

T.C.
NEVŞEHİR HACI BEKTAŞ VELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ENERJİ HATTI İLETİŞİMİYLE AKILLI ŞEBEKELER
İÇİN UZAKTAN İZLEME SİSTEMİ TASARIMI

Tezi Hazırlayan
Hilal İRGAN

Tez Danışmanı
Prof. Dr. Ersan KABALCI
Doç. Dr. Yasin KABALCI

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Yüksek Lisans Tezi

Temmuz 2019
NEVŞEHİR

Prof. Dr. Ersan KABALCI ve Doç. Dr. Yasin KABALCI danışmanlığında **Hilal İRGAN** tarafından hazırlanan “**Enerji Hattı İletimiyle Akıllı Şebekeler İçin Uzaktan İzleme Sistemi Tasarımı**” başlıklı bu çalışma, jürimiz tarafından Nevşehir Hacı Bektaş Veli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı **Yüksek Lisans Tezi** olarak kabul edilmiştir.

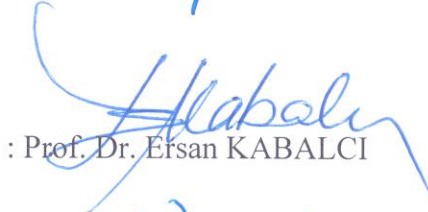
25/08/2019

JÜRİ

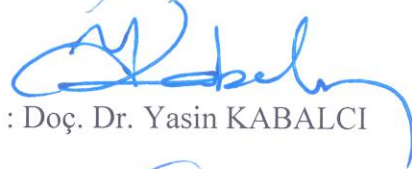
Başkan


: Prof. Dr. Saffet AYASUN

Üye


: Prof. Dr. Ersan KABALCI

Üye


: Doç. Dr. Yasin KABALCI

Üye


: Dr. Öğr. Üyesi Emrah ZERDALI

Üye


: Dr. Öğr. Üyesi Altan GENCER

ONAY:

Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun...05.08.2019...tarih ve...42-471... sayılı kararı ile onaylanmıştır.


Enstitü Müdürü
Doç. Dr. Bayram DEVİREN
Enstitü Müd. Yrd.

TEZ BİLDİRİM SAYFASI

Tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada yer alan bütün bilgilerin bilimsel ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu ve bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Hilal İRGAN



TEŞEKKÜR

Yüksek lisans öğrenimim ve tez çalışmam süresince tüm bilgilerimi benimle paylaşmaktan kaçınmayan, her türlü konuda desteğini benden esirgemeyen ve tezimde büyük emeği olan Sayın Hocalarım Prof. Dr. Ersan KABALCI ve Doç. Dr. Yasin KABALCI'ya,

Maddi ve manevi olarak her zaman desteklerini hissettiren değerli aileme ve arkadaşlarıma teşekkür ederim.



ENERJİ HATTI İLETİŞİMİYLE AKILLI ŞEBEKELER İÇİN UZAKTAN İZLEME SİSTEMİ TASARIMI

(Yüksek Lisans Tezi)

Hilal İRGAN

NEVŞEHİR HACI BEKTAŞ VELİ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Temmuz 2019

ÖZET

Son zamanlarda artmakta olan enerji talebi, ülkelerin sanayileşme seviyelerinin artması ve buna bağlı olarak elektrik tüketiminin artması, haberleşme, izleme, kontrol ve otomasyon eksikliği gibi sebepler geleneksel şebekenin eksikliklerini ortaya koymaktadır. Bu eksikliklerden dolayı, uzaktan izleme, kontrol gibi özelliklerin eklendiği akıllı şebeke kavramı ortaya çıkmıştır. Akıllı şebeke alt yapısında, enerji verimliliğinin artırılması, şebeke güvenilirliğinin ve güvenliğinin yükseltilmesi gibi özelliklerin geliştirilmesi hedeflenmiştir. Ayrıca, tükenmekte olan fosil yakıtların çevreye zararlı atıklar üretmesi, artan enerji talebini karşılayabilmek için temiz enerji kaynakları olan güneş, rüzgâr, hidroelektrik, biyokütle, yakıt pili, jeotermal enerji gibi dağıtık kaynakların akıllı şebeke alt yapısına entegrasyonu önemli bir konu haline gelmektedir. Bu dağıtık kaynakların bir arada çalışmalarını sağlayarak şebekeye entegrasyonunu gerçekleştirmek için mikro şebeke sistemleri geliştirilmektedir. Mikro şebekeler, akıllı şebekelerin önemli bir aşaması olup tüm dünyadaki enerji kıtlığını azaltmak için farklı kaynak türlerinin bir arada kullanılmasını teşvik etmekte ve şebekeye bağlı ya da ada modu olmak üzere iki çalışma modu sağlamaktadır. Akıllı şebeke sistemini daha güvenilir hale getirebilmek için uzaktan kontrol, ölçüm ve bilgi alışverişini sağlamak için haberleşme altyapısı önemli bir konu haline gelmektedir. Sinyallerin mevcut bulunan enerji hattı üzerinden iletimi esasına dayanan Enerji Hattı İletişimi (EHİ), akıllı şebekeler ile popüler bir konu haline gelmiştir.

Bu tez çalışmasında sırasıyla 39 kW, 100 kW ve 50 kW güce sahip fotovoltaik (FV), yakıt hücresi ve rüzgâr türbinini kapsayan yenilenebilir enerji kaynakları (YEK) kullanılarak hibrit dağıtık üretim tesisi MATLAB Simulink ortamında modellenmiştir. Her bir tesisin çıkışı ile DA bara arasında arayüz oluşturabilmek için çeşitli güç elektroniği devreleri ve kontrolcülere kullanılmıştır. Güneş ve yakıt hücresi enerji tesisi DA çıkışlı olduğu için DA-DA arttıran konvertör kullanılırken, AA çıkışlı rüzgâr enerji tesisi için kontrolsüz doğrultucu ve DA-DA arttıran konvertör kullanılarak 1000 V_{DA} bara gerilimi oluşturulmuştur. Güneş enerji tesisine bağlı arttıran konvertör, artımlı ilenkenlik maksimum güç noktası takibi (IC MGNT) algoritması ile kontrol edilmekteyken, yakıt hücresi ve rüzgâr enerji tesislerine bağlı arttıran konvertörlerin kontrolü oransal-integral (PI) kontrolörle yapılmaktadır. Oluşturulan 1000 V_{DA} bara gerilimi, evirici ile AA gerilime dönüştürülmüştür. Bu dönüşüm işlemi yapılırken DA bara gerilimi, şebeke gerilim ve akım bilgileri faz kilitlemeli döngü (PLL) içeren evirici kontrolcüsüne giriş olarak uygulanmıştır. Evirici çıkışında elde edilen 400 V_{rms}, 50 Hz şebeke frekans ve genliğindeki gerilim, 400 V/31,5 kV 50 MVA transformatör vasıtasıyla 31,5 kV orta gerilim şebekesine bağlanmıştır. Her tesise bağlı arttıran konvertörlerin çıkış güçleri ölçülmüş ve EHİ yöntemi ile var olan enerji hattı üzerinden veri iletimi gerçekleştirilmiştir. Bu EHİ altyapısı oluşturulurken hat kuplaj devresi, Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama (QPSK) modülatörü ve demodülatörü tasarlanmıştır. Ölçülen güçler QPSK modülatörü ve hat kuplajı vasıtasıyla 400 V alçak gerilim hattına uygulanmış ve hattın belirli bir uzaklıktaki noktasından hat kuplajı ve QPSK demodülatörü ile geri elde edilmiştir. Hibrit tesis sistemi farklı ışımaya ve rüzgâr hızı değişkenleri altında analiz edilerek değişken durumlara rağmen sistemin 400 V şebekeyi takip ettiği gözlemlenmiştir. Ayrıca, 20 km'ye kadar farklı iletim hattı uzunluklarında güç verilerinin iletimleri yapılmış ve EHİ sisteminde düşük zaman gecikmeleri gözlemlenmiştir. Bu değişken şartlara rağmen olması istenilen değerlere yakın sonuçlar elde edilerek hibrit YEK'ler ile oluşturulmuş şebekeye bağlı çalışan bir mikro şebeke modeli ve QPSK modülatör ve demodülatörlerle oluşturulmuş bir EHİ altyapısı literatüre sunulmuştur.

Anahtar kelimeler: Akıllı şebekeler, Yenilenebilir enerji kaynakları, Fotovoltaik panel, Yakıt hücresi, Rüzgâr türbini, Mikro şebeke, Enerji hattı iletimini.

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Ersan KABALCI ve Doç. Dr. Yasin KABALCI

Sayfa adeti: 123

**THE REMOTE MONITORING SYSTEM DESIGN WITH POWER LINE
COMMUNICATION FOR SMART GRIDS**

(M. Sc. Thesis)

Hilal IRGAN

NEVSEHIR HACI BEKTAS VELI UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

July 2019

ABSTRACT

In recent years, the reasons such as increasing energy demand, industrialization levels of the countries and consequently increasing electricity consumption, lack of communication, monitoring, control and automation have revealed the deficiencies of the traditional grid. Because of these deficiencies, the concept of smart grid (SG) have emerged instead of the traditional grid system, by inclusion of features such as remote monitoring and control. In the SG infrastructure, it is aimed to develop the features such as increasing energy efficiency, raising grid reliability and security. Moreover, the fact that fossil fuels produce harmful exhausts to the environment, running out and the inability to meet the increasing energy demand. The integration of distributed sources such as solar, wind, hydroelectric, biomass, fuel cell, geothermal energy into the SG infrastructure becomes an important issue. The micro grid (MG) systems have been improved to integrate these distributed sources into the utility grid by enabling them to work together. The MGs are one of the important steps in SGs and they encourage the use of different source types together to reduce energy scarcity around the world due to their operating modes, as grid-connected or island-mode. In order to make the SG system more reliable, the communication infrastructure is becoming an important issue in order to provide remote control, measurement and information interchange. The Power Line Communication (PLC), which is based on the transmission of signals over the existing power line, has become a popular topic with SGs.

In this thesis, a hybrid distributed generation plant was modelled in MATLAB Simulink

environment using renewable energy resources (RES) comprised by photovoltaic (PV), fuel cell and wind turbine of 39 kW, 100 kW and 50 kW power respectively. The various power electronics circuits and controllers were used to interface between the output of each plant and the dc bus. Since the solar and fuel cell plants generate dc output power, dc-dc boost converter has been used, while an uncontrolled rectifier and dc-dc boost converter has been used to generate 1000 V_{dc} bus voltage for ac output wind power plant. The boost converter connected to solar plant is controlled with incremental conductance maximum power point tracking (IC MPPT) algorithm, while the boost converters that are connected to fuel cell and wind power plants are controlled by proportional-integral (PI) controller. The generated 1000 V_{dc} bus voltage has been converted to ac voltage with inverter. In this conversion process, dc bus voltage, grid voltage and current input information were applied to the inverter controller which includes phase-locked loop (PLL). The three-phase inverter output with 400 V_{rms} voltage and 50 Hz frequency has been connected to 31,5 kV grid over 400 V/31,5 kV 50 MVA transformer. The output power of the boost converters connected to each plant were measured and data transmission was performed on existing power lines by PLC method. The line coupling circuit, Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) modulator and demodulator were designed for this PLC infrastructure. The measured power rates were applied to the 400 V low voltage line via the QPSK modulator and line coupling interface where they have been recovered at a certain distance from the line to line coupling and QPSK demodulator. The hybrid power plant system is analyzed under different irradiation and wind speed variables where it is observed that the system follows the 400 V grid despite variable conditions. In addition, the transmission of power data were practiced at different transmission line lengths up to 20 km and low time delays were observed in the PLC system. In spite of the variable operating conditions, the results were obtained quite close to the desired values and a grid-connected micro grid model has been proposed with hybrid RESs and a PLC infrastructure composed of QPSK modulators and demodulators are presented to the literature.

Key words: Smart grids, Renewable energy sources, Photovoltaic panel, Fuel cell, Wind turbine, Micro grid, Power line communication.

Thesis Supervisor: Prof. Dr. Ersan KABALCI & Assoc. Prof. Dr. Yasin KABALCI

Page Number: 123

İÇİNDEKİLER

KABUL VE ONAY SAYFASI.....	i
TEZ BİLDİRİM SAYFASI	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	vi
İÇİNDEKİLER	viii
TABLO LİSTESİ.....	xi
ŞEKİLLER LİSTESİ	xii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ	xix
BÖLÜM 1 GİRİŞ.....	1
1.1. Mikro Şebeke ve Dağıtık Üretim	1
1.2. Bölümler ve İçerik.....	7
BÖLÜM 2 YENİLENEBİLİR ENERJİ KAYNAKLARI VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ UYGULAMALARI.....	9
2.1. Güneş enerjisi ve FV sistemler	10
2.1.1. Maksimum Güç Noktası Takibi (MGNT).....	11
2.2. Yakıt Hücreleri.....	16
2.2.1. Proton değişim membran (PEM) yakıt hücresi	17
2.3. Rüzgâr Enerjisi ve Rüzgâr Türbin Sistemleri	18

2.3.1. Sabit hızlı rüzgâr türbinleri	21
2.3.2. Değişken hızlı rüzgâr türbinleri (DHRT)	22
2.4. DA-DA konvertörler	25
2.4.1. Azaltan (buck) konvertörler	26
2.4.2. Arttıran konvertörler	32
2.4.3 Azaltan-arttıran (buck-boost) konvertörler	35
BÖLÜM 3 AKILLI ŞEBEKELER VE HABERLEŞME SİSTEMİ.....	39
3.1. Akıllı Şebeke ve Geleneksel Şebeke Arasındaki Farklar.....	43
3.2. Akıllı Şebekelerde Kullanılan Haberleşme Yöntemleri.....	43
3.2.1. Kablosuz Haberleşme Teknolojileri.....	44
3.2.1.1. WLAN.....	44
3.2.1.2. WiMAX	45
3.2.1.3. Hücresel.....	46
3.2.1.4. MobileFi.....	47
3.2.1.5. Bluetooth	48
3.2.1.6. ZigBee	48
3.2.2. Kablolu Haberleşme Teknolojileri.....	49
3.2.2.1. EHI	50
3.2.2.2. Ethernet	52

3.2.2.3. Fiber optik	53
BÖLÜM 4 DAĞITIK ÜRETİM TESİSİNİN MODELLENMESİ.....	54
4.1. Güneş Enerjisi Tesisinin Modellenmesi	55
4.2. Yakıt Hücresi Enerji Tesisinin Modellenmesi	60
4.3. Rüzgâr Enerjisi Tesisinin Modellenmesi	62
4.4. Dağıtık Üretim-Şebeke Entegrasyonu ve Kontrol Algoritması	65
4.5. Analiz Sonuçları.....	69
BÖLÜM 5 UZAKTAN İZLEME VE ÖLÇÜM SİSTEMİNİN MODELLENMESİ	89
5.1. Faz Kaydırmalı Anahtarlama (PSK)	89
5.1.1. İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (BPSK).....	90
5.1.2. Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama (QPSK)	92
5.2. Frekans Bölmeli Çoğullama (FDM)	94
5.2.1. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM).....	94
5.3. Modellenen EHİ Sistemi	95
5.4. Analiz Sonuçları.....	97
BÖLÜM 6 SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	112
KAYNAKLAR	114
ÖZGEÇMİŞ	123

TABLO LİSTESİ

Tablo 3.1.	Kablosuz haberleşme teknolojilerinin karşılaştırılması.....	49
Tablo 3.2.	DB-EHİ ile GB-EHİ' nin karşılaştırılması.....	52
Tablo 4.1.	Kullanılan FV modül tasarım parametreleri.....	57
Tablo 4.2.	Yakıt hücresi parametre değerleri	60
Tablo 4.3.	Rüzgâr türbini parametreleri.....	63



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. Dağıtık enerji kaynaklarının şebekeye entegrasyon	1
Şekil 1.2. DA mikro şebeke modeli	2
Şekil 1.3. Hibrit AA/DA mikro şebeke modeli blok şeması.....	4
Şekil 2.1. Yenilenebilir enerji kaynaklarının bir arada gösterimi	9
Şekil 2.2. Seri ve paralel bağlı FV hücreler	11
Şekil 2.3. FV hücre elektriksel eşdeğer devresi	10
Şekil 2.4. 240 W maksimum güce sahip FV modülün farklı ışımalar için akım-gerilim ve güç-gerilim eğrileri.....	12
Şekil 2.5. FV panelin çıkış güç-gerilim (P-V) eğrisi (P_{MGN} : MGN'deki çıkış gücü, V_{MGN} : MGN'deki çıkış gerilimi, V_{AD} : açık devre gerilimi)	15
Şekil 2.6. IC MGNT algoritmasının akış şeması	16
Şekil 2.7. PEM yakıt hücresinin kimyasal reaksiyonlarının gösterimi	18
Şekil 2.8. PEM yakıt hücresinin gerilim-akım karakteristiğinin şematik gösterimi.....	18
Şekil 2.9. Rüzgâr türbinin içyapısı.....	20
Şekil 2.10. A tipi SHRT modeli	22
Şekil 2.11. B tipi DHRT modeli	24
Şekil 2.12. C tipi DHRT modeli	24
Şekil 2.13. D tipi DHRT modeli	25
Şekil 2.14. Azaltan konvertörün temel şeması (a) devre topolojisi (b) çıkış dalga şekli	26

Şekil 2.15. Azaltan konvertör devre şekli	27
Şekil 2.16. Azaltan konvertör anahtarlama durumları (a) anahtar iletimde, (b) anahtar kesimde	28
Şekil 2.17. Azaltan konvertörün gerilim ve akım dalga şekilleri (a) çıkış gerilimi (b) bobin gerilimi, (c) bobin akımı, (d) kondansatör akımı, (e) anahtar akımı, (f) diyot akımı	30
Şekil 2.18. Azaltan konvertör bobin akımı (I_L) dalga şekli	31
Şekil 2.19. Arttıran konvertör devre şeması.....	32
Şekil 2.20. Arttıran konvertörde anahtarlama durumlarındaki devre şekilleri, (a) anahtarın iletimde, (b) anahtarın kesimde.....	32
Şekil 2.21. Bobin gerilimi dalga şekli.....	33
Şekil 2.22. Arttıran konvertörün devre elemanlarının akım dalga şekilleri (a) bobin akımı, (b) anahtar akımı, (c) kondansatör akımı, (d) diyot akımı	34
Şekil 2.23. Azaltan-arttıran konvertör devre şekli	35
Şekil 2.24. Azaltan-arttıran konvertörde anahtarlama durumlarındaki devre şekilleri, (a) anahtarın iletim durumu, (b) anahtarın kesim durumu.....	36
Şekil 2.25. Azaltan-arttıran konvertör bobin gerilimi dalga şekli.....	37
Şekil 2.26. Azaltan-arttıran konvertörün devre elemanlarının akım dalga şekilleri; (a) bobin akımı, (b) kondansatör akımı, (c) anahtar akımı, (d) diyot akımı.....	38
Şekil 3.1. Akıllı şebeke bileşenleri.....	39
Şekil 3.2. WLAN altyapısı.....	45
Şekil 3.3. WiMAX ağı	45

Şekil 3.4. Hücresel yapı	46
Şekil 3.5. Örnek bir EHK modeli.....	50
Şekil 4.1. Modellenen mikro şebeke blok diyagramı.....	54
Şekil 4.2. Modellenen mikro şebeke modeli.....	56
Şekil 4.3. Güneş enerji tesisinin MATLAB Simulink modeli	57
Şekil 4.4. Kullanılan FV modülün sabit 25 °C ve farklı ışımaya değerleri için akım-gerilim (I-V) ile güç-gerilim (P-V) grafiği.....	58
Şekil 4.5. Sistemde kullanılan MGNT modeli	59
Şekil 4.6. MGNT bloğunun içyapısı	59
Şekil 4.7. Modellenen yakıt hücresi tesis modeli.....	60
Şekil 4.8. Yakıt hücresine bağlı arttıran konvertörün PI kontrol şeması	61
Şekil 4.9. Rüzgâr enerji santralının MATLAB Simulink modeli	62
Şekil 4.10. Türbin hızı-çıkış mekanik gücü grafiği.....	63
Şekil 4.11. RES'e bağlı arttıran konvertörün PI kontrol şeması	64
Şekil 4.12. 3-fazlı 12-darbeli DKE evirici topolojisi	67
Şekil 4.13. PLL temel blok diyagramı	67
Şekil 4.14. PLL tabanlı kontrol cihazının blok şeması	68
Şekil 4.15. PLL tabanlı kontrol cihazının MATLAB modeli	68
Şekil 4.16. PLL tabanlı kontrol PLL bloğunun MATLAB modeli.....	68
Şekil 4.17. PLL tabanlı kontrol bloğunun gerilim regülatörü MATLAB modeli.....	69

Şekil 4.18. Sabit 1000 W/m ² ışımaya, 25 °C sıcaklık, yakıt hücresi kullanım faktörü ve 8 m/s sabit rüzgâr hızı değişkenleri (a) GES'e uygulanan ışımaya ve sıcaklık, (b) yakıt hücresi kullanım oranları, (c) rüzgâr hızı.....	72
Şekil 4.19. Sabit 1000 W/m ² ışımaya ve 8 m/s rüzgâr hızındaki GES çıkış gerilimleri, (a) GES çıkış DA gerilimi, (b) GES'e bağlı arttıran konvertör çıkış DA gerilimi.....	73
Şekil 4.20. Sabit 1000 W/m ² ışımaya ve 8 m/s rüzgâr hızındaki yakıt hücresi çıkış gerilimleri, (a) yakıt hücresi çıkış DA gerilimi, (b) yakıt hücresine bağlı arttıran konvertör çıkış DA gerilimi	73
Şekil 4.21. Sabit 1000 W/m ² ışımaya ve 8 m/s rüzgâr hızındaki RES çıkış gerilimleri, (a) RES çıkış DA gerilimi, (b) RES'e bağlı arttıran konvertör çıkış DA gerilimi	74
Şekil 4.22. 800-1000 W/m ² değişken ışımaya, 25 °C sıcaklık, yakıt hücresi kullanım faktörü ve 8-12 m/s değişken rüzgâr hızı değişkenleri (a) GES'e uygulanan ışımaya ve sıcaklık, (b) yakıt hücresi kullanım oranları, (c) rüzgâr hızı.....	75
Şekil 4.23. 800-1000 W/m ² değişken ışımaya ve 8-12 m/s değişken rüzgâr hızındaki GES çıkış gerilimleri, (a) GES çıkış DA gerilimi, (b) GES'e bağlı arttıran konvertör çıkış DA gerilimi.....	76
Şekil 4.24. 800-1000 W/m ² değişken ışımaya ve 8-12 m/s değişken rüzgâr hızındaki yakıt hücresi çıkış gerilimleri (a) yakıt hücresi çıkış DA gerilimi, (b) yakıt hücresine bağlı arttıran konvertör çıkış DA gerilimi.....	77
Şekil 4.25. 800-1000 W/m ² değişken ışımaya ve 8-12 m/s değişken rüzgâr hızındaki RES çıkış gerilimleri, (a) RES çıkış DA gerilimi, (b) RES'e bağlı arttıran konvertör çıkış DA gerilimi.....	78
Şekil 4.26. GES'e bağlı arttıran konvertör için MGNT kontrolcüsü ile elde edilen anahtarlama işareti	78
Şekil 4.27. Yakıt hücresine bağlı arttıran konvertör için PI kontrolcü ile elde edilen anahtarlama işareti	78

Şekil 4.28. RES'e bağlı arttıran konvertör için PI kontrolcü ile elde edilen anahtarlama işareti.....	79
Şekil 4.29. Sabit ışıma ve rüzgâr hızında evirici giriş ve çıkış gerilimleri (a) DA bara gerilimi, (b) evirici çıkışında elde edilen filtresiz AA hat gerilimi, (c) evirici çıkışında elde edilen filtresiz AA hat gerilimi yakınlaştırılmış görüntüsü.....	80
Şekil 4.30. Değişken ışıma ve rüzgâr hızında evirici giriş ve çıkış gerilimleri (a) DA bara gerilimi, (b) evirici çıkışında elde edilen filtresiz AA hat gerilimi, (c) evirici çıkışında elde edilen filtresiz AA hat gerilimi yakınlaştırılmış görüntüsü.....	81
Şekil 4.31. Evirici anahtarlama işaretleri.....	82
Şekil 4.32. Evirici filtre çıkışındaki faz gerilimleri.....	82
Şekil 4.33. Evirici filtre çıkışındaki faz gerilimleri yakınlaştırılmış görüntüleri.....	83
Şekil 4.34. Evirici filtre çıkışındaki hat gerilimleri.....	83
Şekil 4.35. Evirici filtre çıkışındaki hat gerilimleri yakınlaştırılmış görüntüleri.....	83
Şekil 4.36. Evirici çıkışındaki faz akımları.....	84
Şekil 4.37. Evirici çıkışındaki faz akımları yakınlaştırılmış görüntüleri.....	84
Şekil 4.38. Evirici çıkış gerilim ve akım işaretlerinin toplam harmonik bozulma grafikleri (a) çıkış faz gerilimi, (b) çıkış faz akımı.....	85
Şekil 4.39. Şebeke tarafındaki faz gerilimleri.....	86
Şekil 4.40. Şebeke tarafındaki faz gerilimleri yakınlaştırılmış görüntüleri.....	86
Şekil 4.41. Şebeke tarafındaki hat gerilimleri.....	86
Şekil 4.42. Şebeke tarafındaki hat gerilimleri yakınlaştırılmış görüntüleri.....	87
Şekil 4.43. Şebeke tarafındaki faz akımları.....	87

Şekil 4.44. Şebeke tarafındaki faz akımları yakınlaştırılmış görüntüleri.....	87
Şekil 5.1. BPSK modülasyon ve demodülasyon işleminin sayısal veri üzerinden gösterimi.....	91
Şekil 5.2. QPSK yıldız kümesi diyagramları	92
Şekil 5.3. QPSK devre yapıları (a) modülatör yapısı (b) demodülatör yapısı	93
Şekil 5.4. FDM ve OFDM spektrumları	95
Şekil 5.5. Uzaktan izleme sisteminin entegre edildiği hibrit yenilenebilir enerji tesis modeli.....	96
Şekil 5.6. QPSK blok diyagramları (a) modülatör, (b) demodülatör	97
Şekil 5.7. Arttıran konvertör çıkış güç eğrileri, (a) GES'e bağlı arttıran konvertör çıkış gücü (Ppv_boost), (b) yakıt hücresine bağlı arttıran konvertör çıkış gücü (Pfc_boost), (c) RES'e bağlı arttıran konvertör çıkış gücü (Pwind_boost).....	98
Şekil 5.8. QPSK modülatör eğrileri (a) kalibre edilen Ppv_boost gücü, (b) QPSK sinyali (c) QPSK sinyalinin yakınlaştırılmış görüntüsü	100
Şekil 5.9. QPSK modülatör eğrileri (a) kalibre edilen Pfc_boost gücü, (b) QPSK sinyali (c) QPSK sinyalinin yakınlaştırılmış görüntüsü	101
Şekil 5.10. QPSK modülatör eğrileri (a) kalibre edilen Pwind_boost gücü, (b) QPSK sinyali (c) QPSK sinyalinin yakınlaştırılmış görüntüsü.....	102
Şekil 5.11. QPSK demodülatör eğrileri (a) gerçek Ppv_boost gücü, (b) kalibre edilmiş Ppv_boost gücü, (c) QPSK demodülatör çıkış sinyali, (d) data çıkışı (elde edilen güneş gücü verisi), (e) kalibre edilmiş güç verisi.....	104
Şekil 5.12. QPSK demodülatör eğrileri (a) gerçek Pfc_boost gücü, (b) kalibre edilmiş Pfc_boost gücü, (c) QPSK demodülatör çıkış sinyali, (d) data çıkışı (elde edilen yakıt gücü verisi), (e) kalibre edilmiş güç verisi.....	105

Şekil 5.13. QPSK demodülatör eğrileri (a) gerçek P_{wind_boost} gücü, (b) kalibre edilmiş P_{wind_boost} gücü, (c) QPSK demodülatör çıkış sinyali, (d) data çıkışı (elde edilen rüzgâr gücü verisi), (e) kalibre edilmiş güç verisi.....	107
Şekil 5.14. Demodülatör çıkışında elde edilen kalibre edilmiş güç verisi ile gerçek P_{pv_boost} gücünün karşılaştırılması.....	108
Şekil 5.15. Demodülatör çıkışında elde edilen kalibre edilmiş güç verisi ile gerçek P_{fc_boost} gücünün karşılaştırılması	109
Şekil 5.16. Demodülatör çıkışında elde edilen kalibre edilmiş güç verisi ile gerçek P_{wind_boost} gücünün karşılaştırılması.....	109
Şekil 5.17. P_{pv_boost} gücünün iletiminde haberleşme hattının uzunluğuna bağlı olarak oluşan zaman gecikmesi.....	110
Şekil 5.18. P_{fc_boost} gücünün iletiminde haberleşme hattının uzunluğuna bağlı olarak oluşan zaman gecikmesi.....	110
Şekil 5.19. P_{wind_boost} gücünün iletiminde haberleşme hattının uzunluğuna bağlı olarak oluşan zaman gecikmesi.....	110

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

AA	Alternatif Akım
AGF	Alçak Geçiren Filtre
ARIB	Radyo Endüstrisi ve İşletmeleri Birliği
ASK	Genlik Kaydırmalı Anahtarlama
ASSG	Alan Sargılı Senkron Generatör
BMK	Bulanık Mantık Kontrolcüsü
BPSK	İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
CCM	Sürekli Akım Modu
CENELEC	Avrupa Elektroteknik Standardizasyon Komitesi
ÇBAG	Çift Beslemeli Asenkron Generatör
DA	Doğru Akım
DB	Dar Bant
DCM	Süreksiz Akım Modu
DERT	Düşey Eksenli Rüzgâr Türbinleri
DHRT	Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinleri
DKE	Diyot Kenetlemeli Evirici
DM	Doğrudan Metanol
EHİ	Enerji Hattı Haberleşmesi
EHK	Enerji Hattı Kanalı
FCC	Federal Haberleşmeler Komisyonu
FDM	Frekans Bölmeli Çoğullama
FSK	Frekans Kaydırmalı Anahtarlama
FV	Fotovoltaik
GA	Genetik Algoritma
GB	Geniş Bant
GES	Güneş Enerji Santrali
HC	Tepeye Tırmanma
IC	Artımlı İletkenlik
IEEE	Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü
LAN	Yerel Alan Ağı
MG	Mikro Şebeke

MGN	Maksimum Güç Noktası
MGNT	Maksimum Güç Noktası Takibi
NNK	Nötr Nokta Kenetlemeli
OFDM	Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama
PEM	Proton Değişim Membran
PHEV	Şarj Edilebilir Hibrit Taşıtlar
PO	Değiştir ve Gözlemle
PI	Oransal-İntegral
PLC	Enerji Hattı İletişimi
PSK	Faz Kaydırmalı Anahtarlama
PSO	Parçacık Sürüsü Optimizasyonu
RES	Rüzgâr Enerji Santrali
RSAG	Rotoru Sargılı Asenkron Generatör
SG	Akıllı Şebeke
SHRT	Sabit Hızlı Rüzgâr Türbinleri
SMSG	Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatör
TSE	Türk Standartları Enstitüsü
VCO	Gerilim Kontrollü Osilatör
WLAN	Kablosuz Yerel Alan Ağı
YEK	Yenilenebilir Enerji Kaynakları
YERT	Yatay Eksenli Rüzgâr Türbinleri
YSA	Yapay Sinir Ağları
WAN	Geniş Alan Ağı
WiMAX	Dünya Çapında Birlikte Çalışabilirlik
QAM	Dördün Genlik Modülasyonu
QPSK	Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama
bps	Saniyedeki Bit Miktarı
C_p	Boltzman Sabiti
f_s	Frekans
I_C	Kondansatör Akımı
I_D	Diyot Akımı
I_L	İndüktans Akımı

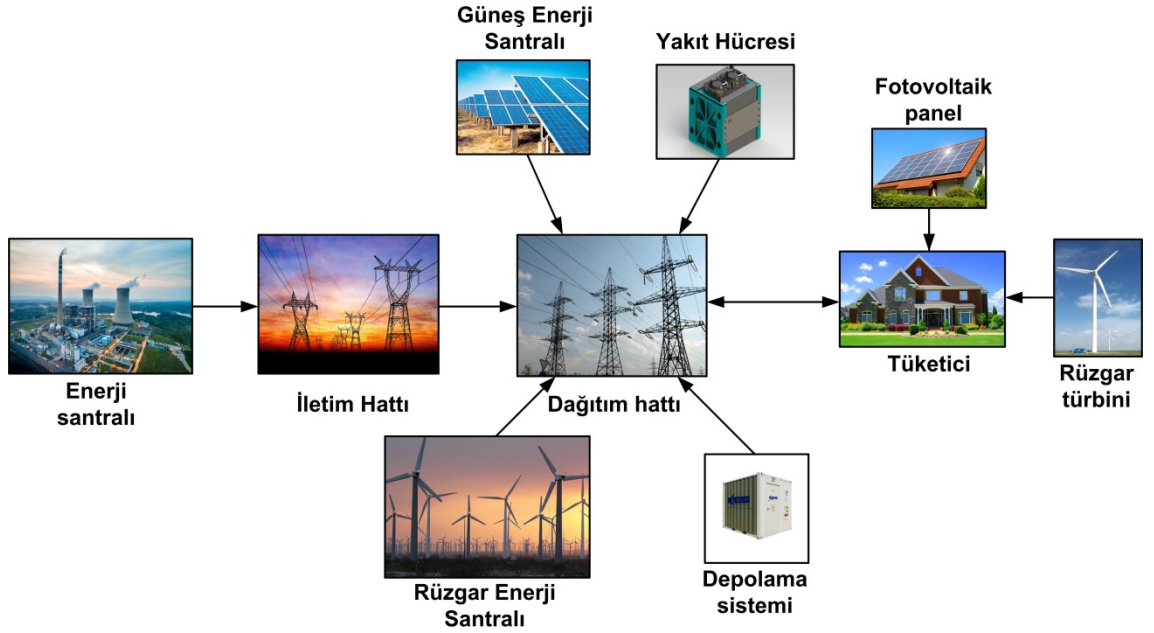
I_{load}	Yük Akımı
I_{MAX}	Maksimum Akım
I_N	Nominal Akım
I_{MP}	MGN'deki Akım
I_O	Çıkış Akımı
I_{ph}	FV Hücre Tarafından Üretilen Akım
I_{sh}	Diyot Sızıntı veya Ters Doyma Akımı
I_{RS}	Çıkış Direncinin Akımı
P	Güç
P_M	Mekanik Çıkış Gücü
P_{MAX}	Maksimum Güç
t_{off}	Anahtarın Kesim Süresi
t_{on}	Anahtarın İletim Süresi
T_S	Periyot
V_{AA}	AA Gerilimi
V_{DA}	DA Gerilimi
V_{FV}	FV Çıkış Gerilimi
V_{MAX}	Maksimum Gerilim
V_{MP}	MGN'deki Gerilim
V_{nom}	Nominal Gerilim
V_o	Çıkış Gerilimi
V_{OC}	Açık Devre Gerilimi
V_r	Termal Gerilimi
V_{REF}	Referans Gerilim
ω	Açısal Dönme Hızı
β	Kanat Ucundaki Hız Oranı
ρ	Hava Yoğunluğu
λ	Hız Oranı
Δ	Görev Periyodu (Duty Cycle)

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1. Mikro Şebeke ve Dağıtık Üretim

Mikro şebeke; dağıtık enerji üretim teknolojisine dayanan ve şebekeden bağımsız olarak ada modunda veya şebekeye bağlı olarak normal modda çalışabilen; yenilenebilir enerji kaynakları, yükler, enerji depolama, kontrol ve koruma araçlarının entegre edilebildiği elektrik tesisi olarak tanımlanabilir [1]. Mikro şebeke, akıllı şebekenin birincil aşamasıdır ve nihai amacı, Şekil 1.1'de görüldüğü üzere çeşitli dağıtık enerji kaynaklarının bir arada çalıştırılıp şebekeyle entegrasyonu gerçekleştirilerek tesisin kesintisiz bir şekilde enerji üretmesini sağlamak ve şebeke ile tüketici arasında çift yönlü enerji akışına izin vermektir [2,3]. Mikro şebekeler, temiz ve sürekli elektrik gücü sağlar, karbon emisyonu azaltır ve yenilenebilir kaynaklarının etkin kullanımıyla daha düşük elektrik maliyeti sağlar [2,4].

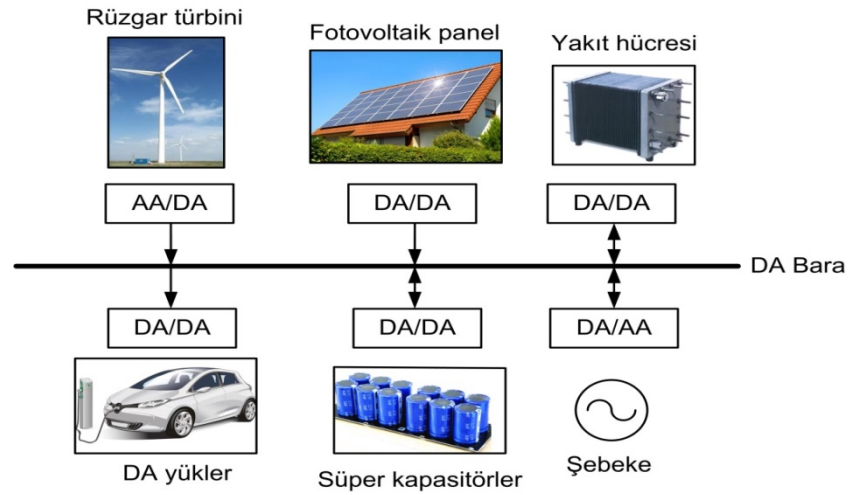


Şekil 1.1. Dağıtık enerji kaynaklarının şebekeye entegrasyonu [4]

Dünya çapında talep edilen enerjinin sürekli artmasından dolayı doğal olaylardan devamlılığı sağlanabilen, yüksek verimli, güvenilir ve temiz enerji kaynakları olan güneş, rüzgâr, yakıt hücresi, hidroelektrik, biyokütle, jeotermal enerji gibi yenilenebilir

enerji kaynaklarının (YEK) kullanımının önemi günden güne artmaktadır [5]. YEK'ler, enerji talebinin büyük çoğunluğunu karşılaması, temiz kaynaklar olup çevreye zararlı etkilerinin olmaması gibi geleneksel güç kaynakları üzerinde birçok fayda sağlarlar. Tek dezavantajı, düzensiz ve kesintili güç üretmesidir. Bu dezavantajın üstesinden gelmek ve sistemi daha etkin hale getirmek amacıyla güç kaynağının üstünlüğünü artırmak için, yenilenebilir dağıtık üretimler kullanılmaktadır [2]. Mikro şebekeler, düşük gerilimli dağıtık enerji kaynaklarını (mikro türbinler, yakıt hücreleri, fotovoltaik (FV), vb.), depolama aygıtlarını (volanlar, güç kapasitörleri ve bataryalar) ve esnek yükleri içeren dağıtık enerji sistemlerinden oluşur [2,6,7]. Bu sayede dağıtık enerjinin neden olduğu düzensizlik ve dağınıklığın üstesinden gelebilir ve tüm dünyadaki enerji kıtlığını azaltmak için yenilenebilir enerjinin geliştirilmesini ve kullanılmasını teşvik edebilir [1].

Mikro şebekeler DA [8-10], AA [8,11-13] ve hibrit mikro şebekeler [14-18] olarak üç sınıfa ayrılmaktadır. Şekil 1.2'den de görüldüğü üzere FV sistemler, yakıt hücreleri gibi YEK'ler ve bataryalar DA çıkışlıdır. Dahası, yüklerin çoğu doğrultuculardan sağlanan DA gücü kullanır veya DA bağlı olarak uygulanırsa daha verimli hale getirilebilir [4].



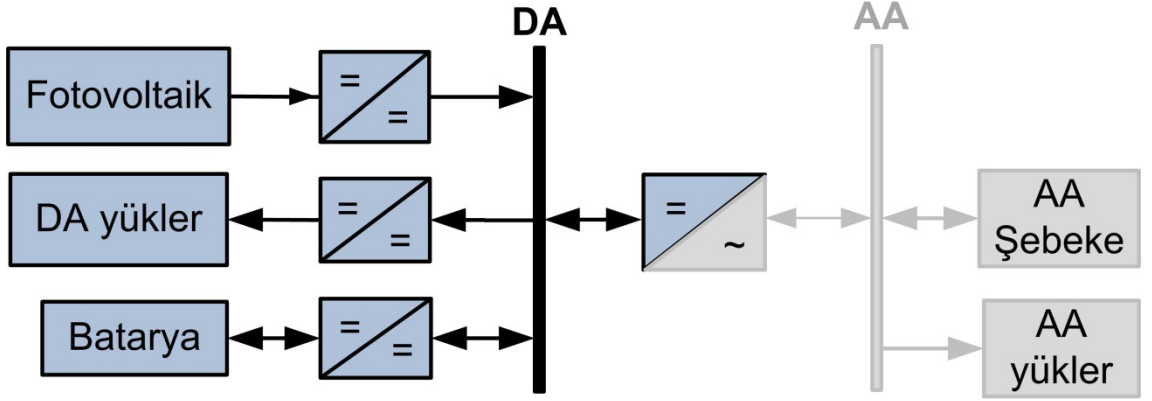
Şekil 1.2. DA mikro şebeke modeli [19]

DA mikro şebekeler, DA yükler için basit bir ara yüz sağlamasının yanı sıra daha basit kontrol stratejileri içerir ve faz-frekans bileşenlerini içermediği için reaktif güçte değişiklik olmayacağından güç kalitesini artırır [8]. DA mikro şebekenin AA mikro şebekeye göre daha birçok avantajı bulunur. Bu avantajlar, yüksek gerilimde uzun

mesafeli güç aktarımındaki düşük kayıplar, aynı elektrik teli kesit alanı için eşdeğer AA mikro şebekelere göre 1,41 kat daha fazla elektrik gücü dağıtılabilmesi, güç akış yönünün kolay kontrol edilebilmesi gibi sıralanabilir [7,14,20]. Güç akış yönü, akım ve gerilimin yönü ile ilgilidir. Bu nedenle, DA mikro şebekelerde güç akış yönü kontrolü sadece akım akış yönüne dayanabilir [7]. DA mikro şebekelerin başarısı, kurulumun fizibilite çalışmalarına, kullanılabilirliğine, güvenilirliğine, verimli ve güvenilir güç elektroniği dönüştürücülerinin geliştirilmesine bağlıdır. Ayrıca, dağıtık güç kaynakları veya yükler ile DA bara arasındaki izolasyon, güvenilir ve sağlam bir mikro şebeke sistemi elde etmek için önemlidir [4]. Bu nedenle, DA mikro şebeke, AA mikro şebekeye göre daha sık tercih edilir [2,4,21].

DA mikro şebekede paralel çalışan sistemlerin genlik seviyelerinin eşitlenmesi yeterli iken AA sistemlerde, paralel çalışma şartları söz konusudur. Bu şartlara göre, her sistemin genliği, fazı ve frekansı eşit olmalıdır. Bunu başarmak için, her bir sistemin bileşenleri, kontrolcüler aracılığıyla aynı seviyeye getirilmelidir. Bunu sağlamak hem zordur hem de birçok güç elektroniği devresi gerektirdiği için maliyeti artırır [22]. Dahası, küçük ve düşük ataletli bir AA şebekenin dinamik düzenlenmesi ve arıza durumlarında ana şebekeden ayrılma ve yeniden bağlanmasının zorluğu ve karmaşıklığı AA mikro şebekelerin güvenilir şekilde uygulanmasını zorlaştırır [23]. Sonuç olarak, DA mikro şebekeler yakın gelecekte yerel küçük elektrik sistemleri için verimlilik, maliyet ve güvenilirliklerinden dolayı ideal çözüm haline gelecektir [3].

AA şebekenin egemen olduğu dünyada, AA ve DA çıkışlı YEK'ler, yükler, elektrik depolama aygıtları ve elektrik şebekesini içeren dağıtık enerji sistemlerinin artması nedeniyle hibrit AA/DA mikro şebekeler geliştirilmiştir [14-18]. Bir hibrit mikro şebeke, AA ve DA kaynaklarının ve yüklerinin entegrasyonunu kolaylaştırmak için her iki sistemin birleşimi olan bir mikro şebeke olarak tanımlanır [24]. Hofer ve arkadaşları Şekil 1.3'te gösterildiği gibi bir hibrit AA/DA mikro şebeke modeli önermiştir [14]. DA kaynaklardan elde edilen enerji DA barada birleştirilip yükler beslendikten sonra AA şebekeye bağlanması ve AA yüklerin beslenmesi için DA/AA dönüştürücü kullanılmıştır.



Şekil 1.3. Hibrit AA/DA mikro şebeke modeli blok şeması [14]

Enerji taleplerini karşılamak için çok daha büyük bir enerji kaynağı tedarik bloğu oluşturmak üzere birbirine bağlı mikro şebekeler önerilmiştir [7,8]. Bu oluşuma çoklu mikro şebeke veya topluluk mikro şebekesi denir. Çoklu mikro şebekeler, komşu mikro şebekelerin dönüştürücüler aracılığıyla birbirine bağlanmasıyla oluşur. Çoklu bir mikro şebekede, tek tek mikro şebekeler kendine özel frekans ve gerilim değerlerine sahip olabilir ve kendi kendini kontrol ederek özerk varlıklar olarak çalışabilir. Bu oluşum içerisindeki mikro şebekeler bireysel olarak, acil durumlarda ve ekonomik amaçlarla komşu mikro şebekelerle de işbirliği yapabilir. Bireysel mikro şebekeler, topluluktaki diğer mikro şebekelerle bağlantılıyken aynı zamanda ana şebekeyle arasında özel bağlantıları da olabilmektedir. Mikro şebeke topluluğu, AA ve DA mikro şebekelerin avantajlarını birleştirecek ve ayrıca bireysel mikro şebeke sistemlerinin güvenilirliğini ve ekonomik performansını arttıracaktır [8].

Mikro şebeke topluluğu, hibrit mikro şebekeden farklıdır; çünkü hibrit bir mikro şebeke, DA kaynaklarının ve yüklerinin entegrasyonunu kolaylaştırmak için AA ve DA yapılandırmalarını birleştiren tek bir mikro şebeke iken, mikro şebeke topluluğu, çok yakın alanlarda konuşlanan birbirine bağlanan AA ve DA mikro şebekeler kümesini koordine eder [8].

Mikro şebekeler şebekeye bağlı olarak normal modda ve/veya şebekeden ayrı olarak ada modunda çalışabilir. Mikro şebeke, normal modda çalışırken eksik olan enerjisini ana şebekeden çekebildiği gibi ürettiği fazla enerjiyi ana şebekeye verebilir. Normal modda çalışan mikro şebekeler, kesintisiz olarak beslenmesi gereken değişken-dinamik yükler için uygun olması nedeniyle yaygın olarak kullanılır [25]. Ada modu çalışma

durumu müşterinin elektrik kesintisi süresini kısaltmakla kalmaz, aynı zamanda sıra dışı felaket veya savaş sırasında acil güç kaynağı olarak önemli bir rol oynayabilir [1].

Enerji kullanımına, güç kalitesine, ana şebekedeki arızaya ve kararlılık anlayışına bağlı olarak çalışma modu değiştirilebilir [2]. Ana şebekede oluşacak bir arıza durumunda, mikro şebeke, ayırma anahtarını kapatıp ada modu durumuna dönerek şebeke ile bağlantıyı keser ve enerjisini dağıtık üretim sistemi tarafından sağlar [1]. Bu şekilde daha esnek ve güvenilir bir enerji sistemi sağlar [26].

Sistem frekansı ve gerilimi normal çalışma modundayken mikro şebeke tarafından uygulanır [2]. Ada modundaki bir sistemin, şebekeye sorunsuz bir şekilde tekrar bağlanabilmesi için gerilim, frekans ve faz açısının şebekeyle senkronize edilmesi gerekir. Senkronize edilmezse, aralarında büyük bir akım akışı gibi geçici olaylar meydana gelerek sisteme elektriksel baskı uygulanabilir. Mikro şebekenin ana şebeke ile tekrar senkronize edilmesi için, şebeke gerilimini, frekansını ve faz açısını ölçerek ada modundaki mikro şebekenin gerilim, faz ve frekans referanslarını düzenleyen kontrol döngüleri gereklidir [27].

AA ve DA mikro şebekelerin verimli çalışmasını sağlamak için güç yönetimi ve kontrolünün sağlanması gerekir. Mikro şebekeyi kontrol etmek için, esas olarak gerilim ve frekans bileşenleri kontrol edilmelidir [2]. Gerilim yerel iken frekans küresel bir olgudur [2]. Güç sisteminin kararlı ve güvenli çalışması için, frekans belirtilen sınırlar ($\pm\% 3$) dahilinde olmalıdır [2]. Mikro şebekelerin gerilim-frekans kontrolü ve güç yönetiminin sağlanması için birincil, ikincil ve üçüncül kontrolü içeren düşüş (droop) tabanlı hiyerarşik kontrol stratejisi önerilmiştir [2,8].

Frekans ve gerilim sapmalarının lokal olarak izlenmesine dayanan birincil kontrol, gerilim ve frekansın dengelenmesinden sorumludur [25] ve akım-gerilim kontrol döngülerini, aktif-reaktif güç düşüş kontrol döngülerini ve gerçek empedans döngülerini içerir. Birincil kontrol, gerilim/akım kontrol döngülerini ve güç paylaşımı kontrol döngülerini dağıtık üretim kontrol cihazlarına uygular ve dağıtık üretimlerin istikrarlı bir şekilde çalışmasını ve aralarında güç paylaşımı yapmasını sağlar [26]. Dahası, sistem güç kalitesini [28-30] arttırmak ve doğru güç paylaşımını [31,32] sağlamak için,

birincil kontrol devreleri üzerinde etkili olan ikincil kontrol yaklaşımları geliştirilmiştir [26].

İkincil kontrol, her bir mikro şebeke için nominal değerlerde frekansları ve gerilimleri korur [8]. Düşüş kontrolü tarafından ortaya çıkan herhangi bir kalıcı durum arızasının giderilmesinden sorumludur. Mikro şebekelerin frekans/gerilim karakteristikleri normal modda elektrik şebekesi tarafından korunurken, ada modunda ise ikincil kontrol tarafından korunur. Bu kontrol yönteminde mikro şebekedeki frekans ve genlik seviyeleri ölçülerek referans değerlerle karşılaştırılır. Kompansatörler aracılığıyla işlenen hatalar, çıkış geriliminin frekansını ve genliğini düzenlemesi için tüm birimlere gönderilir [33].

Mikro şebekelerin en düzgün şekilde çalışması üst düzey bir üçüncül kontrolü gerektirir [8]. Üçüncül kontrol, mikro şebeke ile ana şebeke arasındaki güç akışını kontrol eder. Mikro şebeke, şebekeye bağlı olarak normal modda çalışırken güç akışı, frekans ve gerilimin genliği ayarlanarak kontrol edilebilir [33]. Tüm sistemin akıllı ve daha verimli çalışmasını sağlayan alt seviye kontrolörlere optimum ayar noktaları veren optimizasyon ve karar verme fonksiyonları uygulanabilir [26].

Sonuç olarak düşüş kontrol stratejisi, dağıtık üretim birimlerinin düşüş karakteristiklerini en iyi şekilde senkronize eder [2]. Farklı zaman ölçeklerinde, teknik alanlarda, üretim alanlarında, güç sistemlerinde, süreç sistemlerinde ve genel olarak büyük karmaşık sistemlerde mikro şebekeler için hiyerarşik bir kontrol şemasının kullanımı önerilmiştir [26,33,34]. Ayrıca, toplu mikro şebekelerin hem komşu mikro şebekelerle hem de ana şebekeyle arasındaki kontrolü sağlamak için [2], [8] ve [26] hiyerarşik kontrol tabanlı düşüş kontrol sistemlerinin kullanımını önerirken, [7] matematiksel bir model ile kontrol şeması sunmuştur.

Bu kontrol altyapıları ile birlikte, ideal güç paylaşımı, güç akış yönü, güç kalitesi, süreklilik, çevresel etki ve ekonomik konular gibi genel sistem kontrolü ve yönetimi için mikro şebeke sistemlerinin sadece iyi planlanması ve tasarlanması yeterli olmayıp, aynı zamanda mikro şebeke bileşenlerinin verimli ve akıllıca çalıştırılması da gerekmektedir. Bunları sağlayabilmek için dağıtık üretimler ve mikro şebeke sistemi arasında ve mikro şebekelerin kendi aralarındaki gerekli ara yüzü oluşturan güç

dönüştürücüleri kullanılır. Güç elektroniğinin gelişmesiyle birlikte, güç dönüştürücü ara birimli dağıtık üretim birimleri, tüketici tarafına güvenilir güç kaynağı ve gelişmiş kontrol algoritmalarının entegrasyonunu sağlayabilir [26].

1.2. Bölümler ve İçerik

Bu tez çalışmasında şebekeye bağlı olarak normal modda çalışan hibrit dağıtık üretim tesisi oluşturmak amacıyla güneş enerji tesisi, yakıt hücresi ve rüzgâr enerji tesisi tasarlanmıştır. Tesis çıkışlarının şebekeye bağlantısını gerçekleştirmek amacıyla gerekli güç elektroniği devreleri ve bu güç elektroniği devrelerinin kontrolü çeşitli kontrol algoritmaları vasıtasıyla gerçekleştirilmiştir. Tesis çıkış güçlerinin uzaktan izlenmesini sağlamak amacıyla Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama (QPSK) modülatörlerle Enerji Hattı İletişimi (EHİ) altyapısı oluşturulmuştur. Modelleme çalışmaları MATLAB Simulink ortamında gerçekleştirilmiş ve güneş ışınması, rüzgâr hızı ve iletim hattı uzunluğu parametrelerine bağlı olarak analizler yapılmıştır. Bu analizler sonucunda değişken girişlere karşılık optimum sonuçlar elde edilerek hibrit yenilenebilir enerji kaynakları ile oluşturulmuş normal modda çalışan bir mikro şebeke modeli ve QPSK modülatörlerle tasarlanmış bir EHİ altyapısı literatüre sunulmuştur.

Bu tez çalışmasının giriş ve sonuç bölümü haricinde, içerikleri aşağıdaki başlıklarda sıralandığı üzere 5 bölümden oluşmaktadır. Bunlar:

- **Bölüm 2-Yenilenebilir Enerji Kaynakları (YEK) ve Güç Elektroniği Uygulamaları:** Bu bölümde, güneş enerjisi ve FV sistemler, yakıt hücresi, rüzgâr enerjisi ve rüzgâr türbinleri gibi YEK'ler anlatılmıştır. FV sistemler için maksimum güç noktası takibi (MGNT) algoritması ve türlerinden bahsedilmiştir. Yakıt hücresi ve rüzgâr türbini türlerinden bahsedilmiş, DA-DA konvertör topolojileri anlatılmıştır.
- **Bölüm 3-Akıllı Şebekeler ve Haberleşme Sistemi:** Bu bölümde, akıllı şebekeler ve özellikleri anlatılmıştır. Geleneksel şebeke ile aralarındaki farklardan bahsedilmiş ve akıllı şebekelerde kullanılan haberleşme yöntemleri anlatılarak teknik özellikleri kıyaslanmıştır. Bu tez çalışmasında geliştirilen EHİ altyapısı bu bölümde anlatılmıştır.

- **Bölüm 4- Dağıtık Üretim Tesisinin Modellenmesi:** Güneş enerji santrali (GES), yakıt hücresi ve rüzgâr enerji santrali (RES) modellenme aşamaları, kullanılan kontrolcüler ve modellenen dağıtık üretim tesisinin şebeke entegrasyonu ve kontrol algoritması bu bölümde anlatılmış ve üretim tesis tarafı ve şebeke tarafı sistem çıkışlarının, kontrol algoritmalarının analiz sonuçları verilmiştir.
- **Bölüm 5-Uzaktan İzleme ve Ölçüm Sisteminin Modellenmesi:** Bu bölümde uzaktan izleme ve ölçüm sisteminin modellenmesine yardım eden Faz Kaydırmalı Anahtarlama (PSK), İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (BPSK), Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama (QPSK), Frekans Bölmeli Çoğullama (FDM) ve Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM) haberleşme tekniklerinden bahsedilmiş ve EHİ Sistemi modellenmesi anlatılmıştır. EHİ sisteminden elde edilen analiz sonuçları bu bölümde verilmiştir.

Bu tez çalışmasında, GES, yakıt hücresi enerji santrali, RES'ten oluşan hibrit dağıtık üretim tesisi ve bu tesisin güç verilerini enerji hattı üzerinden iletmek için QPSK modülatör ve demodülatörleriyle oluşturulan EHİ alt yapısı önerilmiştir. Önerilen dağıtık üretim tesisi farklı rüzgâr hızlarında ve güneş ışımada analiz edilmiş ve analiz sonuçları tesisin değişken koşullara rağmen optimum sonuçlar ürettiğini göstermiştir. Benzer şekilde gerçek güç verileri ile EHİ yardımıyla iletilen güç verileri karşılaştırılmış ve sonuçlar önerilen sistem ile gerçek değerlere çok yakın veriler elde edildiğini göstermiştir. Ayrıca EHİ sistemi, farklı iletim hattı uzunluklarında analiz edilmiş ve hat uzunluğuyla artan gecikme gözlenmiştir. Yapılan tez çalışması Akıllı şebekelerde veri iletimi için EHİ'nin uygun bir yöntem olduğunu göstermekte olup deneysel olarak gerçekleştirilebilir bir sistem literatüre sunulmuştur.

BÖLÜM 2

YENİLENEBİLİR ENERJİ KAYNAKLARI VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ UYGULAMALARI

Geleneksel enerji üretim altyapısı hidroelektrik santraller, senkron generatörler, termik santraller ve mikro türbinler gibi merkezi üretim tesislerine dayanmaktadır [35]. Geleneksel üretim sistemleri hala üretilen tüm gücün en büyük kısmını oluşturmasına rağmen, Şekil 2.1’ de gösterildiği gibi güneş, rüzgâr, yakıt hücresi, jeotermal, hidrolik, hidrojen, biyokütle ve dalga-gelgit enerjisi gibi farklı YEK’lerin birlikte kullanılmasını sağlayan dağıtık üretim fikri yenilikçi teknolojilerinin yaygınlaşmasını hızlandırmıştır.



Şekil 2.1. Yenilenebilir enerji kaynaklarının bir arada gösterimi

Ayrıca, fosil yakıtların sınırlı rezerve sahip olması, artan fosil veya gaz yakıt maliyetleri ile nükleer enerjide güvenlik konularındaki tereddütler, sürekli olarak artan küresel elektrik enerjisi tüketimi ve enerji talebi YEK’lerin önemini göstermektedir [35]. Bu doğalgaz, kömür, petrol gibi fosil yakıtlar yakıldığında, karbondioksit ve metan gibi gaz salınımları meydana gelir emisyon gazları açığa çıkar ve iklim değişikliğine sebep olur [22]. Bununla birlikte, artan enerji talebi ve ülkelerin sanayileşme seviyeleri, onları çok daha fazla dışa bağımlı hale getirmiştir [35]. Bu sebepler, dağıtık üretim sistemlerinde farklı YEK’lerin bir arada kullanılmasını ve araştırılmasını teşvik etmiştir.

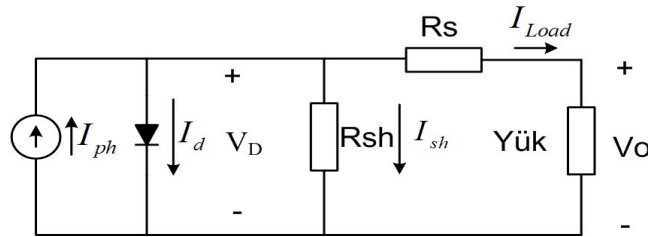
Bu bölümde, güneş enerjisi ve FV sistemler, yakıt hücreleri ve rüzgâr enerjisi ve rüzgâr türbin sistemlerinden bahsedilmiştir. Ayrıca, bu YEK'lerin şebekeye entegrasyon sürecindeki kontrol yöntemleri ve güç elektroniği uygulamaları anlatılmıştır.

2.1. Güneş enerjisi ve FV sistemler

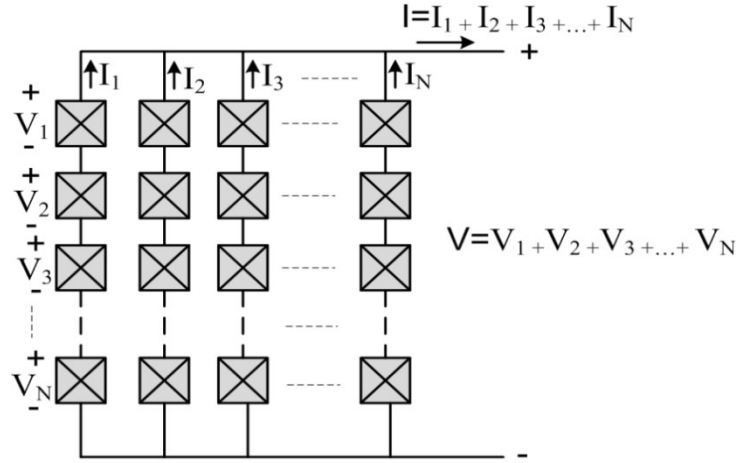
Güneş enerjisi, diğer YEK'lere göre tüm sistem enerjisinin daha büyük bir kısmını karşılamaktadır. Yaklaşık olarak 1,4 milyon km çapa sahip olan güneşin iç çevresinde yoğun gazlar bulunur ve yeryüzünden uzaklığı yaklaşık 150 milyon km'dir [36]. Ayrıca, kaynağının sonsuz olması ve kaynağa kolay ulaşılabilmesi, mümkün olan her yerde elektrik enerjisi üretmek için kullanılabilmesi gibi avantajlarından dolayı güneşten elektrik enerjisinin elde edilmesi önemli bir çalışma alanı olarak karşımıza çıkmaktadır.

Elektrik şebeke çalışmalarında; güç kayıplarını azaltmak, şebekelerinin performansını artırmak ve şebekeyi beslemek amacıyla FV tesisler kurulmaktadır [37]. FV paneller üzerine düşen ışımayı doğrudan elektrik enerjisine dönüştürürler.

Hücreler yarı iletkenin saflığına bağlı olarak monokristal veya polikristal yapıda üretilir. % 13-14 civarında sınırlı verim sağlayan polikristal hücreler, verimin % 20'ye kadar yükseldiği mono-kristale kıyasla daha az verimlidir [38]. FV hücrenin elektriksel eşdeğer devresi Şekil 2.2'de gösterildiği gibidir. Hücre, ters ön polarmalı bir diyot ve bir akım kaynağıyla ifade edilebilir. FV hücrenin çalışma prensibi yarıiletken diyotlara benzemektedir [39]. Üzerine ışık düşen diyot iletme geçmekte ve bu durumda hücre tarafından akım üretilmektedir. Ayrıca, FV modüllerin seri ve paralel bağlantıları gerçekleştirilerek gerilim ve akım değerleri Şekil 2.3'teki gibi arttırılabilir.



Şekil 2.2. FV hücre elektriksel eşdeğer devresi



Şekil 2.3. Seri ve paralel bağlı FV hücreler

Modelleme çalışmaları Denklem 2.1-2.3'te elde edilen çıkış akımının ifadesine göre yapılır.

$$I_{Load} = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad (2.1)$$

$$I_{sh} = \frac{V_D}{R_{sh}} \quad (2.2)$$

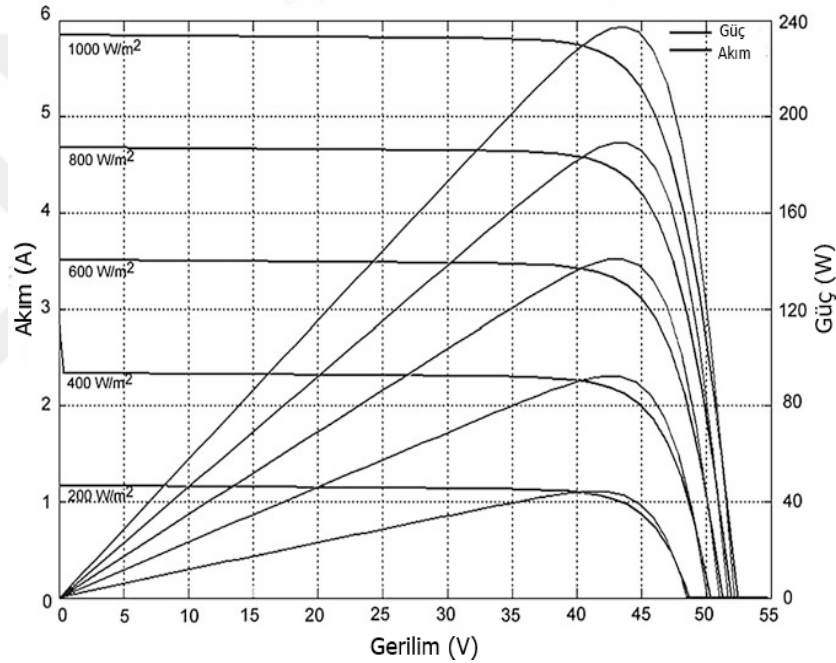
$$I_{Load} = I_{ph} - I_{sh} \left(e^{\frac{V_D}{nV_T}} - 1 \right) - \frac{V_D}{R_{sh}} \quad (2.3)$$

Burada I_{Load} yük akımı, I_{ph} FV hücre tarafından üretilen akım I_d diyot akımı, I_{sh} şönt direnç akımı, V_D diyot uçlarındaki gerilim, R_s hücrenin iç direnci, R_{sh} paralel kaçak akım direnci, I_{RS} çıkış direncinin akımı, V_T termal gerilim, V_O çıkış gerilimi, n_i diyot ideallik faktörüdür.

2.1.1. Maksimum Güç Noktası Takibi (MGNT)

FV sistemler, çevre kirliliğine neden olmaması, fazla bakım gerektirmemesi ve uzun ömürlü olması gibi avantajlarından dolayı diğer YEK'ler arasında önemli bir konumdadır. Bu avantajların yanı sıra, diğer bazı YEK'ler ile karşılaştırıldığında FV sistem, oldukça yüksek kurulum maliyeti ve % 9-18 arasında sınırlı verimliliği gibi

dezavantajlara sahiptir [38]. Elektrik enerjisinin dönüşüm verimliliği, özellikle düşük ışığa koşullarında çok düşüktür ve elektrik enerjisi gücü, aralıklı hava koşullarında sürekli olarak değişir [40]. Ayrıca, FV modülün doğrusal olmayan akım-gerilim (I-V) eğrisinde, belirli bir ışığa ve sıcaklık değerleri için gücün maksimum olduğu tek bir nokta vardır. Şekil 2.4'te 240 W maksimum güce sahip bir FV modülün farklı ışığa değerleri (200 W/m^2 - 1000 W/m^2) için akım-gerilim (I-V) ve güç-gerilim (P-V) eğrileri verilmiştir [38]. Artan ışıyla beraber maksimum güç noktasının (MGN) arttığı görülmektedir.



Şekil 2.4. 240 W maksimum güce sahip FV modülün farklı ışımalar için akım-gerilim ve güç-gerilim eğrileri [38]

Fizibilite analizleri, kurulumdan önce en uygun tesis yerini belirlemek için büyük bir role sahiptir [38]. Ayrıca, üretilen toplam enerjiyi artırmak için maksimum güç noktasını izlemeye dayanan algoritmalar FV sistemler için oldukça önemlidir. FV panellerin gücünü bu algoritmalar ile maksimum seviyeye çıkarmak mümkündür. MGNT algoritmasının, sıcaklık ve ışığa bağlı olan FV panellerin belirli bir sıcaklık ve ışığa değeri için maksimum güç çıkışını üretmek üzere maksimum gerilim veya maksimum akımı bulması amaçlanmıştır [35]. MGNT, enerji dönüşüm işlemi sırasında maksimum güç noktasını korumak için DA-DA güç dönüştürücüleri ve eviricileriyle ilişkili bir algoritmadır [38,40]. MGNT algoritması, DA-DA dönüştürücü güç

devresindeki yarı iletken anahtarın çalışma süresini ayarlayarak görev periyodunu kontrol eder. Böylece, FV modüllerin I-V dengesi uygun şekilde eşleştirilerek FV diziden maksimum güç elde edilir [38].

MGNT yöntemleri, karmaşıklık, gereken sensör sayısı, yakınsama hızı, etkinlik aralığı ve diğer özellikler nedeniyle uygulamada çeşitlilik gösterebilir [41]. MGNT yöntemlerinin en öne çıkan sınıflandırma metotları, dolaylı ve doğrudan yöntemlerdir. Dolaylı yöntemler, açık devre, sabit gerilim, kısa devre ve darbe metodu gibi bazı algoritmaları içerir. Bu algoritmaların bazıları FV diziliminin özellikleri hakkında eski bilgileri gerektirirken, bazıları ise matematiksel hesaplamalar gerektirir. Bu gereklilikler, herhangi bir ışınlama ve sıcaklık değişimlerinde algoritmanın verimliliğini sınırlar [38].

Doğrudan yöntemler arasında en yaygın olarak bilinenler, değiştir ve gözlemler (PO), tepeye tırmanma (HC) ve artımlı iletkenlik (IC) algoritmalarıdır [12]. Literatürde bir MGNT'yi uygulamak için önerilen birkaç yöntem olsa da, PO ve IC olarak bilinen iki algoritma yöntemi ticari olarak daha fazla tercih edildiklerinden dolayı yaygın olarak kullanılmaktadır [38,40].

MGNT'nin ana fikri olan HC yöntemi, bir dönüştürücünün anahtarının görev oranını ayarlamayı sağlar [35]. Öte yandan, HC yöntemine dayanan PO ve IC algoritmaları, sırasıyla FV panelinin geriliminin veya iletkenliğinin değişimini kontrol eder. Bu yöntemler basitlik, sınırlı ön bilgi gerektirmesi ile kolay uygulanma ve verimlilik açısından dolaylı yöntemlere rakiptir [38].

En son geliştirilen MGNT algoritmaları, bulanık mantık kontrolcüler (BMK), yapay sinir ağları (YSA), parçacık sürü optimizasyon (PSO) algoritmaları ve çeşitli genetik algoritma (GA) yöntemleri gibi sezgisel yöntemler kullanılarak gerçekleştirilir [38]. Bu MGNT yöntemleri, ışınma ve sıcaklıktaki hızlı değişikliklere rağmen kesin çıktılar üretmek için uygulanır [35]. Bu hesaplama yöntemleri, dolaylı ve doğrudan yöntemlerle karşılaştırıldığında daha iyi verimlilik ve daha hızlı tepki sağlar ancak, tasarlanması ve uygulanması zordur.

2.1.1.1. Artımlı iletkenlik (IC) MGNT algoritması

Diğer tüm MGNT teknikleri arasında IC MGNT algoritması yalnızca hızlı değişen atmosferik iletkenler için uygundur [42,43]. Gelişmiş IC yöntemi, aşırı ve hızlı değişen ışımaya koşulları altında sistem verimliliğini artırıp MGNT'yi uygulamak için önerilmektedir [40].

IC metodu, gücün türevinin işaretini belirlemek için akım ve gerilim sensörlerini kullanır [41]. IC algoritması, FV eğrisinde meydana gelen eğimin tespitine bağlıdır [38]. MGN'yi belirlemek için, gücün gerilime göre türevinin sıfır olduğu noktaya bakılır. Gücün gerilime göre türevinin matematiksel ifadesi Denklem 2.4'te verilmiştir.

IC yöntemi, panel gerilimi ve görev periyodunu ayarlayarak MGN'yi belirler. Çalışma noktasının hareket yönü MGN noktasına göre I/V oranında meydana gelen değişimlerin izlenmesi ile tespit edilir [41]. Şekil 2.5'te FV panelin P-V eğrisine bakıldığında, çalışma noktası MGN'nin solunda iken (2.5) türev pozitif, sağında iken (2.6) negatif ve MGN noktasında (2.7) sıfırdır [38,41]. Burada dI/dV artımlı iletkenlik, $-I/V$ ise anlık iletkenliktir. Artımlı iletkenlik, MGN'de anlık iletkenliğe eşit ve değeri sıfırdır. IC MGNT algoritmasının akış şeması Şekil 2.6'da verilmektedir.

Denklem 2.4-2.7 ve Şekil 2.6'da verilen akış şeması, hesaplanan FV dizisinin anlık iletkenliğine (I/V) ve artımlı iletkenliğine (dI/dV) dayanmaktadır. Referans gerilim, tekrarlanan bir iterasyonda MGN'ye ulaşana kadar artımlı değere göre hesaplanır [38].

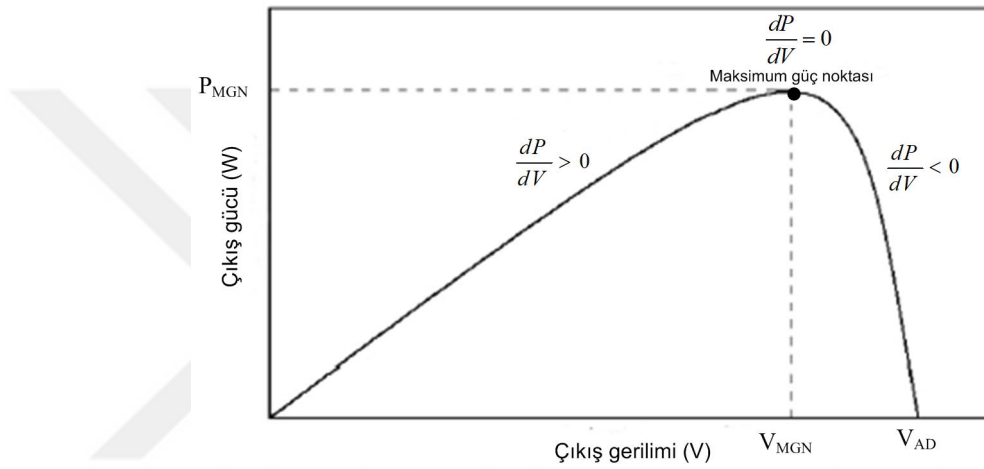
$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (2.4)$$

$$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V}; \left(\frac{dP}{dV} > 0 \right) \quad (2.5)$$

$$\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V}; \left(\frac{dP}{dV} < 0 \right) \quad (2.6)$$

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}; \left(\frac{dP}{dV} = 0 \right) \quad (2.7)$$

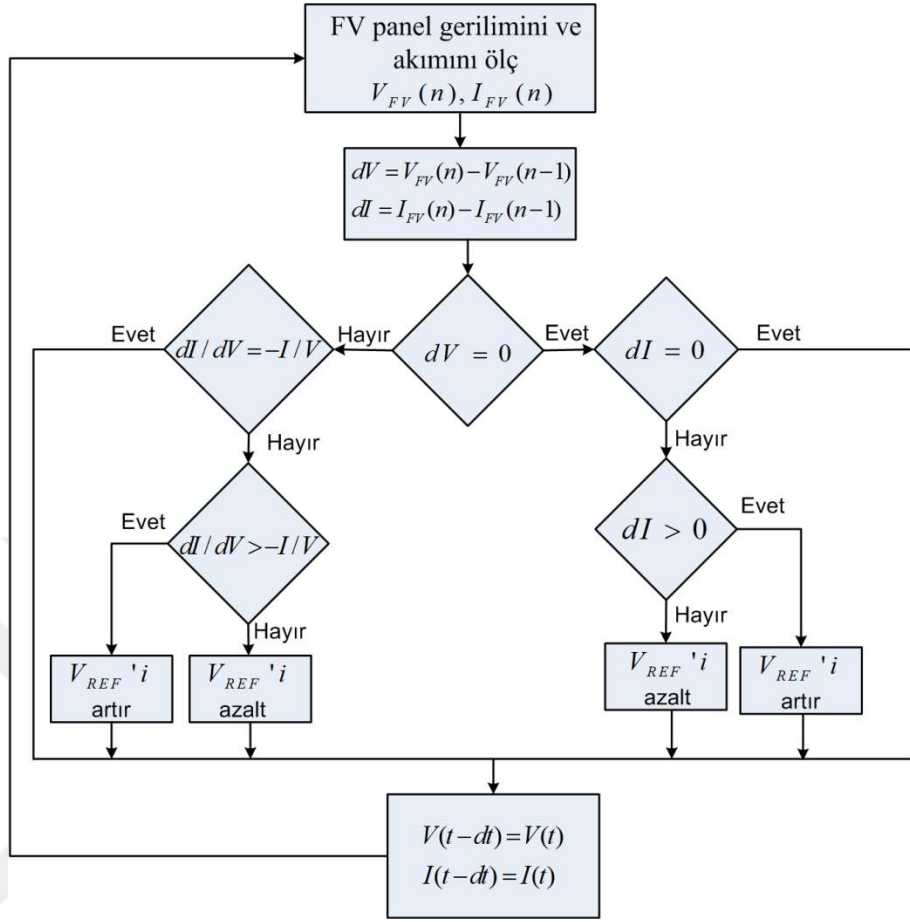
MGN'den referans gerilim (V_{REF}) değeri elde edildiğinde, algoritma, maksimum çıkış gücünü sağlamak için bu değeri izlemeye devam eder. FV akımında değişiklik olması durumunda ise algoritma, önceki değeri arttırarak veya azaltarak V_{REF} 'i izlemek için akış şemasının başında yeni bir iterasyon başlatır [38].



Şekil 2.5. FV panelin çıkış güç-gerilim (P-V) eğrisi (P_{MGN}: MGN'deki çıkış gücü, V_{MGN}: MGN'deki çıkış gerilimi, V_{AD}: açık devre gerilimi)

FV dizisinde ışımaya arttığında, panel gerilimi artar ve MGN, P-V eğrisinin sağ tarafına doğru hareket eder. Bu durumda eğim azalır. Algoritma, bu artışı kompanze edebilmek için FV panelinin çalışma gerilimi olan V_{REF} 'i arttırır. Öte yandan, ışımadaki azalma, değişimi kompanze etmek için dizinin çalışma gerilimi V_{REF} 'i düşürmek amacıyla algoritmayı tetikler. Bu, IC algoritmasının, ışımadaki değişimi tespit etmek ve oluşacak durumlara karşı tepki vermek için eğim değerini takip etmesidir [38].

MGN'de oluşan değişiklik, güç ve/veya iletkenlikteki değişiklik karşılaştırılarak belirlenir [35]. Değişimi belirlemenin en kolay yolu, algoritmada dV ve dI olarak gösterilen önceki ve gerçek gerilim ile akım değerlerini karşılaştırmaktır. dV ve dI , ışımaya ve sıcaklık sabit olduğunda sıfırdır ve algoritma MGN'de çalışmayı sürdürür [38]. Algoritma MGN'yi yakaladığında, görev periyodunun (Δ) dI değerinde bir değişiklik meydana gelinceye kadar gerçek değerinde tutulması amaçlanmaktadır [35].



Şekil 2.6. IC MGNT algoritmasının akış şeması [38]

IC algoritmasının çalışma noktası, MGN'ye doğru izlemeye bağlı olduğu için hızlı değişen durumlar kolayca algılanır. Bu yaklaşım, MGN'yi takipteki yanılmayı önler ve bu da IC'yi daha güvenilir kılar [38].

2.2. Yakıt Hücreleri

Yakıt hücreleri içerisinde yakıt olarak kullanılan hidrojen ile havadaki oksijenin yanmasıyla kimyasal enerji elektrokimyasal enerji dönüşüm yoluyla direkt elektrik enerjisine dönüştürülür ve su açığa çıkar. Bu dönüştürme aşamasında açığa çıkan ısı enerjisinden mekanik enerjiye dönüşüm gerçekleşmez, ısı yakıt hücresinin dışına atılır. Bu elektrokimyasal dönüşüm sırasında çevreye zararlı maddeler üretmemeleri ve iklim şartlarından etkilenmeyerek yüksek verimlilikle elektrik enerjisi üretmeleri gibi avantajları yakıt hücrelerinin önemini ortaya koymaktadır [44].

İlk olarak bilim adamı William Grove, 1839 yılında yakıt pilinin nasıl çalıştığını göstermiştir [45]. İlk ticari yakıt hücreleri, 1990'lı yıllarda alkalın ve daha sonra proton değişim membran (Proton exchange membrane-PEM), doğrudan metanol (DM), erimiş karbonat yakıtı (MC) ve katı oksit (SO) gibi en yaygın olarak bilinen tipler baz alınıp birkaç yakıt hücresi türü kullanılarak uygulanmıştır. Yakıt hücrelerinin, sıfır karbon emisyonu elde etme ve kolay elde edilebilen bir hammadde olarak hidrojeni elde etmesi kabiliyeti nedeniyle gelecekteki enerji kaynakları için kilit teknolojilerden biri olduğu varsayılmaktadır [35].

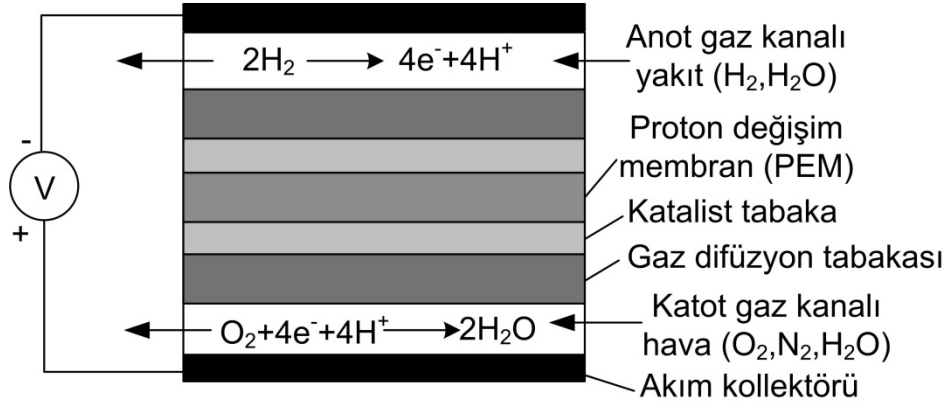
2.2.1. Proton değişim membran (PEM) yakıt hücresi

Çeşitli uygulamalarda kullanılan birçok farklı tip yakıt hücresi vardır. Bütün bu yakıt hücreleri arasında PEM yakıt hücresi, basit yapı, hızlı başlama, yüksek güç, düşük çalışma sıcaklığı ve çevreye kötü etkisinin hemen hemen hiç olmaması gibi avantajlarından dolayı tercih edilmektedir [22,46]. PEM yakıt hücreleri, daha düşük çalışma sıcaklığına sahip olmaları ve elektrik enerjisini yüksek verimlilikte üretmelerinden dolayı ev ve iş yeri uygulamaları için de uygun bir tercihtir.

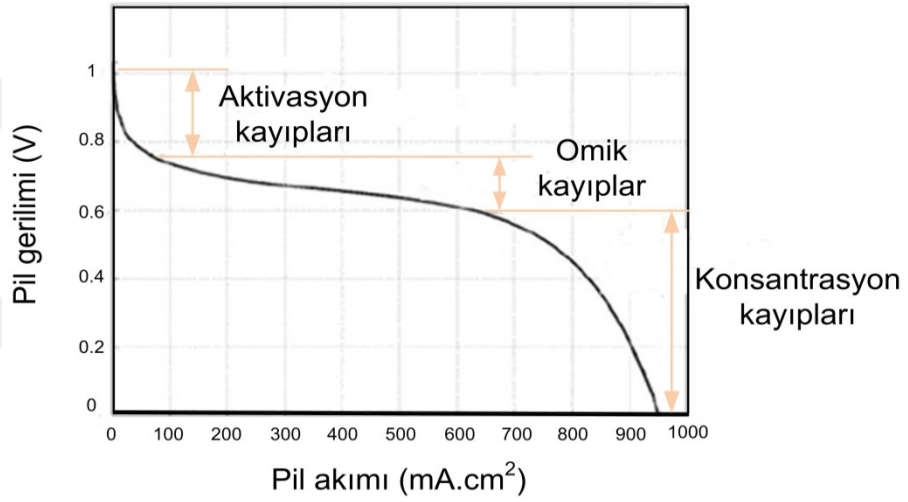
PEM yakıt hücresi; anot, elektrolit tabaka, gaz kanallı akım kollektörleri ve katottan oluşmaktadır. Şekil 2.7'de görüldüğü üzere gaz kanallarından geçen H₂ ve O₂ yakıtları anot ve katota ulaşır, difüzyon tabakasından da geçtikten sonra PEM'e ulaşmaktadır. H₂ yakıtı anot bölümünde kataliz edilerek elektron ve protonlarına ayrışır. Ayrışan protonlar, PEM'den geçip katot bölümünde oksijen ile reaksiyona girmesiyle su oluşturulur ve ayrışan hidrojen elektronlarının anottan katota geçmesi ile de elektrik enerjisi üretilmektedir [44]. Bu hücre reaksiyonu Denklem 2.8'de ifade edilmiştir.



PEM yakıt hücresinin kimyasal reaksiyonlarının gösterimi Şekil 2.7'de, kayıplarının ifade edildiği şematik gösterimi ise Şekil 2.8'de verildiği gibidir. Şekil 2.8'den de görüldüğü üzere yakıt hücresinin akımının artması ile gerilimi azalmaktadır. Dahası, yakıt hücresinin karakteristiği, hücre sıcaklığı, kısmi basınç, akım yoğunluğu, membran nemliliği gibi değişkenlere bağlı olmakla birlikte yüksek derecelerde lineer olmayan davranış sergilerler [44].



Şekil 2.7. PEM yakıt hücresinin kimyasal reaksiyonlarının gösterimi [44]



Şekil 2.8. PEM yakıt hücresinin gerilim-akım karakteristiğinin şematik gösterimi [44]

PEM yakıt hücreleri, 70- 80 °C sıcaklık ve yaklaşık olarak ~% 100 bir zar nemliliği, 3-5 atm kısmi basınç altında ideal çalışırlar [44,47].

2.3. Rüzgâr Enerjisi ve Rüzgâr Türbin Sistemleri

Yeryüzünün birbirinden farklı ısınması, hava sıcaklığı, nem ve basıncın farklı olmasına ve havanın hareketine neden olarak rüzgâr enerjisi elde edilir [6]. Rüzgâr enerjisi, sulama sistemlerinde, yel değirmenlerinde ve denizcilikte uzun zamandır kullanılan bir kaynaktır. Rüzgâr türbini teknolojisi ise en yeni ortaya çıkan yenilenebilir enerji kaynaklarından biridir. Son 20 yıl içerisinde birçok türbin teknolojisi geliştirilerek enerji verimliliği artırılmıştır. 1980'lerde, birkaç kilowatt üretim gücüyle üretime başlanmışken, şimdilerde kurulan rüzgâr türbinleri megawattlar seviyesindedir. Dahası, karada kurulan (on-shore) rüzgâr enerji santrallerinin (RES) yanı sıra denizde kurulan

(off-shore) RES'ler de geliştirilerek verimlilik ve enerji potansiyeli yükseltilep türbin maliyetleri azalmıştır [48].

Bir rüzgâr türbini, rüzgârdaki kinetik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürmek için çeşitli bölümlerden oluşur. Bu bölümler; generatör, kanatlar, dişli kutusu, elektrik-elektronik elemanlardır [6]. Rüzgârdaki kinetik enerji rotora bağlı kanatlar ile mekanik enerjiye dönüştürülür. Bu mekanik enerji generatörde elektrik enerjisine dönüştürülür ve bu dönüşüm sistemi genellikle generatöre şebekeden güç sağlayan bir güç konvertörü ile desteklenir.

Rüzgâr türbinlerinde kullanılan teknoloji, başlangıçta doğrudan şebekeye bağlı bir sincap kafesli asenkron generatöre dayanıyordu. Bu durumda, değişken rüzgâr hızından dolayı oluşan gerilim dalgalanmalarının neredeyse tamamı doğrudan elektrik şebekesine aktarılmaktadır. Ayrıca, frekansı ve gerilimi düzenlemek için önemli kontrol parametreleri olan aktif ve reaktif gücün kontrolü yoktur. Türbinlerin güç aralığı arttıkça, bu kontrol parametreleri daha önemli hale gelmiş ve rüzgâr türbini ve şebeke arasında bir arabirim olarak güç elektroniği devrelerinin ihtiyacı ortaya çıkmıştır [48].

Rüzgâr türbininin çıkış mekanik gücü Denklem 2.9'da gösterildiği gibi hesaplanır:

$$P_m = \frac{1}{2} C_p(\alpha, \beta) \rho A v^3 \quad (2.9)$$

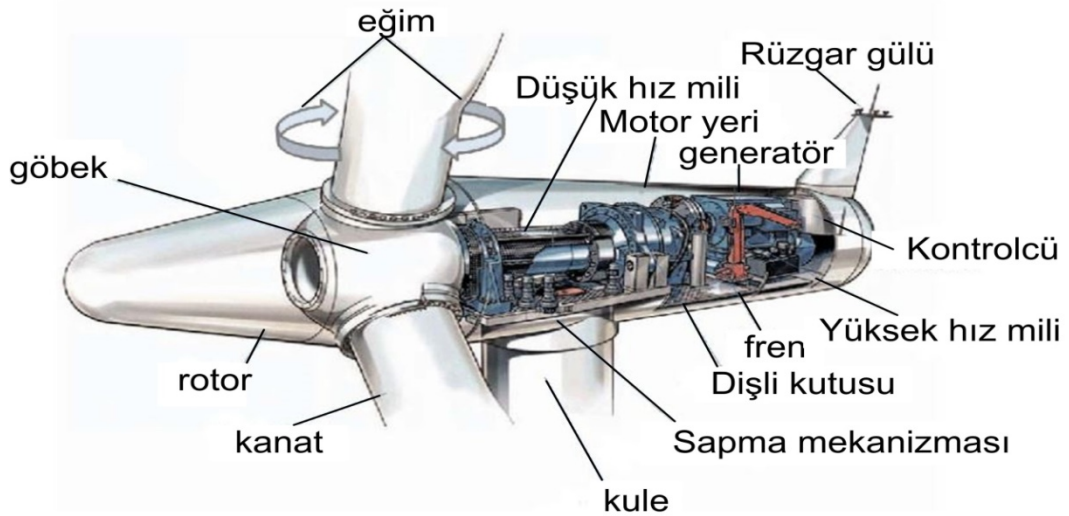
burada, P_m rüzgâr türbininin mekanik çıkış gücü, C_p boltzman sabiti, α kanat açısı (derece), β kanat ucundaki hız oranı, ρ hava yoğunluğu (kg/m^3), A kanatların taradığı alan (m^2), v rüzgâr hızını (m/s) ifade etmektedir.

Rüzgârdaki kinetik enerjinin önce mekanik enerjiye daha sonra elektrik enerjisine dönüştürülüp şebekeye aktarılabilmesi için, kanatlar, rotor, fren, eğim, dişli kutusu, düşük hız mili, yüksek hız mili, generatör, kontrolcü, motor yeri, sapma mekanizması ve kule parçaları gibi rüzgâr türbininin iç yapısını oluşturan bölümler Şekil 2.9'da gösterilmiştir.

Rüzgârdaki kinetik enerjinin rotora bağlı kanatlar yardımıyla dönüştürülmesiyle oluşturulan mekanik enerji, generatörün miline uygulanır. Buradaki dişli kutusu ile rotorun hızı artırılabilir. Makine bölümünün içerisinde generatör, düşük hız mili, yüksek hız mili, kontrol ünitesi ve fren bulunur.

Kontrol ünitesi, rüzgâr türbininin durumunu sürekli izleyen ve eğim mekanizmasını kontrol eden bir yazılım içerir. Bu eğim mekanizması, kanatların rüzgâra göre açı değiştirmesini sağlar. Normal çalışma şartlarında (rüzgâr hızı 3 ile 15 m/s arasında iken), gelen rüzgârdan maksimum enerji elde etmek için kanat açısı sabit bir değere ayarlanır [49]. Rüzgâr hızı nominal hızı aştığında ise, rotora bağlı kanatlar rüzgâr yönüne doğru döndürülerek üretilen güç sınırlandırılır.

Mekanik enerjinin elektrik enerjisine dönüştürülmesi işlemi generatörde gerçekleşmekte olup, üretilen elektrik enerjisi, şebekeye doğrudan aktarılabilmesi gibi güç elektroniği devreleri aracılığıyla da aktarılabilir. Bu güç elektroniği devreleri, rüzgâr türbinlerine bağlı generatör devreleri ile şebeke arasındaki ara yüzü oluşturur. Şebekeye bağlanma aşamasında gerilim, frekans kontrolünü yapmamızı sağlar. Güç, topolojiye ve uygulamalara bağlı olarak her iki yönde de akabilir. Bu sistemlerde, güvenilirlik, verimlilik ve maliyet önemli konulardır [48]. Bu nedenle rüzgâr türbinlerinde kullanılan güç elektroniği devreleri önemli araştırma konularından biridir ve birçok çalışmada incelenmiştir [48,50,51].



Şekil 2.9. Rüzgâr türbininin içyapısı

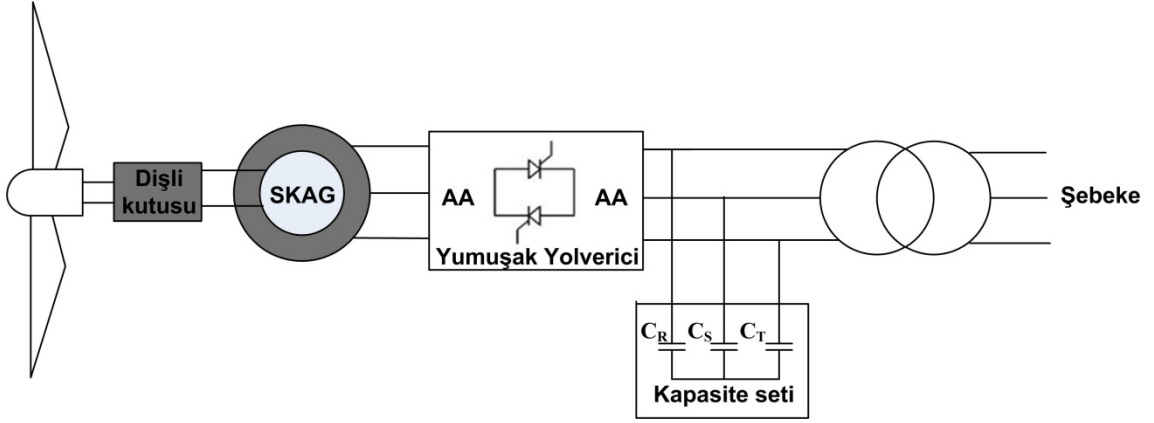
Dönme eksenlerine göre rüzgâr türbinleri, yatay eksenli rüzgâr türbinleri (YERT) ve düşey eksenli rüzgâr türbinleri (DERT) olarak iki gruba ayrılırlar. YERT sistemler hem rüzgâr yönünde hem de rüzgâra karşı yönde çalışabilirken, DERT sistemler rüzgârı her yönden kabul eder. Rotor haricindeki bileşenler her iki YERT ve DERT için aynıdır [49]. Günümüzde YERT sistemler çoğunlukla tercih edilmektedir. Ayrıca, çalışma tiplerine göre de sabit hızlı rüzgâr türbinleri (SHRT) ve değişken hızlı rüzgâr türbinleri (DHRT) olarak iki sınıfa ayrılırlar.

2.3.1. Sabit hızlı rüzgâr türbinleri (SHRT)

SHRT'nin, türbininin rotor hızı sabittir ve bu hız, şebeke frekansı, generatör kutup sayısı ve dişli oranı ile belirlenir. Bu sabit rüzgâr hızı değerinde maksimum dönüştürme verimi elde edilmesi amaçlanmıştır ve bu hızın altındayken verim azalır. Türbin kanatları 3 ile 15 m/s arasındaki rüzgârlarda nominal çalışabilmesi için tasarlanmış bir aerodinamik yapıdadır [49].

Rüzgâr hızı 15 m/s'yi aşınca dönüştürülen mekanik gücü kontrol edebilmek ve sınırlayabilmek önemlidir, çünkü rüzgârdaki güç, Denklem 2.9'da görüldüğü üzere rüzgâr hızının küpüyle orantılıdır. Güç sınırlaması, kanatların aerodinamik kontrolüyle, 3 şekilde kontrol edilebilir; birincisi pasif durdurma (stall) kontrol (kanatlar rüzgâra dik olarak döndürülerek kanatlardaki hava türbülansı sınırlandırılır); ikincisi aktif durdurma (active stall) kontrolü (kanatların açısı, rüzgârı karşıdan alacak şekilde, durdurmaya sağlamak için ayarlanır); üçüncüsü ise kanat açısı (pitch) kontrolüdür (kanatlar rüzgâr yönüne doğru döndürülerek üretilen güç sınırlandırılır, rüzgâr hızından daha yüksek hızda döndürülür). Dahası, SHRT'lerde kalkış anındaki ani akımları azaltmak ve tork osilasyonlarını önlemek amacıyla güç konvertörleri kullanılır [48].

SHRT sistemleri için Şekil 2.10'da verilen A tipi rüzgâr türbin modeli çok yaygın olarak kullanılmaktadır [35]. Bu SHRT sistemlerinde, ani akımları önlemek ve şebekedeki dalgalanmaları sınırlandırmak için yumuşak yol verici devresi (soft-starter), şebekeye doğrudan bağlanmış olan sincap kafesli asenkron generatör (ya da rotoru sargılı senkron generatör) ve reaktif güç kompanzasyonunu sağlaması için kondansatör seti kullanılmaktadır. Rüzgâr hızı sabit kabul edildiği için kanat açısı kontrolü yoktur.



Şekil 2.10. A tipi SHRT modeli [35]

Bu türbin sistemleri maliyet ve güvenilirlik açısından avantajlıdır ancak düşük güç kalitesi, rotor çubuğundaki mekanik gerilme ve özellikle generatör için gereken kontrolsüz aktif ve reaktif güç tüketimi gibi birçok dezavantajla karşılaşılmaktadır. Ayrıca rüzgâr hızının tüm dalgalanmaları, generatör tarafından mekanik tork ve elektrik enerjisine dönüştürülerek şebekeye beslenir. Bu durum, zayıf şebekelere bağlanıldığında büyük gerilim dalgalanmalarına neden olabilir [35].

2.3.2. Değişken hızlı rüzgâr türbinleri (DHRT)

DHRT'nin rotor hızı, SHRT'nin aksine kontrol edilebilir. Bu özellik, rüzgâr türbininin sürekli en iyi hız oranına yakın çalışmasını sağlar. DHRT sistemlerinin türbin hızı, rüzgâr hızının bir fonksiyonu olarak ayarlanarak geniş rüzgâr hızı aralığında maksimum verim ve kalite elde etmesi amaçlanmıştır [35].

DHRT'lerde güç konvertörleri, generatörün hız-tork eğrisini ve aktif-reaktif gücü kontrol eder. Değişken hızlı sistemler generatör torkunu sabit tutar ve mekanik sistemlerden ve rüzgârdan kaynaklanan, çıkış gücünde değişime sebep olan geçici durumları önemli ölçüde azaltır [49]. Türbin, ani ve çok kuvvetli rüzgâra maruz kaldığında, mekanik sistemin eylemsizliği rotor hızını artırıp artık enerjiyi elimine ederek, elektriksel sistemin şebekeye sabit güç aktarmasına engel olmaz. DHRT sistemlerin dezavantajları ise; şebeke ve generatör arasındaki ara yüzü oluşturmak için

kullanılan güç elektroniği devrelerinin karmaşıklığı, oluşan kayıplar ve yüksek maliyetli olmasıdır [50].

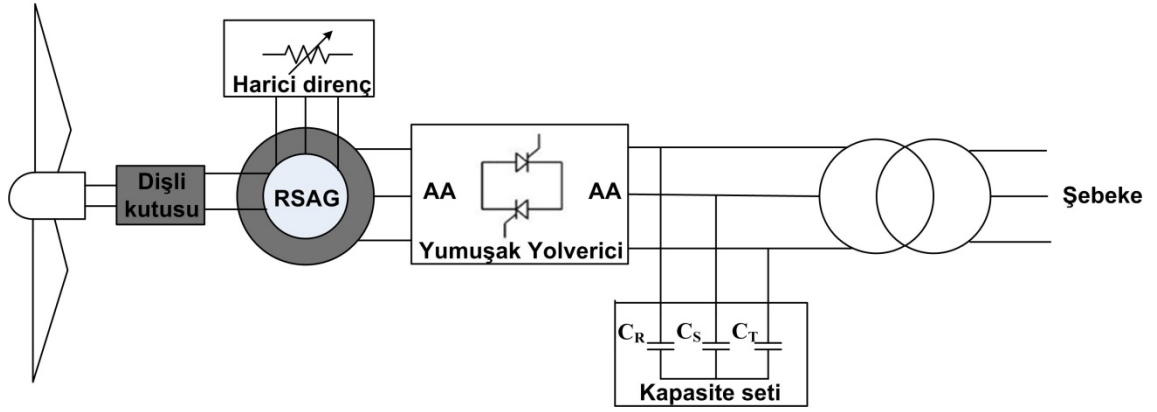
DHRT'ler çok çeşitli rüzgâr hızlarında (v) çalışır ve dönme hızını (ω) mekanik veya elektriksel olarak hızlandırabilir veya yavaşlatabilir. Açısal hız kontrolü, maksimum güç katsayısı ile ilgili olarak önceden tanımlanmış bir değerde sabit uç-hız oranı (λ) elde etmemize izin verir. Belirli bir rüzgâr hızı için, rotor verimi (C_p), λ sayesinde değişir; bu durum Denklem 2.10'daki gibi tanımlanır [35]:

$$\lambda = \frac{r\omega}{v} \quad (2.10)$$

burada; λ uç-hız oranı, r rotor yarıçapı (m), ω açısal hız (rad/s) ve v rüzgâr hızını (m/s) temsil etmektedir. Artan rüzgâr hızlarında yüksek çıkış gücü çıkışı elde edebilmek için λ 'yı uygun bir sınır değerinde tutarak rotor hızı mümkün olduğu kadar yüksek değerlere sabitlenmelidir [35].

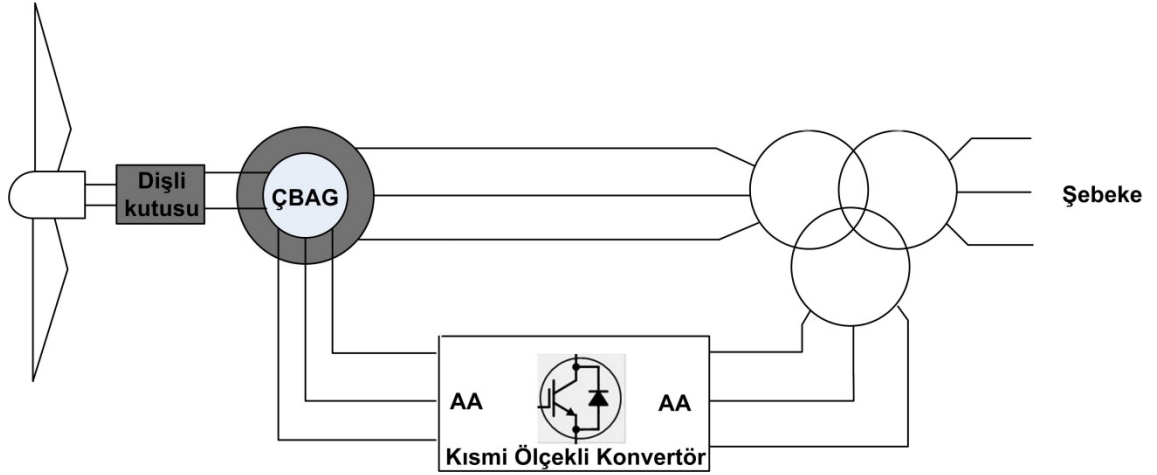
Günümüzde kurulu rüzgâr türbinlerinin büyük çoğunluğunda alan sargılı senkron generatörler (ASSG), çift beslemeli asenkron generatörler (ÇBAG) ve sürekli mıknatıslı senkron generatörler (SMSG) kullanılmaktadır. Bu generatörlerin, şebekeye sorunsuz bağlanabilmesi için değişken rüzgâr hızlarında, sabit frekans ve genlikte çıkış gerilimi elde edilebilmesi gerekir ve bunun için de şebekeyle aralarında ara yüz oluşturacak güç elektroniği devrelerine ihtiyaç duyarlar [50]. En yaygın kullanılan ve kabul edilen değişken hızlı konfigürasyonlar sırasıyla Şekil 2.11, Şekil 2.12 ve Şekil 2.13'te verilen B, C ve D tipi olarak adlandırılan rüzgâr türbinleridir [35].

Sınırlı değişken hızlı rüzgâr türbini olarak da bilinen B tipi türbinler, rotoru sargılı asenkron generatörden (RSAG) oluşur. Rotor sargısı dışarıya çıkartılmış 3 tane terminale sahiptir. Rotor direncine dışarıdan her faz için harici ayarlı direnç bağlanmıştır. Bu dirençler kontaktörler ile devreye alınıp çıkartılır. Aşırı rüzgâr hızlarında rotor direnci yükseltilerek akım sınırlandırılmış olur ve bu sayede manyetik alan zayıflar, generatör hızı kontrol altına alınır. Kondansatör seti reaktif güç kompanzasyonunu sağlarken, yumuşak yol verici şebeke bağlantısı sırasında ani akımı önler [35].



Şekil 2.11. B tipi DHRT modeli [35]

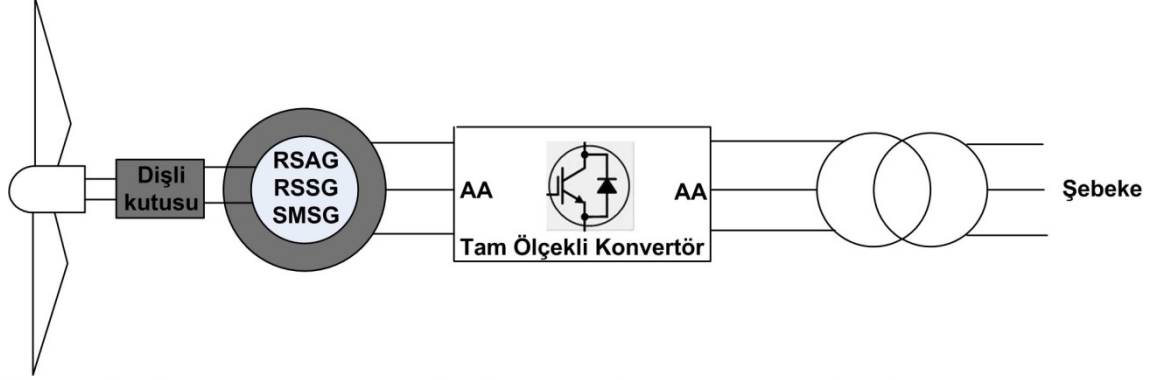
Bir başka DHRT konfigürasyonu olan C tipinde, çift beslemeli asenkron jeneratör (ÇBAG) ve kısmi ölçekli konvertör kullanılmaktadır. Diğer A, B ve D tipinden farklı olarak güç, konvertörler üzerinden birbirine şebekeye aktarılmaz. Gücün sadece bir kısmı rotor ve güç konvertörü üzerinden şebekeye aktarılırken, geriye kalan kısmı stator üzerinden şebekeyle doğrudan aktif- reaktif güç (P-Q) akışına sahiptir. Bu tip jeneratörlerde rotor sargıları asıl gücün yaklaşık olarak % 30'unu üretebildiği için kısmi ölçekli konvertör üzerinden şebekeye bağlanmıştır. Kısmi ölçekli dönüştürücü, kondansatör seti yerine reaktif güç kompanzasyonunu da gerçekleştirir [35].



Şekil 2.12. C tipi DHRT modeli [35]

C tipi 2000'li yıllarda yaygın olarak kullanılmasına rağmen, şimdilerde D tipi DHRT konfigürasyonu tam değişken hızlı rüzgâr türbini için en çok tercih edilen model olmuştur. Burada 3 tip jeneratör kullanılabilir: RSAG, SMSG ve rotoru sargılı senkron jeneratör (RSSG). Burada jeneratör, reaktif güç dengelemesini yöneten ve daha

yumuşak bir şebeke bağlantısı sağlayan tam ölçekli konvertör aracılığıyla şebekeye bağlanır [35].



Şekil 2.13. D tipi DHRT modeli [35]

A ve B tipi türbin modellerinde konvertörler doğrudan AA-AA dönüşüm yaparken, C ve D tipinde kullanılan konvertörler önce AA-DA dönüşüm (3 fazlı kontrollü veya kontrolsüz doğrultucu) yapıp, kondansatörler ile DA bara oluşturulduktan sonra DA-AA dönüşüm (3 fazlı evirici) yapmaktadır. Bu şekilde C ve D tipinde frekans kontrolü yapılabilmektedir.

2.4. DA-DA konvertörler

DA-DA konvertörler, herhangi bir DA kaynağından alınan sabit ya da değişken seviyedeki gerilimi yükselterek veya alçaltarak sabit DA gerilim elde etmeye yararlar. Girişindeki sabit DA gerilimi alçaltarak çıkışa veren dönüştürücülere azaltan (buck) konvertörler, yükselterek çıkışa veren dönüştürücülere arttıran (boost) konvertörler denir.

DA-DA konvertörler, elektrikli otomobiller, trolleybüsler, deniz vinçleri, forklift yükleyiciler, maden ocaklarındaki taşıma bantlarında çekiş motorlarının kontrol devreleri gibi alçak ya da yüksek DA gerilime ihtiyacın olduğu alanlarda kullanılmaktadır [39].

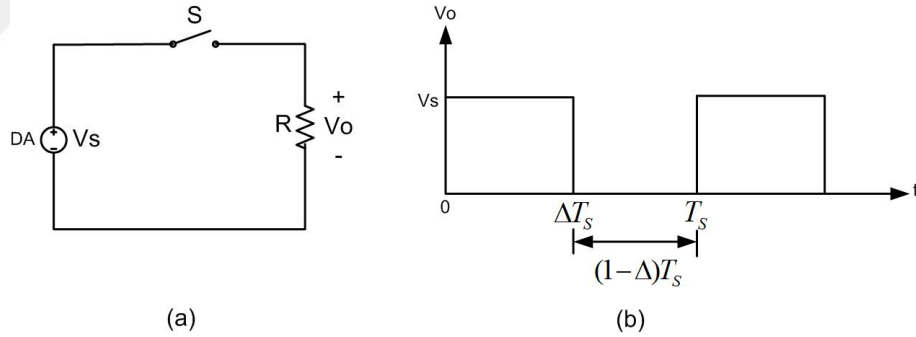
Bu tez çalışmasında kullanılan her dağıtık üretim tesisinin (güneş, yakıt hücresi, rüzgâr) çıkışını ortak bir DA baraya bağlamak için tesis çıkış gerilimlerinin eşit seviyeye getirilmesi gerekmektedir. Bu işlem, her tesiste elde edilen DA gerilimlerin çıkışına

DA-DA konvertör bağlanarak gerçekleştirilmiştir. Bu bölümde azaltan, arttıran ve azaltan-arttıran DA konvertörlerinin devre yapıları, çalışma prensipleri ve çıkış dalga şekillerinden bahsedilmiştir.

2.4.1. Azaltan (buck) konvertörler

Azaltan konvertörler, giriş DA geriliminden daha küçük bir çıkış DA gerilimi elde etmektedir. Yaygın olarak, regüle edilmiş DA güç kaynaklarında ve DA motor hızının kontrol edildiği devrelerde kullanılırlar [39].

Azaltan konvertörün temel çalışma mantığı Şekil 2.14.'te gösterilmiştir. Devre topoloji yapısı Şekil 2.14.a'da gösterildiği gibi giriş DA gerilimi, anahtar ve DA yükten oluşmaktadır. Şekil 2.14.b'de gösterildiği gibi yarı iletken anahtarın ideal ve yükün omik olduğu varsayıldığı zaman, çıkış DA geriliminin anahtarın iletim-kesim durumuna bağlı olarak değişmekte olduğu ve çıkış DA geriliminin ortalama değeri giriş DA geriliminden düşük olduğu görülmektedir [51].



Şekil 2.14. Azaltan konvertörün temel şeması (a) devre topolojisi (b) çıkış dalga şekli

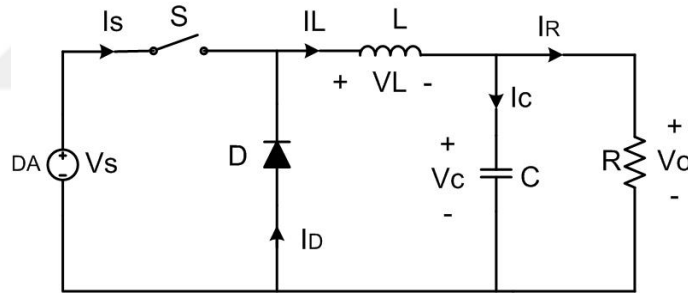
Buradaki S anahtarı BJT, MOSFET, IGBT veya GTO olabilir. Şekil 2.14.a'daki devrede anahtar ΔT_s süresince kapalı yani iletimde, $(1-\Delta)T_s$ süresince açık yani kesimdedir. Burada Δ , görev periyodunu (duty cycle), T_s ise anahtarlamaya periyodunu ifade eder. Anahtar kapalıyken giriş gerilimini yüke uygular. Anahtar açıkken yük gerilimi sıfırdır. Bu durumda çıkış gerilimi dalga şekli Şekil 2.17.a'da gösterilmiştir. Yük üzerindeki ortalama gerilim Denklem 2.12'deki gibi Δ değerine görev bağlı olarak ifade edilir [51]. Δ , Denklem 2.13'te gösterildiği üzere bir anahtarlamaya periyodu boyunca anahtarın iletimde kalma oranını ifade eder.

$$V_{O(ort)} = \frac{\Delta T_S V_S + 0}{T_S} \quad (2.11)$$

$$V_{O(ort)} = \Delta V_S \quad (2.12)$$

$$\Delta = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \quad (2.13)$$

Azaltan konvertöre ait devre topolojisi Şekil 2.15'te gösterilmektedir. Çıkış geriliminde oluşan yüksek frekanslı harmonikleri elimine etmek için alçak geçiren filtre (AGF) yani L bobini ve C kondansatörü kullanılmaktadır. Filtre, çıkış geriliminin dalgalanmasını sınırlamayı sağlamaktadır [52]. Buradaki D diyotuna serbest geçiş diyotu denilmektedir. Anahtar kapalıyken kesime girip akımın bobin ve yük üzerinden dolaşmasını sağlarken, anahtar açıkken iletme geçerek bobinde depolanan akımın yüke aktarılması için kapalı bir yol oluşturur.



Şekil 2.15. Azaltan konvertör devre şekli

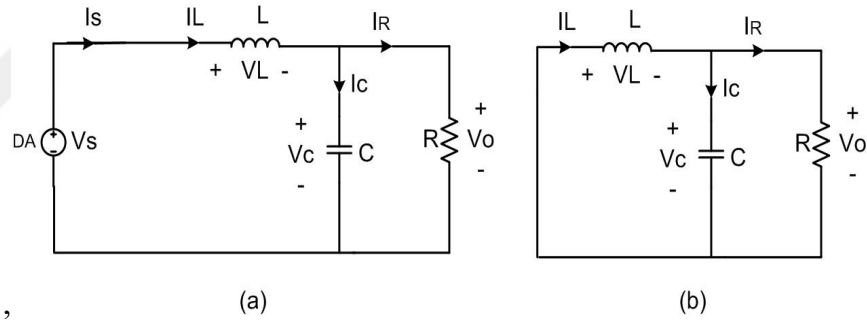
Azaltan tip dönüştürücünün bobin akımı için sürekli akım modu (CCM) ya da süreksiz akım modu (DCM) olmak üzere iki çalışma modu bulunmaktadır. CCM modunda bobin içerisinde sürekli bir akım geçer ve anahtar kesimde kaldığında dahi bobin akımı sıfıra düşmez. Yani, bobin değeri yeteri kadar büyüktür. DCM modunda ise bobin akımı sıfırdan başlar maksimum değerine kadar yükselir ve kesim durumunda periyot sonlanmadan akımın değeri sıfıra düşer, yani bobin değeri yeteri kadar büyük değildir. Sürekli akım modunda Şekil 2.16.a ve Şekil 2.16.b'de gösterildiği gibi iki çalışma durumu değerlendirilmelidir. Birincisi, yarı iletken anahtarın iletim durumudur. Bu durumda D diyotu kesimdedir. İkinci olarak güç anahtar kesimde ve D diyotu iletimdedir [52].

Yarı iletken anahtarın iletimde olduğu durum $\Delta T_S = t_{on}$ süresi ile ifade edilir. Kesim süresi ise $(1-\Delta)T_S = t_{off}$ sembolü ile ifade edilir. Anahtarın iletimi durumunda, Şekil 2.16.a'da görüldüğü gibi bobin doğrudan giriş ile çıkış arasına bağlanmıştır. Bu durumda bobin gerilimide Denklem 2.14'te ifade edildiği üzere giriş ile çıkış gerilimi arasındaki fark kadardır.

$$V_L = V_S - V_O \quad (2.14)$$

Anahtarın kesimi durumunda ise, Şekil 2.16.b'de görüldüğü gibi bobin üzerindeki gerilim çıkış gerilimine eşit ve çıkış geriliminin ters polariteli halidir. Bu durum Denklem 2.15'te tanımlanmıştır.

$$V_L = -V_O \quad (2.15)$$



Şekil 2.16. Azaltan konvertör anahtarlama durumları (a) anahtar iletimde, (b) anahtar kesimde

Bu durumda azaltan konvertör devre elemanlarına ait gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 2.17'deki gibi olacaktır [40]. Bobin geriliminin, anahtarın iletim ve kesim durumunda aldığı değerler bilindiğine göre giriş ve çıkış gerilimleri arasında bir bağlantı bulunabilir. Kalıcı durumda, bir anahtarlama periyodu boyunca bobinin akım değerindeki net değişim sifıra eşittir. Buna göre akımdaki ifade Denklem 2.16-2.18 ile ifade edilebilir [51].

$$V_L(t) = L \frac{\partial I_L(t)}{\partial t} \quad (2.16)$$

$$\int_0^{T_s} \partial I_{L(t)} = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} V_{L(t)} d(t) \quad (2.17)$$

$$I_{L(TS)} - I_{L(0)} = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} V_{L(t)} d(t) \quad (2.18)$$

burada, T_s anahtarlama periyodunu gösterir. Denklem 2.19'da eşitliğin sol tarafı, bobin akımının bir periyot boyunca olan net değişimini göstermektedir ve dolayısıyla değeri sıfır olmalıdır. Bu durumda Denklem 2.19 ve 2.20 aşağıda gösterildiği gibi elde edilir.

$$\frac{1}{L} \int_0^{T_s} V_{L(t)} d(t) = 0 \quad (2.19)$$

$$\int_0^{T_s} V_{L(t)} d(t) = 0 \quad (2.20)$$

Denklem 2.19, Şekil 2.17.b, bobin gerilimi dalga şeklinin altındaki A ve B alanlarının toplamının sıfıra eşit olduğunu göstermektedir. Bu durumda giriş ve çıkış gerilimi arasındaki bağlantı Denklem 2.21-2.26 ile ifade edilebilir [51].

$$\int_0^{T_s} V_{L(t)} d(t) = (V_s - V_o)\Delta T_s + (-V_o)(1 - \Delta)T_s = 0 \quad (2.21)$$

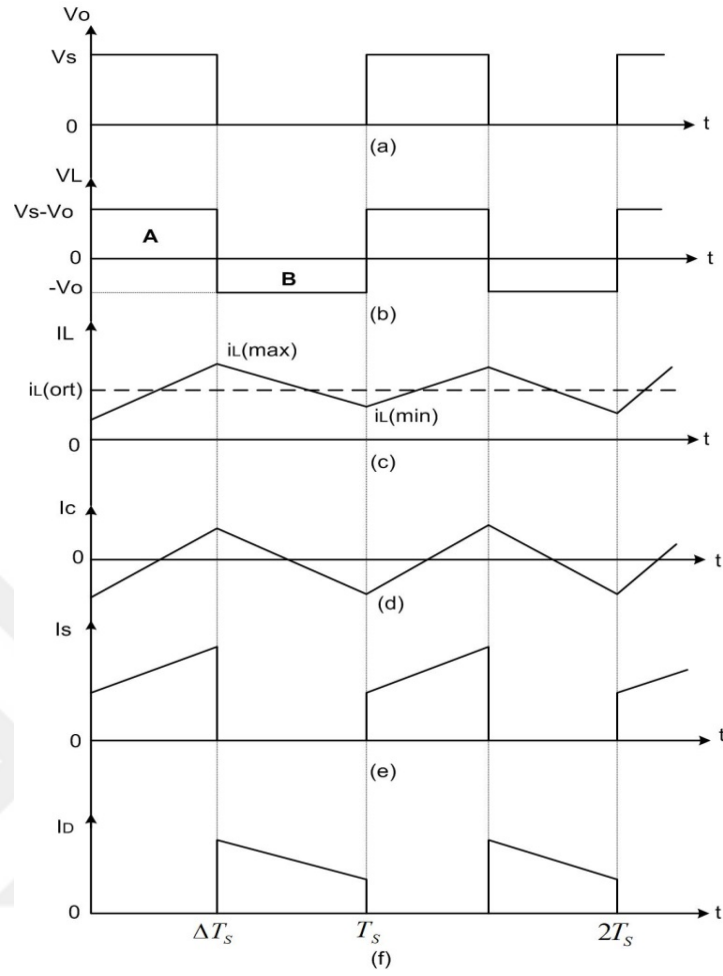
$$V_s \Delta T_s - V_o \Delta T_s - V_o T_s + V_o \Delta T_s = 0 \quad (2.22)$$

$$V_s \Delta T_s - V_o T_s = 0 \quad (2.23)$$

$$T_s (V_s \Delta - V_o) = 0 \quad (2.24)$$

$$V_s \Delta - V_o = 0 \quad (2.25)$$

$$V_s \Delta = V_o \quad (2.26)$$



Şekil 2.17. Azaltan konvertörün gerilim ve akım dalga şekilleri (a) çıkış gerilimi (b) bobin gerilimi, (c) bobin akımı, (d) kondansatör akımı, (e) anahtar akımı, (f) diyot akımı

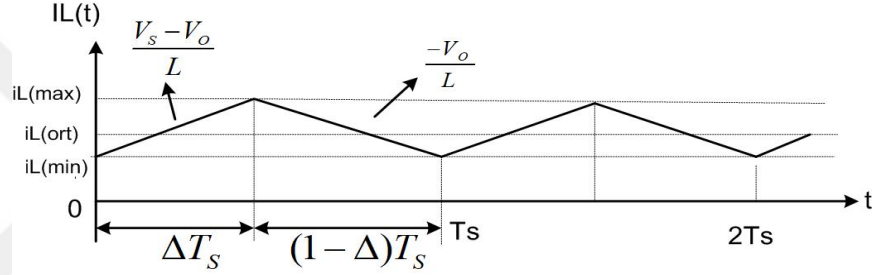
Burada Δ oranı 0 ile 1 arasında değişmektedir. Anahtarın kesim durumunda giriş DA kaynağından devreye enerji sağlanamayacağı için çıkış devresi, enerjisini kondansatör ve bobin elemanlarında depolanan enerjiden sağlamaktadır. Bu nedenle, bu elemanların gerilim ve akım değerleri azalacaktır. Devre yeniden iletim durumuna döndüğü zaman giriş kaynağı çıkış devresini besleyecektir. Bu durumda bobin ve kondansatör enerji depolayacak ve dolayısıyla akım ve gerilim değerleri artacaktır.

Yük akımı, bobinde depo edilen enerji sayesinde süreklilik kazanmaktadır. Bobin akımının değeri, anahtarın iletimde ve kesimde olma durumuna bağlı olarak artıp azalacak, maksimum ve minimum değerler arasında salınacaktır. Bobin akımının değişimi, her iki iletim ve kesim durumundayken bobin üzerindeki gerilim biliniyorsa Denklem 2.27 ve 2.28 yardımıyla bulunabilir [52].

$$V_L(t) = L \frac{\partial I_L(t)}{\partial t} \quad (2.27)$$

$$\frac{V_L(t)}{L} = \frac{\partial I_L(t)}{\partial t} \quad (2.28)$$

burada $\frac{\partial I_L(t)}{\partial t}$ bobin akımının eğiminin ifadesini vermektedir. Yani bobin akımı Şekil 2.18'de görüldüğü üzere $\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)$ eğimiyle ΔT_s süresince artarken $(1-\Delta)T_s$ süresince $\left(\frac{-V_o}{L}\right)$ eğimiyle azalmaktadır.



Şekil 2.18. Azaltan konvertör bobin akımı (I_L) dalga şekli

Bobin akımının sürekli $i_{L(max)}$ ve $i_{L(min)}$ arasında salınım yapabilmesi için, yani CCM'de çalışabilmesi için bobin değeri sınır değerinin altına düşmemesi gerekir. Eğer bobin değeri bu sınır değerinin altında seçilirse devre DCM'de çalışır, yani bobin akımı bir periyotta sıfırdan maksimum değerine doğru yükselir ve periyot bitmeden yeniden sıfıra düşer. Bobin akımı ve kondansatör geriliminin sürekli olması için sınır değerler Denklem 2.29 ve 2.30'da verilmiştir

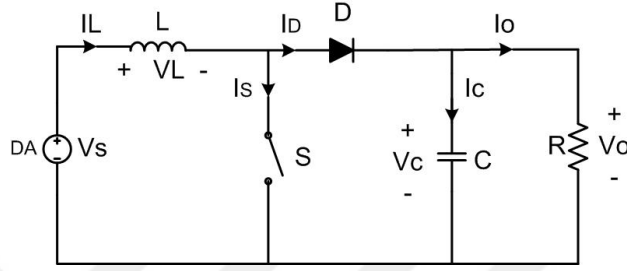
$$L_{min} = \frac{(1-\Delta)R}{2f} \quad (2.29)$$

$$C_{min} = \frac{(1-\Delta)V_o}{8V_r L f^2} \quad (2.30)$$

burada, V_r ripple gerilimini ifade etmekte olup çıkış geriliminin % 5'ine ($5\% V_o$) karşılık gelmektedir.

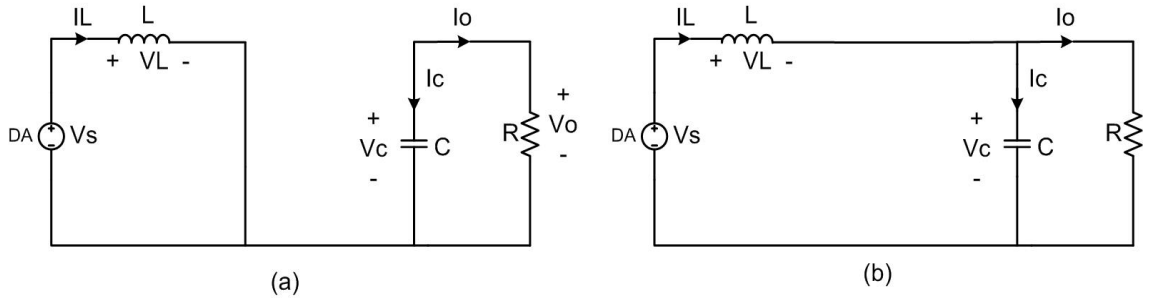
2.4.2. Arttıran konvertörler

Arttıran DA-DA konvertörler, giriş DA geriliminden daha yüksek çıkış DA gerilimi elde ederler. DA motorlarının dinamik olarak frenlenmesinde ve regüleli DA güç kaynaklarında sıklıkla kullanılırlar. Şekil 2.19'da arttıran konvertöre ait güç devresi verilmektedir.



Şekil 2.19. Arttıran konvertör devre şeması

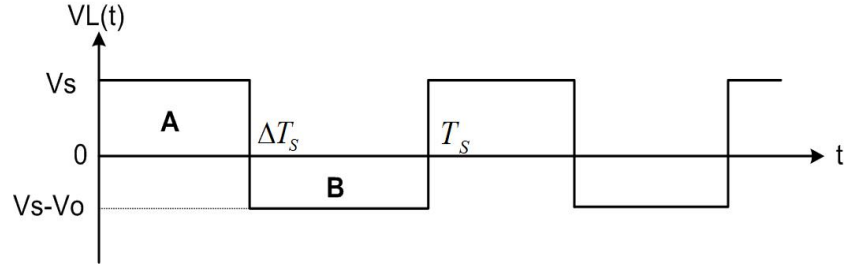
Arttıran konvertör; diyot, güç anahtarı, bobin, kondansatör ve yükten oluşmaktadır. Anahtarın iletim veya kesimde olmasına göre iki çalışma modu bulunur. Çıkış gerilimi belirlenen referans gerilimin altına düştüğünde anahtar iletim moduna geçer ve kaynak akımı, bobin ve güç anahtarı üzerinden akarak indüktanta bir enerji depolar. Çıkış gerilimi referans gerilimin üzerindeyken anahtar kesim durumuna geçer. Bu durumda akım; bobin, diyot, kondansatör ve yük üzerinden devresini tamamlar. Anahtarın iletim ve kesim durumundaki eşdeğer devreler Şekil 2.20.a ve Şekil 2.20.b'de ve bobin gerilimine ilişkin ifadeler ise sırasıyla Denklem 2.31 ve 2.32'de verilmektedir. Bu ifadelere göre oluşacak bobin geriliminin dalga şekli Şekil 2.21'de verilmektedir.



Şekil 2.20. Arttıran konvertörde anahtarlama durumlarındaki devre şekilleri, (a) anahtarın iletimde, (b) anahtarın kesimde

$$V_S(t) = V_L(t) = L \frac{\partial I_L(t)}{\partial t} \quad (2.31)$$

$$V_L = V_S - V_O \quad (2.32)$$



Şekil 2.21. Bobin gerilimi dalga şekli

Kalıcı durumdaki sistemlerde bir periyot boyunca bobin akımının değişimi olduğu için Şekil 2.21.'deki bobin gerilim dalga şeklinin altında kalan alanlar (A+B) toplamı 0 olmalıdır. Buna göre elde edilen ifadeler Denklem 2.33-2.39'da gösterilmektedir.

$$\int_0^{T_s} V_{L(t)} d(t) = V_S \Delta T_S + (1 - \Delta)(V_S - V_O) T_S = 0 \quad (2.33)$$

$$V_S \Delta T_S + V_S T_S - V_S \Delta T_S - V_O T_S + V_O \Delta T_S = 0 \quad (2.34)$$

$$V_S T_S - V_O T_S + V_O \Delta T_S = 0 \quad (2.35)$$

$$T_S (V_S - V_O + V_O \Delta) = 0 \quad (2.36)$$

$$V_S \Delta - V_O + V_O \Delta = 0 \quad (2.37)$$

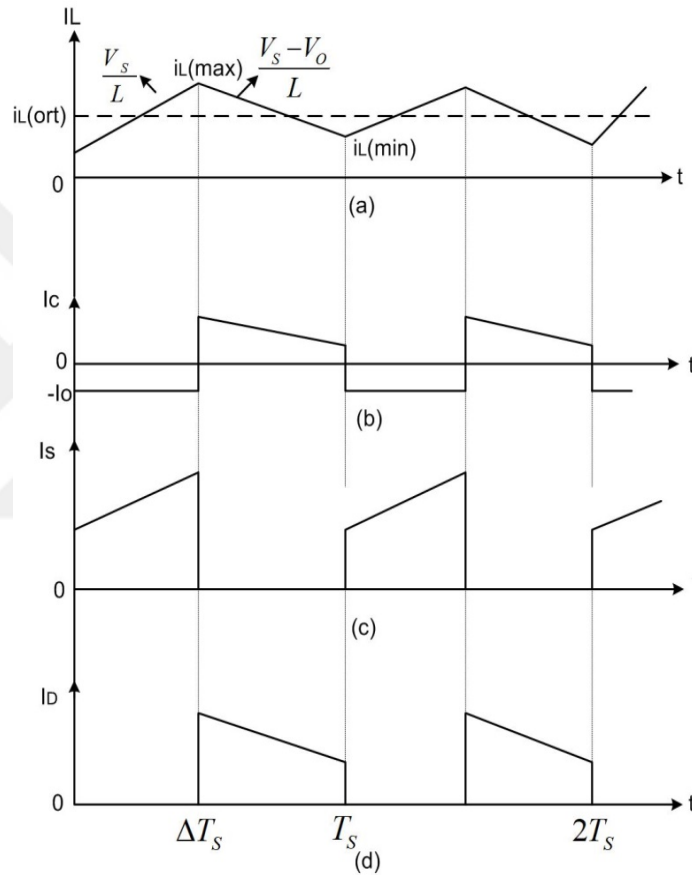
$$V_S = V_O - V_O \Delta = V_O (1 - \Delta) \quad (2.38)$$

$$V_O = \frac{V_S}{(1 - \Delta)} \quad (2.39)$$

elde edilir. Denklem 2.39'dan görüldüğü üzere Δ 'nin 0 ve 1 arasında alacağı değerlere göre çıkış, giriş geriliminden daha yüksek olmaktadır. $\Delta = 0$ iken çıkış, giriş gerilime eşit

olup en düşük değerindedir. Tam tersi durumda yani $\Delta = 1$ iken çıkış sonsuz değerini almak isteyecektir. Bu yüzden tasarım parametrelerinde Δ , 0,1 ile 0,9 arasında seçilir.

Anahtar iletimdeyken bobin akımı (V_s / L) eğimiyle artacak ve anahtar kesimdeyken $((V_s - V_o) / L)$ eğimiyle azalacaktır [39]. Şekil 2.22’de arttıran konvertör devre elemanlarının akım grafikleri gösterilmektedir.



Şekil 2.22. Arttıran konvertörün devre elemanlarının akım dalga şekilleri (a) bobin akımı, (b) anahtar akımı, (c) kondansatör akımı, (d) diyot akımı

Azaltan konvertörde olduğu gibi arttıran konvertörde de bobin akımı ve kondansatör geriliminin sürekli olması için sınır tasarım parametreleri Denklem 2.40 ve 2.41’de verilmiştir [39].

$$L_{\min} = \frac{(1-\Delta)^2 \Delta R}{2f} \quad (2.40)$$

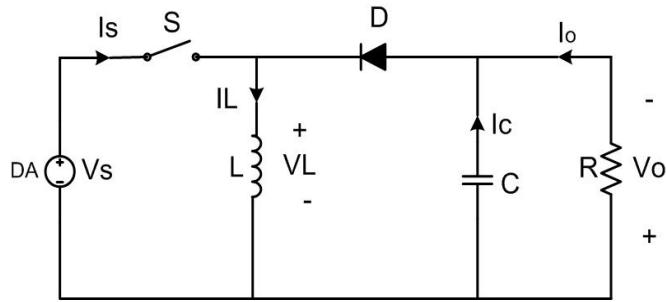
$$C_{\min} = \frac{\Delta V_o}{V_r f R} \quad (2.41)$$

V_r ripple gerilimini ifade etmekte olup çıkış geriliminin % 5'ine ($0.05 V_o$) karşılık gelmektedir.

2.4.3 Azaltan-arttıran (buck-boost) konvertörler

Azaltan-arttıran konvertörde çıkış, giriş geriliminden büyük, eşit ya da küçük olabilir fakat bu topolojide giriş ile çıkış ters polaritelidir. Çıkış gerilimi değişken giriş geriliminden düşük olduğu zaman azaltan, yüksek olduğu zaman arttıran konvertör olarak çalışır. Anahtarın iletim durumunda kaynaktan akan akım ile bobin şarj olur ve anahtar kesime girdiği zaman bobin üzerinde biriken enerji yüke uygulanır.

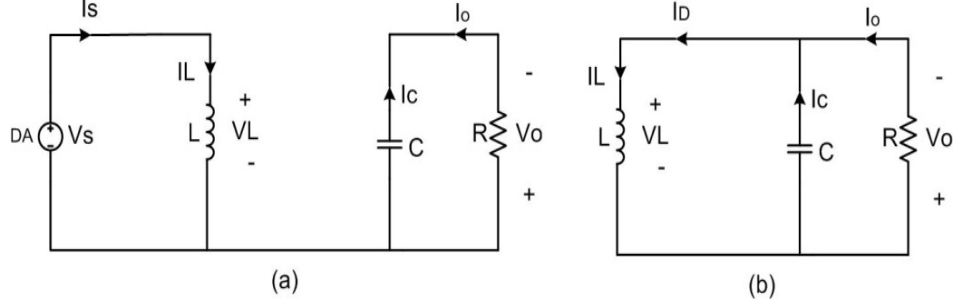
Azaltan-arttıran konvertörler, regüleli DA güç kaynaklarında, çıkış geriliminin giriş gerilimine göre ters kutuplu olması istenilen yerlerde ve giriş geriliminden daha düşük veya daha yüksek olabileceği yerlerde sıklıkla kullanılmaktadır. Şekil 2.23'te azaltan-arttıran konvertöre ait güç devresi verilmektedir [39,52].



Şekil 2.23. Azaltan-arttıran konvertör devre şekli

Devrenin çalışması iki moddan oluşur. İlk çalışma modunda (anahtarın iletim modu) S anahtarı iletimde, D diyotu da ters gerilim altında kesimde olur. Kaynak akımı S anahtarı ve bobin üzerinden akar. İkinci çalışma modunda (anahtarın kesim modu) ise bobinde depolanan enerji ile L, C, D ve yük üzerinden yüke aktarılır ve bobinden akan

akım bir sonraki periyotta anahtar yeniden iletme sokulana kadar azalır [52]. Bu çalışma modları için eşdeğer devreler Şekil 2.24'te, elde edilen eşitlikler ise Denklem 2.42-2.46'da ifade edilmiştir.



Şekil 2.24. Azaltan-arttıran konvertörde anahtarlama durumlarındaki devre şekilleri, (a) anahtarın iletim durumu, (b) anahtarın kesim durumu

S anahtarı iletimdeyken;

$$V_s(t) = V_L(t) = L \frac{\partial I_L(t)}{\partial t} \quad (2.42)$$

$$V_o(t) = V_c(t) \quad (2.43)$$

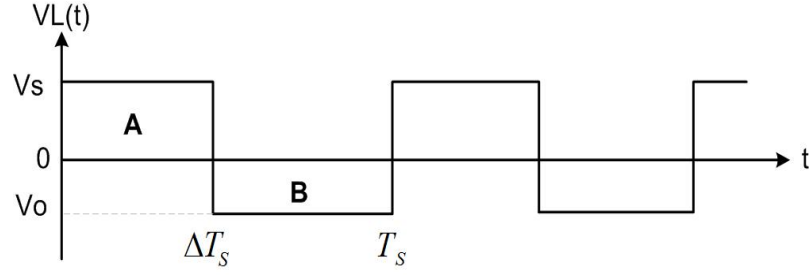
S anahtarı kesimde iken;

$$V_o(t) + V_L(t) = 0 \quad (2.44)$$

$$L \frac{\partial I_L(t)}{\partial t} = -V_o(t) \quad (2.45)$$

$$\frac{\partial I_L(t)}{\partial t} = \frac{-V_o(t)}{L} \quad (2.46)$$

Anahtarın her iki durumunu göz önünde bulundurduğunda bobin gerilimi, Şekil 2.25'teki gibi olmaktadır.



Şekil 2.25. Azaltan-arttıran konvertör bobin gerilimi dalga şekli

Şekil 2.25'teki bobin gerilim dalga şeklinin altında kalan alanlar toplanırsa (A+B) Denklem 2.47-2.52 elde edilir [52].

$$\int_0^{T_s} V_{L(t)} d(t) = V_s \Delta T_s + (1 - \Delta) V_o T_s = 0 \quad (2.47)$$

$$V_s \Delta T_s - V_o \Delta T_s + V_o T_s = 0 \quad (2.48)$$

$$T_s (V_s \Delta - V_o \Delta + V_o) = 0 \quad (2.49)$$

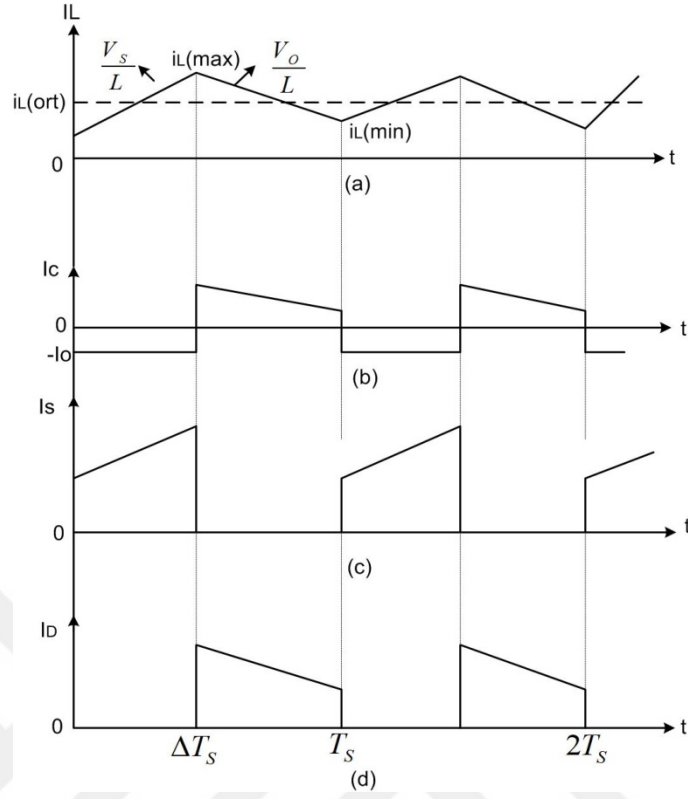
$$V_s \Delta - V_o \Delta + V_o = 0 \quad (2.50)$$

$$(1 - \Delta) V_o = -\Delta V_s \quad (2.51)$$

$$V_o = -\frac{\Delta}{(1 - \Delta)} V_s \quad (2.52)$$

Denklem 2.52'den görüldüğü üzere konvertörün azaltan veya arttıran çalışacağını belirleyecek olan Δ 'nin değeridir. $\Delta < 0,5$ olması durumunda azaltan konvertör, $\Delta > 0,5$ ise arttıran konvertör ve $\Delta = 0,5$ olursa çıkış, giriş geriliminin ters polariteli haline eşit olacaktır.

Şekil 2.26'da azaltan-arttıran konvertördeki devre elemanlarına ait akım grafikleri verilmiştir. Bobin akımının değişimi, gerilim değerlerinden faydalanarak hesaplanabilir. Buna göre anahtar iletimdeyken akım (V_s / L) eğimiyle artacak ve anahtar kesimdeyken (V_o / L) eğimiyle azalacaktır.



Şekil 2.26. Azaltan-arttıran konvertörün devre elemanlarının akım dalga şekilleri; (a) bobin akımı, (b) kondansatör akımı, (c) anahtar akımı, (d) diyot akımı

Azaltan-arttıran konvertörde bobin akımı ve kondansatör geriliminin sürekli olması için sınır değerler Denklem 2.53 ve 2.54'te verilmiştir [39].

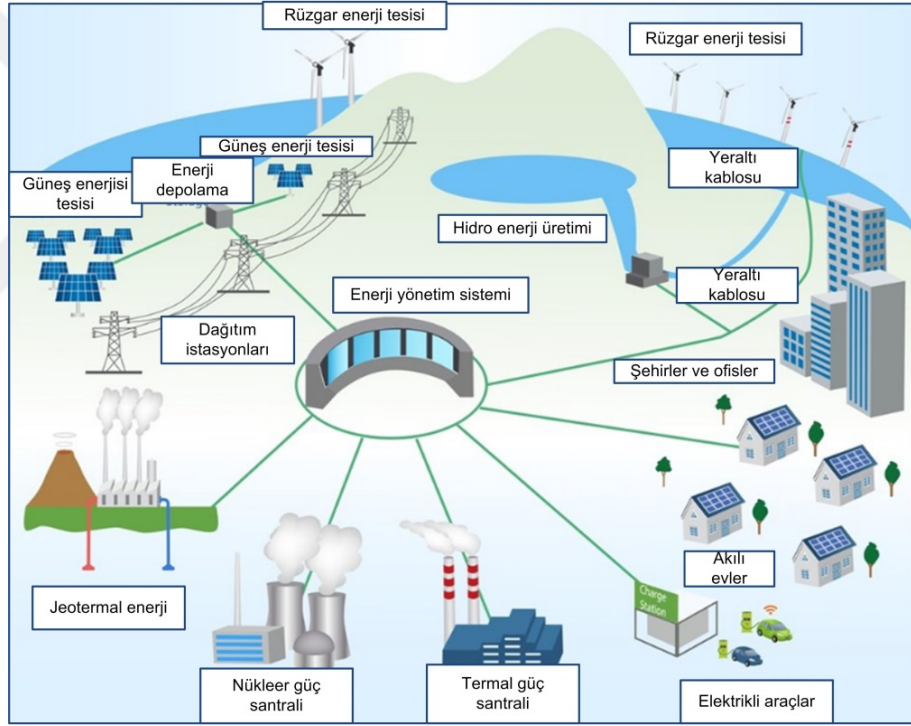
$$L_{\min} = \frac{(1 - \Delta)^2 R}{2f} \quad (2.53)$$

$$C_{\min} = \frac{\Delta}{2fR} \quad (2.54)$$

BÖLÜM 3

AKILLI ŞEBEKELER VE HABERLEŞME SİSTEMİ

Akıllı şebeke sistemi, Şekil 3.1’de gösterildiği gibi şebeke elektrik altyapısına haberleşme alt yapısının eklenmesi, şebeke üzerinde birçok noktaya akıllı sensörler, YEK’ler, akıllı evler ve akıllı araçlar gibi teknolojilerin eklenmesi ve bu teknolojilerin birbirleriyle haberleşmeleri sağlanarak oluşturulur. Geleneksel elektrik şebeke sistemine haberleşme alt yapısının eklenmesi ile elde edilen akıllı şebeke, tüm sistemi hem tüketici hem de tedarikçinin izlemesine olanak sunar. Böylece sistemin herhangi bir bileşenindeki gerçek zamanlı veriyi okumak mümkündür.



Şekil 3.1. Akıllı şebeke bileşenleri [53]

Akıllı şebeke sisteminde, enerji tüketiminin azalması, verimliliğin artması, güvenilirliğin ve güvenliğin artması için izleme, kontrol ve haberleşme yeteneklerinin eklenmesi gibi faydalar hedeflenmiştir. Bununla birlikte akıllı şebekeler, enerji üretip mikro üretim kaynağı olarak ana şebekede iki yönlü enerji akışına izin vermektedir [54].

20. Yüzyıldan kalma şebekeler ile 21. yüzyılın otomasyon ağ teknolojileri kullanılarak elektrik ve bilgi alt yapılarının bir araya getirilmesiyle akıllı şebeke kavramı ortaya çıkmıştır. Akıllı şebeke tanımlamaları aşağıdaki şekilde sıralanabilir [55]:

- Verimli, güvenilir ve birçok otomasyona sahip iletim ve dağıtım sistemlerinden oluşan,
- Acil durumlarda kendi kendini iyileştirme özellikleri olan ve üretim/iletim/dağıtım şirketi ile enerji taleplerine karşılık veren,
- Milyonlarca müşteriye hizmet veren ve güvenilir bilgi akışını sağlayan haberleşme altyapısına sahip bir güç sistemi.

Bunlara ek olarak farklı kuruluşlar tarafından akıllı şebekeler ile ilgili çeşitli tanımlamalar yapılmaktadır. Bunlardan biri olan Türk Standartları Enstitüsü'nün (TSE) de içinde bulunduğu Avrupa Elektroteknik Standardizasyon Komitesi'nin (CENELEC) ifadesine göre [56,57]; akıllı şebeke, üretici ve tüketicilerin içinde bulunduğu, her kullanıcının sisteme bağlanabildiği ve bu kullanıcıların enerji kullanımına bağlı olacak şekilde ekonomik verimliliği sağlayan, daha az kayba sebebiyet veren, daha kaliteli, güvenli, kesintisiz bir güç sistemi sunan bir ağ yapısıdır.

Avrupa Teknoloji Platformu arafından akıllı şebeke řu şekilde tanımlanmaktadır [58]; “Bir akıllı şebeke, bağlı olduğu tüm kullanıcılara sürdürülebilir, ekonomik, verimli ve güvenli elektrik tedarini sunabilmek için harekete geçirilen bir elektrik ağıdır.”

Akıllı şebeke teknolojisinin özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir [54,59,60]:

Akıllı sayaçlar: Akıllı sayaç; akıllı şebeke teknolojisinde, enerji tüketim alanında veri ölçümü için uygun bir ölçüm cihazıdır. Akıllı ölçüm, müşterilerin enerji tüketimlerini gerçek zamanlı olarak izleyebilmelerini sağlamak için akıllı sayaç cihazlarını, haberleşme sistemleri ile birlikte kullanmayı ifade eder. Akıllı sayaçlar, tüketicilerin faturalama işlemlerini gerçekleştirmeye, elektrik tüketim miktarlarını bilmelerine ve böylelikle elektriği istenen faturalandırma limitine göre kontrol etmelerine yardımcı olur [60].

Dağıtık üretim: Dağıtık üretim, akıllı şebekenin önemli bir parçası olup küçük enerji kaynaklarından enerjinin üretimi anlamına gelir. Enerji santralinden gelen geniş ölçekli üretimler, dağıtım ve iletim hatları üzerinde çevresel etkiler gibi bazı etkilere sahiptir [60]. Dağıtık üretim aşağıda ifade edilen üretici birimlerinin karşılaştığı bazı problemlere çözüm üretir.

- Enerji piyasasına yönelik talep tepkisini ölçmek. Bu, tüketicilerin elektriğin talebini anlaması ve talep tepkisini kusursuzca sağlamak için kullanıcı odaklı bir pazar alanı oluşturması demektir.
- Güvenliği sağlamak ve üretimin sonundan dağıtımın sonuna kadar elektriği tedarik etmek.
- Tüketicilerin arzuladıkları limiti aşmayacak şekilde üretim ve dağıtımın uygun maliyet çalışmalarının sağlanması.
- Şebekenin her türlü doğal felaketten korunması için çevresel güvenliğin hesaba katılması.

Yenilenebilir enerji entegrasyonu: YEK'ler, tüketicilerin artan enerji talebini karşılamaya yardımcı olur. Dağıtık üretim gibi, YEK'leri de akıllı şebekeye entegre etmede bazı zorluklar vardır. Bunlar [60]:

- Çevresel etki; Gece kullanılmayan güneş enerjisi durumunda, göz önüne alınması gereken hususlar dikkate alınmalı ve gece güneş enerjisinin yokluğunu gidermek için entegrasyon sisteminde gerekli adımlar atılmalıdır.
- Gerilim dalgalanması; YEK'leri şebekeye entegre etmenin en büyük zorluklarından biridir. Güneş ve rüzgâr enerji kaynaklarını şebekeye entegre ederken özellikle bu durum oluşur. Bu kaynakların gerilim dalgalanmasının nedeni değişken rüzgâr hızı ve düzensiz güneş ışımasıdır [61].

Çift yönlü haberleşme sistemi: Çift yönlü haberleşme sisteminin sağlanması akıllı şebeke teknolojisini hem tüketiciler hem de üreticiler için daha kolay hale getirir. Akıllı şebekede haberleşme kurmak, kullanıcıların elektrik kullanımının ve fiyatının yanı sıra tedarikçinin de elektrik üretimi ve kullanımının fatura edinmesinin farkında olduğu bir

telefon konuşması gibidir. Dahası, tüm şebekeyi merkezi olarak izleme yalnızca bu haberleşme sistemi vasıtasıyla mümkündür [60].

Otomatik iyileştirme yeteneği: Bu özellik, aşırı akım, aşırı gerilim, arıza akımı gibi sistemlerdeki anormal durumların otomatik algılanmasını içerir. Bilgi, merkezi kontrol odasına gönderilir ve arızanın veya bozulmaların otomatik düzelmesi/iyileştirilmesi gerçekleştirilir [60,62].

Veri güvenliği/siber güvenlik: Akıllı şebeke teknolojisi önemli tehditlerden veya saldırılardan korunmalıdır. Bir grup korsan, siber terörist, bireysel veya organize suçlular akıllı şebeke ağlarına ve sistemlerine saldırarak sistemdeki güvenlik açıklarını kullanabilir. Teknoloji, tüm sistemde birbirine bağlı olduğu için, ağın bir bölümü saldırıya uğradığında, tüm sistem ciddi tehdit altına girer ve bütün sistemde elektrik kesintisine veya bütün sistemin arızasına neden olabilir. Bu nedenle, siber güvenlik, sistemin sorunsuz ve verimli çalışmasını sağlayacak kadar güçlü olmalıdır [60,62].

Yüksek kalitede elektrik enerjisi üretimi: Üretim, iletim ve dağıtım entegrasyonu kaliteli bir şekilde yapılmalı ve elektrik kesintileri en aza indirgenmelidir. Akıllı şebeke uygulamaları ile daha kararlı bir şebeke altyapısı ve daha kaliteli elektrik enerjisinin üretilmesi amaçlanmıştır [55].

Varlıkların optimizasyonu: Geleneksel elektrik şebeke sisteminin alt yapısı akıllı şebeke alt yapısı ile donatıldığında güç akışının yönü istenildiği şekilde ayarlanabilir. Dolayısıyla trafo ve iletim hatlarındaki aşırı yüklenmeler düşürülebilir. Böylece şebekede bulunan güç trafoları, iletim hatları, ayırıcılar, kesiciler vb malzemelerin bakımı ve işletme maliyetlerin optimizasyonu sağlanır. Bu sayede trafoların ve iletim hatlarının ömrü artacak, malzemelerin bakım zamanının geldiği bildirilecektir [55].

Bu anlatılan başlıklar haricinde akıllı şebekelerin daha birçok özelliği bulunmaktadır. Bunlar; sayaç veri yönetimi, talep yönetimi, güvenilirlik, elektrik depolama araçları ve dağıtım otomasyonu olarak örneklendirilebilir.

3.1. Akıllı Şebeke ve Geleneksel Şebeke Arasındaki Farklar

Kaynak odaklı geleneksel şebekelerin bileşenleri arasında genellikle haberleşme yoktur. Bu nedenle sistemi bütün olarak yönetmek, analiz etmek ve planlanmasını yapmak zordur. Akıllı şebeke ise sistemi oluşturan bileşenlerin kontrol merkezleriyle veya birbirleriyle haberleşebildiği, enerji üretimi, dağıtımını ve tüketimini yönetmeyi sağlayan dinamik yapıya sahip bir sistemdir. Geleneksel şebeke ve akıllı şebeke aşağıdaki şekilde kıyaslanabilir [54,60]:

- Geleneksel şebeke elektromekanik iken akıllı şebeke dijital bir sistemdir.
- Mevcut şebekede tek yönlü haberleşme imkânı bulunurken akıllı şebekeler çift yönlü haberleşebilir.
- Geleneksel şebekeler merkezi üretim, akıllı şebekeler ise dağıtık üretim yapısına sahiptir.
- Akıllı şebekelerde geleneksel şebekeye göre daha fazla sensör uygulaması vardır.
- Akıllı şebekeler kendini onaran sistem yapısındadır. Geleneksel şebekeler ise manuel bakım ister.
- Akıllı şebekelerde geleneksel şebekeye göre tüketiciye sunulan birçok seçenek bulunmaktadır.
- İletim ve dağıtımda minimum kayıp, kaçak, kesintilerin daha iyi yönetilmesi ve kaynakları enerji talebine göre yöneterek daha verimli enerji üretimi imkânı sağlaması bakımından akıllı şebekeler daha verimlidir.
- Geleneksel şebekede, elektrik tedarikçileri ile tüketici arasında haberleşme sağlanamaz ve belirli bir zamanda üretim ve dağıtım sisteminin herhangi bir noktasında kaynak ve kullanımın gerçek zamanlı verisini veremez. Akıllı şebekede ise, tüm sistem hem tüketici hem de üretici tarafından izlenebilir ve sistemin herhangi bir yerindeki gerçek zamanlı veriyi okumak mümkündür.

3.2. Akıllı Şebekelerde Kullanılan Haberleşme Yöntemleri

Enerji hattının farklı kısımlarında koruma, kontrol ve ölçüm sağlayan bileşenlerin izlemesini sağlamak, güvenilirliği artırmak ve sistemin farklı noktalarındaki farklı

bileşenler arasındaki bilgi alışverişini gerçekleştirmek için akıllı şebekelerde çeşitli haberleşme yöntemleri kullanılır. Burada kullanılan haberleşme teknolojileri kablolu ve kablosuz teknolojiler olabilir. Bu haberleşme teknolojileri veri hızı, güç tüketimi, kapsama alanı, bant genişliği gibi farklı özellikleri nedeniyle birbirlerinden ayrılabilir. Bu bölümde, akıllı şebekelerde kullanılan kablolu ve kablosuz haberleşme teknolojilerinin özelliklerinden ve bu tez çalışmasında kullanılan kablolu haberleşme tekniği olan EHI altyapısından bahsedilmiştir.

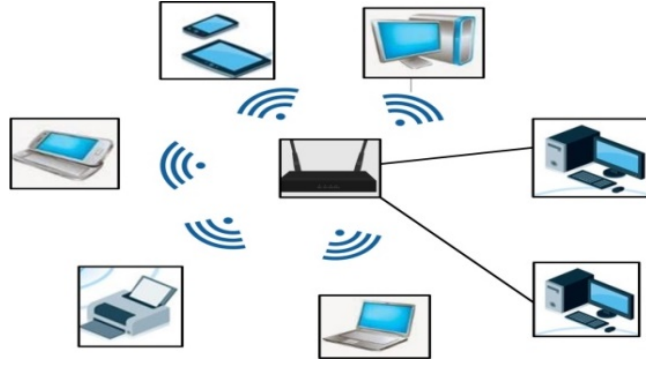
3.2.1. Kablosuz Haberleşme Teknolojileri

Bu haberleşme türü, kablosuz bir şekilde veri iletimi esasına dayanır. Kablosuz haberleşme, uygulanma yönünden basittir fakat saçılma, kırılma, gecikme ve yansıma gibi sorunlar düşünüldüğünde kötü bir haberleşme ortamı sunar.

Bu bölümde, kablosuz yerel alan ağı (WLAN), mikrodalga erişim için dünya çapında birlikte çalışabilirlik (WiMAX), Hücreli, MobileFi, Bluetooth ve ZigBee haberleşme teknolojilerinden bahsedilmiştir. Kablosuz teknolojilerin özellikleri ve akıllı şebekelerdeki uygulama alanları Tablo 3.1’de verilmiştir. Bu teknolojiler hız, güç tüketimi, kapsama alanı, bant genişliği gibi özellikleriyle farklılık gösterir ve uygulama alanları bakımından birbirlerinden ayrılabilir.

3.2.1.1. WLAN

Kablosuz yerel alan ağı (WLAN), Şekil 3.2’de görüldüğü gibi radyo dalgalarını kullanarak belirli bir alanda aygıtlar arasında ağ erişimi sağlamak için tasarlanmış bir kablosuz haberleşme teknolojisidir. WLAN teknolojisi IEEE 802.11a, IEEE 802.11b, IEEE 802.11g, IEEE 802.11n, IEEE 802.11ac ve IEEE 802.11ah standartlarını kullanır. Bu teknolojilerin veri hızları sırasıyla 54 Mbps, 11 Mbps, 20-54 Mbps, 600 Mbps ve 1 Gbps olup kapsama mesafeleri sırasıyla 50 m, 100 m, 100 m, 100 m, 250 m ve 1 km’dir [63-65]. IEEE 802.11b ve IEEE 802.11g standartları 2,4 GHz frekansını, IEEE 802.11a standardı 5,3/5,8 GHz frekansını, IEEE 802.11n, IEEE 802.11ac standartları 2,4/5 GHz frekansını ve IEEE 802.11ah standardı ise 900 MHz frekansını çalışma frekansı olarak kullanmaktadır [64].



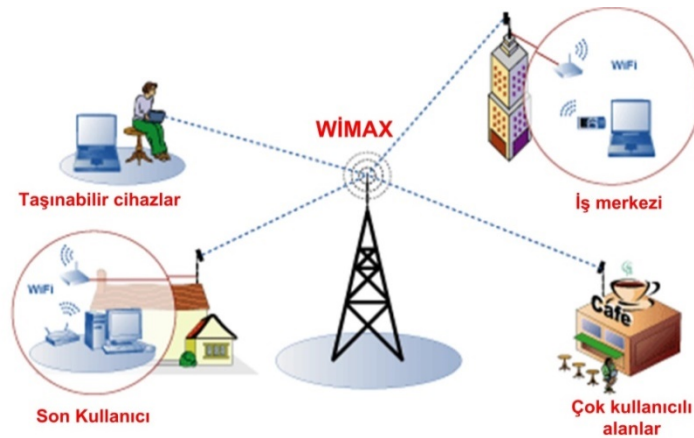
Şekil 3.2. WLAN altyapısı [66]

Bu özelliklerin yanı sıra; IEEE 802.11b standardı 2,4 GHz bandındaki endüstriyel, bilimsel ve tıp uygulamaları için tanımlanan bir standarttır. Ofisler ve hastaneler gibi orta hızlı veri haberleşmesini gerektiren alanlarda kullanılabilir [64].

3.2.1.2. WiMAX

Sabit veya taşınabilir olan WiMAX teknolojisi, Mikrodalga Erişim için Dünya Çapında Birlikte Çalışabilirlik anlamına gelir. Mobil erişimlerini destekleyen genişbant kablosuz erişim teknolojisidir. IEEE 802.16 standartlarını kullanır. Yerel alan ağlarını (LAN) desteklemek üzere geliştirilen bir standart ailesi olan IEEE 802.16, 10-66 GHz aralığında çalışan haberleşme altyapıları için tanımlanmıştır [58,67].

WiMAX, uzun mesafe kapsama alanı ve yüksek veri hızından dolayı dağınık lokasyonlardan kablosuz ölçüm verisi iletimi için uygundur [64].



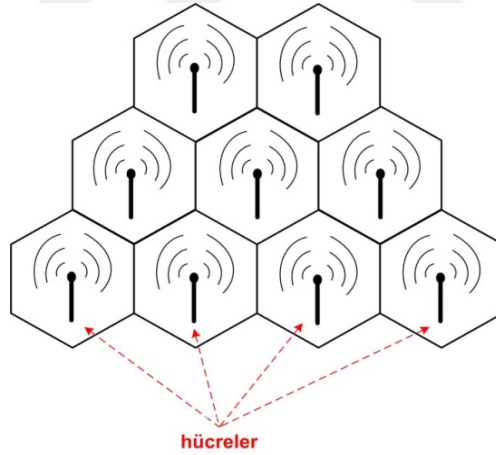
Şekil 3.3. WiMAX ağı [68]

WiMAX'in özelliklerini aşağıdaki gibi sıralayabiliriz [58,64,67]:

- Sabit tip haberleşme için 3,5-5,8 GHz frekans bandı tahsis edilmiştir.
- Telefon ağı haberleşmesi için 2,3/2,5/3,5 GHz frekans bandı tahsis edilmiştir.
- WiMAX'in kapsama alanı, sabit bağlantılarda 75 Mbps, mobil bağlantılar için 15 Mbps'ye kadar olan yüksek veri hızlarıyla 50 km'ye kadar uzanır.
- Lisans frekans bantları daha uzun mesafe verilerini iletmek için uygundur.
- Kalabalık ve yoğun yerleşim alanlarında pratik olarak spektrum sorunuyla sınırlı uygulamalar bu teknoloji ile zarar görebilir. Ayrıca WiMAX kurulum maliyeti ve frekans bandı açısından pahalıdır.

3.2.1.3. Hücresel Haberleşme

Bir hücresel ağ, Şekil 3.4'te gösterildiği gibi birkaç radyo hücresi kullanılarak tasarlanmış bir kablosuz ağ tipidir. Bu hücresel ağ, sadece küçük bir alana hizmet verecek şekilde tasarlanmış düşük güçlü vericiler içerir [69].



Şekil 3.4. Hücresel yapı [69]

Hücresel haberleşmenin düşük maliyetli olması, düşük güç tüketmesi, tamamen korumalı ve esnek olması gibi birçok özelliği bu teknolojinin hızla gelişmesini sağlamıştır. Kentsel ve kırsal alanda geniş çaplı kapsama alanı sunar ve mevcut altyapıyı kullanarak herhangi bir ağ donanım masrafı olmaksızın akıllı şebeke sistemlerinde verileri iletmeye kullanılabilir ve yüksek hacim kapasitesine sahiptir [63].

1980'li yıllarda, analog modülasyon tekniklerini kullanan ve sadece analog ses bilgisini iletebilen birinci nesil (1G) teknolojisi geliştirilmiştir. Bu sistemlerin Frekans Modülasyonu (FM) gibi analog modülasyon tekniğini içermesi ve maksimum 30 kHz düşük bant genişliğine sahip olması ikinci nesil (2G) teknolojinin ihtiyacını doğurmuştur. Bu yeni teknoloji sayesinde sayısal ses ve kısa mesaj hizmeti sunulabilir hale gelmiştir. GSM, IS-36 ve IS-95 lisanslarına sahip 2G teknolojisi ile 200 kHz bant genişliği ve 450, 800, 900 1800 ve 1900 MHz çalışma frekansları kullanılmıştır. Ayrıca bu teknolojiler ile Zaman Bölmeli Çoklu Erişim (TDMA) ve Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (FDMA) teknikleri ile Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama (QPSK), Diferansiyel QPSK, 8PSK modülasyon teknikleri kullanılmıştır. Bu teknolojiler geliştirilerek 2000 yılı sonrasında üçüncü nesil (3G) sistemleri ortaya çıkmıştır. 3G ile birlikte 1,6-2,5 GHz arasında çalışma frekansı ve 2 Mbps veri hızı sunulmuş ve müzik dinleme, görüntülü konuşma, video izleme özellikleri sağlanmıştır. Ayrıca modülasyon tekniği olarak İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (BPSK), QPSK, Dördün Genlik modülasyonu (16QAM), 64QAM ile birlikte Kod Bölmeli Çoklu Erişim (CDMA) tekniği kullanılmıştır. Yaygınlaşan internet kullanımı ve akıllı sistemlerle birlikte maksimum 4 Gbps veri hızına olanak sağlayan dördüncü nesil (4G) teknolojisi geliştirilmiştir. 4G ile gerçek zamanlı, yüksek çözünürlüklü multimedya içeriğine her yerde ve her zaman erişmeyi sağlayan maksimum 100 MHz bant genişliğine sahip kablosuz erişim sunulmuştur. Şimdilerde ise beşinci nesil (5G) teknolojisi için çalışılmaktadır [63,69].

3.2.1.4. MobileFi

MobileFi, IEEE 802.20 standardını kullanan mobil geniş bantlı kablosuz erişim teknolojisidir. Özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir [64]:

- Yüksek güvenilirlik, düşük gecikme süresi, yüksek hareketlilik ve yüksek bant genişliği sunar.
- Lisans spektrumunun 3,5 GHz' in altında olması ile hem IEEE 802.11' in hem de IEEE 802.16' nın pozitif özelliklerini kullanır.
- MobileFi, 1 Mbps-20 Mbps aralığında gerçek zamanlı veri hızı sağlar.

- Akıllı şebeke içindeki uygulama alanları; trafo merkezi izleme, SCADA (denetleyici kontrol ve veri toplama) sistemi ve dağıtık yenilenebilir enerji vasıtasıyla elektriksel araç şarj etme sistemleridir.

3.2.1.5. Bluetooth

Bluetooth teknolojisi, IEEE 802.15.1 standardını kullanan bir kablosuz LAN teknolojisidir. Özellikleri aşağıdaki şekilde sıralanabilir [58,63,67]:

- Bluetooth, düşük güç, kısa mesafeli radyo iletimi kullanarak mobil veya sabit aygıtları arasında ses ve veri iletimi için tasarlanmıştır.
- Bluetooth teknolojisinin 2,4-2,4835 GHz, lisanssız kullanım, 721 kbps veri hızı gibi uygun özellikleri olduğu için akıllı şebekelerde kablosuz kısa mesafe veri iletimi olarak önemli bir rol alabilir.
- Bu teknoloji, şarj edilebilir hibrit taşıtlar (PHEV), elektriksel araçlar ya da akıllı şebekelerde sürdürülebilir yeni taşıt batarya şarj istasyonu uygulamaları için önemli rol oynayabilen kablosuz sistemler arasında ekonomik olarak pazar hâkimiyeti kazanır.

3.2.1.6. ZigBee

ZigBee Alliance tarafından geliştirilen ZigBee teknolojisi, IEEE 802.15.4 standardını kullanır. ZigBee, ismini arıların çiçekler arasındaki zig-zaglı karmaşık hareket yapılarından almıştır. Bu zig-zaglı yapı, karmaşık ağ yapılarındaki düğümler arası haberleşmeyi temsil eder. Özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir [63,67,70]:

- ZigBee, ev yönetimi kablosuz iletim (ev otomasyonu, uzaktan ölçüm okuma, güvenlik yönetim sistemi, uzaktan kumanda, bilgisayar çevresel aygıtları vb) için uygundur. Uzun mesafeli verileri kablosuz olarak iletmede kullanılır.
- Avrupa'da 868-868,8 MHz frekans bandı kullanılır ve bu aralık tek bir kanalı kapsayarak 20 kbps veri hızı sağlamaktadır.
- Kuzey Amerika'da 902-928 MHz frekans bandı kullanılır ve 30 kanalı kapsamaktadır. Veri hızı ise 40 kbps'dir.
- Dünya çapında kullanılan frekans bandı ise 2,4-2,4835 GHz olup 16 kanal içerir. Maksimum veri hızı ise 250 kbps'dir.

- İletim mesafesi 10-100 m, hızı 20-250 kbps olsa da piyasada bulunan kompakt cihazlar ile 7 km'ye kadar kullanım imkânı sağlanabilir.
- ZigBee; güvenilirlik, güvenlik, veri şifreleme, hızlı ve kolay kurulum, düşük güç tüketimi, uzun pil ömrü, düşük maliyet, fazla sayıda düğüm desteği, ağdaki esneklik ve üretici/sağlayıcı bağımsızlığı gibi bazı özelliklerden dolayı diğer kablosuz ağlar arasında en popüleridir.

Tablo 3.1. Kablosuz haberleşme teknolojilerinin karşılaştırılması [58,63-70]

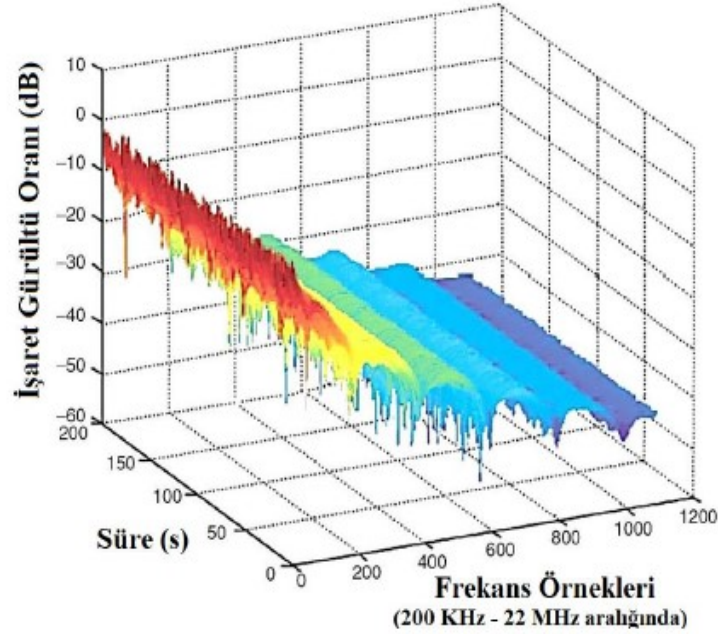
	Kablosuz teknolojiler					
	WLAN	WiMAX	ZigBee	Hücrecel	MobileFi	Bluetooth
Maksimum veri hızı	54 Mbps /11 Mbps /20-54 Mbps / 600 Mbps/ 1Gbps	75 Mbps	20-250 kbps	4 Gbps	20 Mbps	750 kbps
Kapsama mesafesi	100m' den daha fazla	50 km'ye kadar	7 km	10-50 km	Araç standardı	1-100 m
Frekans	5,3/5,8 GHz 2,4 GHz 2,4GHz 2,5/5 GHz 900 MHz	2,3, 2,5 ve 3,5 GHz	868-868,8 MHz / 902-928 MHz/ 2,4-2,4835 GHz	2,5 GHz	3,5 GHz' den düşük	2,4 GHz
IEEE Standardı	802.11a/b/g/n /ac/ah	802.16	802.15.4	-	802.20	802.15
Akıllı Şebekelerdeki Uygulama Alanları	Trafo merkezi otomasyonu İzleme ve kontrol Geniş bantlı İnternet erişimi Dağıtım koruması ve otomasyonu	Otomatik sayaç okuma Gerçek zamanlı fiyatlandırma	WSN (kablosuz sensör ağı) İzleme ve kontrol Akıllı ev/ ev alan ağı	SCADA Uzaktan izleme	Geniş bantlı haberleşme Hibrit araçlar SCADA Elektriksel araç sarj etme	Çevrimiçi izleme Trafo merkezi otomasyon PHEV Elektrikli araçlar

3.2.2. Kablolu Haberleşme Teknolojileri

Bu bölümde akıllı şebekelerde kullanılan kablolu haberleşme teknolojilerinden ve bunların özellikleri, üstünlükleri ve olumsuz yanlarından bahsedilmiştir. Bunlar, Enerji Hattı İletişimi (EHİ), ethernet ve fiber optik haberleşme teknolojileridir.

3.2.2.1. EHI

EHI'nin temel çalışma prensibi, kurulu olan enerji hatları üzerinden veri iletimi yapmaktır. EHI, mevcut enerji hattını kullandığı için akıllı şebekeler için doğal bir haberleşme teknolojisidir [58]. Bu nedenle akıllı şebekelerle birlikte popüler bir konu haline gelmiştir ve mevcut elektrik hatları kullanıldığı için maliyet açısından avantajlıdır. Ancak, enerji hattı kanalı (EHK), ethernet veya fiber optik kablolarla göre devre yapısı, fiziksel özellikleri ve karakteristiği yönlerinden oldukça farklıdır. Buradaki kanal, iki düğüm arasında haberleşme sinyalinin yayıldığı fiziksel kanal olarak tarif edilebilir. Kanalın, gürültü, frekans ve zamanla değişmesi, renkli zemin gürültüsü ve dürtüsel gürültü ile bozulması haberleşme için kötü bir ortam sunmasına neden olur ve modellenmesi zordur. Dahası, elektrikli cihazların şebekeye bağlanıp çıkarılması veya kapatılması şebeke empedansının zamanla değişmesine neden olmaktadır [71]. Şekil 3.5'te, 200 kHz ile 22 MHz frekans aralığındaki simülasyonu gerçekleştirilen EHK'nın frekans arttıkça zayıfladığı ve zamana bağlı olarak değiştiği görülmektedir [72].



Şekil 3.5. Örnek bir EHK modeli [72]

Yüksek gerilim hatlarındaki yüksek elektrik alandan dolayı ciddi seviyede girişim ve zayıflama oluşmaktadır, bu da kanalın veri iletimi için uygun bir ortam sergilememesine sebep olur. Bu nedenle EHI, genellikle orta gerilim ve alçak gerilim elektrik hatlarında

veri iletişimi için uygundur ve kısa mesafelerde yüksek veri iletimi sağlar. Bu AG ve OG hatları aynı zamanda uzaktan ölçüm uygulamaları için tercih edilir [67,72].

Bunların yanı sıra EHK, renkli zemin gürültüsü, şebeke frekansı ile eşzamanlı olan periyodik dürtü gürültüsü, şebeke frekansı ile eşzamansız periyodik dürtü gürültüsü, eşzamansız olan periyodik olmayan dürtü gürültüsü ve dar bantlı gürültü ile bozulmaktadır. Bilgisayarlar ve saç kurutma makineleri gibi cihazların neden olduğu renkli zemin gürültüsü, düşük güç spektral yoğunluğuna sahiptir fakat yoğunluğu frekans azaldıkça etkisini artırır. Şebeke frekansı ile eş zamanlı çalışan sistemlerdeki doğrultuculardan kaynaklanan şebeke frekansı ile eşzamanlı periyodik dürtü gürültüsü, çok kısa süreli ve artan frekans ile azalan spektral güç yoğunluğuna sahiptir. Anahtarlama güç kaynaklarının uzun süre kullanılmasından dolayı oluşan şebeke frekansı ile eşzamansız periyodik dürtü gürültüsü genellikle 50 kHz ile 200 kHz frekans aralığında periyodik olarak görülmektedir. Dar bantlı gürültü ise, genlik modülasyonlu sinüzoidal işareten kaynaklı oluşmaktadır [72].

EHI, frekans bandı aralığına göre dar bantlı (DB) ve geniş bantlı (GB) olarak iki grupta incelenebilir.

Dar Bantlı (DB) EHI: 3 kHz ile 500 kHz arasındaki frekanslarda çalışan sistemlerdir [58,73]. Bu teknoloji, şebeke otomasyonu uygulamaları ve ev haberleşme ağında kullanılabilir. Avrupa'da CENELEC bandı 3-148,5 kHz, Amerika'da Federal Haberleşmeler Komisyonu (FCC) bandı 9-490 kHz aralığında ve Japonya ve Çin'de Radyo Endüstrisi ve İşletmeleri Birliği (ARIB) bandı 10-450 kHz aralığında tanımlanmıştır. CENELEC bandı, EN 50065 standardı ile 3-148,5 kHz frekans aralığını A, B, C ve D bandı olmak üzere dört alt banda bölmüştür. A bandı (3-95 kHz) enerji şirketleri, B bandı (95-125 kHz) erişim protokolü olmadan tüm uygulamalar, C bandı (125-140 kHz) ev ağları ve D bandı (140-148,5 kHz) alarm ve güvenlik sistemleri için ayrılmıştır [73,74]. DB sistemlerin, geniş bantlı sistemlere göre daha düşük frekans aralığında çalışması haberleşme işaretindeki zayıflama değerinin daha düşük olmasını sağlamaktadır [74].

Geniş Bantlı (GB) EHI: GB sistem 1,8-250 MHz frekans bandında çalışmaktadır ve girişime, gürültüye ve çok yönlü yayılıma karşı daha dayanıklı olan Dikgen Frekans

Bölmeli Çoğullama (OFDM) gibi ileri düzey modülasyon tekniği kullanarak yüksek veri hızlarına ulaşabilmektedir. GB sistemler yüksek veri hızları sağladıkları için ses iletimi, veri iletimi, internet erişimi ve bina içi otomasyon uygulamalarında sıklıkla kullanılmaktadır [67,73]. DB EHI ile GB EHI'nin özellikleri Tablo 3.2'de karşılaştırılmıştır.

Tablo 3.2. DB-EHI ile GB-EHI' nin karşılaştırılması [58,64,71-75]

	DB-EHI	GB-EHI
Veri hızı	500 kbps	1 Gbps
Frekans	3-500 kHz	1,8-250 MHz
Modülasyon tekniği	Faz Kaydırmalı Anahtarlama (PSK), İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (BPSK), Diferansiyel BPSK (DBPSK) Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama (QPSK) Diferansiyel QPSK (DQPSK) Dördün Genlik Modülasyonu (16-QAM)	OFDM
Uygulamalar	Akıllı ölçüm altyapısı, Otomatik Kontrol, Akıllı Şebeke, Enerji Yönetimi	Ses, veri, internet erişimi, bina içi otomasyonu, Akıllı Şebeke

3.2.2.2. Ethernet

Ethernet, LAN ve geniş alan ağı (WAN) bağlantılarını sağlaması, basitliği, bakım kolaylığı, yeni teknolojileri birleştirmesi ve güvenilirlik gibi özellikleri nedeniyle LAN' lar için yaygın kullanılan kablolu ağ teknolojisidir [58,64]. Ethernet, IEEE 802.3 standardını kullanır. Temel bandı 10BASE5, 10BASE2, 10BASE-T, 1BASE5, 100BASE-T gibi standartlar ile tanımlanmıştır. İlk sayı, 1, 10 ve 100 Mbps cinsinden veri hızını gösterir. Son numara veya harf, standartlarında tanımlanan kablonun maksimum uzunluğu ve kablonun cinsini belirtir. Ethernet, kablolu bir ağ olduğu için gürültüye karşı bağışıklık kazanmaktadır. Ancak, ağ kurulduktan sonra değişiklik yapmak zordur. Aygıt, bakır kablolu ya da fiber optik kablo kullanarak çeşitli şekillerde bir Ethernet ağına bağlanabilir [58].

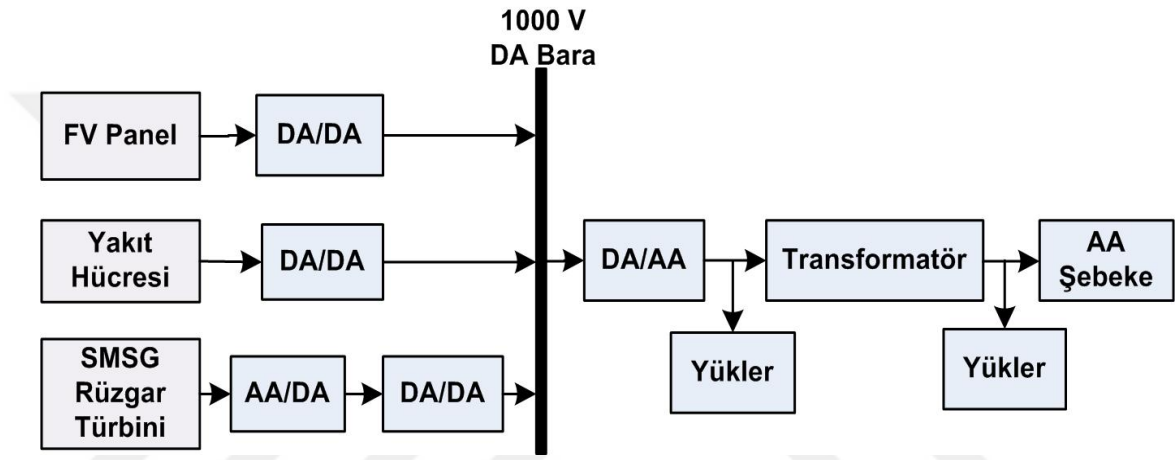
3.2.2.3. Fiber optik

1980'den beri dünya çapında kullanılan fiber optik haberleşme, bilgi aktarımı için optik fiber kullanan ışık dalgası sistemleridir. Işığın kılavuzlanıp uzun mesafelere çok düşük kayıplarla iletilmesi prensibine dayanır. Hemen hemen her alanda bilginin bir yerden diğerine iletimi mümkün olmaktadır. Ayrıca, elektromanyetik alanlardan etkilenmeme, geniş bant aralığı sunma, kolay kurulum, çevre koşullarından etkilenmeme, bakımının kolay ve güvenilir olması gibi avantajlarından dolayı iyi bir haberleşme ortamıdır. Bu avantajlarından dolayı akıllı şebekelerde, trafo merkezleriyle elektrik şirketleri arasındaki geniş bantlı haberleşme, elektrik üretim tesisleriyle kontrol merkezlerinin yüksek hızlı veri iletimi uygulamalarında sıklıkla tercih edilmektedir [76]. Dezavantajı ise kırılğan olması ve kurulum maliyeti açısından pahalı olmasıdır.

BÖLÜM 4

DAĞITIK ÜRETİM TESİSİNİN MODELLENMESİ

Hibrit bir sistem oluştururken farklı YEK'leri birleştirmenin birçok yolu vardır. Yöntemler genellikle DA-kuplajlı, AA-kuplajlı ve hibrit-kuplajlı [77] olarak üç kategoride sınıflandırılabilir. Bu tez çalışmasında modellenen hibrit YEK'lerin kuplajı, Şekil 4.1'de gösterildiği gibi bir konfigürasyona dayanmaktadır.



Şekil 4.1. Modellenen mikro şebeke blok diyagramı

Bu kuplaj sisteminde, çeşitli YEK'ler, doğrultucu ve DA-DA dönüştürücüler gibi güç elektroniği devreleri üzerinden bir DA baraya bağlanır. DA bara gerilimi AA'ya çevrilmektedir. Modellenen sistem, AA enerji kaynağı olarak SMSG'li bir rüzgâr türbinine ve DA enerji kaynağı olarak FV panellerinden oluşan güneş enerji santralisiyle (GES) yakıt hücrelerine dayanmaktadır. 8 seri ve 8 paralel diziyeye sahip 39 kW-514 V'luk GES, 100 kW-625 V'luk PEM yakıt hücresi, 50 kW-830 V'luk SMSG rüzgâr enerji santrali (RES) ve bu dağıtık üretimin şebekeye bağlanma aşamasındaki güç elektroniği devreleri MATLAB Simulink ortamında tasarlanmıştır.

GES, maksimum güç noktası takibi (MGNT) algoritmasıyla kontrol edilen arttıran konvertör üzerinden; yakıt hücresi tesisi oransal-integral (PI) kontrolörle kontrol edilen arttıran konvertör üzerinden; RES ise, kontrolsüz doğrultucu ve PI kontrolörle kontrol edilen arttıran konvertör aracılığıyla 1000 V_{DA} baraya bağlanmıştır. Arttıran konvertörler çıkışında elde edilen gerilimler ile DA bara oluşturulmadan önce pozitif ve

negatif polariteli çıkışları kendi aralarında dalgalanmaları azaltmak amacıyla 3 fazlı empedanslar üzerinden birleştirilmiştir.

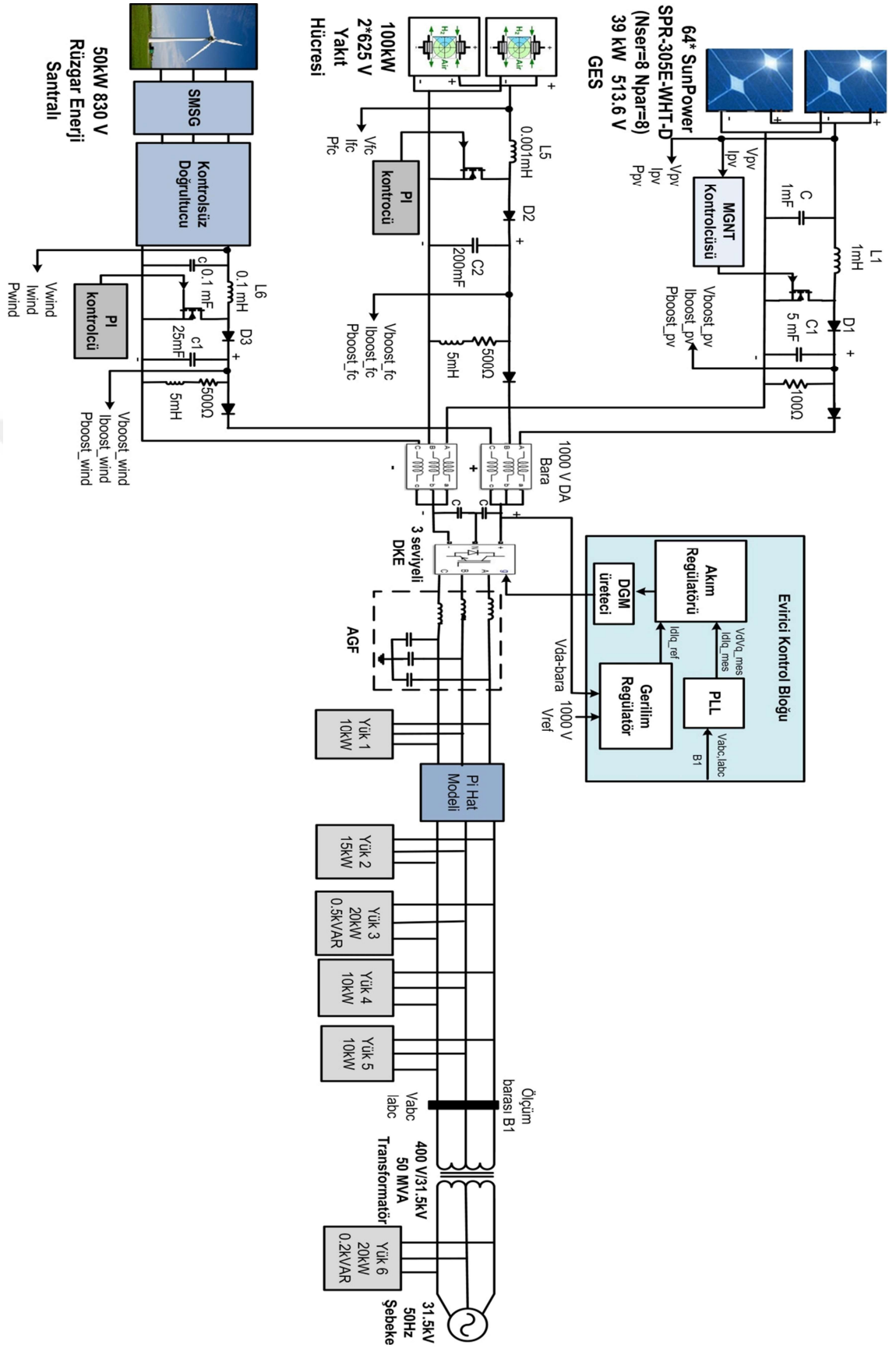
DA gerilimi ile şebeke 3-faz AA geriliminin ara yüz dönüşüm işlemi için 3 seviyeli diyot kenetlemeli evirici (DKE) devresi kullanılmıştır. Evirici çıkışında elde edilen 400 V_{rms} AA gerilim, 400 V/31,5 kV 50 MVA yükseltici transformatör ile yükseltilerek 31,5 kV'luk orta gerilim (OG) şebekesine bağlanmıştır. Eviri ile şebeke arasında 3 fazlı yükler ve iletim hattı olarak PI hat modeli kullanılmıştır.

Her bir enerji santrali ve bunlara bağlı arttıran konvertör çıkışlarında üretilen gerilim, akım ve güç, Şekil 4.2'de sol tarafta gösterilen üretim tarafında ölçülmektedir. Her enerji tesisinin (güneş, yakıt hücresi, rüzgâr) arttıran konvertör çıkışlarında elde edilen güç verileri bu çalışmada modellenen bir QPSK modeminde modüle edilmiştir. 3 güç parametresinin verileri, kuplaj devresi vasıtasıyla enerji hattına modüle edilmiştir. Demodülasyon ve izleme işlemleri, DA/AA dönüşüm bölümünden sonra gerçekleştirilir. Hibrit enerji tesisi ikinci bölümde analiz edilirken, üçüncü bölümde enerji hattı haberleşmesi (EHİ) modellenmesi ve analizleri yer almaktadır. Şekil 4.1'de modellenen dağıtık üretim tesisinin blok diyagramı, Şekil 4.2'de ise Microsoft Office Visio programında çizilmiş sistemin genel görünümü gösterilmektedir. Sistem ayrık zamanlı (discrete time) olarak çalışmakta olup, örnekleme süresi 50 µs'dir.

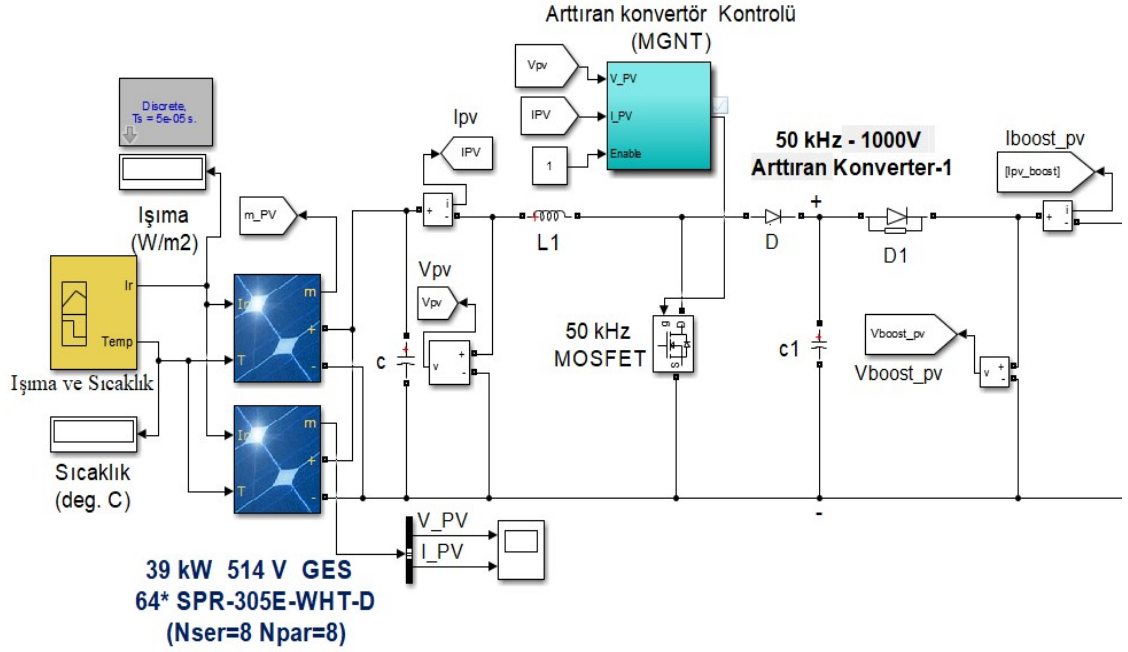
4.1. Güneş Enerjisi Santralının Modellenmesi

GES modeli, GES'e bağlı boost konvertör devresi ve MGNT kontrolcüsünün MATLAB Simulink tasarımı Şekil 4.3'te gösterilmektedir. GES, 8 seri ve 8 paralel FV panellerden oluşmakta olup toplam 39 kW güce sahiptir.

Sistemin güç ihtiyacına göre GES'in seri ve paralel bağlantı sayısı ayarlanabilmektedir. Her bir FV panelin açık devre gerilimi (V_{OC}) 64,2 Volt olup toplam gerilim seviyesi $V_{FV} = 513,6$ V olmuştur. Model olarak SunPower-305E-WHT-D kullanılmış ve sistemin maksimum gücü (P_{MAX}), açık devre gerilimi (V_{OC}), MGN'deki gerilimi (V_{MP}) ve akımı (I_{MP}), kısa devre akımı (I_{SC}) gibi tasarım parametreleri Tablo 4.1'de verilmektedir.



Şekil 4.2. Modellenen mikro şebeke modeli



Şekil 4.3. Güneş enerji tesisinin MATLAB Simulink modeli

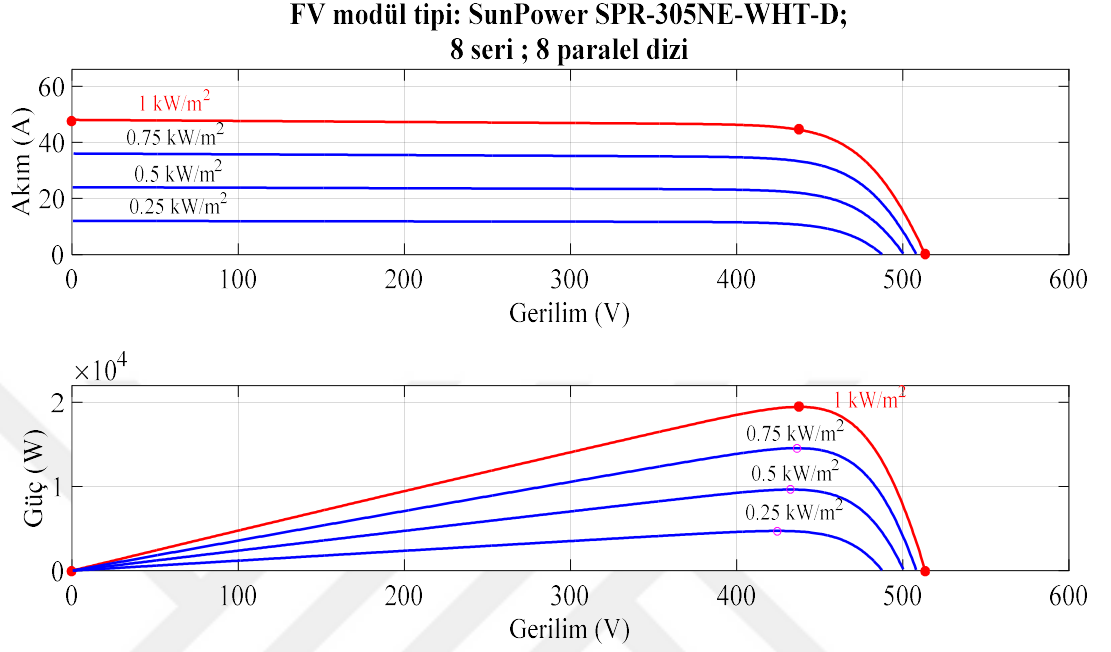
Tablo 4.1. Kullanılan FV panelin tasarım parametreleri

Kullanılan model	SPR-305E-WHT-D
Paralel-Seri dizi sayısı	8-8
P_{MAX}	305,226 W
V_{MP}	54,7 V
I_{MP}	5,58 A
V_{OC}	64,2 V
I_{SC}	5,96 A

Kullanılan FV panellerin sabit 25 °C ve farklı ışıma değerleri (0,25, 0,5, 0,75, 1 kW/m²) için akım-gerilim ile güç-gerilim grafiği Şekil 4.4'te gösterilmektedir. Işıma değeri arttıkça FV modülün ürettiği güç artmakta ve maksimum güç noktası değişmektedir.

GES çıkışında DA/DA arttıran konverter kullanılarak, çıkış gerilim değeri 1000 V_{DA} seviyeye yükseltilmiş ve bu değerinde sabitlenmiştir. Arttıran konvertörde anahtarlama elemanı olarak MOSFET kullanılmış ve anahtarlama frekansı 50 kHz olarak seçilmiştir.

Arttıran konvertör devresinin sürekli akım modunda çalışabilmesi için gerekli tasarım hesapları Denklem 4.1-4.5'te yapılmıştır.



Şekil 4.4. Kullanılan FV modülün sabit 25 °C ve farklı ışırma değeri için akım-gerilim (I-V) ile güç-gerilim (P-V) grafiği

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - \Delta} \quad (4.1)$$

$$\frac{1000}{513,6} = \frac{1}{1 - \Delta} \quad (4.2)$$

$$\Delta = 0,486 \quad (4.3)$$

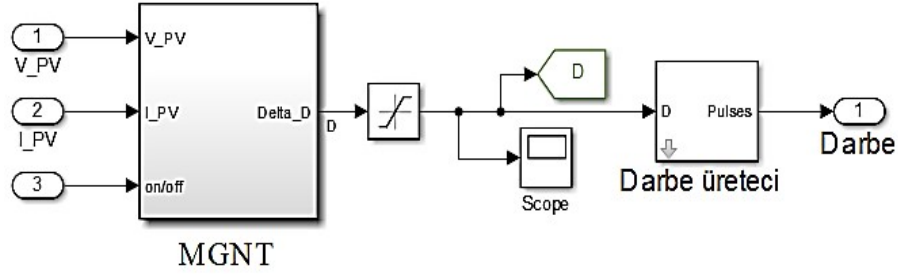
$$L_{min} = \frac{(1 - \Delta)^2 \Delta R}{2f} = \frac{(1 - 0,486)^2 \times 0,486 \times 100}{2 \times 50000} = 0,128mH \quad (4.4)$$

$$C_{min} = \frac{\Delta V_o}{V_r f R} = \frac{0,486 \times 1000}{50 \times 30000 \times 500} = 0,648\mu F \quad (4.5)$$

V_r ripple gerilimi çıkış geriliminin %5'ne karşılık gelmekte olup, değeri 50 V'tur. Bu hesaplamalar doğrultusunda C_1 kondansatörü 5 mF ve L_1 bobin değeri 1 mH seçilmiştir.

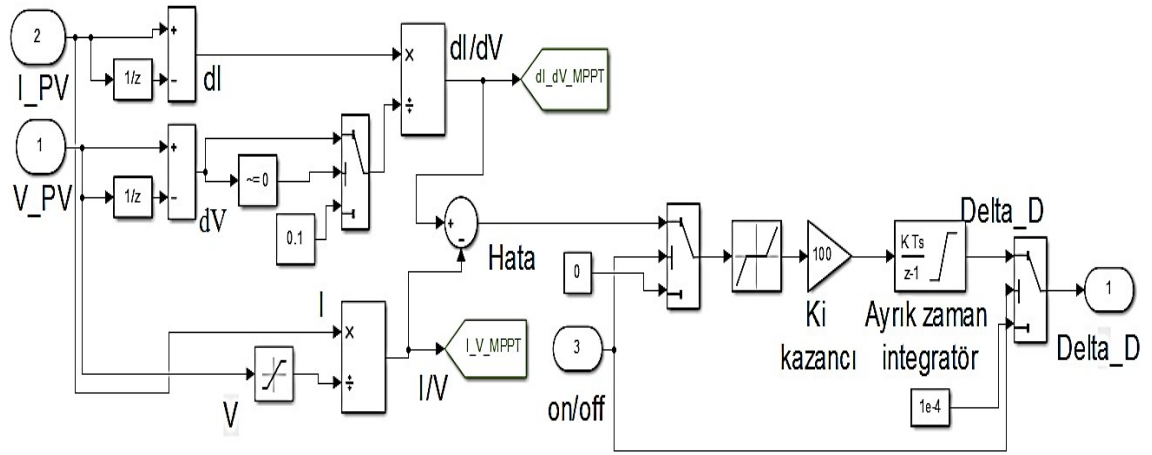
Şekil 4.5'te verilen MGNT algoritması, arttıran konvertör güç devresindeki yarı iletken anahtarın (MOSFET) çalışma süresini ayarlayarak görev periyodunu kontrol eder.

Kullanılan integral regülatörlü IC-MGNT algoritması ile GES'ten maksimum güç elde edilmesi amaçlanmıştır.



Şekil 4.5. Sistemde kullanılan MGNT modeli

Panel çıkış gerilimi (V_{PV}) ve çıkış akımı (I_{PV}) kullanılarak maksimum güç noktası (MGN) hesaplanmaya çalışılmıştır. MGN, panel gücünün gerilime göre türevinin sıfır olduğu yerdir. MGNT algoritması, Denklem 4.6 ve Denklem 4.7'de verilen matematiksel eşitliklere göre Şekil 4.6'daki gibi modellenmiştir



Şekil 4.6. MGNT bloğunun içyapısı

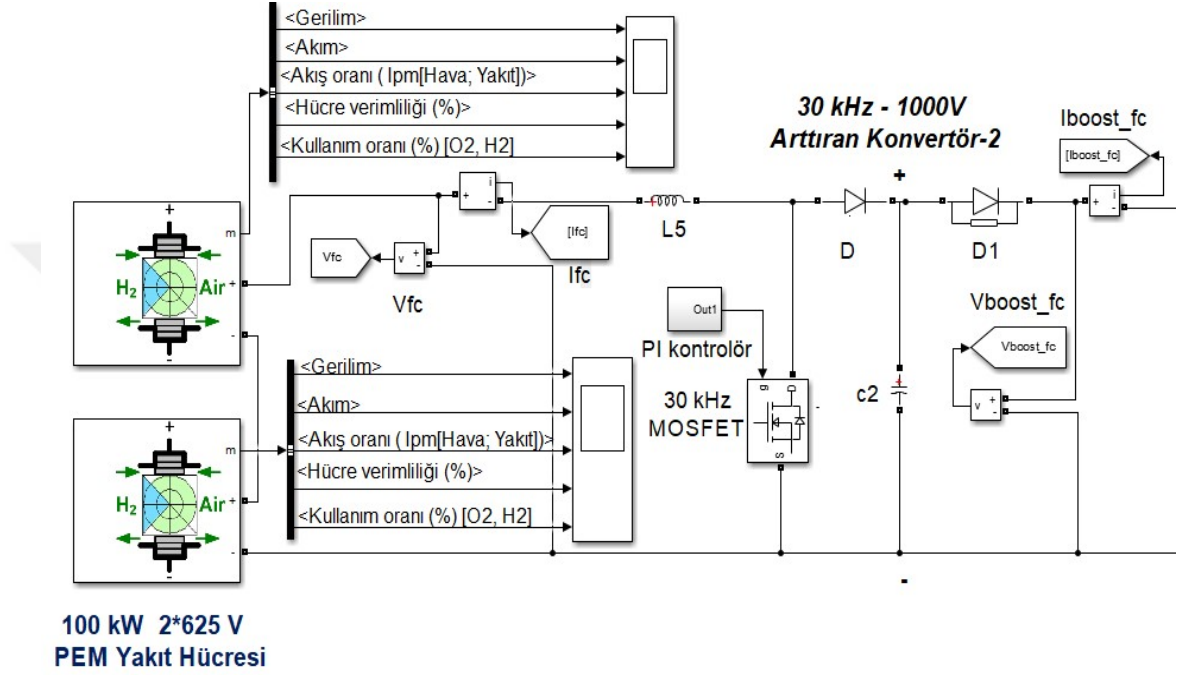
$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (4.6)$$

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}; \left(\frac{dP}{dV} = 0 \right) \quad (4.7)$$

İntegral regülatör, hataları ($dI/dV + I/V$) minimize ederek görev periyodu (Δ) düzeltmesini verir.

4.2. Yakıt Hücresi Enerji Santralının Modellenmesi

Şekil 4.7’de gösterildiği gibi, birbirine seri bağlı ve her biri 50 kW 625 V_{DC} değerinde olan 2 adet yakıt hücresi ile 100 kW güce sahip tesis tasarlanmıştır. Yakıt hücresinin parametre değerleri Tablo 4.2’de verilmiştir.



Şekil 4.7. Modellenen yakıt hücresi tesis modeli

Seri bağlı yakıt hücreleri çıkışındaki arttıran konvertör ile gerilim 1000 V_{DA} seviyesine yükseltilmiştir. Anahtarlama elemanı için MOSFET kullanılmış ve anahtarlama frekansı 30 kHz olarak seçilmiştir. Arttıran konvertör devresinin sürekli akım modunda çalışabilmesi için gerekli tasarım hesapları Denklem 4.8-4.12’de yapılmıştır.

Tablo 4.2. Yakıt hücresi parametre değerleri

Model	PEMFC-50 kW
Hücre sayısı	900
[Inom(A), Vnom(V)]	[80 A 625 V]
[Imax(A), Vmax(V)]	[280 A 430 V]
Nominal verimlilik	55 %

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - \Delta} \quad (4.8)$$

$$\frac{1000}{625} = \frac{1}{1 - \Delta} \quad (4.9)$$

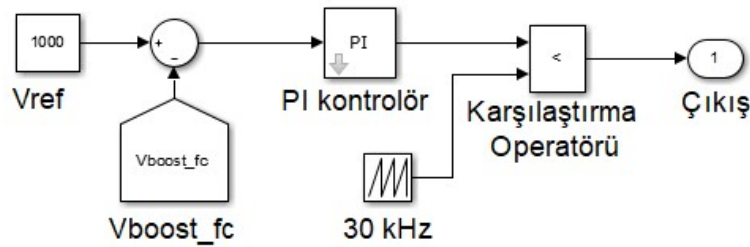
$$\Delta = 0,375 \quad (4.10)$$

$$L_{min} = \frac{(1 - \Delta)^2 \Delta R}{2f} = \frac{(1 - 0,375)^2 \times 0,375 \times 500}{2 \times 30000} = 1,22 \text{ mH} \quad (4.11)$$

$$C_{min} = \frac{\Delta V_o}{V_r f R} = \frac{0,375 \times 1000}{50 \times 30000 \times 500} = 0,5 \text{ } \mu\text{F} \quad (4.12)$$

V_r ripple gerilimi çıkış geriliminin % 5'ine karşılık gelmekte olup, değeri 50 V'tur. Bu hesaplamalar doğrultusunda C_2 kondansatörü 200 mF ve L_5 bobin değeri 1,5 mH seçilmiştir.

Arttıran konvertör çıkış geriliminin 1000 V_{DA} referans gerilimi yakalaması ve sürekli olarak takip etmesi için PI kontrolör kullanılmıştır. Yakıt hücresine bağlı arttıran konvertör çıkış gerilimi (V_{boost_fc}) ile referans 1000 V_{DA} gerilim (V_{ref}) arasındaki hata oranına bağlı olarak PI kontrolör vasıtasıyla bir anahtarlama işareti üretilir. Bu kontrol şeması Şekil 4.8'de gösterilmektedir. Boost konvertör çıkış DA geriliminin 1000 V_{DA} referans gerilimi en kısa sürede yakalayabilmesi ve bu değerde sabit kalabilmesi için PI kontrolörün K_p ve K_i parametreleri deneme yöntemiyle sırasıyla 1 ve 100 olacak şekilde seçilmiştir.

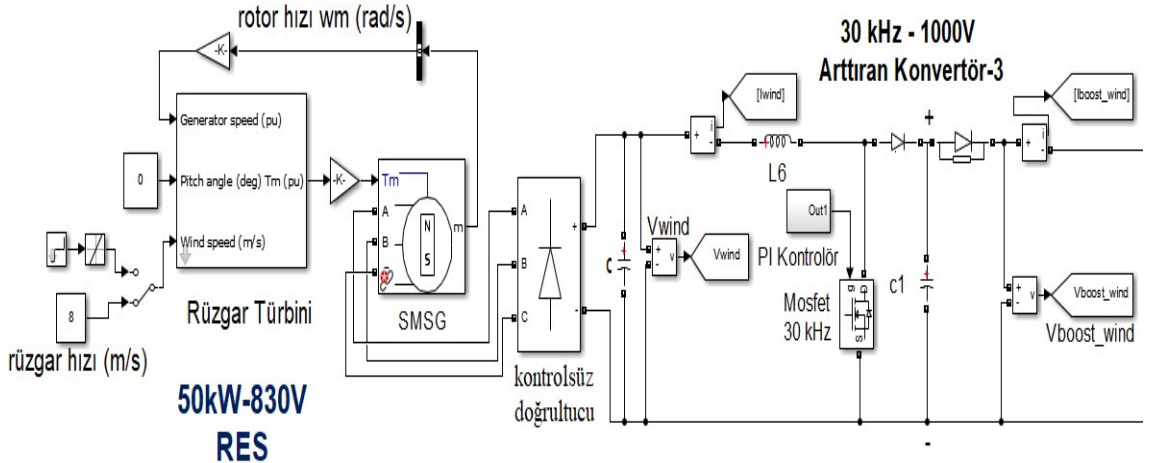


Şekil 4.8. Yakıt hücresine bağlı arttıran konvertörün PI kontrol şeması

4.3. Rüzgâr Enerjisi Santralının Modellenmesi

Bir rüzgâr enerjisi dönüşüm sistemi, rüzgâr enerjisini elektromekanik enerji dönüşümü yoluyla elektrik enerjisine dönüştürür. DA generatörlerin alan akımı üzerinden kontrol edilmesi kolay olmasına rağmen, fırçalar ve kayan halkalar bu makinelerin en önemli dezavantajlarıdır. Ayrıca, DA generatörlere manyetik alan sağlamak için bir alan akımı gerektirir. Çok kutuplu bir SMSG ve tam ölçekli / tamamen kontrol edilebilir gerilim kaynağı dönüştürücülere sahip değişken hızlı rüzgâr türbini umut verici bir rüzgâr türbini konsepti olarak kabul edilir [35]. Rüzgâr enerjisi dönüşüm sisteminde kullanılan güç dönüştürücüler, generatörün sabit bir elektrik frekansında değişken hızda çalışmasını sağlar.

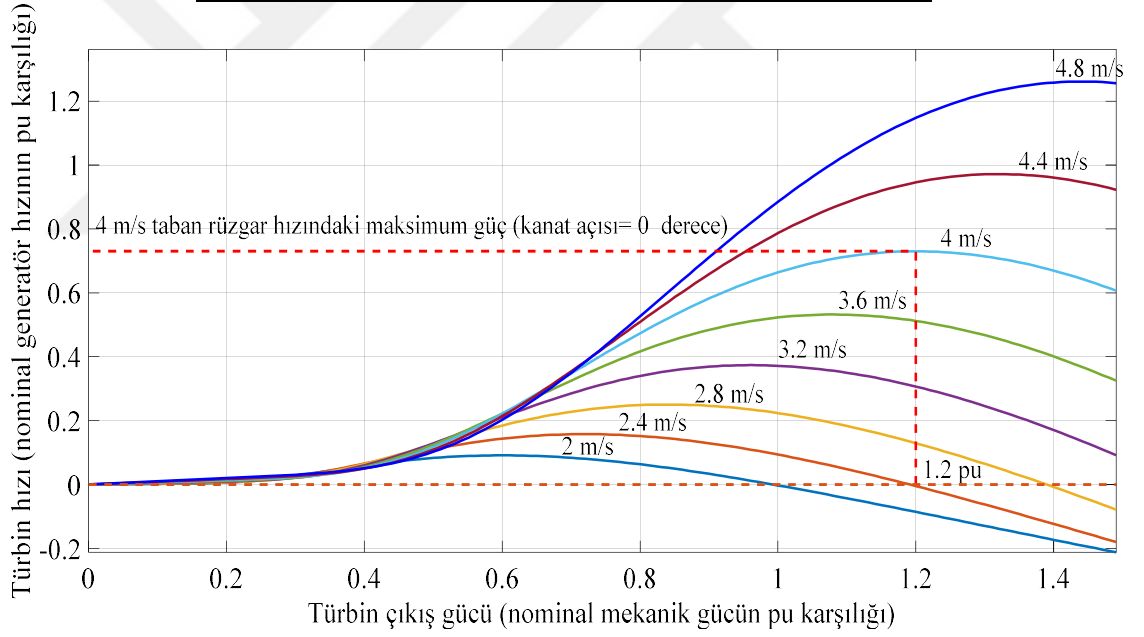
SMSG kullanılan RES modeli Şekil 4.9’da gösterilmektedir. Sistem 50 kW anma mekanik gücüne ve 830 V_{AA} anma hat gerilimine sahiptir. Kullanılan SMSG 4 kutuplu olup, türbin ve generatör modellerinin tasarım değerleri Tablo 4.3’te verilmiştir. Rüzgâr türbini, sabit 8 m/s ve değişken 8-12 m/s rüzgâr hızlarında çalıştırılmış ve test edilmiştir. Şekil 4.10’da kullanılan rüzgâr türbini MATLAB modelinin değişken türbin hızına karşılık mekanik çıkış gücünün grafiği verilmektedir. Türbin hızı arttıkça mekanik çıkış gücünün arttığı görülmektedir.



Şekil 4.9. Rüzgâr enerji santralının MATLAB Simulink modeli

Tablo 4.3. Rüzgâr türbini parametreleri

Rüzgâr Türbini	
Generatör Tipi	SMSG
Kutup çifti sayısı	4
Nominal hat gerilimi	830 V
Nominal hız	160 rpm
Nominal mekanik gücü	50 kW
Stator direnci	0,9585 Ω
Faz bobin değeri	0,835 μH
Türbin taban hızı	4 m /s
Türbin kanat açısı	0°



Şekil 4.10. Türbin hızı-çıkış mekanik gücü grafiği

SMSG, özellikle yüksek anma gücüne sahip rüzgâr türbinleri için birçok avantaja sahiptir [22]. Bu avantajlar aşağıdaki gibi sıralanabilir [78,79]:

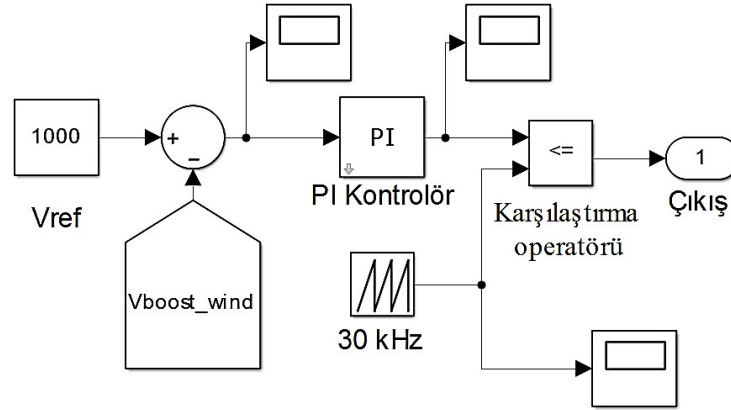
- Statorun çok kutuplu biçimi, dişli kutusu yerine kullanılır ve bu şekilde arızalar önlenmiş olur.

- Harici DA uyarım gerilimine ihtiyaç duyulmaz. Dahası, elektriksel uyarım, rotor sargılarıyla ilişkili kayıpları elimine eden ve generatörün ağırlığını azaltan kalıcı mıknatıslarla yer değiştirmiştir. Bu yüzden SMSG'ler değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde yaygın olarak kullanılır.

SMSG'lerin bu avantajlarından dolayı bu çalışmada tercih edilmiştir. Türbinin çıkışında elde edilen 830 V AA hat gerilimi DA baraya uygun hale getirebilmek için 3 fazlı tam köprü kontrolsüz doğrultucuyla DA'ya çevrilmiştir. Bu işlem gerçekleşirken DA gerilim Denklem 4.13'te gösterildiği üzere 792,59 V_{DA} olarak hesaplanmıştır.

$$V_{DA} = \frac{3V_{AA(LL)}}{\pi} = \frac{3 \times 830}{\pi} = 792,59 V_{DA} \quad (4.13)$$

DA'ya dönüştürme işleminden sonra arttıran konvertör ile gerilim seviyesi 1000 V_{DA} 'ya yükseltilmiştir. Arttıran konvertör çıkış geriliminin 1000 V_{DA} referans gerilimi yakalaması ve sürekli olarak takip etmesi için PI kontrolör kullanılmıştır. PI kontrolörün K_p ve K_i değerleri deneme yöntemiyle sırasıyla 1 ve 100 olarak seçilmiştir. PI kontrol şeması Şekil 4.11'de gösterilmektedir.



Şekil 4.11. RES'e bağlı arttıran konvertörün PI kontrol şeması

Arttıran konvertör için MOSFET yarıiletken anahtar kullanılmış ve anahtarlama frekansı 30 kHz olarak seçilmiştir. Devrenin tasarım hesapları Denklem 4.14-4.18'de yapılmış olup, bu hesaplamalar doğrultusunda C_1 kondansatörü 25 mF ve L_6 bobin değeri 1,5 mH seçilmiştir.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - \Delta} \quad (4.14)$$

$$\frac{1000}{792,59} = \frac{1}{1 - \Delta} \quad (4.15)$$

$$\Delta = 0,207 \quad (4.16)$$

$$L_{min} = \frac{(1 - \Delta)^2 \Delta R}{2f} = \frac{(1 - 0,207)^2 \times 0,207 \times 500}{2 \times 30000} = 1,085 \text{ mH} \quad (4.17)$$

$$C_{min} = \frac{\Delta V_o}{V_r f R} = \frac{0,207 \times 1000}{50 \times 30000 \times 500} = 0,276 \text{ } \mu\text{F} \quad (4.18)$$

V_r ripple gerilimi çıkış geriliminin % 5'ine karşılık gelmekte olup, değeri 50 V'tur.

4.4. Dağıtık Üretim-Şebeke Entegrasyonu ve Kontrol Algoritması

Mikro şebekeler, faz, frekans ve genlik eşitliğini kapsayan şebekeyle senkronizasyon işlemlerinin gerektirir. Şebeke senkronizasyonunu sağlamak için kullanılan kontrol stratejileri önemlidir. Son zamanlarda, mikro şebekelerin çalışmalarını ve işlevlerini standartlaştırmak için hiyerarşik kontrol önerilmiştir [80,81].

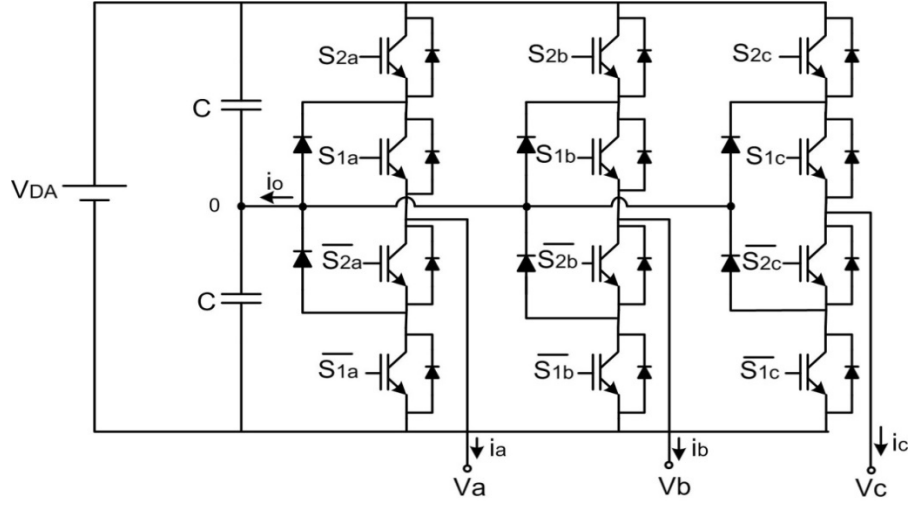
Hiyerarşik kontrol 3 ana yöntemden oluşur. Bunlar; birincil, ikincil ve üçüncül kontroldür. Birincil kontrol, dönüştürücüler arasındaki yükü paylaşmak için kullanılan düşüş kontrolüdür. Bu kontrolün amacı, dağıtık üretim birimleri arasındaki aktif ve reaktif gücü paylaşmak ve aynı zamanda çıkış geriliminin frekans ve genliğini ayarlayarak sistem performansını ve kararlılığını arttırmaktır. İkincil kontrol, düşüş kontrolü tarafından ortaya çıkan herhangi bir kalıcı durum arızasının giderilmesinden sorumludur [82]. Bu kontrol, mikro şebeke sisteminin elektrik şebekesine bağlanmadan önce senkronizasyonu ve mikro şebeke içinde üretilen frekans ve gerilim sapmalarını telafi etmek için kullanılır [80,81]. Mikro şebekeye aktarılan güç, elektrik şebekesine veya diğer mikro şebekelere bağlandıktan sonra ayarlanmalıdır [83]. Mikro şebeke ile elektrik şebekesi arasındaki ve mikro şebekelerin kendi aralarındaki güç akış yönüne karar verme işlemi üçüncül kontrol tarafından gerçekleştirilir [81]. Mikro şebekelerdeki kaynakların kullanım faktörlerini dengelemek amacıyla, bu mikro şebeke sistemlerinin

gerilim değerleri ayarlanarak g¼c akış y¼n¼ ayarlanır. G¼c akış y¼n¼ne karar vermek i¼in kontrol d¼ng¼leri kullanılır. Bu d¼ng¼ler, merkezi, merkezi olmayan ve dağıtık kontrol olarak ¼c farklı grupta incelenebilir.

Merkezi bir kontrol sisteminin yapısında, merkezi bir kontrol¼r ve bu kontrol¼r¼n diğer t¼m birimler arasındaki iletişimi sağlamak ¼zere y¼ksek bant genişliğine sahip çift y¼nl¼ haberleşme sistemi bulunur. Merkezi kontrol¼r, t¼m birimlerden verileri toplar ve bu verilere g¼re komut sinyali ¼retilip tekrar t¼m birimlere geri g¼nderir. Bu da herhangi bir noktadaki tek bir arızanın b¼t¼n sistemi etkilemesine neden olacağından sistemin g¼venilirlięini azaltır [83].

Merkezi olmayan kontrol sistemlerinde, her bir kontrol¼r diğer kontrol¼rlerden bağımsız olarak kendi bulunduğu birim i¼erisindeki g¼revini ger¼ekleřtirir. Yani, her kontrol¼r sadece bağlı olduğu birimin kontrol¼nden sorumludur. Bu kontrol y¼nteminde bilgi alışverişi sınırlı olduğu i¼in sistemin t¼m¼nde ger¼ekleřmesi gereken değişikliklere uyum sağlanamaz. ¼ç¼nc¼ olarak, dağıtık kontrol sisteminde, her birim t¼m sistemin kontrol hedefini ger¼ekleřtirmek i¼in diğer birimlerle aralıklı bir Şekilde siber ağ ¼zerinden haberleşmektedir. Sistemin ağa s¼rekli bağlı olmaması maliyeti ve sistemdeki karmaşıklığı azaltır [83].

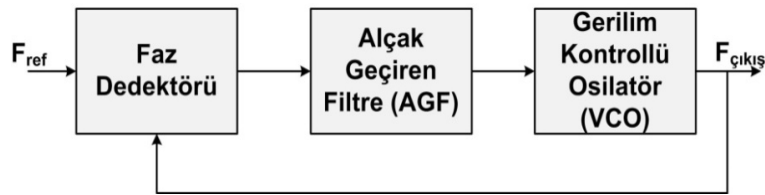
Şebeke bağlantılı eviricilerin kontrol¼ ve senkronizasyonu, artan mikro Şebeke ¼alıřmaları ile birlikte ¼nemli bir konu haline gelmiştir. Evirici, dağıtık ¼retim birimlerinden elde edilen enerjiyi AA g¼c Şebekesine bağlama a¼ısından ¼nem kazanır. Bu tez ¼alıřmasında 3 seviyeli diyot kenetlemeli evirici (DKE) devresi kullanılmaktadır. Kullanılan evirici topolojisi Şekil 4.12'de g¼sterilmektedir. 3 seviyeli DKE topoloji yapısında DA besleme hattının n¼tr noktası i¼in 2 adet hat kondansat¼r¼ kullanılarak giriş gerilimi eşit 2 seviyeye b¼l¼nm¼řt¼r. Yani her bir kondansat¼r ¼zerine d¼řen gerilim $(+V_{DA}/2)$ olmaktadır. Topolojide kullanılan diyotlar, anahtarlama elemanları ¼zerlerindeki gerilimi, DA hat kondansat¼r¼leri ¼zerindeki gerilime kenetlemektedir. DKE topolojisinin ¼ıkıřında değişken bir gerilim elde edebilmek ve DA besleme geriliminin kısa devre olmaması i¼in her bir faz bacağındaki yarı iletken elemanlar periyodik bir Şekilde sırasıyla anahtarlanmalıdır [84]. Devrede yarı iletken anahtarlama elemanı olarak IGBT kullanılmıştır.



Şekil 4.12. 3-fazlı 12-darbeli DKE evirici topolojisi

Eviricilerde kullanılan anahtarlama kontrol yöntemleri AA şebekesinin faz, frekans ve genliğini izlemeye önemli bir rol oynamaktadır. Bu tez çalışmasında, şebeke kontrolü için PLL tabanlı kontrol yöntemi kullanılmıştır.

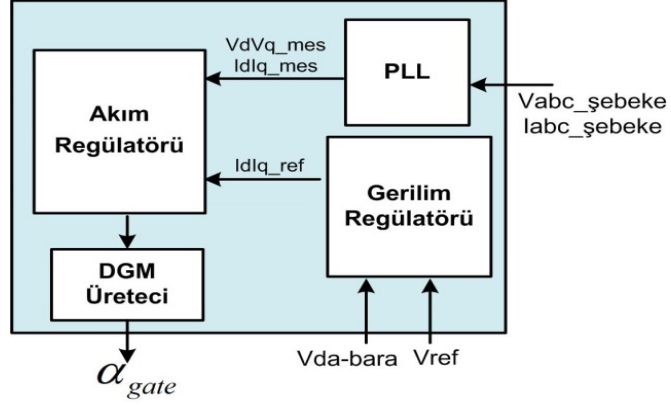
PLL, giriş faz ve frekans değerlerinde çıkış sinyali ürettiği için, birçok senkronizasyon problemi için önemli bir çözüm haline gelmiştir. Şekil 4.13'te gösterildiği gibi temel bir faz kilitli döngü yapısı, giriş sinyali ve çıkış gerilim kontrollü osilatör (VCO) sinyali arasındaki faz farkını bulan faz dedektöründen, döngünün frekans aralığını belirleyen alçak geçiren filtreden (AGF) ve periyodik sinyal üreten VCO'dan oluşmaktadır [85,86].



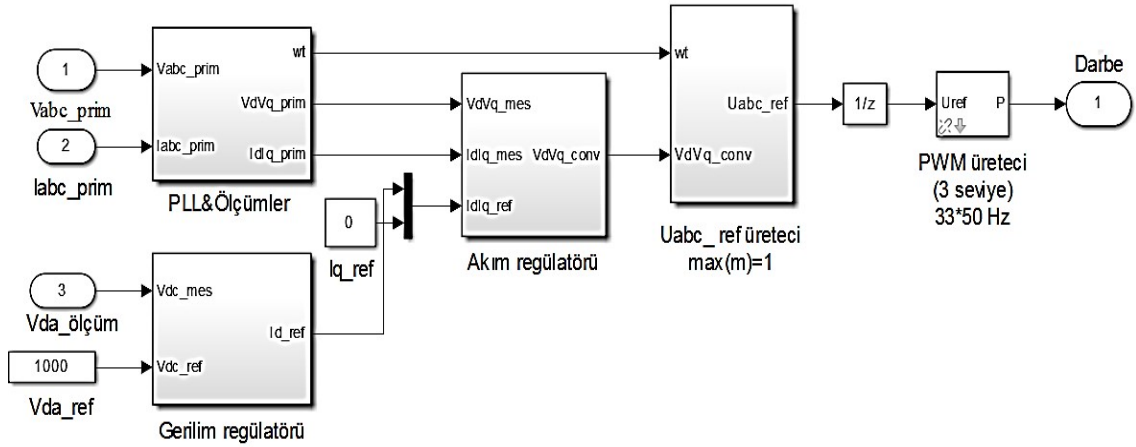
Şekil 4.13. PLL temel blok diyagramı

Bu çalışmada kullanılan PLL tabanlı kontrolörün blok şeması Şekil 4.14'te, MATLAB tasarım blokları ise Şekil 4.15, Şekil 4.16 ve Şekil 4.17'de gösterilmiştir. Faz dedektörü, giriş sinyalinin fazıyla VCO sinyalinin fazını karşılaştırıp, çıkışında ise bu iki sinyal arasındaki faz farkına bağlı olan bir DA gerilimi üretir. Üretilen bu hata işaretinin ortalama DA değeri VCO'ya geri besleme olarak kullanılır. AGF, PLL'in dinamik

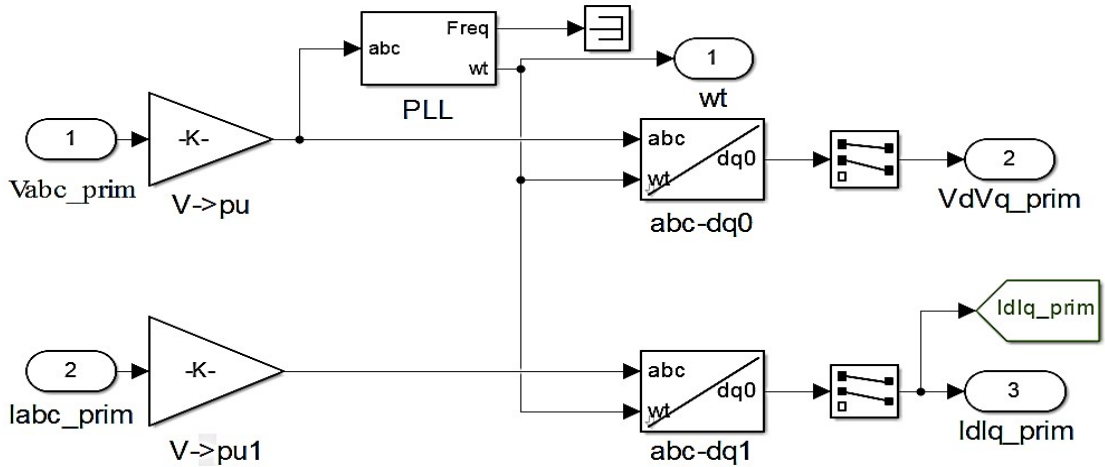
karakteristiğini belirler. Döngünün hangi frekans değerinde faz kilitlemesini gerçekleştireceğine karar verir [85].



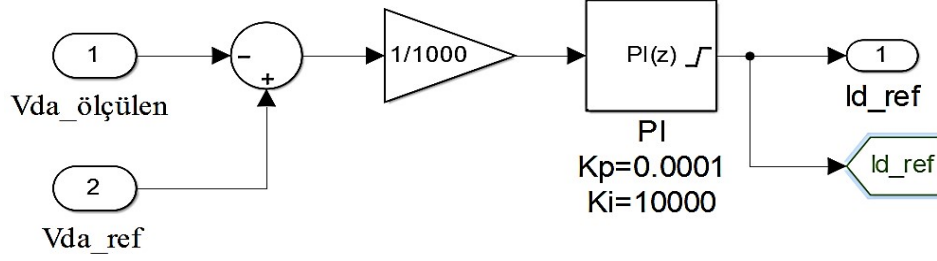
Şekil 4.14. PLL tabanlı kontrol cihazının blok şeması



Şekil 4.15. PLL tabanlı kontrol cihazının MATLAB modeli



Şekil 4.16. PLL tabanlı kontrol PLL bloğunun MATLAB modeli



Şekil 4.17. PLL tabanlı kontrol bloğunun gerilim regülatörü MATLAB modeli

3 fazlı şebeke gerilim ve akım değerleri, PLL bloğundaki abc-dq dönüşüm (Clark ve Park dönüşümü) bloğuna uygulanmıştır. Aynı zamanda, şebekenin faz ve frekans değerleri PLL bloğunda ölçülmüştür. Burada, PID kontrolörü, PLL'lerin geçici hatalarını ortadan kaldırmak için kullanılır. PLL blok çıkışında elde edilen dq akım ve gerilim değerleri akım regülatörüne uygulanırken, DA bara gerilimi ve referans DA gerilimi, gerilim regülatörüne uygulanır. Bu çalışmada 1000 V_{DA} bara oluşturduğumuz için 1000 V_{DA} referans gerilimi kullandık. Akım ve gerilim regülatör bloklarındaki karşılaştırılmış değerler PI kontrolöre uygulanmıştır. Burada PI kontrolörü, referans 1000 V_{DA} bara gerilimi ile ölçülen V_{DA} bara gerilimi arasındaki farka bağlı olarak hata ayarı olarak kullanılmakta [86] ve hatayı en kısa sürede minimize edebilmek için deneme yöntemiyle K_p ve K_i parametreleri sırasıyla 0,0001 ve 10000 olarak seçilmiştir. Elde edilen regüle edilmiş dq akım ve gerilim değerleri ve PLL'de elde edilen faz değeri ile dq-abc dönüşümü (Ters Clarke ve Park Dönüşümü) gerçekleştirilmiştir. Bu bloklar vasıtasıyla elde edilen anahtarlama açısına göre darbe genlik modülasyonu (DGM) üretici ile anahtarlama sinyali üretilmiş ve eviriciye uygulanmıştır. Evirici çıkış gerilimi 400 V/31,5 kV 50 MVA yükseltici transformatör ile yükseltilerek 31,5 kV orta gerilim şebekesine bağlanmıştır.

4.5. Analiz Sonuçları

Analiz çalışmaları ışına ve rüzgâr hızı değişkenlerine göre tekrarlanmıştır. Şekil 4.18, sabit 1000 W/m^2 ışına, 25 °C sıcaklık, yakıt hücresi kullanım faktörü ve 8 m/s rüzgâr hızı değişkenlerini, Şekil 4.19 ise bu değişkenlere karşılık elde edilmiş tesis çıkış gerilimlerini göstermektedir. Şekil 4.20, değişken ışına (800 W/m^2 -1000 W/m^2), 25 °C sıcaklık, yakıt hücresi kullanım faktörü ve değişken rüzgâr hızı (8-12 m/s)

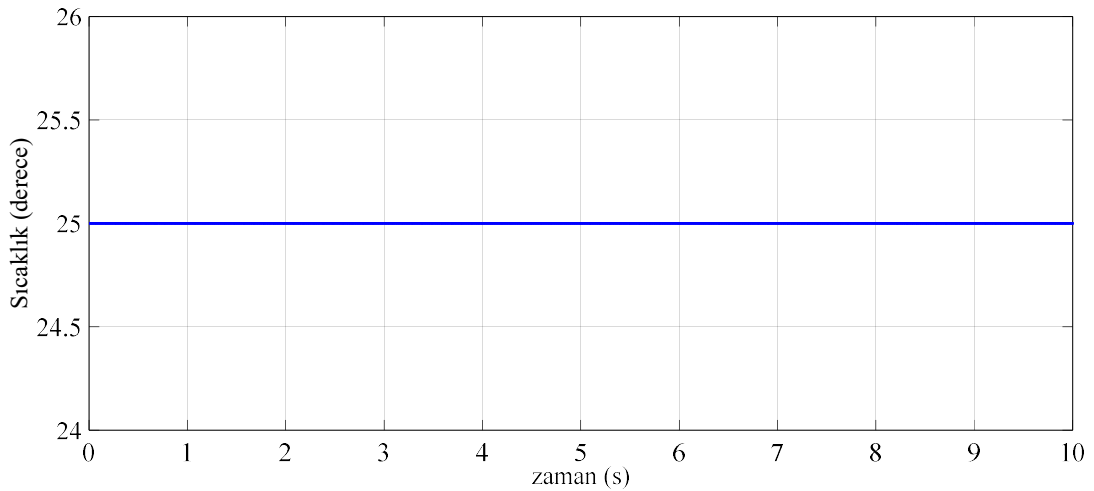
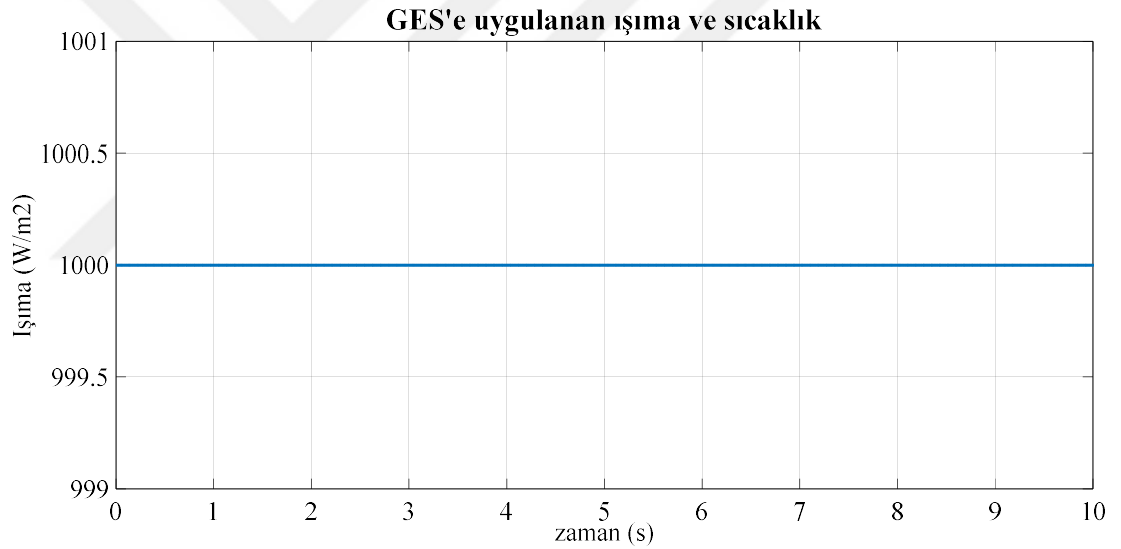
değişkenlerini, Şekil 4.21 ise bu değişkenlere karşılık elde edilmiş tesis çıkış gerilimlerini göstermektedir.

Şekil 4.18.a'da gösterildiği gibi sabit 1000 W/m^2 ışıma altında, Şekil 4.19.a'da verilen GES çıkışında $496,15 V_{DA}$ ortalama gerilim elde edilmiştir. MGNT kontrolcüyle kontrol edilen arttıran konvertör, hızlı tepki göstererek Şekil 4.19.b'de görüldüğü üzere $0,8 \text{ s}$ süre sonunda $1000 V_{DA}$ referans gerilim değerini yakalamıştır. GES çıkışında oluşan gerilim dalgalanmalarından arttıran konvertör etkilenmemiş $1000 V_{DA}$ gerilim seviyesinde sabit kalmıştır. Şekil 4.22.a'da görüldüğü üzere GES'e $0-1 \text{ s}$ arasında 800 W/m^2 , $1,5-2 \text{ s}$ arasında 900 W/m^2 ve $2,5-10 \text{ s}$ arasında 1000 W/m^2 ışıma uygulanmıştır. Şekil 4.23.a'da gösterildiği üzere GES çıkışında $496,15 V_{DA}$ ortalama gerilim üretilmiş ve ışımanın artmasıyla birlikte GES çıkış geriliminde dalgalanmalar oluşmuştur. Şekil 4.23.b'de gösterildiği üzere GES'e bağlı arttıran konvertör, değişken ışımadan dolayı oluşan gerilim dalgalanmalarından minimum seviyede etkilenerek 1 s süre içerisinde $1000 V_{DA}$ referans gerilimi yakalamıştır. GES çıkış geriliminde dalgalanmalar oldukça GES'e bağlı arttıran konvertör çıkışında da yaklaşık olarak 10 V 'luk dalgalanmalar meydana gelmiş fakat arttıran konvertör çıkış gerilimi, referans gerilim seviyesini takip etmeye devam etmiştir.

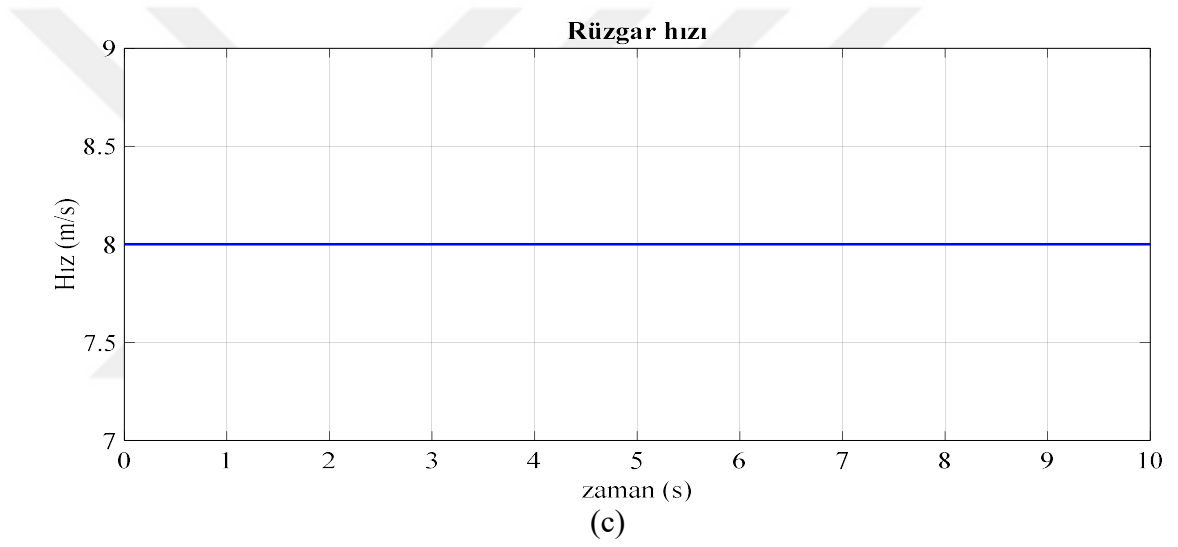
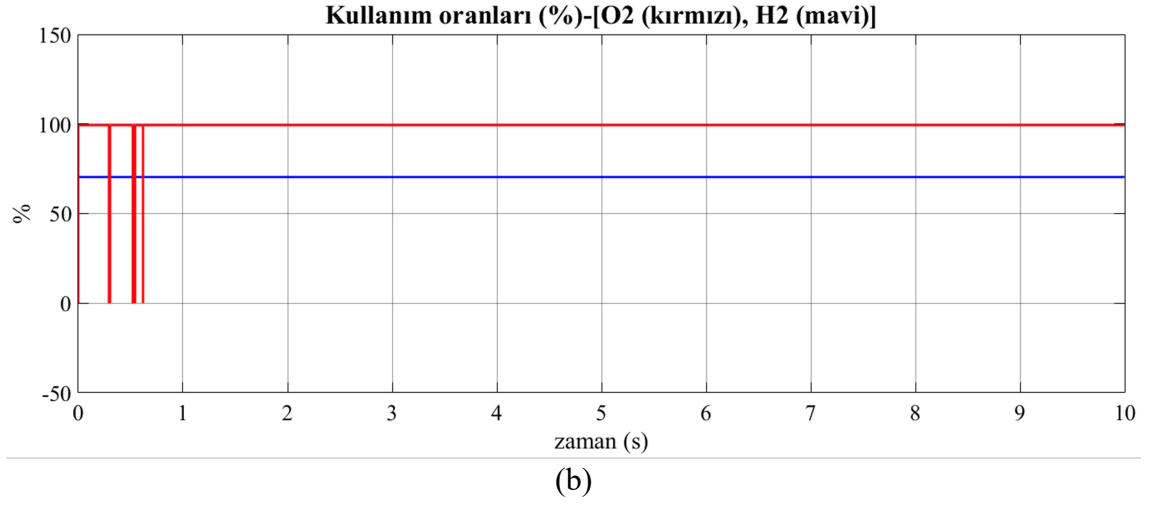
Şekil 4.18.b ve Şekil 4.22.b 'de yakıt hücresinin H ve O kullanım oranları gösterilmektedir. $0,7 \text{ s}$ sonunda H ve O kullanım oranlarının sırasıyla $\% 100$ ve $\% 75$ değerlerinde sabitlenmesiyle beraber Şekil 4.20.a'da gösterildiği gibi yakıt hücresi çıkış gerilimi $1000 V_{DA}$ gerilim seviyesine ulaşmıştır. Şekil 4.20.b'de gösterildiği gibi arttıran konvertör çıkışında $1000 V_{DA}$ referans gerilim $0,7 \text{ s}$ içerisinde yakalanmıştır. $60 \text{ V}-1000 \text{ V}$ gerilim aralığında sürekli olarak dalgalanan yakıt hücresi çıkış geriliminden dolayı arttıran konvertör çıkışında ufak dalgalanmalar olmuş ancak referans değeri takip etmeye devam etmiştir. Şekil 4.24.a ve Şekil 4.24.b grafiklerinden görüldüğü üzere, değişken ışıma ve rüzgâr hızlarından dolayı tesis çıkışlarında oluşan gerilim dalgalanmalarından yakıt hücresi etkilenmemiş, Şekil 4.20.a ve Şekil 4.20.b'deki çalışma şeklini sergileyerek $405,68 \text{ V}$ ortalama gerilim değeri elde edilmiştir.

Şekil 4.18.c'de gösterildiği gibi sabit 8 m/s rüzgâr hızı altında, Şekil 4.21.a'da verilen RES çıkışında yaklaşık olarak $0-1000 V_{DA}$ aralığında dalgalanan, ortalama $273,5 V_{DA}$

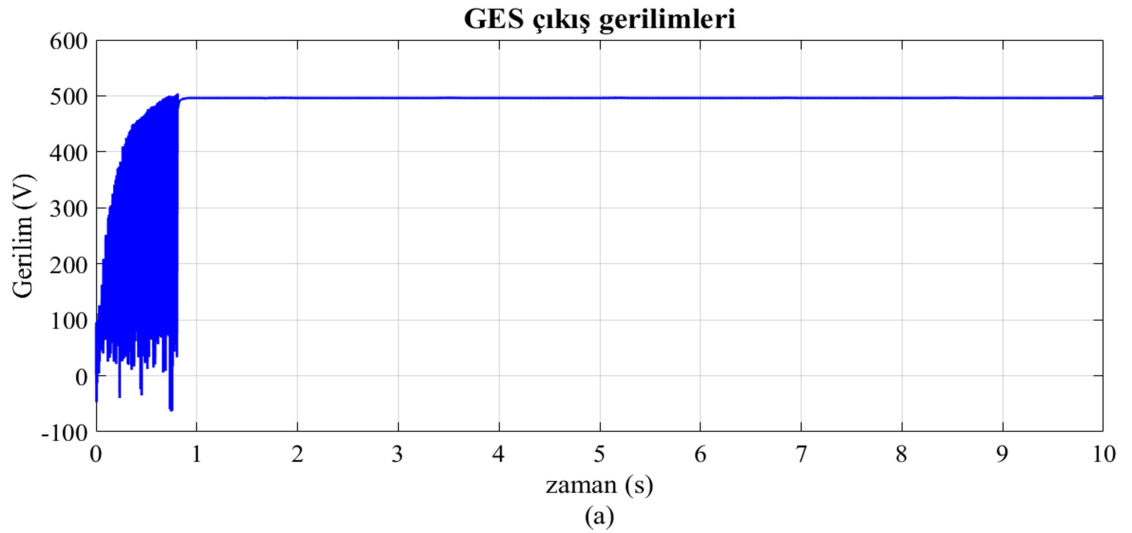
gerilim elde edilmiştir. Şekil 4.21.b’de gösterildiği gibi RES’e bağlı arttıran konvertör, yaklaşık olarak 0,88 s sonunda 1000 V_{DA} referans çıkış gerilimini yakalamış ve girişindeki gerilim dalgalanmalarından etkilenmeyerek referans gerilim değerinde sabit kalmıştır. Şekil 4.22.c’de görüldüğü üzere RES’e, 0, 2, 4, 6 ve 8. s’lerde sırasıyla 8, 9, 10, 11 ve 12 m/s değişken rüzgâr hızları uygulanmıştır. Şekil 4.25.a’da görüldüğü üzere değişken rüzgâr hızlarından dolayı RES çıkış DA geriliminde dalgalanmalar meydana gelmiş ve yaklaşık 232,3 V ortalama DA gerilim elde edilmiştir. Şekil 4.25.b’de görüldüğü üzere RES’e bağlı arttıran konvertör, 0,9 sn içerisinde 1000 V_{DA} referans gerilimini yakalamış fakat girişindeki değişken gerilimden etkilendiği için çıkış geriliminde yaklaşık olarak 30 V, 65 V, 90 V ve 115 V’luk dalgalanmalar meydana gelmiştir.

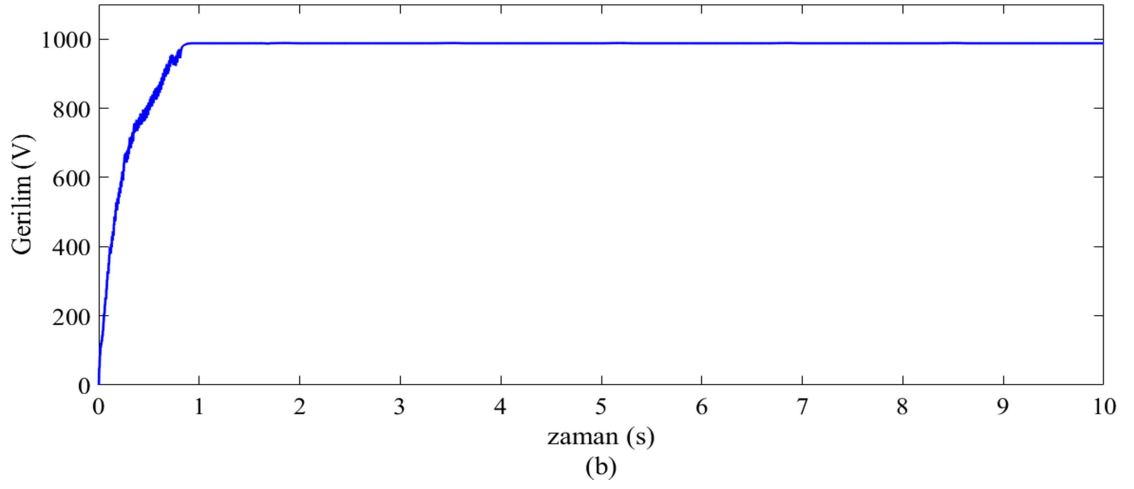


(a)

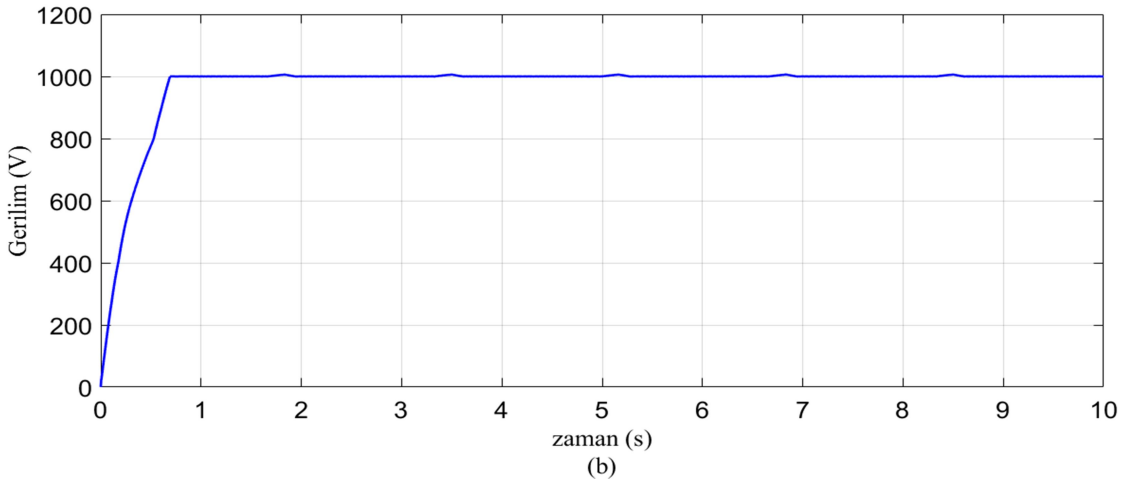
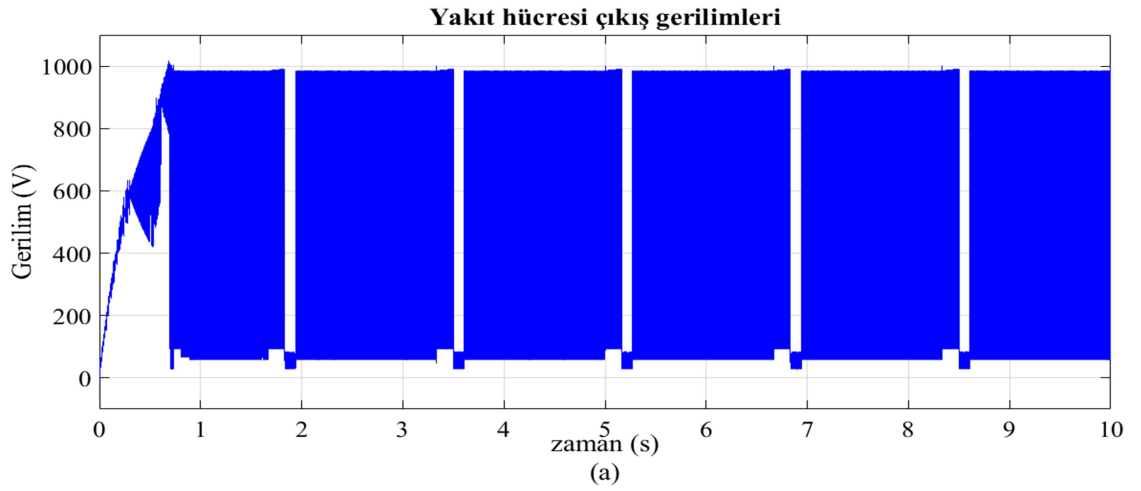


Şekil 4.18. Sabit 1000 W/m^2 ışımaya, $25 \text{ }^\circ\text{C}$ sıcaklık, yakıt hücresi kullanım faktörü ve 8 m/s sabit rüzgâr hızı değişkenleri (a) GES'e uygulanan ışımaya ve sıcaklık, (b) yakıt hücresi kullanım oranları, (c) rüzgâr hızı

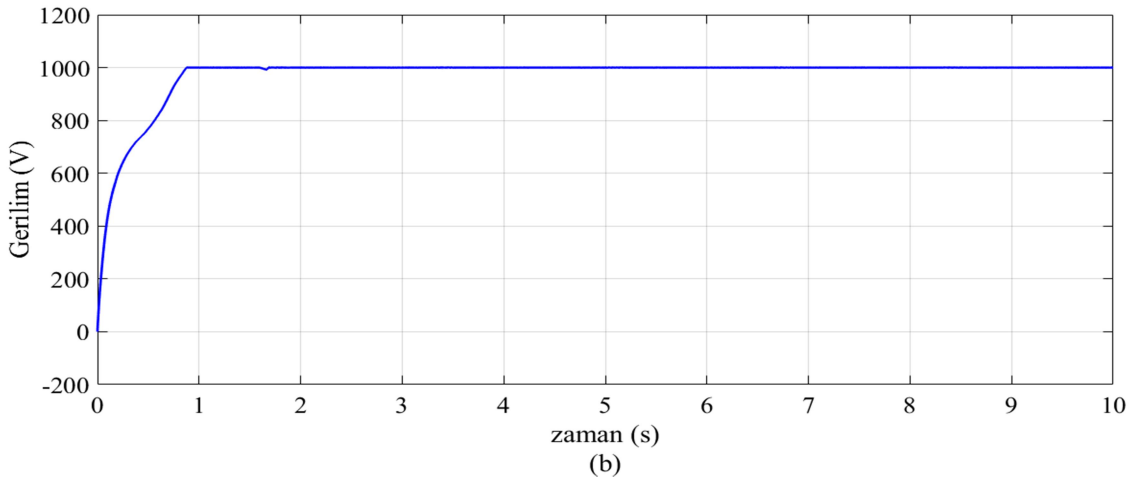
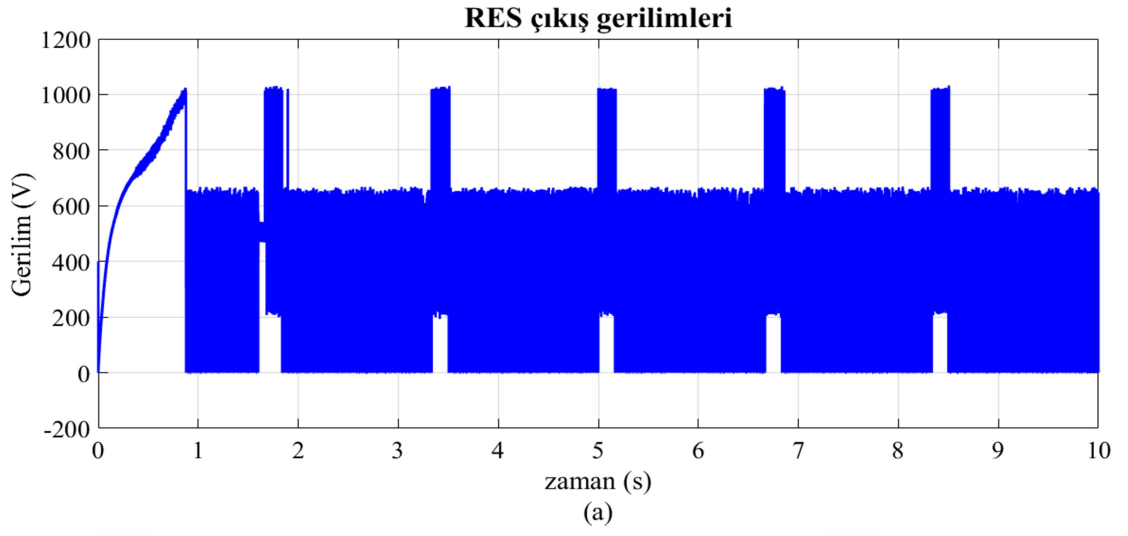




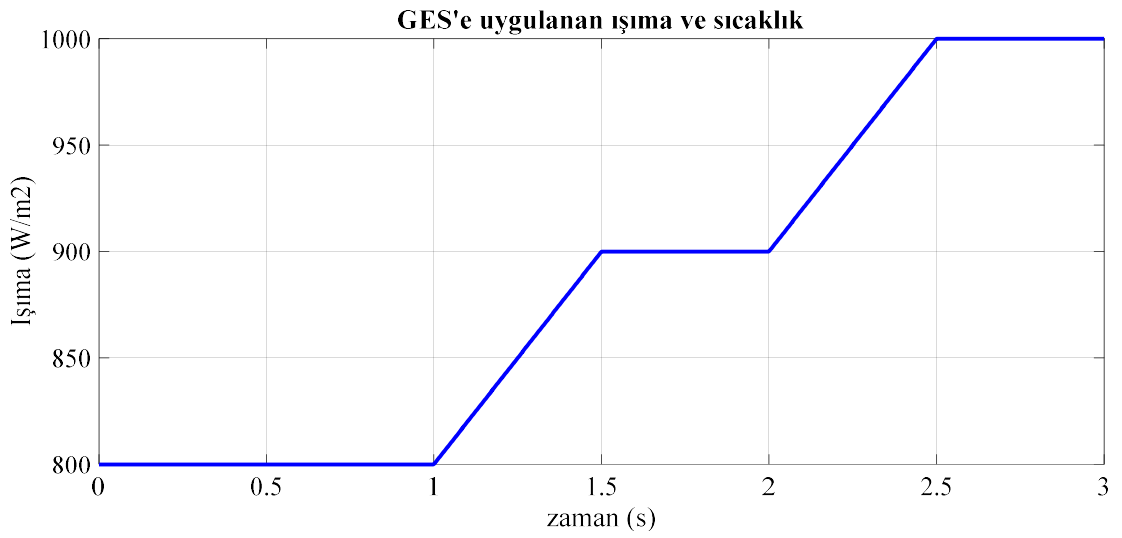
Şekil 4.19. Sabit 1000 W/m² ışığa ve 8 m/s rüzgâr hızındaki GES çıkış gerilimleri, (a) GES çıkış DA gerilimi, (b) GES'e bağlı arttıran konvertör çıkış DA gerilimi

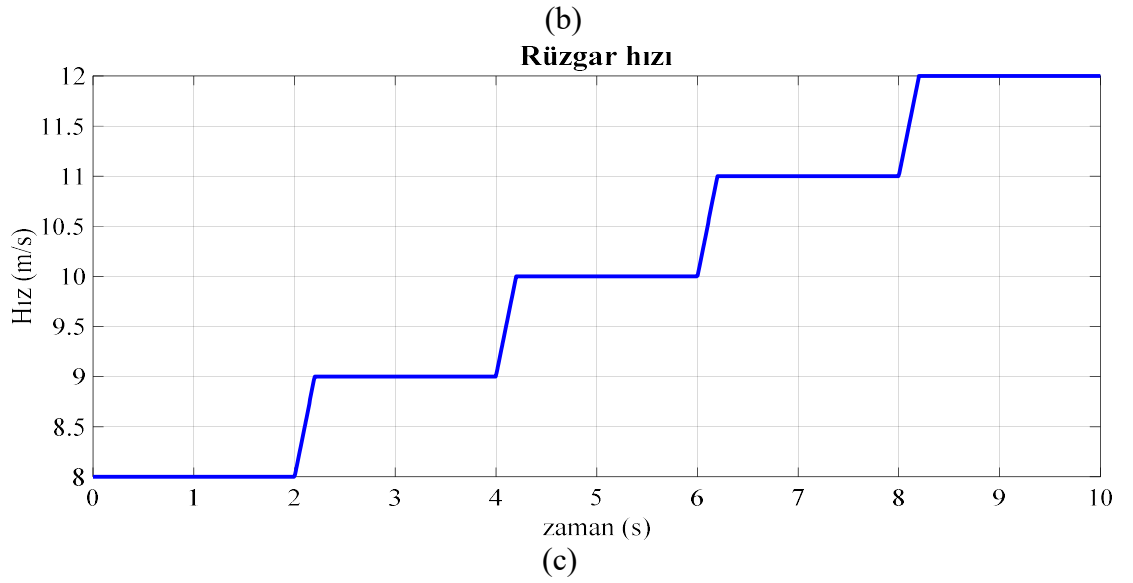
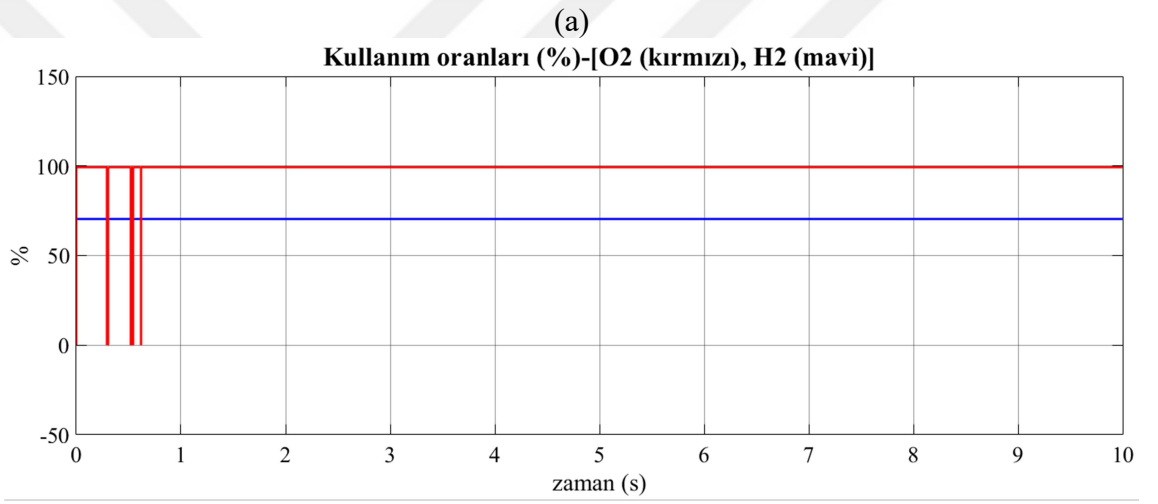
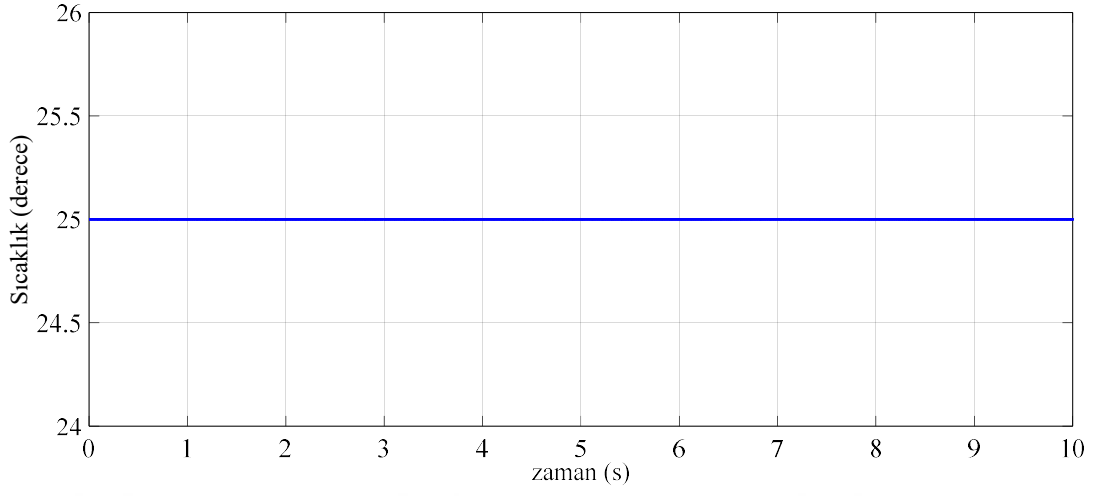


Şekil 4.20. Sabit 1000 W/m² ışığa ve 8 m/s rüzgâr hızındaki yakıt hücresi çıkış gerilimleri, (a) yakıt hücresi çıkış DA gerilimi, (b) yakıt hücresine bağlı arttıran konvertör çıkış DA gerilimi

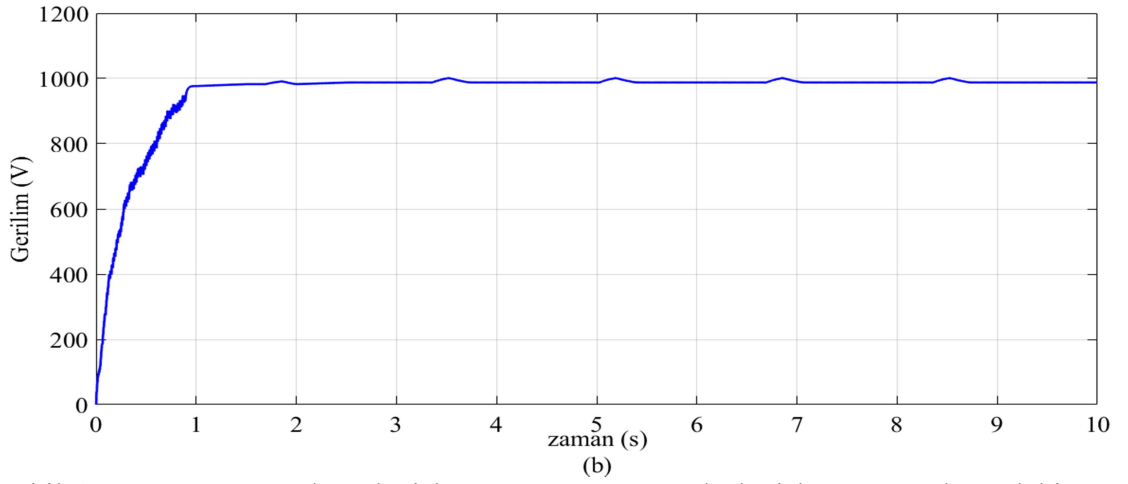
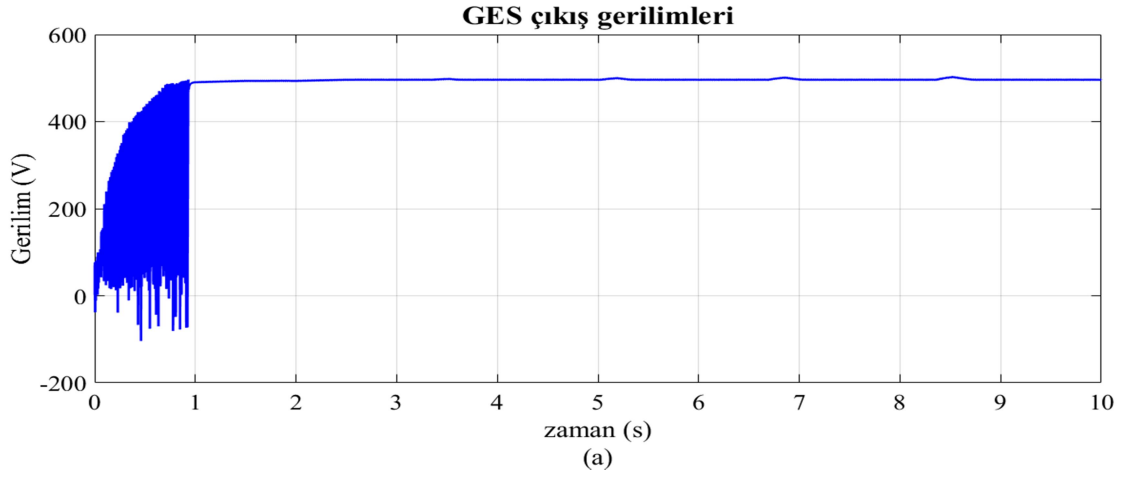


Şekil 4.21. Sabit 1000 W/m² ışımaya ve 8 m/s rüzgâr hızındaki RES çıkış gerilimleri, (a) RES çıkış DA gerilimi, (b) RES'e bağlı arttırıcı konvertör çıkış DA gerilimi

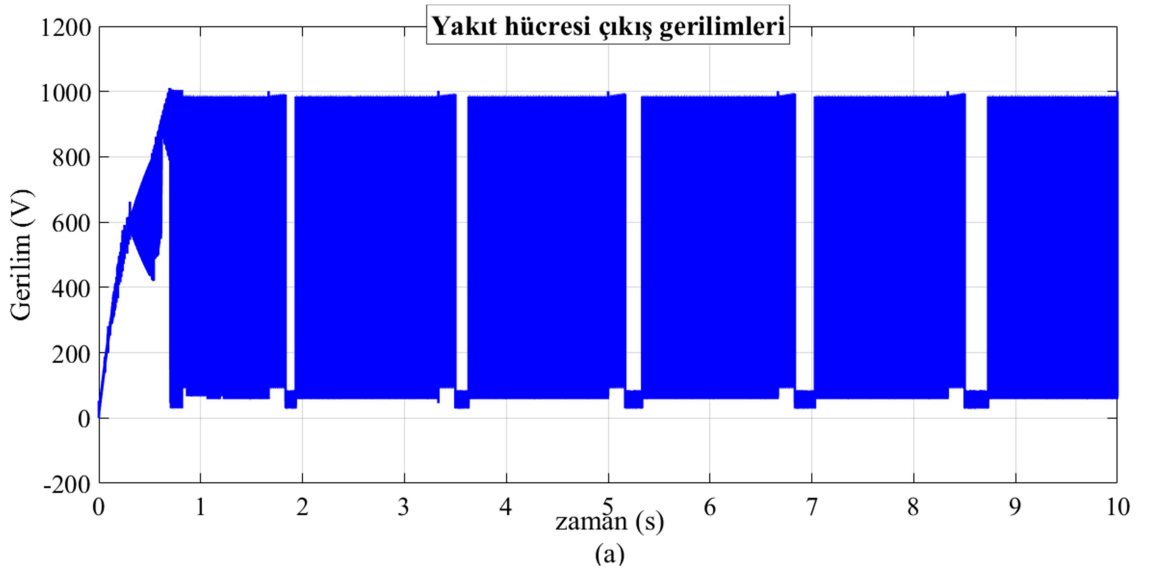


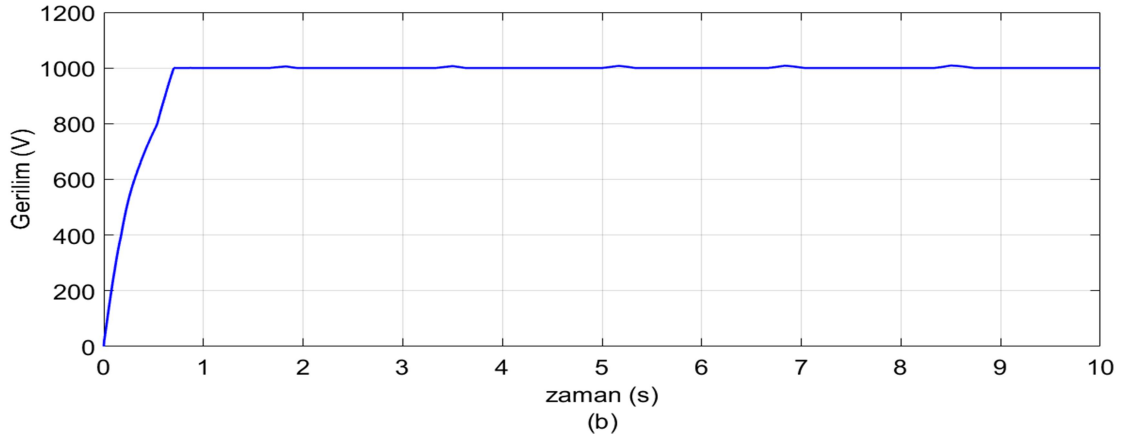


Şekil 4.22. 800-1000 W/m² değişken ışığa, 25 °C sıcaklık, yakıt hücresi kullanım faktörü ve 8-12 m/s değişken rüzgâr hızı değişkenleri (a) GES'e uygulanan ışık ve sıcaklık, (b) yakıt hücresi kullanım oranları, (c) rüzgâr hızı

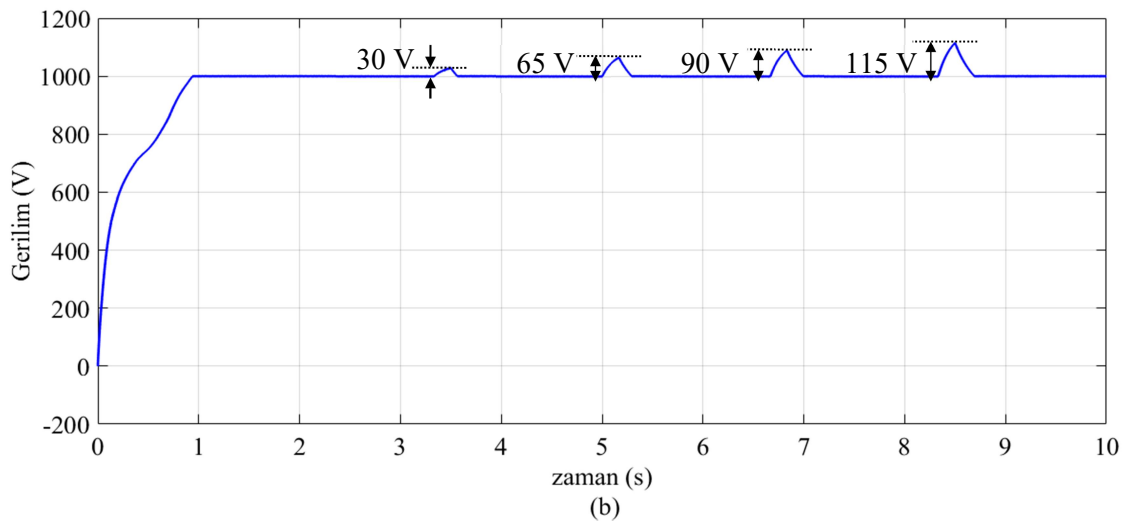
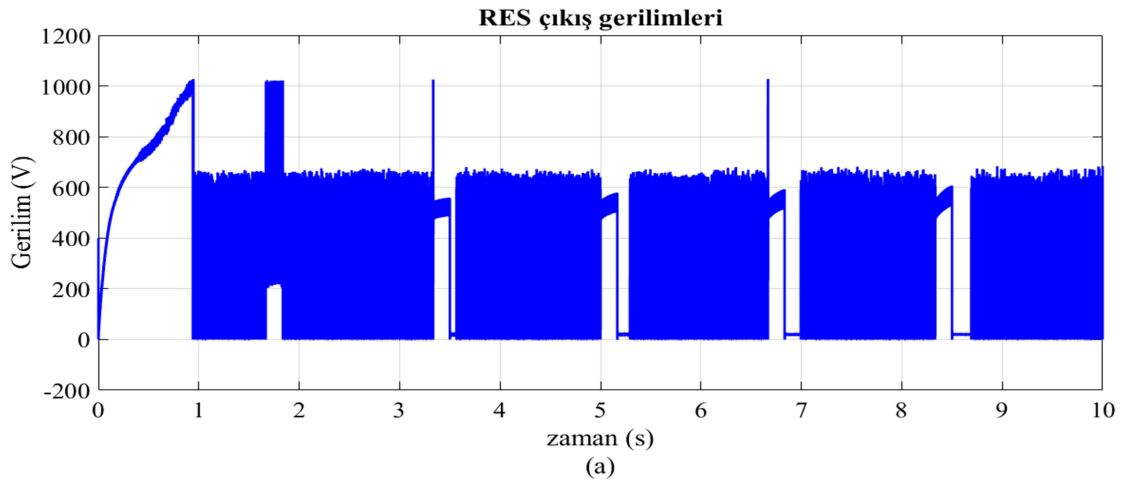


Şekil 4.23. 800-1000 W/m² değişken ışıma ve 8-12 m/s değişken rüzgâr hızındaki GES çıkış gerilimleri, (a) GES çıkış DA gerilimi, (b) GES'e bağlı arttırıcı konvertör çıkış DA gerilimi



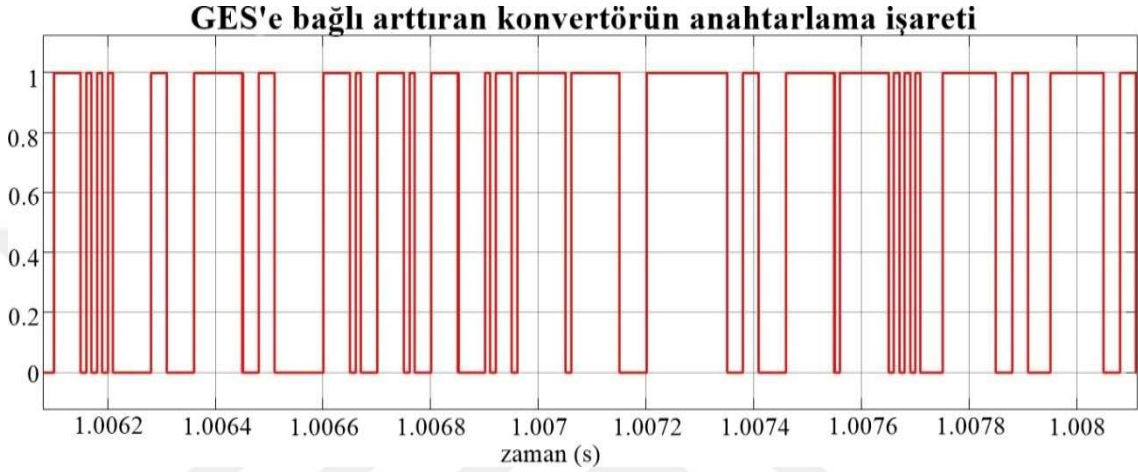


Şekil 4.24. 800-1000 W/m² değişken ışımaya ve 8-12 m/s değişken rüzgâr hızındaki yakıt hücresi çıkış gerilimleri (a) yakıt hücresi çıkış DA gerilimi, (b) yakıt hücresine bağlı arttıran konvertör çıkış DA gerilimi

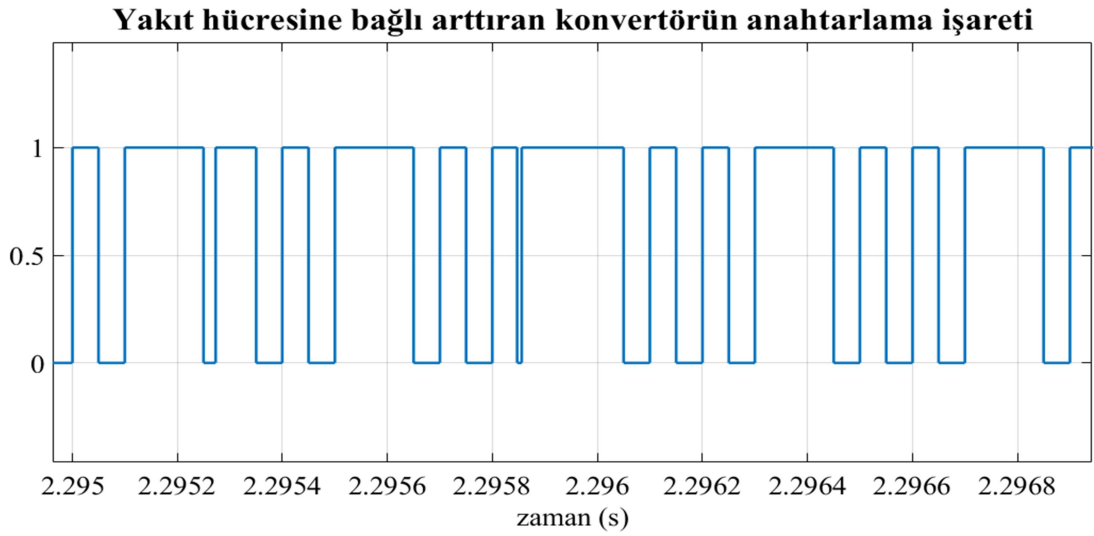


Şekil 4.25. 800-1000 W/m² değişken ışımaya ve 8-12 m/s değişken rüzgâr hızındaki RES çıkış gerilimleri, (a) RES çıkış DA gerilimi, (b) RES'e bağlı arttıran konvertör çıkış DA gerilimi

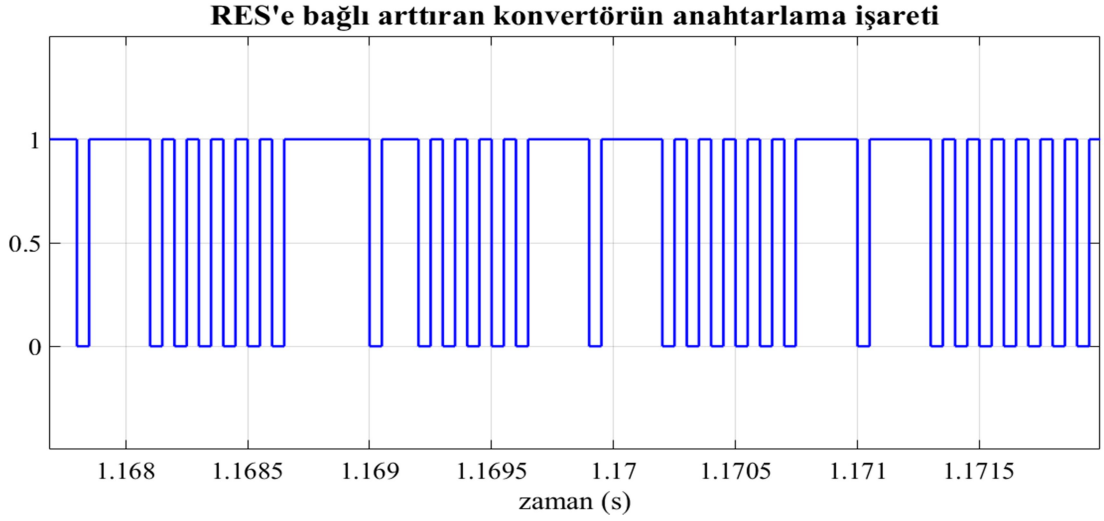
Şekil 4.26, Şekil 4.27 ve Şekil 4.28’de sırasıyla GES, yakıt hücresi ve RES’e bağlı arttıran konvertörlere $1000 V_{DA}$ referans gerilimlerini yakalamaları için uygulanan anahtarlama işaretleri gösterilmektedir. Değişken giriş gerilimlerine karşılık sabit çıkış gerilimleri elde edebilmek için anahtarlama işaretlerinin oranlarının Δ değerinin değiştiği görülmektedir.



Şekil 4.26. GES’e bağlı arttıran konvertör için MGNT kontrolcüsü ile elde edilen anahtarlama işareti

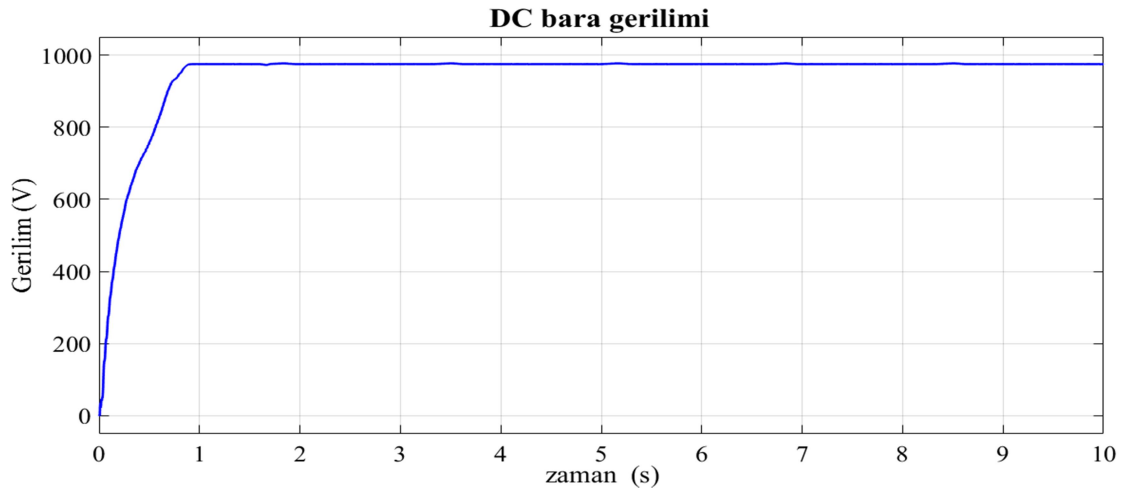


Şekil 4.27. Yakıt hücresine bağlı arttıran konvertör için PI kontrolcü ile elde edilen anahtarlama işareti

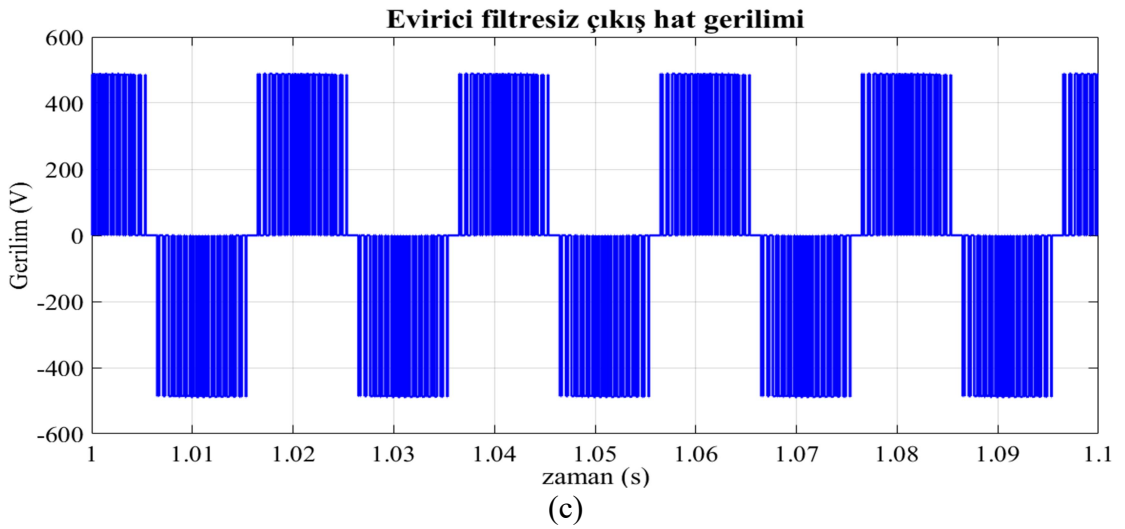
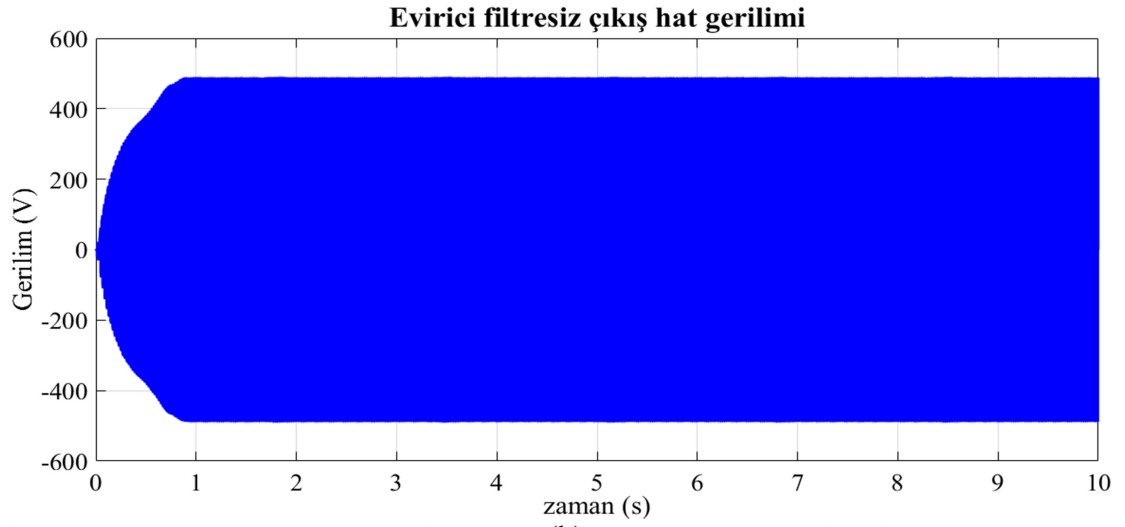


Şekil 4.28. RES'e bağı arttıran konvertör için PI kontrolcü ile elde edilen anahtarlama işareti

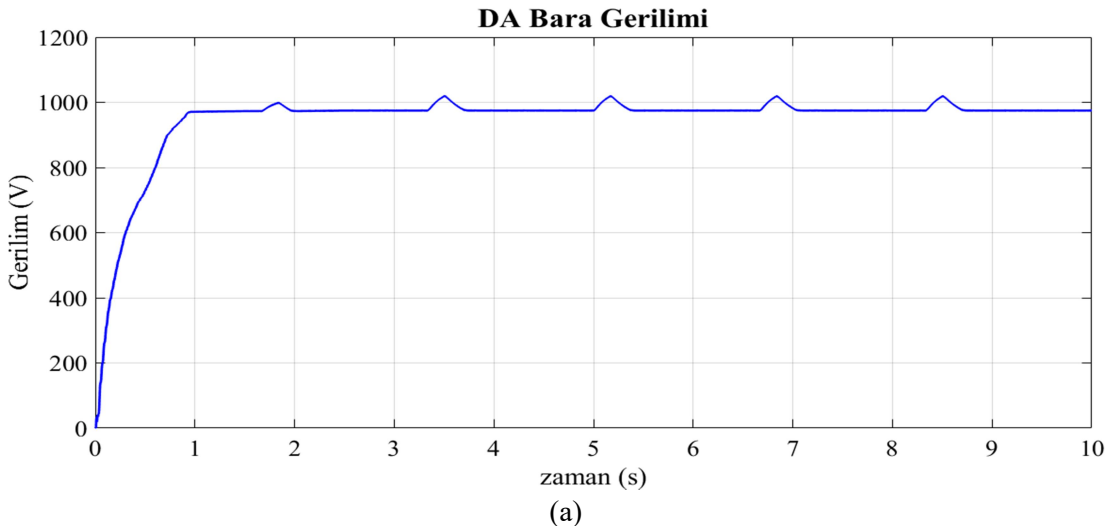
Sabit ışığa ve rüzgâr hızı altındayken arttıran konvertörler çıkışlarında elde edilen yaklaşık $1000 V_{DA}$ gerilimler ile oluşturulan ve evirici devresine giriş gerilimi olarak uygulanan DA bara gerilimi Şekil 4.29.a'da, evirici çıkışında elde edilen filtresiz AA hat gerilimi Şekil 4.29.b'de ve evirici çıkışında elde edilen filtresiz AA hat geriliminin 5 periyot için yakınlaştırılmış görüntüsü Şekil 4.29.c'de verilmektedir. Değişken ışığa ve rüzgâr hızlarında, arttıran konvertörler çıkışlarındaki dalgalanmalardan dolayı Şekil 4.30.a'da gösterilen DA bara geriliminde dalgalanmalar olmuş ve Şekil 4.30.b'de evirici çıkışında da bu dalgalanmalar görülmektedir. Her iki sabit ve değişken parametrelere rağmen DA bara geriliminde $975 V_{DA}$ gerilim seviyesine $0,9 s$ 'de ulaşılmış ve evirici çıkışında ise $400,6 V_{rms}$ AA hat gerilimi elde edilmiştir.

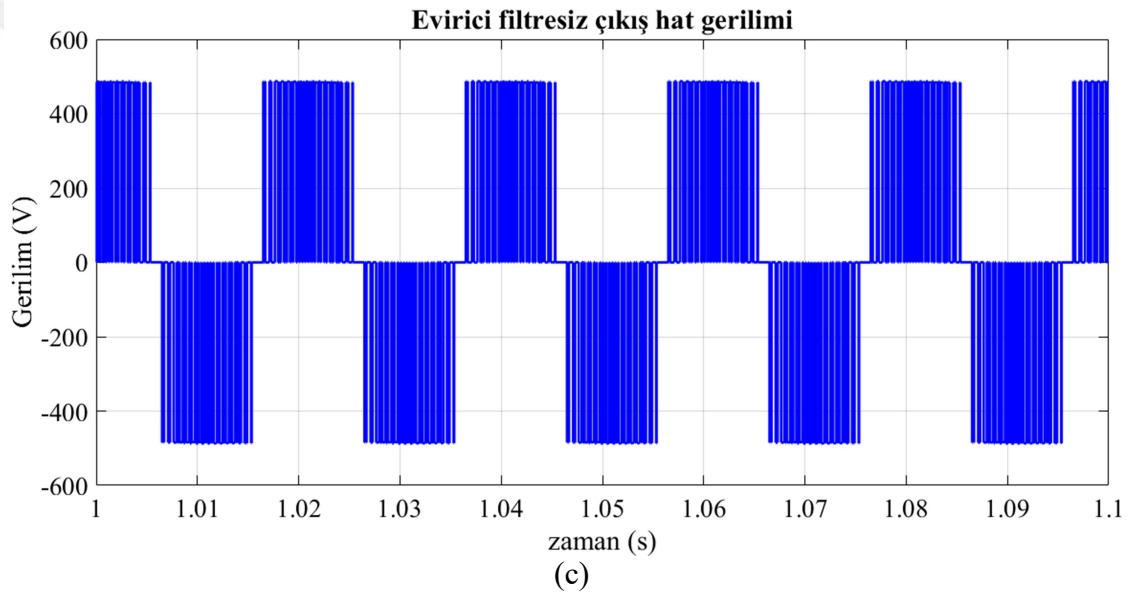
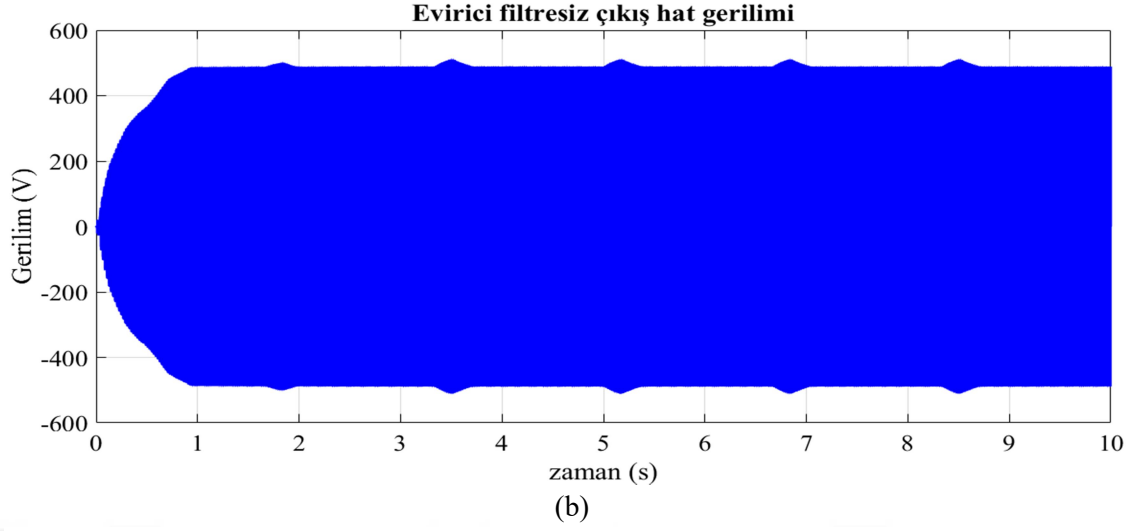


(a)



Şekil 4.29. Sabit ışına ve rüzgâr hızında evirici giriş ve çıkış gerilimleri (a) DA bara gerilimi, (b) evirici çıkışında elde edilen filtresiz AA hat gerilimi, (c) evirici çıkışında elde edilen filtresiz AA hat gerilimi yakınlaştırılmış görüntüsü



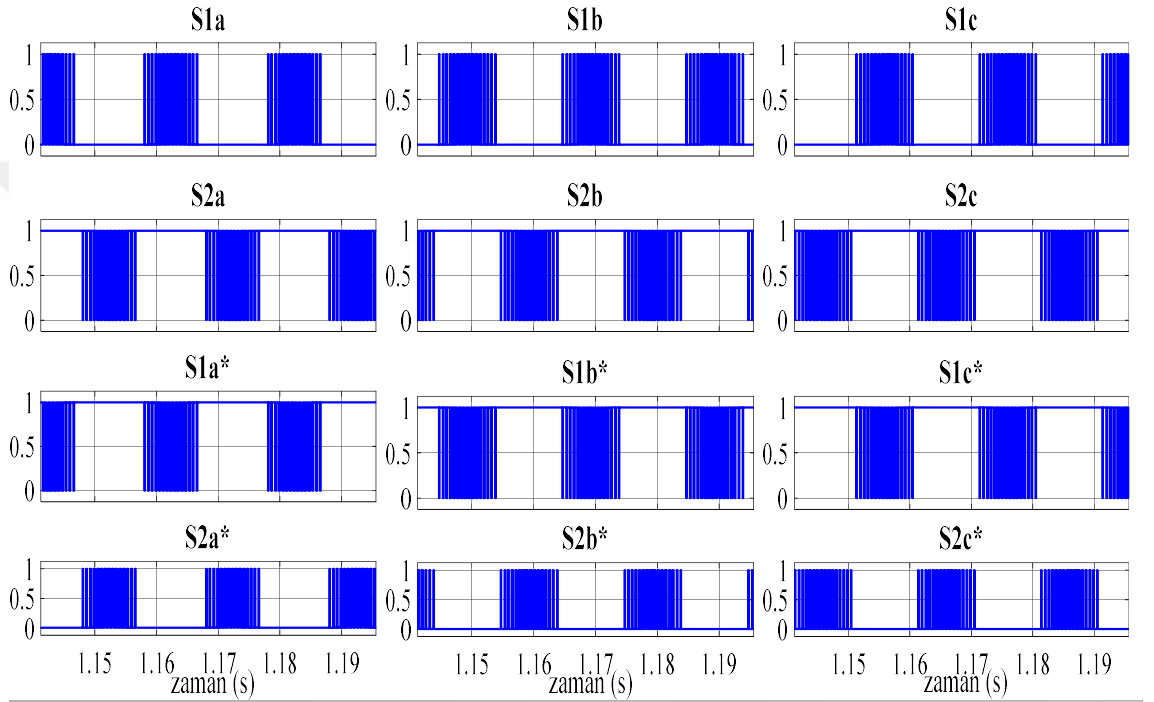


Şekil 4.30. Değişken ışım ve rüzgâr hızında evirici giriş ve çıkış gerilimleri (a) DA bara gerilimi, (b) evirici çıkışında elde edilen filtresiz AA hat gerilimi, (c) evirici çıkışında elde edilen filtresiz AA hat gerilimi yakınlaştırılmış görüntüsü

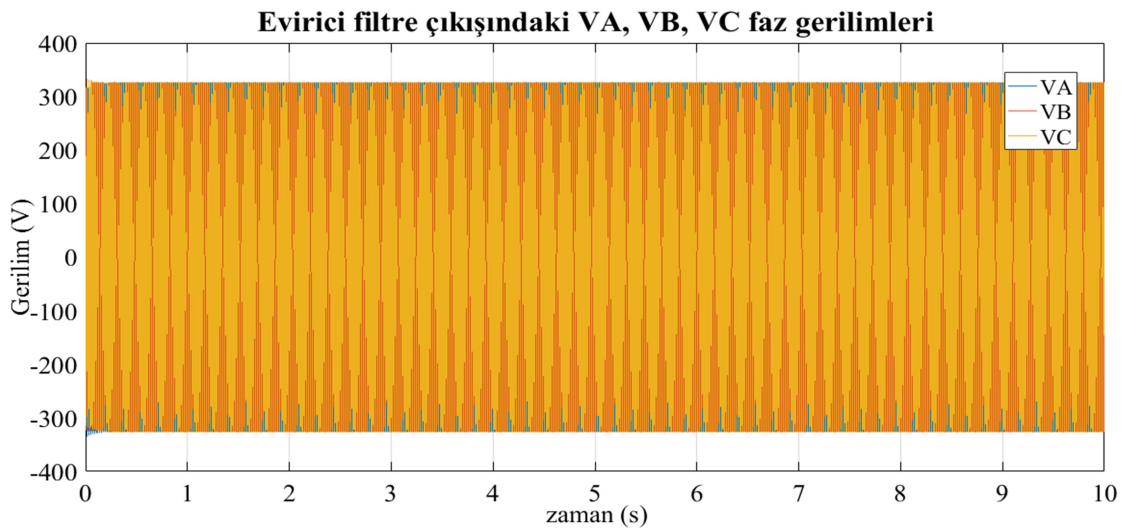
Evirici için kullanılan kontrol algoritmasıyla elde edilen anahtarlama işaretleri Şekil 4.31’de gösterilmektedir. Evirici çıkışında değişken bir gerilim elde edebilmek ve DA besleme geriliminin kısa devre olmaması için a, b ve c faz bacaklarındaki anahtarların periyodik bir şekilde anahtarlendiği görülmektedir. Ayrıca, aynı faz bacağına uygulanan S1a-S1a', S1b-S1b', S1c-S1c', S2a-S2a', S2b-S2b', S2c-S2c' ve S3a-S3a', S3b-S3b', S3c-S3c' anahtarlama işaretlerinin birbirinin lojik tersi olduğu gözükmemektedir.

AGF’den geçirilerek elde edilen sinüzoidal AA evirici çıkış faz gerilimleri Şekil 4.32 ve 5 periyot için yakınlaştırılmış görüntüsü Şekil 4.23’te; hat gerilimleri Şekil 4.34’te ve

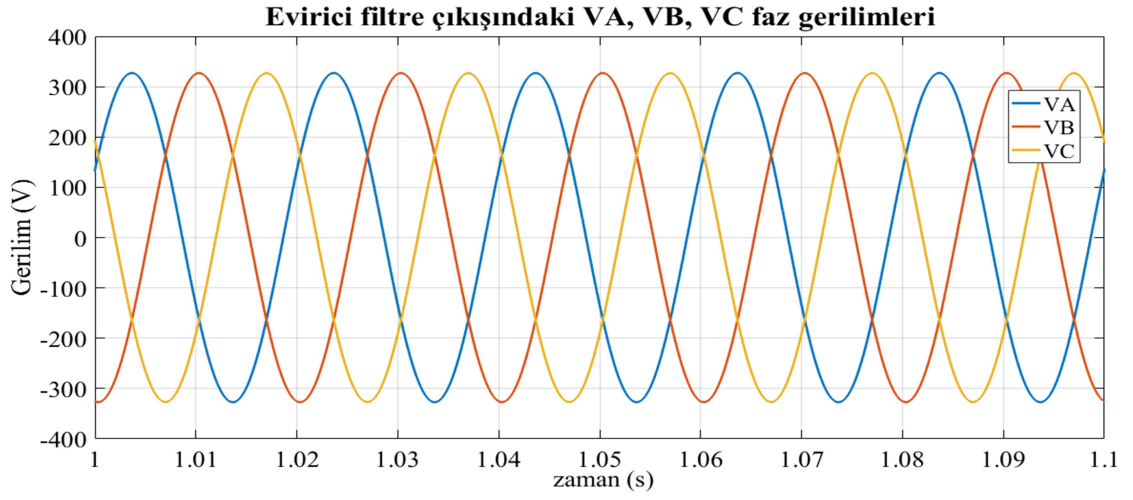
yakınlaştırılmış görüntüleri 4.35’te; evirici çıkışındaki faz akımları ve yakınlaştırılmış görüntüleri ise sırasıyla Şekil 4.36 ve Şekil 4.37’de gösterilmektedir. Evirici çıkış V_A , V_B , V_C faz gerilimlerinden sırasıyla $231,3 V_{rms}$, $231,2 V_{rms}$ ve $231,2 V_{rms}$ ve V_{AB} , V_{BC} , V_{CA} hat gerilimlerinden ise $400,1 V_{rms}$ gerilim değerleri elde edilerek nominal değerlere çok yakın sonuçlar elde edilmiştir. I_A , I_B ve I_C rms faz akımları ise sırasıyla $328 A$, $329,7 A$ ve $327,7 A$ ’dir.



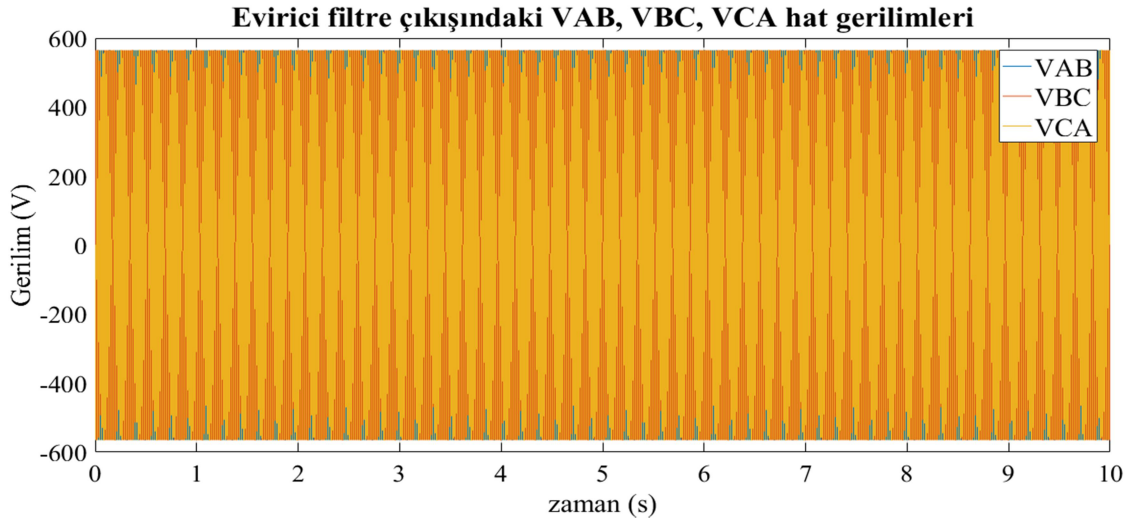
Şekil 4.31. Evirici anahtarlama işaretleri



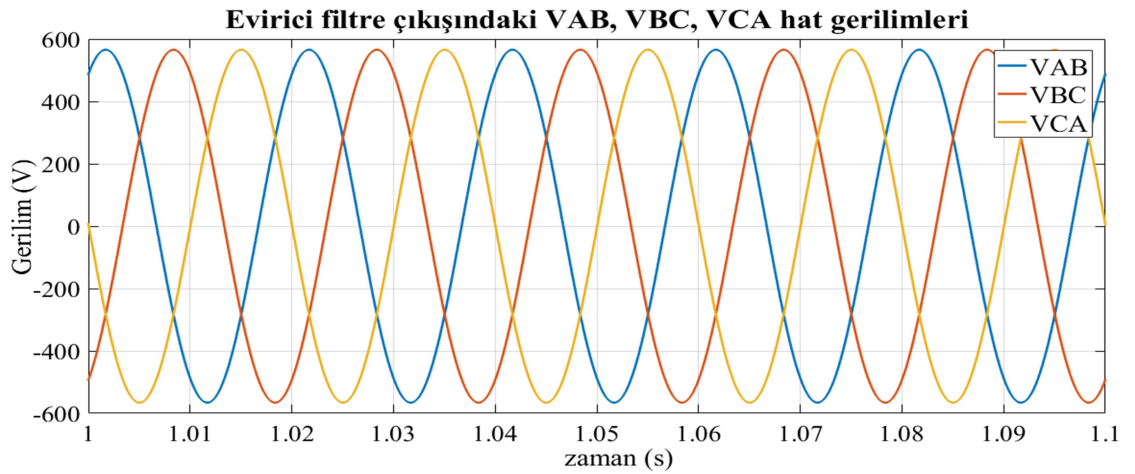
Şekil 4.32. Evirici filtre çıkışındaki faz gerilimleri



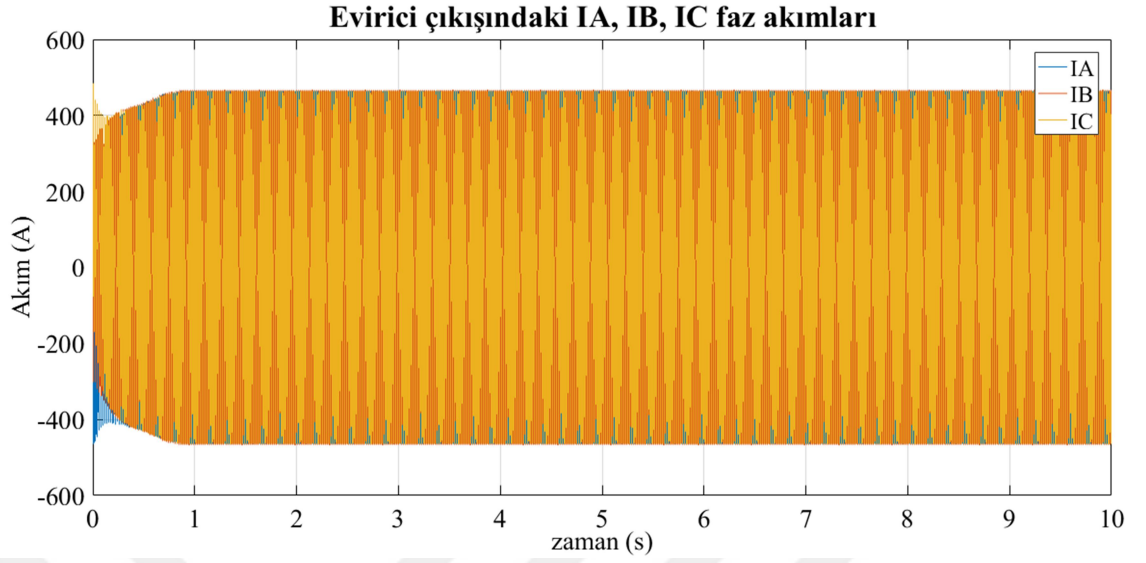
Şekil 4.33. Evirici filtre çıkışındaki faz gerilimleri yakınlaştırılmış görüntüleri



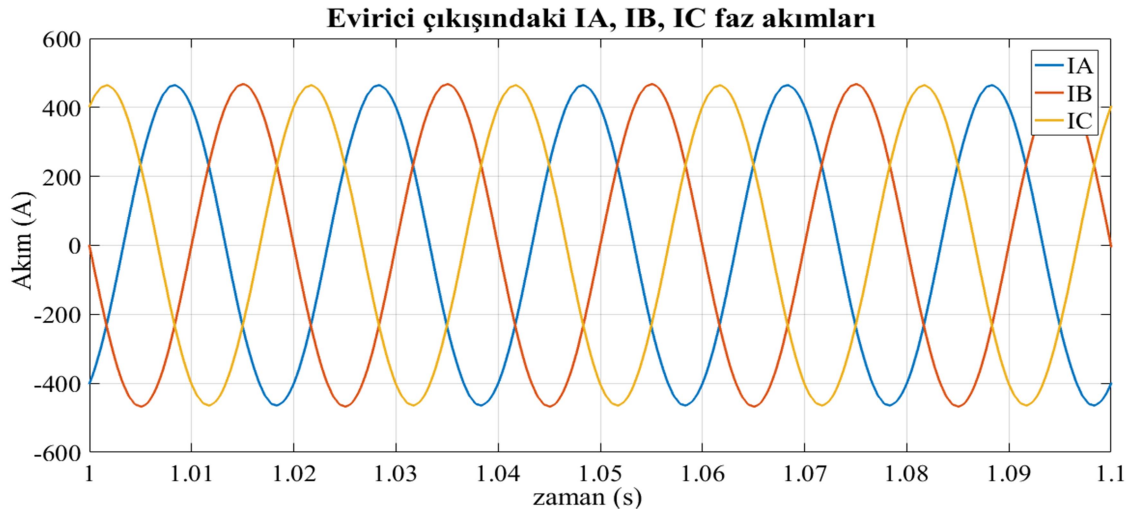
Şekil 4.34. Evirici filtre çıkışındaki hat gerilimleri



Şekil 4.35. Evirici filtre çıkışındaki hat gerilimleri yakınlaştırılmış görüntüleri

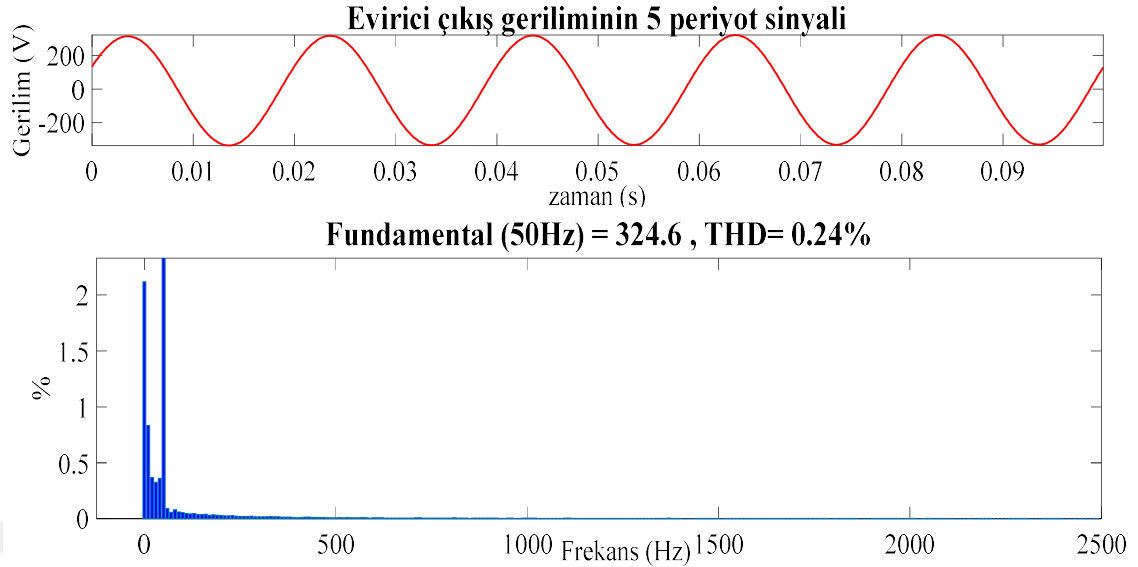


Şekil 4.36. Evirici çıkışındaki faz akımları

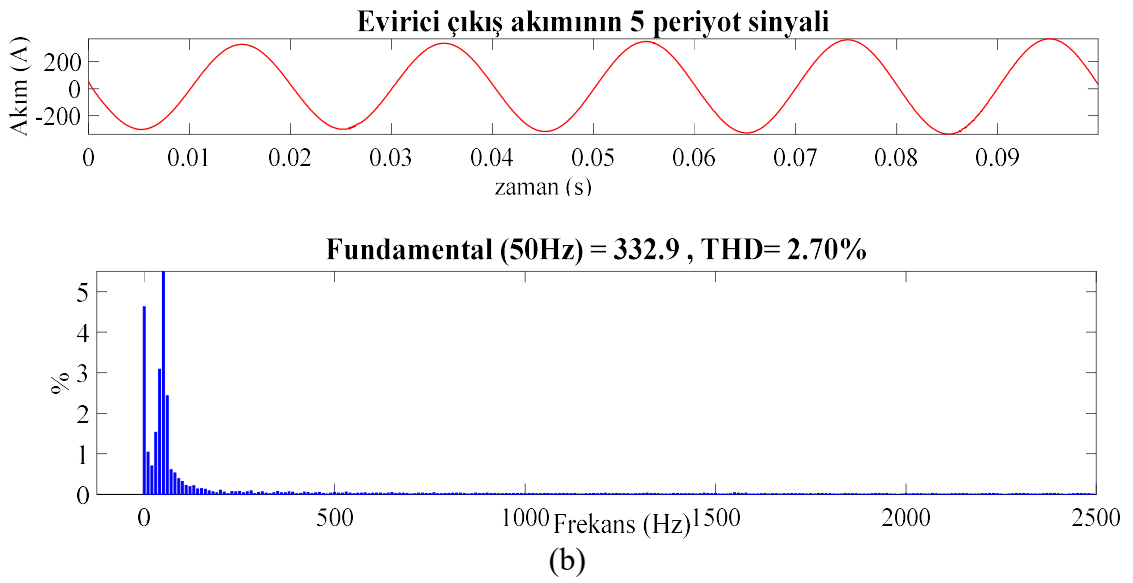


Şekil 4.37. Evirici çıkışındaki faz akımları yakınlaştırılmış görüntüleri

IEEE 519-2014 ve IEC 61000-3-2 gibi uluslararası standartlar tarafından toplam harmonik bozulma oranı, gerilim için % 8 ve akım için % 5 sınır ile tanımlanmıştır [87,88]. Şekil 4.38.a ve Şekil 4.34.b'de evirici çıkış faz gerilimi ve faz akımı için 50. dereceye (2500 Hz) kadar olan toplam harmonik bozulma oranları sırasıyla % 0,24 ve % 2,70 olduğu görülmekte olup sınır değerinin fazlasıyla altında olmasıyla başarılı bir sonuç elde edilmiştir.



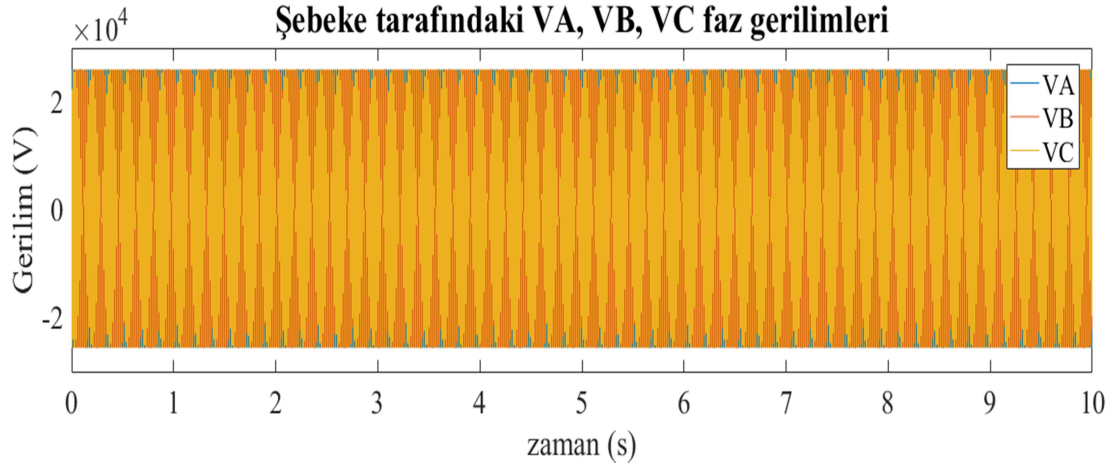
(a)



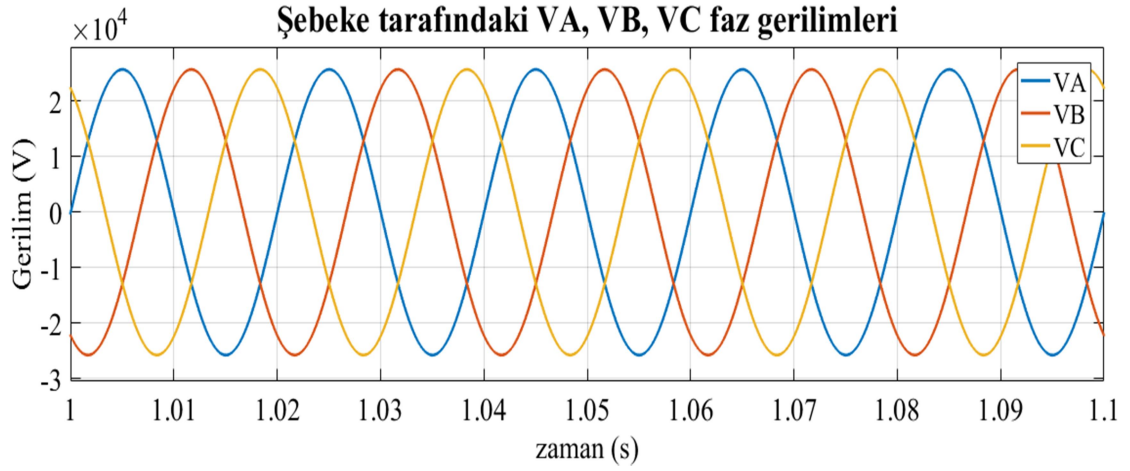
(b)

Şekil 4.38. Evirici çıkış gerilim ve akım işaretlerinin toplam harmonik bozulma grafikleri (a) çıkış faz gerilimi, (b) çıkış faz akımı

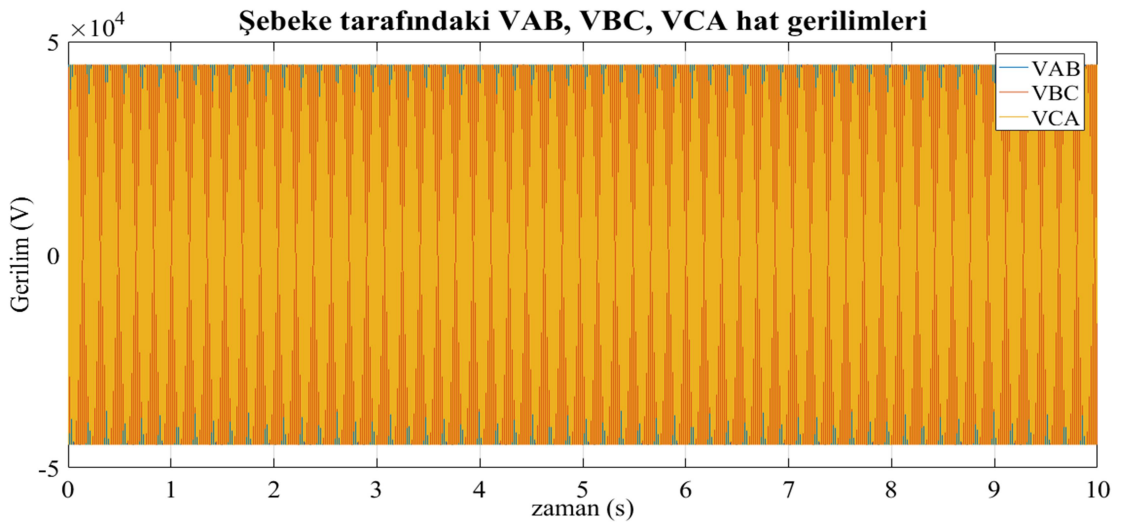
Evirici çıkış geriliminin 400V/31,5 kV 50 MVA trafosuyla yükseltilmesiyle elde edilen şebeke tarafı V_A , V_B , V_C faz gerilimleri Şekil 4.39, yakınlştırılmış görüntüleri Şekil 4.40'ta; hat gerilimleri Şekil 4.41'de ve yakınlştırılmış görüntüleri Şekil 4.42'de ve şebeke tarafı faz akımları ve yakınlştırılmış görüntüleri ise sırasıyla Şekil 4.43 ve Şekil 4.44'te gösterilmektedir. Şebeke tarafı V_A , V_B , V_C faz gerilimlerinden 18,19 kV_{rms}, V_{AB} , V_{BC} , V_{CA} hat gerilimlerinden 31,5 kV_{rms} gerilim değerleri elde edilmiştir. I_A , I_B ve I_C faz rms akım değerleri ise sırasıyla 5 A, 4,49 A ve 5,02 A'dir.



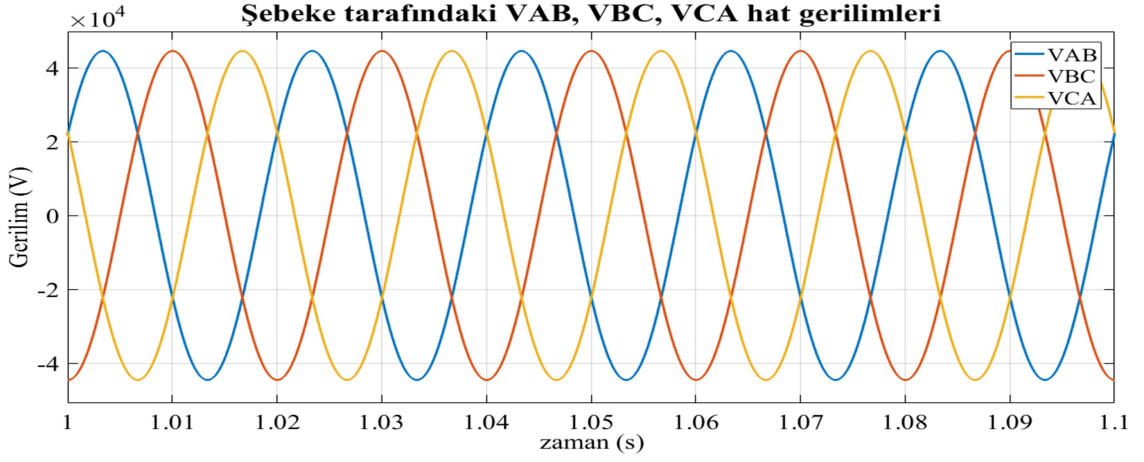
Şekil 4.39. Şebeke tarafındaki faz gerilimleri



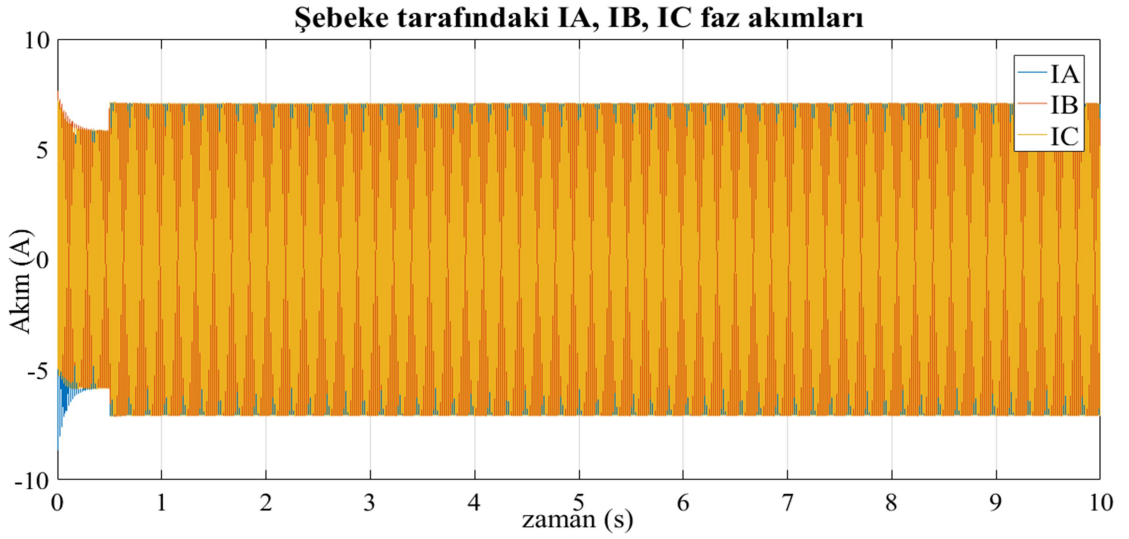
Şekil 4.40. Şebeke tarafındaki faz gerilimleri yakınlaştırılmış görüntüleri



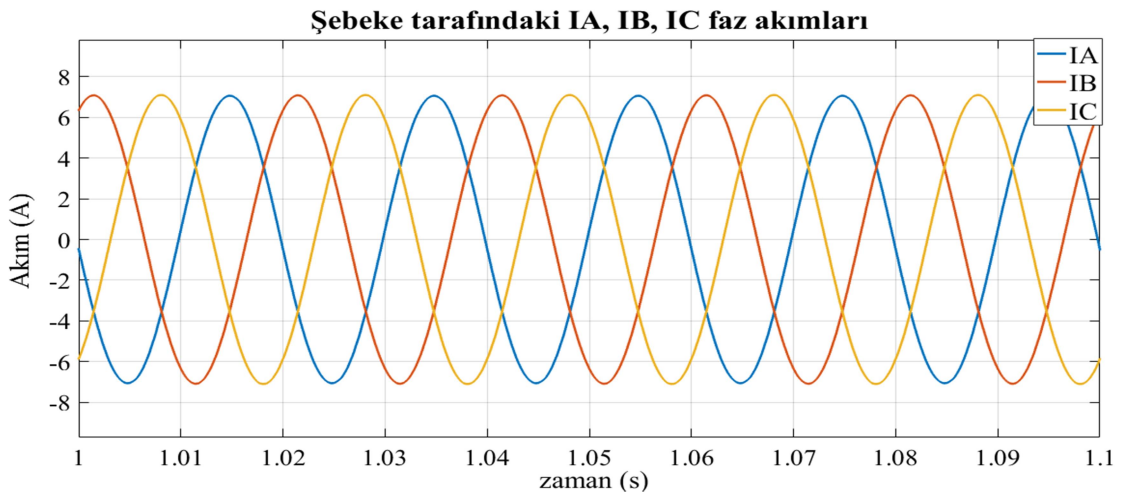
Şekil 4.41. Şebeke tarafındaki hat gerilimleri



Şekil 4.42. Şebeke tarafındaki hat gerilimleri yakınlaştırılmış görüntüleri



Şekil 4.43. Şebeke tarafındaki faz akımları



Şekil 4.44. Şebeke tarafındaki faz akımları yakınlaştırılmış görüntüleri

Bu bölümde, modellenen dağıtık üretim tesisinin tasarım aşamaları, şebekeyle entegrasyonu ve analiz sonuçları incelenmiştir. GES, yakıt hücresi ve RES sırasıyla 39 kW, 100 kW, 50 kW güç ve 514 V, 625 V, 830 V gerilim değerlerinde modellenmiştir. Her bir tesis çıkışı arttıran konvertörler ile yükseltilerek 1000 V_{DA} baraya bağlanmış ve bara gerilimi evirici ile 400 V_{rms} AA gerilime dönüştürülmüştür. Evirici çıkış faz gerilimi ve çıkış faz akımı için harmonik bozulma analizi yapılmış ve sırasıyla % 0,24 ve % 2,70 oranlar gözlemlenerek standartlara uygun değerler elde edilmiştir. 400 V/31,5 kV 50 MVA yükseltici transformatör ile gerilim yükseltilerek 31,5 kV'luk orta gerilim şebekesine bağlanmıştır. Tesis çıkışlarında sırasıyla yaklaşık olarak 496,16, 405,18 ve 273,5 V_{DA} gerilimler elde edilmiş ve tesis ışıma ve rüzgâr hızı değişkenlerine bağlı olarak test edilmiştir. Değişken ışıma ve rüzgâr hızlarında GES ve RES çıkış DA gerilimlerinde dalgalanmalar olurken yakıt hücresi, ışıma ve rüzgâr hızından kaynaklı olarak diğer tesislerin gerilim dalgalanmalarından etkilenmemiştir. Ancak değişken ışıma ve rüzgâr hızı parametrelerine rağmen arttıran konvertörler çıkışında ve DA barada 1000 V gerilim seviyesi yakalanmıştır. Evirici çıkışında 400,6 V_{rms} AA hat gerilimi üretilerek amaçlanan 400 V_{rms} AA hat gerilimine çok yakın bir değer elde edilmiştir. Ayrıca transformatör çıkışında teorik 31,5 kV_{rms} hat gerilimi sağlanmıştır.

BÖLÜM 5

UZAKTAN İZLEME VE ÖLÇÜM SİSTEMİNİN MODELLENMESİ

Bu bölümde, farklı YEK'ler ile oluşturulan hibrit dağıtık üretim sisteminin çıkış güçlerinin iletimi için tasarlanan çok kanallı bir EHİ altyapısı anlatılmaktadır. EHİ sistemi, dağıtık üretim tesislerinden ölçülen güç verilerinin çok kanallı modülasyonunu gerçekleştirmektedir. Her bir dağıtık üretim tesis çıkışına bağlı arttıran konvertörlerin çıkışlarında ölçülen güç verileri (Ppv_boost, Pfc_boost, Pwind_boost), QPSK modülatör devreleri ve hat kuplajı vasıtasıyla alçak gerilim enerji hattına verilmektedir. Hat boyunca iletilen 3 kanallı güç verilerini taşıyan QPSK modülasyonlu sinyal, yine hat kuplajları vasıtasıyla QPSK demodülatörleri üzerinden elde edilmektedir. 3 adet güç verisini aynı haberleşme kanalından iletmek için Frekans Bölmeli Çoğullama (FDM) yöntemi kullanılmıştır. Demodüle edilmiş veriler ölçülen değerlere göre kalibre edilmiş ve gerçek güç verileri ile demodüle edilmiş güç verilerinin karşılaştırmaları, sistemin çok kanallı EHİ'yi başarıyla gerçekleştirdiğini göstermiştir.

Bu bölümün alt başlıklarında modellenen EHİ sisteminin altyapısını oluşturmak için kullanılan modülasyon yöntemleri, çoğullama yöntemleri ve modellenen sistem anlatılmaktadır.

5.1. Faz Kaydırmalı Anahtarlama (PSK)

Haberleşme sistemlerinin amacı, bilgi taşıyan sinyalleri, bir haberleşme kanalı üzerinden vericiden alıcıya iletmektir. Sayısal bilgi işaretinin haberleşme kanalı üzerinden iletilmesi için bu bilgi işaretinin kanala uygun forma dönüştürülmesi gerekir. Taşıyıcı işaretin en az bir karakteristiğinin (genlik, frekans, faz) modüle edici sinyale göre dönüştürülmesi işlemine modülasyon denir [89,90]. Modülasyon sayesinde bilgi sinyali, iletim hattına uygun hale getirilmektedir. Ayrıca, Denklem 5.1'den de görüldüğü gibi yüksek frekanslı taşıyıcı sinyal sayesinde dalga boyu küçülmektedir [91].

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (5.1)$$

burada, λ : dalga boyunu, c : ışık hızını= 3×10^8 m/s, f : frekansı ifade etmektedir. Sayısal bilgi işaretine bağlı olarak taşıyıcı işaretin fazının değiştirilmesi PSK modülasyonu ile gerçekleştirilmektedir. PSK yönteminde sayısal bilgi sinyalleri farklı fazlarda gönderilir. Gürültüden en az etkilenen sayısal modülasyon türü olmasından dolayı orta ve yüksek hızlı sayısal haberleşme sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır [91].

5.1.1. İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (BPSK)

BPSK'da bir taşıyıcının fazı (θ_0 ve θ_1) sayısal iki işarete (0 ve 1) bağlı olarak değiştirilir [92]. Örneğin, "0" ve "1" sayısal bilgi işaretlerini iletmek için BPSK işaretler;

$$\phi_0(t) = A \sin(2\pi f_c t + \theta_0), 0 \text{ biti için } (S_0(t) \text{ taşıyıcısı}), 0 < t \leq T_s \quad (5.2)$$

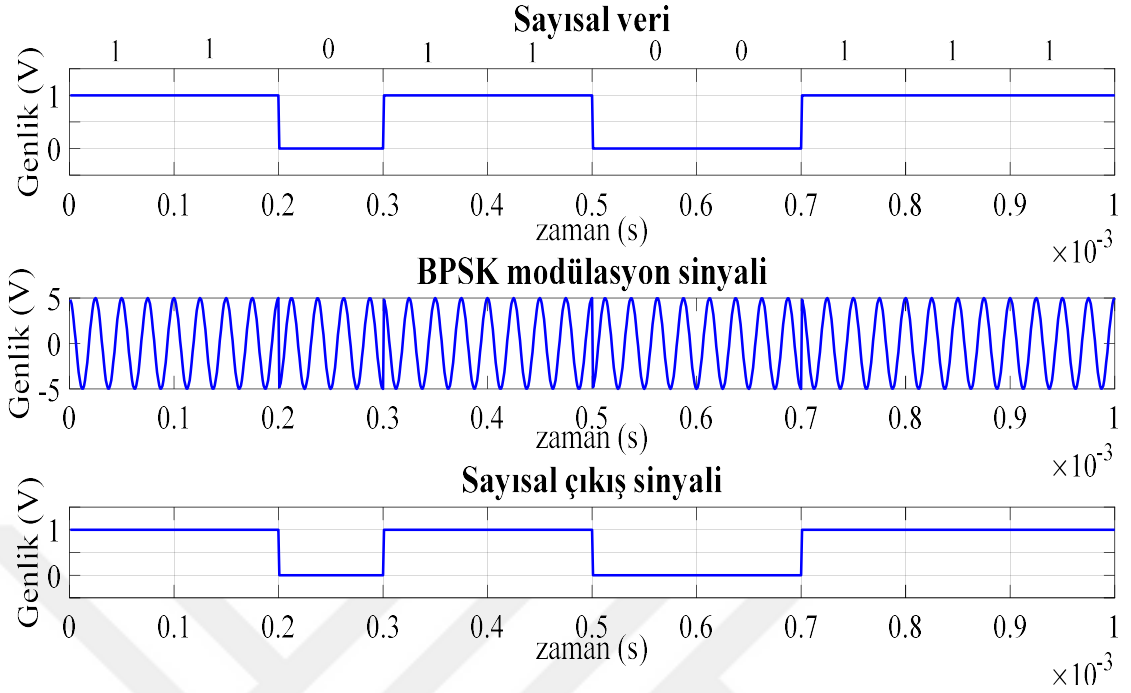
$$\phi_1(t) = A \sin(2\pi f_c t + \theta_1), 1 \text{ biti için } (S_1(t) \text{ taşıyıcısı}), 0 < t \leq T_s \quad (5.3)$$

şeklinde ifade edilebilir [91,93]. Burada A genlik, f_c taşıyıcı frekansı θ_0 ve θ_1 sabit faz kaymalarıdır. Gürültüden en az etkilenilmesi için 2 taşıyıcı arasında 180° (π radyan) faz farkı kullanılır [93]. Taşıyıcı fazı 1 biti için değiştirilmezken ($\theta_1 = 0^\circ$), 0 bitini iletmek için 180° (veya π radyan) kaydırılır ($\theta_0 = 180^\circ$). Bu durumda BPSK işaretler, Denklem 5.4 ve 5.5'teki gibi ifade edilir:

$$\phi_0(t) = A \sin(2\pi f_c t + \pi), 0 \text{ biti için } (S_0(t) \text{ taşıyıcısı}), 0 < t \leq T_s \quad (5.4)$$

$$\phi_1(t) = A \sin(2\pi f_c t), 1 \text{ biti için } (S_1(t) \text{ taşıyıcısı}), 0 < t \leq T_s \quad (5.5)$$

BPSK modülatörü, ikili sembol değerine bağlı olarak modülasyon sinyali üretir. Şekil 5.1'de gösterildiği gibi sembol değeri değiştikçe modülasyon sinyalinde 180° faz farkı oluşmaktadır.



Şekil 5.1. BPSK modülasyon ve demodülasyon işleminin sayısal veri üzerinden gösterimi

Alıcı birimin sonunda saf bilgi işaretinin geri elde edilmesi istenmektedir. Bu işlem, modülasyon işleminin tam tersi olan demodülasyon ile gerçekleştirilmektedir [94]. Eş evreli demodülatör, alıcı sinyali $S(t) = S_1(t) - S_0(t)$ şeklinde oluşturularak BPSK için kullanılabilir. Bu durumda alıcıda $\cos(t) = 2A \cos(w_c t)$ sinyaline gereksinim duyulmaktadır [95]. Alınan işarete göre elde edilen çıkış işareti;

$$S_0 = \int_0^{T_s} S_0(t)S(t)dt = \int_0^{T_s} -A \cos(w_c t) A \cos(w_c t)dt = -\frac{1}{2}A^2T_s, \text{ 0 alındığında} \quad (5.6)$$

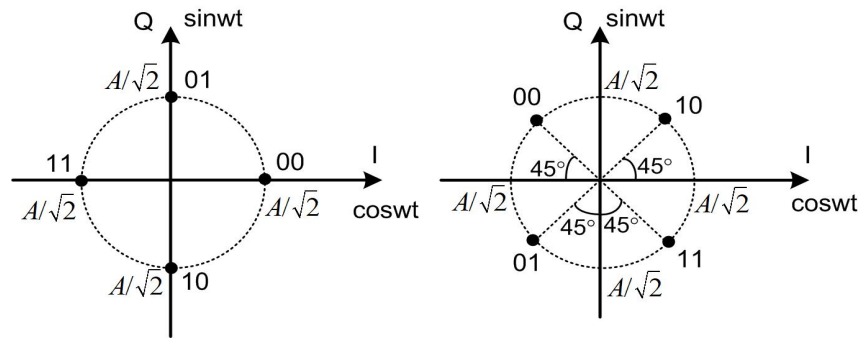
$$S_1 = \int_0^{T_s} S_1(t)S(t)dt = \int_0^{T_s} A \cos(w_c t) A \cos(w_c t)dt = \frac{1}{2}A^2T_s, \text{ 1 alındığında} \quad (5.7)$$

şeklinde oluşturulmaktadır. Karar devresinde karar eşik değeri sıfır olarak belirlenmekte ve negatif değerler için 0 sembolü, pozitif değerler için 1 sembolü olarak demodülasyon gerçekleştirilmektedir [91].

5.1.2. Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama (QPSK)

2 adet taşıyıcı (0, 1) kullanılan BPSK yönteminde teorik bant genişlik verimi 1 bps/Hz'dir ve her aralıkta bu taşıyıcılardan biri iletilir. Eğer, kanalın bant genişliği gerektiğinden düşükse, maksimum verim elde edebilmek için M -PSK kullanılmalıdır. Bu sayede, iletim bant genişliği üzerinde azalma sağlanır ve veri hızı artar [90,94]. 4 taşıyıcılı (00, 01, 10, 11) QPSK'nın veri hızı 2 bps/Hz olmaktadır fakat sembol hata olasılığı, BPSK iletiminin bit hata olasılığından büyüktür. Eş fazlı I kanalı ve dik fazlı Q kanalı birbirinden bağımsız (birbirine dik) olduğu için QPSK bit hata olasılığı, BPSK bit hata olasılığına eşit bulunmaktadır. Bu durumda, QPSK iletim bant genişliği, BPSK iletim bant genişliğinin yarısına eşit olduğundan, aynı hata olasılığı altında QPSK daha verimli bir iletim sağlamaktadır [90].

QPSK, Şekil 5.2'de verilen yıldız kümesi diyagramlarında gösterildiği gibi, sabit genlikte taşıyıcılar ile taşıyıcı fazları $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2, 2\pi$ olan 4-PSK veya taşıyıcı fazları $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ olan Dördün Genlik Modülasyonu (4-QAM) ile gerçekleştirilebilmektedir. QAM modülasyonu ile genlik ve faz modülasyonunun özelliklerini birleştirilerek hibrit bir form oluşturulmaktadır.



Şekil 5.2. QPSK yıldız kümesi diyagramları [89,90,94]

Denklem 5.8-5.11'de gösterildiği gibi, 4-QAM taşıyıcısı ile $A/\sqrt{2}$ genliklerindeki 10, 00, 01 ve 11 sembolleri sırasıyla $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4$ ve $7\pi/4$ 'lük gecikmeleriyle $\cos w_c t$ ve $\sin w_c t$ taşıyıcıları ile ifade edilmiştir [96].

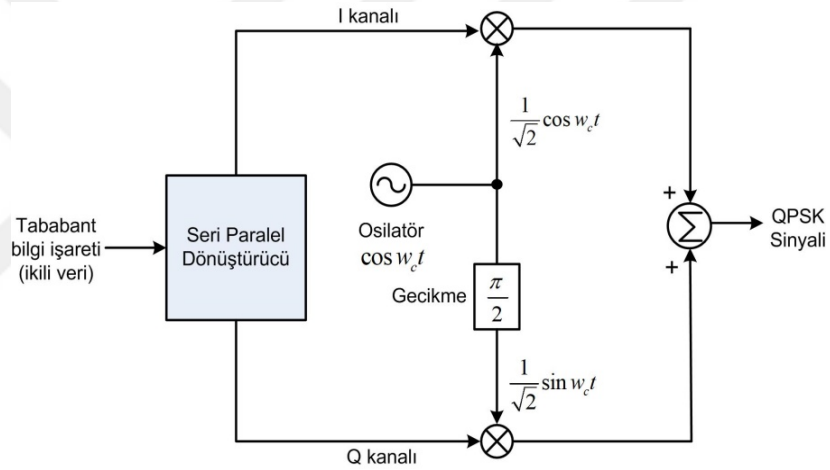
$$i_0(t) = A \cos(w_c t + \pi/4) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos w_c t - \frac{A}{\sqrt{2}} \sin w_c t \quad (5.8)$$

$$i_1(t) = A \cos(w_c t + 3\pi / 4) = -\frac{A}{\sqrt{2}} \cos w_c t - \frac{A}{\sqrt{2}} \sin w_c t \quad (5.9)$$

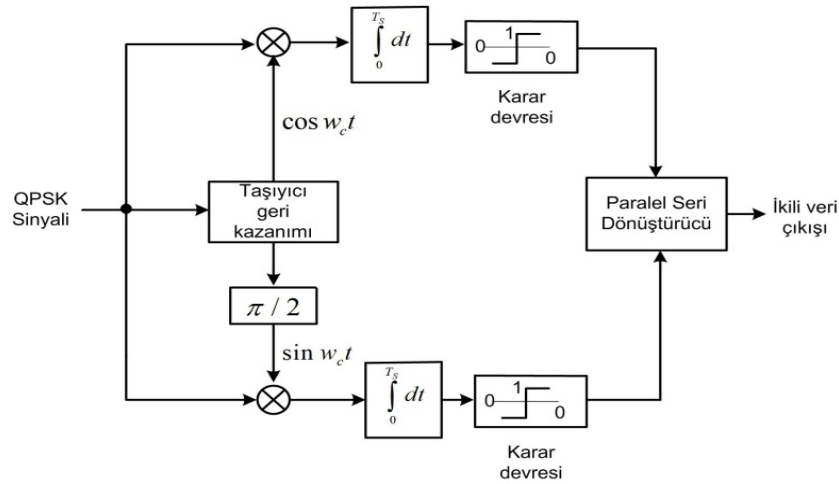
$$i_2(t) = A \cos(w_c t + 5\pi / 4) = -\frac{A}{\sqrt{2}} \cos w_c t + \frac{A}{\sqrt{2}} \sin w_c t \quad (5.10)$$

$$i_3(t) = A \cos(w_c t + 7\pi / 4) = \frac{A}{\sqrt{2}} \cos w_c t + \frac{A}{\sqrt{2}} \sin w_c t \quad (5.11)$$

Şekil 5.3.a'da QPSK modülör ve Şekil 5.3.b'de ise demodülör yapısı gösterilmektedir. QPSK modülör ve demodülör devresi, birbirine dik fazda çalışan faz farklı iki işaret gönderici ve alıcısından oluşmaktadır [92].



(a)



(b)

Şekil 5.3. QPSK devre yapıları (a) modülör yapısı (b) demodülör yapısı [92,94]

Modülör devresinde ikili taban bant bilgi işaretinin bitleri seri/paralel çevirici ile ikili olarak gruplandırılmaktadır. Bitlerden biri eş fazlı kosinüs taşıyıcısını diğeri ise dik fazlı sinüs taşıyıcısını modüle etmektedir. Demodülörde alınan işareten taşıyıcı geri kazanıldıktan sonra I kanalından ve Q kanalından gönderilen bitler birbirinden ayrı bir şekilde algılanmaktadır. Son olarak paralel/seri çevirici ile ikili taban bant işareti geri oluşturulmaktadır [91].

5.2. Frekans Bölmeli Çoğullama (FDM)

Birden fazla kullanıcının tek bir haberleşme kanalını kullanabilmesi için çoğullama yöntemleri geliştirilmiştir. Bu yöntemler; bant genişliğini farklı frekans bant aralıklarında kullanıcılara tahsis eden FDM, kanalı farklı zamanlarda kullanıcılara tahsis eden zaman bölmeli çoğullama (TDM), kanalı tüm kullanıcılara tüm zamanlar için tahsis eden kod bölmeli çoğullama (CDM) ve dikgen frekans bölmeli çoğullama (OFDM) olarak sınıflandırılmaktadır.

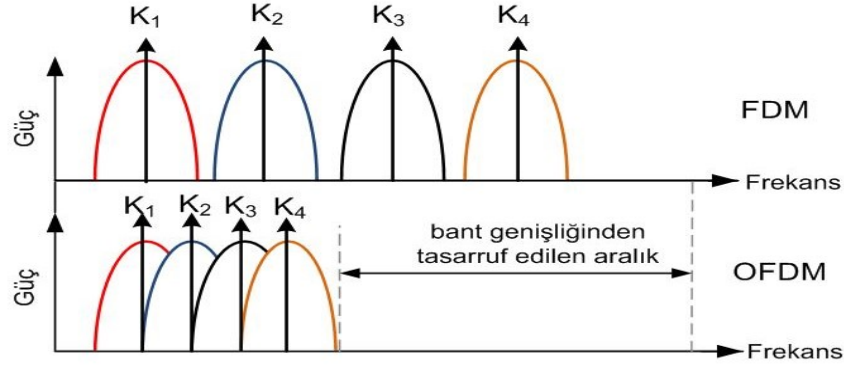
FDM'de, mevcut bant genişliği farklı frekans bantları için alt taşıyıcılara bölünmektedir. Her kullanıcıya belirli bir frekans bandı tahsis edildiği için aynı kanaldan farklı sinyaller birbirine karışmadan gönderilebilmektedir [91]. Fakat kanalın her frekans bandı için tek bir kullanıcıya tahsis edilmesi kanalın verimsiz kullanılmasına sebep olmaktadır [95].

5.2.1. Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama (OFDM)

OFDM ile belirli sayıda dikgen olarak belirlenen alt taşıyıcıların aynı kanaldan iletimi gerçekleştirilir. Farklı frekansa sahip iki sinüsoidal sinyalin çarpımıyla elde edilen dalganın altında kalan alanın sifira eşit olması, sinüs ve kosinüs formlarındaki alt taşıyıcıların dikgen olması anlamına gelmektedir. Kanalın dikgen olan alt taşıyıcılara bölünmesi ile kanalın kullanılan bant genişliği azalır, bant daha verimli kullanılmış olur ve veri hızı artar [96].

Şekil 5.4'te FDM ve OFDM ile tek bir kanal üzerinden 4 adet veri iletimi yapılırken kanalın nasıl kullanıldığı gösterilmektedir. Verilerin birbirine karışmadan iletimi için kanal farklı frekanslardaki 4 ayrı alt taşıyıcı (K_1 , K_2 , K_3 , K_4) kullanılmıştır. OFDM'de

alt taşıyıcılar birbirine dik olduğu için kullanılan frekans bandı FDM'e göre daha az olmakta ve bant genişliğinden daha fazla tasarruf edilmektedir.



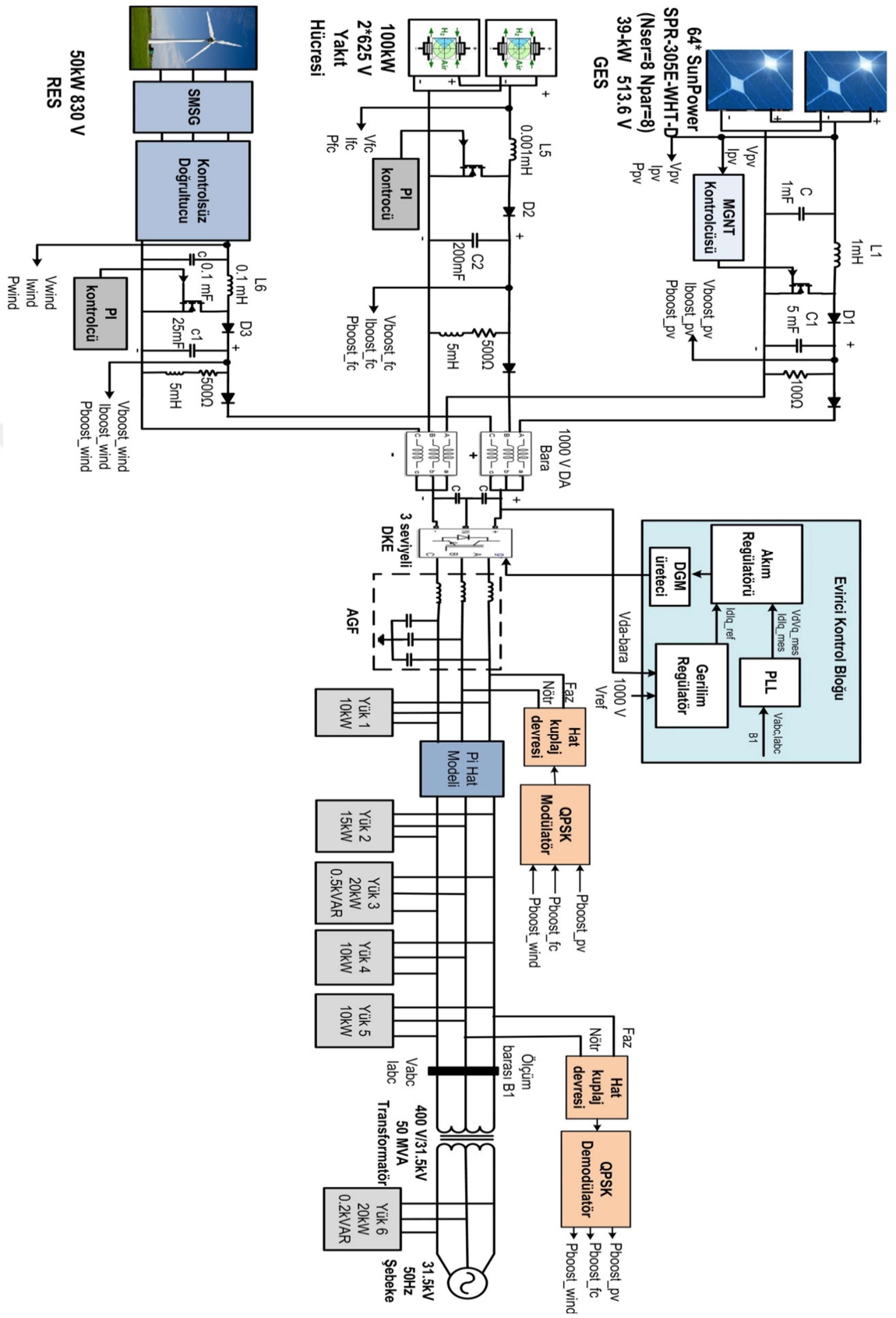
Şekil 5.4. FDM ve OFDM spektrumları

OFDM'de dikgenliğin sağlanamaması durumunda, veriler birbirine karışır ve haberleşmenin kalitesi azalır [96].

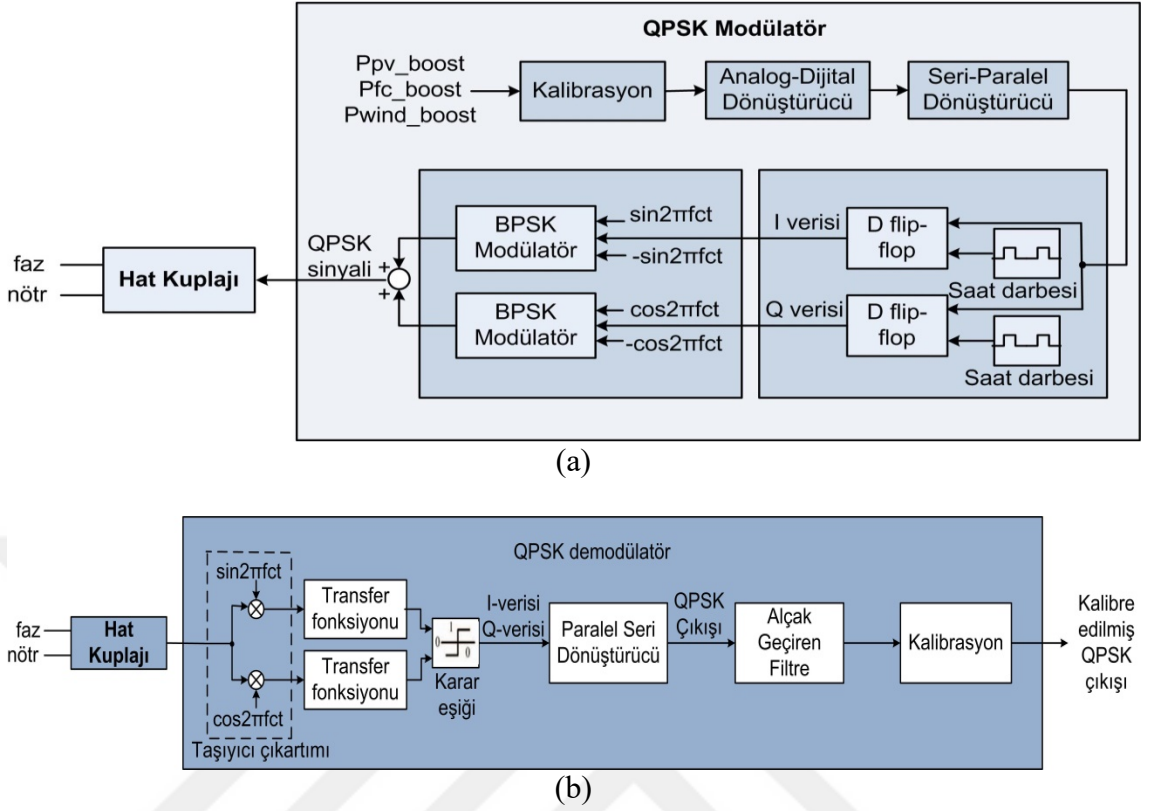
5.3. Modellenen EHİ Sistemi

EHİ sistemi, bu bölümde açıklanan QPSK modülasyonu ve demodülasyon teorisine göre modellenmiştir. Şekil 5.5'te uzaktan izleme sisteminin entegre edildiği tüm enerji sistemi, Şekil 5.6.a ve 5.6.b'de ise modellenen QPSK modülasyonu ve demodülasyon sistemin blok diyagramları gösterilmektedir.

Hibrit yenilenebilir enerji tesislerinin (güneş enerjisi, yakıt hücresi ve rüzgâr enerjisi) arttıran konvertör çıkış güçleri (P_{pv_boost} , P_{fc_boost} , P_{wind_boost}) Şekil 5.5'teki sol tarafta gösterilen üretim tarafında ölçülür. Ölçülen dalga formları modülatörde seri verilere dönüştürülmüş ve FDM tekniğinin uygulanabilmesi için her verinin taşıyıcı frekansı çeşitli değerlere atanmıştır. P_{pv_boost} gücünün iletimi için 100 Hz, P_{fc_boost} için 75 Hz ve P_{wind_boost} için 200 Hz taşıyıcı frekans değerleri atanmıştır. Ölçülen güç verileri analog değerler olduğu için, iletim kanalına uygun hale getirmek amacıyla öncelikle 0-1 değerleri arasına kalibre edildikten sonra analog-dijital dönüştürücüler (ADC) ile sayısal verilere dönüştürülmüştür. Seri/paralel çevirici ile ikili taban bant bilgi işaretinin bitleri ikili olarak gruplandırılmıştır. Burada iki adet BPSK modülatörü kullanılarak QPSK modülasyonu gerçekleştirilmiş ve üretilen QPSK sinyali kuplaj devresi ile enerji hattına iletilmiştir.



Şekil 5.5. Uzaktan izleme sisteminin entegre edildiği hibrit yenilenebilir enerji tesis modeli

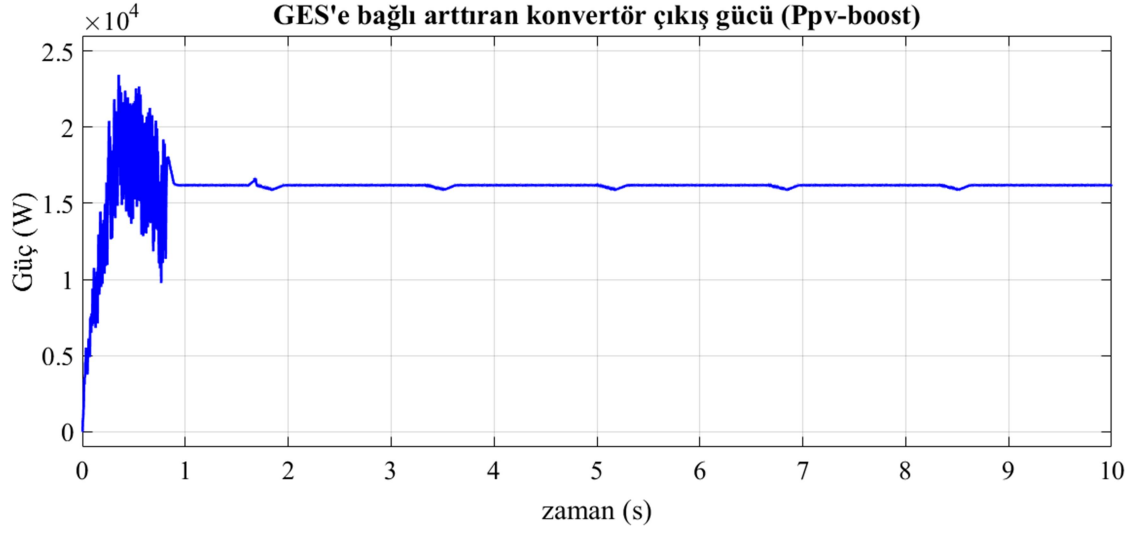


Şekil 5.6. QPSK blok diyagramları (a) modülatör, (b) demodülatör

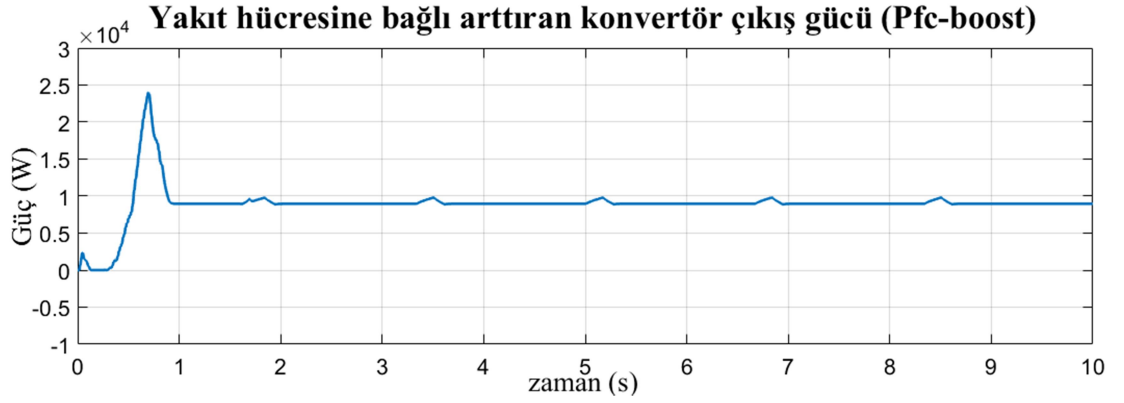
Demodülasyon süreci, hat kuplajları vasıtasıyla enerji hattı üzerinden sinyal algılamaya ile başlamaktadır. Demodülatörden alınan işaretten taşıyıcı geri kazanıldıktan sonra I ve Q kanalından iletilen bitler ayrı ayrı elde edilmektedir. Elde edilen I ve Q verileri paralel/seri çevirici kullanılarak ikili taban bant işareti geri oluşturulmaktadır. Oluşturulan bu ikili taban bant işaretinden güç işaretlerini elde edebilmek için AGF kullanılmaktadır. Ppv_boost, Pfc_boost, Pwind_boost güçleri için sırasıyla 5, 5, 50 rad/s alt kesim frekansına sahip AGF'ler kullanılmıştır. AGF çıkışlarında elde edilen güç verileri, ölçülen gerçek güç verilerine uyumlu olacak şekilde kalibre edilmiştir.

5.4. Analiz Sonuçları

Her bir dağıtık üretim tesisine bağlı boost konvertör çıkışlarından Ppv_boost, Pfc_boost, Pwind_boost güçleri ölçülmüştür. Şekil 5.7'de gösterilen Ppv_boost, Pfc_boost, Pwind_boost güçleri QPSK modülatöre verilmiş ve Şekil 5.5'te gösterildiği gibi PI hattının solunda 400 V alçak gerilim hattına hat kuplajı vasıtasıyla uygulanmıştır.



(a)



(b)

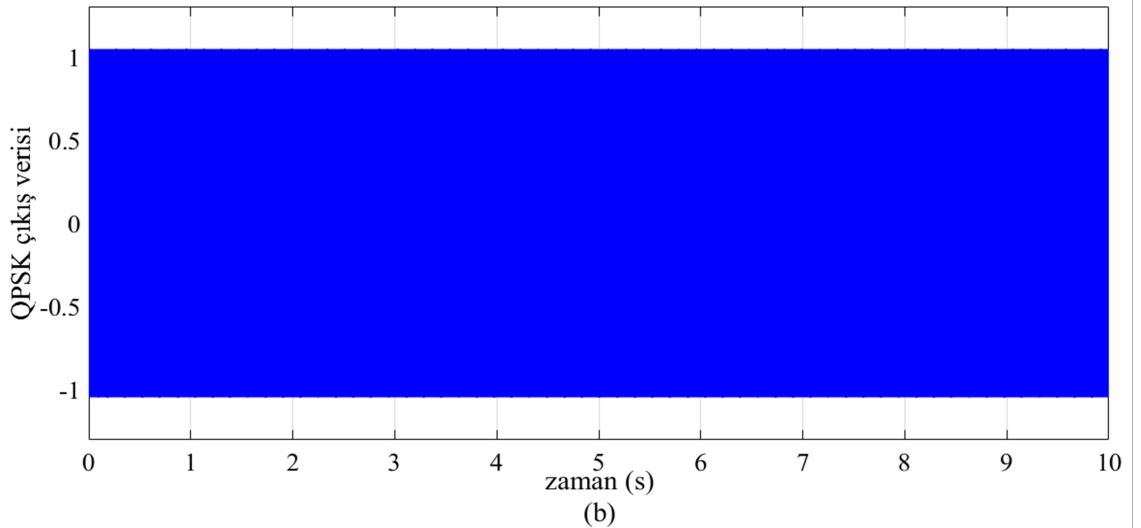
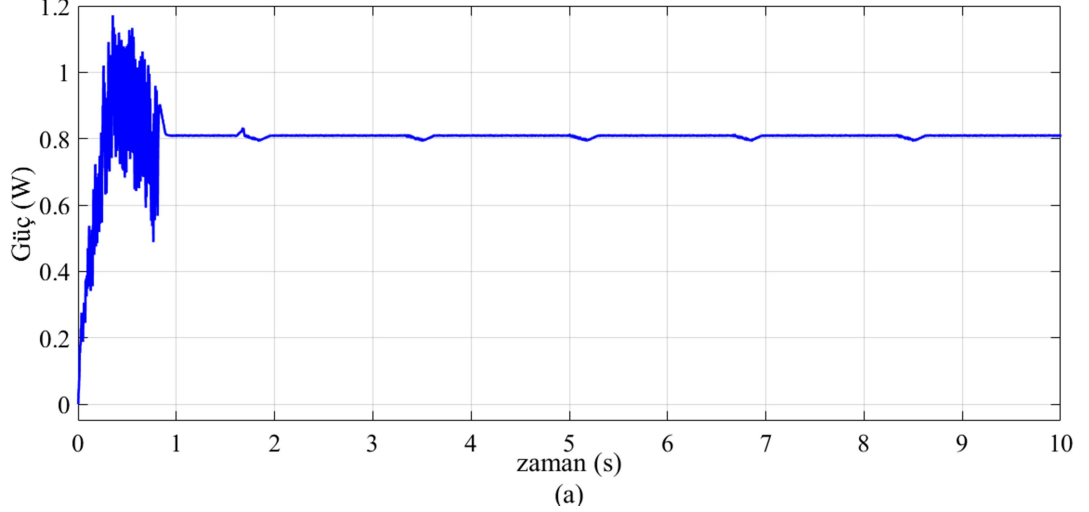


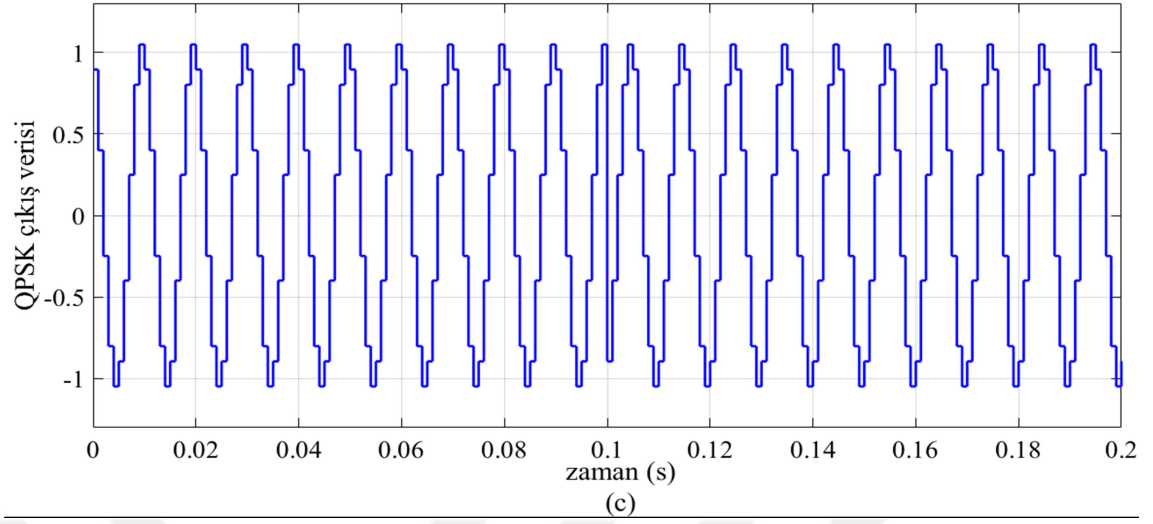
(c)

Şekil 5.7. Arttıran konvertör çıkış güç eğrileri, (a) GES'e bağlı arttıran konvertör çıkış gücü (Ppv_boost), (b) yakıt hücresine bağlı arttıran konvertör çıkış gücü (Pfc_boost), (c) RES'e bağlı arttıran konvertör çıkış gücü (Pwind_boost)

Şekil 5.8.a, Şekil 5.9.a ve Şekil 5.10.a'dan görüldüğü üzere Ppv_boost, Pfc_boost, Pwind_boost güçleri 0 ve 1 değerleri arasına kalibre edilmiştir. Kalibrasyon işleminden sonra ADC ile sayısal verilere dönüştürme işlemi gerçekleştirilmiş ve seri/paralel çevirici ile bilgi işaretinin bitleri ikili olarak gruplandırılarak QPSK modülasyonu gerçekleştirilmiştir. Giriş güç verilerine karşılık QPSK modülatörlerde 1-(-1) aralığında veri sinyalleri üretilmiştir. Üretilen QPSK sinyalleri Şekil 5.8.b, Şekil 5.9.b ve Şekil 5.10.b'de, bu QPSK sinyallerinin yakınlaştırılmış görüntüleri ise Şekil 5.8.c, Şekil 5.9.c ve Şekil 5.10.c'de gösterilmektedir. Şekil 5.8.c'nin 0,1.s'sinde, Şekil 5.9.c'nin 0,1, 0,2 ve 0,3. s'lerinde ve Şekil 5.10.c'nin 0,1. s'sinde, sayısal verilere dönüştürülen giriş Ppv_boost, Pfc_boost, Pwind_boost değişkenlerine karşılık QPSK sinyallerinde faz farkları oluştuğu görülmektedir.

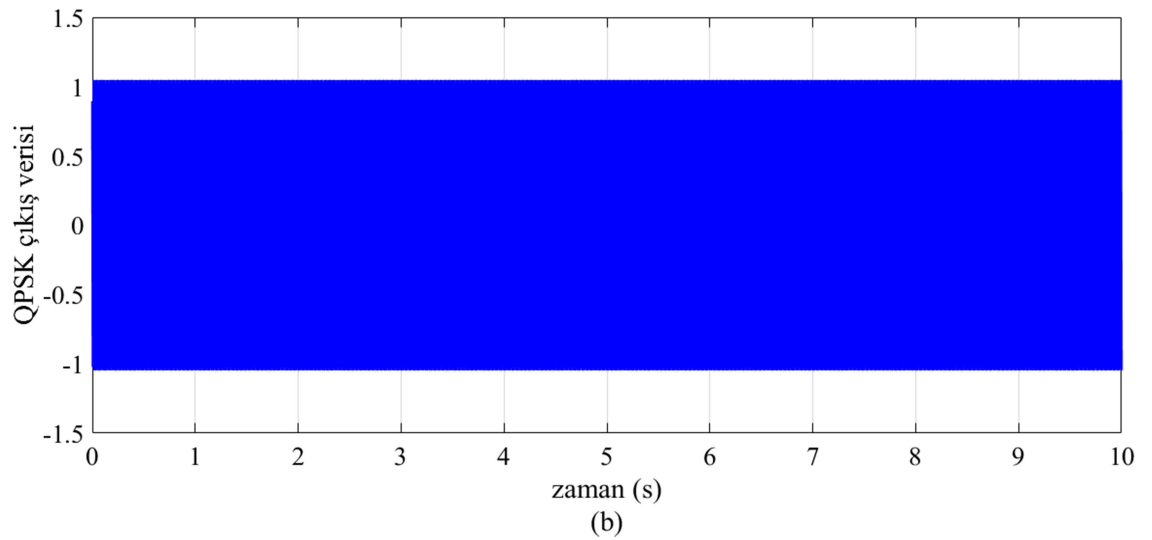
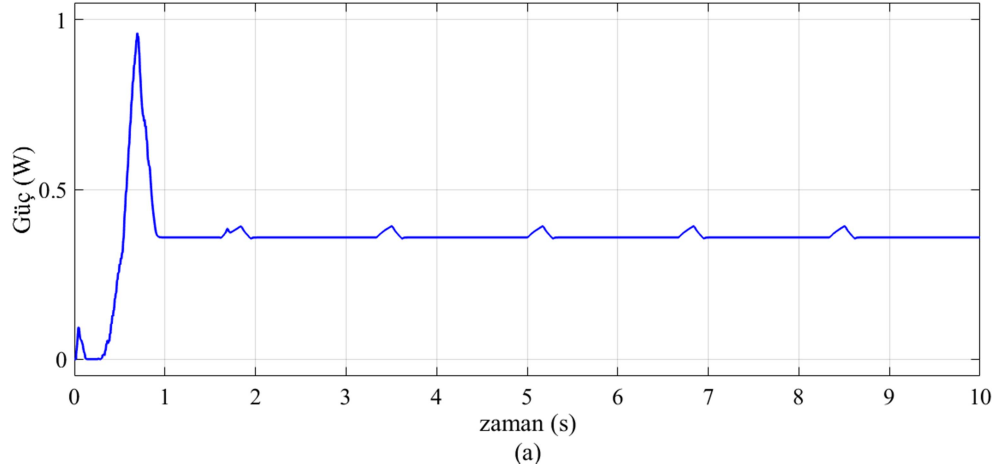
GES'e bağlı arttıran konvertör gücünü (Ppv-boost) iletmek için kullanılan QPSK modulatör çıkışı

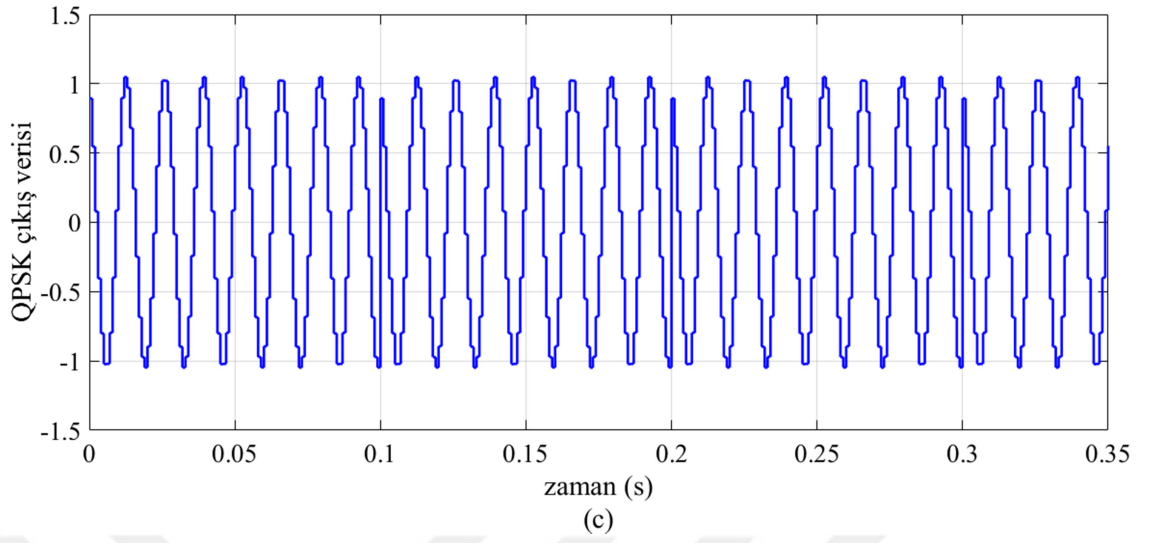




Şekil 5.8. QPSK modülatör eğrileri (a) kalibre edilen Ppv_boost gücü, (b) QPSK sinyali (c) QPSK sinyalinin yakınlaştırılmış görüntüsü

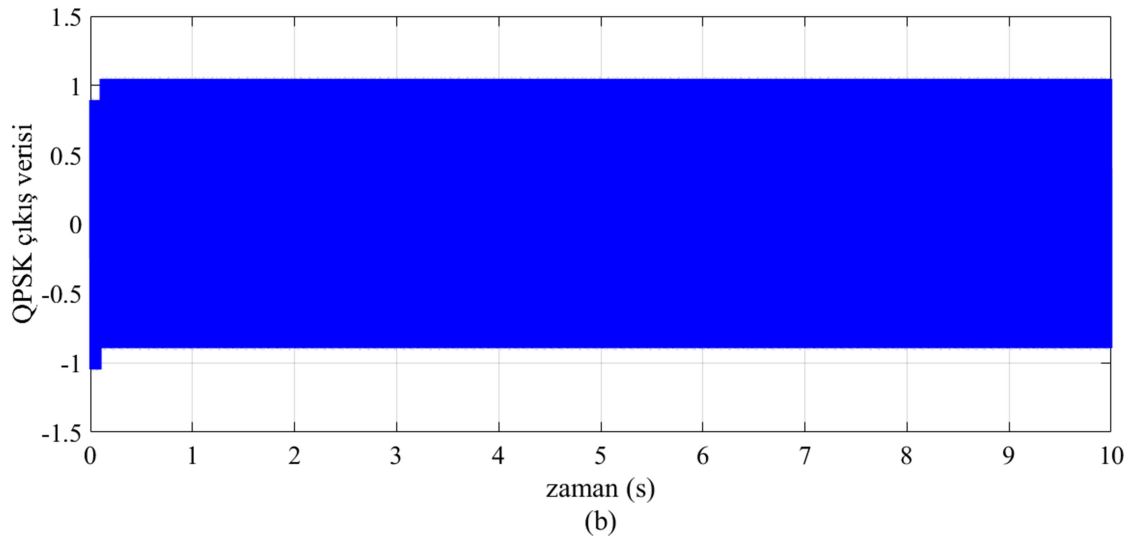
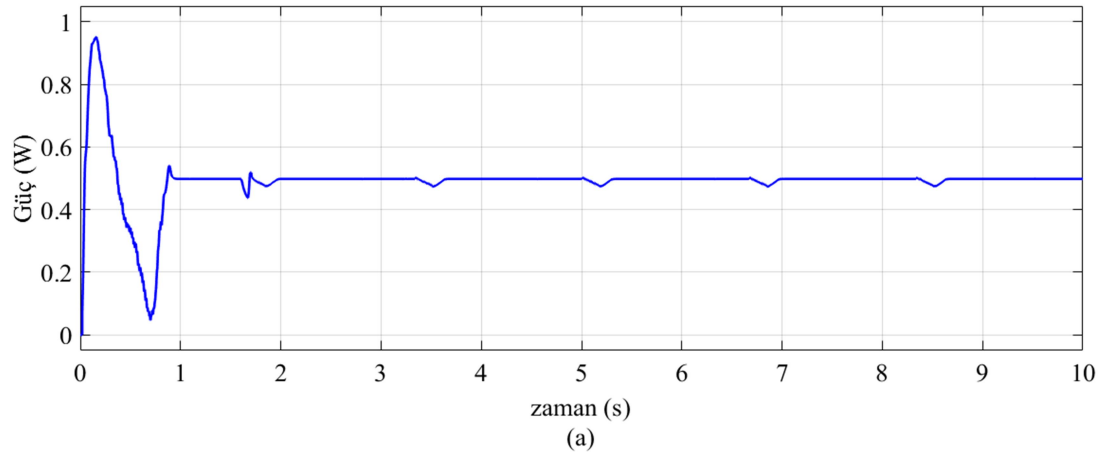
Yakıt hücresine bağlı arttırıcı konvertör gücünü (Pfc-boost) iletmek için kullanılan QPSK modülatör çıkışı

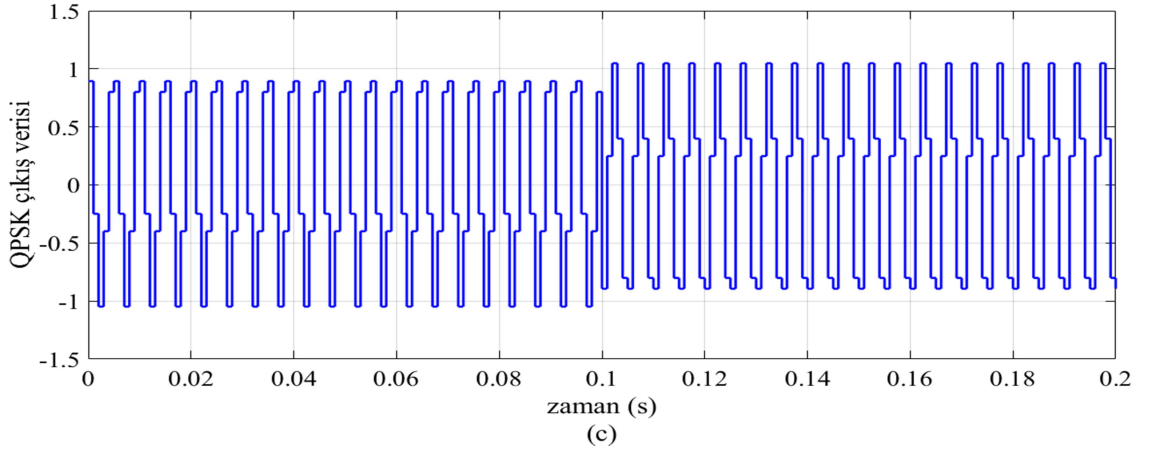




Şekil 5.9. QPSK modülatör eğrileri (a) kalibre edilmiş Pfc_boost gücü, (b) QPSK sinyali (c) QPSK sinyalinin yakınlaştırılmış görüntüsü

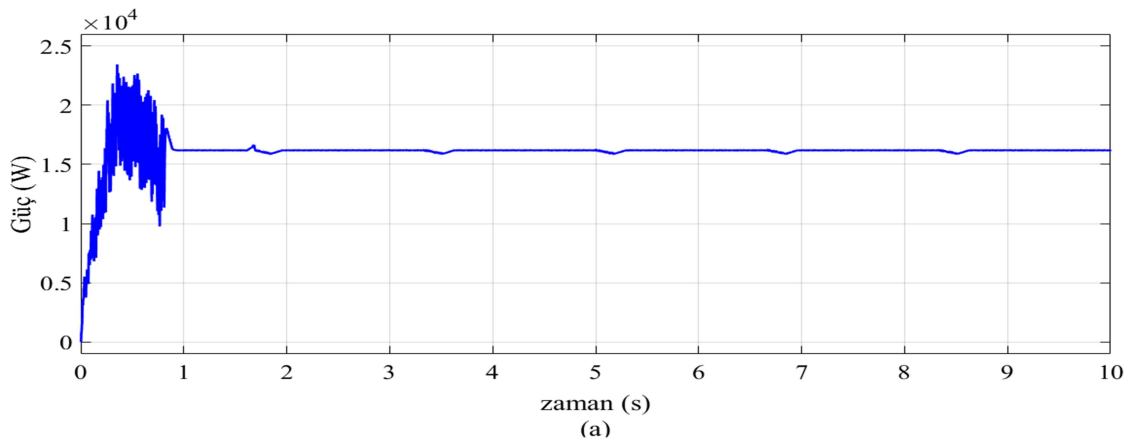
RES'e bağlı arttıran konvertör gücünü (Pwind-boost) iletmek için kullanılan QPSK modülatör çıkışı

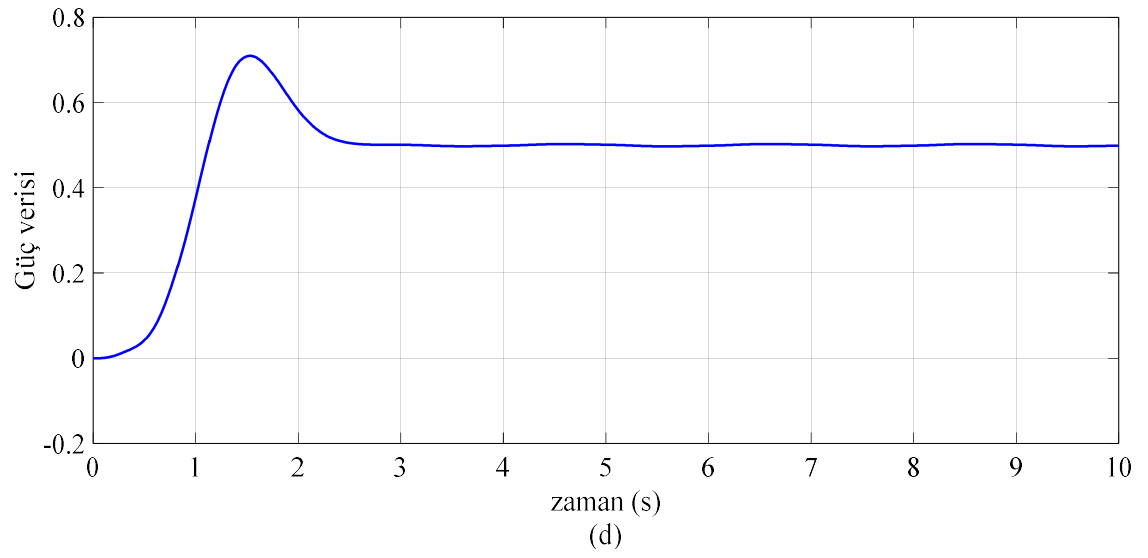
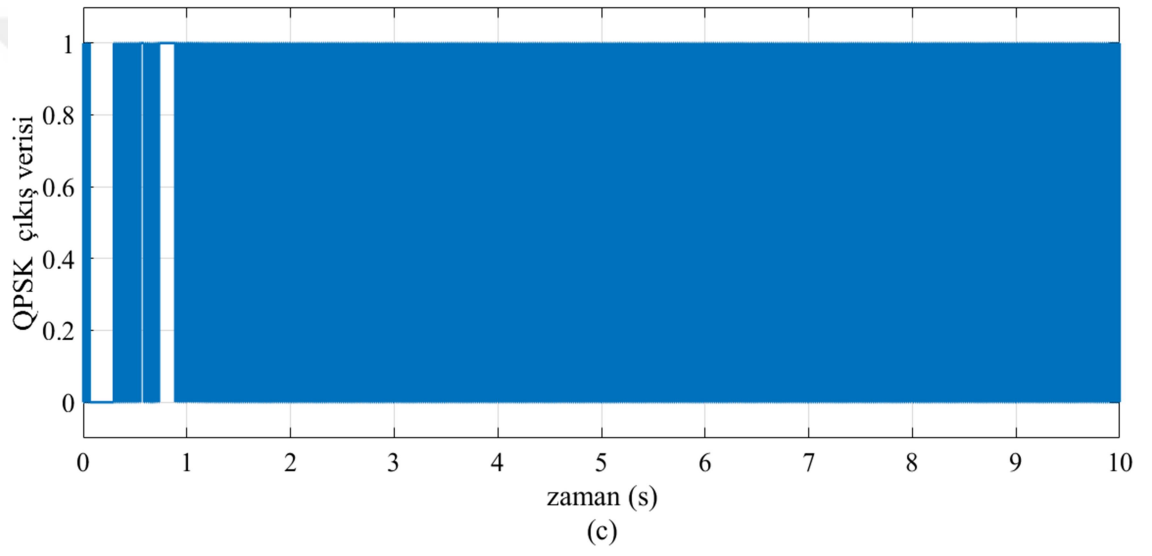
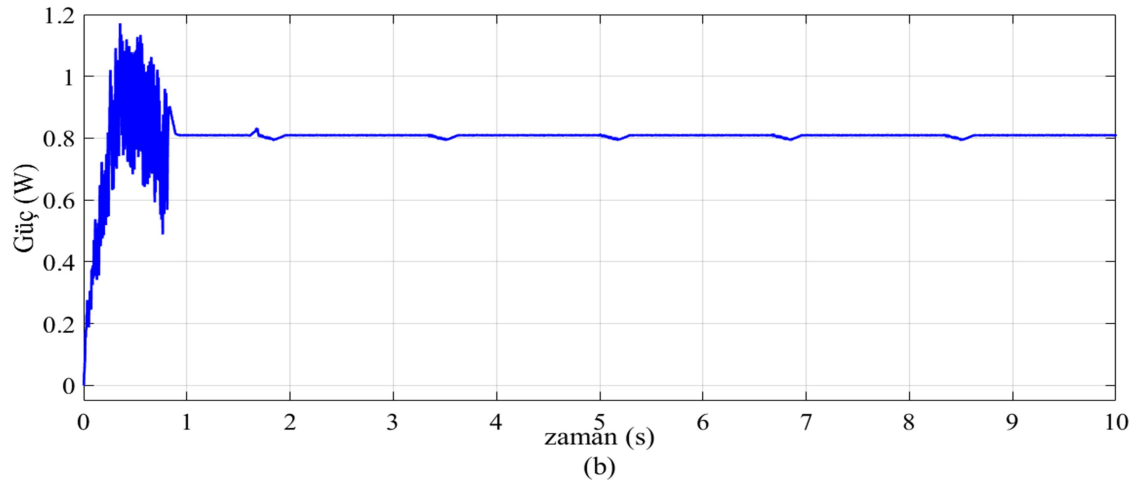


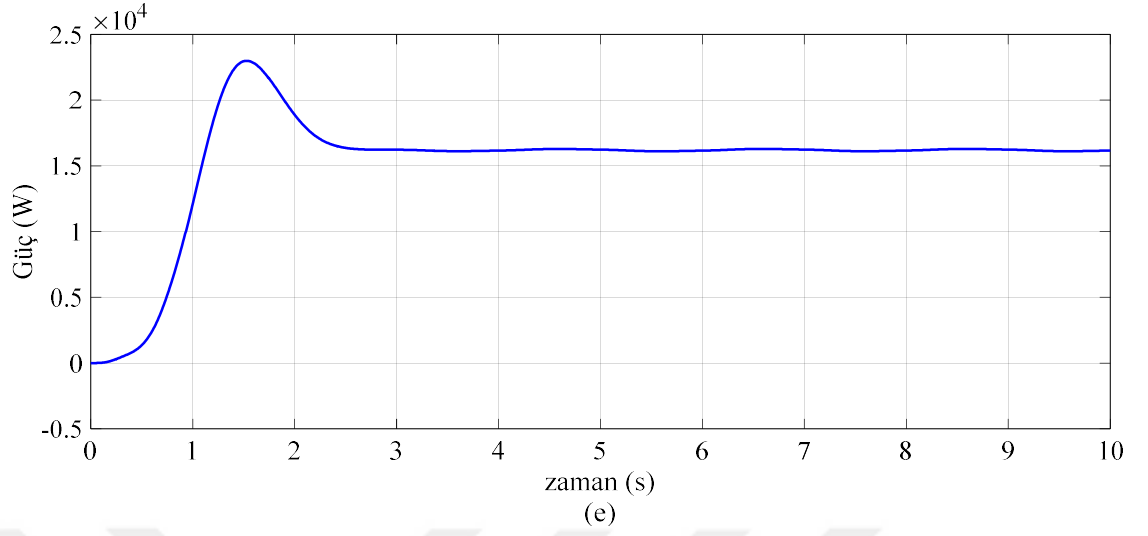


Şekil 5.10. QPSK modülatör eğrileri (a) kalibre edilen Pwind_boost gücü, (b) QPSK sinyali (c) QPSK sinyalinin yakınlaştırılmış görüntüsü

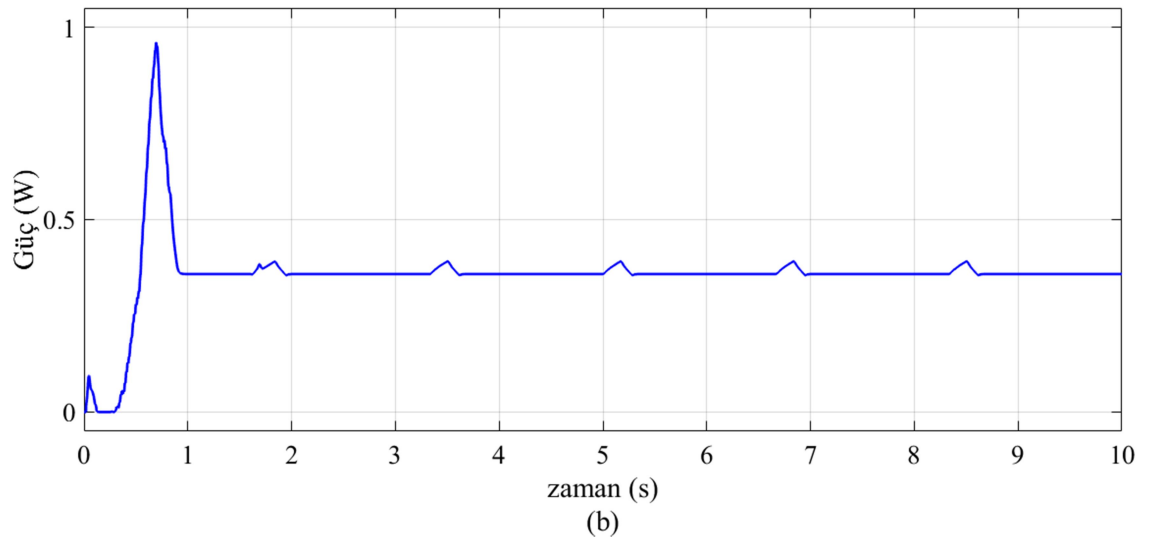
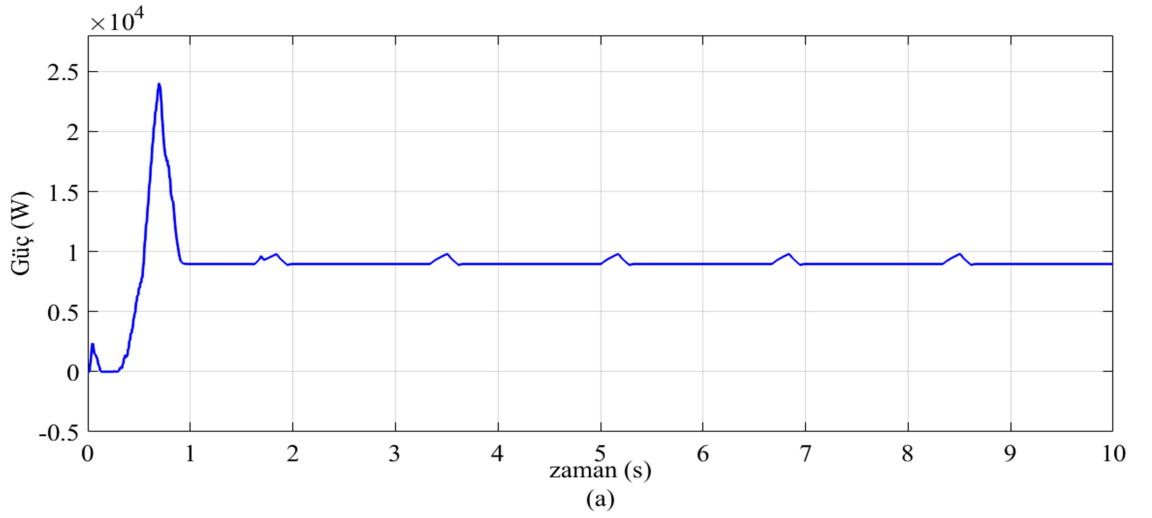
Alçak gerilim hattına uygulanan QPSK sinyali, Şekil 5.7’de gösterildiği üzere PI hattının sağ tarafından hat kuplajı vasıtasıyla alınıp QPSK demodülatöre uygulanmıştır. Demodülatörde elde edilen eğriler sırasıyla Şekil 5.11, Şekil 5.12 ve Şekil 5.13’te verilmektedir. Şekil 5.11.a, Şekil 5.12.a ve Şekil 5.13.a’da sırasıyla Ppv_boost, Pfc_boost, Pwind_boost gerçek güç eğrileri verilmiş, Şekil 5.11.b, Şekil 5.12.b ve Şekil 5.13.b’de ise 0-1 değerleri arasına kalibre edilmiş güç eğrileri verilmektedir. Demodülatör çıkışlarında elde edilen QPSK sinyaller sırasıyla Şekil 5.11.c, Şekil 5.12.c ve Şekil 5.13.c’de verilmekte olup değişken giriş güçlerine karşılık değişken anahtarlama işareti oluşturularak Şekil 5.11.d, Şekil 5.12.d ve Şekil 5.13.d’de gösterilen AGF çıkışlarında giriş güçlerine benzer sinyaller elde edilmiştir. Son olarak, Şekil 5.11.e, Şekil 5.12.e ve Şekil 5.13.e’de gösterildiği gibi filtre çıkışında elde edilen güç sinyalleri Ppv_boost, Pfc_boost, Pwind_boost gerçek güç eğrilerine göre kalibre edilmiştir.

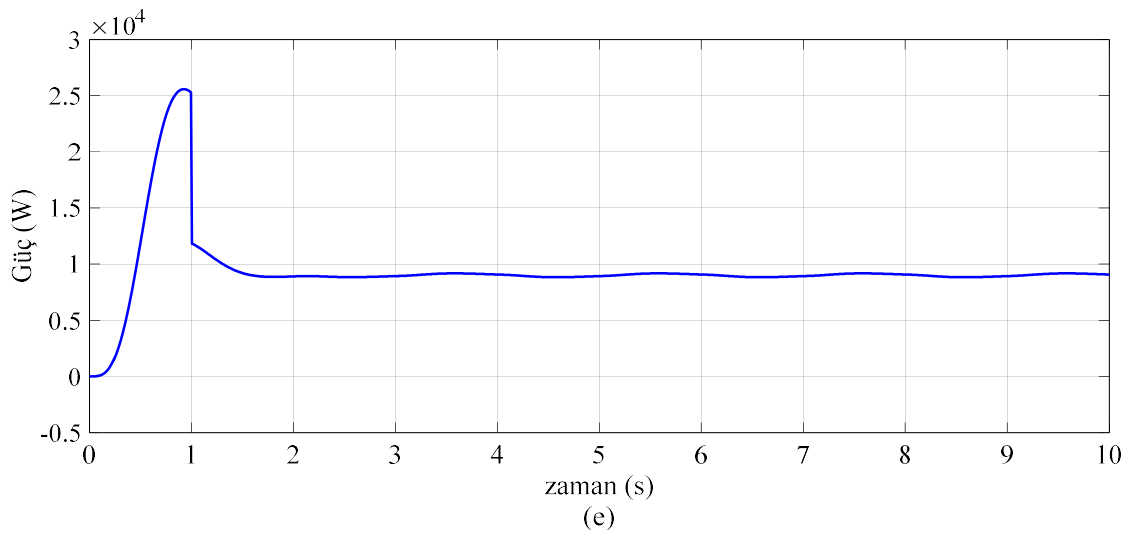
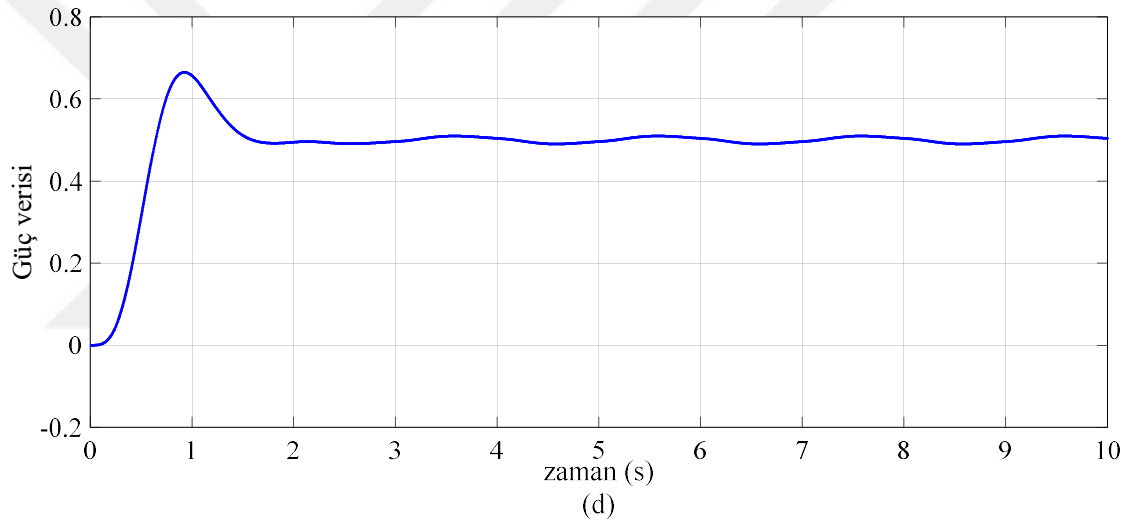
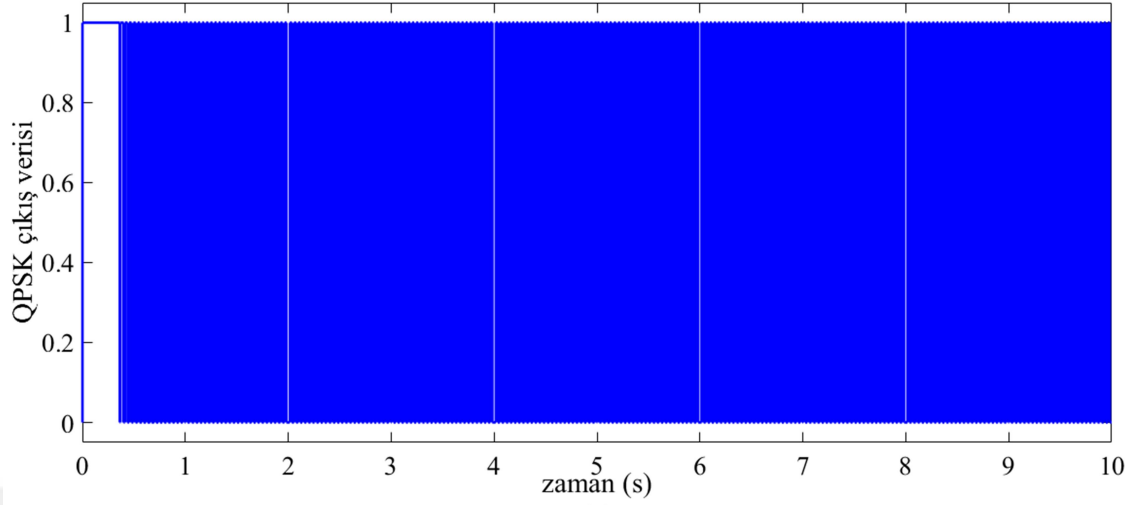




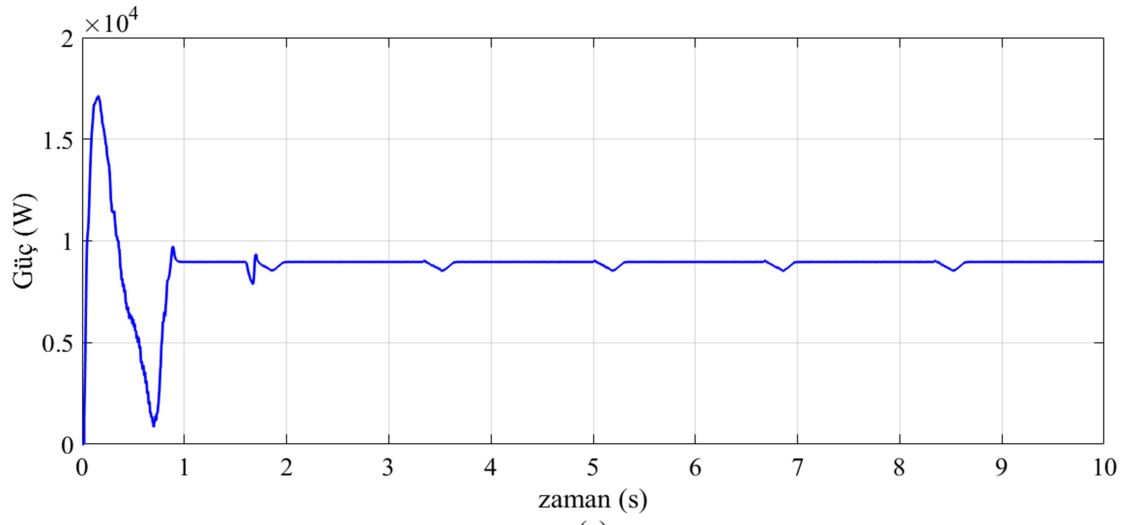


Şekil 5.11. QPSK demodülatör eğrileri (a) gerçek Ppv_boost gücü, (b) kalibre edilmiş Ppv_boost gücü, (c) QPSK demodülatör çıkış sinyali, (d) data çıkışı (elde edilen güneş gücü verisi), (e) kalibre edilmiş güç verisi

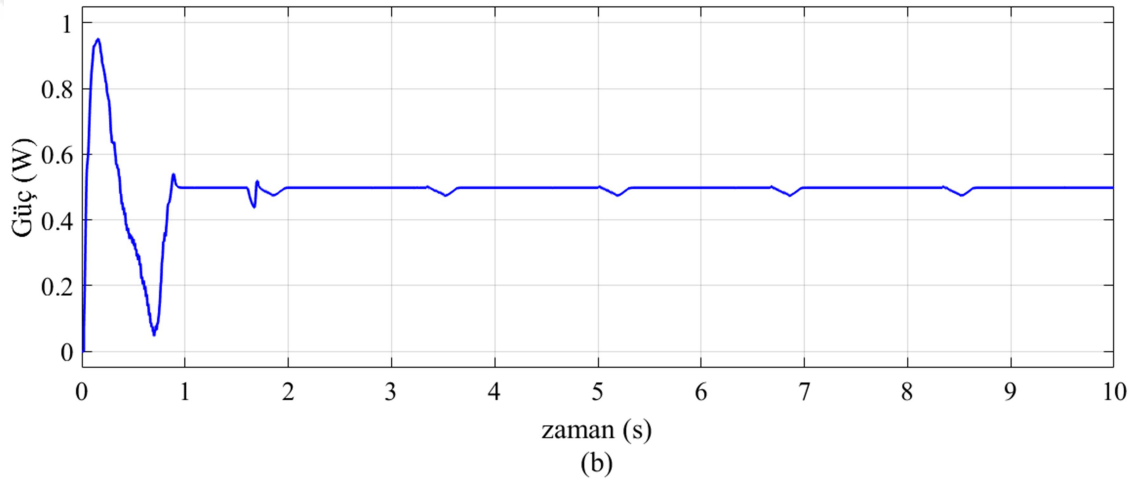




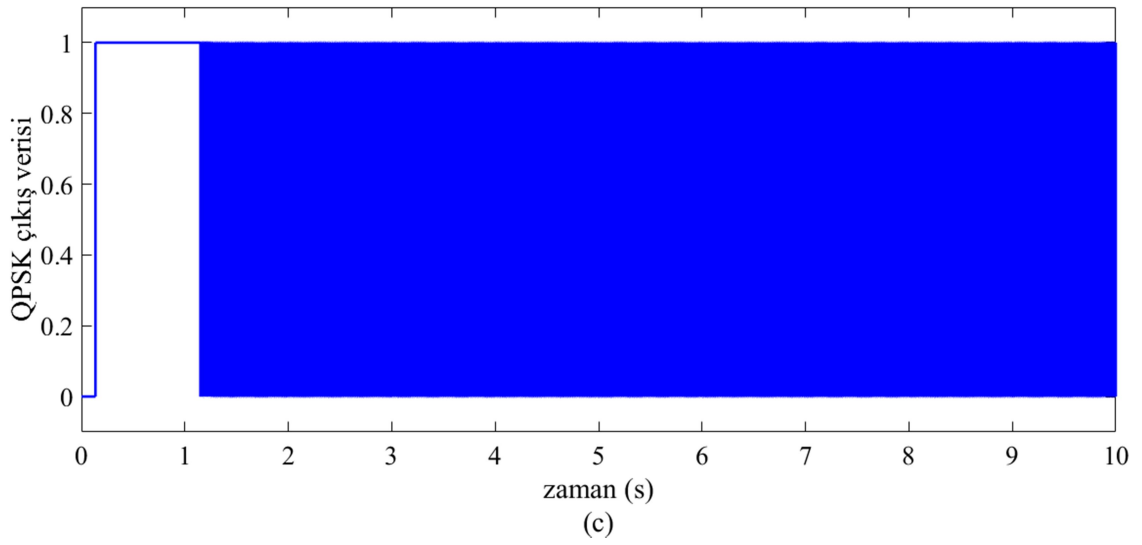
Şekil 5.12. QPSK demodülatör eğrileri (a) gerçek Pfc_boost gücü, (b) kalibre edilmiş Pfc_boost gücü, (c) QPSK demodülatör çıkış sinyali, (d) data çıkışı (elde edilen yakıt gücü verisi), (e) kalibre edilmiş güç verisi



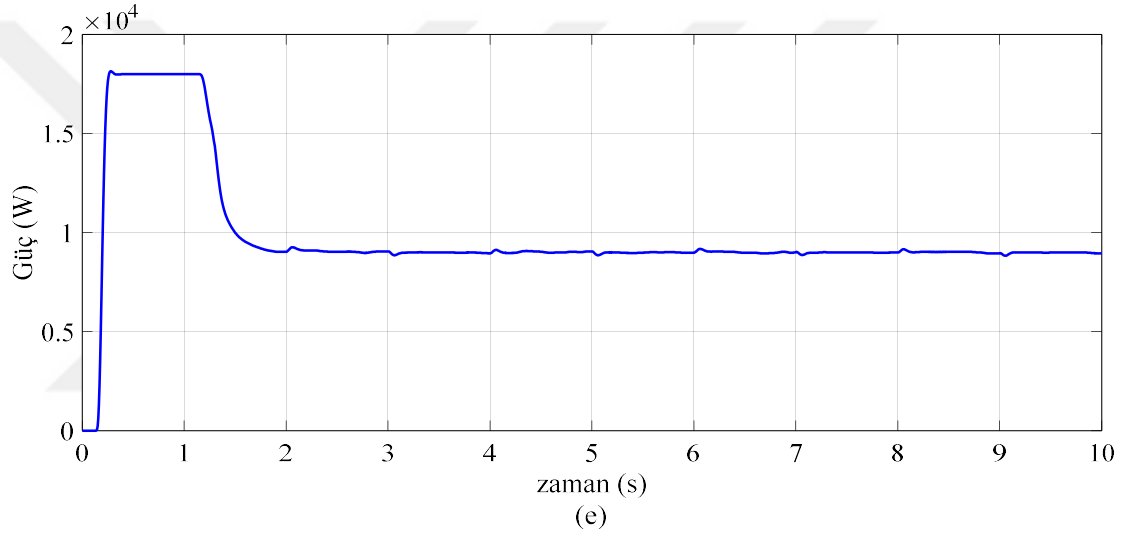
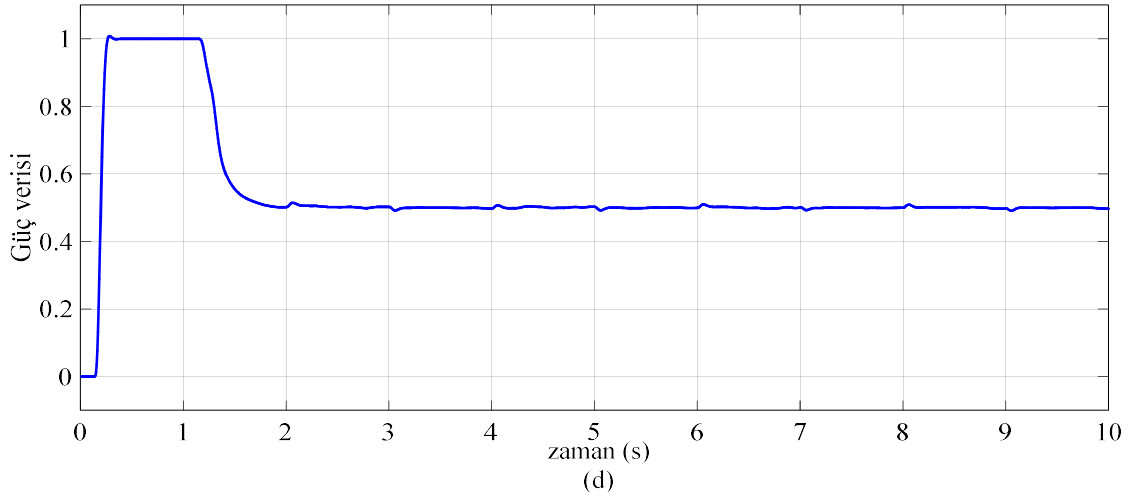
(a)



(b)



(c)



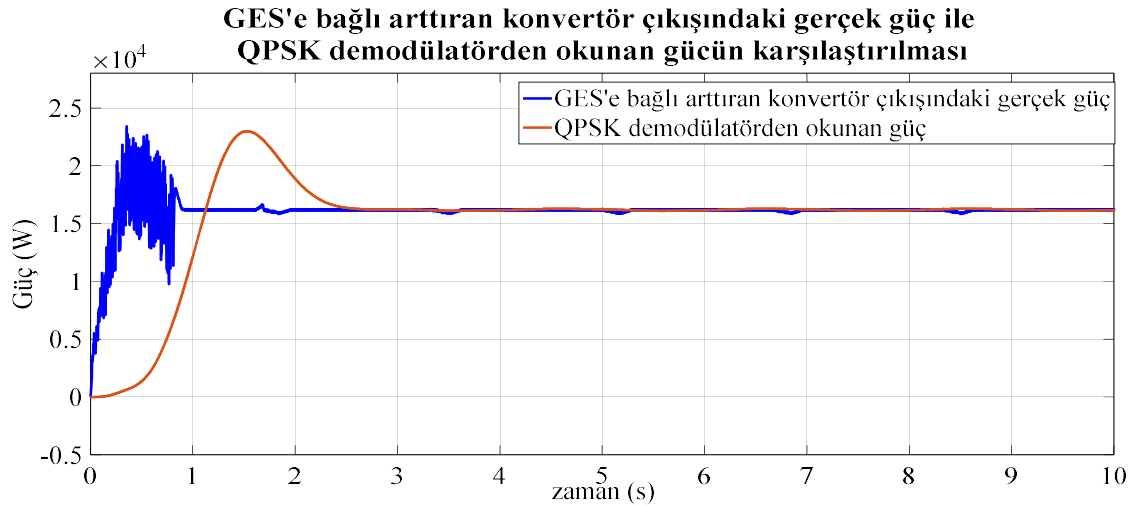
Şekil 5.13. QPSK demodülatör eğrileri (a) gerçek P_{wind_boost} gücü, (b) kalibre edilmiş P_{wind_boost} gücü, (c) QPSK demodülatör çıkış sinyali, (d) data çıkışı (elde edilen rüzgâr gücü verisi), (e) kalibre edilmiş güç verisi

Demodülatör çıkışlarında elde edilen kalibre edilmiş güç verileriyle gerçek güç verileri Şekil 5.14, Şekil 5.15 ve Şekil 5.16'da karşılaştırılmıştır. Şekil 5.14'te görüldüğü üzere, GES'e bağlı arttırıcı konvertör çıkış gücü (P_{pv_boost}) 0. s anından itibaren yükselmeye başlamış, demodülatör çıkışında bu yükselmeye 0,25 s gibi kısa bir sürede tepki verilmiştir. 0,5. s'de P_{pv_boost} gücü 24 kW maksimum güç noktasına ulaşmış ve o noktadan tekrar düşmeye başlayarak 0,9. s sonunda 17 kW değerinde sabitlenmiştir. Demodülatör çıkışında ise 1 s gecikme ile maksimum güç noktasına ulaşılmış ve 17 kW güç değerini 2,5 s anında yakalamıştır. 0,9 s boyunca olan P_{pv_boost} gücündeki dalgalanmalar, demodülatör çıkışındaki güç verisinde filtrelemeden dolayı

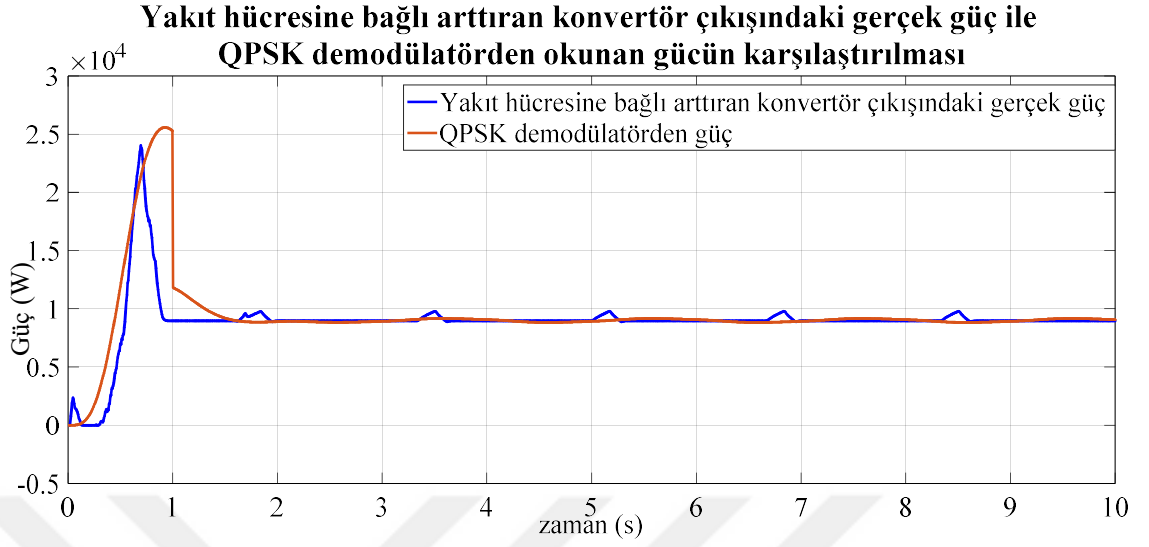
görülmemektedir. Benzer şekilde; 1,7, 3,5. s, 5,2. s, 6,9. s ve 8,5. s'lerde görülen Ppv_boost gücündeki ufak dalgalanmalar, demodülatör çıkışında görülmemektedir.

Şekil 5.15'te, yakıt hücresine bağlı arttıran konvertör çıkış gücünün (Pfc_boost) 0,35. s itibariyle yükselmeye başladığı ve 0,7 s'de 24 kW maksimum güç değerine ulaştığı görülmektedir. Demodülatör çıkışındaki güç verisi 0,12. s'de yükselmeye başlamış ve 0,93. s'de 25,5 kW değerine yükselerek 1,5 kW kadar bir fark olmuştur. Pfc_boost gücü maksimum güç değerinden düşmeye başlayarak 0,9 s'de 9 kW değerinde sabitlenmiştir. Demodülatör çıkışında ise bu düşüş 0,5 s gibi kısa bir zaman gecikmesi ile gerçekleşmiştir. Pfc_boost gücünde 1,6. s, 3,5. s, 5,2. s, 6,9. s ve 8,5. s'lerde oluşan ufak dalgalanmalar, demodülatör çıkışındaki güç sinyalinde görülmemektedir.

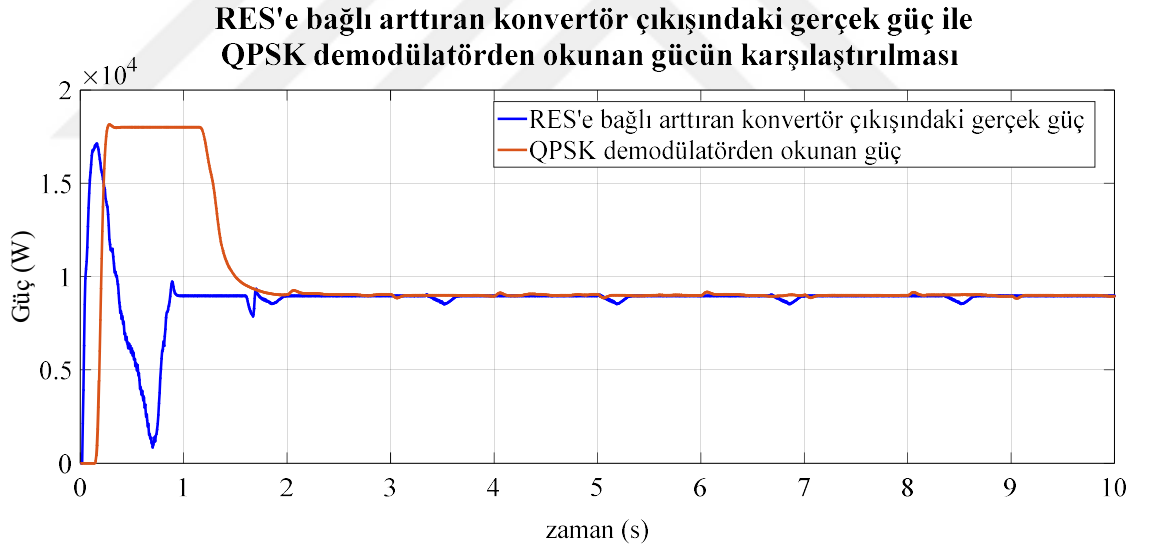
Şekil 5.16'da, RES'e bağlı arttıran konvertör çıkış gücünün (Pwind_boost) 0,02. s'de yükselmeye başladığı ve 0,12. s'de 17 kW maksimum güç değerine ulaştığı görülmektedir. Demodülatör çıkışındaki güç verisi bu yükselmeye 0,15. s'de tepki vermiş ve 0,26. s'de 18 kW değerine yükselerek 1 kW kadar bir fark meydana gelmiştir. Pwind_boost gücünde 0,12-0,9. s aralığında meydana gelen dalgalanmalar demodülatör çıkışında görülmemiştir. Pwind_boost gücü, 0,9. s'de 9 kW değerine ulaşmaktayken demodülatör çıkışında okunan güç verisi 2.s'de gerçek güç değerini yakalamıştır. Pwind_boost gücünde 3,5 s, 5,2 s, 6,8 s ve 8,4 s anlarında oluşan dalgalanmaları, demodülatör çıkışı 0,45 s gibi kısa bir zaman gecikmesiyle takip etmiştir.



Şekil 5.14. Demodülatör çıkışında elde edilen kalibre edilmiş güç verisi ile gerçek Ppv_boost gücünün karşılaştırılması

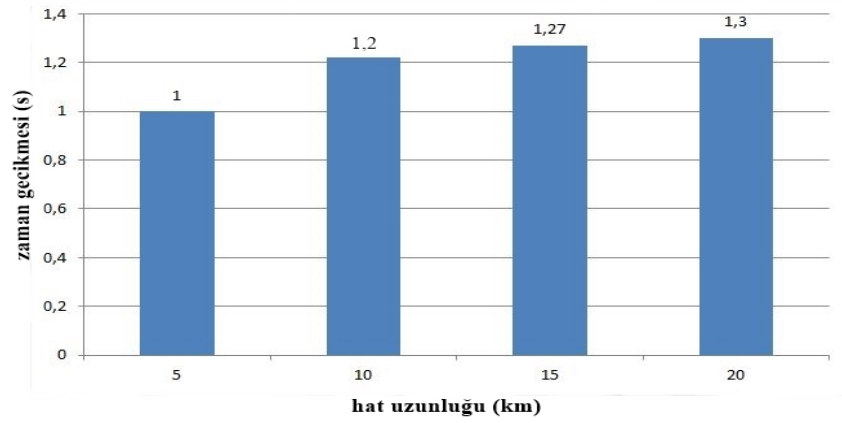


Şekil 5.15. Demodülatör çıkışında elde edilen kalibre edilmiş güç verisi ile gerçek Pfc_boost gücünün karşılaştırılması

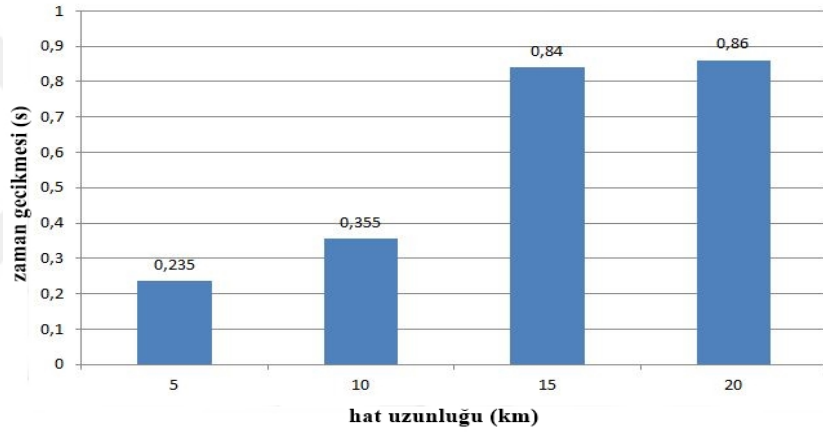


Şekil 5.16. Demodülatör çıkışında elde edilen kalibre edilmiş güç verisi ile gerçek Pwind_boost gücünün karşılaştırılması

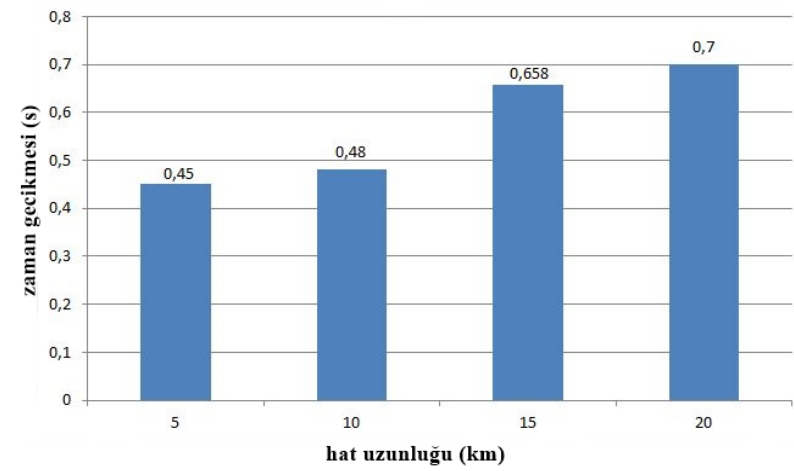
5, 10, 15 ve 20 km hat mesafelerinde iletilen güçler ile hat üzerinden QPSK demodülatör ile geri elde edilen güçler karşılaştırılarak zaman gecikmeleri Şekil 5.17, Şekil 5.18 ve Şekil 5.19'da incelenmiştir. Sinyallerdeki zaman gecikmesi Ppv_boost için sırasıyla 1, 1,2, 1,7 ve 1,3 s, Pfc_boost için; 0,235, 0,355, 0,84 ve 0,86 s ve Pwind_boost için; 0,45, 0,48, 0,658 ve 0,7 s olup hat mesafesi ile lineer olarak artmaktadır.



Şekil 5.17. Ppv_boost gücünün iletiminde haberleşme hattının uzunluğuna bağlı olarak oluşan zaman gecikmesi



Şekil 5.18. Pfc_boost gücünün iletiminde haberleşme hattının uzunluğuna bağlı olarak oluşan zaman gecikmesi



Şekil 5.19. Pwind_boost gücünün iletiminde haberleşme hattının uzunluğuna bağlı olarak oluşan zaman gecikmesi

Bu bölümde, modellenen her bir dağıtık üretim tesisine bağlı boost konvertör çıkış güçlerinin uzaktan ölçümü ve veri iletimini gerçekleştirmek için QPSK modülatör ve demodülatör ile tasarlanan EHİ alt yapısı oluşturulmuştur. Ppv_boost, Pfc_boost, Pwind_boost güçleri, QPSK modülatör devreleri ve hat kuplajı ile 400V alçak gerilim hattına verilmektedir ve hattın belirli mesafe ötesinde hat kuplajları vasıtasıyla QPSK demodülatörleri ile geri elde edilmiştir. 5 km, 10 km, 15 km ve 20 km hat mesafelerinde bu işlemler tekrarlanmıştır. Hat uzunluğu ile lineer olarak haberleşme sisteminde oluşan gecikmeler artmış ve karşılaştırılan demodüle edilmiş güç verileri ile gerçek güç verileri çok kanallı EHİ sisteminin veri iletimini başarıyla gerçekleştirdiğini göstermiştir.



BÖLÜM 6

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Artmakta olan enerji tüketimi, enerji talebi ve kontrol ihtiyacı, elektrik şebeke sistemlerine ileri teknolojilerin entegrasyonunu gerektirmiştir. Bu nedenle, mevcut bulunan elektrik şebeke alt yapısına haberleşme, uzaktan ölçüm ve kontrol alt yapılarının eklendiği akıllı şebeke sistemleri araştırılmaktadır. Geleneksel elektrik şebeke alt yapısına modern haberleşme sistemleri eklenerek, tüm sistem hem tüketici hem de tedarikçi tarafından izlenebilir hale getirilebilir. Ayrıca bu akıllı şebeke alt yapısına YEK'ler entegre edilerek enerji kalitesi iyileştirilebilir, verimliliği artırılabilir ve artan enerji talebine bir çözüm üretilebilir. Farklı YEK'ler bir arada kullanılarak mikro şebekeler oluşturulabilir ve mevcut elektrik şebekesiyle enerji alışverişi yapılabilir. Bu bağlamda, literatürde akıllı şebekeler ile ilgili birçok araştırma/çalışma bulunmaktadır. Bu araştırmalara katkıda bulunmak amacıyla bu tez çalışmasında, çeşitli kontrol yöntemlerini, dağıtık üretim kaynaklarını ve uzaktan ölçüm-haberleşme alt yapısını içeren akıllı şebeke modeli MATLAB Simulinkte oluşturulmuştur. EHİ altyapısı ile dağıtılmış enerji kaynaklarından üretilen güçlerin uzaktan izlenmesi gerçekleştirilmiştir. Bu dağıtık kaynaklar ve haberleşme alt yapısı çeşitli parametrelere göre test edilerek sonuçları incelenmiştir.

Dağıtık YEK tesisleri ile şebekeye bağlı hibrit mikro şebeke modeli oluşturulmuş ve bu şebekeye EHİ yöntemiyle oluşturulan haberleşme altyapısı eklenmiştir. Bu YEK'ler, GES, yakıt hücresi ve RES'ten oluşmaktadır. Tesis çıkışlarını ortak $1000 V_{DA}$ barada birleştirilmek için çeşitli güç elektroniği devreleri kullanılmıştır. GES ve yakıt hücresi DA çıkışlı olduğu için arttıran konvertörler aracılığıyla $1000 V_{DA}$ seviyesine yükseltilmiş ve bu işlem yapılırken arttıran konvertörlerin kontrolcülerini olarak GES için IC MGNT, yakıt hücresi için ise PI kontrolör kullanılmıştır. RES'de SMSG kullanılmış ve sistem AA çıkışlı olduğu için önce kontrolsüz doğrultucu ile DA'ya dönüştürüldükten sonra PI kontrolörlü arttıran konvertör ile $1000 V_{DA}$ seviyeye getirilmiştir.

$1000 V_{DA}$ bara gerilimi 3 fazlı, 3 seviyeli eviriciye giriş olarak uygulanmış, PLL tabanlı kontrolcü ile $400 V_{rms}$, 50 Hz şebeke gerilimini takip etmesi sağlanmıştır. Evirici çıkış

faz gerilimi ve akımının harmonik oranları sırasıyla % 0,24 ve % 2,70 olarak elde edilmiştir. IEEE 519-2014 ve IEC 61000-3-2 gibi uluslararası standartlar tarafından belirlenen gerilim için % 8 ve akım için % 5 olan toplam harmonik bozulma oranlarının oldukça altında olmasıyla iyi bir sonuç başarılmıştır. Şebeke modeli oluşturulurken 31,5 kV, 50 Hz AA kaynak ve 400V/31,5 kV 50 MVA transformatör kullanılmıştır. Modellenen hibrit dağıtık üretim tesisi değişken ışımaya ve rüzgâr hızlarında test edilmiş ve değişken koşullar altında da 31,5 kV OG şebekesine entegre edilmesi sağlanmıştır.

Modellenen her bir dağıtık üretim tesisine bağlı arttıran konvertör çıkış güçlerini (Ppv_boost, Pfc_boost, Pwind_boost) tek bir EHK üzerinden iletmek için EHI sistemi kurulmuş ve bu sistem oluşturulurken QPSK modülasyon yöntemi temel olarak alınmıştır. Ppv_boost, Pfc_boost, Pwind_boost güçleri hat kuplajı vasıtasıyla QPSK modülatörü ile 400 V alçak gerilim hattına verilmiş ve aynı hattın 5, 10, 15 ve 20 km ötesinde hat kuplajı vasıtasıyla QPSK demodülatör ile geri elde edilmiştir. Tek bir EHK üzerinden 3 ayrı verinin iletimi gerçekleştirilmiş ve hat uzunluğuna bağlı olarak sinyallerdeki zaman gecikmelerinin lineer olarak arttığı gözlenmiştir.

Bu çalışmadan sonra modellenen mikro şebekenin ada modu çalıştırılması ve şebekeyle çift yönlü enerji alış verişinin gerçekleştirilmesi amaçlanmaktadır. Mikro şebeke sistemi ada modundayken EHI ile veri iletiminin yapılması, EHI'de oluşan zaman gecikmelerinin azaltılması, bilgi sinyaline daha benzer sinyal elde edilmesi ve aynı haberleşme kanalı üzerinden daha fazla verinin iletilmesi planlanmaktadır. Ayrıca, elde edilen sonuçlar bu tez çalışmasının pratikte de gerçekleştirilebileceğini göstermiştir. Simülasyon ortamında modellenen ve test edilen bu sistem deneysel olarak geliştirilebilir, laboratuvar ortamında sistemler kurulabilir ve bu çalışmalar Ar-Ge çalışmalarında kullanılabilir.

KAYNAKLAR

- 1- Yu B., Guo J., Zhou C., Gan Z., Yu J., Lu F. “A Review on Microgrid Technology with Distributed Energy”, *IEEE International Conference on Smart Grid and Electrical Automation (ICSGEA)*, s. 143-146, Changsha- China,2017.
- 2- Mhankale S. E.,Thorat A. R. “Droop Control Strategies of DC Microgrid: A Review”. *IEEE International Conference on Current Trends towards Converging Technologies (ICCTCT)*, s. 372-376, Coimbatore-India,2018.
- 3- Dulău L. I., Abrudean M., Bică D.“Distributed generation and virtual power plants” *IEEE 2014 49th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, s. 1-5, 2014.
- 4- Zubieta L. E., Lehn P. W. “A high efficiency unidirectional DC/DC converter for integrating distributed resources into DC microgrids”. *IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, s. 280-284, Atlanta, GA, USA, 2015.
- 5- Köklü T., Kılınç, S. “Remote monitoring of photovoltaic systems using embedded system clusters” *24th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU)*, s. 1133-1136, 2016.
- 6- Yılmaz M., “Akıllı Şebekelerde Güç Kalitesinin Optimizasyonu Ve Yenilenebilir Enerji Kaynakları İle Entegrasyonu, *Karabük Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*”, *Doktora Tezi*, s.106, Denizli, 2019.
- 7- Mírez J. “A modeling and simulation of optimized interconnection between DC microgrids with novel strategies of voltage, power and control” *IEEE Second International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, s. 536-541, Nuremburg, Germany, 2017.
- 8- Che L., Shahidehpour M., Alabdulwahab A., Al-Turki,Y. “Hierarchical coordination of a community microgrid with AC and DC microgrids”. *IEEE Transactions on smart grid*, 6(6), s.3042-3051, 2015.
- 9- Che L., Shahidehpour M., “DC microgrids: Economic operation and enhancement of resilience by hierarchical control,” *IEEE Trans. Smart Grid*, 5(5), s. 2517–2526, 2014.
- 10- Dragicevic T., Guerrero J. M., Vasquez J. C., Skrllec D., “Supervisory control of adaptive-droop regulated DC microgrid with battery,”*IEEE Trans. Power Electron.*, 29(2), s. 695–706, 2014.

- 11- Che L., Khodayar M. E., Shahidehpour M., “Adaptive protection system for microgrids: Protection practices of a functional microgrid system,” *IEEE Electr. Mag.*, 2(1), s. 66–80, 2014.
- 12- Shahidehpour M., Khodayar M. E., “Cutting campus energy costs with hierarchical control: The economical and reliable operation of a microgrid,” *IEEE Electr. Mag.*, 1(1), s. 40–56, 2013.
- 13- Che L., Khodayar M., Shahidehpour M., “Only connect: Microgrids for distribution system restoration,” *IEEE Power Energy Mag.*, 12(1), s. 70–81, 2014.
- 14- Hofer J., Svetozarevic B., Schlueter A. “Hybrid AC/DC building microgrid for solar PV and battery storage integration”. *IEEE Second International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, s. 188-191, 2017.
- 15- Eghtedarpour N., Farjah E., “Power control and management in a hybrid AC/DC microgrid”, *IEEE transactions on smart grid*, 5(3), s. 1494-1505, 2014.
- 16- Liu X., Wang P., Loh P. C., “A hybrid AC/DC microgrid and its coordination control”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2(2), s.278-286, 2011.
- 17- Loh P. C., Li D., Chai Y. K., Blaabjerg F., “Hybrid AC–DC microgrids with energy storages and progressive energy flow tuning”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(4), 1533-1543, 2013.
- 18- Nejabatkhah F, Yun W. L., “Overview of power management strategies of hybrid AC/DC microgrid.” *IEEE Trans. on Power Electronics*, 30(12), s.7072-7089, 2015.
- 19- Dam D. H., Lee H. H. “An adaptive power distributed control method to ensure proportional load power sharing in dc microgrid considering equivalent line impedances.” *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, s. 1-6, 2016.
- 20- Wang P., Goel L., Liu X., Choo F. H., “Harmonizing AC and DC: A hybrid AC/DC future grid solution”, *IEEE Power and Energy Magazine*, 11(3), s.76-83, 2013.
- 21- Zubietta L. E., “Are Microgrids the Future of Energy? DC Microgrids from Concept to Demonstration to Deployment”, *IEEE Electrification Magazine*, 4(2), s.37–44, 2016.
- 22- Kabalci E., Irgan H., Kabalci Y. “Hybrid Microgrid System Design with Renewable Energy Sources”, *18th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC2018)*, s.387-392, Budapest-Hungary, 2018.

- 23- Hatziargyriou N., Asano H., Iravani R., Marnay C., “Microgrids” *IEEE Power and Energy Magazine*, 6(3), s. 78-97, 2007.
- 24- Jha S. K., Stoa P., Uhlen K., “Green and hybrid microgrid for rural electrification” *IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC)*, s. 1-5, 2016.
- 25- Tayab U. B., Yang F., El-Hendawi M., Lu, J. “Energy Management System for a Grid-Connected Microgrid with Photovoltaic and Battery Energy Storage System”. *IEEE Australian & New Zealand Control Conference (ANZCC)*, s. 141-144, 2018.
- 26- Meng, L., Savaghebi, M., Andrade, F., Vasquez, J. C., Guerrero, J. M., & Graells, M. (2015, March). “Microgrid central controller development and hierarchical control implementation in the intelligent microgrid lab of Aalborg University”. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, s. 2585-2592, 2015.
- 27- Yang X., Tang F., Wu X., Jin X. “Hierarchical control strategy of grid-connected DC microgrids” *IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, s. 3723-3727, 2016.
- 28- Savaghebi M., Jalilian A., Vasquez J. C., Guerrero J. M., “Secondary Control Scheme for Voltage Unbalance Compensation in an Islanded Droop-Controlled Microgrid,” *IEEE Trans. Smart Grid*, 3(2), s. 797–807, 2012.
- 29- Mishra S., Malleshham G., Jha A. N., “Design of controller and communication for frequency regulation of a smart microgrid,” *IET Renew. Power Gener.*, 6(4), s. 248, 2012.
- 30- Meng L., Tang F., Savaghebi M., Vasquez J. C., Guerrero J. M. “Tertiary control of voltage unbalance compensation for optimal power quality in islanded microgrids” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 29(4), 802-815, 2014.
- 31- He J., Li Y. W., Blaabjerg F. "An enhanced islanding microgrid reactive power, imbalance power, and harmonic power sharing scheme." *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(6), s. 3389-3401, 2014.
- 32- Chamorro H. R., Ramos G., “Microgrid central fuzzy controller for active and reactive power flow using instantaneous power measurements,” *2011 IEEE Power and Energy Conference at Illinois*, s. 1–6, 2011.

- 33- Guerrero J. M., Vasquez J. C., Matas J., Vicuna L. G., Castilla M., “Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids-A General Approach Toward Standardization,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 58(1), s. 158–172, 2011.
- 34- Bidram A. and Davoudi A., “Hierarchical Structure of Microgrids Control System,” *IEEE Trans. Smart Grid*, 3(4), s. 1963–1976, 2012.
- 35- Colak, I., Kabalci, E. “Chapter 7: Control Methods Applied in Renewable Energy Systems” *Use, Operation and Maintenance of Renewable Energy Systems*, s. 205-246, Springer, Cham, 2014.
- 36- Şen, S., “Çok Katmanlı Yoğunlaştırılmış Güneş Paneli Tasarımı ve Deneysel Analizi, *Karabük Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü*”, yüksek lisans tezi, s. 44, Karabük, 2017.
- 37- Rasool B. H. A. R., “Power System Stability Impacts of 400 Kw Grid-Connected Photovoltaic System, *Yüzüncü Yıl Üniversitesi / Fen Bilimleri Enstitüsü*”, yüksek lisans tezi, s.95, Van, 2017.
- 38- Kabalci E., “Energy Harvesting and Energy Efficiency- Chapter 8 Maximum Power Point Tracking (MPPT) Algorithms for Photovoltaic Systems” 37, s. 205–234, 2017.
- 39- Rashid M. H. “Power Electronics: Devices, Circuits and Applications”, Sünter S., Aydemir T., *Nobel Akademik Yayıncılık*, s.1014, Ankara, 2015.
- 40- Ling J. M., Liu P. H. “The Performance Analysis of Photovoltaic Generation Using the Improved Incremental Conductance Method Under Varying Solar Irradiance” *Microsystem Technologies*, 24(1), s. 235-241, 2018.
- 41- Moreira H. S., dos Reis M. V. G., de Araujo L. S., Oliveira T. P., Villalva M. G. “An Experimental Comparative Study of Perturb and Observe and Incremental Conductance Mpppt Techniques For Two-Stage Photovoltaic Inverter”, *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, s.1-6, 2017.
- 42- Vineeth Kumar P. K., Manjunath K., “Analysis, Design and Implementation for Control of Non-Inverted Zeta Converter using Incremental Conductance MPPT Algorithm for SPV Applications”, *Inventive Systems and Control (ICISC)*, s.1-5,2017.
- 43- Vineeth Kumar P. K., Sreenivasan M. K., “Hardware Implementation of High Efficient and High Voltage Gain DC-DC Converter for DC Microgrid Applications”, *I.*

IEEE International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies, s.257-261, 2015.

44- İingür Y., Kire L., “Bir Polimer Elektrolit Membran Yakıt Pilinde Kullanılmak Üzere Gaz Akış Plakaları Tasarımı ve Denenmesi”, *Politeknik Dergisi*, 14(1) s. 31-37, 2011

45- Chavan S. L., Talange D. B., “Electrical equivalent circuit modeling and parameter estimation for PEM fuel cell”, *Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)*, Vellore, India, 2017.

46- Dicks A., Larminie, J., Maurice S. “Fuel Cell Systems Explained” *John Wiley & Sons, Ltd*, 2, s. 207-225, Chichester, UK, 2003.

47- Blaabjerg, F., Ma, K. “Future on power electronics for wind turbine systems”. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 1(3), 139-152, 2013.

48- Mughal, M. H., Guojie, L. “Review of pitch control for variable speed wind türbine”. *IEEE 12th Intl Conf on Ubiquitous Intelligence and Computing and IEEE 12th Intl Conf on Autonomic and Trusted Computing and 2015 IEEE 15th Intl Conf on Scalable Computing and Communications and Its Associated Workshops (UIC-ATC-ScalCom)* s. 738-744,2015.

49- Toledo, S., Rivera, M., Elizondo, J. L. “Overview of wind energy conversion systems development, technologies and power electronics research trends” *IEEE International Conference on Automatica (ICA-ACCA)*, s. 1-6, 2016.

50- Chimurkar, P., Kothavade, P “A review of different power converter topologies for PMSGs wind türbine”. *International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES)*, s. 1-6, 2016.

51- Mohamed A. Y., “Fotovoltaik Sistemlerde Düşürücü Tip Da-Da Dönüştürücülü Maksimum Güç Noktası İzleyicisinin Analizi, Tasarımı Ve Gerekleştirilmesi, *Kocaeli Üniversitesi ,Fen Bilimleri Enstitüsü*”, *Yüksek Lisans Tezi*, s.64, 2018.

52- Kazimierczuk M. K. “Pulse-width modulated DC-DC power converters” *John Wiley & Sons*, s.929, 2015.

53- Malik S. A., Gondal T. M., Ahmad S., Adil M., Qureshi R “Towards Optimization Approaches in Smart Grid A Review, *2nd International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCoMET)* s. 1-5, 2019.

- 54- Ashish, P. Idhol, Anuja S. Nalkande, “Real Time Monitoring of Power Line Using Smart Grid Based Sensors and ZigBee Wireless Communication Protocol”, *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, s. 6344-6352, 2016.
- 55- Çoksürer, Y. “Akıllı Şebekeler ve Orta Gerilim Uygulamaları, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*”, *Yüksek lisans tezi*, s. 7-13, Ankara, 2013.
- 56- İnternet: European Commission “Smart Grid”
http://ec.europa.eu/energy/gas_electricity/smartgrids/doc/xpert_group1_security.pdf
- 57- Kıral, G. E., “Akıllı Şebekelerde Enerji Yönetimi İçin Akıllı Priz Geliştirilmesi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*”, *Yüksek lisans tezi*, s. 8-28, İstanbul, 2014.
- 58- Ekanayake, J., Liyanage, K., Wu, J., Yokoyama, A., Jenkins, N., “Smart Grid Technology and Applications”, *John Wiley & Sons, Ltd.*, s. 1-186, United Kingdom, 2012.
- 59- Sakthivel, P., Scholar, PG, Ganeshkumaran, S., “Design of Automatic Power Consumption Control System Using Smart Grid - A Review”, *World Conference On Futuristic Trends in Research And Innovation for Social Welfare*, s.1-4, 2016.
- 60- Paul, S., Rabbani, M. S., Kundu, R. K., Zaman, S. M. R.,” A Review of Smart Technology (Smart Grid) and Its Features”, *1. International Conference on Non Conventional Energy*, s.200-203, India, 2014.
- 61- Shafiullah G.M., Amanullah M. T., Jarvis D., ABM Shawkat Ali, Wolfs P., “Potential Challenges: Integrating Renewable Energy with the Smart Grid” *Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, s.1-6, 2010.
- 62- Hashmi M., Hanninen S., Maki K. “Survey of Smart Grid Concepts, Architectures, and Technological Demonstrations Worldwide” *IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Latin America)*, s.1-7,2011
- 63- Zahurul, S., Mariun, N., Grozescu, I.V., Tsuyoshi, H., Mitani, Y., Othman, M.L., Hizam, H., Abidin, I.Z., “Future strategic plan analysis for integrating distributed renewable generation to smart grid through wireless sensor network: Malaysia prospect”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 53, s.978-982, 2016.

- 64- Kuzlu, M., Pipattanasomporn, M., Rahman, S.,”Review of Communication Technologies for Smart Homes/Building Applications”, *Innovative Smart Grid Technologies Conference*, s.4-6, Thailand, 2015.
- 65- Aust S., Prasad R. V., Niemegeers I. G. “Outdoor long-range WLANs: A lesson for IEEE 802.11 ah.” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 17(3), s.1761-1775, 2015.
- 66- Bayram M., “WLAN Kablosuz Ağ Teknolojilerinin İncelenmesi ve İstanbul Metropol’ünde Bir Uygulaması *Haliç Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*”, *Yüksek Lisans Tezi*, İstanbul, 2016.
- 67- Çelimli, D. B. Ü., “Controlling The Distributed Energy Resources Using Smart Grid Communication Technologies, *Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*”, *Doktora tezi*, s. 193, Konya, 2018.
- 68- Ahmed, S. “Performance Analysis of Mobile WiMAX Technology”, *International Conference on Computing for Sustainable Global Development (INDIACom)*, s.959-961, 2014.
- 69- Geylani M., Çıbuk M., Çınar H., Ağgün F., “Geçmişten Günümüze Hücreli Haberleşme Teknolojilerinin Gelişimi”, *Dokuz Eylül Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Fen ve Mühendislik Dergisi*, 18(3), s.606-623, 2016.
- 70- Bakır, H.,” Fotovoltaik Sistem Entegreli Akıllı Şebeke için Zigbee Aygıtları ile Enerji Kontrolü ve İzlemenin Gerçekleştirilmesi, *Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*” *Yüksek lisans tezi*, s. 9-12, Konya, 2016.
- 71- Kabalci Y., Sorgucu U., Develi I., “Haberleşme Ortamı Olarak Enerji Hatlarının Kullanımının İncelenmesi” *Elektrik, Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu (ELECO 2010)*, s. 661-665, Bursa, Türkiye, 2010.
- 72- Lampe L., Tonello A. M., and Swart T. G. (eds.), “Power Line Communications: Principles, Standards and Applications from multimedia to smart grid” *John Wiley & Sons*, 2016.
- 73- Tonello A. M., Pittolo, A “Considerations On Narrowband And Broadband Power Line Communication For Smart Grids”, *IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm)*, s. 13-18, 2015.

- 74- Cano C., Pittolo A., Malone D., Lampe L., Tonello A. M., Dabak A. G. "State of The Art in Power Line Communications: From The Applications to The Medium" *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 34(7), s.1935-1952, 2016.
- 75- Pirak, C., Sangsuwan, T., Buayairaksa, S. "Recent Advances in Communication Technologies for Smart Grid Application: A Review", *International Electrical Engineering Congress (IEECON)*, s. 1-4, Chonburi, Thailand, 2014.
- 76- Agrawal G. P. "Fiber-Optic Communication Systems" *John Wiley & Sons*, 222, s.2053, 2012.
- 77- Kabalci E., Kabalci Y. "Multi-Channel Power Line Communication System Design for Hybrid Renewables" *4th International conference on power engineering, energy and electrical drives*, s. 563-568, 2013.
- 78- M. Cheah -Mane, J. Liang, N. Jenkins," Permanent Magnet Synchronous Generator for Wind Turbines: Modelling, Control and Inertial Frequency Response", *49th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, s.1-6, Cluj - Napoca, România, 2014.
- 79- E. Kabalci, R. Bayindir, E. Hossain," Hybrid Microgrid Testbed Involving Wind/Solar/Fuel Cell Plants", 3rd International Conference on Renewable Energy Research and Applications, s. 880 -885, 2014, Milwaukee, USA
- 80- Q. Shafiee; J. C. Vasquez; J. M. Guerrero "Distributed Secondary Control for Islanded MicroGrids - A Networked Control Systems Approach", *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, s. 5637-5642, Montreal, QC, Canada. 2012.
- 81- Guerrero, J.M.; Vasquez, J.e.; Matas, J.; de Vicuna, L.G.; Castilla, M.; "Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids-A General Approach Toward Standardization," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1), s.158-172, 2011
- 82- J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, J. Miret, M. Castilla, and L. G. De Vicuna, "A Hierarchical Control of Intelligent Microgrids", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 4(4),s. 23-29, 2010.
- 83- Moayed S., Davoudi A., "Distributed Tertiary Control of DC Microgrid Clusters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(2), s.1717-1733, 2015.

- 84- Canbaz R., “Üç Seviyeli Diyot Kenetlemeli Evirici ile Çıkış Geriliminin Sabitletmesi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*” yüksek lisans tezi, s. 77, Ankara, 2017.
- 85- T. Demirdelen, A. Tan, M. Inci, T. Koroglu, M. Buyuk, A. Terciyanlı, K.C. Bayindir, M. Tumay, “Şebekeye Bağlı Sistemler İçin Üç Faz Ve Tek Faz PLL’lerin Performans Değerlendirmesi”, 5. *Enerji Verimliliği ve Kalitesi Sempozyumu - EVK 2013*, Kocaeli, Türkiye, 2013.
- 86- R. Desai, S. Patel, P. Patel, “PLL Based Method for Control of Grid Connected Inverter for Unbalanced Grid Frequency”, *2017 International Journal of Engineering Development and Research (IJEDR)*, 5(2), s. 969- 974, 2017.
- 87- “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems”, *IEEE Power and Energy Society (Revision of IEEE Standard 519-1992)*, s. 1–29, 2014.
- 88- "Guidelines to the standard EN 61000-32." *European Power Supply Manufacturers Association (Revision Date: 2010-04-06)*, s.1-9, 2010.
- 89- Haykin, S. “Digital Communications” s. 445-446, *New York: Wiley*, 1988.
- 90- Carlson A.B., Crilly P.B., Rutledge J.C. “Communication Systems: An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication, fourth edition”, *McGraw-Hill Science*, s.853, 2001.
- 91- Ertürk S.,”Sayısal Haberleşme”, *Birsen Yayınevi Ltd. Şti.*, s.407, İstanbul,2016.
- 92- Glover, I., Grant, P. M. “Digital Communications. Pearson Education”, *Prentice Hall*, s. 720, 2010.
- 93- Kayran A.H., Aygözü Ü., Panayırıcı E.,“Sayısal Haberleşme”, *Birsen Yayınevi Ltd. Şti.*, s.158, İstanbul.
- 94- Haykin, S. “Communication systems”. *John Wiley & Sons*, 2008.
- 95- Uçan O.N., Osman O.,“Haberleşme Teorisi ve Mühendislik Uygulamaları”, *Nobel Yayın Dağıtım*, s.294, Ankara, 2006.
- 96- Ceniklioğlu B. “5. Nesil İletişim Sistemleri için OFDM’e Alternatif Yeni OFDM Tekniklerini Geliştirilmesi, Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü”, *Yüksek Lisans Tezi*, Kayseri, 2018.

ÖZGEÇMİŞ

Hilal İRGAN 1994 yılında Elazığ'da doğdu. İlk ve orta öğrenimini Elazığ'da tamamladı. 2012'de kazandığı Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden 2016 yılında mezun oldu. Aynı yıl Nevşehir Hacı Bektaş Veli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında Yüksek Lisansa başladı. 2019 yılında Tokat Gaziosmanpaşa Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde araştırma görevlisi olarak göreve başladı ve halen Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümündeki görevine devam etmektedir.

Adres: Tokat Gaziosmanpaşa Üniversitesi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri
Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

60150-Tokat

Telefon: (0356) 252 16 16 - 2961

e-posta : hilal.ircan@gop.edu.tr

Yayınlar:

1. Kabalci E., Irgan H., Kabalci Y.“Hybrid Microgrid System Design with Renewable Energy Sources”, *18th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC2018)*, s.387-392, Budapest-HUNGARY,2018.