı sabit mıknatıslı senkron motorun dq modeli .....	46
Şekil 5.2 : Gerilim vektörlerinin büyüklüklerine göre dağılımı .....	47
Şekil 5.3 : Küçük gerilim vektörü düşük cevap için (a) Moment adım cevabı (b) stator akısı .....	48
Şekil 5.4 : Küçük gerilim vektörü yüksek cevap için (a) Moment adım cevabı (b) stator akısı .....	48
Şekil 5.5 : Orta gerilim vektörü düşük cevap için (a) Moment adım cevabı (b) stator akısı .....	48
Şekil 5.6 : Orta gerilim vektörü yüksek cevap için (a) Moment adım cevabı (b) stator akısı .....	49

<b>Şekil 5.7</b> : Büyük gerilim vektörü düşük cevap için (a) Moment adım cevabı (b) stator akısı .....	<b>49</b>
<b>Şekil 5.8</b> : Büyük gerilim vektörü yüksek cevap için (a) Moment adım cevabı (b) stator akısı .....	<b>49</b>
<b>Şekil 5.9</b> : Gerilim büyüklüklerine göre sabit eksen takımındaki akı değişimleri (a) küçük vektör-düşük cevap, (b) orta vektör-düşük cevap, (c) büyük vektör-düşük cevap, (d) küçük vektör-yüksek cevap, (e) orta vektör-yüksek cevap (f) büyük vektör-yüksek cevap .....	<b>50</b>
<b>Şekil 5.10</b> : Dört bölge çalışma .....	<b>52</b>
<b>Şekil 5.11</b> : Hızın zamana göre değişimi .....	<b>52</b>
<b>Şekil 5.12</b> : Moment cevabı .....	<b>52</b>
<b>Şekil 5.13</b> : dq referans eksen takımı akımlarının değişimi .....	<b>53</b>
<b>Şekil 5.14</b> : Sabit eksen takımı için akıların zamana göre değişimi .....	<b>53</b>
<b>Şekil 5.15</b> : Rotor açısının zamana göre değişimi .....	<b>53</b>
<b>Şekil 5.16</b> : Stator akımlarının zamana göre değişimi .....	<b>54</b>
<b>Şekil 5.17</b> : Sabit eksen takımında stator akıları .....	<b>54</b>
<b>Şekil 5.18</b> : Dört bölge çalışma durumunda rotor hızının momente göre değişimi .....	<b>54</b>
<b>Şekil 5.19</b> : KUTÇ uygulanan elektrikli araçta beş fazlı SMSM'nin DMK ile denetiminin Matlab/Simulink diyagramı .....	<b>55</b>
<b>Şekil 5.20</b> : Küresel uyumlu sürüş çevrimine göre motor hızı .....	<b>56</b>
<b>Şekil 5.21</b> : Küresel uyumlu sürüş çevrimine göre motor momenti .....	<b>56</b>
<b>Şekil 5.22</b> : Batarya şarj durumu .....	<b>57</b>
<b>Şekil 5.23</b> : Faydalı frenleme durumunda batarya akımı .....	<b>57</b>
<b>Şekil 5.24</b> : Faydalı frenleme durumunda batarya gerilimi .....	<b>57</b>
<b>Şekil 5.25</b> : Sürtünmeli frenleme durumunda batarya akımı .....	<b>58</b>
<b>Şekil 5.26</b> : Sürtünmeli frenleme durumunda batarya gerilimi .....	<b>58</b>
<b>Şekil 5.27</b> : Örnek faydalı frenleme durumu için (a) moment (b) hız (c) q eksen akımı (d) batarya şarj durumu .....	<b>58</b>
<b>Şekil 5.28</b> : Küresel uyumlu sürüş çevrimi için hız-moment değişimi .....	<b>59</b>

# ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA BEŞ FAZLI SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ YÖNTEMİNİN İNCELENMESİ

## ÖZET

Küresel ısınmanın ve çevresel kirliliğin önemli nedenlerinden biri olan geleneksel araçların yerini hızla hibrit ve bataryalı elektrikli araçlar almaktadır. Özellikle sıfır karbondioksit salınımı, yüksek verim ve gürültüsüz çalışmaları sebebiyle bataryalı elektrikli araçlar ön plana çıkmaktadır. Bataryalı araç teknolojisinde ise motorun yapısı ve kontrol metodu araç performansını etkileyen ana başlıklar olarak sıralanabilir. Bu nedenle tahrik edilecek motorun yüksek verimliliğe ve hata toleransına sahip olmasının yanı sıra hızlı moment cevabı sağlaması ve yüksek güç yoğunluğuna sahip olması beklenmektedir.

Gelişen teknoloji ile birlikte özellikle son yıllarda yüksek güç yoğunluğuna ve verime sahip olan sabit mıknatıslı senkron motorlar ön plana çıkmaktadır. Ayrıca hata toleransını arttırmak ve moment dalgalanmasını azaltmak amacıyla klasik üç fazlı model yerine kullanılan çok fazlı modeller üzerine çalışmalar devam etmektedir. Bununla birlikte doğrudan moment kontrolü yöntemi ile çok iyi moment cevabı sağlanırken, çok fazlı olması sayesinde artan gerilim vektörü sayısı ve çeşidi ile esnek moment kontrolü mümkün olmaktadır.

Bu tez çalışmasında, araç teknolojileri ve modeli, yaygın olarak kullanılmakta olan sürüş çevrimleri, bataryalı elektrikli araç tahrik sistemlerinin genel yapısı, beş fazlı sabit mıknatıslı senkron motorlar ve doğrudan moment kontrolü konuları incelenmiştir. Benzetim çalışmaları Matlab/Simulink programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Benzetimde beş fazlı sabit mıknatıslı senkron motorun doğrudan moment kontrolü yöntemi ile performansı incelenmiştir. Bununla beraber araç tahrik sisteminin modellenmesi oluşturularak, dünya çapında uygulanmaya başlanan ve yakıt tüketimi ile emisyon ölçümleri konusunda gündelik sürüşe daha yakın olan Küresel Uyumlu Hafif Araç Test Çevrimi altında oluşturulan araç modelinin performansı incelenmiştir. Geliştirilen kontrol yöntemi ile geçici durumlarda motorun moment cevabının artırılması, kararlı durumda moment dalgalanmasının azaltılması sayesinde araç performansının artırılması gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, faydalı frenleme özelliği ile de enerji tasarrufu ve gerçeğe yakın sürüş çevrimi ile gerçek enerji tüketiminin belirlenmesi sağlanmıştır.

**Anahtar kelimeler:** Sabit mıknatıslı senkron motor, doğrudan moment kontrolü, çok fazlı motorlar, bataryalı elektrikli araçlar, sürüş çevrimleri.

# **ANALYSIS OF DIRECT TORQUE CONTROL METHOD OF FIVE-PHASE PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR IN ELECTRIC VEHICLES**

## **SUMMARY**

One of the important reasons of global warming and environmental pollution is internal combustion vehicles. Because of this reason, battery electric and hybrid electric vehicles are replacing conventional vehicles. Especially, battery electric vehicles have various advantages such as zero emission, high efficiency, and less noise operation. The major factors that affect the performance of vehicle include types of electric motor and the control method in battery electric vehicles. For this reason, the electric motors used for propulsion system should be able to satisfy high efficiency and fault-tolerant capability, high power density and dynamic torque response.

Nowadays with the development of technology, due to high efficiency and power density, five-phase permanent magnet synchronous motors are very good candidate for electric vehicles. Besides, multi-phase motor possess many advantages over the traditional three-phase motor such as increasing fault-tolerant and reducing ripple of torque. In addition, the direct torque control method possesses fast torque response and increasing number and types of space voltage vectors due to multi-phase permits better flexibility and finer adjustment of torque.

In this thesis, vehicle technologies and models, widely used driving cycles, general structure of electric propulsion system in battery electric vehicles, five-phase permanent magnet synchronous motor and direct torque control method are examined. Simulation studies were carried out in Matlab/Simulink program. In this simulation, the performance of direct torque control of five-phase permanent magnet synchronous motor is examined. The modelling of electric propulsion system realized. Thus, the vehicle is examined under Worldwide Harmonised Light Vehicle Test Cycle, which is provide much more accurate and realistic fuel consumption and emissions. It was realized to increasing the torque response in the transient state and reducing the ripples of torque in the steady state improves of vehicle performance with the proposed control method. Besides, it was recovered the waste energy through regenerative braking, it was ensured to determine the actual energy consumption with realistic driving cycle.

**Keywords:** Permanent magnet synchronous motor, direct torque control, multi-phase motor, battery electric vehicle, driving cycle.

## 1. GİRİŞ

Çevresel ve ekonomik etmenler ulaşımda elektrikli araçları ön plana çıkarmıştır. Bu sebeple elektrikli araçlar, içten yanmalı motorlu araçlar karşısında en iyi çözüm olarak kabul edilmektedir. Elektrikli araçların avantajları hava kirliliği, gürültü ve koku gibi içten yanmalı motorlara sahip araçların sahip olduğu olumsuz özellikleri taşımamasıdır. Elektrikli araç sistemlerinin ana başlıkları elektrik motoru, denetleyici yapısı ve güç kaynağı olarak verilebilir. Öncelikle bu ana başlıklardan elektrik motoru için, elektrikli araç uygulamalarında doğru akım motoru, asenkron motor, anahtarlamalı relüktans motor ve sabit mıknatıslı motorlar kullanılmaktadır. Kullanılacak olan elektrik motoru için yüksek güvenilirlik, yüksek verim ve güç yoğunluğu özellikle elektrikli ve hibrit araçlarda önemli faktörlerdir. Özellikle DA makinelerin dezavantajlarından dolayı AA makineler daha çok tercih edilmektedir. AA makinelerden; relüktans motorun akustik gürültü problemi elektrikli araçlarda kullanılmasında caydırıcı etmenlerdendir. En çok tercih edilen asenkron motorlarda ise makinenin boyutu ve ağırlığı dezavantajlarından biridir. Sabit mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) ise yüksek verimleri ve yüksek güç yoğunlukları sebebiyle motor kontrol sistemlerinde giderek önemli bir yere gelmekle beraber elektrikli araç sistemleri için en iyi seçeneklerden biridir [1–3].

Çok fazlı motor sürücüleri geleneksel üç fazlı sistemlere göre çeşitli avantajlara sahiptir. Bu avantajlar; DA hat akım harmoniklerini düşürmek, moment dalgalanmalarını azaltmak ve inverter çıkış gücünü arttırmak şeklinde sıralanabilir. Ayrıca daha fazla sayıda yarı iletken anahtar kullanılması, anahtarların daha düşük değerlerde seçilmesini sağlar. Elektrik makineleri çok fazlı olmasına bağlı olarak üç fazlı makinelere göre yüksek hata toleransına sahiptirler. Böylece çok fazlı motorlar; "n" faz sayısı için en fazla "n-3" fazda hata olmak üzere herhangi bir veya birkaç fazında hata olması durumunda dahi çalışmaya devam etmektedir. Çok fazlı sistemler içerisinde beş fazlı sistemler, en küçük ve en yaygın faz sayısıdır. Çok fazlı sürücülerin ana uygulama alanları ise gemi tahrik sistemleri, elektrikli araçlar ve hibrit elektrikli araçlar, yüksek güçlü endüstriyel uygulamalardır [4–7].



Doğrudan moment kontrolü AA motorlarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Temel olarak doğrudan moment kontrolü yöntemi uzay vektör teorisine dayanmaktadır. Bu yöntem; stator akısı ve momentin doğrudan kontrolünü sağlamaktadır. Ayrıca; sadece motorun işletme karakteristiğini geliştirmekle kalmaz, aynı zamanda gerilim kaynaklı inverterin de çalışma karakteristiğine sistematik çözümler sunmaktadır. Her örnekleme periyodunda referans gerilim uzay vektörü, bulunduğu bölgeye bağlı olarak uygun vektörler seçilerek stator akısı ve momentin, hızlı ve etkili bir şekilde kontrolünü sağlamaktadır. En önemli dezavantajı olan moment dalgalanmalarını en aza indirmek için doğrudan moment kontrolü yöntemi çok fazlı uygulamalarda daha avantajlı hale gelmektedir. Çok fazlı sürücülerde artan anahtar konumları daha fazla esneklik sağlamaktadır. Örneğin 3 fazlı sürücüde ikisi sıfır olmak üzere 8 gerilim uzay vektörü bulunurken, 5 fazlı sürücülerde yine ikisi sıfır olmak üzere 32 gerilim uzay vektörü bulunmaktadır. Büyük, orta ve küçük gerilim vektörleri olarak gruplandırılan bu etkin vektörler sayesinde hızlı moment cevabı sağlanırken, moment dalgalanması minimize edilmektedir. Böylece; daha iyi moment ve akı ayarı yapılmış olmaktadır [8–10].

### **1.1 Literatür Araştırması**

Son yıllarda literatürde çok fazlı AA motolar ve özellikle sabit mıknatıslı senkron motorlar ve bu motorların doğrudan moment kontrolü (DMK) yönetimi ile denetimi konularında birçok çalışma yapılmıştır. Ayrıca elektrikli araç uygulamaları için SMSM odaklı çalışmalar da bulunmaktadır. Aşağıda konu kapsamında önem arz eden literatür çalışmaları verilmiştir.

Toliat ve Xu (2000), beş fazlı asenkron motor için yeni bir DMK yöntemi geliştirmişlerdir. Benzetim ve deney sonuçlarında beş fazlı asenkron motorun üç fazlı asenkron motora göre daha hassas akı ve moment kontrolü sağlayabileceği gözlemlenmiştir. Böylece çok fazlı asenkron motorda; DMK yöntemi ile üç fazlı sisteme göre daha iyi performans elde edilmiştir. Beş fazlı inverter yapısında sıfır ve küçük genlikli etkin gerilim uzay vektörleri kullanılarak stator akısında ve momentteki dalgalanmanın en aza indirgenebileceği önerilmiştir [11].

Parsa ve Toliat (2007), sensörsüz DMK yöntemini beş fazlı SMSM için gerçekleştirmişlerdir. Rotorun konum bilgisini, stator akı pozisyonuna ve yük açısına bağlı olarak tahmin ederek sensörsüz kontrol sağlamışlardır. Sistemin

uygulanabilirliğini doğrulamak için hem benzetim hem de deneysel çalışmalar yapılmıştır [12].

Parsa ve Toliyat (2007), beş fazlı SMSM'nin hata toleransını incelemişlerdir. İki faza kadar gerçekleşen faz hatalarında stator akımlarının durumlarını gözlemlemişlerdir. Önerilen kontrol şeması ile birlikte üç fazlı motorların hata toleranslı çalışması için gerek duydukları nötr hattına ihtiyaç duyulmadığını göstermişlerdir [2].

Sadeghi ve Parsa (2010), seri hibrit elektrikli araç uygulaması için SMSM'nin dinamik performansını incelemişlerdir. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ile kontrol edilen motora referans sinyal olarak ECE ve EUDC sürüş çevrimlerinin bir bölümü uygulanarak sistem benzetimini yapmışlardır [1].

Li ve arkadaşları (2010), Honda Civic 06My hibrit araçlarında kullanılan üç fazlı SMSM'yi DMK ve alan yönlendirmeli kontrol (AYK) metotlarını uygulayarak motor değişkenleri üzerinden performanslarını karşılaştırmışlardır. DMK'da akım dalgası daha fazla iken konum bilgisi gerektirmediği ve uygun vektör seçim stratejisi ile dalgalanmanın azaltılabileğini ortaya koymuşlardır [13].

Gao ve arkadaşları (2011), klasik DMK metodunu kullanarak beş fazlı asenkron motorun düşük hızlardaki performansını arttıran yeni bir teknik sunmuşlardır. Önerdikleri teknik ile moment cevabının ve stator akısı değişim cevabının iyileştiğini gözlemlemişlerdir.  $d_3q_3$  stator akısı bileşenini ortadan kaldırmak için sanal uzay vektörleri tanımlamışlardır. Bu çalışmada momenti ve akıyı kontrol etmek için farklı büyüklüklere sahip iki sanal vektör grubu oluşturulmuştur. Çalışmada akı, moment ve hız olmak üzere üç ayrı karşılaştırmacıdan faydalanılmıştır. Beş seviyeli moment karşılaştırmacı kullanılmıştır. Ayrıca asenkron motorun yüksek ve düşük hızda çalışma durumları için farklı anahtarlama tabloları oluşturulmuştur. Sanal gerilim vektörleri kullanılarak demanyetizasyonun etkisinin önlendiği öne sürülmüştür. Asenkron motorun düşük hızlı çalışma bölgesinde iken stator akısının demanyetizasyonunun tahrik sistemi üzerinde önemli bir etkiye sahip olduğu gösterilmiştir. Sonuçlar benzetim ve deneylerle doğrulanmıştır [14].

Niu ve arkadaşları (2015), üç fazlı SMSM için çeşitli DMK stratejilerini ve AYK denetimini karşılaştırmalı olarak çeşitli performans özellikleri açısından değerlendirmişlerdir. Özellikle temel DMK yönteminin diğer yöntemlere göre en basit yapıya sahip olmasının yanı sıra yüksek güç uygulamaları için iyi bir aday

olduğunu ileri sürmüşlerdir. Bununla beraber moment dalgalanmasını azaltmak için örnekleme frekansının artırılması gerektiğini belirtmişlerdir [15].

Semenov ve arkadaşları (2016), beş fazlı SMSM'yi sensörsüz AYK metodu için konum tahmini algoritması geliştirmişlerdir [16].

Kang ve arkadaşları (2017), beş fazlı asenkron motor için DMK yönteminde gelişmiş gerilim vektörü seçimi algoritması önermişlerdir. Gerilim vektörü büyüklüğünün moment dalgalanması ve moment tepki süreleri ile ilgili olduğu görülmüştür. Hem benzetim hem de deneysel sonuçlardan alınan grafiklere göre vektör seçim algoritması ile moment dalgalanmalarının azaldığı ve tepki hızı performansının iyileştiği gözlemlenmiştir [10].

Tatte ve Aware (2018), beş fazlı asenkron motorun moment dalgalanmasını azaltmak için değiştirilmiş beş seviyeli karşılaştırıcı kullanarak DMK yöntemini uygulamışlardır. 5 seviyeli karşılaştırıcının pozitif kısmındaki iç bantta sıfır gerilim vektörünün seçilmesinin, moment dalgalanmasının artmasına neden olduğu ve DA baradan yararlanmayı azalttığı belirtilmiştir. Böylece karşılaştırıcının pozitif tarafındaki iç bantta sıfır gerilim vektörü yerine orta ve küçük gerilim vektörlerini seçen değiştirilmiş beş seviyeli moment karşılaştırıcısı sunulmuştur. Ayrıca çalışmalarında faz akımını bozan xy bileşenini ortadan kaldırmak için sanal vektörler oluşturmuşlardır. Sonuç olarak bu sistem moment dalgalanmalarını azaltmanın yanı sıra faz akımının kalitesini de arttırdığını göstermişlerdir [17].

## **1.2 Tezin Amacı**

Bu çalışmada, elektrikli aracın dinamik modeli oluşturularak, “Küresel Uyumlu Hafif Araç Test Çevrimi (KHTÇ)” olarak adlandırılan yeni bir sürüş çevrimi kullanılacaktır. Bu sürüş çevrimi sayesinde; dünya genelinde özgün bir sürüş çevrimi için benzetimler gerçekleştirilmiş olacak ve daha gerçekçi veriler elde edilecektir. Elektrikli aracın motor tipi olarak seçilen beş fazlı sabit mıknatıslı senkron motor; doğrudan moment kontrol yöntemi ile kontrol edilecektir. Bununla beraber 7 seviyeli histerezis karşılaştırıcı kullanılarak; aracın ani hız değişimlerinde beş fazlı inverter yapısının doğası gereği bulunan büyük gerilim uzay vektörleri ile aracın referans hıza hızlı bir şekilde ulaşması sağlanacaktır. Ayrıca, sabit ve küçük hız değişimlerinde ise orta ve küçük gerilim uzay vektörleri kullanılacaktır. Özellikle bu tez çalışması ile

çok fazlı AA motorlu elektrikli araçlarda dünyadaki en güncel sürüş çevrimi olan KHTÇ'nin kullanılması açısından literatürdeki boşluğu doldurması hedeflenmektedir. Bununla beraber 7 seviyeli histerezis karşılaştırıcı ile maksimum bant sayısı elde edilerek esnek moment kontrolünün sağlanması amaçlanmaktadır. Ayrıca elektrikli aracın faydalı frenleme ile enerji kazanımının batarya şarj durumuna olan iyileştirmelerinin saptanması hedeflenmektedir.

Bu tez çalışmasının ikinci bölümünde araç teknolojileri, araca etkiyen kuvvetleri ve aracın çekiş gücünü ortaya koyan boylamsal araç modeli, araçlarda emisyon ve yakıt ölçümünün belirlenmesi için kullanılan sürüş çevrimleri hakkında genel bilgiler verilmiştir. Araç tahrik sistemini oluşturan ana başlıklar detaylarıyla üçüncü bölümde incelenmiştir. Dördüncü bölümde ise tez kapsamında amaçlanan beş fazlı sabit mıknatıslı senkron motorun modeli ve beş fazlı sisteme göre düzenlenen doğrudan moment kontrolünün uygulanışı verilmiştir. Böylece önerilen kontrol yapısı ile tahrik edilen araç modeli oluşturulmuştur. Küresel Uyumlu Hafif Araç Test Çevrimi uygulanan aracın performans analizi için Matlab/Simulink ortamında yapılan benzetim sonuçları verilmektedir. Sonuç bölümünde ise, yapılan çalışma ile elde edilen sonuçlara yer verilmiştir.

## **2. ELEKTRİKLİ ARAÇ TEKNOLOJİLERİ**

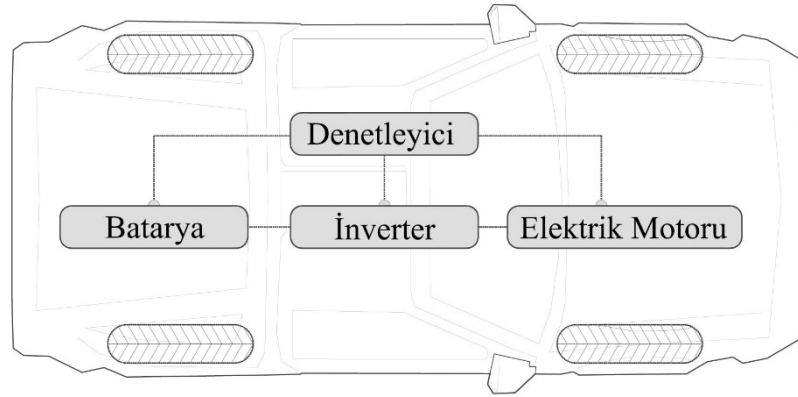
### **2.1 Giriş**

İçten yanmalı motorların çevresel etkileri, kirletici özellikleri, yakıt olarak kullanılan petrolün sınırlı bir kaynak olması ve istikrarsız petrol fiyatları sıfır veya düşük emisyonlu araç kullanımını zorunlu hale getirmektedir. Özellikle karayolu taşımacılığında bataryalı elektrikli araçlar, hibrit elektrikli araçlar ve hidrojen yakıt pilli elektrikli araçlar ön plana çıkmaktadır. Bataryalı elektrikli araçlar; enerji kaynağı olarak sadece elektrik enerjisini kullanırken, bir elektrik motoru tarafından tahrik edilmektedir. Hibrit elektrikli araçlarda ise enerji kaynağı olarak hem elektrik hem de petrol temelli yakıtlar kullanılmaktadır. Bu araçlarda mevcut içten yanmalı motor teknolojisine ek olarak uygun bir elektrik motoru ile sistem tahrik edilmektedir. Ayrıca hibrit elektrikli araçlar; mikro hibrit, hafif hibrit, tam hibrit ve şarj edilebilir hibrit olmak üzere hibrit derecesine göre sınıflandırılmaktadırlar. Hidrojen yakıt pilli elektrikli araçlarda ise sistem elektrik motoru tarafından tahrik edilirken enerji kaynağı olarak doğrudan ya da dolaylı olarak hidrojen enerjisi kullanılmaktadır. Ayrıca elektrikli araçların yapılarında bulunan bataryalar sayesinde faydalı frenleme ile araçlar enerjiyi geri kazanma özelliğine de sahiptirler. Özellikle bataryalı elektrikli araçlar; sıfır emisyon, yüksek verimlilik, petrol bazlı yakıtlardan bağımsız olması ve daha az gürültü gibi çeşitli avantajlarından dolayı ön plana çıkmaktadır [18,19].

### **2.2 Bataryalı Elektrikli Araçlar**

Elektrikli araç sistemlerinin temel başlıkları; araç mimarisi ve elektrik tahrik sistemi olarak sıralanabilir. Bataryalı elektrikli araçlarda ise tahrik sisteminin ana başlıkları; özellikle elektrik motoru, güç elektroniği devresi, kontrol yapısı ve enerji depolama sistemi olarak sıralanmaktadır. Şekil 2.1’de bataryalı elektrikli aracın basitleştirilmiş yapısı gösterilmektedir. Bu yapıda araç, enerji depolama birimi olarak batarya kullanmaktadır. Denetleyici, inverter aracılığı ile motora sağlanan gücü ve

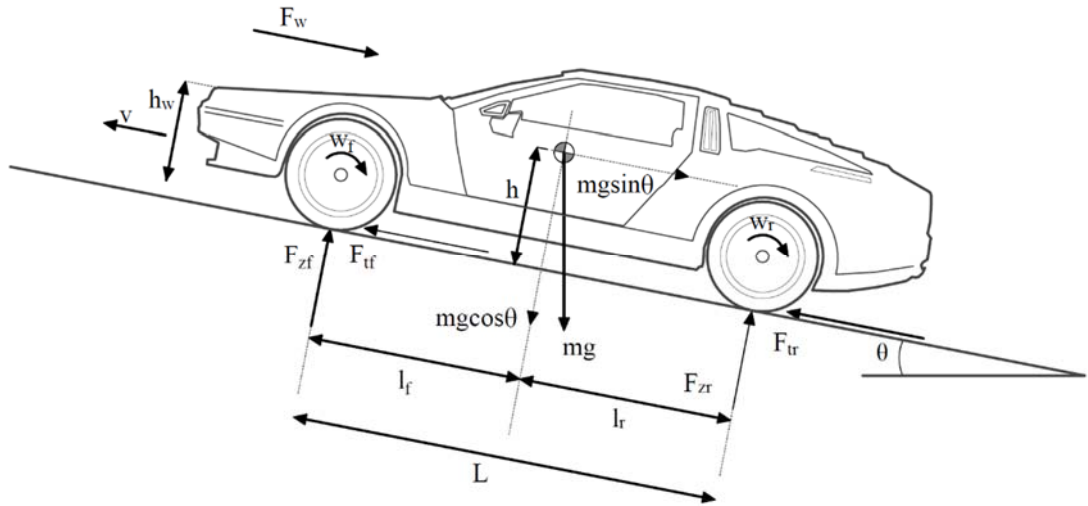
dolayısıyla aracın hızını kontrol etmektedir. Güç elektroniği devresi olarak kullanılan inverter ise çift taraflı güç aktarımını sağlamaktadır [19,20].



Şekil 2.1 : Bataryalı elektrikli araç topolojik yapısı

### 2.3 Boylamsal Araç Modeli

Araçlar, pratikte sadece düz yolda hareket etmezler aynı zamanda yokuş yukarı veya aşağı da hareket ederler. Bu hareket tiplerini modellemek için iki boyutlu düz bir yol dikkate alınarak yolun tarifi basitleştirilmektedir. Böylece oluşturulan model sayesinde aracın hızlanma, frenleme ve tırmanma gibi özellikleri ortaya konmaktadır. Şekil 2.2’de belirli bir eğime sahip yolda belirli hızda hareket eden araca etkiyen kuvvetler gösterilmiştir [21].



Şekil 2.2 : Araca etkiyen kuvvetler

Araç hareket halinde iken aynı zamanda araca etki eden direnç kuvvetleri bulunmaktadır. Toplam çekiş kuvvetinin, yol yüklerinin toplamına olan farkı aracın hızlanmasını sağlamaktadır. Newton’un ikinci yasasına göre aracın hızlanması denklem 2.1’deki şekilde ifade edilmektedir.

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\sum F_t - \sum F_{tr}}{m_v} \quad (2.1)$$

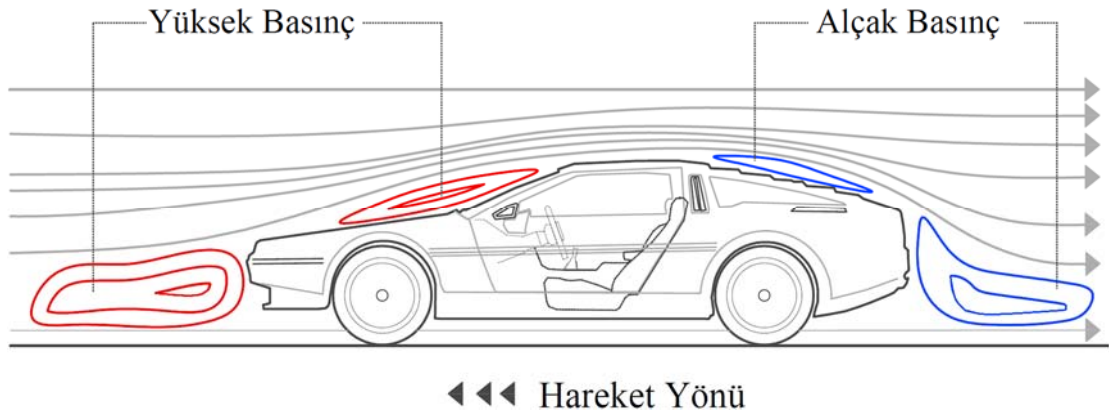
Buradan;

$$m_v a = F_t - F_w - F_g - F_r \quad (2.2)$$

Araca etkiyen toplam çekiş kuvveti  $F_t$  iken, aracın hareketine zıt yönde; aerodinamik sürtünme direnci  $F_w$ , eğimden kaynaklanan direnç  $F_g$ , lastik dönme (yuvarlanma) direnci  $F_r$ , kuvvetleri etki etmektedir [21,22].

### 2.3.1 Aerodinamik sürtünme kuvveti

Belirli bir hızda hareket eden araca aerodinamik sürtünme kuvveti etki etmektedir. Bu sürtünme kuvveti genel olarak şekil sürtünmesi (shape drag) ve yüzey sürtünmesi (skin friction) olarak ikiye ayrılmaktadır. Şekil sürtünmeleri; araç hareket halinde iken ön tarafta ittiği hava kütlesi aracın önünden hemen dağılamadığı için yüksek basınç sebepten olurken, aracın arka kısmında oluşan boşluk ise hava ile hemen doldurulamadığından aracın arkasında alçak basınç alanı oluşmasına sebep olmaktadır. Yüksek basınç, aracı hareket ettiği yönün tersi yönde iterken, alçak basınç ise aracı geriye doğru çekmektedir. Yüzey sürtünmeleri ise aracın yüzeyine etki eden sürtünme kuvvetidir. Şekil sürtünmeleri araca etkiyen aerodinamik sürtünmenin %90'dan fazlasını oluşturmaktadır. Şekil 2.3'te araç üzerine etki eden aerodinamik sürtünmeler gösterilmiştir [21,22].



Şekil 2.3 : Aerodinamik şekil sürtünmeleri

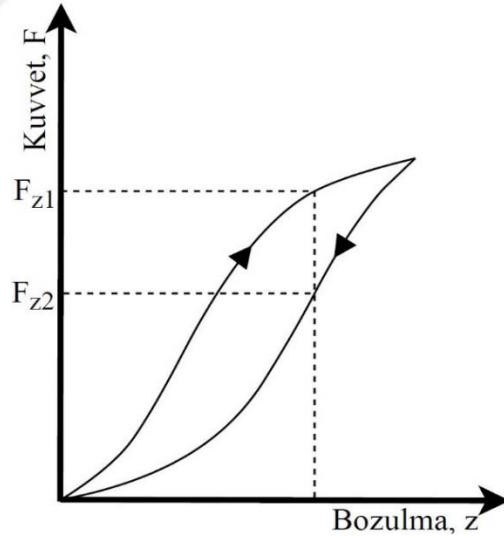
Karşı yönden  $V_w$  hızında esen rüzgâr,  $V$  hızında hareket eden bir araca çarptığında, araca uygulanan aerodinamik sürtünme kuvveti;

$$F_w = \frac{1}{2} \rho A C_d (V + V_w)^2 \quad (2.3)$$

Denklem 2.3'de  $\rho$  hava yoğunluğu,  $A$  aracın ön yüzey alanı,  $C_d$  ise aerodinamik sürtünme katsayısıdır. Ayrıca  $C_d$ , araç gövdesine göre değişmekle beraber genel anlamda araçlarda 0,2 ile 0,4 değerleri arasında değişmektedir [23].

### 2.3.2 Lastik dönme direnç kuvveti

Yol boyunca hareket eden bir aracın tekerleklerinin bir kısmı anlık olarak zeminle temas etmektedir. Böylece temas eden tekerlek yüzeyi ve zemin arasında basınç oluşmaktadır. Kauçuk malzemenin yapısından kaynaklanan; malzeme deformasyonu histerezis bir eğri çizmektedir. Tekerlek yüzeyinin yüklenme ve yük atma durumu sırasında oluşan bu histerezis eğrisi Şekil 2.4'te gösterilmektedir. Bu eğriden tekerleğin zemine temas ettiği andaki yüklenme  $F_{z1}$  durumunun, temastan sonraki yükünü  $F_{z2}$ , atma durumundan daha büyük olduğu görülmektedir. Bu durum ise enerji kaybına neden olmaktadır. Böylelikle tekerlekte oluşan enerji kaybı, aracın hareketine karşı çıkan bir dönme direnç kuvveti olarak yansımaktadır [21–23].



Şekil 2.4 : Tekerleğin yüklenme ve yük atma eğrisi

Sonuç olarak; histerezis eğri, kuvvetlerin asimetric olarak dağılmasına neden olmaktadır. Böylece aracın hareketsiz durum ile hareket halindeki durumu arasında yük,  $\alpha$  kadar hareket yönünde ötelenecektir. Lastiğin yarıçapı  $r_d$  olarak kabul edildiğinde; dönme direnç faktörü  $f_r$  denklem 2.4'ten elde edilir. Aynı zamanda dönme direnç faktörü; malzemenin yapısı, sıcaklığı, yolun yapısı gibi durumlara da bağlıdır [22].



$$f_r = \frac{\alpha}{r_d} \quad (2.4)$$

Buradan dönme direnci normal yükün ve dönme direnç faktörünün bir fonksiyonu olarak elde edilebilir.

$$F_r = F_z f_r \quad (2.5)$$

$F_z$  dönen tekerleğin merkezine etki eden normal yükü ifade etmektedir. Araç eğimli bir yolda hareket ettiğinde bu yük zemine dik yönde alınmaktadır. Yol açısı  $\theta$  olarak kabul edildiğinde ise denklem 2.5; denklem 2.6'ya dönüşmektedir.

$$F_r = F_z f_r \cos \theta = f_r m_v g \cos \theta \quad (2.6)$$

Dönme direnç faktörü araç hızından etkilenmekle beraber bu etki ihmal edilecek kadar küçüktür. Ayrıca dönme direnç kuvveti aracın ağırlığına bağlı olarak değişmektedir.

### 2.3.3 Eğimden kaynaklanan direnç kuvveti

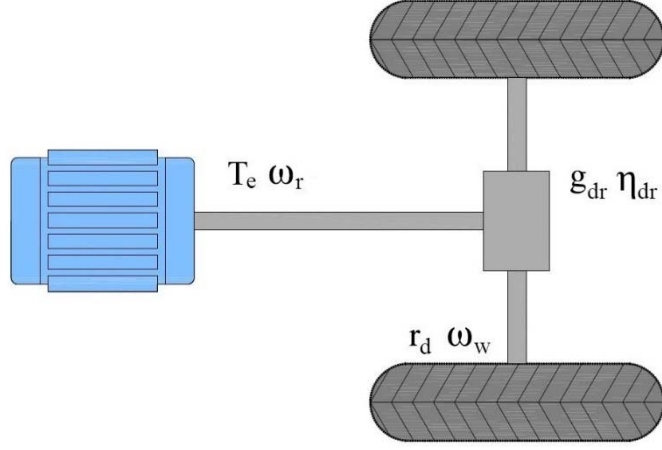
Bir araç yokuş aşağı veya yukarı hareket ederken daima yerçekimi kuvvetine maruz kalır. Bu kuvvet tırmanma sırasında harekete karşı bir kuvvet oluştururken iniş sırasında hareketi destekleyici yönde etki yapar. Kuvvet denklemi; yol açısı  $\theta$ , araç kütlesi  $m_v$  ve yerçekimi ivmesinin bir fonksiyonudur [22].

$$F_g = m_v g \sin \theta \quad (2.7)$$

Ayrıca bazı kaynaklara göre yol direnci; eğimden kaynaklanan direnç ve dönme direnç kuvvetlerinin birleşiminden oluşmaktadır [22].

### 2.3.4 Toplam çekiş kuvveti ve güç aktarma sistemi

Bir elektrikli araç için temel güç aktarma sistemi ele alındığında motor mili ile tekerlek aksı arasındaki bağlantıyı sağlayan dişli çarkının verimi ve oranı, tahrik sisteminin verimini ve tekerleklerin açısal hızını belirlemektedir. Şekil 2.5'te elektrik motorunun momenti ve rotor mekanik açısal hızı sırasıyla  $T_e$  ve  $\omega_r$  olarak ifade edilirken,  $g_{dr}$  dişli çarkının oranı verim ise  $\eta_{dr}$  olarak ifade edilmektedir. Ayrıca tekerlek yarıçapı  $r_d$ , açısal hızı  $\omega_w$  ile gösterilmektedir.



**Şekil 2.5 :** Elektrikli araç için temel güç aktarma sistemi

Böylece herhangi bir hız değeri için;

$$V_x = r_d \omega_w = r_d \left( \frac{\omega_r}{g_{dr}} \right) \quad (2.8)$$

şeklinde ifade edilir. Buradan toplam çekiş gücü;

$$P_x = T_w \left( \frac{V_x}{r_d} \right) = T_w \left( \frac{\omega_r}{g_{dr}} \right) = P_e \eta_{dr} \quad (2.9)$$

$T_w$  tekerlek aksının momentini,  $P_e$  ise motor mil gücünü ifade etmektedir. Böylece motor mili momenti;

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_r} = \frac{T_w}{g_{dr}} \eta_{dr} \quad (2.10)$$

Sonuç olarak her hangi bir hız değeri için toplam çekiş kuvveti gerekli düzenlemeler yapıldığında;

$$F_{tx} = \frac{P_x}{V_x} = \frac{T_e \eta_{dr} g_{dr}}{r_d} \quad (2.11)$$

olarak denklem 2.11 elde edilmektedir.

## 2.4 Sürüş Çevrimleri

Araçların yakıt tüketimi ve araçlardan kaynaklanan emisyonların ölçümü; değişken trafik koşulları ve hava durumları, arazi yapılarındaki farklılıklar nedeniyle gerçek sürüş koşulları altında yapılamamaktadır. Bunun yerine laboratuvar ortamında,

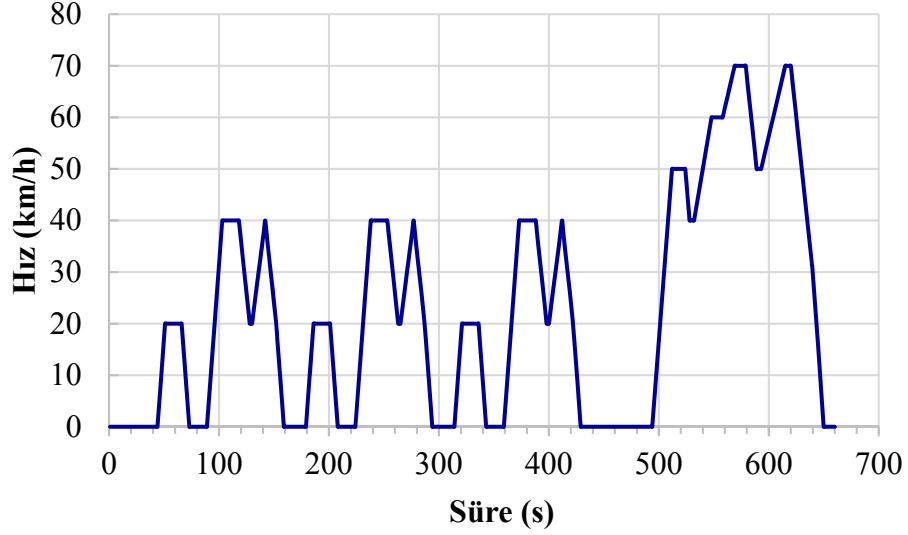
araçların yakıt tüketimlerini ve emisyonlarını ölçmek için bir dizi standart testler geliştirilmiştir. Sürüş çevrimi olarak isimlendirilen bu testlerin, benzer ve tekrar edilebilir ölçütlerde olması gerekmektedir. Böylece bu testler, güvenilir bir şekilde değerlendirme ve karşılaştırma yapılmasını mümkün kılmaktadırlar. Sürüş çevrimleri araçların emisyon ve yakıt tüketiminin belirlenmesinin yanı sıra geliştirilmesinde de önemli rol oynamaktadırlar [24–26].

Sürüş çevrimleri sayesinde; farklı marka ve modeldeki araçların ortak bir paydada karşılaştırılması sağlanmaktadır. Böylece araçlar arasında düzgün bir performans değerlendirmesi mümkün olmaktadır. Araçların tamamı, çeşitli kurumlarca belirlenen farklı özelliklerdeki sürüş çevrimleri ile test edilmektedir. Ayrıca bazı kurumlar birden fazla farklı sürüş çevrimi de kullanmaktadır [24,25,27].

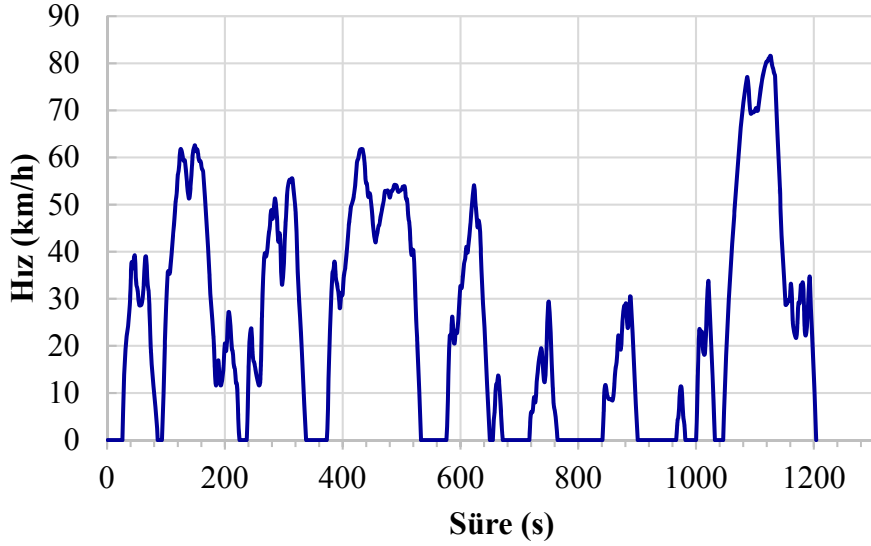
Sürüş çevrimleri, gerçek çalışma koşullarının birebir temsilcisi olmamakla beraber gerçek sürüş verilerinden veya yapay olarak oluşturulan verilerden meydana gelen standartlaştırılmış karşılaştırma ve değerlendirme aracı olarak tanımlanmaktadır. Bu çevrimler, genel anlamda araç hızındaki değişimlerden ve yol yükünden meydana gelmektedir. Belirlenen sürüş çevrimini gerçekleştirmek için şasi dinamometresi kullanılmaktadır. Yol yükünün tanımlandığı şasi dinamometresindeki tamburlar üzerine araç tekerlekleri yerleştirilmektedir. Böylece aracın yakıt tüketimi, emisyonu belirlenen sürüş çevrimi doğrultusunda tespit edilmektedir [24,25].

Günümüzde önerilen veya kullanılan birçok sürüş çevrimi bulunmakla beraber genel olarak; farklı ülkeler ve kurumlarca belirlenmiş sürüş çevrimleri üretici firmalar tarafından kullanılmaktadır. Bu sürüş çevrimleri genellikle şehir içi, otoyol ve kırsal bölge (şehir dışı) sürüş koşullarını temsil edecek şekilde tasarlanmaktadır.

Japonya'da 2011 yılına kadar kullanılan, yapay veriler ile oluşturulmuş olan Japonya 10-15 sürüş çevrimi, yerini JC08 (Japan Cycle '08, Japonya Çevrimi '08) sürüş çevrimine bırakmıştır. JC08 çevrimi ise sıklıkla değişen hızlanma ve yavaşlama eğrilerinin yanı sıra uzun rölanti süreleri sebebiyle sadece sıkışık şehir trafiğini temsil etmektedir. Bununla beraber JC08 sürüş çevrimi; otoyol, kırsal bölge gibi sürüş koşullarını içerisinde taşımamaktadır. Şekil 2.6 (a)'da Japonya 10-15 sürüş çevrimi, Şekil 2.6 (b)'de ise JC08 sürüş çevrimi gösterilmektedir [25,28].



(a)

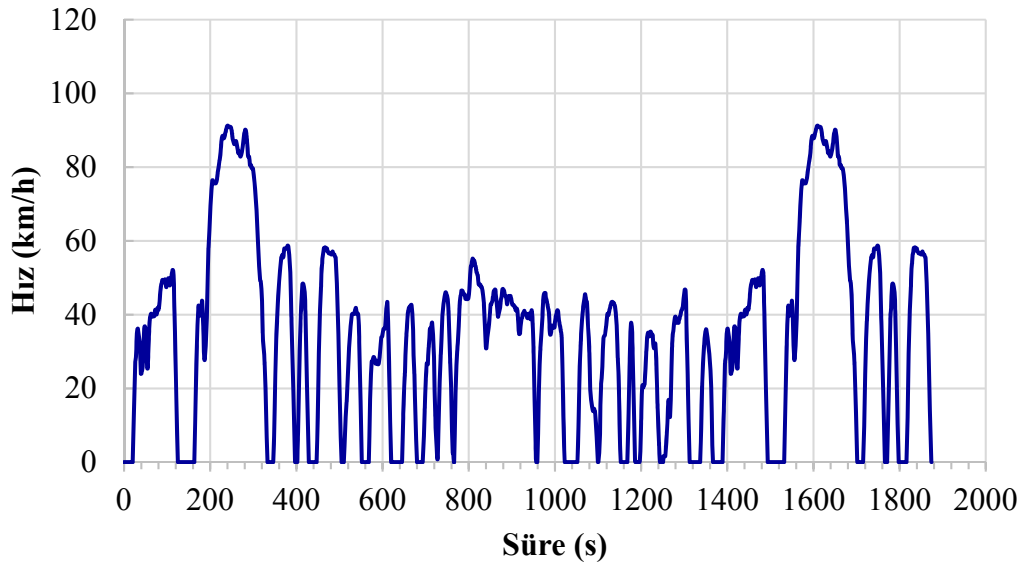


(b)

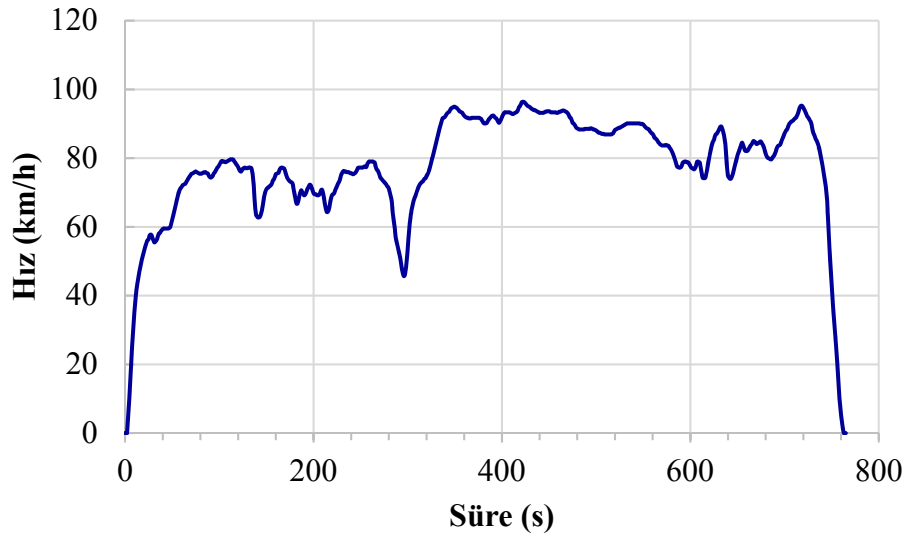
**Şekil 2.6 :** Japonya sürüş çevrimleri (a) Japonya 10-15 çevrimi (b) JC08 çevrimi

ABD’de ise Amerikan Çevre Koruma Ajansı tarafından geliştirilmiş olan FTP-75 ve HWFET sürüş çevrimleri kullanılmaktadır. FTP-75 (Federal Test Procedure-75, Federal Test Prosedürü-75) Los Angeles şehriden alınan gerçek veriler sonucunda oluşturulan şehir içi koşulları temsil eden bir sürüş çevrimidir. Bu nedenle Şekil 2.7 (a)’da gösterilen FTP-75 sürüş çevrimi, ABD’de sadece bir bölgeyi temsil etmektedir. Şekil 2.7 (b)’de gösterilen HWFET (Highway Fuel Economy Test, Karayolu Yakıt Ekonomisi Testi) sürüş çevrimi ise otoyol koşullarını temsil eden bir sürüş çevrimidir. Bu sürüş çevrimleri düşük hız değişimlerine sahip olması nedeniyle şasi dinamometresi yüksek hızlanma ve yavaşlama durumları açısından yetersiz

kalmaktadır. Ayrıca her iki sürüş çevrimi de günümüz tipik koşullarının beklentisine cevap verememektedir [24,28].



(a)

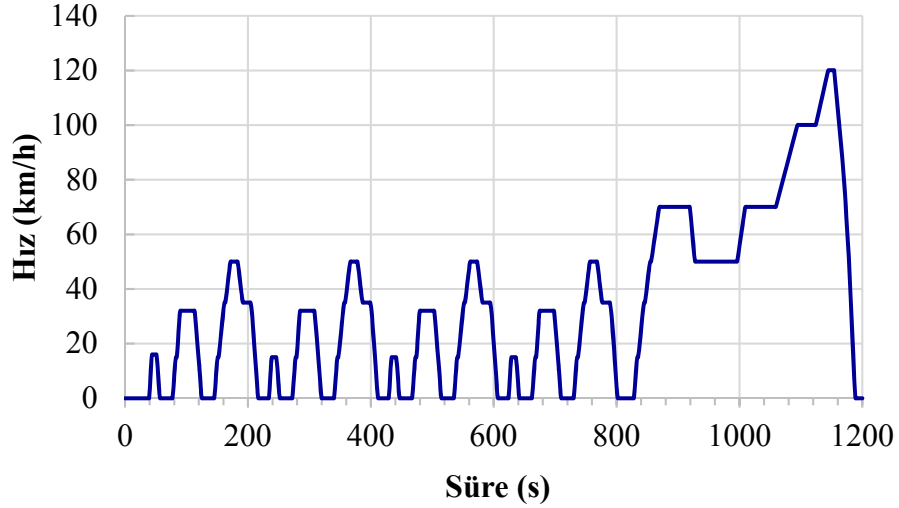


(b)

**Şekil 2.7 :** ABD sürüş çevrimleri (a) FTP 75 çevrimi (b) HWFET çevrimi

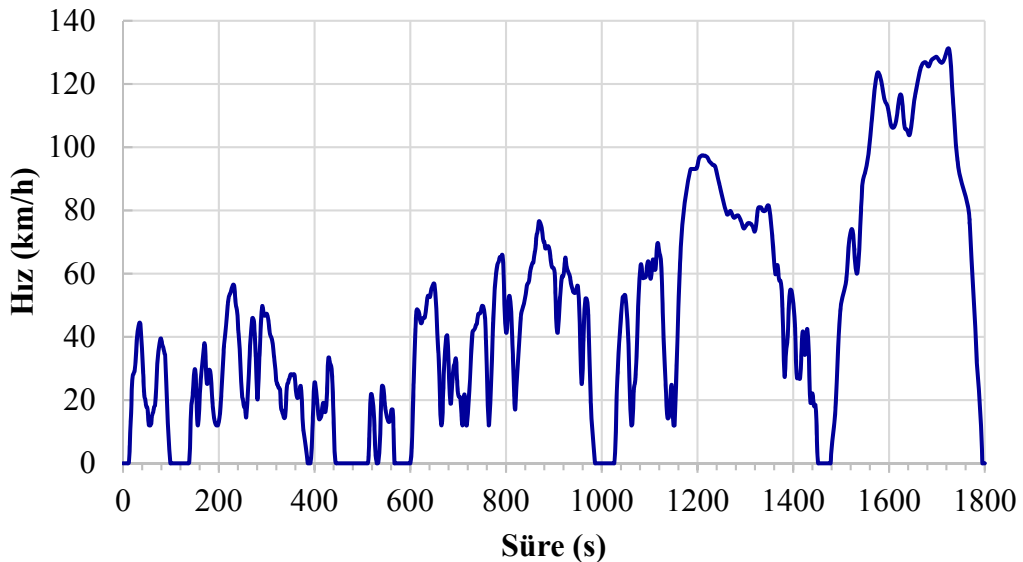
Günümüzde araçların büyük bir kısmı, özellikle Avrupa ve Çin'de Yeni Avrupa Sürüş Çevrimi (New European Driving Cycle) ile test edilmektedir. Yeni Avrupa Sürüş Çevrimi (YASÇ), yapay verilerle oluşturulan sürüş çevrimlerinden biridir. Şekil 2.8'de verilen YASÇ şehir içi sürüşü temsil eden ECE 15 (urban driving cycle of Economic Commission for Europe, Avrupa Ekonomi Komisyonu şehir içi sürüş çevrimi) ve kırsal bölge sürüş koşullarını temsil eden UEDC (Extra-Urban Driving Cycle, Şehir Dışı Sürüş Çevrimi) çevrimlerinin birleşiminden oluşmaktadır. YASÇ

basit bir çevrim olması nedeniyle gerçek sürüş koşullarını temsil edememektedir. Bu yüzden YASC, emisyon ve yakıt tüketimi değerlerini doğru bir şekilde yansıtamamaktadır [25,29].



**Şekil 2.8 : Yeni Avrupa sürüş çevrimi**

Gerçek sürüş koşullarını temsil edemeyen YASC yerine, emisyon ve yakıt tüketimini daha doğru tahmin edebilmek için; Küresel Uyumlu Hafif Araç Test Çevrimi (KHTÇ) ortaya konulmuştur. Şekil 2.9'da gösterilen bu çevrim, beş farklı bölgeden alınan gerçek sürüş verilerinden türetilmiştir. Bu bölgeler arasında Avrupa, ABD, Hindistan, Güney Kore ve Japonya bulunmaktadır [28,29].



**Şekil 2.9 : Küresel uyumlu hafif araç test çevrimi**

Bu sürüş çevrimi araç kategorilerine göre sınıflara ayrılmakla beraber; yol tiplerini (şehir içi, kırsal bölge, otoyol) ve sürüş koşullarını da içerisinde barındırmaktadır.

Avrupa, Çin ve Japonya’da küresel boyutta sürüş çevrimini standardize eden Küresel Uyumlu Hafif Araç Test Çevrimi kullanılmaya başlanmış olmakla beraber yakın zamanda tam anlamıyla bu çevrime geçiş planlanmaktadır [28,29].

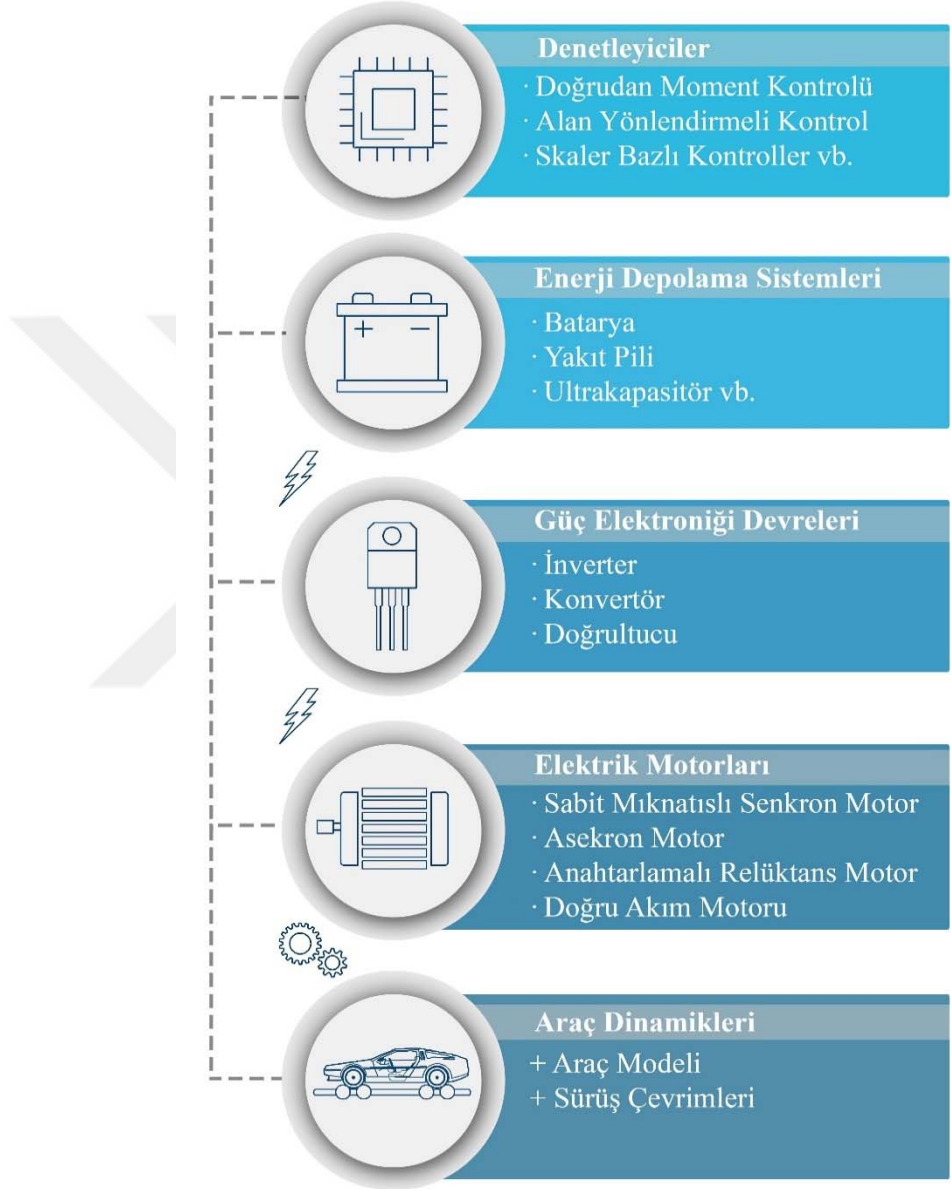
Yeni Avrupa Sürüş Çevrimi ile Küresel Uyumlu Hafif Araç Test Çevrimi özellikleri çizelge 2.1’de karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

**Çizelge 2.1 : YASÇ ile küresel uyumlu hafif araç test çevrimi özellikleri.**

	Yeni Avrupa Sürüş Çevrimi	Küresel Uyumlu Hafif Araç Test Çevrimi
Çevrim Süresi	20 dakika	30 dakika
Çevrim Mesafesi	11 km	23,25 km
Sürüş Fazları	2 Faz (%66 şehir içi ve %34 şehir dışı)	4 Dinamik Faz (%52 şehir içi ve %48 şehir dışı)
Ortalama Hız	34 km/h	46,5 km/h
Azami Hız	120 km/h	131 km/h

İçten yanmalı motora sahip geleneksel araçlarda olduğu gibi sürüş çevrimi testleri hibrit ve elektrikli araçlar içinde kullanılmaktadır. Hibrit araçlarda; emisyon, yakıt tüketimi ve şarj durumu gibi değişkenler test edilirken elektrikli araçlarda ise özellikle enerji tüketim performansı açısından önemlidir. Sonuç olarak KHTÇ gibi daha uzun süreli ve gerçek dünya koşullarını çok daha iyi temsil eden bir test ile özellikle elektrikli araçların şarj durumu, batarya ağırlığı ve kapasitesi, enerji tüketimi gibi önemli ölçütlerin analizi sağlanmaktadır.

### 3. ELEKTRİKLİ ARAÇLARDA TAHRİK SİSTEMİ



Şekil 3.1: Tahrik sistemi blok şeması

Elektrikli araç teknolojisinin geleceği özellikle elektrik tahrik sisteminin teknolojik olarak gelişmesine bağlıdır. Dolayısıyla tahrik sistemini oluşturan elektrik motoru, güç elektroniği devresi, kontrol yapısı ve enerji depolama sistemi bileşenleri



elektrikli araçlarda önemli bir yere sahiptir. Bu bileşenlerden enerji depolama sistemi geleneksel içten yanmalı motora sahip araçlardaki yakıt tankının yerini alarak aracın enerji ihtiyacını karşılamaktadır. Elektrik motorları ise elektrik enerjisini mekanik enerjiye çevirerek aracın hareketi için gerekli gücü sağlamaktadır. Ayrıca faydalı frenleme ile elektrik motoru, generatör gibi çalışarak enerji depolama sistemine elektrik enerjisi sağlamaktadır. Diğer bir bileşen olan güç elektroniği devreleri, depolama sistemi ile elektrik motoru arasındaki uygun gerilim ve akım ihtiyacını sağlamaktadır. Böylece aracın hareketi için gerekli gücü depolama sisteminden elektrik motoruna aktarma görevini gerçekleştirmektedir. Son olarak elektronik denetleyiciler ile de sistemin bilgi akışı ve en uygun denetimi sağlanmaktadır. Elektrikli araç tahrik sistemine ait blok şeması Şekil 3.1’de gösterilmektedir [19].

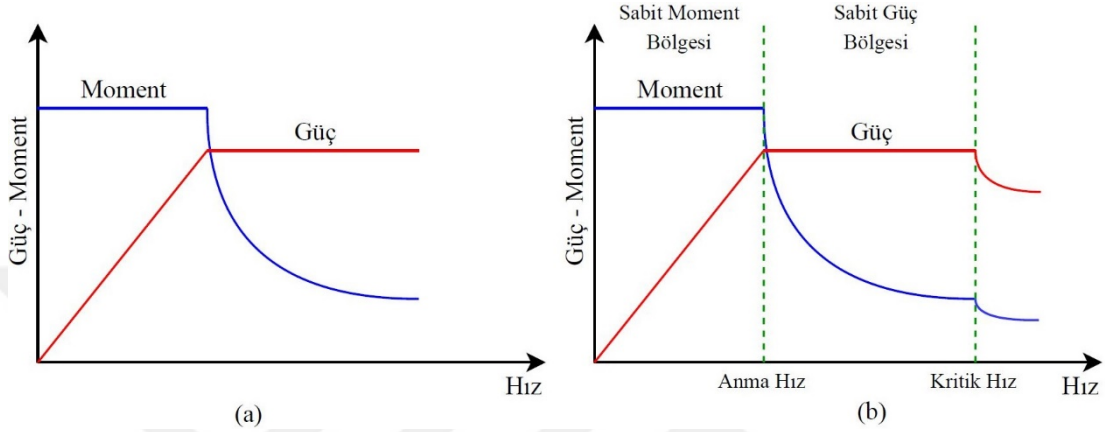
### **3.1 Elektrik Motorları**

Elektrik makineleri elektrikli araç teknolojilerinde önemli bir yere sahip olmakla beraber tahrik sistemini oluşturan ana başlıklardan biridir. Aracın çekiş sisteminin performansını büyük oranda elektrik motoru belirlemektedir. Bu nedenle, kullanılacak olan elektrik motorunun moment-hız ve güç-hız karakteristikleri araç performansını doğrudan etkilemektedir. Ayrıca tercih edilecek makine tipinin sık sık kalkış ve duruş yapabilme, hızlı bir şekilde hızlanma veya yavaşlama, düşük hızda tırmanabilme ve yüksek hızda seyir gibi özellikleri taşıması gerekmektedir [30,31].

Elektrikli araçlarda elektrik motorlarının ilk çalışma anı ve düşük hızda iken hızlanma durumunda yüksek moment üretmesi beklenmektedir. Benzer şekilde yüksek hızda seyir halinde ise yüksek güç üretmesi beklenmektedir [30].

Elektrik motorları genellikle ideal moment-hız karakteristiğine sahiptirler. Sıfır hızdan dönmeye başlayan bir elektrik motoru normal çalışma modunda iken hızı, temel veya nominal hıza doğru arttıkça; akı sabit kalırken, gerilim nominal değerine doğru yükselmektedir. Böylece temel hıza ulaşıncaya kadar elektrik motoru sabit moment üretmektedir. Bu hıza ulaştığında motor nominal güç sınırına erişmektedir. Temel hızın üstüne çıktığında ise gerilim sabit kalırken, akı zayıflamaya başlamaktadır. Bu durum sabit bir güç çıkışı sağlamakla beraber momentin hiperbolik olarak azalmasında neden olmaktadır. Ayrıca temel hızdan kritik hız seviyesine kadar olan aralık; sabit güç bölgesi olarak isimlendirilmektedir. Tahrik sistemlerinde sabit güç bölgesinin mümkün olduğu kadar geniş olması arzu

edilmektedir. Bu bölgenin genişliği öncelikle motorun tipine ve kontrol yöntemine bağlıdır. Ek olarak elektrik motorları sahip oldukları ideal moment-hız karakteristiği sayesinde; kullanıldığı araçlarda geleneksel araçların aksine tek vitesli şanzıman kullanılmasını mümkün kılmaktadır. Şekil 3.2’de araç uygulamaları için ideal moment-hız karakteristiği ve elektrik motorlarına ait moment-hız karakteristiği görülmektedir [22,30].

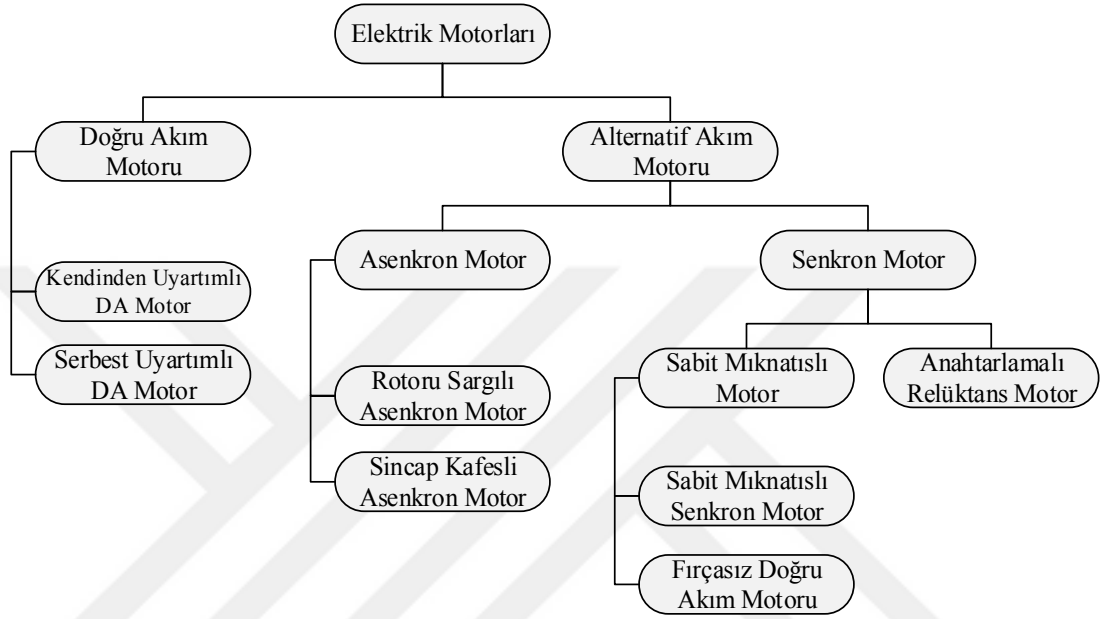


**Şekil 3.2** : (a) Araç için ideal moment-hız karakteristiği (b) elektrik motorunun moment-hız karakteristiği

Sonuç olarak tahrik sisteminde kullanılacak olan elektrik motorunda aracın verimli çalışabilmesi için ihtiyaç duyulan temel özellikler aşağıdaki şekilde özetlenebilir [19,30–32].

- Kalkış ve düşük hızda tırmanma için yüksek moment üretmek
- Hızlanma ve yüksek hızda seyir için yüksek güç yoğunluğuna sahip olmak
- Geniş moment ve hız aralığı
- Hızlı moment cevabı
- Yüksek verim
- Kısa süreli, aralıklı, aşırı yüklenmelerde yük kabiliyeti
- Faydalı frenleme için uygunluk ve verimli faydalı frenleme yapabilme
- Düşük atalet momenti
- Düşük moment dalgalanması
- Düşük akustik gürültü
- Yüksek güvenilirlik ve yüksek hata toleransı
- Sağlamlık
- Kontrol edilebilirlik
- Maliyet

Elektrikli araçlarda yaygın olarak tercih edilen elektrik motorları; DA motoru, asenkron motor, anahtarlama relüktans motoru ve sabit mıknatıslı senkron motor olarak sıralanabilir. Bilimsel çalışmalar özellikle sincap kafesli asenkron motorların ve sabit mıknatıslı senkron motorların en uygun adaylar olduğunu göstermektedir. Şekil 3.3'te elektrikli araç teknolojilerinde kullanılan motor ailelerine ait genel bir sınıflandırma gösterilmektedir [19,33].



Şekil 3.3 : Elektrikli araçlarda kullanılan motorlara ait sınıflandırma

### 3.1.1 Doğru akım motoru

Doğru akım (DA) motorları özellikle basit yapıda hız kontrolüne sahip olmaları ve tahrik sistemleri için uygun moment-hız karakteristikleri sebebiyle ön plana çıkmaktadır. Ancak yapısında bulunan ve endüvi bobininde endüklenen alternatif gerilimi mekanik olarak doğrultma işlemi yapan komütatör ile akımın iletimini sağlayan fırçalardan dolayı düşük verime ve hantal bir yapıya sahiptirler [30,32].

DA motorlar; güç ve gerilim değerine göre 2, 4 veya 6 kutuplu olarak imal edilmektedirler. Kendinden uyarımlı DA motorlardan; endüvi sargılarının alan sargılarına paralel bağlı olduğu şönt uyarımlı DA motorlar, endüvi (armatür) sargılarının, uyarım (alan) sargılarına seri bağlı olduğu seri uyarımlı DA motorlara göre daha iyi kontrol edilebilme yeteneğine sahiptirler. Bununla beraber serbest uyarımlı DA motorları ayrıştırılmış akı ve moment kontrolü sayesinde alan zayıflatmalı çalışma için oldukça uygundur. Bununla beraber DA motorlar düşük

hızlarda yüksek moment elde etme kabiliyetine sahiptirler. Bu sebeple bu motorlar, düşük güçlü çalışmalarda ön plana çıkmaktadırlar [30,32].

DA motorlar düşük güç yoğunluğuna ve düşük güvenilirliğe sahip olmalarının yanı sıra periyodik olarak bakıma ihtiyaç duymaktadırlar. Kolay kontrol edilebilmelerine rağmen DA motorlar, mevcut dezavantajları ve yarı iletken teknolojisinin gelişmesi ile birlikte özellikle değişken hızlı çalışmalarda yerini alternatif akım (AA) motorlarına bırakılmaktadırlar [30,32].

### **3.1.2 Anahtarlamalı relüktans motor**

Anahtarlamalı relüktans motorları (ARM) yüksek hızda çalışma ve geniş sabit güç aralığı kapasiteleri sayesinde elektrikli araç uygulamalarında önemli potansiyele sahip motor tiplerinden biridir. ARM'ler genellikle faz sayısından ziyade stator ve rotor kutup sayılarına göre isimlendirilmektedirler. ARM'lerin genel çalışma prensibi ise, yalnızca stator sargılarının sırasıyla uyarılması ve hava aralığında oluşan relüktansın değiştirilmesi prensibi ile rotorun hareketinin sağlanmasına dayanmaktadır. ARM'lerin avantaj ve dezavantajları aşağıdaki şekilde sıralanabilir [19,31,32,34].

Avantajları:

- Rotor yapısından sargı ya da mıknatıs bulunmadığı için yüksek sıcaklıkta ve yüksek hızda çalışma koşulları için uygundur.
- Hata toleransı yüksektir.
- Yapısı gereği geniş sabit güç aralığına sahiptir.
- Stator fazları birbirinden bağımsız çalışmaları nedeniyle yüksek hata toleransına sahiptir.

Dezavantajları:

- Yüksek moment dalgalanmaları
- Yüksek akustik gürültü
- Özel sürücü topolojilerine ihtiyaç duyması

### **3.1.3 Asenkron motor**

Asenkron motorlar elektrikli araç teknolojilerinde yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Özellikle sincap kafesli asenkron motorlar; güvenilir ve sağlam yapıları, düşük bakım maliyetine sahip olmaları ve olumsuz çevre koşullarında dahi çalışabilme

yetenekleri sayesinde elektrikli araç teknolojilerinde ön plana çıkmaktadırlar [19,31–33].

Asenkron motorlarda kritik hız seviyesi genellikle senkron hızının 2-3 katına karşılık gelmektedir. Bu durum sabit güç aralığını belirlemektedir. Ayrıca devrilme momentinin varlığı sabit güç bölgesini sınırlamaktadır. Asenkron motorun hızını, kritik hız değerinin üstüne çıkarmak motorun maksimum akım çekmesine ve durmasına sebep olacaktır. Asenkron motorun avantaj ve dezavantajları ise aşağıdaki şekilde sıralanabilir [19,31–33].

Avantajları:

- Basitlik
- Yüksek güvenilirlik
- Sağlamlık
- Geniş hız aralığı
- Düşük moment dalgalanması
- Düşük üretim maliyeti
- Düşük bakım maliyeti

Dezavantajları:

- Zayıf güç faktörü
- Yüksek kayıplar
- Düşük verimlilik

### **3.1.4 Sabit mıknatıslı senkron motor**

Sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM), senkron motorun rotorunda bulunan uyarım sargılarının yerine sabit mıknatıslar kullanılmasıyla elde edilmektedir. Senkron motorda alan sargıları, komütatör ile kontak halinde bulunan sabit fırçalar yardımıyla iletilen doğru akım tarafından uyarılmaktadır. Böylece senkron motorun alan sargılarında oluşan manyetik akı, SMSM’de ise mıknatıslar tarafından sağlanmaktadır. Dolayısıyla senkron motorda fırça ve komütatörlerden kaynaklanan bakım ihtiyacı SMSM’de ortadan kalkmaktadır. Ayrıca uyarım kayıplarının giderilmesiyle birlikte termal sınırlar genişlemekte ve motorun verimi artmaktadır. Dahası rotorda kullanılan mıknatıslar sayesinde hava aralığı akı yoğunluğu artmaktadır. Buna bağlı olarak motorun güç yoğunluğu artarken, atalet momenti ise

azalmaktadır. SMSM'lerin avantaj ve dezavantajları aşağıdaki şekilde sıralanabilir [1,19,21,32,33].

Avantajları:

- Rotorunda uyarım sargıları bulunmadığından ve uyarım akısına gerek olmadığından dolayı harici bir uyarım kaynağına ihtiyaç duymamaktadır. Böylece rotor kayıpları azalmaktadır.
- Geleneksel rotoru sargılı senkron motorlardaki fırça sistemi bulunmadığından, bakım maliyeti azalmakta ve verimi artmaktadır.
- Mıknatıslanma akımı oluşmadığından, asenkron motora göre daha yüksek güç faktörüne sahiptir.
- Anahtarlamalı relüktans motor ve asenkron motora göre daha düşük akustik gürültüye sahiptir.
- Yüksek güç yoğunluğu
- Yüksek verim
- Düşük atalet momenti
- Hızlı dinamik cevap verebilme
- Kompakt yapı

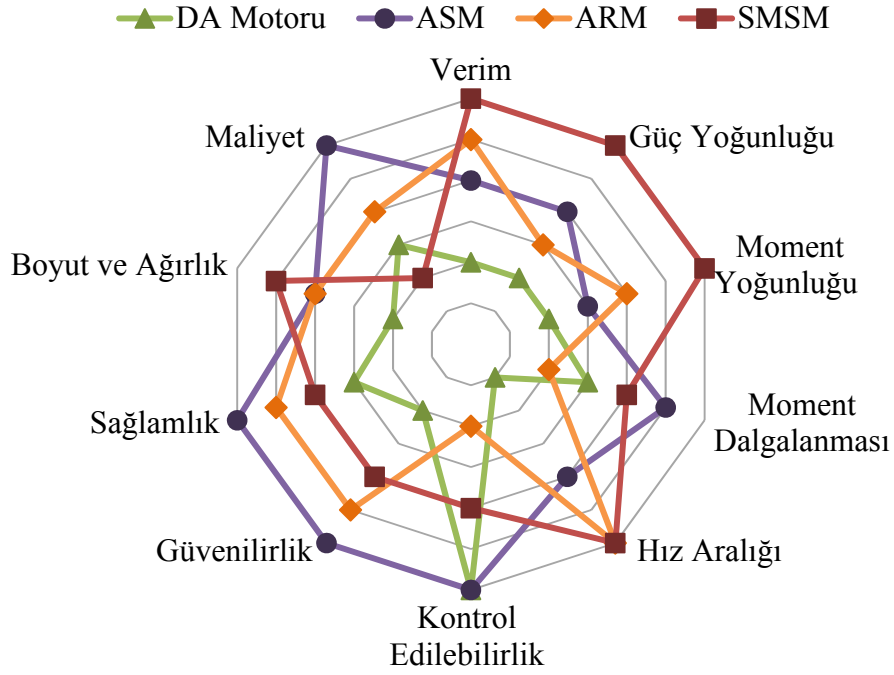
Dezavantajları:

- Sınırlı alan zayıflatma kapasitesi nedeniyle sabit güç bölgesi aralığı kısadır.
- Yüksek maliyet.

SMSM'ler mıknatısın rotora yerleştirilme konumuna göre; içten mıknatıslı ve yüzey mıknatıslı olmak üzere iki gruba ayrılmaktadırlar. Yaygın olarak kullanılan yüzey mıknatıslı motorlar; içten mıknatıslı motorlara göre daha az mıknatıs kullanmaktadır. Ancak en büyük dezavantajı düşük mukavemete sahip olmasıdır. Bu nedenle genellikle düşük hızlı uygulamalar için tercih edilmektedir. Aksine içten mıknatıslı motorlar daha yüksek derecede mekanik sağlamlığa sahip olmakla beraber yüksek hızlı uygulamalar için iyi birer adaydırlar. İçten mıknatıslı motorlar yapısal özelliklerinden dolayı yüzey mıknatıslı motorlardan daha yüksek moment yoğunluğuna sahiptirler. Ayrıca içten mıknatıslı yapılar; mıknatısları rotor içerisine radyal yerleştirilmiş ya da dairesel yerleştirilmiş olarak ikiye ayrılmaktadır [2,19,32].

Şekil 3.4'te tahrik sistemi için önem taşıyan özelliklere göre elektrik motorları karşılaştırılmıştır. Bununla birlikte oluşturulan karşılaştırma tablosu; motorun

tasarımı, motorda kullanılan malzemenin yapısı, motorun tahrik sistemine yerleşimi, güç elektroniği devresi ve kontrol metodu gibi çeşitli faktörlere bağlı olarak değişebilmektedir. İlgili motorun belirli bir özellikteki uygunluğu kademelerle derecelendirilmiştir. En dış kademe belirli özellik için yüksek niteliği taşıdığına işaret ederken, içteki kademeye doğru yaklaştıkça ise niteliğinin zayıfladığını işaret etmektedir. Buradan sağlamlık, güvenilirlik, maliyet ve kontrol edilebilirlik açısından asenkron motor (ASM) ön plana çıkmaktadır. Verim, güç ve moment yoğunluğu, hız aralığı ve boyut açısından ise SMSM'nin en iyi derecede olduğu görülmektedir.



Şekil 3.4 : Elektrikli araçlarda kullanılan motorların karşılaştırılması

### 3.1.5 Çok fazlı motorlar

Elektrik makinelerinde faz sayısı arttıkça momentteki dalgalanmalar azalmaktadır. Ayrıca çok fazlı makineler geleneksel üç fazlı makinelere göre yüksek hata toleransına ve güvenilirliğe sahiptir. Örneğin, beş fazlı bir makinenin herhangi bir fazında ya da iki fazında birden hata oluşsa dahi makinenin kalkışını ya da çalışmaya devam etmesini engellememektedir. Bu durum özellikle elektrikli ve hibrit araçlar gibi hassas uygulamalarda büyük önem arz etmektedir. Bununla beraber, çok fazlı makinelerde stator bakır kayıpları da azalmaktadır. Bu makinelerde en küçük ve en yaygın faz sayısı beş faz olarak kabul edilmektedir [1,2,4].

Elektrik makinelerinde “n” faz sayısı için “(n+1)/2” kadar farklı faz sargısı oluşturulabilir. Örneğin üç fazlı makinelerde yıldız ve üçgen olmak üzere iki farklı

sargı tipi mevcuttur. Diğer taraftan beş fazlı makinelerde ise yıldız, beşgen ve beş köşeli yıldız olmak üzere üç farklı sargı konfigürasyonu vardır. Bununla beraber faz sayısı arttıkça, artan sargı bağlantı yapısı ile farklı özelliklere sahip moment-hız karakteristikleri oluşmaktadır [35].

Özellikle kentsel sürüş çevrimlerinde elektrik motoru sıklıkla temel hızda ve hafif yüklerde çalışmaktadır. Bu durumda motordan maksimum verim, minimum akustik gürültü ve minimum moment dalgalanması beklenmektedir. Bu nedenle SMSM'lerin, yüksek verim ve güç yoğunluğuna sahip olmaları tahrik sistemlerinde önemini her geçen gün artırmaktadır. Ayrıca artan faz sayısı ile beraber moment dalgalanmaları minimize edilirken aynı zamanda da motorun güvenilirliği ve hata toleransı arttırılmış olmaktadır. Böylece çok fazlı sabit mıknatıslı senkron motorlar, elektrikli araç uygulamaları için çok iyi bir aday haline gelmektedir.

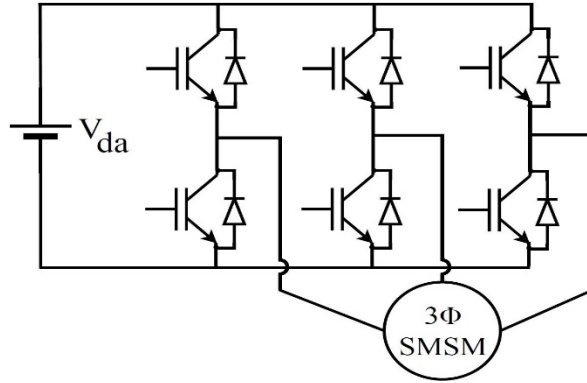
### **3.2 Güç Elektronik Devreleri**

Elektrikli araç teknolojilerinde, araç konfigürasyonu doğrultusunda sisteme yüksek kaliteli güç sağlamak için yüksek güvenilirliğe sahip, hata toleransı yüksek ve esnek bir enerji dönüşümünü ve kontrolünü sağlayan sistemlere ihtiyaç duyulmaktadır. Genel olarak DA/DA dönüştürücüler, AA/DA dönüştürücüler (Doğrultucular veya redresörler), DA/AA dönüştürücüler (Eviriciler veya inverterler) elektrikli araçlarda kullanılmaktadır. Güç elektroniği devreleri elektrik enerjisinin dönüşümünün yanı sıra sistemin gerilim seviyesinin arttırılmasını ya da azaltılmasını da sağlamaktadır. Bu devrelerin seçiminde sistemin gerilim ve akım seviyesi, anahtarlama frekansı, güç kayıpları ve dinamik performansı önemli rol oynamaktadır. Mevcut güç cihazlarından özellikle GTO, BJT, MOSFET ve IGBT gibi yarıiletken elemanlar tahrik sisteminde yer almaktadır. Günümüzde yüksek iletkenlik özelliği ile BJT ve yüksek hız karakteristiği ile MOSFET ön plana çıkmakla beraber araç teknolojileri için en uygun yarıiletken elemanlar IGBT'lerdir. Güç elektroniği devrelerinden özellikle inverterler aracın hareketini sağlayan elektrik motorunu ve yardımcı yükleri beslediğinden ön plana çıkmaktadır. Inverterler, bir fazlı sistemlerden çok fazlı sistemlere ve klasik iki seviyeli yapılardan çok seviyeli yapılara kadar farklı topolojilerde oluşturulabilmektedir [19].

Elektrikli araç teknolojilerinde elektrik motoruna güç sağlamak için; üç fazlı ve iki seviyeli inverter yapısı kullanılmaktadır. Üç fazlı inverter yapısı Şekil 3.5'te



gösterilmektedir. Anahtarların açık ve kapalı konumlarına göre 8 farklı anahtarlama durumu meydana gelmektedir [36].

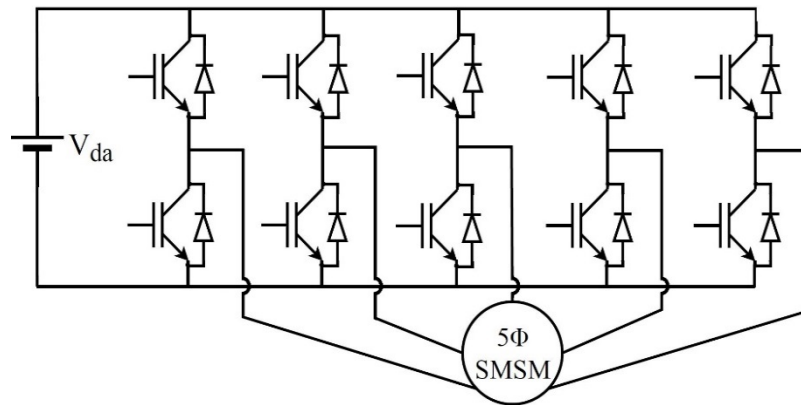


Şekil 3.5 : Üç fazlı inverter devresi

### 3.2.1 Çok fazlı sürücüler

Çok fazlı sürücüler (inverterler) geleneksel üç fazlı sürücülere göre çeşitli avantajlara sahiptir. Bunlar; inverter çıkış gücünün artırılması, rotor harmonik akımlarının azaltılması, faz başına düşen gerilim arttırılmadan faz başına düşen akımın azaltılması, DA barada akım harmoniklerinin azaltılması, momentteki dalgalanma genliğinin azaltılması ve yüksek güvenilirlik şeklinde sıralanabilir [4,11].

Üç fazlı sürücüler ile karşılaştırıldığında, çok fazlı sürücülerde artan anahtar sayısı ile birlikte anahtarlama kombinasyonu da artmaktadır. Bu nedenle çok fazlı sürücülerde üç fazlı sürücülere göre daha fazla gerilim uzay vektörü bulunmaktadır. Örneğin, üç fazlı bir sürücüde 8 adet gerilim uzay vektörü bulunurken beş fazlı bir sürücüde 32 adet gerilim uzay vektörü oluşmaktadır. Bu sayede beş fazlı sistemler, üç fazlı sistemlere göre; anahtarlama durumundaki esneklik sayesinde akı ve momentin daha iyi ayarlanmasına olanak sağlamaktadırlar. Şekil 3.6'da beş fazlı inverter yapısına ait devre şeması gösterilmektedir [37].



Şekil 3.6 : Beş fazlı inverter devresi

### 3.3 Enerji Depolama Sistemleri

Enerji depolama sistemleri elektrikli araçlar teknolojilerinde önemli bir role sahiptir. Enerji depolama sistemleri genel olarak bataryalar, ultrakapasitörler ve hidrojen yakıt pillerinin ayrı ayrı ya da hibrit olarak kullanımından oluşmaktadır. Bu sistemlerinin karakteristiğini belirlemede enerji yoğunluğu, güç yoğunluğu, kullanım ömrü, maliyet, bakım, boyut ve güvenlik ana faktörler olarak sıralanabilir. Özellikle bataryalar enerji yoğunlukları, güvenilirlikleri ve kompakt boyutları sayesinde elektrikli araç teknolojilerinde yaygın olarak kullanılmaktadırlar [19,38,39].

Bataryalar kimyasal enerjiyi elektrokimyasal enerji dönüşümü ile elektrik enerjisine dönüştüren, elektrik enerjisini ise kimyasal enerji olarak depolayan cihazlardır. Elektrikli araç teknolojilerinde önemli bir yere sahip olan bataryaların yüksek enerji ve güç yoğunluğuna sahip olması beklenmektedir. Özellikle hibrit araçlarda yüksek güç yoğunluğu gerekirken, elektrikli araçlarda ise yüksek enerji yoğunluğu gerekmektedir. Genel olarak elektrikli araçlarda kullanılan batarya tipleri;

- Kurşun-Asit
- Nikel-Kadmiyum (Ni-Cd)
- Nikel-Metal Hidrat (Ni-MH)
- Lityum-İyon (Li-Ion)

olarak sıralanmaktadır [19], [38].

#### 3.3.1 Kurşun-asit bataryalar

Kurşun-asit bataryaların negatif yüklü elektrodunda süngersi kurşun, pozitif yüklü elektrodunda ise kurşun dioksit ( $PbO_2$ ) kullanılmaktadır. Elektrolitinde ise seyreltik halde sülfürik asit bulunmaktadır. Kurşun-asit bataryalar elektrikli araç teknolojileri için çeşitli avantajlar sunmaktadırlar. Öncelikle eski bir teknoloji olması nedeniyle olgunlaşmış bir tekniğe sahiptir. Bununla beraber düşük maliyetli ve yaygın olarak üretilen bir güç kaynağıdır. Ayrıca hafıza etkisi bulunmamaktadır [38].

Kurşun-asit bataryalar, nominal kapasitesinin %20'sinden daha fazla deşarj durumu için uygun değildir. Düşük enerji yoğunlukları nedeniyle kısa süreli kullanımlar için uygundur. Ayrıca uzun süreli şarj durumunda (SoC) çalıştırıldığında bataryanın ömrü kısalmaktadır [19,38].

### **3.3.2 Nikel-kadmiyum bataryalar**

Nikel-kadmiyum bataryaların negatif yüklü elektrodunda kadmiyum, pozitif yüklü elektrodunda nikel hidroksit ve elektrolit olarak ise potasyum hidroksit kullanılmaktadır. Uzun ömürlü olmalarının yanı sıra zarar görmeden tamamen deşarj olabilme özelliğine sahiptirler. Ayrıca bu bataryalar geri dönüştürülebilir özelliktedirler. Ancak içerisinde bulunan kadmiyumun uygun bir şekilde imha edilmesi gerekmektedir. Önemli dezavantajları ise hafıza etkisi ve yüksek maliyet olarak sıralanabilmektedir [38].

### **3.3.3 Nikel-metal hidrat bataryalar**

Nikel-metal hidrat bataryalarda elektrolit olarak alkali bir solüsyon kullanılmaktadır. Bununla beraber pozitif elektrotu nikel hidroksitten, negatif elektrotu ise vanadyum, titanyum, nikel ve bazı metallerin alaşımından oluşmaktadır. Ni-MH bataryalar yüksek gerilim değerlerinde çalışabilmektedirler. Ayrıca geniş çalışma sıcaklığı aralığına sahip olmanın yanı sıra aşırı şarj ve deşarj akımlarına karşı dirençlidirler. Bununla beraber Ni-MH bataryaların bileşenleri geri dönüştürülebilir özellikte ve bu bileşenler çevreye zarar vermemektedirler [38].

Ni-MH bataryalar en iyi çalışma performansına nominal kapasitesinin %20 ile %50 arasındaki deşarj seviyelerinde ulaşmaktadır. Bununla beraber hafıza etkisi sebebiyle bu bataryaların kullanılabilir şarj durumu, kapasitesinin altına düşmektedir. Yüksek yük akımlarında tekrar tekrar deşarj edilirse kullanım süresi 200-300 çevrime kadar düşmektedir [38,40].

### **3.3.4 Lityum-iyon bataryalar**

Lityum-iyon bataryaların pozitif elektrotu kobalt oksit malzemenen, negatif elektrotu ise karbon malzemenen yapılmaktadır. Elektrolit olarak ise organik çözücü içerisinde lityum tuzu kullanılmaktadır. Lityum-iyon bataryaların özellikle taşınabilir elektronik cihazlarda ve tıbbi cihazlarda çok iyi performans gösterdiği kanıtlanmıştır. Öne çıkan avantajları; yüksek enerji ve güç yoğunluğuna sahip olması olarak sıralanabilir. Ayrıca hafıza etkisi oldukça düşüktür. Yüksek performanslarının yanı sıra yaklaşık olarak 1000 çevrimin üzerinde kullanım ömrüne sahiptirler. Bununla birlikte geri dönüştürülebilir özelliktedirler [38].

Ni-MH bataryaların enerji yoğunluğu kurşun-asit bataryaların iki katı kadardır. Lityum-iyon bataryalar ise Ni-MH bataryaların iki katı enerji yoğunluğuna sahiptir. Ayrıca lityum bazlı bataryaların, nikel bazlı bataryalara göre potansiyelleri tam olarak keşfedilmemekle beraber bu konuda çalışmalar sürmektedir [19,38].

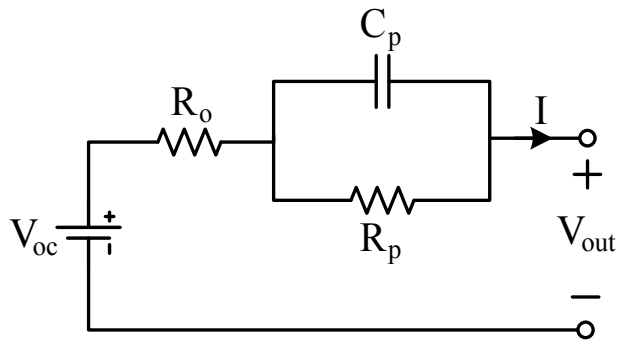
**Çizelge 3.1 :** Elektrikli araçlarda kullanılan batarya tiplerinin karşılaştırması

	Kurşun Asit	Ni-MH	Ni-Cd	Li-Ion
Nominal Gerilim (V)	2,0	1,2	1,2	3,6
Enerji Yoğunluğu (Wh/kg)	35	70-95	50-80	118-250
Güç Yoğunluğu (W/kg)	180	200-300	200	200-430
Çevrim Ömrü	1000	3000	2000	2000
Çalışma Sıcaklığı (°C)	-15 / +50	-20 / +60	-20 / +50	-20 / +60
Hafıza Etkisi	Yok	Kısmen	Var	Yok

Çizelge 3.1’de elektrikli araç teknolojilerinde kullanılan mevcut bataryaların karşılaştırılması gösterilmektedir. Geçmiş yıllarda ticari elektrikli araçlarda Nikel temelli bataryalardan özellikle Ni-MH bataryalar sıklıkla kullanılmıştır. Ni-Cd bataryalar ise toksik etkilerinden dolayı çok fazla tercih edilmemektedirler. Günümüzde ise lityum bazlı bataryaların gelişmesiyle elektrikli araçlarda hakim konumuna gelmiştir. Gelecek vaat eden lityum bazlı bataryaların teknolojisi henüz tamamen olgunlaşmamış olmamakla beraber çok iyi potansiyele sahiptirler [41].

### 3.3.5 Batarya elektriksel modeli

Yaygın olarak kullanılmakta olan bataryanın elektriksel devre modeli olan thevenin modeli Şekil 3.7’de gösterilmektedir. Bu model gerçek zamanlı uygulamalar için sade ve basit çözüm sunmaktadır [42].



**Şekil 3.7 :** Thevenin eşdeğer batarya modeli

Batarya modelinde  $V_{oc}$  açık devre gerilimi,  $I$  batarya akımı,  $R_o$  dahili direnci,  $R_p$  ve  $C_p$  ise sırasıyla eşdeğer polarizasyon direnci ve kapasitansını ifade etmektedir. Bu modelde;  $R_o$ ,  $V_{oc}$ ,  $R_p$  ve  $C_p$  şarj durumunun bir fonksiyonudur.

$$R_o = f(SOC) \quad (3.1)$$

$$V_{oc} = f(SOC) \quad (3.2)$$

$$R_p = f(SOC) \quad (3.3)$$

$$C_p = f(SOC) \quad (3.4)$$

Denklem 3.5 kullanılarak bataryanın anlık olarak şarj durumu bilgisi elde edilmektedir. Bataryanın başlangıç şarj durumu  $SOC_0$  ile temsil edilirken,  $C_{batt}$  ise Ah cinsinden bataryanın kapasitesini göstermektedir.

$$SOC = SOC_0 - \frac{1}{C_{batt}} \int \frac{I}{3600} dt \quad (3.5)$$

Batarya çıkış gerilimini hesaplamak için ilk olarak polarizasyon bölgesinin gerilim değerinin  $V_p$  hesaplanması gerekmektedir.

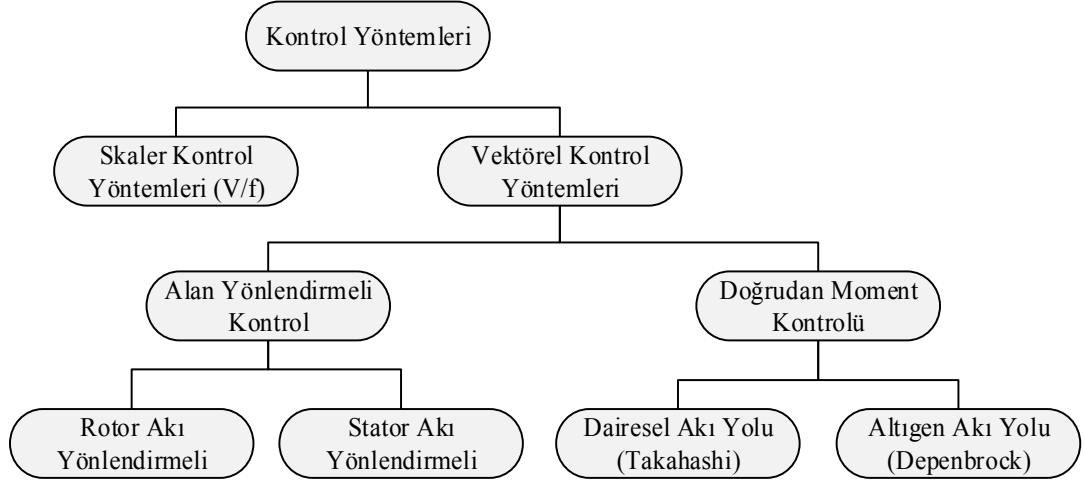
$$V_p = \int \left[ \frac{I}{C_p} - \frac{V_p}{R_p C_p} \right] dt \quad (3.6)$$

Seri direnç olarak da isimlendirilen dahili dirençten kaynaklanan gerilim düşümü de hesaba katıldığında elde edilen çıkış gerilimi;

$$V_{out} = V_{oc} - IR_o - \sum_1^n V_p \quad (3.7)$$

### 3.4 Kontrol Yöntemleri

AA motorlarda kontrol yöntemleri skaler ve vektörel olmak üzere iki ana başlık altında incelenmektedir. Kontrol yöntemlerine ait genel sınıflandırma Şekil 3.7’de gösterilmiştir. Özellikle yüksek performans gerektiren uygulamalar için anlık elektromanyetik moment kontrolü yapan yöntemler; vektör tabanlı kontrol yöntemleridir. Bu yöntemlerden biri vektör kontrolü diğeri ise doğrudan moment kontrolüdür [15,43–45].



**Şekil 3.8 :** Kontrol yöntemlerinin sınıflandırılması

Serbest uyarımlı DA motorlarda endüvi ve uyarım akımlarının ayrı ayrı denetimi, momentin ve alan akısının birbirinden bağımsız olarak kontrolünü mümkün kılmaktadır. DA motorlar endüvi ve alan akımları ile kontrol edilirken AA motorlarda ise birbirinden bağımsız akım bileşenleri yerine sadece stator akımı bulunmaktadır. Bu nedenle kontrol edilebilecek değişken; genliği, frekansı ve faz açısı ile tanımlanan stator akım vektörüdür. Stator akım vektörü  $d$  ve  $q$  bileşenlerine ayrılarak,  $d$  bileşeni ile akı,  $q$  bileşeni ile de moment kontrolü yapılmaktadır. Bununla beraber motora ait eşitlikleri stator akı vektörü ile senkronize olarak dönen bir koordinat sistemine dönüştürmektedir. Alan koordinatları olarak isimlendirilen bu yeni koordinatlarda, sabit rotor akısı genliği için kontrol değişkenleri ile hız arasında doğrusal bir ilişki bulunmaktadır. Sonuç olarak DA motorlardakine benzer şekilde AA motorlarda da moment; akı ve akımın etkileşimi sonucu meydana gelmektedir. Dolayısıyla DA motor kontrolüne benzeyen bu yöntem; vektör kontrol yöntemi olarak adlandırılmaktadır. Alan yönlendirmeli kontrol metodu (Field Oriented Control) olarak da bilinen vektör kontrol yöntemi ilk olarak 1970'lerde Blascke, Hasse ve Leonhard tarafından sunulmuştur [15,43,44,46–48].

Doğrudan moment kontrolü (Direct Torque Control) yöntemi ise ilk olarak 1986 yılında Japonya'da Takahashi ve Noguchi ile 1988 yılında Almanya'da Depenbrock tarafından ortaya konmuştur. Doğrudan moment kontrol (DMK) metodu prensip olarak, koordinat dönüşümü ve DA motor kontrolü benzetimi fikrinden ayrılmaktadır. Bu metod, vektör kontrolünün karakteristiği olan akı ve moment kontrolünün ayrıştırılması yerine, inverterdeki yarı iletken güç elemanlarının açık-kapalı durumlarına göre histerezis kontrolüne dayanan bir yöntemdir. DMK yöntemi, alan

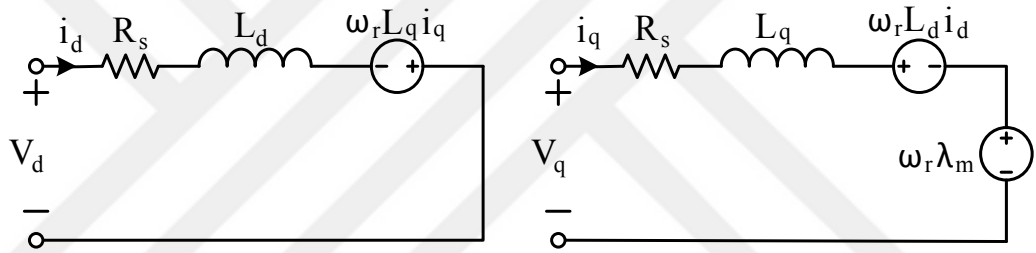
yönlendirmeli kontrol (AYK) ile karşılaştırıldığında herhangi bir koordinat dönüşümüne ve uzay vektör modülasyonuna ihtiyaç duymamaktadır. Ayrıca DMK, AYK'nin aksine rotor pozisyon sensörüne olan gereksinimi ortadan kaldırmaktadır. Basit kontrol yapısına rağmen DMK kararlı ve dinamik koşullar altında iyi bir performans sağlamaktadır. Bununla beraber DMK'nin en önemli dezavantajları moment ve akıda meydana gelen dalgalanmalar ile değişken anahtarlama frekansıdır. Ancak değişken anahtarlama frekansı, ani yük değişimlerine karşı kontrol yönteminin hızlı bir şekilde cevap vermesini sağlamaktadır [15,43,44,47].

Doğrudan moment kontrol yöntemi ilk olarak asenkron makineler için önerilmiş ve uygulanmıştır. Günümüzde DMK yöntemi, asenkron makinelerin yanı sıra senkron makinelerde de kullanılmaktadır. Özetle DMK, AA makinelerde yaygın olarak kullanılan bir kontrol yöntemidir. AA motor türlerinden biri olan üç fazlı sabit mıknatıslı senkron motorlar için doğrudan moment kontrol yöntemi ise ilk olarak 1997 yılında Zhong tarafından sunulmuştur. Ayrıca üç fazlı makinelerde uygulanan kontrol yöntemlerinin temel prensipleri genel anlamda çok fazlı makinelerle benzerlik göstermektedir. Buradan hareketle son yıllarda beş fazlı sabit mıknatıslı senkron motor için doğrudan moment kontrolü metodu geliştirilmiştir. Günümüzde ise bu alanda çalışmalar gelişerek devam etmektedir [15,43,44,49].

## 4. BEŞ FAZLI SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORDA DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ

### 4.1 Beş Fazlı Sabit Miknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli

Bu bölümde, yaygın olarak kullanılan ve Şekil 4.1’de gösterildiği gibi dq döner referans eksen takımından faydalanılarak SMSM’nin eşdeğer devre modeli oluşturulmuştur. Böylece beş fazlı sabit miknatıslı senkron motorun matematiksel modeli çıkarılmıştır. Bu sayede beş fazlı model yerine iki fazlı eşdeğer devre modeli ile motor eşitliklerinin çözümü daha hızlı ve basit hale gelmektedir.



Şekil 4.1 : SMSM dq elektriksel eşdeğer devre modeli

Motorun stator gerilim vektörü;

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\Lambda_s}{dt} \quad (4.1)$$

$R_s$  stator direnci,  $I_s$  stator akımı,  $\Lambda_s$  ise akı matrisini ifade etmektedir. Stator manyetik akı denklemleri dq referans eksenine göre;

$$\lambda_{ds} = L_d i_{ds} + \lambda_m \quad (4.2)$$

$$\lambda_{qs} = L_q i_{qs} \quad (4.3)$$

Burada  $\lambda_m$  rotor manyetik akı vektörüdür.

AA makinelerinin modellenmesinde yaygın olarak üç fazlı bir sistem iki faza, faz dönüşüm işlemleri ile indirgenmektedir. Benzer şekilde beş fazlı sistemlerin de iki faza indirgenerek modellenmesi mümkündür. Clarke dönüşümü ile beş fazlı bir



sistem, sabit bir ekseninde  $\alpha\beta$  bileşenlerine dönüştürülebilmektedir. Park dönüşümü ile de sabit eksen takımındaki bileşenler dönen eksen takımına dönüştürülerek AA gerilim ve akım dalga şekilleri DA sinyaline çevrilerek hesaplamalar basitleştirilmektedir. Bu nedenle beş fazlı bir inverter sisteminde; inverter çıkışının SMSM'nin dq modelinin girişine uygun hale getirilmesi için, önce clarke dönüşümü daha sonra ise Park dönüşümü uygulanmaktadır. Beş fazlı bir sistem için Park dönüşümünün matris formunda genel ifadesi;

$$[f_{dq0}] = [T_{dq0}(\theta_r)][f_{abcde}] \quad (4.4)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Denklem 4.4'te verilen dönüşüm matrisi ise;

$$[T_{dq0}] = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/5) & \cos(\theta - 4\pi/5) & \cos(\theta + 4\pi/5) & \cos(\theta + 2\pi/5) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/5) & -\sin(\theta - 4\pi/5) & -\sin(\theta + 4\pi/5) & -\sin(\theta + 2\pi/5) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Böylelikle faz gerilimlerinin dq dönüşüm matrisi ile çarpılmasından elde edilen stator gerilim denklemleri;

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_r \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \quad (4.6)$$

$$V_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_r \lambda_{qs} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \quad (4.7)$$

Burada  $i_d$  ve  $i_q$  sırasıyla d ve q eksenini stator akımlarıdır.  $L_d$  ve  $L_q$  ise d ve q stator sargı endüktanlarını ifade etmektedir. Ayrıca  $\omega_r$  elektriksel açısal hız olarak tanımlanmaktadır. Ek olarak dönen eksen takımından tekrar beş fazlı sisteme dönüştürmek için yukardaki dönüşüm matrisinin tersi kullanılmaktadır.

$$[T_{dq0}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/5) & -\sin(\theta - 2\pi/5) & 1 \\ \cos(\theta - 4\pi/5) & -\sin(\theta - 4\pi/5) & 1 \\ \cos(\theta - 6\pi/5) & -\sin(\theta - 6\pi/5) & 1 \\ \cos(\theta - 8\pi/5) & -\sin(\theta - 8\pi/5) & 1 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Böylece faz gerilim ve akımlarının hesabı için;

$$[f_{abcde}] = [T_{dq0}(\theta_r)]^{-1}[f_{dq}] \quad (4.9)$$

eşitliği kullanılmaktadır. Elektromanyetik moment ise ko-enerji yönteminden;

$$T_e = \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_r} \quad (4.10)$$

olarak elde ediliir. Denklem 4.10'dan hareketle gerekli ara işlemler yapıldığında, elektromanyetik moment denklem 4.11'deki şekilde ifade edilmektedir.

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{5}{2} (\lambda_m i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) \quad (4.11)$$

Stator akı denklemlerinden faydalanarak denklem 4.11 sadeleştirildiğinde ise;

$$T_e = \frac{5P}{2} \frac{1}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (4.12)$$

ifadesi elde edilmektedir. Burada P kutup sayısını göstermektedir. Bununla beraber akım, gerilim ve akı ifadeleri, dq referans ekseninden  $\alpha\beta$  referans eksenine dönüştürülebilmektedir. Bu eksen dönüşümü için ise ters park dönüşümü uygulanmaktadır.

$$\begin{bmatrix} f_{s\alpha} \\ f_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{sd} \\ f_{sq} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Benzer şekilde sabit eksen takımından dönen eksen takımına dönüşüm için park dönüşüm denklemi kullanılmaktadır. Park dönüşüm denklemi aşağıda verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} f_{sd} \\ f_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{s\alpha} \\ f_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Sonuç olarak; sabit eksen takımı için, stator gerilimi ve moment ifadeleri elde edilmektedir.

$$v_\alpha = r_s i_\alpha + \frac{d\lambda_\alpha}{dt} \quad (4.15)$$

$$v_\beta = r_s i_\beta + \frac{d\lambda_\beta}{dt} \quad (4.16)$$

$$T_e = \frac{5P}{2} \frac{1}{2} (\lambda_\alpha i_\beta - \lambda_\beta i_\alpha) \quad (4.17)$$

SMSM'nin mekaniksel modeli için ise;

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + T_L + B\omega_m \quad (4.18)$$

$$\omega_m = \frac{2}{P} \omega_r \quad (4.19)$$

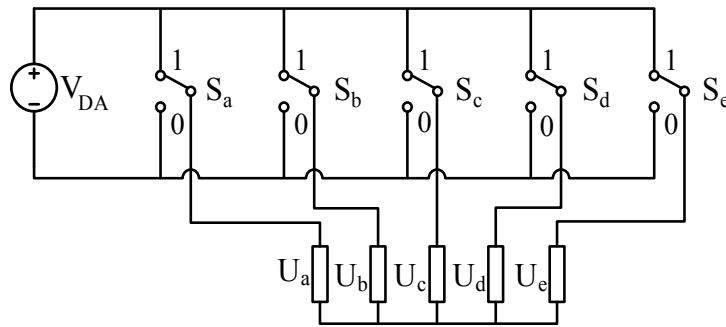
Burada  $J$  atalet momentini,  $B$  sürtünme katsayısını,  $\omega_m$  rotor mekanik açısal hızını,  $T_L$  ise yk momentini ifade etmektedir.

## 4.2 Doğrudan Moment Kontrolü

Doğrudan moment kontrolü metodu anlık uzay vektörü teorisine dayanmaktadır. DMK metodu her örnekleme periyodunda en uygun gerilim uzay vektörünün seçilmesi ile stator akısının ve momentin etkin denetimini sağlamaktadır. Bu nedenle gerilim uzay vektörlerinin sayısı ve anahtarlama frekansı DMK'nın performansını doğrudan etkilemektedir. Bu metodun ana özelliklerinden bir diğeri ise darbe genişlik modülasyonuna ihtiyaç duymamasıdır. Ayrıca DMK metodu karmaşık koordinat dönüşümlerine gerek duymadan, basit kontrol yapısına ve hızlı cevap karakteristiğine sahiptir. DMK'nın en önemli dezavantajı ise kontrolün histerezis bir bant içerisinde gerçekleşmesinden kaynaklı moment dalgalanmalarıdır. Bu durumun üstesinden gelmek için çok fazlı uygulamalar tercih edilmekte ve uygun anahtarlama yöntemleri geliştirilmektedir [8,10,12,50].

### 4.2.1 Gerilim vektörleri ve bölgeler

Beş fazlı bir inverterde; her bir faz kolunun durumu  $S_a, S_b, S_c, S_d, S_e$  anahtarlama fonksiyonları tarafından kontrol edilmektedir. Anahtarlama fonksiyonu, üst (pozitif) anahtar aktif durumda ise "1" değerini alırken alt (negatif) anahtar aktif durumda ise "0" değerini almaktadır. Örneğin; A fazının anahtarlama durumunu temsil eden  $S_a$  anahtarı iletim durumunda "1" değerini alırken, kesim durumunda "0" değerini almaktadır. Böylece her bir faz kolundaki güç anahtarları Şekil 4.2'deki eşdeğer devrede olduğu gibi tek bir anahtar ile gösterilebilir [37,50].



Şekil 4.2 : Gerilim beslemeli inverter devre modeli

Beş fazlı bir inverterde, çizelge 4.1’de gösterildiği üzere 32 (otuz iki) adet anahtarlama kombinasyonu oluşmaktadır. Oluşan kombinasyonlar sonucu meydana gelen otuz adet etkin gerilim uzay vektörü ve iki adet sıfır gerilim uzay vektörü Şekil 4.3’te gösterilmiştir. Etkin gerilim uzay vektörleri üç farklı büyüklükteki genlik kümelerine ayrılmaktadır. Farklı genlik kümelerindeki vektörler sırasıyla küçük, orta ve büyük gerilim uzay vektörleri olarak isimlendirilmekte ve sıralanmaktadır. Eğer anahtarların tamamı pozitif veya negatif ise sıfır gerilim uzay vektörleri oluşurken herhangi dört anahtar pozitif, bir anahtar negatif konumda ya da tam tersi durum söz konusu olduğunda orta gerilim uzay vektörleri oluşmaktadır. Diğer yandan herhangi iki anahtar pozitif, diğer üçü negatif ya da tam tersi durumda ise büyük veya küçük gerilim uzay vektörleri oluşmaktadır. Ayrıca vektörler düzlemi, her bir bölge  $\pi/5$  radyan büyüklüğünde olacak şekilde on eşit bölgeye ayrılmaktadır. Ek olarak vektör büyüklükleri farkından dolayı üç adet ongen şeklinde vektör düzlemi de oluşmaktadır [8–10,37].

Böylece artan gerilim uzay vektör sayısı daha ayrıntılı anahtarlama tablosunun oluşmasına izin vermektedir. Dahası farklı genliklerdeki gerilim uzay vektörleri, stator akısı ve momentteki dalgalanmayı en aza indirmek için olanak sağlamakla beraber stator akısının ve momentin daha hassas ayarlanmasını mümkün kılmaktadır [37,51].

Çizelge 4.2’de anahtarlama sonucu faz gerilim vektörlerinin genliği ve oluşturdukları stator gerilim vektörünün genliği gösterilmektedir. Beş fazlı bir inverterde anahtarlama stator gerilim vektörleri denklem 4.20’de gösterildiği şekilde tanımlanmaktadır.

**Çizelge 4.1 : Anatarlama durum tablosu**

Vektör	S <sub>a</sub>	S <sub>b</sub>	S <sub>c</sub>	S <sub>d</sub>	S <sub>e</sub>
V <sub>0</sub>	0	0	0	0	0
V <sub>1</sub>	0	0	0	0	1
V <sub>2</sub>	0	0	0	1	0
V <sub>3</sub>	0	0	0	1	1
V <sub>4</sub>	0	0	1	0	0
V <sub>5</sub>	0	0	1	0	1
V <sub>6</sub>	0	0	1	1	0
V <sub>7</sub>	0	0	1	1	1
V <sub>8</sub>	0	1	0	0	0
V <sub>9</sub>	0	1	0	0	1
V <sub>10</sub>	0	1	0	1	0
V <sub>11</sub>	0	1	0	1	1
V <sub>12</sub>	0	1	1	0	0
V <sub>13</sub>	0	1	1	0	1
V <sub>14</sub>	0	1	1	1	0
V <sub>15</sub>	0	1	1	1	1
V <sub>16</sub>	1	0	0	0	0
V <sub>17</sub>	1	0	0	0	1
V <sub>18</sub>	1	0	0	1	0
V <sub>19</sub>	1	0	0	1	1
V <sub>20</sub>	1	0	1	0	0
V <sub>21</sub>	1	0	1	0	1
V <sub>22</sub>	1	0	1	1	0
V <sub>23</sub>	1	0	1	1	1
V <sub>24</sub>	1	1	0	0	0
V <sub>25</sub>	1	1	0	0	1
V <sub>26</sub>	1	1	0	1	0
V <sub>27</sub>	1	1	0	1	1
V <sub>28</sub>	1	1	1	0	0
V <sub>29</sub>	1	1	1	0	1
V <sub>30</sub>	1	1	1	1	0
V <sub>31</sub>	1	1	1	1	1

Anahtarlama durumları sonucunda stator gerilimi denklem 4.20'den elde edilir.

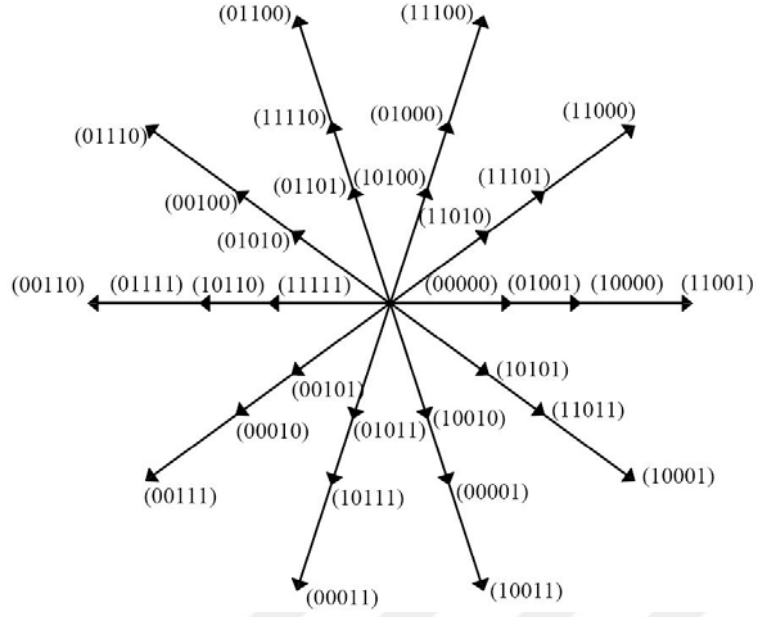
$$V_s = \frac{2}{5} V_{DA} (S_a + aS_b + a^2S_c + a^{-2}S_d + a^{-1}S_e) \quad (4.20)$$

burada  $\alpha = \exp(j2\pi/5)$ 'dir.

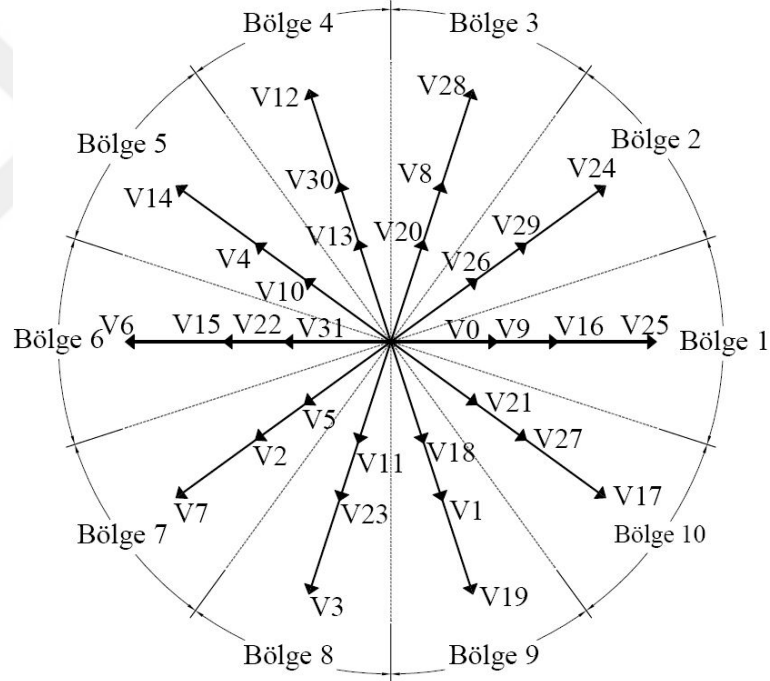
**Çizelge 4.2 : Gerilim uzay vektörleri**

Vektör	V <sub>a</sub>	V <sub>b</sub>	V <sub>c</sub>	V <sub>d</sub>	V <sub>e</sub>	V <sub>s</sub>
V <sub>0</sub>	0	0	0	0	0	0
V <sub>1</sub>	- 1/5	- 1/5	- 1/5	- 1/5	4/5	0,4∠-2π/5
V <sub>2</sub>	- 1/5	- 1/5	- 1/5	4/5	- 1/5	0,4∠-4π/5
V <sub>3</sub>	- 2/5	- 2/5	- 2/5	3/5	3/5	0,647∠-3π/5
V <sub>4</sub>	- 1/5	- 1/5	4/5	- 1/5	- 1/5	0,4∠4π/5
V <sub>5</sub>	- 2/5	- 2/5	3/5	- 2/5	3/5	0,247∠-4π/5
V <sub>6</sub>	- 2/5	- 2/5	3/5	3/5	- 2/5	0,647∠π
V <sub>7</sub>	- 3/5	- 3/5	2/5	2/5	2/5	0,647∠-4π/5
V <sub>8</sub>	- 1/5	4/5	- 1/5	- 1/5	- 1/5	0,4∠2π/5
V <sub>9</sub>	- 2/5	3/5	- 2/5	- 2/5	3/5	0,247∠0
V <sub>10</sub>	- 2/5	3/5	- 2/5	3/5	- 2/5	0,247∠4π/5
V <sub>11</sub>	- 3/5	2/5	- 3/5	2/5	2/5	0,247∠-3π/5
V <sub>12</sub>	- 2/5	3/5	3/5	- 2/5	- 2/5	0,647∠3π/5
V <sub>13</sub>	- 3/5	2/5	2/5	- 3/5	2/5	0,247∠3π/5
V <sub>14</sub>	- 3/5	2/5	2/5	2/5	- 3/5	0,647∠4π/5
V <sub>15</sub>	- 4/5	1/5	1/5	1/5	1/5	0,4∠π
V <sub>16</sub>	4/5	- 1/5	- 1/5	- 1/5	- 1/5	0,4∠0
V <sub>17</sub>	3/5	- 2/5	- 2/5	- 2/5	3/5	0,647∠-π/5
V <sub>18</sub>	3/5	- 2/5	- 2/5	3/5	- 2/5	0,247∠-2π/5
V <sub>19</sub>	2/5	- 3/5	- 3/5	2/5	2/5	0,647∠-2π/5
V <sub>20</sub>	3/5	- 2/5	3/5	- 2/5	- 2/5	0,247∠2π/5
V <sub>21</sub>	2/5	- 3/5	2/5	- 3/5	2/5	0,247∠-π/5
V <sub>22</sub>	2/5	- 3/5	2/5	2/5	- 3/5	0,247∠π
V <sub>23</sub>	1/5	- 4/5	1/5	1/5	1/5	0,4∠-3π/5
V <sub>24</sub>	3/5	3/5	- 2/5	- 2/5	- 2/5	0,647∠π/5
V <sub>25</sub>	2/5	2/5	- 3/5	- 3/5	2/5	0,647∠0
V <sub>26</sub>	2/5	2/5	- 3/5	2/5	- 3/5	0,247∠π/5
V <sub>27</sub>	1/5	1/5	- 4/5	1/5	1/5	0,4∠-π/5
V <sub>28</sub>	2/5	2/5	2/5	- 3/5	- 3/5	0,647∠2π/5
V <sub>29</sub>	1/5	1/5	1/5	- 4/5	1/5	0,4∠π/5
V <sub>30</sub>	1/5	1/5	1/5	1/5	- 4/5	0,4∠3π/5
V <sub>31</sub>	1	1	1	1	1	0

Çizelge 4.2’den ve şekil 4.3’ten de anlaşılacağı üzere etkin gerilim uzay vektörleri; büyük gerilim uzay vektörlerinin genliği  $0,6472V_{da}$ , orta gerilim uzay vektörlerinin genliği  $0,4V_{da}$  ve küçük gerilim uzay vektörlerinin genliği  $0,2472V_{da}$  olmak üzere üç gruba ayrılmaktadır [8,10].



Şekil 4.3 : Anahtarlama durumuna göre vektör konumları

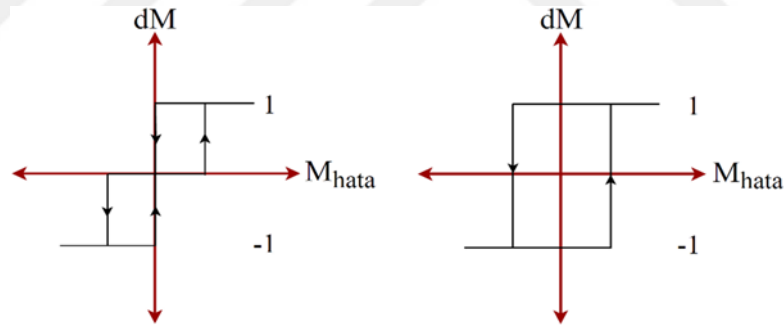


Şekil 4.4 : Gerilim beslemeli inverterde vektör konumları ve bölgeler

Beş fazlı sistemlerde küçük, orta ve büyük genliklere ayrılan etkin gerilim uzay vektörleri ve sıfır gerilim uzay vektörleri moment cevabını ve dalgalanmasını doğrudan etkilemektedir. Anahtarlama sadece büyük gerilim uzay vektörleri kullanıldığında moment cevap süresi kısalırken moment dalgalanması artmaktadır. Diğer yandan küçük uzay vektörleri kullanıldığında ise moment cevap süresi uzarken momentteki dalgalanmalar azalmaktadır [10].

#### 4.2.2 Histerezis karşılaştırıcılar

DMK yönteminde, moment ve akıya ait referans değerler ile gerçek değerleri arasındaki hata payı; akı ve moment histerezis karşılaştırıcılarına girilerek anahtarlama için uygun gerilim vektörünün seçilmesi sağlanmaktadır. Böylece stator akı bağıntısı referans değer altına düştüğünde arttırıcı yönde, üstüne çıktığında ise azaltıcı yönde uygun gerilim vektörleri seçilmektedir. Akıya ait histerezis karşılaştırıcı iki seviyelidir. Momente ait histerezis karşılaştırıcısı ise 3 fazlı motorlarda genellikle üç seviyeli olarak kullanılırken iki seviyeli uygulamaları da bulunmaktadır. Sıfır gerilim vektörleri kullanıldığında akıda bir değişme meydana gelmediği dolayısıyla momentte de değişim olmadığı kabul edilmektedir. Ancak özellikle SMSM için önerilen bazı kontrol yöntemlerinde sıfır gerilim vektörlerinin akıyı azalttığı ileri sürüldüğünden iki seviyeli karşılaştırıcı tercih edilmektedir. Ayrıca etkin vektörlerin tamamı momentin azaltılması ya da arttırılması yönünde etki yaparken sıfır gerilim vektörlerinin DA barayı kullanmamasından dolayı momente azaltıcı etki yaptığı ifade edilmektedir. Şekil 4.5'te klasik 3 fazlı motorlarda kullanılan akı ve moment histerezis karşılaştırıcıları gösterilmiştir [5,52–54].



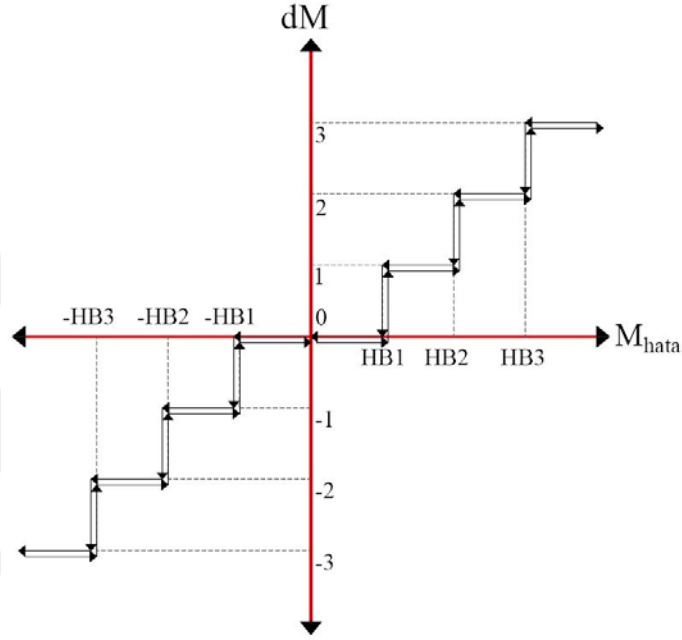
Şekil 4.5 : Histerezis karşılaştırıcılar

Çok fazlı inverter sistemlerinde vektör sayısı arttığından ve farklı genlikte vektör grupları oluştuğundan; moment histerezis karşılaştırıcısı farklı seviyelerde tercih edilmektedir. Bununla beraber histerezis karşılaştırıcı seviyesi (bant sayısı) arttıkça motorun moment dalgalanması azalmakta ve daha hassas moment ayarı yapılabilmektedir. Karşılaştırıcının artan seviyesi ile dış taraftaki bantlar moment değişimlerine hızlı ve dinamik cevap verirken iç taraftaki bantlar ise momentin dalgalanmasını azaltıcı yönde etki etmektedir [54].

5 fazlı sistemlerde; moment ayarı için iki seviyeli karşılaştırıcıdan yedi seviyeli karşılaştırıcıya kadar çeşitli konfigürasyonlarda histerezis karşılaştırıcılar düzenlenebilmektedir. Böylece referans moment değeri ile tahmin edilen moment



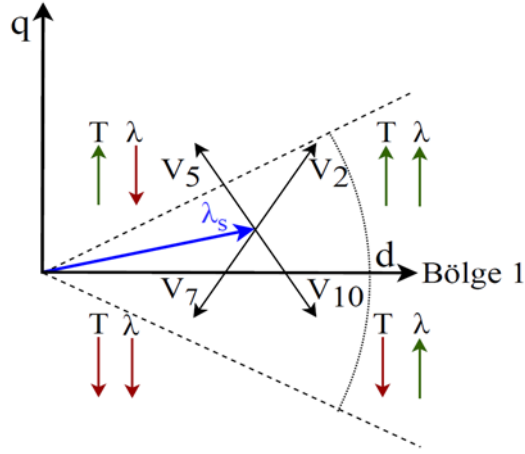
değeri arasındaki hata hangi bant aralığında ise ilgili aralıkta tanımlanan vektörler uygulanmaktadır. Beş fazlı bir sistem için yedi seviyeli bir karşılaştırıcıda üç farklı genlikteki vektör gruplarının tamamı ve sıfır vektörleri kullanılırken, örneğin beş seviyeli bir karşılaştırıcıda iki farklı genlikteki vektör grubu ve sıfır vektörleri kullanılmaktadır. Bununla beraber klasik dört seviyeli bir karşılaştırıcıda ise iki farklı vektör grubu kullanılırken sıfır vektörleri kullanılmamaktadır. Şekil 4.6'da yedi seviyeli bir histerezis karşılaştırıcı gösterilmektedir.



Şekil 4.6 : Yedi seviyeli histerezis karşılaştırıcı

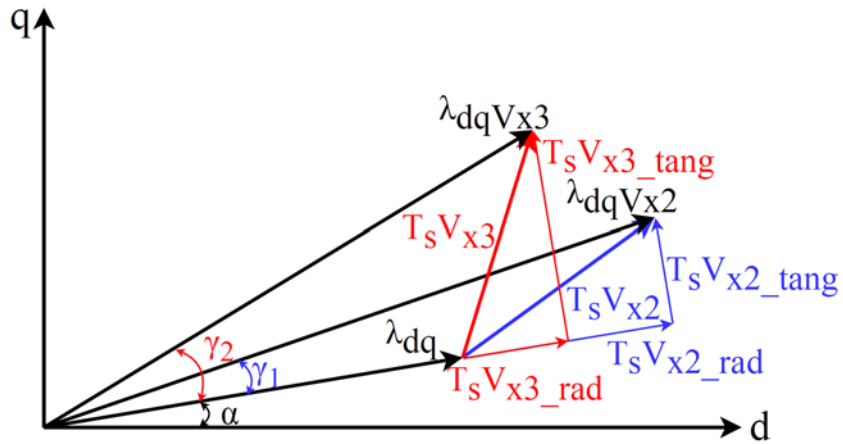
#### 4.2.3 Uygun vektör seçimi

Stator akısı vektörü motorun dönme yönü doğrultusunda uygulandığında momentin artmasını sağlarken, motorun dönme yönüne ters yönde uygulandığında momentin azalmasını sağlamaktadır. Momentin değişmemesi için ise akı vektörünün durdurulması gerekmektedir. Örnek olarak stator akısı vektörünün Şekil 4.7'de gösterildiği gibi 1. bölgede bulunduğu durumda, elektromanyetik momentin ve stator akısının artması için  $V_2$  vektörü seçilmektedir. Momentin artarken akının azalması için  $V_5$  vektörü, tersi durum için ise  $V_{10}$  vektörü uygulanmaktadır. Hem stator akısının hem elektromanyetik momentin azalması gereken durumda ise  $V_7$  vektörü seçilmektedir. Bu durum küçük, orta ve büyük genlikteki vektör gruplarının tümü için geçerlidir. Bununla beraber farklı genlikteki bu vektörler cevap süresini ve dalgalanmayı indirmek için imkan sağlamaktadır.



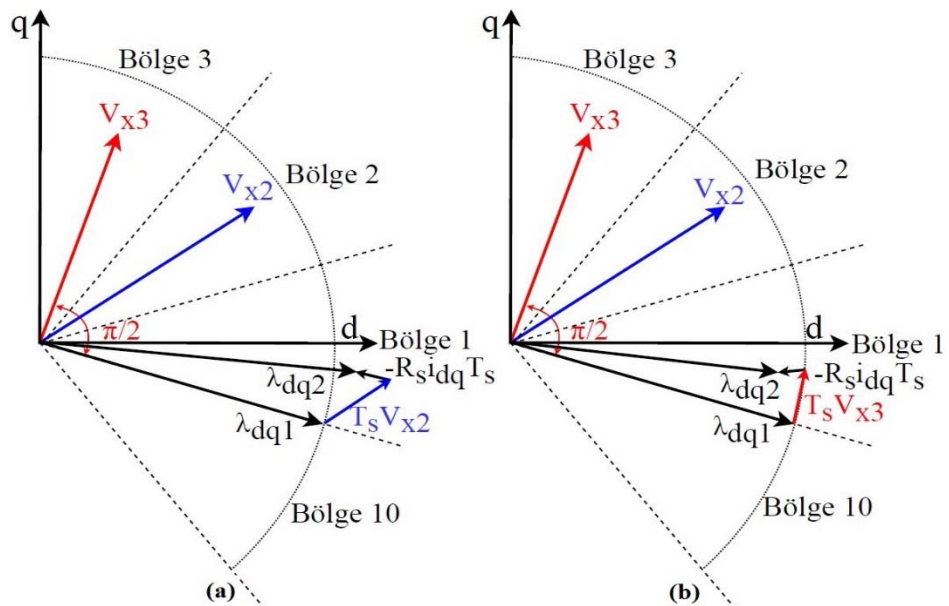
**Şekil 4.7 :** Gerilim vektörlerinin moment ve akıya etkisi

Elektromanyetik moment değişim oranı gerilim vektörlerinin teğetsel bileşenleri tarafından belirlenirken stator akısının değişimi ise radyal bileşenler tarafından belirlenir. Örnek olarak verilen stator akı vektörünün 1. bölgede bulunması durumunda  $V_{x2}$  ve  $V_{x3}$  vektör grubunun akı ve momenti nasıl etkilediği örnek vektörler üzerinden Şekil 4.8’de gösterilmiştir. Buradan  $V_{x2}$  gerilim uzay vektörü tarafından üretilen radyal bileşen ( $T_s V_{x2\_rad}$ ),  $V_{x3}$  gerilim uzay vektörü tarafından üretilen radyal bileşenden ( $T_s V_{x3\_rad}$ ) daha büyüktür. Aksine  $V_{x2}$  gerilim uzay vektörü tarafından üretilen teğetsel bileşen ( $T_s V_{x2\_tang}$ ),  $V_{x3}$  gerilim uzay vektörü tarafından üretilen teğetsel bileşenden ( $T_s V_{x3\_tang}$ ) daha küçüktür. Böylece  $V_{x3}$  gerilim uzay vektörü tarafından üretilen yük açısı  $\gamma_2$ ,  $V_{x2}$  gerilim uzay vektörünün ürettiği yük açısından  $\gamma_1$  büyük olduğu için  $V_{x3}$  daha hızlı moment cevabı sağlar. Tam tersi durum ise stator akısı için geçerlidir. Sonuç olarak ihtiyaç durumunda;  $V_{x3}$  daha iyi moment cevabı sağlarken,  $V_{x2}$  daha iyi stator akısı cevabı sağlamaktadır [14].



**Şekil 4.8 :** Stator akısı 1. bölgede iken farklı gerilim vektörlerinin moment ve stator akısına etkisi

Stator akısı bölgelerarası sınırlarda yer aldığı zaman, elektromanyetik moment ve stator akısının artırılması gerektiğinde uygulanacak olan gerilim vektörlerinin konumu önemlidir. Örnek olarak stator akısının 10. bölge ile 1. bölge sınırında bulunduğu kabul edilirse; 1. bölge için hem moment hem de akı artışı sağlayabilecek olan  $V_{x2}$  ve  $V_{x3}$  vektör gruplarının davranışlarının incelenmesi gerekmektedir. Böylece stator akısı 1. bölge sınırına geldiği anda  $V_{x3}$  vektör grubundaki vektörler ile arasında  $\pi/2$  radyanlık bir açı farkı oluşmaktadır. Bundan dolayı stator akısını üreten radyal bileşen 0 (sıfır) olur. Ayrıca stator direnci gerilim düşümü üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. Bu yüzden  $V_{x3}$  vektör grubundan herhangi bir vektörün etkisinden sonra Şekil 4.9 (b)'de gösterildiği üzere  $\lambda_{dq2}$  stator akısı  $\lambda_{dq1}$  akısından daha büyük olması gerekirken, radyal bileşenin 0 olması ve stator direnç kayıpları sebebiyle daha küçük olur. Sonuç olarak; mevcut örnek için  $V_{x3}$  vektör grubundan uygulanan vektör, akı artışı yapamadığı gibi dolaylı olarak akının azalmasına da sebep olmaktadır. Başka bir ifadeyle bu durum stator akısının demanyetizasyonuna yol açmaktadır. Buna karşın stator akısı 10. bölge ve 1. bölge arasındaki sınırda iken  $V_{x2}$  vektör grubundan herhangi bir vektör seçildiğinde  $3\pi/10$  radyanlık açı farkı sayesinde radyal bileşen oluşur. Oluşan bu radyal bileşen sayesinde akı artışı sağlanabilmektedir.  $V_{x2}$  vektör grubundan uygulanan vektör, Şekil 4.9 (a)'da gösterildiği üzere  $\lambda_{dq2}$  stator akısının;  $\lambda_{dq1}$  akısından daha büyük olmasını sağlar. Ayrıca stator direnç kaybı uygulanan vektör karşısında çok az bir etkiye sahiptir [14].



**Şekil 4.9 :** Stator akısı sınır bölgede iken farklı gerilim vektörlerinin stator akısı üretme kapasiteleri (a)  $V_{x2}$  vektör grubu (b)  $V_{x3}$  vektör grubu

#### 4.2.4 Moment ve akı hesabı

Beş fazlı SMSM'nin doğrudan moment kontrolü faz akımlarına ve DA bara gerilimi ölçümlerine göre gerçekleşmektedir. Sabit eksen takımında stator akı bağıntıları denklem 4.15 ve 4.16'dan yola çıkarak sırasıyla denklem 4.21 ve 4.22 elde edilmektedir.

$$\lambda_{\alpha} = \int (v_{\alpha} - r_s i_{\alpha}) dt \quad (4.21)$$

$$\lambda_{\beta} = \int (v_{\beta} - r_s i_{\beta}) dt \quad (4.22)$$

Benzer şekilde denklem 4.2 ve 4.3 kullanılarak ve gerekli dönüşümler yapıldığında  $\lambda_{\alpha}$  ve  $\lambda_{\beta}$  akıları elde edilmektedir. Denklem 4.21 ve 4.22'de stator akı vektörü, stator gerilim vektörünün integrali olarak ifade edilmektedir. Stator direnci de dahil edildiği zaman, akı vektörü gerilim ve akım vektörleri kullanılarak hesaplanmaktadır. Sonuç olarak akı vektörü uygulanan gerilim vektörü doğrultusunda ilerlemektedir. Kompleks bir ifade olan stator akısının kutupsal gösteriminde; modülü stator akısının genliğini verirken, argümenti ise akı konumunun belirlenmesini sağlamaktadır.

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{\alpha}^2 + \lambda_{\beta}^2} \quad (4.23)$$

$$\angle \lambda_s = \theta = \tan^{-1} \left( \frac{\lambda_{\beta}}{\lambda_{\alpha}} \right) \quad (4.24)$$

Elektromanyetik moment ise stator akı ve akım vektörleri kullanılarak denklem 4.17'de verilen eşitlik ile hesaplanmaktadır.

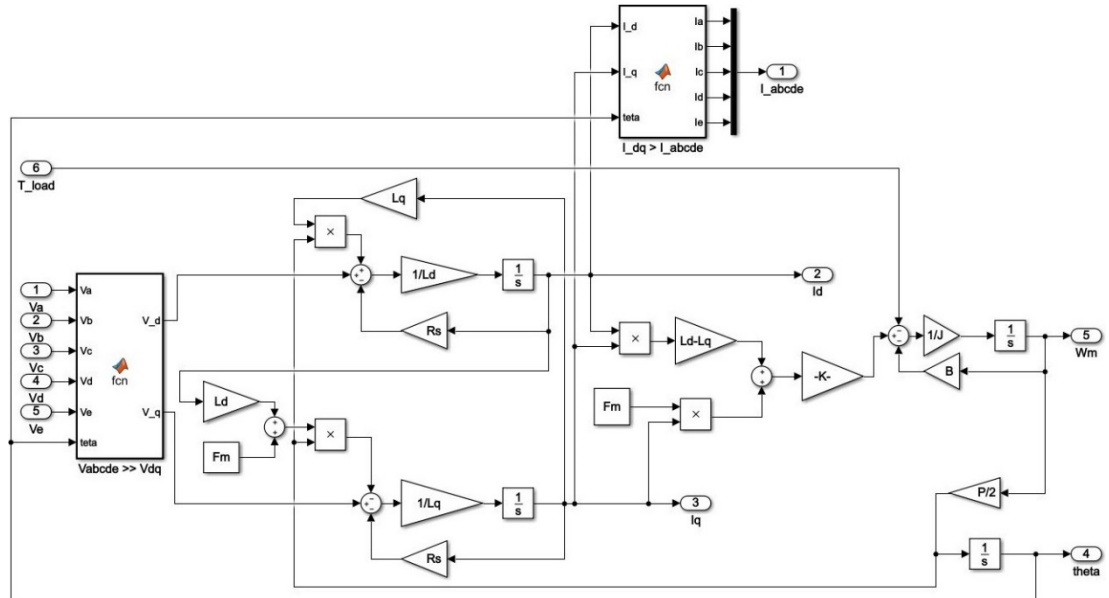
## 5. BENZETİM SONUÇLARI VE BULGULAR

Benzetimde kullanılan beş fazlı sabit mıknatıslı senkron motora ait motor değerleri çizelge 5.1’de gösterilmektedir.

**Çizelge 5.1 : Sabit mıknatıslı senkron motor parametreleri**

Değişkenler	Değerler
Kutup Sayısı	4
Motor Gücü	100 kW
d Eksen Endüktası	0,174 mH
q Eksen Endüktansı	0,292 mH
Stator Direnci	8,2 mΩ
Manyetik Akı	0.071 Wb
Atalet Momenti	0.004 kgm <sup>2</sup>
Sürtünme Katsayısı	0

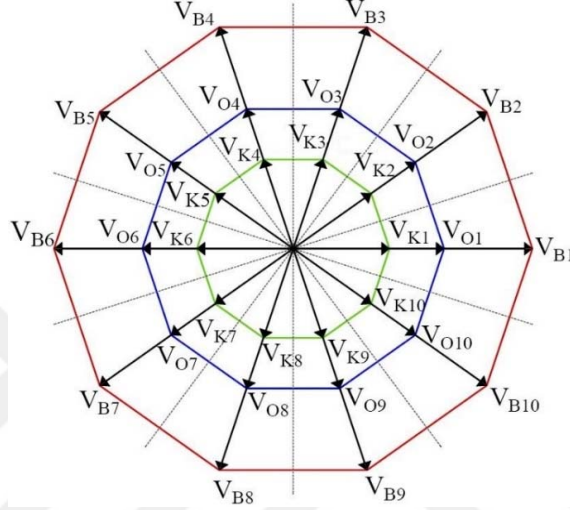
Ayrıca Şekil 5.2’de denklem 4.1’den 4.19’a kadar olan eşitliklerden faydalanarak sabit mıknatıslı senkron motorun, Matlab/Simulink ortamında hazırlanmış matematiksel modeli gösterilmiştir.



**Şekil 5.1 : Beş fazlı sabit mıknatıslı senkron motorun dq modeli**

İlk olarak motorun yüksek (high) moment cevabı ile düşük akı cevabı vermesini sağlayan gerilim vektörü konfigürasyonu ile düşük (low) moment cevabı ile yüksek

akı cevabı sağlayan gerilim vektörü konfigürasyonu karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırma; küçük, orta ve büyük gerilim vektörlerinden her biri ayrı gruplar halinde uygulanarak moment cevapları, moment dalgalanmaları ve akı dalgalanmalarına olan etkileri incelenmiştir. Böylece DMK yöntemi için uygun vektör seçim tablosu önerilmiştir. Şekil 5.2’de vektörlerin büyüklüklerine göre dağılımları gösterilmiştir. Moment için üç seviyeli histerezis karşılaştırıcı kullanılmıştır.



**Şekil 5.2 :** Gerilim vektörlerinin büyüklüklerine göre dağılımı

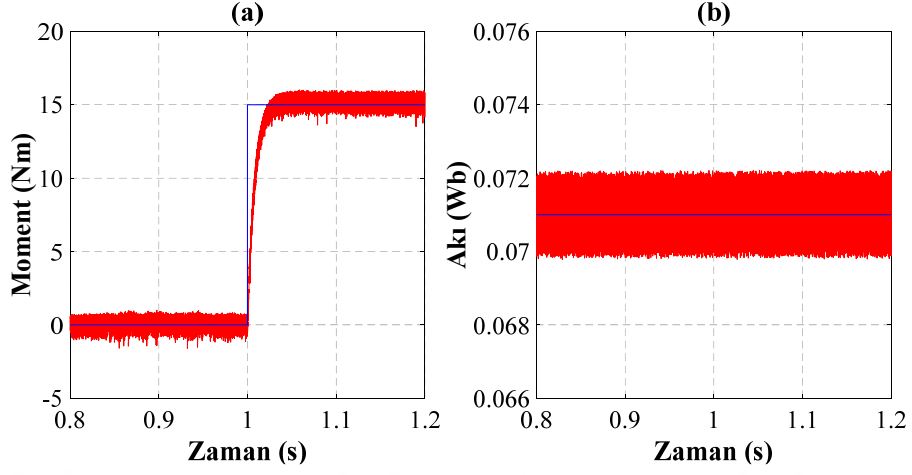
Gerilim vektörlerinin oluşturduğu simetrik ongen  $\pi/5$  radyanlık açılarla 10 bölgeye bölünür. Örnek olarak 1. bölge  $-\pi/10$  ile  $\pi/10$  arasında tanımlanmaktadır. Bölge aralıkları Şekil 4.9’da ifade edilen durum da dikkate alınarak çizelge 5.2’de gösterildiği şekilde tanımlanmıştır.

**Çizelge 5.2 :** Bölge Aralıkları

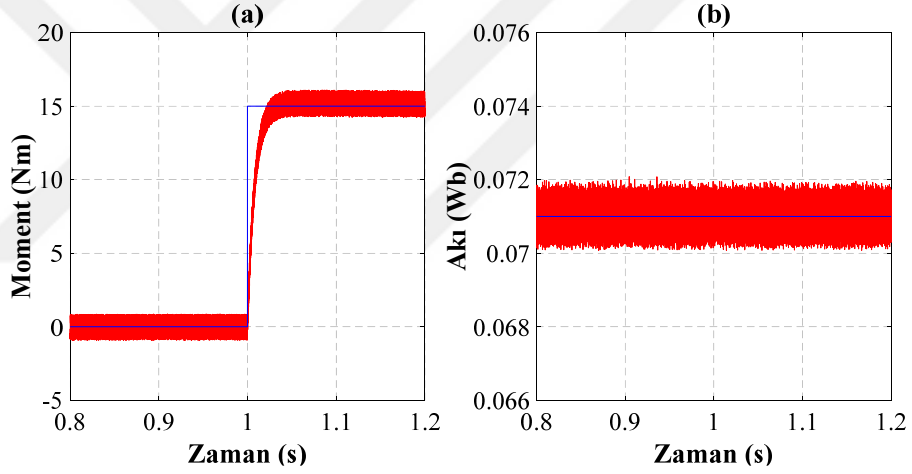
Bölgeler	Değerler
Bölge 1	$-\pi/10 < \theta_{\lambda s} \leq \pi/10$
Bölge 2	$\pi/10 < \theta_{\lambda s} \leq 3\pi/10$
Bölge 3	$3\pi/10 < \theta_{\lambda s} \leq \pi/2$
Bölge 4	$\pi/2 < \theta_{\lambda s} \leq 7\pi/10$
Bölge 5	$7\pi/10 < \theta_{\lambda s} \leq 9\pi/10$
Bölge 6	$9\pi/10 < \theta_{\lambda s} \leq -9\pi/10$
Bölge 7	$-9\pi/10 < \theta_{\lambda s} \leq -7\pi/10$
Bölge 8	$-7\pi/10 < \theta_{\lambda s} \leq -\pi/2$
Bölge 9	$-\pi/2 < \theta_{\lambda s} \leq -3\pi/10$
Bölge 10	$-3\pi/2 < \theta_{\lambda s} \leq -\pi/10$

Motor hızı 300 rad/s olarak seçilmiştir. Yük momenti 0 Nm’den iken  $t=1$  s’de 15 Nm’ye çıkarılmıştır. Bu durumda moment değişimine farklı vektör büyüklüklerinin

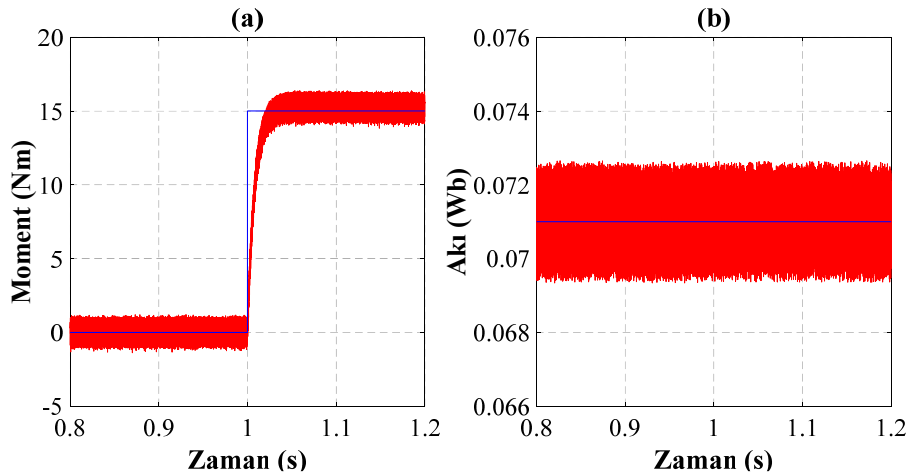
ve vektörlerin kendi içerisinde yüksek ve düşük moment cevabı sağlama durumları ve akı ile moment dalgalanmalarının vektörlere göre değişimleri incelenmiştir.



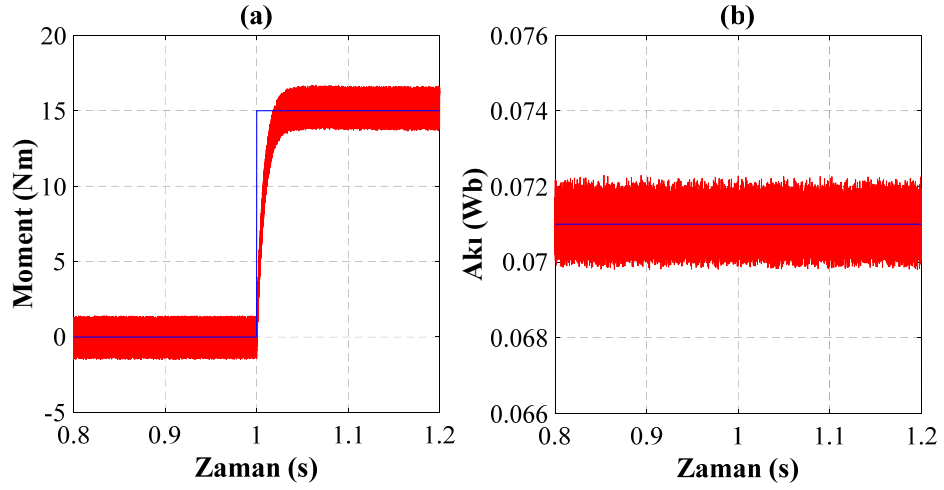
Şekil 5.3 : Küçük gerilim vektörü düşük cevap için (a) Moment adım cevabı (b) stator akısı



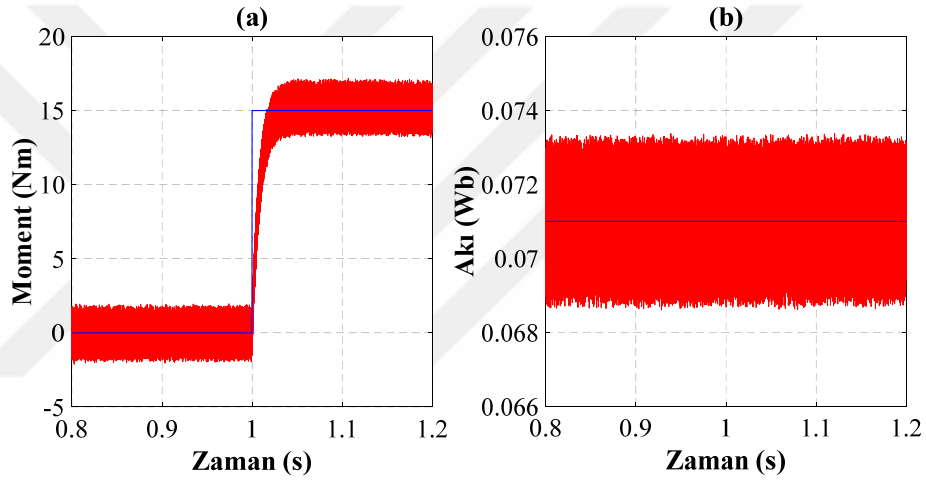
Şekil 5.4 : Küçük gerilim vektörü yüksek cevap için (a) Moment adım cevabı (b) stator akısı



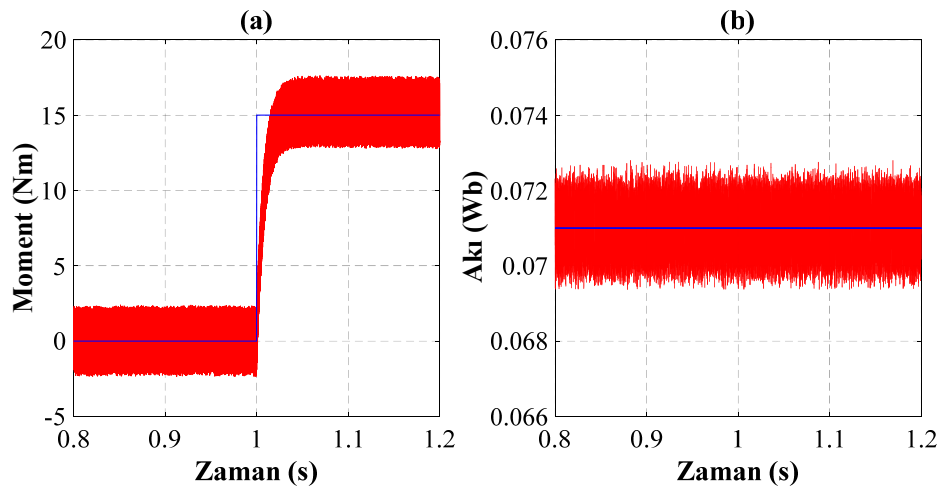
Şekil 5.5 : Orta gerilim vektörü düşük cevap için (a) Moment adım cevabı (b) stator akısı



Şekil 5.6 : Orta gerilim vektörü yüksek cevap için (a) Moment adım cevabı (b) stator akısı



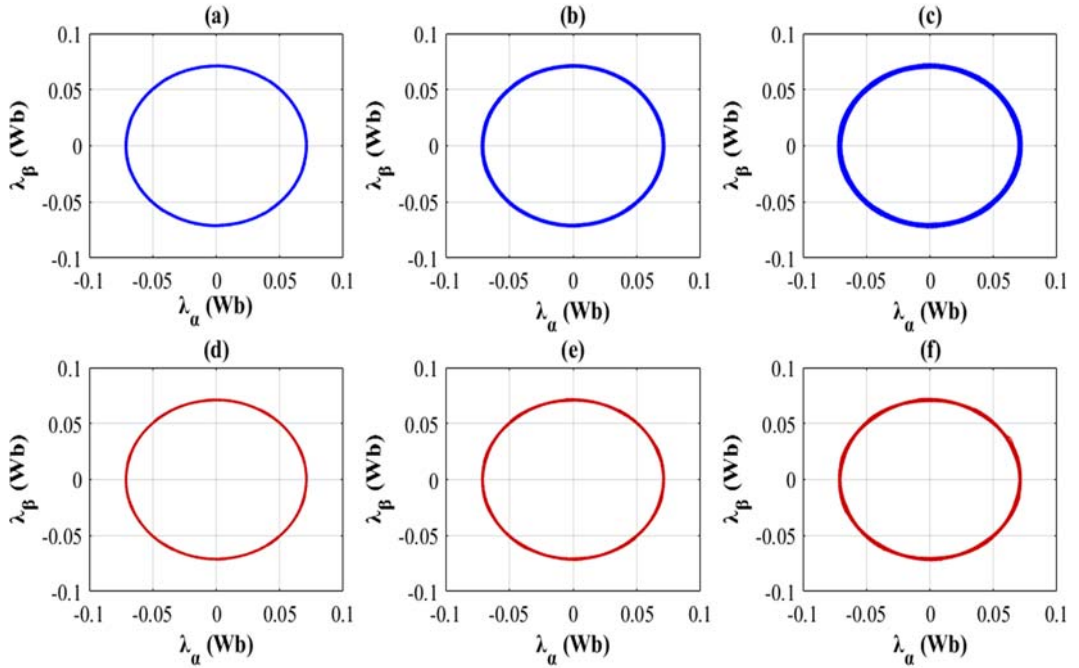
Şekil 5.7 : Büyük gerilim vektörü düşük cevap için (a) Moment adım cevabı (b) stator akısı



Şekil 5.8 : Büyük gerilim vektörü yüksek cevap için (a) Moment adım cevabı (b) stator akısı



Öncelikle Şekil 5.3 ve 5.4'te gösterilen küçük gerilim vektörleri için; düşük moment cevap tablosu kullanıldığında moment dalgalanması 1,51 Nm iken yüksek moment cevap tablosunda ise 1,75 Nm'ye çıkmaktadır. Bununla beraber moment dalgalanması artarken akı dalgalanması, düşük cevap için 0,00238 Wb iken 0,00184 Wb'e düşmektedir. Şekil 5.5 ve 5.6'da gösterilen orta gerilim vektörlerinde ise düşük cevap durumunda moment dalgalanması 2,19 Nm iken yüksek cevap durumunda 2,82 Nm olmaktadır. Aksine akı dalgalanması düşük cevapta 0,00318 Wb iken yüksek cevapta 0,00243 Wb'e düşmektedir. Son olarak Şekil 5.7 ve 5.8'de büyük gerilim vektörleri için 3,57 Nm'lik dalgalanma düşük cevapta oluşurken, yüksek cevapta ise dalgalanma 4,61 Nm'ye çıkmaktadır. Akıda ise düşük cevapta 0,00461 Wb olan dalgalanma yüksek cevapta 0,00337 Wb'e düşmektedir. Ayrıca en hızlı moment cevabını sağlayan büyük gerilim vektörlerinden yüksek cevap tablosu kullanıldığında cevap süresi 15,5 ms iken, düşük cevap tablosunda 16,5 ms'ye düşmektedir. En uzun cevap süresi ise 22,8 ms ile küçük gerilim vektörlerinin düşük cevap tablosunda gerçekleşmektedir.



**Şekil 5.9 :** Gerilim büyüklüklerine göre sabit eksen takımındaki akı değişimleri (a) küçük vektör-düşük cevap, (b) orta vektör-düşük cevap, (c) büyük vektör-düşük cevap, (d) küçük vektör-yüksek cevap, (e) orta vektör-yüksek cevap (f) büyük vektör-yüksek cevap

Son olarak Şekil 5.9'da sabit eksen takımındaki  $\alpha$  ve  $\beta$  akılarının birbirine göre değişimi görülmektedir. Burada en yüksek bant genişliği büyük vektör-düşük cevap konfigürasyonunda gerçekleşirken, en düşük bant genişliği ise küçük vektör-yüksek

cevap konfigürasyonunda gerçekleşmektedir. Böylece önerilen metotta yüksek cevap vektör konfigürasyonu seçilmiştir. Çizelge 5.3'te 7 seviyeli moment histerezis karşılaştırıcısı ve yüksek cevap konfigürasyonu için oluşturulan vektör seçim tablosu gösterilmektedir.

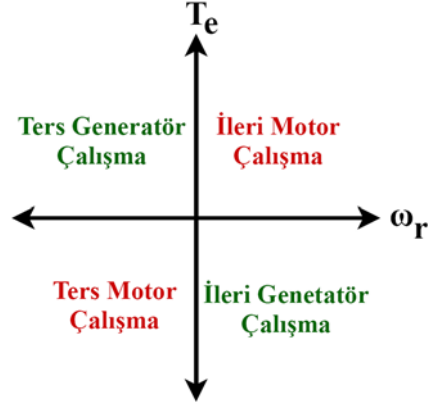
**Çizelge 5.3 : Önerilen vektör seçim tablosu**

Akı $d\lambda$	Moment $dT$	Bölge									
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	3	$V_{B3}$	$V_{B4}$	$V_{B5}$	$V_{B6}$	$V_{B7}$	$V_{B8}$	$V_{B9}$	$V_{B10}$	$V_{B1}$	$V_{B2}$
	2	$V_{O3}$	$V_{O4}$	$V_{O5}$	$V_{O6}$	$V_{O7}$	$V_{O8}$	$V_{O9}$	$V_{O10}$	$V_{O1}$	$V_{O2}$
	1	$V_{K3}$	$V_{K4}$	$V_{K5}$	$V_{K6}$	$V_{K7}$	$V_{K8}$	$V_{K9}$	$V_{K10}$	$V_{K1}$	$V_{K2}$
	0	$V_0$	$V_{31}$	$V_0$	$V_{31}$	$V_0$	$V_{31}$	$V_0$	$V_{31}$	$V_0$	$V_{31}$
	-1	$V_{K9}$	$V_{K10}$	$V_{K1}$	$V_{K2}$	$V_{K3}$	$V_{K4}$	$V_{K5}$	$V_{K6}$	$V_{K7}$	$V_{K8}$
	-2	$V_{O9}$	$V_{O10}$	$V_{O1}$	$V_{O2}$	$V_{O3}$	$V_{O4}$	$V_{O5}$	$V_{O6}$	$V_{O7}$	$V_{O8}$
	-3	$V_{B9}$	$V_{B10}$	$V_{B1}$	$V_{B2}$	$V_{B3}$	$V_{B4}$	$V_{B5}$	$V_{B6}$	$V_{B7}$	$V_{B8}$
0	3	$V_{B4}$	$V_{B5}$	$V_{B6}$	$V_{B7}$	$V_{B8}$	$V_{B9}$	$V_{B10}$	$V_{B1}$	$V_{B2}$	$V_{B3}$
	2	$V_{O4}$	$V_{O5}$	$V_{O6}$	$V_{O7}$	$V_{O8}$	$V_{O9}$	$V_{O10}$	$V_{O1}$	$V_{O2}$	$V_{O3}$
	1	$V_{K4}$	$V_{K5}$	$V_{K6}$	$V_{K7}$	$V_{K8}$	$V_{K9}$	$V_{K10}$	$V_{K1}$	$V_{K2}$	$V_{K3}$
	0	$V_{31}$	$V_0$	$V_{31}$	$V_0$	$V_{31}$	$V_0$	$V_{31}$	$V_0$	$V_{31}$	$V_0$
	-1	$V_{K8}$	$V_{K9}$	$V_{K10}$	$V_{K1}$	$V_{K2}$	$V_{K3}$	$V_{K4}$	$V_{K5}$	$V_{K6}$	$V_{K7}$
	-2	$V_{O8}$	$V_{O9}$	$V_{O10}$	$V_{O1}$	$V_{O2}$	$V_{O3}$	$V_{O4}$	$V_{O5}$	$V_{O6}$	$V_{O7}$
	-3	$V_{B8}$	$V_{B9}$	$V_{B10}$	$V_{B1}$	$V_{B2}$	$V_{B3}$	$V_{B4}$	$V_{B5}$	$V_{B6}$	$V_{B7}$

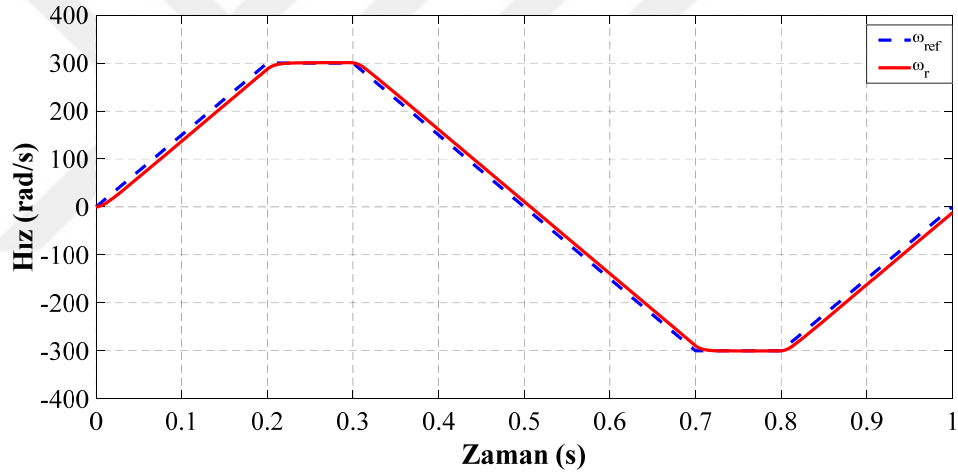
Burada iki seviyeli akı karşılaştırıcısında akının artması gerekli ise  $d\lambda=1$ , azaltılması için  $d\lambda=0$  kabul edilir. Momentin arttırılması için ise 7 seviyeli karşılaştırıcıda referans ve tahmin değerlerinin farkından oluşan hatanın bant aralığındaki konumuna göre  $dT$ ; 1, 2 veya 3 değerini alırken, azaltılması için  $dT$ ; -1, -2 veya -3 değerlerinden birini almaktadır.

Yük momenti  $T_L=0$  iken  $t=0,2$  s'de referans hız  $\omega_r=300$  rad/s'ye ulaşırken  $t=0,7$  s'de referans hız  $\omega_r=-300$  rad/s ve  $t=1$  s'de referans hız  $\omega_r=0$  rad/s yapılmıştır. Böylece Şekil 5.8'de gösterilen dört bölgeli çalışma durumu için sabit mıknatıslı senkron motorun doğrudan moment kontrolü metodu uygulanarak performansı incelenmiştir. Bu benzetimde moment histerezis karşılaştırıcısı 7 seviyeli olarak düzenlenmiştir. Moment histerezis bant aralıkları vektör büyüklükleri ile orantılı olarak; 1:1,618:1,618<sup>2</sup> şeklinde ayarlanmıştır. En içteki bant genişliği tahmini momentin 0,05 katına gelecek şekilde düzenlenirken, akı bant genişliği ise referans akı değerinin 0,005 katına göre düzenlenmiştir. Ayrıca dört bölgeli çalışmada, motor her iki dönüş yönünde de motor ve generatör olarak çalışmaktadır. İleri yönde motor

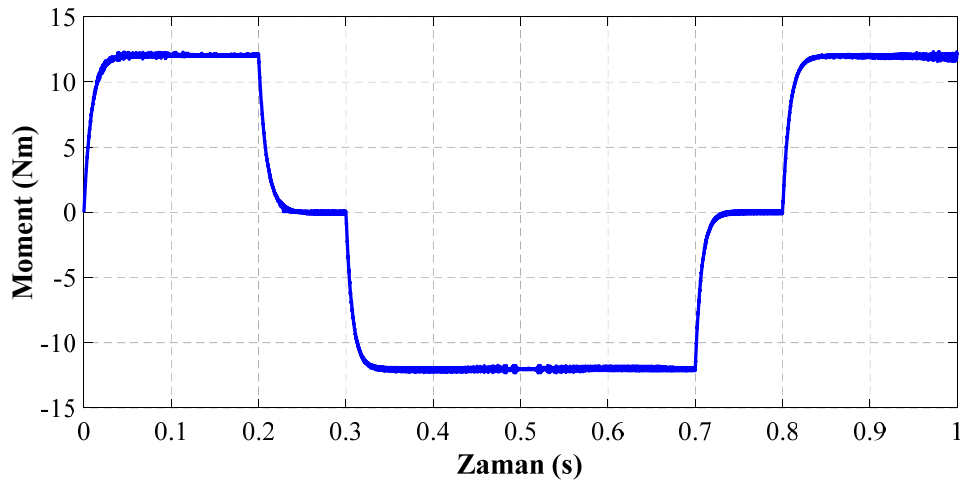
çalışma olan 1. bölgede hız ve moment pozitif değerdedir. İleri yönde generatör çalışma olan 2. bölgede hız pozitif iken moment negatiftir. Ters motor çalışma olan 3. bölgede hem hız hem moment negatif değerdedir. Hızın negatif momentin pozitif olduğu 4. bölge ise ters yönde generatör çalışma bölgesidir.



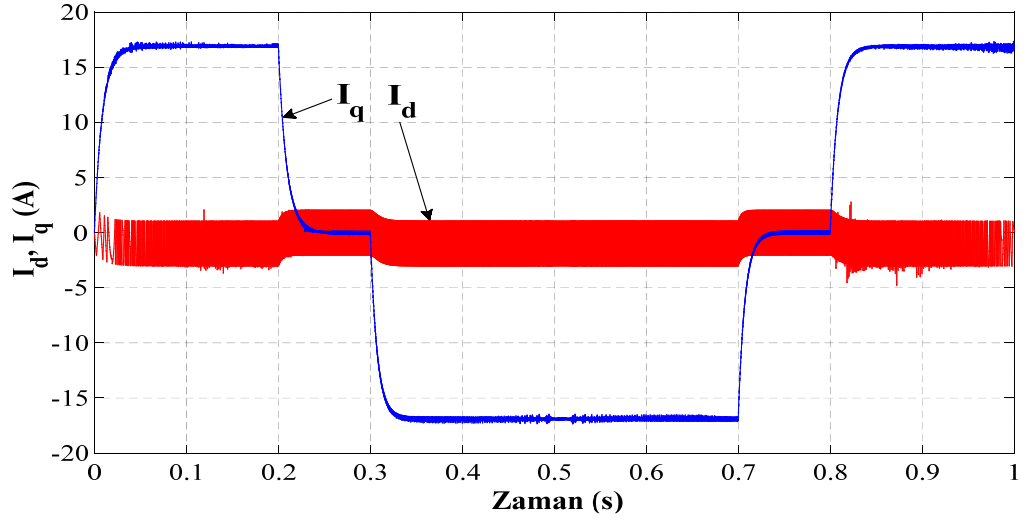
Şekil 5.10 : Dört bölge çalışma



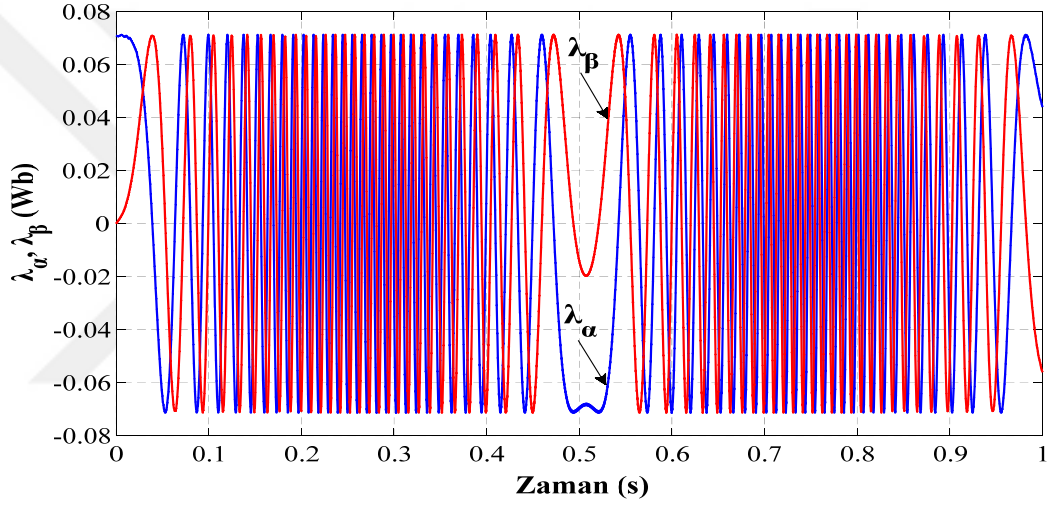
Şekil 5.11 : Hızın zamana göre değişimi



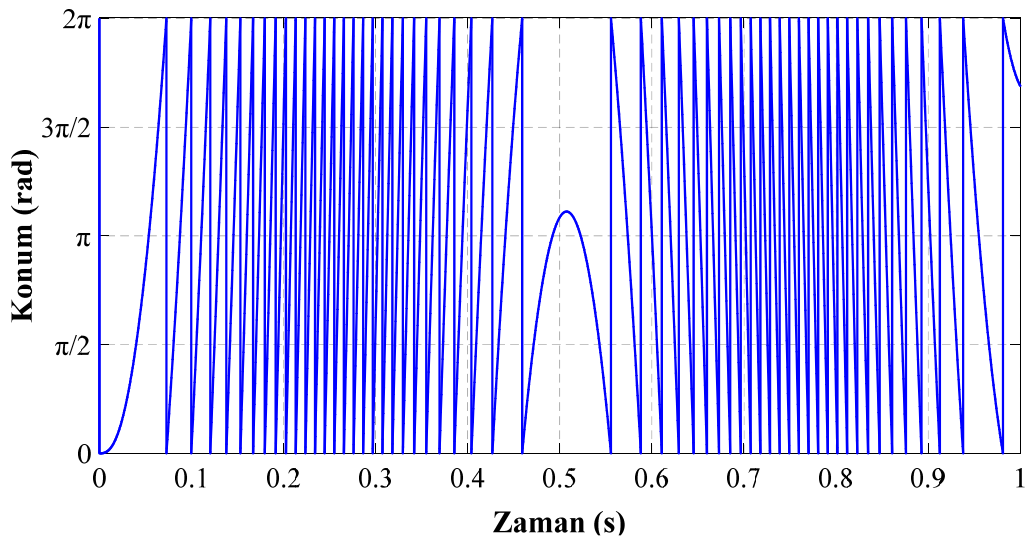
Şekil 5.12 : Moment cevabı



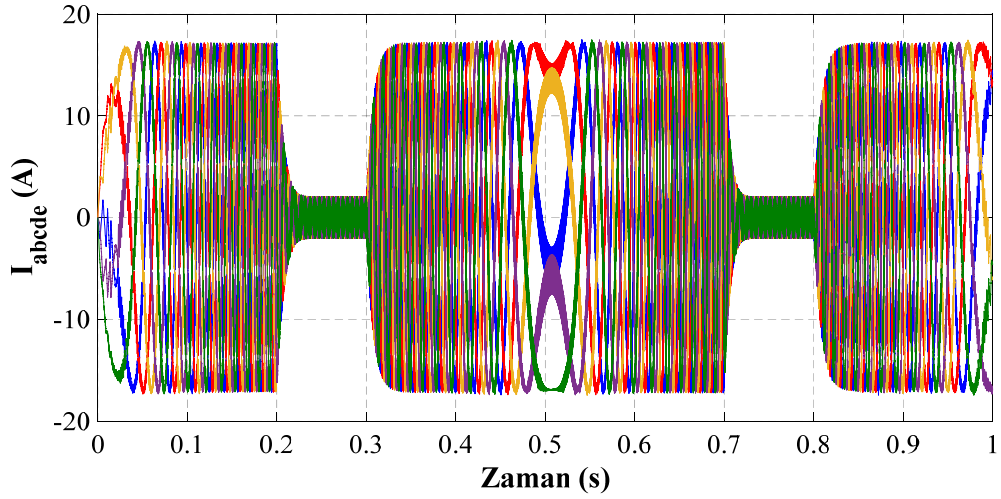
Şekil 5.13 : dq referans eksen takımı akımlarının değişimi



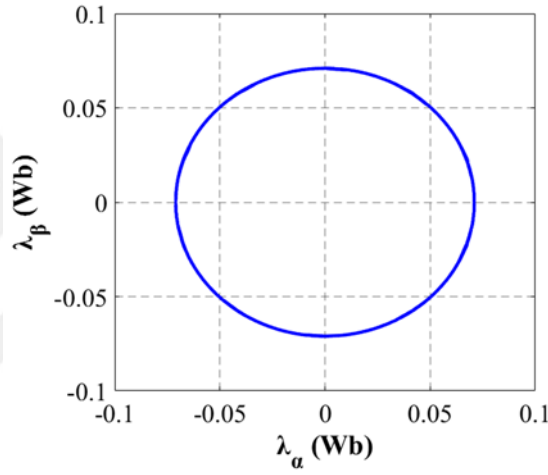
Şekil 5.14 : Sabit eksen takımı için akıların zamana göre değişimi



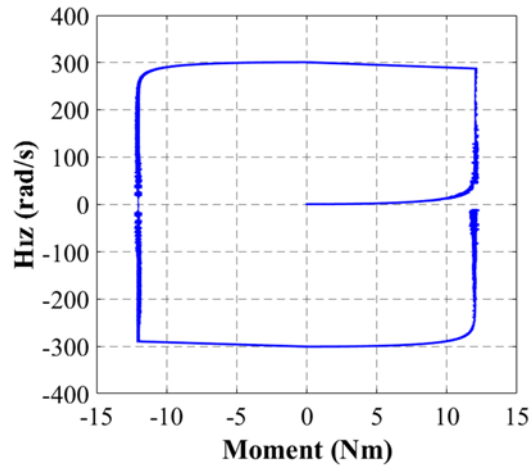
Şekil 5.15 : Rotor açısının zamana göre değişimi



Şekil 5.16 : Stator akımlarının zamana göre değişimi



Şekil 5.17 : Sabit eksen takımında stator akıları

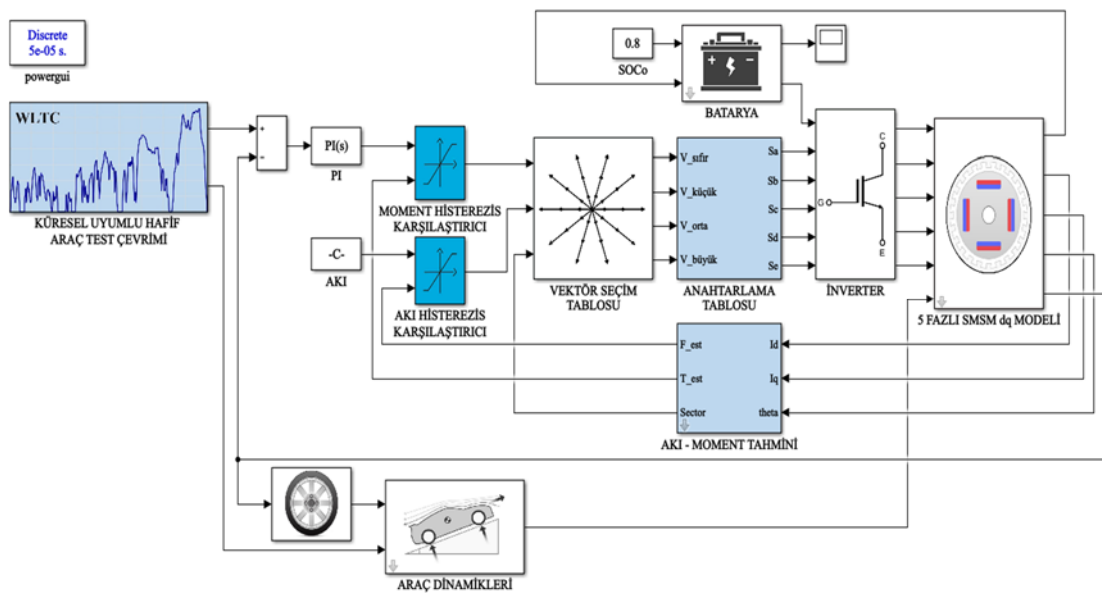


Şekil 5.18 : Dört bölge çalışma durumunda rotor hızının momente göre değişimi

Şekil 5.11 ve 5.12’de sırasıyla referans hıza göre gerçek hız eğrisi ve hız değişimine göre momentin tepkisi görülmektedir. Referans hız değeri ile gerçek hız arasında 26 ms’lik cevap süresi bulunmaktadır. İleri ya da ters yönde hızlanma süresince moment

en yüksek değeri alırken referans hıza ulaştığında yük momenti değerine düşmektedir. Bu benzetimde yük momenti sıfır olarak alındığından; momentin sıfıra düştüğü görülmektedir. Ek olarak, Şekil 5.13'te d ve q akımlarına bağlı olan momentin özellikle q eksenine ait akımla doğru orantılı olarak değiştiği görülmektedir. Şekil 5.15'te ise rotor açısının zamana göre değişimi verilmektedir. Böylece motor hızının değer ve yön olarak değişiminin rotor üzerindeki etkisi görülmektedir. Motorun hızındaki değişime stator akımlarının tepkisi Şekil 5.16'da görülmektedir. Hızlanma esnasında 17 A akım çeken motor, referans hıza ulaştığında çektiği akım değeri 2 A'e kadar düşmektedir. Şekil 5.14 ve 5.17'de sırasıyla sabit eksen takımındaki stator akımlarının zamana ve birbirlerine göre değişimi incelenmektedir. Referans değeri 0,071 Wb olan Stator akısının cevabı yaklaşık olarak 0,0714 Wb ile 0,0707 Wb arasında değişmektedir. Son olarak Şekil 5.18'de dört bölge çalışma durumu için rotor hızının değişimine göre momentin tepkisi gösterilmektedir. Böylece 7 seviyeli karşılaştırıcı kullanılan DMK ile SMSM'nin esnek bir şekilde moment kontrolü sağlanırken, momentin geçiş anlarında hızlı cevap vermesi ve kararlı durumlarda minimum dalgalanma yapması sağlanmıştır.

Bu benzetimde beş fazlı SMSM önerilen DMK yöntemi ile kontrol edilirken, sürüş çevrimi olarak kullanılan Küresel Uyumlu Hafif Araç Test Çevrimine ve bu çevrimin referans hız olarak kullanıldığı araç modelinden dolayı oluşan yüklere karşı SMSM'nin cevabı incelenmiştir. Şekil 5.19'da ise Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilen benzetimin genel diyagramı verilmiştir.

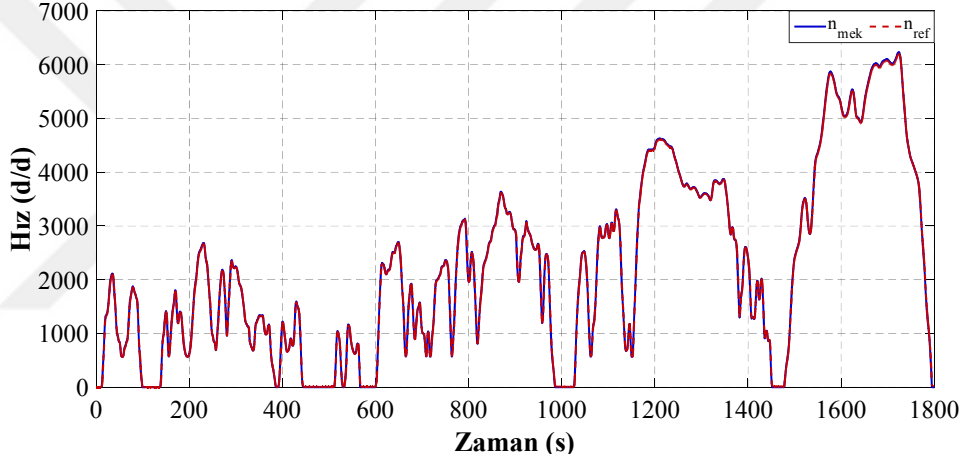


**Şekil 5.19** : KUTÇ uygulanan elektrikli araçta beş fazlı SMSM'nin DMK ile denetiminin Matlab/Simulink diyagramı

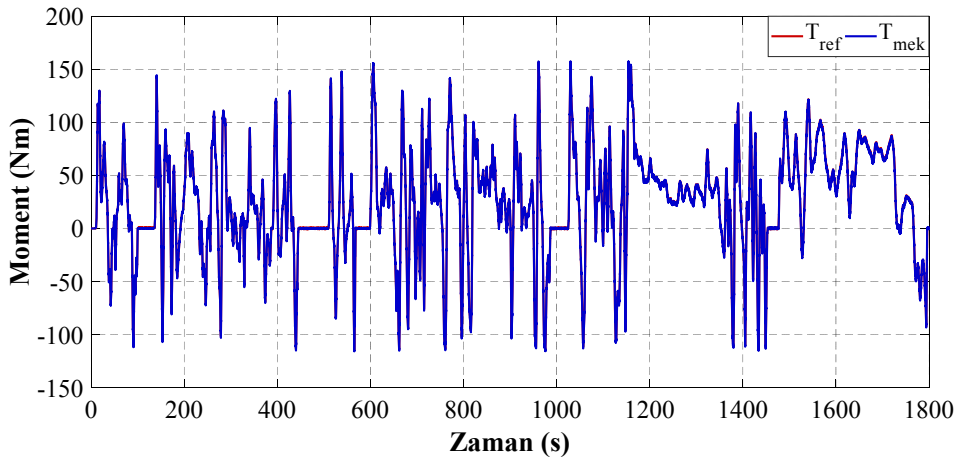
**Çizelge 5.4 : Araç parametreleri.**

Değişkenler	Değerler
Toplam Araç Ağırlığı [kg]	1200
Araç Ön Yüzey Alanı [m <sup>2</sup> ]	2
Tekerlek Yarıçapı [m]	0,2794
Dişli Oranı	5
Dişli verimi	0,9
Yer Çekimi [m/s <sup>2</sup> ]	9,81
Aerodinamik Sürtünme Katsayısı	0,3
Hava Yoğunluğu [kg/m <sup>3</sup> ]	1,205
Dönme Direnç Faktörü	0,01

Benzetimde kullanılan araç modeline ait değişkenler çizelge 5.2’de verilmiştir. Ayrıca benzetimde rüzgar hızı 0 m/s olarak alınırken, aracın sürüş çevrimi mesafesi boyunca eğimsiz bir yolda hareket ettiği kabul edilmiştir.



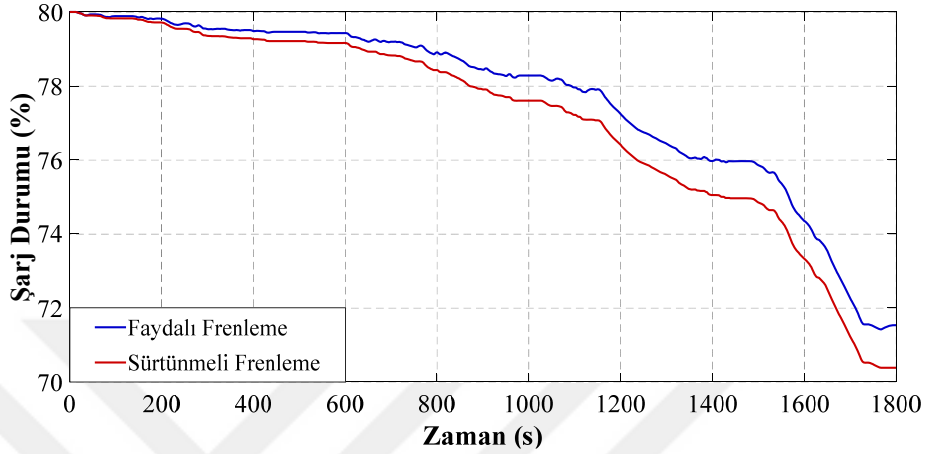
**Şekil 5.20 : Küresel uyumlu sürüş çevrimine göre motor hızı**



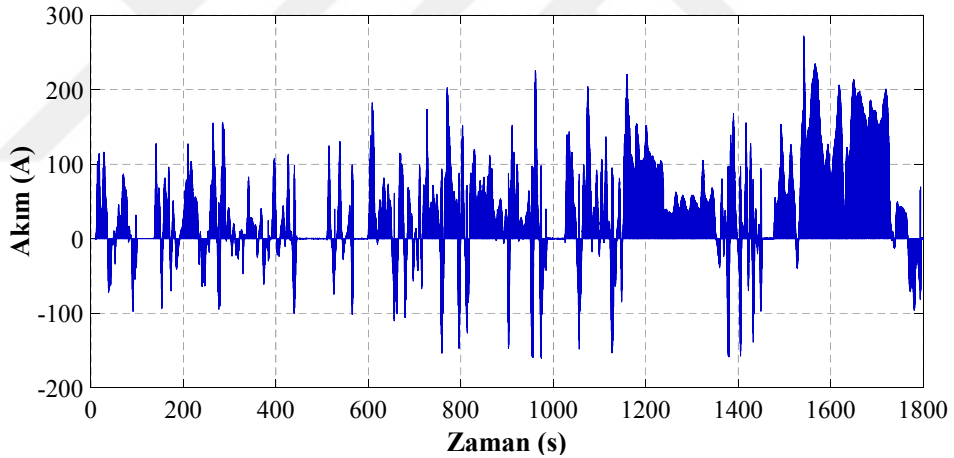
**Şekil 5.21 : Küresel uyumlu sürüş çevrimine göre motor momentini**

Şekil 5.20 ve 5.21’de sırasıyla referans değerlere göre motor hızı ve momentini görülmektedir. Bununla beraber enerji depolama sistemi olarak kullanılan Li-İyon

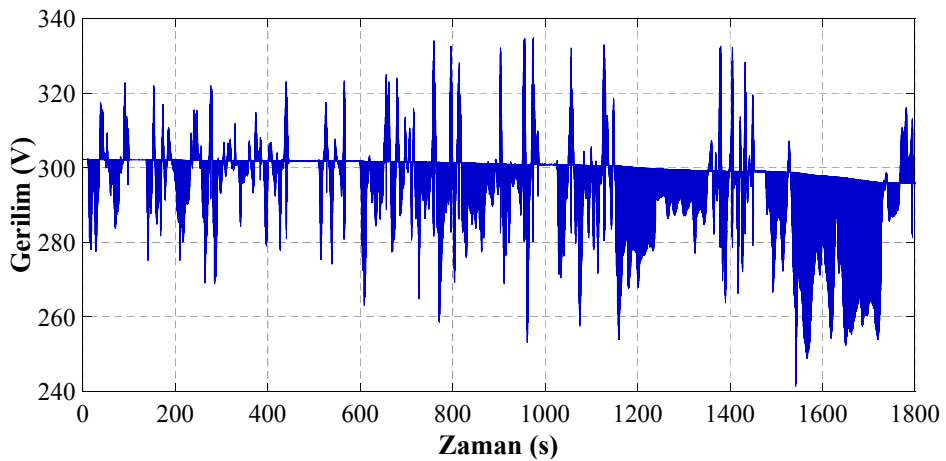
batarya hücrelerinin 20°C'deki çalışma verileri kullanılmıştır. 3,94 V gerilime ve 31 Ah kapasiteye sahip olan hücre 76S3P bağlantı konfigürasyonu oluşturularak, motor için gerekli olan 300 V<sub>da</sub> gerilimi sağlanmıştır. Paralel bağlantılar ile 93 Ah'lık, diğer bir ifadeyle 27,9 kWh'lik enerjiye sahip enerji depolama sistemi elde edilmiştir. Benzetimde bataryanın başlangıç şarj durumu olarak %80 seçilmiştir.



Şekil 5.22 : Batarya şarj durumu

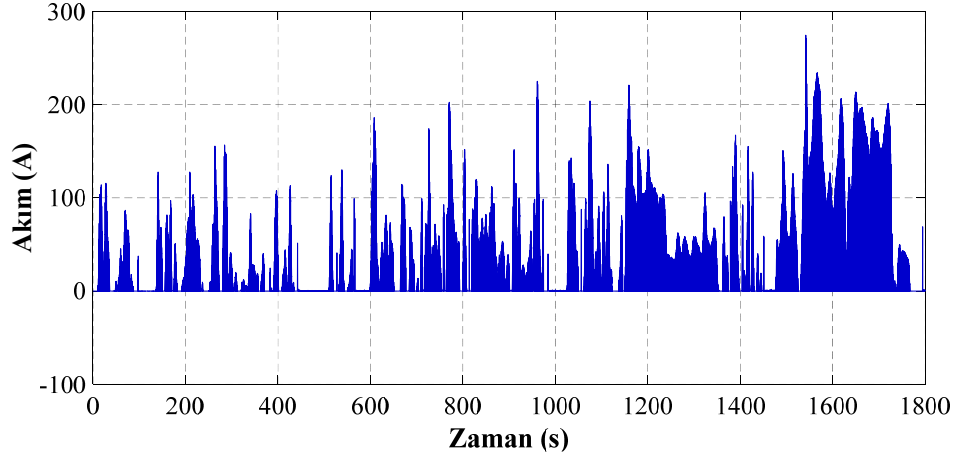


Şekil 5.23 : Faydalı frenleme durumunda batarya akımı

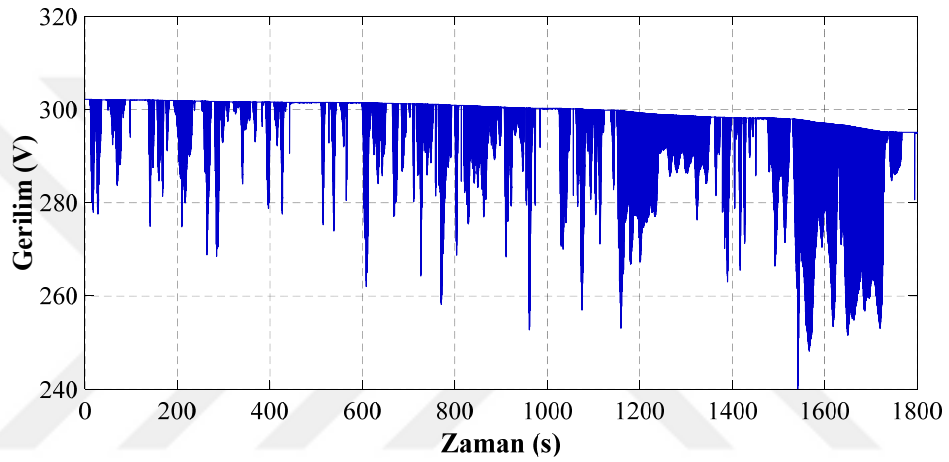


Şekil 5.24 : Faydalı frenleme durumunda batarya gerilimi

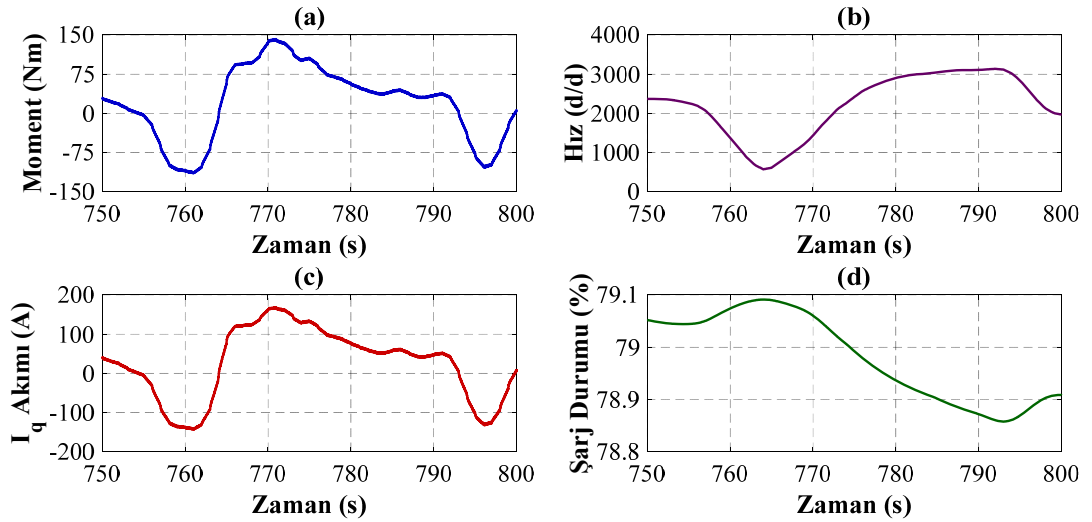




Şekil 5.25 : Sürtünlü frenleme durumunda batarya akımı



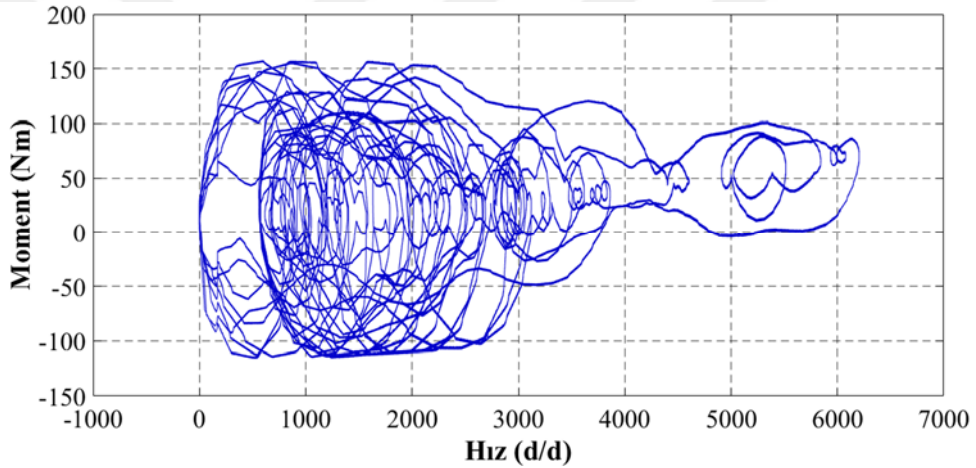
Şekil 5.26 : Sürtünlü frenleme durumunda batarya gerilimi



Şekil 5.27 : Örnek faydalı frenleme durumu için (a) moment (b) hız (c) q eksenli akımı (d) batarya şarj durumu

Batarya şarj durumu başlangıç değeri olan %80'den kullanılan sürüş çevrimi ve araç değişkenleri doğrultusunda benzetim sonucunda Şekil 5.22'de gösterildiği üzere

faydalı frenleme için batarya şarj durumu çevrim sonucunda %71,53'e düşerken, faydalı frenlemenin olmadığı sadece sürtünmeli fren durumunda ise şarj durumu %70,38'e kadar düşmektedir. Ayrıca şarj durumuna göre değişen açık devre gerilimi, seri direnç değeri ve polarizasyon kondansatör ile direncinin değerleri sebebiyle batarya çıkış gerilimi başlangıç koşullarında 302,2 V iken, faydalı frenlemede 295,9 V, sürtünmeli frenlemede ise 295,1 V'a kadar gerilemiştir. Ek olarak, Şekil 5.27'de gösterilen ve 750-800 saniyeleri arasında alınan 50 saniyelik örneklemede; elektrik motorunun yavaşladığı bölgelerde q eksenli akımının polaritesi negatif olarak değişmektedir. Bu durum momentin polaritesinin de değişmesine neden olacaktır. Böylece frenleme gücü elektrik enerjisine dönüştürülerek bataryanın şarj edilmesi sağlanmaktadır. Böylece faydalı frenlemenin gerçekleştiği bu bölgelerde enerjinin tekrar kazanımı söz konusu olmaktadır.



**Şekil 5.28** : Küresel uyumlu sürüş çevrimi için hız-moment değişimi

Küresel uyumlu sürüş çevrimine ait hız (km/h) bilgisi, araç dişli oranına ve tekerlek yarıçapına bağlı olarak motor hızı (d/d) bilgisine dönüştürülmüştür. Böylece tahrik motorunun tepe mil hızı değeri 6205 d/d iken, ileri motor mil momenti tepe değeri 158 Nm ve ters fren (generatör) momenti tepe değeri 116 Nm'dir. Sürüş çevriminin tamamı için hız-moment değişimi ise Şekil 5.28'de gösterilmiştir.

## 6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Yüksek güç ve moment yoğunluğu nedeniyle sabit mıknatıslı senkron motorlar elektrikli araçlar başta olmak üzere birçok uygulamada ön plana çıkmaktadır. Ayrıca beş fazlı SMSM'ler geleneksel üç fazlı SMSM'lere göre daha yüksek hata toleransı ve düşük DA hat akımı harmonikleri gibi avantajlara sahiptir. Bununla beraber tercih edilen kontrol yöntemi olan DMK ile kontrol yapısı basitleştirilirken motorun hızlı dinamik cevabı vermesi sağlanmış olmaktadır. Ayrıca beş fazlı inverter yapısı sayesinde artan anahtarlama sayısı sayesinde esnek moment ve akı kontrolü sağlanmış olmaktadır.

Bu çalışmada; elektrikli araca, bataryaya ve SMSM'ye ait matematiksel modeller elde edilmiştir. 7 seviyeli histerezis karşılaştırıcı kullanılan moment kontrolü ile kontrol edilen motor ve motor ile tahrik edilen bataryalı elektrikli araca; yakın zamanda ticari firmalar tarafından geçiş yapılmaya başlanan Küresel Uyumlu Hafif Araç Test Çevrimi uygulanmıştır.

5 fazlı inverter sisteminin getirdiği anahtarlama kombinasyonları sayesinde 32 adet gerilim vektörü oluşurken, 30 adet etkin gerilim vektörü 3 gruba ayrılmaktadır. Farklı büyüklükteki vektör grupları ayrı ayrı uygulandığında herbir grubun davranışı incelenmiştir. Burada küçük vektörler, kararlı durumlarda düşük moment dalgalanmaları oluştururken, büyük vektörler ise geçiş anlarında hızlı moment cevabı sağlamaktadır.

Ayrıca dört bölge çalışma için önerilen 7 seviyeli karşılaştırıcı ile moment cevabı ve motora ait değişkenler de incelenmiştir. Böylece önerilen bant seviyesi sonucunda moment cevabı ve dalgalanması gözlemlenmiştir.

Son olarak küresel sürüş çevriminin uygulandığı elektrikli araç modelinde bataryanın şarj durumu ve şarj durumunun çıkış gerilimine etkileri incelenmiştir. Günümüzde kullanılmakta olan sürüş çevrimlerine göre çeşitli avantajları olan küresel çevrim sayesinde modellenen aracın enerji tüketimine gerçekçi bir yaklaşım hedeflenmiştir. Ayrıca faydalı frenleme ile enerjinin geri kazanımı sayesinde bataryanın kapasitesine

etkileri incelenmiştir. Belirlenen koşullar için, tamamen sürtünmeli duruma göre %1,15 oranında batarya şarj durumunun daha yüksek olduğu gözlemlenmiştir. Diğer bir ifadeyle 8,95 Ah yerine 7,88 Ah'lik enerji harcanarak 1,07 Ah'lik enerji kazanımı gerçekleşmiştir.

Gelecek çalışmalarda, benzetimi yapılan sistemin deneysel çalışmalar ile test edilmesi ve elde edilen sonuçlar doğrultusunda geliştirilmesi hedeflenmektedir.



## KAYNAKLAR

- [1] **Sadeghi, S., & Parsa, L.** (2010). Design and Dynamic Simulation of Five Phase Interior Permanent Magnet Machine for Series Hybrid Electric Vehicles. *2010 IEEE Green Technologies Conference*, Grapevine, Nisan 15-16.
- [2] **Parsa, L., & Toliyat, H. A.** (2007). Fault-Tolerant Interior-Permanent-Magnet Machines for Hybrid Electric Vehicle Applications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 56(4 I), 1546–1552.
- [3] **Guo, Q., Zhang, C., Li, L., Zhang, J., & Wang, M.** (2017). Maximum Efficiency Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines for Electric Vehicles. *Energy Procedia*, 105, 2267–2272.
- [4] **Yu, F., Zhang, X., Qiao, M., & Du, C.** (2008). The Direct Torque Control of Multiphase Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Low harmonic Space Vector PWM. *2008 IEEE International Conference on Industrial Technology*, Chengdu, Nisan 21-24.
- [5] **Pandit, J. K., Aware, M. V., Nemade, R. V., & Levi, E.** (2017). Direct Torque Control Scheme for a Six-Phase Induction Motor with Reduced Torque Ripple. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(9), 7118–7129.
- [6] **Levi, E.** (2008). Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(5), 1893–1909.
- [7] **Raj, L., Victor, L., Jidin, A., Ibrahim, Z., Karim, K. A., & Said, M. A.** (2013). Optimal Torque Control Performance of DTC of 5-Phase Induction Machine. In *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems*, (ss.2094–2099). Busan, Ekim 26-29.
- [8] **Kim, N., & Kim, M.** (2009). Modified Direct Torque Control System of Five Phase Induction Motor. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 4(2), 266–271.
- [9] **Zheng, L.-B., Fletcher, J. E., Williams, B. W., & He, X.-N.** (2011). A Novel Direct Torque Control Scheme for a Sensorless Five-Phase Induction Motor Drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(2), 503–513.
- [10] **Kang, S., Shin, H. U., Park, S., & Lee, K.** (2017). Optimal Voltage Vector Selection Method for Torque Ripple Reduction in the Direct Torque Control of Five-phase Induction Motors. *Journal of Power Electronics*, 17(5), 1203–1210.
- [11] **Toliyat, H. A., & Huangsheng Xu.** (2000). A Novel Direct Torque Control (DTC) Method for Five-Phase Induction Machines. *APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, (ss.162–168). New Orleans, Şubat 6-10.
- [12] **Parsa, L., & Toliyat, H. A.** (2007). Sensorless Direct Torque Control of Five-phase Interior Permanent Magnet Motor Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43(4), 952–959.

- [13] Li, Y., Gerling, D., Ma, J., Liu, J., & Yu, Q. (2010). The Comparison of Control Strategies for the Interior PMSM Drive used in the Electric Vehicle. *World Electric Vehicle Journal*, 4(1), 648–654.
- [14] Gao, L., Fletcher, J. E., & Zheng, L. (2011). Low-Speed Control Improvements for a Two-Level Five-Phase Inverter-Fed Induction Machine Using Classic Direct Torque Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(7), 2744–2754.
- [15] Niu, F., Wang, B., Babel, A. S., Li, K., & Strangas, E. G. (2016). Comparative Evaluation of Direct Torque Control Strategies for Permanent Magnet Synchronous Machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(2), 1408–1424.
- [16] Semenov, D., Tian, B., An, Q. T., & Sun, L. (2016). Position Estimation for Sensorless FOC of Five-Phase PMSM in electric vehicles. *2016 Australasian Universities Power Engineering Conference*, Brisbane, Eylül 25-28.
- [17] Tatte, Y., & Aware, M. (2018). Torque Ripple Reduction in Direct Torque Controlled Five-Phase Induction Motor Using Modified Five-Level Torque Comparator. *Sādhanā*, 43(6), 1–14.
- [18] Chau, K. T. (2015). *Electric Vehicle Machines and Drives Desing, Analysis and Application*. Chennai, India.: John Wiley & Sons Singapore Pte. Ltd.
- [19] Rashid, M. H. (Ed.). (2018). *Power Electronics Handbook* (4. bs.). Cambridge, United States.: Butterworth-Heinemann.
- [20] Larminie, J., & Lowry, J. (2012). *Electric Vehicle Technology Explained*. Chichester, West Sussex.: John Wiley & Sons.
- [21] Emadi, A. (2015). *Advanced Electric Drive Vehicles*. Baco Raton, FL.:CRC Press.
- [22] Ehsani, M., Gao, Y., & Emadi, A. (2010). *Modern Electric, Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design* (2nd ed.). Baco Raton, FL.:CRC Press.
- [23] Kwang, H. N. (2010). *AC Motor Control and Electric Vehicle Applications*. Boca Raton, FL.: CRC Press.
- [24] Karabasoglu, O., & Michalek, J. (2013). Influence of Driving Patterns on Life Cycle Cost and Emissions of Hybrid and Plug-In Electric Vehicle Powertrains. *Energy Policy*, 60, 445–461.
- [25] Onori, S., Serrao, L., & Rizzoni, G. (2016). *Hybrid Electric Vehicles Energy Management Strategies*. New York.: Springer.
- [26] Pfriem, M., & Gauterin, F. (2016). Development of real-world Driving Cycles for Battery Electric Vehicles. *World Electric Vehicle Journal*, 8, 14–24.
- [27] Mi, C., & Masrur, M. A. (2018). *Hybrid Electric Vehicles: Principles and Applications with Practical Perspectives*. West Sussex, UK.: Wiley.
- [28] Tutuianu, M., Marotta, A., Steven, H., Ericsson, E., Haniu, T., Ichikawa, N., & Ishii, H. (2014). Development of a World-wide Worldwide harmonized Light duty driving Test Cycle (GRPE-68-03).
- [29] Dimaratos, A., Tsokolis, D., Fontaras, G., Tsiakmakis, S., Ciuffo, B., &

**Samaras, Z.** (2016). Comparative Evaluation of the Effect of Various Technologies on Light-Duty Vehicle CO<sub>2</sub> Emissions over NEDC and WLTP. *Transportation Research Procedia*, 14, 3169–3178.

[30] **Xue, X. D., Cheng, K. W. E., & Cheung, N. C.** (2008). Selection of Electric Motor Drives for Electric Vehicles. *Power Engineering Conference*, Sydney, Aralık 4-17.

[31] **Zhu, Z. Q., & Howe, D.** (2007). Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 95(4), 746–765.

[32] **Zeraoulia, M., Benbouzid, M. E. H., & Diallo, D.** (2006). Electric Motor Drive Selection Issues for HEV Propulsion Systems: A Comparative Study. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 55(6), 1756–1764.

[33] **Ehsani, M., Yimin, G., & Miller, J. M.** (2007). Hybrid Electric Vehicles: Architecture and Motor Drives. *Proceedings of the IEEE*, 95(4), 719–728.

[34] **Krishnan, R.** (2001). *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*. Boca Raton, Florida.: CRC Press LLC.

[35] **Sadeghi, S., Guo, L., Toliyat, H. A., & Parsa, L.** (2012). Wide Operational Speed Range of Five-Phase Permanent Magnet Machines by Using Different Stator Winding Configurations. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(6), 2621–2631.

[36] **Liu, W.** (2017). *Hybrid Electric Vehicle System Modeling and Control*. Hoboken, NJ.: John Wiley & Sons Ltd.

[37] **Parsa, L.** (2005). On Advantages of Multi-Phase Machines. *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, (ss.1574–1579). Raleigh, Kasım 6-10.

[38] **Khaligh, A., & Li, Z.** (2010). Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 59(6), 2806–2814.

[39] **Kumar, L., & Jain, S.** (2014). Electric Propulsion System for Electric Vehicular Technology: A Review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 29, 924–940.

[40] **Tremblay, O., & Dessaint, L. A.** (2009). Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications. *World Electric Vehicle Journal*, 3(2), 289–298.

[41] **Ying, J., Ramachandaramurthy, V. K., Miao, K., & Mithulananthan, N.** (2015). A Review on the State-of-the-Art Technologies of Electric Vehicle , Its Impacts and Prospects, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 49, 365–385.

[42] **Yao, L. W., Aziz, J. A., Kong, P. Y., & Idris, N. R. N.** (2013). Modeling of lithium-ion battery using MATLAB/simulink. *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, (ss.1729–1734). Vienna, Kasım 10-13.

[43] **Vas, P.** (1998). *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press.

- [44] Lin, W., Liu, D., Wu, Q., Lu, Q., Cui, L., & Wang, J. (2015). Comparative Study on Direct Torque Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicle. *IFAC-PapersOnLine*, 48(11), 65–71.
- [45] Buja, G. S., & Kazmierkowski, M. P. (2004). Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors—A Survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(4), 744–757.
- [46] Krishnan, R. (2001). *Electric Motor Drives: Modeling Analysis and Control*. Upper Saddle River, New Jersey.: Prentice Hall.
- [47] Kazmierkowski, M., Blaabjerg, F., & Krishnan, R. (2002). *Control in Power Electronics Selected Problems*. San Diego, California.:Academic Press.
- [48] Garcia, X. del T., Zigmund, B., Terlizzi, A. A., Pavlanin, R., & Salvatore, L. (2011). Comparison Between FOC and DTC Strategies for Permanent Magnet Synchronous Motors. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 5(1), 76–81.
- [49] Levi, E., Bojoi, R., Prufumo, F., Toliyat, H. A., & Williamson, S. (2007). Multiphase Induction Motor Drives - a Technology Status Review. *IET Electric Power Applications*, 1(4), 489–516.
- [50] Raj, L. R. L. V., Jidin, A., Che Wan Mohd Zalani, C. W. M. F., Abdul Karim, K., Wee Yen, G., & Jopri, M. H. (2013). Improved Performance of DTC of Five-Phase Induction Machines. *Proceedings of the 2013 IEEE 7th International Power Engineering and Optimization Conference*, (ss.613–618). Langwaki, Temmuz 3-4.
- [51] Xu, H., Toliyat, H. A., & Petersen, L. J. (2002). Five-Phase Induction Motor Drives with DSP-Based Control System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(4), 304–309.
- [52] Maleki, N., Pahlavani, M. R. A., & Soltani, I. (2015). A Detailed Comparison Between FOC and DTC Methods of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive. *Journal of Electrical and Electronic Engineering*, 3(2), 92.
- [53] Zhong, L., Rahman, M. F., Hu, W. Y., & Lim, K. W. (1997). Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 12(3), 528–536.
- [54] Tatte, Y. N., & Aware, M. V. (2017). Torque Ripple and Harmonic Current Reduction in a Three-Level Inverter-Fed Direct-Torque- Controlled Five-Phase Induction Motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(7), 5265–5275.



## ÖZGEÇMİŞ

**Ad-Soyad** : Aykut Bıçak  
**Doğum Tarihi ve Yeri** : 30.03.1989 / Sivas  
**E-posta** : aykut.bicak@btu.edu.tr

### ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2014, Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü
- **Yüksek Lisans** : 2018, Bursa Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

### MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

- Araştırma Görevlisi – Bursa Teknik Üniversitesi (11.2017 – ...)
- Proje Mühendisi – Berg Elektrik Cihazları Ltd. (07.2014 – 10.2017)