

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ELEKTRİKLİ ARAÇ TAHRİK SİSTEMLERİNDE KULLANILAN SMSM’NİN
MİNİMUM KAYIP KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Furkan AYDOĞAN

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

HAZİRAN 2019

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ELEKTRİKLİ ARAÇ TAHRİK SİSTEMLERİNDE KULLANILAN SMSM’NİN
MİNİMUM KAYIP KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Furkan AYDOĞAN
(504141045)**

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Murat YILMAZ

HAZİRAN 2019

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504141045 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Furkan AYDOĞAN, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “ELEKTRİKLİ ARAÇ TAHRİK SİSTEMLERİNDE KULLANILAN SMSM’NİN MİNİMUM KAYIP KONTROLÜ” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Dr. Öğr. Üyesi Murat YILMAZ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Abdülkadir BALIKÇI
Gebze Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : 30 Nisan 2019
Savunma Tarihi : 13 Haziran 2019





Sema'ya,



ÖNSÖZ

Öncelikle, danışmanım Sayın Dr. Öğr. Üyesi Murat YILMAZ’a bu tez çalışmasının oluşmasında sağladığı yardımlardan dolayı teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmasının oluşmasını sağlayan CADEM A.Ş.’ye, destekleriyle yanımda olan yöneticim Fatih TERZİOĞLU’na, yol göstericiliği ile Erol ÖZKARSLI’ya, iş arkadaşlarım Hatice, Ersin, Ceyhun ve Levent’e teşekkürü borç bilirim.

Eğitim hayatım boyunca desteklerini esirgemeyen aileme sonsuz saygılarımı sunarım. Tez sürecinde bana her daim destek olan ve sabır gösteren sevgili eşim Sema’ya çok teşekkür ederim.

Mayıs 2019

Furkan AYDOĞAN
(Elektronik ve Haberleşme Mühendisi)



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
SEMBOLLER	xiii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xv
ŞEKİL LİSTESİ.....	xvii
ÖZET.....	xxi
SUMMARY	xxiii
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	1
1.2 Literatür Araştırması	2
2. ELEKTRİKLİ ARAÇ TEKNOLOJİLERİ.....	11
2.1 Hibrit Elektrikli Araçlar	11
2.1.1 Seri hibrit elektrikli araçlar	13
2.1.2 Paralel hibrit elektrikli araçlar	14
2.1.3 Seri-paralel hibrit elektrikli araçlar	14
2.1.4 Kompleks hibrit elektrikli araçlar	15
2.2 Tam Elektrikli Araçlar	16
2.3 Elektrikli Araç Tahrik Motoru Türleri	16
2.3.1 Sürekli mıknatıslı senkron motor	19
2.3.2 Sürekli mıknatıs destekli senkron relüktans motor	20
2.3.3 Fırçasız doğru akım motoru	20
2.3.4 Fırçalı doğru akım motoru	21
2.3.5 Relüktans motorları.....	21
2.4 Elektrikli Araç Enerji Depolama Sistemleri.....	22
2.4.1 Volan	22
2.4.2 Bataryalar	23
2.4.3 Yakıt hücreleri.....	25
2.4.4 Ultrakapasitörler.....	26
2.5 GSM Motorun Matematiksel Modeli	27
3. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN KONTROLÜ	31
3.1 Skaler Kontrol	31
3.2 Doğrudan Moment Kontrolü	32
3.3 Alan Yönlendirmeli Kontrol	34
3.4 Koordinat Dönüşümleri.....	36
3.5 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu	38
3.6 Amper Başına Maksimum Moment Kontrolü.....	41
3.6.1 Moment ifadesinin çözümüne dayalı kontrol.....	45
3.6.2 Eksen akımlarının ilişkisine dayalı kontrol	46
3.6.3 Arama algoritmalarına dayalı kontrol	47

3.7 Alan Zayıflatma.....	48
3.7.1 SMSM'nin alan zayıflatma performansı	49
3.7.2 Alan zayıflatma metotları.....	51
3.7.2.1 Sabit gerilim sabit güç kontrolü	52
3.7.2.2 Sabit akım sabit güç kontrolü.....	53
3.7.2.3 Akım vektörü kontrolü	54
4. GÖMÜLÜ SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜNÜN BENZETİMİ.....	57
4.1 Motor ve Sürücü Parametrelerinin Belirlenmesi.....	57
4.2 Benzetim Modellerinin Oluşturulması	61
4.2.1 Koordinat dönüşümleri.....	62
4.2.2 UVDGM ile anahtarlama işaretlerinin oluşturulması	62
4.2.3 Gerilim kaynaklı evirici ve GSM motorun modeli	63
4.2.4 ABMM kontrolcülerinin tasarımı.....	64
4.2.5 Alan zayıflatma kontrolcüsü tasarımı	66
4.2.6 PI denetleyici ve gerilim limitleyici tasarımları.....	67
4.3 Kontrolcü ve Motorun Birlikte Benzetimleri	68
4.3.1 Sabit moment bölgesi benzetimleri	68
4.3.2 Sabit güç bölgesi benzetimleri	72
4.4 Kontrolcünün Alternatif GSM Motor ile Birlikte Benzetimleri.....	77
5. SÜRÜCÜNÜN VE KONTROL SİSTEMİNİN GERÇEKLENMESİ VE DENEYSEL ÇALIŞMALAR.....	81
5.1 Sürücü Tasarımı ve Gerçeklenmesi.....	81
5.1.1 Geliştirme kiti.....	83
5.1.2 Arayüz kartı.....	84
5.1.3 IGBT kontrol kartı.....	85
5.1.4 Anahtarlama elemanı.....	86
5.1.5 Akım sensörleri	87
5.1.6 Rotor pozisyon sensörü	87
5.2 Motorun Mekanik Tasarımı ve Gerçeklenmesi.....	88
5.3 Kontrolcü Yazılımının Tasarımı.....	89
5.4 Deney Düzeneği ve Sistemi.....	92
5.5 Gerçekleştirilen Deneysel Çalışmalar	93
5.5.1 Sabit moment bölgesi deneyleri	94
5.6 Deney ve Benzetim Sonuçlarının Karşılaştırılması.....	96
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	99
6.1 Alan Zayıflatma Performansının İyileştirilmesi.....	99
6.2 Gelecek Çalışmalar.....	99
KAYNAKLAR.....	101
ÖZGEÇMİŞ.....	107

KISALTMALAR

ABMM	: Amper Başına Maksimum Moment (MTPA)
ADC	: Analog Digital Converter
AM	: Asenkron Motor
ARM	: Anahtarlama Relüktans Motoru (SRM)
ASIL	: Otomotiv Güvenliği Bütünlük Seviyeleri
AYK	: Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC)
BYS	: Batarya Yönetim Sistemi (BMS)
CAN	: Controller Area Network
DA	: Doğru Akım
DAM	: Doğru Akım Motoru
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM)
DMK	: Doğrudan Moment Kontrolü (DTC)
DSP	: Sayısal İşaret İşleyici
EMK	: Elektro Motor Kuvvet (EMF)
GSM	: Gömülü Sürekli Mıknatıslı (IPM)
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor
ISG	: Integrated Starter Alternator
İYM	: İçten Yanmalı Motor (ICE)
MCU	: Mikrodenetleyici Ünitesi
NTC	: Negative Temperature Coefficient
SASG	: Sabit Akım Sabit Güç (CCCP)
SGHA	: Sabit Güç Hız Aralığı (CPSR)
SGSG	: Sabit Gerilim Sabit Güç (CVCP)
SMdSRM	: Sürekli Mıknatıs Destekli Senkron Relüktans Motoru (PMaSynRM)
SMSM	: Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (PMSM)
SRM	: Senkron Relüktans Motoru (SynRM)
UVDGM	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (SVPWM)
YSM	: Yüzey Sürekli Mıknatıslı (SPM)



SEMBOLLER

I, i	: Akım [A]
i_d	: Stator Akımı d-ekseni Bileşeni [A]
i_q	: Stator Akımı q-ekseni Bileşeni [A]
T_e	: Elektiksel Moment [Nm]
p	: Kutup Çifti Sayısı
ϕ_M	: Sürekli Mıknatıs Akısı [Wb]
L	: Stator Endüktansı [H]
L_d	: D-ekseni endüktansı [H]
L_q	: Q-ekseni endüktansı [H]
Π	: Oransal İntegral
β	: Stator Akımı Vektörünün d-ekseni ile Yaptığı Açı [°]
γ	: Stator Akımı Vektörünün q-ekseni ile Yaptığı Açı [°]
ψ_{sd}	: Stator Akısı d-ekseni Bileşeni [Wb]
ψ_{sq}	: Stator Akısı q-ekseni Bileşeni [Wb]
ϕ	: Manyetik Akı [Wb]
ω	: Açısal Hız [rad/s]
θ	: Rotor Açısı [°]
v_s	: Stator Gerilimi [V]
v_d	: Stator Gerilimi d-ekseni Bileşeni [V]
v_q	: Stator Gerilimi q-ekseni Bileşeni [V]
R_s	: Stator Direnci [Ω]
E_0	: Sürekli Mıknatısın Oluşturduğu Zıt-Emk [V]
δ	: Stator Gerilimi ve Zıt-Emk Arasındaki Açık [°]
φ	: Stator Gerilimi ve Akımı Arasındaki Açık [°]
ξ	: Çıkıklık Oranı
λ_s	: Stator Akısı [Wb]
U_{DA}	: Doğru Akım Bara Gerilimi [V]
f	: Frekans [Hz]
d	: Anahtarlama Oranı [%]
θ_α	: Referans Gerilim Vektörünün α -ekseni ile Yaptığı Açık [°]
θ_e	: Elektriksel Açık [rad]
ω_n	: Normalize Açısal Hız
P	: Güç [kW]
G	: Maksimum Tırmanma Açısı [%]
$n_{son\ vites}$	: Son Vites Oranı
n_{dif}	: Diferansiyel Oranı
T_m	: Maksimum Moment [Nm]
$D_{tekerlek}$	: Tekerlek Çapı [m]
m_{maks}	: Aracın Maksimum Ağırlığı [kg]
g	: Yerçekimi İvmesi [m/s^2]
n	: Dönüş Hızı [rpm]
T	: Moment [Nm]

V_{maks}	: Aracın Maksimum Hızı [km/h]
n_{maks}	: Elektrik Motorunun Maksimum Hızı [rpm]
F_r	: Yuvarlanma Direnci/Lastik Sürtünmesi [N]
F_b	: Rulman Sürtünmesi [N]
F_{maks}	: Maksimum Araç Hızında Oluşan Drag Kuvveti [N]
F_g	: Eğim Direnci [N]
C_d	: Aerodinamik Direnç Katsayısı
C_{rr}	: Lastik Yuvarlanma Direnci Katsayısı
$F_{eksenel}$	: Tekerlek Üzerine Binen Eksenel Yükler [N]
C_b	: Rulman Sürtünme Katsayısı
$A_{yüzey}$	: Aracın Yüzey Alanı [m ²]
$D_{b\ mil}$	: Rulman Mil Çapı [mm]
V_{CE}	: IGBT Kollektör Emiter Gerilimi [V]



ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 : Hibritleşme derecelerine göre hibrit elektrikli araçlar.	12
Çizelge 2.2 : Elektrikli araç motorlarının kıyaslaması (+ avantaj, - dezavantaj, 0 nötr) [37].	17
Çizelge 2.3 : Enerji depolama sistemlerinin karşılaştırması [39].	22
Çizelge 2.4 : Elektrikli araç bataryalarının tipik özellikleri [41].	24
Çizelge 3.1 : DMK yönteminde gerilim vektörünün seçimi.	33
Çizelge 3.2 : DMK anahtarlama işaretinin seçimi.	34
Çizelge 3.3 : DMK ve AYK yöntemlerinin karşılaştırması [45-48].	36
Çizelge 3.4 : Anahtar durumlarına göre faz arası ve faz nötr gerilimleri.	39
Çizelge 3.5 : Referans gerilimin açısına göre sektörün belirlenmesi.	40
Çizelge 4.1 : Turcoto Uveyk aracının teknik özellikleri	58
Çizelge 4.2 : Motor özellikleri belirleme tablosu [52].	59
Çizelge 4.3 : Tasarlanan GSM Motorun temel parametreleri.	60
Çizelge 4.4 : Tasarlanan motor sürücüsünün temel parametreleri.	61
Çizelge 4.5 : Yükleme momentine göre çekilen akım değerleri.	71
Çizelge 4.6 : Hız referansına göre maksimum yükleme momenti.	76
Çizelge 4.7 : Alternatif GSM motorun temel parametreleri.	77
Çizelge 4.8 : Hız referansına göre maksimum yükleme momenti (2).	79
Çizelge 5.1 : Yükleme momentine göre çekilen akım değerleri.	96



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Eksen akımı formülü ile ABMM kontrolü [6].	4
Şekil 1.2 : Sürekli mıknatıs akısını dikkate alan ABMM kontrolcüsü [12].	5
Şekil 1.3 : Sanal sinyal enjeksiyonu ile i_d 'nin elde edilmesi [19].	6
Şekil 1.4 : GSM motorun güç-hız ve moment-hız grafiklerinin değişimi [25].	7
Şekil 1.5 : Sonlu hızlı GSM motor daire diyagramı [26].	7
Şekil 1.6 : Gerilim limiti denetleyicisi ile alan zayıflatma kontrolü [27].	8
Şekil 2.1 : Mikro ve yarı hibrit araçlarda kullanılan ISG sistemi [36].	13
Şekil 2.2 : Seri hibrit elektrikli araçların tahrik sistemi yapısı.	13
Şekil 2.3 : Paralel hibrit elektrikli araçların tahrik sistemi yapısı.	14
Şekil 2.4 : Seri-paralel hibrit elektrikli araçların tahrik sistemi yapısı.	15
Şekil 2.5 : hibrit elektrikli araçların tahrik sistemi yapısı.	15
Şekil 2.6 : Tam elektrikli araçların tahrik sistemi yapısı.	16
Şekil 2.7 : İYM ile (a) ve EM ile (b) tahrik edilen aracın hız-moment grafiği.	18
Şekil 2.8 : Elektrikli araçlarda kullanılan motor türlerinin yapısı [37,38].	18
Şekil 2.9 : YSM (sol) ve GSM (sağ) motorun rotor topolojileri [37].	19
Şekil 2.10 : GSM motorlarda kullanılan çeşitli rotor topolojileri [37].	20
Şekil 2.11 : Volan sisteminin genel yapısı [39].	23
Şekil 2.12 : Yakıt hücreli elektrikli aracın tahrik sistemi yapısı.	26
Şekil 2.13 : Ultrakapasitörlü elektrikli aracın tahrik sistemi yapısı.	27
Şekil 2.14 : SMSM'nin dq eksen eşdeğer devresi.	27
Şekil 2.15 : Sürekli mıknatıslı senkron motorun fazör diyagramı.	28
Şekil 2.16 : GSM motorun gerilim sınırı ve moment eğrileri.	29
Şekil 3.1 : Skaler kontrol genel blok diyagramı.	32
Şekil 3.2 : Doğrudan moment kontrolü genel blok diyagramı.	32
Şekil 3.3 : Alan yönlendirmeli kontrol genel blok diyagramı.	34
Şekil 3.4 : SMSM'nin çalışma bölgeleri.	35
Şekil 3.5 : Kontrol işaretlerinin referans düzlemlerindeki görünüşleri.	37
Şekil 3.6 : Üç fazlı evirici devre yapısı.	38
Şekil 3.7 : Uzay vektörlerinin $\alpha\beta$ referans düzlemindeki gösterimi.	39
Şekil 3.8 : Referans gerilim vektörünün elde edilmesi.	40
Şekil 3.9 : YSM motorun sabit moment ve ABMM çizgileri.	42
Şekil 3.10 : Moment açısının dq düzleminde ifade edilmesi.	43
Şekil 3.11 : Manyetik, relüktans ve toplam momentin açığa göre değişimi.	43
Şekil 3.12 : Aynı momenti üreten stator akım vektörleri.	44
Şekil 3.13 : GSM motorun ABMM eğrisi ve sabit moment eğrileri.	45
Şekil 3.14 : Başvuru çizelgesi yöntemi ile ABMM kontrolü.	46
Şekil 3.15 : Eksen akımları ilişkisine dayalı ABMM kontrolü.	47
Şekil 3.16 : Sanal sinyal enjeksiyonu yöntemi ile ABMM kontrolü.	48
Şekil 3.17 : Alan zayıflatma bölgesinde SMSM'nin moment ve hız değişimi	48
Şekil 3.18 : GSM motorun gerilim sınırı eğrileri.	50
Şekil 3.19 : YSM motorun gerilim sınırı eğrileri.	51

Şekil 3.20 : Sonlu hızlı GSM motorun gerilim sınırı eğrileri.	51
Şekil 3.21 : Sabit gerilim sabit güç kontrolü çizgisi.	52
Şekil 3.22 : Sabit akım sabit güç kontrolü çizgisi.....	53
Şekil 3.23 : AV kontrolünün; i_d 'nin Δi_d ile (a), vektör açısının $\Delta \gamma$ ile (b), vektör açısının K_{FW} ile (c) modifikasyonuna dayalı yöntemleri [27].	54
Şekil 4.1 : Elektrik motorunun güç-hız ve moment-hız grafikleri [52].	60
Şekil 4.2 : GSM motorun geometrik tasarımı ve manyetik analizi	61
Şekil 4.3 : Clarke dönüşümü modeli.....	62
Şekil 4.4 : Park dönüşümü modeli.	62
Şekil 4.5 : Ters Park dönüşümü modeli.	62
Şekil 4.6 : UVDGM ile anahtarlama işaretlerinin elde edilmesi.	63
Şekil 4.7 : Anahtarlama süresi referansından anahtarlama işaretinin oluşturulması.	63
Şekil 4.8 : Gerilim kaynaklı evirici modeli.....	64
Şekil 4.9 : GSM motorun benzetim modeli.	64
Şekil 4.10 : JMAG ile yapılan ABMM analizi sonuçları.	65
Şekil 4.11 : Moment eşitliğinin çözümüne dayalı ABMM kontrolü benzetim modeli.....	65
Şekil 4.12 : Eksen akımlarının ilişkisine dayalı ABMM kontrolü benzetim modeli.	66
Şekil 4.13 : Alan zayıflatma kontrolcüsü benzetim modeli.	66
Şekil 4.14 : PI denetleyici modeli.....	67
Şekil 4.15 : Eksen akımı PI denetleyicileri ve gerilim vektörü limitleyici yapısı.	68
Şekil 4.16 : Yüksüz çalışma benzetimi.....	68
Şekil 4.17 : Alan yönlendirme kontrolcüsü benzetim modeli	69
Şekil 4.18 : Tam yüklü çalışma benzetimi.....	70
Şekil 4.19 : Tam yüklü çalışmada faz akımlarının dalga şekilleri.....	70
Şekil 4.20 : Anma yükünde stator akımı ve eksen akımlarının grafiği ((a) yöntem 1, (b) yöntem 2, (c) yöntem 3).	72
Şekil 4.21 : Alan zayıflatma benzetimi esnasında referans hız ve motor hızı.	73
Şekil 4.22 : Alan zayıflatma benzetimi esnasında faz akımı.	73
Şekil 4.23 : Alan zayıflatma kontrolcüsü çıkışları.....	74
Şekil 4.24 : Hız referansı – motor hızı grafiği.	75
Şekil 4.25 : Maksimum hız tesbiti benzetimi esnasında faz akımı.	75
Şekil 4.26 : GSM motor çalışma bölgesi benzetim sonuçları.....	77
Şekil 4.27 : Hız referansı – motor hızı grafiği (2).	78
Şekil 4.28 : Maksimum hız tesbiti benzetimi esnasındaki faz akımı (2).	78
Şekil 4.29 : GSM motor çalışma bölgesi benzetim sonuçları (2).	79
Şekil 5.1 : Sürücü tasarımı blok şeması.	82
Şekil 5.2 : Test düzeneği sürücüsünün mekanik tasarımı.	82
Şekil 5.3 : Üretimi tamamlanmış test düzeneği sürücüsü.	82
Şekil 5.4 : LAUNCHXL2-TMS57012 geliştirme kiti [54].....	83
Şekil 5.5 : Arayüz kartı tasarımı.	84
Şekil 5.6 : IGBT kontrol kartı tasarımı.	85
Şekil 5.7 : Üretimi tamamlanmış IGBT kontrol kartı.....	86
Şekil 5.8 : Infineon HybridPACK IGBT modülü [55].	86
Şekil 5.9 : HybridPACK IGBT modülü blok diyagramı [55].....	86
Şekil 5.10 : HAH1DR700S akım sensörü [56].....	87
Şekil 5.11 : RMF44SI rotor pozisyon sensörü [57].	87
Şekil 5.12 : GSM motorun mekanik tasarımı [3].....	88
Şekil 5.13 : Üretimi tamamlanmış stator ve rotor sacları [3].....	88
Şekil 5.14 : Üretimi tamamlanmış GSM motor [3].	89

Şekil 5.15 : Sürücü yazılımının algoritma akış şeması.....	90
Şekil 5.16 : HALCoGen programı arayüzü.	91
Şekil 5.17 : Elektrik motoru test düzeneğinin blok şeması.	92
Şekil 5.18 : Elektrik motoru test düzeneği genel görünümü.	92
Şekil 5.19 : Yüksüz çalışma deneyinde faz gerilimi dalga şekilleri.	94
Şekil 5.20 : Yükleme momentine göre motor,sürücü ve sistem verimlilikleri.....	94
Şekil 5.21 : GSM motorun sabit moment bölgesi verim haritası.	95
Şekil 5.22 : Yöntem 1 için deney ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması.....	97
Şekil 5.23 : Yöntem 2 için deney ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması.....	97
Şekil 5.24 : Yöntem 3 için deney ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması.....	97
Şekil 5.25 : Benzetim sonuçlarının deney sonuçlarından sapma oranı.	98





ELEKTRİKLİ ARAÇ TAHRİK SİSTEMLERİNDE KULLANILAN SMSM'NİN MİNİMUM KAYIP KONTROLÜ

ÖZET

Elektrikli araç tahrik sistemlerinde kullanılan elektrik motoru tipleri incelendiğinde, sürekli mıknatıslı senkron motorlar, geniş sabit güç hız aralığı, yüksek güç yoğunluğu ve yüksek verimlilik sebebiyle tercih sebebidir. Bu çalışmada elektrikli araç tahrik sistemlerinde kullanılan sürekli mıknatıslı senkron motorların (SMSM) minimum kayıp kontrolü üzerine çalışılmıştır.

Yapılan çalışmada ilk olarak, hibrit ve tam elektrikli araçların tahrik sistemlerinin yapısı incelenmiştir. Elektrikli araçlarda kullanılan elektrik motoru tipleri ve enerji depolama sistemleri ele alınarak, çalışmada kullanılması planlanan gömülü sürekli mıknatıslı (GSM) senkron motorunun matematiksel modeli verilmiştir.

Daha sonra yaygın elektrik motoru kontrolünde yaygın olarak kullanılan doğrudan moment kontrolü ve alan yönlendirmeli kontrol (AYK) yöntemleri incelenmiştir. GSM motorların verimini ve güç yoğunluğunu artırmada önemli bir yöntem olan amper başına maksimum moment (ABMM) yöntemleri detaylı olarak incelenmiştir. Ayrıca SMSM'nin sabit güç bölgesi kontrolü için kullanılan alan zayıflatma yöntemleri hakkında bilgi verilmiştir.

Kontrol yöntemlerinin incelenmesi sonrasında prototip GSM motordan ve elektrikli araçtan beklenen performans kriterleri ortaya konulmuş, ABMM ve alan zayıflatma yöntemleri için kontrolcü tasarımları yapılmıştır. Tasarlanan kontrolcülerin benzetim modelleri oluşturularak, prototip GSM motorun matematiksel modeli ile birlikte benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. GSM motorun sabit moment bölgesi performansı, ABMM kontrolcülerini ve ABMM kontrolcüsü olmadan gerçekleştirilmiş, elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Alan zayıflatma kontrolcüsünün benzetim çalışmaları ile GSM motorun anma koşulları altında alan zayıflatma yöntemi ile ulaşabileceği maksimum hız tesbit edilerek, motorun sabit moment ve sabit güç bölgesi karakteristiği ortaya konulmuştur.

Sonraki aşamada tasarlanan kontrolcünün üzerinde çalışacağı motor sürücüsünün ve prototip motorun gerçekleştirilmesinden bahsedilmiştir. Motor sürücüsünün genel tasarım diyagramı verilerek, kontrolcü yazılımının oluşturulma aşamaları verilmiştir. Tasarlanan kontrolcünün akış diyagramı verilmiş, yazılımı C dilinde otomotiv seviyesi bir mikrodenetleyici için yazılmıştır.

Tasarlanan kontrolcü, elektrikli aracı simüle etmek için tasarlanan bir deney düzeneğinde testlere tabi tutulmuştur. Farklı yükleme koşulları altında ABMM ve alan zayıflatma kontrolcülerinin performansı incelenmiştir. Deney çalışmaları tamamlanmasından sonra elde edilen deney ve benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Yapılan deney ve benzetim çalışmalarında, ABMM kontrolcüsünün amper başına elde edilen momenti artırdığı gözlenmiştir. Çalışma kapsamında tasarlanan kontrolcüde sürekli mıknatıs akısının sıcaklığa bağlı değişimi göz önünde bulundurulmamış,

yalnızca eksen endüktanslarının doyumu dikkate alınmıştır. Gelecekte, ABMM kontrolcüsünün sıcaklık gibi değişken çalışma koşulları altında iyi performans verebilmesini sağlayan kontrolcü tasarımları üzerine çalışılması düşünülmektedir.



MINIMUM LOSS CONTROL OF PMSM USED IN ELECTRIC VEHICLE TRACTION SYSTEMS

SUMMARY

Permanent magnet synchronous machines widely used in electric vehicle drive systems. In this thesis, minimum loss control of permanent magnet synchronous machine studied for electric vehicle traction application. MTPA controller designed for constant torque region, field weakening controller designed for constant power region to reduce losses and increase efficiency of machine. First, designed control system simulated on Matlab Simulink, then it realized. Realized controller tested on experimental setup with a prototype IPM motor and prototype inverter, which designed for an electric vehicle. After all, comparison of simulations and test results performed.

First, hybrid and all electric vehicle traction systems are investigated in this study. Traction system configurations are given for serial hybrid, parallel hybrid, serial-parallel hybrid complex hybrid and all electric vehicles. Then, electric machine types which is popular in traction systems are studied. Comparison and general specifications of machine types are given. After that, energy storage systems used in electric vehicles are given. Commonly used storage technologies (flywheel, battery, fuel-cell, supercapacitor) and their advantages/disadvantages among each other are presented. Mathematical model of IPMSM are given at the end of the chapter, which is primary machine type of this study.

Popular PMSM control strategies mentioned in the third chapter. Control diagram and general mathematical model of direct torque control (DTC) strategy are given. Field oriented control (FOC) examined in detail. Maximum torque per ampere (MTPA) and field weakening control strategies studied. Considering some advantages of FOC over DTC, it is chosen as main strategy to control PMSM.

Permanent magnet synchronous machines classify into two categories, according to placement of magnet; surface permanent magnet (SPM), interior permanent magnet (IPM). Main difference between SPM and IPM is the reluctance torque. While SPM machines has only magnetic torque, saliency ratio of IPM brings reluctance torque as well. Therefore, torque production of SPM machines is proportional to permanent magnet flux and q-axis current component. Because of the saliency ratio is higher than one for IPM machine, torque production related with dq-axis inductances and d-axis current additionally. Therefore, some negative d-axis current has to inject to take the advantage of reluctance torque.

There are infinite number of current vector that results same torque. Strategy to choose minimum current vector for a particular torque called maximum torque per ampere (MTPA). Considering that SPM machine torque equation, d-axis current should kept zero to achieve maximum torque per ampere. However, there are different strategies for MTPA operation of IPM. Commonly used three strategies mentioned in this study.

Control strategies based on; solving the torque equation, relationship of dq-axis currents at MTPA and signal injection investigated.

Two different MTPA strategy applied in this study. First, d-axis current calculated from stator current with basic formula, which calculates from nominal machine parameters. Other controller designed using finite element method (FEM) analysis results of designed machine. Torque production of IPM analyzed with JMAG for different current vector angles. Optimum current vectors, which produce maximum torque, calculated for each current magnitude. Therefore, a look-up table obtained for MTPA trajectory.

PMSM has wide constant power speed range. Above the base speed (constant power region), field weakening (FW) control applied. There are different strategies to control PMSM at constant power region. First, constant voltage constant power (CVCP) and constant current constant power strategies given. Then current vector control strategy mentioned which is more suitable for IPM. Current vector control rely on modification of current vector coming from MTPA controller. Output of MTPA controller modified by voltage limit regulator. Voltage limit regulator calculates error between inverter voltage limit and applied stator voltage then integrate the error. When stator voltage reaches inverter limits, regulator start to generate negative d-axis current or impose additional phase angle to current vector. Modification of current vector angle coming from MTPA chosen as FW strategy in this study.

After that, field oriented control simulation model designed in Matlab Simulink. MTPA and FW simulation models also designed which is mentioned in the study. Designed controller simulated with prototype IPM machine which is designed for electric vehicle traction application. For constant torque region, simulations done for no load and full load conditions. Under various load torque levels, controller simulated with and without designed MTPA controllers. Simulation results investigated and performance of MTPA controllers revealed.

Field weakening controller simulated for constant power region operation. Maximum achievable speed of IPM is indicates field weakening performance of machine. Field weakening controller simulated with no load, under nominal conditions of IPM. Therefore, maximum achievable speed with field weakening determined for prototype IPM. Then, constant power and constant torque region characteristic of machine obtained with several simulations. Simulation results indicates that prototype IPM machine has limited field weakening capability and it does not provide constant power sufficiently over base speed. Then field weakening controller simulations done with and alternative IPM motor which has better constant power region.

After simulations, realization of controller, inverter and IPM motor presented. General diagram of inverter and its technical specifications given. Software of controller written in C language, for an automotive grade microcontroller. Then experimental setup to test controller and IPM performance given. To simulate vehicle conditions better, lithium-polymer type battery pack and cooling system instruments of vehicle integrated to setup. Experimental setup has four channel power analyzer and torque sensor to measure efficiency of machine and controller system. Load torque of prototype motor can adjusted from brushed DC motor inverter.

Designed controller tested with prototype IPM and inverter under similar conditions on simulations. For different load conditions, performance of controller measured. Also efficiency map obtained for constant torque region of IPM. Performance of designed MTPA controllers investigated on experimental setup.

Finally, simulation results compared with experimental results. In result, more torque obtained for same amount of current with MTPA controller as expected. Future work will focus on improving performance of MTPA controller under variable working conditions of IPM like temperature. Because for MTPA controller designed in study, reduce of permanent magnet flux with temperature is not considered.





1. GİRİŞ

Günümüz dünyası fosil yakıt kullanımını çevresel zararları ve politik etkileri sebebiyle sınırlandırılma çabası içindedir. Fosil yakıt kullanımının atmosfere saldığı gazlar küresel ısınma ve iklim değışikliklerine sebep olmaktadır. Petrol kaynaklarının tüketim istatistikleri incelendiğinde en büyük pay sahibinin ulaşım sektörü olduğu görölmektedir [1]. Ülkeler ve topluluklar emisyon sınırlamaları ve alternatif enerjili araç teşvikleri ile ulaşım sektöründeki fosil yakıt tüketimini azaltmayı hedeflemektedir. Hatta bazı Avrupa ülkeleri dizel araç üretimini önümüzdeki yıllarda yasaklamayı öngören çalışmalar yapmaktadır. Bu gelişmeler içten yanmalı motorlar ile tahrik edilen araçların tahrik sistemlerinin değışmesi ve alternatif tahrik motorlarının geliştirilmesi gerekliliğini ortaya çıkarmıştır.

Elektrik enerjisinin farklı enerji türlerinden ve yenilenebilir enerji kaynaklarından üretilebilmesi, elektrikli tahrik sistemlerini içten yanmalı motorlu tahrik sistemlerine en büyük alternatif konumuna getirmiştir. Ayrıca enerji dönüşüm verimliliği ele alındığında içten yanmalı motorlar ortalama %20-30 seviyelerinde iken [2] elektrik motorları %95 seviyelerine ulaşabilmektedir. Bu büyük verim farkına karşın lityum bazlı bataryaların enerji yoğunluğu petrolün çok gerisindedir. Batarya teknolojisindeki kısıtlar sebebiyle elektrikli araçların menzil problemine sahip olduğu görölmektedir. Bu menzil problemini aşabilmek için batarya teknolojileri, şarj teknolojileri, elektrik motoru ve motor sürücü teknolojileri üzerine çalışmalar yapılmaktadır.

Elektrikli araç tahrik sistemlerinde kullanılan elektrik motorlarının ve sürücülerin enerji depolama sistemindeki enerjiyi verimli kullanabilmesi elektrikli araçların menzili iyileştirme adına önemlidir. Bu çalışmada elektrikli araçlarda kullanılan tahrik motoru tipleri incelenerek önerilen bir elektrik motoru tipinin enerji verimliliğini artıran kontrol algoritmaları üzerine çalışılacaktır.

1.1 Tezin Amacı

Elektrikli araç teknolojisinin enerji verimliliği ihtiyacı, tahrik sistemlerinde yüksek verimli elektrikli motorlarının kullanımını zorunlu hale getirmiştir. Piyasada mevcut

olan elektrikli araçlarda kullanılan motor türleri incelendiğinde ilk sırayı gömülü sürekli mıknatıslı senkron motorların aldığı görülmektedir. Gömülü sürekli mıknatıslı senkron motorlar yüksek güç yoğunluğu, yüksek verimi ve geniş hız aralığında çalışabilmesi sebebiyle elektrikli araçlarda tercih sebebidir. Alan zayıflatma kontrolü ile anma hızı üzerinde çalışabilen bu tip motorlar geniş bir çalışma hızı aralığına sahiptirler. Anma hızı ve altında ise amacıyla amper başına maksimum moment (ABMM - MTPA) kontrol algoritması yardımı ile GSM motorun relüktans momenti kullanılarak güç yoğunluğunu artırılabilir.

Bu tez çalışması kapsamında elektrikli araç tahrik sisteminde kullanılmak üzere tasarlanan bir gömülü sürekli mıknatıslı senkron motor için verimi maksimize eden ve çalışma bölgesini genişleten kontrol algoritması tasarlanması amaçlanmıştır.

Bu doğrultuda kontrol edilmesi planlanan GSM motor analiz edilerek, motordan beklenen performans kriterleri ortaya koyulmuş ve bunları sağlayabilecek kontrolcünün tasarımı üzerine çalışılmıştır. GSM motorların verimini ve güç yoğunluğunu artırmada önemli yöntem olan ABMM kontrolünün benzetim çalışması MATLAB/Simulink ortamında yapılmıştır. Bu çalışma kapsamında, iki farklı ABMM yöntemi için benzetim modelleri oluşturularak, performans analiz, gerçekleştirilmiştir. Ayrıca motorun sabit güç bölgesinde kontrolü için alan zayıflatma kontrolcüsü tasarımı yapılarak GSM motorun geniş hız aralığında çalışabilmesi de sağlanmıştır. Tasarlanan kontrol algoritması, elektrikli araç tahrik sistemleri için tasarlanan bir evirici ve GSM motor ile birlikte hazırlanan deney düzeneği üzerinde test edilmiş, elde edilen deneysel sonuçların benzetim sonuçları ile karşılaştırılması yapılmıştır ve kontrolcünün doğrulaması gerçekleştirilmiştir.

1.2 Literatür Araştırması

Seri üretimi yapılan elektrikli araçlar üzerine yapmış olduğumuz piyasa araştırmasında, araçlarda kullanılan tahrik motoru türleri incelendiğinde 25 araçtan 20 tanesinde sürekli mıknatıslı senkron motor, 4 tanesinde asenkron motor ve 1 tanesinde ise bilezikli senkron motor kullanıldığı görülmüştür [3]. Sürekli mıknatıslı senkron motorlar yüksek verimliliği ve yüksek güç yoğunluğuna sahip olması ve geniş bir hız aralığında çalışabilmesi özelliklerinden dolayı elektrikli araçlarda tercih sebebidir.

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar, mıknatısın rotordaki konumuna göre yüzey (YSM) ve gömülü sürekli mıknatıslı (GSM) olmak üzere ikiye ayrılırlar. YSM motorların ürettiği moment sürekli mıknatıslar tarafından sağlanırken GSM motorlarda ise mıknatısın sağladığı momente ek relüktans momenti mevcuttur.

GSM motorların çalışma bölgesi temelde sabit moment ve sabit güç bölgesi olarak ikiye ayrılır. Sabit moment bölgesinde verimli bir moment kontrolü yapabilmek için birim amper başına maksimum momentin üretilmesi gerekliliği ortaya çıkmaktadır [4]. GSM motorların denklem 1.1’de verilen moment ifadesi incelendiğinde aynı miktarda momentin üretilbildiği sonsuz sayıda i_d - i_q ikilisi mevcuttur. Bu yüzden bir momenti üretmeyi sağlayan optimum i_d - i_q ikilisinin seçilmesi gerekmektedir. Optimum i_d - i_q ikilisinin seçilebilmesi, amper başına maksimum moment kontrolcülerini ile sağlanır. Sabit güç bölgesinde ise alan zayıflatma yöntemleri ile motorun anma hızının üzerinde çalışabilmesi sağlanır.

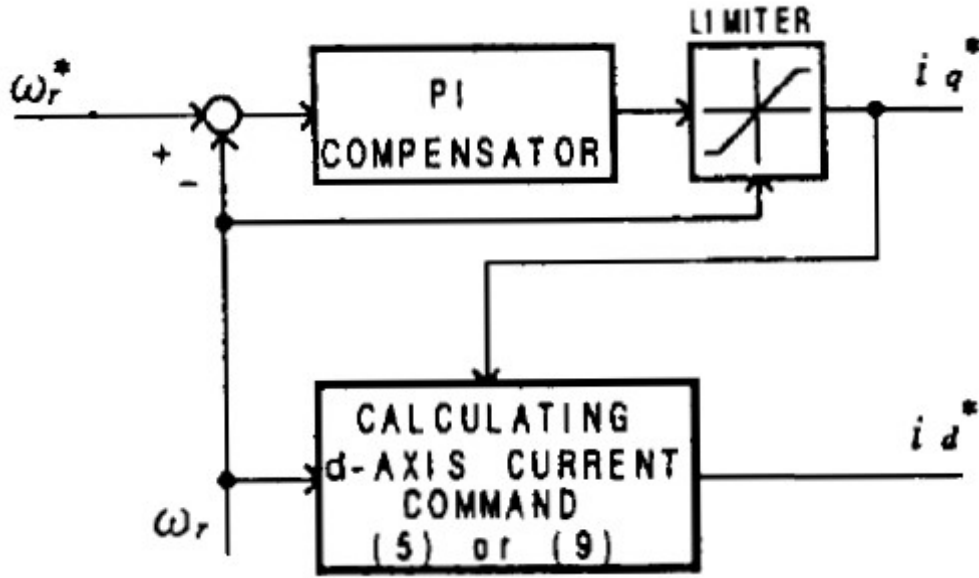
$$T_e = \frac{3}{2} p (\Phi_M i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (1.1)$$

Literatürde 1989 yılında, ABMM kontrolü ile ilgili ilk çalışmalardan birinde Jahns ve arkadaşları [5] optimum i_d - i_q ikilisinin hesaplanması için sabit fonksiyonlar kullanan bir kontrolcü tasarımı önermişlerdir. Bu çalışmada ABMM yörüngesi sabit motor parametreleri kullanılarak hesaplanmıştır. Hesaplarda manyetik doyumun motor parametrelerine etkisi dikkate alınmamıştır. Manyetik doyum yüksek akımlarda hava aralığındaki akıyı düşürerek L_q endüktansını azaltmaktadır. Dolayısıyla motor parametrelerinin değişimi ile optimum akım vektörü de değişmektedir. Bu sebeple sonraki çalışmalarda sıcaklık, manyetik doyma gibi değişkenler de dikkate alınarak çeşitli metotlar geliştirilmiştir.

Morimoto ve arkadaşları moment eşitliğinin türevinden elde ettikleri d-ekseni akımı (i_d) eşitliği ile ABMM kontrolü önermiştir [6]. Şekil 1.1’de görüldüğü üzere, önerilen kontrol şemasında q-ekseni akımı (i_q) PI denetleyici tarafından oluşturulurken, d-ekseni akımı (i_d) elde edilen eşitlik ile hesaplanmaktadır.

Aynı yazar başka bir çalışmasında [7] manyetik doyum etkisinin dikkate alındığı bir eşitlik ile i_d akımını üretmeyi önermiştir. Morimoto’nun çalışmasına benzer bir çalışma Consoli ve arkadaşları [8, 9] tarafından yapılmış, çalışmada i_d akımının

manyetik doyumun ve çapraz bağlaşım (cross-coupling) etkilerinin dikkate alındığı daha karmaşık bir denklem ile hesaplanması önerilmiştir.

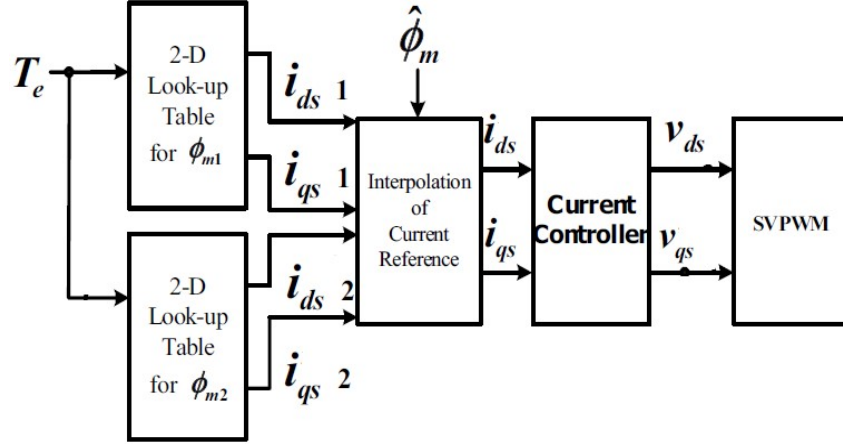


Şekil 1.1 : Eksen akımı formülü ile ABMM kontrolü [6].

H. Kim, J. Hartwig, ve R. D. Lorenz [10] demir çekirdeği doyumunu dikkate alarak önceden hesaplanmış ABMM eğrisi ile kontrol yöntemini önermiştir. Manyetik doyum dikkate alınarak hesaplanmış ABMM eğrisinin sabit parametrelili model ile elde edilen eğriden farklı olduğunu göstermişler ve çalışmada tasarlanan kontrolcünün GSM motorun moment üretimini ve verimini artırdığını belirtmişlerdir.

Elektrikli araç uygulamalarındaki çalışma sıcaklıkları (-40, 150 °C) göz önüne alındığında neodmiyum mıknatısın akısının sıcaklığa bağlı değişimi ihmal edilemez durumdadır [11]. Dolayısıyla bazı çalışmalarda [11-13] sürekli mıknatıs akısının sıcaklığa bağlı değişimi de dikkate alınmıştır. Kim ve Sul 2007 yılında yaptıkları sıcaklık değişimlerini dikkate alan çalışmada [12] sürekli mıknatıs akı halkalanması (ϕ_M) için Şekil 1.2’de görülen iki ayrı tablo kullanmışlardır. İki farklı sıcaklık değeri için hesaplanan ϕ_{M1} ve ϕ_{M2} için optimum akım vektörü tabloları oluşturulmuş, referans akım vektörü bu iki tablo ve ϕ_M kestirimcisi kullanılarak interpolasyon yöntemi ile hesaplanmıştır.

Çalışmada sıcaklık ile sürekli mıknatıs akısının değişiminin ABMM kontrolüne etkisi incelenmiş ve önerilen kontrol şeması ile mıknatıs akısı kestirimcisi sayesinde geleneksel yöntemle göre daha gürbüz bir moment kontrolü sağlandığı ortaya koyulmuştur.



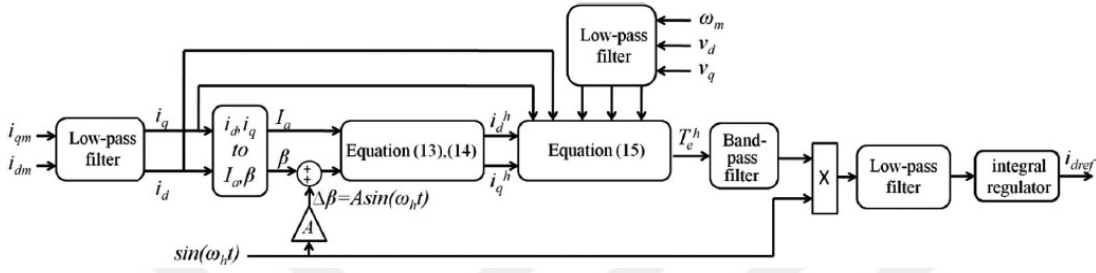
Şekil 1.2 : Sürekli mıknatıs akısını dikkate alan ABMM kontrolcüsü [12].

ABMM kontrolünün parametre değişimine duyarlılığı sebebiyle yaşanan zorluklar, parametre duyarsız kontrolcü tasarımlarının çalışmasına sebep olmuştur [14,15]. Bu yöntemde akım genliğinin minimize edilebilmesi için akım bileşenleri değiştir ve gözle (perturb-observe) yöntemi ile tahmin edilmeye çalışılmaktadır. Parametre bağımsız olması sebebiyle parametreleri eksik veya yanlış tanımlanmış motorlarda dahi başarılı bir ABMM kontrolü sağlayan bu yöntemlerin olumsuz yanı ise geçici durum performansının kötü olmasıdır. Zhu, Chen ve Howe yaptıkları çalışmada [14] motorun gerçek zamanlı performansını faz akımı genliği veya bara akımından gözleyerek optimum i_d ve i_q değerini aramaya dayalı bir algoritma önermiştir. D. Anton ve arkadaşları ise [15] değiştir ve gözle yöntemi ile optimum β açısını tahmin etmeye çalışan çevrimiçi takip yöntemi önermişlerdir. İki çalışmada da önerilen yöntemin ani yük değişimlerinde iyi performans vermediğini deneyimlenmiştir.

Parametre duyarlılığını azaltmak amacıyla son yıllarda sinyal enjeksiyonu (signal injection) yöntemine dayalı ABMM kontrolü üzerine çalışılmıştır [16-18]. Bu yöntem üzerine yapılan çalışmalarda optimum β açısını bulmak için denetleyiciye yüksek frekanslı sinyal enjekte edilir. Bu sinyal standart kontrolcü sinyalinin üzerine bindirildiğinden motor momenti üzerinde dalgalanmaya sebep olur. Geri besleme akımları üzerinden yapılan moment hesabı ile moment değişiminin türevinin sıfır olduğu nokta ($dT/d\beta = 0$, ABMM noktası) aranır. Yöntemin olumsuz yanı ise enjekte edilen yüksek frekanslı sinyalin güç kayıplarına sebep olması ve hız dalgalanmasına sebep olarak kontrolcü performansını etkilemesidir [19].

Sinyal enjeksiyonunun olumsuz yönleri sebebiyle sanal sinyal enjeksiyonu üzerine bazı çalışmalar yapılmıştır [19-21]. Bu yöntemlerde stator akımına doğrudan bir sinyal

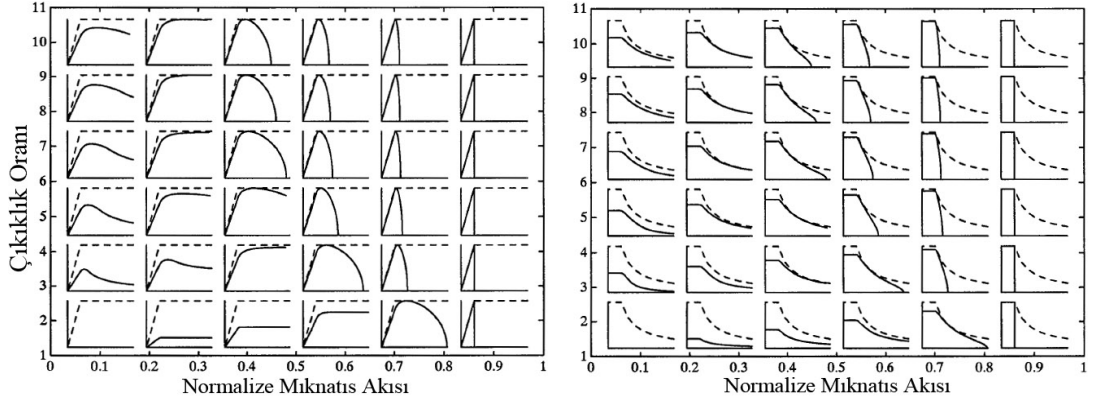
enjekte edilmez. Kontrolcü geri beslemelerine enjekte edilen sinyal, sanal motor modeline uygulanır ve sinyal enjeksiyonu yönteminde olduğu gibi yüksek frekanslı sinyalin sistem modeli üzerindeki $dT/d\beta$ değerini sıfır yaptığı β açısı aranır. Tianfu Sun ve arkadaşlarının [19] Şekil 1.3'te görülen sanal sinyal enjeksiyonu modelinde, moment eşitliği motor parametrelerinden bağımsız hale getirilmiştir. Böylece kontrolcünün motorun parametre değişimlerine karşı daha dayanıklı olması sağlanmıştır.



Şekil 1.3 : Sanal sinyal enjeksiyonu ile i_d 'nin elde edilmesi [19].

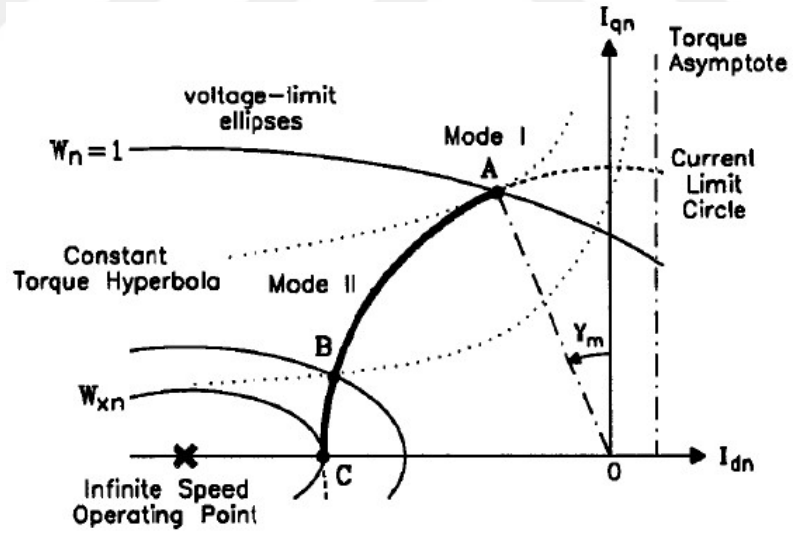
Elektrikli araç tahrik sistemleri geniş bir hız aralığında sabit güçte çalışabilmeye ihtiyaç duyarlar [21]. GSM motorların sabit güç bölgesinde diğer bir deyişle anma hızı üzerinde çalışabilmesi alan zayıflatma kontrolü ile mümkündür. GSM motorların alan zayıflatma uygulamasına elverişliliği ilk olarak 1980 yıllarının ortalarında Syners ile Jahns ve arkadaşlarının [22,23] çalışmalarında incelenmiştir. Çalışmalarda GSM motorun alan zayıflatma ile sabit güç bölgesinde çalışabileceği belirtilerek sabit güç bölgesindeki güç-hız ve moment-hız karakteristikleri ortaya koyulmuştur.

Bir motorun alan zayıflatma performansını tanımlayan en uygun ölçüt sabit güç hız aralığıdır (SGHA). SGHA, motorun sınırlı gerilim ve akım şartları altında, anma hızı üzerinde sabit güç sağlayabileceği aralığı belirtir. Alan zayıflatma kapasitesini belirten SGHA, motorun tasarımı ile doğrudan ilişkilidir. Schiferl ve Lipo [24] motor parametrelerinin alan zayıflatma performansına etkisini incelemişler ve motorun sabit güç bölgesinde çalışabilmesi için gerekli motor tasarım kriterlerini ortaya koymuşlardır. Soong ve Miller ise yaptıkları çalışmada [25] alan zayıflatma performansını motorun yalnızca iki parametresi ile (normalize sürekli mıknatıs akısı ve çıkıklık oranı) analiz edebilmeyi sağlayan bir çalışma yapmışlardır. Çalışmada bu iki parametrenin durumuna göre motorun Şekil 1.4'deki güç-hız ve moment-hız grafiklerini ortaya koyarak, optimum GSM motor tasarımı hakkında öneride bulunmuşlardır.



Şekil 1.4 : GSM motorun güç-hız ve moment-hız grafiklerinin değişimi [25].

Daire diyagramı, senkron motorların alan zayıflatma performansını gösterebilen en bilinen grafiksel yöntemlerden biridir. Çalışmalarda [23,24] motorun sabit güç bölgesindeki hız ve moment kapasitesi dq referans düzleminde çizilen gerilim sınırı eğrileri ve moment hiperbolleri ile gösterilmiştir. Soong ve Miller çalışmalarında normalize ϕ_M ve çıkıklık oranı parametreleri ile GSM motorun daire diyagramının oluşturulması hakkında yaptıkları çalışmada [26], sonlu hızlı GSM motor için Şekil 1.5'teki daire diyagramını elde etmişlerdir.

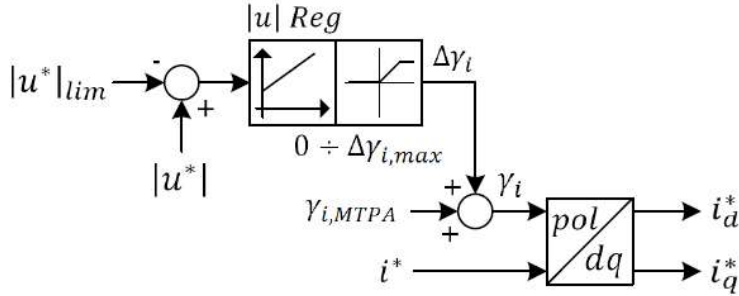


Şekil 1.5 : Sonlu hızlı GSM motor daire diyagramı [26].

GSM motorlar sabit güç bölgesinde ABMM yöntemi ile kontrol edilirken sabit güç bölgesinde alan zayıflatma uygulanır. Alan zayıflatma yönteminde temel olarak üç farklı yaklaşım mevcuttur [27].

Gerilim limiti denetleyicileri ile alan zayıflatma uygulayan çalışmalarda [28,29] ABMM metodu ile elde edilen akım vektörü referansı stator gerilimi denetleyicisinden

gelen referans ile modifiye edilir. Şekil 1.6'da ABMM kontrolü çıkışındaki akım vektörünün açısını modifiye ederek alan zayıflatma yapan bir kontrolcü tasarımı görülebilir.



Şekil 1.6 : Gerilim limiti denetleyicisi ile alan zayıflatma kontrolü [27].

Bu işlem esnasında gerilim denetleyicisinin oluşturduğu i_d akımı veya akım vektörü açısı (β, γ) ABMM kontrolcüsünün oluşturduğu i_d veya vektör açısı ile toplanır. Böylece ABMM kontrolcüsü çıkışındaki akım vektörü açısı artırılır ve vektör ABMM yörüngesinin soluna geçer. Bu da akının zayıflamasına sebep olur ve motor anma hızının üzerinde çalışır. Bu yaklaşım regülatörlerin oluşturduğu akım vektörünün açısını modifiye etmeye dayandığından, denetleyici çıkışındaki akımın invertör sınırları içerisinde kalmasını garanti etmesi, parametre bağımsız olması sebebiyle ve kolay uygulanması sebebiyle en yaygın kullanılan yöntemdir.

Diğer bir alan zayıflatma yaklaşımı ise moment ve akı kontrolüne dayanır. Akım referansı, moment referansı ve uygun akı seviyesini içeren iki boyutlu tablolar üzerinden elde edilir. Uygun akı seviyesi gerilim regülatörleri tarafından belirlenir. Bu yaklaşım ile yapılan bir çalışmada [30] konvansiyonel alan zayıflatma yaklaşımlarına göre maksimum hızda %10 daha fazla moment elde edildiği deneyimlenmiştir. Bu yöntemdeki iki boyutlu tablolar, analitik hesaplar veya motordan ölçülen veriler ile elde edilir dolayısıyla parametre bağımlıdır. Bu yüzden motor parametrelerinin sıcaklık manyetik doyum vb. durumlar sebebiyle değişmesi kontrolcünün performansını olumsuz yönde etkiler.

Tek akım regülatörü yaklaşımı ile yapılan çalışmalarda [31,32] ise anma hızı altında standart ABMM kontrolcüsü ile çalışılır. Anma hızı üzerinde ise sadece i_d akımını regüle etmek için akım regülatörü kullanılır. Akım regülatörü hız veya moment kontrol çevriminden gelen referans stator akımı genliği ile i_q geri besleme sinyalini kullanarak i_d akımını regüle eder. Akım regülatörünün çıkışı, stator geriliminin faz açısını

oluşturur. Gerilimin genliği ise invert6r6n kapasitesinden k6ę6k veya eşit bir referansa sabitlenir. Bu yaklaşımda doğrudan bir akım kontrol6 olmadığından denetleyici çıkışındaki akımın, invert6r6n akım limitleri içerisinde kaldığı garanti edilemez. Bu y6ntem ile alan zayıflatma kontrol6 yapılan bir çalışmada [31] y6ntemin yalnızca GSM makine motor modda çalışırken istikrarlı olduğu, generat6r modda çalışmada kontrol6n kaybedileceği belirtilmiştir.





2. ELEKTRİKLİ ARAÇ TEKNOLOJİLERİ

Elektrikli araçlar, tahrik sistemlerinde enerji depolama biriminden aldığı elektrik ile çalışan bir elektrik motoru barındıran araçlardır. Bilinen ilk elektrikli taşıt, 1881’de Gustave Trouve tarafından üretilen, 0.1 beygir güce sahip bir doğru akım motoru ile tahrik edilen üç tekerlekli bir araçtır. Tarihi içten yanmalı motora sahip araçlardan daha eskiye dayanmakta olmasına rağmen içten yanmalı motorlu araçların menzil ve güç yoğunluğu avantajından dolayı 2000’li yılların başına kadar ticari olarak rekabetçi olamamıştır.

Fosil yakıtların çevreye zararları ve politik sebepler dolayısıyla hükümetlerin alternatif enerji kaynaklarına göstermesi, elektrikli araçların 2000’li yılların başından sonra tekrar ve yoğun bir biçimde gündeme gelmesine neden oldu. 1996 yılında General Motors tarafından seri üretim ilk elektrikli araç olan EV1’in üretimine başlandı ve üç yıl üretimde kalarak 1117 adet üretildi [33].

1997 yılında üretimine başlanan hibrit elektrikli Toyota Prius ise elektrikli araçlara olan ilginin artmasına neden olan araçlardan biri oldu. Elektrikli araçlara artan ilgi ile birlikte güç elektroniği, batarya teknolojisi ve elektrik makinelerindeki gelişmeler sayesinde elektrikli araçlar içten yanmalı araçlar ile rekabet edebilir duruma geldi. Bu gelişmeler Tesla gibi elektrikli araç markalarının doğmasına sebep oldu.

Bu bölümde ilk olarak tahrik sisteminin yapısına göre elektrikli araçların türleri incelenecektir. Elektrikli araçlarda kullanılan tahrik motoru türleri ve enerji depolama sistemleri hakkında bilgi verilecek ve tez kapsamında yapılacak olan çalışmada kullanılması planlanan GSM motorun matematiksel modeli verilecektir.

2.1 Hibrit Elektrikli Araçlar

En az bir enerji kaynağı, deposu veya dönüştürücüsü elektrikli olan araçlara hibrit elektrikli araç denilmektedir [34]. Hibrit elektrikli araçların tahrik sistemlerinde İYM, doğrudan tahrik amacıyla veya enerji üretme amacıyla kullanılır.

Hibrit elektrikli araçlarda elektrik motorundan sağlanan enerjinin toplan enerjiye oranına göre bir hibritleşme derecesi tanımlanmıştır [35]. Bu tanıma göre araçlar hibritleşme derecesine göre mikro hibrit, yarı hibrit ve tam hibrit ve şarj edilebilir hibrit olarak dört kategoriye bölünürler. Çizelge 2.1’de hibritleşme derecesine göre araçların özellikleri verilmiştir.

Çizelge 2.1 : Hibritleşme derecelerine göre hibrit elektrikli araçlar.

	Mikro	Yarı	Tam	Şarj edilebilir
Elektrik motorundan sağlanan enerji oranı	<%5	<%10	>%30	>%30
İYM başlat/durdur	+	+	+	+
Geri kazanımlı frenleme	+	+	+	+
Elektrik motorunun tahrik için kullanımı	-	+	+	+
Elektrik motoru gerilim seviyesi	12V-24 V	48V-180 V	>200 V	>200 V
Şebekeden şarj etme	-	-	-	+
Yalnızca elektrikli sürüş menzili	-	-	1-10 km	20-100 km

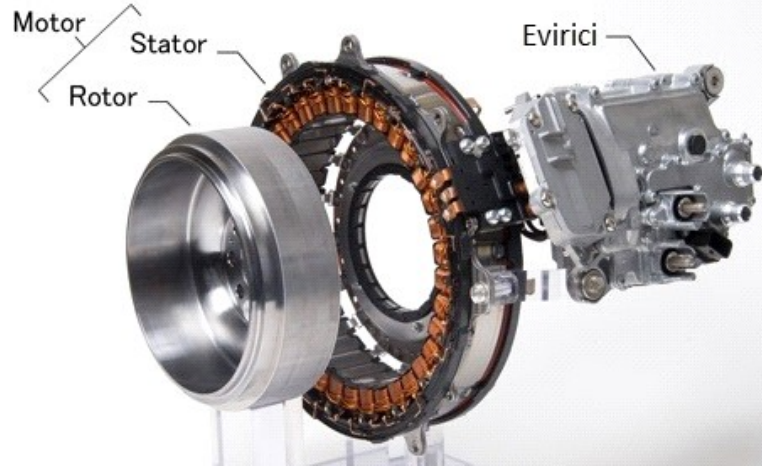
Mikro hibrit olarak tanımlanan araçlarda elektrik motoru, toplam enerjiye %5’ten daha az katkı sağlamakta olup İYM başlatma/durdurma, aydınlatma, klima gibi sistemler için enerji sağlamaktadır.

Yarı (Mild) hibrit olarak tanımlanan araçlarda ise elektrik motoru, toplam enerjiye %10’a kadar katkı sağlar. Mikro hibrit araçlardan farklı olarak elektrik motoru gerekli durumlarda araç tahriğine de yardımcı olur. Bu iki tip hibrit araçlarda Şekil 2.1’de görülen ISG adlı sistemler kullanılır. ISG sisteminde elektrik motoru, krank mili çıkışına bağlı olup, hibrit araç fonksiyonlarının yanında marş motoru ve şarj dinamosunun görevlerini de yerine getirir.

Ayrıca yarı ve tam hibrit araçlarda frenleme esnasında oluşan enerji, elektrik motoru tarafından geri kazanımlı frenleme ile araç bataryasına depolanır. Bu sayede araç tahriği esnasında elektrik motorundan sağlanan enerji artırılarak yakıt tüketiminin azalması, dolayısıyla menzilin artması sağlanır.

Şarj edilebilir hibrit elektrikli araçların bataryaları tam hibritlerden farklı olarak şebekeye bağlanarak şarj edilebilir. Bu sebeple tam hibrit araçlara göre daha büyük bir

bataryaya sahiptirler. Dolayısıyla elektrikli sürüş menzili tam hibrit araçlardan daha fazladır.

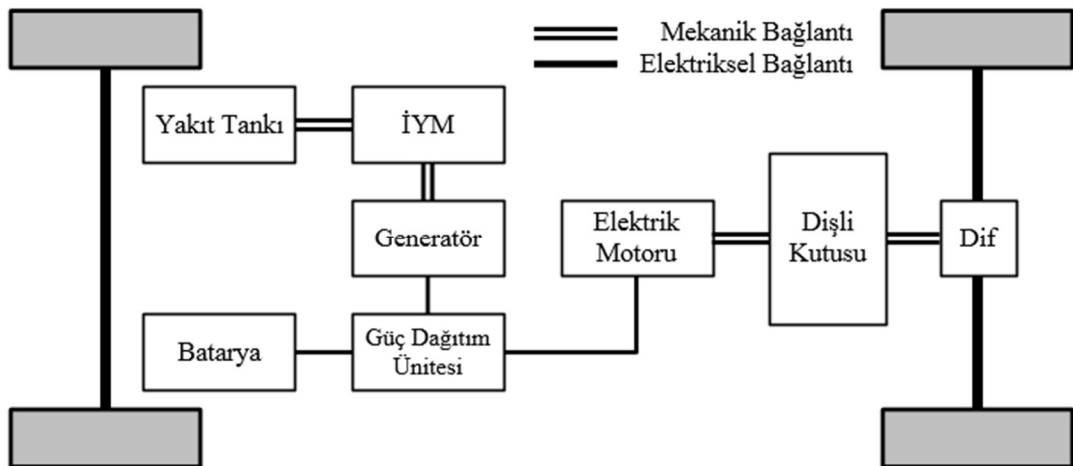


Şekil 2.1 : Mikro ve yarı hibrit araçlarda kullanılan ISG sistemi [36].

Hibrit elektrikli araçlar İYM ve elektrik motorunun tahrik sistemindeki konumuna göre; seri hibrit, paralel hibrit, seri-paralel ve kompleks hibrit olarak dörde ayrılır.

2.1.1 Seri hibrit elektrikli araçlar

Seri hibrit elektrikli araçlar; elektrik motorunun tahrik amacıyla, İYM'nin ise enerji dönüşümü amacıyla kullanıldığı araçlardır. Şekil 2.2'de görüldüğü gibi İYM, generatör vasıtasıyla araç bataryasını şarj eder, araç tahriğinde kullanılmaz.

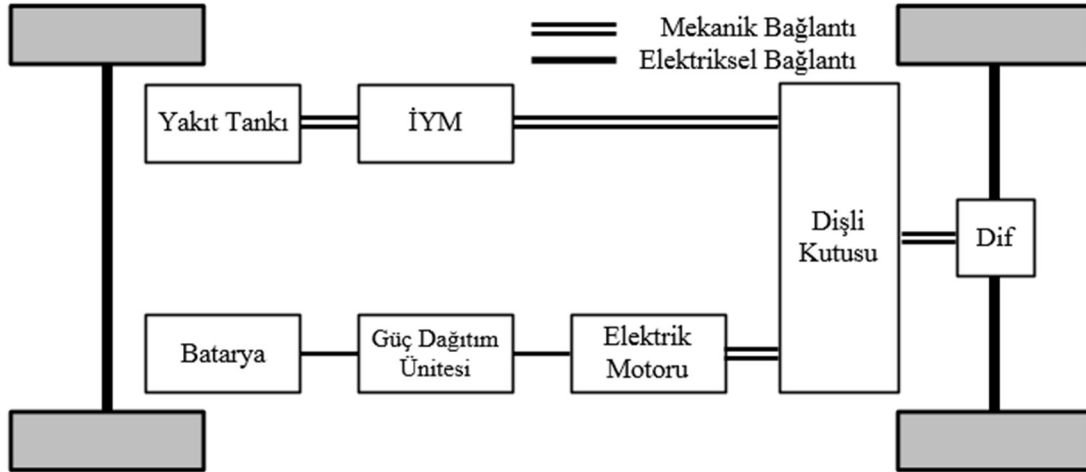


Şekil 2.2 : Seri hibrit elektrikli araçların tahrik sistemi yapısı.

Bu yapıdaki araçlarda tahrik yalnızca elektrik motorundan sağlandığından, elektrik motoru boyutu diğer hibrit araç tiplerine göre büyüktür. İYM şarj amacıyla kullanıldığından değişken devirlerde çalışmaya ihtiyaç duymaz. Şarj işlemi esnasında İYM en verimli olduğu devir aralığında çalıştırılarak yakıt ekonomisi sağlanır.

2.1.2 Paralel hibrit elektrikli araçlar

Paralel hibrit elektrikli araçlar; İYM ve elektrik motorunun ikisinin de tahrik amacıyla kullanıldığı araçlardır. Şekil 2.3'te paralel hibrit elektrikli araçların tahrik sistemi yapısı görülebilir.



Şekil 2.3 : Paralel hibrit elektrikli araçların tahrik sistemi yapısı.

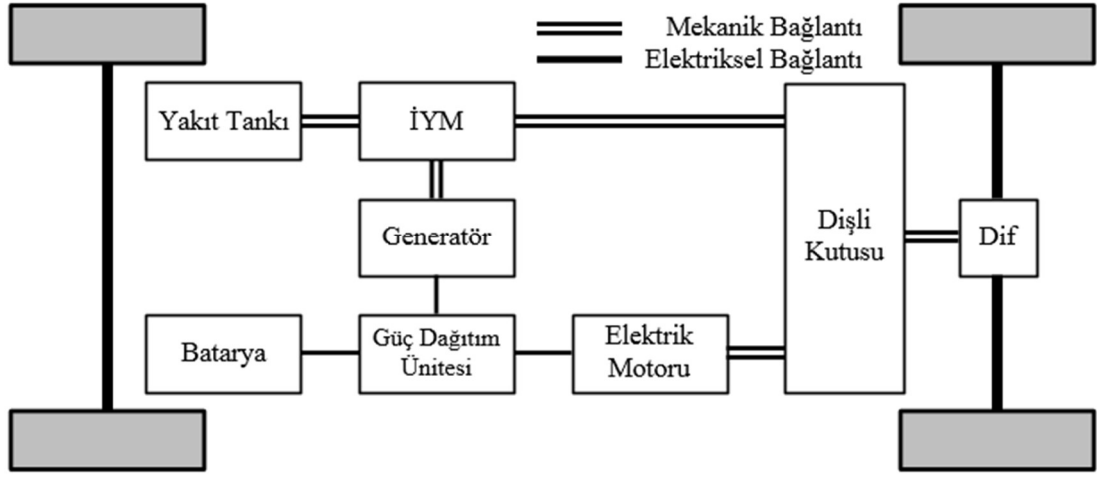
Bu araçlarda İYM ve elektrik motoru bir dişli kutusu üzerinden diferansiyele doğrudan bağlıdır. İki tip motorun mekanik olarak birbirine bağlı olması sebebiyle verimliliği sağlamak açısından motorların verimli çalışma bölgeleri iyi belirlenmelidir. Bu yapıdaki araçlarda elektrik motoru gerekli durumlarda genaratör olarak da kullanılabilir. İYM tarafından üretilip dişli kutusuna aktarılan güç, elektrik motoru tarafından geri alınarak bataryayı şarj etmek amacıyla kullanılabilir.

2.1.3 Seri-paralel hibrit elektrikli araçlar

Paralel hibrit ve seri hibrit araçların avantajlı yönlerini sağlayabilmek amacıyla seri-paralel hibrit elektrikli araçlar geliştirilmiştir. Bu tahrik sistemi yapısında, paralel hibrit araçlarda olduğu gibi iki motor da tahrik amacıyla kullanılmaktadır.

İYM, tahrik sisteminde kullanılmasının yanısıra ayrı bir genaratör vasıtasıyla araç bataryasını şarj edebilir. Böylece güç ihtiyaçlarına göre araç, paralel hibrit yapısında veya seri hibrit yapısında çalışabilir. İki yapının avantajlı yönlerini kullanabilmesine karşın, çok yönlü güç akışını sağlayabilmek amacıyla karmaşık dişli ve debriyaj sistemlerine ihtiyaç duyar.

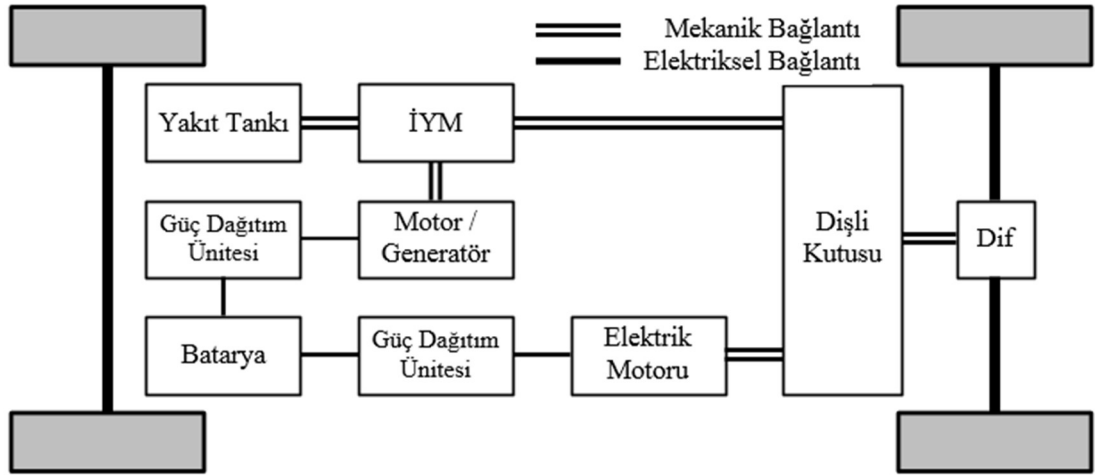
Seri-paralel hibrit elektrikli araçların tahrik sistemi yapısı Şekil 2.4'te görülebilir.



Şekil 2.4 : Seri-paralel hibrit elektrikli araçların tahrik sistemi yapısı.

2.1.4 Kompleks hibrit elektrikli araçlar

Kompleks hibrit araçların tahrik sistemi yapısı, seri-paralel hibrit tipteki elektrikli araçlarla büyük ölçüde benzerdir. Seri-paralel hibrit elektrikli araçlarda olduğu gibi her iki motor da tahrik amacıyla kullanılabilmekte, araç bataryası İYM tarafından şarj edilebilmektedir. Şekil 2.5’de kompleks hibrit elektrikli araçların tahrik sistemi yapısı görülebilir.

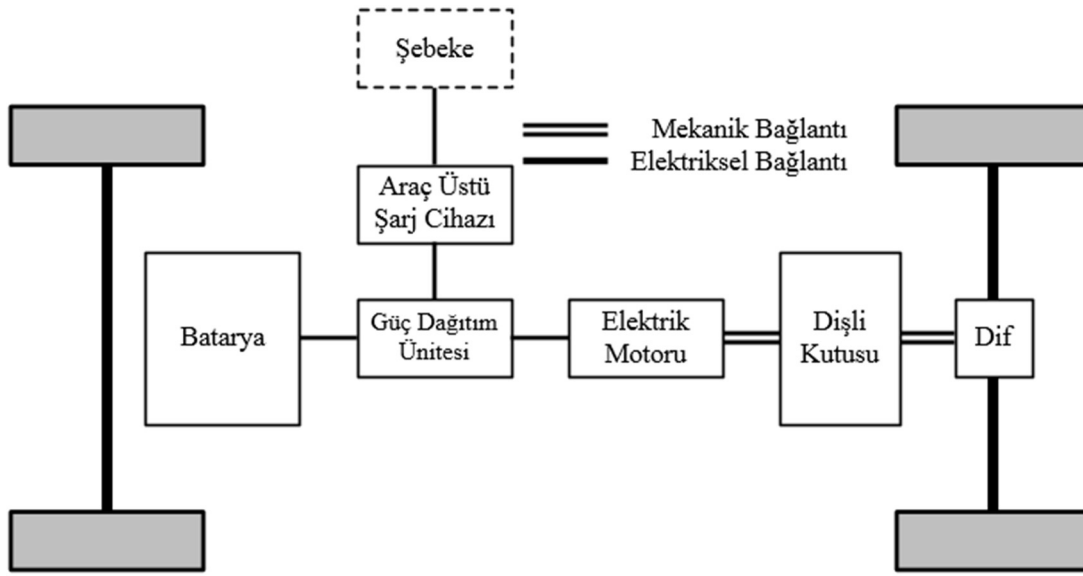


Şekil 2.5 : hibrit elektrikli araçların tahrik sistemi yapısı.

Seri-paralel hibrit araçlardaki generatörden farklı olarak hem motor hem genaratör olarak çalışabilen bir sisteme sahiptir. Motor/generatör sistemi ile içten yanmalı ve elektrikli tahrik sistemi arasında çift yönlü enerji akışı sağlanabilir. Bu sayede tahrik sistemi bileşenleri, aracın güç isterleri ve enerji depolama sistemlerinin durumlarına göre farklı çalışma modlarına daha kolay geçiş yapabilir.

2.2 Tam Elektrikli Araçlar

Tam elektrikli araçlar tahrik gücünü yalnızca elektrik motorundan alan araçlardır. Elektrik motorunun enerji kaynağı çoğunlukla bataryalardan sağlanmakta olup, ultrakapasitör, yakıt hücresi (fuel-cell) gibi alternatif enerji kaynakları da kullanılabilir. Şekil 2.6'da tam elektrikli bir aracın tahrik sistemi yapısı görülmektedir. Elektrik motorunun tahrik sistemindeki konumu tasarıma göre değişebilir. Elektrik motorunun; dişli kutusu olmaksızın doğrudan diferansiyele bağlandığı, aks üzerinde konumlandırıldığı, doğrudan tekerlere bağlandığı yapılar mevcuttur.



Şekil 2.6 : Tam elektrikli araçların tahrik sistemi yapısı.

Tam elektrikli araçlarda bataryalar, şarj üniteleri vasıtasıyla şebeke üzerinden veya şarj istasyonları tarafından şarj edilir. Şebeke üzerinden şarj edilen araçlarda şebekeden çekilecek akımı/gücü ayarlayan araç üstü şarj cihazları bulunur. Doğrudan şarj ünitesine bağlanıp şarj olabilen araçlarda ise; batarya yönetim sistemi (BMS), bataryaların durumuna göre gerekli akımı ve gerilimi tanımlanan haberleşme protokolü üzerinden şarj ünitesinden talep eder.

2.3 Elektrikli Araç Tahrik Motoru Türleri

Elektrik araçların tahrik sistemi gereksinimleri göz önüne alındığında; geniş bir hız aralığında sabit güç, yüksek kalkış momenti, düşük moment dalgalanması ve titreşim, yüksek güç yoğunluğu, yüksek verim, geri kazanımlı frenleme gibi özelliklerin

elektrik motoru tarafından sağlanması gerekmektedir. Bu gereksinimler göz önüne alındığında elektrikli araç tahrik sistemlerinde kullanılan elektrik motoru tiplerinin çeşitli kriterlere göre kıyaslaması Çizelge 2.2’de verilmiştir.

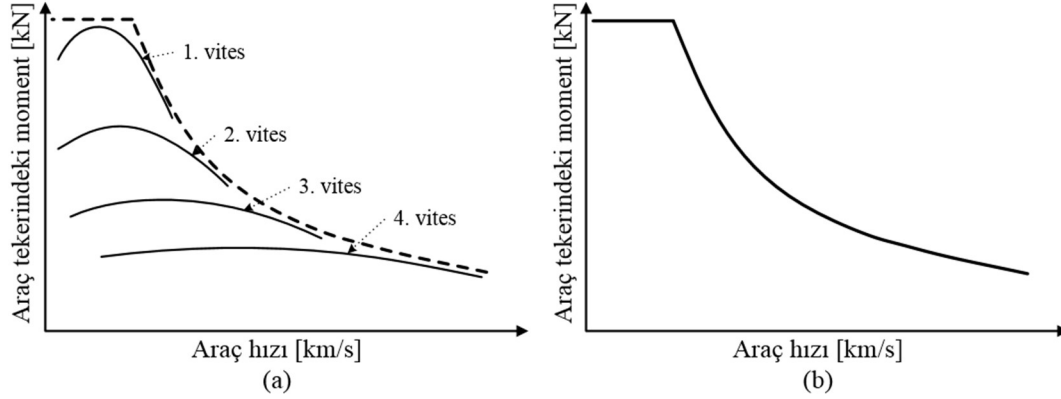
Çizelge 2.2 : Elektrikli araç motorlarının kıyaslaması (+ avantaj, - dezavantaj, 0 nötr) [37].

Kriterler	Motor Tipi					
	DAM	AM	SMSM	SMd SRM	ARM	SRM
Üretim maliyeti	0	++	-	+	+	++
Moment ve güç yoğunluğu	-	0	++	+	0	0
Verimlilik	-	+	++	++	+	+
Kolay üretilebilirlik	++	++	0	+	++	++
Yönetilebilirlik	++	+	+	+	0	+
Güvenilirlik	-	++	+	+	++	++
Boyut/Ağırlık/Hacim	-	+	++	+	+	+
Aşırı yükleme kapasitesi	-	+	+	++	+	++
Gürebüzlük	0	++	+	+	++	++
Alan zayıflatma	++	++	+	++	++	++
Hataya dayanıklı	+	++	-	+	++	+
Termal sınırları	0	+	-	+	++	++
Gürültü/Titreşim/Moment Dalgalanması	-	++	++	0	-	-
Ömür	-	++	+	+	++	++
Teknolojik olgunluk	++	++	+	-	+	+
Gelecek potansiyeli	-	++	++	++	++	+

Motor tiplerinin avantaj ve dezavantajları ele alındığında asenkron motorların (AM) ve sürekli mıknatıslı senkron motorların (SMSM) avantajlı yönlerinin fazla olduğu görülmektedir. Asenkron motorlar gürebüzlük, uzun ömür ve maliyet açısından öne çıkarken, SMSM verimlilik, güç yoğunluğu ve geri kazanımlı frenleme özellikleri ile öne çıkmaktadır.

Araçların geniş bir hız aralığında sabit güç ihtiyacı asenkron motorlar ve sürekli mıknatıslı senkron motorlar tarafından sağlanabilir. İçten yanmalı motorlar sınırlı bir devir aralığında moment üretebildiğinden tahrik sisteminde şanzıman olmaksızın kullanılamaz. Şanzıman sayesinde, dişli oranlarının ayarlanması ile araç hızının ve tekere aktarılan momentin değişimi sağlanır. Bu sayede sabit güç hız aralığı (SGHA)

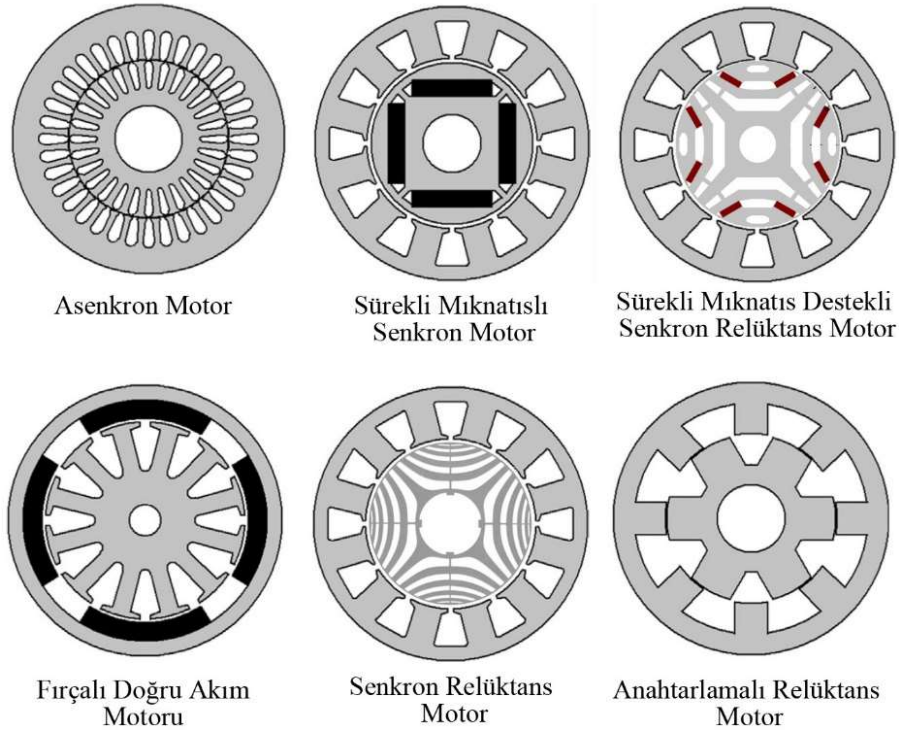
genişletilir. Şekil 2.7’de İYM ile sürekli mıknatıslı elektrik motorunun hız-moment grafiğinin benzerliği görülebilir.



Şekil 2.7 : İYM ile (a) ve EM ile (b) tahrik edilen aracın hız-moment grafiği.

SMSM ve asenkron motorlar yukarıda belirtilen avantajlarının yanında sabit güç bölgesinde çalışabilme yetilerinden dolayı elektrikli araçlarda değiştirilebilir dişli sistemine (şanzıman) ihtiyaç duyulmadan kullanılabilir.

Elektrikli araç uygulamalarında kullanılan başlıca motor tipleri; asenkron motor, sürekli mıknatıslı senkron motor, sürekli mıknatıs destekli senkron relüktans motor, fırçasız doğru akım motoru, fırçalı doğru akım motoru, relüktans motorları olarak sıralanabilir. Bu motorların genel yapısı Şekil 2.8’de görülebilir.



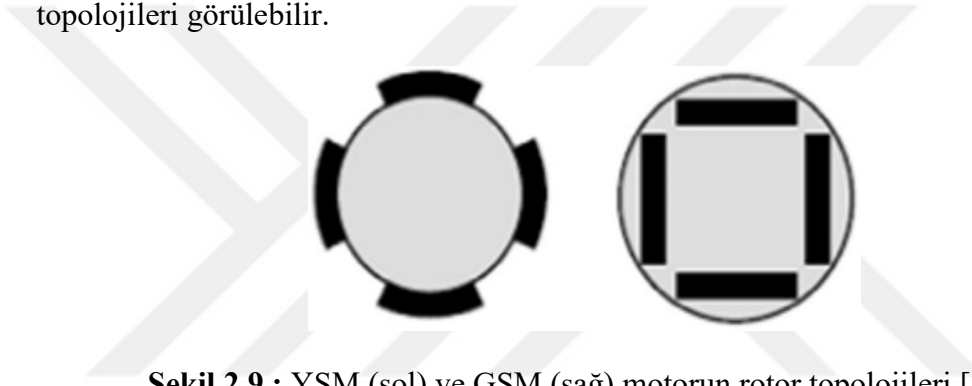
Şekil 2.8 : Elektrikli araçlarda kullanılan motor türlerinin yapısı [37,38].

2.3.1 Sürekli mıknatıslı senkron motor

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar asenkron motorlar ile birlikte elektrikli araç tahrik sistemlerinde en çok kullanılan motorlardır. Başlıca avantajları; yüksek güç yoğunluğu, yüksek verimlilik ve geniş sabit güç bölgesidir.

Mıknatısların fiyatları, yapısında bulunan nadir toprak elementleri (neodimyum, dispozyum vb.) sebebiyle yüksektir. Bu da SMSM'nin üretim maliyetlerinin yüksek olmasına sebep olmaktadır. Ayrıca mıknatısların yüksek ısı veya ters manyetik alana maruz kalması durumunda demanyetize olması ihtimali mevcuttur.

SMSM, mıknatısların rotordaki konumuna göre yüzey sürekli mıknatıslı ve gömülü sürekli mıknatıslı olarak ikiye ayrılır. Şekil 2.9'da YSM ve GSM motorun rotor topolojileri görülebilir.



Şekil 2.9 : YSM (sol) ve GSM (sağ) motorun rotor topolojileri [37].

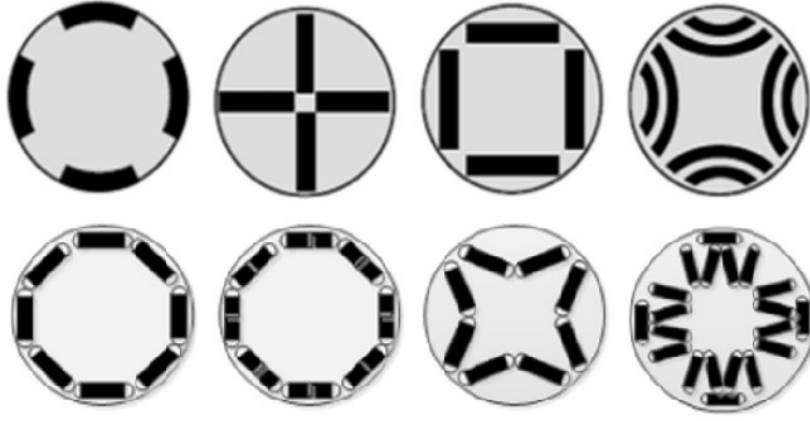
YSM ve GSM motorların moment denklemleri sırasıyla 2.2 ve 2.3 ile ifade edilir.

$$T_e = \frac{3}{2} p \Phi_M i_q \quad (2.2)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\Phi_M i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (2.3)$$

YSM motorlarda mıknatısların rotor yüzeyine yapıştırılması sebebiyle üretimi kolaydır. Ancak mıknatıslar hava aralığındaki akıya doğrudan maruz kaldığından demanyetizasyon ihtimali mevcuttur. Ayrıca çıkıklık oranının bire yakın olması sebebiyle sabit güç bölgesinde çalışma kapasitesi GSM motora göre düşüktür.

GSM motorlarda mıknatıslar rotor içerisine Şekil 2.10'da olduğu gibi farklı şekillerde gömülüdür. Bu yüzden mıknatısların demanyetizasyon ihtimali YSM motora göre azdır. GSM motorlar mıknatısların rotor içerisindeki yerleşimine göre farklı çıkıklık oranlarına sahip olabilirler. Çıkıklık oranının artması ile sabit güç bölgesinde çalışma kapasitesi artar.



Şekil 2.10 : GSM motorlarda kullanılan çeşitli rotor topolojileri [37].

Tez çalışması kapsamında kontrolcü tasarımı yapılacak motor bir gömülü sürekli mıknatıslı senkron motordur. Alan zayıflatma ve amper başına maksimum moment kontrolcülerini bu tip motorlara özel olarak tasarlanacaktır.

2.3.2 Sürekli mıknatıs destekli senkron relüktans motor

SMSM'nin üretim maliyetlerinin ve nadir toprak elementlerinde Çin'e olan bağımlılığın azaltılması amacıyla son yıllarda mıknatıs kullanımının azaltıldığı motor topolojileri üzerine yoğunlaşmıştır. Bu kapsamda sürekli mıknatıs destekli senkron relüktans motorlar (SMdSRM) çalışılmaktadır. Bu tip motorların momenti denklem 2.4 ile ifade edilmekte olup, relüktans momentinin toplam momente katkısı mıknatıs momentinden fazladır.

$$T_e = \frac{3}{2} p (\Phi_M i_d + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (2.4)$$

SMdSRM'de mıknatıs oranının azaltılması ile feragat edilen moment, relüktans momentinin artırılması ile sağlanır. Bu sebeple güç yoğunluğu bir miktar azalmış olsa da maliyet açısından daha uygun motorlar tasarlanabilmektedir. Akademik çalışmalar ve prototip seviyesindeki uygulamalarda çalışılan bu motor tipinin, henüz seri üretim elektrikli araçlarda kullanım örneği yoktur.

2.3.3 Fırçasız doğru akım motoru

Fırçasız doğru akım motorları SMSM'ye benzer rotor geometrisine sahip motorlardır. Mıknatıslar YSM motorlarda olduğu gibi rotor yüzeyine yerleştirilirler. Moment eşitliği YSM motor ile aynıdır. Fırçasız DA motorlarında stator sargıları sebebiyle zıt-

emk dalga şekilleri genellikle trapezoidal formdadır. Bu sebeple sinüzoidal zıt-emk gerilimi ve akıma sahip SMSM'nin aksine kare dalga gerilim ile kontrol edilirler.

Kontrol yapısı SMSM'ye göre daha basit ve düşük maliyetli olduğundan orta ve küçük ölçekteki elektrikli araç uygulamalarında daha çok tercih edilir.

2.3.4 Fırçalı doğru akım motoru

Fırçalı doğru akım motorlarında mıknatıslar stator üzerinde bulunurken, sargılar rotor üzerinde bulunur. Bu yüzden rotor sargılarını uyarmak için fırça-komütatör ikilisi kullanılır. Fırçanın zamanla aşınması ve değişim gerektirmesi sebebiyle bakım maliyetleri fazladır. Basit yapıdaki güç elektroniği devreleri ile doğru gerilimin seviyesi ayarlanarak moment ve hız ayarı yapılabilir. Güç yoğunluğu ve verimin kritik olmadığı elektrikli araç uygulamalarında halen kullanılmaktadır. Fırçalı DA motorun ürettiği moment, armatür akımı (i_a) ve akı ile orantılı olup denklem 2.5 ile ifade edilir.

$$T_e = k\phi i_a \quad (2.5)$$

2.3.5 Relüktans motorları

Bu tip motorlar, anahtarlamalı relüktans motorları (ARM) ve senkron relüktans motorları (SRM) olarak ikiye ayrılır. Relüktans motorlarının rotorunda uyarma sargısı veya sürekli mıknatıs yoktur. Bu sebeple üretim maliyeti oldukça düşük ve kolaydır. Ancak rotorun sürekli mıknatıs ve uyarma sargısı içermemesi sebebiyle güç yoğunluğu sürekli mıknatıslı motorlara göre düşüktür.

ARM'nin moment üretimi stator endüktansının rotor açısına göre değişimine bağlı olup denklem 2.6 ile ifade edilir. Kare dalga akım ile kontrol edilen ARM, yüksek moment dalgalanmasına sahiptir.

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (2.6)$$

ARM'ye nazaran daha yüksek güç yoğunluğuna sahip olan SRM'nin stator yapısı, SMSM ile benzerlik gösterir. Momenti, eksen endüktanslarının farkına bağlı olup, denklem 2.7 ile ifade edilir.

$$T_e = \frac{3}{2} p(L_d - L_q)i_d i_q \quad (2.7)$$

2.4 Elektrikli Araç Enerji Depolama Sistemleri

Fosil yakıtların yüksek enerji yoğunluğu sebebiyle konvansiyonel araçlarda problem teşkil etmeyen enerji depolama, elektrikli araçlarda aracın menzilini, ömrünü ve performansını belirleyen önemli bir faktör durumundadır. Bu sebeple bir çok farklı türde enerji depolama sistemi elektrikli araçlarda uygulanmıştır. Elektrikli araçlarda kullanılan enerji depolama sistemleri dört ana başlık altında incelenebilir:

- Mekanik depolama (Volanlar)
- Elektro-kimyasal depolama (Bataryalar)
- Kimyasal depolama (Yakıt hücreleri)
- Elektriksel depolama (Ultrakapasitörler)

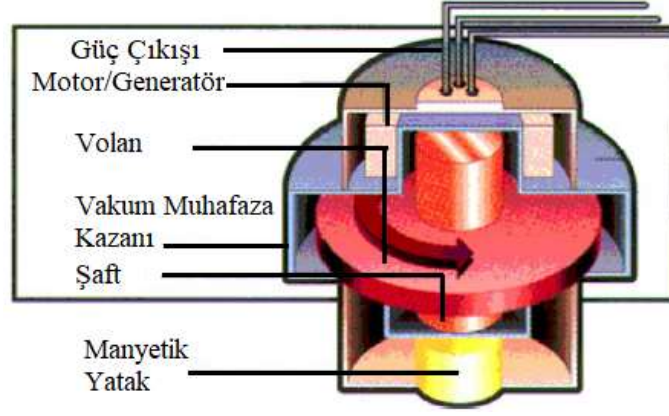
Enerji depolama sistemlerinin karakteristiklerinin karşılaştırması Çizelge 2.3'te verilmiştir.

Çizelge 2.3 : Enerji depolama sistemlerinin karşılaştırması [39].

Karakteristik	Volan	Batarya	Yakıt pili	Ultrakapasitör
Enerji tipi	Mekanik	Elektro-kimyasal	Kimyasal	Elektriksel
Enerji yoğunluğu	Düşük	Yüksek	Çok yüksek	Düşük
Güç yoğunluğu	Orta	Yüksek	Düşük	Çok yüksek
Verimlilik (%)	85-95	70-90	29-49	84-95
Çevrim ömrü	>100000	1000-4500	>1000	>100000
Şarj süresi	Saniyeler	Saatler	-	Dakikalar
Kendi kendine deşarj	Çok yüksek	Düşük	Orta	Orta
Çevrresel etki	Çok düşük	Yüksek	Çok düşük	Düşük

2.4.1 Volan

Volan, bir eksen etrafında dönerek enerjiyi kinetik enerji formunda depolayabilen bir kütledir. Volanın döndürülmesi genellikle bir elektrik motoru tarafından sağlanır. Volan dönmeye başladığında dönüş hızı ve atalet momentine bağlı bir miktar enerjiyi depo eder [40]. Şekil 2.11'de volan sisteminin genel yapısı görülebilir.



Şekil 2.11 : Volan sisteminin genel yapısı [39].

Enerji dönüşüm verimliliği %90 civarında olup, enerji yoğunluğu 100 Wh/kg mertebelerine kadar çıkabilmektedir [40]. Volanlar her ne kadar verim yüksek şarj/deşarj döngüsü değerlerine ve dayanıklı yapıya sahip olsalar da en büyük dezavantajları depo edilen enerjinin uzun süre saklanamamasıdır. Depo edilen enerjinin kendi kendinedeşarj olması sebebiyle elektrikli araç uygulamalarında anlık enerji taleplerinin karşılanması amacıyla diğer enerji depolama sistemlerine yardımcı olarak kullanılabilir.

2.4.2 Bataryalar

Elektrik enerjisini elektro-kimyasal bir formda depolayan bataryalar, en eski enerji depolama yöntemlerinden biridir. Bataryalar, yüksek güç ve enerji yoğunluğuna sahip olması ve uygulama kolaylığı sebebiyle elektrikli araç uygulamalarında en çok tercih edilen depolama sistemleridir. Enerji ve güç yoğunluğu, şarj/deşarj döngüleri bataryanın kimyasına göre değişmektedir. Elektrikli araç uygulamalarında birçok farklı kimyada şarj edilebilir batarya türü kullanılır:

- Kurşun-asit bataryalar
- Lityum bataryalar (Lityum-polimer, Lityum-iyon)
- Nikel tabanlı bataryalar (Nikel-çinko, Nikel-kadmiyum, Nikel-metal hidrit, vb.)
- Çinko/halojen bataryalar (Çinko/bromin vb.)
- Metal/hava bataryalar (Lityum/hava, Kalsiyum/hava, Magnezyum/hava vb.)

Elektrikli araç uygulamalarında en çok kullanılan türler; lityum tabanlı, kurşun asit ve nikel-metal hidrit bataryalardır. Çinko/bromin ve metal/hava bataryalar ise akademik çalışmalarda ve prototip uygulamalarda çalışılmış olsa da henüz seri üretim bir

elektrikli araçta kullanılmamıştır. Çizelge 2.4'te elektrikli araçlarda kullanılan batarya türlerinin tipik özellikleri verilmiştir.

Çizelge 2.4 : Elektrikli araç bataryalarının tipik özellikleri [41].

Batarya Türü	Enerji (Wh/kg)	Enerji Yoğunluğu (Wh/L)	Güç Yoğunluğu (W/kg)	Enerji Verimliliği (%)	Yaşam Süresi (Çevrim)	Çalışma Sıcaklığı (°C)
Kurşun Asit	30-50	60-100	200-400	70-90	2000-4500	-20 - 60
Nikel-Kadmiyum	40-50	80-100	150-350	60-90	2000-3000	-40 - 60
Nikel-Metal Hidrit	50-70	100-140	150-300	50-80	500-3000	-40 - 50
Çinko-Bromin	60-75	60-70	90-110	-	300	-
Lityum-Polimer	155	200	315	70	>1200	-20 - 60
Lityum-İyon	120-140	240-280	200-300	70-85	1500-4500	-20 - 60

Kurşun asit bataryalar elektrik depolama sistemlerinde kullanılan en eski batarya türlerinden biridir. Bakım gerektirmemesi ve yüksek şarj/deşarj döngüsü değerlerine sahip olması sebebiyle uzun ömürlüdür. Gerilim seviyesi 24V-96V arası olan küçük ve orta ölçekli elektrikli araçlarda tercih edilir. Lityum bataryalara kıyasla enerji yoğunluğu açısından geride olsa da gürbüzlüğü ve oturmuş teknolojisi sebebiyle elektrikli araçlarda tercih sebebidir.

Lityum-iyon bataryalar yüksek enerji ve güç yoğunluğuna sahip olması ve yüksek çevrim sayıları sebebiyle günümüz elektrikli araçlarında en çok tercih edilen türdür. Kendi kendinedeşarjı düşüktür. Ancak aşırı gerilim ve derindeşarja maruz bırakılması durumunda ömrü kısalmır.

Lityum bataryalar elektro-kimyasal yapısı sebebiyle aşırı gerilim ve akıma maruz kalma veya delinme gibi fiziksel zorlamalarda yanma reaksiyonu gösterebilirler. Bu sebeple batarya hücrelerinin paketleme aşamasında hem hücrelerin termal yönetiminin planlanması hem de mekanik ve fiziksel darbelerde delinme ihtimaline karşı önlemler alınması gerekmektedir. Ayrıca şarj/deşarj ömürleri ve sağlık durumlarının (state of health) korunması için batarya yönetim sistemlerinin kullanılması gereklidir.

Batarya yönetim sistemi (BYS); batarya paketinin termal yönetimi, hücre gerilimlerinin dengelenmesi ve paketin şarj/deşarj akımlarının ve gerilimlerinin sınırlandırılması gibi işleri yapar. Hücre grupları üzerindeki gerilim dengeleyici elektronik kartlar, grubun hücre gerilimlerinin eşitlenmesi için aktif ve pasif dengeleme işlemini yapar. Hücre veya hücre gruplarının sıcaklıkları sürekli gözlenerek termal yönetim konusunda önlemlerin alınması, batarya grubunun araç gövdesi ile olan elektriksel izolasyonunun kontrolü gibi işler de BYS'nin görevleri arasındadır.

Nikel-metal hidrit bataryalar lityum bataryaya alternatif olarak geliştirilmiştir. Enerji yoğunluğu açısından lityum bataryaların gerisinde olsa da üretim maliyetleri daha düşüktür. Ayrıca kendi kendinedeşarj problemi en önemli dezavantajlarından biridir.

2.4.3 Yakıt hücreleri

Yakıt hücreleri kimyasal tepkimler ile elektrik enerjisini kimyasal forma, kimyasal enerjiyi de elektriksel forma çevirebilen enerji depolama sistemleridir. Yakıt hücrelerinde artı uç (anot) olarak bir likit veya gaz, eksi uç (katot) olarak ise hava, oksijen veya klor gibi maddeler bulunur [41].

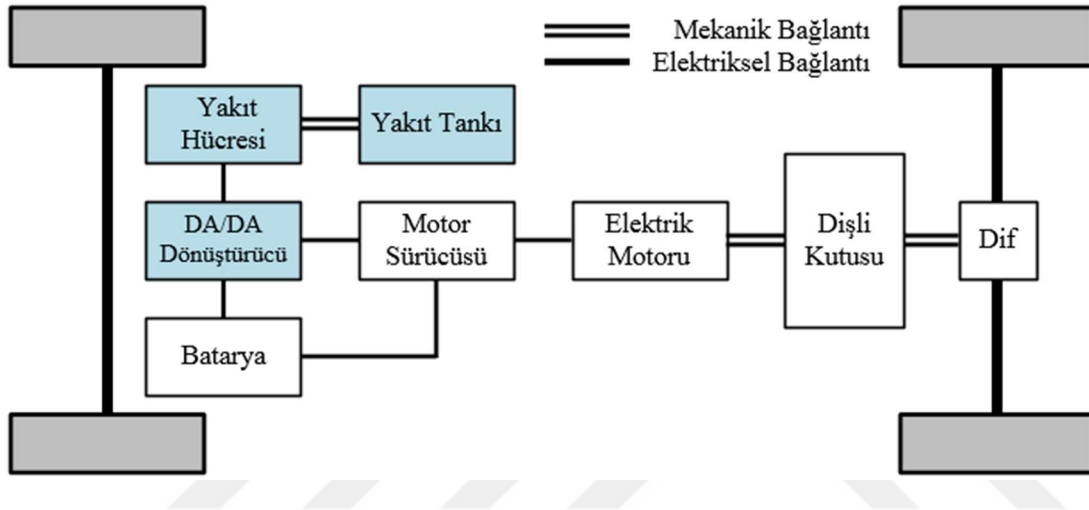
Elektrikli araçlarda en yaygın kullanılan yakıt hücreleri hidrojen tabanlı yakıt hücreleridir. Hidrojenin oksijen ile tepkimeye girerek elektrik enerjisini açığa çıkarması prensibi ile çalışır. En büyük problemi yakıt olarak kullanılan hidrojenin depolanmasıdır. Yakıt hücresi yakıt deposu ve yakıttan oluştuğundan, yüksek enerji yoğunluğu elde etmek için depolanan yakıtın hücrenin toplam ağırlığına oranının yüksek olması gerekir. Bu sebeple çeşitli hidrojen depolama teknolojileri geliştirilmiştir.

Hidrojen yakıtı yaygın olarak yüksek basınçta sıkıştırma veya sıvılaştırma, metal hidritlerde depolama yöntemleri ile depolanmaktadır. Yüksek basınçta sıkıştırma tekniğinde 200-250 bar basınç altında dolum yapılır. Ancak bu yöntemde depolanan hidrojenin toplam ağırlığa oranı düşüktür [40].

Sıvılaştırma yöntemi ile depolamada depolanan hidrojenin oranı yükselmekte, ancak yüksek basınçta depolama yapıldığı için depolama için çok fazla enerji harcanmaktadır, dolayısıyla verimsiz bir yöntemdir.

Diğer bir yöntem ise hidrojenin metaller ile doğrudan reaksiyonu ile hidrür olarak depolanmasıdır. Hidrojen yakıtı nikel, alüminyum, lantan gibi metaller ile ekzotermik bir tepkimeye girerek absorbe edilir. Depolama için yüksek basınç gerekmemesi sebebiyle güvenli bir yöntemdir. Ayrıca günümüzde yüksek oranda depolama potansiyeli barındıran karbon nanotüpler üzerinde çalışılmaktadır.

Yakıt hücreleri, elektrikli araç enerji depolama sistemlerinde genellikle bataryalar ile birlikte kullanılırlar. Dolayısıyla yakıt hücreli araçlar, Şekil 2.12’de görülen hibrit elektrikli araç topolojisine sahiptir.



Şekil 2.12 : Yakıt hücreli elektrikli aracın tahrik sistemi yapısı.

Seri üretimi yapılan yakıt hücreli araçlara örnek olarak Toyota Mirai verilebilir. Hidrojen yakıt hücreli Mirai, 114 kW maksimum çıkış gücüne sahip yakıt hücresi paketi ile enerjisinin büyük kısmını yakıt hücresinden sağlamaktadır. Araçta tahrik sistemine yüksek güç taleplerinde yardımcı olma ve geri kazanımlı frenleme enerjisini depolama amaçlı, nikel-metal hidrit tipte batarya bulunmaktadır [42].

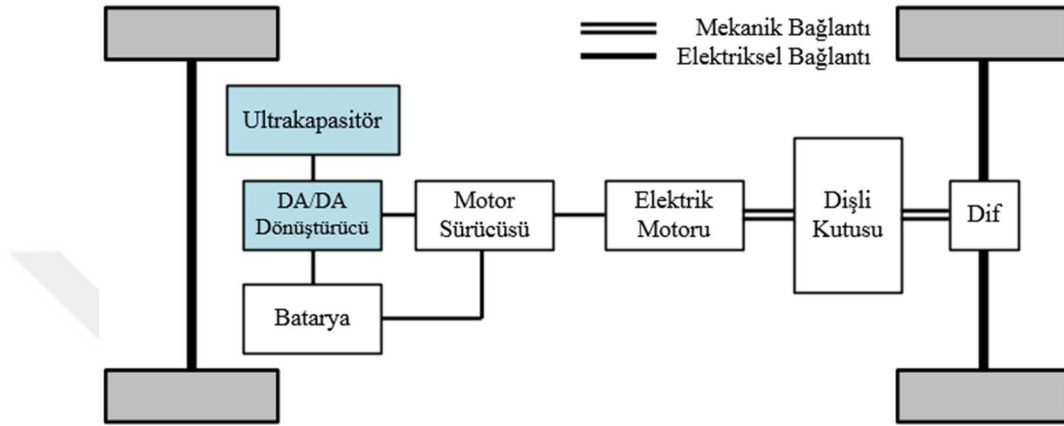
2.4.4 Ultrakapasitörler

Yapı olarak standat kapasitörlere benzeyen ultrakapasitörler, kilo faradlar düzeyinde kapasiteye sahiptir. Standart kapasitörlere göre daha geniş elektrot yüzeyine ve daha ince elektrot elektrolit arası katmana sahiptirler. Bu sayede standart kapasitörlerin enerji yoğunlukları 0.5 Wh/kg seviyelerinde iken, ultrakapasitörler 5 Wh/kg civarındadır [40].

Bataryalar ile kıyaslandığında daha fazla güç yoğunluğuna (>1000 W/kg) sahip olmalarına rağmen enerji yoğunlukları düşüktür. Bu yüzden yüksek güç çıkışını

yalnızca kısa bir süre için sağlayabilir. Şarj/deşarj çevrimleri lityum bataryalarda 1500-4500 arasında iken, ultrakapasitörler milyon seviyelerinde çevrimlere sahiptir.

Düşük enerji yoğunluğuna sahip olması nedeniyle elektrikli araçlarda müstakil bir enerji depolama sistemi olarak değil, diğer enerji depolama sistemleri ile birlikte kullanılmaktadır. Şekil 2.13'te ultrakapasitör kullanılan elektrikli araçların tahrik sisteminin genel yapısı görülebilir.



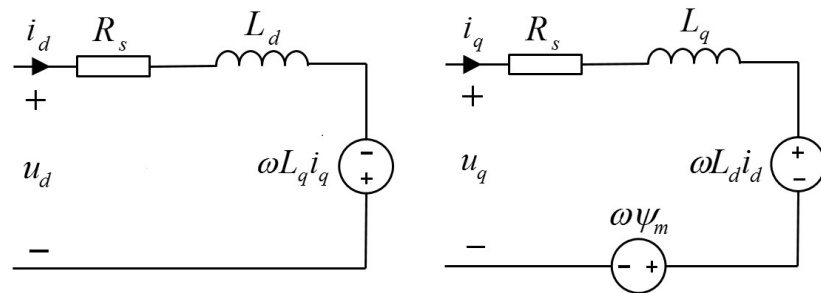
Şekil 2.13 : Ultrakapasitörlü elektrikli aracın tahrik sistemi yapısı.

Bataryaların şarj/deşarj çevrimlerinin düşük olması ve aşırı akım çekmeye/almaya müsait olmaması sebebiyle anlık güç taleplerinde veya rejenaratif frenlemelerde oluşan yüksek gücün depolanmasında ultrakapasitörler kullanılmaktadır.

2.5 GSM Motorun Matematiksel Modeli

Sürekli mıknatıslı senkron motorun matematiksel eşitlikleri genellikle döner bir referans düzlem olan dq referans düzleminde verilir. Bu sayede statordaki sinüzoidal gerilim ve akımlar doğru gerilim ve akımlara dönüştürülerek, denklemler rotor düzleminde (dq düzlemi) ifade edilir.

Sürekli mıknatıslı senkron motorun eşdeğer devresi Şekil 2.14'te verilmiştir.



Şekil 2.14 : SMSM'nin dq eksenli eşdeğer devresi.

Stator akım ve gerilimleri ile bunların dq bileşenleri arasındaki ilişki denklem 2.8 ve 2.9’da verilmiştir.

$$v_s = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \quad (2.8)$$

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (2.9)$$

Eşdeğer devre modelinden hareketle stator geriliminin bileşenleri (v_d, v_q) denklem 2.10 ve 2.11’deki gibi yazılır.

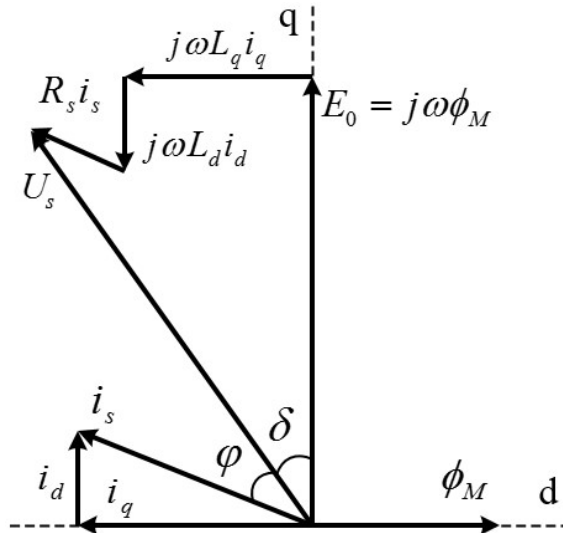
$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \quad (2.10)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \phi_M \quad (2.11)$$

Denklem 2.11’de verilen q-ekseni gerilimi ifadesinde $\omega \phi_M$ bileşeni sürekli mıknatısın oluşturduğu zıt-emk değeri olan E_0 ’dır. Denklem 2.10 ve 2.11’deki eşitliklerin vektörel toplamı stator gerilimi denklemini verir ve aşağıdaki gibi yazılır.

$$v_s = R_s i_s + j\omega L_d i_d + j\omega L_q i_q + j\omega \phi_M \quad (2.12)$$

Gerilim ve akım eşitliklerinden hareketle, SMSM’nin fazör diyagramı Şekil 2.15’de verilmiştir. Fazör diyagramında φ güç faktörü açısını, δ ise yük açısını belirtir.



Şekil 2.15 : Sürekli mıknatıslı senkron motorun fazör diyagramı.

Sürekli mıknatıslı senkron motorun elektromanyetik moment eşitliği denklemi aşağıdaki gibi yazılır:

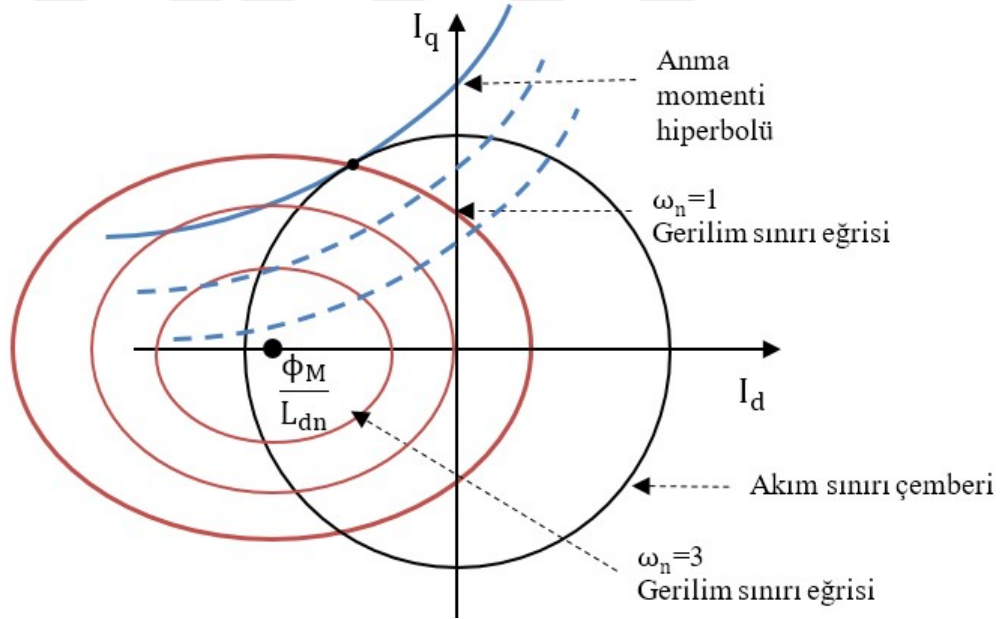
$$T_e = \frac{3}{2} p (\Phi_M i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (2.13)$$

Yüzey sürekli mıknatıslı senkron makinelerde çıkıklık oranı yaklaşık eşit bir olduğundan $L_d - L_q$ farkı sıfır olur, bu sebeple YSM motorun momenti yalnızca q-ekseni akımına bağlıdır.

Gerilim sınırı çemberleri 2.14'teki eşitsizlik ile belirtilir. Eşitsizlikteki ξ ifadesi SMSM'nin çıkıklık oranını belirtir ve $\xi = \frac{L_q}{L_d}$ olarak hesaplanır.

$$\left(I_d + \frac{\Phi_M}{L_d}\right)^2 + \xi^2 I_q^2 \leq \left(\frac{1}{\omega_n L_d}\right)^2 \quad (2.14)$$

Gömülü sürekli mıknatıslı bir motor için gerilim sınırı çemberleri ve moment eşitlikleri dq düzleminde Şekil 2.16'daki gibi çizdirilebilir.



Şekil 2.16 : GSM motorun gerilim sınırı ve moment eğrileri.

Gerilim sınırı eğrileri motorun anma hızı üzerinde çalışabileceği bölgeleri belirtir. Denklem 2.14'teki eşitsizlik anma değerlerine göre normalize edilmiş olarak verildiğinden $\omega_n = 1$ için anma hızı gerilim sınırı eğrisi çizdirilirken, $\omega_n = 3$ için anma hızının üç katına çıkıldığı durumdaki gerilim sınırı eğrisi çizdirilir.

Gerilim sınırı çemberlerinin merkezi $(-\frac{\Phi_M}{L_d}, 0)$ noktasıdır. $\frac{\Phi_M}{L_d}$ ifadesi motorun karakteristik akım değeridir. Karakteristik akım noktası motorun akım sınırı çemberi dışında kalırsa, $\omega_{xn} > \omega_n$ için gerilim sınırı elipsleri motorun akım sınırı dışında kalır.

Dolayısıyla motorun akım sınırları dahilinde ulaşabileceği maksimum hızın anma hızına oranı ω_{xn} olur ve denklem 2.15 ile hesaplanır [26].

$$\omega_{xn} = \frac{1}{\phi_M - L_d} \quad (2.15)$$

Bu sayede motorun alan zayıflatma yöntemi ile ulaşabileceği maksimum hızın teorik limiti hesaplanabilir. Karakteristik akım noktasının Şekil 2.16'daki gibi akım sınırı çemberinin içinde olması durumunda alan zayıflatma yöntemi ile ulaşılacak teorik hız sonsuzdur.



3. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN KONTROLÜ

Sürekli mıknatıslı senkron motorların temelde üç farklı kontrol yöntemi mevcuttur:

- Gerilim/Frekans Kontrolü (GFK, V/f)
- Doğrudan Moment Kontrolü (DMK)
- Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK)

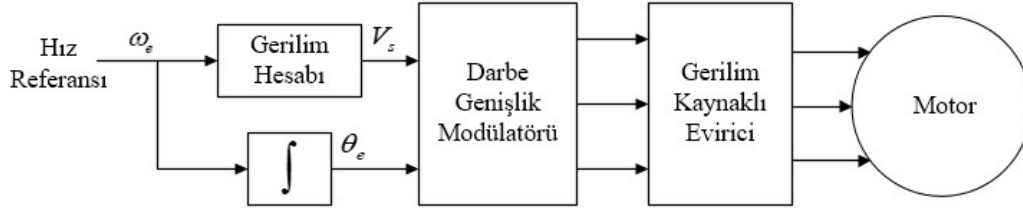
V/f kontrolü skaler kontrol olarak da adlandırılmaktadır ve açık çevrim bir kontrol yöntemidir. DMK ve AYK ise birer geribeslemeli vektörel kontrol yöntemleridir.

Elektrikli araçların çalışma koşulları göz önüne alındığında elektrik motorlarının değişken hızlarda ve değişken yük altında çalışması gerekmektedir. Ayrıca elektrikli araçların menzilini belirleyen en önemli faktörlerden biri batarya enerjisinin verimli kullanılabilmesidir. Bu da tahrik motorlarının tüm çalışma bölgesinde mümkün olan maksimum verimle çalışması gereğini ortaya koymaktadır. Bu yüksek performans gereksinimleri sebebiyle elektrikli araçlardaki SMSM'lerin sürücülerinde vektörel kontrol yöntemleri tercih edilmektedir.

Bu bölümde SMSM'nin kontrol yöntemlerinden bahsedilecek, vektörel kontrol yöntemleri DMK ve AYK'nın detayları verilecektir. Ayrıca amper başına maksimum moment (ABMM) yönteminin teorisinden bahsedilecek, literatürde mevcut olan yöntemler incelenecektir. Son olarak SMSM'nin alan zayıflatma performansı incelenerek, alan zayıflatma kontrol yöntemleri hakkında bilgi verilecektir.

3.1 Skaler Kontrol

V/f kontrolü, diğer adıyla skaler kontrol, yöntemi gerilim ve frekans bileşenlerinin kontrolüne dayanır. Çalışma bölgesince gerilim/frekans oranı sabit tutularak motorun hızı ayarlanır. Açık çevrim bir kontrol yöntemidir dolayısıyla herhangi bir geribesleme sinyali (akım, gerilim, rotor pozisyonu vb.) ihtiyaç duyulmaz. Skaler kontrolün genel blok diyagramı Şekil 3.1'de görülebilir. Yapısının basitliği sebebiyle uygulaması ucuz bir kontrol yöntemi olan V/f kontrolü genellikle pompa veya fan motoru gibi uygulamalarda kullanılır [43].

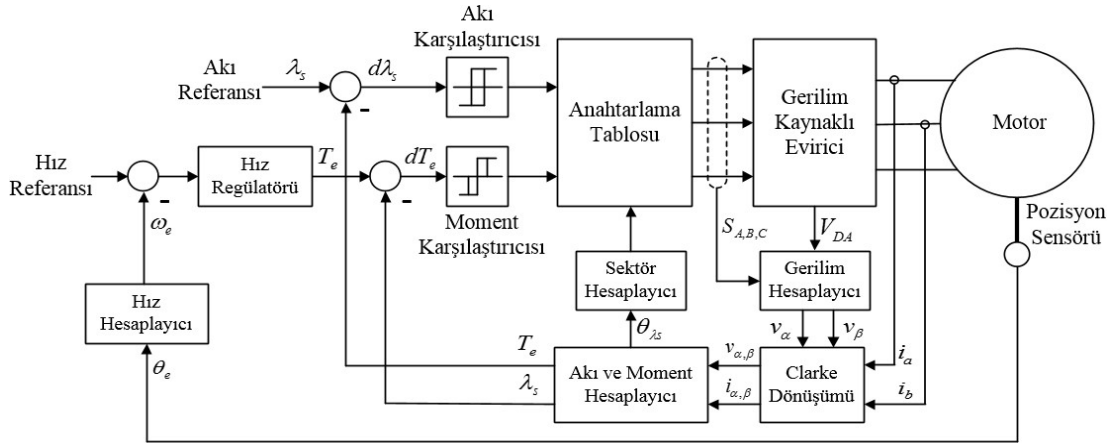


Şekil 3.1 : Skaler kontrol genel blok diyagramı.

Bu kontrol yönteminde moment kontrolü yapılmamakta, moment yük tarafından ayarlanmaktadır. Geribesleme sinyallerinin yokluğu sebebiyle V/f kontrolün dinamik performansı düşüktür. Bu sebeple yüksek dinamik performans ve yüksek verimlilik hedeflerinin olduğu elektrikli araç tahrik sistemlerinde kullanılmaya uygun bir yöntem değildir. Yüksek dinamik performans isteyen uygulamalarda vektör kontrolüne dayalı kontrol yöntemleri kullanılmaktadır.

3.2 Doğrudan Moment Kontrolü

Doğrudan moment kontrolünde ana kontrol değişkenleri motorun akı halkalanması ve momentidir. Yöntemin temeli, öntanımlı anahtarlama tablolarından gerilim vektörlerinin doğru seçimi ile moment ve akıyı kontrol etmeye dayanır. DMK'nın basit şeması Şekil 3.2'de verilmiştir.



Şekil 3.2 : Doğrudan moment kontrolü genel blok diyagramı.

DMK yönteminde stator akımları Clarke dönüşümü ile abc referans düzleminden $\alpha\beta$ referans düzlemine dönüştürülür. Stator akımları kullanılarak 3.1 ve 3.2'deki denklemler ile motorun akı halkalanması ve momentini kestirilir.

$$\lambda_{\alpha\beta,est} = \int (v_{\alpha\beta} - R_s i_{\alpha\beta}) dt \quad (3.1)$$

$$T_{e,est} = \frac{3}{2} \frac{p}{4} (\lambda_{s\alpha} i_{s\beta} - \lambda_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.2)$$

Kesitirimcilerin hesapladığı değerler ile referans akı ve moment değerlerinin farkı histerisiz karşılaştırmalara girilir. Aynı zamanda denklem 3.3 ile kestirimci tarafından hesaplanan akı değeri vasıtasıyla akı vektörünün açısı hesaplanır. Akı vektörünün açısı motorun anahtarlama sektörünü belirler.

$$\tan^{-1}(\theta_{\lambda s}) = \frac{\lambda_{\beta}}{\lambda_{\alpha}} \quad (3.3)$$

Karşılaştırmacı çıkışlarındaki moment ve akı değerleri ($d\lambda$, dT) ile sektör numarası kullanılarak anahtarlama çizelgesinden doğru gerilim vektörü seçilir. Çizelge 3.1’de örnek anahtarlama tablosu görülebilir [44].

Çizelge 3.1 : DMK yönteminde gerilim vektörünün seçimi.

Akı Değeri	Moment Değeri	Sektör Numarası					
		1	2	3	4	5	6
$d\lambda = +1$	$dT = +1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$
$d\lambda = +1$	$dT = 0$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$
$d\lambda = +1$	$dT = -1$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$
$d\lambda = -1$	$dT = +1$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$
$d\lambda = -1$	$dT = 0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$
$d\lambda = -1$	$dT = -1$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$

Anahtarlama tablosundan seçilen gerilim vektörüne göre eviricideki anahtarlama elemanlarının pozisyonları Çizelge 3.2’deki gibi olur. S_A , S_B , S_C anahtarlama elemanının açık/kapalı olma durumunu belirtmekte olup; “1” anahtar açık pozisyonunu “0”, anahtar kapalı pozisyonunu ifade eder.

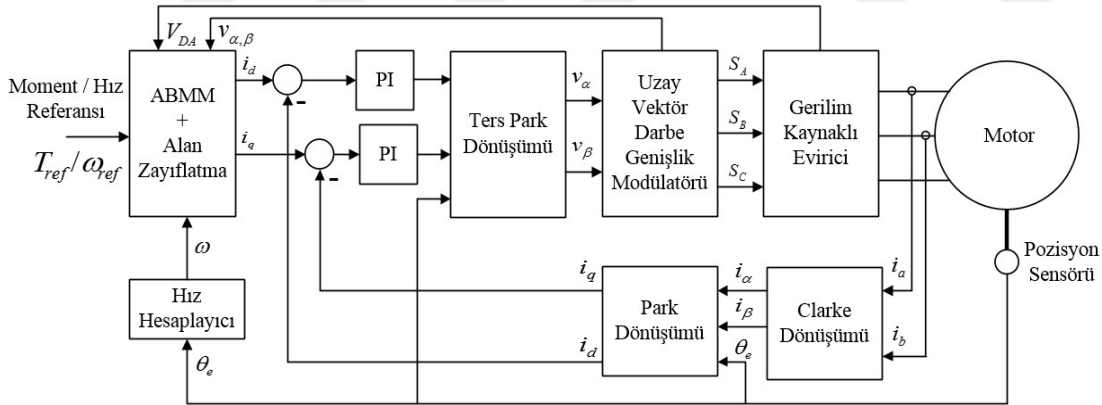
DMK yöntemi darbe genişlik modülasyonuna ihtiyaç duymayan basit anahtarlama şemasına sahiptir. Ayrıca moment kontrolüne dayalı veya gürbüz bir hız kontrolüne ihtiyaç duyulmayan uygulamalarda rotor pozisyon sensörü olmadan kullanılabilir. Bu yönlerden işlem karmaşıklığı alan yönlendirmeli kontrole nisbeten daha azdır. Ancak anahtarlama frekansının değişken olması sebebiyle düşük hızlarda moment ve akı dalgalanması yüksektir [45].

Çizelge 3.2 : DMK anahtarlama işaretinin seçimi.

Gerilim Vektörü	S_A	S_B	S_C
$\vec{V}_0$	0	0	0
$\vec{V}_1$	1	0	0
$\vec{V}_2$	1	1	0
$\vec{V}_3$	0	1	0
$\vec{V}_4$	0	1	1
$\vec{V}_5$	0	0	1
$\vec{V}_6$	1	0	1
$\vec{V}_7$	1	1	1

3.3 Alan Yönlendirmeli Kontrol

Alan yönlendirmeli kontrol, 1970’li yılların başlarında önerilmiş ve asenkron veya senkron motorların serbest uyarmalı doğru akım motoru gibi kontrol edilebileceğini ortaya koymuştur. AYK yönteminde stator akımları dönel bir referans düzleminde iki bileşenli doğru akımlara dönüştürülür. Bu sayede stator akımının akı ve moment bileşenleri ayrıştırılmış olur. Kontrol, dönüşüm sonrası elde edilen i_d ve i_q bileşenleri üzerinden yapılır. Şekil 3.3’te temel bir AYK blok diyagramı görülebilir.

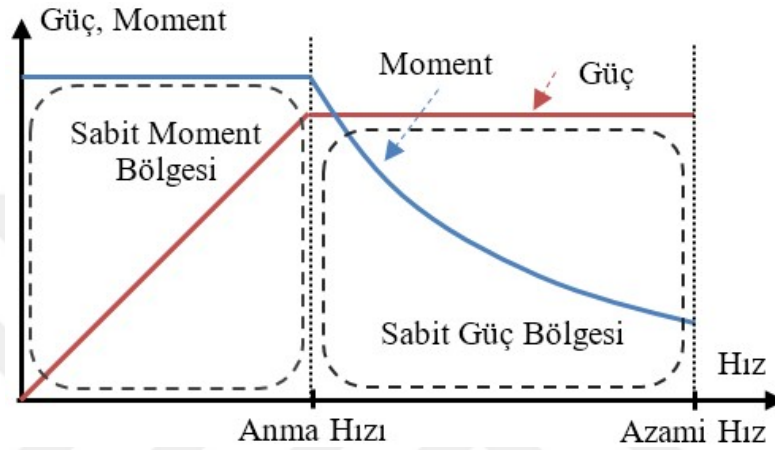


Şekil 3.3 : Alan yönlendirmeli kontrol genel blok diyagramı.

AYK yönteminde i_d ve i_q geribesleme sinyalleri referans sinyaller ile karşılaştırılır ve PI denetleyiciler vasıtasıyla stator referans gerilimleri oluşturulur. Alan yönlendirme kontrolcüsünün ürettiği gerilim sinyallerinin motora aktarılabilmesi için modülasyon işlemi gerçekleştirilir. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM) olarak adlandırılan bu işlem ile eviricide bulunan anahtarlama elemanlarının anahtarlama oranları belirlenir. Böylece kontrolcü çıkışındaki referans gerilim motor fazlarına uygulanmış olur.

AYK yönteminde kontrol dönel referans düzleminde yapıldığından rotorun pozisyon bilgisine ihtiyaç duyulur. Bu yüzden rotor pozisyonu resolver, enkoder gibi aygıtlar ile ölçülür. Rotor pozisyon sensörü içermeyen, pozisyon bilgisinin kestirimciler tarafından tahmin edildiği AYK uygulamaları da mevcuttur [18].

SMSM'nin çalışma bölgesi sabit moment bölgesi ve sabit güç bölgesi olarak ikiye ayrılır. Şekil 3.4'te SMSM'nin çalışma bölgeleri ve moment ve gücün motor hızına göre değişimi görülebilir.



Şekil 3.4 : SMSM'nin çalışma bölgeleri.

AYK uygulamalarında sabit moment bölgesinde çalışmada yaygın olarak amper başına maksimum moment kontrolü (ABMM) uygulanır. ABMM yöntemi ile d-ekseni akımı kontrol edilerek GSM motorların relüktans momentinden faydalanılır.

AYK yönteminde SMSM'nin sabit güç bölgesinde kontrolü ise alan zayıflatma yöntemi ile sağlanır. Sabit güç bölgesinde çalışabilmek, yani anma hızının üzerine çıkabilmek için motorun zıt-emk gerilimini baskılamak gerekmektedir. Bu amaçla alan zayıflatma yöntemi ile negatif d-ekseni akımı uygulanarak rotor akısı zayıflatılmakta, böylece moment üretiminin azalmasına karşın motor anma hızının üzerinde çalıştırılarak sabit güç çıkışı sağlanmaktadır.

Elektrikli araçlarda kullanılan senkron motorların sürücülerinde vektörel kontrol yöntemleri tercih edilmektedir. Skaler kontrol, değişken hızın ve yükün söz konusu olduğu, gürbüz bir moment kontrolünün gerektiği uygulamalar için yetersiz kalmaktadır. DMK ve AYK birbirine göre avantajlar ve dezavantajlar taşımakta olup, uygulama alanına göre birbirleri yerine tercih edilebilmektedir. Çizelge 3.3'te SMSM kontrol yöntemlerinin (DMK, AYK) birbirine göre avantajları ve dezavantajları verilmiştir.

Çizelge 3.3 : DMK ve AYK yöntemlerinin karşılaştırması [45-48].

Kıyas Parametresi	DMK	AYK
Dinamik moment cevabı	Hızlı	Orta
Düşük hızlardaki performans	Kötü	İyi
Parametre duyarlılığı	Orta	Orta
Sürekli durum davranışı	Yüksek dalgalanma	Düşük dalgalanma
Pozisyon sensörü ihtiyacı	Yok	Var
Anahtarlama frekansı	Değişken	Sabit
İşlem karmaşıklığı	Orta	Yüksek
Kontrol işareti üretici	Histerisiz denetleyici	PI denetleyici

DMK'nın düşük hızlardaki performansının kötü olması, ve sürekli durumda dalga şekillerinin daha fazla harmonik bileşen içermesi sebebiyle elektrikli araç uygulamalarında daha çok AYK tercih edilmektedir. Bu tez çalışması kapsamında yapılan uygulamada AYK yöntemi kullanılmıştır.

3.4 Koordinat Dönüşümleri

AYK yönteminde geri besleme sinyalinin alınması ile referans kontrol işaretinin eviriciye uygulanmasına arasındaki tüm aşamalarda sinyaller vektörel olarak ifade edilir. Elektrik makinaları gibi dengeli bir üç fazlı sistemde, stator akımları için uzay vektörü denklem 3.4 ile ifade edilir.

$$\vec{i}_s = \vec{i}_a + \vec{i}_b + \vec{i}_c = i_a + i_b e^{j\frac{2}{3}\pi} + i_c e^{j\frac{4}{3}\pi} \quad (3.4)$$

AYK'da temel olarak stator akımları kontrol edilir. Geri besleme sinyali ile okunan stator akımı uzay vektörü, üç eksenli düzlemde iki eksenli dönel bir referans düzlemine dönüştürülür. Bu işlem Clarke ve Park dönüşümleri iki aşamada gerçekleştirilir.

Denklem 3.4'te ifade edilen stator akım vektörü, Clarke dönüşümü ile iki fazlı ortogonal $\alpha\beta$ referans düzlemine dönüştürülür. Clarke dönüşümü ile uzay vektörü reel ve imajiner bileşenlerine ayrılmış olur. Üç fazlı dengeli bir sistem için, stator akımı vektörünün $\alpha\beta$ referans düzlemindeki bileşenleri denklem 3.5'teki Clarke dönüşümü ile yazılır.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/\sqrt{3} & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Daha sonra $\alpha\beta$ referans düzleminin rotor açısı (θ) ile döndürüldüğü bir referans düzlemi olan dq referans düzlemine geçilir. Bu işlem için 3.6'da verilen Park dönüşümü denklemleri kullanılır.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

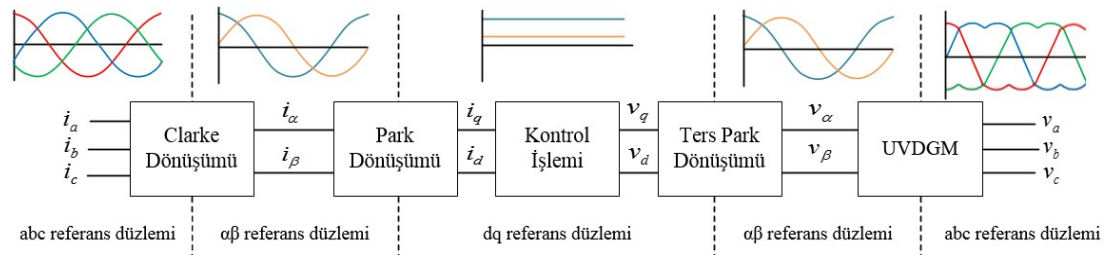
Referans sinyal ve geribesleme sinyallerinin kontrolcü tarafından işlenmesiyle gerekli kontrol işareti oluşturulduğunda, işaretin eviriciye uygulanabilmesi için tekrar abc referans düzlemine geçilmesi gerekmektedir. Kontrol işaretine 3.7'de verilen ters Park dönüşümü uygulanarak $\alpha\beta$ referans düzlemine geçirilir.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Sonraki aşamada ise uzay vektör darbe genişlik modülatörü ile, evirici anahtarlama sinyallerinin oluşturulması sırasında, abc referans düzlemine geçilerek kontrol işareti eviriciye uygulanır.

Dönüşüm işlemleri ile stator akımları, abc referans düzleminden dq referans düzlemine geçirilir. Sabit genlikte bir f frekansı ile salınan bir stator akımı vektörünün dq referans düzlemindeki zamana bağlı değişimi, Şekil 3.5'te görüldüğü gibi, doğru akıma benzemektedir.

Koordinat dönüşümleri sayesinde sürekli hal durumunda akımlar zamanla değişmez hale getirildiğinden kontrolcü tasarımı kolaylaşmaktadır. Ayrıca dönüşüm rotor açısına göre yapıldığından stator akımının akı ve moment ile ilişkili bileşenleri ayrıştırılmaktadır.

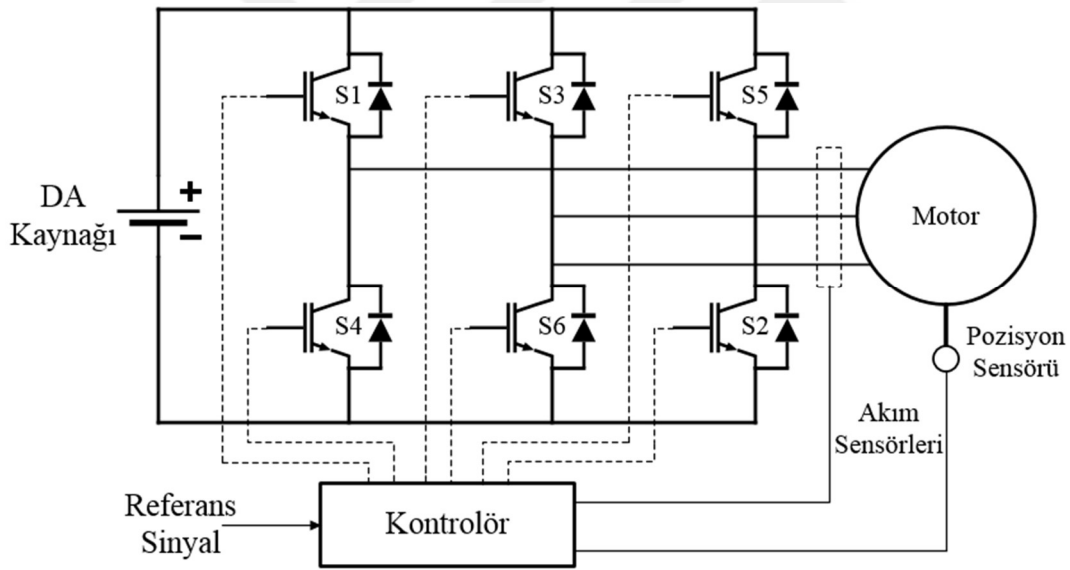


Şekil 3.5 : Kontrol işaretlerinin referans düzlemlerindeki görünüşleri.

3.5 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

Motor sürücüler istenen referans değeri geribesleme sinyalleri ile karşılaştırarak oluşturabilmek için kontrol işaretleri üretirler. Kontrol işaretleri mikrodenetleyiciler tarafından sayısal olarak oluşturulur ve bu işaretler motora uygulanmak amacıyla bir dönüşüm işlemine tabi tutulur.

Alan yönlendirme kontrolcüsü tarafından oluşturulan kontrol sinyalleri motor fazlarına uygulanması gereken gerilimleri ifade eder. Kontrol sinyalinde belirtilen genlik ve fazdaki gerilimlerin motor üzerinde oluşturulabilmesi için, eviricide bulunan anahtarlama elemanlarının anahtarlama oranlarının hesaplanması gerekir. Bu oranların hesaplanmasını sağlayan teknikler darbe genişlik modülasyonu (DGM) teknikleri olarak adlandırılır. DGM ile hesaplanan anahtarlama oranları eviricideki anahtarlama elemanlarına uygulanarak, kontrol işaretinin belirttiği gerilim seviyesi motor fazları üzerinde oluşturulmuş olur. Üç fazlı bir eviricinin devre yapısı Şekil 3.6’da verilmiştir.



Şekil 3.6 : Üç fazlı evirici devre yapısı.

Alan yönlendirme kontrolünde en çok kullanılan DGM tekniği uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM)’dur. Bu DGM tekniğinde anahtarlama oranları uzay vektörleri üzerinden hesaplanır.

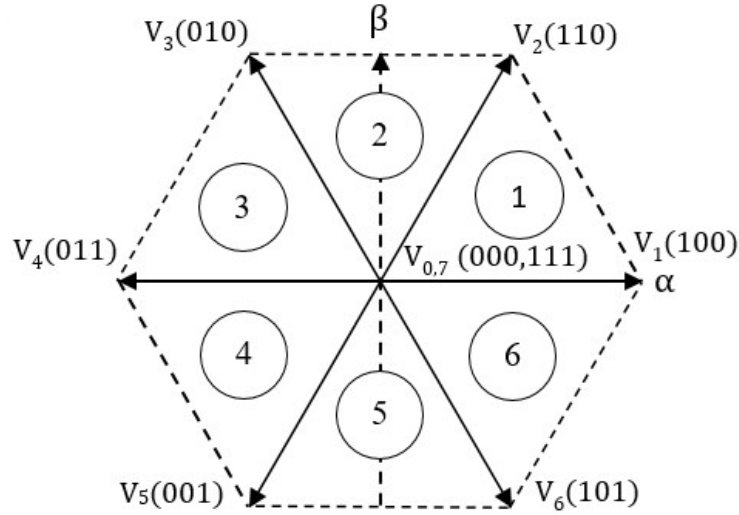
Anahtarlama elemanlarının açık/kapalı olması durumuna göre evirici çıkışındaki faz-nötr ve faz arası gerilimleri Çizelge 3.4’te verilmiştir. S_A , S_B , S_C anahtarlama elemanlarının açık/kapalı durumunu belirtmekte olup; S1 anahtarının açık S4 anahtarının kapalı olma durumu $S_A = 1$, S1 anahtarının kapalı S4 anahtarının kapalı

olma durumu ise $S_A = 0$ ile belirtilmiştir. S_B ve S_C benzer şekilde S3-S6 ve S5-S2 anahtarlarının durumlarını belirtmektedir.

Çizelge 3.4 : Anahtar durumlarına göre faz arası ve faz nötr gerilimleri.

Vektör	S_A	S_B	S_C	V_A	V_B	V_C	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	U_{DA}	0	$-U_{DA}$	$\frac{2}{3}U_{DA}$	$-\frac{1}{3}U_{DA}$	$-\frac{1}{3}U_{DA}$
V_2	1	1	0	0	U_{DA}	$-U_{DA}$	$\frac{1}{3}U_{DA}$	$\frac{1}{3}U_{DA}$	$-\frac{2}{3}U_{DA}$
V_3	0	1	0	$-U_{DA}$	U_{DA}	0	$-\frac{1}{3}U_{DA}$	$\frac{2}{3}U_{DA}$	$-\frac{1}{3}U_{DA}$
V_4	0	1	1	$-U_{DA}$	0	U_{DA}	$-\frac{2}{3}U_{DA}$	$\frac{1}{3}U_{DA}$	$\frac{1}{3}U_{DA}$
V_5	0	0	1	0	$-U_{DA}$	U_{DA}	$-\frac{1}{3}U_{DA}$	$-\frac{1}{3}U_{DA}$	$\frac{2}{3}U_{DA}$
V_6	1	0	1	U_{DA}	$-U_{DA}$	0	$\frac{1}{3}U_{DA}$	$-\frac{2}{3}U_{DA}$	$\frac{1}{3}U_{DA}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Çizelge 3.3’te eviricinin anahtarlama kombinasyonlarına göre belirlenen sekiz gerilim vektörü bara gerilimine göre normalize edildiğinde, vektörlerin $\alpha\beta$ referans düzleminde gösterimi Şekil 3.7’deki gibidir.



Şekil 3.7 : Uzak vektörlerinin $\alpha\beta$ referans düzlemindeki gösterimi.

V_0 ve V_7 gerilim vektörleri sıfır gerilim vektörleridir ve üç faz gerilimlerinin sıfır olduğu durumu belirtir.

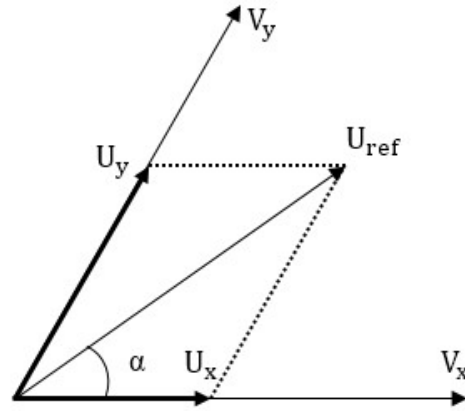
Kontrolcü çıkışındaki referans gerilim bu sekiz vektör kullanılarak oluşturulur. Referans vektörü elde edebilmek için kendisine komşu iki vektör, referans vektörün izdüşümleri oranında anahtarlanır.

Bu amaçla öncelikle referans gerilimin hangi sektörde olduğu belirlenir. Sektör tespiti için referans gerilimin açısına bakılır. Referans gerilimin α eksenine ile yaptığı açı θ_α olmak üzere, sektör tespiti Çizelge 3.5 ile yapılır. Sektör tespiti alternatif olarak abc referans düzlemindeki gerilim referanslarının işaretlerine bakılarak da yapılabilir.

Çizelge 3.5 : Referans gerilimin açısına göre sektörün belirlenmesi.

Referans Gerilim Açısı (θ_α)	Sektör
$0^\circ \leq \theta_\alpha < 60^\circ$	1
$60^\circ \leq \theta_\alpha < 120^\circ$	2
$120^\circ \leq \theta_\alpha < 180^\circ$	3
$180^\circ \leq \theta_\alpha < 240^\circ$	4
$240^\circ \leq \theta_\alpha < 300^\circ$	5
$300^\circ \leq \theta_\alpha < 360^\circ$	6

Sektör tespiti ile referans gerilime komşu vektörler belirlenmiş olur. Komşu vektörler ile referans gerilimini oluşturabilmek için vektörlerin anahtarlama süreleri hesaplanmalıdır. Şekil 3.8’de U_{ref} referans vektörünün kendisine komşu gerilim vektörleri (V_x, V_y) üzerindeki izdüşümleri U_x ve U_y ile ifade edilmiştir.



Şekil 3.8 : Referans gerilim vektörünün elde edilmesi.

Referans gerilim vektörü komşu gerilim vektörleri cinsinden denklem 3.8’deki gibi yazılabilir.

$$U_{ref} = d_x V_x + d_y V_y \quad (3.8)$$

Denklem 3.8’de bulunan gerilim vektörleri normalize edilmiş vektörler olduğundan d_x, V_x vektörünün anahtarlama oranını; d_y, V_y vektörünün anahtarlama oranını belirtir. Anahtarlama oranları, anahtarlama periyodu T_s ile çarpıldığında her bir vektörün anahtarlama süresi bulunur. Anahtarlama periyodunun artı kalan kısımlarında

eviriciye sıfır gerilim vektörü uygulanır. Sıfır gerilim vektörü V_0 'ın anahtarlama oranı ise d_z ile ifade edilir. Anahtarlama oranları referans gerilim vektörü cinsinden aşağıdaki denklemler ile yazılabilir.

$$d_x = U_{ref} * \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad (3.9)$$

$$d_y = U_{ref} * \sin(\alpha) \quad (3.10)$$

$$d_z = 1 - (d_x + d_y) \quad (3.11)$$

Anahtarlama oranlarının belirlenmesi sonrasında, komşu vektörlerinin Çizelge 3.4'teki anahtarlama durumları anahtarlama periyodu boyunca hesaplanan oranlarda uygulanır. Böylece kontrolcünün ürettiği referans gerilim motor fazlarına iletilir.

3.6 Amper Başına Maksimum Moment Kontrolü

SMSM'nin AYK uygulamasında anma hızının altındaki çalışma bölgesi sabit moment bölgesi olarak adlandırılır. Bu bölgedeki çalışmada motordan anma momentini verebilir. Elektrikli araç tahrik motoru uygulamalarında sabit moment bölgesinde motordan optimum verimi alabilmek için amper başına maksimum moment (ABMM) yöntemi uygulanır. Bu yöntem sayesinde GSM motorlarda relüktans momenti, elektriksel momente pozitif yönde katkıda bulunur ve birim amper başına üretilen momentin artar.

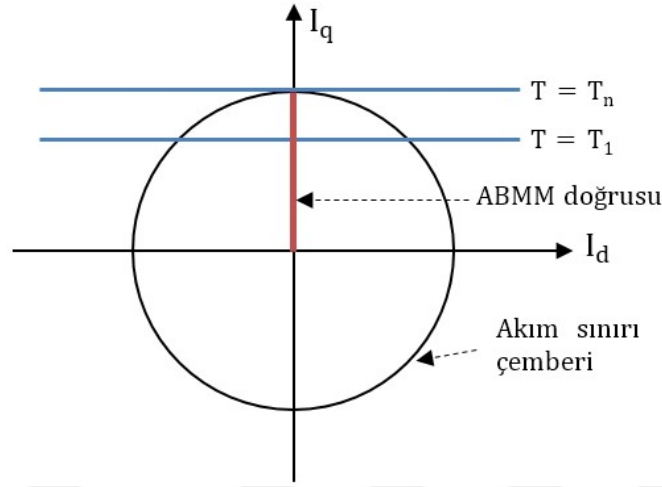
Sürekli mıknatıslı senkron motorlarda elektriksel moment ifadesi denklem 3.12 ile ifade edilir.

$$T_e = \frac{3}{2} p (\phi_M i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (3.12)$$

Yüzey sürekli mıknatıslı motorlarda q-ekseni ve d-ekseni endüktansları oranı yaklaşık olarak eşittir ($L_q \cong L_d$). Dolayısıyla çıkıklık oranı $\xi = \frac{L_q}{L_d} = 1$ olarak kabul edilebilir. Bu durumda denklem 3.12 YSM motor için yeniden yazıldığında denklem 3.13 elde edilir.

$$T_e = \frac{3}{2} p \phi_M i_q \quad (3.13)$$

Denklem 3.13'ten görüleceği üzere YSM motorun momentı, stator akımının yalnızca q-ekseni bileşenine bağlıdır. Şekil 3.9'da YSM motorun daire diyagramında moment eğrileri görülebilir.



Şekil 3.9 : YSM motorun sabit moment ve ABMM çizgileri.

Daire diyagramında görüldüğü üzere, YSM motorun moment çizgileri q-eksenine paraleldir. Yani d-ekseni akımının üretilen momente katkısı yoktur. Dolayısıyla herhangi bir moment çizgisi için stator akımının minimumu, d-ekseni akımının sıfır olduğu ($i_d=0$) noktadadır. Yani YSM motor için $i_d=0$ kontrolü ile birim amperde maksimum moment elde edilir.

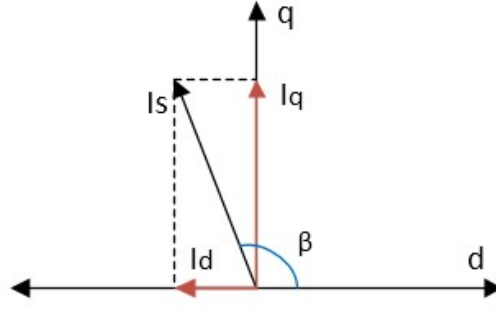
GSM motorlarda $L_d \neq L_q$ olduğundan elektriksel moment ifadesi manyetik moment bileşeninin yanında relüktans moment bileşenini de içerir. SMSM'nin 3.12'deki elektriksel moment denklemi, denklem 3.14'teki gibi manyetik ve relüktans moment bileşenleri ayrı ayrı ifade edecek şekilde ayrıldığında denklem 3.15 ve 3.16 elde edilir.

$$T_e = T_{\text{manyetik}} + T_{\text{relüktans}} \quad (3.14)$$

$$T_{\text{manyetik}} = \frac{3}{2} p \Phi_M i_q \quad (3.15)$$

$$T_{\text{relüktans}} = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q \quad (3.16)$$

GSM motorlarda relüktans moment bileşeni stator akım vektörünün açısına göre toplam elektriksel momente negatif veya pozitif yönde katkı yapar. Şekil 3.10'dan hareketle stator akımı vektörü i_s , denklem 3.17 ve 3.18'de belirtildiği şekilde bileşenlerine ayrılabilir.



Şekil 3.10 : Moment açısının dq düzleminde ifade edilmesi.

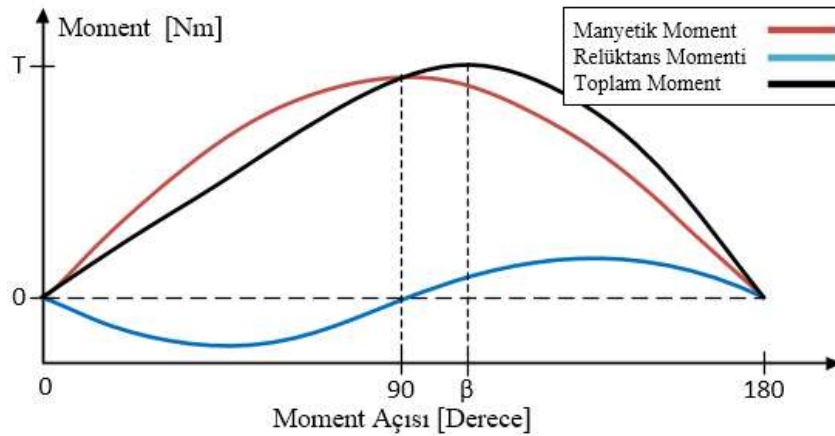
$$i_d = i_s \cos(\beta) \quad (3.17)$$

$$i_q = i_s \sin(\beta) \quad (3.18)$$

Elektriksel moment ifadesini stator akım vektörü ve moment açısı cinsinden ifade etmek için denklem 3.17 ve 3.18, denklem 3.12’de yerine koyulduğunda denklem 3.19 elde edilir.

$$T_e = \frac{3}{2} p \left(\phi_M i_s \sin(\beta) + (L_d - L_q) i_s^2 \frac{\sin(2\beta)}{2} \right) \quad (3.19)$$

Denklem 3.19’da β , stator akımının d-ekseni ile yaptığı açığı ifade eder ve moment açısı olarak adlandırılır. Bir GSM motor ele alınarak denklem 3.18’deki moment ifadesi moment açısının farklı değerleri için ($0 \leq \beta < 180^\circ$) çözüldüğünde; manyetik moment, relüktans moment ve toplam elektriksel momentin değişimi Şekil 3.11’deki gibi olur.

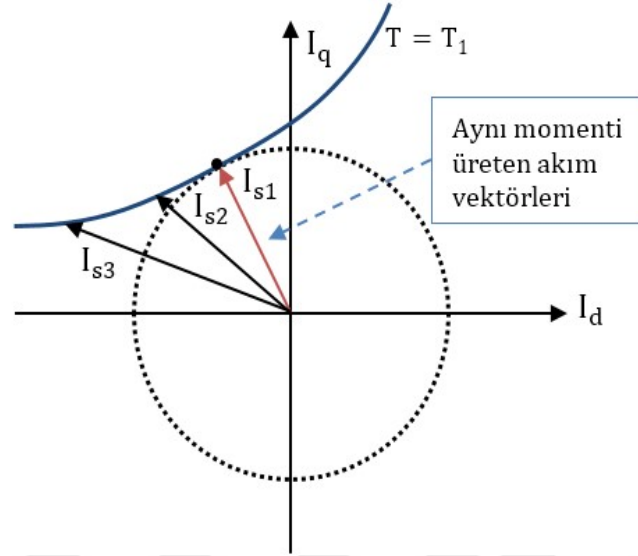


Şekil 3.11 : Manyetik, relüktans ve toplam momentin açığa göre değişimi.

Şekil 3.11’de görüldüğü gibi moment açısının 90° olduğu noktada manyetik moment maksimum değerine ulaşırken relüktans moment sıfırdır. β açısında ise manyetik

momentin bir miktar azalmasına karşın, relüktans momentinin de desteği ile üretilen toplam moment en yüksek değerine ulaşmaktadır.

Farklı bir bakışla sabit bir moment değerini sağlayabilen birçok stator akımı vektörü (I_{s1} , I_{s2} , I_{s3}) olduğu Şekil 3.12’de görülmektedir. Şekil 3.12’de görüldüğü gibi T_1 momenti minimum akım ile sağlayan vektör I_{s1} vektörüdür.



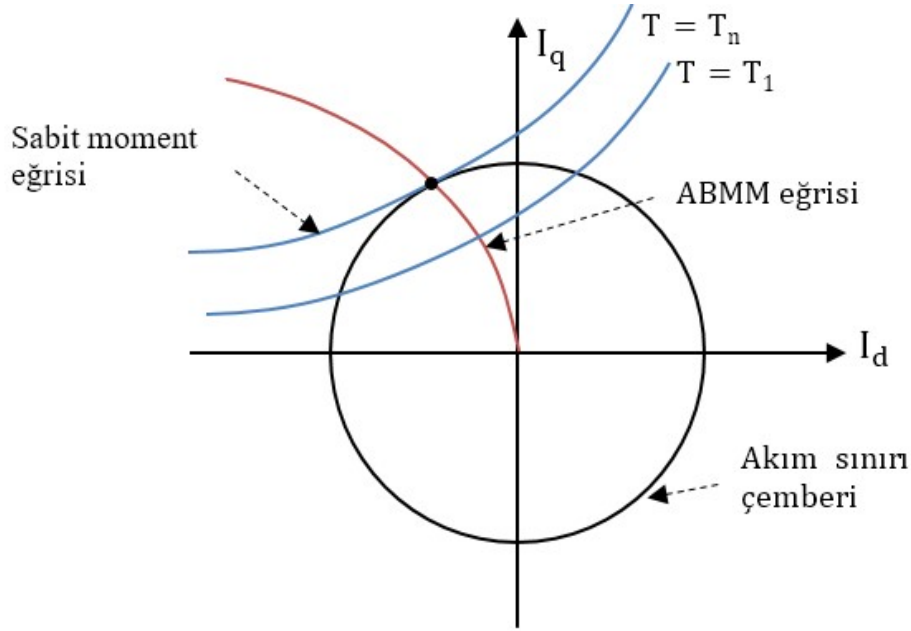
Şekil 3.12 : Aynı momenti üreten stator akım vektörleri.

Amper başına maksimum moment (ABMM) kontrolünde stator akımının ($i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$) belirli bir değeri için maksimum momenti elde etmeyi sağlayacak moment açısı (β), diğer bir deyişle i_d - i_q ikilisi, aranmaktadır. Denklem 3.18’den görüleceği üzere maksimum moment açısı, GSM motorun sürekli mıknatıs akı halkalanması ile d ve q -ekseni endüktanslarına (ϕ_M , L_d , L_q) bağlıdır. Her bir stator akımı genliği için maksimum moment açısı değişmekte olup, bu açının stator akım sınırına kadar olan değişimi ABMM eğrisini oluşturur. Şekil 3.13’te bir GSM motorun ABMM eğrisi görülebilir.

Maksimum moment açısının bağlı olduğu sürekli mıknatıs akı halkalanması ve d - q endüktansları gibi parametreler her ne kadar sabit kabul edilse de, motorun çalışma şartlarına (sıcaklık, manyetik doyum, elektriksel moment) bağlı olarak değişmektedir. Dolayısıyla motorun maksimum moment açısı da bu parametrelerin anma değerlerinden sapması sebebiyle değişmektedir.

Parametre değişimleri, ABMM kontrolünün karmaşıklığını artırmaktadır. Yapılan ilk çalışmalarda ABMM kontrolü için sabit parametrelili motor modelleri kullanılmıştır.

Fakat parametre değişimlerini dikkate almayan bu yöntemler, motorun tüm çalışma bölgesinde iyi performans göstermekte yetersiz kalmıştır. Sonraki çalışmalarda sıcaklık, manyetik doyum gibi değişkenler de dikkate alınarak çeşitli metotlar geliştirilmiştir.



Şekil 3.13 : GSM motorun ABMM eğrisi ve sabit moment eğrileri.

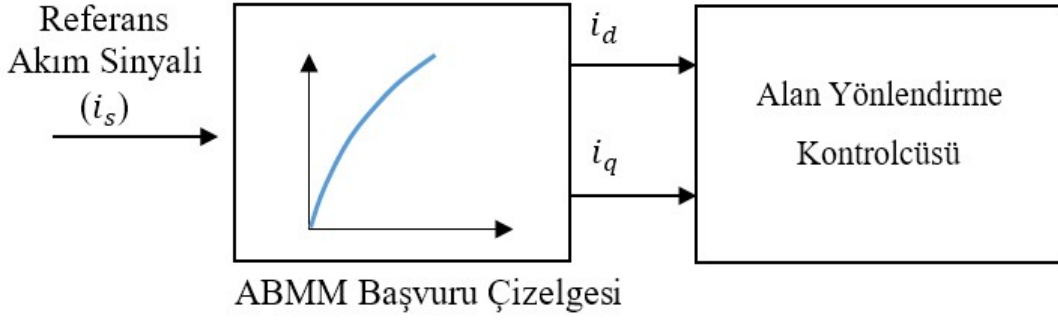
ABMM kontrolündeki teknikler ele üç ana başlık altında incelenebilir [49]:

- Moment eşitliğinin çözümüne dayalı kontrol
- Eksen akımlarının ilişkisine dayalı kontrol
- Arama algoritmalarına dayalı kontrol

3.6.1 Moment ifadesinin çözümüne dayalı kontrol

Bu metotta moment denklemi kullanılarak, momenti maksimuma çıkaran i_d - i_q ikilisi doğrudan hesaplanır. Akım değerleri, moment denkleminin stator akımına göre türevinin alınması ile elde edilen dördüncü dereceden eşitliğin çözümü ile elde edilir. Dördüncü dereceden denklemin çözülmesi gerçek zamanlı uygulamalarda zor olduğundan, çoğu uygulamada çözüm sonuçları öntanımlı başvuru çizelgelerine yazılır. Bu yöntemin genel blok şeması Şekil 3.14'te verilmiştir.

Başvuru çizelgelerinde referans moment değerine karşılık gelen optimum i_d - i_q ikilisinin sayısal değerleri mevcuttur ve PI denetleyicilere bu değerler doğrudan girilir.



Şekil 3.14 : Başvuru çizelgesi yöntemi ile ABMM kontrolü.

Moment eşitliğinde bulunan motor parametrelerinin gerçek koşullar altında değişmesi, başvuru çizelgesi ile ABMM kontrolünde en büyük problemlerden biridir. Dolayısıyla bu yöntemin gürbüzlüğü artırarak amacıyla başvuru çizelgelerinin motor parametre değişimlerini de dikkate alacak şekilde genişletilmesi söz konusu olmaktadır.

3.6.2 Eksen akımlarının ilişkisine dayalı kontrol

Bu yöntemde stator akımı referansı ($i_{s,ref}$) bir PI denetleyici tarafından üretilirken, d-ekseni akımı referansı ($i_{d,ref}$) stator akımının bir fonksiyonu olarak ifade edilir. Morimoto ve arkadaşları [6] elektriksel moment denkleminin türevini alarak, d-ekseni akımını stator akımı cinsinden ifade eden denklem 3.20'deki eşitliği ortaya koymuşlardır.

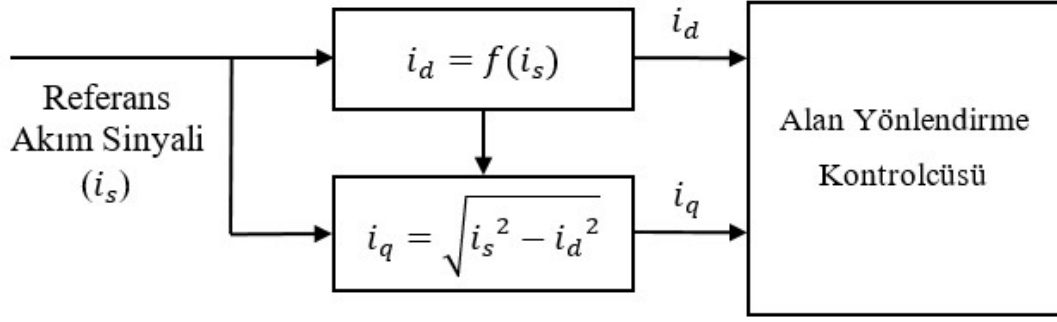
$$i_d = \frac{\Phi_M}{4(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\Phi_M^2}{16(L_q - L_d)^2} + \frac{i_s^2}{2}} \quad (3.20)$$

Bu durumda q-ekseni akımı referansı ise, $i_q = \sqrt{i_s^2 - i_d^2}$ eşitliği ile elde edilir.

Benzer bir yaklaşım ile PI denetleyici tarafından referans stator akımı genliği üretildiğinde, maksimum moment açısı β denklem 3.21 ile hesaplanabilir.

$$\beta = \sin^{-1} \left(\frac{-\Phi_M + \sqrt{\Phi_M^2 + 8(L_d - L_q^2)i_s^2}}{4(L_d - L_q)i_s} \right) \quad (3.21)$$

Maksimum moment açısının hesaplanması sonrasında gerekli eksen akımı referansları $i_d = -i_s \sin(\beta)$ ve $i_q = i_s \cos(\beta)$ eşitlikleri ile elde edilebilir. Bu yöntemin genel blok şeması Şekil 3.15'te verilmiştir.



Şekil 3.15 : Eksen akımları ilişkisine dayalı ABMM kontrolü.

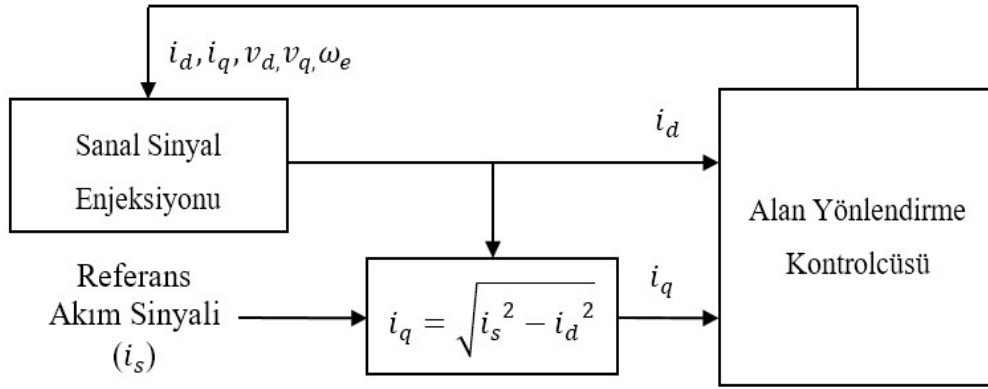
Literatürde denklem 3.20 ve 3.21’de bulunan motor endüktanslarının (L_d , L_q) manyetik doyum, çapraz bağlaşım vb. etkiler ile değişiminin göze alındığı denklemler de elde edilmiştir [11-13]. Bu tarz denklemlerde eksen endüktansları q-ekseni akımının birer fonksiyonu olarak ($L_q(i_q)$, $L_d(i_q)$) ifade edilir. Bu sayede endüktansların motorun yükleme akımına göre değişimi de göz önüne alınarak daha sağlıklı bir maksimum moment kontrolü sağlanır.

3.6.3 Arama algoritmalarına dayalı kontrol

ABMM kontrolünün parametre değişimlerine duyarlılığı, iyi bir maksimum moment kontrolünü zorlaştırmaktadır. Bu sebeple parametre duyarsız ABMM kontrolcüsü tasarımları üzerine çalışmalar yapılmıştır. Arama algoritmalarına dayalı kontrol olarak ifade edilebilen bu yöntemde motorun gerçek zamanlı performansı faz akımları, bara gerilimleri vb. parametreler üzerinden izlenerek optimum i_d - i_q ikilisi aranır [49].

Son yıllarda sinyal enjeksiyonu yöntemi ile maksimum moment açısını aramaya yönelik çalışmalar yapılmıştır. Bu yöntemlerde stator referans vektörünün açısına (β), açının $\Delta\beta$ kadar salınmasına sebep olacak yüksek frekanslı sinüzoidal bir sinyal eklenir. Bu sinyal standart kontrolcü sinyalinin üzerine bindirildiğinden akım vektörü açısı β değerinin çevresinde salınır. Bu salınım ise motor momenti üzerinde dalgalanmaya sebep olur. Stator akımlarının geri beslemesi üzerinden yapılan moment hesabı ile moment değişiminin türevinin sıfır olduğu nokta ($dT/d\beta = 0$) yani ABMM noktası bulunur.

Sinyal enjeksiyonu yönteminde yüksek frekanslı sinyalin sebep olduğu moment dalgalanması ve kayıplar sebebiyle sanal sinyal enjeksiyonu yöntemleri geliştirilmiştir. Bu yöntemlerde temel olarak kontrolcünün oluşturduğu referans sinyale eklenen yüksek frekanslı sinyal, gerçek motor ile eşzamanlı olarak sanal bir motor modeline enjekte edilir.

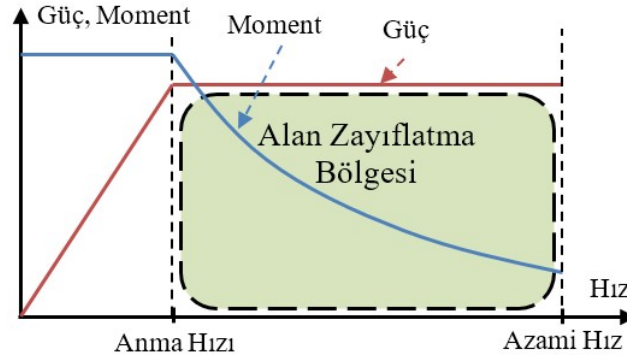


Şekil 3.16 : Sanal sinyal enjeksiyonu yöntemi ile ABMM kontrolü.

Yüksek frekans enjekte edilmiş kontrolcü sinyali ile sistem modelinde $dT/d\beta = 0$ eşitliğinin sağlandığı β açısı bulunur. Bu sayede sinyal enjeksiyonunun olumsuz sonuçlarından kaçınılsa da iyi bir ABMM kontrolü için motor modelinin iyi tanımlanması gerekmektedir.

3.7 Alan Zayıflatma

Elektrikli araç tahrik sistemleri geniş bir hız aralığında sabit güçte çalışabilmeye ihtiyaç duyarlar [50]. İçten yanmalı motora sahip araçlarda sabit güç çıkışı, şanzıman ile moment/hız oranı değiştirilerek elde edilir. SMSM, sabit güç bölgesinde çalışabilme kabiliyetinden dolayı elektrikli tahrik sistemlerinde şanzımana gerek duymaksızın kullanılabilir. SMSM'nin sabit güç bölgesinde çalışması alan zayıflatma yöntemi ile sağlanır. Şekil 3.17'de, SMSM'nin moment ve hızının alan zayıflatma bölgesindeki değişimi görülebilir.



Şekil 3.17 : Alan zayıflatma bölgesinde SMSM'nin moment ve hız değişimi

SMSM'nin zıt-emk gerilimi, hızı ile doğru orantılıdır. Eviricilerin sınırlı bir çıkış gerilimi bulunduğundan, zıt-emk gerilimi eviricinin maksimum çıkış gerilimini aştığında SMSM akım çekemeyecek, dolayısıyla moment üretemeyecektir [51].

SMSM'yi anma hızı üzerinde sürebilmek için zıt-emk gerilimi eviricinin maksimum çıkış gerilimine ulaştığında, d-ekseni akımı ile hava aralığındaki akı zayıflatılır. Bu sayede SMSM anma hızı üzerine çıkar fakat üretebildiği maksimum moment düşer.

3.7.1 SMSM'nin alan zayıflatma performansı

Alan zayıflatma bölgesinin belirlenebilmesi için motorun daire diyagramında gerilim ve moment eğrilerinin çizilmesi gerekir. SMSM motorun gerilim ve moment denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V_d = -\omega \xi L_d I_q \quad (3.22)$$

$$V_q = \omega L_d I_d + \omega \phi_M \quad (3.23)$$

$$T = \psi_m I_q - (\xi - 1) L_d I_d I_q \quad (3.24)$$

Motora verilebilecek maksimum gerilim ve akım eviricinin çıkışı ile sınırlıdır. Motoru süren eviricinin maksimum çıkış akımı ve gerilimi I_c ve V_c ile ifade edilirse, motorun gerilim ve akım eşitliği denklem 3.25 ve 3.26'daki gibi yazılır.

$$V = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \leq V_c \quad (3.25)$$

$$I = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \leq I_c \quad (3.26)$$

Gerilim ve moment denklemlerinin parametrelerinde motorun anma değerleri için normalizasyon $(I_n \equiv \frac{I}{I_0}, V_n \equiv \frac{V}{V_0})$ uygulandığında motorun gerilim sınırı

$\sqrt{V_{dn}^2 + V_{qn}^2} \leq 1$ olarak ifade edilir. SMSM'nin 3.22 ve 3.23'te verilen gerilim

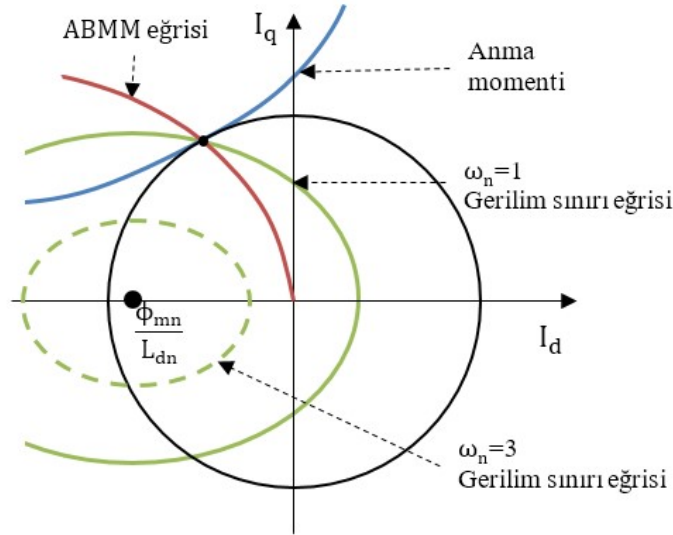
denklemleri normalize edilir ve $\sqrt{V_{dn}^2 + V_{qn}^2} \leq 1$ eşitsizliğinde yerine koyulursa motorun gerilim sınırı eğrilerini veren denklem elde edilir [26]:

$$\left(I_{dn} + \frac{\phi_{mn}}{L_{dn}} \right)^2 + \xi^2 I_{qn}^2 \leq \left(\frac{1}{\omega_n L_{dn}} \right)^2 \quad (3.27)$$

Bu denklem dq referans düzleminde merkezi $(-\phi_{mn}/L_{dn}, 0)$ olan bir elipsi ifade eder. Bu eşitsizlik ile gerilim sınırı eğrileri her bir ω_n değeri için daire diyagramında

çizdirilebilir. Eşitsizlik $\omega_n = 1$ için anma hızındaki gerilim sınırı elipsini ifade ederken, $\omega_n = 3$ için anma hızının üç katı hızdaki gerilim sınırı elipsini ifade eder.

GSM motor için gerilim ve akım sınırlarını içeren daire diyagramı Şekil 3.18'deki gibi çizilebilir.



Şekil 3.18 : GSM motorun gerilim sınırı eğrileri.

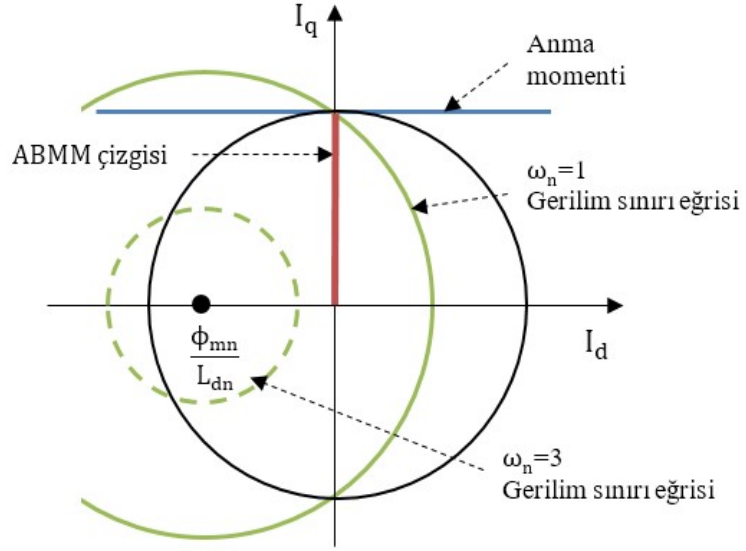
YSM motor için eksen endüktansları eşit kabul edildiğinden, eşitsizlik 3.27'deki çıkıklık oranı ifadesi $\xi = \frac{L_q}{L_d} = 1$ yazılırsa denklem 3.28 elde edilir [26].

$$\left(I_{dn} + \frac{\phi_{mn}}{L_{dn}}\right)^2 + I_{qn}^2 \leq \left(\frac{1}{\omega_n L_{dn}}\right)^2 \quad (3.28)$$

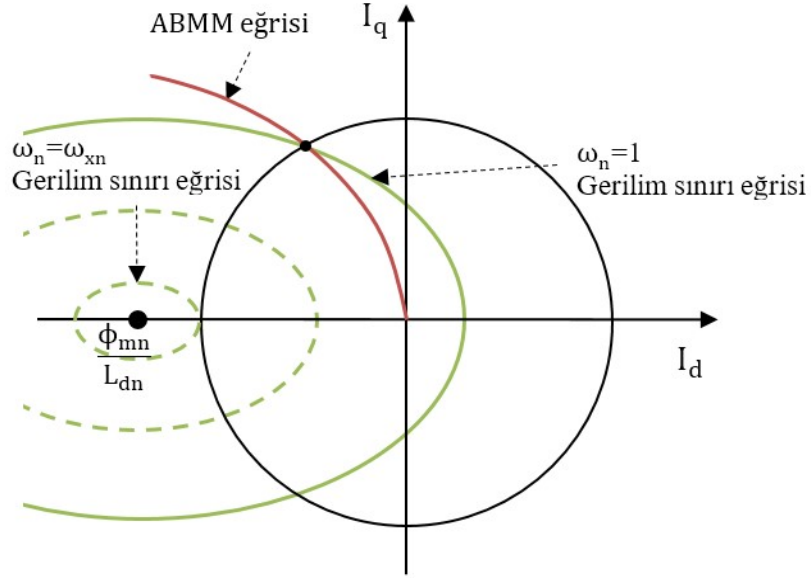
Bu durumda YSM motorun gerilim ve akım sınırlarını içeren daire diyagramı Şekil 3.19'daki gibi çizilebilir. Şekilden görüldüğü gibi YSM motor için gerilim sınırı eğrileri çember biçimindedir.

Gerilim sınırı eğrilerinin merkezi (ϕ_{mn}/L_{dn}) motorun anma akımı sınırları içinde kalıyorsa (Şekil 3.18 ve 3.19'da olduğu gibi), sürekli mıknatıslı senkron motor teorik olarak sonsuz hıza ulaşabilir. Bu durumdaki bir sürekli mıknatıslı senkron motor, sonsuz hızlı SMSM olarak anılır [26]. Ancak pratik uygulamalardaki sınırlar sebebiyle (atalet, sürtünme kayıpları, rulman limitleri vb.) hız limiti olması kaçınılmazdır.

Eğer ϕ_{mn}/L_{dn} anma akımı sınırları dışında kalıyorsa; sürekli mıknatıslı senkron motor anma hızının üstüne belirli bir oranda çıkabilir. Bu durumdaki bir sürekli mıknatıslı senkron motor, sonlu hızlı SMSM olarak anılır. Şekil 3.20'de sonlu hızlı bir GSM motor için gerilim sınırı elipsleri verilmiştir.



Şekil 3.19 : YSM motorun gerilim sınırı eğrileri.



Şekil 3.20 : Sonlu hızlı GSM motorun gerilim sınırı eğrileri.

Sonlu hızlı SMSM için alan zayıflatma ile çıkılabilecek teorik hız limitini, akım sınırı çemberini kesen $\omega_n = \omega_{xn}$ gerilim sınırı çemberi belirtir. Örneğin daire diyagramında akım sınırı çemberine teğet hiperbol $\omega_n = 4$ hiperbolü ise, SMSM'nin teorik hız limiti anma hızının dört katıdır. Ancak $\omega_n = 4$ gerilim sınırı çemberine yaklaşıldıkça q-ekseni akımı düştüğünden, motorun moment üretme kapasitesi oldukça düşecek, bu yüzden çıkış gücü de önemli ölçüde azalacaktır.

3.7.2 Alan zayıflatma metotları

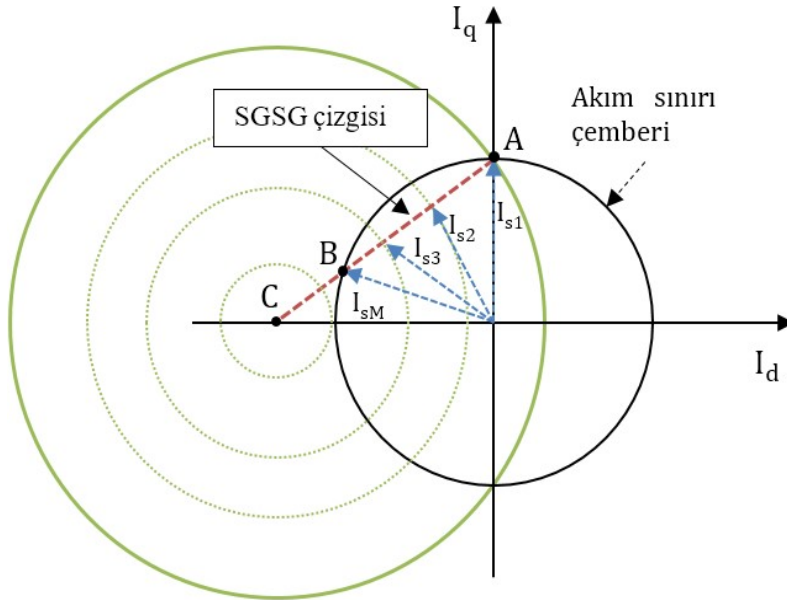
SMSM'nin alan zayıflatma kontrolü için çeşitli yöntemler mevcuttur. Bu yöntemler üç kategori altında incelenebilir:

- Sabit gerilim sabit güç (SGSG) kontrolü
- Sabit akım sabit güç (SASG) kontrolü
- Akım vektörü (AV) kontrolü

YSM motorlarda alan zayıflatma genellikle SGSG ve SASG yöntemleri ile yapılırken, GSM motorlarda akım vektörü yöntemi kullanılır.

3.7.2.1 Sabit gerilim sabit güç kontrolü

Bu yöntemde alan zayıflatma bölgesinde, akım vektörü sabit güç ve sabit gerilimi sağlayacak bir çizgiyi takip eder. YSM motorun daire diyagramında SGSG kontrolü için takip edilmesi gereken çizgi Şekil 3.21’de görülebilir



Şekil 3.21 : Sabit gerilim sabit güç kontrolü çizgisi.

YSM motor için, 3.12’deki moment eşitliği kullanılarak denklem 3.29’daki güç denklemini elde edilir.

$$P_{YSM} = \frac{3}{2} p \phi_M i_q \omega \quad (3.29)$$

Sabit güç çıkışı sağlanabilmesi için i_q ve i_d akımları motor hızına bağlı olarak, anma hızına oranla denklem 3.30 ve 3.31’deki formüle göre değişmelidir. Denklemde I_s , anma hızı ve anma gerilimindeki (Şekil 3.21’deki I_{s1}) stator akımının genliğini belirtir.

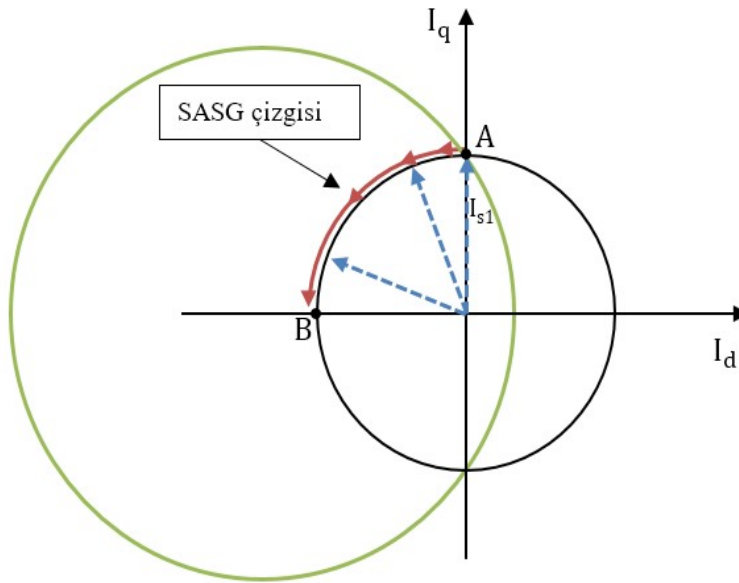
$$i_q = I_s \frac{\omega_{base}}{\omega} \quad (3.30)$$

$$i_d = -\frac{\Phi_M}{L_d} \left(1 - \frac{\omega_{base}}{\omega_e}\right) \quad (3.31)$$

SGSG yönteminin sonlu hızlı YSM motorlar için uygulamasında akım sınırına dikkat edilmelidir. Şekil 3.21’de görülen YSM motorun SGSG çizgisi, B noktasından sonra eviricinin akım sınırını aşmaktadır. Dolayısıyla evirici sınırları içerisinde kalmak için kontrol çizgisinin A-B aralığında takip edilmesi gerekmektedir.

3.7.2.2 Sabit akım sabit güç kontrolü

Bu yöntemde alan zayıflatma bölgesinde, akım vektörü sabit güç ve sabit akımı sağlayacak bir çizgiyi takip eder. Motorun q-ekseni gerilimi artırılarak akım vektörünün genliği sabit tutulur. Şekil 3.22’deki YSM motorun daire diyagramında SASG kontrolü için takip edilmesi gereken çizgi görülebilir



Şekil 3.22 : Sabit akım sabit güç kontrolü çizgisi.

SASG yönteminde sabit akım ile sabit güç çıkışının elde edilebilmesi için alan zayıflatma esnasında i_q ve i_d akımları denklem 3.32 ve 3.33’teki formüle göre değişmelidir.

$$i_q = I_s \frac{\omega_{base}}{\omega_e} \quad (3.32)$$

$$i_d = -\frac{I_s}{\omega_e} \sqrt{\omega_e^2 - \omega_{base}^2} \quad (3.33)$$

SASG yönteminin en önemli avantajı i_q ve i_d akımlarının motor parametrelerinden bağımsız olarak kontrol edilmesidir.

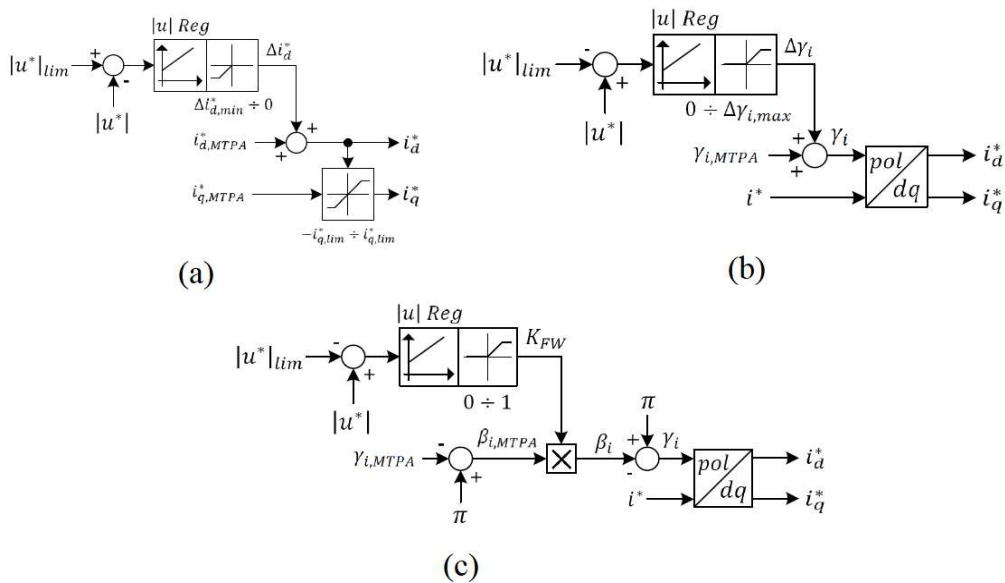
3.7.2.3 Akım vektörü kontrolü

GSM motorlarda sabit güç bölgesinde relüktans momentini kullanabilmek için ABMM kontrolü uygulanır. Dolayısıyla motor anma hızına ulaştığında, ABMM kontrolcüsü tarafından hali hazırda d-ekseni akımı enjekte edilmiş olur. SGSG ve SASG yöntemlerinde sabit moment bölgesinde $i_d = 0$ kontrolünün yapıldığı varsayıldığından GSM motorlar için uygun değildir. Bu yüzden GSM motorların alan zayıflatma uygulamalarında, ABMM kontrolcüleri ile birlikte kullanılmaya daha uygun olan, akım vektörü kontrolü tercih edilir.

Bu yaklaşımda anma hızı üzerinde ABMM kontrolcüsü çıkışındaki akım vektörü gerilim geribesleme regülatörü tarafından modifiye edilir. Akım vektörünün modifikasyonu üç farklı yöntem ile yapılabilir [27]:

- d-ekseni akımının Δi_d kadar değiştirilmesi
- Akım vektörü açısının $\Delta \gamma$ kadar değiştirilmesi
- Akım vektörü açısının alan zayıflatma faktörü (K_{FW}) tarafından oransal değiştirilmesi

Şekil 3.23'te bu yöntemler ile tasarlanan alan zayıflatma kontrolcülerinin genel şeması verilmiştir.



Şekil 3.23 : AV kontrolünün; i_d 'nin Δi_d ile (a), vektör açısının $\Delta \gamma$ ile (b), vektör açısının K_{FW} ile (c) modifikasyonuna dayalı yöntemleri [27].

Gerilim regülatörüne referans olarak stator geriliminin maksimum değeri ($|u|_{lim}$), geribesleme olarak ise ölçülen stator gerilimi ($|u|$) girilir. Bu sayede stator gerilimi maksimum değerine ulaştığında regülatör hata üretmeye başlar ve akım vektörü bahsedilen yöntemlerden biri ile modifiye edilerek alan zayıflatma bölgesine geçilir.

Akım vektörü kontrolü yöntemi ABMM kontrolcüsünün ürettiği akım referansı modifiye etmeye dayandığından, sabit moment bölgesi ve sabit güç bölgesi arasındaki kontrol geçişi yumuşaktır. Ayrıca anma hızı altında gerilim regülatörü hata üretmeyeceğinden kontrolcünün yalnızca sabit güç bölgesinde devreye gireceği garanti edilmiş olur.





4. GÖMÜLÜ SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜNÜN BENZETİMİ

Bu bölümde, tez çalışması kapsamında tasarımı yapılan GSM motor kontrolcüsünün benzetim çalışmalarına yer verilmiştir. Öncelikle çalışmada kullanılması planlanan ve GSM motorun ve kontrol yazılımının gömüleceği sürücünün boyutlandırılmasından bahsedilmiştir. Alan yönlendirme kontrolcüsü ve eviricinin modelleri Matlab Simulink programı üzerinde oluşturularak, GSM motorun modeli ile birlikte benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. GSM motorun sabit moment bölgesi ve sabit güç bölgesi çalışmalarının benzetim çalışmaları yapılmış, tasarlanan ABMM ve alan zayıflatma kontrolcülerinin performansları incelenmiştir.

4.1 Motor ve Sürücü Parametrelerinin Belirlenmesi

Elektrikli araç uygulamalarında motor ve sürücünün parametrelerinin tesbiti aracın boylamsal modelinden hareketle yapılır. Öncelike hedef araç platformunun performans isterleri tesbit edilir. Bu isterler, ivmelenme, azami sürat, eğim tırmanma kabiliyetleri gibi sayısal verileri içerir. Daha sonra istenilen performans kriterlerinde araca etkiyen kuvvetlerin hesabı yapılır. Böylece araç tekerinde gereken hız, moment ve devir sayısı gibi değerler belirlenir. Aracın güç aktarma organlarının çevrim oranları kullanılarak tahrik motorunun sağlaması gereken hız, güç ve moment değerleri hesaplanır.

Elektrik motorunun isterlerinin belirlenmesinden sonra motorun analitik ve nümerik tasarımı yapılır. Bu aşamada motorun nominal gerilim, nominal frekans, faz sayısı, nominal güç, maksimum devir gibi parametreleri belirlenir [52]. Analitik ve nümerik tasarımlar sonucundada motorun güç-hız ve moment-hız grafikleri belirlenmiş olur.

Elektrik motorunun temel parametreleri belirlendikten sonra sürücü parametreleri hesaplanabilir. Sürücünün elektrik motorunu sürme kabiliyetine sahip olabilmesi için anahtarlama elemanının boyutlandırılması gerekmektedir. Eviricide kullanılacak anahtarlama elemanı, elektrik motorunun talep ettiği faz akımı ve faz gerilimini talep edilen süreler boyunca sağlayabilmelidir.

Tez kapsamında kontrolcü tasarımı yapılan motor Turcoto Uveyk marka ve modeli aracı tahrik etmek amacıyla tasarlanıp üretilmiştir. Motor tasarımı yapılırken Uveyk aracının performans isterleri olarak; bir ton yüklü halde %20 eğimde kalkış ve 90 km/h son sürat olarak belirlenmiştir. Aynı zamanda aracın şanzıman olmadan tahrik edilmesi ve 22 kWh kapasiteli 296 V anma gerilimine sahip lityum batarya ile kullanılması planlanmıştır. Aracın teknik değerleri Çizelge 4.1’de verilmiştir.

Çizelge 4.1 : Turcoto Uveyk aracının teknik özellikleri

Özellik	Değer
Boş ağırlık	860 kg
Yüklü ağırlık	1860 kg
Diferansiyel oranı	4.875
C _d katsayısı	0.25
Ön yüzey alanı	2.26 m ²
C _{rr} katsayısı	0.0125
Tekerlek çapı	58.35 cm

Araç isterleri ve Çizelge 4.1’de verilen araç parametreleri doğrultusunda maksimum tırmanma açısı denklem 4.1 ile hesaplanmıştır. Denklemden n_{dif} diferansiyel oranını, T_m maksimum momenti, $D_{tekerlek}$ tekerlek çapını, m_{maks} aracın yüklü ağırlığını, g ise yerçekimi ivmesini ifade etmektedir.

$$G = \tan \left(\arcsin \left(\frac{2 \cdot n_{dif} \cdot T_m}{D_{tekerlek} \cdot m_{maks} \cdot g} \right) \right) * 100 \quad (4.1)$$

Aracın maksimum hızına ulaşabilmesi için gereken motor devir sayısı n_{maks} , denklem 3.2 ile hesaplanmıştır.

$$V_{maks} = \frac{60 \cdot n_{maks} \cdot D_{tekerlek} \cdot \pi \cdot n_{dif}}{100000} \quad (4.2)$$

Maksimum araç hızında gereken momentinin hesaplanabilmesi için öncelikle aracın üzerine binen kuvvetler hesaplanmalıdır. Bu kuvvetler; lastik sürtünmesi (F_r), rulman sürtünmesi (F_b), drag kuvveti (F_{maks}) ve eğim direncidir (F_g) ve hesaplama formülleri sırasıyla denklem 4.3-4.6’de verilmiştir [52].

$$F_r = m_{maks} \cdot g \cdot C_{rr} \quad (4.3)$$

$$F_b = (C_b \cdot 2.5 \cdot F_{\text{eksenel}} \cdot D_{\text{rulman}}) / D_{\text{tekerlek}} \quad (4.4)$$

$$F_{\text{maks}} = \frac{1}{2} \cdot A_{\text{yüzey}} \cdot C_d \cdot \left(\frac{V_{\text{maks}}}{3.6} \right)^2 \quad (4.5)$$

$$F_g = m_{\text{maks}} \cdot g \cdot \sin \alpha \quad (4.6)$$

Araca etkiyen kuvvetlerin hesaplanmasından sonra maksimum araç hızında gereken moment denklem 4.7 ile hesaplanabilir.

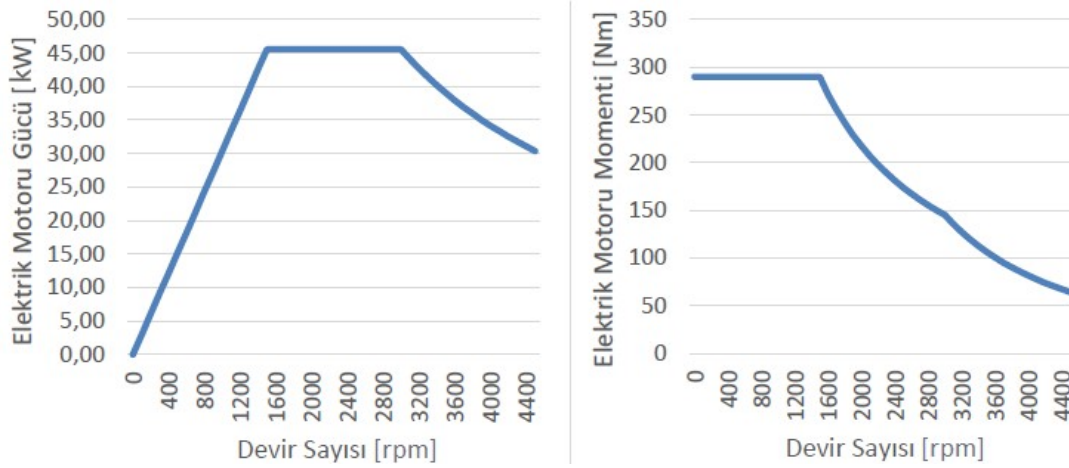
$$T_{\text{son hız}} = \frac{(F_r + F_b + F_{\text{maks}} + F_g) \cdot D_{\text{tekerlek}}}{2 \cdot n_{\text{dif}}} \quad (4.7)$$

Bu hesaplar bir excel tablosunda derlenerek araç gereksinimlerini sağlayan motor parametreleri belirlenmiştir. Sabit moment sabit güç ve azalan güç aralığındaki kuvvetler ve motorun sağlaması gereken moment ve devir değerleri Çizelge 4.2’de verilmiştir.

Çizelge 4.2 : Motor özellikleri belirleme tablosu [52].

Hesaplanan Değerler	Sabit Moment Aralığı		Sabit Güç Aralığı		Azalan Güç Aralığı	
T [Nm]	290	290	218	145	107	82
n [rpm]	500	1500	2000	3000	3500	4000
V _{hız} [km/h]	11.3	33.8	45.1	67.7	79.0	90.3
F _r [N]	0.7	0.7	0.7	0.7	0.7	0.7
F _b [N]	228	228	228	228	228	228
F _w [N]	3.6	32.3	57.4	129.1	175.7	229.5
P [kW]	15.2	45.6	45.6	45.6	39	34.2
G [%]	27.6	27.6	20.3	13.4	9.8	7.49

Yapılan hesaplara göre önerilen motor verileri ile Uveyk aracı tam yüklü halde %27.6 eğime sahip bir yoldan kalkış yapabilmekte, ve tam hızda %7.49 eğimi tırmanabilmektedir. Çizelge 4.2’de verilem motor parametreleri ile başlangıçta belirlenen araç isterlerinin sağlandığı görülmektedir. Bu gereksinimleri sağlayan elektrik motorunun güç-moment ve güç-hız grafikleri Şekil 4.1’de verilmiştir.



Şekil 4.1 : Elektrik motorunun güç-hız ve moment-hız grafikleri [52].

Elektrik motorunun güç-hız ve moment-hız grafikleri belirlendikten sonra analitik tasarımı yapılmış ve faz gerilimi, faz akımı hesapları yaklaşık olarak yapılmıştır. Bu hesaba göre motor 140 A anma akımına ve 100 V faz gerilimine sahiptir. Sürücü boyutlandırması da motorun analitik hesabındaki akım ve gerilim değerlerine göre yapılmış, eviricinin anahtarlama elemanının 200 A sürekli akımı ve 400 V DA bara gerilimini sağlayabilmesi planlanmıştır.

Boyutlandırma işlemi ile motorun temel parametreleri ve sürücü gereksinimleri belirlenmiş ve tasarımlar bu hesaplara göre yapılmıştır. GSM motorun ve motor sürücüsünün temel parametreleri Çizelge 4.3 ve 4.4'te verilmiştir.

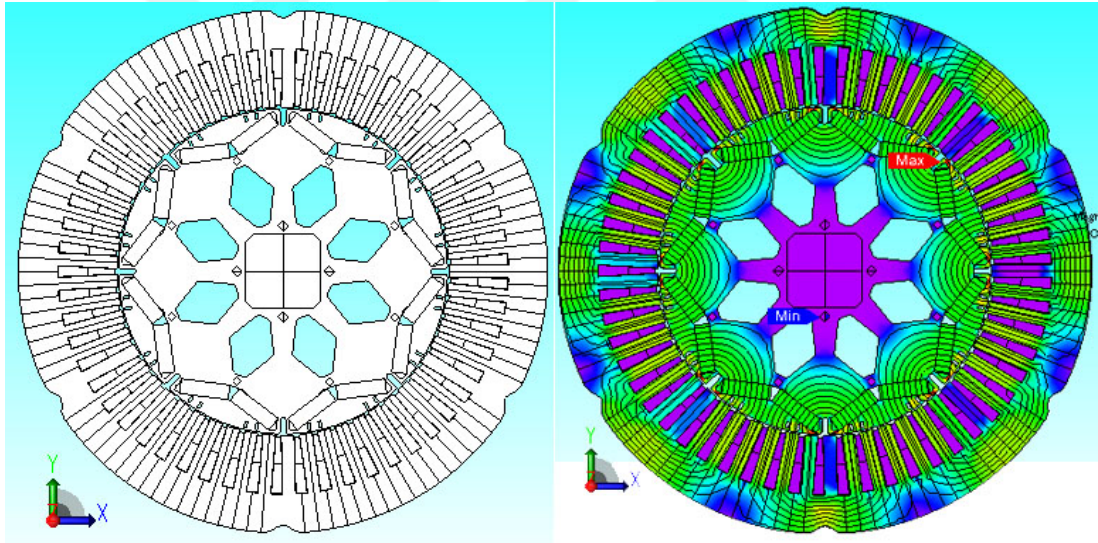
Çizelge 4.3 : Tasarlanan GSM Motorun temel parametreleri

Parametre	Değer
Anma gücü	45 kW
Anma devri	1500 rpm
Azami devir	4400 rpm
Anma momenti	290 Nm
Anma faz akımı	200 A
Faz sayısı	3
Kutup çifti sayısı	4
Stator direnci	0.035 mΩ
L_d endüktansı	0.0370 mH
L_q endüktansı	0.0832 mH
Sürekli mıknatıs akısı	0.32 Wb

Çizelge 4.4 : Tasarlanan motor sürücüsünün temel parametreleri.

Parametre	Değer
Çalışma Gerilimi	100 V - 500 V
Daimi Akım	400 A
Azami Çıkış Gücü	150 kW
Anahtarlama Elemanı	IGBT
Anahtarlama Frekansı	10 kHz

Motorun analitik ve nümerik tasarımından sonra, JMAG elektromanyetik tasarım programı ile geometrik tasarımları gerçekleştirilmiştir. GSM motorun geometrik tasarımı ve manyetik analiz görüntüsü Şekil 4.2’de verilmiştir.



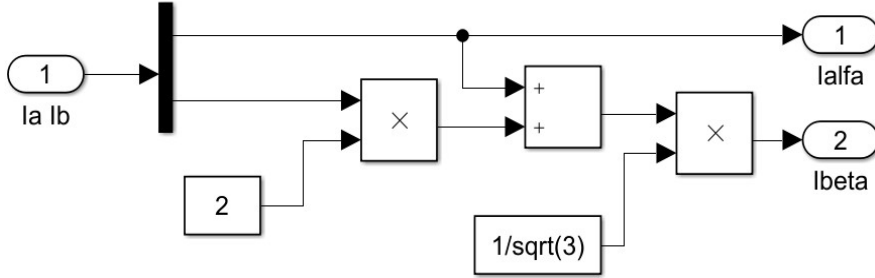
Şekil 4.2 : GSM motorun geometrik tasarımı ve manyetik analizi

4.2 Benzetim Modellerinin Oluşturulması

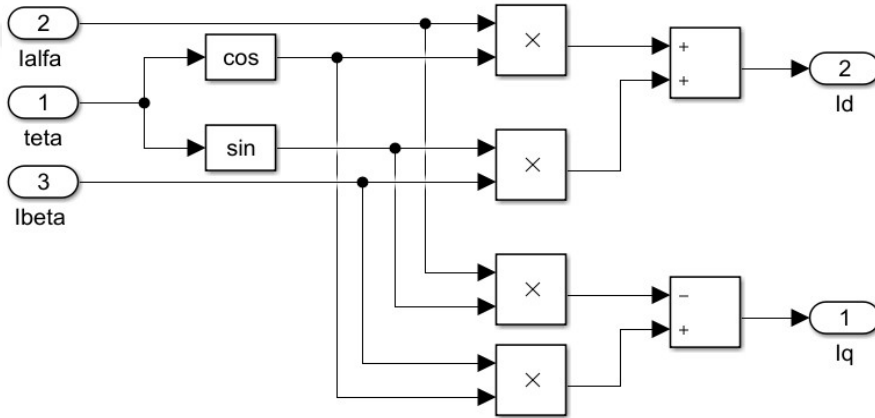
Alan yönlendirmeli kontrol algoritmasının benzetimi modeli Matlab Simulink ortamında gerçekleştirildi. Öncelikle motorun geribesleme akımlarını dq referans düzlemine dönüştürmek amacıyla koordinat dönüşümü denklemleri (Clarke, Park, ters Park) modellendi. Daha sonra AYK algoritması çıkışındaki kontrol işaretlerini eviriciye aktarmayı sağlayan uzay vektör darbe genişlik modülatörü modeli oluşturuldu.

4.2.1 Koordinat dönüşümleri

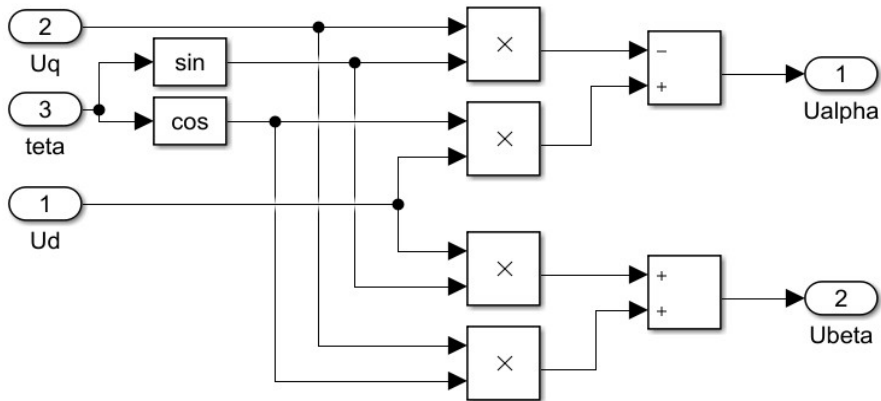
Denklem 3.5-3.7’de verilen Clarke, Park ve ters Park dönüşümlerinin benzetim modelleri Şekil 4.3 ve 4.5’te verilmektedir.



Şekil 4.3 : Clarke dönüşümü modeli.



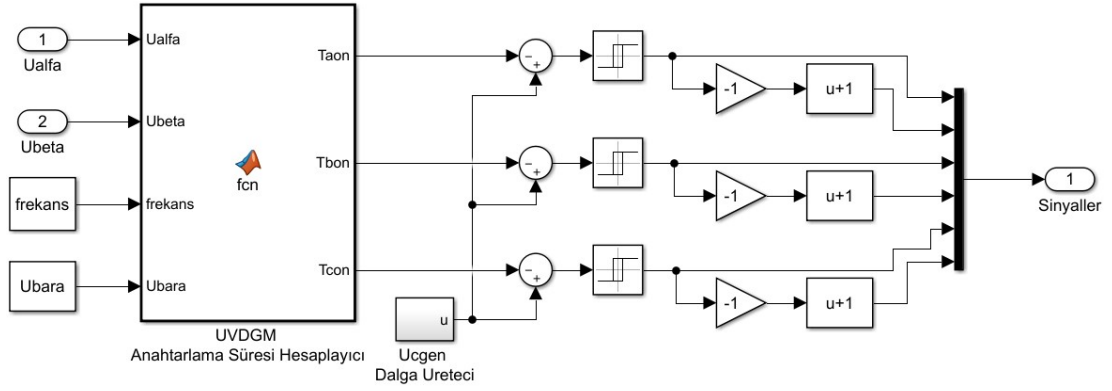
Şekil 4.4 : Park dönüşümü modeli.



Şekil 4.5 : Ters Park dönüşümü modeli.

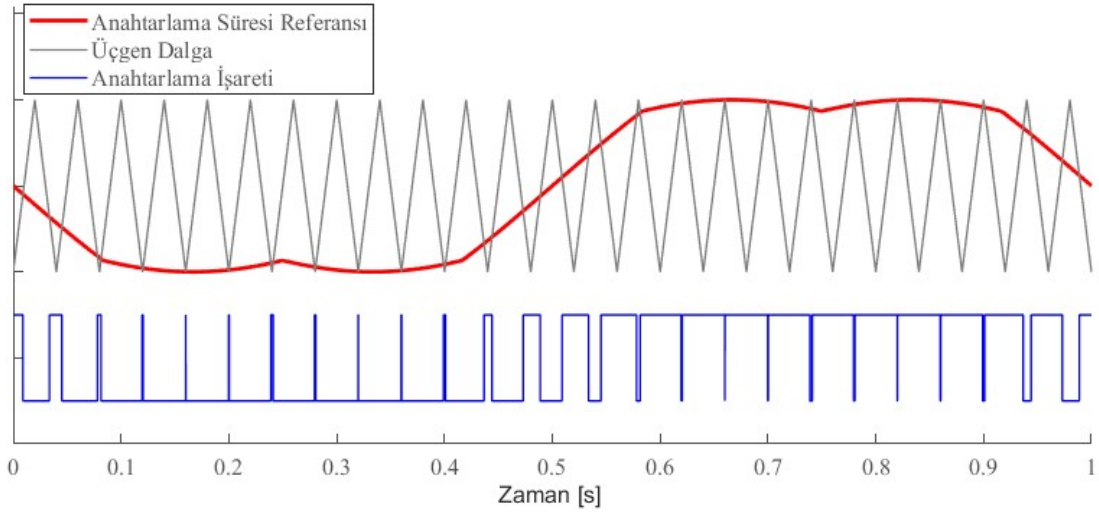
4.2.2 UVDGM ile anahtarlama işaretlerinin oluşturulması

Anahtarlama elemanlarının anahtarlama oranlarının hesaplanabilmesi için UVDGM tekniği kullanıldı. UVDGM tekniği ile anahtarlama sinyallerini oluşturan benzetim modeli Şekil 4.6’da görülebilir.



Şekil 4.6 : UVDGM ile anahtarlama işaretlerinin elde edilmesi.

UVDGM benzetim modelinde referans gerilimin sektörünü ve anahtarlama sürelerini bölüm 3.5’te verilen yaklaşım ile hesaplayan matlab fonksiyonu yazıldı. Hesaplanan anahtarlama sürelerinden anahtarlama işaretlerinin oluşturulabilmesi için anahtarlama frekansı olarak seçilen 10 kHz’de çalışan bir üçgen dalga üretici kullanılmıştır. Üçgen dalga üretici anahtarlama süresi referansı ile karşılaştırılarak, Şekil 4.7’de görüldüğü şekilde anahtarlama sinyalleri oluşturulmaktadır.

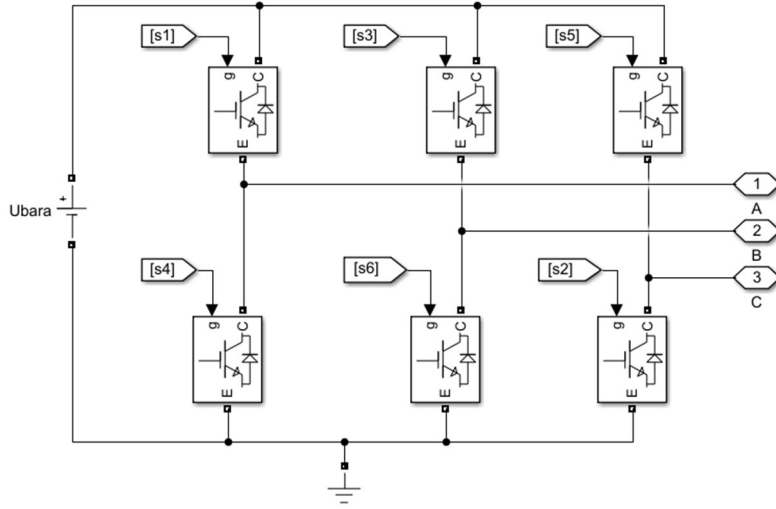


Şekil 4.7 : Anahtarlama süresi referansından anahtarlama işaretinin oluşturulması.

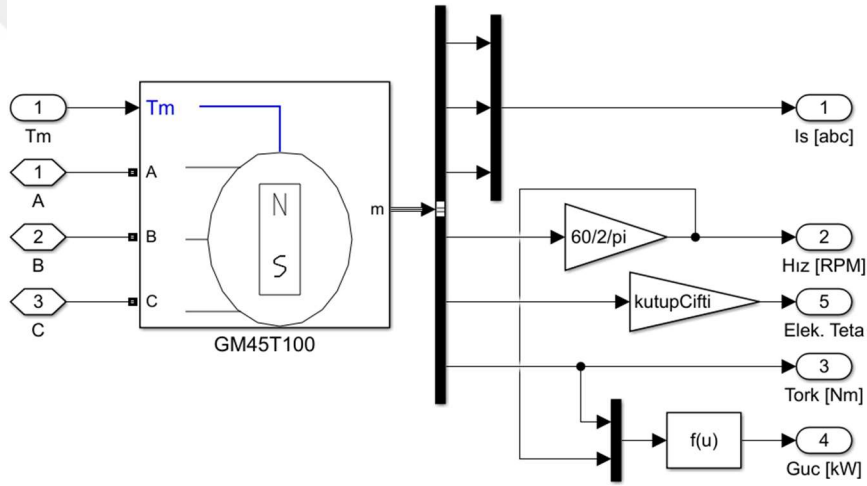
4.2.3 Gerilim kaynaklı evirici ve GSM motorun modeli

Eviricide anahtarlama elemanı olarak IGBT kullanılması planlandığından, üç faz gerilim kaynaklı evirici modeli Şekil 4.8’deki gibi oluşturulmuştur. Benzetimi basitleştirmek amacıyla evirici, batarya yerine sabit gerilim kaynağı ile beslenmiştir.

Çalışmada kullanılması planlanan GSM motorun tasarım parametreleri kullanılarak Simulink kütüphanesinde bulunan SMSM ile motor modeli oluşturulmuştur (Şekil 4.9).



Şekil 4.8 : Gerilim kaynaklı evirici modeli.



Şekil 4.9 : GSM motorun benzetim modeli.

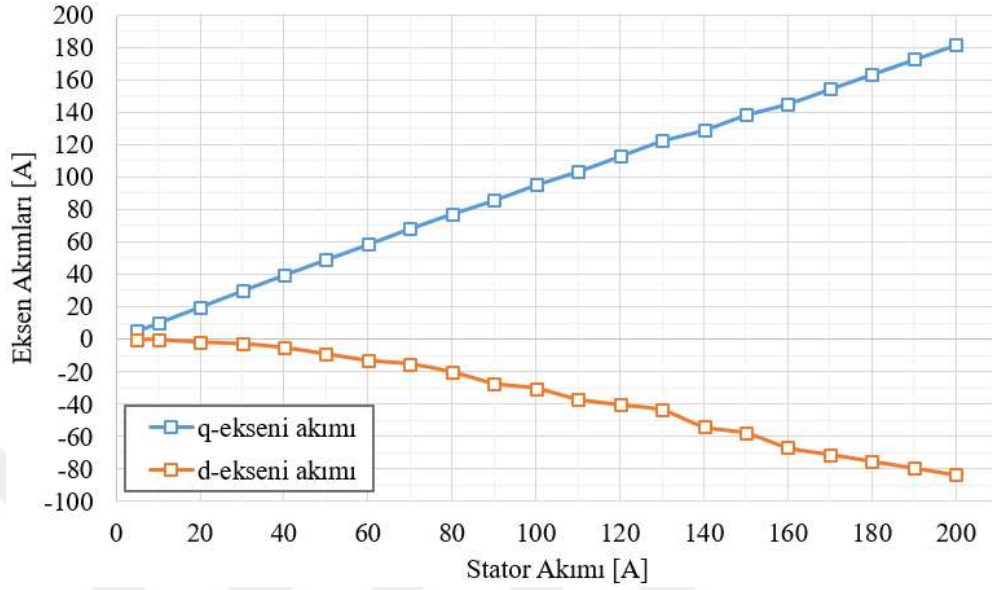
4.2.4 ABMM kontrolcülerinin tasarımı

Moment eşitliğinin çözümüne ve eksen akımlarının ilişkisine dayalı ABMM kontrolü yöntemleri için benzetim modelleri oluşturulmuştur.

Moment eşitliğinin çözümüne dayalı kontrol yönteminde önceden hesaplanmış başvuru çizelgeleri kullanılmıştır. Başvuru çizelgesinin oluşturulmasında JMAG elektromanyetik analiz programından yararlanılmıştır. Tez çalışması kapsamında kullanılan GSM motorun JMAG programındaki elektromanyetik modeli çeşitli yükleme akımı ve yükleme açılarında testlere tabi tutulmuş ve elde edilen elektriksel moment değerleri kaydedilmiştir. Bu kapsamda GSM motor anma akımına kadar 10 A aralıklarla 200 A değerine kadar yüklenmiş, her bir yükleme akımı genliği için farklı akım açılarında analizler yapılmıştır. Bu şekilde 21 farklı yükleme akımı genliği için maksimum momenti veren i_d - i_q ikilileri hesaplanmıştır.

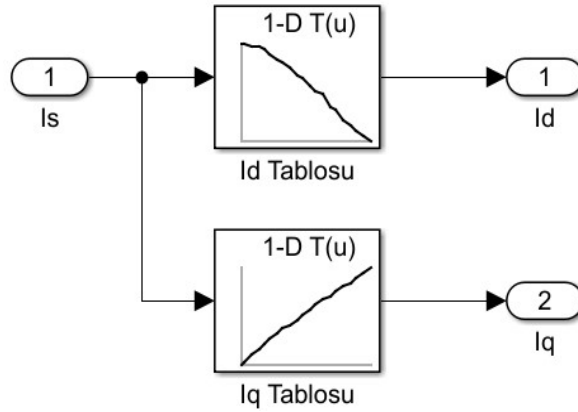
JMAG programı ile yapılan analizler sonucu stator akımının genliğine göre maksimum momenti üreten i_d - i_q değerleri Şekil 4.10’da verilmiştir.

JMAG ABMM Analizi Sonuçları



Şekil 4.10 : JMAG ile yapılan ABMM analizi sonuçları.

ABMM kontrolünün Simulink benzetim modeli Şekil 4.11’de verilmiştir. JMAG analizi ile elde edilen ABMM noktaları benzetim modelinin başvuru çizelgelerinde kullanılmıştır.

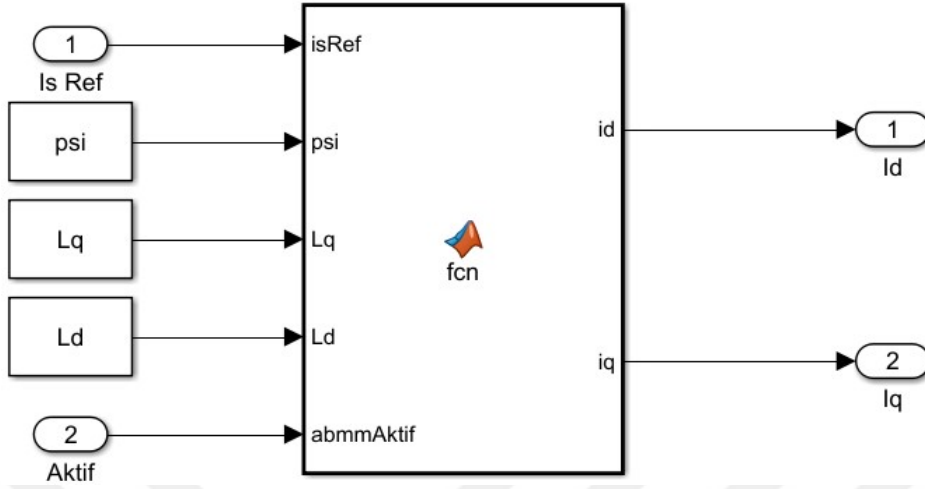


Şekil 4.11 : Moment eşitliğinin çözümüne dayalı ABMM kontrolü benzetim modeli.

Oluşturulan benzetim modeli elektromanyetik analiz programı ile oluşturulduğundan, ABMM noktalarının hesaplanmasında eksen endüktanslarının stator akımına bağlı değişimleri de dikkate alınmıştır.

Eksen akımlarının ilişkisine dayalı ABMM kontrolcüsünün benzetim modeli Şekil 4.12’deki gibi oluşturulmuştur. Kontrolcü denklem 3.20 ile, GSM motorun sürekli

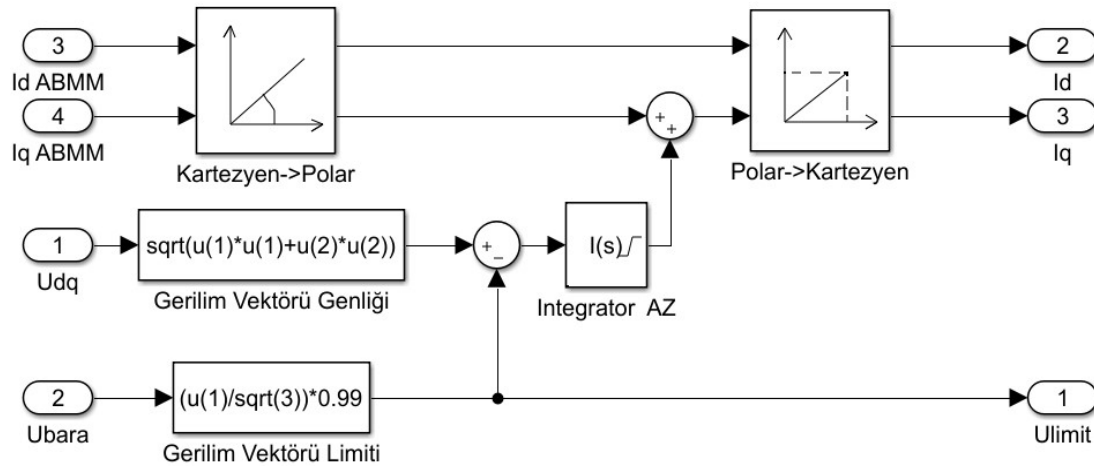
mıknatıs akısı ve eksen endüktanslarını (Φ_M , L_d , L_q) kullanarak stator akımı referansından d-ekseni ve q-ekseni akımını üretmektedir.



Şekil 4.12 : Eksen akımlarının ilişkisine dayalı ABMM kontrolü benzetim modeli.

4.2.5 Alan zayıflatma kontrolcüsü tasarımı

Tez çalışmasında GSM motorun kontrolünde alan zayıflatma metotlarından akım vektörü kontrolü yöntemi kullanılmıştır. Akım vektörü kontrolü yöntemi, ABMM kontrolcüsü çıkışındaki eksen akımlarını modifiye etmeye dayanır. Bu yöntem çeşitli yaklaşımlar ile gerçekleştirilebilmektedir. Benzetim modeli, ABMM kontrolcüsü çıkışındaki akım vektörünün açısının $\Delta\gamma$ kadar değiştirilmesi prensibi ile oluşturulmuş ve modeli Şekil 4.13'te verilmiştir.



Şekil 4.13 : Alan zayıflatma kontrolcüsü benzetim modeli.

Tasarlanan kontrolcüde, stator gerilim vektörü referansı ile DA bara gerilimi farkı integratör vasıtasıyla toplanır. Stator gerilim vektörünün limiti, DA bara geriliminin %99'unu aştığında integratör çıkışı $\Delta\gamma$ açısı üretmeye başlar. İntegratör tarafından

üretileen aç, ABMM kontrolcüsü çıkışındaki stator akım vektörünün açısına eklenir. Bu sayede stator gerilimi, bara geriliminin limitine ulaştığında, stator akım vektörünün açısı artar ve motor alan zayıflatma bölgesinde çalışmaya başlar.

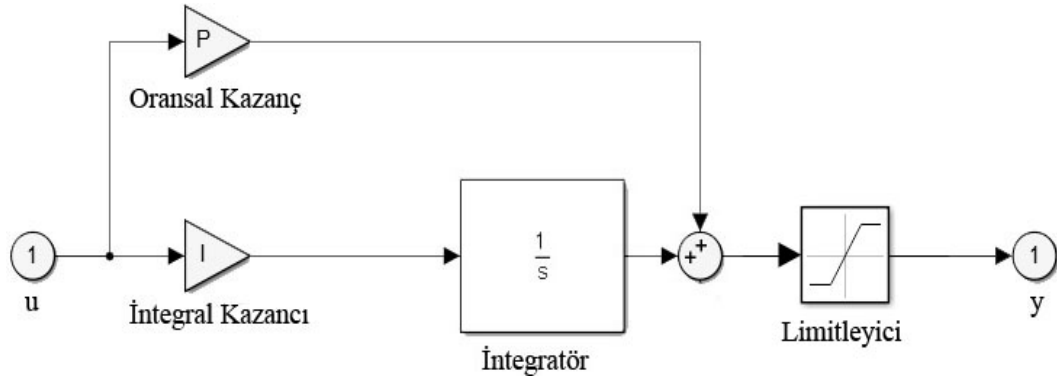
İntegratör alt ve üst doyum limitleri $0 - \pi/2$ olarak ayarlanarak anma hızı altında karşılaştırmacı negatif hata üretirken integratörün negatif çıkış üretmesi önlenmiştir. Bu sayede anma hızı altındaki çalışmada alan zayıflatma kontrolcüsünün ABMM kontrolcüsü çıkışındaki akım vektörünün açısını değıştirmesi engellenmiş olur.

4.2.6 PI denetleyici ve gerilim limitleyici tasarımları

Eksen akımlarının kontrolü ile motor fazlarına uygulanacak gerilim sinyallerinin denetlenmesi ve motorun hız kontrolünü gerçekleştirebilmek için PI denetleyici yapısı kullanılmıştır. Kullanılan PI denetleyicilerin transfer fonksiyonu denklem 4.8’de, benzetim modeli Şekil 4.14’te verilmiştir.

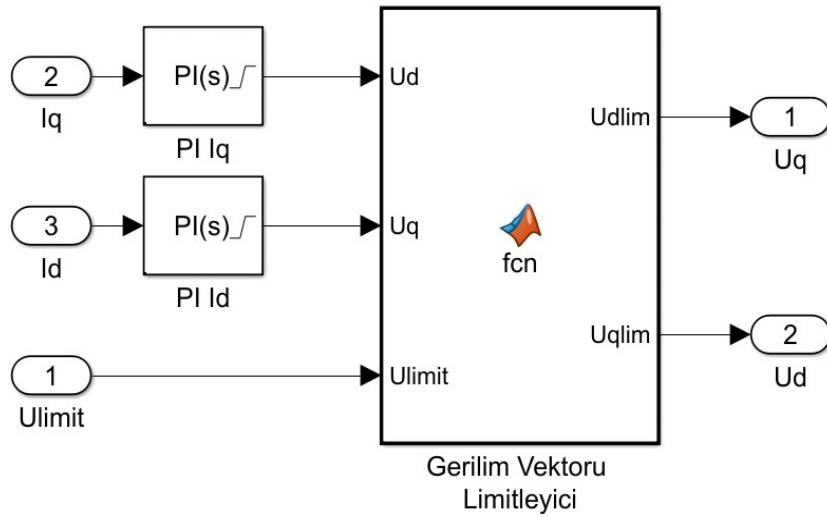
$$PI(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} \quad (4.8)$$

Eksen akımı regülatörleri tarafından oluşturulan gerilim sinyallerinin motorun ve eviricinin sınır değerlerini geçmemesi amacıyla PI denetleyici çıkışları çalışma koşullarına göre limitlenmiştir.



Şekil 4.14 : PI denetleyici modeli

Eksen akımı denetleyicilerinin çıkışındaki gerilim vektörünün eviricinin bara gerilimi sınırlarını aşması, darbe genişlik modülatörünün aşırı modülasyon bölgesine geçmesine, dolayısıyla oluşturulan stator gerilimlerinin sinüzoidal yapısının bozulmasına sebep olacaktır. Bu durumu önlemek için Şekil 4.15 görülen model oluşturulmuş, denetleyici çıkışında oluşan gerilim vektörü ($v_s = \sqrt{v_d^2 + v_q^2}$) evirici bara gerilimine göre limitlenmiştir.



Şekil 4.15 : Eksen akımı PI denetleyicileri ve gerilim vektörü limitleyici yapısı.

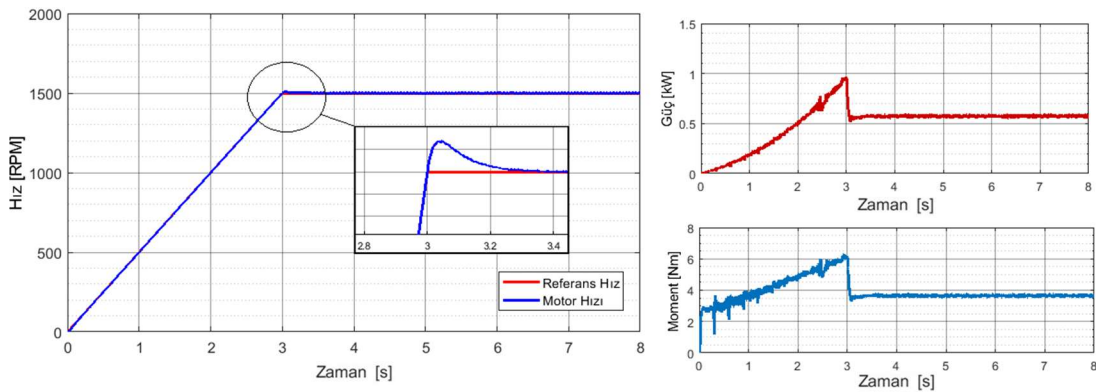
4.3 Kontrolcü ve Motorun Birlikte Benzetimleri

Tasarlanan alan yönlendirme kontrolcüsünün evirici ve GSM motor modeli ile birlikte benzetimleri Simulink programında gerçekleştirilmiştir. Oluşturulan benzetim modeli Şekil 4.17’de verilen benzetim modeli ile GSM motorun sabit moment ve sabit güç bölgesi çalışması incelenmiş, motorun ve tasarlanan kontrolcülerin performansları analiz edilmiştir.

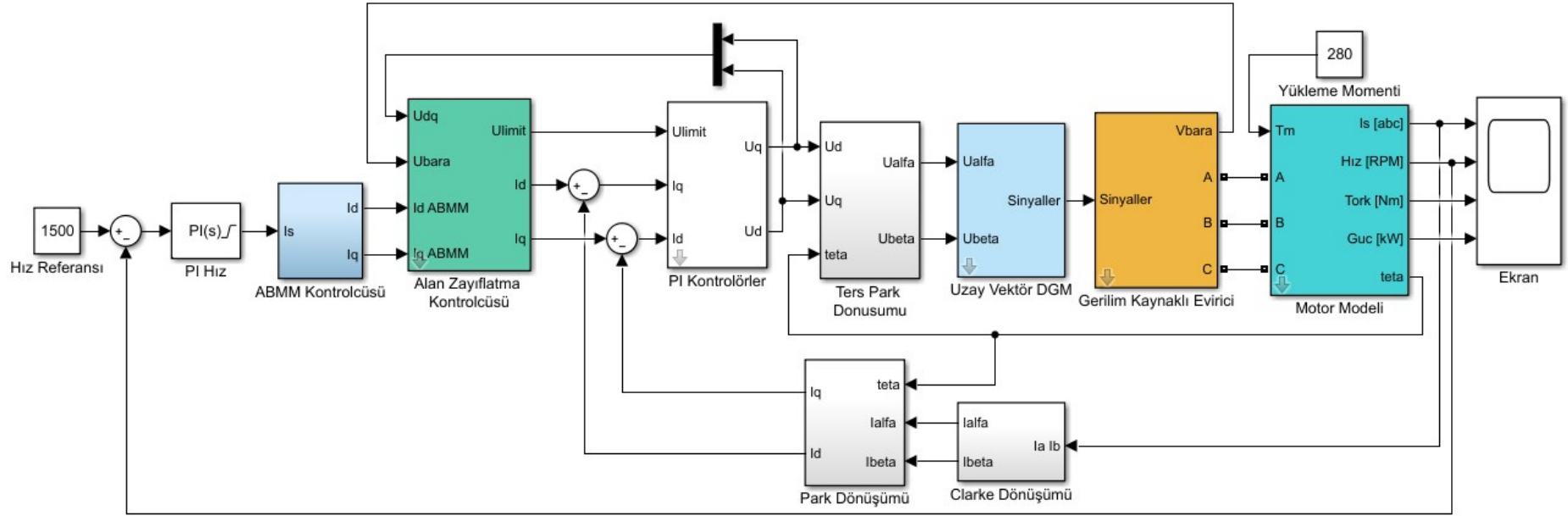
4.3.1 Sabit moment bölgesi benzetimleri

Yüksüz çalışma benzetimi:

Tasarlanan AYK algoritması ile sabit moment bölgesinde anma hızında yüksüz çalışma benzetimi gerçekleştirildi. Motor yükleme momenti sıfır olarak ayarlandı ve motoru üç saniyede anma devrine çıkaracak hız rampası referansı uygulandı. Benzetim sonuçları Şekil 4.16’da verilmiştir.



Şekil 4.16 : Yüksüz çalışma benzetimi

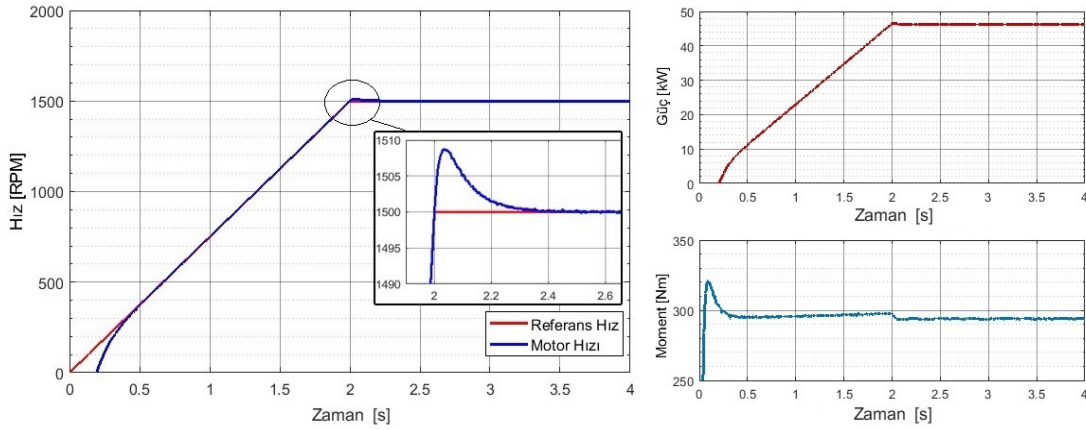


Şekil 4.17 : Alan yönlendirme kontrolcüsü benzetim modeli

Benzetim sonularında GSM motorun yüksüz durumda sürekli hal koşulunda 600 W güç çektiği, 3.8 Nm moment ürettiği, hız referansına ise 7 rpm taşma ile 0.3 sn’de oturduğu gözlenmektedir.

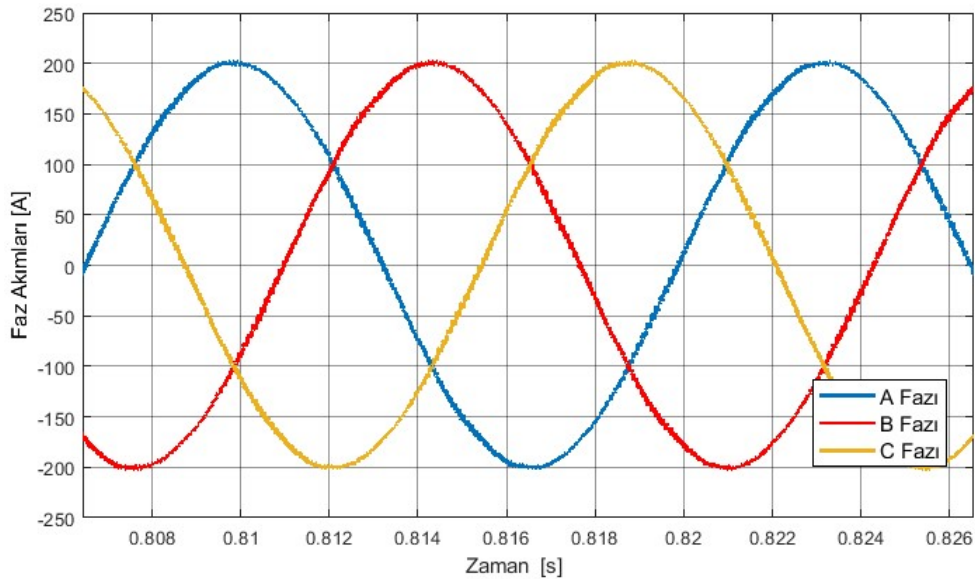
Tam yük çalışma benzetimi:

GSM motorun anma hızında tam yük çalışma benzetimi gerçekleştirildi. Hız referansı 1500 rpm, yükleme momenti 290 Nm olarak ayarlandı. Benzetim sonuçları Şekil 4.18’de verilmiştir.



Şekil 4.18 : Tam yüklü çalışma benzetimi

GSM motorun yüksüz durumda sürekli hal koşulunda 46.2 kW güç çektiği, 294 Nm moment ürettiği, hız referansına ise 9 rpm taşma ile 0.4 sn’de oturduğu gözlenmektedir. Şekil 4.19’da tam yük çalışma esnasındaki stator faz akımlarının dalga şekilleri görülebilir.



Şekil 4.19 : Tam yüklü çalışmada faz akımlarının dalga şekilleri

ABMM kontrolcülerinin benzetimi:

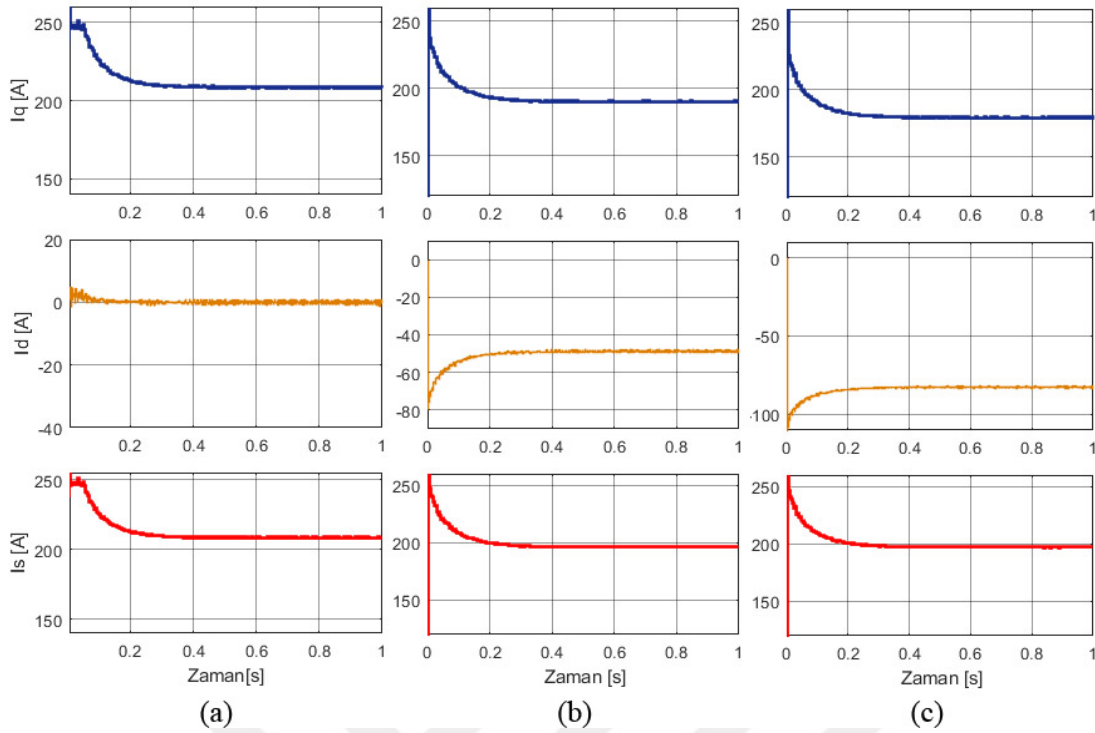
Tasarlanan ABMM kontrolcülerinin performansını inceleyebilmek amacıyla üç farklı durum için yükleme testi gerçekleştirilmiştir. Çeşitli yükleme momentlerinde ABMM kontrolcüsü olmadan ($i_d = 0$ kontrolü), eksen akımlarının ilişkisine dayalı ABMM kontrolcüsü kullanarak ve moment eşitliğinin çözümüne ABMM kontrolcüsü ile benzetimler yapılmıştır.

Kontrolcünün hız referansı 1000 rpm olarak ayarlanmış, 300 Nm'ye kadar kadar 20 Nm aralıklar ile yükleme yapılmıştır. Her bir yükleme momenti için GSM motor tarafından çekilen stator akımlarının tepe değerleri kaydedilmiştir. ABMM kontrolcüsü olmadan yapılan benzetim Yöntem 1, eksen akımı formülü ile yapılan benzetim Yöntem 2, elektromanyetik analiz sonucu oluşturulan tablolar ile tasarlanan kontrolcünün benzetimi ise Yöntem 3 olarak Çizelge 4.5'te verilmiştir.

Yapılan ABMM benzetiminde, 290 Nm yükte stator akımının ve dq-ekseni bileşenlerinin görünümü Şekil 4.20'deki gibidir.

Çizelge 4.5 : Yükleme momentine göre çekilen akım değerleri.

Yükleme Momenti [Nm]	Yöntem 1 Faz Akımı [A]	Yöntem 2 Faz Akımı [A]	Yöntem 3 Faz Akımı [A]
20	15.2	15.2	15.2
40	29.0	29.1	29.0
60	43.0	43.1	42.9
80	57.2	57.3	56.9
100	71.4	71.1	70.8
120	85.6	85.2	84.6
140	99.9	99.2	98.3
160	114.2	112.9	111.7
180	128.4	125.9	125.0
200	142.6	139.8	138.2
220	156.8	152.7	151.1
240	171.1	165.7	163.7
260	185.5	178.0	176.4
280	199.7	189.9	188.7
290	206.8	196.0	194.8
300	213.9	201.7	200.8



Şekil 4.20 : Anma yükünde stator akımı ve eksen akımlarının grafiği ((a) yöntem 1, (b) yöntem 2, (c) yöntem 3).

Benzetim çalışmaları sonucunda ABMM kontrolcülerinin aynı yükleme momentini daha düşük akım ile sağlayabildiği görülmektedir. Elektromanyetik analiz sonucu oluşturulan ABMM tablosu ile yapılan kontrolün, d-ekseni akımı formülü ile yapılan kontrolden daha iyi sonuç verdiği Çizelge 4.5’te görülebilir. ABMM’siz kontrolde anma momentinde akım başına elde edilen moment 1.402 Nm/A iken, eksen akımı ilişkisi formülüne dayalı kontrolde 1.480 Nm/A’e, elektromanyetik analiz sonucu oluşturulan ABMM tablosu ile yapılan kontrolde ise 1.490 Nm/A’e yükselmiştir. Diğer bir deyişle, ABMM kontrolcülerini ile anma momenti için gerekli akım %5.2 ile %5.8 oranında azalmıştır.

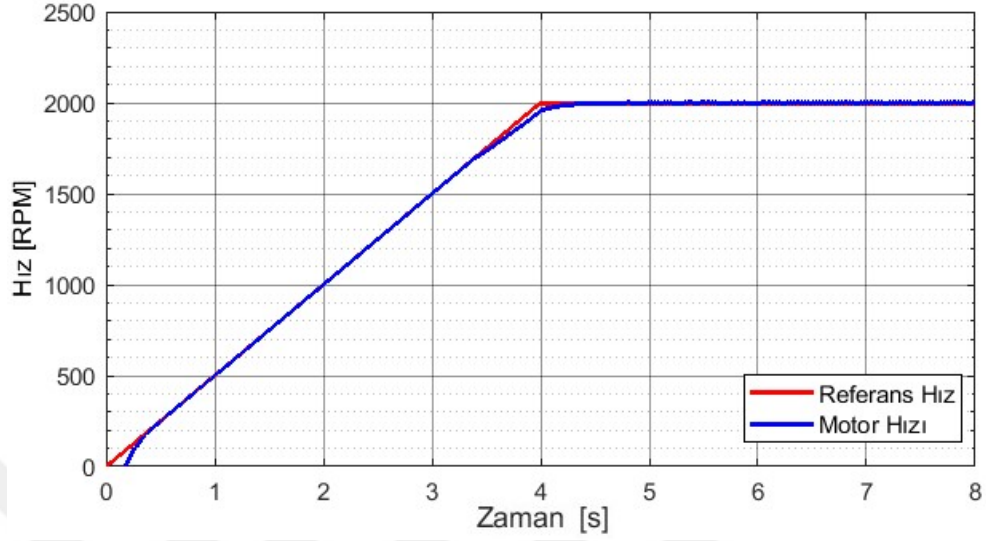
GSM motorun ABMM noktasını belirlemek amacıyla yapılan JMAG analizlerinde, d-ekseni akımının sıfır olduğu durumda akım başına elde edilen momentin 1.349 Nm/A değerinde olduğu, ABMM noktasında ise 1.498 Nm/A değerine ulaştığı görülmüştür.

4.3.2 Sabit güç bölgesi benzetimleri

Alan zayıflatma kontrolcüsü benzetimi:

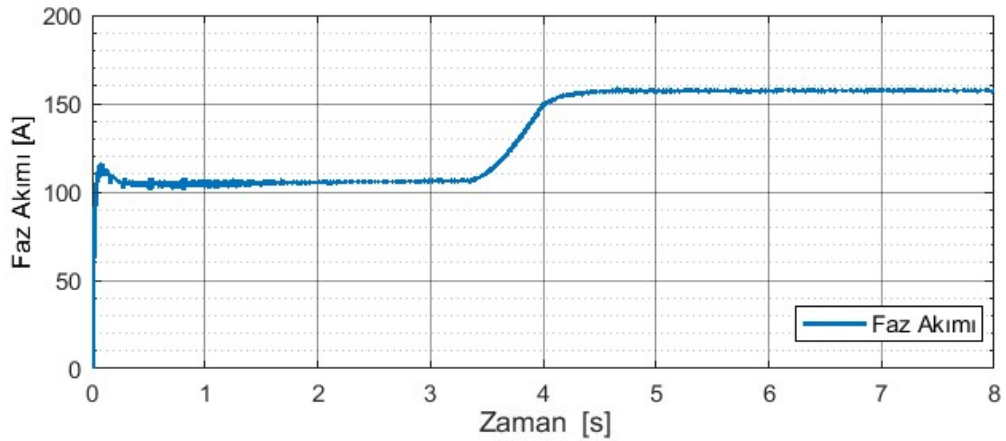
Alan zayıflatma kontrolcüsünün performansını gözlemek amacıyla benzetim modelinin hız referansı, GSM motorun anma hızının üzerinde bir değer olan 2000 rpm

değerine 4 saniyede çıkacak şekilde ayarlanmıştır. GSM motor modeli ise anma momentinin yarısı ile (145 Nm) ile yüklenmiştir. Benzetim sonucunda motorun alan zayıflatma bölgesine geçerek referans hızı takip edebildiği (Şekil 4.21) görülmüştür.



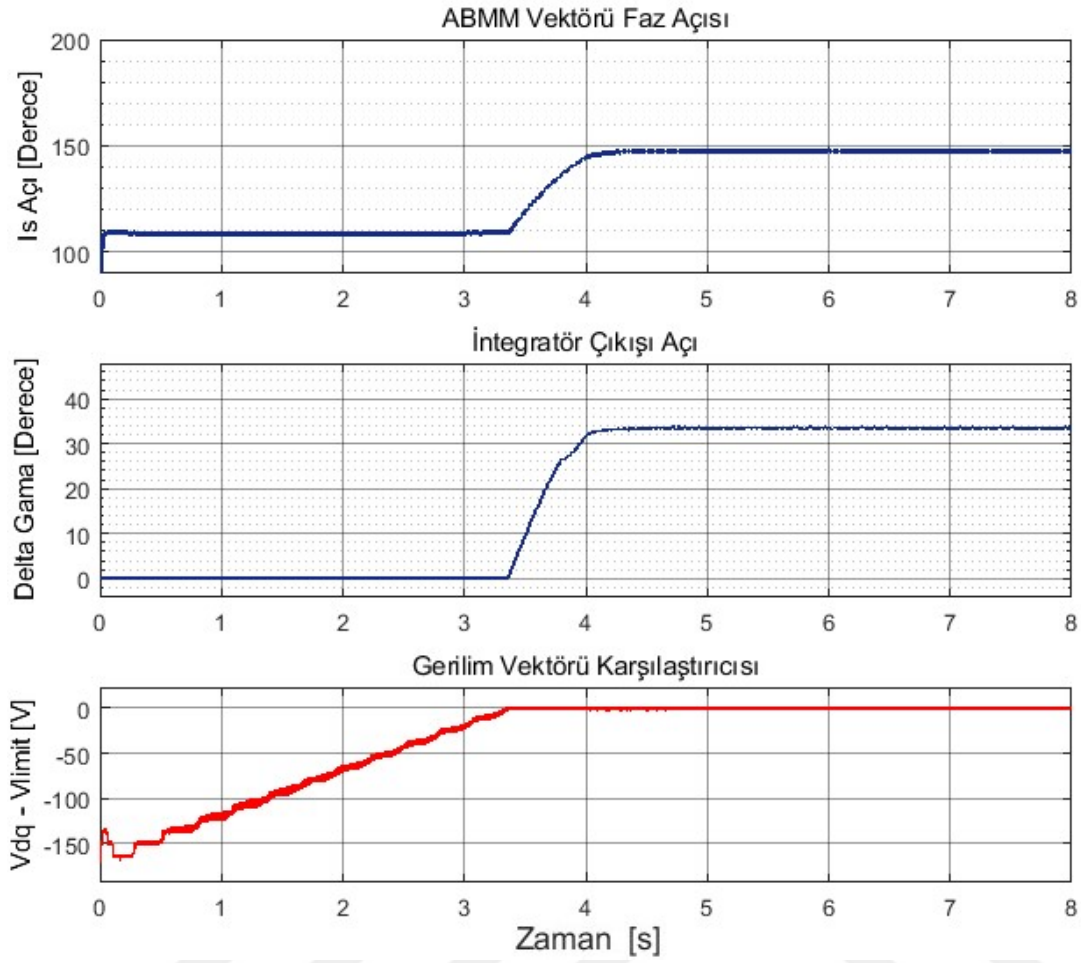
Şekil 4.21 : Alan zayıflatma benzetimi esnasında referans hız ve motor hızı.

GSM motorun faz akımının, hız referansı 1500 rpm'in altında olduğunda 110 A seviyesinde olduğu, 2000 rpm'e ulaştığında ise aynı momenti sağlayabilmek için 160 A seviyesine çıktığı Şekil 4.22'de görülebilir.



Şekil 4.22 : Alan zayıflatma benzetimi esnasında faz akımı.

Gerilim vektörü evirici limitlerine ulaştığında (gerilim vektörü karşılaştırmacısı pozitif hata üretmeye başladığında), alan zayıflatma kontrolcüsünde bulunan integratör yapısının, anma hızı üzerinde çıkış üretmeye başladığı ve kalıcı durumda 33 derece açı ürettiği gözlenmiştir (Şekil 4.23). Akım vektörünün açısı anma hızı altında 110 derece civarında iken, anma hızı üzerinde integratör çıkışının eklenmesi birlikte açının 148 dereceye ulaştığı Şekil 4.23'ten görülebilir.

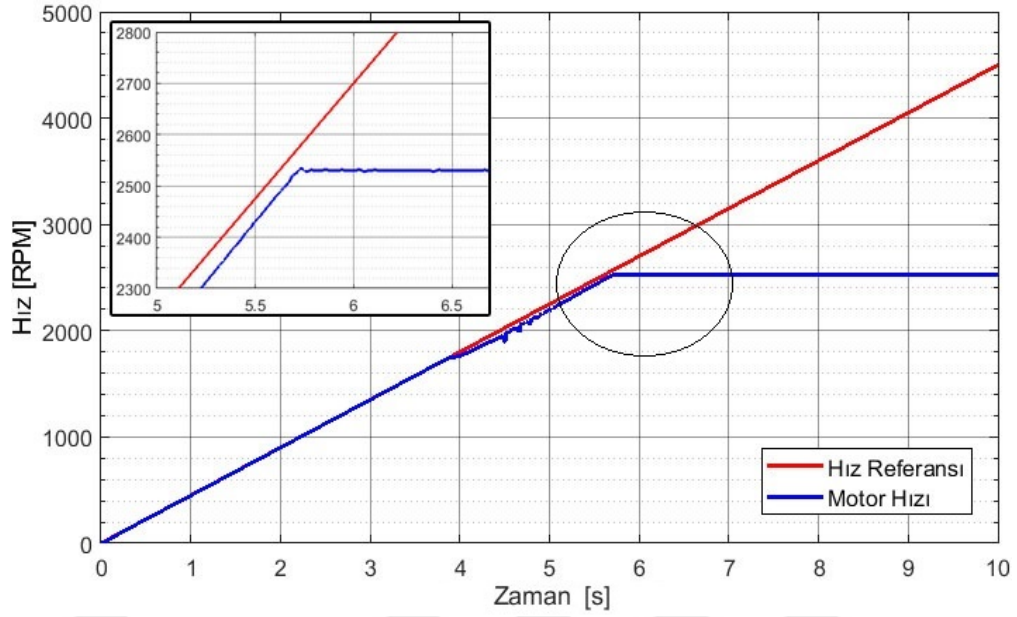


Şekil 4.23 : Alan zayıflatma kontrolcüsü çıkışları.

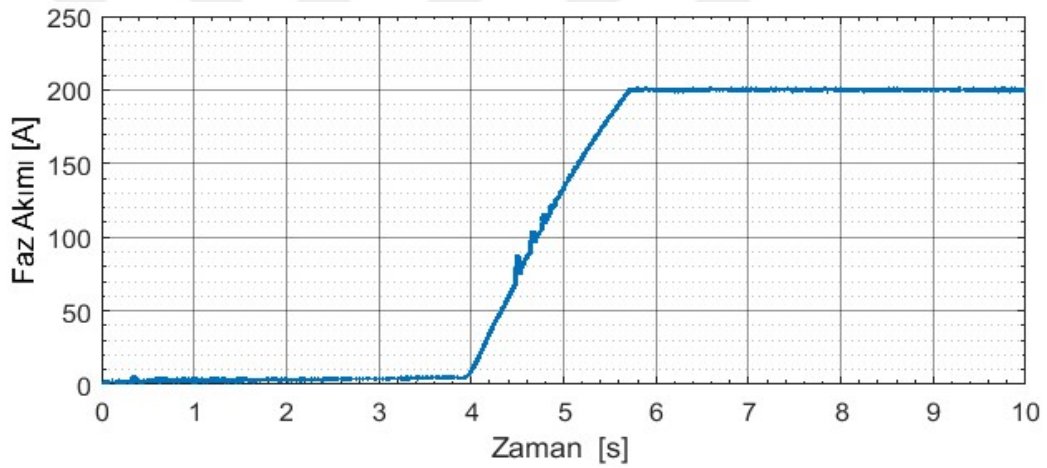
Benzetim sonucunda alan zayıflatma kontrolcüsünün anma hızı üzerindeki hız referanslarında akım vektörünün açısını artırarak GSM motoru anma hızının üzerinde bir hızda çalıştırabildiği doğrulanmıştır.

Maksimum hızın tesbiti:

GSM motorun alan zayıflatma ile çıkabileceği son hızı tespit edebilmek amacıyla, yükleme momenti 0 Nm olarak ayarlandı ve hız referans rampası uygulandı. Hız tesbitini anma koşullarında (anma akımı, anma geirlimi) yapabilmek amacıyla, hız regülatörünün maksimum çıkışı GSM motorun anma akımı olan 200 A değerine limitlendi. Evirici gerilimi ise GSM motorun çalışma gerilimi olarak belirlenen 300 V değerine ayarlandı. Yapılan benzetim sonucunda Şekil 4.24'te görüleceği üzere, hız referansı 2530 rpm'e ulaştıktan sonra GSM motor hız referansını takip edememektedir. Bu esnada hız regülatörünün doyuma ulaştığı ve GSM motorun anma değeri olarak belirlenen 200 A akımı çektiği Şekil 4.25'te görülebilir.



Şekil 4.24 : Hız referansı – motor hızı grafiği.



Şekil 4.25 : Maksimum hız tesbiti benzetimi esnasında faz akımı.

Benzetim sonucunda GSM motorun anma koşulları içinde ulaşabileceği maksimum hızın 2530 rpm olduğu, bu hızı aşabilmek için anma akımı üzerinde çalışmak gerektiği tespit edilmiştir.

Tüm çalışma bölgesi karakteristiğinin çıkarılması:

GSM motorun anma koşullarında (anma akımı, anma gerilimi), anma hızı üzerinde sabit güç sağlayabilme performansını inceleyebilmek amacıyla tesbit edilen maksimum devrine kadar kademeli yükleme benzetimleri yapıldı. Anma hızı üzerinde belirlenen hız noktaları için, anma akımında yüklenebilen maksimum moment değeri benzetimler ile elde edildi. Benzetimler sonucu Çizelge 4.6’da verilen tablo oluşturuldu.

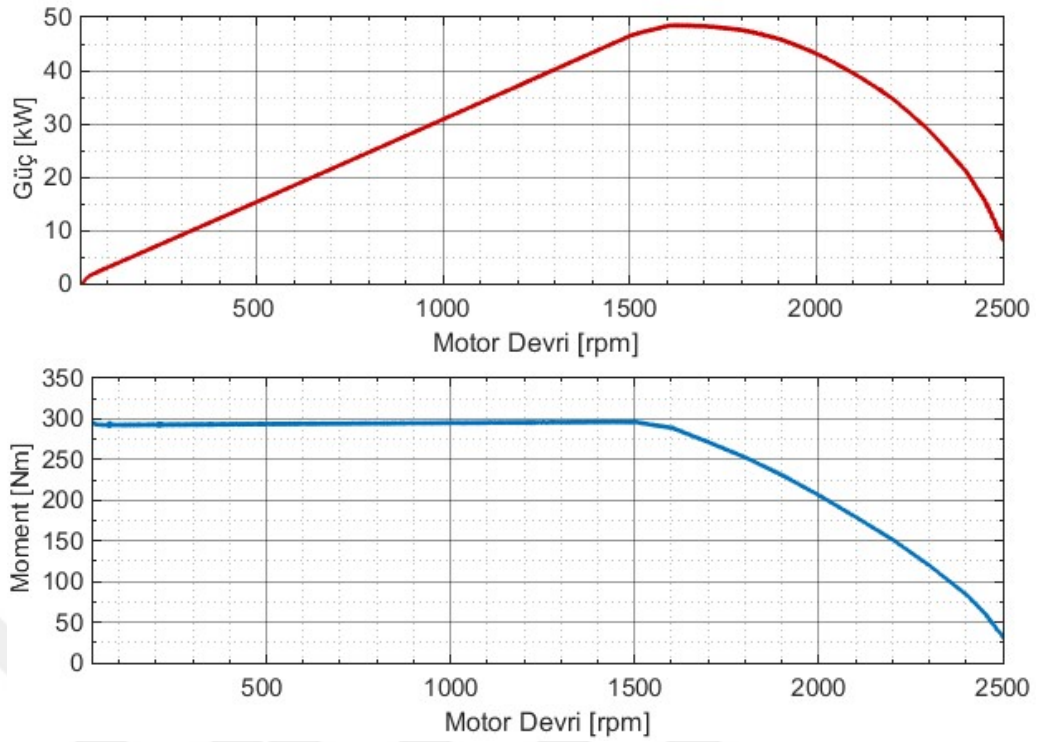
Çizelge 4.6 : Hız referansına göre maksimum yükleme momenti.

Hız Referansı [rpm]	Maksimum Yükleme Momenti [Nm]
1500	292
1600	285
1700	267
1800	248
1900	226
2000	201
2100	174
2200	146
2300	114
2350	96
2400	78
2450	55
2500	28
2510	14
2530	0

Motorun tüm çalışma bölgesindeki moment ve güç karakteristiğini görebilmek amacıyla elde edilen hız-moment tablosu ile benzetim ortamında referans hıza bağlı yükleme tablosu oluşturuldu.

Motor maksimum devri olan 2530 rpm değerine ulaştıracak 25 saniyede ulaştıracak hız referans rampası oluşturuldu. Yükleme momenti, Çizelge 4.7’de oluşturulan tablo kullanılarak referans hıza göre değişken şekilde ayarlandı. Benzetim modeli çalıştırılarak üretilen güç ve moment değerleri gözlemlendi. Benzetim sonucu elde edilen moment ve güç değerleri Şekil 4.26’da görülebilir.

Benzetim sonucunda motorun anma hızında 46.5 kW güç ürettiği, maksimum güce ise 1625 rpm değerinde 48.5 kW ile ulaştığı görüldü. Yapılan benzetim ile motorun anma hızı üzerinde sabit güç sağlayabilme kapasitesinin ise sınırlı olduğu; 2250 rpm değerinde çıkış gücünün 32 kW değerine, 2500 rpm değerinde ise 8.5 kW değerine düştüğü gözlemlendi.



Şekil 4.26 : GSM motor çalışma bölgesi benzetim sonuçları.

4.4 Kontrolcünün Alternatif GSM Motor ile Birlikte Benzetimleri

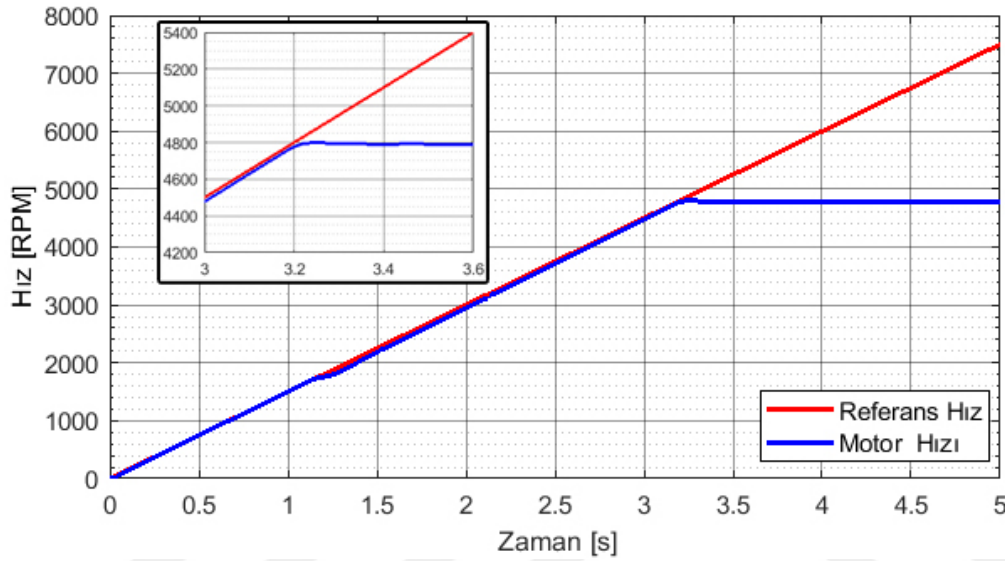
Tasarlanan kontrolcünün benzetimleri, elektrikli araç tahrik sistemleri için tasarlanan anma hızı üzerinde sabit güç sağlama kapasitesi daha iyi bir GSM motor ile tekrarlanmıştır. Temel parametreleri Çizelge 4.7’de verilen GSM motor, tez çalışmasında bahsedilen GSM motorun revize edilmiş versiyonudur.

Çizelge 4.7 : Alternatif GSM motorun temel parametreleri.

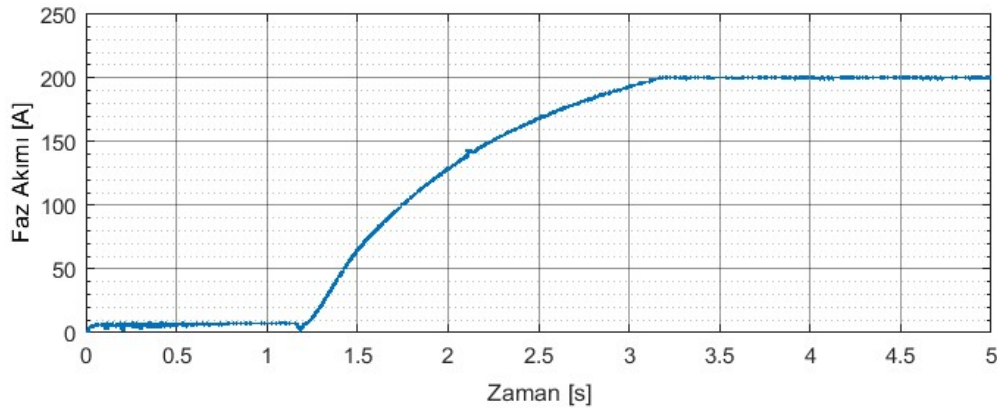
Parametre	Değer
Anma gücü	45 kW
Anma devri	1500 rpm
Azami devir	4500 rpm
Anma momenti	275 Nm
Anma faz akımı	200 A
Faz sayısı	3
Kutup çifti sayısı	4
Stator direnci	0.042 mΩ
L_d endüktansı	0.0750 mH
L_q endüktansı	0.0922 mH
Sürekli mıknatıs akısı	0.28 Wb

Maksimum hızın tesbiti:

GSM motorun alan zayıflatma ile çıkabileceği son hızı tespit edebilmek amacıyla, Bölüm 4.3.2 ile aynı yaklaşım uygulanarak yükleme momenti 0 Nm, evirici gerilimi 300 V, anma akımı limiti 200 A olarak ayarlandı. Yapılan benzetim sonucunda Şekil 4.27’de görüleceği üzere, hız referansı 4800 rpm’e ulaştıktan sonra motor anma akımını çekmeye başlamakta (Şekil 4.28), GSM motor hız referansını takip edememektedir.



Şekil 4.27 : Hız referansı – motor hızı grafiği (2).



Şekil 4.28 : Maksimum hız tesbiti benzetimi esnasındaki faz akımı (2).

Tüm çalışma bölgesi karakteristiğinin çıkarılması:

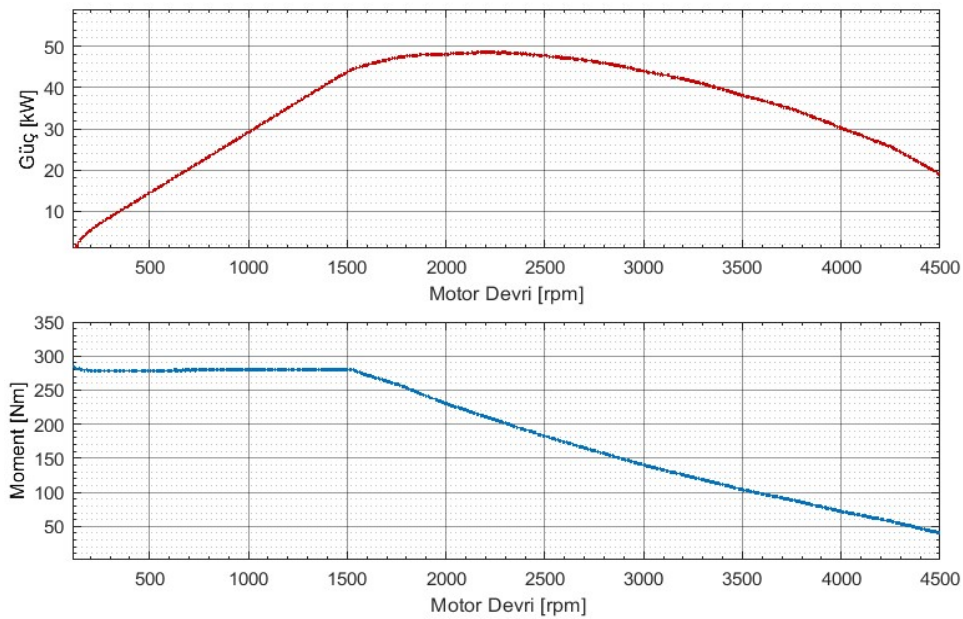
GSM motorun anma koşullarında (anma akımı, anma gerilimi), anma hızı üzerinde sabit güç sağlayabilme performansını inceleyebilmek amacıyla tesbit edilen maksimum devrine kadar kademeli yükleme benzetimleri yapıldı. Anma hızı üzerinde belirlenen hız noktaları için, anma akımında yüklenebilen maksimum moment değeri

benzetimler ile elde edildi. Benzetimler sonucu Çizelge 4.8’de verilen tablo oluşturuldu.

Çizelge 4.8 : Hız referansına göre maksimum yükleme momenti (2).

Hız Referansı [rpm]	Maksimum Yükleme Momenti [Nm]
1500	275
1750	252
2000	223
2500	174
3000	131
3500	94
3750	78
4000	61
4250	46
4500	28
4800	0

Motorun tüm çalışma bölgesindeki moment ve güç karakteristiğini görebilmek amacıyla, motoru 4500 rpm değerine ulaştıracak hız referans rampası oluşturuldu. Yükleme momenti, Çizelge 4.7’de oluşturulan tablo kullanılarak referans hıza göre değişken şekilde ayarlandı. Benzetim modeli çalıştırılarak üretilen güç ve moment değerleri gözlemlendi. Benzetim sonucu elde edilen moment ve güç değerleri Şekil 4.29’da görülebilir.



Şekil 4.29 : GSM motor çalışma bölgesi benzetim sonuçları (2).

Benzetim sonucunda motorun anma hızında 43.8 kW güç ürettiği, maksimum güce ise 2200 rpm değerinde 48.5 kW ile ulaştığı görüldü. Yapılan benzetim ile motorun anma hızının iki katına (3000 rpm) ulaştığında anma hızındaki gücü sağlayabildiği, 4000 rpm değerinde 29.5 kW, 4500 rpm değerinde ise 19 kW çıkış gücü sağladığı gözlemlendi.



5. SÜRÜCÜNÜN VE KONTROL SİSTEMİNİN GERÇEKLENMESİ VE DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Bu bölümde tez çalışması kapsamında tasarlanan kontrol sistemi ve elektrikli araç tahrik sistemlerinde kullanılmak amacıyla tasarlanan GSM motor ve motor sürücüsünün gerçekleştirilmesi ve tasarlanan kontrolcü ile birlikte deneysel çalışmaları verilmiştir.

Benzetim çalışmaları bölümünde tasarımı verilen kontrol algoritmasının, araç kontrol fonksiyonlarını içeren genişletilmiş akış şeması verilmiş, ve kontrol yazılımının oluşturulma aşamalarından bahsedilmiştir. Ayrıca kontrol algoritmasının üzerinde çalışacağı motor sürücüsünün ve GSM motorun gerçekleştirilmesi aşamalarından bahsedilmiştir.

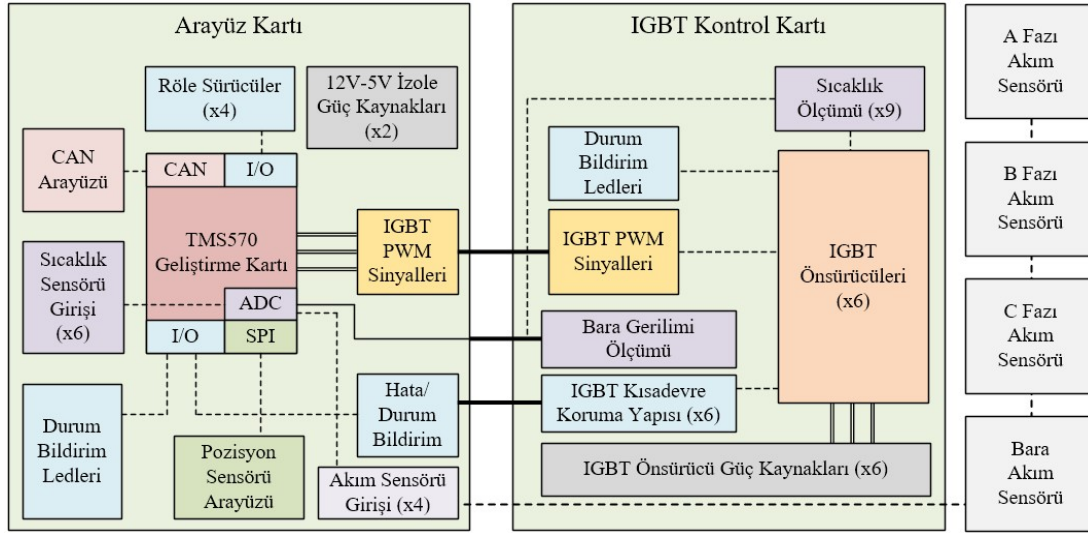
Tasarlanan kontrol sistemi, GSM motor ve motor sürücüsünün deneyleri, uygulamanın yapılacağı Turcoto Uveyk adlı aracın çalışma koşullarına özdeş bir test ortamının oluşturulduğu düzenekte yapılmıştır.

Deneysel çalışmalar ile tasarlanan ABMM ve alan zayıflatma kontrolcülerinin performansı incelenmiştir. Yapılan deneyler, benzetim çalışmaları ile benzer şartlarda gerçekleştirilerek deneysel sonuçlar elde edilmiş, çalışma sonunda benzetim ve deney sonuçlarının karşılaştırması yapılmıştır.

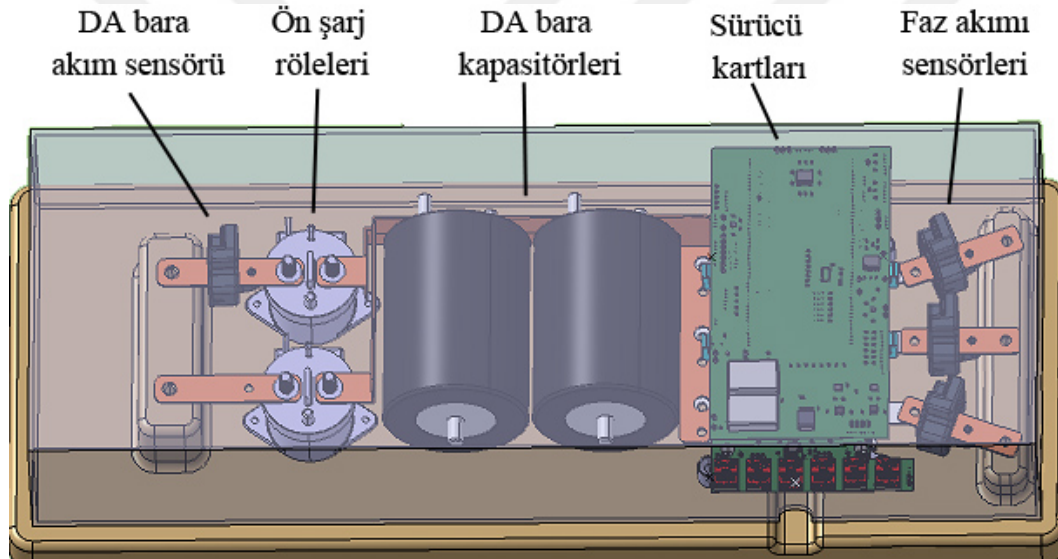
5.1 Sürücü Tasarımı ve Gerçeklenmesi

Çizelge 4.4 :’te belirlenen temel parametreler göze alınarak, elektrikli araç tahrik sistemlerinde kullanıma uygun sürücü tasarımı yapılmıştır. Sürücünün elektriksel tasarımının blok şeması Şekil 5.1’de verilmiştir.

Sürücü baskı devreleri; arayüz kartı ve IGBT kontrol kartı olarak iki parça halinde tasarlanmıştır. Deneysel çalışmaların yapıldığı test düzeneği için; sürücü kartları, bara kapasitörleri ve kapasitör ön şarj rölelerini içeren kutunun mekanik tasarımı ve üretimi yapılmıştır. Sürücünün mekanik tasarım ve üretimi tamamlanmış görünümeleri Şekil 5.2 ve Şekil 5.3’te verilmiştir.



Şekil 5.1 : Sürücü tasarımı blok şeması.



Şekil 5.2 : Test düzeneği sürücüsünün mekanik tasarımı.



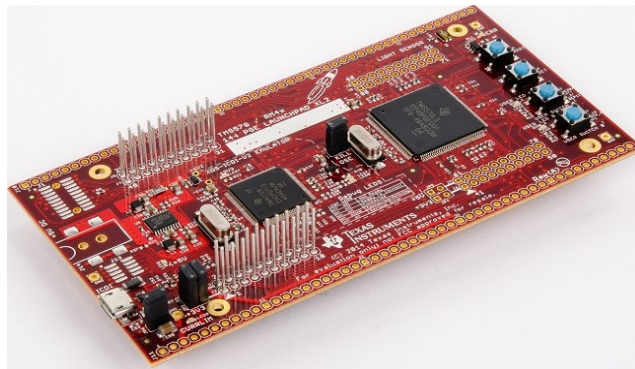
Şekil 5.3 : Üretimi tamamlanmış test düzeneği sürücüsü.

5.1.1 Geliştirme kiti

Tez çalışması kapsamında tasarlanan kontrol algoritmalarının gerçekleştirilmesi için Texas Instruments (TI) firması tarafından üretilen otomotiv sınıfı Hercules TMS570 serisi mikrodenetleyicileri kullanılmıştır. Tercih edilen TMS570LS1224 kodlu MCU, otomotiv fonksiyonel güvenlik standardı ISO 26262 ASIL D sertifikalı bir üründür. İşlemcinin temel teknik özellikleri [53]:

- 180 MHz çalışma frekansı
- 1.25 MB Flash
- 192 KB RAM
- 64 KB EEPROM
- ARM Cortex R4F 32-Bit CPU (Lockstep çalışan çift CPU)
- 12-bit ADC (24 kanal)
- Programlanabilir zamanlayıcı ünitesi (N2HET, 50 kanal)
- Darbe genişlik modülasyonu modülü (ePWM, 7 kanal)
- Genel amaçlı giriş/çıkış modülü (GPIO, 16 kanal)
- Artırımlı enkoder modülü (eQEP, 2 kanal)
- CAN haberleşme modülü (3 kanal)
- SPI haberleşme modülü (2 kanal)

Prototip tasarımı hızlandırabilmek amacıyla söz konusu işlemciyi barındıran Şekil 5.4'teki LAUNCHXL2-TMS57012 geliştirme kiti kullanılmıştır.



Şekil 5.4 : LAUNCHXL2-TMS57012 geliştirme kiti [54].

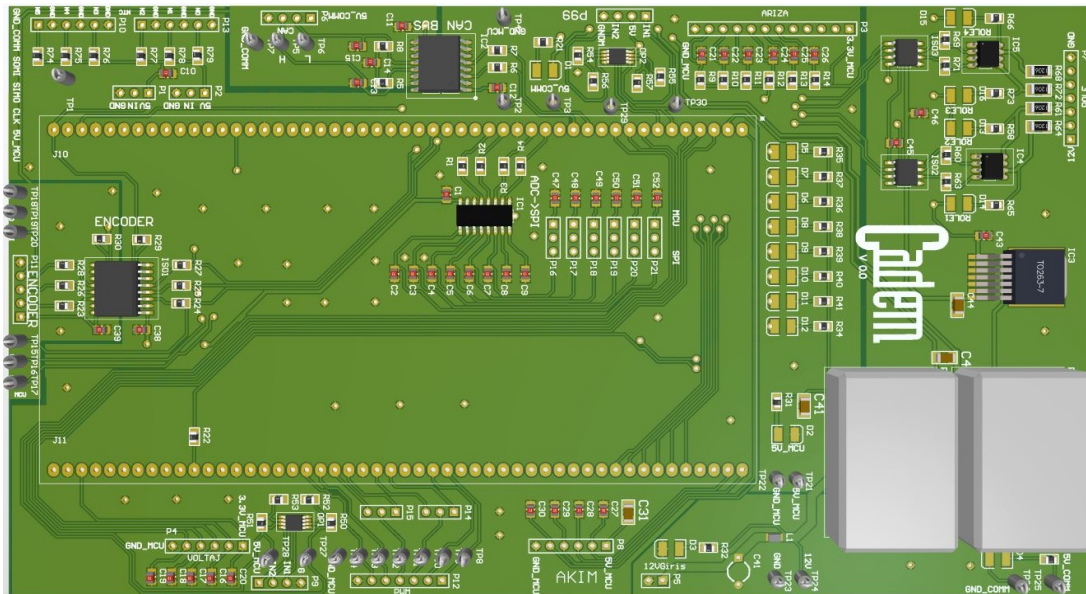
Geliştirme kiti üzerinde, işlemcinin programlanabilmesi için hata ayıklama (debug) ve programlama arayüzü mevcuttur. Bu sayede kit üzerindeki işlemci, USB arayüzü ile yazılım geliştirme platformu üzerinden programlanabilmektedir.

5.1.2 Arayüz kartı

Geliştirme kiti sinyallerinin IGBT kontrol kartına aktarılması, giriş/çıkış sinyallerinin izole edilmesi/filtrelenmesi gibi işleri yapan ve haberleşme arayüzlerini bulunduran arayüz kartının temel özellikleri:

- 12V izole röle sürücü (4 adet, yüksek gerilim kontaktörleri için)
- 10 adet dijital giriş/çıkış
- Hata/durum bildirim ledleri (4 adet)
- 5V analog giriş (4 adet, fren pedalı, gaz pedalı vb. sinyaller için)
- CAN haberleşme arayüzü (1 adet)
- SPI haberleşme arayüzü (1 adet)
- I2C haberleşme arayüzü (1 adet)
- NTC sıcaklık okuma girişi (6 adet)
- Analog çıkışlı akım sensörü girişi (4 adet)
- Analog çıkışlı gerilim sensörü girişi (4 adet)
- Analog-SPI dönüştürücü (1 adet)
- PWM sinyal arayüzü (6 adet, IGBT anahtarlama sinyalleri için)
- İzoleli 12V-5V DA/DA dönüştürücü (2 adet)

Arayüz kartının baskı devre tasarımı Altium Designer programında yapılmış, tasarım görseli Şekil 5.5’te verilmiştir.



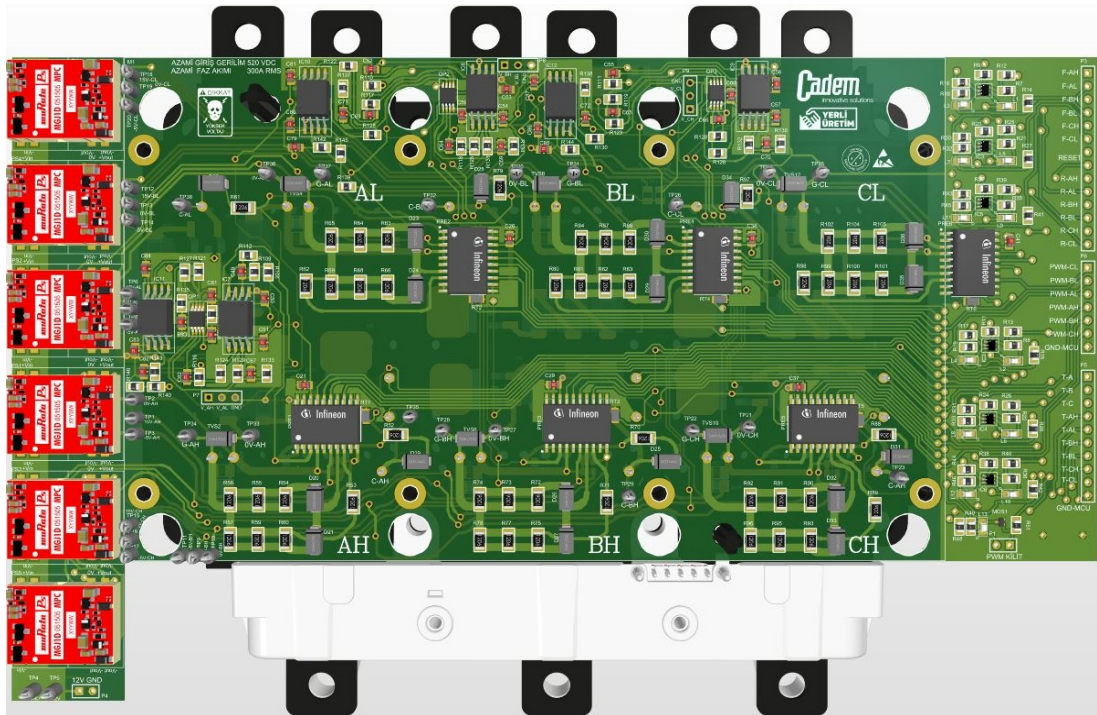
Şekil 5.5 : Arayüz kartı tasarımı.

5.1.3 IGBT kontrol kartı

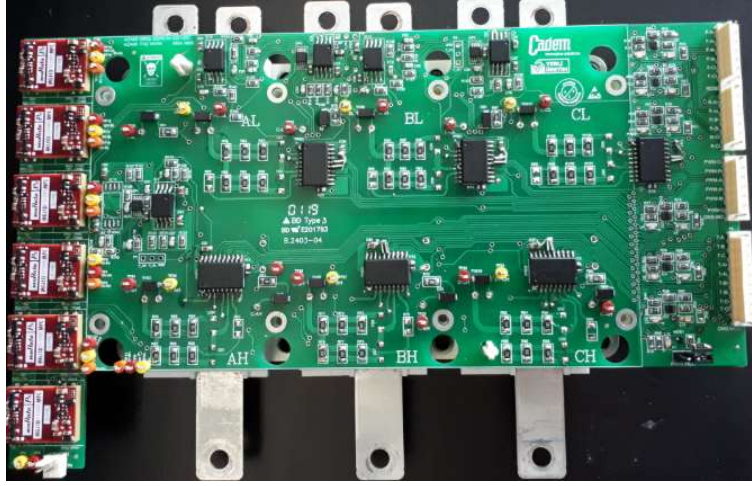
Anahtarlama sinyallerinin IGBT pinlerine iletilmesi, bara geriliminin okunması, önsürücü hata sinyallerinin, IGBT sıcaklıklarının okunması gibi işleri yapan kontrol kartının teknik özellikleri:

- IGBT önsürücüsü (6 adet)
- IGBT önsürücüleri için izole DA/DA dönüştürücü (6 adet)
- Hata/durum bildirim ledleri (6 adet)
- NTC sıcaklık okuma (9 adet)
- IGBT kısa devre tespit ve koruma yapısı (6 adet)
- IGBT hata ve hazır sinyali çıkışı (6 adet)

IGBT kontrol kartında; arayüz kartı tarafından gönderilen DGM sinyalleri, her biri izole DA/DA dönüştürücü ile beslenen önsürücü entegreleri tarafından ile IGBT gate pinlerine iletilir. Kart, anahtarlama elemanının V_{CE} gerilimini izleyerek kısa devre tespiti yapmakta, gerilimin eşik değeri aşması durumunda DGM sinyalini keserek anahtarlama elemanını korumaktadır. Ayrıca önsürücü entegrelerinin yapısında bulunan hata/kısa devre tespit çıkışlarının bilgilerini arayüz kartına iletmektedir. IGBT kontrol kartının tasarımı ve üretilmiş hali Şekil 5.6 ve 5.7’de görülebilir.



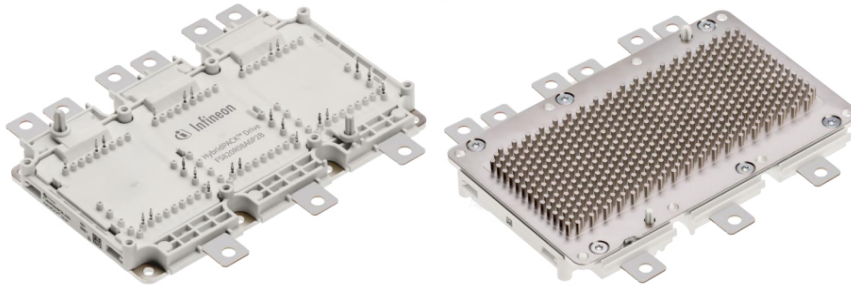
Şekil 5.6 : IGBT kontrol kartı tasarımı.



Şekil 5.7 : Üretimi tamamlanmış IGBT kontrol kartı.

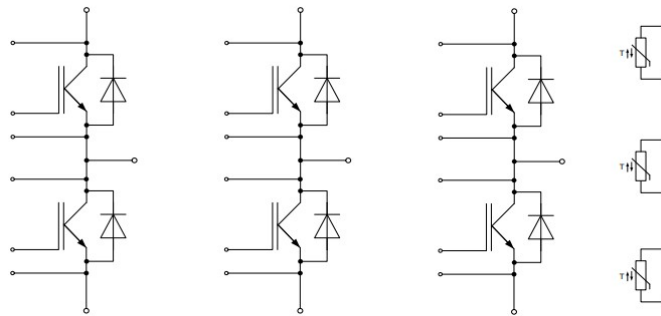
5.1.4 Anahtarlama elemanı

Evirici anahtarlama elemanı olarak Infineon tarafından üretilen HybridPACK serisi FS820R08A6P2LB kodlu modül kullanılmıştır. Şekil 5.8’de görülen modül entegre soğutma finlerine sahip olup, 6 adet IGBT ve bunlara paralel 6 adet diyot içermektedir.



Şekil 5.8 : Infineon HybridPACK IGBT modülü [55].

Modül 750 V azami kollektör-emiter gerilimine sahiptir ve 450 A daimi akım sağlayabilmektedir. Anahtarlama elemanı çiftleri üzerinde bulunan NTC ile modül içerisindeki sıcaklıklar gözlenebilmektedir. Modülün blok diyagramı Şekil 5.9’da görülebilir.



Şekil 5.9 : HybridPACK IGBT modülü blok diyagramı [55].

5.1.5 Akım sensörleri

Bara akımının ve motor faz akımlarının sürücü tarafından ölçülebilmesi için LEM firması tarafından üretilen, Şekil 5.10'da görülen HAH1DR700S kodlu ürün kullanılmıştır.

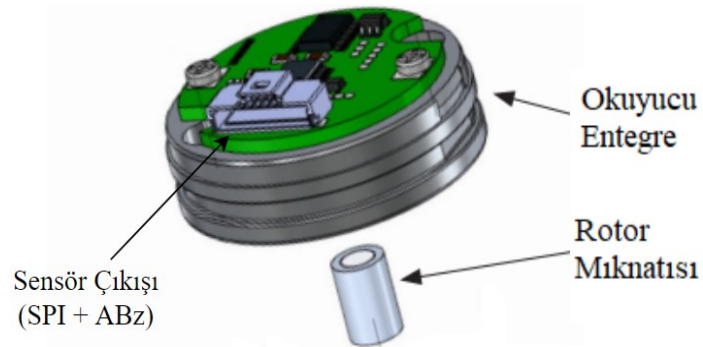


Şekil 5.10 : HAH1DR700S akım sensörü [56].

HAH1DR700S akım sensörü ± 700 A ölçüm aralığına sahip olup, 2.85 mV/A çözünürlüğünde, 0-5 V aralığında gerilim çıkışı üretmektedir. Faz akımlarının her biri ve bara akımının ölçülebilmesi için toplamda 4 adet sensör kullanılmıştır.

5.1.6 Rotor pozisyon sensörü

Rotorun pozisyonunu ölçebilmek için manyetik tipte mutlak enkoder kullanılmıştır. Manyetik mutlak enkoder, rotor miline gömülen mıknatısın oluşturduğu manyetik alanın rotor açısına göre değişimi ile mutlak pozisyon hesabı yapmaktadır. RLS firması tarafından üretilen, Şekil 5.11'de görülen RMF44SI kodlu ürün kullanılmıştır.

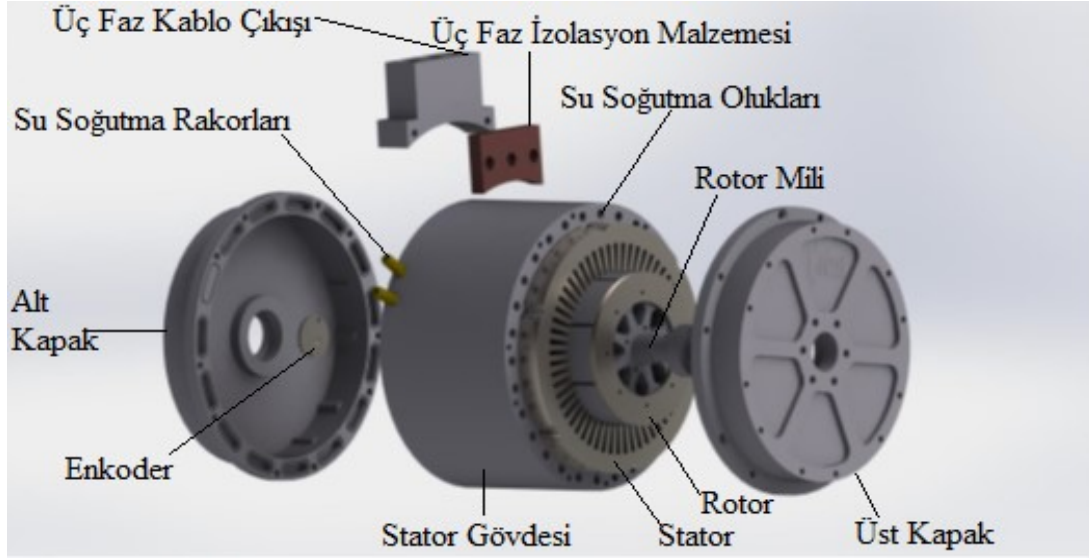


Şekil 5.11 : RMF44SI rotor pozisyon sensörü [57].

RMF44SI, SPI arayüzü vasıtasıyla 13-bit çözünürlüğünde $\pm 0.5^\circ$ hassasiyette pozisyon bilgisi üretmektedir. Ayrıca opsiyonel olarak klasik artırımı enkoderlerin (ABz) sinyal çıktılarını da vermektedir. Çalışmada pozisyon bilgisi sürücüye SPI protokolü üzerinden alınmıştır.

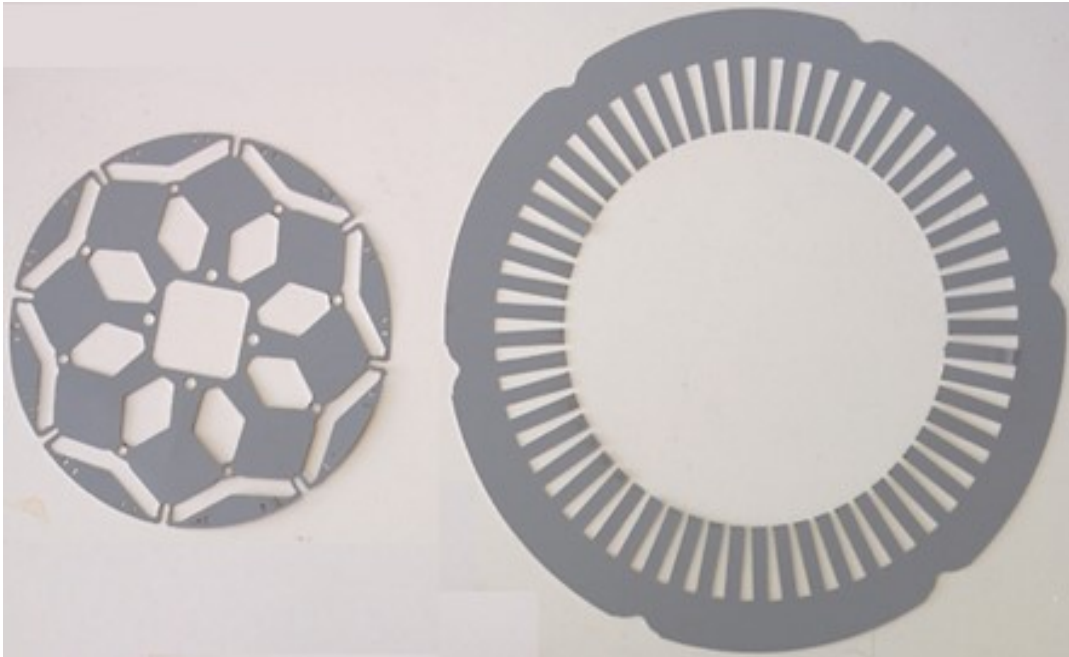
5.2 Motorun Mekanik Tasarımı ve Gerçeklenmesi

GSM motorun stator ve rotorunun geometrik tasarımları JMAG elektromanyetik analiz programında yapılmış ve su soğutmalı gövde tasarımı gerçekleştirilmiştir. Elektrik motorunun mekanik tasarımı Şekil 5.12’de görülebilir.

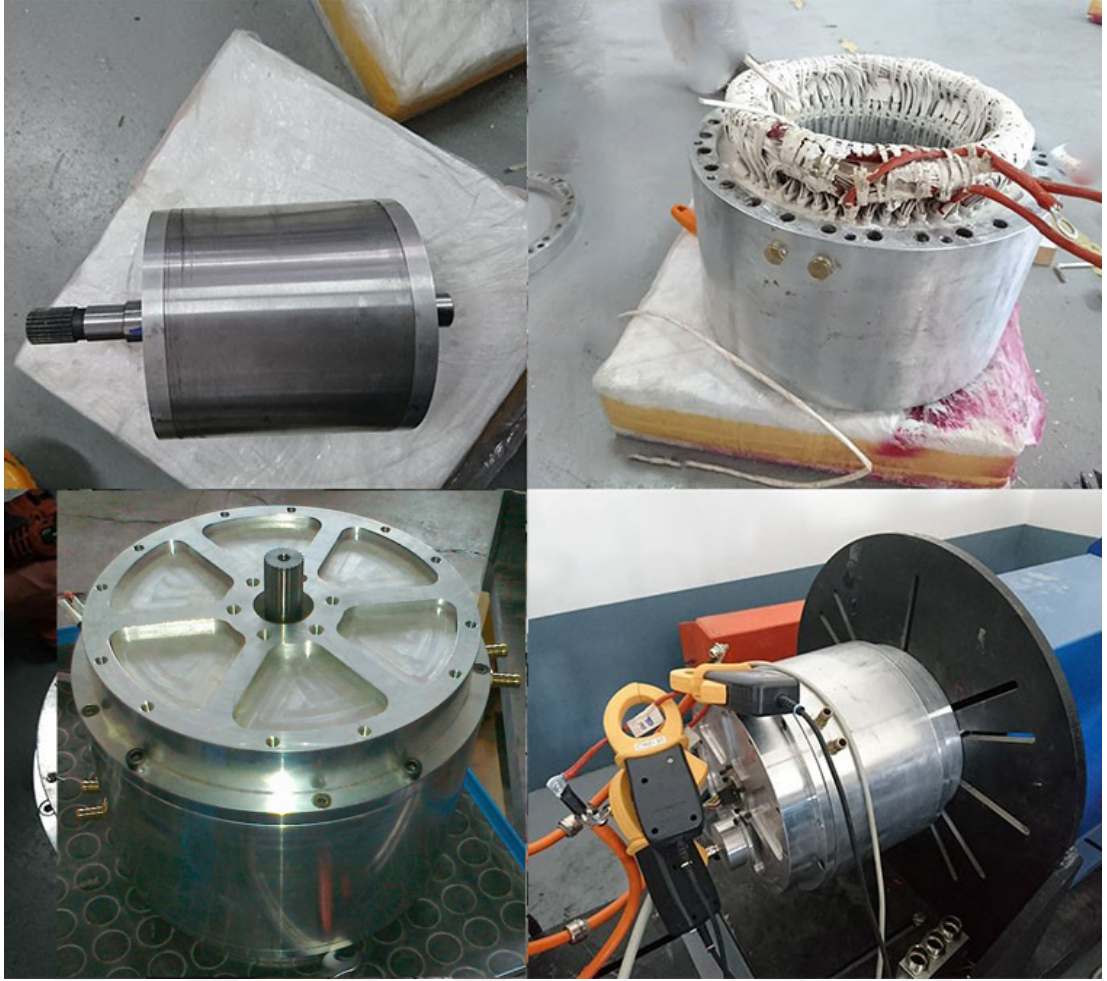


Şekil 5.12 : GSM motorun mekanik tasarımı [3].

Stator ve rotor sacları lazer kesim yöntemi ile üretilmiş, paketlenme ve alüminyum gövde ile birleştirilmesi işlemleri tasarlanan aparatlar ile gerçekleştirilmiştir. Stator ve rotor sacları Şekil 5.13’te, üretimi tamamlanmış GSM motor Şekil 5.14’te görülebilir.



Şekil 5.13 : Üretimi tamamlanmış stator ve rotor sacları [3].



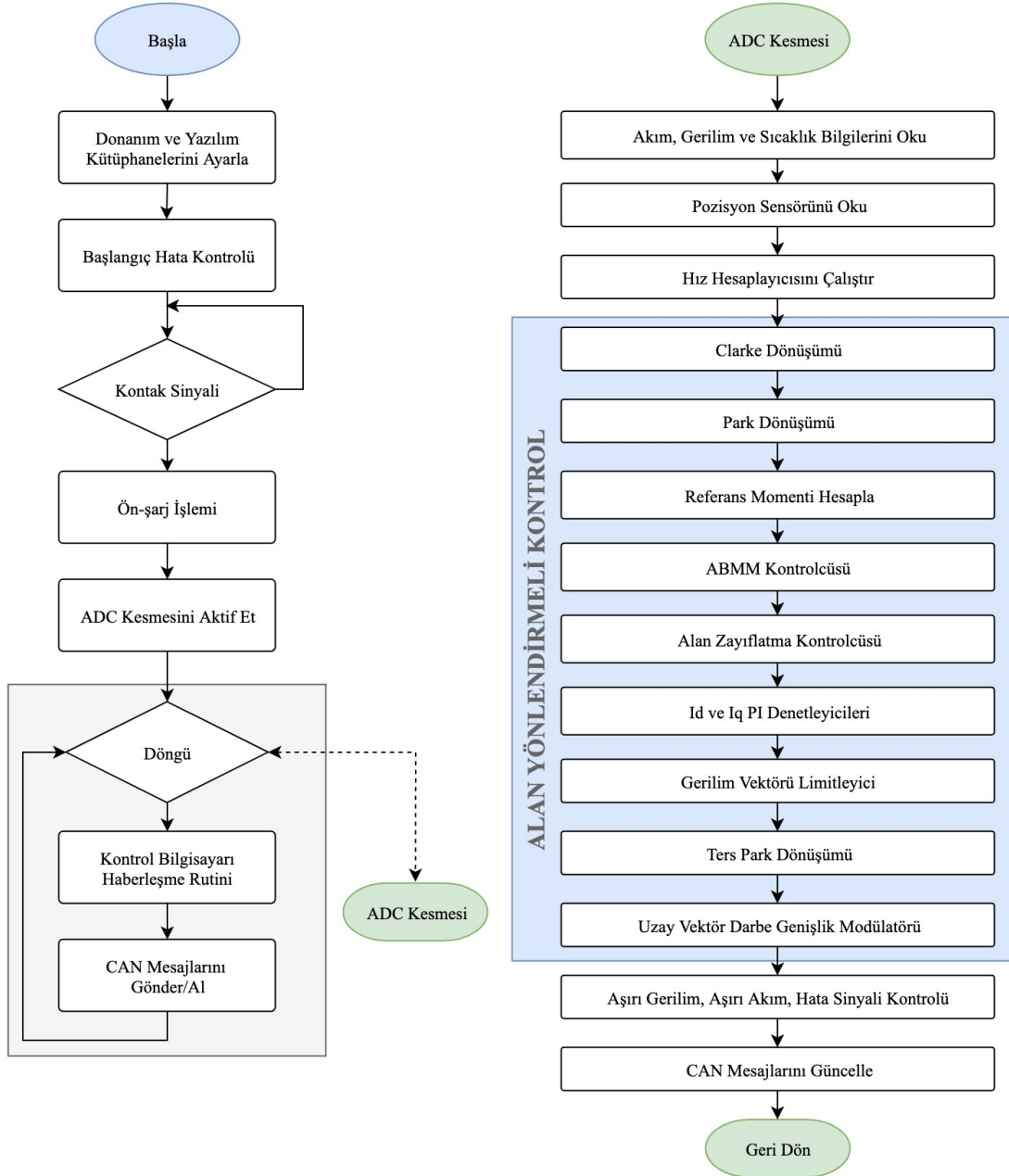
Şekil 5.14 : Üretimi tamamlanmış GSM motor [3].

5.3 Kontrolcü Yazılımının Tasarımı

Tasarımı ve benzetimi yapılan AYK algoritmasını içeren sürücü yazılımının akış şeması Şekil 5.15'te verilmiştir. Akış şeması, AYK algoritmasının yanı sıra; sensör/entegre hata kontrolleri, kullanıcı komutlarının CAN hattı ve PC arayüzünden alınması, bara kapasitörlerinin ön-şarj işleminin gerçekleştirilmesi gibi işleri de içermektedir.

AYK algoritması, anahtarlama frekansında oluşturulan ADC kesmesi ile tetiklenmektedir. Çalışmada anahtarlama frekansı 10 kHz olarak seçildiğinden, 100 μ s aralıklar ile ADC kesmesi oluşturulmaktadır. ADC kesmesi oluştuğunda, ilk olarak akım ve pozisyon sensörü verileri okunmakta, sonrasında AYK rutinini başlatılmaktadır. AYK rutini sonunda hesaplanan anahtarlama süreleri N2HET zamanlayıcı modülüne yazılmakta, gerekli DGM sinyali N2HET modülü tarafından oluşturulmaktadır.

Kesmenin son aşamasında gerilim/akım ve IGBT önsürücü sinyallerinin hata kontrolleri yapılmaktadır. Hesaplanan akım ve gerilim değerlerinde sınır seviyenin aşılması, önsürücü üniteleri tarafından hata sinyali alınması durumunda yazılım, hata moduna geçerek AYK rutinini sonlandırmaktadır. Ana kontrol döngüsünde ise kontrol bilgisayarı ile olan haberleşme ve CAN mesajlarının gönderilmesi işlemleri gerçekleştirilmektedir.

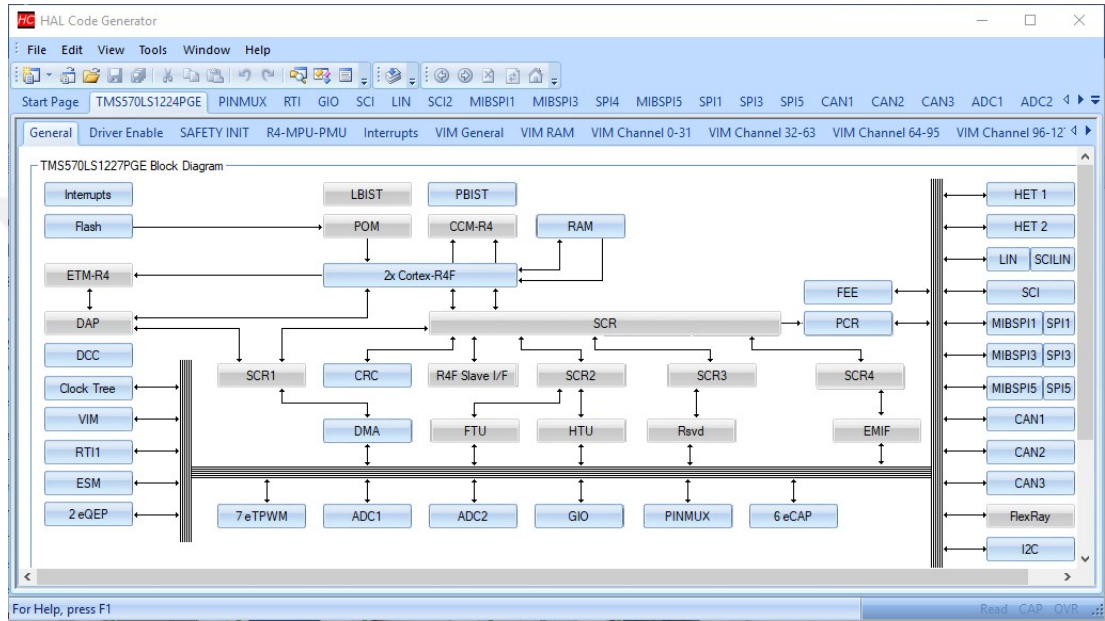


Şekil 5.15 : Sürücü yazılımının algoritma akış şeması

Kontrolcü algoritmasının yazılımı Code Composer Studio (CCS) adlı yazılım geliştirme platformunda, C dilinde yazılmıştır. AYK algoritmasının Clarke, Park ve

ters Park dönüşümleri, UVDGM gibi standart işlemleri için TI firmasının Digital Motor Control (DMC) kütüphanesi kullanılmıştır.

Mikrodenetleyicinin çevresel donanımlarının konfigürasyon kodu HALCoGen (Hardware Abstraction Layer Code Generator) programı ile oluşturulmuştur. Bu program ADC, SPI, CAN gibi mikrodenetleyici modülleri ve işlemcinin diğer ünitelerinin (RAM, Flash, kesme yönetim modülü vb.) ayarlarını yapmaya ve donanım konfigürasyon kütüphanesi oluşturmaya yarayan bir arayüzdür (Şekil 5.16).



Şekil 5.16 : HALCoGen programı arayüzü.

HALCoGen ile mikrodenetleyici modülleri için gerekli ayarlar (pin atamaları, ADC örnekleme çözünürlükleri, modül çalışma frekansları vb.) yapılmış, çevresel donanım birimlerinin konfigürasyon kütüphaneleri oluşturulmuştur.

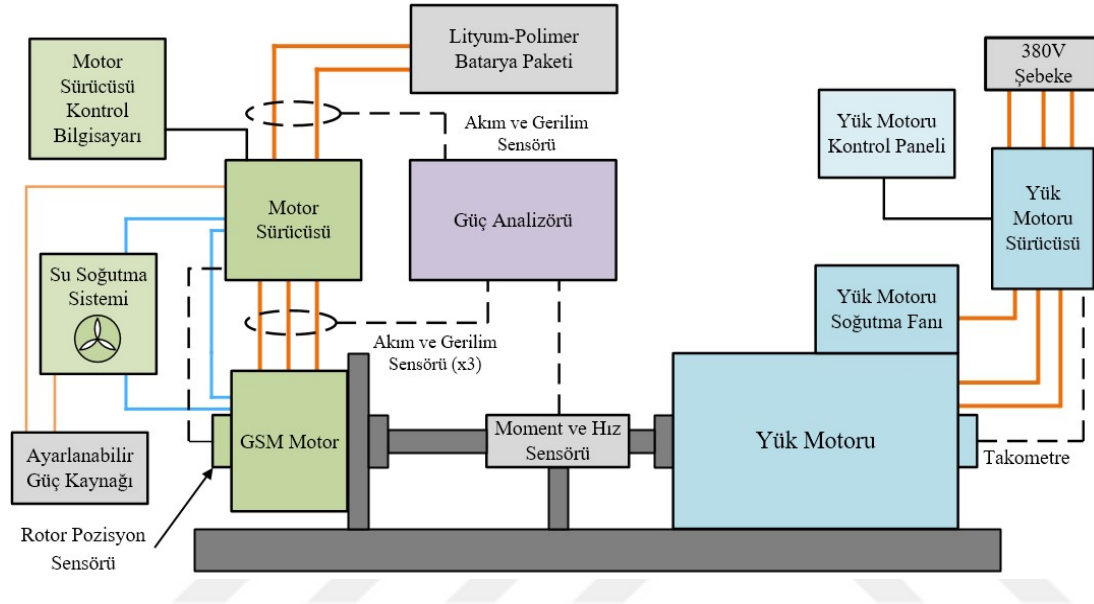
Algoritmada bulunan trigonometrik fonksiyonlar, vektör dönüşümleri gibi matematiksel işlemleri daha hızlı gerçekleştirebilmek için, ARM platformuna sahip işlemciler için yazılan CMSIS DSP kütüphanesi kullanılmıştır.

Yazılı projesi CCS programında oluşturulmuş, HALCoGen programında oluşturulan çevresel donanım kütüphaneleri ile DMC ve CMSIS DSP kütüphaneleri projeye eklenmiştir.

Tasarımı ve benzetimi yapılan AYK algoritması çerçevesinde, Şekil 5.15'te verilen akış şemasının kodu C dilinde yazılmıştır.

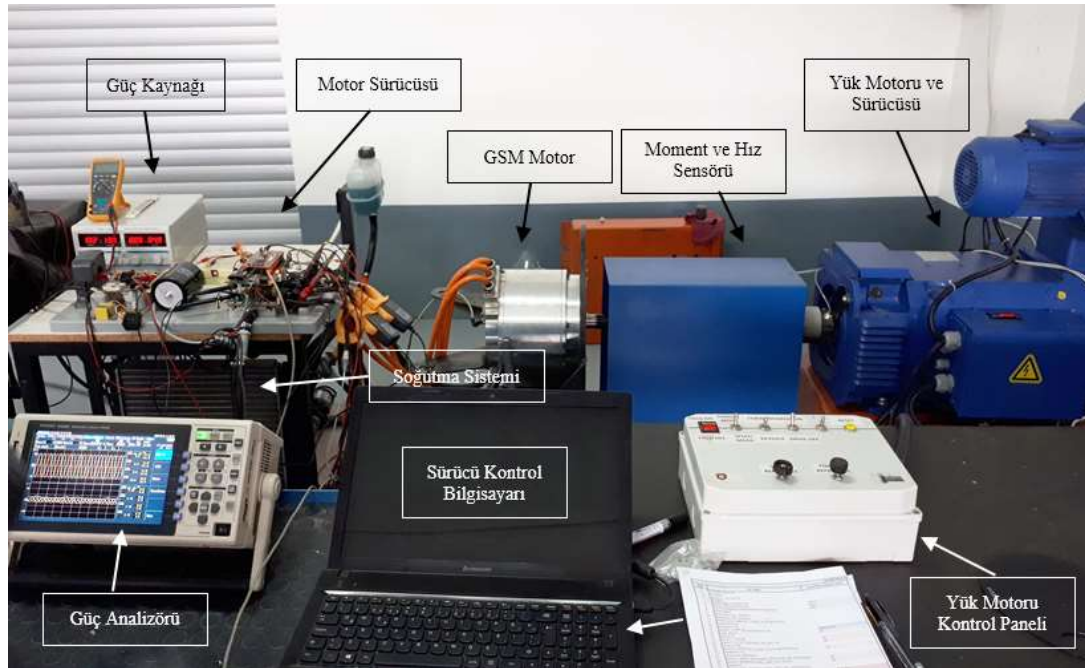
5.4 Deney Düzeneği ve Sistemi

Tasarlanan kontrolcünün motor ve sürücü ile birlikte testleri blok diyagramı Şekil 5.17’de verilmekte olan test düzeneği ile gerçekleştirilmiştir. Elektrik motoru ve sürücünün çalışacağı asıl platform olan Uveyk araçındaki temel şartları sağlayabilmek için, araç üzerindeki soğutma sistemi (fan, radyatör, su pompası, su haznesi vb.) ve lityum-polimer batarya paketi test düzeneğine entegre edilmiştir.



Şekil 5.17 : Elektrik motoru test düzeneğinin blok şeması.

Deney düzeneğinin görünümü Şekil 5.18’de verilmiştir.



Şekil 5.18 : Elektrik motoru test düzeneği genel görünümü.

Deney düzeneğinde bulunan elemanlar ve teknik özellikleri:

- **Yük motoru:** 75 kW çıkış gücüne, 358 Nm çıkış momentine, maksimum 5000 rpm dönüş hızına sahip fırçalı DA motor
- **Yük motoru sürücüsü:** 75 kW, dört bölge çalışabilen DA motor sürücüsü
- **Güç analizörü:** 4 adet akım, 4 adet gerilim, 1 adet moment ve 1 adet hız sensörü giriş kanalına sahip güç analizörü
- **Güç analizörü sensörleri:** 200 A_{rms} alternatif akım (3 adet), 500 A doğru akım (1 adet) sensörü, 4 adet 0-1000 V gerilim sensörü
- **Moment sensörü:** 0-1000 Nm ölçüm aralığına sahip moment sensörü
- **Batarya paketi:** 22 kWh, 296 V anma gerilimine sahip Lityum-Polimer batarya paketi
- **Güç kaynağı:** 30 V/6 A ayarlanabilir güç kaynağı
- **Soğutma sistemi:** 0.3 bar basınçta 15 lt/dk debiye sahip sulu soğutma sistemi

Test düzeneği üzerinde bulunan yük motoru dört bölge çalışma kapasitesine sahip olup, kontrol paneli üzerinden dönme hızı veya frenleme momenti ayarlanabilmektedir. Düzenek üzerindeki sensörlerden alınan veriler ile güç analizörü tarafından motor ve sürücü sisteminin; akım, gerilim, güç, verimlilik, güç faktörü hesapları ve harmonik, dalga şekli analizi gibi işlemleri yapılabilmektedir. Ayrıca güç analizörünün veri kayıt özelliği sayesinde, test verileri bilgisayar ortamına aktarılabilir.

5.5 Gerçekleştirilen Deneysel Çalışmalar

Tez çalışmasında tasarlanan motor kontrol algoritması, GSM motor ile birlikte deney düzeneği üzerinde çeşitli testlere tabi tutulmuştur. Yapılan deneylerde düzenek üzerinde bulunan doğru akım makinesi generatör modda çalıştırılarak test edilen elektrik motoruna frenleme yapmakta, böylece GSM motorun yükleme momenti ayarlanabilmektedir.

Deneyler sırasında, tasarlanan motor sürücüsü Turcoto Uveyk aracı üzerinde bulunan 22 kWh lityum-polimer batarya paketi ile beslenmiştir. Motor sürücüsü için gerekli olan kontrol işaretleri, kontrol bilgisayarı üzerinden CAN ve USB protokolü ile gönderilmiştir.

5.5.1 Sabit moment bölgesi deneyleri

Yüksüz çalışma deneyi:

Yüksüz çalışma deneyi 1500 rpm dönüş hızında gerçekleştirilmiş, motor faz akımları ve faz gerilimleri gözlenmiştir. Yüksüz çalışmada stator fazlarında oluşan gerilimin güç analizörü ekran görüntüsü Şekil 5.19’da verilmiştir.

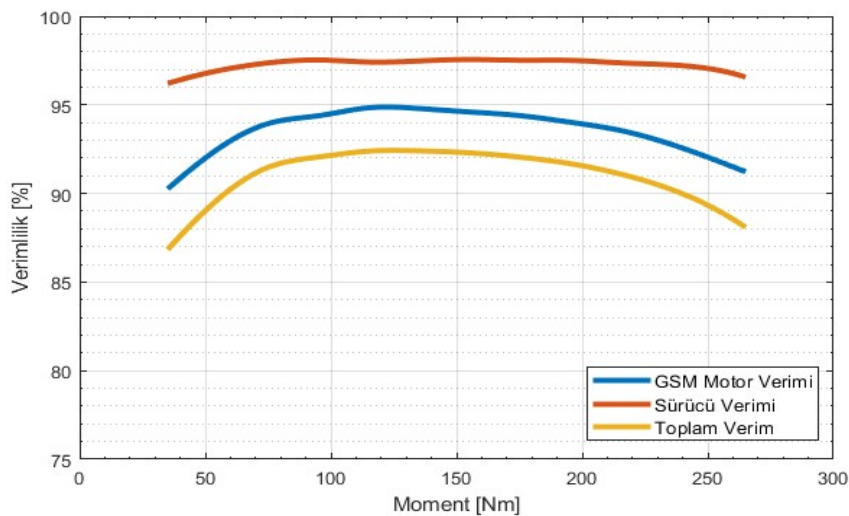


Şekil 5.19 : Yüksüz çalışma deneyinde faz gerilimi dalga şekilleri.

Yük motorundan herhangi bir frenleme yapılmamasına rağmen GSM motor çıkışındaki mekanik yükler (kaplin, moment sensörü, yük motoru rotoru vb.) sebebiyle mil üzerinde ortalama 7 Nm moment oluştuğu gözlenmiştir. Deneyde elektrik motorunun faz akımı 6 A ve çıkış gücü 1100 W olarak ölçülmüştür.

Tam yük çalışma deneyi:

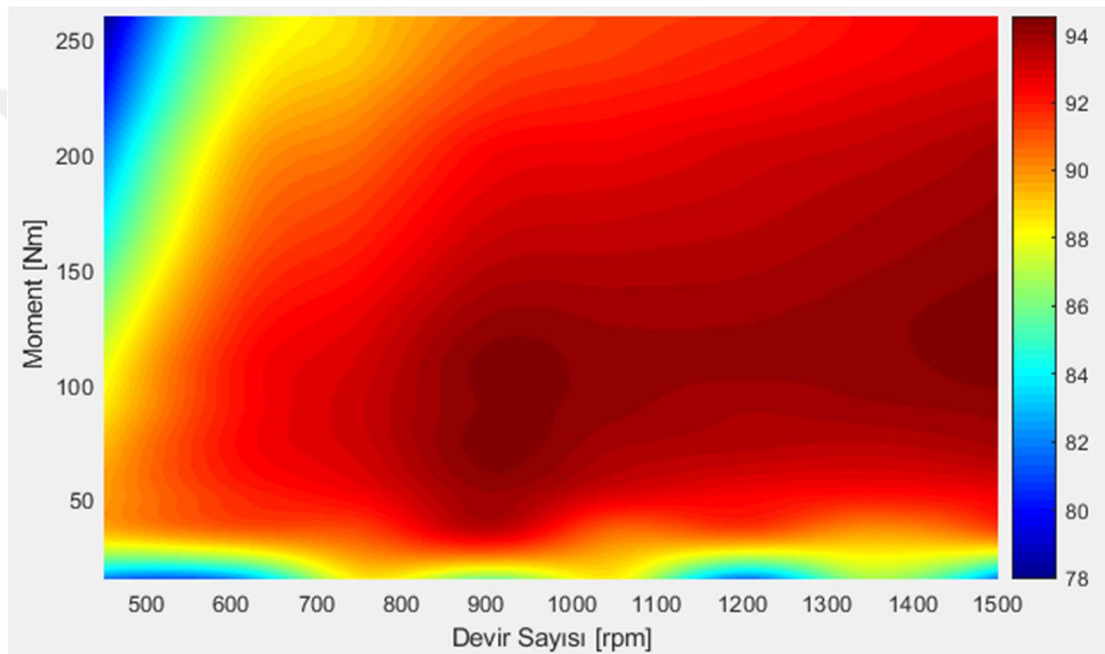
GSM motor anma akımı olan 200 A’ e kadar kademeli olarak yüklenmiş, deneysel çalışma sırasında motor, sürücü ve sistem verimliliği kaydedilmiştir. Bu test aşamasında ABMM kontrolcüsü aktif edilmemiştir. Elde edilen verimlilik değerleri Şekil 5.20’de görülmektedir.



Şekil 5.20 : Yükleme momentine göre motor,sürücü ve sistem verimlilikleri.

Deney sonucunda GSM motorun verimliliği maksimum %94.8 olarak ölçülmüş, anma akımında ise 266,25 Nm moment üreterek %91.78 verim elde edilmiştir. Motor sürücüsü veriminin %97-97.5 seviyelerinde olduğu ve toplam sistem veriminin maksimum %92.2 seviyesine ulaştığı ölçülmüştür.

Deneyin ardından, motorun sabit moment bölgesinin verimlilik haritasını oluşturabilmek için 150 rpm ve 10 A_{rms} aralıklar ile yükleme yapılarak verimlilik ölçümü yapılmıştır. Alınan ölçümler ile oluşturulan tablo MATLAB programında kübik interpolasyon yöntemi ile ara değerlendirme yapılarak Şekil 5.21’de verilen verimlilik haritası oluşturulmuştur.



Şekil 5.21 : GSM motorun sabit moment bölgesi verim haritası.

ABMM kontrolcülerinin deneyi:

GSM motorun sabit moment bölgesindeki deneyleri benzetim çalışmaları bölümünde verilen üç farklı kontrol yöntemi için gerçekleştirilmiştir. Deneyde 20 Nm aralıklar ile 300 Nm’ye kadar yükleme yapılmış, motor fazlarından çekilen akım değerleri kaydedilmiştir.

ABMM kontrolcüsü olmadan yapılan deney Yöntem 1, eksen akımı formülü ile yapılan deney Yöntem 2, elektromanyetik analiz sonucu oluşturulan tablolar ile tasarlanan kontrolcü ile yapılan deney ise Yöntem 3 olarak Çizelge 5.1’de belirtilmiş ve sonuçları verilmiştir.

Çizelge 5.1 : Yükleme momentine göre çekilen akım değerleri.

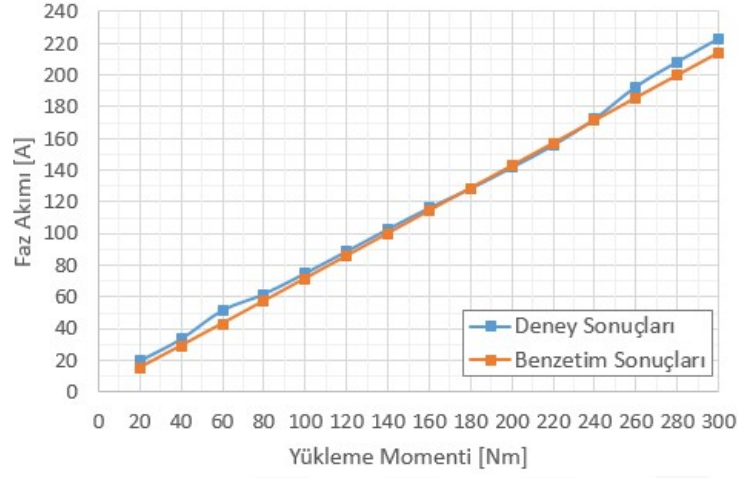
Yükleme Momenti [Nm]	Yöntem 1 Faz Akımı [A]	Yöntem 2 Faz Akımı [A]	Yöntem 3 Faz Akımı [A]
20	19.79	19.73	19.73
40	33.54	33.55	33.43
60	51.59	49.73	49.50
80	61.85	61.70	61.03
100	74.91	74.34	73.74
120	88.75	88.04	87.71
140	102.74	101.70	100.52
160	116.12	114.55	113.01
180	128.33	125.84	125.72
200	141.68	139.05	137.31
220	155.63	151.78	149.86
240	172.28	166.50	161.44
260	192.59	181.00	172.28
280	208.21	193.06	183.45
300	222.88	205.45	194.55

Yapılan deneyler sonucunda 300 Nm yükleme koşulunda akım başına elde edilen moment değerlerinin; Yöntem 1 için 1.346 Nm/A, Yöntem 2 için 1.460 Nm/A, Yöntem 3 için 1.542 Nm/A olduğu gözlenmiştir. Yöntem 3 adıyla belirtilen ABMM kontrolcüsü ile anma momenti için gerekli akımın %11.89 oranında azaldığı görülmektedir.

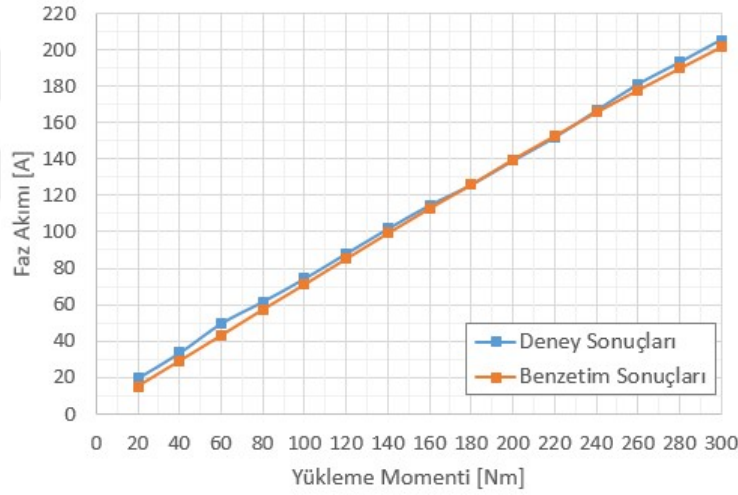
5.6 Deney ve Benzetim Sonuçlarının Karşılaştırılması

GSM motorun deneyleri ve benzetimlerinden elde edilen veriler analiz edilerek sonuçlar karşılaştırılmıştır. Öncelikle GSM motorun boşa çalışma deneyi ve benzetimi sonuçları karşılaştırılmıştır. Benzetim sonuçlarında yüksüz durumda 3.8 Nm moment ve 600 W çıkış gücü üretildiği hesaplanmış iken, deney sonuçlarında 7 Nm moment ve 1100 W güç üretildiği hesaplanmıştır. Yüksüz durumda üretilen moment ve güç farkının test düzeneğinde GSM motorun bağlandığı ek mekanik sistemlerden (yük motoru rotoru, moment sensörü ve kaplin) kaynaklandığı değerlendirilmiştir.

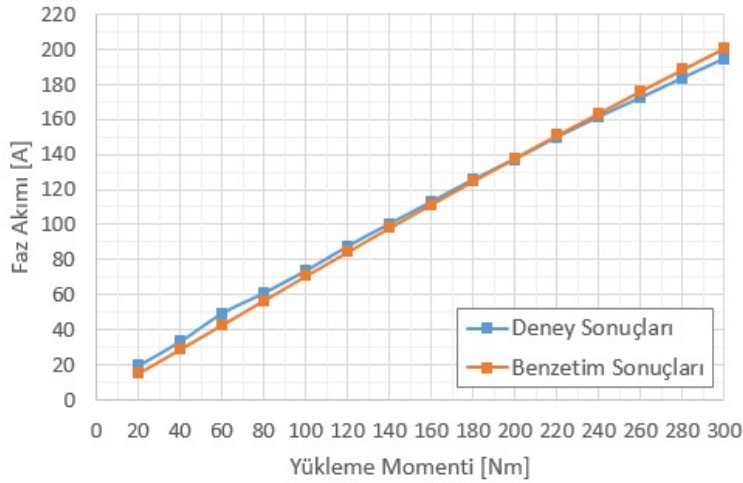
Sabit moment bölgesi için üç farklı kontrol yöntemi ile yapılan deneylerin benzetim sonuçları ile karşılaştırması Şekil 5.22-5.24'te verilmiştir.



Şekil 5.22 : Yöntem 1 için deney ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması.



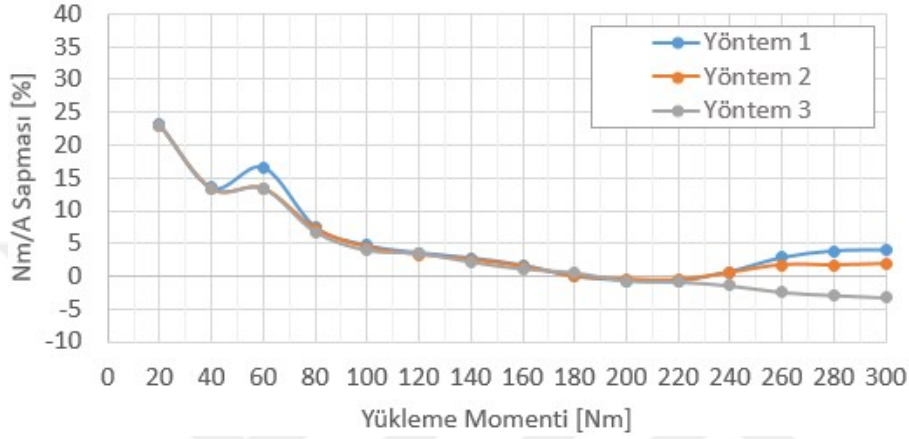
Şekil 5.23 : Yöntem 2 için deney ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması.



Şekil 5.24 : Yöntem 3 için deney ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması.

Yöntem 1 ile yapılan deney ve benzetimler sonucunda 300 Nm yükleme koşulunda faz akımları sırasıyla 222.9 A ve 213.9 A olarak elde edilirken, Yöntem 3 ile yapılan çalışmalarda ise sırasıyla 194.5 A ve 200.8 A olarak elde edilmiştir.

Her bir yükleme momenti için amper başına üretilen moment değerleri (Nm/A) karşılaştırılmış, benzetim sonuçlarının deney sonuçlarından sapma oranı hesaplanmıştır (Şekil 5.25).



Şekil 5.25 : Benzetim sonuçlarının deney sonuçlarından sapma oranı.

Düşük yükleme momentlerinde (60 Nm ve aşağısı) benzetim sonuçlarının deney sonuçlarından %13-23 arasında saptığı hesaplanmıştır. Yükleme momenti 100 Nm'yi aştığında sapmanın %5'in altına düştüğü görülmüştür. Anma momentinde sapma, Yöntem 1 için %3.86, Yöntem 2 için %1.64, Yöntem 3 için %3.21 olarak hesaplanmıştır.

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Yapılan tez çalışmasında, tasarımı yapıp gerçekleştirilen alan yönlendirmeli kontrolcünün performansı deneysel ve benzetim sonuçlarından hareketle incelenmiştir. Sabit moment bölgesi için tasarlanan ABMM kontrolcülerinin ve sabit güç bölgesi için tasarlanan alan zayıflatma kontrolcülerinin benzetim çalışmaları MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiş olup kontrolcü tasarımları benzetim çalışmalarından elde edilen sonuçlar ışığında yapılmıştır. Benzetim çalışmalarının tamamlanması sonrasında kontrolcü ve motor sürücüsü gerçekleştirilerek prototip GSM motor ile birlikte deney düzeneğinde test edilmiştir. Deneysel sonuçların benzetim sonuçları ile karşılaştırması yapılmış ve kontrolcünün doğrulaması gerçekleştirilmiştir.

Benzetim ve deney sonuçları incelendiğinde; ABMM kontrolcünün GSM motorun sabit moment bölgesinde relüktans momentini faydalı olarak kullanabilmeyi sağladığı, bu sayede birim moment başına gereken akımı yaklaşık %5-10 oranında azalttığı deneyimlenmiştir. Böylece SMSM'nin elektrikli araç uygulaması için minimum kayıp kontrolü başarı ile gerçekleştirilmiştir.

6.1 Alan Zayıflatma Performansının İyileştirilmesi

Alan zayıflatma kontrolcüsü tasarım ve benzetim çalışmalarında, alan zayıflatma performansının GSM motorun tasarımı ile doğrudan ilişkili olduğu görülmüştür. Çalışmada kullanılan prototip GSM motorun benzetim çalışmaları esnasında, anma hızı üzerinde sabit güç sağlama kapasitesinin sınırlı olduğu, anma hızının 1,67 kat üzerinde çıkış gücünün 5-6 kat arasında düştüğü görülmüştür. Bu sebeple alan zayıflatma kontrolcüsünün benzetim çalışmaları, sabit güç bölgesi performansı daha iyi alternatif bir GSM motor için tekrarlanmıştır.

6.2 Gelecek Çalışmalar

Prototip GSM motorun alan zayıflatma performansının yetersiz olduğunun benzetim çalışmaları ile ortaya koyulması sonucunda, gelecek çalışmalar için prototip motorun

tasarımında revizyon yapılması, bu sayede sabit güç bölgesi performansının iyileştirilmesi hedeflenmiştir.

Maksimum moment noktasının sıcaklık ve manyetik doyum gibi etkenler sebebiyle çalışma koşulları esnasında değişebildiği tez çalışmasında belirtilmişti. Tez çalışması kapsamında tasarlanan ABMM kontrolcüsü, GSM motorun elektromanyetik analizi yapılarak tasarlanmış, dolayısıyla tasarımda manyetik doyum etkileri göz önüne alınmıştır. Ancak sıcaklık etkisi sebebiyle sürekli mıknatıs akısının değişimi, çalışma kapsamında tasarlanan kontrolcüde göz önünde bulundurulmamıştır. Gelecek çalışmalarda ABMM kontrolcüsünün, sıcaklığa bağlı sürekli mıknatıs akısı değişimini de göz önüne alacak şekilde tasarlanması, böylece amper başına elde edilen momentin motorun tüm çalışma şartlarında maksimize edilmesi hedeflenmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] **Petroleum Market Department.** (2010). *Petroleum Market Sector Report*. Ankara: T.R. Energy Market Regulatory Authority.
- [2] **Overington, S., & Rajakaruna, S. (2014).** High-efficiency control of internal combustion engines in blended charge depletion/charge sustenance strategies for plug-in hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 64(1), 48-61.
- [3] **Sezenoğlu, C., Aydoğan, F., Kurnaz Araz, H., Akgül, L., Erçin, M. E. (2017)** Elektrikli ve Hibrit Elektrikli Araçlar için Senkron Elektrik Makinası ve Sürücüsü. Cadem A.Ş.
- [4] **Morimoto, S., Tong, Y., Takeda, Y., & Hirasa, T. (1994).** Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 41(5), 511-517.
- [5] **Jahns, T. M., Kliman, G. B., & Neumann, T. W. (1986).** Interior permanent-magnet synchronous motors for adjustable-speed drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, (4), 738-747.
- [6] **Morimoto, S., Sanada, M., & Takeda, Y. (1994).** Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(4), 920-926.
- [7] **Morimoto, S., Ueno, T., Sanada, M., Yamagiwa, A., Takeda, Y., & Hirasa, T. (1993, October).** Effects and compensation of magnetic saturation in permanent magnet synchronous motor drives. In *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting* (pp. 59-64). IEEE.
- [8] **Consoli, A., Scarcella, G., Scelba, G., & Testa, A. (2009).** Steady-state and transient operation of IPMSMs under maximum-torque-per-ampere control. *IEEE transactions on Industry Applications*, 46(1), 121-129.
- [9] **Consoli, A., Scarcella, G., Scelba, G., & Sindoni, S. (2008, July).** Modeling control of IPM synchronous motors. In *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century* (pp. 1-6). IEEE.
- [10] **Kim, H., Hartwig, J., & Lorenz, R. D. (2002).** Using on-line parameter estimation to improve efficiency of IPM machine drives. In *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No. 02CH37289)*(Vol. 2, pp. 815-820). IEEE.
- [11] **Rang, G., Lim, J., Nam, K., Ihm, H. B., & Kim, H. G. (2004).** A MTPA control scheme for an IPM synchronous motor considering magnet flux variation caused by temperature. In *Nineteenth Annual IEEE Applied*

Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC'04. (Vol. 3, pp. 1617-1621). IEEE.

- [12] **Kim, Y. S., & Sul, S. K.** (2007, September). Torque control strategy of an IPMSM considering the flux variation of the permanent magnet. In *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting* (pp. 1301-1307). IEEE.
- [13] **Nalepa, R., & Orlowska-Kowalska, T.** (2011). Optimum trajectory control of the current vector of a nonsalient-pole PMSM in the field-weakening region. *IEEE transactions on industrial electronics*, 59(7), 2867-2876.
- [14] **Zhu, Z. Q., Chen, Y. S., & Howe, D.** (2000). Online optimal flux-weakening control of permanent-magnet brushless AC drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 36(6), 1661-1668.
- [15] **Dianov, A., Young-Kwan, K., Sang-Joon, L., & Sang-Taek, L.** (2008, November). Robust self-tuning MTPA algorithm for IPMSM drives. In *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics* (pp. 1355-1360). IEEE.
- [16] **Kim, S., Yoon, Y. D., Sul, S. K., Ide, K., & Tomita, K.** (2010, February). Parameter independent maximum torque per ampere (MTPA) control of IPM machine based on signal injection. In *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* (pp. 103-108). IEEE.
- [17] **Kim, S., Yoon, Y. D., Sul, S. K., & Ide, K.** (2012). Maximum torque per ampere (MTPA) control of an IPM machine based on signal injection considering inductance saturation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(1), 488-497.
- [18] **Foo, G., & Rahman, M. F.** (2009). Sensorless sliding-mode MTPA control of an IPM synchronous motor drive using a sliding-mode observer and HF signal injection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(4), 1270-1278.
- [19] **Sun, T., Wang, J., & Chen, X.** (2014). Maximum torque per ampere (MTPA) control for interior permanent magnet synchronous machine drives based on virtual signal injection. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(9), 5036-5045.
- [20] **Wang, J., Huang, X., Yu, D., Chen, Y., Zhang, J., Niu, F., ... & Zhang, H.** (2017). An Accurate Virtual Signal Injection Control of MTPA for an IPMSM With Fast Dynamic Response. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(9), 7916-7926.
- [21] **Soong, W. L., & Ertugrul, N.** (2002). Field-weakening performance of interior permanent-magnet motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(5), 1251-1258.
- [22] **Sneyers, B., Novotny, D. W., & Lipo, T. A.** (1985). Field weakening in buried permanent magnet ac motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, (2), 398-407.

- [23] **Jahns, T. M.** (1987). Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, (4), 681-689.
- [24] **Schiferl, R. F., & Lipo, T. A.** (1990). Power capability of salient pole permanent magnet synchronous motors in variable speed drive applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26(1), 115-123.
- [25] **Soong, W. L., & Miller, T. J. E.** (1994). Field-weakening performance of brushless synchronous AC motor drives. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 141(6), 331-340.
- [26] **Soong, W. L.** (1993). *Design and modelling of axially-laminated interior permanent magnet motor drives for field-weakening applications*. (PhD Thesis). University of Glasgow, The Department of Electronics and Electrical Engineering, Glasgow.
- [27] **Bolognani, S., Calligaro, S., Petrella, R., & Pogni, F.** (2011, August). Flux-weakening in IPM motor drives: Comparison of state-of-art algorithms and a novel proposal for controller design. In *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications* (pp. 1-11). IEEE.
- [28] **Wai, J., & Jahns, T. M.** (2001, September). A new control technique for achieving wide constant power speed operation with an interior PM alternator machine. In *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No. 01CH37248)* (Vol. 2, pp. 807-814). IEEE.
- [29] **Bianchi, N., Bolognani, S., & Zigliotto, M.** (2001). High-performance PM synchronous motor drive for an electrical scooter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(5), 1348-1355.
- [30] **Kwon, T. S., Choi, G. Y., Kwak, M. S., & Sul, S. K.** (2008). Novel flux-weakening control of an IPMSM for quasi-six-step operation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44(6), 1722-1731.
- [31] **Zhu, L., Xue, S., Wen, X., Li, Y., & Kong, L.** (2010, September). A new deep field-weakening strategy of IPM machines based on single current regulator and voltage angle control. In *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition* (pp. 1144-1149). IEEE.
- [32] **Zhang, Y., Xu, L., Mustafa, K. G., Chi, S., & Illindala, M.** (2010). Experimental verification of deep field weakening operation of a 50-kW IPM machine by using single current regulator. *IEEE transactions on Industry Applications*, 47(1), 128-133.
- [33] **Url-1** <https://en.wikipedia.org/wiki/general_motors_ev1>, erişim tarihi 27.04.2019.
- [34] **Husain, I.** (2003). *Electric and hybrid vehicles: design fundamentals*. CRC press.
- [35] **Govardhan, O. M.** (2017). Fundamentals and classification of hybrid electric vehicles. *International Journal of Engineering and Techniques*, 3(5), 194-198.
- [36] **Url-2** <http://www.mitsubishielectric.com/news/2017/1026-b_zoom_01.html>, erişim tarihi 27.04.2019.

- [37] **Yilmaz, M.** (2015). Limitations/capabilities of electric machine technologies and modeling approaches for electric motor design and analysis in plug-in electric vehicle applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 52, 80-99.
- [38] **Niazi, P., & Toliyat, H. A.** (2007). Online parameter estimation of permanent-magnet assisted synchronous reluctance motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43(2), 609-615.
- [39] **Alhamali, A., Farrag, M. E., Bevan, G., & Hepburn, D. M.** (2016, December). Review of Energy Storage Systems in electric grid and their potential in distribution networks. In *2016 Eighteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)* (pp. 546-551). IEEE.
- [40] **Hadjipaschalis, I., Poullikkas, A., & Efthimiou, V.** (2009). Overview of current and future energy storage technologies for electric power applications. *Renewable and sustainable energy reviews*, 13(6-7), 1513-1522.
- [41] **Hannan, M. A., Hoque, M. M., Mohamed, A., & Ayob, A.** (2017). Review of energy storage systems for electric vehicle applications: Issues and challenges. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 69, 771-789.
- [42] **Url-3** <https://ssl.toyota.com/mirai/assets/modules/carpagewhatitworks/Docs/MY18_Mirai_eBrochure_FuelCellTech.pdf>, erişim tarihi 27.04.2019.
- [43] **Group PED4-1038C.** (2009). *Torque control in field weakening mode*. (Master Thesis). Aalborg University, Institute of Energy Technology, Aalborg.
- [44] **Kronberg, A.** (2012). *Design and simulation of field oriented control and direct torque control for a permanent magnet synchronous motor with positive saliency*. (Thesis). Uppsala University, Department of Electricity, Uppsala.
- [45] **Aguirre, M., Calleja, C., Lopez-de-Heredia, A., Poza, J., Aranburu, A., & Nieva, T.** (2011, August). FOC and DTC comparison in PMSM for railway traction application. In *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications* (pp. 1-10). IEEE.
- [46] **Merzoug, M. S., & Naceri, F.** (2008). Comparison of field-oriented control and direct torque control for permanent magnet synchronous motor (PMSM). *World Academy of Science, Engineering and Technology*, 45, 299-304.
- [47] **Casadei, D., Profumo, F., Serra, G., & Tani, A.** (2002). FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control. *IEEE transactions on Power Electronics*, 17(5), 779-787.
- [48] **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.
- [49] **Ahmed, A.** (2013). *Maximum torque per ampere (MTPA) control for permanent magnet synchronous machine drive system*. (Master Thesis). University of Akron, Graduate Faculty, Ohio.

- [50] **Morimoto, S., Takeda, Y., Hirasa, T., & Taniguchi, K.** (1990). Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity. *IEEE transactions on industry applications*, 26(5), 866-871.
- [51] **Morimoto, S., Sanada, M., & Takeda, Y.** (2001). Performance of PM-assisted synchronous reluctance motor for high-efficiency and wide constant-power operation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(5), 1234-1240.
- [52] **Kurnaz Araz, H.** (2018). *Elektrikli araçlar için gömülü mıknatıslı senkron motor tasarım metodolojisi ve gerçekleştirilmesi*. (Yüksek Lisans Tezi). İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [53] **Texas Instruments Datasheet** (2015). SPNS190B TMS570LS1224 16- and 32-Bit RISC Flash Microcontroller, October 2012-Revised February 2015.
- [54] **Url-4** <<http://www.ti.com/tool/LAUNCHXL2-TMS57012>>, erişim tarihi 27.04.2019.
- [55] **Infineon Datasheet** (2017). HybridPACK Drive Module FS820R08A6P2LB Final Datasheet, March 2017.
- [56] **LEM Datasheet** (2017). Automotive Current Transducer Open Loop Technology HAH1DRW 700-S, November 2017.
- [56] **RLS Datasheet** (2017). RMB28 / RMF44 angular magnetic encoder modules, March 2017.



ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Furkan AYDOĞAN
Doğum Tarihi ve Yeri : 1991 Batman
E-posta : furkanaydogan13@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2103, Kocaeli Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

- 2013 yılından beri Cadem A.Ş firmasında elektrikli araçlar için motor kontrol sistemleri geliştirilmesi üzerine çalışmaktadır.

YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Akgül, L., Kurnaz Araz H., Erçin, M. E., & Aydoğan, F.** (2018, May). Elektrik motorlarında sargıdan soğutma gövdesine ısı transferini artıran bir yöntem. In *9th International Automotive Technologies Congress* (pp. 296-303). OTEKON.