

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
MÜHENDİSLİK FAKÜLTESİ

ELEKTRİK – ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

BİTİRME ÇALIŞMASI RAPORU

Bridgeless Boost PFC ve Dört Bölgeli DC Motor Sürücü Sistemi

DANİŞMAN
Prof. Dr. Uğur ARIFOĞLU

HAZIRLAYAN
Beytullah Burak KAHRIMAN

Haziran 2025

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
MÜHENDİSLİK FAKÜLTESİ

**Bridgeless Boost PFC ve Dört Bölgeli DC Motor
Sürücü Sistemi**

BİTİRME ÇALIŞMASI RAPORU

Beytullah Burak KAHRIMAN

B220100352

DANİŞMAN

Prof. Dr. Uğur ARIFOĞLU

Bu çalışma .. / .. /20... tarihinde aşağıdaki juri tarafından Oybirligi ile kabul edilmiştir.

.....
Juri Başkanı

.....
Üye

.....
Üye

TEŞEKKÜR

Eğitim hayatım boyunca maddi ve manevi desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen aileme ve tasarım tez çalışmam süresince gerek derslerimde gerekse tez sürecimde değerli katkıları, yol gösterici fikirleri ve desteğiyle yanımdayan danışman hocam Prof. Dr. Uğur Arifoğlu'na en içten teşekkürlerimi sunarım.

İZİN SİZ PAKLAŞMAYIN

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR	i
İÇİNDEKİLER	ii
BEYAN	iv
ÖZET.....	v
SİMGE VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ	viii
TABLOLAR LİSTESİ.....	11
1. BÖLÜM 1. GİRİŞ.....	12
1.1. Problemin Tanımı	12
1.2. Çalışmanın Amacı	13
1.3. Çalışmanın Kapsamı.....	13
1.4. Literatür Özeti	14
1.5. Çalışmanın Gerçekçi Kısıtlar Açısından Analizi	16
2. BÖLÜM 2. MATEMATİKSEL YÖNTEM ve TASARIM	18
2.1. Bridgeless PFC Dönüştürücü Türleri	18
2.1.1. Bridgeless Buck PFC Dönüştürücü.....	19
2.1.2. Bridgeless Boost PFC Dönüştürücü.....	20
2.1.3. Bridgeless Buck-Boost PFC Dönüştürücü	21
2.2. Bridgeless PFC Boost Dönüştürücü Kontrolü	23
2.3. DC Makineler.....	28
2.3.1. Serbest Uyartımlı DC Motorun Eşdeğer Devresi.....	29
2.3.2. Alan ve Armatür Devresi Arasındaki Manyetik Bağımsızlık	30
2.3.3. Serbest Uyartımlı DC Motorun Endüvi ve Uyarma Sargası Denklemleri	32
2.3.4. Serbest Uyartımlı DC Motor Hız Kontrol Yöntemleri	34
2.3.5. Serbest Uyartımlı DC Motorun Dört-Bölgeli Çalışması.....	36
2.4. Bridgeless Boost PFC Dönüştürücü ile Dört Bölgeli DC Motor Kontrolü	
39	
2.4.1. Buck Dönüştürücü ile Uyarma Geriliminin Ayarlanması.....	39
2.4.2. DC Motor Kontrolü: H-Bridge Devresi	40
2.4.3. DC Motorunun Kapalı Çevrim Kontrol Döngüleri	42
2.4.4. DC Motor Sürücülerinde Bipolar ve Unipolar Anahtarlama Teknikleri	
44	
3. BÖLÜM 3. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI.....	46
3.1. Simülasyon Ortamı Hakkında Genel Bilgiler.....	46

3.2. Simülasyon Gerçekleştirme Aşamaları	48
3.2.1. Bridgeless Boost PFC Dönüştürücü Simülasyonu	48
3.2.2. Dört Bölgeli Motor Kontrolü Simülasyonu	51
3.3. Simülasyon Sonuçları ve Yorumlanması	59
3.4 Simülasyon Sürecinde Karşılaşılan Problemler ve Çözüm Yöntemleri	60
3.4.1. Geçici Hal Süresi Yetersizliği ve Kararlı Duruma Ulaşılaması	60
3.4.2. Sabit Yük Uygulamasından Kaynaklı Negatif RPM Problemi	61
3.4.3. Alan Geriliminde Geçici Ani Artış Problemi.....	62
3.4.4. Birleştirilen Devrede Marjinal Kararlı çıkış Gerilimi Problemi	63
3.4.5. Başlangıç Akım Tepe Değerinin Bastırılması.....	64
3.4.6. Simülasyon Süresine Bağlı Bellek Yetersizliği Sorunu.....	65
4. BÖLÜM 4. KISITLAR VE STANDARTLAR	66
4.1. Gerçekçi Kısıtlar ve Koşullar	66
4.2. Standartlar.....	67
5. BÖLÜM 5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	69
5.1. Sonuçlar	69
5.2. Öneriler.....	70
5.3. Sonuçların Sağlık, Çevre ve Güvenlik Açısından Analizi	71
6. BÖLÜM 6. KAYNAKLAR	72
7. BÖLÜM 7. ÖZ GEÇMİŞ.....	74
8. BÖLÜM 8. EKLER	75
EK A. IEEE Etik Kurallar Onay Formu	75
EK B. Çalışma ile İlişkili Diğer Ekler	76
EK B.1. Simülasyon Temel Devre Elemanları ve Kontrol Parametreleri Tabloları 76	
8.1.1. Bridgeless Boost PFC Devresi Parametreleri	76
8.1.2. Buck Dönüştürücü Parametreleri	77
8.1.3. Dört Bölgeli DC Motor Sürücü Devresi Parametreleri	78
EK B.2. Ripple Alt Sistemi	80
EK B.3. Çalışmada Kullanılan Yazılım Kodları	81
8.1.4. Ripple Fark Bulucu Algoritma Kodları.....	81
8.1.5. Histerezis Akım Kontrolü Algoritma Kodları.....	82
8.1.6. Hız Referansı ve Alan Gerilimi Algoritma Kodları.....	83
8.1.7. Dinamik Satürasyon Algoritma Kodları	85

BEYAN

Tasarım çalışması raporu içindeki tüm verilerin akademik kurallar çerçevesinde tarafımdan elde edildiğini, görsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uygun şekilde sunulduğunu, kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapılmadığını, başkalarının eserlerinden yararlanması durumunda bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunulduğunu, çalışmada yer alan verilerin bu üniversite veya başka bir üniversitede herhangi bir tasarım/tez çalışmasında kullanılmadığını beyan ederim.

İmza:

Ad Soyad
Beytullah Burak Kahriman
27 / 06 / 2025

ÖZET

Anahtar Kelimeler: Brigeless Boost PFC, Dört bölgeli DC motor sürücü, MATLAB/Simulink, Histerezis Akım Kontrolü, Unipolar Anahtarlama

Bu çalışma kapsamında, Bridgeless Boost PFC tabanlı bir AC-DC dönüştürücü ile dört bölgeli DC motor sürücü sisteminin tasarımları gerçekleştirilmiş ve MATLAB/Simulink ortamında simülasyonları yapılmıştır. Bilindiği üzere, AC-DC dönüştürücüler endüstriyel ve ticari uygulamalarda yaygın biçimde kullanılmakta ve şebekeye bağlandıklarında lineer olmayan yük karakteristiği nedeniyle güç kalitesi problemleri oluşturmaktadır. Bu sebeple, çalışmada güç faktörünün iyileştirilmesi ve harmonik bozunumun azaltılması amacıyla Bridgeless Boost PFC mimarisini tercih edilmiş; Histerezis Akım Kontrolü yöntemi kullanılarak 500V DC çıkış gerilimi elde edilmiştir.

Elde edilen DC çıkış gerilimi, dört bölgeli bir DC motor sürücü sistemine beslenmiş ve motorun hız ile yön kontrolü, H-Bridge topolojisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan sistemde, motorun ileri ve geri yönde kademeli hızlanma, yavaşlama ve frenleme süreçlerini içeren senaryolar modellenmiştir. H-Bridge devresinde Unipolar anahtarlama yöntemi uygulanarak toplam harmonik distorsyon değerlerinin düşük seviyede tutulması hedeflenmiştir. Ayrıca, motorun nominal hız değerinin üzerine çıkabilmesi için alan gerilimi zayıflatma yöntemi kullanılmış ve bu doğrultuda alan sargasının gerilimi, Bridgeless çıkışına paralel bağlanan bir Buck dönüştürücü aracılığıyla kontrol edilmiştir.

Sistem, MATLAB/Simulink ortamında detaylı bir şekilde modellenmiş ve gerçekleştirilen simülasyonlar sonucunda düşük toplam harmonik distorsyon değerlerine ulaşıldığı gözlemlenmiştir. Elde edilen sonuçlar, tasarlanan motor sürücü-dönüştürücü sisteminin kapalı çevrim kontrollü, dört bölgede çalışabilen ve yüksek performanslı yapısıyla endüstriyel uygulamalara entegre edilebilecek düzeyde başarılı bir çözüm sunduğunu ortaya koymuştur.

SİMGİ VE KISALTMALAR LİSTESİ

AC	: Alternatif Akım
ACM	: Türevsel
CCM	: Sürekli İletim Modu
CRM	: Kritik İletim Modu
DCM	: Kesikli İletim Modu
DC	: Doğru Akım
DSP	: Dijital İşaret İşlemci
EMC	: Elektromanyetik Uyumluluk
EMI	: Elektromanyetik Girişim
EMK	: Elektromotor Kuvvet
FPGA	: Saha Programlanabilir Kapı Dizisi
HCC	: Histerezis Akım Kontrolü
I	: İntegral
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers
KGK	: Kirchhoff Gerilim Kanunu
LED	: Işık Yayan Diyot
MATLAB	: Matrix Laboratory
P	: Oransal
PFC	: Güç Faktörü Düzeltmesi
PI	: Oransal-İntegral
PID	: Oransal-İntegral-Türevsel
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
SEPIC	: Tek Uçlu Birincil Endüktör Dönüşürücü
THD	: Toplam Harmonik Bozulma
UPS	: Kesintisiz Güç Kaynağı
$P_{çıkış}$: Çıkış Gücü
V_{AC}	: Alternatif Gerilim
$V_{Yük}$: Yük Uçlarındaki Gerilim
$V_{S_{Max}}$: Şebeke Maksimum Gerilimi
V	: Voltaj

$V_L(t)$: Bobin Uçlarındaki Anlık Gerilim
$i_s(t)$: Şebekeden Çekilen Anlık Akım
$i_L(t)$: Bobin Üzerinden Geçen Anlık Akım
$V_s(t)$: Şebeke Gerilimi (Anlık)
$V_o(t)$: Çıkış Gerilimi (Anlık)
V_o	: Çıkış Gerilimi
V_{o_ref}	: Çıkış Gerilimi Referansı
i_{s_ref}	: Şebeke Akımı Referansı
J	: Atalet Momenti
Φ_f	: Uyarma Sargası Manyetik Akısı
Φ_a	: Endüvi Manyetik Akısı
K_a	: Makine Sabiti
D	: Diyot
V_{f_ref}	: Uyarma Gerilimi Referansı
$V_{Referans}$: Gerilim Referansı
$V_{Üçgen}$: Taşıyıcı Üçgen İşareti Referansı
I_a, i_a	: Endüvi Akımı
R_a	: Endüvi Devresi Direnci
L_a	: Endüvi Devresi İndüktansı
V, v	: Endüvi Gerilimi
E_a, e_a	: Endüvi Gerilimi
I_f, i_f	: Uyarma Akımı
R_f	: Uyarma Devresi Direnci
L_f	: Uyarma Devresi İndüktansı
V_f, v_f	: Uyarma Gerilimi
ω_m	: Rotor Açısal Hızı
T_L	: Yük Torku
T_e	: Elektromanyetik Tork
B_m	: Viskoz Sürtünme Katsayısı
T_f	: Coulomb Sürtünme Torku
S	: Anahtarlama Elemanı
K_1, K_2	: Makinenin Yapısal Parametre Katsayıları

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1 AC-DC-DC Motor Kontrol Blok Şeması	12
Şekil 1.2 Deney Sonuçları [2]	15
Şekil 2.1 Geleneksel Boost PFC Devresi [6]	18
Şekil 2.2 Bridgeless Buck PFC Dönüştürücü Devresi [7]	19
Şekil 2.3 Bridgeless Boost PFC Devresi	20
Şekil 2.4 (a) Bridgeless SEPIC PFC Devresi, (b) Bridgeless Cuk PFC Dönüştürücü [7]	21
Şekil 2.5 Pik Akım Kontrolü Şeması.....	23
Şekil 2.6 Ortalama Akım Kontrolü Şeması.....	23
Şekil 2.7 Histerezis Akım Kontrolü Şeması.....	24
Şekil 2.8 Boundary Kontrol Şeması.....	24
Şekil 2.9 Bridgeless Boost PFC Kontrol Sistemi	25
Şekil 2.10 Şebekenin Pozitif Alternansı için Şebeke Akım Yolları	26
Şekil 2.11 Şebekenin Negatif Alternansı için Şebeke Akım Yolları.....	26
Şekil 2.12 Bridgeless Boost PFC Kapalı Çevrim Kontrol Diyagramı.....	27
Şekil 2.13 Elektromekanik Enerji Dönüşümü	28
Şekil 2.14 (a) Serbest Uyartımlı, (b) Şönt Uyartımlı, (c) Sabit Mıknatıslı, (d) Seri Uyartımlı, (e) Kompunt Uyartımlı DC Motorların Devre Diyagramları [18]	29
Şekil 2.15 Serbest Uyartımlı Yükte DC Motor Eşdeğer Devresi	29
Şekil 2.16 DC Motorun Enine Kesiti.....	30
Şekil 2.17 Serbest Uyartımlı DC Motor Eşdeğer Devresi.....	32
Şekil 2.18 Serbest Uyartımlı DC Motor Üzerindeki Hız, Güç ve Moment İlişkisi.....	35
Şekil 2.19 DC Motorun Hız-Tork Karakteristiğinde Dört Bölge	36
Şekil 2.20 Dört Bölge Asansör Modeli Referanslı	37
Şekil 2.21 Dört Bölge DC Motor Eşdeğer Referanslı.....	38
Şekil 2.22 Bridgeless Boost PFC ile DC Motor Sürücü Şeması	39
Şekil 2.23 Buck Dönüştürücü Devresi ve Kontrol Diyagramı	39
Şekil 2.24 H-Bridge Sürücü Devresi.....	40
Şekil 2.25 Kaskad Bağlı Geri Beslemeli Sistem.....	42
Şekil 2.26 Akım Kontrollü Kapalı Çevrim Blok Diyagramı	42
Şekil 2.27 Tork Kontrollü Kapalı Çevrim Blok Diyagramı.....	43
Şekil 2.28 Hız Kontrol Kapalı Çevrim Blok Diyagramı	43
Şekil 2.29 (a) Bipolar Kontrol Devresi, (b) Çıkış Gerilimi Dalga Şekilleri	44

Şekil 2.30 (a) Unipolar Kontrol Devresi, (b) Çıkış Gerilimi Dalga Şekilleri.....	45
Şekil 3.1 Simülasyon Sistemi Modelleme ve Alt Sistem Açıklama Diyagramı.....	46
Şekil 3.2 Bridgeless Boost PFC Dönüşürücü Simülasyon ve DC Motor Modeli	48
Şekil 3.3 Bridgeless Boost PFC Dönüşürücü Simülasyon Modeli	48
Şekil 3.4 Şebeke Akımı Zaman Grafiği.....	49
Şekil 3.5 20. Saniyede Şebeke Akımı.....	49
Şekil 3.6 Şebeke Akımı (40–42 saniye aralığında)	49
Şekil 3.7 Bridgeless Boost PFC Çıkış Gerilimi Zaman Grafiği.....	50
Şekil 3.8 Bridgeless Boost PFC Çıkış Gerilimi (40–42 saniye aralığında)	50
Şekil 3.9 H-Bridge DC Motor Kontrol Devresi Simülasyon Modeli	51
Şekil 3.10 Armatüre Gerilimi Dalga Şekli	51
Şekil 3.11 Armatür Gerilimi (40–42.5 saniye aralığı).....	52
Şekil 3.12 Uyarma (Alan) Gerilimi Devresi Simülasyon Modeli	52
Şekil 3.13 Alan Gerilimlerinin Karşılaştırma Grafiği	53
Şekil 3.14 Unipolar Kontrolcü Devre Yapısı.....	53
Şekil 3.15 Taşıyıcı ve Referans Sinyallerinin Karşılaştırılması	54
Şekil 3.16 Unipolar Dalga Şekillerinin Gösterimi.....	54
Şekil 3.17 DC Motor Hız (RPM) Zaman Grafiği	55
Şekil 3.18 DC Motor Başlangıç Hız Değeri Grafiği	55
Şekil 3.19 Sürekli Hal Hata Değeri Grafiği.....	56
Şekil 3.20 (a) 2625 RPM, (b) -1750 RPM'de Hız Grafikleri	56
Şekil 3.21 Armatür Akımı Zaman Grafiği	57
Şekil 3.22 Başlangıç Anında Hız ve Akım Karşılaştırması.....	57
Şekil 3.23 TL ve Te Moment Değerleri Karşılaştırması.....	58
Şekil 3.24 DC Makine Çalışma Sonuçları	58
Şekil 3.25 Simülasyonun Geçici Hal Durumunda Kalması.....	60
Şekil 3.26 DC Motorun Başlangıçta 0 RPM Altına Düşmesi.....	61
Şekil 3.27 Alan Geriliminde Ani Gerilim Artışları	62
Şekil 3.28 Bağımsız Çalıştırılan PI Değerinde Çıkış Gerilimi	63
Şekil 3.29 Birleşik Devrede İlk PI Değeriyle Marjinal Kararlı Durum.....	63
Şekil 3.30 Isref Başlangıç Değeri Zaman Grafiği.....	64
Şekil 3.31 Kesici Bloğu ve Kontrol Yapısı	64
Şekil 3.32 Isref ve Şebeke Akımının Başlangıç Anındaki Karşılaştırması.....	65
Şekil 3.33 Simülasyon Süresi Aşımı Hata Ekranı	65

Şekil 8.1 Ripple Alt Sistemi Modeli	80
Şekil 8.2 Çıkış Gerilimi Dalgalığı Ekranı.....	80
Şekil 8.3 Histerezis Kontrol Bloğu Modeli	82
Şekil 8.4 Hız Referans ve Alan Gerilimi Bloğu Modeli.....	83
Şekil 8.5 Dinamik Satürasyon Bloğu Modeli	85

İZİN SİZ PAYLAŞMAYIN

TABLOLAR LİSTESİ

Tablo 1.1 Farklı Topolojilerde Verimlilik ve Güç Faktörü Karşılaştırılması [1]	14
Tablo 2.1 Bridgeless PFC Dönüştürücü Türleri Karşılaştırması [7] [9] [10]	22
Tablo 2.2 Boost Dönüştürücü İçin Kontrol Tekniklerinin Karşılaştırma Sonuçları [16]	25
Tablo 2.3 Dört Bölge İçin Yön Tablosu.....	38
Tablo 2.4 H-Köprüsü Çalışma Modları ve Anahtar Kombinasyonları [23]	41
Tablo 3.1 Dört Bölgeli DC Motor Sürücüsünde Hız Profili ve Aşamalı Çalışma Süreleri	47
Tablo 4.1 Hız Geçiş Aşamalarına Göre Akım THD Değerleri	68
Tablo 8.1 Bridgeless Boost PFC IGBT Anahtar Parametreleri	76
Tablo 8.2 Bridgeless Boost PFC Devre Eleman Değerleri	76
Tablo 8.3 Bridgeless Boost PFC Histerezis Akım Kontrolü PI Kontrolcü Parametreleri	76
Tablo 8.4 Bridgeless Boost PFC Kesici (Breaker) Parametreleri	76
Tablo 8.5 Buck Dönüştürücü Parametreleri Değerleri.....	77
Tablo 8.6 Buck Dönüştürücü MOSFET Anahtar Parametreleri	77
Tablo 8.7 Buck Dönüştürücü PID Kontrolcü Parametreleri	77
Tablo 8.8 DC Motor Sürücü IGBT Anahtar Parametreleri.....	78
Tablo 8.9 DC Motor Modeli ve Devre Parametreleri	78
Tablo 8.10 DC Motor Hız Kontrolü PID Parametreleri	78
Tablo 8.11 DC Motor Hız Akım Kontrolü PID Parametreleri	78
Tablo 8.12 Yük Torku (TL) Değişimi Merdiven Üretici Parametreleri	79
Tablo 8.13 2-Seviyeli PWM Üretici Parametreleri	79

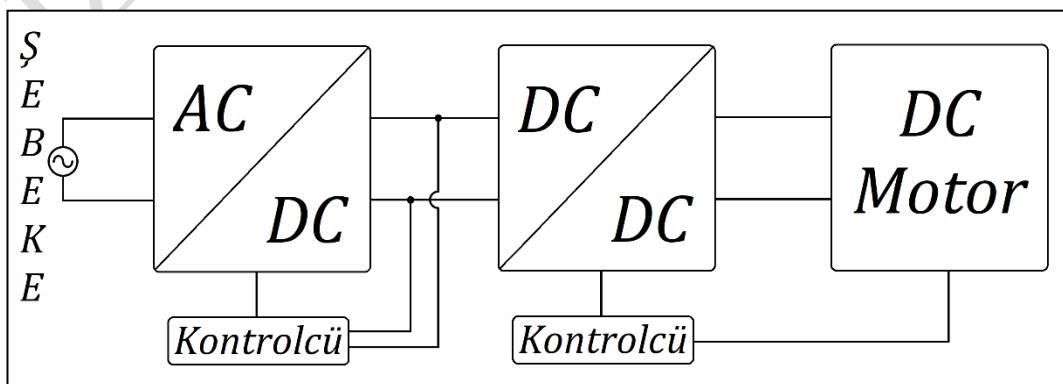
1. BÖLÜM 1. GİRİŞ

Çalışmanın giriş bölümünde, ele alınan problemin tanımlanması, amaç ve hedeflerin belirtilmesi, çalışmanın sınırlarının ve kapsamının belirlenmesi, literatürde yer alan kaynakların araştırılarak önceden yapılmış çalışmalar hakkında bilgiler sunulması hedeflenmiştir.

1.1. Problemin Tanımı

Günümüzde AC-DC dönüştürücüler; elektronik cihazlardan elektrikli araçların batarya şarj sistemlerine, elektrikli trenlerden sac ve kâğıt sarma makinelerine, vinçlerden robotik sistemlere kadar çok çeşitli endüstriyel ve ticari uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak bu dönüştürücüler, şebekeye bağlandıklarında lineer olmayan yük karakteristiği sergileyerek şebeke tarafında ciddi güç kalitesi sorunlarına neden olmaktadır. Bu doğrultuda, ortaya çıkan harmonik bozulmaları azaltmak ve sistem verimliliğini artırmak amacıyla, Bridgeless Boost Power Factor Correction (PFC) mimarisi içeren yüksek verimli bir AC-DC dönüştürücü sistemin tasarılanmasına ihtiyaç duyulmaktadır.

Öte yandan, DC motorların endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılması, bu motorların geniş hız aralıklarında hassas ve kararlı bir şekilde kontrol edilmesini zorunlu kılmaktadır. Bu kontrolün sağlanabilmesi için ise AC şebekesinden alınan gerilimin verimli bir şekilde doğrultularak uygun DC seviyelerine dönüştürülmesi ve motor sürücü sisteme entegre edilmesi gerekmektedir. Bu durum, sistemin hem elektriksel performansını hem de dinamik yanıt kabiliyetini doğrudan etkileyen önemli bir mühendislik problemi olarak karşımıza çıkmaktadır.



Şekil 1.1 AC-DC-DC Motor Kontrol Blok Şeması

1.2. Çalışmanın Amacı

Bu çalışmanın temel amacı; düşük maliyetli, güvenilir, esnek ve yüksek verimli bir kapalı çevrimli, dört bölgeli DC motor sürücü sistemi geliştirmektir. Sistem, motorun ileri ve geri yönde çalışması, hızlanma ve yavaşlaması, frenlenmesi ve nominal hızın üzerine çıkması gibi işlevleri hassas şekilde gerçekleştirebilmelidir. Bu doğrultuda, AC şebekesinden alınan gerilimin Bridgeless Boost PFC dönüştürücüsü kullanılarak doğru akıma dönüştürülmesi hedeflenmiştir. Güç kalitesi problemlerini en aza indirmek ve şebekeden çekilen akımın sinüzoidallığını artırmak amacıyla dönüştürücü, Histerezis Akım Kontrolü (HCC) yöntemiyle çalıştırılmaktadır. Böylece çıkış volajı sabitlenerek DC motor beslemesi için uygun hâle getirilmektedir.

Doğrultulmuş bu DC gerilim, H-Bridge topolojisi kullanılarak Unipolar anahtarlama kontrol yöntemi ile dört bölgede çalışan bir DC motor sürücüsüne uygulanmıştır. Motorun yönü ve hızı, sistemden gelen referans sinyallere göre dinamik olarak ayarlanmakta; böylece nominal hızın 1.5 katına kadar çıkış, ters yönlü çalışma ve frenleme gibi operasyonlar başarıyla gerçekleştirilebilmektedir.

Bu kapsamda, tüm sistemin Simulink ortamında modellenmesi ve benzetimi yapılmış; motor sürücü ve güç dönüştürücü yapılarının stabilite, doğruluk ve dinamik performans gibi kriterler doğrultusunda değerlendirilmesi hedeflenmiştir. Elde edilen sistem hem verimliliği yüksek, hem de güç kalitesi açısından gelişmiş bir yapı sunulmak istenmektedir. Bu sayede, endüstriyel uygulamalarda kullanılabilecek entegre ve optimize edilmiş bir sürücü-dönüştürücü çözümü geliştirilmiştir.

1.3. Çalışmanın Kapsamı

Bu çalışma, AC şebeke geriliminin yüksek verimli bir şekilde doğru akıma dönüştürülmesi ve elde edilen bu DC gerilimin dört bölgeli bir DC motor sürücü sisteminde kullanılarak motorun hassas bir şekilde kontrol edilmesini kapsamaktadır. Bu amaçla, güç faktörü düzeltme özelliğine sahip Bridgeless Boost PFC dönüştürücü tasarlanmış ve HCC yöntemi ile kontrol edilmiştir.

Motor sürücü sistemi, H-Bridge topolojisi ile yapılandırılmış olup, Unipolar anahtarlama sinyalleri ile kontrol edilen IGBT anahtarlar aracılığıyla dört bölgeli çalışma koşullarını gerçekleştirmektedir. Motorun hız kontrolü, sistemden gelen referans sinyallere göre dinamik biçimde gerçekleştirilmiş ve bu yapı MATLAB/Simulink platformunda modellenerek simülasyon ortamında test edilmiştir.

Çalışma, literatürde yer alan güç faktörü düzeltme teknikleri ve motor sürücü yapıları temel alınarak geliştirilmiş olup yalnızca Bridgeless Boost PFC topolojisi, HCC yöntemi ve Unipolar anahtarlama tabanlı H-Bridge kullanımı ile sınırlanmıştır. Farklı dönüştürücü türleri (örneğin Cuk, SEPIC) ve alternatif kontrol stratejileri (örneğin Bulanık Mantık Kontrol) bu çalışmanın kapsamı dışında tutulmuştur. Belirtilen sınırlamalar, sistemin belirli bir uygulamaya özgü olarak optimize edilmesi ve elde edilen sonuçların doğruluğunun artırılması amacıyla tercih edilmiştir. Elde edilen bulgular doğrultusunda, enerji verimliliği, güç kalitesi ve hassas motor kontrolü konularında uygulamaya yönelik bir çözüm sunulması hedeflenmiştir.

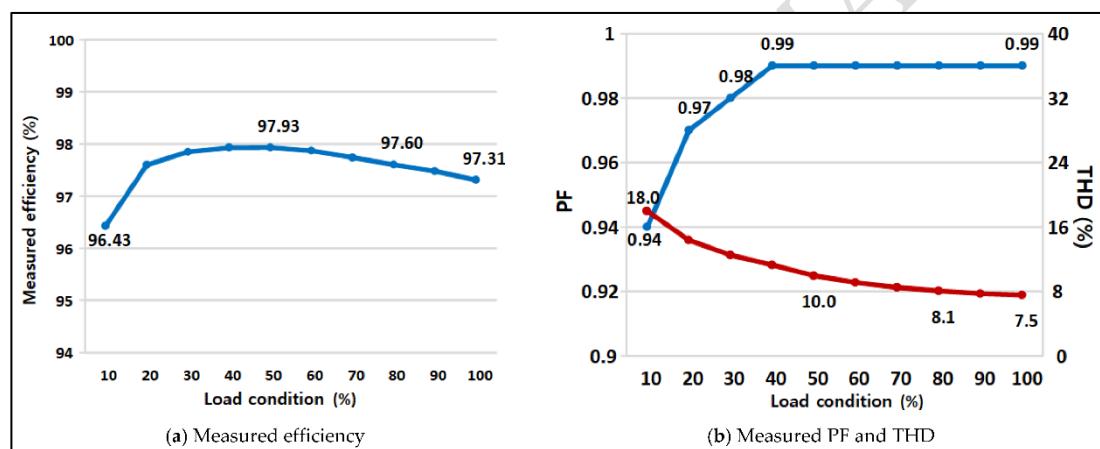
1.4. Literatür Özeti

Literatürde, AC-DC dönüştürücülerin şebeke tarafında sebep olduğu güç kalitesi problemleri çeşitli araştırmacılar tarafından ele alınmıştır. Khairul Safuan Muhammad ve arkadaşları “Comparative Performance Analysis Of Bridgeless Boost And Bridgeless Buck Converter For UPS Application” adlı makalelerinde UPS uygulamasında Bridgeless Boost ve Buck dönüştürücü performansını karşılaştırmışlardır. PSIM simülasyonlarıyla yapılan çalışmada, Bridgeless Boost tasarıımı geleneksel diyonot köprüsüne göre daha yüksek verimlilik sağlanırken, Bridgeless tasarıının özellikle enerji depolama sistemlerinde faydalı olabileceği görülmüştür. Sonuç olarak, UPS sisteminde Bridgeless Boost dönüştürücünün, Bridgeless Buck'a göre her açıdan üstün performans olduğu Tablo 1.1'den görülmektedir. [1]

Tablo 1.1 Farklı Topolojilerde Verimlilik ve Güç Faktörü Karşılaştırılması [1]

Topoloji	Verimlilik (%) $P_{çıkış} = 100W - 110W$	Güç Faktörü
Diyot Köprüsü	51	0.97
Bridgeless Boost	97	0.69
Bridgeless Buck	85	0.33
Bridgeless Boost PFC	97	0.98
Bridgeless Buck PFC	91	0.68

Jung-Kyu Han “Efficiency and PF Improving Techniques with a Digital Control for Totem-Pole Bridgeless CRM Boost PFC Converters” adlı makalesinde Totem-pole Bridgeless PFC tasarımına odaklanılmışlardır. Özellikle elektrikli araç batarya şarj sistemleri için yüksek güçlü (3 kW'a kadar) uygulamalarda, anahtarlamalı düzeltmeli Bridgeless Boost PFC dönüştürücünün kritik rezonans modu (CRM) kontrolüyle hücum perdeli sinyal üretimi yapılmıştır. Dijital kontrol ve vakum anahtarlama (valley switching) teknikleriyle sistem verimliliği, güç faktörü ve toplam harmonik bozulma iyileştirilmiştir; 450 V çıkış ve 90–264 V_{AC} girişte doğrulanın prototip sonuçları yüksek verim ($\geq 96\%$) ve ~%99 güç faktörü göstermiştir (Şekil 1.2). Bu makale, Totem-Pole Bridgeless Boost PFC topolojisinin yüksek güçlerdeki verim avantajlarını ve pratik kontrol yöntemlerini bakımından literatürdeki yenilikleri temsil etmektedir. [2]



Şekil 1.2 Deney Sonuçları [2]

Michal Prídala ve arkadaşları “Design and Verification of a Bridgeless Totem-Pole Power Factor Corrector” adlı makalelerinde Bridgeless Totem-Pole PFC konvertörünün tasarım ve doğrulamasını sunmuştur. Girişte diyonet köprüsü olmaksızın tasarlanan bu yapı, doğrultma diyonotları yerine MOSFET kullanarak köprü kayıplarını ortadan kaldırır. Yazarlar, geleneksel Boost PFC'ye kıyasla köprü kayıplarının tamamen elendiğini ve böylece verimlilik ile güç yoğunluğunun arttığını göstermiştir. Çalışmada parazitlikler ve farklı yarıiletken tiplerinin etkileri değerlendirilmiştir; önerilen mimarinin özellikle yüksek anahtarlamalı akım dalgalarlarında avantaj sağladığını, soğutma gereksinimlerini azalttığını vurgulanmıştır. Bu kaynak, son zamanlardaki Bridgeless PFC tasarımlarında donanım perspektifinden verimlilik kazanımlarını ortaya koyduğundan, bizim proje tasarımımızla doğrudan ilişkilidir. [3]

Kemal Tütüncü ve Recai Özcan “Design and Analysis of PI Controller Based Four-Quadrant DC Motor Drive with Bipolar and Unipolar Switching Methods” adlı makalelerinde Serbest uyartımlı bir doğru akım motorunu kontrol eden dört bölgeli bir çevirici üzerinde Unipolar ve Bipolar PWM karşılaştırması yapmıştır. MATLAB/Simulink simülasyonlarıyla PI kontrollü her iki yöntem test edilmiştir. Sonuçlar, Unipolar PWM yönteminin çıkış gerilimi dalga formu ve frekans cevabının bipolar yönteme göre daha iyi olduğunu göstermiştir; bunun sebebi olarak Unipolar modda çıkış geriliminin efektif anahtarlama frekansının iki katına çıkması gösterilmiştir. Bu çalışma, Unipolar tekniğin daha yüksek dinamik performans ve daha az harmonik dalgalanma sağladığını örneklendirmektedir. [4]

K. Santhosh ve arkadaşları “IGBT Based Four Quadrant Chopper Drive Closed Loop Control for DC” adlı makalelerinde , DC motor kontrolünde IGBT tabanlı dört bölgeli sürücülerin kapalı çevrim kontrol yapısını ele alarak, IGBT’lerin yüksek anahtarlama hızı, düşük kayıp ve yüksek gerilim dayanıklılığı gibi avantajlarını motorun ileri, geri, frenleme ve rejenerasyon işlevleriyle birleştiren modern bir yaklaşımı ortaya koymaktadır; literatürde geleneksel sabit kontrol ve basit anahtarlama yöntemleri ağırlıklı iken, bu sistem sensörlerden alınan gerçek zamanlı geri bildirimle entegre edilen PI algoritmaları sayesinde motor hız ve torkunda yüksek hassasiyet, hızlı dinamik yanıt ve enerji verimliliği sağlanırken, deneysel veriler ve MATLAB/Simulink simülasyon sonuçları ile performansın doğrulanması, sistem güvenilirliğinin artmasına önemli bir katkı sunarak, DC motor kontrol teknolojilerinde yeniliğe ve endüstriyel uygulamalarda üstün performansa ulaşmayı hedeflemektedir. [5]

1.5. Çalışmanın Gerçekçi Kısıtlar Açısından Analizi

Bu bölümde, çalışmanın gerçekçi kısıtlar çerçevesinde kapsamlı bir değerlendirmesi yapılmış; projenin endüstriyel ortama entegrasyon potansiyeli, çevresel etkiler ile sağlık ve güvenlik boyutları detaylı biçimde ele alınmıştır. Sistem, MATLAB/Simulink ortamında modellenmiş ve ilgili analizler simülasyon verileri üzerinden gerçekleştirılmıştır.

- a) **Çevresel Kısıtlar ve Sürdürülebilirlik:** Bridgeless Boost PFC mimarisi, şebekeye geri gönderilen harmonik bileşenlerin minimize edilmesi ve enerji kayıplarının azaltılması amacıyla tasarlanmıştır. Gerçekleştirilen simülasyon çalışmaları sonucunda, giriş akımının ideal sinüzoidal forma yakın bir karakteristik sergilediği ve uluslararası standartlarda belirtilen limit değerler içerisinde kaldığı gözlemlenmiştir. Bununla birlikte, çalışmanın yalnızca simülasyon ortamında yürütülmüş olması nedeniyle, sistemin çevresel etkileri ve enerji verimliliği performansı yalnızca teorik ve simülasyon temelli veriler aracılığıyla değerlendirilmiştir.
- b) **Sağlık ve Güvenlik Kısıtları:** Motor sürücü sistemleri, elektrikli araç şarj istasyonları ve endüstriyel otomasyon (asansör sistemleri vb.) gibi kritik uygulama alanlarında kullanılmakta olup, bu tür sistemlerde güvenlik ve etik sorumluluklar öncelikli konular arasında yer almaktadır. Yürüttülen çalışma yalnızca simülasyon ortamında gerçekleştirildiği için, sağlık ve güvenlik risklerinin tam anlamıyla değerlendirilememiştir. Özellikle, sistem arızaları, aşırı akım ve sıcaklık durumları gibi olası acil durum senaryolarının yalnızca simülasyon ortamında kısıtlı biçimde incelenmesi, bu alandaki analizlerin eksik kalmasına sebep olmuştur.

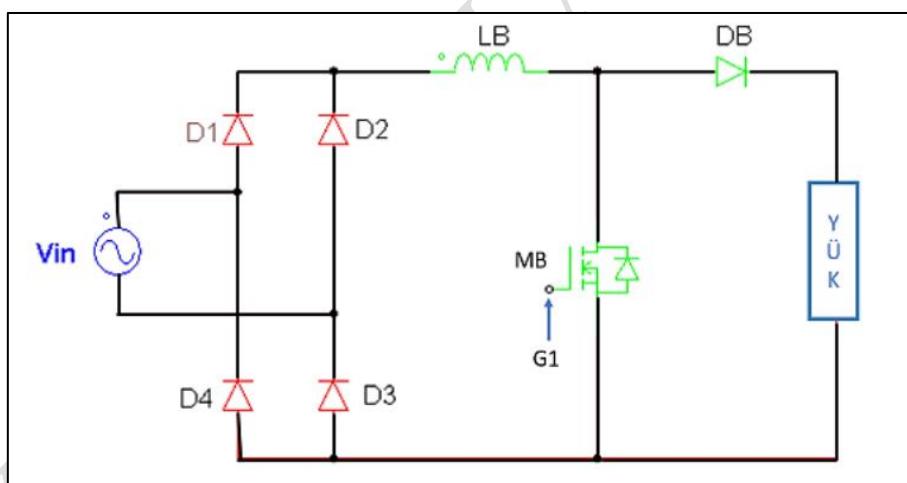
Sonuç olarak, proje kapsamında geliştirilen Bridgeless Boost PFC tabanlı motor sürücü sisteminin, simülasyon ortamında olumlu performans çıktıları sergilediği ve teorik düzeyde çevresel ve sürdürülebilirlik kriterlerine uygunluk gösterdiği belirlenmiştir. Ancak, fiziksel donanım uygulamaları henüz gerçekleştirilmemişinden, sistemin gerçek saha koşullardaki performansı ile güvenlik gereksinimlerini ne ölçüde karşılayabileceği kesin olarak tespit edilememiştir. Projenin ileri aşamalarında, donanım tabanlı prototip üretimi, saha testleri ve kapsamlı güvenlik analizleriyle birlikte sistemin endüstriyel uygulama uygunluğu ve insan faktörlü kullanım senaryoları bakımından emniyet performansının detaylı biçimde incelenmesi önerilmektedir.

2. BÖLÜM 2. MATEMATİKSEL YÖNTEM ve TASARIM

Bu bölümde çalışmada kullanılan yöntem ya da yöntemlere ait bilgilendirme ve yöntemin çalışmada kullanımına ilişkin literatür araştırmalarına yer verilmiştir. Yöntem veya yöntemlerin problemin çözümünde kullanımı ve tasarım aşamaları da bu bölümde verilmektedir.

2.1. Bridgeless PFC Dönüştürücü Türleri

Güç Faktörü Düzeltme (Power Factor Correction, PFC) devreleri, şebekeden sinüzoidal akım çekerek güç faktörünü 1'e yakın bir değere getirmeyi ve harmonik bozulmaları azaltmayı amaçlayan AC-DC dönüştürücüleridir. Geleneksel PFC çözümlerinde, AC giriş ilk olarak bir diyonot köprüsü ile doğrultulmakta, ardından bir DC-DC dönüştürücü (genellikle Boost tipi) devresi ile kontrol edilmektedir (Şekil 2.1). Özellikle yüksek akım gerektiren şebeke gerilimlerinde, diyonot köprüsünden kaynaklanan iletim kayipları, sistemin verimliliğini olumsuz yönde etkilemektedir. [6]



Şekil 2.1 Geleneksel Boost PFC Devresi [6]

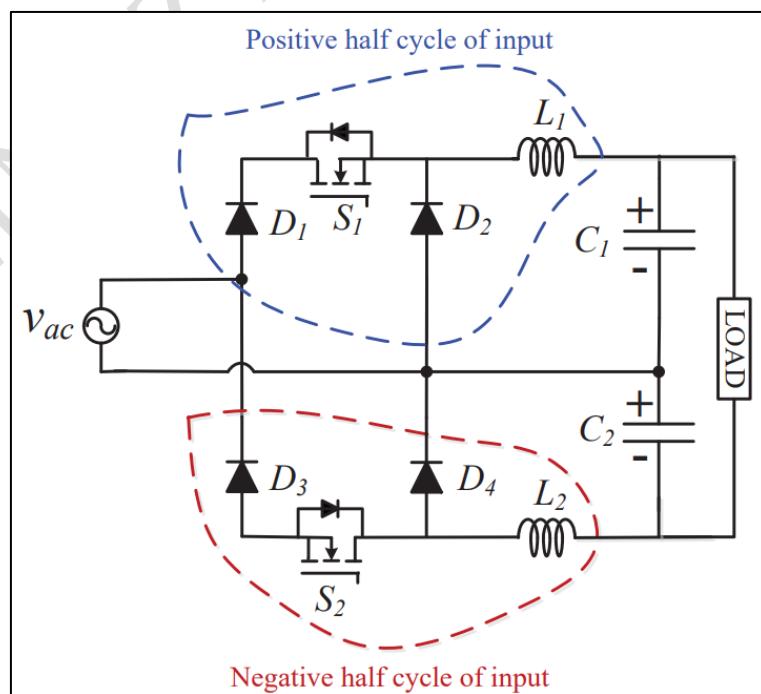
Bu sorunun azaltılması amacıyla literatürde Bridgeless PFC topolojileri geliştirilmiştir. Bu topolojiler, temel olarak klasik Boost, Buck veya Buck-Boost dönüştürücü devrelerinden türetilmiş olup, daha az sayıda yarıiletken elemanın akım yolunda bulunması sayesinde iletim kayiplarını azaltmakta ve verimliliği artırmaktadır. [6]

Yapılan bir çalışmada, köprüsüz PFC tasarımının verimliliği %1-2 oranında iyileştirdiği, örneğin 1 kW çıkış gücünde geleneksel Boost PFC'nin %95,6 verimine karşılık Bridgeless PFC tasarımının %96,8 verime ulaştığı belirtilmiştir. Genel olarak, köprüsüz PFC dönüştürücülerinin verimlilik avantajı kanıtlanmış olup, özellikle SiC/GaN gibi yeni nesil MOSFET'ler ile bu topolojiler yüksek güç ve frekanslarda çalıştırılarak verim, THD ve güç faktörü performanslarının daha da iyileştirilebileceği anlaşılmaktadır. [6]

Aşağıda, Bridgeless PFC dönüştürücülerin üç temel türü: Buck, Boost ve Buck-Boost incelenmiştir.

2.1.1. Bridgeless Buck PFC Dönüştürücü

AC girişten daha düşük DC çıkış gerilimi elde etmek amacıyla kullanılan PFC topolojilerinden biridir. Buck PFC devresinde, çıkış kondansatörü genellikle girişin tepe değerinin altında bir DC gerilimi (örneğin 100 V) tutacak şekilde boyutlandırılır. Şekil 2.2'de gösterildiği gibi, AC giriş fazı ile nötr arasına yerleştirilen iki aktif anahtar (MOSFET) ve ilgili diyonotlar bulunur. Tipik bir tasarımda, her yarım döngüde bir MOSFET aktif olarak anahtarlanırken, diğer yarım döngüde ise ikinci MOSFET devreye girer. Anahtarlar, genellikle iki yönlü akım gerektirdiğinden ya çift yönlü anahtarlar kullanılır ya da MOSFET'lerin gerdan diyonotları ve ek diyonotlar aracılığıyla akımın ters yönleri yönetilir. [7]



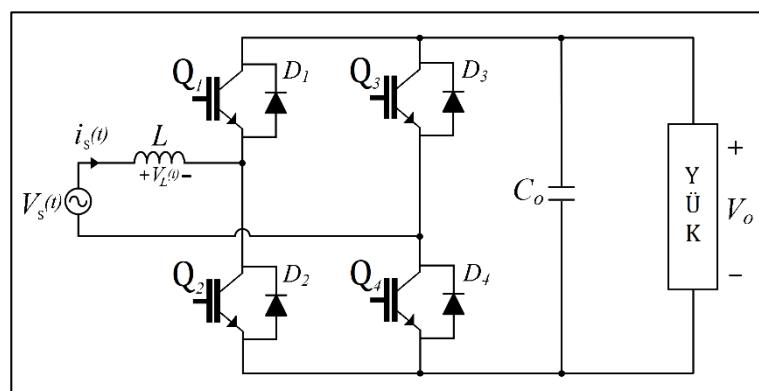
Şekil 2.2 Bridgeless Buck PFC Dönüştürücü Devresi [7]

Bridgeless Buck PFC devrelerinin en büyük kısıtlamalarından biri, çıkış geriliminin her zaman şebeke tepe değerinin altında olması gerektidir. Bu durum, uygulama alanını sınırlandırmakta olup, örneğin 220 V_{AC} (tepe $\sim 311\text{ V}$) beslemesinde Buck PFC ile ancak 300 V altında bir DC çıkışı elde edilebilir. Ayrıca, çıkış gerilimi AC girişin anlık değerine bağlı olarak dalgalanma eğilimindedir. AC sıfır noktasına yaklaşıldığında enerji transferi durur, bu da çıkış geriliminin stabilitesini etkileyebilir ve daha büyük bir kondansatör gereksinimi doğurur. Bu durum, düşük frekansta çıkış gerilimindeki dalgalanmayı sınırlamak amacıyla tasarımda dikkate alınmalıdır. [7]

Bridgeless Buck PFC devreleri genellikle küçük ve orta güç seviyelerinde ($<300\text{W}$) tercih edilmektedir. Bu tip uygulamalara örnek olarak LED aydınlatma sürücüleri, Telekom besleme üniteleri ve düşük gerilimli endüstriyel DC güç kaynakları verilebilir. Bu uygulamalarda gereken çıkış gerilimleri genellikle 12 V , 24 V , 48 V gibi düşük seviyelerdedir ve şebekeden doğrudan PFC ile beslenmeleri gerektiğinde Buck PFC uygun bir çözüm sunmaktadır. [1], [7]

2.1.2. Bridgeless Boost PFC Dönüştürücü

Boost tip Bridgeless PFC, en yaygın kullanılan köprüsüz PFC topolojisidir ve aynı zamanda klasik totem-kutuplu PFC olarak da bilinir. Bu topolojinin amacı, AC giriş geriliminden şebeke tepe değerinin üzerinde bir DC çıkış (genellikle $\sim 380\text{-}500\text{ V}$) elde ederek güç faktörünü düzeltmektedir. Şekil 2.3'te görüldüğü gibi girişe seri olarak bir Boost endüktörü bağlanır. Devrede dört adet IGBT ve dört adet ters yönde diyon bulunur. Ters yönde diyonların kullanımının amacı, anahtarların kesime gitmesi durumunda Lenz yasasına uygun olarak yük akımına bir yol sağlamaktır. Devrenin amacına uygun şekilde çalışabilmesi için çıkış geriliminin, şebeke tepe geriliminden ($V_{Yük} > V_{S_{Max}}$) yüksek olması gereklidir. [7], [8]



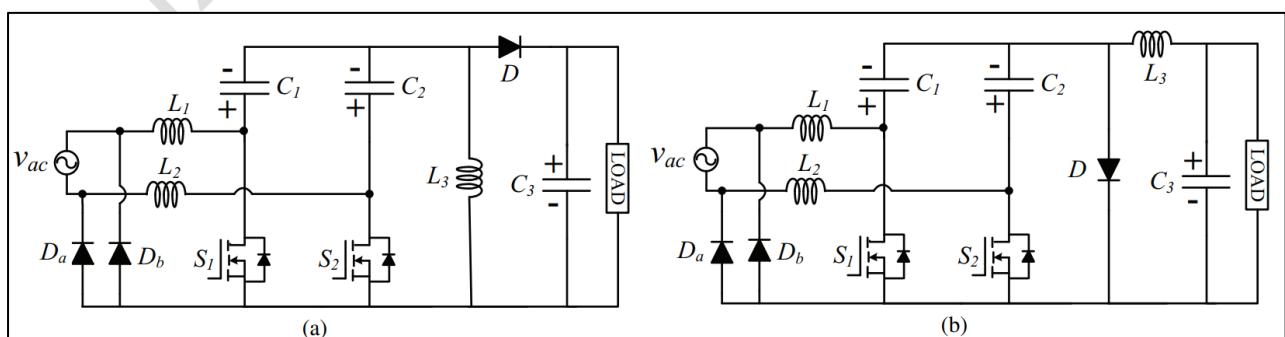
Şekil 2.3 Bridgeless Boost PFC Devresi

Boost tip Bridgeless PFC, yüksek güç faktörü ve düşük harmonik hedefleri doğrultusunda endüstride yaygın bir şekilde standart haline gelmiştir. Köprü diyonların bulunmaması, özellikle 500 W-1 kW üzerindeki tasarımlarda verimde birkaç puanlık iyileşme sağlamaktadır. Örneğin, 1 kW çıkış gücünde Bridgeless Boost PFC ile %96–98 verimlilik elde edildiği rapor edilmiştir ki bu, verim açısından kritik olan uygulamalar (örneğin sunucu PSU ve hızlı şarj cihazları gibi) için büyük önem taşımaktadır. Tipik olarak, Bridgeless Boost PFC'li bir elektrikli araç (EV) şarj devresi, 85–265 V_{AC} giriş aralığında bir DC baraya %97 verimle çıkış sağlayabilmektedir. Bununla birlikte, bu yapıların doğru çalışabilmesi için EMI filtre tasarımı ve kontrol/koruma devrelerinin titizlikle yapılması gerekmektedir. Sonuç olarak, Bridgeless Boost PFC, günümüz güç elektroniki uygulamalarında PFC gereksinimi duyan yüksek güçlü sistemler için tercih edilmektedir. [1], [6]

2.1.3. Bridgeless Buck-Boost PFC Dönüştürücü

Buck-Boost tip Bridgeless PFC dönüştürücüler, giriş AC gerilimine bağlı olarak hem yüksek hem de düşük çıkış DC gerilimlerine ihtiyaç duyulan uygulamalarda kullanılan esnek topolojilerdir. Bu kategoride çeşitli alt devreler bulunmaktadır; bunlar arasında Non-inverting Buck-Boost (ardışık Buck ve Boost kademeleri), SEPIC/Zeta türevi Buck-Boost ve inverting Buck-Boost (Cuk) yapıları örnek verilebilir (Şekil 2.4). [7]

Ortak özellikleri, bu devrelerin uygun koşullarda Buck veya Boost modunda çalışarak çok geniş bir çıkış gerilim aralığında PFC sağlamalarıdır. Özellikle elektrikli araç şarj cihazları gibi hem düşük hem de yüksek batarya gerilimlerini besleyebilme gereksinimi bulunan uygulamalarda, Bridgeless Buck-Boost PFC topolojisi tercih edilmektedir. [7]



Şekil 2.4 (a) Bridgeless SEPIC PFC Devresi, (b) Bridgeless Cuk PFC Dönüştürücü [7]

Özellikle elektrikli araç şarj cihazları gibi hem düşük hem de yüksek batarya gerilimlerini besleyebilme gereksinimi olan uygulamalarda, Bridgeless Buck-Boost PFC tercih edilmektedir. [7] Bu birimlerde, farklı araç batarya sistemlerine uyum sağlamak için 200-450 V aralığında ayarlanabilir bir DC çıkışına ihtiyaç duyulmaktadır; aynı cihazın ise 110 V_{AC} veya 230 V_{AC} şebekelerde çalışabilmesi gerekmektedir. Bu doğrultuda, Bridgeless Buck-Boost PFC ile hem Buck hem de Boost modlarında çalışabilen esnek bir ön uç tasarımları yapılmaktadır. [9]

Ancak, bu tür tasarımların kontrol karmaşıklığı nedeniyle ticari olarak yaygın kullanımı, Boost PFC'lere kıyasla henüz yeterli düzeyde değildir. Tasarımcılar, genellikle yüksek çıkış gereksinimi olan yerlerde Boost ile ek bir Buck devresi kullanmakta ve düşük çıkış gereksinimi olan yerlerde ise Buck PFC tercih ederek çift kademeli çözümler geliştirmektedir. Bununla birlikte, akademik alanda Bridgeless Buck-Boost PFC'ler üzerinde yoğun çalışmalar devam etmektedir. [7], [9], [10]

Tablo 2.1 Bridgeless PFC Dönüştürücü Türleri Karşılaştırması [7] [9] [10]

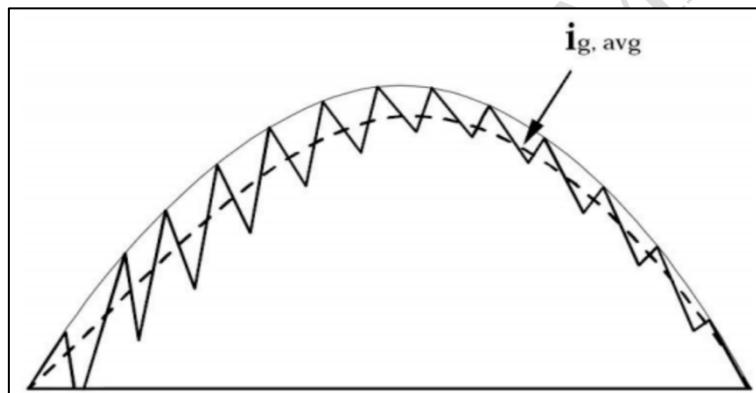
Özellik	Boost	Buck	Buck-Boost
Çıkış Gerilimi	Giriş geriliminden yüksek	Giriş geriliminden düşük	Hem yüksek hem de düşük olabilir
Verimlilik	Yüksek (%98,5'e kadar, GaN MOSFET ile %99)	Orta (%96,4'e kadar; %50 yük)	Orta (%94,68'e kadar)
Güç Aralığı	Orta-yüksek güç	Genellikle düşük güç (<300 W)	Orta
Uygulama Alanları	Bilgisayar güç kaynakları, endüstriyel uygulamalar vb.	LED sürücülerı, batarya şarj cihazları vb.	Yenilenebilir enerji, taşınabilir cihazlar vb.

Yukarıdaki Tablo 2.1.'de Boost, Buck ve Buck-Boost PFC dönüştürücülerinin temel özellikleri karşılaştırılmıştır. Yapılan değerlendirmeler sonucunda, ihtiyaca en uygun olan ve yüksek verimlilik sağlayan Bridgeless Boost PFC dönüştürücünün tercih edilmesine karar verilmiştir.

2.2. Bridgeless PFC Boost Dönüştürücü Kontrolü

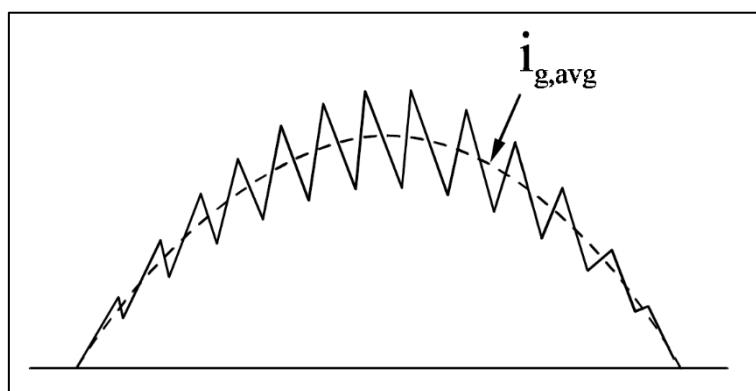
PFC devrelerinde uygulamanın türüne göre değişik kontrol yöntemleri kullanılmaktadır. Yüksek güçlerde sürekli çalışma modu (CCM) tercih edilirken, düşük güçlü uygulamalarda kayıpları azaltmak için kesintili mod (DCM) kullanılır. Kontrol yöntemlerin analizleri genellikle CCM çalışan Boost PFC dönüsürücü için uygulanır. Literatür incelendiğinde PFC 'de yaygın olarak kullanılan yöntemler:

- Pik Akım Kontrolü (PCM):** Güç elektroniği devrelerinde yaygın olarak kullanılan bir kontrol yöntemidir. Bu yöntemde, her anahtarlama döngüsünde, anahtarların açılması sırasında endüktördeki akımın zirve değeri izlenir ve bu akım referansı ile karşılaştırılır. Anahtar, akım zirveye ulaşınca kapanır. Bu yöntem, anlık akımın hızlı kontrolünü sağlar ve sistemin stabilitesini iyileştirmektedir. [11]



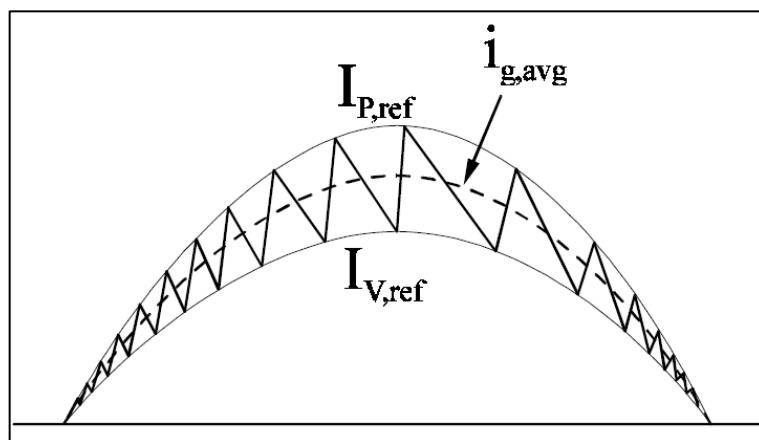
Şekil 2.5 Pik Akım Kontrolü Şeması

- Ortalama Akım Kontrolü (ACM):** Akımın ortalama değerini kontrol etmek için kullanılan bir yöntemdir. Bu yöntemde, akımın ortalama değeri izlenir ve bu değer bir referansla karşılaştırılarak, uygun anahtarlama sinyalleri üretilir. Ortalama akım kontrolü, genellikle gürültü ve EMI sorunlarının azaltılmasında kullanılır ve devrelerin daha stabil çalışmasını sağlamaktadır. [11]



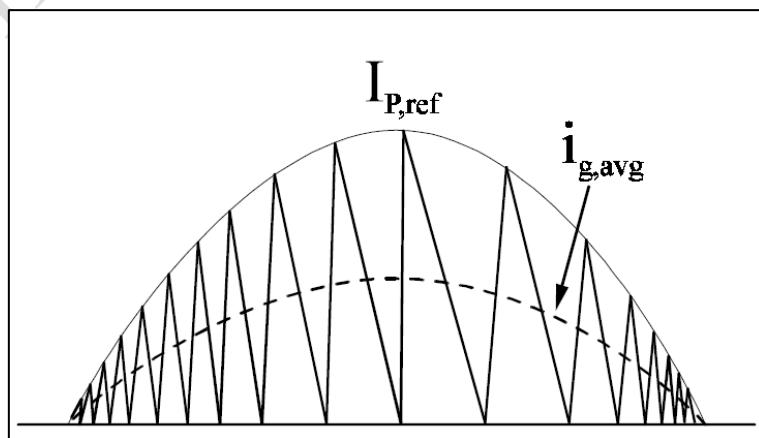
Şekil 2.6 Ortalama Akım Kontrolü Şeması

- c) **Histerezis Akım Kontrolü (HCC):** Endüktör akımını belirli bir histerezis bandı içinde tutarak çalışan bir yöntemdir. HCC, akımın üst ve alt eşik değerleri arasında dalgalanmasına izin verir. Ölçülen akım değeri belirlenen referans akımını maksimum değerinden büyük olduğunda ilgili anahtara yollanan tetikleme işaretini kesilir, ölçülen akım değeri referans akımının minimum değerinin altına düşüğünde ise ilgili anahtara tetikleme işaretini gönderilir. Bu yaklaşımda anahtarlama frekansları değişkendir. Histerezis akım kontrolü, basitlik ve hızlı yanıt gibi avantajlar sunmaktadır. [12]



Şekil 2.7 Histerezis Akım Kontrolü Şeması

- d) **Sınır Çizgisi Kontrolü (Boundary Control):** Akımın bir sınır çizgisine dayalı olarak kontrol edilmesini sağlar. Bu yöntem, anahtarlama elemanlarının açılma ve kapanma anlarını belirlerken, akımın bir sınır çizgisine yaklaşmasını sağlar. Bu yöntem, genellikle kesikli mod (DCM) veya kritik iletim modu (CRM) gibi koşullarda kullanılmaktadır. [13]

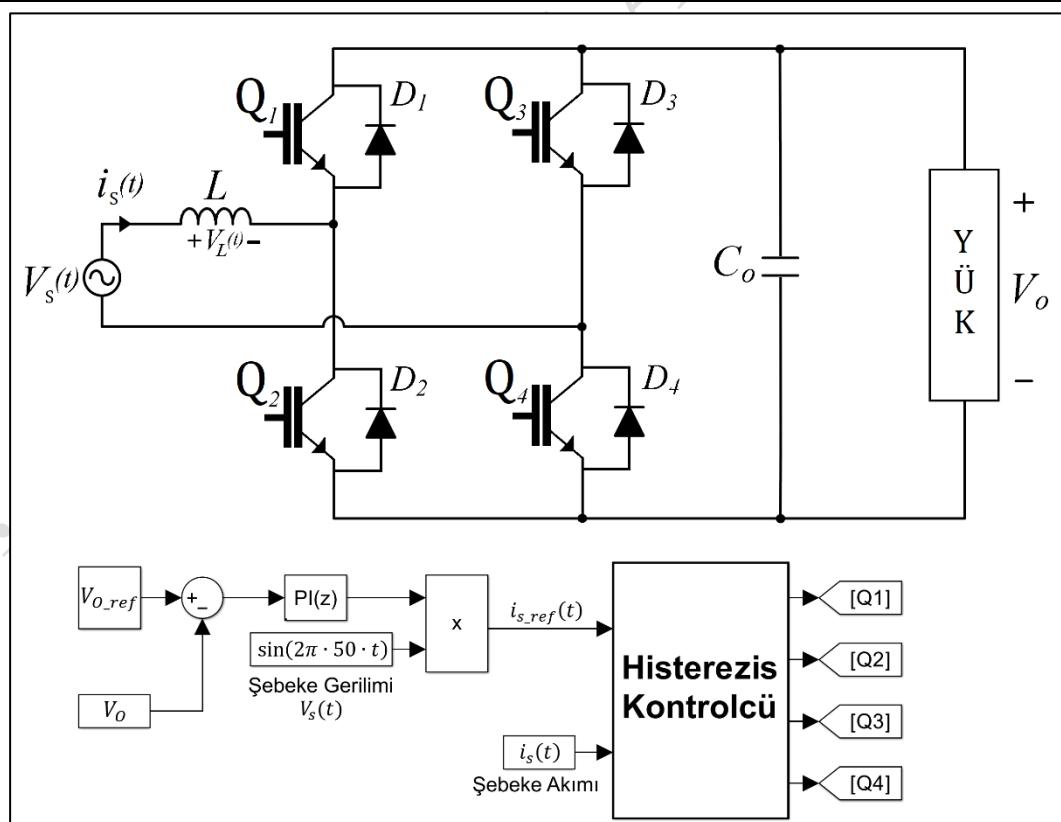


Şekil 2.8 Boundary Kontrol Şeması

Yukarıda Boost PFC dönüştürücüsü için belirtilen kontrol teknikleri, diğer dönüştürücü topolojileri için de uygulanabilir. Tablo 2.2'de ise çeşitli kontrol yöntemleri karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiştir. Bu kontrol yöntemleri arasından, PI Histerezis Akım Kontrolü yöntemi tercih edilmiştir. Bu yöntemin seçilmesinde, diğer kontrol tekniklerine kıyasla daha basit yapıya sahip olması, hızlı dinamik yanıt verebilmesi ve THD kayıplarının daha düşük seviyede gerçekleşmesi etkili olmuştur. Ayrıca, histerezis bandı kontrol yöntemiyle, şebeke akımının dalga formunun, ortalama akım kontrol yöntemine kıyasla daha düşük harmonik içeriğe sahip olduğu tespit edilmiştir. [14] [15]

Tablo 2.2 Boost Dönüştürücü İçin Kontrol Tekniklerinin Karşılaştırma Sonuçları [16]

Kontrol Tekniği	Topoloji	THD (%)	Güç Faktörü	Çıkış Gerilimi
PI Ortalama Akım Kontrolü	Boost	3.49	0.99	100
Tepe Akım Kontrolü	Boost	3.08	0.99	400
Histerezis Akım Kontrolü	Boost	4.28	0.99	400
PI Histerezis Akım Kontrolü	Boost	2.61	0.9999	100



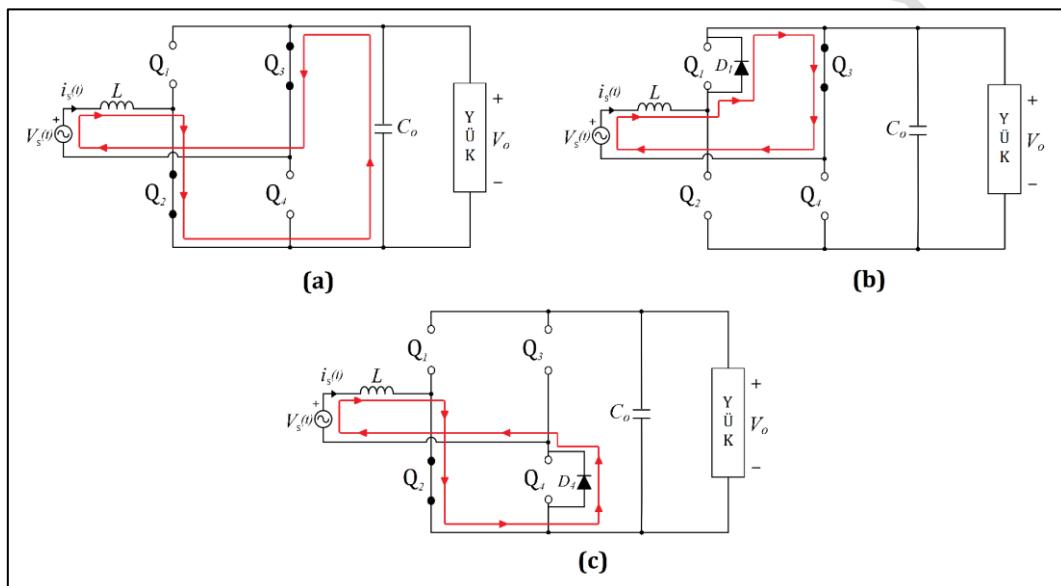
Şekil 2.9 Bridgeless Boost PFC Kontrol Sistemi

Şekil 2.9'da Bridgeless Boost PFC dönüştürücüsünün temel devresi ve kontrol diyagramı gösterilmektedir. L kaynak endüktörüne ilişkin ani gerilim değeri (2.1) eşitliği ile gösterilmiştir: [8]

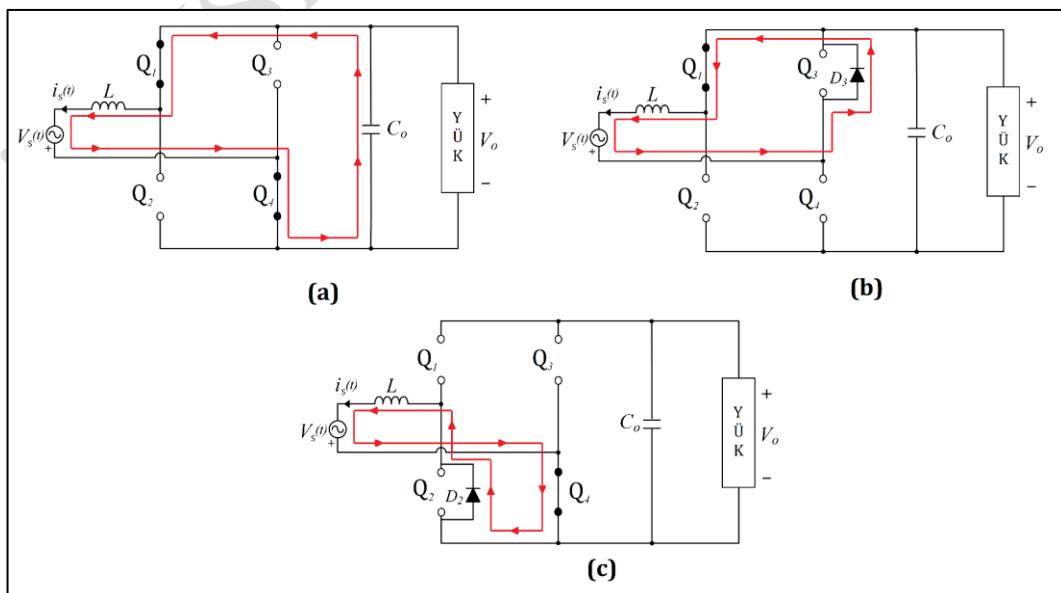
$$V_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = L \cdot \frac{dis(t)}{dt} = V_s(t) - k \cdot V_o(t) \quad (2.1)$$

Burada k değeri 1, -1 veya 0 olabilir. Bu parametre, kaynak gerilimi ve giriş akımı arasındaki ilişkiyi kontrol eder. k parametresinin etkisi şu şekilde açıklanabilir: [8]

- $k = 1$ olduğunda, kaynak gerilimi negatif olur ve $i_s(t)$ (kaynak akımı) azalır. Bu, çıkış geriliminin şebeke gerilimine göre daha düşük olduğu durumu temsil eder.
- $k = -1$ olduğunda, kaynak gerilimi pozitif olur ve $i_s(t)$ artar. Bu, çıkış geriliminin şebeke gerilimine göre daha yüksek olduğu durumu ifade eder.
- $k = 0$ olduğunda, $V_s(t)$ değerine bağlı olarak $i_s(t)$ akımı artar ya da azalır. Bu durumda sistemin tepkisi, şebeke geriliminin seviyesine göre dinamik değişir.

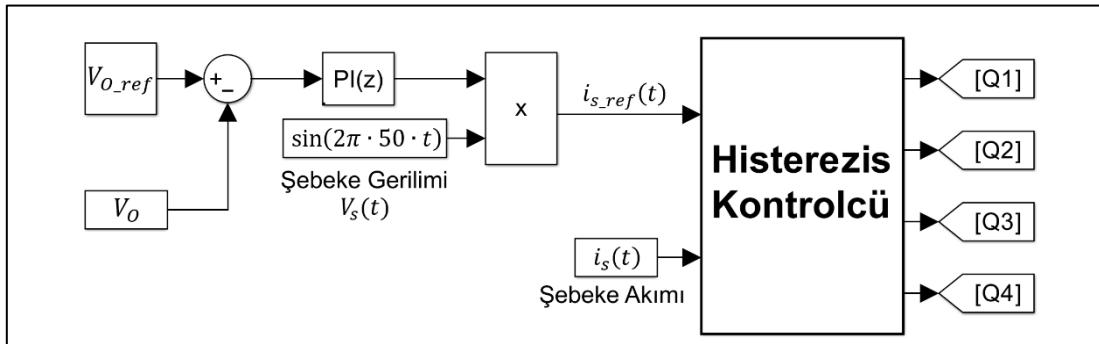


Şekil 2.10 Şebekenin Pozitif Alternansı için Şebeke Akım Yolları



Şekil 2.11 Şebekenin Negatif Alternansı için Şebeke Akım Yolları

Şekil 2.10 ve Şekil 2.11'de devrelerde gözüken body diyotlar şebekenin pozitif alternansı için D_1 ve D_4 , şebekenin negatif alternansı için D_2 ve D_3 diyotları; çıkış kapasitesinin dolmasını sağlamakta ve yüke enerji akışının gerçekleşmesine katkıda bulunmaktadır. [8]



Şekil 2.12 Bridgeless Boost PFC Kapalı Çevrim Kontrol Diyagramı

Bridgeless Boost PFC Dönüştürücüsü için önerilen kontrol mantığı, Şekil 2.12'de sunulmaktadır. Bu kontrol yapısı, birbirine bağlı iki döngüden oluşmaktadır: dış döngüde geleneksel bir PI kontrolörü, iç döngüde ise histerezis kontrol yöntemi kullanılmaktadır.

Dış döngüde, algılanan V_O voltajı, istenen V_{O_ref} ile karşılaştırılmakta ve elde edilen hata sinyali PI kontrolörüne iletilmektedir. PI kontrolörünün parametre değerleri Ek bölümünde verilmiştir. PI kontrolöründen elde edilen çıkış sinyali, şebekede gerilimini temsil eden $\sin(2\pi \cdot 50 \cdot t)$ (şebekede gerilimi) işaretini ile çarpılarak, histerezis kontrolcüsü için gerekli olan akım referansı sinyali $i_{s_ref}(t)$ oluşturulmaktadır.

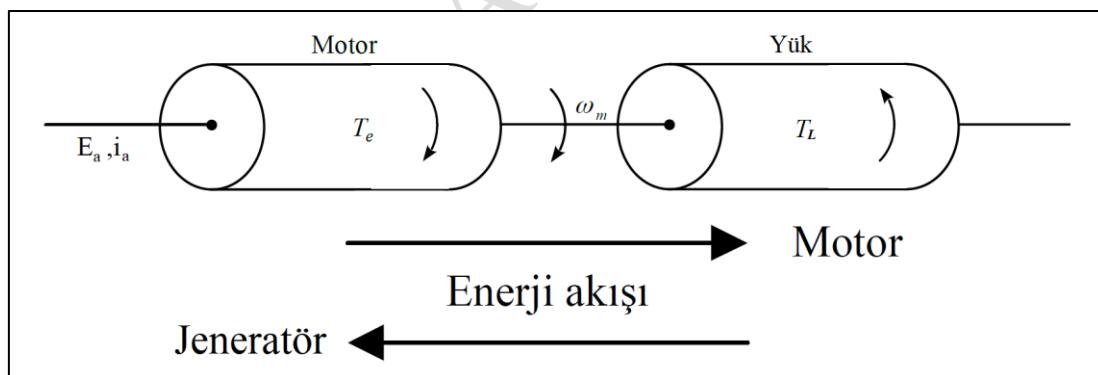
Bu şekilde elde edilen $i_{s_ref}(t)$ referansı ile gerçek giriş akımı $i_s(t)$ histerezis kontrolcüsüne iletilmektedir. Histerezis kontrolcüsünde, gerçek akım ile referans akım arasındaki fark belirlenen bir histerezis bandı aralığında tutulmaktadır. Eğer $i_s(t)$ değeri, $i_{s_ref}(t)$ değerinin üst bandını aşlığında, ilgili anahtar kapatılmakta; alt bandın altına düşüğünde ise anahtar yeniden iletme alınmaktadır. Bu yöntem sayesinde, giriş akımının referans sinyali etrafında, belirlenen histerezis bandı aralığında seyretmesi sağlanmaktadır ve anahtarlama sinyalleri buna uygun şekilde üretilmektedir. Histerezis akım kontrolü algoritma kodları ek kısmında verilmiştir.

2.3. DC Makineler

DC makineler, indüksiyon ve senkron makineler gibi elektromekanik enerji dönüşümü gerçekleştiren cihazlardır. Bu makineler, elektrik enerjisini mekanik enerjiye veya mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürürken, Faraday Yasası gereği aşağıdaki iki elektromanyetik olay meydana gelmektedir: [17], [18]

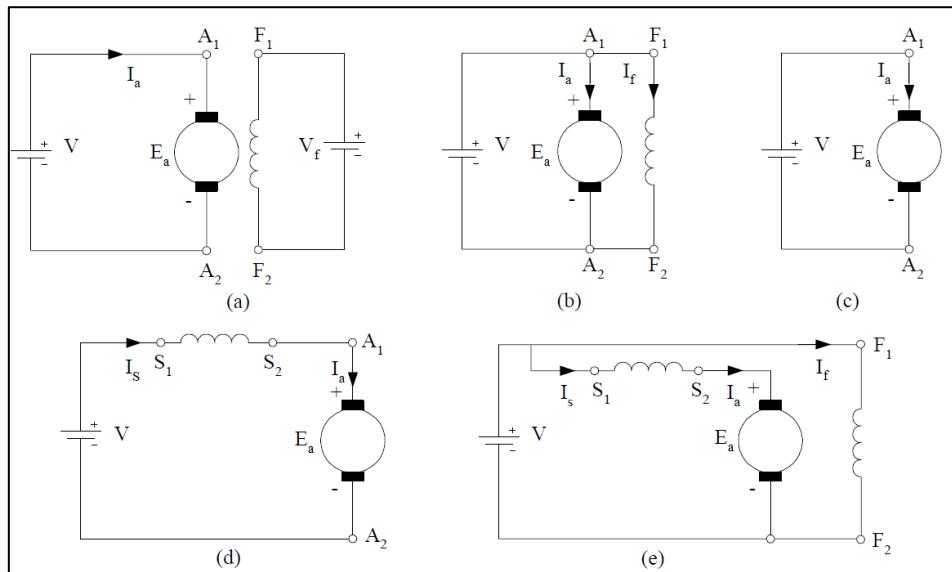
- Bir iletken manyetik bir alan içinde hareket ettiğinde, iletkende gerilim induklanır (Jeneratör Prensibi).
- Akım taşıyan bir iletken manyetik alana yerleştirildiğinde, iletkende mekanik bir güç oluşur (Motor Prensibi).

Elektrik enerjisinin mekanik enerjiye veya mekanik enerjinin elektrik enerjisine dönüşümü sırasında, bu iki etki eş zamanlı gerçekleşmektedir. Motor, manyetik alana yerleştirilmiş ve akım taşıyan iletkenlerden oluşan bir elektromekanik sistemdir. Bu durumda motorun her bir iletkeninde bir güç meydana gelmektedir. Eğer iletkenlerin konumu ve yapısı dönmeye uygun ise, bir elektromanyetik moment oluşur ve bu moment rotorun dönmeyi sağlamaktadır. Jeneratör çalışırken, iletkenler manyetik alan içinde döndürülür ve her bir iletkende gerilim induklanır. Şekil 2.13'te, elektrik makinelerinde enerji akış yönüne göre yapılan bu sınıflandırma gösterilmektedir. [17]



Şekil 2.13 Elektromekanik Enerji Dönüşümü

DC motor sürücülerini, hassas hız kontrolünün yanı sıra, sık sık kalkış, duruş, frenleme ve yön değiştirme gerektiren endüstriyel uygulamalarda tercih edilmektedir. Bu tür uygulamalara kâğıt makineleri ve makine tezgâhları örnek olarak gösterilebilir. DC motorların bazlarına ait genel devre diyagramları Şekil 2.14'te verilmiştir [17]. Uygulamalarda; fırçalı, fırçasız, sabit mıknatıslı, şönt, seri ve kompunt gibi farklı DC motor türleri bulunmaktadır. Ancak bu tez kapsamında, modelleme kolaylığı, hız kontrolündeki kararlılık ve uygulamalardaki yaygın kullanım dikkate alınarak yalnızca serbest uyartımlı DC motor incelenmiştir.

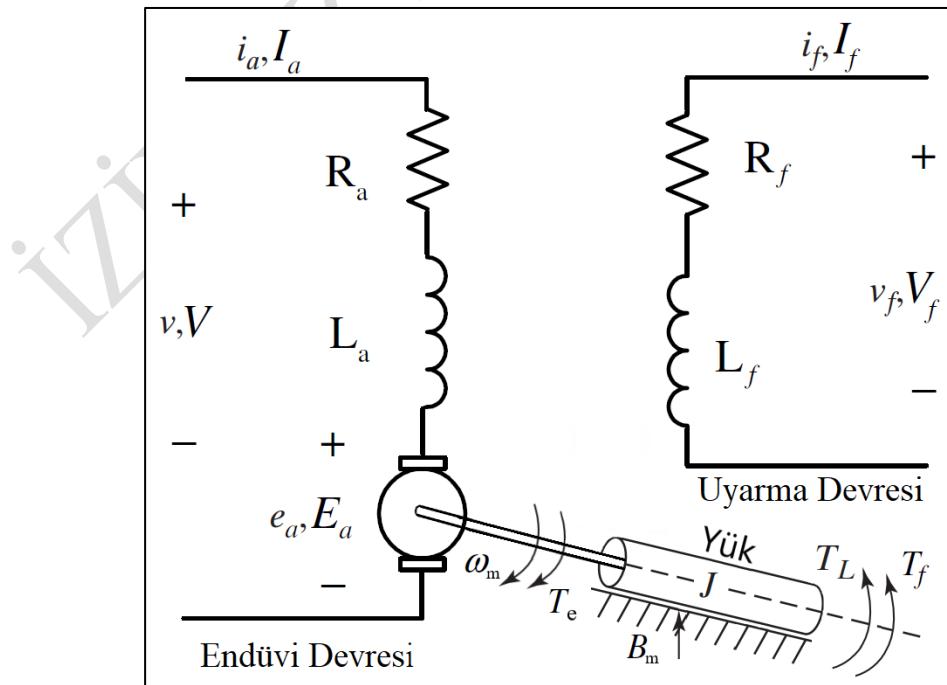


Şekil 2.14 (a) Serbest Uyartımlı, (b) Şönt Uyartımlı, (c) Sabit Mıknatıslı, (d) Seri Uyartımlı, (e) Kompünt Uyartımlı DC Motorların Devre Diyagramları [18]

Serbest uyartımlı DC motorlarda, alan sargası ve endüviye uygulanan gerilimlerin birbirinden bağımsız bir şekilde kontrol edilmesi mümkün olabilmektedir. Bu sayede, motorun çalışma karakteristikleri daha esnek ve hassas bir biçimde ayarlanabilmektedir.

2.3.1. Serbest Uyartımlı DC Motorun Eşdeğer Devresi

Şekil 2.15'te, bir serbest uyartımlı DC motorun eşdeğer devresi detaylı bir biçimde gösterilmektedir. Bu devre modeli, motorun elektriksel ve mekanik davranışlarını temsil ederek, çalışma prensiplerinin analiz edilmesine olanak sağlamaktadır.



Şekil 2.15 Serbest Uyartımlı Yükte DC Motor Eşdeğer Devresi

Devrede kullanılan semboller aşağıda verilmiştir:

Endüvi Devresi:

I_a, i_a : Endüvi akımı (Amper)

R_a : Endüvi devresi dirençleri (Ohm)

L_a : Endüvi devresi indüktansı (Henry)

V, v : Endüvi gerilimi (Volt)

E_a, e_a : Endüvi gerilimi (Volt)

Uyarma Devresi:

I_f, i_f : Uyarma akımı (Amper)

R_f : Uyarma devresi dirençleri (Ohm)

L_f : Uyarma devresi indüktansı (Henry)

V_f, v_f : Uyarma gerilimi (Volt)

Mekanik Kısım:

ω_m : Rotor açısal hızı (radyan/saniye)

T_L : Yük torku (Newton-metre)

T_e : Elektromanyetik tork (Newton-metre)

B_m : Viskoz sürtünme katsayısı (N.m.s)

T_f : Coulomb sürtünme torku (Newton-metre)

J : Atalet momenti ($kg \cdot m^2$)

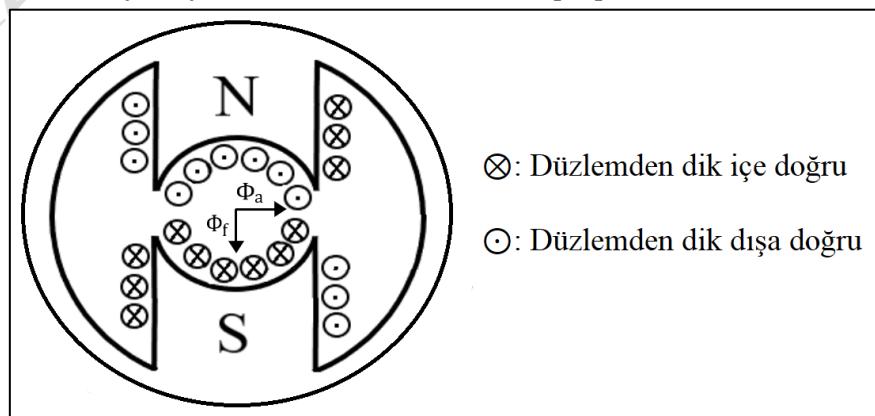
Mekanik kısmın davranışları aşağıdaki diferansiyel denklem ile ifade edilmektedir:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B_m \cdot \omega_m - T_f \quad (2.2)$$

2.3.2. Alan ve Armatür Devresi Arasındaki Manyetik Bağımsızlık

DC motorlarda endüvi ve uyarma sargılarının birbirini etkilememesi, hız kontrolünde yüksek performans elde edilmesini sağlamaktadır. Alan sargası tarafından oluşturulan manyetik akı (Φ_f), armatür sargılarıyla doğrudan bir etkileşime girmemektedir.

Benzer şekilde, armatür akımları tarafından üretilen manyetik akı (Φ_a) da alan sargıları ile etkileşim içerisinde bulunmamaktadır. [19]



Şekil 2.16 DC Motorun Enine Kesiti

Bu durumun nedeni, Şekil 2.16'te gösterilen DC motorun enine kesitinde açıkça görülebilmektedir. N (kuzey) ve S (güney) kutuplarının manyetik alanı, bu kutupların etrafına yerleştirilen uyartım sargılarından geçen akım vasıtıyla oluşturulmaktadır. Kutup altındaki armatür iletkenlerinden geçen akımların yönleri şekilde belirtilmiştir. N kutbu altında bulunan armatür iletkenlerinden akan akım, düzlemin dışına doğru; S kutbu altında bulunan iletkenlerden akan akım ise düzlemin içine doğru yönelmektedir. [19]

Armatür dönerken, herhangi bir iletken kutup altında kaldığı sürece içerisinde geçen akımın yönü sabit kalmakta; ancak, bu iletken diğer kutbun altına geçtiğinde komütatör adı verilen düzenek aracılığıyla iletkenden geçen akımın yönü değiştirilmektedir. Böylece armatür dönmeye devam ederken, iletkenlerdeki akım yönleri değişmekte; fakat motorun dış devresine aktarılan çıkış akımının yönü sabit tutulmaktadır. Bununla birlikte, Φ_a ve Φ_f daima sabit ve birbirine dik vaziyettedir. Başka bir ifadeyle, alan ve armatür devreleri manyetik olarak birbirinden bağımsız bir yapı sergilemektedir. [19]

Şekil 2.16'te, alan akısı (Φ_f) ile armatür iletkenlerindeki akımın oluşturduğu manyeto motor kuvvetinin (Φ_a) birbirine dik olduğu görülmektedir. Bu nedenle, her bir armatür iletkeni üzerinde bir EMK oluşur. Oluşan bu kuvvetin büyüklüğü, armatür akımı (I_a) ve hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğu ile doğru orantılıdır. Akı yoğunluğu ise kutup başına düşen toplam akı miktarı ile ilişkilidir. Motorun ürettiği toplam elektromanyetik moment, her bir iletkenin ürettiği momentlerin toplamından elde edilmektedir. Toplam elektromanyetik moment, aşağıdaki ifadeyle ifade edilir: [19]

$$T_e = K_1 \cdot f(I_f) * I_a = K_1 \cdot \Phi_f \cdot I_a \quad (2.3)$$

Burada Φ_f Weber cinsinden kutup başına akayı; K_1 , makinenin yapısal özelliklerine (paralel kol sayısı, iletken sayısı, kutup sayısı ve makine boyutları) bağlı bir sabiti temsil etmektedir. [19]

Motor çalışırken her bir armatür iletkeni, merkezden çevreye doğru yönelmiş manyetik akıya dik doğrultuda bir yüzeysel hızla döndürülmektedir. Bu durum, her bir iletkende bir EMK indüklenmesine neden olmaktadır. Tüm iletkenlerde indüklenen EMK'ların toplamı, armatürdeki toplam EMK'yi meydana getirmektedir. Toplam EMK, armatürün açısal hızı (ω_m) ve kutup başına düşen toplam manyetik akı (Φ_f) ile doğru orantılıdır: [19]

$$E_a = K_2 \cdot f(I_f) \cdot \omega_m = K_2 \cdot \Phi_f \cdot \omega_m \quad (2.4)$$

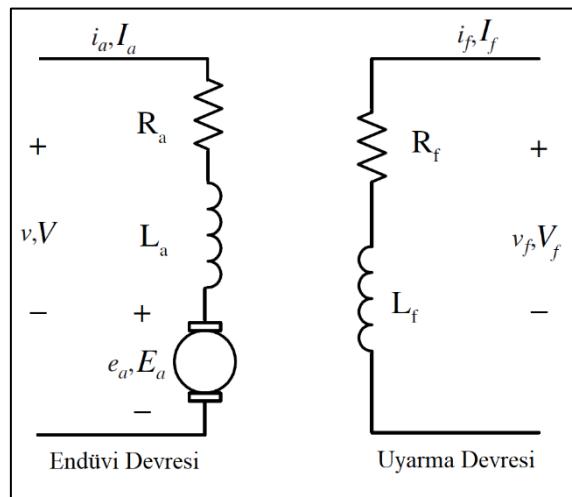
Burada K_2 da makinenin yapısal parametrelerine bağlı bir sabittir. Eğer aynı birimler kullanılırsa K_1 ve K_2 sabitleri eşit olur $K_1 = K_2 = K_a$ olarak ifade edilebilir. [19]

Motorun moment ve güç ifadeleri ise şu şekilde ilişkilendirilir:

$$P_e = E_a \cdot I_a = K_a \cdot \Phi_f \cdot \omega_m \cdot I_a \quad (2.5)$$

$$P_e = T_e \cdot \omega_m = K_a \cdot \Phi_f \cdot I_a \cdot \omega_m \quad (2.6)$$

2.3.3. Serbest Uyartımlı DC Motorun Endüvi ve Uyarma Sargası Denklemleri



Şekil 2.17 Serbest Uyartımlı DC Motor
Eşdeğer Devresi

Şekil 2.17' da endüvi ve uyarma devrelerinin gerilim denklemleri için Kirchhoff'un Gerilim Kanunu (KGK) kullanılarak serbest uyartımlı DC motor için aşağıdaki gibi elde edilmektedir: [17]

Endüvi devresi için motor çalışma:

$$V = E_a + R_a \cdot I_a + L_a \cdot \frac{di_a(t)}{dt} \quad (2.7)$$

Endüvi devresi için jeneratör çalışma:

$$V = E_a - R_a \cdot I_a - L_a \cdot \frac{di_a(t)}{dt} \quad (2.8)$$

Uyarma devresi için:

$$V_f = R_f \cdot I_f + L_f \cdot \frac{di_f}{dt} \quad (2.9)$$

Geçici rejim dışındaki (kararlı hal durum) analizlerde, makinenin doyuma ulaşmadığı ve zaman türevlerinin sıfır olduğu varsayılırsa, ifadeler aşağıdaki hâli almaktadır:

Endüvi devresi için motor çalışma: [17]

$$V = E_a + R_a \cdot I_a \quad (2.10)$$

Endüvi devresi için jeneratör çalışma:

$$V = E_a - R_a \cdot I_a \quad (2.11)$$

Uyarma devresi için:

$$V_f = R_f \cdot I_f \quad (2.12)$$

(2.4) ve (2.10) numaralı ifadeler kullanılarak, serbest uyartımlı DC motor için açısal hız denklemi şu şekilde türetilir:

$$\omega_m = \frac{V - R_a \cdot I_a}{K_a \cdot \Phi_f} \quad (2.13)$$

Bu denklem, serbest uyartımlı DC motorun hız kontrolünün hangi parametrelere bağlı olduğunu göstermektedir. Buradan şu sonuçlar çıkarılabilir:

- K_a sabiti, motorun yapısal özelliklerine bağlı bir parametre olup, dışarıdan herhangi bir müdahale ile değiştirilmesi mümkün değildir. [20]
- R_a , parametresi ise endüvi devresine seri bir direnç eklenerek değiştirilebilir. Ancak bu yöntem, bakır kayıplarını artırması nedeniyle genellikle tercih edilmemektedir. [20]
- I_a , motorun terminallerine uygulanan gerilim tarafından belirlenmektedir. Bu nedenle, doğrudan I_a parametresi üzerinden bir hız kontrolü gerçekleştirilmesi mümkün olmamaktadır. [20]
- V gerilimi doğrudan kontrol edilerek motor hızı ayarlanabilir. V geriliminin artırılması durumunda, endüvi akımında da bir artış meydana gelecektir.
- Φ_f üzerinde yapılan müdahalelerle hız kontrolü sağlanabilir. Bu işlem, uyartım devresine ayarlı bir direnç eklenmesi suretiyle gerçekleştirilir. Uyartım devresindeki gerilimin azaltılması, uyartım akımının ve buna bağlı olarak uyartım akısının düşürülmesine olanak tanımaktadır.

2.3.4. Serbest Uyartımlı DC Motor Hız Kontrol Yöntemleri

Serbest uyartımlı DC motorun açısal hız denklemi (2.13)'da gösterilmiştir. Bu denkleme göre hız, aşağıda verilen iki yöntemden biri ile kontrol edilebilmektedir:

- Motora uygulanan gerilim değiştirilmesi,
- Alan sargasının oluşturduğu manyetik alan değiştirilmesi,

a) **Motora Uygulanan Gerilimin Değiştirilmesi:** Endüvi devresi direncinin değiştirilmesi amacıyla, devreye seri dirençler bağlanarak motor hızı ayarlanabilmektedir. Bu yöntem, özellikle DC motorlara kademeli olarak yol verilmesi amacıyla tercih edilmektedir. Ancak, bu uygulamada kullanılan seri dirençlerin sürekli devrede kalması durumunda, dirençler üzerinde önemli ölçüde güç kaybı meydana geleceği için, bu yöntem sürekli hız değişimi gerektiren uygulamalarda uygun bulunmamaktadır.

Alternatif olarak, motorun terminal gerilimi (V) doğrudan kontrol edilerek hız ayarı yapılabilir. Uygulanan terminal gerilimi artırıldığında, endüvi akım artar. Endüvi akımının artışı, indüklenen elektromanyetik moment (T_e) değerinin yükselmesini sağlar ve böylece motorun açısal hızı artar. Ancak hız arttıkça, motor içerisinde üretilen karşı elektromotor kuvveti (E_A) da yükselir. E_A değeri Denklem (2.4) ile hesaplanabilir. Bu durum, endüvi akımındaki artışı sınırlayarak motor hızının denge noktasına ulaşmasını sağlar.

b) **Uyarma Sargasının Oluşturduğu Manyetik Alanın Değiştirilmesi:** Motor hızı, alan sargasının oluşturduğu manyetik akının (Φ_f) değiştirilmesiyle de kontrol edilebilir. Bu yöntemde, uyartım devresine uygulanan gerilim (V_f) azaltıldığında, uyartım akımı ve buna bağlı olarak manyetik akı düşer. Manyetik akının azalması ise motorun endüvisinde indüklenen elektromotor kuvveti (E_A) değerini düşürerek motorun daha yüksek hızlarda çalışmasına olanak tanır.

Uyarma akımının değiştirilmesi yöntemi, özellikle seri ve paralel uyartımlı DC motorlarda sıkça tercih edilir. Bu uygulamada, endüvi uç gerilimi sabit tutulur. Alternatif olarak motorun paralel uçlarına bağlanan ayarlı bir direnç yardımıyla uyarma akımı değiştirilebilir. Uyarma akımındaki değişim, manyetik akının dolayısıyla motor hızının değişmesine neden olur.

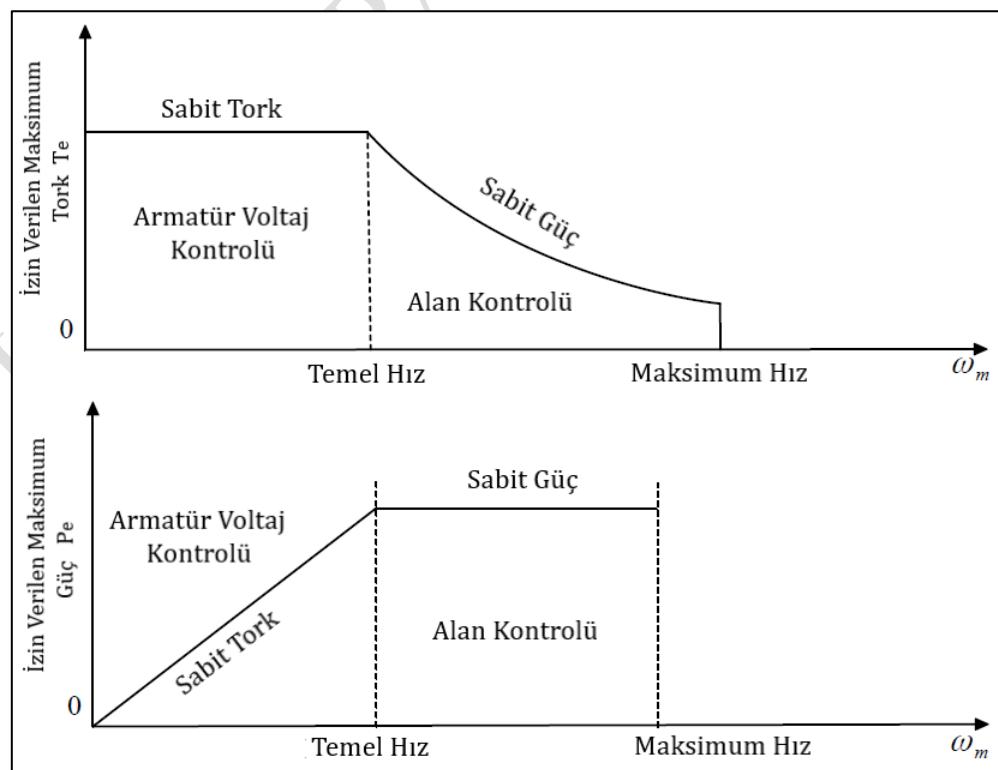
Bu iki hız kontrol yöntemi altında motorun moment ve güç sınırlarında önemli farklılıklar söz konusudur. Endüvi akımının (I_A) belirli bir sınırın üzerine çıkması, endüvi iletkenlerinin aşırı ısınmasına neden olur. Endüvi gerilimi kontrolünde manyetik akısı (Φ_f) sabit tutulduğundan, motorun maksimum momenti:

$$T_{e,\max} = K_a \cdot \Phi_f \cdot I_{A,\max} \quad (2.14)$$

Uyarma sargası kontrolü yönteminde ise manyetik akı azaltılarak hız artırılır. Ancak I_A sınırını korumak için hız arttıkça moment azalmaktadır. Motor çıkış gücü:

$$P_e = T_e \downarrow \cdot \omega_m \uparrow \cong \text{sabit} \quad (2.15)$$

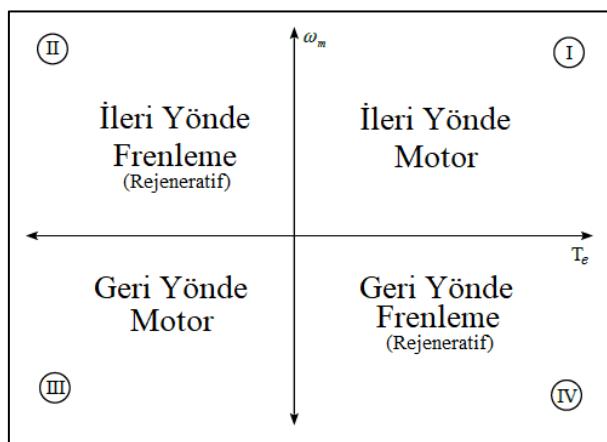
Motorun hız, moment ve güç sınırları ile güvenli çalışma bölgeleri, serbest uyartımlı DC motorlar için Şekil 2.18'de sunulmuştur. Endüvi gerilimi kontrolünde, motor düşük endüvi gerilimlerinde daha yavaş, yüksek endüvi gerilimlerinde ise daha hızlı çalışmaktadır. Bu yöntem, temel hızın altındaki hız aralıkları için uygun bir çözüm sunmaktadır. Buna karşılık, uyartım akımı kontrolü temel hızın üzerindeki hızlar için daha verimli ve etkili bir yöntem olarak öne çıkmaktadır. Bu iki hız kontrol yöntemi, birbirini tamamlayıcı nitelikte olup motor performansının geniş bir hız aralığında etkin şekilde kontrol altında tutulabilmesine olanak sağlamaktadır. [17]



Şekil 2.18 Serbest Uyartımlı DC Motor Üzerindeki Hız, Güç ve Moment İlişkisi

2.3.5. Serbest Uyartımlı DC Motorun Dört-Bölgeli Çalışması

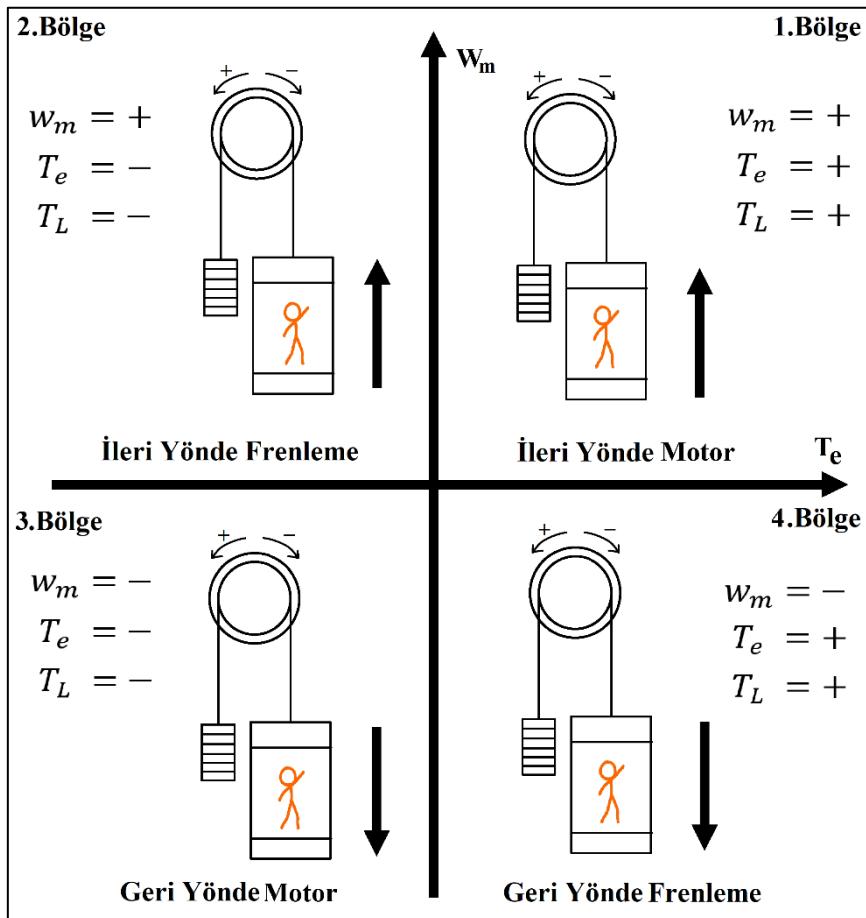
Dört bölgeli kontrol, bir DC motorunun hem ileri/geri yönde hareketini hem de motor/frenleme modlarını kapsar. Bu kontrol şeması, motorun pozitif ya da negatif yönde hız yaparken (ileri/geri dönüş) hem pozitif (motor) hem de negatif (frenleme) tork üretebilmesini sağlar. Bu sayede motor her iki yönde de motor ve rejenerasyon (enerji geri besleme) yapabilir. Dört bölgeli sürücüler, elektrikli araçlar, asansörler, konveyör sistemleri gibi uygulamalarda hız, yön ve frenleme kontrolü sağlayarak verimliliği artırır. Şekil 2.19'de hız (ω_m) ile tork (T_e) eksenlerine göre dört bölge gösterilmiştir:



Şekil 2.19 DC Motorun Hız-Tork Karakteristiğinde Dört Bölge

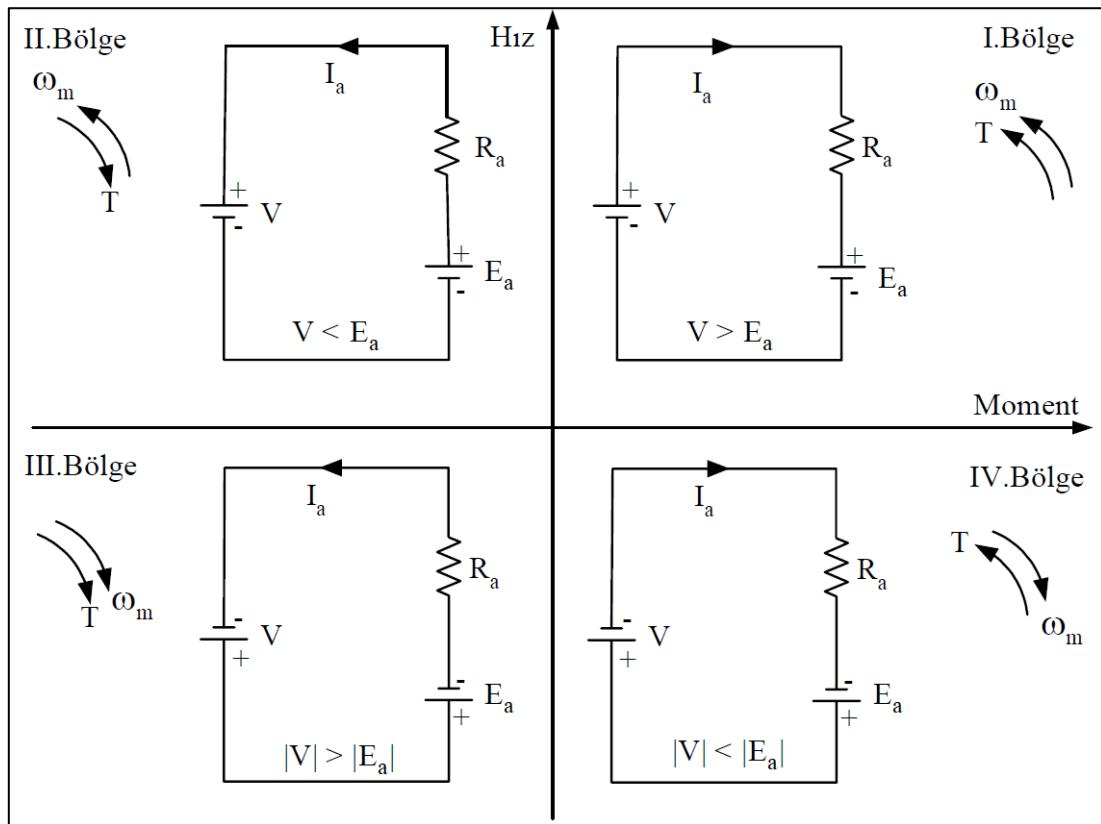
Dört bölgeli kontrolün genellikle iki modelde yaklaşımı vardır.

- Asansör modeli**, dört bölge kavramının açıklanmasında klasik bir örnek olarak kullanılmaktadır. Şekil 2.19'da gösterildiği üzere, yükün (kabin) yukarı yönde hareket ettirilmesi durumunda motor, pozitif yönde hız kazanmaktadır. Bu esnada motor tarafından üretilen tork, yükü kaldırma yönünde olmaktadır. Motor torkunun ve hızının her ikisinin de pozitif olması durumu, 1.Bölge olarak tanımlanmaktadır. Yükün aşağı doğru hareketi sırasında ise motor, frenleme yapma işlevi üstlenebilmekte ve bu durumda jeneratör gibi davranışarak sisteme enerji geri kazanımı sağlanmaktadır. Böylece, 2.Bölge devreye girmektedir. Kabinin negatif yönde hareket etmesi durumunda motor, ters yönde çalışmaktadır ve motor torku ile hızın her ikisinin de negatif olduğu bu durumda, 3.Bölge olarak adlandırılan çalışma koşulu gerçekleşmektedir. Son olarak, negatif yöndeki hız değerine karşılık, motor tarafından pozitif tork üretilmesi durumunda ise motor, ters yönde frenleme yaparak 4.Bölge içerisinde çalışmaktadır. Bu dört bölge çalışma prensibi, Denklem (2.2) esas alınarak oluşturulan Şekil 2.20 üzerinden ifade edilmiştir. [21]



Şekil 2.20 Dört Bölge Asansör Modeli Referanslı

- b) **DC Motor Eşdeğer devresi modeli**, Şekil 2.21'de farklı çalışma bölgelerine göre kaynak gerilimi (V), zıt elektromotor kuvveti (E_a) ve endüvi akımı (I_a) yönleriyle birlikte gösterilmiştir. İleri yön motor çalışma bölgesinde (I. Bölge), V , E_a ve I_a yönleri pozitif kabul edilir; dolayısıyla moment ve hız da pozitiftir. Motor ileri yönde frenleme bölgesinde (II. Bölge) geçtiğinde, hız yönü değişmediği için E_a pozitif kalır. Ancak moment negatif olduğundan enerji akışı yön değiştirir; bu durumda endüvi akımı ters yönde olur ve kaynak gerilimi V , zıt EMK E_a 'den daha küçük olmalıdır ($|V| < |E_a|$). Ters yön motor çalışma bölgesinde (III. Bölge), hız ters yönde olduğundan E_a da negatif olur. Momenti negatif ve enerji akışını kaynaktan motora doğru sürdürmek için, V ve I_a yönleri ters alınır ve $|V| > |E_a|$ şartı sağlanır. Son olarak, ters yön frenleme bölgesinde (IV. Bölge), E_a negatif, moment ise pozitif olup enerji akışı motordan kaynağa yönelir. Bu durumda endüvi akımı I_a pozitif, kaynak gerilimi V ise negatif alınır ve $|V| < |E_a|$ koşulu sağlanmalıdır. [22]



Şekil 2.21 Dört Bölge DC Motor Eşdeğer Referanslı

Tablo 2.3'te, dört bölge kontrolüne ait parametrelerin işaretleri özetlenmiştir. DC motorlarda çalışma bölgelerine bağlı olarak I_a , I_f , T_e ve T_L işaretleri farklılık göstermektedir. Referans denklemi (2.2) baz alınarak oluşturulmuştur.

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B_m \cdot \omega_m - T_f \quad (2.2)$$

Tablo 2.3 Dört Bölge İçin Yön Tablosu

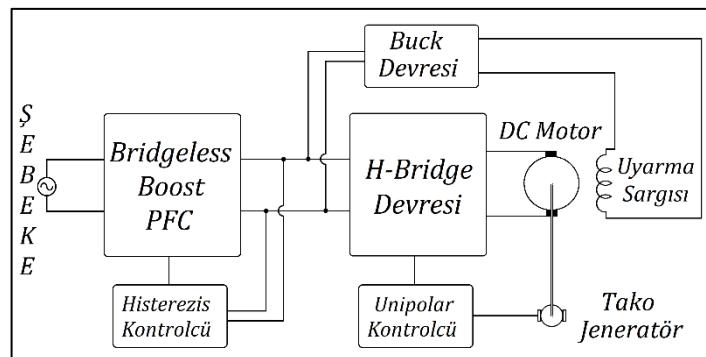
Bölge	ω_m	T_e	I_a	I_f	T_L (Yük Torku)
1 (İleri Yände Motor)	+	+	+	+	+ (Karşıt Direnç)
2 (İleri Yände Frenleme)	+	-	-	+	- (Yardımcı)
3 (Geri Yände Motor)	-	-	-	+	- (Karşıt Direnç)
4 (Geri Yände Frenleme)	-	+	+	+	+ (Yardımcı)

Bu parametrelerin işaretleri, motorun çalışma moduna doğrudan bağlıdır. Uyarma akımı (I_f) genellikle sabit ve pozitif tutulur.

Yük torku T_L motorun hareketine karşı veya hareketi destekleyici yönde etki gösterecek şekilde değiştirilebilmektedir.

2.4. Bridgeless Boost PFC Dönüştürücü ile Dört Bölgeli DC Motor Kontrolü

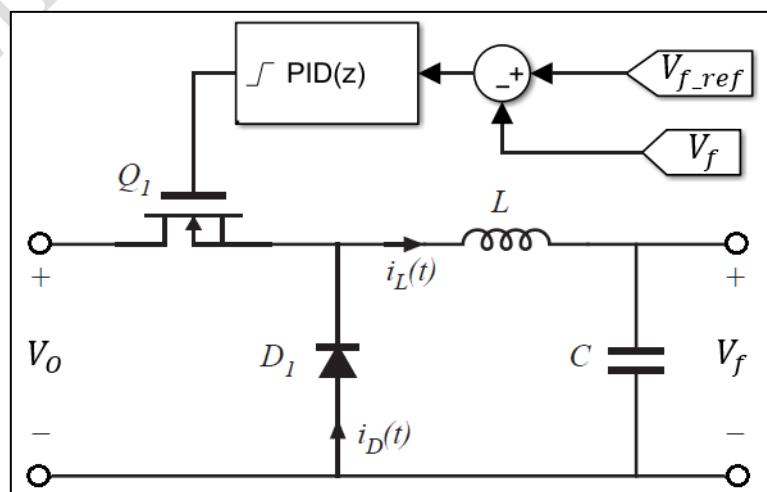
Bu bölümde, Bridgeless Boost PFC Dönüştürücüsü kullanılarak elde edilen DC voltajının (V_0), dört bölgeli DC motor kontrolüne entegrasyonu incelenecaktır. Şekil 2.22'de gözüktüğü gibi sistemin temel girişi olarak şebeke gerilim değeri uygulanan Bridgeless Boost PFC Dönüştürücüsü, doğrudan motor sürücü devresine aktarılmadan önce, paralel bağlanan Buck devresi aracılığıyla uyarma gerilimini istenen seviyelerde tutacak şekilde düzenlenmektedir. Ayrıca, Boost PFC dönüştürücüsünün diğer çıkış kolu üzerinden sağlanan gerilim, H-Bridge motor sürücü devresine aktarılmakta ve motorun dört bölgeli çalışması için gerekli tahrik gerilimi sağlanmaktadır.



Şekil 2.22 Bridgeless Boost PFC ile DC Motor Sürücü Şeması

2.4.1. Buck Dönüştürücü ile Uyarma Geriliminin Ayarlanması

Şekil 2.23'te gösterilen Buck dönüştürücü devresi, Bridgeless Boost PFC dönüştürücüden elde edilen V_0 çıkış voltajını giriş olarak almaktadır. Bu devrenin hemen üstünde ise, Buck dönüştürücünün kontrol yapısı bulunmaktadır. Sistemde, algılanan V_f çıkış voltajı, referans değer olan V_{f_ref} ile karşılaştırılmakta ve bu iki değer arasındaki farktan oluşan hata sinyali, PID kontrolörüne iletilmektedir.



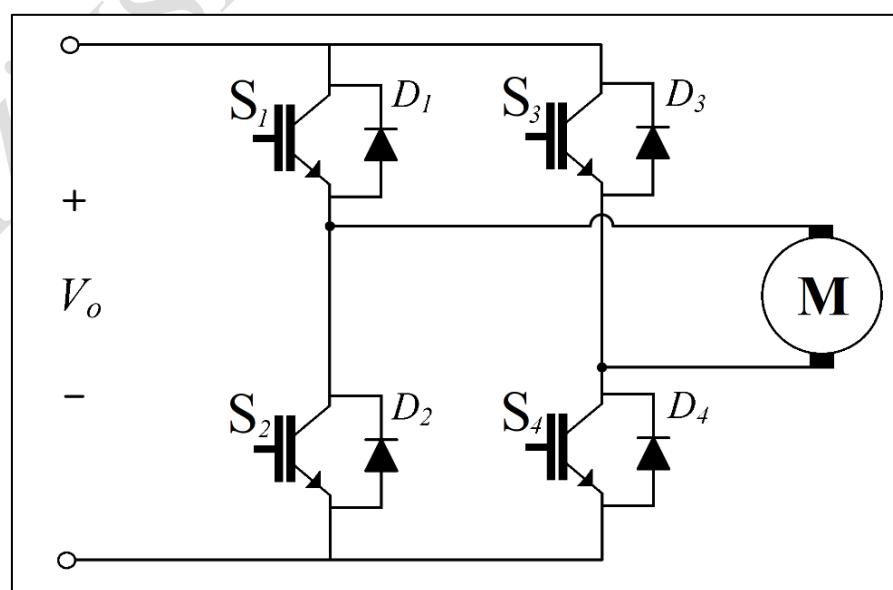
Şekil 2.23 Buck Dönüştürücü Devresi ve Kontrol Diyagramı

PID kontrolörü, sistem kararlılığını sağlamak ve çıkış voltajını referans değere yaklaştırmak amacıyla bu hata sinyalini işleyerek uygun kontrol sinyalini üretir. Elde edilen kontrol sinyali, Buck dönüştürücünde kullanılan MOSFET anahtarının sürülmESİ için gerekli tetikleme işaretini sağlar. PID kontrolörüne ait parametre değerleri ise EK B.1 bölümünde detaylı olarak verilmiştir. Bu kontrol yapısı sayesinde, motor alan sargası için gerekli voltaj değeri hassas bir şekilde düzenlenebilmekte ve motor hız kontrolü üzerinde doğrudan etki sağlanmaktadır.

Buck dönüştürücü devresi sayesinde, motorun alan sargasına uygulanan gerilim, nominal değer veya altında istenen seviyelere hassas bir şekilde ayarlanabilmektedir. Özellikle, motor hızının nominal değerlerin üzerine çıkarılması gereken uygulamalarda, bu yapı sistemin kararlı çalışmasını sürdürmesine olanak sağlamaktadır. Gerilim regülasyonunun etkin biçimde gerçekleştirilmesiyle, motorun farklı yük ve hız koşullarında hedeflenen performansı tutarlı biçimde sergilemesi mümkün hâle gelmektedir.

2.4.2. DC Motor Kontrolü: H-Bridge Devresi

Şekil 2.24'te H-Bridge IGBT tabanlı DC motor sürücü devresi şeması verilmiştir. H-Bridge devresi, dört anahtardan (genellikle IGBT) oluşur ve motorun her iki ucuna da pozitif veya negatif gerilim uygulanmasını sağlamaktadır. Bu yapı, motorun yönünü ve hızını kontrol etmek için esneklik sunmaktadır. Bu topolojide dört IGBT anahtar çapraz çiftler halinde düzenlenmiştir.



Şekil 2.24 H-Bridge Sürücü Devresi

Çalışma modları aşağıdaki şekilde özetlenebilir:

- İleri Yände Motor (Bölge I): S_1 ve S_4 anahtarları iletme geçirilir. Motorun üst ucuna $+V_0$, alt ucuna 0V uygulanır. Akım yukarıdan aşağıya akar ve motor ileri yönde döner.
- İleri Yände Frenleme (Rejeneratif, Bölge II): S_2 ve S_3 anahtarları iletme sokularak motorun alt ucu $+V_0$, üst ucu 0V yapılır. Böylece motor kinetik enerjisinin bir kısmını DC bara geri ileterek rejeneratif frenleme gerçekleştirilir.
- Geri Yände Motor (Bölge III): S_2 ve S_3 anahtarları iletimde tutularak motorun alt ucu $+V_0$, üst ucu 0V yapılır ve negatif yönlü tork üretilir. Akım aşağıdan yukarı akar ve motor ters yönde döner.
- Geri Yände Frenleme (Rejeneratif, Bölge IV): Ters yönde rejeneratif frenlemede ise S_1 ve S_4 anahtarları iletme alınarak motora ileri yönde (pozitif) gerilim verilir. Akım motordan kaynağa akar ve motor ters yönde dönerken enerjiyi geri besler.

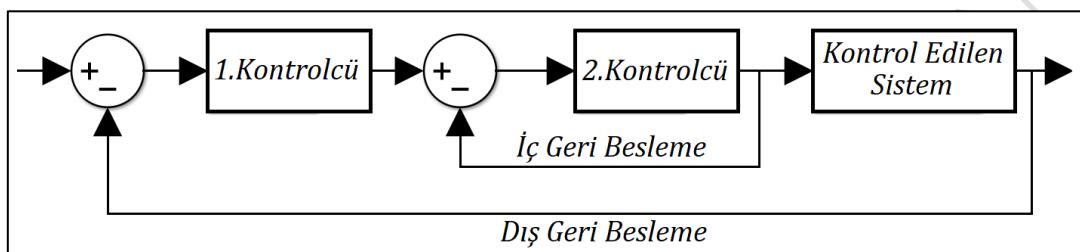
Tablo 2.4 H-Köprüsü Çalışma Modları ve Anahtar Kombinasyonları [23]

Çalışma Modu	İletimdeki Anahtarlar
İleri Yände Motor (Birinci Bölge)	S_1 ve S_4
İleri Yände Frenleme (İkinci Bölge)	S_2 ve S_3
Geri Yände Motor (Üçüncü Bölge)	S_2 ve S_3
Geri Yände Frenleme (Dördüncü Bölge)	S_1 ve S_4

Ayrıca, motor modundan frenleme moduna geçiş sırasında endüktif yük karakteristiği nedeniyle akım yönü ani olarak değisememektedir. Bu durumda, motor akımı bir süre S_1 'in D_1 diyonu ve S_3 üzerinden DC bara kondansatörüne yönlenir. Böylece diyotlar, akımın kesintiye uğramadan dolasımını sağlayarak, ani gerilim yükselmelerinin önüne geçilmesine katkıda bulunur.

2.4.3. DC Motorunun Kapalı Çevrim Kontrol Döngüleri

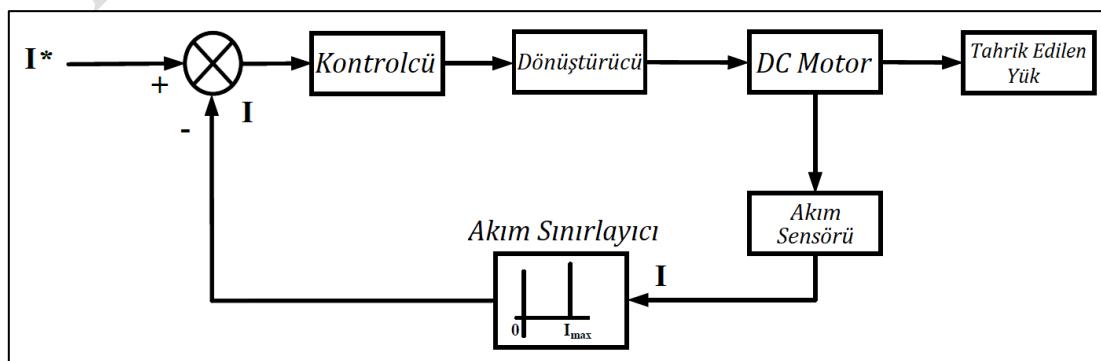
DC motorların kararlı ve hassas şekilde çalışabilmesi amacıyla kapalı çevrim kontrol sistemlerinden yararlanılmaktadır. Bu sistemlerde, motorun çıkış büyüklükleri (akım, hız veya tork gibi), belirlenen referans değerlerle karşılaştırılmakta ve oluşan hata sinyali işlenerek gerekli düzeltme işlemi gerçekleştirilmektedir. Şekil 2.25'te gösterildiği üzere, genellikle iç içe geçmiş kontrol döngülerinden oluşan bu yapılar sayesinde sistemlerin hem hızlı tepki verebilmesi hem de yüksek kararlılıkta çalışması sağlanmaktadır. [22]



Şekil 2.25 Kaskad Bağlı Geri Beslemeli Sistem

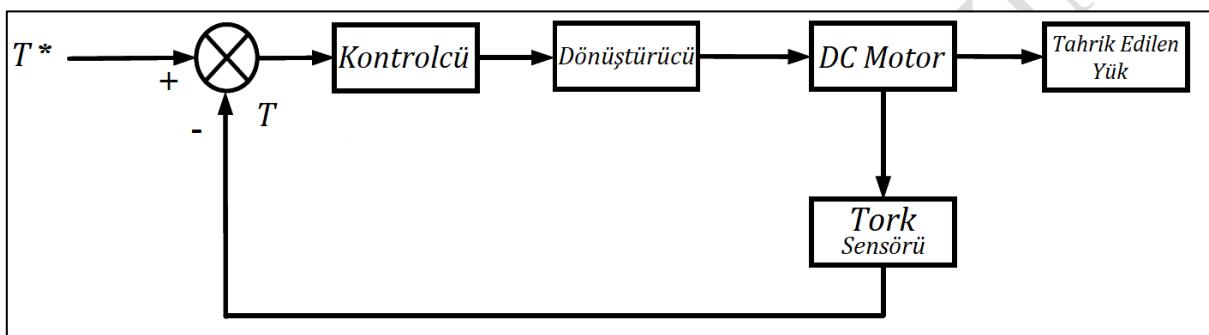
DC motor sürücü sistemlerinde yaygın olarak kullanılan üç temel kapalı çevrim kontrol döngüsü bulunmaktadır:

- Akım kontrol döngüsü**, motorun çektiği akımın referans değerde tutulmasını sağlamak amacıyla kullanılan en içteki döngüdür. Motor torkunun doğrudan akıma bağlı olması nedeniyle, tork kontrolünün dolaylı olarak bu döngü üzerinden gerçekleştirilebilmesi mümkün olmaktadır. Ayrıca, motor ve sürücü elemanlarının aşırı akım durumlarına karşı korunması da bu döngü aracılığıyla sağlanmaktadır. Şekil 2.26'te gösterildiği gibi, bu döngüde motor akımı bir akım sensörü yardımıyla ölçülerek ve referans akımla karşılaştırılmaktadır. Elde edilen hata sinyali, genellikle bir PID kontrolör türü tarafından işlenmekte ve motor sürücüsüne gerekli kontrol sinyali gönderilmektedir. [22]



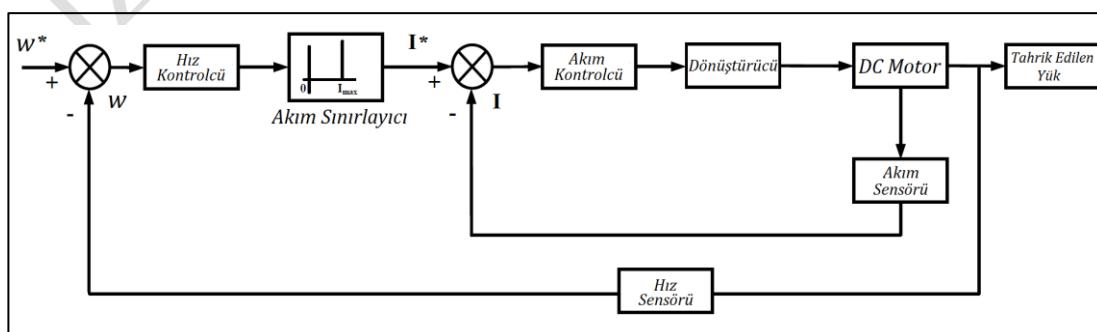
Şekil 2.26 Akım Kontrollü Kapalı Çevrim Blok Diyagramı

- b) **Tork kontrol döngüsü**, motor tarafından üretilen torkun referans değerde tutulmasını sağlamak amacıyla oluşturulan bir kontrol yapısıdır. DC motorlarda, tork ile akım arasında doğrudan orantılı bir ilişki bulunduğuundan, bu kontrol döngüsünün genellikle akım kontrol döngüsü ile çalıştırıldığı bilinmektedir. Denklem (2.3) ile ifade edilen bu ilişki doğrultusunda, tork kontrolünde doğrudan tork ölçümü yapılmak yerine, motor akımı izlenmekte ve tork değeri bu akım bilgisi üzerinden hesaplanmaktadır. Şekil 2.27'de gösterildiği üzere, referans tork değeri ile ölçülen tork bilgisi karşılaştırılmakta ve meydana gelen hata sinyali bir kontrolör tarafından işlenerek, PWM sürücüye gerekli kontrol sinyali gönderilmektedir.



Şekil 2.27 Tork Kontrollü Kapalı Çevrim Blok Diyagramı

- c) **Hız kontrol döngüsü**, motorun şaft hızının referans hız değerinde tutulabilmesi amacıyla kullanılmaktadır. Özellikle yük değişimlerinin yaşandığı durumlarda motor hızının sabit tutulması açısından bu döngünün kritik öneme sahip olduğu vurgulanmaktadır. Şekil 2.28'da gösterildiği üzere, motor hızı bir hız sensörü (ör. enkoder veya takometre) yardımıyla ölçülerek ve elde edilen hız bilgisi referans hız değeri ile karşılaştırılmaktadır. Oluşan hata sinyali, genellikle bir PI kontrolör tarafından işlenmekte ve elde edilen çıkış sinyali, içteki akım kontrol döngüsüne referans akım olarak iletilmektedir. [22]



Şekil 2.28 Hız Kontrol Kapalı Çevrim Blok Diyagramı

2.4.4. DC Motor Sürücülerinde Bipolar ve Unipolar Anahtarlama Teknikleri

DC motor sürücülerinde H-Bridge devreleri, PWM sinyalleriyle kontrol edilir. Bu yapıda, motor uçlarına uygulanan gerilimi kontrol etmek için iki temel anahtarlama stratejisi kullanılır: Bipolar anahtarlama ve Unipolar anahtarlama.

Her iki yöntemde de temel prensip, taşıyıcı sinyal (genellikle üçgen dalga) ile referans kontrol sinyali arasındaki anlık değer farkının karşılaştırılmasıdır. Bu karşılaştırma sonucuna göre H-Bridge IGBT veya MOSFET gibi güç anahtarlama elemanları sürülerek motor gerilimi kontrol edilir. Karşılaştırma, aşağıdaki temel eşitsizliklere göre yapılmaktadır: [4]

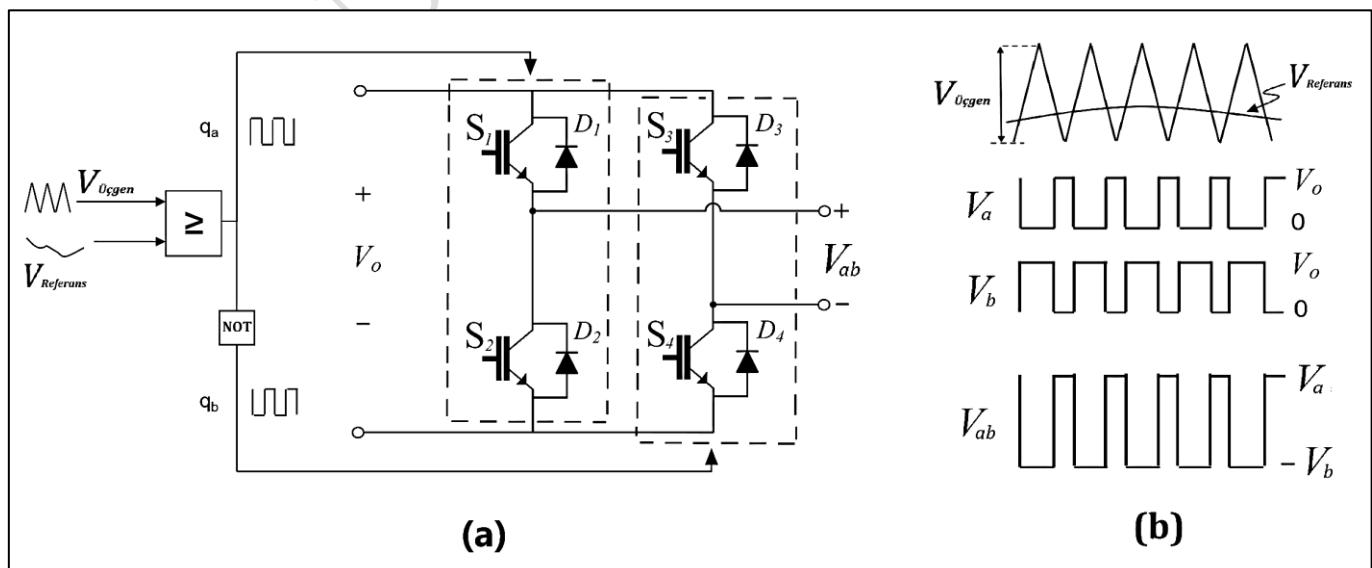
$$V_{Referans} > V_{Üçgen} \ggg \text{Lojik 1} \quad (2.16)$$

$$V_{Referans} < V_{Üçgen} \ggg \text{Lojik 0} \quad (2.17)$$

a) **Bipolar anahtarlama yönteminde**, motor uçlarına uygulanan gerilim, iki seviyeli ($+V_O$ ve $-V_O$) olarak değişir. Bir referans sinyali ile taşıyıcı bir üçgen sinyal karşılaştırılarak PWM sinyali üretilir. PWM sinyali yüksek olduğunda motor uçlarına $+V_O$ uygulanır, PWM sinyali düşük olduğunda ise $-V_O$ uygulanır. Bipolar yöntemin en önemli avantajı, kontrol yapısının oldukça basit olmasıdır. Ancak çıkış gerilimi sadece iki seviyeli olduğu için, sistemde oluşan harmonik içeriği daha yüksektir ve motor akımında dalgalanmalar daha fazla olur. [4], [24]

$$V_{Referans} > V_{Üçgen} \ggg V_{ab} = +V_O \text{ (}S_1 \text{ ve } S_4 \text{ iletimde)} \quad (2.18)$$

$$V_{Referans} < V_{Üçgen} \ggg V_{ab} = -V_O \text{ (}S_2 \text{ ve } S_3 \text{ iletimde)} \quad (2.19)$$



Şekil 2.29 (a) Bipolar Kontrol Devresi, (b) Çıkış Gerilimi Dalga Şekilleri

b) Unipolar anahtarlama yönteminde ise motor uçlarına uygulanan gerilim iki yerine üç seviyeli olarak değiştirilir. Çıkış gerilimi $+V_o$, 0 ve $-V_o$ seviyeleri arasında anahtarlanır. Fakat burada $+V_o$ ve $-V_o$ aynı anda tek bir PWM periyodu içerisinde verilmez. Motor, bir yarı periyot boyunca yalnızca pozitif darbeler alırken, diğer yarı periyotta yalnızca negatif darbeler alır. PWM sinyali düşük olduğunda ise çıkış gerilimi sıfır seviyesine çekilir ve motor uçları enerjisiz bırakılır. Bu yöntem, her iki köprü kolunu farklı zamanlamayla kontrol etmeyi gerektirir. Dolayısıyla kontrol yapısı bipolar yöntemine göre biraz daha karmaşıktır. Bu yöntemde kullanılabilen denklemler ise aşağıda verilmiştir: [4], [24]

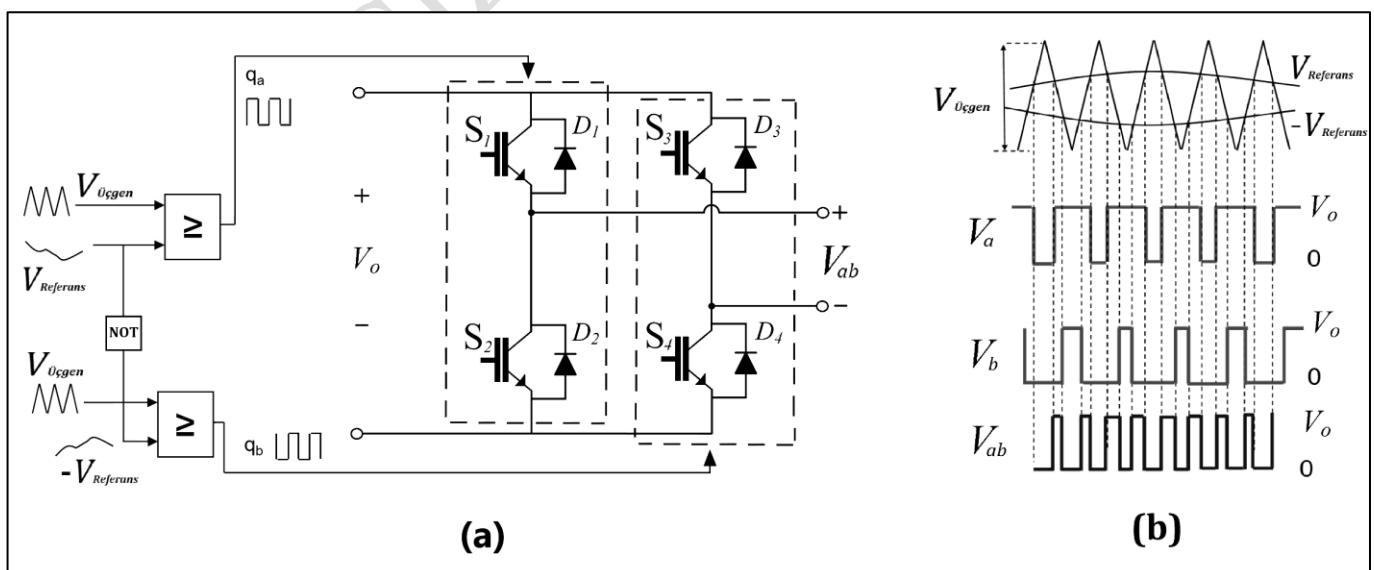
$$V_{Referans} > V_{Üçgen} \implies V_{ab} = +V_o \text{ (S}_1\text{ iletimde)} \quad (2.20)$$

$$V_{Referans} < V_{Üçgen} \implies V_{ab} = -V_o \text{ (S}_2\text{ iletimde)} \quad (2.21)$$

$$-V_{Referans} > V_{Üçgen} \implies V_{ab} = +V_o \text{ (S}_3\text{ iletimde)} \quad (2.22)$$

$$-V_{Referans} < V_{Üçgen} \implies V_{ab} = -V_o \text{ (S}_4\text{ iletimde)} \quad (2.23)$$

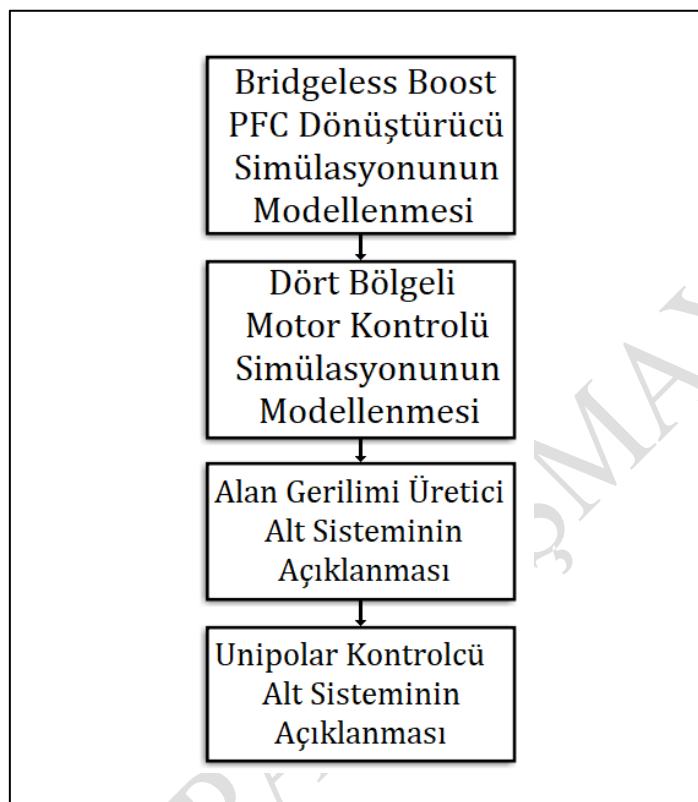
Ancak Unipolar yöntemin önemli bir avantajı, çıkış sinyalinin üç seviyeli ($+V_o$, 0 ve $-V_o$) olması sayesinde harmonik içeriğin daha düşük olması ve motor akımının daha düzgün bir yapıya sahip olmasıdır. Ayrıca bu yöntemde çıkışın efektif anahtarlama frekansı, taşıyıcı frekansının iki katı olur. [22], [24]



Şekil 2.30 (a) Unipolar Kontrol Devresi, (b) Çıkış Gerilimi Dalga Şekilleri

3. BÖLÜM 3. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

Çalışmanın bu bölümünde problemin çözümünde tercih edilen yardımcı simülasyon ortamı hakkında genel bilgiler, simülasyon ayrıntıları ve sonuçları, simülasyon sonuçlarının genel olarak değerlendirilmesi yer almaktadır.



Şekil 3.1 Simülasyon Sistemi Modelleme ve Alt Sistem Açıklama
Diyagramı

3.1. Simülasyon Ortamı Hakkında Genel Bilgiler

Bu çalışmada, MATLAB/Simulink ortamı kullanılarak Bridgeless Boost AC-DC dönüştürücü ve dört bögeli DC motor sürücüsü sisteminin simülasyonu gerçekleştirılmıştır. Modelleme sürecinde, güç elektroniği devreleri, kontrol sistemleri ve motor sürücü uygulamaları için Simulink'in Power Electronics ve Simscape Electrical kütüphanelerinden yararlanılmıştır.

Simülasyon kapsamında, Bridgeless Boost PFC dönüştürücü tasarlanarak girişe AC sinüs sinyali uygulanmış ve çıkışta DC gerilim elde edilmiştir. Dönüştürücünün giriş akımı, HCC yöntemi ile kontrol edilmiştir. Bu kontrol yöntemi sayesinde, giriş akımı referans akıma mümkün olduğunda yakın bir dalga formu ile izlenmiş ve çıkışta kaliteli ve kararlı bir doğru gerilim sağlanmıştır.

Elde edilen DC gerilim, Dört-Bölgeli DC Motor sisteme uygulanmış ve motorun dört bölgeli çalışması sağlanmıştır. Hız ve yön kontrolü için H-Bridge topolojisi tercih edilmiş, anahtarlama yöntemi olarak ise Unipolar Anahtarlama kullanılmıştır.

Nominal motor hızının üzerine çıkışılabilmesi amacıyla, motor alan sargasına uygulanan voltaj kontrol edilmiştir. Bu işlem, Bridgeless PFC dönüştürücü çıkışına paralel bağlanan Buck devresi aracılığıyla gerçekleştirilmiş ve alan gerilimi düşürülerek motor hız kontrolü sağlanmıştır.

Simülasyonun toplam süresi 120 saniye olarak belirlenmiş olup, Tablo 3.1'de motor hızının zamana bağlı değişimi aşamalar hâlinde sunulmuştur. Bu sürenin uzun tutulmasının temel amacı, sistemin kararlı durum davranışının ve dört bölgeli çalışma senaryosunun ayrıntılı biçimde incelenmesi olmuştur. Simülasyon süresi boyunca, sistemin kararlı hâle geçiş süreleri ile yük ve hız değişimlerine verdiği dinamik tepkiler değerlendirilmiştir.

Ayrıca, simülasyon süreci boyunca kullanılan tüm PID kontrol blokları, Function Block içerisinde yazılmış kodlar, motor özellikleri, kesici değerleri, IGBT anahtarlama parametreleri vb. değerler çalışmanın ek kısmında detaylı şekilde sunulmuştur.

Tablo 3.1 Dört Bölgeli DC Motor Sürücüsünde Hız Profili ve Aşamalı Çalışma Süreleri

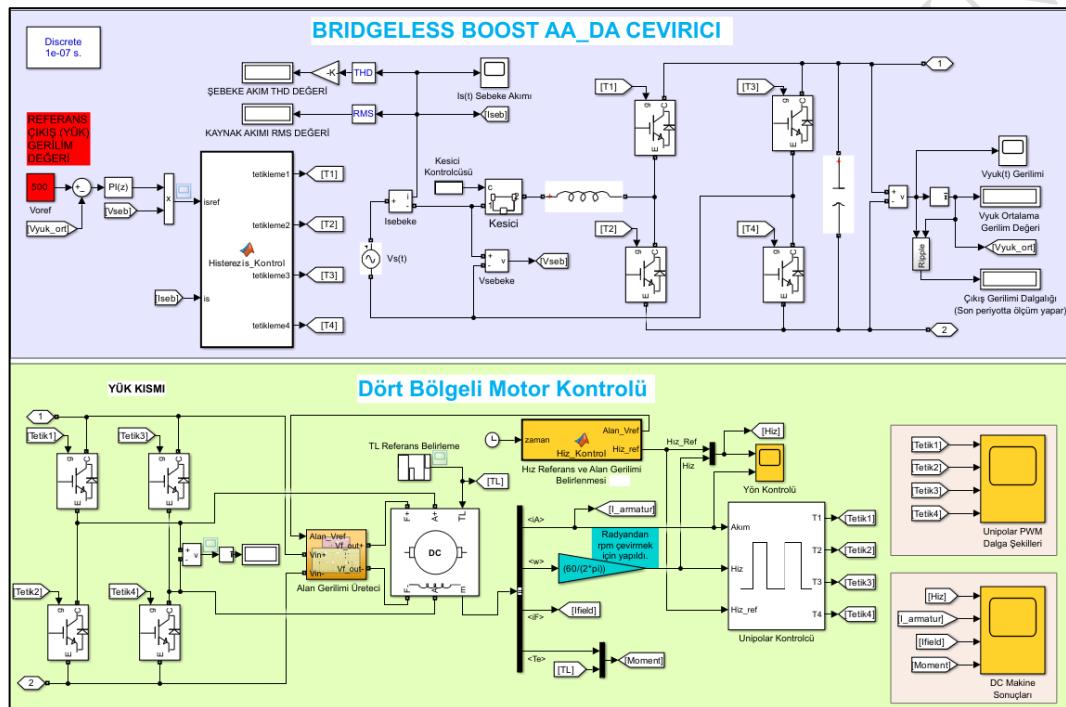
Aşama	Açıklama	Süre (sn)
1	0 → 1750 RPM	0–2
2	1750 RPM'de bekleme	2–20
3	1750 → 2625 RPM	20–22
4	2625 RPM'de bekleme	22–40
5	2625 → 0 RPM	40–42
6	0 RPM'de bekleme	42–60
7	0 → -1750 RPM	60–62
8	-1750 RPM'de bekleme	62–80
9	-1750 → -2625 RPM	80–82
10	-2625 RPM'de bekleme	82–100
11	-2625 → 0 RPM	100–102
12	0 RPM'de bekleme	102–120

3.2. Simülasyon Gerçekleştirme Aşamaları

Bu bölümde Şekil 3.1'deki blok diyagramında gözüktüğü gibi Bridgeless Boost PFC ile Dört bölgeli DC motor kontrolü ayrı ayrı incelecek sonradan ise birleştirilip simülasyon sonucunda ortaya çıkan grafikler verilecektir.

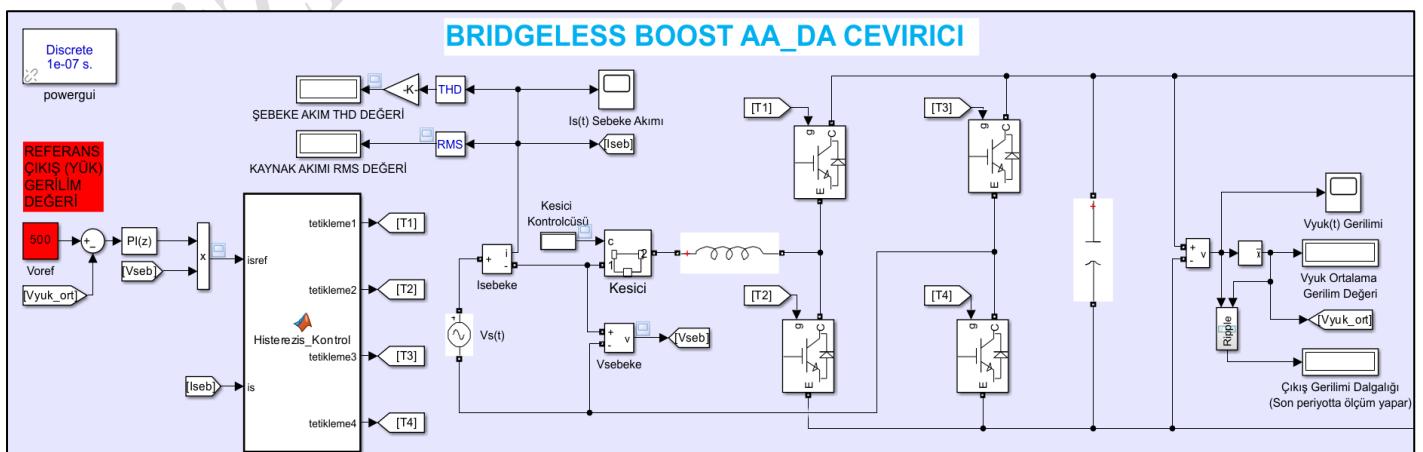
3.2.1. Bridgeless Boost PFC Dönüştürücü Simülasyonu

Şekil 3.2'de, Simulink ortamında modellenmiş Bridgeless Boost PFC Dönüştürücüsü ve Dört Bölgeli DC Motor Sürücü sistemine ait simülasyon modeli sunulmaktadır.



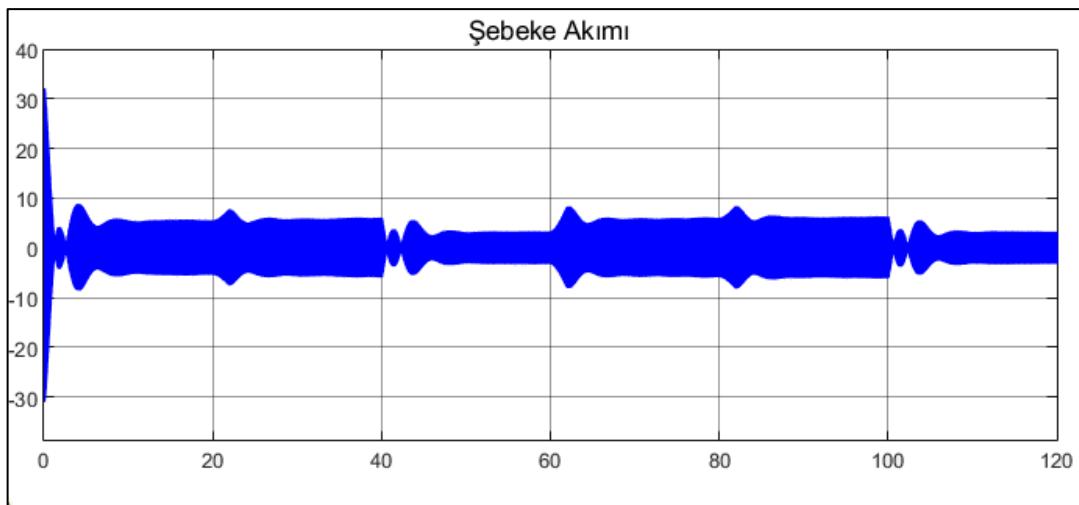
Şekil 3.2 Bridgeless Boost PFC Dönüştürücü Simülasyon ve DC Motor Modeli

Şekil 3.3'te, Bridgeless Boost PFC Dönüştürücü devresini, kontrolcü yapısı ve “Ripple” alt sistemini gösterilmektedir.

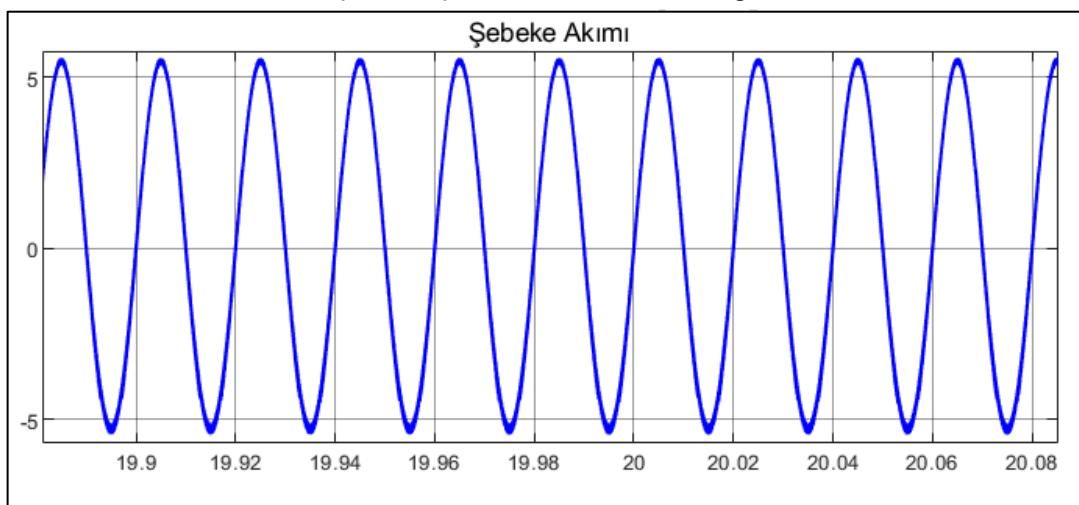


Şekil 3.3 Bridgeless Boost PFC Dönüştürücü Simülasyon Modeli

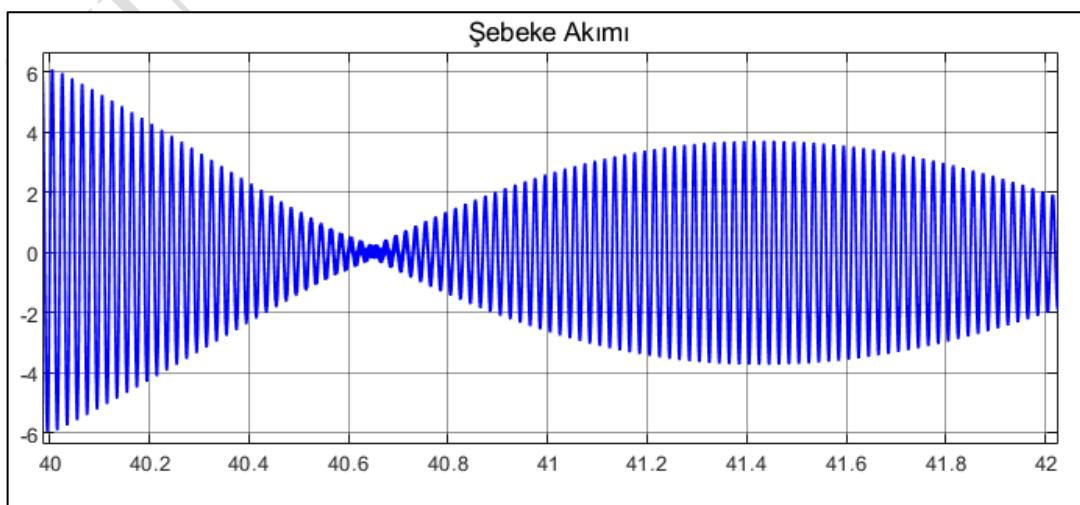
Şekil 3.4'te, şebekeden çekilen akım grafiği sunulmuş; Şekil 3.5'te ise bu akım grafiğinin 20. saniyelik bölümü detaylandırılmıştır. Benzer şekilde, Şekil 3.6'da 40 ila 42. saniyeye ait akım grafiği yer almaktadır.



Şekil 3.4 Şebeke Akımı Zaman Grafiği

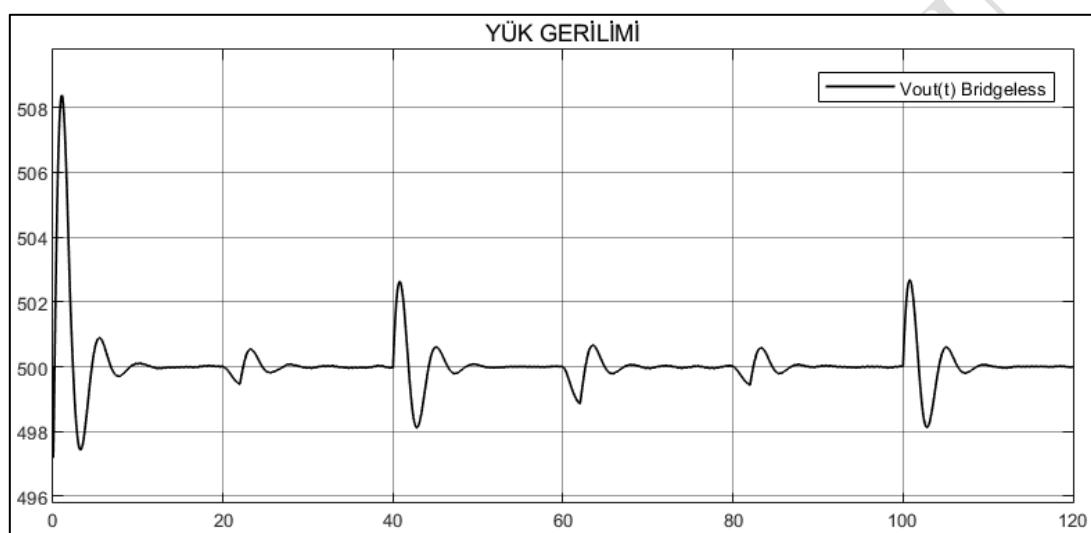


Şekil 3.5 20. Saniyede Şebeke Akımı



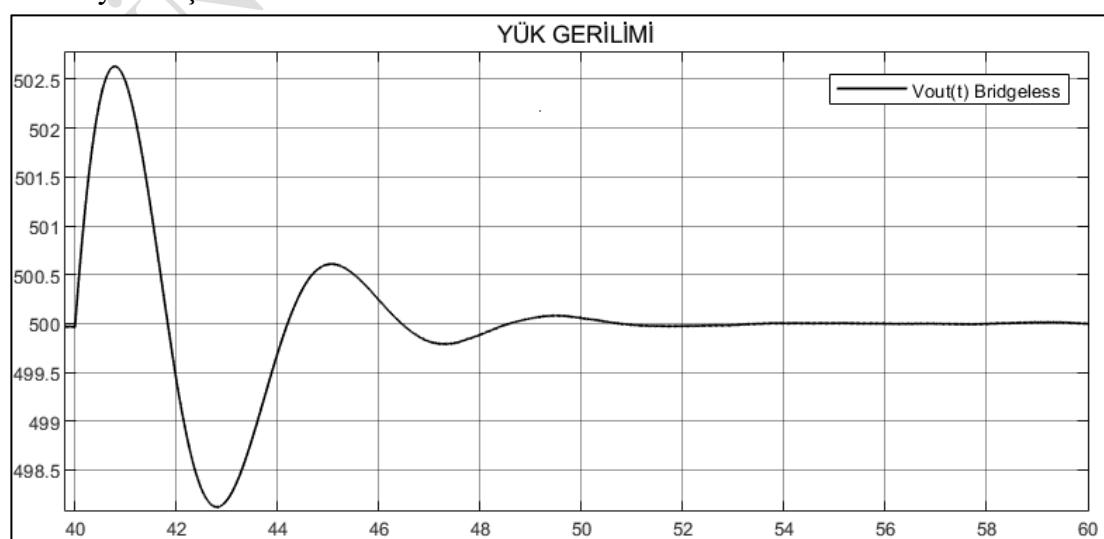
Şekil 3.6 Şebeke Akımı (40–42 saniye aralığında)

Şekil 3.7'de, Bridgeless Boost PFC Dönüştürücü çıkışındaki gerilim dalgalanması sunulmaktadır. Çıkış gerilimi, kapasitenin başlangıç değeri olarak 500 V belirlenmiş olması nedeniyle, simülasyon başlangıcında bu seviyede başlamaktadır. Simülasyon süresince, Tablo 3.1'de tanımlanan hız değişimlerine bağlı olarak çıkış geriliminde değişimler gözlenmiştir, sistem kararlı hal durumuna ulaştığında ise çıkış gerilimi referans değeri olan 500 V civarında sabitlenmiştir. Gerilim dalgalanma miktarı, Şekil 3.2'de gösterilen "Ripple" alt sistemine bağlı ekran(display) bloğu üzerinden okunarak 0.00175 V olarak belirlenmiştir. Ayrıca, kullanılan "Ripple" bloğunun iç yapısı da ekte detaylı şekilde verilmiştir.



Şekil 3.7 Bridgeless Boost PFC Çıkış Gerilimi Zaman Grafiği

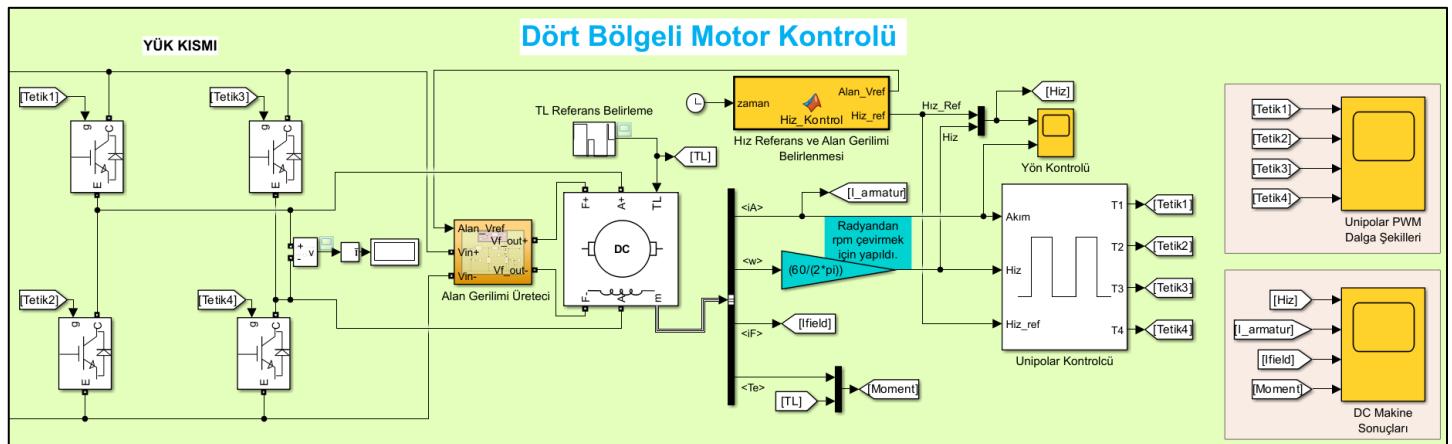
Şekil 3.8'de, çıkış geriliminin 40 ila 60. saniyeler arasındaki bölümü detaylandırılarak sunulmuştur. 40 ila 42 zaman aralığında gerilimde meydana gelen artışın, DC motorun 2. Bölge (İleri Yönde Frenleme) (Rejeneratif) modunda çalışması nedeniyle oluşmaktadır.



Şekil 3.8 Bridgeless Boost PFC Çıkış Gerilimi (40–42 saniye aralığında)

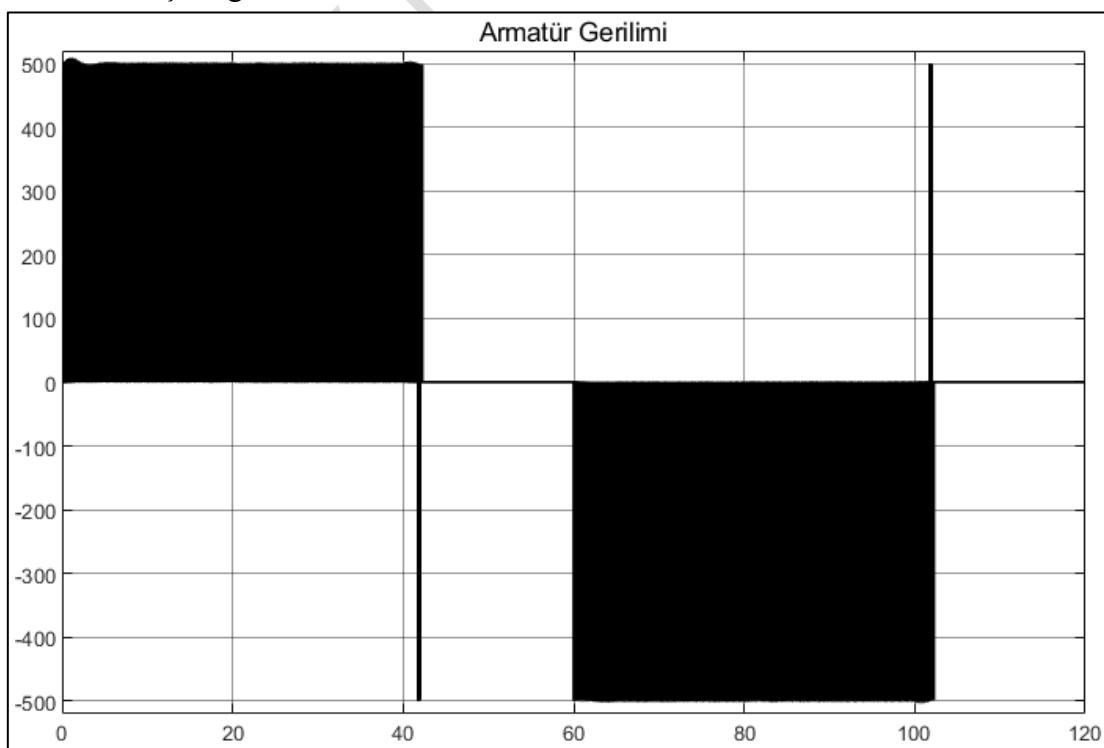
3.2.2. Dört Bölgeli Motor Kontrolü Simülasyonu

Şekil 3.9'da MATLAB/Simulink ortamında oluşturulan dört bölgeli DC motor sürücüsü ve H-Bridge devresi ile kontrolcü yapısı sunulmaktadır. Ayrıca, Alan Gerilimi Üreteci" ve "Unipolar Kontrolcü" alt sistemleri de gösterilmektedir.



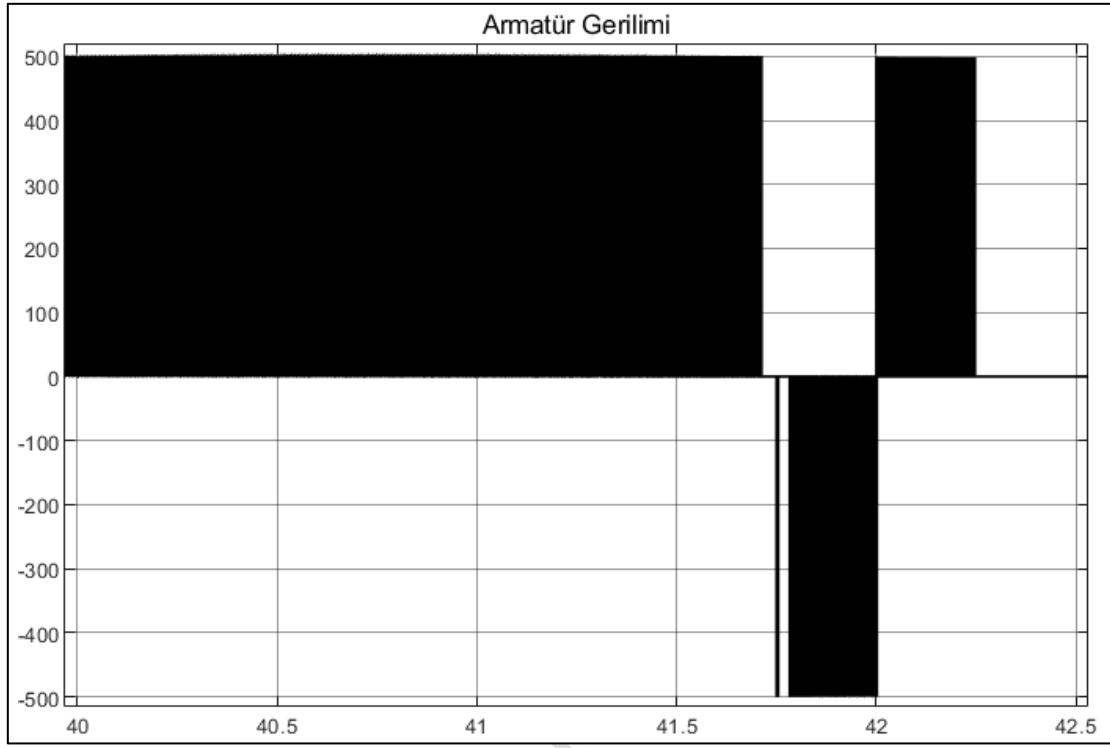
Şekil 3.9 H-Bridge DC Motor Kontrol Devresi Simülasyon Modeli

Şekil 3.9'da verilen DC motorun armatür gerilimi, Şekil 3.10'da grafiksel olarak gösterilmiştir. Yapılan inceleme sonucunda, armatür geriliminin belirli zaman aralıklarında hem pozitif hem de negatif değerler aldığı tespit edilmiştir. Bu durumun, kullanılan Unipolar anahtarlama metoduna uygun olarak gerçekleştiği göstermektedir. Ayrıca, grafikte armatür geriliminin sıfır değerini aldığı bölgelerin, motorun durma anlarına karşılık gelmektedir.



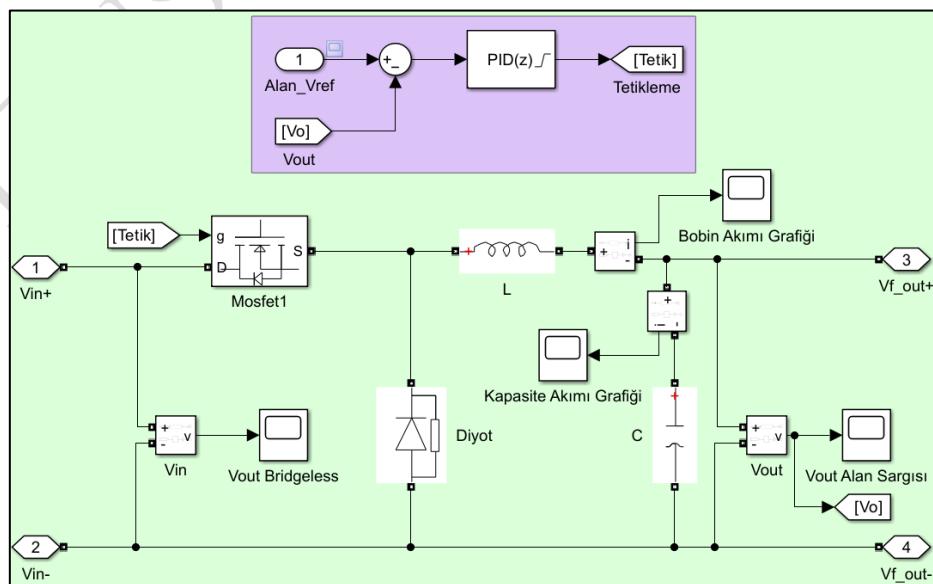
Şekil 3.10 Armatüre Gerilimi Dalga Şekli

Şekil 3.11'de armatür gerilimi grafiğinin 40 ila 42,5 saniyeler arasındaki bölümü ayrıntılı biçimde gösterilmiştir. Bu zaman aralığında gözlemlenen negatif gerilim değerinin, motorun ilgili sürede 2. Bölge (İleri Yände Frenleme) (Rejeneratif) modunda çalışması sonucu oluşmaktadır.



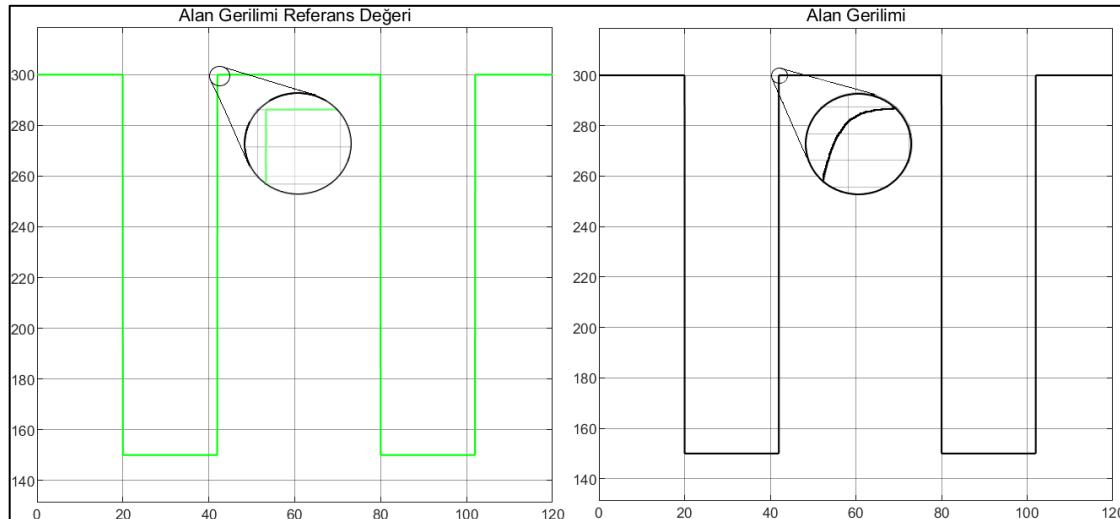
Şekil 3.11 Armatür Gerilimi (40–42.5 saniye aralığı)

Şekil 3.12'de "Alan Gerilimi Üretici" alt sistem bloğunun iç yapısı sunulmaktadır. Alan geriliminin referans değerleri MATLAB function bloğundan elde edilmiştir. Referans değer ile alan geriliminin karşılaştırılması sonucunda, PID bloğu tarafından MOSFET için gerekli tetikleme sinyalleri belirlenmiştir.



Şekil 3.12 Uyarma (Alan) Gerilimi Devresi Simülasyon Modeli

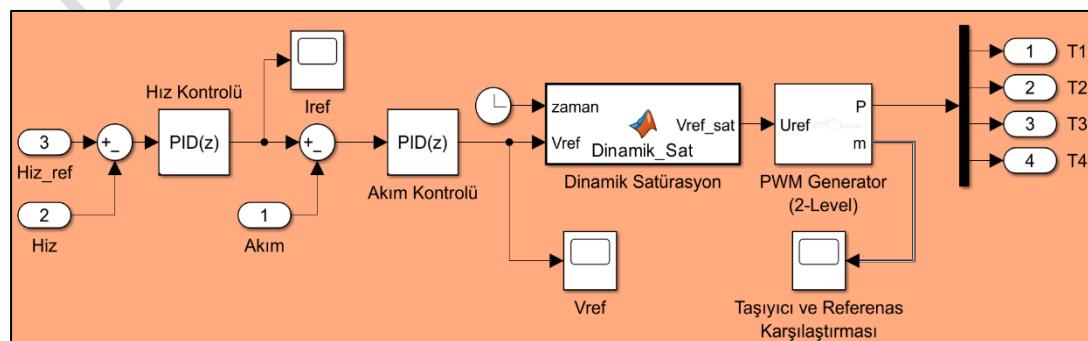
Şekil 3.13'te, alan geriliminin referans değerleri ile çıkışta elde edilen alan gerilim değerlerinin karşılaştırması sunulmuştur. Çıkıştaki alan geriliminin, referans gerilime kıyasla biraz daha eğimli bir şekilde artış göstermesinin temel nedeni, PID kontrolörde kullanılan parametre değerlerinden kaynaklanmaktadır. Kullanılan PID parametre değerleri ekte belirtilmiştir.



Şekil 3.13 Alan Gerilimlerinin Karşılaştırma Grafiği

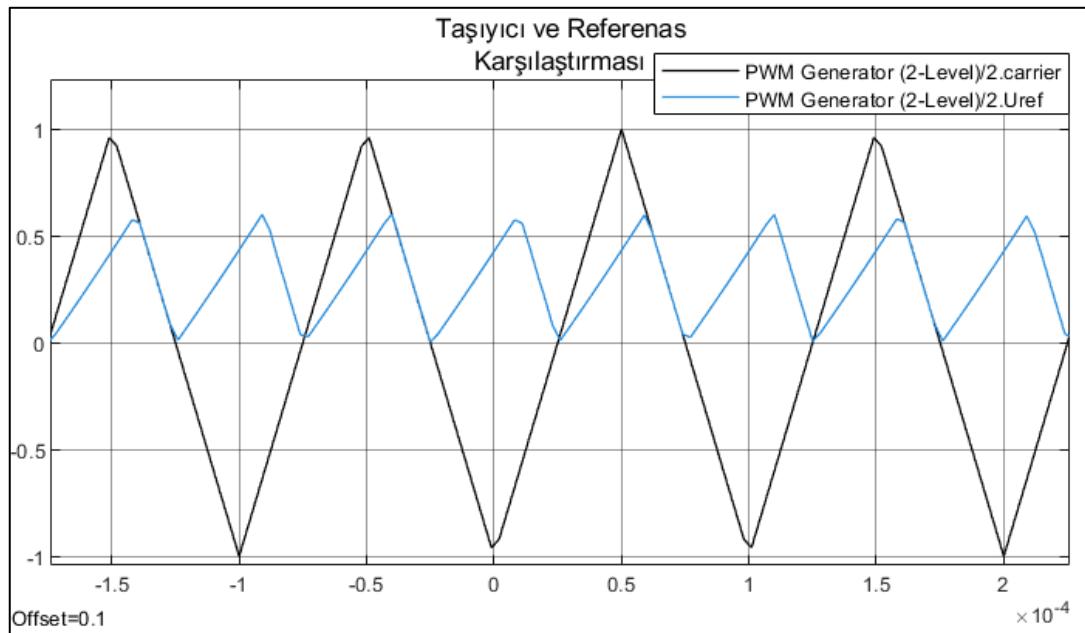
Şekil 3.14'te, Şekil 3.8'de bulunan “Unipolar Kontrol” bloğunun iç yapısı sunulmaktadır. Şekilde gösterildiği gibi, “Dinamik Satürasyon” adlı blok aracılığıyla V_{ref} değeri belirli sınırlar içinde sınırlandırılmaktadır.

Bu blok, sistemin güvenilir ve kararlı bir şekilde çalışmasını sağlamak amacıyla referans sinyallerini dinamik olarak düzenlemektedir. Ayrıca, kullanılan ‘Dinamik Satürasyon’ bloğu ile 2-Seviyeli PWM üretici (PWM Generator (2-level)) bloğu temel çalışma mantığı ve kullanılan kodlar ekte sunulmaktadır.



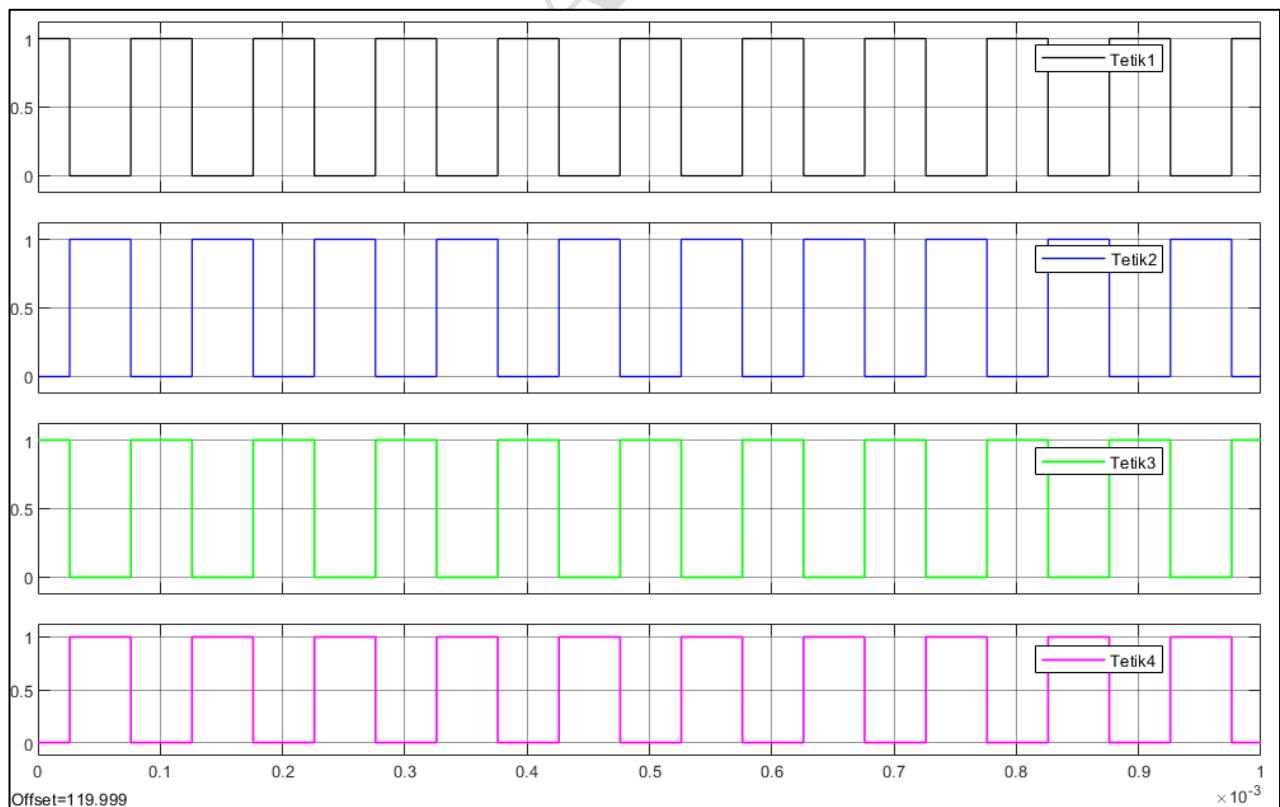
Şekil 3.14 Unipolar Kontrolü Devre Yapısı

Şekil 3.15'te, Şekil 3.14'te kullanılan taşıyıcı sinyal ile referans sinyalinin karşılaştırılması grafiği sunulmaktadır. Göstergə (Scope) zaman aralığı, $4/10000$ oranında elde edilerek analiz edilmiştir.



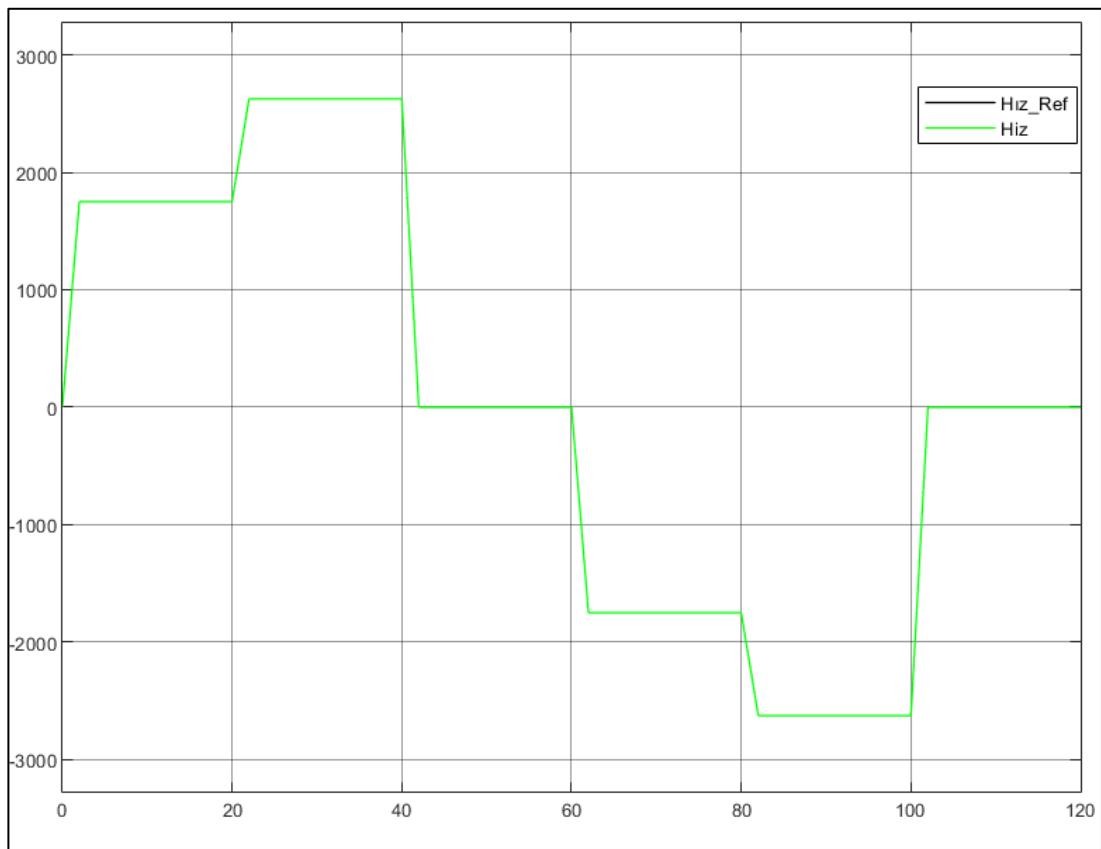
Şekil 3.15 Taşıyıcı ve Referans Sinyallerinin Karşılaştırılması

Şekil 3.16'te, aynı yapıdaki IGBT anahtarlama dalga şekilleri sunulmaktadır. Göstergə zaman aralığı, $10/10000$ oranında elde edilerek analiz edilmiş olup, sinyallerin Unipolar anahtarlamaya uygun olduğu gözlemlenmiştir.



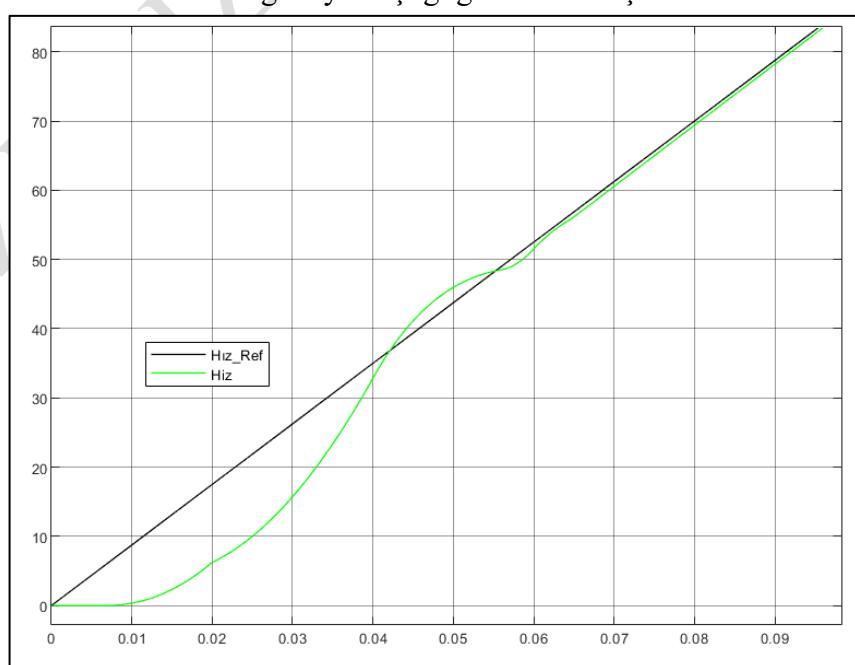
Şekil 3.16 Unipolar Dalga Şekillerinin Gösterimi

Şekil 3.17'te, DC motorun, Tablo 3.1'de belirtilen hız profiline uygun olarak elde ettiği hız-zaman grafiği gösterilmiştir.



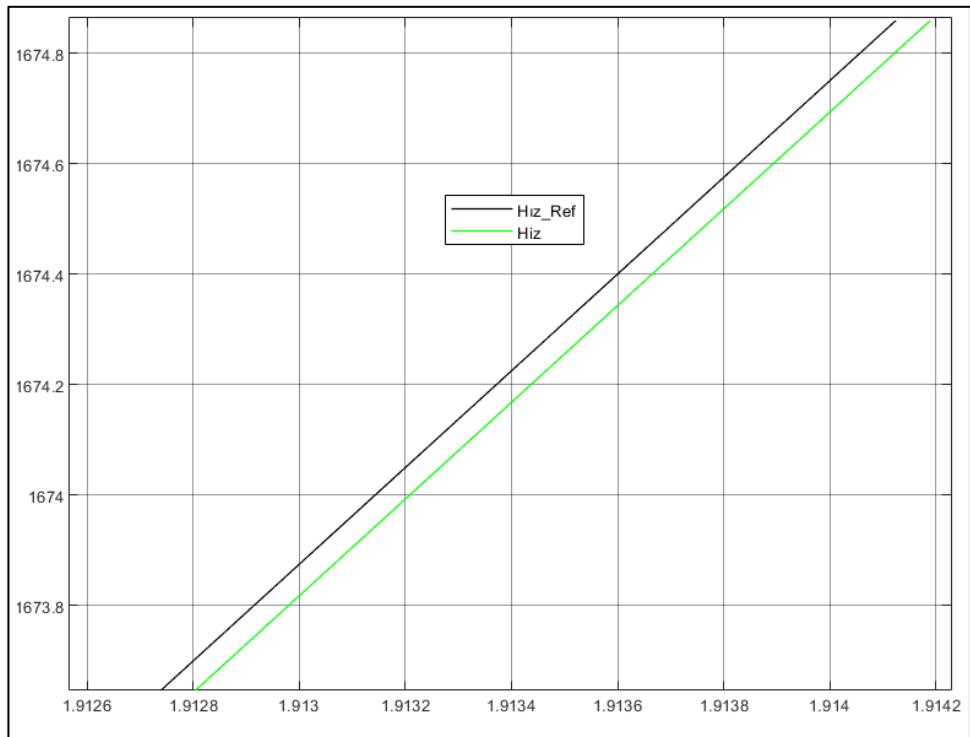
Şekil 3.17 DC Motor Hız (RPM) Zaman Grafiği

Şekil 3.18'da Elde edilen hız grafiği incelediğinde, başlangıç anında referans hız değeri ile ölçülen hız arasında bir farkın olduğu, ancak bu farkın kısa süre içerisinde azalarak sistemin referans değereye yaklaşığı gözlemlenmiştir.



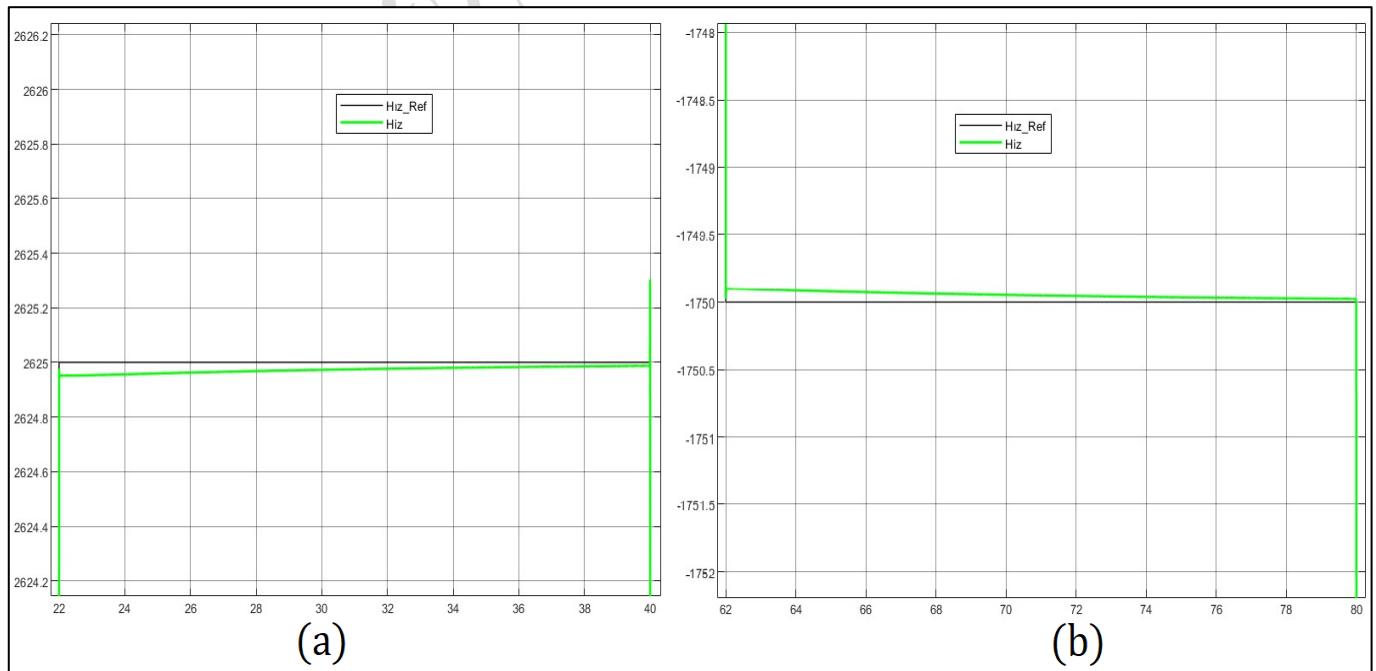
Şekil 3.18 DC Motor Başlangıç Hız Değeri Grafiği

Hız grafiği detaylı biçimde incelendiğinde, sistemde küçük bir sürekli hal hatasının (steady-state error) mevcut olduğu belirlenmiştir (Şekil 3.19). Yapılan hesaplamalar sonucunda, bu sürekli hal hatasının değeri $e_{ss} \cong 0.0568$ olarak tespit edilmiştir.



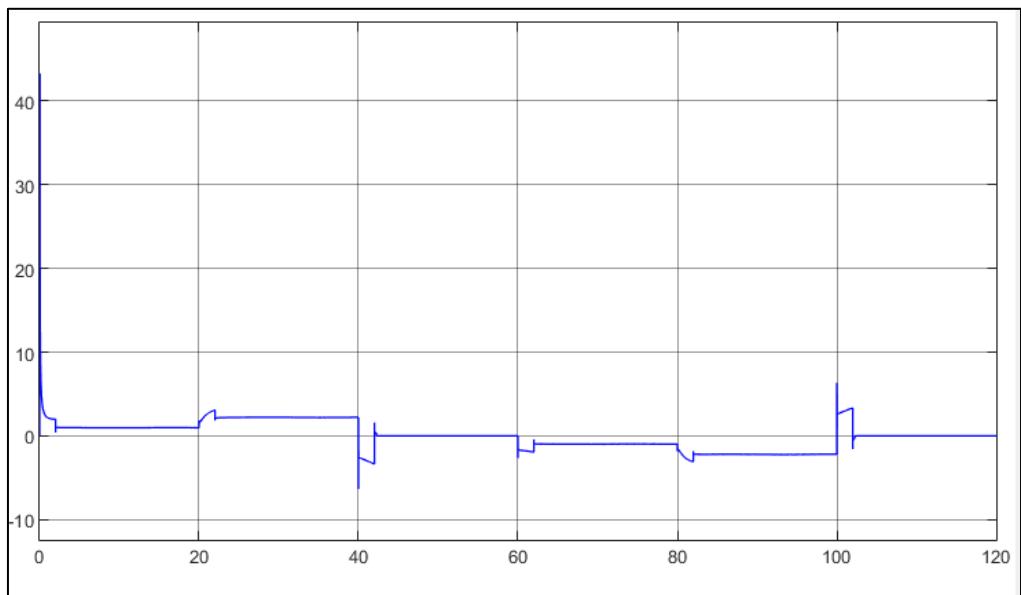
Şekil 3.19 Sürekli Hal Hata Değeri Grafiği

Şekil 3.20'de ise, hız grafiğinin 2625 RPM ve -1750 RPM bölgelerine ait yakınlaştırılmış görünümleri sunulmuş ve ilgili anlarda sistem davranışını ayrıntılı olarak gözlemlenmiştir.



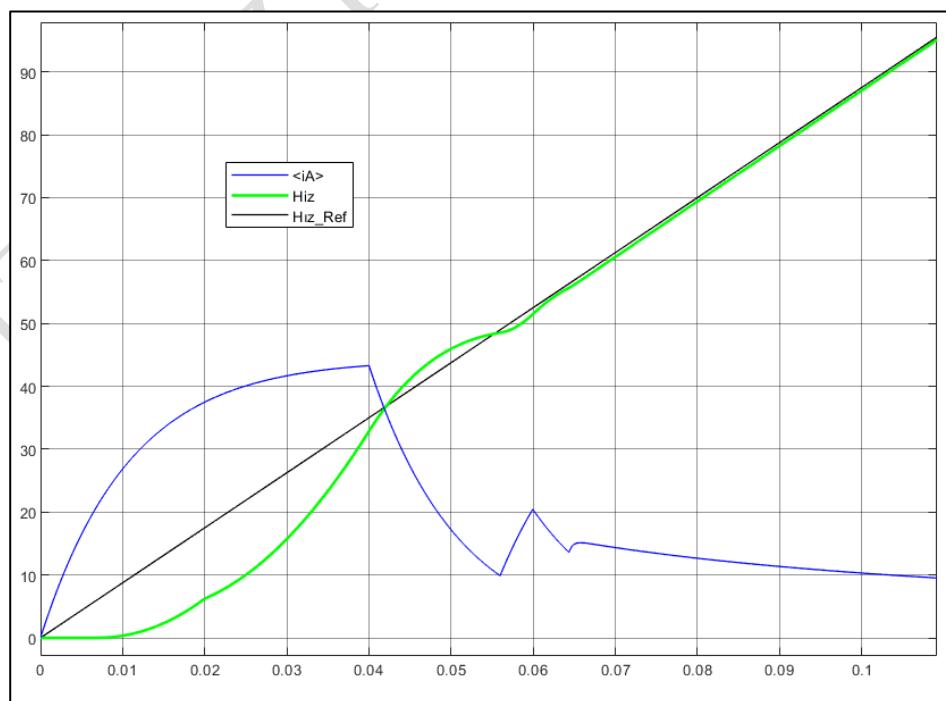
Şekil 3.20 (a) 2625 RPM, (b) -1750 RPM'de Hız Grafikleri

Şekil 3.21'de DC motorun armatür akımı grafiği verilmiştir. Armatür akımının zamana bağlı değişimi, sistemdeki yük değişimlerine ve hız profilindeki geçişlere bağlı olarak incelenmiştir.



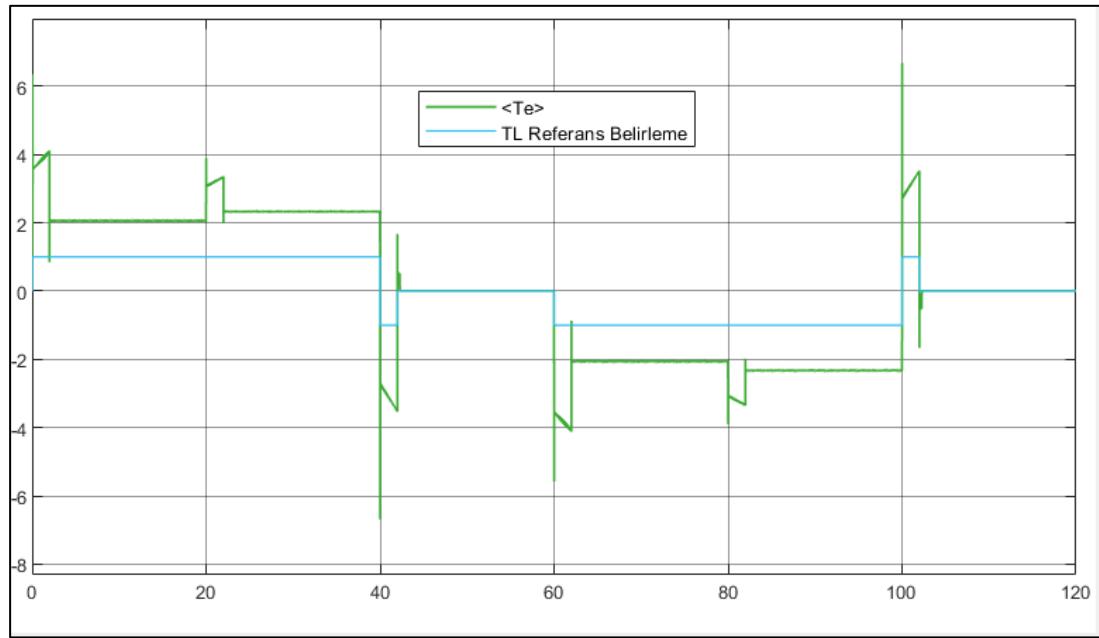
Şekil 3.21 Armatür Akımı Zaman Grafiği

Şekil 3.22'de, DC motorun armatür akımı ile hız grafiğinin başlangıç anındaki değişimleri birlikte değerlendirilmiştir. Özellikle motorun 0 RPM hızdan harekete geçiş sürecinde, başlangıçta yüksek akım çekiminin gerçekleştiği ve bunun motorun kalkış karakteristiği açısından beklenen bir durum olarak değerlendirilmiştir.



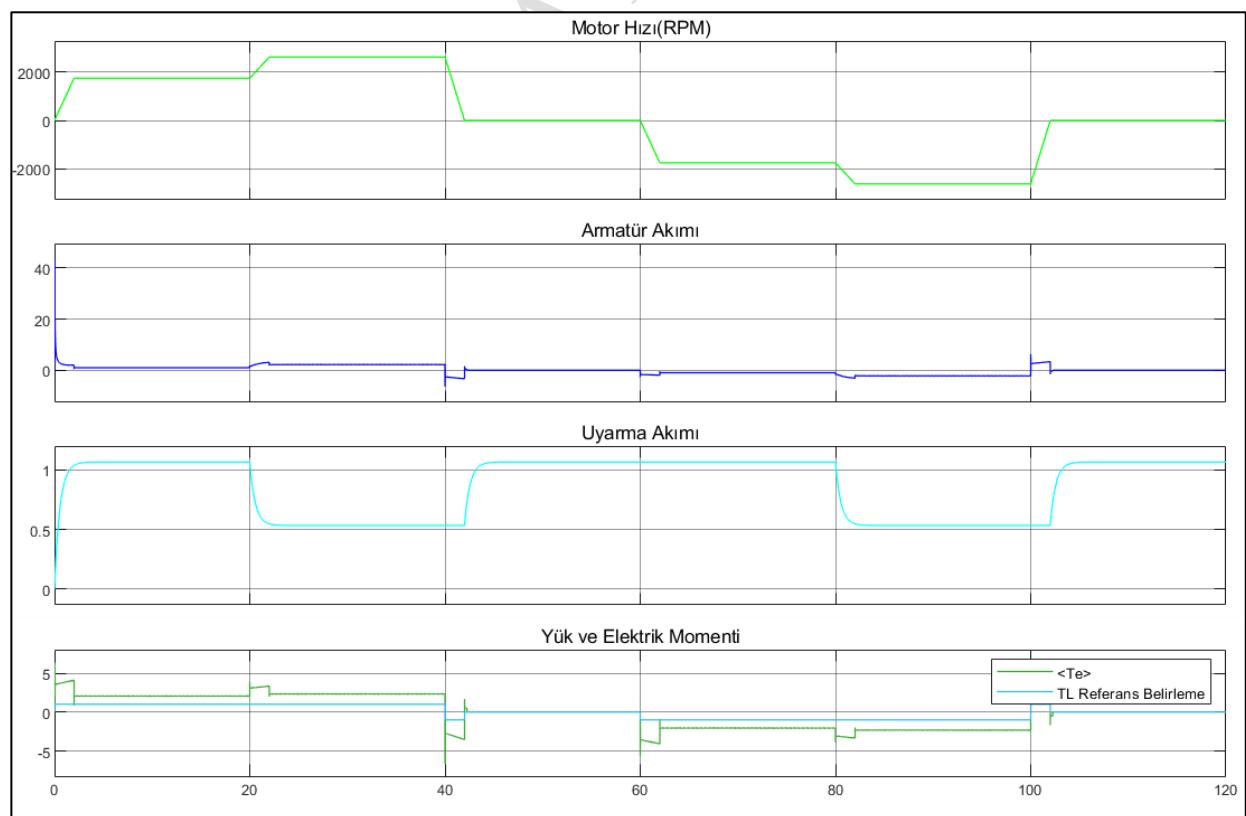
Şekil 3.22 Başlangıç Anında Hız ve Akım Karşılaştırması

Yük momenti (T_L) ile elektromanyetik moment (T_e) değerlerinin karşılaştırılması Şekil 3.23'te gözükmektedir.



Şekil 3.23 TL ve Te Moment Değerleri Karşılaştırması

Son olarak, DC motorun hız, hız referansı, armatür akımı, alan akımı ve T_L ile T_e değerlerinin birlikte yer aldığı sistem performans grafiği Şekil 3.24'te gösterilmektedir.



Şekil 3.24 DC Makine Çalışma Sonuçları

3.3. Simülasyon Sonuçları ve Yorumlanması

Geliştirilen sistemin MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilen simülasyon çalışmaları sonucunda, Bridgeless Boost PFC dönüştürücüsünün çıkışında hedeflenen 500 V DC gerilim seviyesinin başarıyla elde edildiği ve şebekeden çekilen akım dalga formunun sinüzoidal yapıya yaklaşığı gözlemlenmiştir. Dönüştürücünün, Histerezis Akım Kontrolü yöntemiyle yönetilmesi sonucunda sistemin güç faktörünün iyileştirildiği belirlenmiştir. Motorun çalışmaya devam ettiği durumda THD değerinin %3'ün altında kaldığı ve ilgili standartlarda belirtilen sınırların aşılmadığı tespit edilmiştir.

Motor sürücü devresinde tercih edilen Unipolar anahtarlama tekniği, Bipolar anahtarlama yöntemine kıyasla daha düşük anahtarlama kayıpları ve daha düşük THD değerleri sunmuş ve sistem performansını olumlu yönde etkilemiştir. Simülasyon ortamında gerçekleştirilen dört bölgeli DC motor sürücü sisteme ait analizlerde, motorun ileri yönde kademeli olarak 0 RPM'den nominal hız olan 1750 RPM seviyesine ulaştığı, ardından hız artırma senaryosu kapsamında nominal hızın yaklaşık 1.5 katı olan 2625 RPM değerine çıkabildiği ve sonrasında kontrollü bir şekilde yeniden 0 RPM değerine indirildiği gözlemlenmiştir. Aynı hız profili ve kontrol algoritmaları, motorun ters yönde çalışması senaryosunda da uygulanmış ve sistemin dört bölgeli çalışma prensibine uygun olarak tüm hız ve tork bölgelerinde kararlı, güvenli ve kontrollü bir performans sergilediği doğrulanmıştır.

Nominal hız değerinin üzerine çıkabilmek amacıyla, alan sargası gerilimi Bridgeless Boost PFC dönüştürücü çıkışına bağlı Buck dönüştürücü aracılığıyla kontrollü bir şekilde düşürülmüş ve bu sayede alan gerilimi zayıflatma yöntemi başarıyla uygulanmıştır. Alan gerilimi zayıflatma işlemi sırasında sistemin daha yüksek hızlara ulaşması sağlanmıştır.

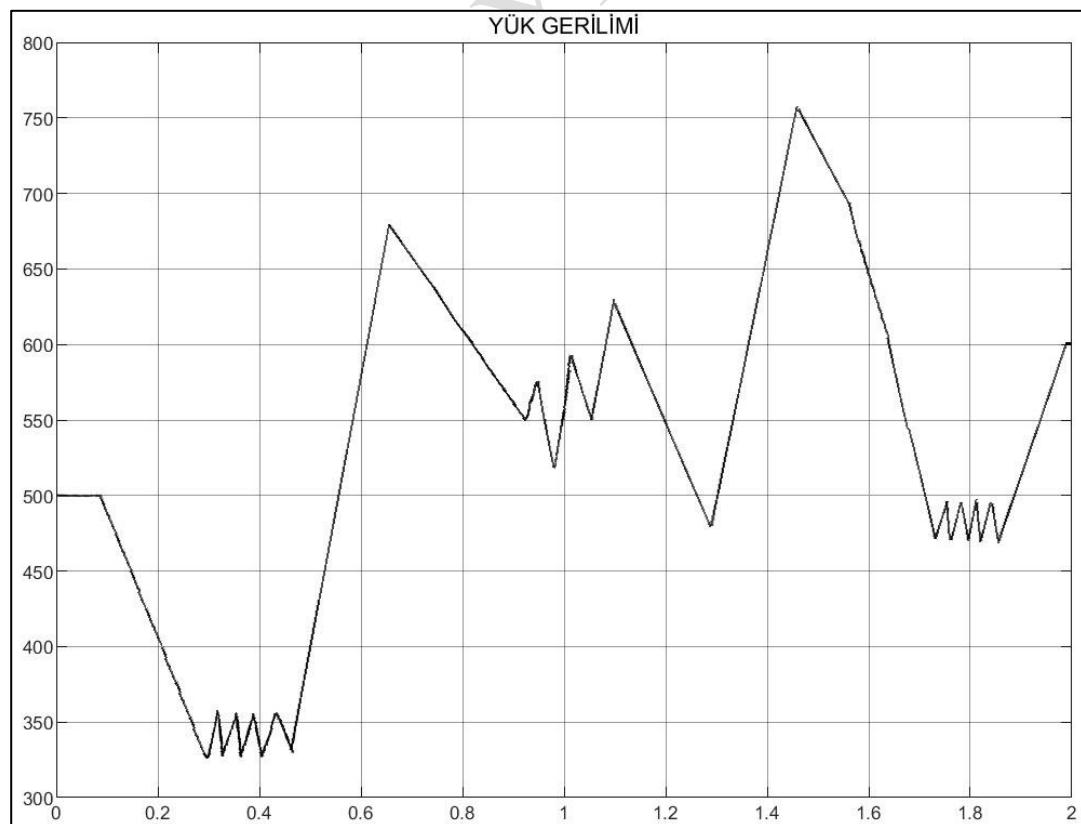
Sonuç olarak, geliştirilen sistemde yer alan tüm bileşenlerin birbirleriyle uyumlu şekilde çalıştığı, uygulanan kontrol algoritmalarının ve sistem topolojilerinin performans açısından başarılı sonuçlar verdiği ve hedeflenen teknik kriterlerin simülasyon ortamında sağlandığı ortaya konmuştur. Elde edilen bu sonuçlar, tasarlanan sistemin endüstriyel uygulamalar için uygun ve güvenilir bir çözüm sunduğunu göstermesi açısından önem arz etmektedir.

3.4 Simülasyon Sürecinde Karşılaşılan Problemler ve Çözüm Yöntemleri

Bu bölümde, gerçekleştirilen simülasyon süreci boyunca karşılaşılan problemler ve bu problemlerin çözümü için uygulanan yöntemler ayrıntılı bir biçimde açıklanmaktadır. Karşılaşılan hatalar, simülasyonun sağlıklı şekilde tamamlanabilmesi adına yapılan müdahaleler ve ilgili çözüm teknikleri, teknik ve akademik bir yaklaşımla değerlendirilmiştir.

3.4.1. Geçici Hal Süresi Yetersizliği ve Kararlı Duruma Ulaşılamaması

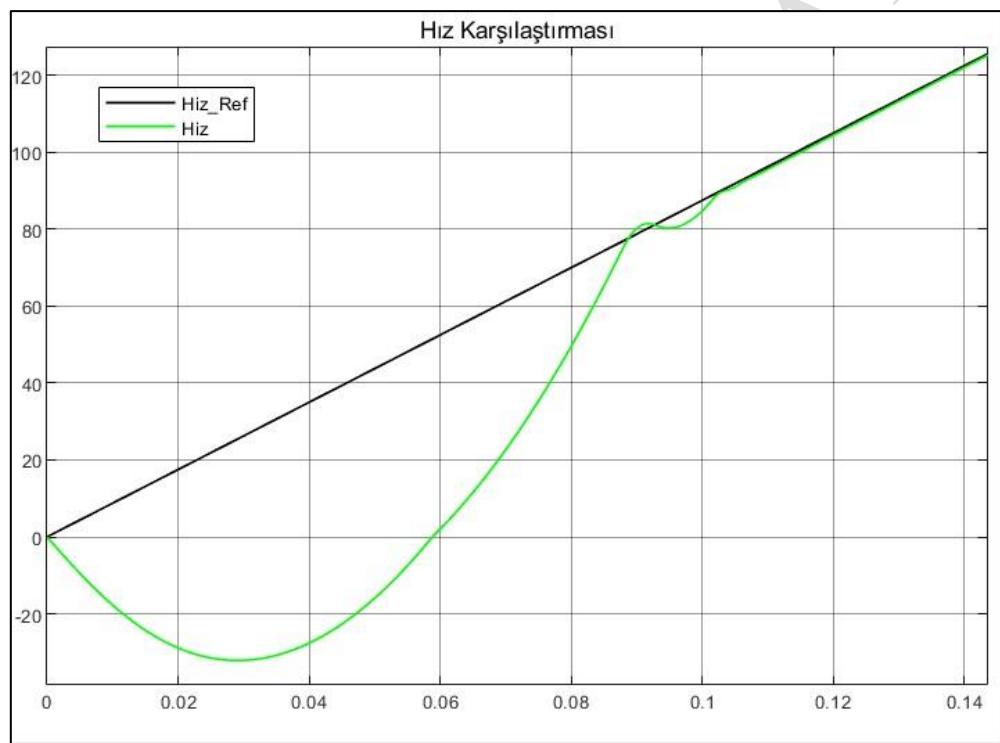
İlk olarak, Bridgeless Boost PFC dönüştürücü devresinin simülasyon süresi 2 saniye olarak belirlenmiştir. Ancak bu sürenin, devrenin geçici durum davranışını tamamlayarak kararlı duruma ulaşması için yetersiz olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 3.25'te de görüldüğü üzere, çıkış gerilimi kararlı duruma oturamamış ve düzensiz bir yapı sergilemiştir. Bu durumun temel nedeni, devrenin transpoze (geçici) durum süresinin, belirlenen simülasyon bitiş süresi değerinden daha uzun sürmesidir. Bu durumu çözmek amacıyla, simülasyon süresi artırılarak devrenin kararlı hal (steady-state) bölgесine ulaşması sağlanmış ve çıkış gerilimindeki düzensizlik giderilmiştir.



Şekil 3.25 Simülasyonun Geçici Hal Durumunda Kalması

3.4.2. Sabit Yük Uygulamasından Kaynaklı Negatif RPM Problemi

Başlangıçta, DC motorun yük torku (T_L) sabit bir değer (örneğin 5 Nm) olarak atanmıştır. Bu durumda, motorun ilk çalışma anında negatif devir sayısına (RPM) düşüğü ve ardından pozitif değere ulaştığı tespit edilmiştir (Şekil 3.26). Problemin temel sebebi, yük değerinin sabit verilmesi ve başlangıç koşullarında T_e (elektromanyetik tork) ile T_L arasındaki dengesizluktur. Denklem 2.2'den de anlaşılacağı üzere, başlangıçta motor hızı (w_m) sıfır olduğundan B_m katsayısı 0 terimi sıfır olmaktadır. Bu nedenle sabit yüksek değerli T_L ile Columb sürtünme torku (T_f) negatif bir moment oluşmakta ve bu durum motorun devir sayısının negatif değerlere düşmesine sebep olmaktadır.

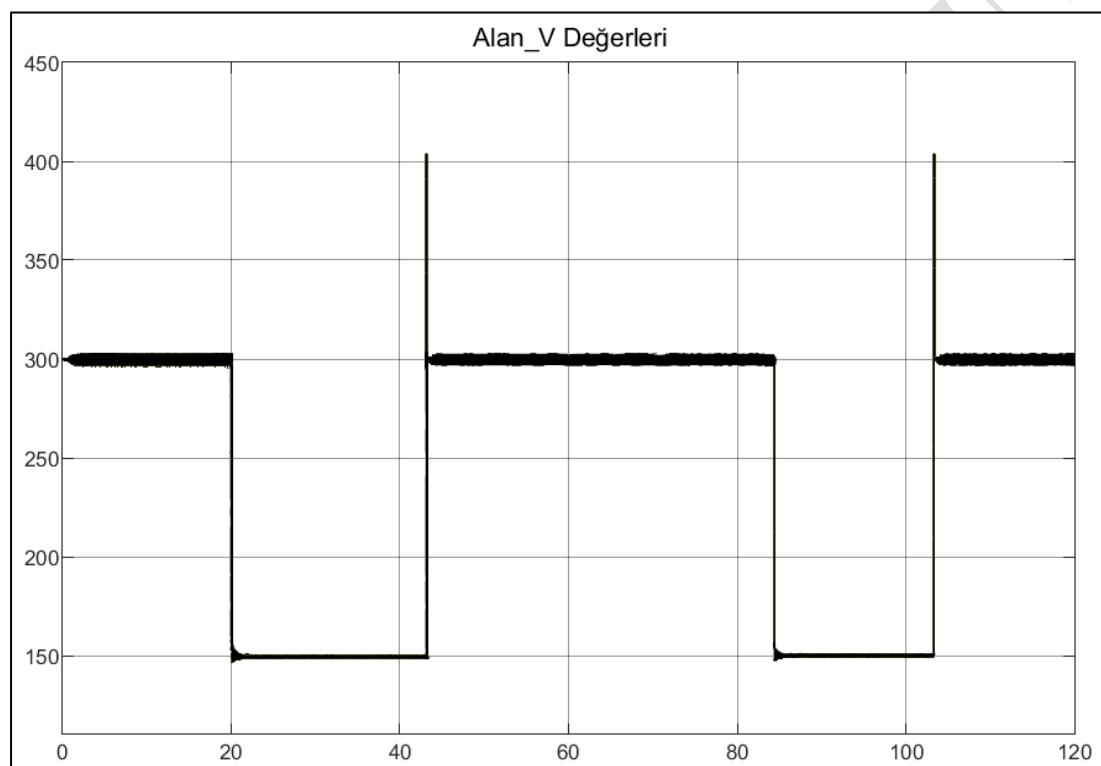


Şekil 3.26 DC Motorun Başlangıçta 0 RPM Altına Düşmesi

Bu problemi çözmek amacıyla, yük torku başlangıçta sıfır değeriyle başlatılmış ve belli bir süre (0.02 saniye) sonunda pozitif değerler verilerek $T_e > T_L$ koşulu sağlanmıştır. Bu sayede motorun başlangıçta negatif RPM değerine düşmesi engellenmiştir. Uygulanan yöntemde, merdiven üretici (Stair Generator) bloğu kullanılarak yükün zamana bağlı olarak değişimi sağlanmıştır. Kullanılan Stair Generator parametreleri ekte verilmiştir.

3.4.3. Alan Geriliminde Geçici Ani Artış Problemi

Simülasyon sürecinde, Buck dönüştürücü kontrolünde kullanılan PID kontrolcüsüne bağlı olarak geçiş aşamalarında çıkış geriliminde ani artışlar (Spike) meydana geldiği gözlemlenmiştir (Şekil 3.27). İlk aşamada, bu ani artışların devrenin çalışmaya başlama anındaki geçici hal koşullarından kaynaklandığı düşünülmüş ve bu doğrultuda ilgili kodlar üzerinde düzenlemeler gerçekleştirılmıştır. Yapılan müdahalelere rağmen, simülasyon çıktılarında ani artışların devam etmesi üzerine, problemin kontrolcü parametrelerinden kaynaklanabileceği belirlenmiştir.

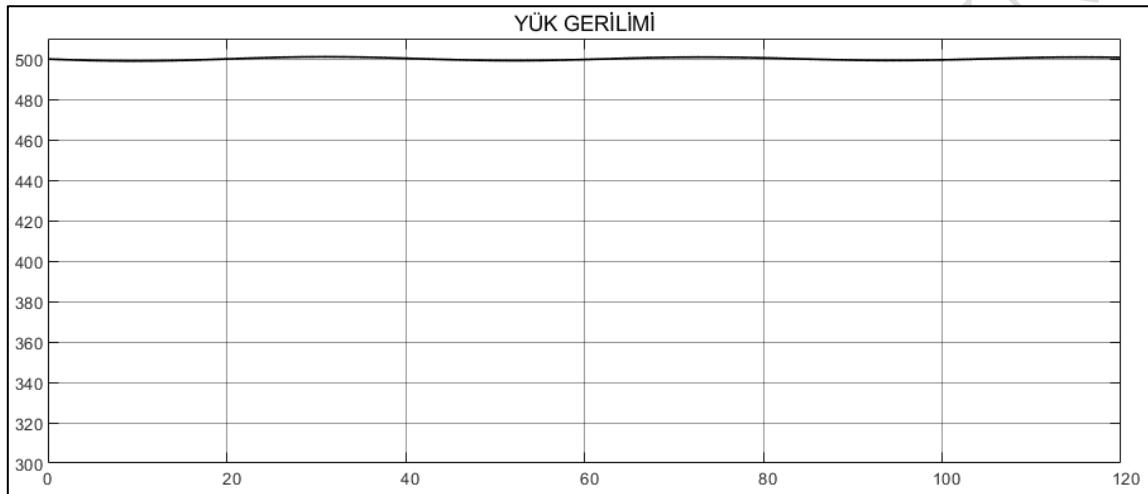


Şekil 3.27 Alan Geriliminde Ani Gerilim Artışları

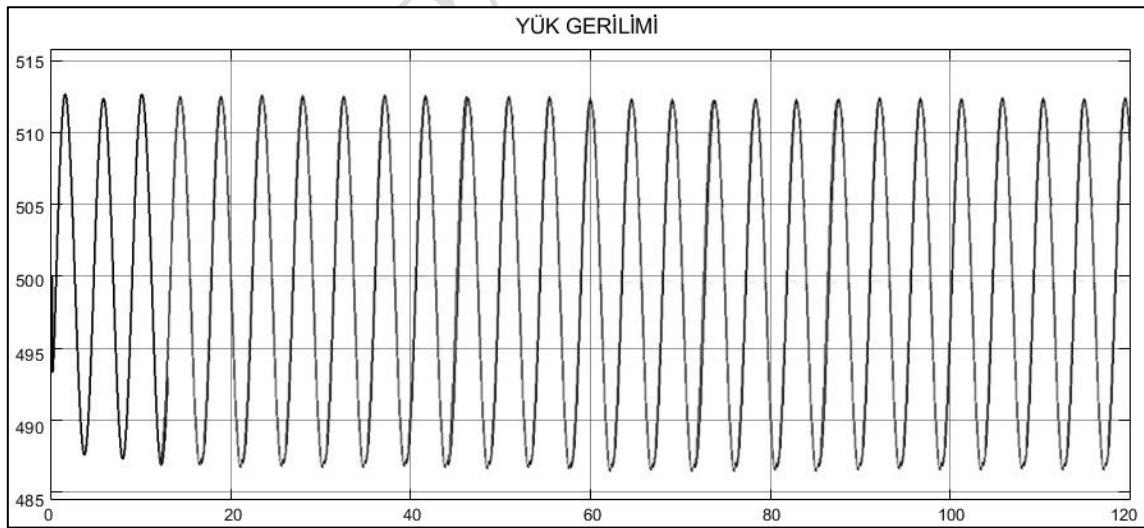
Buck dönüştürücüye ait transfer fonksiyonu esas alınarak, PID kontrolcü parametreleri Tune yöntemiyle optimize edilmiş fakat simülasyon ortamında yapılan testlerde, özellikle P katsayısının yüksek olması nedeniyle çıkış geriliminde geçici hal sürecinde istenmeyen ani artışlar oluştugu tespit edilmiştir. Bu nedenle, Tune ayarları üzerinden P katsayı düşürülerek sistemin geçici tepkisi iyileştirilmiş ve ani artışlar azaltılmıştır. Sonuç olarak, kontrolcü parametrelerinin sistem dinamiklerine uygun şekilde düzenlenmesinin sistem kararlılığı ve geçici hal performansı üzerinde doğrudan etkili olduğu görülmüştür.

3.4.4. Birleştirilen Devrede Marjinal Kararlı Çıkış Gerilimi Problemi

Bridgeless Boost PFC ve Dört Bölge DC Motor sürücüsü devreleri, simülasyon sürecinin ilk aşamasında birbirinden bağımsız olarak tasarlanmış ve simüle edilmiştir. Bridgeless Boost PFC devresi için belirlenen PI kontrolcü parametreleri ($P = 4 \times 10^{-5}$, $I = 9 \times 10^{-3}$) ile bağımsız çalıştırıldığında kararlı çıkış gerilimi elde edilmiştir (Şekil 3.28). Ancak sistemlerin birleştirilmesi durumunda, aynı PI parametreleri kullanıldığında çıkış geriliminin marjinal kararlı bir yapı sergilediği tespit edilmiştir (Şekil 3.29).



Şekil 3.28 Bağımsız Çalıştırılan PI Değerinde Çıkış Gerilimi

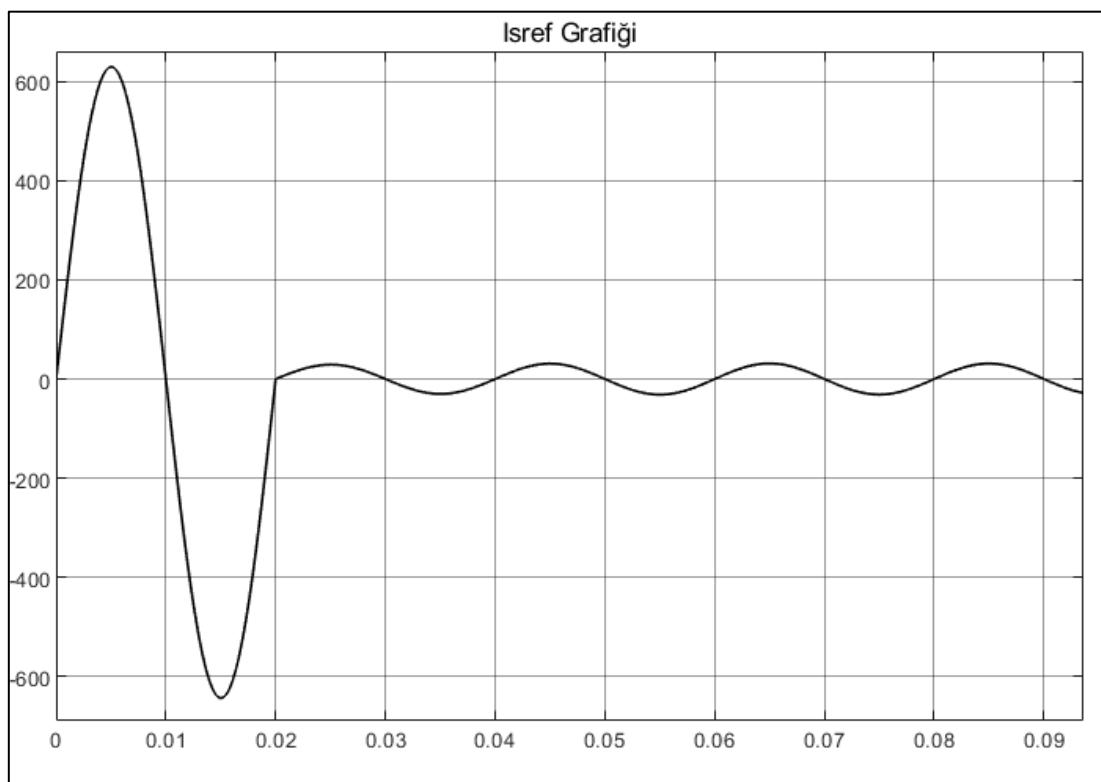


Şekil 3.29 Birleşik Devrede İlk PI Değeriyle Marjinal Kararlı Durum

Bu durumun temel nedeni, iki farklı devrenin dinamiklerinin birbirini etkilemesi ve toplam sistemin transfer fonksiyonunun değişmesidir. Problemin giderilmesi amacıyla, PI kontrolcü parametreleri deneme-yanılma yöntemiyle yeniden düzenlenmiş ve böylece sistemin kararlı çalışması sağlanmıştır.

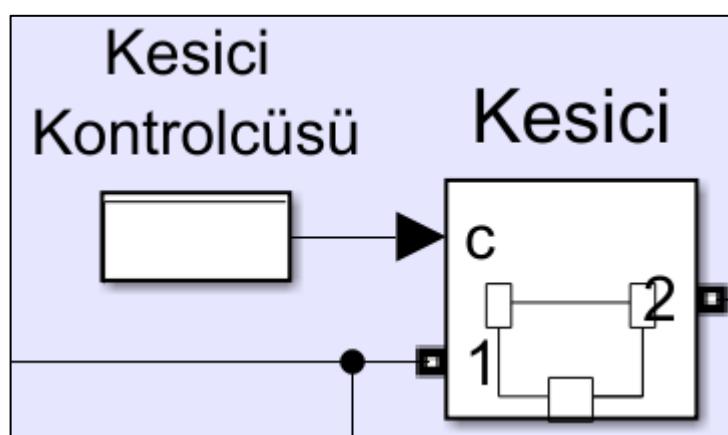
3.4.5. Başlangıç Akım Tepe Değerinin Bastırılması

Simülasyon sürecinde, Bridgeless Boost PFC devresi başlangıç anında yaklaşık 600 A değerinde aşırı akım çekmiştir. Bu durumun, üretilen referans akım (is_ref) sinyalinin başlangıç anındaki yapısından kaynaklandığı tespit edilmiştir (Şekil 3.30). Yüksek geçici akımların devre elemanlarına zarar verebileceği dikkate alınarak bu durumun sınırlandırılması gerekmıştır.



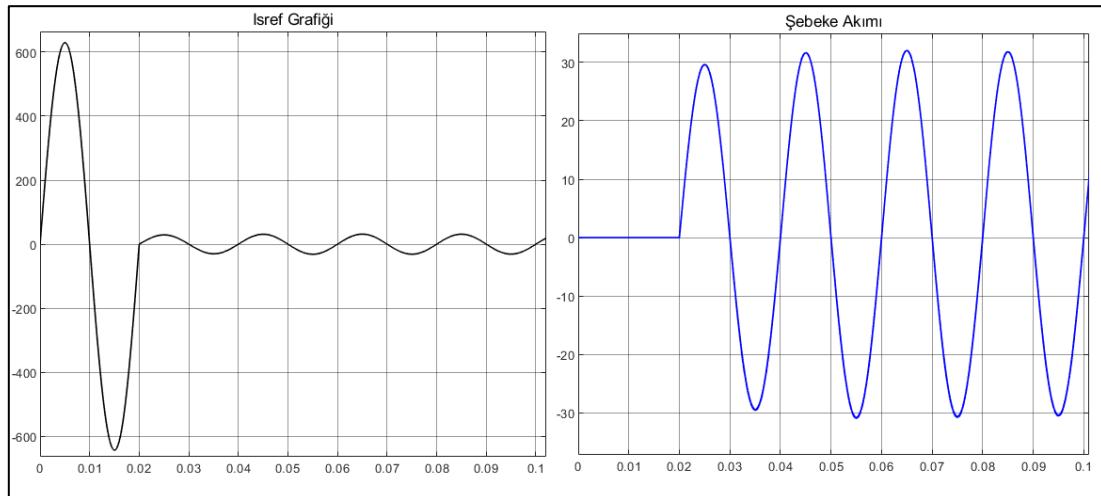
Şekil 3.30 Isref Başlangıç Değeri Zaman Grafiği

Problemin çözümü amacıyla, şebeke girişine bir kesici (Breaker) eklenmiş ve böylece başlangıç anındaki aşırı akım akışı önlenmiştir. Şekil 3.31'de devrede bulunan kesici ve kontrolcüsü gösterilmiştir.



Şekil 3.31 Kesici Bloğu ve Kontrol Yapısı

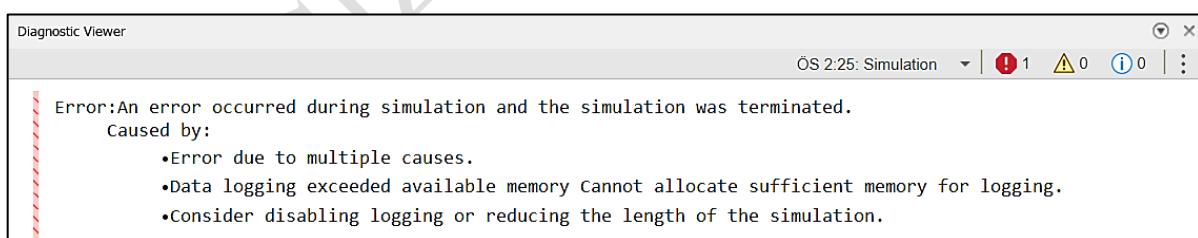
Şekil 3.32'de ise referans akım (*is_ref*) ile şebeke akımının başlangıç davranışını karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.



Şekil 3.32 Isref ve Şebeke Akımının Başlangıç Anındaki Karşılaştırması

3.4.6. Simülasyon Süresine Bağlı Bellek Yetersizliği Sorunu

Simülasyon süresi 120 saniye olarak ayarlandığında, “Data logging exceeded available memory cannot allocate sufficient memory for logging. consider disabling logging or reducing the length of the simulation” hatası alınmış ve simülasyon yaklaşık 36.6 saniyede durmuştur (Şekil 3.33). Bu hatanın, kullanılan gösterge (Scope) bloklarının yüksek veri kaydetme hızına sahip olması ve çalışma alanına (Workspace) fazla miktarda veri aktarımı nedeniyle sistem belleği sınırının aşılması sonucu meydana geldiği belirlenmiştir.



Şekil 3.33 Simülasyon Süresi Aşımı Hata Ekranı

Problemin çözümü amacıyla, tüm Scope bloklarında yer alan Decimation ayarları yükseltilmiştir. Bu yöntemle, belirli aralıklardaki verilerin kaydedilmesi sağlanarak aktarılan veri miktarı azaltılmıştır. Ayrıca, Simulink Configuration Parameters menüsünde bulunan Data Import/Export sekmesi içerisindeki tüm Workspace ve dosya kaydetme seçenekleri devre dışı bırakılarak, simülasyonun daha düşük bellek kullanımıyla ve kesintisiz olarak tamamlanması sağlanmıştır.

4. BÖLÜM 4. KISITLAR VE STANDARTLAR

Bu bölümde, proje sürecinde karşılaşılan ve tasarım kararlarını etkileyen gerçekçi kısıtlar ve koşullar incelenmekte olup, proje kapsamında dikkate alınan mühendislik standartları detaylandırılmaktadır. Mühendislik tasarımının yalnızca teknik doğrulukla değil, aynı zamanda ekonomik, çevresel, etik ve sosyal sorumluluk gibi çeşitli parametrelerle dengelenmesi gerektiği de bu bölümde verilmektedir.

4.1. Gerçekçi Kısıtlar ve Koşullar

- a) **Cevresel Kısıtlar ve Sürdürülebilirlik:** Proje sürecinde en önemli çevresel kısıtlardan biri, güç elektroniği sistemlerinin şebeke tarafında oluşturduğu harmonik bozulmaların minimize edilmesi ihtiyacıdır. Bu bağlamda, klasik AC-DC dönüştürücü yapılarla karşılaşıldığında daha düşük THD seviyeleri sunan ve enerji verimliliğini artırma potansiyeline sahip olan Bridgeless Boost PFC topolojisi tercih edilmiştir (Bölüm 2, Tablo 2.1). Söz konusu topoloji aracılığıyla, giriş akımının sinüzoidal forma yakın bir karakteristik sergilemesi sağlanmıştır. Bu durum, Bölüm 3.2'de sunulan simülasyon sonuçları kapsamında Şekil 3.4 ve Şekil 3.5'te elde edilen giriş akımı grafiklerinde açıkça gözlemlenmiştir.

Çalışmanın yalnızca MATLAB/Simulink simülasyon ortamında gerçekleştirilmiş olması, çevresel sürdürülebilirlik açısından bazı sınırlamaları beraberinde getirmiştir. Fiziksel sistemde gözlemlenebilecek elektromanyetik girişim (EMI), termal kayıplar ve verimlilik gibi parametrelerin doğrudan ölçülebilirliği mümkün olmamıştır. Gerçek donanım uygulamalarında EMI filtreleme çözümleri, yeterli soğutma sistemleri ve çevre dostu, geri dönüştürülebilir malzeme kullanımı gibi faktörler ilave değerlendirme gerektirmektedir. Bununla birlikte, simülasyon ortamında elde edilen düşük THD ve yüksek verimlilik değerleri doğrultusunda sistemin enerji verimliliği yüksek ve çevre dostu bir tasarım ortaya koyduğu sonucuna ulaşılmıştır.

- b) **Sağlık ve Güvenlik Kısıtları:** Geliştirilen motor sürücü sistemleri ile AC-DC dönüştürücü yapılarının, özellikle elektrikli araç şarj istasyonları ve endüstriyel otomasyon sistemleri gibi kritik uygulama alanlarında kullanılacağı göz önünde

bulundurulduğunda; insan, sistem ve çevre güvenliği açısından yüksek düzeyde önlem alınması gerekliliği ortaya çıkmaktadır. Ancak MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiş olması nedeniyle, gerçek donanım ortamında ortaya çıkması muhtemel aşırı akım, kısa devre, termal aşırı yüklenme ve izolasyon yetersizliği gibi olası risk senaryoları doğrudan incelenmemiştir.

Simülasyon ortamında, Bölüm 3.4'te sunulan Şekil 3.30'da öngörülen şebeke akımı (*is_ref*) grafiği elde edilmiş ve olası aşırı akım durumuna karşı sistem üzerine bir kesici yerleştirilerek bu tür senaryoların etkisi teorik düzeyde bertaraf edilmiştir. Ancak fiziksel prototip çalışmaları yapılmadığı için, sistemin saha koşullarındaki performansı, güvenlik standartlarına uygunluğu ve insan-makine etkileşimi bakımından değerlendirilememiştir.

4.2. Standartlar

Bu proje kapsamında gerçekleştirilen Bridgeless Boost PFC tabanlı AC-DC dönüştürücü ve dört bölgeli DC motor sürücü sisteminin tasarım ve simülasyon süreci yürütülürken, mühendislik literatüründe kabul gören standartlardan biri olan IEEE 519-2014 dikkate alınmıştır.

IEEE 519-2014, elektrik güç sistemlerinde harmonik distorsyonun sınırlandırılması, şebeke kararlılığı ve güç kalitesinin artırılması amacıyla geliştirilmiş uluslararası bir standarttır. Bu standart hem gerilim hem de akım harmonikleri için sınır değerler tanımlamakta; özellikle şebeke bağlantı noktası (Point of Common Coupling- PCC) üzerinden şebekeye iletilen akım harmoniklerinin kontrol altına alınmasına odaklanmaktadır.

Standart kapsamında, özellikle akım tarafında Toplam Talep Bozulması (TDD- Total Demand Distortion) metriği esas alınırken, simülasyon ortamında ölçülen THD değerleri ise anlık kalite analizinde referans olarak kullanılmaktadır. Bu bağlamda, THD değerleri doğrudan standartta birincil metrik olarak kullanılmasa da sistemin harmonik davranışını analiz etmek için yardımcı ve bilgilendirici bir referans olarak değerlendirilebilir.

Simülasyon ortamında yapılan analizlerde, Bridgeless Boost PFC topolojisinin uygulanması ile şebekeden çekilen akımın sinüzoidal forma yakınsaması hedeflenmiştir (Şekil 3.5). Simülasyon sonuçlarına göre, şebekeye iletilen akım harmonik bileşenlerinin IEEE 519-2014 tarafından önerilen sınır değerlerin altında kaldığı gözlemlenmiştir. Bu durum, tasarlanan sistemin şebeke dostu bir karakteristiğe sahip olduğunu ve güç kalitesi açısından olumlu performans sergilediğini ortaya koymaktadır.

Farklı hız geçiş aşamalarına ait kararlı hal durumlar için elde edilen akımı THD değerleri aşağıdaki Tablo 4.1'de sunulmuştur. Bu değerler, sistemin dinamik çalışma koşulları altında bile harmonik bozulmayı düşük seviyede tuttuğunu ve standardın teknik yaklaşımıyla uyumlu bir harmonik performans sergilediğini göstermektedir.

Tablo 4.1 Hız Geçiş Aşamalarına Göre Akım THD Değerleri

Aşama	Açıklama	THD (%)
1	0 → 1750 RPM	3.086
2	1750 RPM'de bekleme	2.377
3	1750 → 2625 RPM	1.983
4	2625 RPM'de bekleme	2.286
5	2625 → 0 RPM	3.534
6	0 RPM'de bekleme	4.021
7	0 → -1750 RPM	3.043
8	-1750 RPM'de bekleme	2.245
9	-1750 → -2625 RPM	2.012
10	-2625 RPM'de bekleme	2.342
11	-2625 → 0 RPM	3.264
12	0 RPM'de bekleme	4.013

IEEE 519-2014 standarı akım için doğrudan bir THD sınırı tanımlamasa da literatürde %5'in altındaki değerler iyi akım kalitesi olarak kabul edilmektedir. Simülasyon sonuçlarında, kararlı durumlar için elde edilen THD değerlerinin bu sınırın altında kaldığı gözlemlenmiş ve böylece sistemin standartla uyumlu, endüstriyel uygulamalara uygun bir performans sergilediği ortaya konmuştur.

5. BÖLÜM 5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu bölümde tüm çalışmanın sonucunda elde edilen bulgular yorumlanarak çeşitli öneriler sunulmuştur. Çalışma sonuçlarının gerçekçi kısıtlar açısından analizi yapılmıştır.

5.1. Sonuçlar

Bu çalışmada, Bridgeless Boost PFC topolojisi kullanılarak bir AC-DC dönüştürücü ve dört bölgeli DC motor sürücü sistemine ait kapalı çevrim kontrollü simülasyon modeli başarıyla oluşturulmuş ve kapsamlı şekilde değerlendirilmiştir. Gerçekleştirilen simülasyon çalışmaları sonucunda, Histerezis Akım Kontrolü yöntemi uygulanarak giriş akımının sinüzoidal karakteristiğe oldukça yakınsadığı ve THD değerinin kabul edilebilir sınırların altında tutulabildiği gözlemlenmiştir. Bununla birlikte, çıkış gerilimi regülasyonunun 500 V DC seviyesinde başarıyla sağlandığı ve sistemin kararlı çalışma koşullarında düşük dalgalanma oranları sunduğu tespit edilmiştir.

DC motor sürücü sisteminde ise, dört bölgeli çalışma prensibi başarıyla uygulanmış ve sistemin ileri yönde hızlanma, geri yönde hızlanma, kontrollü yavaşlama ile rejeneratif frenleme işlemleri, belirlenen referans hız değerlerine uygun olacak şekilde gerçekleştirılmıştır. Yapılan simülasyon çalışmaları sonucunda, motor hızının her bir çalışma bölgesinde kararlı ve güvenli biçimde kontrol edilebilediği ve hız değişimlerinin, belirlenen senaryolara uygun şekilde dinamik ve kararlı bir biçimde gerçekleştiği tespit edilmiştir. Ayrıca, motor hızının nominal değer olan 1750 RPM'in üzerine çıkarılabilmesi amacıyla, alan gerilimi üzerinde kontrol sağlanarak alan zayıflatma yöntemi uygulanmış ve bu yöntem sayesinde motorun hız kontrol aralığı genişletilmiştir.

Çalışmanın son bölümünde, simülasyon süreci boyunca karşılaşılan çeşitli teknik problemler ve bu problemlere yönelik geliştirilen çözüm yöntemleri sistematik biçimde ele alınmıştır. Genel olarak başarı ölçütleri hedeflenen düzeyde sağlanmış ve sistem performansı bekleyicileri karşılamıştır.

5.2. Öneriler

Öncelikli olarak, geliştirilen simülasyon modelinin fiziksel donanım prototipi üretilerek elektromanyetik girişim (EMI), termal yönetim, aşırı akım ve kısa devre durumlarına yönelik gerçek saha testlerinin gerçekleştirilmesi, sistemin çevresel ve güvenlik performansının doğrulanabilmesi açısından kritik önem taşımaktadır. Özellikle HCC yönteminin değişken anahtarlama frekansı sebebiyle, güç elektroniki sistemlerinde yüksek frekanslı EMI problemlerine yol açabileceği bilinmektedir. Bu durumun özellikle endüstriyel ve otomotiv uygulamalarında sistemin diğer bileşenleri üzerinde olumsuz etkiler yaratabileceği ve elektromanyetik uyumluluk (EMC) standartlarının sağlanması gerektiğini ifade edilmiştir. Nitekim literatürde de bu konuya dikkat çekilmekte ve benzer uygulamalarda EMI filtreleme ve gelişmiş koruma devreleri ile bu etkinin minimize edilmesi gerektiği belirtilmektedir.

Bununla birlikte, histerezis kontrol yöntemine alternatif olarak, sabit frekanslı PI+Histerezis veya Bulanık Mantık tabanlı kontrol algoritmalarının kullanılması, sistemdeki THD oranının düşürülmesine ve çıkış gerilimi regülasyon performansının iyileştirilmesine katkı sağlayabilir. Ayrıca, yalnızca Bridgeless Boost PFC topolojisi ile sınırlı kalınmayıp SEPIC, Totem-Pole veya Bridgeless Buck-Boost gibi alternatif yapıların araştırılması ve farklı yük ve sistem koşulları altında performans analizlerinin yapılması önerilmektedir. Bu sayede, geniş uygulama alanlarına hitap eden, daha esnek ve uyarlanabilir sistem çözümleri geliştirilebilecektir.

Simülasyon sonuçlarında, makinenin 0 RPM konumunda elde edilen akım THD değerlerinin diğer hız kademelerine kıyasla daha yüksek seviyelerde gerçekleştiği gözlemlenmiştir. Bu durumun, sistemin sabit durumda düşük tork üretmesi nedeniyle anahtarların (IGBT) belirli frekans aralıklarında daha düzensiz çalışmasından kaynaklandığı düşünülmektedir. Bu bağlamda, şebekeye bağlı kesici kontrolünde görev alan merdiven üreticin zamanlayıcı parametrelerinin yeniden optimize edilmesi önerilmektedir. Anahtarlama zaman aralıklarının uygun şekilde ayarlanması ile, sistemin şebekeye bastığı harmonik içeriğin azaltılması ve düşük frekanslı bileşenlerin bastırılması mümkün olabilecektir. Bu iyileştirme, özellikle duraklama (bekleme) konumlarında harmoniklerin azalmasını sağlayacaktır.

Son olarak, geliştirilen kontrol algoritmalarının mikrodenetleyici, DSP veya FPGA platformlarında gerçek zamanlı olarak uygulanması ve donanım ortamında test edilmesi, sistemin dinamik performans karakteristiklerinin doğrulanması ve saha koşullarında kararlı çalışma yeteneğinin tespit edilmesi açısından büyük önem taşımaktadır. Bu uygulama sayesinde, teorik ve simülasyon ortamında elde edilen bulguların fiziksel sistemde geçerliliği sınanarak, sistem güvenliği, enerji verimliliği ve çevresel sürdürülebilirlik açısından kapsamlı bir değerlendirme yapılması mümkün olacaktır.

5.3. Sonuçların Sağlık, Çevre ve Güvenlik Açılarından Analizi

Çalışma başlangıcında belirlenen çevresel ve güvenlik kısıtları doğrultusunda, proje yalnızca simülasyon ortamında yürütülmüş ve fiziksel ortamda ortaya çıkabilecek sağlık, güvenlik ve çevre riskleri teorik olarak değerlendirilmiştir. Simülasyon sonuçlarında, Bridgeless Boost PFC topolojisinin düşük harmonik bozunum sağlaması ve yüksek enerji verimliliği sunması sayesinde çevresel etkilerin azaltılabileceği gösterilmiştir. IEEE 519-2014 standardında belirtilen sınırlar sağlanarak, şebekeye verilen harmonik yük minimize edilmiştir.

Sonuç olarak, proje başlangıcında öngörülen çevresel ve güvenlik kısıtları simülasyon ortamında sağlanmış, ancak saha koşullarındaki performansı değerlendirebilmek için prototip üretimi ve donanım testleri yapılması gereği belirlenmiştir. Sistem, enerji verimliliği ve güç kalitesi açısından olumlu sonuçlar vermiş; sağlık, çevre ve güvenlik açısından da potansiyel riskleri minimize edecek yapıda olduğu simülasyon verileriyle ortaya konulmuştur.

6. BÖLÜM 6. KAYNAKLAR

- [1] K. S. Muhammad, R. Baharom, S. Z. M.N ve W. N. W. A. Munim, «Comparative performance analysis of bridgeless boost and bridgeless buck converter for UPS application,» IJPEDS, Selangor, Malaysia, Jan 20, 2020.
- [2] J.-K. Han, «Efficiency and PF Improving Techniques with a Digital Control for Totem-Pole Bridgeless CRM Boost PFC Converters,» MDPI, Daejeon, Republic of Korea, 9 January 2024 .
- [3] M. Prídala, M. Šupolík ve M. Praženica, «Design and Verification of a Bridgeless Totem-Pole Power Factor Corrector,» MDPI, Žilina, Slovakia, 6 January 2025 .
- [4] K. Tutuncu ve R. Özcan, «Design and Analysis of PI Controller Based Four-Quadrant DC Motor Drive,» ResearchGate, Konya, Turkey, January 2019.
- [5] K. Santhosh, K. R. S. Jyothi, D. Anusha, B. Rajkumar, E. Venu ve V. Jagadish, «IGBT Based Four Quadrant Chopper Drive Closed Loop Control for DC,» Researchgate, India, January 2024.
- [6] A. ERTÜRK ve R. AKKAYA, «Investigation and Efficiency Analysis of Dual-Boost Bridgeless PFC Converter,» Journal of Polytechnic, 2025.
- [7] A. K. Singh, A. k. Mishra, K. K. Gupta ve T. Kim, «A Comprehensive Review of Nonisolated Bridgeless Power Factor Converter Topologies,» IET Circuits, Devices & Systems, 5 March 2021.
- [8] U. Arifoğlu, Güç Elektroniği Devreleri - Matlab ve Simulink Çözümleri, Palme yayınları, 2023.
- [9] Y. Jang ve M. M. Jovanović, «Bridgeless buck PFC rectifier,» IEEE, Palm Springs, CA, USA, 2010.
- [10] K.-I. Hwu, Y.-K. Tai ve Y.-P. He, «Bridgeless Buck-Boost PFC Rectifier with Positive Output Voltage,» mdpi, 23 August 2019.
- [11] O. BÜYÜKKATIRCI, «TEK FAZLI GÜC FAKTÖRÜ DÜZELTME DEVRELERİNİN İNCELENMESİ VE BİR UYGULAMANIN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ,» YÖK, İstanbul, 2017.
- [12] A. Karaarslan ve I. Iskender, «PFC control techniques education for electrical and electronics engineering students using computer software and experimental application,» Researchgate, Ankara, 2012.
- [13] T. MERT, «GÜC FAKTÖRÜ DÜZELTME YÖNTEMLERİNİN İNCELENMESİ ve BİR UYGULAMA DEVRESİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ,» YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ, İstanbul, 2007.
- [14] S.I.Selem, H. M.B.Metwally ve E. A. Abdullahe, «Design of Controller for Active Power Factor Correction System Using Metaheuristic Optimization Algorithms,» Zagazig, Egypt, 2017.

- [15] X. Xu, J. Liu ve Y. Zhang, «Research of current hysteresis control for boost bridgeless PFC,» IEEE, Wuhan, China, 2018.
- [16] N. F. Ibrahim, M. Kamal, B. E. Elnaghi ve H. Mostafa, «Power factor correction AC-DC boost converter using PI-hysteresis current control,» Researchgate, Suez, Egypt, August 2023.
- [17] S. J. Chapman ve Ç. U. A. Arifoğlu, Elektrik Makinelerinin Temelleri, Palme Yayınevi - Akademik Kitaplar, 2020.
- [18] Ö. AYDOĞMUŞ, «PIC MİKRODENETLEYİCİ YARDIMI İLE DC MOTORUN HİZ KONTROLÜ,» FIRAT ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ, Elazığ, 2006.
- [19] U. Arifoğlu, Güç Elektroniki Endüstriyel Uygulamaları, 2024.
- [20] F. GÖYDAĞ, «Speed Control of a DC Motor using Buck-Boost Converter,» Researchgate, Kocaeli, May 2023.
- [21] M. Kermani, E. Shirdare, S. Abbasi, G. Parise ve L. Martirano, «Elevator Regenerative Energy Applications with Ultracapacitor and Battery Energy Storage Systems in Complex Buildings,» MDPI, Gothenburg, Sweden, 2021.
- [22] M. H. Rashid, Güç Elektroniki: Yarıiletken Elemanlar, Devreler ve Uygulamaları, Nobel Akademik Yayıncılık, 2016.
- [23] E. İ. TEZDE, «AKILLI ŞEBEKE BAĞLANTILI KARMA ENERJİ SİSTEMİ İÇİN OPTİMİZASYON TABANLI GÜÇ YÖNETİMİ,» KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ, TRABZON, 2019.
- [24] M. S. Endiz ve R. Akkaya, «Matlab/Simulink ile Bipolar ve Unipolar PWM Kontrol Tekniklerinin Karşılaştırmalı Olarak İncelenmesi,» ejosat, Konya, March 2021.

7. BÖLÜM 7. ÖZ GEÇMİŞ

Beytullah Burak Kahriman, lisans eğitimine Konya Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde başlamış, ardından Sakarya Üniversitesi'ne yatay geçiş yaparak burada eğitimine 4. sınıf öğrencisi olarak devam etmektedir. Eğitimi süresince stajlar ve kulüplerde rol alarak mesleki bilgi ve becerilerini geliştirme fırsatı bulmuştur.

Ford Otosan ve Yorglass gibi sektörün önde gelen firmalarında gerçekleştirdiği stajlar, üretim süreçlerini ve mühendislik uygulamalarını yerinde deneyimlemesine olanak sağlamıştır. Bu tecrübeler, saha çalışmaları ve teorik bilgiyi birleştirmesine katkıda bulunmuş, mühendislik perspektifini genişletmiştir. Beytullah Burak Kahriman, kariyer hedeflerini güç elektroniği alanında derinleştirerek bu alanda uzmanlaşmayı planlamaktadır.

8. BÖLÜM 8. EKLER

EK A. IEEE Etik Kurallar Onay Formu



IEEE üyeleri olarak bizler bütün dünya üzerinde teknolojilerimizin hayat standartlarını etkilemesindeki önemin farkındayız. Mesleğimize karşı şahsi sorumluluğumuzu kabul ederek, hizmet ettiğimiz toplumlara ve üyelerine en yüksek etik ve mesleki davranışta bulunmayı söz verdığımızı ve aşağıdaki etik kuralları kabul ettiğimizi ifade ederiz.

1. Kamu güvenliği, sağlığı ve refahı ile uyumlu kararlar vermenin sorumluluğunu kabul etmek ve kamu veya çevreyi tehdit edebilecek faktörleri derhal açıklamak;
2. Mümkün olabilecek çıkar çatışması, ister gerçekten var olması isterse sadece algı olması, durumlarından kaçınmak. Çıkar çatışması olması durumunda, etkilenen taraflara durumu bildirmek;
3. Mevcut verilere dayalı tahminlerde ve fikir beyan etmelerde gerçekçi ve dürüst olmak;
4. Her türlü rüşveti reddetmek;
5. Mütensip uygulamalarını ve muhtemel sonuçlarını gözeterek teknoloji anlayışını geliştirmek;
6. Teknik yeterliliklerimizi sürdürmek ve geliştirmek, yeterli eğitim veya tecrübe olması veya işin zorluk sınırları ifade edilmesi durumunda ancak başkaları için teknolojik sorumlulukları üstlenmek;
7. Teknik bir çalışma hakkında yansız bir eleştiri için uğraşmak, eleştiriyi kabul etmek ve eleştiriyi yapmak; hatları kabul etmek ve düzeltmek; diğer katkı sunanların emeklerini ifade etmek;
8. Bütün kişilere adilane davranmak; ırk, din, cinsiyet, yaş, milliyet, cinsi tercih, cinsiyet kimliği veya cinsiyet ifadesi üzerinden ayırmıcılık yapma durumuna girişmemek;
9. Yanlış veya kötü amaçlı eylemler sonucu kimsenin yaralanması, mülklerinin zarar görmesi, itibarlarının veya istihdamlarının zedelenmesi durumlarının oluşmasından kaçınmak;
10. Meslektaşlara ve yardımcı personele mesleki gelişimlerinde yardımcı olmak ve onları desteklemek.

IEEE Yönetim Kurulu tarafından Ağustos 1990'da onaylanmıştır.

Bu çalışma IEEE Etik ilkelerine bağlı kalınarak hazırlanmıştır.

Ad Soyad	Öğrenci No	İmza
Beytullah Burak Kahriman	B220100352	

EK B. Çalışma ile İlişkili Diğer Ekler

EK B.1. Simülasyon Temel Devre Elemanları ve Kontrol Parametreleri Tabloları

8.1.1. Bridgeless Boost PFC Devresi Parametreleri

Bu bölümde, Bridgeless Boost PFC devresinde kullanılan IGBT anahtarlarının, devre elemanlarının ve kontrolcü parametrelerinin değerleri verilmiştir. Sistemin akım kontrolünü sağlamak ve giriş akımı ile giriş gerilimi arasındaki faz farkını minimuma indirerek güç faktörünü düzeltmek amacıyla belirlenen histerezis akım kontrolü ve PI kontrolcü değerleri tablo halinde sunulmuştur. Ayrıca sistem için kullanılan aşırı akım kesici (breaker) parametreleri de bu bölümde yer almaktadır.

Tablo 8.1 Bridgeless Boost PFC IGBT Anahtar Parametreleri

Parametre	Değer	Birim
İç Direnç (R_{on})	1e-3	Ohm
Snubber Direnci (R_s)	1e5	Ohm
Snubber Kapasitansı (C_s)	Sonsuz	F

Tablo 8.2 Bridgeless Boost PFC Devre Eleman Değerleri

Elemanlar	Değer	Birim
Endüktans (L)	270e-6	H
Kapasitans (C)	4000e-4	F
Kapasitör Başlangıç Gerilimi	500	V

Tablo 8.3 Bridgeless Boost PFC Histerezis Akım Kontrolü PI Kontrolcü Parametreleri

Parametre	Değer
P (Oransal Katsayı)	4e-3
I (Integrator Katsayısı)	9e-3
Örnekleme Zamanı (Sample time (s))	1e-7

Tablo 8.4 Bridgeless Boost PFC Kesici (Breaker) Parametreleri

Parametre	Değer
Başlangıç Durumu	1(İletimde)
Ron (Ω)	1e-4
Snubber resistance R_s (Ω)	1e6
Snubber capacitance C_s (F)	inf
Switching times (s)	External (stair generator)
Merdiven üreteç Zaman (s)	[0 0.02 120]
Merdiven üreteç Genlik	[0 1 1]
Örnekleme Zamanı (s)	1e-7

8.1.2. Buck Dönüştürücü Parametreleri

Bu bölümde, Buck dönüştürücü devresinin tasarımında kullanılan elemanların değerleri ve MOSFET anahtar parametreleri listelenmiştir. Buck dönüştürücü, DC seviyesini düşürmek amacıyla kullanıldığından, çıkış gerilimi kontrolünü sağlayan PID kontrolcü parametreleri de detaylı şekilde sunulmuştur.

Tablo 8.5 Buck Dönüştürücü Parametreleri Değerleri

Parametre	Değer	Birim
Endüktans (L)	47e-3	H
Kapasitans (C)	30e-6	F
Kapasitör Başlangıç Gerilimi	300	V

Tablo 8.6 Buck Dönüştürücü MOSFET Anahtar Parametreleri

Parametre	Değer	Birim
FET Direnci (Ron)	0.1	Ohm
Diyot Endüktansı (Lon)	0	H
Diyot Direnci (Rd)	0.01	Ohm
Diyot İletim Gerilimi (Vf)	0	V
Başlangıç Akımı (Ic)	0	A
Snubber Direnci (Rs)	1e5	Ohm
Snubber Kapasitansı (Cs)	Sonsuz	F

PID kontrol algoritmasında, integral bileşenin sürekli olarak hata değerini toplaması sonucu kontrol sinyali aşırı büyüyebilir ve bu durum "integral sarması" (integral windup) olarak adlandırılır. Bu sorunu önlemek amacıyla, Buck dönüştürücü devresindeki PID kontrolcüsünde "Anti-Windup Clamping" yöntemi uygulanmıştır. Bu yöntemle, kontrol sinyalinin integratör çıkışının belirli bir sınır aralığında (0–100) tutulmuştur. Böylece, sistemin geçici durumlarda aşırı sapma yapması ve çıkışın kontrol dışına çıkması engellenmiştir. Integrator Saturation limitleri, kontrol performansını kararlı hâle getirmek ve hızlı toparlama sağlamak amacıyla uygun değerlerde sınırlandırılmıştır.

Tablo 8.7 Buck Dönüştürücü PID Kontrolcü Parametreleri

Parametre	Değer
P (Oransal Katsayı)	202326.676114
I (Integrator Katsayı)	8608.4242
D (Türevsel Katsayı)	100.01237374739
N (Filtre Katsayı)	94092.48349281211
Saturasyon Üst Limiti	1
Saturasyon Alt Limiti	0
Anti-Windup Metodu	Clamping
Integrator Saturasyon Üst Limiti	100
Integrator Saturasyon Alt Limiti	0
Örneklemme Zamanı(s)	1e-7

8.1.3. Dört Bölgeli DC Motor Sürücü Devresi Parametreleri

Bu bölümde, dört bölgeli DC motor sürücü devresinin tüm parametreleri belirtilmiştir. DC motorun hız ve tork kontrolünü sağlamak için kullanılan kontrolcü PID parametreleri, motorun moment ve hız kontrol performansını doğrudan etkileyen değerlerdir. Ayrıca, yük torku değişimi için oluşturulan merdiven üretici ve motoru süren 2-seviyeli PWM üreticinin parametreleri de sunulmuştur.

Tablo 8.8 DC Motor Sürücü IGBT Anahtar Parametreleri

Parametre	Değer	Birim
İç Direnç (Ron)	1e-3	Ohm
Snubber Direnci (Rs)	1e5	Ohm
Snubber Kapasitansı (Cs)	Sonsuz	F

Tablo 8.9 DC Motor Modeli ve Devre Parametreleri

Model 03: 5HP 500V 1750RPM Field:300V		
Parametre	Değer	Birim
Güç	5	HP
Endüvi Gerilimi	500	V
Devir Hızı	1750	RPM
Alan Gerilimi	300	V
Endüvi Direnci (Ra)	11.2	Ohm
Endüvi Endüktansı (La)	0.1215	H
Alan Direnci (Rf)	281.2	Ohm
Alan Endüktansı (Lf)	156	H
Alan-Endüvi Karşılıklı Endüktansı (Laf)	1.976	H
Toplam Atalet Momenti (J)	0.02215	kg.m ²
Viskoz Sürtünme Katsayısı (Bm)	0.002953	N.m.s
Coulomb Sürtünme Torku (Tf)	0.5161	N.m
Başlangıç Hızı	0	rad/s

Tablo 8.10 DC Motor Hız Kontrolü PID Parametreleri

Parametre	Değer
P (Oransal Katsayı)	20
I (Integrator Katsayısı)	1.6
D (Türevsel Katsayı)	0.00005
Örnekleme Zamanı (s)	1e-7

Tablo 8.11 DC Motor Hız Akım Kontrolü PID Parametreleri

Parametre	Değer
P (Oransal Katsayı)	20
I (Integrator Katsayısı)	0.2
D (Türevsel Katsayı)	0.00000005
Örnekleme Zamanı (s)	1e-7

Tablo 8.12 Yük Torku (TL) Değişimi Merdiven Üreteci Parametreleri

Parametre	Değer
Zamanlar (s)	[0 0.02 40 42 60 100 102 120]
Genlik (Amplitude)	[0 1 -1 0 -1 1 0 0]
Örnekleme Zamanı (s)	1e-7

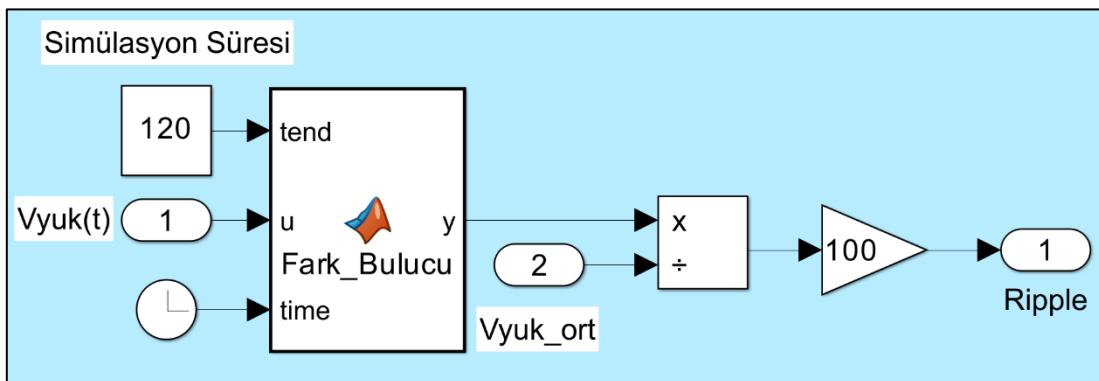
Tablo 8.13 2-Seviyeli PWM Üreteci Parametreleri

Parametre	Değer
Üreteç Tipi	Tek Fazlı Tam Köprü (4 Darbe)
Taşıyıcı Modu	Senkronize Olmayan (Unsynchronized)
Frekans	10000 Hz
Taşıyıcı Başlangıç Fazı	0°
Minimum / Maksimum Değer	[-1 1]
Referans Sinyal Örnekleme Tekniği	Doğal (Natural)
Referans Sinyal Dahili Üretimi	İşaretli Değil (Seçilmedi)
Örnekleme Zamanı (s)	1e-7

Dört bölgeli DC motor sürücüsünün Unipolar anahtarlama yöntemiyle kontrol edilmesini sağlamak amacıyla, 2-seviyeli PWM üretici kullanılmıştır. Tablo 7.13'te belirtildiği üzere, üreteç tipi olarak tek fazlı tam köprü (4 darbe) seçilmiş ve böylece H-köprüsü yapılandırmasına uygun bir anahtarlama kontrol stratejisi uygulanmıştır. Taşıyıcı modu olarak senkronize olmayan (Unsynchronized) yapı tercih edilerek, referans ve taşıyıcı sinyallerin birbirinden bağımsız çalışması sağlanmış ve kontrol algoritması için daha esnek bir yapı elde edilmesi hedeflenmiştir. Anahtarlama frekansı 10 kHz olarak belirlenmiş olup, bu değer motor kontrol uygulamalarında yeterli kontrol hassasiyeti sağlamakta ve aynı zamanda anahtarlama kayıplarını kabul edilebilir düzeyde tutmaktadır. Taşıyıcı sinyalin başlangıç fazı ise 0° olarak ayarlanmış, böylece taşıyıcı dalga formunun simülasyon başlangıcındaki ilk konumu belirlenmiştir.

Taşıyıcı sinyalin minimum ve maksimum değerleri [-1 1] aralığında belirlenerek, Unipolar anahtarlama teknigi ile uyumlu bir çıkış üretimi gerçekleştirilmiştir. Referans sinyal örneklemeye teknigi olarak doğal (Natural) yöntem tercih edilmiştir. Ayrıca, referans sinyali dış kaynaklı olarak sağlandığından, referans sinyalin dahili üretimi seçenekleri devre dışı bırakılmıştır. Belirlenen bu parametreler ile, dört bölgeli DC motor sürücüsünün Unipolar anahtarlama yöntemiyle kararlı, hızlı ve verimli bir şekilde kontrol edilmesi hedeflenmiştir.

EK B.2. Ripple Alt Sistemi

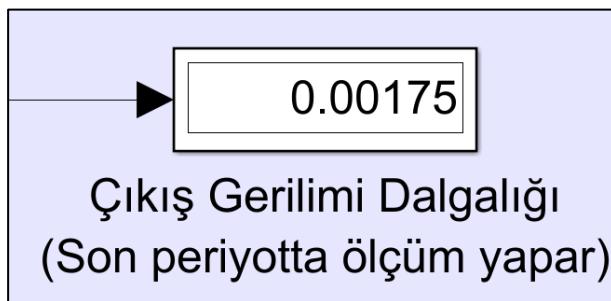


Şekil 8.1 Ripple Alt Sistemi Modeli

Şekil 8.1'de gösterilen Ripple Alt Sistemi, çıkış geriliminde oluşan dalgalanmanın (ripple) hesaplanmasıyı sağlayan bir yapıdır. Bu alt sistem, simülasyonun son periyotlarında çıkış geriliminin maksimum ve minimum değerlerini tespit ederek, bu iki değer arasındaki farkı (ripple değeri) belirlemektedir. Elde edilen bu fark, ortalama çıkış gerilimine oranlanarak yüzde cinsinden ripple miktarı hesaplanmaktadır.

Ripple hesaplama işlemi, bir "Fark_Bulucu" bloğu ile gerçekleştirilmiştir. Bu fonksiyon, simülasyon süresi (tend), çıkış gerilimi (u) ve anlık simülasyon zamanı (time) olmak üzere üç parametre almaktadır. Fonksiyon içerisinde, persistent değişkenler kullanılarak maksimum (enbuyuk) ve minimum (enkucuk) gerilim değerleri saklanmaktadır ve bu değerler yalnızca simülasyonun son periyodunda güncellenmektedir.

Elde edilen maksimum ve minimum gerilim değerleri arasındaki fark hesaplanmaktadır ve bu fark, ortalama çıkış gerilimine oranlanarak ripple değeri yüzdelik formata dönüştürilmektedir. Son olarak hesaplanan bu yüzde ripple değeri, çıkış portu (Outport) bloğu ile sistem çıkışına aktarılır ve ekran (Display) bloğu yardımıyla Şekil 7.2'de gözüktüğü gibi görsel olarak kullanıcıya sunulmaktadır.



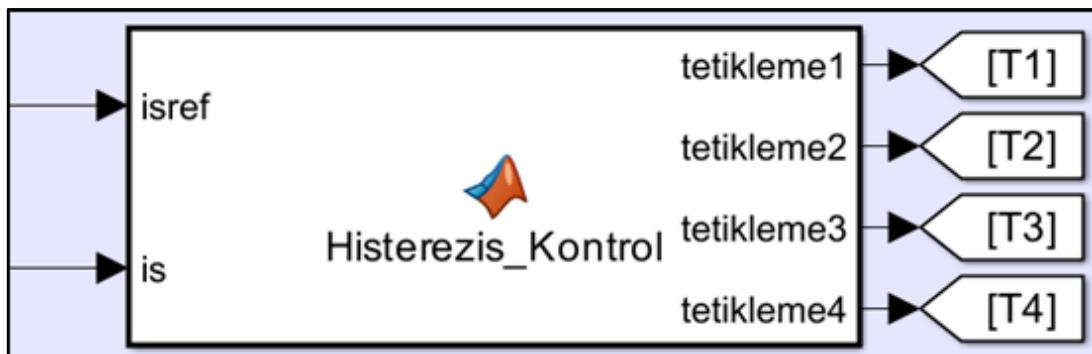
Şekil 8.2 Çıkış Gerilimi Dalgalığı Ekranı

EK B.3. Çalışmada Kullanılan Yazılım Kodları

8.1.4. Ripple Fark Bulucu Algoritma Kodları

```
function y = Fark_Bulucu(tend, u, time)
% Bu fonksiyon, simülasyonun son periyodunda çıkış geriliminin
% maksimum ve minimum değerleri arasındaki farkı hesaplayarak
% ripple oranını belirlemek amacıyla kullanılır.
% Girdi parametreleri:
% tend → Simülasyon toplam süresi
% u → Anlık çıkış gerilimi değeri
% time → Simülasyon anındaki zaman değeri
% Çıktı:
% y → Gerilimin en büyük ve en küçük değeri arasındaki
% fark (ripple gerilimi)
% Persistent değişkenler, fonksiyon her çalıştığında
% değerlerini korur.
% Bu sayede maksimum ve minimum değerler güncellenerek
% saklanabilir.
persistent enbuyuk; % Maksimum çıkış gerilimi
persistent enkucuk; % Minimum çıkış gerilimi
persistent fark; % Gerilim farkı (ripple)
% İlk kez çalıştırıldığında persistent değişkenlerin null
% olup olmadığı kontrol edilir.
% Eğer null ise uygun başlangıç değerleri atanır.
if isempty(enkucuk) || isempty(enbuyuk))
    enkucuk = 1/0; % Minimum değeri pozitif sonsuz olarak
    başlat (ilk gelen değer daha düşük olacak)
    enbuyuk = 0; % Maksimum değeri 0 olarak başlat
end
% Ripple hesabı sadece simülasyonun son iki periyodunda
yapılır.
% Örneğin, periyot süresi yaklaşık 0.01 s ise ( $3 \cdot 0.02 = 0.06$  s)
if (time > tend - 3*0.02) && (time <= tend)
    % Eğer anlık gerilim mevcut maksimum değerden büyükse,
    % maksimumu güncelle.
    if u >= enbuyuk
        enbuyuk = u;
    end
    % Eğer anlık gerilim mevcut minimum değerden küçükse,
    % minimumu güncelle.
    if u < enkucuk
        enkucuk = u;
    end
end
% Sonuç olarak ripple değeri
fark = enbuyuk - enkucuk;
y = fark;
end
```

8.1.5. Histerezis Akım Kontrolü Algoritma Kodları



Şekil 8.3 Histerezis Kontrol Bloğu Modeli

```
% Fonksiyon tanımlaması:
% Girdi olarak referans akım (isref) ve ölçülen gerçek akım
(is) alır.
% Çıktı olarak tetikleme sinyalleri
% (tetikleme1, tetikleme2, tetikleme3, tetikleme4) verir.
function
[tetikleme1,tetikleme2,tetikleme3,tetikleme4]=Histerezis_Kontrol(isref,is)

% Başlangıçta tüm tetikleme sinyalleri sıfırlanır.
% Bu sayede her kontrol döngüsünde yeni değerler atanabilir.

tetikleme1=0;
tetikleme2=0;
tetikleme3=0;
tetikleme4=0;

% Histerezis bandı aralığı belirlenir.
% a ve b değerleri referans akımının %2 üstü ve alt
sınırlarını ifade eder.

a=1.02; % Üst sınır çarpanı (referansın %102'si)
b=0.98; % Alt sınır çarpanı (referansın %98'i)

% Eğer akım, histerezis bandının içindedeyse (b*isref < is <
a*isref)
% Bu durumda belirlenen tetikleme kombinasyonu uygulanır.
% Burada tetikleme1 ve tetikleme3 açık, diğerleri kapalı.

if b*isref < is && is < a*isref
    tetikleme1=1;
    tetikleme4=0;
    tetikleme2=0;
    tetikleme3=1;
end
```

```

% Eğer akım referansın %2 üstüne çıkmışsa (is > a*isref)
% Bu durumda akımı azaltmak için uygun tetikleme kombinasyonu
uygulanır.
% tetikleme1 ve tetikleme4 açık, diğerleri kapalı.
if is > a*isref
    tetikleme1=1;
    tetikleme4=1;
    tetikleme2=0;
    tetikleme3=0;
end

% Eğer akım referansın %2 altına düşmüşse (is < b*isref)
% Bu durumda akımı artırmak için uygun tetikleme kombinasyonu
uygulanır.
% tetikleme2 ve tetikleme3 açık, diğerleri kapalı.
if is < b*isref
    tetikleme1=0;
    tetikleme4=0;
    tetikleme2=1;
    tetikleme3=1;
end
end

```

8.1.6. Hız Referansı ve Alan Gerilimi Algoritma Kodları



Şekil 8.4 Hız Referansı ve Alan Gerilimi Bloğu Modeli

```

function [Alan_Vref,Hiz_ref] = Hiz_Kontrol(zaman)
% Giriş:
% zaman: Simülasyon zamanı (Clock bloğundan alınır)
% Çıkışlar:
% Alan_Vref: Alan gerilimi (V)
% Hiz_ref: Hız referansı (RPM)

% Parametreler
nominal_hiz = 1750;
max_hiz = 1.5 * nominal_hiz; % 2625 RPM

```

```

if zaman < 2
    Hiz_ref = (zaman / 2) * nominal_hiz;
    Alan_Vref = 300;
elseif zaman >= 2 && zaman < 20
    Hiz_ref = nominal_hiz;
    Alan_Vref = 300;

elseif zaman >= 20 && zaman < 22
    Hiz_ref = nominal_hiz + ((zaman-20)/2) * (max_hiz-
nominal_hiz);
    Alan_Vref = 150;
elseif zaman >= 22 && zaman < 40
    Hiz_ref = max_hiz;
    Alan_Vref = 150;
elseif zaman >= 40 && zaman < 42
    Hiz_ref = max_hiz * (1 - (zaman - 40)/2);
    Alan_Vref = 150;

elseif zaman >= 42 && zaman < 60
    Hiz_ref = 0;
    Alan_Vref = 300;
elseif zaman >= 60 && zaman < 62
    Hiz_ref = -nominal_hiz * ((zaman - 60)/2);
    Alan_Vref = 300;
elseif zaman >= 62 && zaman < 80
    Hiz_ref = -nominal_hiz;
    Alan_Vref = 300;

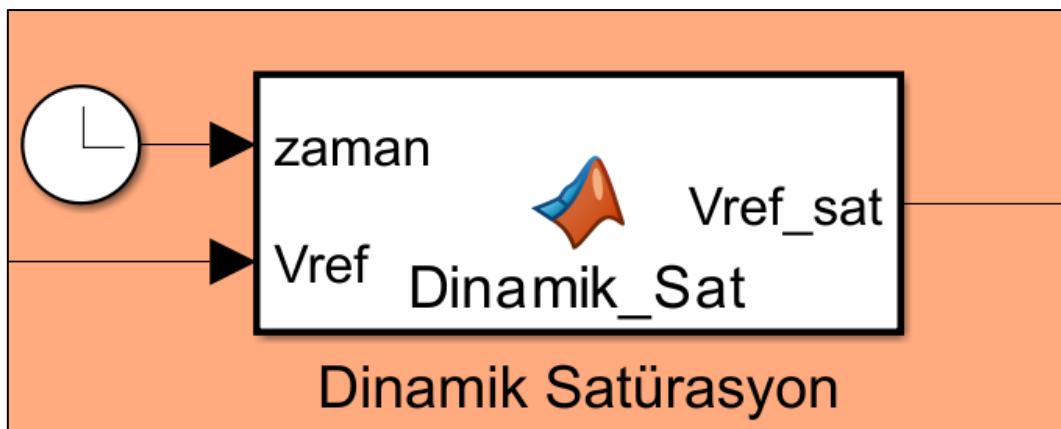
elseif zaman >= 80 && zaman < 82
    Hiz_ref = -nominal_hiz -((zaman-80)/2) * (max_hiz -
nominal_hiz);
    Alan_Vref = 150;
elseif zaman >= 82 && zaman < 100
    Hiz_ref = -max_hiz;
    Alan_Vref = 150;
elseif zaman >= 100 && zaman < 102
    Hiz_ref = -max_hiz * (1 - (zaman - 100)/2);
    Alan_Vref = 150;

elseif zaman >= 102 && zaman <= 120
    Hiz_ref = 0;
    Alan_Vref = 300;

else
    Hiz_ref = 0;
    Alan_Vref = 0;
end
end

```

8.1.7. Dinamik Satürasyon Algoritma Kodları



Şekil 8.5 Dinamik Satürasyon Bloğu Modeli

```

function Vref_sat = Dinamik_Sat(zaman, Vref)
% Bu fonksiyon, referans gerilim (Vref) değerine simülasyon
% zamanı aralığına bağlı olarak dinamik sınırlama (satürasyon)
uygulamaktadır.
% Böylece belirli zaman dilimlerinde Vref belirlenen sınırlar
% arasında sınırlandırılır.

if zaman < 41.75
    Vref = max(0, min(1, Vref));
    Vref_sat=Vref; % Vref değeri 0 ile 1 arasında sınırlanır.
elseif zaman >= 41.75 && zaman < 42
    Vref = max(-1, min(0, Vref));
    Vref_sat=Vref; % Vref değeri 0 ile -1 arasında sınırlanır.
elseif zaman >= 42 && zaman < 42.25
    Vref_sat = Vref; % Vref değeri olduğu gibi bırakılır.
elseif zaman >= 42.25 && zaman < 60
    Vref = 0; % Vref değeri sıfırlanır.
    Vref_sat = Vref;
elseif zaman >= 60 && zaman < 101.75
    Vref = max(-1, min(0, Vref));
    Vref_sat=Vref; % Vref değeri 0 ile -1 arasında sınırlanır.
elseif zaman >= 101.75 && zaman < 102
    Vref = max(0, min(1, Vref));
    Vref_sat=Vref; % Vref değeri 0 ile 1 arasında sınırlanır.
elseif zaman >= 102 && zaman < 102.25
    Vref_sat = Vref; % Vref değeri olduğu gibi bırakılır.
elseif zaman >= 102.25 && zaman < 120
    Vref = 0; % Vref değeri sıfırlanır.
    Vref_sat = Vref;
else
    Vref_sat = Vref; % Vref değeri olduğu gibi bırakılır.
end
end

```

BİTİRME ÇALIŞMASI SON KONTROL FORMU

		EVET	HAYIR
1	Beyan formu çalışmada bulunuyor mu?	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
2	Özet bölümü en az 100 kelime içermekte mi?	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
3	Simge ve Kısaltmalar uygun şekilde yazılmış mı?	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
4	Şekiller listesi formata uygun şekilde hazırlanmış mı?	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
5	Tablolar listesi formata uygun şekilde hazırlanmış mı?	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
6	Başarı ölçütlerinden bahsedilmiş mi?	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
7	IEEE Etik kurallar onay formu imzalanmış mı?	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
8	Çalışmanın Ulusal ya da Uluslararası standartlar ilişkisi verilmiş mi?	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
9	Kaynaklar bölümü formata uygun hazırlanmış mı?	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
10	Yazım kılavuzuna aykırı durumlar mevcut mu?	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>

Bu çalışma tarafimdan incelenmiş olup kontrol sonuçları yukarıda verildiği gibidir.

İnceleyen : **Beytullah Burak Kahriman**

Tarih : **27.06.2025**

İmza :