

**ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ YENİLENEBİLİR ENERJİ
DESTEKLİ HIZLI BATARYA ŞARJ SİSTEMİNİN
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

**2017
DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

Harun ÖZBAY

**ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ YENİLENEBİLİR ENERJİ DESTEKLİ HIZLI
BATARYA ŞARJ SİSTEMİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Harun ÖZBAY

Karabük Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında

Doktora Tezi

Olarak Hazırlanmıştır

KARABÜK

Kasım 2017

Harun ÖZBAY tarafından hazırlanan “ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ YENİLENEBİLİR ENERJİ DESTEKLİ HIZLI BATARYA ŞARJ SİSTEMİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ” başlıklı bu tezin Doktora Tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Doç. Dr. Selim ÖNCÜ

Tez Danışmanı, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

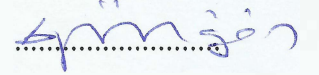


Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir. 24/11/2017

Ünvanı, Adı SOYADI (Kurumu)

İmzası

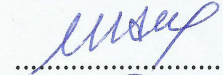
Başkan : Prof. Dr. Güngör BAL (GÜ)



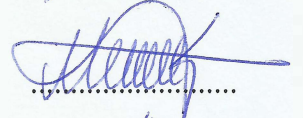
Üye : Doç. Dr. Selim ÖNCÜ (KBÜ)



Üye : Prof. Dr. Mehmet AKBABA (KBÜ)



Üye : Doç. Dr. Murat KARABACAK (SAÜ)



Üye : Yrd. Doç. Dr. Ahmet Hayrettin YÜZER (KBÜ)



15./12./2017

KBÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu, bu tez ile, Doktora derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Filiz ERSÖZ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdür V.





“Bu tezdeki tüm bilgilerin akademik kurallara ve etik ilkelere uygun olarak elde edildiğini ve sunulduğunu; ayrıca bu kuralların ve ilkelerin gerektirdiği şekilde, bu çalışmadan kaynaklanmayan bütün atıfları yaptığımı beyan ederim.”

Harun ÖZBAY

ÖZET

Doktora Tezi

ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ YENİLENEBİLİR ENERJİ DESTEKLİ HIZLI BATARYA ŞARJ SİSTEMİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Harun ÖZBAY

Karabük Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı:

Doç. Dr. Selim ÖNCÜ

Kasım 2017, 157 sayfa

Bu tez çalışmasında, günümüzde hızla gelişmekte olan farklı özelliklerdeki batarya gruplarını yenilenebilir enerji kaynakları kullanarak, hızlı şarj edebilme kabiliyetine sahip şarj sistemi tasarlanmış, benzetim ve uygulama çalışmaları yapılmıştır. Yenilenebilir enerji kaynağı desteğinin yanı sıra şarj sisteminin çift yönlü enerji akışına izin veren güç dönüştürücüleri tasarımıyla, şebekenin aktif ve reaktif güç gereksinimleri de karşılanabilmektedir. Tasarlanan şarj sistemi 15 kW üzerinde ve “Seviye 3” olarak adlandırılan hızlı şarj istasyonu sınıfındadır. Ayrıca tasarlanan hızlı şarj sistemine 12 kW gücünde güneş panelleri de eklendiği için, gelecekte akıllı şebekelerin yaygınlaşmasına bağlı olarak devreye alınacak olan V2G NGU (Vehicle to Grid Next Generation Utility) şebeke etkileşimli şarj istasyonu sınıfına da girmektedir. Güneş panellerinden maksimum güç elde edilmesi için Kayan Kipli Kontrol (KKK) değiştir-gözle (P&O) algoritması kullanılarak MGNİ tasarımı da yapılmıştır. Tasarlanan şarj sisteminde kullanılan güç dönüştürücüleri 10 kHz anahtarlama frekansı ile çalışmaktadır. Sistemdeki üç fazlı şebeke etkileşimli evirici çift yönlü çalışabilecek şekilde tasarlanarak aktif doğrultucu olarak kullanımı

sağlanmıştır. Ayrıca DA-DA dönüştürücüler de çift yönlü çalışacak şekilde tasarlanmış ve şebekeye güç aktarımına olanak sağlanmıştır.

Hızlı şarj sistemindeki güç dönüştürücülerinin kontrolünde dış bozulalara ve parametre değişimlerine karşı dayanıklı, çatırdama yapmayan KKK denetleyicisi kullanılmıştır. Tasarlanan denetleyicinin performansını karşılaştırmak için geleneksel PI denetleyicili sistem benzetim ve uygulama olarak test edilmiş, sonuçlar KKK sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre KKK denetleyicisinin, geleneksel PI denetleyiciye göre cevap süresinin daha hızlı olduğu ve değişimlere karşı daha dinamik olduğu görülmüştür. Bunun yanında şebeke akımlarının toplam harmonik bozulması da %5'in altında kalması sağlanmıştır. Ayrıca hızlı şarj sistemindeki enerji akışının kontrolü için farklı çalışma modları oluşturulmuştur. Böylece güneş panelleri, şebeke ve batarya arasındaki enerji akışı, KKK kontrollü güç dönüştürücüleri ile otomatik olarak yapılabilmiştir. Sistemin denetim algoritmalarının yürütülmesi için sayısal işaret işlemci (DSP) olarak TMS320F28335 kullanılmıştır.

Anahtar Sözcükler : Elektrikli araçlar, hızlı şarj istasyonu, yenilenebilir enerji, MGNI, DSP, kayan kipli kontrol, reaktif güç desteği.

Bilim Kodu : 905.1.033

ABSTRACT

Ph. D. Thesis

IMPLEMENTATION OF GRID-INTERACTIVE AND RENEWABLE ENERGY SUPPORTED FAST BATTERY CHARGER SYSTEM

Harun ÖZBAY

Karabük University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Thesis Advisor:

Assoc. Prof. Dr. Selim ÖNCÜ

November 2017, 157 pages

In this thesis study, the charger system which can charge the battery packs with different features which have been more evolve by using renewable energy sources was designed, the simulation and the application studies are conducted. Active and reactive power requirements of the grid as well as the renewable energy sources support can be supplied by designing power converters allowing bi-directional energy flow of the charger system. The designed charger system is in the fast charger station class, which is over 15 kW and is called as "Level 3". In addition, since 12 kW solar panels are added to the designed charger system, the station is also included in V2G NGU (Vehicle to Grid Next Generation Utility) grid interactive charger station, which will be used due to the widespread use of smart grids in the future. In order to obtain maximum power from solar panels, MPPT is also designed using sliding mode control (SMC) perturb-observe (P&O) algorithm. The power converters used in the designed charger system operate at 10 kHz switching frequency. The three phase grid-tied inverter in the charger system is designed to operate bi-directionally and is used as an active rectifier. Moreover, DC-DC converters are also designed to operate in bi-directional mode, and provide power transfer to the grid.

In the control of the power converters in the fast charger system, a SMC controller which is robust to external distortions and parameter changes and which does not chattering is used. Conventional PI controller system is tested as both a simulation and an experimental study and the results are compared with SMC results. Obtained results show that the designed SMC controller has faster response time compared to the conventional PI controller and more dynamic structure against the changes. In addition, it is ensured that the total harmonic distortion of the grid currents is kept below 5%. Besides, different operating modes are defined to control the flow of energy in the fast charger system. Thus, the energy flow between the solar panels, the grid and the battery can be done automatically with the SMC controlled power converters. The TMS320F28335 is used as the digital signal processor (DSP) for the control algorithms of the system.

Key Word : Electric vehicles, fast charger station, renewable energy, MPPT, DSP, sliding mode control, reactive power support.

Science Code : 905.1.033

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasının başlangıcından sonuçlandırılmasına kadar olan süreçte her zaman ilgi ve desteğini gördüğüm, her türlü bilimsel, maddi ve manevi desteği ile yanımda olan, değerli hocam Doç. Dr. Selim ÖNCÜ'ye sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Yapılan araştırmalara ve çalışmalara proje katkıları ile maddi olarak destek sağlayan Karabük Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimi Başkanlığına (14/2-DR-017 nolu proje) ve TÜBİTAK'a (1003 - Öncelikli Alanlar Ar-Ge Projeleri Destekleme Programı 115E104 nolu proje) teşekkür ederim.

Doktora çalışmam boyunca tez izleme komitesinde görev alan, değerli bilimsel katkılarından ve bilgilerinden faydalandığım hocalarım Prof. Dr. Güngör BAL ve Yrd. Doç. Dr. Ahmet Hayrettin YÜZER'e, ayrıca çalışmalarım boyunca yardımlarını esirgemeyen, tüm zorlukları benimle birlikte göğüsleyen değerli arkadaşım Öğr. Gör. Akif KARAFİL'e ve desteklerinden dolayı Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi yöneticilerine ve tüm mesai arkadaşlarıma teşekkürü bir borç bilirim.

Akademisyen olarak bu günlere gelmemde büyük emekleri olan anneme ve babama, uzun süreli laboratuvar çalışmalarım ve evdeki çalışmalarım bana gösterdiği anlayış, sabır ve manevi desteğinden dolayı eşim Nuray ÖZBAY'a sonsuz teşekkür ederim.

Bu tez, ilgileneceğim zamanlarından istemeyerek çaldığım canım oğlum Kerem ÖZBAY'a ve canım kızım Miray ÖZBAY'a ithaf olunur.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

KABUL	ii
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	vi
TEŞEKKÜR.....	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xiii
ÇİZELGELER DİZİNİ	xvii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	xviii
BÖLÜM 1	1
GİRİŞ	1
BÖLÜM 2	9
ELEKTRİKLİ ARAÇLAR VE ŞARJ İSTASYONLARI	9
2.1. TÜMÜ ELEKTRİKLİ ARAÇLAR (TEA)	9
2.2. HİBRİT ELEKTRİKLİ ARAÇLAR (HEA)	10
2.3. YAKIT HÜCRELİ ELEKTRİKLİ ARAÇLAR (YHEA).....	11
2.4. EA’LARIN AVANTAJ VE DEZAVANTAJLARI.....	12
2.5. EA’LARDA KULLANILAN BATARYALAR	13
2.6. BATARYA ŞARJ YÖNTEMLERİ VE EA ŞARJ İSTASYONLARI	14
2.6.1. Batarya Şarj Yöntemleri.....	14
2.6.2. EA Bataryası Şarj İstasyonları	16
2.6.3. Şarj İstasyonlarının Altyapıları	18
2.6.4. Şarj İstasyonlarının EA’lar ile Haberleşmesi	21
2.7. EA ŞARJ İSTASYONU VE YEK ENTEGRASYONU.....	24
BÖLÜM 3	26
GÜNEŞ ENERJİSİ VE FV SİSTEMLER	26

	<u>Sayfa</u>
3.1. GÜNEŞ ENERJİSİ.....	26
3.2. FOTOVOLTAİK (FV) SİSTEMLER	27
3.2.1. FV Hücre Çeşitleri.....	28
3.2.2. FV Hücrelerin Matematik Modeli.....	30
3.3. MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI İZLEME (MGNİ)	32
3.3.1. MGNİ Performansı.....	33
3.3.2. MGNİ Metotları	34
 BÖLÜM 4	 37
KAYAN KIPLI KONTROL TEKNİĞİ.....	37
4.1. TEMEL KKK KAVRAMLARI.....	39
4.2. KAYMA YÜZEYİ.....	44
4.3. KLASİK KKK.....	45
4.3.1. Lyapunov Kararlılık Teoremi.....	45
4.3.2. Denetleyici Tasarımı	46
4.4. GENELLEŞTİRİLMİŞ KKK.....	48
4.5. DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN KKK İLE KONTROLÜ	49
4.5.1. Düşürücü (Buck) Dönüştürücü Kontrolü	50
4.5.2. Yükseltici (Boost) Dönüştürücü Kontrolü	53
4.5.3. KKK Tekniği ile MGNİ Kontrolü.....	57
4.6. ÜÇ FAZLI EVİRİCİNİN KKK İLE KONTROLÜ	59
 BÖLÜM 5	 64
YEK DESTEKLİ HIZLI BATARYA ŞARJ SİSTEMİ.....	64
5.1. FV SİSTEMİNİN KURULUMU	65
5.1.1. FV Panellerin Montajı.....	65
5.1.2. FV Panel Dizi Benzetim Modeli	66
5.2. GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ	67
5.2.1. Üç Fazlı Evirici	67
5.2.1.1. Üç Fazlı Eviricide Anahtarlama Durumları.....	70
5.2.1.2. Uzay Vektör PWM Tekniği (SVPWM).....	72
5.2.1.3. Park Ve Clarke Dönüşümleri	72

	<u>Sayfa</u>
5.2.1.4. α - β Ve d-q Dönüşümü.....	73
5.2.2. DA-DA Dönüştürücü Tasarımı.....	75
5.2.3. IGBT Sürücü Seçimi.....	79
5.3. DENETİM KARTLARININ TASARIMI.....	80
5.3.1. TMS320F28335 DSP Denetim Kartının Tasarımı.....	80
5.3.2. Akım Ve Gerilim Ölçüm Kartının Tasarımı.....	83
5.3.3. Akım Ve Gerilim Sinyal Düzenleme Kartı.....	85
5.3.4. Koruma Kartı.....	87
5.4. GÜÇ SİSTEMİ.....	88
BÖLÜM 6.....	94
BENZETİM VE UYGULAMA SONUÇLARI.....	94
6.1. ÜÇ FAZLI ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİ BENZETİMİ.....	94
6.1.1. Üç Fazlı Aktif Doğrultucu Benzetim Sonuçları.....	94
6.1.2. Üç Fazlı Evirici Benzetim Sonuçları.....	97
6.2. ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ ÜÇ FAZLI EVİRİCİ UYGULAMASI.....	99
6.2.1. Üç Fazlı Aktif Doğrultucu Uygulama Sonuçları.....	99
6.2.2. Üç Fazlı Evirici Uygulama Sonuçları.....	100
6.3. FV SİSTEMLER İÇİN ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ ÜÇ FAZLI EVİRİCİNİN AKTİF/REAKTİF GÜÇ KONTROLÜ.....	101
6.3.1. P&O MGNİ Ve PI Denetimli Benzetim Sonuçları.....	101
6.3.2. P&O MGNİ Ve PI Denetimli Uygulama Sonuçları.....	106
6.3.3. KKK Denetimli Benzetim Sonuçları.....	109
6.3.4. KKK Denetimli Uygulama Sonuçları.....	113
6.4. FV DESTEKLİ HIZLI ŞARJ SİSTEMİ.....	115
6.4.1. KKK Denetimli Hızlı Şarj Sistemi Benzetimi.....	116
6.4.2. Çalışma Modlarının Belirlenmesi Ve Uygulama Sonuçları.....	121
6.4.2.1. MOD – 1.....	124
6.4.2.2. MOD – 2.....	126
6.4.2.3. MOD – 3.....	128
6.4.2.4. MOD – 4.....	130
6.4.2.5. MOD – 5.....	132

	<u>Sayfa</u>
6.4.2.6. MOD – 6	134
6.5. KKK İLE PI SONUÇLARININ KARŞILAŞTIRILMASI.....	134
 BÖLÜM 7	136
SONUÇLAR	136
KAYNAKLAR	140
ÖZGEÇMİŞ	157



ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 2.1. EA bataryalarının teknoloji yol haritası.....	13
Şekil 2.2. Li-ion hücresinin şarj profili [55].	15
Şekil 2.3. Seviye 1 için bağlantı aparatı (SAE J1772/IEC 62196-2).	17
Şekil 2.4. Seviye 2 için bağlantı aparatı (SAE J1772/IEC 62196-2).	17
Şekil 2.5. Seviye 3 için farklı standartlarda bağlantı aparatları.	18
Şekil 2.6. Kontrol sinyali devresinin tipik uygulaması.	22
Şekil 2.7. Normal şarj işlemi koşullarında kontrol sinyali döngüsü.	23
Şekil 3.1. FV hücre çeşitleri.....	29
Şekil 3.2. FV hücrenin eşdeğer devre modeli.	30
Şekil 3.3. FV panelin a) akım-gerilim b) güç-gerilim karakteristikleri.	32
Şekil 3.4. P&O metodunun akış şeması.....	36
Şekil 4.1. Örnek denklemlerin faz düzlemi a) Denklem I b) Denklem II.....	39
Şekil 4.2. İdeal anahtarlama durumunda kayma rejimi.....	40
Şekil 4.3. Histerisiz bandına sahip sistemin kayma rejimi.....	41
Şekil 4.4. Sistemin kararsız durumunda kayma rejimi.	41
Şekil 4.5. Kayma doğrusu eğiminin değişimi.	45
Şekil 4.6. Lyapunov kararlılık durumları.....	46
Şekil 4.7. DA-DA dönüştürücülerde KKK tekniğinin genel şeması.	50
Şekil 4.8. Düşürücü (buck) dönüştürücünün topolojisi.....	51
Şekil 4.9. Yükseltici (boost) dönüştürücünün topolojisi.	53
Şekil 4.10. Yükseltici dönüştürücü ile MGNİ sistemi.	57
Şekil 4.11. a) Şebeke etkileşimli üç fazlı evirici b) eşdeğer devresi.....	59
Şekil 5.1. Tasarlanan FV panel dizisinin blok şeması.	65
Şekil 5.2. FV panellerin montajı.	65
Şekil 5.3. GSPV marka 190 W gücünde FV panelin PSIM benzetimi.	66
Şekil 5.4. Farklı güneş ışınımı altında a) FV panelin güç – gerilim b) FV dizisinin güç – gerilim karakteristikleri.....	67
Şekil 5.5. Eviricide kullanılan hat filtre bobinleri.....	69

Şekil 5.6. Üç fazlı eviricinin anahtarlama durumları.	70
Şekil 5.7. SVPWM tekniğinde üretilen uzay vektörleri.....	72
Şekil 5.8. Üç fazlı sistemden α - β ve d - q sistemine geçiş.....	73
Şekil 5.9. a) Yükseltici dönüştürücü b) çift yönlü DA-DA dönüştürücü.....	76
Şekil 5.10. DA-DA dönüştürücülerde kullanılan 2 mH'lik bobinler.	78
Şekil 5.11. a) SKYPER 32 PRO R IGBT sürücüsü b) BOARD 1.....	79
Şekil 5.12. DSP denetim kartının genel blok şeması.	82
Şekil 5.13. DSP denetim kartı.....	82
Şekil 5.14. ACS756 akım sensörünün yapısı ve bağlantı uçları.	83
Şekil 5.15. LEM LV25-P gerilim sensör bağlantısı.....	84
Şekil 5.16. Akım ve gerilim ölçüm kartı.....	85
Şekil 5.17. a) AA sinyalin ofset devresi ve b) DA sinyalin ölçekleme devresi.	85
Şekil 5.18. a) Akım/gerilim offset kartı b) akım/gerilim ölçüm kartı.....	86
Şekil 5.19. a) Akım koruma devresi b) koruma kartı.....	87
Şekil 5.20. Koruma kartının akım/gerilim ölçüm kartına bağlantısı.....	88
Şekil 5.21. Tasarlanan sistemin blok şeması.....	88
Şekil 5.22. Güç devresinin soğutucu üzerine monte edilmesi.	89
Şekil 5.23. Tasarlanan sistem panosunun farklı açılardan görünümü.....	90
Şekil 5.24. Sistem panosuna monte edilmiş güç devresi.	91
Şekil 5.25. Tasarlanan sistemdeki ön direnç grupları.	91
Şekil 5.26. Tasarlanan bobinlerin sistem panosundaki yerleşimi.	92
Şekil 5.27. Panodaki sensör kartları, denetim kartı, kontaktörler ve sigortalar.	92
Şekil 5.28. OPzS batarya grubu.	93
Şekil 6.1. Tasarlanan üç fazlı aktif doğrultucunun PSIM devre şeması.	95
Şekil 6.2. PLL ile açısal hız değerlerinin üretimi.....	95
Şekil 6.3. Aktif doğrultma durumunda şebekeden çekilen akımlar ($P_{ref}=3$ kW).....	96
Şekil 6.4. Şebekeden çekilen aktif, reaktif ve görünür güçler.	97
Şekil 6.5. Üç fazlı evirici PSIM devre şeması.	97
Şekil 6.6. Evirici durumunda şebekeye aktarılan akımlar ($P_{ref}=2$ kW).	98
Şekil 6.7. Şebekeye aktarılan aktif, reaktif ve görünür güçler.	98
Şekil 6.8. DA bara gerilimi ve akımların geçiş anı ($P_{ref}=3$ kW).....	99
Şekil 6.9. a faz akımının anahtarlama anında geçişi.	100
Şekil 6.10. DA bara gerilimi ve akımların geçiş anı ($P_{ref}=2$ kW).....	100

Şekil 6.11. Akımların anahtarlama anında geçişleri.	101
Şekil 6.12. P&O MGNİ ve PI denetimli sistemin blok şeması.	102
Şekil 6.13. P&O MGNİ ve PI denetimli sistemin PSIM devre şeması.	104
Şekil 6.14. P&O MGNİ ve PI denetimli sistemin farklı radyasyonlarda güç takibi.	104
Şekil 6.15. P&O MGNİ ve PI denetimli sistemde üç fazlı şebeke akımları.	105
Şekil 6.16. P&O MGNİ ve PI denetimli sistemin farklı komutlarda güç takibi.	105
Şekil 6.17. P&O MGNİ ve PI denetimli sistemde şebeke akımları ve geçişleri.	106
Şekil 6.18. P&O MGNİ ve PI denetimli sistemin Pref=5,5 kW, Qref=5 kVAr için deneysel sonuçları.	107
Şekil 6.19. P&O MGNİ ve PI denetimli sistemin Pref=5,5 kW, Qref=-5 kVAr için deneysel sonuçları.	108
Şekil 6.20. P&O MGNİ ve PI denetimli sistemin Pref=11 kW iken Qref=8 kVAr reaktif güçten Qref=-8 kVAr reaktif güce geçiş durumu.	109
Şekil 6.21. KKK denetimli sistemin blok şeması.	109
Şekil 6.22. KKK denetimli sistemin PSIM devre şeması.	110
Şekil 6.23. KKK denetimli sistemin farklı radyasyonlarda güç takibi.	111
Şekil 6.24. KKK denetimli sistemde üç fazlı şebeke akımları.	111
Şekil 6.25. KKK denetimli sistemin farklı komutlarda güç takibi.	112
Şekil 6.26. KKK denetimli sistemde üç fazlı şebeke akımları ve geçişleri.	112
Şekil 6.27. Pref=8,5 kW, GR=720 W/m ² için sistemin deneysel sonuçlar.	113
Şekil 6.28. Pref=11,4 kW, GR=950 W/m ² için sistemin deneysel sonuçlar.	114
Şekil 6.29. KKK kontrollü YEK destekli hızlı şarj sistemi blok şeması.	115
Şekil 6.30. KKK kontrollü YEK destekli hızlı şarj sistemi PSIM şeması.	116
Şekil 6.31. Hızlı şarj istasyonunun farklı durumlarda güç değişim sonuçları.	117
Şekil 6.32. Hızlı şarj sisteminin farklı güçlerdeki şebeke akımları.	120
Şekil 6.33. Tasarlanan sistemin akış diyagramı.	123
Şekil 6.34. MOD – 1 (BAT: Devrede, Boş; FV: Yeterli; Şebeke: Alıcı).	124
Şekil 6.35. MOD – 1 çalışma durumu benzetim sonuçları.	124
Şekil 6.36. MOD – 1; FV'nin ve bataryanın gerilimi, akımı ve FV gücü.	125
Şekil 6.37. MOD – 1; DA bara gerilimi, Duty, şebeke gerilimi ve akımı.	125
Şekil 6.38. MOD – 2 (BAT: Devrede, Boş; FV: Yetersiz; Şebeke: Verici).	126
Şekil 6.39. MOD – 2 çalışma durumu benzetim sonuçları.	126
Şekil 6.40. MOD – 2; FV'nin ve bataryanın gerilimi, akımı ve FV gücü.	127
Şekil 6.41. MOD – 2; DA bara gerilimi, Duty, şebeke gerilimi ve akımı.	127

Şekil 6.42. MOD – 3 (BAT: Devrede, Boş; FV: Devre Dışı; Şebeke: Verici).	128
Şekil 6.43. MOD – 3 çalışma durumu benzetim sonuçları.	128
Şekil 6.44. MOD – 3; Şebekenin ve bataryanın gerilimi, akımı ve gücü.	129
Şekil 6.45. MOD – 3; DA bara gerilimi, şebeke akımı, şebeke gücü ve batarya gücü.	129
Şekil 6.46. MOD – 4 (BAT: Dolu, Devre Dışı; FV: Yeterli; Şebeke: Alıcı).	130
Şekil 6.47. MOD – 4 çalışma durumu benzetim sonuçları.	130
Şekil 6.48. MOD – 4; Şebekenin ve FV'nin gerilimi, akımı ve FV gücü.	131
Şekil 6.49. MOD – 4; DA bara gerilimi, Duty, FV gücü ve şebeke gücü.	131
Şekil 6.50. MOD – 5 (BAT: Devrede, Dolu; FV: Devre Dışı; Şebeke: Alıcı).	132
Şekil 6.51. MOD – 5 çalışma durumu benzetim sonuçları.	132
Şekil 6.52. MOD – 5; şebeke akımı ve gerilimi, batarya gerilimi, akımı ve gücü...	133
Şekil 6.53. MOD – 5; DA bara gerilimi, şebeke akımı ve gücü, batarya gücü.	133
Şekil 6.54. MOD – 6 (BAT: Devre Dışı; FV: Devre Dışı; Şebeke: Devre Dışı).	134

ÇİZELGELER DİZİNİ

Sayfa

Çizelge 2.1. EA'ların avantaj ve dezavantajları.....	12
Çizelge 2.2. EA şarj istasyonlarının özellikleri (SAE J1772).....	16
Çizelge 2.3. Şarj istasyonlarının kurulabildikleri yerleşim birimleri.....	19
Çizelge 2.4. Şarj istasyonlarının şebeke ile etkileşim durumları.....	20
Çizelge 2.5. Kontrol sinyali fonksiyonları [77].	23
Çizelge 2.6. Kontrol sinyal döngüsünün zamana göre sıralaması [77].....	24
Çizelge 5.1. Üç fazlı evirici için anahtarlama tablosu.	71
Çizelge 6.2. Tasarlanan sistemin çalışma modları.....	122

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

SİMGELER

$S(x)$: kayma yüzeyi

$\Phi(t)$: hedeflenen durum fonksiyonu

$\varphi(t)$: durum değişkeni fonksiyonu

δ : sınır katmanı genişliği

G : kayma yüzeyi eğmi

i_a : a fazı akımı

i_b : b fazı akımı

i_c : c fazı akımı

i_α : alfa ekseni akımı

i_β : beta ekseni akımı

i_d : d ekseni akımı

i_q : q ekseni akımı

i_0 : 0 ekseni akımı

i_{BAT} : batarya akımı

i_{DA} : DA bara akımı

I_{ph} : fotovoltaiik akımı

I_{sc} : kısa devre akımı

I_D : diyot akımı

I_o : ters sızıntı akımı

I_{FV} : FV hücre çıkış akımı

I_{mgn} : maksimum güç noktasındaki akım

I_o : eviriciden şebekeye aktarılan faz akımının etkin değeri

I_1 : etkin değerin temel dalgası

I_{ON} : ön şarj akımı

$I_{ŞARJ}$: şarj akımı

I^* : akım referansı

ΔI_L : bobbin akımındaki dalgalanma oranı

V_a	: a fazı gerilimi
V_b	: b fazı gerilimi
V_c	: c fazı gerilimi
V_α	: alfa ekseni gerilimi
V_β	: beta ekseni gerilimi
V_d	: d ekseni gerilimi
V_q	: q ekseni gerilimi
V_0	: 0 ekseni gerilimi
V_{BAT}	: batarya gerilimi
V_{DA}	: DA bara gerilimi
V_K	: kritik gerilim
$V_{\text{ÖN}}$	: ön şarj gerilimi
V_M	: maksimum gerilim
V_T	: tekrar gerilimi
V_{oc}	: açık devre gerilimi
V_{FV}	: FV hücre çıkış gerilimi
V_{mgn}	: maksimum güç noktasındaki gerilim
V_{cc}	: kollektör gerilimi
ΔV_{DA}	: DA bara gerilimindeki dalgalanma oranı
$u(t)$	: kontrol işareti
$u_{eş}(t)$	: eşdeğer kontrol
u_{Cj}	: kondansatör geriliminin dâhili durum değişkeni
i_{Li}	: bobin akımının dâhili durum değişkeni
P_{FV}	: FV hücre çıkış gücü
P_{BAT}	: batarya gücü
S_g	: şebeke görünür gücü
P_g	: şebeke aktif gücü
Q_g	: şebeke reaktif gücü
P_{gref}	: şaktif güç referansı
Q_{gref}	: reaktif güç referansı
e_p	: aktif güçteki hata
e_Q	: reaktif güçteki hata
K_p	: aktif güç için pozitif kazanç değeri

K_Q	: reaktif güç için pozitif kazanç değeri
f_s	: anahtarlama frekansı
L	: filtre bobini
L_{min}	: bobbin minimum değeri
T_c	: FV hücre sıcaklığı
G	: W/m^2 deki güneş ışıınım miktarı
G_r	: referans güneş ışıınım miktarı
q	: elektrik yükü
k	: Boltzman sabiti
A	: diyotun kalite faktörü
D	: kesin pozitif tanımlı köşegen bir kazanç matrisi
ς	: isteğe bağlı seçilmiş küçük bir pozitif değer
C_s	: snubber kapasitesi

KISALTMALAR

EA	: Elektrikli Araç
TEA	: Tümü Elektrikli Araç
HEA	: Hibrid Elektrikli Araç
PHEA	: Plug-in Hibrid Elektrikli Araç (Şarj Edilebilen HEA)
YHEA	: Yakıt Hücreli Elektrikli Araç
İYM	: İçten Yanmalı Motor
YEK	: Yenilenebilir Enerji Kaynakları
FV	: Fotovoltaik
MGNİ	: Maksimum Güç Noktası İzleme
MGN	: Maksimum Güç Noktası
P&O	: Perturb & Observe (Değiştir & Gözle)
IC	: Incremental Conductance (Artan İletkenlik)
AM	: Air Mass (Hava Kütlesi)
STC	: Standard Test Condition (Standart Test Koşulları)
DYK	: Değişken Yapılı Kontrol
KKK	: Kayan Kipli Kontrol
PI	: Proportional-Integral (Oransal İntegral)
PID	: Proportional-Integral-Derivative (Oransal İntegral Türevsel)
PR	: Proportional-Resonant (Oransal Rezonans)
FLC	: Fuzzy Logic Control (Bulanık Mantık Kontrol)
ANN	: Artificial Neural Network (Yapay Sinir Ağları)
HB	: Histerisiz Bloğu
DSP	: Digital Signal Processor (Dijital Sinyal İşlemcisi)
SVM	: Space Vector Modulation (Uzay Vektör Modülasyonu)
PWM	: Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülasyonu)
ADC	: Analog Digital Converter (Analog Dijital Dönüştürücü)
DAQ	: Data acquisition (Veri Toplama)
SCI	: Serial Communication Interface (Seri İletişim Arayüzü)
SPI	: Serial Peripheral Interface (Seri Çevresel Arayüzü)
PLC	: Power Line Carrier (Güç Hatı Taşıyıcısı)
CAN	: Controller Area Network (Kontrol Alan Ağı)

I/O : Input/Output (Çift yönlü dijital veri yolu)

IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers (Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü)

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor (Kapı izoleli çift kutuplu transistör)

PVC : Polivinil Clorid (Plastik)

PCB : Printed Circuit Board (Baskı Devre Kartı)

PLL : Phase Locked Loop (Faz Kilitleme Döngüsü)

AA : Alternatif Akım

DA : Doğru Akım

KVA : Kilovoltamper

KW : Kilowatt

KVAr : Kilovoltamper Reaktif

PF : Power Factor (Güç Faktörü)

THD : Total Harmonic Distortion (Toplam Harmonik Bozulma)

CV : Constant Voltage (Sabit Gerilim)

CC : Constant Current (Sabit Akım)

BYS : Batarya Yönetim Sistemi

SOC : State Of Charge (Şarj Durumu)

CCS : Combined Charging System (Kombine Şarj Sistemi)

V2G : Vehicle to Grid (Araçtan Şebekeye)

G2V : Grid to Vehicle (Şebekeden Araca)

SAE : Society of Automotive Engineers (Otomotiv Mühendisleri Derneği)

IEC : International Electrotechnical Commission (Uluslararası Elektroteknik Komisyonu)

CHAdEMO : Charge de Move (Şarj Et Ve Git)

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Günümüzde, dünya nüfusunun ve sanayileşmenin artmasına bağlı olarak enerji talebi de artmaktadır. Talep edilen enerjinin karşılanmasında fosil yakıtlar önemli bir rol oynamaktadır. Fakat fosil kökenli yakıtların kullanılması sonucu ortaya çıkan zararlı emisyonlar ve sera gazları, çevre kirliliğine ve küresel ısınmanın artmasına sebep olmaktadır. Bu yüzden, fosil yakıt tüketimini azaltmayı hedefleyen çalışmaların sayısı hızla artmaktadır. Özellikle gelişmiş ülkeler 2030 yılına kadar sera gazı emisyonunu %40 oranında azaltmayı hedeflemektedirler [1]. Bu hedefin tutturulmasındaki en önemli iki faktör [2];

- Sera gazı emisyonunun yaklaşık %30'una neden olan enerji üretiminde yenilenebilir enerji kaynaklarının (YEK) daha çok kullanılması,
- Sera gazı emisyonunun yaklaşık %25'ine neden olan taşımacılık sektöründeki değişim ile elektrikli araçların (EA) daha çok kullanılması.

Özellikle, güneş enerjisinden elektrik enerjisi elde edilen Fotovoltaik (FV) sistemler en popüler yenilenebilir enerji kaynaklarından biridir [3, 4]. Güneş enerjisinden elde edilen enerjinin çevre üzerinde olumsuz etkileri bulunmadığı bilinmektedir. Ayrıca, kolay kullanımı ve bakım gerektirmemesi nedeniyle bu konu araştırmacılar için daha fazla önem kazanmıştır [5]. FV sistemleri, şebekeye bağlı eviriciler, sulama sistemleri, çiftlik evleri, şebekeden bağımsız sistemler, uzay araçları ve askeri uygulamalar gibi birçok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır [6].

Taşımacılık sonucu ortaya çıkan CO₂ emisyonunun ise, 2050 yılına kadar, elektrikli araçların yaygınlaşmasıyla %60 oranında azaltılması da gelişmiş ülkeler tarafından hedeflenmektedir [7]. EA'lar içten yanmalı motorlardan (İYM) çok daha temizdir. Çünkü EA'ların karbon emisyonu yoktur. Bu yüzden, son dönemlerde EA'lara ilgi oldukça artmıştır.

Aslında, EA kavramının elektrikli motor icadından bu yana, 150 yıllık uzun bir geçmişi vardır. EA'ların tarihine bakıldığında İYM'lerden daha eski olduğu görülmektedir. 1828'de, Macar Ányos Jedlik, 1832'de, İskoçyalı Robert Anderson ve 1835'de, Hollandalı Profesör Stratingh tasarladıkları küçük ölçekli araçlar ile EA'ların ilk dönem mucitleri olarak tarihte yer almışlardır. 1882 yılında ise kurşun asit bataryaların geliştirilmesi ile İngiltere'de Prof. William Ayrton ve John Perry geliştirdikleri EA ile daha yüksek hızlara ve daha uzun menzillere ulaşmışlardır [8-13].

1930'lu yıllara gelindiğinde ise benzinli araçların hızla gelişiminin sonucu durum tersine dönmüştür. Ayrıca, karayollarındaki mesafelerin artması da, o dönemin şartlarında EA'ların ikinci plana atılmasına neden olmuştur. Bir süre gündemden düşen EA'lar, 1970'lerde meydana gelen petrol krizinin ardından tekrardan tartışma konusu olmuştur. Özellikle, önemli otomotiv firmaları İYM'lu araçları elektrikli araca dönüştürmek için çalışmışlardır. Geliştirilen nikel-demir bataryaları bu araçlarda kullanarak EA'ların menzil ve hızları daha da iyileştirilmiştir. Fakat, yeterli performansa ulaşamadığı için yoğun bir ilgi görmemiştir. 1990'larda ise EA'ların mevcut batarya teknolojilerinin kısıtladığı menzil sorununu gidermek için hibrid elektrikli araçlar (HEA) geliştirilmiştir [14]. Günümüzde ise gelişen batarya teknolojisi ile hem EA'ların çeşitliliği hem de sayılarında ciddi bir artış sağlanmıştır.

Mevcut EA'lar genellikle şebekeden beslenmekte ve her geçen gün şebekeden talep ettikleri enerji artmaktadır. Ancak şarj istasyonlarında yapılacak bir düzenleme ile enerjinin sadece şebekeden değil, FV gibi yenilenebilir enerji kaynaklarından da kullanımı sağlanabilir. Fakat bu talebin karşılanmasında FV sistemlerden üretilen gücün yeterince kullanılması veya şebekeye aşırı yüklenilmemesi gerekmektedir [15]. Bunun için uygun kontrol algoritmalarının tasarlanması gerekmektedir.

Son yıllarda kontrol sistemlerinde dijital kontrolör kullanımında hızlı bir artış olmuştur. Özellikle, Dijital Sinyal İşlemcisinin (DSP) gelişimi ile ileri kontrol tekniklerinin uygulanması kolaylaşmıştır [16]. Böylece hem FV hem EA'ların, hem de şebekenin bir arada bulunduğu sistemlerin kontrolü son derece etkili bir şekilde yapılabilmektedir. Aynı zamanda işlemcinin kapasitesinin artmasıyla sistemdeki güç

ünitelerinin tasarımında değişiklikler yapılarak EA'nın çift yönlü bir çalışma durumuna sahip olması sağlanabilmektedir. Böylece EA'lar bir tüketim merkezinin enerji ihtiyacını karşılamak için gerek aktif güç gerekse reaktif güç verecek şekilde kontrol edilebilir.

Bu sistemlerin kontrolünde genellikle oransal-integral (Proportional-Integral (PI)), oransal-integral-türevsel (Proportional-Integral-Derivative (PID)) veya oransal-rezonans (Proportional-Resonant (PR)) denetleyiciler kullanılmıştır [17,18]. Fakat, PI ve PID denetleyicisi sinüsoidal sinyaller için kararlı durum hatasını ortadan kaldıramaz. PR denetleyicisi ise, kararlı durum hatası olmaksızın sinüsoidal sinyaller izleyebilme yeteneğine sahip olsa da, seçilen harmonik bileşen frekansının biraz sapması, kontrol performansını büyük ölçüde bozar [19]. Kayan kipli kontrol (Sliding mode control) ise doğrusal olmayan sistemlerdeki bu olumsuzlukları kaldırmak için geliştirilmiş, değişken yapı kontrolü stratejisine dayanan etkili bir kontrol yöntemidir. Örneğin FV sistemlerde, özellikle yükteki olası değişimlerin, güneş ışınımındaki ani değişimlerin ve gerek şebekedeki gerekse sistemdeki gerilim değişimlerinin olduğu durumlarda çok hızlı, kararlı ve verimli bir kontrol sağlamaktadır [20-22].

Türkiye'de de EA'lar üzerine yapılan çalışmalar son zamanlarda giderek artmaktadır. Görkem ŞEN çalışmasında; şarj edilebilen elektrikli araçların kesintisiz güç kaynağı olarak kullanılmasını sağlayan bir güç ünitesinin tasarımını ve uygulamasını yapmıştır. Çalışmasında elektrikli araçların sahip olduğu batarya ile genel olarak bir evsel yükün enerji ihtiyacının giderilebileceğini öngörmüştür. Öncelikle çalışmasını benzetim ortamında gerçekleştirmiştir. Ardından da laboratuvar ortamında hazırlanan test platformu üzerinde çalışmasını gerçekleştirmiştir. Sistemde 12V 18 Ah'lık 2 adet aküyü seri bağlayarak 24 V'luk akü grubu oluşturmuştur. Çalışmasında kontrolör olarak da dSPACE kullanmıştır [23]. Nabeel ALTANNEH çalışmasında; bataryalı bir golf arabasının güneş ve hidrojen yakıt pillerinden beslenebilmesi için gerekli düzenlemeler yapmıştır. Üzerinde güneş panelleri bulunan bataryalı aracı yakıt pili destekli olarak çalıştırmıştır. Araçta altı adet 6 V'luk batarya kullanarak bunları seri bağlamak suretiyle 36 V' luk gerilim elde etmiştir. Ayrıca, bataryanın durumuna göre yakıt pilinin devreye alınmasına veya devreden çıkartılmasına karar veren

PIC16F877 kullanarak bir ana denetleyici tasarlamıştır [24]. Volkan ERGİNER ise çalışmasında HEA'ları oluşturan tüm temel bileşenleri detaylı şekilde incelemiştir. Batarya ile elektrik motor sürücüsü arasında görev yapacak olan DA-DA dönüştürücülerle ilgili olarak farklı yapıları Matlab/SIMULINK ile benzetim çalışmaları yaparak değerlendirmiştir. Araçta rejeneratif frenleme ile bataryanın şarj edilebilmesi için çift yönlü enerji akışının sağlanması gerektiğini vurgulamıştır. İncelediği çift yönlü dönüştürücülerin içerisinde de maliyet artışına karşın, güvenlik açısından en uygun yapının izolasyonlu bir dönüştürücü olduğu sonucuna varmıştır [25]. Tufan KAYIKLI ve Abdulkadir BALIKÇI EA'ların şarj cihazlarına yönelik bir benzetim çalışması yapmışlardır. PSIM yazılımı ile SLPB60216216 bataryası için modelleme yapmışlardır. Şarj cihazının verimini yükseltmek için güç kat sayısını düzeltmek birimi UC3854 denetleyicisi modeli tasarlamışlardır. DSP modellemede kullanılan Embedded Block ile şarj kontrol algoritması geliştirmişlerdir. Benzetim sonuçlarına göre güç kat sayısının düzeltilmesiyle verimi artırıp, şebekeye salınan harmoniklerin büyük ölçüde giderildiğini göstermişlerdir [26].

Günümüzde birçok ülkede EA'lar ile ilgili çalışmalarına hız kazandırmıştır. D. AGGELER ve arkadaşları çalışmalarında İsveç'in kırsal bir kesimine kurdukları ultra hızlı şarj istasyonunda düşük frekanslı dönüştürücü ile yüksek frekanslı DA-DA dönüştürücü kullanmıştır. Aynı aracı 10 dakika gibi kısa bir sürede şarj ederek 100 km mesafeyi kat etmesi hedef alınmış ve dönüştürücülerin avantajlı ve dezavantajlı yanlarını belirlemiştir. Böylece sistemin en önemli gereksinimlerinin neler olduğunu da ortaya koymuştur [27]. A.S.YILMAZ ve arkadaşları çalışmalarında 650 V'luk bir gerilim kullanarak 400 V'luk batarya grubunu şarj etmek için seri bağlı DA-DA dönüştürücü kullanmıştır. Tasarladıkları seri bağlı DA-DA alçaltan dönüştürücü sayesinde ayarlanabilir şarj gerilimi elde etmişlerdir. Kullandığı teknik ile güç dönüştürücünün işlem yapmasına gerek kalmadan kaynak akımının bir kısmını akü gruplarına aktarmıştır [28].

Literatürde EA'ların hızlı şarj edilebilmesi ile ilgili çalışmalar da yer almaktadır. A. KUPERMAN ve arkadaşları çalışmalarında EA'lar için 50KW'lık lityum-ion bataryaların hızlı şarjı için sistem tasarlamıştır. Sistem akım limit fonksiyonu olan iki kademeli bir güç kaynağından oluşmaktadır. İlk kademesinde toplam harmonik

bozulmanın (THD) ve güç faktörünün (PF) iyileştirilmesi için doğrultucuya paralel bağlanmış aktif filtre bulunmaktadır. Diğer kademesinde ise şarj moduna göre akım ve gerilim ayarı yapabilen arka arkaya bağlanmış altı adet DA-DA dönüştürücü bulunmaktadır. Sistemin PSIM ile benzetimi yapılarak sonuçlar alınmış ve uygulama için olumlu olduğunu gösterilmiştir [29]. L. M. TOLBERT ve arkadaşları çalışmalarında EA' lar için çift yönlü güç aktarımını gerçekleştirerek dört bölgede çalışabilen bir sistem tasarlamıştır. Sistemde içerisinde hem bataryayı şarj edebilen hem de şebekeye güç aktarımı sağlayabilen AA-DA dönüştürücü geliştirmiştir. Böylece gerektiğinde şebekenin aktif ya da reaktif güç ihtiyacını karşılamıştır [30]. K. X. LU ve arkadaşları ise çalışmalarında bir elektrikli otobüs için yüksek performanslı hızlı şarj istasyonu uygulaması yapmıştır. İstasyonda kullanılan sistemin devre topolojisini çift yönlü çalışacak şekilde tasarlamıştır. Sistem, 10 KVA gücünde tasarlanmış ve 3 fazlı şebekeden beslenmiştir [31].

Akıllı şebekeler ile uyumlu şekilde çalışabilecek sistem tasarımları üzerine de akademik çalışmalar yapılmaktadır. G. K. VENAYAGAMOORTHY ve arkadaşları çalışmalarında elektrikli araçların şarj edildiği akıllı otopark olarak adlandırılan otoparklarda enerjiyi rüzgâr enerjisini kullanarak sağlamıştır. Aynı zamanda bu rüzgâr çiftliğine bağlı iletim hatlarındaki güç dalgalanmalarını hafifletmiştir. Böylece akıllı parkları gerilim kontrol modunda çalıştırırken şebekeye reaktif güç desteği vererek iletim hattındaki yüklerin ihtiyacını karşılamıştır [32]. J. G. LOZANO ve arkadaşları çalışmalarında elektrikli araçlar için akıllı şebeke uyumlu fişli şarj cihazı tasarlamıştır. Akıllı şebekelerin IEEE 1459-2010 standardına uygun olacak şekilde PF ve THD değerini sağlamışlardır. Sistemin öncelikle Matlab/SIMULINK ortamında benzetimini yapmışlardır. Daha sonra sistemin küçük güçlü bir prototipini deney ortamında gerçekleştirip sonuçları karşılaştırmışlardır [33].

EA'ların şarj işleminin kontrolünü sağlayan işlemcilerin gelişimi ile güç akış kontrolleri de verimli bir şekilde yapılmaya başlanmıştır. J. G. PINTO ve arkadaşları çalışmalarında şebekeden aracı, araçtan şebekeyi ya da araçtan evin enerji ihtiyacını karşılayabilecek çift taraflı batarya şarj teknolojisi geliştirmiştir. Sundukları sistem, özellikle elektrik kesintileri olan bölgelerde ya da şebekenin bulunmadığı yerleşim birimlerinde aracın enerjisini evde kullanılması için tasarlanmıştır. PSIM

programıyla benzetimi çalışması yapılarak, kontrol algoritmalarının kullanımının mümkün olduğu ortaya koyulmuştur. Bir deney düzeneği ile DSP TMS320F28335 işlemcisi kullanılarak küçük güçlü bir uygulama gerçekleştirilmiştir [34]. G. WALTRICH ve arkadaşları çalışmalarında 40 KW'lık hızlı şarj istasyonunun deneysel çalışmasını sunmuştur. 3 fazlı şebekeden hızlı şarj esnasında şebekeden çekilen akımı dengelemek için geliştirdiği multiport dönüştürücü ile bataryaların şarjını gerçekleştirmiştir. Çok sayıda dönüştürücü olduğundan anahtarlama elemanlarının kontrolünü aynı anda hem DSP TMS320F28335 hem de FPGA Virtex 4 birlikte kullanarak gerçekleştirmiştir [35].

YEK'lerin öneminin artmasıyla EA'ların şarj edilmesindeki FV sistemlerinin yeri de araştırma konusu olmuştur. M. E. ROPP yaptığı çalışmada elektrikli araçların güneş pilleri ile şarj edilebilmesi hakkında bir araştırma sunmuştur. Aynı zamanda güneş pillerinden şebekenin beslenmesi ile ilgili IEEE-1547 ve IEC-62116 gibi standartların araçların şebekeyi beslemesi için geliştirilen çift yönlü dönüştürücü topolojilerindeki standartlara benzerliğini sunmuştur. Yaptığı araştırmalar sonucu EA'ların güneş pillerinden yararlanmasının çok uygun olduğunu vurgulamıştır [36].

Literatürdeki çalışmalar, genellikle EA'ların şarj sistemindeki evirici ya da dönüştürücü yapıları ile ilgilidir. Kontrolleri de geleneksel PI, PID ve PR denetleyiciler ile yapılmıştır. Ayrıca, EA'ları şarj etmek için şebeke kullanımının yanı sıra FV sistemler gibi YEK'lerden destek alarak geliştirilen şarj istasyonu çalışmaları oldukça azdır. Yapılanlarda ise, enerji kaynakları arasındaki güç akış kontrolünü sağlayacak akıllı kontrol algoritmalarına çok rastlanmamaktadır.

Bu tez çalışmasında, bataryaların YEK'lerden de faydalanarak, hızlı bir şekilde şarj edilebilmesi için bir sistem tasarlanmıştır. Batarya şarj edilirken gerekli durumlarda şebekenin reaktif güç gereksinimlerini karşılayabilecek şekilde kontrol edilmiştir. Sistemde FV panellerin çıkış gücünün mümkün olabilen en yüksek seviyede olabilmesi amacıyla DA-DA yükselten dönüştürücü için maksimum güç noktası izleme (MGNI) algoritması olarak KKK değiştir-gözle (P&O) algoritması geliştirilmiştir. Ayrıca, tasarlanan sistemde batarya hem şarj hem dedeşarj edilebilmektedir. Bunun için şebeke etkileşimli çift yönlü çalışabilen üç fazlı evirici

tasarlanmış ve doğrudan güç kontrolü için KKK kontrol algoritması geliştirilmiştir. Bataryadaki gücün çift yönlü aktarılması için de çift yönlü çalışabilen DA-DA dönüştürücü tasarlanmıştır. Bu dönüştürücü de sistemdeki diğer dönüştürücü ve evirici gibi KKK tekniği ile kontrol edilmiştir. Böylece sistemin zamanla değişen parametrelerinden ve doğrusal olmayan karakteristiğinden etkilenmeyecek yüksek performanslı bir kontrol algoritması tasarlanmıştır.

Bununla birlikte tüm sistemin genel kontrolünü sağlayacak bir kontrol algoritması geliştirilmiştir. Geliştirilen algoritma evirici ve dönüştürücülerin kontrolleri dışında sistemi bir bütün olarak denetlemektedir. Öncelikle sistemin farklı durum ve koşullar altında çalışabilmesi için farklı çalışma modları belirlenmiştir. Sonrasında ise gerekli çalışma modlarına geçiş şartları belirlenmiştir. Böylece, tasarlanan akıllı algoritma ile sistem gerekli çalışma modlarını otomatik olarak belirleyerek mod geçişlerinin de otomatik olması sağlanmıştır.

Bu tez çalışmasında tasarlanan şarj sistemi, IEC komisyonunun 61851 ve 62196 standartlarındaki “Seviye 3” olarak adlandırılan hızlı şarj istasyonu sınıfındadır. Seviye 3 standardına göre, şarj istasyonun çıkış gücü 15 kW ve üzerinde olması gerekmektedir. Tasarlanan şarj sisteminin toplam çıkış gücü ise 20 kW olacak şekilde belirlenmiştir. Yaklaşık 12 kW gücündeki FV panelleri ile de şarj sistemi desteklenmiştir. FV panel grubundan 1000 W/m^2 güneş radyasyonu altında MGNİ ile 324 V gerilim, 37 A akım elde edilmektedir. Ayrıca, tasarlanan hızlı şarj sistemi, 190/380 V 25 kVA’lık izolasyon trafosu üzerinden üç fazlı şebeke etkileşimli ile çift yönlü güç akışına izin vermektedir. Güç akışını sağlayan evirici ve dönüştürücülerdeki güç anahtarlarının çalışma frekansı ise 10 kHz olarak belirlenmiştir.

Sistemdeki eviricinin ve dönüştürücünün tasarım aşamalarında ve kontrol algoritması geliştirme aşamalarında PSIM yazılımı ile benzetim çalışmaları yapılarak tasarım süreci kısaltılmıştır. Ayrıca, benzetim çalışmasında kontrollerin sağlanması için C programlama dili ile yazılan algoritmalar, yazılımın sunduğu gömülü kod üretme imkânı ile işlemciye yüklenecek kodlara dönüştürülmüştür. Böylece özel kontrol koşulları belirlenmiş ve hassas kontrol sağlanmıştır. Tasarlanan sistemin kontrolünde

hızlı ve gelişmiş bir işlemci olan Texas Instrument firmasının ürettiği TMS320F28335 sayısal sinyal işlemcisi kullanılmıştır. İşlemcinin sistemdeki bütün analog sinyalleri okuması, ürettiği PWM sinyallerinin çıkışını sağlaması ve diğer cihazlarla iletişim sağlayabilmesi için de bir kontrol kartı tasarlanmıştır.

Bölüm 2’de en yaygın kullanılan EA’ların yapısı ve çeşitleri, EA’larda kullanılan batarya çeşitleri ve bunların şarj yöntemleri ile EA şarj istasyonu çeşitleri ve bunların haberleşme tekniği incelenmiştir. Bölüm 3’te güneş enerjisinin, FV sistemlerin ve MGNİ genel kavramları açıklanmıştır. Bölüm 4’te KKK tekniğinin genel yapısı sunulmuş ve güç dönüştürücülerinin kontrolü ile MGNİ kontrolü için tasarım aşamaları açıklanmıştır. Bölüm 5’te YEK destekli hızlı şarj sisteminin tasarımı ve Bölüm 6’da belirlenen çalışma modlarındaki benzetim ile uygulama sonuçları verilmiştir. Bölüm 7’de ise sonuçlar hakkında genel bir değerlendirme yapılarak bu konuda yapılabilecek çalışmalar için öneriler sunulmuştur.

BÖLÜM 2

ELEKTRİKLİ ARAÇLAR VE ŞARJ İSTASYONLARI

Tarihsel gelişimi 19. yüzyılda başlayan elektrikli araçlar, günümüzde özellikle, içten yanmalı motorların sebep olduğu sera gazlarının ve hava kirliliğinin artmasıyla çok popüler hale gelmiştir. Farklı EA türleri üzerine yapılan çalışmalar her geçen gün hızla artmaktadır. Mevcut şartlarda kullanılan EA çeşitleri üç ana grupta toplanabilir. Genellikle akla ilk gelen enerjisini tamamen batarya grubundan sağlayan Tümü Elektrikli Araçlar (TEA) olarak adlandırılan EA'lar gelmektedir. Son zamanlarda batarya teknolojisindeki gelişmelerin artmasıyla TEA'lara olan ilgi giderek artmaktadır. Fakat hem İYM'i hem de elektrik motorunu aracın tahrik sisteminde birlikte kullanan Hibrit Elektrikli Araçlar (HEA) günümüzde en yaygın kullanılan EA'lar sınıfındadır. Diğer EA türü ise hidrojen enerjisi ile çalışan Yakıt Hücreli Elektrikli Araçlar (YHEA) olarak literatürde yer almaktadır [37]. Söz konusu EA türlerinin dışında, güneşten enerjisini sağlayan, doğrudan elektrik hatlarından enerjisini sağlayan, volan veya ultrakapasitör gruplarından enerjisini sağlayan kısıtlı uygulama alanlarında kullanılan EA türleri de mevcuttur [38].

2.1. TÜMÜ ELEKTRİKLİ ARAÇLAR (TEA)

İYM'li araçların çevreye zarar vermesi nedeniyle karbon salınımı sıfır olan TEA'lar, ulaşım sektöründe hızla yer almaktadırlar. Düşünülenin aksine, kontrol sistemlerinin karmaşıklığı sayılmazsa, oldukça da basit bir yapıya sahiptirler. TEA'ların yapısında elektrik motoru, güç dönüştürücüleri içeren kontrol ve batarya ünitesi bulunmaktadır [38,39]. TEA bataryaları genellikle araç üzerinde bulunan fiş girişiyle şebekeden şarj edilir. Kontrol ünitesi ise, aracın ileri ya da geri gitme hareketlerinin, hız ayarının yapılmasının, frenleme için rejeneratif frenleme yaparak enerjinin geri kazanılmasının kontrollerini yapan sistemdir [40].

TEA’larda elektrik motoruna aktarılan güç, batarya ünitesinden elde edilen elektrik enerjisinden karşılanır. TEA’larda benzin, dizel veya diğer yakıtların kullanılması söz konusu değildir. Bu nedenle, TEA’lara hiçbir petrol türevi yakıt tüketmediğinden "sıfır emisyonlu araçlar" denilmektedir. TEA bataryalarının şarj edilmesi sırasında tüketilen elektrik enerjisinin üretilmesinde oluşan zararlı emisyonlar, İYM’li araçlara oranla çok da az seviyede olmaktadır. Ayrıca TEA’larda İYM yerine elektrik motoru olduğundan oldukça sessiz çalışırlar [41]. Frenleme sırasında ise rejeneratif frenleme ile elektrik motorunu bir generatör gibi kullanarak kinetik enerji bataryalara elektrik enerjisi olarak aktarılmaktadır. Böylece bataryalardaki enerji çok daha verimli kullanılmakta ve mekanik fren sistemi daha uzun ömürlü olmaktadır.

Günümüzde TEA’ların birçok avantajı olmasına rağmen kullanımını sınırlayan bir takım faktörler bulunmaktadır. Bu kısıtlamaların en başında TEA’ların menzillerinin yeterli miktarda olmaması ve batarya maliyetlerinin ise fazla olması gelmektedir [42]. Fakat teknolojiye gelişmeler hızla ilerlediği için batarya sistemlerindeki gelişim de hızla artmaktadır. Ayrıca gelişen batarya teknolojisi ile çok daha uzun menzilleri çok daha az maliyetle kat etmek mümkün olacaktır. Dolayısıyla, TEA’ların tercih sebebi olmasında bu gelişmeler çok önemli bir yer almakta ve TEA’ların popülerlikleri de her geçen gün artmaktadır [43].

2.2. HİBRİT ELEKTRİKLİ ARAÇLAR (HEA)

Bir HEA’nın iki veya daha fazla güç kaynağına sahip farklı çeşitleri olsa da, en yaygın HEA türü, bir İYM, bir batarya grubu ve bir elektrik motoru bileşenlerinden oluşur [44]. Seri HEA ve paralel HEA olmak üzere iki sınıfa ayrılmaktadırlar. Seri HEA’da İYM’nin generatörü çalıştırması sonucu üretilen elektrik enerjisi hem batarya gruplarını şarj eder, hem de aracın tahrik sisteminde kullanılan elektrik motoruna aktarılır. Dolayısıyla, HEA’nın hareket ettirilmesi için gerekli itici güç sadece elektrik motorundan sağlanmaktadır. Paralel HEA’da ise itici güç, hem İYM hem de elektrik motorundan aynı anda sağlanmaktadır. Bir veya daha fazla elektrik motorunun ve İYM’nin birlikte bağlandığı bir güç aktarma organı ile araç hareket ettirilmektedir [45].

Her iki HEA türünde de araçtaki batarya grupları generatör tarafından şarj edildiği için, batarya grupları TEA'lardaki gibi büyük boyutlarda olması gerekmemektedir. Ayrıca, HEA'larda da rejeneratif frenleme ile aracı yavaşlatıp veya durdururken batarya grupları şarj edilmektedir [46]. Paralel HEA'lar tüm enerjiyi dönüştürmek zorunda kalmadıklarından kullanılan elektrik motorları da daha küçük güçlerde olmaktadır. Dolayısıyla paralel HEA'ların daha geniş uygulama alanı bulunmaktadır. Seri HEA'lar ise, bazı gemi ve demiryolu taşıtları gibi özel uygulama alanlarında tercih edilmektedirler. Fakat, her iki HEA'da da amaç, İYM'yi olabildiğince az çalıştırarak emisyon salınımını en aza indirmektir. Özellikle egzoz emisyonunun istenmediği şehir içi sürüşte elektrik motorunun daha çok kullanımı ve hız/güç istenen şehir dışı sürüşte ise İYM'nin daha çok kullanımı modern kontrol teknikleri ile mümkündür [47]. Ayrıca, egzoz emisyonlarının daha da düşürülmesi için son zamanlarda HEA'lardaki bataryanın şebekeden şarj edilmesi üzerine çalışmalar artmıştır [48]. Böylece bataryanın şarjı için İYM daha az kullanılmaktadır. Bu teknolojiye sahip HEA'lara şarj edilebilen (Plug-in) HEA (PHEA) denilmektedir. Diğer HEA'ların sahip olduğu özelliklerin yanında yapısındaki değişiklik ile şebekeden de şarj edilebilmektedir [48].

2.3. YAKIT HÜCRELİ ELEKTRİKLİ ARAÇLAR (YHEA)

Benzer hareket sistemine sahip olan YHEA'lar, yakıt olarak doğrudan hidrojen kullanarak kimyasal enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürürler. TEA'larda kullanılan yüksek kapasiteli batarya grubu, YHEA'larda yakıt hücresi ile yer değiştirmiştir. Ayrıca yakıt hücresinin kullanacağı hidrojenin depolanması için de bir tank eklenmiştir [49].

Ancak özellikle geleceğin teknolojisi olarak düşünülen YHEA'lar için günümüzde hala çeşitli sorunlar mevcuttur. Bunlardan en önemlisi yakıt hücresi teknolojisinin nispeten pahalı olmasıdır. Ayrıca yakıt olarak kullanılan hidrojenin araca yüklenebileceği hidrojen istasyonlarının sayısı oldukça sınırlıdır. Dolayısıyla YHEA'lar uzun vadeli bir çözüm olarak görülmektedir [50].

2.4. EA'LARIN AVANTAJ VE DEZAVANTAJLARI

Çevreye verilen zararın en aza indirilmesi için yapılan çalışmalar EA'ların yaygınlaşmasını tetiklemektedir. Bunun için gerekli teknolojik gelişimin büyük bölümü tamamlanmasına rağmen henüz yeterince talep görmemektedir. Bunun sebebinin öncelikle yüksek maliyet ve yedek parça yetersizliği olduğu görülmektedir. EA talebindeki artışa bağlı olarak üretim miktarının artması sonucu maliyetlerin düşmesi ve yedek parça ulaşımının da artması muhtemeldir. Dolayısıyla EA teknolojilerinin birçok önemli avantajlarının yanında bazı dezavantajları da vardır. Çizelge 2.1'de, TEA, HEA, PHEA ve YHEA teknolojilerinin avantajları ve dezavantajları özetlenmiştir [51]:

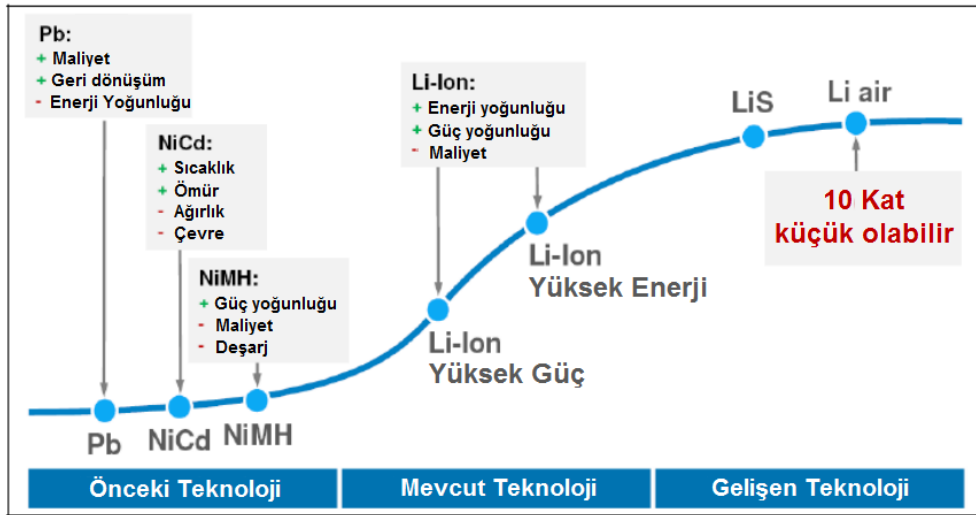
Çizelge 2.1. EA'ların avantaj ve dezavantajları.

Teknoloji	Avantajları	Dezavantajları
TEA	➤ Sıfır egzoz emisyonu ➤ Sessiz çalışma ➤ Hızlı batarya şarjı ➤ Rejeneratif frenleme ile geri enerji kazanımı ➤ Düşük yakıt ve işletme maliyetleri	➤ Kısıtlı menzil ➤ Batarya teknolojisinin geliştirilmeye olan ihtiyacı ➤ Kamu alanlarındaki şarj istasyonu alt yapısının kısıtlı olması
HEA	➤ Düşük yakıt masrafı ➤ Az yakıt tüketimi sonucu düşük egzoz emisyonu ➤ Rejeneratif frenleme ile geri enerji kazanımı	➤ Yüksek üretim maliyetleri ➤ İki farklı motorun güç aktarımındaki karmaşıklık ➤ Kısıtlı yedek parça ulaşımı
PHEA	➤ Şebekeden şarj imkânı ➤ Yakıt tüketiminde azalma sonucu sıfır egzoz emisyonu olanağı ➤ Optimum yakıt kullanımı ile performans verimliliği ➤ Rejeneratif frenleme ile geri enerji kazanımı	➤ Daha yüksek üretim maliyeti ➤ İki farklı motorun güç aktarımındaki karmaşıklık ➤ Bataryaların maliyeti ve değişimi ➤ Batarya ve güç elektronığının ekstra getirdiği ağırlıklar
YHEA	➤ Petrole bağımlılığının olmaması ➤ Sıfır egzoz emisyonu ➤ Rejeneratif frenleme ile geri enerji kazanımı ➤ İYM'ye göre daha yüksek enerji verimliliği	➤ Çok yüksek üretim maliyeti ➤ Hidrojen üretimi ve depolama işlemindeki zorluklar ➤ Hidrojenin yakıt ikmalindeki zorluk ➤ Kullanılan kodların ve standartların hala geliştirilme aşamasında olması ➤ Hidrojen kullanımındaki yüksek basınç dolayısıyla artan güvenlik tedbirleri

2.5. EA’LARDA KULLANILAN BATARYALAR

Günümüzde çok çeşitli EA batarya teknolojileri mevcuttur. Kurşun-Asit (Pb) bataryalar, araçların elektrik ihtiyacını tedarik etmede yıllarca kullanılmıştır. 1980’lerde ilk modern EA’ların devreye girmesiyle birlikte, daha güçlü bataryalara duyulan ihtiyaç artmıştır. Böylece ilk olarak Nikel-Kadmiyum (NiCd) bataryalar ve sonrasında ise HEA’larda kullanılmak üzere Nikel-Metal-Hidrit (NiMH) bataryalar geliştirilmiştir. Fakat bu batarya teknolojilerinin hiç biri EA’ların yeterli sürüş mesafesi için gerekli enerji yoğunluğuna sahip değildir [52].

Son zamanlarda ise, Lityum iyon (Li-ion), Lityum iyon polimer (Li-Po), Sodyum Nikel Klorür (NaNiCl), Lityum demir fosfat (LiFePO₄), Çinko Hava (Zn-air), Lityum sülfür (LiS), Lityum hava (Li-air) ve ultra-kapasitör üzerine yapılan çalışmalar sonucu EA’larda bu bataryalar yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Silikon, kükürt ve hava (oksijen) içeren lityum bataryalar gelecekte en umut verici bataryalar olarak görülmektedir. Ayrıca nano-teknolojideki gelişmeler de batarya gelişiminde önemli rol oynamaktadır [53]. Şekil 2.1’de EA bataryalarının teknoloji yol haritası görülmektedir.



Şekil 2.1. EA bataryalarının teknoloji yol haritası.

2.6. BATARYA ŞARJ YÖNTEMLERİ VE EA ŞARJ İSTASYONLARI

Bataryaların ömrü, onların nasıl şarj ve deşarj edildikleriyle doğrudan ilişkilidir. Uygun olmayan şekilde şarj ve deşarj, bataryanın ömrünü ciddi oranda azalttığı gibi bataryanın tehlikeli duruma gelmesine de neden olmaktadır. Bunu önlemek için bataryaların uygun şartlarda şarj ve deşarj olmasını sağlayan batarya yönetim sistemleri (BYS) kullanılmaktadır. Son zamanlarda yapılan çalışmalarda, BYS'nin geliştirilmesiyle EA'lar şebekeye entegre olabilmektedir. Böylece, EA bataryası çift yönlü enerji akışına olanak sağlamaktadır [54].

2.6.1. Batarya Şarj Yöntemleri

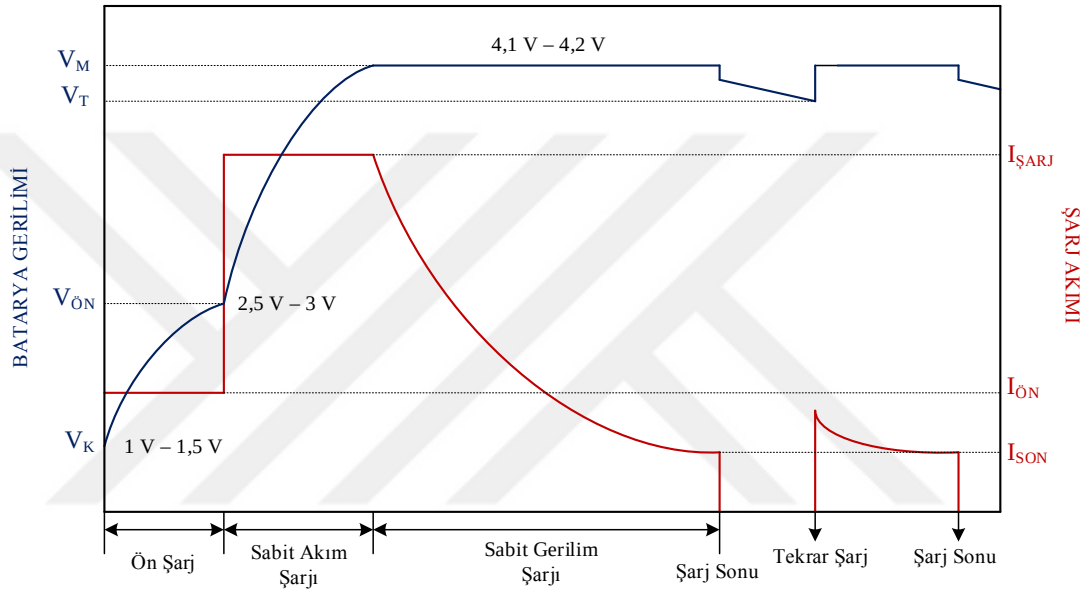
EA bataryaları gerek kablolu (conductive coupling) gerekse kablosuz (inductive coupling) şarj edilirken üç farklı yöntem kullanılır [55];

Sabit Gerilim: Sabit gerilim yönteminde, batarya sabit bir gerilim ile şarj edilir. Bu yöntem en basit şarj yöntemi olup her batarya için uygulanabilir. Şarj sırasında batarya akımı değişim göstermektedir. Şarj işlemi ilk başladığında çekilen akım yüksek olurken, batarya doldukça çekilen akım kademeli olarak azalmaktadır. Bu yöntem her türlü pil ve en basit şarj şeması için uygundur. Pil şarj akımı şarj işlemi boyunca değişir. Bu şarj yönteminin dezavantajı, ilk anda fazla akım çekilmesi ve bu sebeple çoğu konut ve otopark alt yapısının talep edilen güce uygun olmamasıdır.

Sabit akım: Bu şarj yönteminde, bataryaya uygulanan gerilim, bataryaya sabit bir akım sağlayacak şekilde kontrol edilir. Şarj durumu (State of Charge (SOC)) zamanla doğrusal olarak artan bir grafik göstermektedir. Bu yöntemin en zor kısmı batarya tam dolduğunun ($SOC=100\%$), ya da dolmadığının belirlenmesidir. Bunun için sıcaklığın yükselmesinin, gerilim artışının ve şarj süresinin izlenmesiyle şarj işleminin kesim zamanı belirlenebilir. Ayrıca farklı kontrol algoritmaları kullanarak da SOC kestirimi yapılabilmektedir.

Sabit Akım - Sabit Gerilim: Bir bataryanın en doğru şekilde şarj edilmesinde her iki yöntem de kullanılmaktadır. Şekil 2.2'de görülen bir Li-ion hücresinin şarj

profiline göre, başlangıç aşamasında (V_K –kritik gerilim) sabit ama az bir miktarda akımla (I_{ON}) ön-şarj işlemi yapılır. Ardından belirli bir gerilim seviyesine (V_{ON}) ulaşıldığında daha yüksek oranda sabit akım ($I_{ŞARJ}$) ile şarj işlemine geçilir. Batarya gerilimi ya da SOC belirli bir eşiğe ulaştığında, sabit gerilim yöntemine geçilir. Eğer batarya şarj kaynağına hala bağlıysa, batarya geriliminin korunması için belirli gerilim bandında (maksimum gerilim ve tekrar gerilimi ($V_M - V_T$)) kontrol yapılarak sabit gerilim yöntemi uygulanır.



Şekil 2.2. Li-ion hücresinin şarj profili [55].

Bataryaların güvenli bir şekilde çalışabilmesi için akım ve gerilim sınırlamaları olması gerekmektedir. Özellikle, EA'lar rejeneratif frenleme yaptıklarında, bataryalara yüzlerce kW güç aktarılabilir. Dolayısıyla, aktarılan akımlar BYS ile belirli sınırlar içinde tutularak bataryaların güvenli şekilde kullanılması sağlanır. Bataryaların yüksek akımlardan dolayı tehlikeli duruma gelmemesi için, her bir hücrenin algılayıcılar tarafından gerekli ölçümleri yapılarak BYS'ye batarya hücreleri hakkında bilgiler gönderilir [56]. Bu tez çalışmasında Li-ion batarya yerine OPzS bataryalar kullanılmıştır. Özellikleri bakımından yakın oldukları için aynı şarj yöntemleri kullanılabilir [57].

2.6.2. EA Bataryası Şarj İstasyonları

EA’larda kullanılan farklı batarya türleri için birçok farklı şarj tekniği kullanılmıştır. Özellikle EA’ların ilk döneminde kullanılan Pb ve NiMH bataryalar için geliştirilen farklı topolojilere sahip teknikleri ve kontrol yöntemleri bulunmaktadır [58-60]. Fakat bu şarj yöntemleri günümüzdeki EA bataryaları için oldukça ilkel kalmaktadır. Dolayısıyla daha modern şarj teknikleri geliştirilmiş ve belirli standartlara oturtulmuştur. EA’lar için şarj istasyonları Seviye 1, Seviye 2 ve Seviye 3 standartlarında çıkış gücüne göre sınıflandırılmaktadır [61].

Şarj istasyonları için farklı bölgelerde farklı standartlar kullanılmaktadır. Kuzey Amerika otomotiv endüstrisinin belirlediği SAE (Society of Automotive Engineers), Avrupa ve Çin’de kullanılan IEC (International Electrotechnical Commission) ve Japonya, Amerika, Avrupa’nın da kullandığı CHAdeMO (CHArge de MOve) standartları ile şarj gücü seviyeleri belirlenmiştir. Türkiye’de ise IEC 61851 ve IEC 62196 standardı, SAE J1772 standardı ve CHAdeMO’nun hızlı şarj standardı kullanılmaktadır [62-64]. Çizelge 2.2’de SAE J1772 standardına göre farklı güç seviyesindeki şarj istasyonu özelliklerinin karşılaştırılması yapılmıştır [64].

Çizelge 2.2. EA şarj istasyonlarının özellikleri (SAE J1772).

	Seviye 1	Seviye 2	Seviye 3	Seviye 3 (DC)
Giriş Gerilimi	220VAC	380VAC	380VAC	600VDC
Çıkış Gücü	1.2 - 3.8kW	3.8 -15kW	> 15 - 96kW	> 15 - 240kW
Çıkış Akımı	15 - 20 A	3 x (5 - 20) A	> 85A	
Şarj Süresi	5 - 12 Saat	1 - 4 Saat	5 - 30 Dk.	

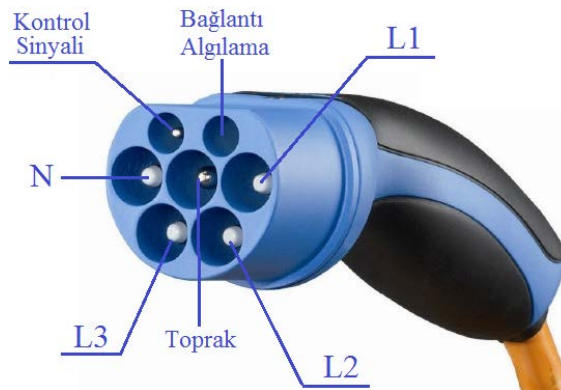
Seviye 1: Evlerde ve iş yerlerinin oto parkında 5 saatten uzun süreli park etme durumu için kullanılan yavaş şarj istasyonu sınıfıdır. Enerji kaynağı olarak genellikle bir fazlı şebekeler kullanılmaktadır. Bu şarj istasyonu standartlarına göre, giriş gerilimi 220V (Amerika’da 120 V) ve çıkış gücü maksimum 3,8 kW olarak belirlenmiştir. Şarj kablosunda Şekil 2.3’te de görülen SAE J1772/IEC 62196-2 standardında bağlantı aparatı bulunmaktadır.

Seviye 1 şarj istasyonlarında güç dönüştürücüsü bulunmadığından şebeke gerilimini olduğu gibi EA'ya aktarır. EA gerekli gücü kendi üzerindeki dönüştürücüler ve BYS ile sağlamaktadır. Şarj istasyonu ise sadece EA ile haberleşme kurarak ücretlendirme işlemini yapmaktadır [65].



Şekil 2.3. Seviye 1 için bağlantı aparatı (SAE J1772/IEC 62196-2).

Seviye 2: Özel ve kamuya açık alanlarda 1-4 saat arası park etme durumu için kullanılan orta hızlı şarj istasyonu sınıfındadır. Genellikle üç fazlı şebeke sistemlerinden beslenmektedir. Giriş gerilimi 380 V ve çıkış gücü maksimum 15 kW olacak şekilde standardı belirlenmiştir. Şarj kablosunda Şekil 2.4'te de görülen SAE J1772/IEC 62196-2 standardında bağlantı aparatı bulunmaktadır. Seviye 1 şarj istasyonunda olduğu gibi üzerinde güç dönüştürücüleri bulunmamaktadır. Sadece EA ile haberleşme kurarak ücretlendirme yapmaktadır [66].



Şekil 2.4. Seviye 2 için bağlantı aparatı (SAE J1772/IEC 62196-2).

Seviye 3 (hızlı şarj): Genellikle park süresinin yarım saatten az olduğu, yoğun trafiğin olduğu, dinlenme tesisleri gibi enerji ihtiyacının acil gerektiği durumlarda kullanılan hızlı şarj istasyonu sınıfıdır. 380 V üç fazlı şebekeden beslenen AC sınıfı ve 600 V'a kadar gerilim değerlerinde olabilen DC sınıfı olarak ikiye ayrılmaktadır. AC sınıfında dönüştürücü araç üzerinde, DC sınıfında ise dönüştürücüler şarj istasyonu üzerinde bulunmakta ve EA'ya doğru akım aktarmak suretiyle güç akışı sağlanmaktadır [67].

Seviye 3 şarj istasyonları 15 kW ve üzeri güç çıkışına sahiptir [68]. Seviye 1 ve Seviye 2 için kullanılan bağlantı aparatının alt tarafına doğru akım çıkışı sağlayacak uçlar eklenerek COMBO 1 ve COMBO 2 olarak adlandırılan aparatlar üretilmiştir. Ayrıca Seviye 3 DC şarj istasyonu için farklı bölgelerde farklı bağlantı aparatları da kullanılmaktadır [69]. Şekil 2.5'te Seviye 3 için kullanılan farklı standartlarda bağlantı aparatları görülmektedir.



Şekil 2.5. Seviye 3 için farklı standartlarda bağlantı aparatları.

Hızlı şarj istasyonlarında, COMBO1 ve COMBO2 bağlantı aparatları haberleşme sistemi olarak PLC (power line carrier) protokolünü kullanmaktadır. Diğerleri ise CAN (controller area network) protokolünü kullanmaktadır [70].

2.6.3. Şarj İstasyonlarının Altyapıları

Seviye 1 ve Seviye 2 şarj istasyonları çok güçlü alt yapı sistemlerine ihtiyaç duymamaktadırlar. Fakat hızlı şarj istasyonlarının kurulumunda yüksek güç talebi nedeniyle alt yapı gereksinimlerinin olması ve maliyetinin yüksek olmasının yanında kullanıcılar için çok önemli kazanımları bulunmaktadır;

- ✓ Hızlı şarj istasyonu sayesinde daha uzun mesafelere gitme ihtiyacı duyan EA sürücüler, Seviye 1 veya Seviye 2 şarj istasyonunun kaybettireceği zamanı kazanacaktır.
- ✓ Evde veya işyerlerinde Seviye 1 veya Seviye 2 şarj istasyonlarını kullanma imkânı olmayanların kısa sürede aracını şarj etmesini sağlayacaktır.
- ✓ Şarj istasyonu sahipleri veya yatırımcılar için karlı bir iş potansiyeli olarak görülmektedir [71].

Bazı ticari işletmeler hızlı şarj işlemini bir benzin istasyonuna benzer şekilde bir iş fırsatı olarak görmektedirler. Özellikle filolar, günlük kat ettiği mesafeleri kısa zamanda karşılamak için hızlı şarj istasyonlarına gereksinim duymaktadırlar. Hızlı şarjın uygun olabileceği yerler arasında dinlenme yerleri, ana yollar, marketler ve benzin istasyonları bulunur. Dolayısıyla, farklı seviyelerdeki şarj istasyonları sistem gereksinimleri nedeniyle kurulacakları yerleşim alanları da farklılık göstermektedir. Çizelge 2.3'te hangi yerleşim birimlerinin hangi şarj istasyonu seviyesine uygun olduğu gösterilmektedir [72].

Çizelge 2.3. Şarj istasyonlarının kurulabildikleri yerleşim birimleri.

Yerleşim Birimleri		Şarj İstasyonu		
		Seviye 1	Seviye 2	Seviye 3
Konutlar	Müstakil Ev ve Apartman Garajları	√	√	-
Ticaret / İş Merkezleri	Özel ve Ticari Mülklerin (Ofisler, İş yerleri, Filo, Dağıtım) Otoparkları	√	√	-
	Kamu Alanlarının (Havaalanları, Marketler, Hastaneler vb.) Otoparkları	√	√	√
	Üniversite, Hükümet, Belediye Otoparkları	√	√	-
	Benzin İstasyonları	-	√	√
Topluma Açık Alanlar	Park	√	√	√
	Cadde	-	√	√
	Otoban	-	-	√

EA'ların ulaşım sektöründeki yerinin artmasıyla birlikte, şarj istasyonlarının da artması kaçınılmazdır. Bu artış beraberinde şebeke üzerinde olumsuz etkilerin oluşmasını da tetikleyecektir. Bunu önlemenin ilk yolu enerji sistemlerindeki alt yapıların iyileştirilmesidir. Fakat bu çözümün tüm şebeke sistemine uygulanması oldukça maliyetli olacaktır. Dolayısıyla, mevcut enerji sistemlerini verimli bir şekilde kullanmak için, EA'lar tarafından talep edilen enerjiyi kontrol altında tutmak

gerekmektedir. Bunun için şebekeler ile etkileşime giren EA şarj istasyonu çalışmaları yapılmaktadır. Şebeke ile iletişime girmeyen V0G en basit yapıdadır. Herhangi bir kontrol olmadığı için şebeke açısından en riskli şarj durumudur. V2G ise en karmaşık yapılı ve çift yönlü çalışabilen özelliktedir. Doğru bir ölçüm ve karar verme yeteneği gerektiren sistemler içerir. Fakat EA'ların şebekeye olumsuz etkilerini en aza indiren ve akıllı şarj özelliğine sahip modeldir [73]. Mevcut şebeke ile etkileşime sahip şarj istasyonları Çizelge 2.4'te gösterilmektedir.

Çizelge 2.4. Şarj istasyonlarının şebeke ile etkileşim durumları.

EA Şarj İstasyonu Çalışma Durumu	Şebeke ile gerçek zamanlı iletişim	Zaman ayarlı şarj	Çift yönlü çalışma	Yedek güç olarak kullanım	YEK'lerin depolanması
V0G	-	-	-	-	-
TOU	-	√	-	-	-
V1G	√	√	-	-	-
V2H/V2B	-	√	-	√	√
V2G	√	√	√	√	√
V2G NGU	√	√	√	√	√

V0G çalışma durumunda, EA şebekeye bağlandığı anda şarj istasyonun güç sınırları içerisinde şarj işlemi başlar. Herhangi bir kontrol mekanizması olmadığı için şebekenin yoğun olduğu anlarda da yüksek güç talebinde bulunabilir. Bu durum da şebeke açısından riskli olarak görülmektedir.

TOU (time of use) çalışma durumunda, EA'nın şarj olması için belirlenen bir zaman ayarı bulunmaktadır. Bu belirlenen zaman, şebekenin en yoğun olduğu zamana göre ayarlanmaktadır. Dolayısıyla en yoğun zamanlarda şarj işlemini gerçekleştirmeyerek V0G'ye göre şebeke açısından daha güvenilir olduğu kabul edilmektedir.

V1G çalışma durumunda, EA'lar şebeke ile aktif olarak iletişim kurmaktadır. Böylece şebekenin uygun olduğu bilgisini alarak şarj işlemi gerçekleştirmektedir. Şebeke yoğunluğu arttığında şarj işlemine ara verebilmektedir.

V2H/V2B (vehicle to home/vehicle to build) çalışma durumunda, EA şebekeden bağımsız olarak bir evin enerji ihtiyacını karşılayacak şekilde bataryasındaki gücü aktarabilmektedir. Böylece EA'ların yedek güç kaynağı olarak kullanılabilmesine

olarak sağlar. Şebeke enerjisi kesildiği zamanlarda devreye gireceği için şebeke ile iletişim kurmasına gerek yoktur.

V2G çalışma durumunda, EA'lar şebeke ile aktif olarak iletişim kurmaktadır. Şebeke uygun olduğunda şarj işleminin yapılması yanında, çift yönlü çalışabilme kabiliyeti ile şebekenin EA'dan talep ettiği enerjiye de cevap verebilmektedir. Böylece EA'lar bir dağıtım generatörü gibi davranarak şebekeye güç aktarımı yapabilmektedir. Ayrıca YEK'ler ile entegre olarak EA'ların talep ettiği enerjinin öncelikle bunlardan karşılanmasını sağlayabilmektedir.

V2G NGU (next generation utility) çalışma durumu, gelecekte akıllı şebekelerin yaygınlaşmasına bağlı olarak devreye alınacaktır. V2G çalışma durumu geliştirilerek gerekli eklentiler yapılacaktır. Özellikle YEK'lerin sadece EA şarjı için değil, gerektiğinde şebekenin talebi içinde kullanılmasında önemli rol alacaktır [74].

2.6.4. Şarj İstasyonlarının EA'lar ile Haberleşmesi

EA bataryası düzenli aralıklarla şarj edilmesi gerekmektedir. Bunu için kablolu ve kablosuz olarak iki yöntem bulunmaktadır. Kablosuz şarj işlemi için hala çalışmalar devam etmektedir. Dolayısıyla yaygın olarak kullanılan kablolu şarj yöntemidir. Kablolu şarj yönteminde şarj istasyonundaki bağlantı aparatında enerji uçları ve haberleşme uçları mevcuttur. Böylece EA ile şarj istasyonu arasında enerji aktarımı ve kontrol bilgisi alış-verişi yapılmaktadır. Bağlantı aparatında bulunan bağlantı algılama ucu ile araca bağlantı yapılıp yapılmadığı algılanmaktadır. Kontrol sinyali ucu ile de şarj işleminde EA'ya aktarılan akım bilgisi şarj istasyonu tarafından bildirilir [75].

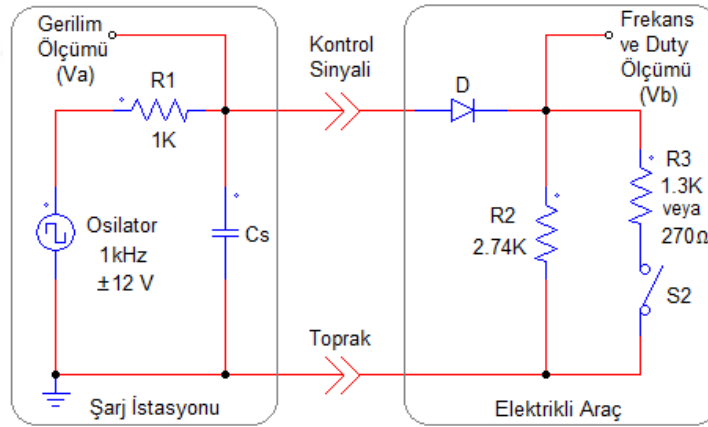
2.6.4.1. Bağlantı Algılama

Şarj istasyonlarındaki bağlantı aparatında bulunan bağlantı algılama ucu ile EA'ya şarj aparatı takılıp takılmadığı anlaşılmaktadır. Bunun için genellikle sabit mıknatıs ve onu algılayacak manyetik alan (hall effect) algılayıcısı kullanılmaktadır. Kalıcı

mıknatıs şarj istasyonunun bağlantı aparatına yerleştirilmektedir. Manyetik alan algılayıcısı ise araç üzerinde bulunmaktadır. EA ile şarj istasyonu bağlantısı kurulduğunda, EA sürüş kilitleme sistemini devreye sokarak şarj moduna geçmektedir. Böylece, BYS'ye de sinyal göndererek şarj işleminin başlamasını sağlamaktadır [76].

2.6.4.2. Kontrol Sinyali

Kontrol sinyalinin üretilmesi ve algılanması için bir kontrol sinyali devresi şarj istasyonunda ve EA üzerinde bulunmaktadır. Şarj istasyonunda görev oranı (Duty) gerekli durumlarda değişen 1 kHz'lik kare dalga üreten bir devre bulunmaktadır. EA üzerinde ise bu sinyali algılayacak bir devre bulunmaktadır. Kontrol sinyalinin amacı EA şarj istasyonuna bağlandığında düzgün çalışmasını sağlamaktır. IEC 61851-1 / SAE J1772 standartlarına göre özellikle hızlı şarj istasyonlarında kontrol sinyali kullanmak zorunludur [77]. Şekil 2.6'da kontrol sinyali devresinin tipik uygulaması görülmektedir.

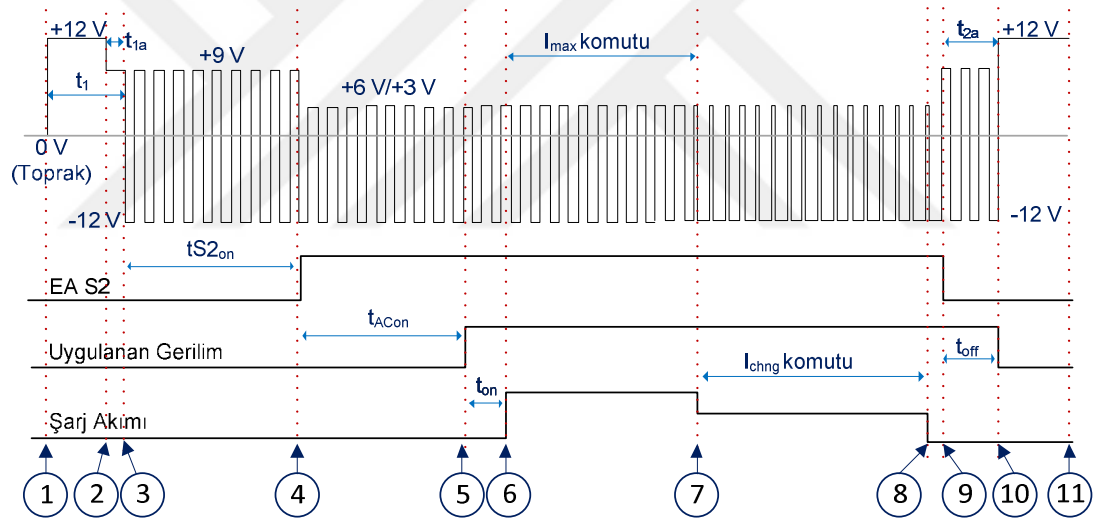


Şekil 2.6. Kontrol sinyali devresinin tipik uygulaması.

Kontrol sinyali devresi ile EA ile şarj istasyonu haberleşerek, EA'nın mevcut durumu şarj istasyonuna bildirilmektedir. EA'ya şarj istasyonu aparatı bağlandığında, 1kHz'lik sinyal kaynağından belirli bir akım çekileceği için kaynak gerilimine bir gerilim düşümü meydana gelmektedir. Bu durumda gerilim seviyesi algılanarak araca bağlantı aparatının bağlandığı belirlenmektedir.

Şarj işleminin başlatılması için EA üzerinde bulunan S2 anahtarı kapanarak R2 ile R3 dirençlerini paralel bağlı duruma getirmektedir. Böylece araç tarafındaki toplam direnç düşerek şarj istasyonunun ürettiği sinyal kaynağından daha fazla akım çekilmektedir. Bu durum kaynak geriliminde belirli bir gerilim düşümüne sebep olmaktadır. Bu gerilim seviyesi algılanarak EA'nın şarj işlemine hazır olup olmadığı belirlenmektedir [78].

Araca gönderilen akım bilgisi ise kontrol sinyalinin duty oranı ile belirlenmektedir. Şekil 2.7'de normal şarj işlemi koşullarında kontrol sinyali döngüsü görülmektedir. Çizelge 2.5'te kontrol sinyalinin fonksiyonları verilmiştir. Çizelge 2.7'de ise EA'nın şarj istasyonuna bağlantı yaptığı andan itibaren sinyal döngüsünün zamana göre sıralaması verilmiştir.



Şekil 2.7. Normal şarj işlemi koşullarında kontrol sinyali döngüsü.

Çizelge 2.5. Kontrol sinyali fonksiyonları [77].

EA Durumu	EA Bağlantısı	S2	Şarj İşlemi	Va	
A	hayır	açık	hayır	12 V	Vb=0
B	evet	açık	hayır	9 V	R2 algılandı
C	evet	kapalı	EA hazır	6 V	R3=1,3 kΩ havalandırmaya gerek yok.
D				3 V	R3=270 Ω havalandırmaya gerek var.
E	evet	açık	hayır	0 V	Vb=0 Şarj istasyonu ya da şebeke sorunu
F	evet	açık	hayır	-12 V	Şarj istasyonu uygun değil

Çizelge 2.6. Kontrol sinyal döngüsünün zamana göre sıralaması [77].

	Durum	Koşullar
1	A	EA bağlı değildir. Şarj istasyonu $V_a=+12$ V ölçer.
2	B	Şarj istasyonu ve EA arasında bağlantı aparatı mevcuttur. $V_a=9$ V ölçer.
3	B	Şarj istasyonu enerji üretmeye hazır ve aktarabileceği akımı duty oranı ile EA'ya aktararak bilgilendirir.
4	C,D	EA enerji alabileceğini belirtmek için S2 anahtarını kapatarak şarj istasyonunu bilgilendirir. Anahtarın kapanması için belirli bir zamanlama yoktur.
5	C,D	Şarj istasyonu röleleri çekerek enerji aktarma işlemine geçer. Bu işlemin zamanlaması ödeme veya veri değişimi gibi değişkenlere bağlıdır. Eğer D durumu algılanırsa, havalandırma fanları çalışana kadar enerji aktarma işlemi olmaz.
6	C,D	EA tarafından akım çekilmeye başlanır. Şarj akımı ve zamanı EA tarafından algılanır. Çekilen akım duty oranı ile araca belirtilenden fazla olamaz.
7	C,D	Şebekeden otomatik olarak veya şarj istasyonundan manuel olarak güç değişimi talebi gelebilmektedir. EA duty oranı ile belirtilen bilgiye göre akım talebini ayarlar.
8	C,D	EA tarafından belirlenen şarj işlemi sona ermiştir.
9	C,D	EA bağlantının kesilmesini talep eder.
10	B	S2 anahtarının açılmasıyla şarj istasyonu B durumunu algılar ve aparatın kilidini açar.
11	A	Bağlantı aparatının tamamen çıkartılması $V=+12$ V ölçülerek algılanır.

2.7. EA ŞARJ İSTASYONU VE YEK ENTEGRASYONU

Yenilenebilir enerji kaynaklarının elektrik enerjisi sistemindeki yeri her geçen gün artmaktadır. Özellikle rüzgâr ve güneş enerjisi kaynakları mevcut elektrik şebekesine kesintili de olsa destek vermektedir [77]. YEK'ten üretilen elektrik enerjisindeki kesintinin sebebi rüzgâr hızına veya güneş radyasyonunun seviyesine bağlı olabilir. Fakat yapılan çalışmaların çoğu rüzgar ve FV sistemlerinin elektrik enerji sistemlerine entegrasyonunun pratik bir şekilde mümkün olduğunu göstermektedir [78]. YEK'lerden üretilen enerjinin sürekli değişken olmasının ortaya çıkarttığı olumsuzlukların enerji depolama yöntemleri ile önüne geçmek mümkündür. Fakat bu çözüm çok yüksek yatırım maliyetlerini de beraberinde getirmektedir [79].

EA'ların ulaşım sektöründe her geçen gün artması, YEK'ler için dinamik bir enerji depolama aygıtı olarak entegrasyon çalışmalarına hız kazandırmıştır. Böylece EA'lar YEK'ler tarafından üretilen fazla gücü depolayabilir veya şebekenin güç üretiminin yetersiz kaldığında V2G çalışma durumuyla şebekeye güç sağlayabilir [80]. Dolayısıyla, önümüzdeki günlerde EA'lar şebeke için enerji tamponu olarak görülmektedir. Ayrıca, EA'ların V2G çalışma durumuyla YEK ile entegreli

alıştırılması sonucu zararlı gaz emisyonunda % 4,3 oranında bir dūřūř olacağı n görülmektedir [81]. Bu durum akıllı şebeke alt yapılarının gelişmesiyle EA'ların ve YEK'lerin arasındaki etkileşimin son derece önemli olduğunu göstermektedir.

YEK'ler içerisinde özellikle FV sistemlerinden elektrik enerjisi üretimi, kullanım kolaylığı ve bakım gerektirmemesi gibi birçok avantajı olması nedeniyle çok popüler bir durumdadır. Dolayısıyla, EA'ların řarj işlemlerinde de şebekeye destek olarak daha çok tercih edilmesi mümkündür. EA'ların řarj edilmesi için FV sistemlerinin kullanımına yönelik birçok çalışma mevcuttur [82,89]. Ayrıca EA'lar V2G alışma durumunda FV sistemlerini de kullanarak işletme maliyetlerini dūřrebilmekte ve verimliliği artırabilmektedir [90,91].

BÖLÜM 3

GÜNEŞ ENERJİSİ VE FV SİSTEMLER

3.1. GÜNEŞ ENERJİSİ

Dünya nüfusunun artmasıyla, sanayileşme, ticaret ve üretime bağlı olarak enerjiye olan talep de artmaktadır. Yapılan araştırmalar sonucu 2030 yılında dünya nüfusuna 2 milyar kişi daha eklenmesi ve motorlu taşıtların 2 milyara kadar artması öngörülmektedir [92]. Ayrıca araştırmalar, 2030 yılında enerji talebinin bugüne oranla %60 daha fazla olması beklenmektedir. Özellikle gelişmekte olan ülkeler bu enerji talebinin büyük bir kısmını oluşturmaktadır [93].

Günümüzde olduğu gibi, gelecekte de fosil kaynaklar dünyanın enerji talebinde önemli rol oynayacaktır. Fakat fosil yakıtların bilinen rezerv miktarlarıyla dünya enerji ihtiyacını daha uzun süre karşılayamayacağı gerçeği dikkate alındığında, yenilenebilir enerji kaynaklarına olan gereksinim daha iyi bir şekilde ortaya çıkmaktadır [94]. Elektrik enerjisini elde etmek için fosil yakıtlar kullanan elektrik santralleri, birçok açıdan çevreyi olumsuz yönde etkilemektedir. Bunların yanında son yıllarda güneşten üretilen enerjinin çevreyi kirletici bir etkisi olmadığından, araştırmacıların bu konuya eğilimleri daha da artmıştır [95].

Güneş, birçok enerji kaynaklarının da ana kaynağıdır. Güneş ışınımının yalnızca küçük bir kısmı dünyaya ulaşabilmektedir. Bunun nedeni, güneş ışınımının büyük bir kısmının atmosfer ve bulutlar tarafından emilmesi ve güneşin dünya ile olan uzaklığıdır. Tüm bu etmenlerden dolayı atmosfer dışındaki ışınım, güneş sabiti olarak kabul edilen 1367W/m^2 olarak belirlenmiştir. Ancak yeryüzüne ulaşan ışınım $0-1000\text{W/m}^2$ değerleri arasında değişim göstermektedir [96].

Yeryüzüne ulaşan güneş enerjisinin tümüyle kullanılması teorik olarak dünyanın bütün tüketimini sağlayacak değerdedir. Aynı zamanda tüm enerji türlerinin oluşumunda dolaylı rol oynar. Güneş enerjisi, elektrik üretimi dışında sıcak su üretiminde alan ısıtma ve soğutulmasında, sanayi kuruluşları için ısı enerjisi üretiminde de kullanılmaktadır. Pratikte güneş enerjisinden elektrik üretmek başlıca iki yoldan olmaktadır. Bunlardan biri; ısıl etkiden yararlanarak buhar elde edilmesi ve türbin-generatör yardımıyla elektrik üretilmesi, diğeri ise; doğrudan doğruya fotovoltaiik güneş pilleri kullanılarak elektrik enerjisi üretilmesidir [97].

3.2. FOTOVOLTAİK (FV) SİSTEMLER

Fotovoltaiik, bir ışık kaynağından yayılan fotonlardan gerilim üretilmesi anlamına gelmektedir. Edmond Becquerel, 1839 yılında yaptığı deneyler sonucu fotovoltaiik etkiyi ortaya koyan ilk kişi olarak görölmektedir [98]. Laboratuvar ortamında geliştirdiğı FV sistem ile farklı ışıklar altında ve farklı malzemeden yapılmış elektrotlar kullanarak sonuçlar almıştır [99]. Fakat yaptığı çalışmalar bir kaptta hazırladığı asit çözeltisi içinde olduğı için kullanımı pratik açıdan mümkün değildi. 1930'lu yıllarda ise Grondahl geliştirdiğı FV hücre ile farklı çalışmalar yapmış ve FV sistemlerin kullanımını pratik hale getirmiştir [100].

FV hücreler yarı iletken malzemelere farklı maddeler eklenerek P ve N tipi malzemelerden üretilmektedir. Hücrelerde, P ve N tipi malzemelerin birleşim yüzeyleri geniş tutulmaktadır. Bu ara kesitlere gelen foton enerjilerinin bir bölümü, serbest elektronların hareketini sağlamaktadır. Böylece elektronların hareketiyle elektrik akımı üretilmektedir. FV hücreler seri veya paralel bağlanabilirler. Böylece istenilen gerilim ve güç çıkışı elde edilebilir. FV hücrelerin her biri yaklaşık 0,5 V gerilim verecek şekilde tasarlanmaktadır. Akımları ise hücrenin türüne göre değişebilmektedir. FV hücrelerin bir araya gelerek oluşturduğu yapıya ise FV modül veya panel denilmektedir. FV paneller de kendi aralarında seri veya paralel bağlanarak istenilen güç değerlerine ulaşmaktadır [101].

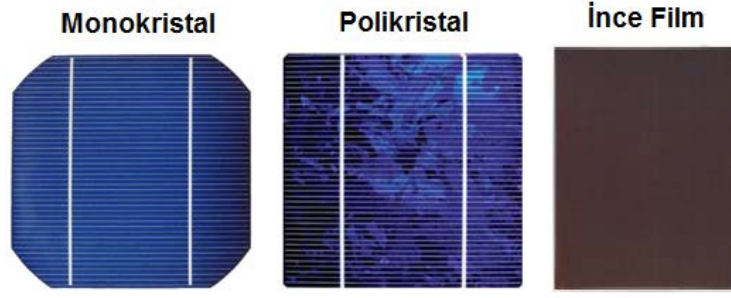
FV paneller tüketiciye sunulmadan önce standart test koşullarına sokularak test edilmektedir. Test koşulları, 25° C'lik bir ortam sıcaklığı, 1000 W/m²'lik bir ışığa

şiddeti ve hava-kütle oranı 1,5 olarak belirlenmiştir. Hava-kütle oranı, güneşten dünyaya gelen ışınımın geçirilme oranını belirten atmosferin kalınlığıdır. Güneşten gelen enerjinin yeryüzüne gelme miktarı atmosferik koşullar tarafından belirlenmektedir. Yeryüzüne gelen ışınım miktarını etkileme oranına da hava-kütle (air-mass (AM)) koşulu ile tanımlanmaktadır. Ayrıca, atmosfer dışındaki güneş ışığı spektral dağılımı AM0 ve güneşin tam tepede olduğu durumdaki spektral dağılımı AM1 koşulu ile tanımlanmaktadır. FV panellerin üreteceği elektrik enerjisi atmosfer tarafından emilen güneş ışınımına bağlı olduğu için hava-kütle oranı önemli bir parametredir [102].

FV paneller, bataryalar, eviriciler, denetleyiciler ve gerekli diğer elektronik devreler ile birlikte kullanılarak yapılan uygulamaya FV sistemler denilmektedir. Bu sistemler küçük güçlü devrelerin beslenmesinde kullanılacak şekilde watt mertebelerinden megawattlık FV santrallerine kadar geniş bir alanda kullanılabilmektedir [103]. FV sistemler gerek şebekeye bağlı şekilde gerekse şebekeden bağımsız şekilde işletilebilmektedir.

3.2.1. FV Hücre Çeşitleri

FV hücrelerin maliyetlerini düşürmek ve verimlerini artırmak için halen çalışmalar devam etmektedir. Özellikle farklı maddeler ve yöntemler ile farklı FV hücreler tasarlanmaktadır. Böylece çalışma ilkeleri aynı olmasına rağmen çok çeşitli FV hücreler üretilmektedir. Fakat FV hücrelerin üretiminde en yaygın kullanılan madde silisyumdur. Silisyum yeryüzünde çokça bulunan kumdan elde edilmektedir. Dolayısıyla herhangi bir hammadde sıkıntısı söz konusu değildir. FV hücreler üretim teknolojisi açısından monokristal (tek kristalli), polikristal (çok kristalli) ve ince film yapılarında üretilmektedirler. Şekil 3.1’de FV hücre çeşitleri görülmektedir [104].



Şekil 3.1. FV hücre çeşitleri.

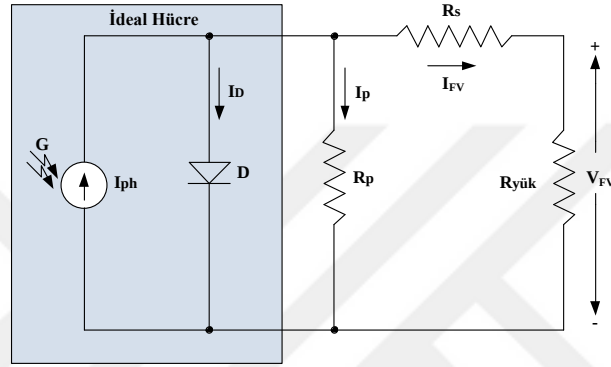
Monokristal silisyum hücre: Bu yapıdaki FV hücrelerin verimliliği %14 ile %22 arasında değişir ve genellikle ticari olarak geniş çapta kullanıldığı söylenebilir. İyi bir güneş ışınımının olduğu durumda en etkili FV hücresi olarak görülmektedir. Bu hücreler 1000 W/m^2 güneş radyasyonu altında 1m^2 'lik yüzey alanı ile ortalama 180 W'luk bir elektrik enerjisi üretebilmektedir. Monokristal hücrelerin üretiminde kesinlikle saf bir yarı iletken malzeme gerekmektedir. Fakat bu tip üretim çok zor ve maliyetlidir. Bunun yanında kullanılabilirliği yüksek olan monokristal silisyum hücrelerin yaklaşık 25-30 yıl ömürleri vardır [105].

Polikristal silisyum hücre: Bu yapıdaki hücreler ise, üretim konusunda monokristallere göre daha basit ve daha ekonomiktir. 1000 W/m^2 güneş radyasyonu altında, 1m^2 'lik yüzey alanı ile ortalama 150 W'luk bir elektrik enerjisi üretebilmektedir. Bu hücrelerin verimliliği ise %12 ile %17 arasında değişmektedir. Malzemelerin karıştırılması sırasında çeşitli boyutlarda kristal yapılar oluşmaktadır. Karışım sonucu bazı kusurlar çıkabilmekte ve belirli sınırlar içerisinde kabul edilmektedir. Polikristal silisyum hücrelerin ömürleri ise yaklaşık 20-25 yıl arasındadır [106].

İnce film: Bu teknoloji ile üretilen hücreler, cam, paslanmaz çelik veya plastik gibi ucuz bir malzemenin yüzeyine ince fotosel tabakaların yığılmasıyla üretilmektedir. İnce filmin %8 ile %14'lik verimi nedeniyle pazardaki payı oldukça düşüktür. Fakat yapılan çalışmalar ile ince film teknolojisinin her geçen gün geliştiği ve piyasadaki yerinin de artacağı ön görülmektedir [107]. Ömürleri yaklaşık 15-20 yıl arasında olan ince film üretiminde amorf silikon, bakır indiyum selenit, kadmiyum tellür ve ısı duyarlı organik maddeler kullanılmaktadır [108].

3.2.2. FV Hücrelerin Matematik Modeli

FV panellerinden elde edilen elektrik enerjisinin incelenebilmesi için FV hücrenin eşdeğer devresinin çıkarılması gerekir. FV hücreler yarı iletken malzemelerden yapıldığı için diyotla modellenmiştir. FV hücre güneş ışınımı almadığında akım-gerilim karakteristiği diyota benzemektedir. Bir FV hücrenin elektriksel eşdeğer devresi Şekil 3.2’de görülmektedir [109].



Şekil 3.2. FV hücrenin eşdeğer devre modeli.

FV hücrenin elektrik üretimi akım kaynağı (I_{ph}) ile sembolize edilirken, FV hücrelerdeki kayıplar ise seri (R_s) ve paralel (R_p) direnç ile gösterilmektedir. FV hücrenin fotovoltaiik akımı (I_{ph}), hücre üzerine düşen güneş ışınım miktarı ile doğru orantılıdır ve Eşitlik 3.1 ile hesaplanır [109].

$$I_{ph} = \left[I_{sc} + K_i \cdot (T_c - T_r) \right] \cdot \frac{G}{G_r} \quad (3.1)$$

Burada;

I_{ph} : FV hücrenin fotovoltaiik akımı

I_{sc} : 25°C ve 1000 W/m² deki kısa devre akımı

K_i : Kısa devre akımının sıcaklık katsayısı (0,0017 A/°C)

T_c : FV hücre sıcaklığı (Kelvin cinsinden sıcaklık)

T_r : Referans sıcaklık (25°C için 298,15°K)

G : W/m² deki güneş ışınım miktarı

G_r : Referans güneş ışınım miktarı (1000 W/m²)

olarak ifade edilir. Diyot akımı (I_D), gerilime ve ters sızıntı akımına (I_o) bağlıdır.

$$I_D = I_o \cdot \left(e^{\frac{qV_d}{A \cdot k \cdot T_c}} - 1 \right) \quad (3.2)$$

Burada;

q : Elektrik yükünü ($1,602 \times 10^{-19}$ C)

k : Boltzman sabitini ($1,3806505 \times 10^{-23}$ J/K)

A : Diyotun kalite faktörünü

olarak ifade edilir. Paralel dirençten geçen akım Eşitlik 3.3 ile bulunabilir;

$$I_p = \frac{V_D}{R_p} = \frac{V_{FV} + I_{FV} \cdot R_s}{R_p} \quad (3.3)$$

FV hücrenin çıkış akımı ve gerilimi ise Eşitlik 3.4 ve Eşitlik 3.5 ile hesaplanır;

$$I_{FV} = I_{ph} - I_D - I_p \quad (3.4)$$

$$V_{FV} = V_D - I_{pv} \cdot R_s \quad (3.5)$$

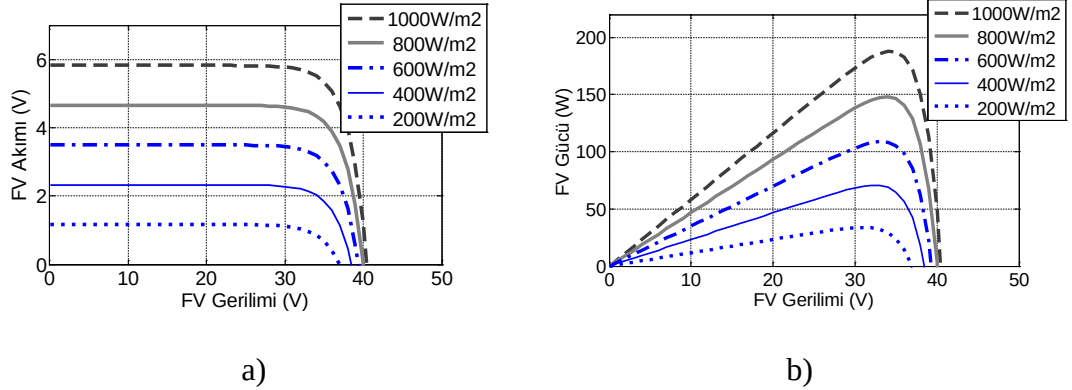
Diyot akımı ve paralel dirençten geçen akım FV hücre akımı eşitliğinde yerine koyulursa Eşitlik 3.6 elde edilir. Böylece FV hücrenin matematiksel modeli elde edilmiş olur [110].

$$I_{FV} = I_{ph} - I_o \left[e^{\left(\frac{q(V_{FV} + I_{FV} \cdot R_s)}{A \cdot k \cdot T_c} \right)} - 1 \right] - \frac{V_{FV} + I_{FV} \cdot R_s}{R_p} \quad (3.6)$$

FV panel üretici firmaları kataloglarında laboratuvar ortamlarında gerçekleştirdikleri testler sonucu Standart Test Koşulları (STC) olarak adlandırılan 1000 W/m^2 güneş ışınlam şiddeti, $25 \text{ }^\circ\text{C}$ hücre sıcaklığı ve hava kütle oranı (A.M.) 1,5 şartlarındaki

panelin elektriksel değerlerini vermektedirler. STC dışındaki değişimlerde FV panelin elektriksel değerleri bilinmemektedir. Değişen atmosferik şartlarda da FV panelin elektriksel değerlerinin bilinmesi gereklidir. Özellikle şebekeden bağımsız ve şebekeye bağılı sistemlerin tasarımında değişen atmosferik şartlar göz önünde bulundurularak hesaplamaların yapılması daha doğru sonuçlar verecektir [111].

Güneş radyasyonu FV karakteristiğini etkileyen en önemli faktördür. şekil 3.3'te bu tez çalışmasında da kullanılan 190 W'lık FV panellerin sabit sıcaklık (25°C) altında karakteristiği görülmektedir. Güneş radyasyonu arttıkça, mevcut maksimum güç yükselir. Bu nedenle, FV hücrelerinden maksimum mevcut gücü aktarmak önem kazanmaktadır. Bunun için maksimum güç takip metotları kullanılmaktadır [112,113].



şekil 3.3. FV panelin a) akım-gerilim b) güç-gerilim karakteristikleri.

3.3. MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI İZLEME (MGNI)

Bir FV panele düşen ışık miktarına ve ortam sıcaklığına bağılı olarak panelin çıkış gücü de değişmektedir. Bu yüzden FV panellerden maksimum güç elde edebilmek için, maksimum güç noktası takibi yapan devre ve algoritmalar kullanılması gerekmektedir. Maksimum güç noktasının belirlenmesi için birçok yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntemler gerek donanım açısından gerekse yazılım açısından birbirinden farklılık gösterse de amaç, her koşulda panellerden maksimum gücün en verimli şekilde transfer edilebilmesidir [114].

FV panellerde yüksek güç elde etmek için güneşe doğru yönelmeleri sağlanabilir. Fakat bu durumda da panellerden maksimum güç elde edilmeyebilir. Dolayısıyla MGNİ, FV panellere güneş takibi yaptıran sistemler değildir. MGNİ, panellerin elektriksel çalışma noktalarını değiştirerek, elde edilebilecek maksimum güç noktasını (MGN) yakalayabilen elektronik donanımı ve yazılımı olan sistemlerdir [115]. Şekil 3.3'te örnek olarak tez çalışmasında da kullanılan panellerin akım-gerilim-güç eğrileri görülmektedir. Eğrilerden de anlaşılabacağı gibi panellerin kısa devre akımı (I_{sc}) ve açık devre gerilimi (V_{oc}) panellerin performansının belirlenmesinde önemli rol oynayan parametrelerdir. Panel karakteristiğine göre yüke bağlı durumda herhangi bir noktada çalışması mümkündür. Fakat önemli olan panellerin maksimum gerilimde (V_{mgn}) ve maksimum akımda (I_{mgn}) çalıştırılmasıdır. Böylece maksimum güç noktası sürekli sağlanmaktadır. Çalışmada kullanılan panellerin standart test koşullarında MGN'sini veren gerilim $V_{mgn} = 36$ V ve akım $I_{mgn} = 5,28$ A olmaktadır.

3.3.1.MGNİ Performansı

Günümüzde birçok MGNİ kontrol algoritması kullanılmaktadır. Bu algoritmalarından beklenen MGN takibinde yüksek performans göstermesidir. MGNİ kontrol algoritmalarının performansını değerlendirirken, değişen şartlara hızlı cevap vermesi, kararlı durum hatasının minimum seviyede olması ve takip verimi göz önüne alınmalıdır [116].

MGNİ kontrol algoritmasının atmosfer koşullarındaki değişimlere (güneş ışıınım seviyesi, sıcaklık gibi) çok hızlı cevap vererek MGN'yi sürekli takip etmesi gerekmektedir. MGNİ algoritmasının takip hızı ne kadar yüksekse, FV sistemden güç aktarımı yapılırken kayıplar o kadar azalmaktadır [117].

MGNİ kontrol algoritması, maksimum güç noktasını bulduktan sonra tarama işlemini durdurmalı ve bu işlemi olabildiğince uzun süre devam ettirebilmelidir. Güneş ışıınımı ve sıcaklık değişimi sürekli olmasa bile sürekli tarama yapan ve sabit tarama adımı kullanan algoritmalar MGN'yi uzun süre yakalayamamaktadır. Bu durum FV sistemde verimsiz bir çalışmaya neden olmaktadır. Bununla birlikte, FV paneller

üzerinde kısmi gölgelenme olduğunda, birden fazla maksimum güç noktası oluşmakta ve çıkış gücünü önemli miktarda etkilemektedir. Özellikle seri bağlı FV paneller bu durumdan oldukça etkilenmektedir. Gölgeye maruz kalan bu hücrelerde güç kayıpları oluşmakta ve ısındığı için zarar görmektedir. Bu etkiler baypas diyotları ve uygun kondansatör seçimi ile kısmen ortadan kaldırılabilir [118].

MGNİ kontrol algoritmasının MGN'yi ne kadar başarılı bir şekilde takip ettiği ve FV sisteminin genel performansını ne derece artırabildiği ölçülerek verimi hesaplanabilir. Gün içerisinde atmosferik koşullar sürekli değişim göstermektedir. İyi bir MGNİ kontrol algoritması farklı çalışma koşullarında da iyi performans gösterebilmelidir. Tasarlanan MGNİ algoritmalarının verimi benzetim çalışmaları ile test edilebilmektedir [119]. MGNİ algoritmasının verimi Eşitlik 3.7 ile hesaplanmaktadır.

$$\eta_{MGNİ} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{P_{gerçek,i}}{P_{maks,i}} \quad (3.7)$$

Burada; $P_{gerçek}$, FV panellerden ölçülen güç değeri, P_{maks} , verilen ışıınım ve sıcaklık altında FV panellerden alınabilecek maksimum güç değeri, i , kaçınıcı değer olduğunu ve n ise örnek sayısını vermektedir.

3.3.2. MGNİ Metotları

MGNİ kontrol algoritmaları “Dolaylı denetim” ve “Doğrudan denetim” olmak üzere ikiye ayrılmaktadır [120,121]. Dolaylı denetim FV panellerin açık devre gerilimi, kısa devre akımı, güneş ışıınımı ve panellerin sıcaklığı belirli aralıklarla ölçülerek yapılmaktadır. Dolaylı denetimde, FV paneller için deney sonuçlarına göre daha önceden oluşturulmuş tabloları ve FV karakteristik bilgilerini kullanarak ya da matematiksel eşitliklerden faydalananarak MGN tahmin edilmeye çalışılır. Dolayısıyla MGN tam olarak yakalanamaz, sadece yaklaşık olarak bulunur. Dolaylı denetim yöntemleri Sabit gerilim (CV) ve sabit akım (CC) olmak üzere iki çeşittir fakat düşük verimleri dolayısıyla çok tercih edilmemektedir [122].

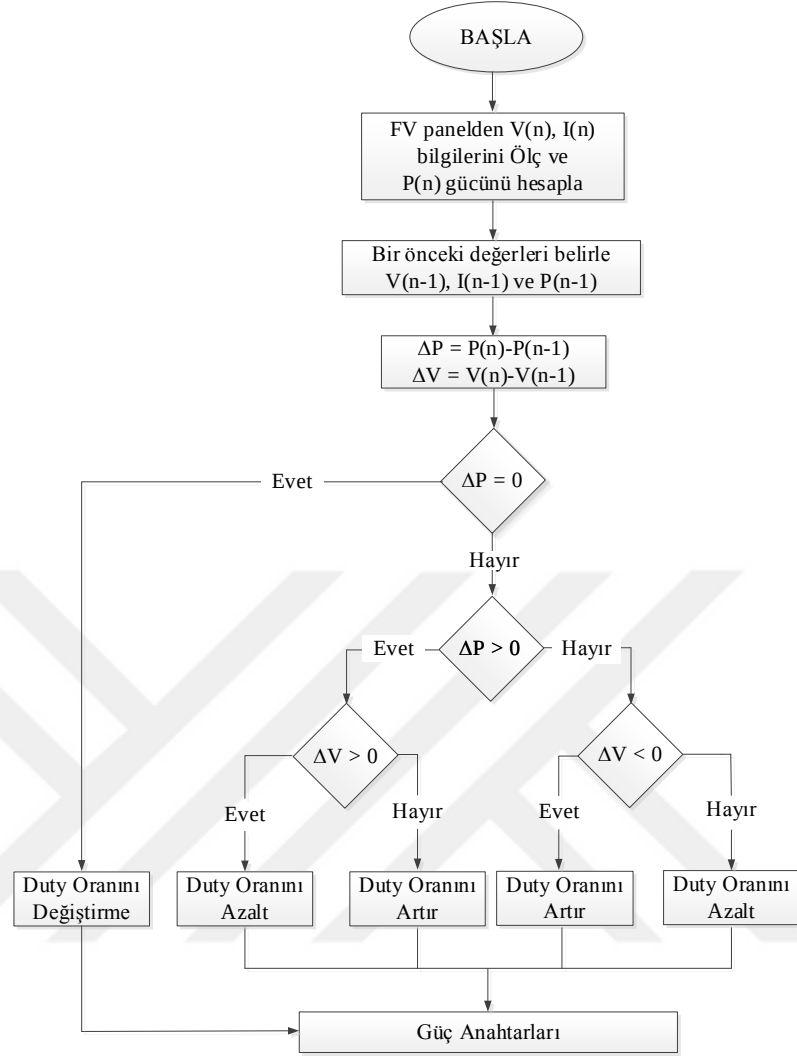
Doğrudan denetim yönteminde FV panellerin gerilim ve/veya akım değerleri doğrudan kullanılmaktadır. Uygun olan MGN'nin yakalanmasında FV panel karakteristiği, sıcaklık, ısıtım şiddeti gibi değişkenlerin etkisinin olmaması bu yöntemin en önemli avantajıdır.

Doğrudan denetim yönteminde, Değiştir-Gözle (P&O) ve Artan İletkenlik (IC) metotları en çok kullanılan metotlardan ikisidir [123]. Ayrıca, bulanık mantık (FLC), yapay sinir ağları (YSA) ve kayan kipli kontrol (KKK) gibi akıllı kontrol yöntemleri de MGNİ uygulamalarında kullanılmaktadır [124-126].

P&O yöntemi yapısının basit, uygulanmasının kolay ve verimliliğinin yüksek olması nedeniyle en sık kullanılan MGNİ yöntemleri arasında yer almaktadır. Ayrıca maksimum güç noktasının yakalanmasında FV karakteristiği, sıcaklık ve ısıtım şiddeti gibi değişkenlerin etkisinin olmaması bu metodun en önemli avantajıdır [127].

P&O yönteminde değişim uygulanarak FV panel gücü ölçülür ve daha önce ölçülmüş olan FV panel gücü ile kıyaslanır. Eğer güç artıyorsa bir sonraki FV panel gücünü elde etmek için aynı yönde değişim uygulanır. Aksi durumda ise zıt yönde değişim uygulanır. Bu işlem MGN bulununcaya kadar devam ettirilir. Hangi algoritma kullanılırsa kullanılsın, MGN'nin bulunması, güç dönüştürücüsünün anahtarlama (duty) oranı değişimi ile gerçekleştirilmektedir [128]. Şekil 3.4'te algoritmanın akış şeması görülmektedir.

FV sisteminin çalışma durumu anahtarlama (duty) oranının küçük değişimleriyle belirlenir. Bu durumda ΔP 'de de değişiklik olmaktadır. Eğer ΔP pozitif ve ΔV negatif ise duty oranının değişimi de pozitif yönlü olması gerekir. Eğer ΔP negatif ve ΔV pozitif ise elde edilen sistemin çalışma noktası MGN'den uzaklaşır ve duty oranının değişimi negatif yönde hareket etmesi gerekmektedir. Değişikliklerden önce ve sonraki çıkış gücü ve gerilim değişiklikleri gözlemlenerek bir sonraki basamakta duty oranı değişiminin artırılması veya azaltılmasına karar verilmektedir [129,130].



Şekil 3.4. P&O metodunun akış şeması

BÖLÜM 4

KAYAN KIPLİ KONTROL TEKNİĞİ

Kayan kipli kontrol (KKK) (Sliding Mode Control) tekniği değişken yapılı kontrol (DYK) sisteminin özel bir halidir. DYK sisteminde KKK, dış bozucuların ve sistem parametrelerinin değişimlerine karşı kontrol sistemine büyük dayanıklılık sağlayan oldukça özel bir yaklaşımdır. Ayrıca, temelde Lyapunov kararlılık koşullarına dayanan bu tasarım yöntemi, doğrusal ya da doğrusal olmayan sistemler için denetleyici tasarımına da büyük bir kolaylık getirmektedir [131].

DYK sistemi 1950'lerin başında ilk kez Emelyanov tarafından ortaya atılmıştır. İlk çalışmalarında, faz değişkenleri formunda modellenmiş ikinci derece doğrusal bir sistem üzerinde bu kontrol yaklaşımının uygulanmasını göstermiş ve açıklamışlardır. DYK sistemi üzerindeki bu çalışmalar yakın zamana kadar pek ilgi çekmemiştir. Bu süre zarfında daha çok doğrusal kontrol yaklaşımları, doğrusal çok değişkenli kontrol ve doğrusal yaklaşımlara dayanan sistem kuramının geliştirilmesi üzerinde çalışılmıştır [132].

1970'lerin sonlarında ise araştırmalar, DYK sisteminin ek özelliklerini ortaya çıkarmış ve denetleyici tasarım kurallarında önemli gelişmeler sağlamıştır. Bu aşamada, genel tasarım yöntemleri ortaya konmuş ve bunlar doğrusal olmayan, çok giriş/çıkışlı, ayrık zamanlı ve geniş ölçekli sistemlere uygulanmıştır. Bu uygulamalarda, DYK sisteminin başta kararlılık olmak üzere başarılı kontroller sağladığı gösterilmiştir. Sonuçlar, kontrol sisteminin değişmez denebilecek kadar, parametre belirsizlikleri ve dış bozuculara karşı dayanıklı olduğunu göstermiştir. Böylece DYK sisteminin başarısı sadece kuramsal kestirimlerle sınırlı kalmamış, birçok benzetim ve gerçek uygulamayla gösterilmiştir. Böylece yaklaşım olgunlaşarak uygulamalara hazır hale gelmiştir [133-135].

DYK sisteminin en belirgin özellikleri, değişmezlik (invariance), dayanıklılık (robustness), derece indirgeme (order reduction) ve kontrolde çatırdamaya (chattering) yol açmasıdır [136-139]. Burada değişmezlik terimi, sistemin parametrik belirsizliklere ve dış bozucu etkilere karşı duyarsız olduğu anlamına gelmektedir. Bu özellikler içerisindeki tek kötü yan olan kontrolde çatırdamaya yol açmayı gidermek için de son yıllarda birçok çalışma yapılmaktadır. Yapılan çalışmalar, olumlu sonuçların alındığını göstermektedir [138-141].

KKK tekniğinin asıl amacı, hatanın anahtarlama yüzeyine (switching surface) veya kayma yüzeyine (sliding surface) doğru itilmesi ve bu yüzeyde tutulmasıdır. Bundan sonra sistem, kayma rejiminde olduğundan modelleme hataları ve/veya dış bozuculardan etkilenmemektedir. Burada kayma yüzeyi, sistemdeki durum değişkeni birleşimi olarak tanımlanan doğrusal bir fonksiyondur. Buna göre sistemin derecesi, giriş sayısı kadar indirgenmektedir. Böylece derecesi indirgenmiş bir kontrol yasası ile kontrol edilebilmektedir [142].

Klasik KKK tekniğinin bilinen iki temel sorunu vardır. İlki, çatırdama adı verilen, kontrol çıkışındaki yüksek frekanslı salınımlardır. İkincisi ise eşdeğer kontrolün hesaplanmasındaki zorluktur. Çünkü eşdeğer kontrol terimi kontrol edilecek sistemin tüm dinamiklerinin bilinmesini ve hesaba katılmasını gerektirmektedir. Literatürde bu sorunları çözmeye yönelik bazı yöntemler önerilmiştir. En iyi bilinen çatırdama giderme yöntemi, klasik KKK tekniğinde kullanılan işaret fonksiyonu (sign) yerine yumuşak geçişli doyma fonksiyonu (saturation) kullanmaktır [143].

Kontrolün sonsuz hızla anahtarlanamaması nedeniyle DYK sistemlerinin kayma ve kararlı hal kiplerinde daima çatırdama oluşmaktadır. Kararlı hal durumunda çatırdama istenen denge noktası civarında yüksek frekanslı bir salınım olarak karşımıza çıkmakta ve bu sistemin modellenmeyen yüksek frekanslı dinamiklerini uyaran (kararsızlığa yol açabilecek) bir kaynak durumuna gelmektedir. Çatırdama genellikle istenen bir davranış olmadığından etkilerinin azaltılması veya yok edilmesi amacıyla birçok araştırma yapılmıştır [144-148].

4.1. TEMEL KKK KAVRAMLARI

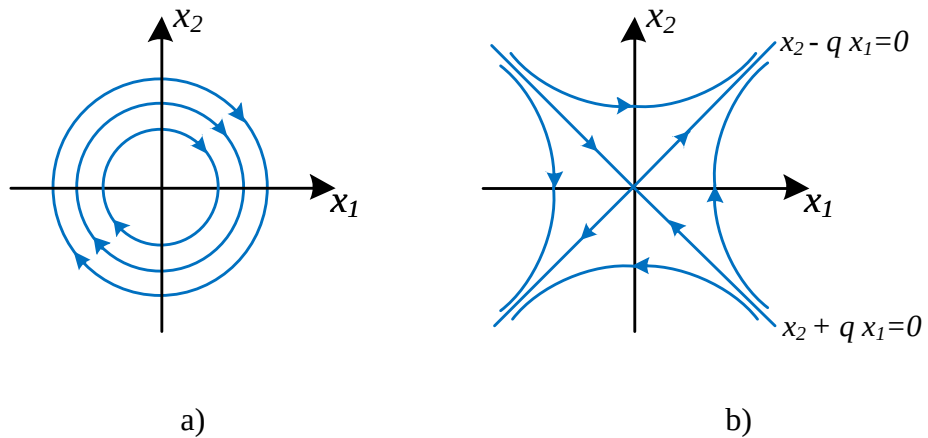
KKK tekniğinin anlaşılması için iki farklı ikinci dereceden denklemin basit birer örneğinin analizini yapmak gerekmektedir [149]. Denklem I Eşitlik 4.1'de ve Denklem II Eşitlik 4.2'de verilmiştir.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -K \cdot x_1 \end{cases} \quad (4.1)$$

Bu denklemin kökleri karmaşık sayıdır ve reel kökleri yoktur. Dolayısıyla, bu denklemin Şekil 4.1 a)'da gösterildiği gibi, faz yörüngeleri daireseldir ve sistem kararlıdır.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = +K \cdot x_1 \end{cases} \quad (4.2)$$

Bu durumda kökler reeldir ve zıt işaretlidir. Bu durumda sistem kararsız olmaktadır ve faz yörüngeleri Şekil 4.1 b)'de gösterilmektedir. Sadece $x_2 = -qx_1$ ($q = \sqrt{K}$) yörüngesi orijine doğru yakınsar, diğer tüm yörüngeler uzaklaşmaktadır.

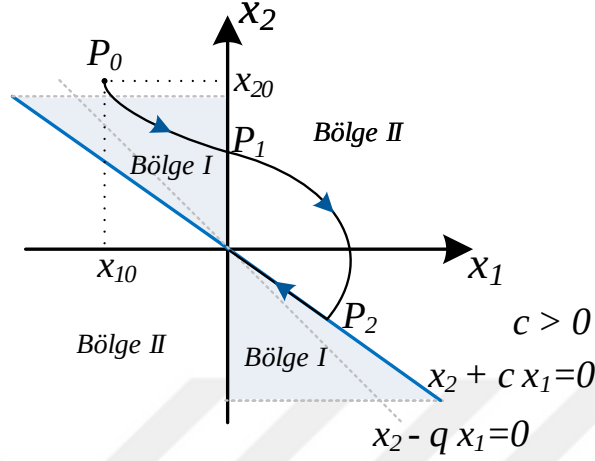


Şekil 4.1. Örnek denklemlerin faz düzlemi a) Denklem I b) Denklem II

Şekil 4.2'de gösterildiği gibi faz düzlemi iki bölgeye bölünmüştür. Buna göre, her bölge şu denklemler ile ilişkilendirilebilir;

Bölge I : $x_1 \cdot (x_2 + cx_1) < 0 \Rightarrow$ Denklem I

Bölge II : $x_1 \cdot (x_2 + cx_1) > 0 \Rightarrow$ Denklem II



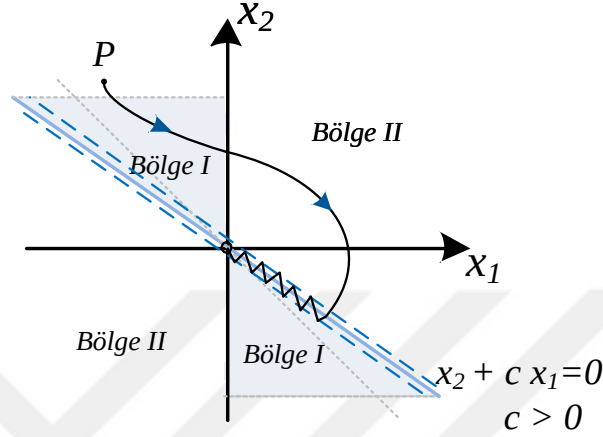
Şekil 4.2. İdeal anahtarlama durumunda kayma rejimi.

Burada c terimi, q 'dan daha küçük seçilmektedir. Anahtarlama sınırları ise x_2 eksenine ile $x_2 + cx_1 = 0$ doğrusu arasındadır. Şekil 4.2'de tipik bir genel yörünge hareketi; rastgele seçilen başlangıç koşulu olan $P_0 (x_{10}, x_{20})$ denge noktasından başlayarak P_0 'dan P_1 'e (Bölge I) ardından P_1 'den P_2 'ye doğru bir yörünge izleyerek son olarak anahtarlama hattına girmesi görülmektedir. Burada iki bölge arasında sonsuz hızlı ideal bir anahtarlama hattının olduğu kabul edilmiştir.

Herhangi bir bölgeye ait bir parçası olmayan ve sistem yapısının değiştiği bu yörüngeye kayma yüzeyi denilmekte ve $x_2 + cx_1 = 0$ doğrusuna da kayma doğrusu denilmektedir. Kayma yüzeyi oluştuğunda, sistemin performansı bölgelerin özelliklerinden bağımsız olarak sadece kontrol yasasının kurallarına göre belirli koşullara bağlıdır. Bununla birlikte her bölgenin parametreleri üzerindeki bağımsızlığı, kapalı döngülerde karmaşık sistemler için her zaman geçerli olmamaktadır. Fakat bu durumda bile KKK diğer kontrol tekniklerine göre sağlamlığını kanıtlamıştır [150,151]. Daha yüksek dereceli sistemlerin kontrolü için Eşitlik 4.3 kullanılabilir;

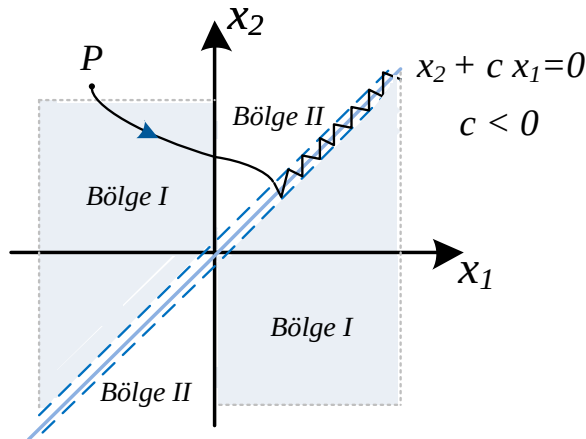
$$S = f(x_1, \dots, x_N) = \sum_{i=1}^N c_i x_i = 0 \quad (4.3)$$

Burada N sistem derecesi ve x_i durum değişkenidir. Anahtarlama durumu ideal olmadığında iki bölge arasında bir histerisiz bandı oluşmaktadır. Bu histerisiz bandının genişliği ise iki bölge arasındaki anahtarlama hızını belirlemektedir. Şekil 4.3'te histerisiz bandına sahip sistemin kayma rejimi görülmektedir.



Şekil 4.3. Histerisiz bandına sahip sistemin kayma rejimi.

Eğer $c < 0$ durumu söz konusu olursa sistem hala kayma yüzeyini takip eder. Fakat sonsuza doğru giden bir eylem göstereceğinden sistem kararsız olmaktadır. Bu durum Şekil 4.4'te görülmektedir.



Şekil 4.4. Sistemin kararsız durumunda kayma rejimi.

Daha karmaşık sistemlere yaklaşım yalnızca grafiksel düşüncelerle ifade edilememektedir. Bu yüzden doğrusal olmayan bir sistem göz önüne alınarak durum denklemleri Eşitlik 4.4'deki gibi verilmiştir [151].

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (4.4)$$

Buradaki ifadeler;

$x \in R^n, A \in F^n, u \in R^m, B \in F^n$ ve $u \in [u_{\min}, u_{\max}]$ olarak tanımlanmaktadır.

DYK sistemi, anahtarlama yüzeyi ve kontrol işaretinin seçimi olmak üzere, iki aşamalı olarak ele alınmaktadır.

Anahtarlama yüzeyi seçimi Eşitlik 4.5'te gösterildiği gibi seçilir;

$$S = \{x : \phi(t) - \phi(x) = S(x, t) = 0\} \quad (4.5)$$

Buradaki ifadeler;

$\phi(t)$: Hedeflenen durum fonksiyonunu olarak tanımlanmaktadır.

$\phi(x)$: Durum değişkeni fonksiyonunu olarak tanımlanmaktadır.

Kontrol işaretinin seçimi ise Lyapunov fonksiyonuna göre belirlenen, kararlılık kriterinin sağlanması için kontrolün hesaplanmasıdır. Belirlenen anahtarlama yüzeyi $S(x)$ 'in işaret durumuna göre Eşitlik 4.6'da verilmiş olan DYK elde edilir.

$$u(x, t) = \begin{cases} u^+(x, t), & S(x) > 0 \\ u^-(x, t), & S(x) < 0 \end{cases} \quad (4.6)$$

DYK sisteminin özel bir hali olan KKK tekniğinde, sistemin durum değişkenlerinin sonlu zamanda belirlenen $S(x)=0$ yüzeyine ulaşımı sağlanacak şekilde kontrol yapılmaktadır. Daha sonraları geliştirilen sınır katmanı (boundary layer) yaklaşımlarında, sistem durumları sonlu zamanda belirlenmiş $S(x)=0$ yüzeyi boyunca sınır katmanlı bir zarf içine sokulmaktadır. Bir DYK sisteminin yanıtı; yaklaşma kipi, kayma kipi ve kararlı hal kipi olmak üzere üç farklı kipten oluşmaktadır. Burada bir sistemin kararlı hal kipi, özel bir hal olarak sabit durumunda içerildiği periyodik bir durum olarak ele alınmıştır. Kararlı hal durumunun, sıfır hata durumu, sabit hata durumu ve limit çevrim durumu gibi farklı formları da mevcuttur. Tüm fiziksel

elemanlarda sonlu gecikmeler bulunduğundan, kayma ve kararlı kipleri daima önemli miktarlarda çatırdama ile birlikte bulunmaktadır. Dolayısıyla bir DYK sisteminde, yanıt karakteristiği, dayanıklılık ve çatırdamanın miktarı performans ölçütlerini belirlemektedir [152].

Dinamik bir KKK, anahtarlama fonksiyonunun uygun seçilmesiyle sağlanabilir. Yüksek mertebeden doğrusal veya doğrusal olmayan diferansiyel denklemlerle temsil edilen bir sistem için kayan kipin diferansiyel denklemi, modelleme hataları ve bozucu etkilerin yarattığı etkilerden tamamen bağımsızdır. Böylece kayan kipin modelleme hataları ve bozuculara karşı değişmediği söylenebilir. Bu yüzden dayanıklılık, DYK sistemlerinin ve KKK tekniğinin en önemli özelliklerinden biridir. DYK sistemlerinin analizinde ve tasarımında ön kabullerden biri kontrolün bir değerden diğer bir değere sonsuz hızlı anahtarlabilmesidir. Pratikte ise birçok DYK sistemi için ihtiyaç duyulan bu yüksek anahtarlama hızına erişmek mümkün değildir. Bunun nedeni, kontrol hesaplarında sonlu zaman gecikmelerinin varlığı ve elemanların fiziksel sınırlarıdır [153,154].

Çatırdamayı azaltmak için ise geliştirilen yaklaşımlardan biri, röle tipindeki süreksiz kontrolü, doyan bir kontrolle sürekli hale getirmektir. Bunun için durum uzayında anahtarlama yüzeyi civarında bir sınır katmanı oluşturulmaktadır. Bu sınır katmanı içerisinde kontrol anahtarlama fonksiyonunun bir sürekli yaklaşımı olarak seçilmektedir. Bu bir bakıma sisteme yüzey civarında lineer yüksek kazanç kontrolü uygulamak demektir. Fakat süreklilik kazandırmanın sonucunda sistemin parametrik belirsizliklere ve dış bozuculara karşı değişmezlik özelliği kaybolmaktadır. Sistem bu durumda sınır katmanı kalınlığının fonksiyonu olacak şekilde bir dayanıklılık göstermektedir. İdeal doyma kontrolü ise Eşitlik 4.7 ile ifade edilir;

$$u = sat(S) = \begin{cases} +1, & S > \delta \\ \frac{S}{\delta}, & |S| \leq \delta \\ -1, & S < -\delta \end{cases} \quad (4.7)$$

Burada, $\delta > 0$ ve $\pm\delta$ sınır katmanının kalınlığını belirlemektedir. Sınır katmanı dışında kontrol ideal röle karakteristiğindedir, bununla birlikte sınır katmanı içerisinde yüksek-kazançlı lineer kontrol kuralı geçerlidir. Sonuç olarak sistem sınır katmanına doğru sürülmektedir. Sürekli hale getirme yaklaşımları ile sınır katmanı içerisinde sürekli kontrol uygulandığından çatırdama oluşmamaktadır. Bozucu etkilerin olmadığı durumda kararlı hal hataları olmamaktadır. Fakat değişmezlik özelliği kaybolduğundan her zaman kayan kip oluşmamaktadır. Bu durumun çözümü de sınır katmanı kalınlığının optimize edilerek kayma yüzeyinin belirlenmesidir.

Bu çalışmada da kullanılacak yöntem, çatırdamasız KKK olarak adlandırılmaktadır. Doğrusal olmayan bu kontrol yaklaşımı ile doğrusal olmayan eviricinin kontrollerinde yumuşak geçişli doyma fonksiyonu kullanılmıştır. Böylece şebeke akımlarının çatırdamalardan etkilenmesi en aza indirgenmiştir. Dolayısıyla gerek şebekeden güç çekildiğinde gerekse şebekeye güç aktarımı yapıldığında şebekeyi bozucu faktörler de en aza indirgenmiştir. Ayrıca eviricinin çıkışına bağlanacak filtre elemanlarının da boyutları bu sayede daha küçük hale getirilmiştir.

4.2. KAYMA YÜZEYİ

Eşitlik 4.4'te verilen sistem için kayma yüzeyi, Eşitlik 4.5'te verilen tanımlama ile belirlenir. Buna göre fonksiyonlar Eşitlik 4.8'deki gibi tanımlanmaktadır;

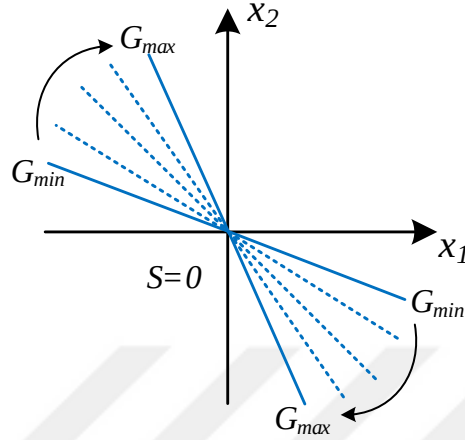
$$\phi(t) = \mathbf{G}.x^r \text{ ve } \varphi(t) = \mathbf{G}.x \rightarrow S(x, t) = \phi(t) - \varphi(x) = \mathbf{G}(x^r - x) \quad (4.8)$$

Burada; $\mathbf{G}_{(m \times n)}$, kayma yüzeyi eğiminin belirlenmesi için gerekli katsayı matrisidir.

Genellikle $\mathbf{G}$, bir köşegen matris olarak seçilmektedir. Eşitlik 4.9 ile durum hatalarının ($\varepsilon_i = x_i^r - x_i$) sıfıra götürülmesi için matris elemanları pozitif katsayılar olarak belirlenmektedir. Böylece S_i sıfıra gittiğinde ε_i de sıfıra gitmektedir.

$$S_i = \left(\frac{d}{dt} + \mathbf{G}_i \right) \varepsilon_i \quad (4.9)$$

Bir kez durumlar kayma yüzeyine getirildikten sonra, seçilen $\mathbf{G}$ matrisinin belirlediği dinamiklerle hatalar da bu yüzey üzerinde hareket ederek sıfıra gitmektedir [155]. Şekil 4.5'te $\mathbf{G}$ değerinin kayma yüzeyinin açısına etkisi görülmektedir.



Şekil 4.5. Kayma doğrusu eğiminin değişimi.

4.3. KLASİK KKK

KKK tasarımı Lyapunov kararlılık ölçütünü sağlayan Lyapunov fonksiyonunun seçilmesi ile yapılmaktadır.

4.3.1. Lyapunov Kararlılık Teoremi

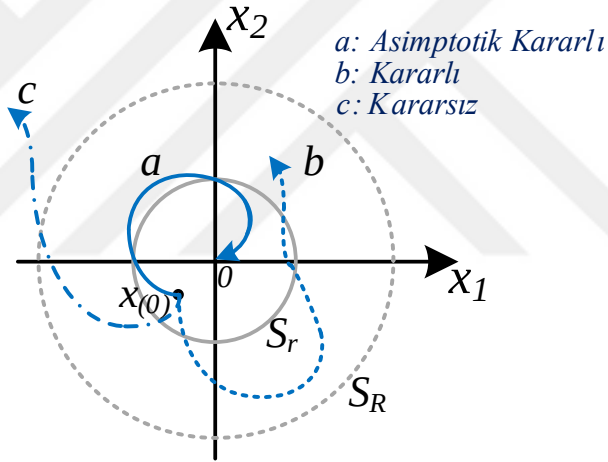
Lyapunov kararlılık teoremine göre; S 'nin skaler bir fonksiyonu olan V , birinci dereceden türevleri tanımlı olmak üzere aşağıdaki koşulları sağladığında sistem $S=0$ 'da asimptotik kararlıdır [156].

- ✓ $V(S)$ kesin pozitif tanımlı,
- ✓ $\dot{V}(S)$ kesin negatif tanımlı,
- ✓ $\|S\| \rightarrow \infty$ olduğunda $V(S) \rightarrow \infty$

Bir $x=0$ denge noktası kararlı ve ilave olarak $r > 0$ olmak üzere $\|x(0)\| < r$ ve $t \rightarrow \infty$ için $x(t) \rightarrow 0$ koşulları sağlanıyorsa denge noktası asimptotik olarak kararlı olmaktadır. Bu duruma asimptotik kararlı denilmektedir.

Buna göre denge noktası kararlı ve ilave olarak başlangıç durumu $x=0$ denge noktası civarından başlamak üzere t sonsuza giderken x durumu sifıra yaklaşır. $S(R)$ bölgesi ise bu denge noktasına ait çekim alanı olarak adlandırılır. Bu bölgeye girildiğinde durum değişkenleri sifıra doğru gider. Bir müdahale olmazsa yeterli bir süre sonunda durum değişkenleri mutlaka sifır olur. Yani diğer ifade ile geçici rejim cevabı sifır olmaktadır. Eğer denge noktası kararlı fakat asimptotik kararlı değilse marjinal kararlıdır. Bu durumda durum değişkenleri R bölgesi ile sınırlı bölgede kalır fakat sürekli olarak orijinde kalmaz.

Bu kararlılık durumları, ikinci dereceden bir sistem için Şekil 4.6'da gösterilmektedir.



Şekil 4.6. Lyapunov kararlılık durumları.

4.3.2. Denetleyici Tasarımı

Lyapunov fonksiyonu Eşitlik 4.10'daki gibi kesin pozitif olarak seçilmelidir. Denetleyici tasarımındaki ilk amaç $V(S)$ fonksiyonun pozitif tanımlı olmasıdır [157].

$$V(S) = \frac{1}{2} \mathbf{S}^2 \quad (4.10)$$

Bu fonksiyonun kesin pozitif tanımlı olduğu açıktır ($V(S)|_{s=0} = 0$ ve $V(S) > 0 \forall S \neq 0$). Tasarımdaki diğer amaç ise, Lyapunov fonksiyonunun türevinin kesin negatif tanımlı olmasını sağlamaktır. Bu koşulun sağlanması için de Eşitlik 4.11'in sağlanması gerekmektedir.

$$\dot{V}(S) = -\mathbf{S}^T \mathbf{D} \text{sign}(S) \quad (4.11)$$

Burada $\mathbf{D}_{(m \times n)}$, kesin pozitif tanımlı köşegen bir kazanç matrisidir. Eşitlikteki $\text{sign}(S)$ ise, Eşitlik 4.12'deki gibi, her bir S elemanına uygulanan signum işaret fonksiyonunu ifade etmektedir.

$$\text{sign}(S) = [\text{sign}(S_1) \dots \text{sign}(S_m)]^T \quad (4.12)$$

Burada signum işaret fonksiyonu Eşitlik 4.13 ile tanımlanmıştır.

$$\text{sign}(S_i) = \begin{cases} +1, & S_i > 0 \\ 0, & S_i = 0 \\ -1, & S_i < 0 \end{cases} \quad (4.13)$$

Eşitlik 4.10'un türevi alınıp, Eşitlik 4.11'e eşitlendiğinde, Eşitlik 4.14 elde edilmektedir.

$$\mathbf{S}^T \dot{\mathbf{S}} = -\mathbf{S}^T \mathbf{D} \text{sign}(S) \quad (4.14)$$

$S(x)$ 'i tanımlayan Eşitlik 4.8'in türevi alınıp, sistemi tanımlayan Eşitlik 4.4 kullanılarak Eşitlik 4.15 elde edilmektedir.

$$\dot{\mathbf{S}} = \dot{\phi}(t) - \frac{\partial \mathbf{S}}{\partial x} \dot{x} = \dot{\phi}(t) - \mathbf{G}(\mathbf{A}(x) + \mathbf{B}u) \quad (4.15)$$

$\dot{S}=0$ koşulunu sağlayan kontrol "eşdeğer kontrol" olarak adlandırılmaktadır. Eşitlik 4.15 sıfıra eşitlenip u çekilirse Eşitlik 4.16 ile verilen $u_{eş}$ ifadesi elde edilmektedir.

$$u_{eş}(t) = -(\mathbf{GB})^{-1}(\mathbf{GA}(x) - \dot{\phi}(t)) \quad (4.16)$$

Ayrıca Eşitlik 4.15'i Eşitlik 4.14'te yerine koyup u çekilerek kontrol işareti için Eşitlik 4.17 elde edilmektedir.

$$u(t) = u_{eş}(t) + (\mathbf{GB})^{-1}\mathbf{D.sign}(S(x,t)) \quad (4.17)$$

4.4. GENELLEŞTİRİLMİŞ KKK

Klasik KKK tasarımının genelleştirilmiş hali kararlılık kriterlerinde bir bozulmaya yol açmadan verilebilir. Eşitlik 4.10 ile seçilen kesin pozitif Lyapunov fonksiyonunun türevini yine kesin negatif tanımlı olarak Eşitlik 4.11'in genelleştirilmiş hali Eşitlik 4.18'deki gibi verilmektedir.

$$\dot{V}(S) = -\mathbf{S}^T \mathbf{D}.h(S) \quad (4.18)$$

Burada $h(S)$ ile ifade edilen fonksiyon, Eşitlik 4.19'da belirtildiği gibi S'nin her elemanına ayrı ayrı uygulanan bir $h(.)$ operatörüdür. Ayrıca, $h(S)$ S'nin uygulandığı elemanı ile her zaman aynı işaretlidir.

$$h(S) = [h(S_1) \dots h(S_m)]^T \quad (4.19)$$

Eşitlik 4.10'un türevinde Eşitlik 4.18 yerine koyulursa, Eşitlik 4.20 elde edilebilir.

$$\dot{S} = -\mathbf{D}.h(S) \quad (4.20)$$

S'nin türevini tanımlayan Eşitlik 4.15, Eşitlik 4.20'de yerine koyularak kontrol kuralı Eşitlik 4.21'deki gibi yazılabilir. Burada $u_{eş}(t)$ eşitliği Eşitlik 4.16'da tanımlandığı şekildedir.

$$u(t) = u_{eş}(t) + (\mathbf{GB})^{-1}\mathbf{D}.h(S) \quad (4.21)$$

Kullanılabilir bazı $h(S)$ fonksiyonları; signum fonksiyonu, doğrusal fonksiyon, $\tan^{-1}(S)$ fonksiyonu, doymalı doğrusal fonksiyon, üstel fonksiyon ve kaydırılmış sigmoid fonksiyon olarak uygulamalarda tercih edilmektedir [158]

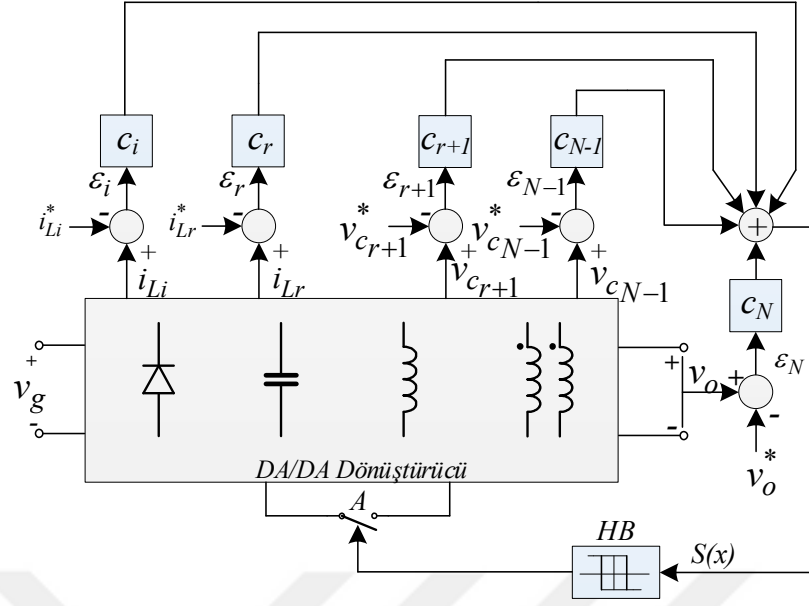
4.5. DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN KKK İLE KONTROLÜ

DA-DA dönüştürücüler için KKK'nın genel bir şeması Şekil 4.7'de gösterilmektedir. Burada, i_{Li} bobin akımının ve u_{Cj} ($j = (r+1) / (N-1)$) kondansatör geriliminin dönüştürücüdeki dâhili durum değişkenlerini gösterirken, u_g giriş gerilimini ve u_o çıkış gerilimini göstermektedir. Ayrıca N sistemin derecesini ve r alt indisler ise akımın ve gerilimin gerçek değerini ifade etmektedir.

Gerek tek anahtarlı ya da daha fazla anahtarlı topolojiye sahip dönüştürücüler, gerekse izoleli dönüştürücüler Şekil 4.7'deki blok şema ile temsil edilmektedir. Ayrıca, DA-DA dönüştürücüler için KKK yalnızca sürekli iletim modu için geçerli olmaktadır. Burada KKK tekniğine göre tüm durum değişkenleri algılanır ve karşılık gelen hatalar c_i ile çarpılıp toplanarak kayma fonksiyonu S elde edilir. Ardından HB histerisiz bloğu ile işlem sıfıra yakın tutularak A anahtarının kontrolü sağlanır [159,160].

Eşitlik 4.22'de bu hataların durum uzayının orijinden geçen düzlemi ifade edilmektedir.

$$S = \sum_{i=0}^N c_i \varepsilon_i = 0 \quad (4.22)$$



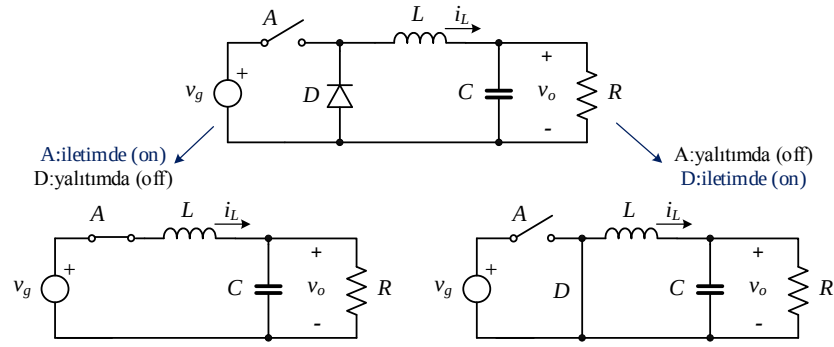
Şekil 4.7. DA-DA dönüştürücülerde KKK tekniğinin genel şeması.

Bu düzlem tarafından ayrılan her iki bölgenin de HB bloğu ile kontrolü sağlanmaktadır. Böylece her iki bölgenin yakınında bulunan durum değişkenlerinin yörüngeleri kayma düzlemine yönlendirilerek sistemin durumu, anahtarların düzgün çalıştırılmasıyla belirlenen kayma yüzeyinin yakınında kalması sağlanmaktadır [161].

4.5.1. Düşürücü (Buck) Dönüştürücü Kontrolü

KKK tekniğinin en önemli özelliklerinden biri, sistem parametrelerinden bağımsız olarak çalışabilme yeteneğidir. Dolayısıyla düşürücü dönüştürücünün çıkış gerilimi ve onun türevi gibi durum değişkenleri kolayca ölçülebildiğinden dönüştürücünün kontrolü için KKK tekniği oldukça uygundur [162-165]. Şekil 4.8’de düşürücü dönüştürücü (buck) topolojisi görülmektedir. Bu durumda, Eşitlik 4.23’te verilen çıkış hatası ve türevini içeren bir sistem tanımlaması kullanmak, denetleyici tasarımı için uygun olmaktadır;

$$\begin{cases} x_1 = v_o - V_o^* \\ x_2 = \frac{dx_1}{dt} = \frac{dv_o}{dt} = \frac{i_c}{C} \end{cases} \quad (4.23)$$



Şekil 4.8. Düşürücü (buck) dönüştürücünün topolojisi.

Sürekli iletim modunda, x_1 ve x_2 durum değişkenleri açısından sistemin eşitlikleri Eşitlik 4.24'teki gibi yazılmaktadır.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{x_1}{LC} - \frac{x_2}{RC} + \frac{V_g}{LC}u - \frac{V_o^*}{LC} \end{cases} \quad (4.24)$$

Burada u , 0 (anahtar kapalı) veya 1 (anahtar iletimde) değerlerini alabilen süreksiz bir giriştir. Buna göre uzay durum denklemi Eşitlik 4.25'teki gibi yazılabilir;

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{D} \quad (4.25)$$

Burada;

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_g}{LC} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{V_o^*}{LC} \end{bmatrix}$$

Bu ikinci dereceden sistemin sönümleme katsayısı 1'den küçük olmaktadır. Ayrıca negatif reel kökü ve karmaşık eşlenik köklere sahiptir. Böylece sistem kararlı bölgede tutulabilmektedir. A anahtarı yalıtım durumunda bobin akımı sıfıra gelene kadar sadece pozitif değerler almaktadır. Fakat bobin akımı sıfıra geldiğinde ve kondansatör deşarj olduğunda kesintili iletim moduna geçilmektedir. Böylece durum değişkenleri üzerinde bir zorlama oluşmaktadır ve $i_L=0$ koşuluna göre bu bölgenin sınırı Eşitlik 4.26 ile türetilabilmektedir;

$$x_2 = -\frac{1}{RC}x_1 - \frac{V_o^*}{RC} \quad (4.26)$$

Kayma yüzeyi ise durum değişkenlerinin doğrusal bir kombinasyonu olarak seçilmektedir. Böylece sonuçların gerçek kontrol sisteminde uygulanması oldukça kolaylaşmaktadır. Ayrıca kayma kipinde sistem dinamiğinin tanımlanması için eşdeğer kontrol yönteminin kullanılması da mümkün olmaktadır. Buna göre kayma yüzeyi Eşitlik 4.27'deki gibi yazılabilir;

$$S(x) = c_1x_1 + x_2 = \mathbf{C}^T x = 0 \quad (4.27)$$

Burada $\mathbf{C}^T = [c_1, 1]$, Eşitlik 4.15'te kullanılan $\mathbf{G}$ matrisine karşılık gelen kayan yüzey katsayılarının vektörüdür. Ayrıca, c_2 katsayısı genelliği kaybetmemek için 1 olarak seçilmiştir. Eşitlik 4.24, Eşitlik 4.27'de yerine koyulursa Eşitlik 4.28 elde edilmektedir;

$$S(x) = c_1x_1 + \dot{x}_1 = 0 \quad (4.28)$$

Böylece, kayan kip oluşturulmaktadır. Eğer kayan kipe ulaşmak için gerekli koşullar sağlanırsa ve pozitif uygun bir c_1 değeri seçilirse kararlı bir sistem elde edilmektedir. Bu durumda kontrol yasası da Eşitlik 4.29'daki gibi seçilmektedir;

$$u = \begin{cases} 0, & S(x) > 0 \\ 1, & S(x) < 0 \end{cases} \quad (4.29)$$

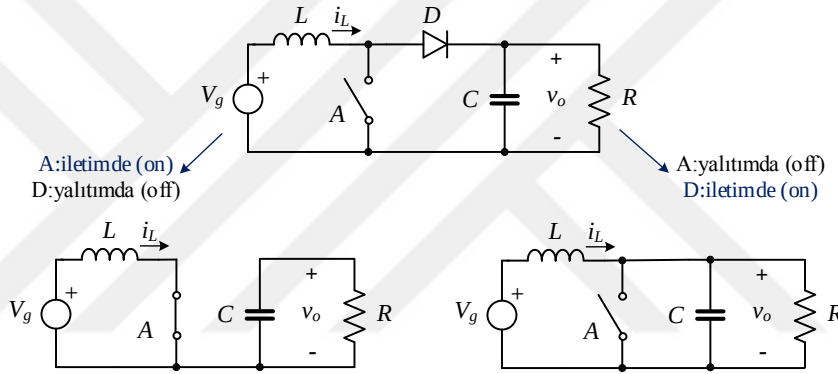
Eğer düşürücü dönüştürücü için kayma rejiminin analizini yapmak gerekirse, kayma rejimin mevcut koşulları Eşitlik 4.30'daki gibi olmaktadır;

$$\dot{\mathbf{S}}(x) \begin{cases} \mathbf{C}^T \mathbf{A}x + \mathbf{C}^T \mathbf{B}u^+ + \mathbf{C}^T \mathbf{D} < 0, & 0 < \mathbf{S}(x) < \varsigma \\ \mathbf{C}^T \mathbf{A}x + \mathbf{C}^T \mathbf{B}u^- + \mathbf{C}^T \mathbf{D} > 0, & -\varsigma < \mathbf{S}(x) < 0 \end{cases} \quad (4.30)$$

Burada ς , isteğe bağlı seçilmiş küçük bir pozitif değerdir. Sonraki aşamada denetleyici tasarımı konusunda anlatıldığı üzere, kontrol sinyali ($u(t)$) elde edilerek anahtar kontrolü yapılmaktadır.

4.5.2. Yükseltici (Boost) Dönüştürücü Kontrolü

Şekil 4.9’da yükseltici (boost) dönüştürücü topolojisi görülmektedir. Yükseltici dönüştürücüde sistem, düşürücü dönüştürücüdeki gibi ifade edilememektedir. Burada bobin akımı hatası ve çıkış gerilimi hatası durum değişkenleri olarak seçilmektedir [166-170].



Şekil 4.9. Yükseltici (boost) dönüştürücünün topolojisi.

Buna göre belirlenen durum değişkenleri Eşitlik 4.31’de verilmiştir;

$$\begin{cases} x_1 = i_L - I^* \\ x_2 = v_o - V_o^* \end{cases} \quad (4.31)$$

Burada, I^* akım referansını belirtmektedir. Bu dönüştürücünün çıkış gücüne ve giriş gerilimine göre belirlenmektedir. Kayan kipi oluşturmak için düşürücü dönüştürücü için kullanılan Eşitlik 4.29’daki kontrol kanunu yükseltici dönüştürücü için de kullanılırsa Eşitlik 4.32 elde edilmektedir;

$$S(x) = x_1 + gx_2 = \mathbf{C}^T \mathbf{x} = 0 \quad (4.32)$$

Burada g , Eşitlik 4.33'deki gibi belirlendiği sürece kayan kip varlığını devam ettirmektedir;

$$g < \frac{RC}{L} \frac{V_g}{V_o^*} \quad (4.33)$$

Ayrıca, akımın referans sinyali I^* pratikte genellikle mevcut olmadığından, bir alçak geçiren filtre kullanılarak bobin akımından türetilmektedir. Bu durum KKK'nın dinamik davranışını etkilemektedir. Dolayısıyla kapalı döngü dinamiklerinin doğru şekilde belirlenmesi için, Eşitlik 4.34'teki gibi alçak geçiren filtrenin durum değişkenini de eklemek gerekmektedir;

$$\frac{di^*}{dt} = -\frac{1}{\tau} i^* + \frac{1}{\tau} i \quad (4.34)$$

Burada τ filtrenin zaman sabitini ifade etmektedir. Genel sistemin temsil edilmesi için ise Eşitlik 4.35'teki durum değişkenleri seçilmektedir;

$$\begin{cases} x_1 = i_L \\ x_2 = v_o - V_o^* \\ x_3 = i^* \end{cases} \quad (4.35)$$

KKK yalnızca sürekli iletim modu için geçerli olduğundan, yükseltici dönüştürücü sürekli iletim modunda çalışacak şekilde tasarlanmaktadır. Bu durumda meydana gelen sağ yarı düzlem sıfır etkisi de KKK tekniği sayesinde giderilmektedir [170]. Burada sürekli iletim modunda çalışırken anahtarın iletimde veya yalıtımda olması durumuna göre 1 ya da 0 değeri alan u , durum değişkenlerine eklenmektedir. Buna göre uzay durum denklemi Eşitlik 4.36'daki gibi yazılabilir;

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\bar{u} + \mathbf{D} \quad (4.36)$$

Burada;

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} & 0 \\ \frac{1}{\tau} & 0 & -\frac{1}{\tau} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{v_o}{L} \\ \frac{i}{C} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ -\frac{V_o^*}{RC} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Böylece, Eşitlik 4.37 kullanılarak faz uzayında kayma yüzeyi elde edilmektedir;

$$S(x) = x_1 + gx_2 - x_3 = \mathbf{C}^T \mathbf{x} = 0 \quad (4.37)$$

Burada, $\mathbf{C}^T = [1, g, -1]$ Eşitlik 4.15'te kullanılan $\mathbf{G}$ matrisine karşılık gelen kayan yüzey katsayılarının vektörüdür. Ayrıca, $x_1 - x_3 (i_L - i^*)$ bobin akım hatasını ifade etmektedir. Eşitlik 4.36 için eşdeğer kontrol yöntemine benzer bir işlem olan küçük sinyal modeli Eşitlik 4.38 kullanılarak elde edilir;

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{u}_g + \mathbf{D}\hat{d} \quad (4.38)$$

Burada;

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{D'}{L} & 0 \\ \frac{D'}{C} & -\frac{1}{RC} & 0 \\ \frac{1}{\tau} & 0 & -\frac{1}{\tau} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = \frac{V_g}{D'} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{D'RC} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Burada, $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3]^T = [\hat{i}, v_o, \hat{i}^*]^T$ ve $D' = 1 - D$, yani anahtarlama sinyalinin yalıtım oranını ifade etmektedir. Eşitlik 4.34'teki alçak geçiren filtrenin dinamik denklemi orijinal yükseltici dönüştürücü denklemlerine eklenerek Eşitlik 4.39'daki Kayma yüzeyi elde edilmektedir;

$$S(x) = (i_L - i^*) + g(v_o - V_o^*) = \hat{i}_L - \hat{i}^* + g\hat{v}_o = \mathbf{C}^T \hat{\mathbf{x}} \quad (4.39)$$

Burada, $\mathbf{C}^T = [1, g, -1]$ ve durum değişkenlerinin kararlı durum değerleri $\mathbf{x}$, karşılık gelen referans değerleri $\mathbf{x}^*$ ile örtüştüğü görülmektedir. Buna göre, eğer sistem kayma rejiminde ise Eşitlik 4.40 yazılabilmektedir;

$$S(x) = 0 \Rightarrow \dot{S}(x) = \mathbf{C}^T \dot{\hat{\mathbf{x}}} = 0 \quad (4.40)$$

Bu durumda, Eşitlik 4.38 ve Eşitlik 4.40 kullanılarak üçüncü dereceden bir denklem olan Eşitlik 4.41 türetilenmektedir;

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}'\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}'\hat{u}_g \quad (4.41)$$

Sonuç olarak KKK altında sistem davranışlarının tamamen tanımlanabilmesi için ikinci dereceden denklem olan Eşitlik 4.42 yazılabilmektedir;

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_T \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_T \hat{u}_g, \quad \hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1, \hat{x}_2]^T \quad (4.42)$$

Burada;

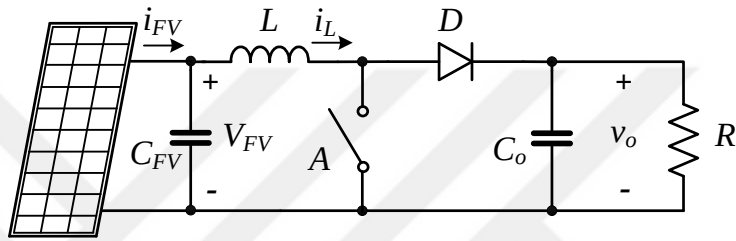
$$\mathbf{A}_T = \begin{bmatrix} -\frac{gD'}{C} & g\left(\frac{2}{RC} - \frac{1}{\tau}\right) \\ \frac{D'}{C} & \frac{1}{RC}\left(\frac{gL}{D'\tau} - 2\right) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_T = \frac{1}{kD'RC} \begin{bmatrix} -g \\ 1 \end{bmatrix}, \quad k = 1 - \frac{gL}{D'RC}$$

Sistem kararlılığı ile ilgili olarak, elde edilen karakteristik g ve τ katsayılarının belirli koşulları bulunmaktadır. Eşitlik 4.33'te de benzer şekilde belirtildiği gibi bu katsayılar Eşitlik 4.43'teki sınırlarda seçilmektedir;

$$0 < g < g_{kritik} = \frac{RCD'}{L}, \quad \tau > \tau_{kritik} = \frac{L}{D'^2 R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2}{RD'g}} \quad (4.43)$$

4.5.3. KKK Tekniği ile MGNİ Kontrolü

Farklı güneş ışıını ve sıcaklık değlerinde, FV sistemlerin gösterdiği karakteristik tepkiler bir önceki bölümde detaylı olarak anlatılmıştı. Buna göre FV panellerden maksimum güç elde edilebilmesi için bir DA-DA dönüştürücü yardımı ile uygun çalışma gerilimi ve akımı elde edilmesi gerekmektedir. Dolayısıyla bu tez çalışmasında da kullanılan yükseltici dönüştürücü yardımı ile yüke maksimum güç aktarımını sağlayan sistemin basit bir yapısı Şekil 4.10’da görölmektedir.



Şekil 4.10. Yükseltici dönüştürücü ile MGNİ sistemi.

KKK tekniği ile MGNİ kontrolünün yapılabilmesi için yükselten dönüştürücü kontrolündeki gibi anahtarın görev oranı değıştirilerek yüke aktarılan gücün maksimum seviyede tutulması gerekmektedir. Dolayısıyla FV panelin gerilimini (V_{FV}), akımını (i_{FV}) ve sistemin çıkış gerilimini (v_o) ölçmek gerekmektedir. Burada FV panel akımı ile bobin akımı arasındaki fark önemsenmeyecek kadar az olduğu için eşit alınabilmektedir ($i_{FV} = i_L$). Böylece sistemin dinamik denklemleri Eşitlik 4.44’teki gibi yazılmaktadır [171-175];

$$\begin{cases} \frac{di_{FV}}{dt} = \frac{V_{FV} - v_o}{L} + \frac{v_o}{L} u \\ \frac{dv_o}{dt} = -\frac{v_o}{RC_o} + \frac{i_{FV}}{C_o} - \frac{i_{FV}}{C_o} u \end{cases} \quad (4.44)$$

Burada da dönüştürücü kontrollerinde olduğu gibi denklemlerdeki u anahtarın pozisyonuna göre 0 yada 1 olarak değışmekte olan süreksiz bir değerdir. Buna göre durum değışkenleri Eşitlik 4.45’teki gibi belirlenmektedir;

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T = [i_{FV}, v_o]^T \quad (4.45)$$

Bölüm 3'te belirtildiği gibi, eğer FV paneller maksimum güç noktasında çalıştırılırsa, son ölçülen güç ile bir önceki ölçülen güç birbirine neredeyse eşit kabul edilecek kadar yakın olmaktadır. Dolayısıyla bu ifade Eşitlik 4.46'daki gibi yazılmaktadır;

$$\frac{dP_{FV}}{dV_{FV}} = 0 \quad (4.46)$$

Burada P_{FV} FV panellerden elde edilen gücü ifade etmektedir. Dolayısıyla Eşitlik 4.47'de gösterildiği gibi FV panelinin akımı ile gerilimin çarpımına eşittir;

$$P_{FV} = i_{FV} \cdot V_{FV} \quad (4.47)$$

Bu durumda kayma yüzeyinin belirlenmesi için Eşitlik 4.46 ve Eşitlik 4.47 kullanılarak Eşitlik 4.48 elde edilmektedir;

$$\frac{d}{dV_{FV}} [i_{FV} \cdot V_{FV}] = i_{FV} + \frac{di_{FV}}{dV_{FV}} V_{FV} = 0 \quad (4.48)$$

Böylece kayma yüzeyi Eşitlik 4.49'daki gibi ifade edilmektedir;

$$S(x) = i_{FV} + \frac{di_{FV}}{dV_{FV}} V_{FV} = 0 \quad (4.49)$$

Eşitlik 4.16 ve Eşitlik 4.17'ye göre sistemin eşdeğer kontrol ifadesi ve kontrol sinyali (anahtarlama görev oranı (duty)) ise Eşitlik 4.50'deki gibi yazılmaktadır;

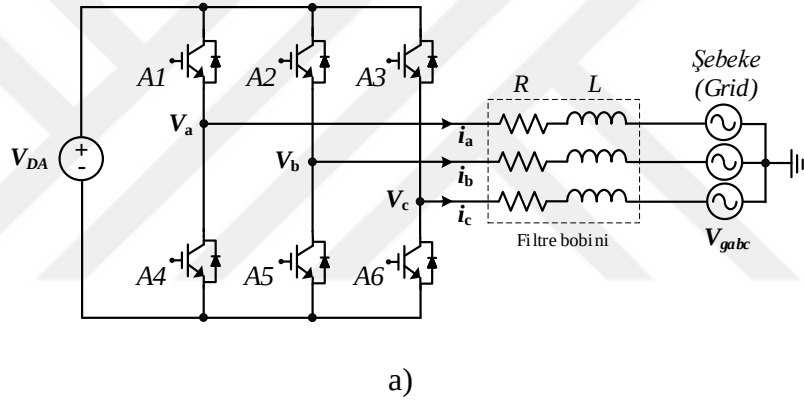
$$u_{eş} = 1 - \frac{V_{FV}}{v_o} \quad (4.50)$$

$$u(t) = u_{eş} + k \cdot \text{sign}(S)$$

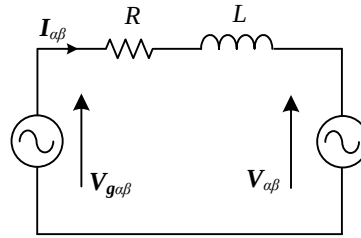
Burada k Eşitlik 4.17'de belirtildiği gibi anahtarlama sinyalinin üretimi için uygun katsayıyı ifade etmektedir.

4.6. ÜÇ FAZLI EVİRİCİNİN KKK İLE KONTROLÜ

Klasik denetleyiciler ile karmaşık dinamiklere sahip, zamanla parametreleri değişen ve doğrusal olmayan sistemlerin kontrolü oldukça zordur. Dolayısıyla üç fazlı şebeke etkileşimli evirici gibi sistemlerin denetiminde KKK tekniği etkili bir kontrol yöntemidir. Bu tez çalışmasında da kullanılan şebeke etkileşimli üç fazlı evirici ve sabit referans düzlemindeki eşdeğer devresi Şekil 4.11'de görülmektedir. Sabit referans düzlemi ($\alpha\beta$) hakkında detaylı bilgi bir sonraki bölümde verilecektir. Evirici devresinde, bir DA güç kaynağı (V_{DA}), altı adet güç anahtarı (A1-A6) ve şebeke hattı tarafındaki filtre bobinleri (L) bulunmaktadır. R ise filtre bobinlerinin iç direncini temsil etmektedir [176].



a)



b)

Şekil 4.11. a) Şebeke etkileşimli üç fazlı evirici b) eşdeğer devresi.

Şekil 4.11. b)'ye göre sabit referans düzlemindeki güç kaynağı, evirici gerilimi ve hat akımları arasındaki ilişki Eşitlik 4.51'deki gibi verilmektedir [177-180];

$$V_{\alpha\beta} = RI + L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + V_{g\alpha\beta} \quad (4.51)$$

Şebeke tarafındaki anlık aktif ve reaktif güç çıkışları dengeli bir üç fazlı sistem için, Eşitlik 4.52'deki gibi tanımlanmaktadır:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_g &= P_g + jQ_g = -\frac{3}{2}V_{g\alpha\beta} \times I_{\alpha\beta} \\ P_g &= -\frac{3}{2}(v_{g\alpha} \cdot i_{\alpha} + v_{g\beta} \cdot i_{\beta}) \\ Q_g &= -\frac{3}{2}(v_{g\beta} \cdot i_{\alpha} - v_{g\alpha} \cdot i_{\beta}) \end{aligned} \quad (4.52)$$

Anlık aktif ve reaktif güç değişimlerinin diferansiyelleri ise Eşitlik 4.53'teki gibi tanımlanmaktadır;

$$\begin{aligned} \frac{dP_g}{dt} &= -\frac{3}{2} \left(v_{g\alpha} \frac{di_{\alpha}}{dt} + i_{\alpha} \frac{dv_{g\alpha}}{dt} + v_{g\beta} \frac{di_{\beta}}{dt} + i_{\beta} \frac{dv_{g\beta}}{dt} \right) \\ \frac{dQ_g}{dt} &= -\frac{3}{2} \left(v_{g\beta} \frac{di_{\alpha}}{dt} + i_{\alpha} \frac{dv_{g\beta}}{dt} - v_{g\alpha} \frac{di_{\beta}}{dt} - i_{\beta} \frac{dv_{g\alpha}}{dt} \right) \end{aligned} \quad (4.53)$$

Akımların anlık değişimlerinin α ve β bileşenleri ise Eşitlik 4.54'teki gibi ifade edilmektedir;

$$\begin{aligned} \frac{di_{\alpha}}{dt} &= \left(\frac{1}{L} v_{g\alpha} - Ri_{\alpha} - v_{\alpha} \right) \\ \frac{di_{\beta}}{dt} &= \left(\frac{1}{L} v_{g\beta} - Ri_{\beta} - v_{\beta} \right) \end{aligned} \quad (4.54)$$

Sonuç olarak bu tez çalışmasında önerilen KKK tekniği ile doğrudan güç kontrolü (direct power control (DPC)) tasarımında kullanılmak üzere Eşitlik 4.53 ve Eşitlik 4.54 kullanılarak Eşitlik 4.55'teki denklemler elde edilmektedir [180];

$$\begin{aligned} \frac{dP_g}{dt} &= -\frac{3}{2L} \left((v_{g\alpha}^2 + v_{g\beta}^2) - (v_{g\alpha}v_{\alpha} + v_{g\beta}v_{\beta}) \right) - \frac{R}{L}P_g - \omega_g Q_g \\ \frac{dQ_g}{dt} &= -\frac{3}{2L} (v_{g\alpha}v_{\beta} + v_{g\beta}v_{\alpha}) - \frac{R}{L}Q_g + \omega_g P_g \end{aligned} \quad (4.55)$$

Burada ω_g şebekenin açısal hızını ($2\pi f$) ifade etmektedir. KKK tekniğinin kontrol sistemlerine uygulanmasının amacı, daha önce de belirtildiği gibi hatanın kayma yüzeyine doğru itilmesi ve bu yüzeyde tutulmasının sağlanmasıdır. DA/AA eviriciler için de kontrol hedefleri, önceden tanımlanmış aktif ve reaktif güç yüzeyini izlemek veya oraya doğru kaydırmaktır. İyi bir geçiş cevabı ve minimum kalıcı durum hatası için anahtarlama yüzeyleri integral formda olabilir ve Eşitlik 4.56'daki gibi tanımlanmaktadır [180];

$$\begin{aligned} S_P &= e_P(t) + K_P \int_0^t e_P(\tau) d\tau - e_P(0) \\ S_Q &= e_Q(t) + K_Q \int_0^t e_Q(\tau) d\tau - e_Q(0) \end{aligned} \quad (4.56)$$

Burada $e_P = P_{gref} - P_g$ ve $e_Q = Q_{gref} - Q_g$ aktif ve reaktif güç referans değerleri ile anlık aktif ve reaktif güçlerin gerçek değerleri arasındaki hatalardır. K_P ve K_Q ise pozitif kontrol kazanç değerleridir.

$S_P=0$ ve $S_Q=0$ durumları eviricinin aktif ve reaktif güçlerinin kesin olarak izlendiğini göstermektedir. Bu durumda KKK'nın oluşması için yeterli koşul Eşitlik 4.57'deki gibi türetilmektedir;

$$\begin{aligned} \frac{de_P(t)}{dt} &= -K_P e_P(t) \\ \frac{de_Q(t)}{dt} &= -K_Q e_Q(t) \end{aligned} \quad (4.57)$$

Evirici kontrolünde KKK yasası tasarımındaki amaç, evirici çıkış gerilim referansı üretmek için sistem durum yörüngesini anahtarlama yüzeyi etkileşimine zorlamaktır. Bu durum Eşitlik 4.57'nin türevi alınarak Eşitlik 4.58'deki gibi elde edilmektedir;

$$\begin{aligned} \frac{dS_P}{dt} &= \frac{de_P(t)}{dt} + K_P e_P(t) = -\frac{d}{dt} P_g + K_P (P_{gref} - P_g) \\ \frac{dS_Q}{dt} &= \frac{de_Q(t)}{dt} + K_Q e_Q(t) = -\frac{d}{dt} Q_g + K_Q (Q_{gref} - Q_g) \end{aligned} \quad (4.58)$$

Eşitlik 4.55, Eşitlik 4.58’de yerine koyulursa Eşitlik 4.59 elde edilmektedir;

$$\frac{dS_P}{dt} = \mathbf{F} + \mathbf{D}\mathbf{V} \quad (4.59)$$

Burada;

$$\mathbf{F} = [F_P, F_Q]^T, \quad \mathbf{V} = [v_\alpha, v_\beta]^T \quad \text{ve} \quad \mathbf{D} = -\frac{3}{2L} \begin{bmatrix} v_{g\alpha} & v_{g\beta} \\ v_{g\beta} & -v_{g\alpha} \end{bmatrix}^T \text{ olarak ifade edilir.}$$

F_P ve F_Q değerleri ise Eşitlik 4.60’taki gibi ifade edilmektedir;

$$\begin{aligned} F_P &= \frac{3}{2L} (v_{g\alpha}^2 + v_{g\beta}^2) - \frac{R}{L} P_g - \omega_g Q_g + K_P (P_{gref} - P_g) \\ F_Q &= \frac{R}{L} Q_g - \omega_g P_g + K_Q (Q_{gref} - Q_g) \end{aligned} \quad (4.60)$$

Lyapunov kontrol yasasına göre $S \neq 0$ olduğunda, Eşitlik 4.10 ve Eşitlik 4.11’e göre V’nin türevi kesinlikle negatif olacak şekilde Eşitlik 4.61’deki gibi seçilmektedir;

$$\mathbf{V} = -\mathbf{D}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} F_P \\ F_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{P1} & 0 \\ 0 & K_{Q1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} sat(S_P) \\ sat(S_Q) \end{bmatrix} \right\} \quad (4.61)$$

Burada K_{P1} ve K_{Q1} değerleri signum fonksiyonlarının pozitif kazanç katsayılarını ifade etmektedir.

KKK tekniği ile şebeke bağlantılı eviricideki anlık aktif ve reaktif güçler hızlı bir şekilde kontrol edilebilmektedir. Fakat hızlı anahtarlama, daha önce de bahsedildiği gibi beklenmedik çatırdama üretmektedir. Bu sorunu ortadan kaldırmak için, kaydırma yüzeyi (sliding surface) etrafında bir sınır katmanı getirerek denetleyicinin süreksiz kısmı yumuşatılmaktadır. Buna göre, kaydırma yüzeyi çevresindeki sürekli fonksiyon Eşitlik 4.62’deki gibi elde edilmektedir;

$$sat(S_j) = \begin{cases} 1, & S_j > \delta_j \\ \frac{S_j}{\delta_j}, & |S_j| \leq \delta_j \\ -1, & S_j < -\delta_j \end{cases} \quad (4.62)$$

Burada $\delta > 0$ ve sınır katmanının genişliğini ifade etmekte, j ise aktif ve reaktif güçleri temsil etmektedir.

Böylece elde edilen denklemler ile üç fazlı eviricinin sabit referans düzleminde gerilim referansı elde edilmektedir. Gerekli anahtarlama sinyali vektörlerinin ve sürelerinin üretilmesi için de SVM (Space Vector Modulation) modülüne aktarılmaktadır. SVM modülü bir sonraki bölümde detaylı olarak anlatılacaktır.

BÖLÜM 5

YEK DESTEKLİ HIZLI BATARYA ŞARJ SİSTEMİ

Bu tez çalışmasında, bataryaların hızlı bir şekilde şarj edilmesi için güneş enerjisi destekli hızlı şarj sistemi tasarlanmıştır. Bunun için güneş enerjisinden elde edilen elektrik enerjisi ile üç fazlı şebekeden aktif doğrulma ile elde edilen elektrik enerjisi aynı DA barada birleştirilerek şarj sistemi gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla, şebeke etkileşimli üç fazlı evirici, MGNİ işlemi için yükseltici (boost) dönüştürücü ve batarya şarjı için çift yönlü çalışabilen bir DA-DA dönüştürücü tasarlanmış ve uygulamaları yapılmıştır.

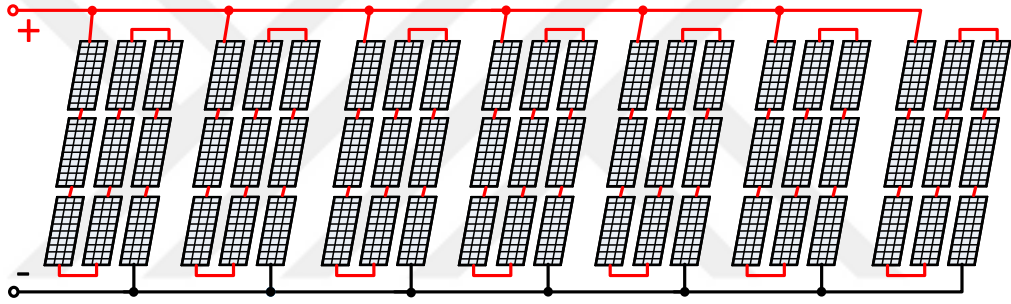
Güç denetimi sırayla şu şekilde olmaktadır; bataryanın şarj işlemi öncelikle FV sisteminden karşılanmaktadır. Bataryanın güç talebini karşılamakta yetersiz kaldığı durumda gerekli gücün kalan kısmı şebekeden karşılanmaktadır. Ayrıca tasarlanan sistemde, şarj işlemi yapılırken reaktif güç talebi gelmesi durumunda şebekeye reaktif güç desteği de verilebilmektedir. Eğer şebeke aktif güç talebinde bulunursa öncelikle FV sistemlerden gerekli güç aktarılmaktadır. Talep edilen gücün yetmediği durumda ve sistemde batarya bağlı ise bataryalardaki enerji de şebekeye aktarılabilir. Böylece, tasarlanan dönüştürücüler ve kontrol algoritması ile FV paneller ve sistemdeki bataryalar da kesintisiz güç kaynağı olarak kullanılabilir.

Tasarlanan sistem ile güneş ışınımı yeterli olduğu sürede FV sisteminin ürettiği elektrik enerjisi, güneş ışınımının yetersiz olduğu durumda bataryadaki enerji şebekeye aktararak, kullanıcılar ihtiyaç duyulduğu dönemlerde satıcı konumunda olabilmektedir. Sistemin bu çalışma durumları önceden belirlenerek, tasarlanan bir akıllı algoritma ile kontrol edilmektedir. Böylece sistem, şartlar oluştuğunda otomatik olarak gerekli çalışma durumuna geçmektedir.

5.1. FV SİSTEMİNİN KURULUMU

5.1.1. FV Panellerin Montajı

Bu tez çalışmasında, güneş enerjisinden elektrik enerjisi elde etmek için GSPV marka monokristal yapıdaki 190 W'lık (36 V, 5,28 A) FV paneller kullanılmıştır [181]. Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi Merkez Yerleşkede EA Şarj İstasyonu olarak tahsis edilen binanın çatısına 40°'lik açı ile güneye bakacak şekilde toplam altmış üç adet FV panel yerleştirilmiştir. FV paneller, dokuz seri ve yedi paralel dizi olacak şekilde bağlanarak toplam 12 kW (324 V, 37 A) güç elde edilmiştir. Buna göre Şekil 5.1'de sistemde kullanılan FV panel dizisinin blok şeması görülmektedir.



Şekil 5.1. Tasarlanan FV panel dizisinin blok şeması.

Şekil 5.2'de tez çalışmasında kullanılmak üzere tahsis edilen binanın çatısına uygun açıdaki [182,183] paneller görülmektedir.

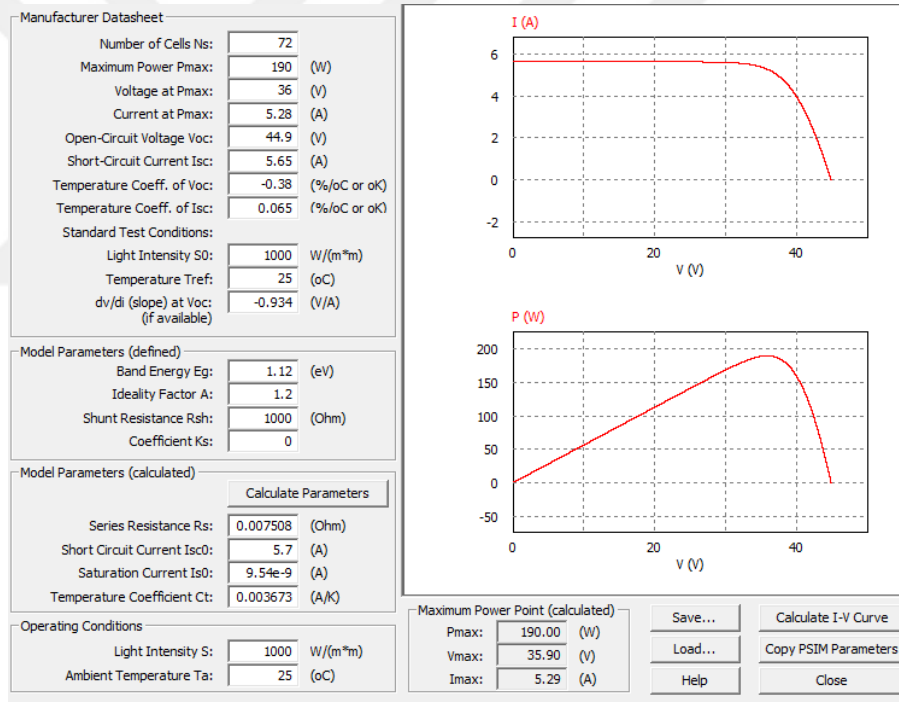


Şekil 5.2. FV panellerin montajı.

5.1.2. FV Panel Dizi Benzetim Modeli

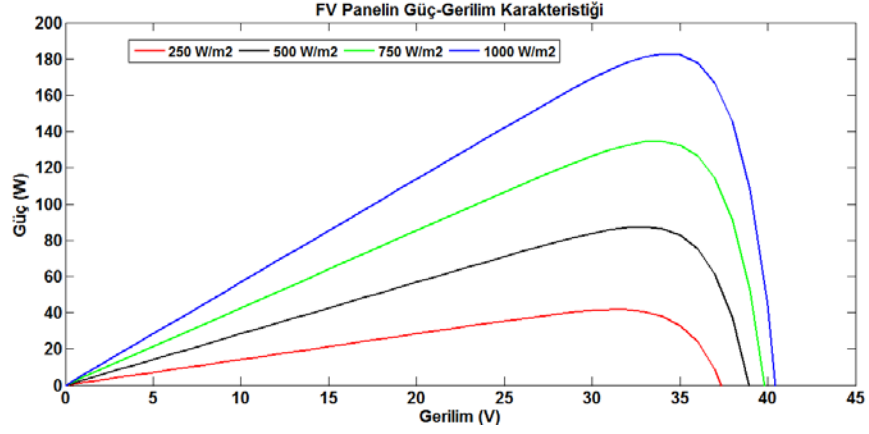
Değişen atmosferik şartlarda da FV panelin elektriksel değerlerinin bilinmesi gereklidir. Özellikle şebekeden bağımsız ve şebekeye bağlı sistemlerin tasarımında değişen atmosferik şartlar göz önünde bulundurularak hesaplamaların yapılması daha doğru sonuçlar verecektir [184,185].

Matematiksel eşitliklerden yararlanarak, tez çalışmasında kullanılan GSPV marka 190W FV panelin MATLAB ve PSIM yazılımlarında benzetim çalışmaları yapılmıştır. Şekil 5.3'te bir adet GSPV marka 190W FV panelin PSIM yazılımında yapılan benzetim çalışması görülmektedir.

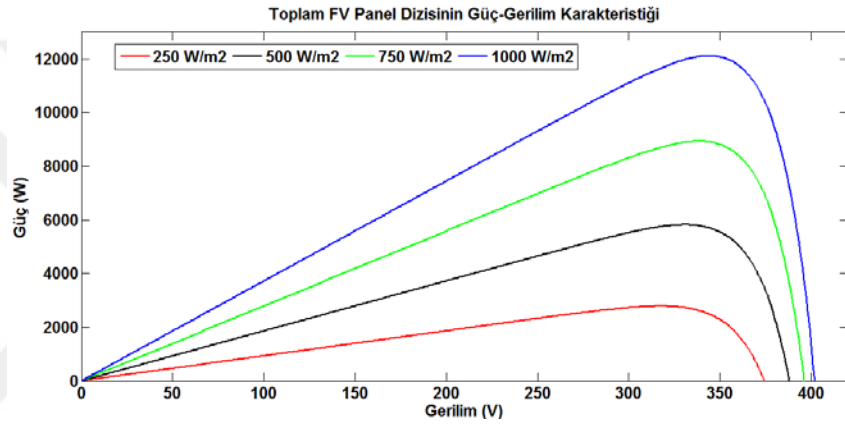


Şekil 5.3. GSPV marka 190 W gücünde FV panelin PSIM benzetimi.

Ayrıca farklı güneş ışıyım değişimleri (250, 500, 750, 1000W/m²) için, MATLAB yazılımı ile elde edilen FV panel ve panel dizisinin güç – gerilim karakteristikleri Şekil 5.4'te verilmiştir.



a)



b)

Şekil 5.4. Farklı güneş ışınlımı altında a) FV panelin güç – gerilim b) FV dizisinin güç – gerilim karakteristikleri.

5.2. GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

5.2.1. Üç Fazlı Evirici

Evirici, genel olarak bir doğru gerilimi bir alternatif gerilime dönüştürme işlemi yapan bir sistemdir. Ayrıca, eviriciler uygun bir kontrol algoritması ile iki yönlü çalıştırılarak, AA gerilimi DA gerilime de dönüştürebilmektedirler. Bu özellikleri sayesinde eviriciler hem EA bataryasının şarj işlemine hem de EA'nın kesintisiz güç kaynağı olarak çalışmasında kullanılabilir. İdeal bir eviricinin çıkışında oluşan gerilim sinüsoidal bir şekilde olması gerekmektedir. Fakat uygulamalarda çıkış gerilimi tam bir sinüsoidal şekil olamamaktadır. Ayrıca çıkış gerilimi

harmonikli olmaktadır. Çıkış gerilimindeki bu harmonikler, anahtarların çeşitli anahtarlama teknikleri kullanılarak kontrol edilmesiyle azaltılmaktadır. Bu anahtarlama tekniklerinden, histerisiz bant PWM, sinüzoidal PWM ve uzay vektör PWM en yaygın kullanılan tekniklerdir [186].

EA'larda şarj işlemi ya bir doğrultucu ile ya da bir aktif doğrultucu yani evirici ile alternatif gerilimin doğru gerilime dönüştürülmesi sağlanmaktadır. Elde edilen doğru gerilim, tasarıma bağlı olarak doğrudan veya bir DA-DA dönüştürücüyle EA bataryalarının şarj işlemi için kullanılmaktadır [187]. Bu işlemlerin tersi de yapılarak, EA bataryasındaki enerji DA-DA dönüştürücü ve bir şebeke etkileşimli evirici kullanılarak şebekeye aktarılabilir. Ayrıca evirici sistemi uygun şekilde tasarlanarak EA'lar şebekeye aktif ya da reaktif güç desteği verebilecek şekilde kullanılabilirler. Sonuç olarak evirici, hem şebekeyle bağlantıyı sağlayan ünite olacağından hem de çift yönlü enerji alışverişine imkân sağlayacağından dolayı bu sistemin, tasarımı ve kontrolü önem arz etmektedir [188].

Bu tez çalışmasında da kullanılan şebeke etkileşimli üç fazlı evirici devresi Bölüm 4'te Şekil 4.11 a)'da görülmektedir. Eviricinin eşdeğer devresi ve matematik modelinin analizi de Bölüm 4'te verilmiştir. Bu bölümde ise, evirici devresinde, kullanılan güç anahtarlarının ve şebeke hattı tarafındaki filtre bobinlerinin tasarımı hakkında bilgi verilmektedir. Tasarlanan eviricide kullanılan güç anahtarları (A1-A6) olarak SEMIKRON firmasının ürettiği SKM150GB12T4 IGBT modülü seçilmiştir. Modülde yarım köprü oluşturan iki adet IGBT güç anahtarı mevcuttur. Güç anahtarının maksimum çalışma gerilimi 1200 V, maksimum nominal akımı 150 A ve maksimum çalışma frekansı 20 kHz'dir. Güvenli çalışma sıcaklığı 175°C olarak belirtilmiştir [189]. Anahtarların çalışması sırasında yüksek sıcaklıklara çıkmasını engellemek için uygun soğutucu üzerine monte edilmiştir. Güç anahtarları laboratuvar şartlarında ve geniş test koşullarında çalışabilmesi için yeterince toleranslı seçilmiştir.

Şebeke etkileşimli üç fazlı eviricideki diğer bir eleman ise evirici ile şebeke arasında kullanılan hat filtre bobinidir. Filtre bobininin görevi, anahtarlama sonucu oluşan yüksek frekanslı harmonikleri filtreleyerek sinüzoidal akım şekli elde etmektir.

Şebeke etkileşimli üç fazlı eviriciler için hat filtre bobini tasarımında Eşitlik 5.1 kullanılmaktadır [190,191].

$$L_g = \frac{V_{DA} D(1-D)}{f_s 2\sqrt{3} \Delta I_{L_g}} \quad (5.1)$$

Burada, D anahtarlama oranını, f_s anahtarlama frekansını (Hz), ΔI_{L_g} ise akımdaki dalgalanma miktarını ifade etmektedir.

Anahtarlama frekansı 10 kHz, DA baradaki gerilim 400 V, akımdaki dalgalanma ise 2 A ile sınırlı olacak şekilde tasarım yapılmıştır. Anahtarlama oranının ise olabilecek en kötü durum olan 0,5 olduğu düşünüldüğünde filtre bobininin değeri yaklaşık 1,5 mH olarak hesaplanmaktadır. Bu hesaplamalara göre 60 A'lık ve 1,5 mH bobin tasarımında sekiz adet Magnetix firmasının 00K4741B026 Kool Mı blok materyali kullanılmıştır. Bu materyalin nüveleri, yüksek frekanslarda kayıpların az olması için %85 demir, %9 silikon ve %6 alüminyum alaşımı tozundan yapılarak hava boşluğu nüveye dağıtılmıştır.

Bobinin sarılacağı karkas 1 mm'lik pres bant kullanılarak 84x46x32 mm ölçülerinde olacak şekilde imal edilmiştir. Bobin 48x0,4 mm ebadında bakır folyo ile 93,5 sarım olacak şekilde karkasa sarılmıştır. Bobinlerin iç dirençleri yaklaşık 25 mΩ'dur. Sarımlar arası yalıtım için 87x0,5 mm ölçülerinde PVC (plastik) şerit bant kullanılmıştır. Tasarlanan şebeke etkileşimli üç fazlı eviricinin filtre bobinleri Şekil 5.5'te görülmektedir.



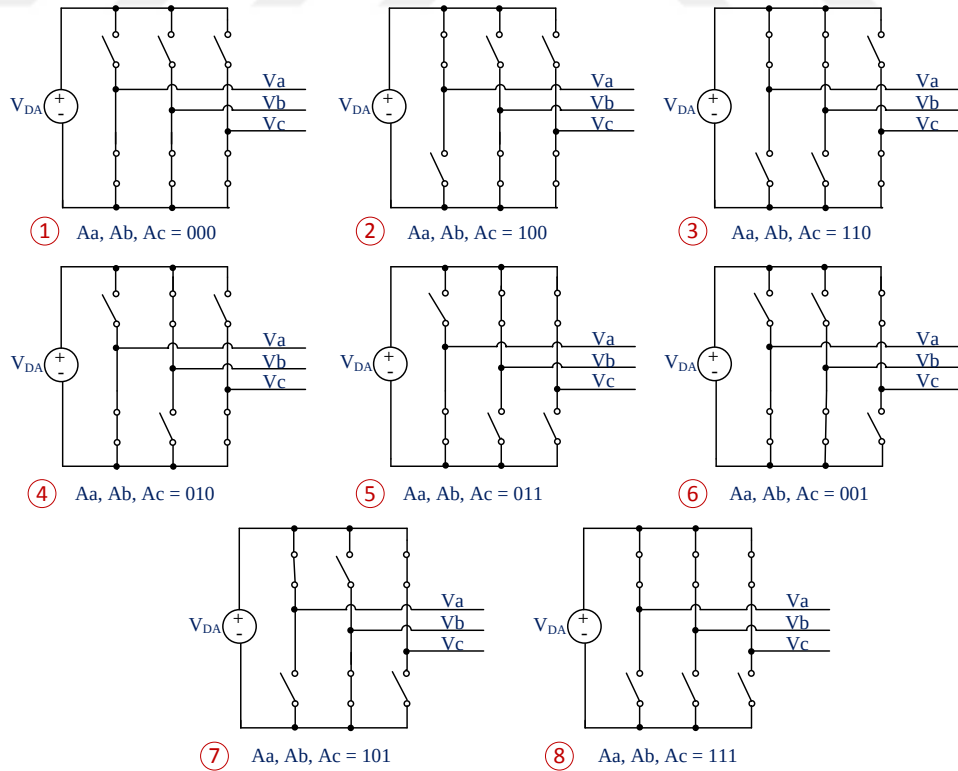
Şekil 5.5. Eviricide kullanılan hat filtre bobinleri.

5.2.1.1. Üç Fazlı Eviricide Anahtarlama Durumları

Üç fazlı eviricinin anahtarlama durumları Şekil 5.6'da gösterilmiştir. A_a , A_b ve A_c anahtarlama durumlarını ifade etmektedir. Evirici çıkış gerilimleri DA bara gerilimi ve anahtarlama durumlarına göre Eşitlik 5.2'deki matris ile hesaplanmaktadır [192].

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{DA} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

A_a 'nın 1 olması a fazının üstteki anahtarının iletimde olduğunu, A_a 'nın 0 olması ise a fazının alttaki anahtarının iletimde olduğunu ifade eder. Eviricide alt ve üst anahtarların iletimde ve kesimde olmasına göre sekiz farklı durum oluşmaktadır. Anahtarlama durumlarının (1,1,1) olması durumunda tüm fazlar DA kaynağın pozitif ucuna, (0, 0, 0) olması durumunda ise DA kaynağın negatif ucuna bağlanmaktadır ve çıkış gerilimi sıfır olmaktadır [192,193].



Şekil 5.6. Üç fazlı eviricinin anahtarlama durumları.

Anahtarlama durumları ve kaynak gerilimine bağılı olarak faz ve fazlar arası gerilimler Çizelge 5.1’de verilmektedir. İstenilen çıkış geriliminin elde edilebilmesi için eviricide anahtarlama durumları arasında geçiş yapılmaktadır. Fazlar arası çıkış gerilimi $+V_{DA}$, 0, $-V_{DA}$ seviyelerinden oluşmaktadır. İstenilen evirici çıkış gerilimi uygun modülasyon teknikleri ile sağlanmaktadır [194].

Çizelge 5.1. Üç fazlı evirici için anahtarlama tablosu.

Durum	Anahtarlama Durumları			Fazlar Arası Gerilimler		
	A_a	A_b	A_c	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
1	0	0	0	0	0	0
2	1	0	0	V_{DA}	0	$-V_{DA}$
3	1	1	0	0	V_{DA}	$-V_{DA}$
4	0	1	0	$-V_{DA}$	V_{DA}	0
5	0	1	1	$-V_{DA}$	0	V_{DA}
6	0	0	1	0	$-V_{DA}$	V_{DA}
7	1	0	1	V_{DA}	$-V_{DA}$	0
8	1	1	1	0	0	0

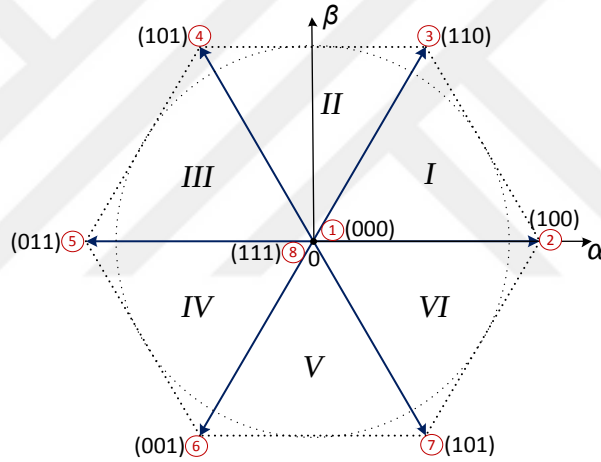
Darbe genişlik modülasyon tekniği (PWM) güç anahtarlarının uygun şekilde anahtarlanması ile istenilen çıkış frekans ve genliğinin elde edilmesi için en çok kullanılan yöntemdir. Uygulamalarda en sık kullanılan PWM teknikleri aşağıdaki şekilde sınıflandırılmaktadır [195].

- ✓ Sinüzoidal PWM (SPWM)
- ✓ Histerezis Akım Kontrollü PWM
- ✓ Uzay vektör PWM (SVPWM)

Histerezis akım kontrol PWM ve Sinüzoidal PWM teknikleri analog yöntemler kullanılarak gerçekleştirilebilmektedir. Uzay vektör PWM tekniği ise gelişmiş mikroişlemci (DSP) kullanımını gerektirmektedir. SVPWM metodunda bazı matematiksel işlemlerin yapılması ve yüksek frekanslarda anahtarlama sinyallerinin oluşturulması gerekmektedir. Dolayısıyla bu işlemlerin yapılabilmesi için çok hızlı mikroişlemcilere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu tez çalışmasında, yüksek hızlı ve yüksek işlem kabiliyetine sahip bir mikroişlemci kullanıldığından, üç fazlı eviricideki anahtarlar SVPWM metodu ile kontrol edilmiştir. Texas Instrument firmasının ürettiği TMS320F28335 DSP işlemcisi ile uygun anahtarlama sinyalleri SVPWM tekniği ile üretilebilmiştir.

5.2.1.2. Uzak Vektör PWM Tekniğı (SVPWM)

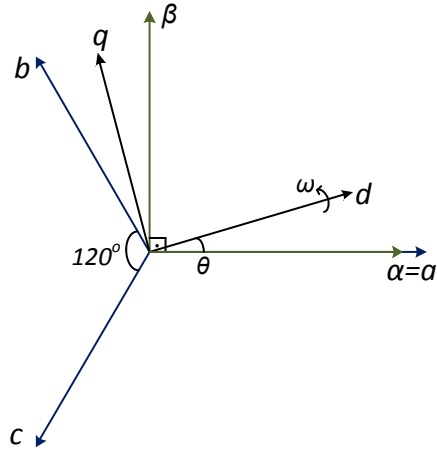
Gerilim beslemeli PWM eviricilerde, uzak vektör PWM kontrol tekniğı kullanımıyla DA bara gerilimini etkin olarak kullanılmakta ve diğerk yöntemlere göre daha düşük harmonikler üretilmektedir. SVPWM kontrol tekniğinde Clarke ve Park dönüşümleri gibi bazı matematiksel hesaplamalar gerekmektedir. Bu hesaplama sonuçları kartezyen düzleme aktarıldığında Şekil 5.7’de ki hexagon adı verilen altı adet sektörden oluşan uzak vektörleri elde edilir. Bu şekilde görülen altı adet vektör kullanılarak, ana vektörler arasında kalan diğerk sonsuz sayıdaki vektörler de oluşturulabilmektedir.



Şekil 5.7. SVPWM tekniğinde üretilen uzak vektörleri.

5.2.1.3. Park Ve Clarke Dönüşümleri

Uzak vektör PWM tekniğinde aralarında 120° faz farkı olan üç fazlı büyüklükler, senkron olarak dönen bir ekseninde veya sabit bir ekseninde iki faz büyüklüklerine dönüştürülür. Bu dönüşüme Clarke dönüşümü denilmektedir [196]. Clarke dönüşümü ile üç faz (a, b, c) çıkış akımlarından α ve β eksenine geçiş sağlanır. Park dönüşümü ile α ve β ekseninden θ açısı kadar açısal fark olan d ve q sistemine geçiş sağlanır. Üç fazlı sistemden dq sistemine geçiş Şekil 5.8’de görülmektedir.



Şekil 5.8. Üç fazlı sistemden α - β ve d - q sistemine geçiş.

5.2.1.4. α - β Ve d - q Dönüşümü

α - β Dönüşümü

Üç faz eksen düzleminden α ve β eksenine dönüşüm Eşitlik 5.3'teki denklemler kullanılarak elde edilir [197];

$$\begin{aligned} i_{\alpha} &= \frac{2}{3}i_a - \frac{1}{3}(i_b - i_c) \\ i_{\beta} &= \frac{2}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \\ i_0 &= \frac{2}{3}(i_a + i_b + i_c) \end{aligned} \quad (5.3)$$

Buradaki denklemler düzenlenirse Eşitlik 5.4 elde edilmektedir;

$$\begin{aligned} i_{\alpha} &= i_a \\ i_{\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}}i_a + \frac{2}{\sqrt{3}}i_b \\ i_a + i_b + i_c &= 0 \end{aligned} \quad (5.4)$$

α ve β ekseninden üç faz eksen düzlemine dönüşüm ise Eşitlik 5.5'teki denklemler kullanılarak elde edilir;

$$\begin{aligned}
i_a &= i_\alpha \\
i_b &= -\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta \\
i_c &= -\frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta
\end{aligned} \tag{5.5}$$

***d-q* Dönüşümü**

Park dönüşümü ile α - β ekseninden aralarında θ açısı kadar fark olan d - q eksenine geçiş Eşitlik 5.6'daki denklemler ile yapılır;

$$\begin{aligned}
i_d &= i_\alpha \cos(\theta) + i_\beta \sin(\theta) \\
i_q &= -i_\alpha \sin(\theta) + i_\beta \cos(\theta)
\end{aligned} \tag{5.6}$$

d - q ekseninden α - β eksenine geçmek için de Eşitlik 5.7'deki denklemler kullanılmaktadır;

$$\begin{aligned}
i_\alpha &= i_d \cos(\theta) - i_q \sin(\theta) \\
i_\beta &= i_d \sin(\theta) + i_q \cos(\theta)
\end{aligned} \tag{5.7}$$

Bu denklemler faz akımları cinsinden verilmiştir. Faz gerilimleri için de aynı denklemler kullanılmaktadır. Buna göre üç faz düzleminden α - β eksenine geçiş denklemlerinin matris haline dönüştürülmüş ve faz gerilimleri cinsinden verilmiş hali Eşitlik 5.8'deki gibi olmaktadır;

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \tag{5.8}$$

α - β ekseninden üç faz düzlemine geçiş denklemlerinin matris haline dönüştürülmüş hali Eşitlik 5.9'de görülmektedir;

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Üç faz düzleminden d - q eksenine geçiş denklemlerinin matris haline dönüştürülmüş hali Eşitlik 5.10'da verilmektedir;

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

d - q ekseninden üç faz düzlemine geçiş denklemlerinin matris haline dönüşümü Eşitlik 5.11 ile yapılır [197];

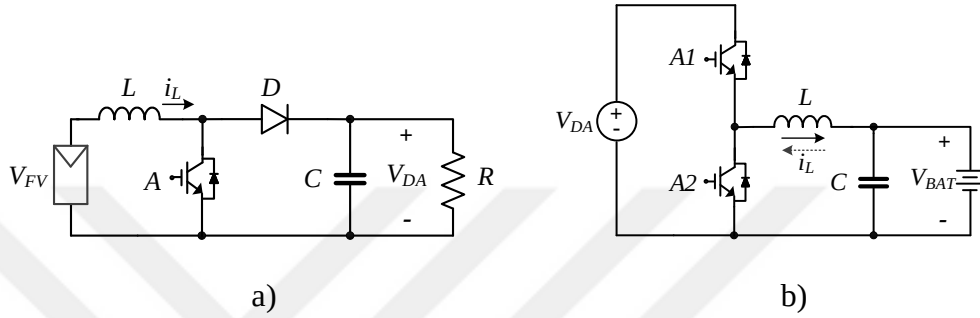
$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

5.2.2. DA-DA Dönüştürücü Tasarımı

DA-DA dönüştürücüler, bir doğru gerilim kaynağının, kontrollü bir biçimde sabit ve farklı seviyede bir doğru gerilime dönüştürülmesi için kullanılırlar. DA-DA dönüştürücülerin genel olarak çalışma prensipleri; belirli bir frekansta güç anahtarlarının iletme geçmesi ve kesime sokulmasıyla, ortalaması girişteki gerilimden farklı bir çıkış gerilimi elde edilmesi şeklinde açıklanmaktadır. Literatürde düşürücü (buck) ve yükseltici (boost) olarak iki temel dönüştürücü

topolojisi bulunmaktadır. Diğer topolojiler ise bu iki topolojiden türetilmektedir [198].

Bu tez çalışmasında da, MGNI için bir yükseltici dönüştürücü (Şekil 5.9 a)) ve batarya şarj işlemi için çift yönlü çalışabilen yükseltici ve düşürücü dönüştürücü birleşiminden bir DA-DA dönüştürücü (Şekil 5.9 b)) tasarlanmıştır.



Şekil 5.9. a) Yükseltici dönüştürücü b) çift yönlü DA-DA dönüştürücü.

Şekil 5.9 b)'de görülen çift yönlü DA-DA dönüştürücüde $A1$ ve $A2$ olmak üzere iki adet güç anahtarı mevcuttur. Eğer $A1$ anahtarlanıp $A2$ anahtarı yalıtımda tutulursa sistem düşürücü dönüştürücü olarak çalışmakta ve V_{DA} tarafındaki DA baradan batarya grubuna güç aktarımı yapılmaktadır. Eğer $A2$ anahtarlanıp $A1$ anahtarı yalıtımda tutulursa sistem yükseltici dönüştürücü olarak çalışmakta ve batarya grubundan DA baraya güç aktarımı yapılmaktadır. Her iki dönüştürücüde de yalıtımda olan anahtarların dahili diyotları kullanılmaktadır. Yükseltici ve düşürücü dönüştürücülerin çalışma durumları ve matematik modelinin analizi bir önceki bölümde verilmiştir. Bu bölümde, dönüştürücü devresinde kullanılan güç anahtarlarının, bobinlerinin ve çıkış kondansatörlerinin seçimi sunulmuştur.

DA-DA dönüştürücülerde kullanılan güç anahtarı olarak, üç fazlı evirici devresinde de kullanılan IGBT modülü seçilmiştir. Böylece yarım köprü IGBT modülü kullanılarak çift yönlü güç dönüştürücüsünde devre karmaşıklığı azaltılmıştır.

DA-DA dönüştürücülerde akım dalgalanmasının belirli bir seviyede kalması için bobin kullanılmaktadır. Yükselten dönüştürücünün minimum bobin değeri Eşitlik 5.12'de verilen denklem ile hesaplanmaktadır [199];

$$L_{\min} = \frac{V_{FV}(V_{DA} - V_{FV})}{\Delta I_L f_s V_{DA}} \quad (5.12)$$

Burada; ΔI_L akımdaki dalgalanma oranını, f_s anahtarlama frekansını göstermektedir. Yükselten dönüştürücü MGNİ sistemi için tasarlanmıştır. Bu yüzden maksimum gücün yakalanmasında akım dalgalanmasının az olması gerekmektedir. Dolayısıyla sistemde kullanılan FV panellerden maksimum çekilebilecek 37 A akım değerinin %10'u sınır kabul edilerek akım dalgalanması 3 A ($\Delta I_L=3A$) seçilmiştir. Anahtarlama frekansı üç fazlı evirici devresinde olduğu gibi 10 kHz olarak ayarlanmıştır. FV panellerden maksimum güçte $V_{FV}=324$ V giriş gerilimi elde edilmektedir. Tasarımda çıkış gerilimi olan DA baranın $V_{DA}=400$ V olması istenmektedir. Bu bilgilere göre Eşitlik 5.11'den bobin değerinin yaklaşık 2 mH olduğu hesaplanmaktadır.

Düşürücü dönüştürücünün minimum bobin değeri ise yükselten dönüştürücü denklemlerine benzer şekilde Eşitlik 5.13 ile hesaplanmaktadır [199];

$$L_{\min} = \frac{V_{BAT}(V_{DA} - V_{BAT})}{\Delta I_L f_s V_{DA}} \quad (5.13)$$

Çift yönlü DA-DA dönüştürücü bataryanın şarj işleminde kullanıldığı için batarya ömrünün azalmaması için akımdaki dalgalanma %5 alınarak $\Delta I_L = 5$ A seçilmiştir. Burada da anahtarlama frekansı 10 kHz seçilmiştir. Batarya gerilimleri farklı seviyelerde olabildiği için sistem 200 V ile 400 V arasında çıkış gerilimi verecek şekilde tasarlanmıştır. En düşük gerilim olan 200 V'a göre Eşitlik 5.13 kullanılarak elde edilen bobin değeri yükselten dönüştürücüde olduğu gibi yaklaşık 2 mH çıkmaktadır. Dolayısıyla aynı tipte iki bobin tasarlanmıştır.

Bu hesaplamalara göre 2 mH bobin tasarımında, üç fazlı eviricinin filtre bobinlerinde kullanılan Magnetics firmasının 00K4741B026 Kool Mı blok materyalinden sekiz adet kullanılmıştır. Bobinin sarılacağı karkas 1 mm'lik pres bant kullanılarak 84x46x32 mm ölçülerinde olacak şekilde imal edilmiştir. Bobin 48x0,4 mm ebadında bakır folyo ile 107,5 sipir olacak şekilde karkasa sarılmıştır. Bu durumda bobinlerin

iç dirençleri yaklaşık 36 mΩ olmaktadır. Bobin sipirlerinin arası da aynı yöntemle yalıtılmıştır. DA-DA dönüştürücü için bobinler Şekil 5.10’da görülmektedir.



Şekil 5.10. DA-DA dönüştürücülerde kullanılan 2 mH’lik bobinler.

DA-DA dönüştürücüler ortak DA barada birleştirileceği için uygun kondansatör seçimi Eşitlik 5.14’ten faydalanarak yapılmaktadır [199];

$$C_{\min} = \frac{\Delta I_L}{8 f_s \Delta V_{DA}} \quad (5.14)$$

MGNİ uygulamasında kullanılan yükselten dönüştürücünün çıkışındaki gerilim dalgalanması mümkün olduğunca küçük seçilmelidir. Buna göre ΔV_{DA} 0,01 V seçildiğinde ve ΔI_L 3 A olarak belirlendiğine göre kullanılacak en düşük değerli kondansatör yaklaşık 3750 μ F olmaktadır. Dolayısıyla bu değerde yakın, piyasada bulunan EPCOS marka B43310-S5478-M1 model 4700 μ F 450V kondansatörlerden kullanılmıştır. Kullanılan kondansatörün iç direnci yaklaşık 20 mΩ civarında olduğundan kayıpları çok düşük olmaktadır. Ayrıca yüksek frekanslarda da oldukça verimli çalışmaktadır.

Çift yönlü çalışan dönüştürücü çıkışındaki kondansatör seçimi ise Eşitlik 5.15’te verilen denklem ile hesaplanmaktadır [199].

$$C_{\min} = \frac{I_{L\max} D}{f_s \Delta V_{BAT}} \quad (5.15)$$

Burada, batarya şarj akımı maksimum 100 A alındığında, anahtarlama oranı ($V_{BAT}=200$ V için) 0,5 alındığında ve batarya şarj gerilimindeki dalgalanma 1,1 V olacak şekilde hesaplandığında da yaklaşık 4700 μ F kondansatör değeri bulunmaktadır. Dolayısıyla aynı tip kondansatör DA-DA dönüştürücü çıkışlarında kullanılmaktadır. Fakat DA baradaki gerilim değeri kondansatör gerilim değerine çok yakın olduğu için ani gerilim yükselmesinde zarar görmemesi için iki kondansatör seri bağlanarak gerilim seviyesi artırılmıştır. Kapasitenin düşmemesi için de aynı değerli iki seri bağlı kondansatör grubu birbirlerine paralel bağlanmıştır. Her iki DA-DA dönüştürücü için de EPCOS marka B43310-S5478-M1 model 4700 μ F 450 V'luk kondansatör kullanılmıştır.

5.2.3. IGBT Sürücü Seçimi

SKYPER 32 PRO R IGBT sürücüsü (Şekil 5.11 a)), bu tezde kullanılan IGBT'lerin kontrolü için SEMIKRON firması tarafından tavsiye edilmektedir. SKYPER 32 PRO R sürücüsü Şekil 5.11 b)'de görülen BOARD 1'lerin üzerine takılarak soğutucuların yan tarafına monte edilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 5.11. a) SKYPER 32 PRO R IGBT sürücüsü b) BOARD 1.

IGBT sürücüler 1700 V'a kadar IGBT'leri sürebilmektedir. Sürücüler ile çıkılabilecek maksimum anahtarlama frekansı 50 kHz'dir. IGBT'lerin gate yükü 830 nC, IGBT sürücülerin verebildiği maksimum gate yükü ise 6.3 μ C'dur. Sürücülerinde dinamik V_{CE} izleme vardır ve IGBT'de oluşacak herhangi bir kısa devre anında kendini hata durumuna alarak devre dışı bırakmaktadır. Bütün sürücülerin hata giriş/çıkış uçları birleştirilerek, herhangi bir IGBT'de kısa devre olması durumunda bütün dönüştürücü sistemin devreden çıkması sağlanabilmektedir. Ayrıca, besleme geriliminin düşmesine karşı koruma, sıcaklık koruma, donanımsal ölü zaman desteği ve harici durdurma özellikleri de sürücülerde mevcuttur. Sürücülerde R_{Gon} (iletime alma) ve R_{Goff} (kesime alma) dirençleri IGBT'nin veri sayfasında 1 Ω tavsiye edilmektedir. Fakat IGBT sürücülere minimum 1.5 Ω gate direnci bağlanabildiği için, uygulamada 1.95 Ω olarak seçilmiştir. R_{Gscoff} (kısa devre anında açma) direnci ise 5 Ω seçilmiştir.

5.3. DENETİM KARTLARININ TASARIMI

Sistemin denetim algoritmalarının yürütüldüğü merkezi karar verme birimi olan yeni bir sayısal işaret işlemci (DSP) denetim kartı tasarlanmıştır. Ayrıca sistemdeki tüm birimlerin gerilimini ve akımını ölçerek DSP denetim kartına ölçekleyerek uygun sinyal gönderebilecek ölçüm ve sinyal düzenleme kartları tasarlanmıştır. Bunun yanında herhangi bir hata oluşması durumunda tüm sistemin korunması için DSP denetim kartına hata sinyali gönderen kart tasarlanmıştır. Baskı devre tasarımları devre empedansları dikkate alınarak yapılmıştır.

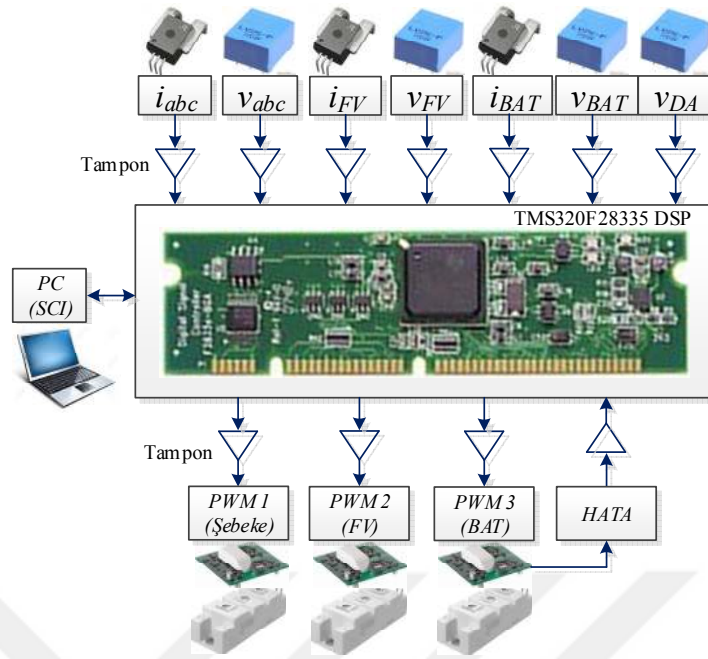
5.3.1. TMS320F28335 DSP Denetim Kartının Tasarımı

Sayısal işaret işlemcileri, mühendislik tasarım ve analiz çalışmalarında, dijital iletişimde, güç sistemi uygulamalarında, deneysel çalışmalar ve endüstriyel tasarımlarda sıklıkla kullanılmaktadır. Teknolojideki gelişmeler sonucu DSP'lerde büyük gelişmeler olmaktadır. Dolayısıyla günümüzde DSP'ler birçok işlemi aynı anda yapabilme kabiliyetine ve oldukça gelişmiş matematiksel işlem yapabilen birimlere sahiptir. DSP'lerin en önemli üstünlüklerinin başında ADC, PWM, FLASH, SCI, SPI gibi çevresel birimlerine sahip olması gelmektedir.

Bu tez çalışmasında TEXAS INSTRUMENT firmasının TI C2000 ailesinin bir üyesi olan TMS320F28335 DSP kullanılmıştır. F28335 DSP'lerin giriş/çıkış birimi (I/O) ve analog sayısal dönüşüm (ADC) birimi 3,3 V gerilim seviyesinde çalışmaktadır. DSP'nin çalışması için gerekli olan saat frekansı 30 MHz'lık kristal osilatör ile sağlanmaktadır. Fakat DSP içerisindeki PLL modülü ile bu frekans, 5 kat yükseltilerek 150 MHz'e yükseltilebilmektedir. Böylece düşük frekanslı osilatör kristali kullanılarak, DSP gürültülere ve elektromanyetik girişimlere (EMI) karşı korunmaktadır. 32bit (floating-point) TMS320F28335 DSP saniyede 150.000.000 işlem yapabilme kabiliyetine sahiptir. DSP'nin diğer temel özellikleri ise aşağıdaki gibi sıralanabilmektedir;

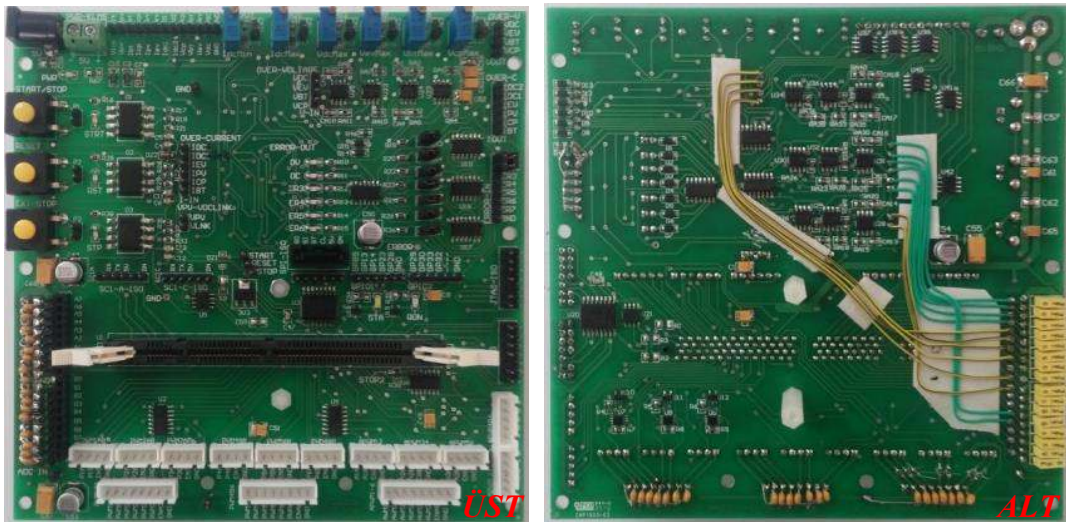
- | | |
|--|---|
| ✓ 16 adet ADC birimi (12bit 25,5 MHz), | ✓ 1 adet SPI birimi (seri haberleşme), |
| ✓ 18 adet PWM birimi, | ✓ 3 adet Timer (32bit zamanlayıcı), |
| ✓ 6 adet CAP birimi (sinyal yakalama) , | ✓ 14 adet INTERRUPT (kesme), |
| ✓ 2 adet QEP birimi (enkoder) , | ✓ 88 adet I/O birimi (giriş-çıkış), |
| ✓ 3 adet UART birimi (SCI), | ✓ 2KB ROM bellek, |
| ✓ 2 adet McBSP birimi (seri haberleşme), | ✓ 68 KB RAM bellek, |
| ✓ 2 adet CAN birimi (seri haberleşme), | ✓ 512KB FLASH bellek, |
| | ✓ 1 adet 6 kanal DMA birimi (Direct Memory Access), |
| | ✓ 1 adet 32bit EMIF |

Tasarlanan sistemin tüm denetimi tek bir DSP ile yapılmaktadır. Böylece sistem kontrolü daha basit yapıda ve daha hızlı işlem yapabilecek kabiliyettedir. DSP denetim kartı ile; şebeke akımları (i_{abc}), şebeke gerilimleri (v_{abc}), FV akımı (i_{FV}), FV gerilimi (v_{FV}), batarya akımı (i_{BAT}), batarya gerilimi (v_{BAT}) ve DA bara gerilimi (v_{DA}) ölçüm kartları ile ölçülerek gönderilen bilgiler doğrultusunda gerekli algoritmalar yürütülmektedir. Bilgisayar destekli denetim ve eşzamanlı veri alışverişi sağlamak amacıyla USB seri veri iletişim kanalı (SCI) kullanılmaktadır. Şekil 5.12'de sistemdeki DSP denetim kartının genel blok şeması verilmektedir.



Şekil 5.12. DSP denetim kartının genel blok şeması.

DSP denetim kartında IGBT sürücü katını denetlemek amacı ile PWM çıkış katı ve güç katında oluşabilecek herhangi bir arıza durumunda anahtarlama sinyallerini kesebilecek hata denetim (TRIP) katı da kullanılmaktadır. Böylece sistemde oluşacak hataların sebep olabileceği tehlikeler engellenmiş olmaktadır. Tasarlanan DSP denetim kartının ön ve arka yüz görünümü Şekil 5.13'te verilmiştir. DSP denetim kartı oldukça esnek yapıda olup, sistemde yapılabilecek daha kapsamlı çalışmalar için gelişime açık şekilde tasarlanmıştır.

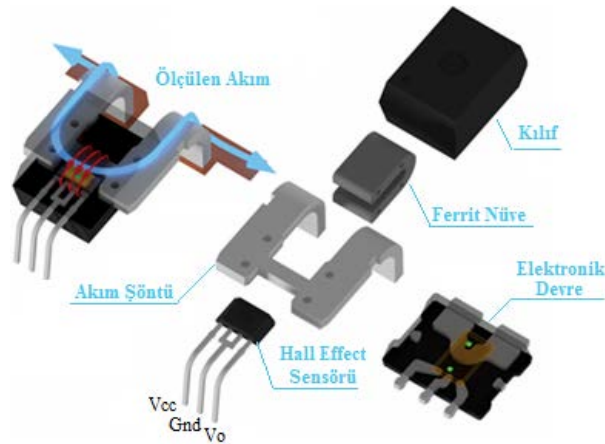


Şekil 5.13. DSP denetim kartı.

5.3.2. Akım Ve Gerilim Ölçüm Kartının Tasarımı

Tasarlanan sistemde şebeke akımlarının (i_{abc}), FV akımının (i_{FV}) ve batarya akımının (i_{BAT}) ölçülmesinde ACS756 akım sensörleri kullanılmıştır. Kullanılan akım sensörü hall etkili olduğundan, ölçüm katını güç sisteminden elektriksel olarak yalıtmaktadır. ACS756 akım sensörü, hassas ölçüm (20mV/A), yüksek doğrusallık (hata:%0,8), geniş frekans aralığı (DA-120 kHz), hızlı cevap (<1µs) gibi ileri teknoloji özellikleri ile üretilmiş olduğundan sistem tasarımında akımların ölçümü için kullanılmıştır [202].

ACS756 akım sensörü, akımı algılamak için hall effect sensörü kullanmaktadır. Ölçülen akımın oluşturduğu manyetik alanın yönüne ve şiddetine bağlı olarak hall effect sensörünün uçlarında bir gerilim meydana gelmektedir. Ayrıca kullanımı çok basit olan ACS756 akım sensörünün ikisi akım ölçüm uçları ikisi besleme ve diğeri ise çıkış ucu olmak üzere toplam beş bağlantı ucu bulunmaktadır. ACS756 akım sensörü +3 V veya +5 V besleme gerilimi ile çalışmaktadır. Sensör, akım bilgisi çıkışını (V_o) besleme geriliminin (V_{cc}) yarısı kadar ofsetli şekilde doğru gerilim olarak vermektedir. Şekil 5.14'te ACS756 akım sensörünün yapısı ve bağlantı uçları verilmektedir.

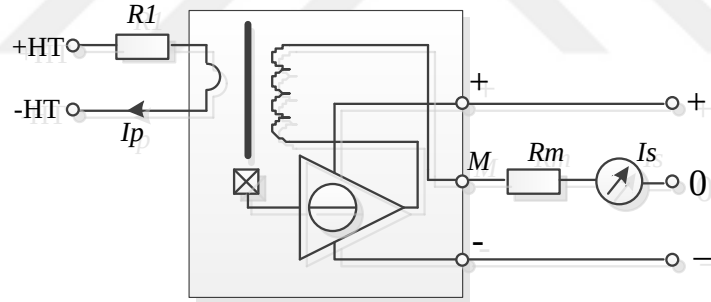


Şekil 5.14. ACS756 akım sensörünün yapısı ve bağlantı uçları.

Tasarlanan sistemde şebeke gerilimlerinin (v_{abc}), FV geriliminin (v_{FV}) ve batarya geriliminin (v_{BAT}) ölçülmesinde LEM LV25-P gerilim sensörleri kullanılmıştır. Kullanılan gerilim sensörü hall etkili olduğundan, ölçüm katını güç sisteminden

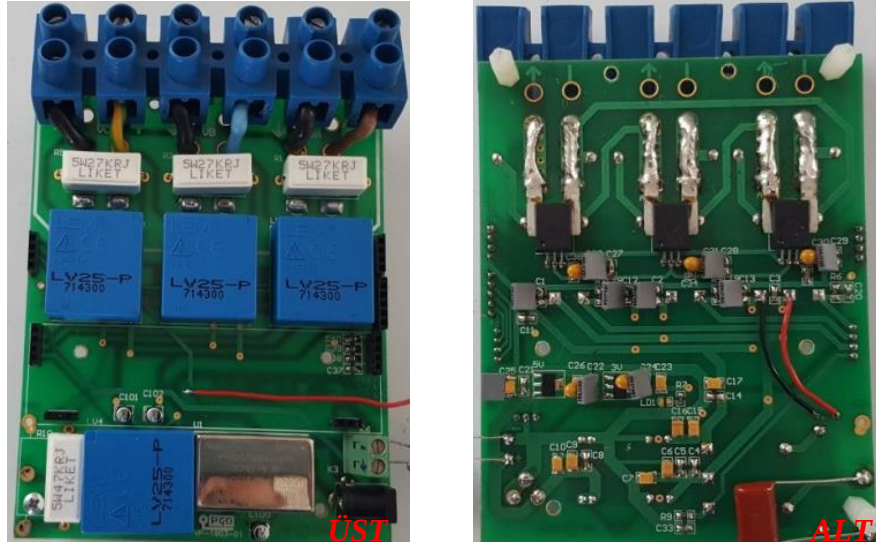
elektiriksel olarak yalıtılmaktadır. LEM LV25-P gerilim sensörü, hassas ölçüm, yüksek doğrusallık (hata:%0,8), geniş frekans aralığı (DA-200 kHz), hızlı cevap ($<40\mu s$) gibi özellikleri ile üretilmiş olduğundan sistem tasarımında gerilimlerin ölçümü için kullanılmıştır [203].

Şekil 5.15'te LEM gerilim sensörün bağlantı ve devre şekli görülmektedir [204]. LEM gerilim sensörünün +HT ve -HT uçları ölçülecek yüksek gerilime bağlanmaktadır. LEM LV25-P gerilim sensörünün katalog değerinde, ölçülecek gerilime göre +HT ucuna seri $R1$ direnç bağlanarak maksimum 10mA I_p akımı akıtılması sağlanmaktadır. I_p akımının oluşturduğu manyetik alanın yönüne ve şiddetine bağlı olarak hall effect sensörü bir I_s akımı oluşturmaktadır. I_s akımının oluşturulabilmesi için gerilim sensörü +Vcc ve -Vcc gerilim verebilen simetrik güç kaynağı ile beslenmelidir. Ölçüm (M) ucunun çıkışına bağlanan R_m direnci üzerinden akıtılan I_s akımı sayesinde, girişteki gerilim ile orantılı ve izoleli olarak çıkış gerilimi elde edilerek ölçüm yapılmaktadır.



Şekil 5.15. LEM LV25-P gerilim sensör bağlantısı.

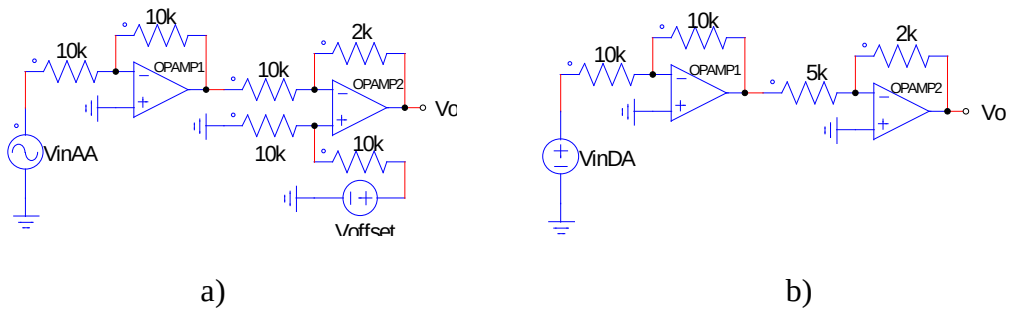
Akım ve gerilim ölçüm kartı çift taraflı olacak şekilde tasarlanarak devre elemanları mümkün olduğu kadar birbirine yakın tutulmuştur. Şekil 5.16'da görülen akım ve gerilim ölçüm kartının üst tarafında gerilim ölçümü için gerilim sensörleri bulunmaktadır. Alt tarafında ise akım sensörleri bulunmaktadır. Tüm sensörler izoleli olduğundan güç devresi ile DSP elektiriksel olarak izole edilmiştir. Böylece güç devresinin herhangi bir olumsuz etkisinin DSP katına zarar vermesi engellenmiştir.



Şekil 5.16. Akım ve gerilim ölçüm kartı.

5.3.3. Akım Ve Gerilim Sinyal Düzenleme Kartı

DSP çekirdeğindeki dahili ADC (Analog Digital Converter - Analog Sayısal Dönüştürücü) yalnızca 0-3V arası analog sinyalleri sayısal değerlere çevirebilmektedir. Bu yüzden alternatif akım sinyalinin negatif alternansı işlenememektedir. Bu sorun AA sinyali analog devreler vasıtasıyla, sinyalin tamamı pozitif olacak şekilde sıfır eksenin üzerine kaydırılarak çözülür. Bu yöntemin dezavantajı örneklenecek sinyalin çözünürlüğünün düşmesidir. Fakat DSP 12 bitlik ADC'lere sahip olduğundan 73,25 μ V hassasiyetle ölçüm yapabilmektedir. Dolayısıyla çözünürlüğün düşmesi ile ölçümlerde oluşabilecek hatalı okuma ihtimali, DSP'nin gelişmiş ADC modülü sayesinde minimuma indirilmektedir. Şekil 5.17'de sensörlerden gelen a) AA sinyalin ofset devresi ve b) DA sinyalin ölçekleme devresi görülmektedir.



Şekil 5.17. a) AA sinyalin ofset devresi ve b) DA sinyalin ölçekleme devresi.

Tasarlanan devrede opamp olarak OPA2374 ve TL072 kullanılmıştır. Bu opampların özelliği offset değerinin çok düşük ($10 \mu V$ 'un altında), ortak gürültü bastırma oranının çok yüksek (140 dB) olmasıdır. Devredeki OPAMP1'ler +15 V -15 V simetrik güç kaynağı (MORNSUN WRA1215ZP) ile beslenmektedir. OPAMP2'ler ise sadece +3,3 V güç kaynağı (AMS1117) ile beslenmektedir. Ayrıca, DSP'ye pozitif gerilim verebilmek için 2,5 V'luk REF2925 referans gerilim entegresi kullanılarak çıkış sinyali girişe göre 1,5 V offsetlenmiştir. Şekil 5.18 a)'da akım ve gerilim sinyal düzenleme kartı görülmektedir. Akım ve gerilim sinyal düzenleme kartı, akım ve gerilim ölçüm kartının bir modülü olarak tasarlanmıştır. Böylece kartlar arasında kablo kullanmadan soket girişleri ile birbirine bağlantı yapılabilmektedir. Şekil 5.18 b)'de akım ve gerilim sinyal düzenleme kartının akım gerilim ölçüm kartına bağlantısı görülmektedir.



(a)

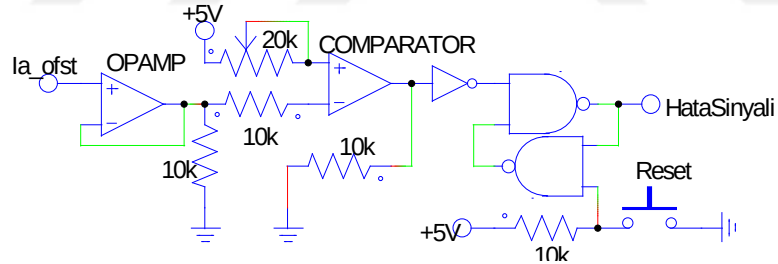


(b)

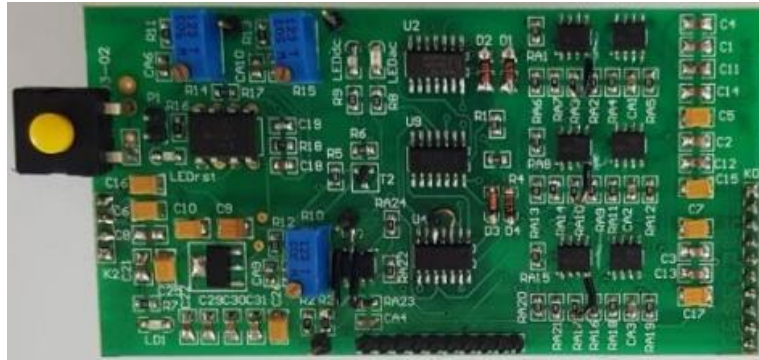
Şekil 5.18. a) Akım/gerilim offset kartı b) akım/gerilim ölçüm kartı.

5.3.4. Koruma Kartı

Koruma kartı, sistem denetim kartlarında oluşabilecek aşırı akıma/gerilime karşı koruma yapmakta ve sistemin emniyetli çalışması sağlanmaktadır. Sinyal hata koruma kartında, sistemin emniyetli çalışmasını sağlamak için, önceden belirlenmiş referans değerleri ile sensörlerden gelen sinyalleri kıyaslayan karşılaştırmacı entegreler (LM393) kullanılmaktadır. Sinyal seviyeleri belirlenen referans değerlerini aştığında IGBT sürücülerini durdurmak için bir hata sinyali göndermektedir. Sinyal seviyeleri normal düzeye gelseler bile hata koruma kartına reset sinyali gönderilmediği sürece IGBT sürücülerine hata sinyalini göndermeye devam etmektedir. Ayrıca tasarlanan koruma kartı, herhangi bir hata oluştuğunda hata durumuna göre ilgili hata ledini yakarak hata durumu hakkında bilgilendirme yapmaktadır. Şekil 5.19 a)'da sadece a fazının offsetlenmiş akımı için pozitif saykılının izin verilen en yüksek değeri aşıldığında hata sinyali üreten devrenin şeması görülmektedir. Şekil 5.19 b)'de ise tüm akımların pozitif ve negatif saykılıarı ve DA bara gerilimi için koruma kartı görülmektedir.



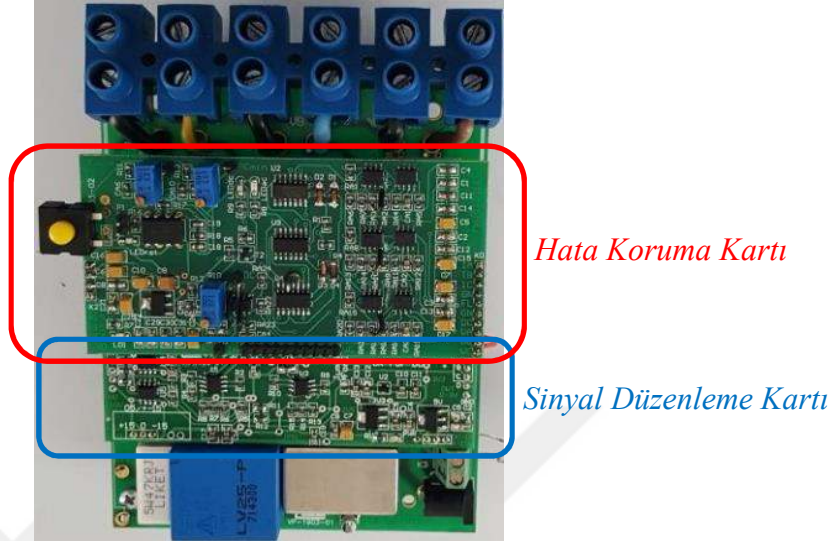
a)



b)

Şekil 5.19. a) Akım koruma devresi b) koruma kartı.

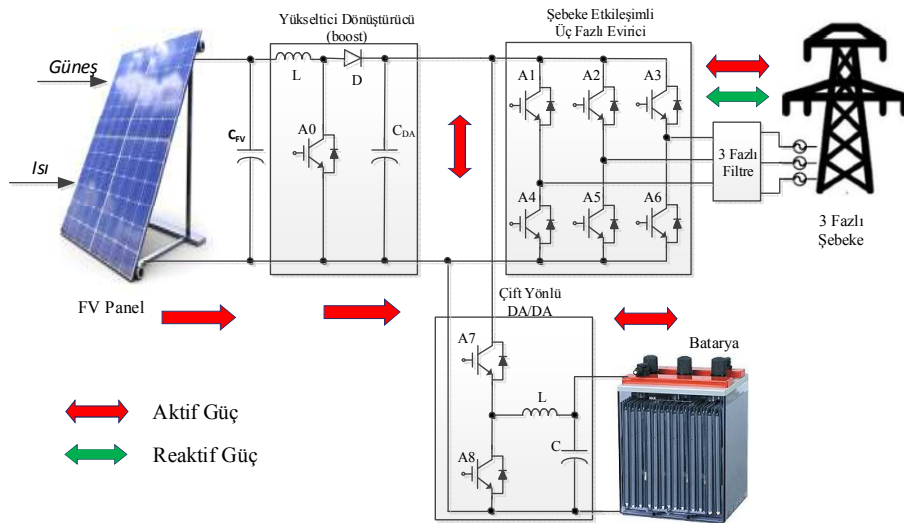
Koruma kartı da akım ve gerilim ölçüm kartının bir modülü olarak tasarlanmıştır. Şekil 5.20’de koruma kartının akım gerilim ölçüm kartına bağlantısı görülmektedir.



Şekil 5.20. Koruma kartının akım/gerilim ölçüm kartına bağlantısı.

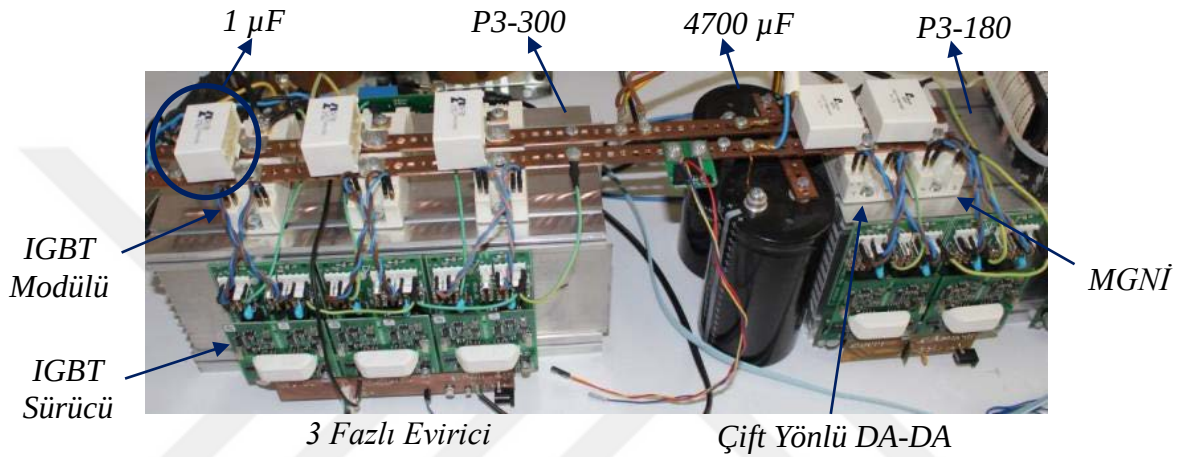
5.4. GÜÇ SİSTEMİ

Elektrikli araçları için YEK destekli hızlı şarj istasyonu tasarımında kullanılan tüm kısımlar detaylı olarak anlatılmıştır. Bu bölümde ise tasarlanan sistemdeki parçaların bir araya getirilerek, tüm sistemi birlikte çalıştırma aşamaları anlatılmaktadır. Tasarlanan sistemin blok şeması Şekil 5.21’de görülmektedir.



Şekil 5.21. Tasarlanan sistemin blok şeması.

Şekil 5.22’de de görüldüğü gibi belirlenen güç anahtarları belirlenen soğutucu (P3-300 ve P3-180) üzerine monte edilmiştir. Soğutucunun yan tarafına IGBT sürücüler monte edilmiştir. DA bara olarak delikli bakır bara kullanılmıştır. Bu baranın cm^2 başına yaklaşık olarak 10 nH endüktansı bulunmaktadır. Bu endüktansa DA bara serbest (stray) endüktansı denilmektedir [205]. IGBT’ler kesime gittiği anlarda DA bara serbest endüktansından kaynaklanan gerilim sıçramalarını engellemek için C snubber (sönümleme) devresi kullanılmıştır.



Şekil 5.22. Güç devresinin soğutucu üzerine monte edilmesi.

DA bara serbest endüktansı ile kullanılan kondansatör rezonansa girerek, DA bara hattında var olan omik direnç ile sönümlenmektedir. Bu yöntem basit, ucuz ve sağlıklı bir sönümleme yöntemidir. C snubber yönteminde IGBT üzerine doğrudan monte edilebilen düşük endüktanslı kondansatörler kullanılmaktadır. C snubber devresi tasarımında, düşük endüktanslı kondansatör kullanımı ve DA bara sıçrama değeri gibi iki önemli kısıtlama vardır. Buna göre kullanılacak C_s snubber kondansatörünün hesaplanması için Eşitlik 5.16 kullanılmaktadır [206];

$$C_s = \frac{L_s I_{DA}^2}{(V_{PK} - V_{DA})^2} \quad (5.16)$$

Burada; V_{PK} DA barada kabul edilebilen sıçrama değerini, V_{DA} DA bara değerini, L_s DA bardaki endüktans değerini, C_s snubber kapasitesi ve I_{DA} ise DA baradan geçen en yüksek ortalama akım değerini ifade etmektedir. Buna göre 400 V bara gerilimi

için, %10 sıçrama değeri kabul edilerek 40 V sıçrama gerilimi hesaplanır. Kullanılan DA baranın eni 1,3 cm ve uzunluğu ise 50 cm olarak montajı yapılmıştır. Buna göre alanı 65 cm^2 olmaktadır. Baranın cm^2 başına yaklaşık olarak 10 nH endüktansı olduğundan toplam endüktans 650 nH civarında olmaktadır. Maksimum 20 kW güç aktarımı için baradan yaklaşık 50 A akım çekilir. Buna göre DA barada kullanılacak C_s kondansatörünün değeri yaklaşık 1 μF olmaktadır. IGBT modülünün üzerinde birer adet ALCON marka KP-3C modeli 1000 V değerinde 1 μF 'lık snubber kondansatörü kullanılmıştır.

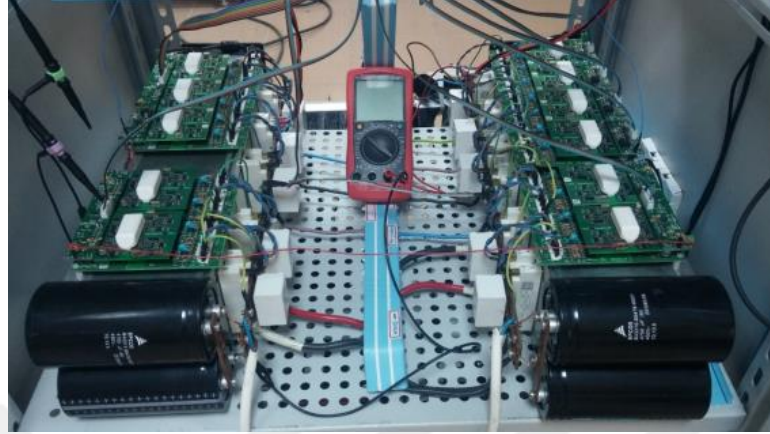
Tasarlanan sistemin deneysel çalışmalarının daha güvenli bir şekilde gerçekleştirilebilmesi ve sistemin daha kompakt bir yapıya sahip olmasını sağlamak üzere sistem bileşenlerinin tümü bir panoda toplanmıştır (Şekil 5.23). Bu pano aynı zamanda YEK destekli hızlı şarj sistemi olarak, uygun alt yapının olduğu yerlere montajı yapılacak şekilde tasarlanmıştır.



Şekil 5.23. Tasarlanan sistem panosunun farklı açılardan görünümü.

Tasarlanan güç dönüştürücülerindeki soğutucu üzerine monte edilmiş IGBT ve sürücüler Şekil 5.24'te görüldüğü gibi, sistem panosunun içerisine uygun şekilde yerleştirilerek kablolama işlemi yapılmıştır. Ayrıca, DA barada kullanılan kondansatörler de DA baranın hemen bitimine vidalanarak monte edilmiştir. Bunun yanında, sistem panosundaki raflar delikli olacak şekilde tasarlanarak hava

sirkülasyonu kolaylaştırılmıştır. Sistem panosunun alt ve üst kısmında bulunan fanlar yardımıyla pano içerisinde soğutma işlemi yapılmaktadır.



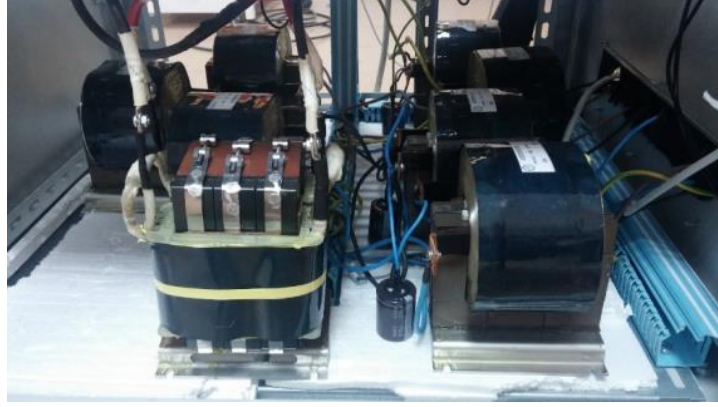
Şekil 5.24. Sistem panosuna monte edilmiş güç devresi.

Sisteme ilk enerji verildiğinde aşırı akımların engellenmesi için üç fazlı evirici ve DA-DA dönüştürücü devre girişine ön direnç grupları eklenmiştir. Dirençlerin her biri 10 Ω ve 100 W'lık alüminyum kılıflı dirençlerdir. Şekil 5.25'te ön direnç gruplarının panoya montajlanmış durumu görülmektedir.



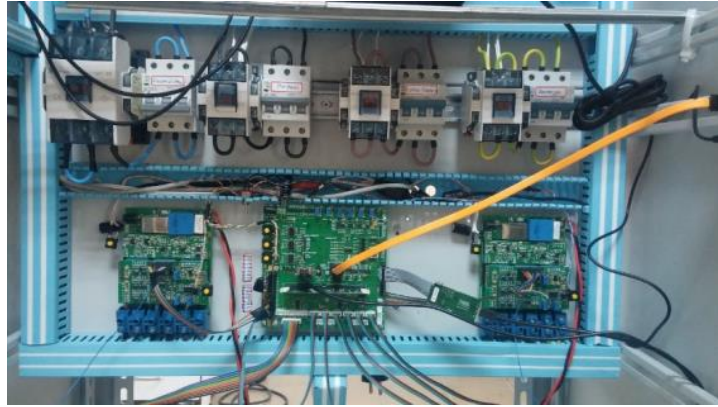
Şekil 5.25. Tasarlanan sistemdeki ön direnç grupları.

Ağır olmaları sebebiyle evirici çıkışındaki filtre bobinleri (1,5 mH) ve DA-DA dönüştürücü endüktansları (2 mH) Şekil 5.26'da görüldüğü gibi panonun altına yerleştirilmiştir.



Şekil 5.26. Tasarlanan bobinlerin sistem panosundaki yerleşimi.

Tasarlanan akım ve gerilim ölçüm kartları ile DSP denetim kartı, güç anahtarlarının bulunduğu rafa oldukça yakın olacak şekilde sistem panosuna yerleştirilmiştir. Böylece, DSP'nin ADC modülünün algılayacağı analog sinyallerde ve anahtarlara gönderilen PWM modülünün üreteceği sinyallerde oluşabilecek bozulmalar azaltılmaya çalışılmıştır. Ayrıca, sistemin kontrollü ve daha güvenilir bir şekilde devreye alınıp çıkartılabilmesi için güç dönüştürücülerinin enerji girişlerinde kontaktörler ve sigortalar kullanılmıştır. Sistem panosu içerisindeki sensör kartlarının, denetim kartının, kontaktörlerin ve sigortaların yerleşimi Şekil 5.27'de görülmektedir.



Şekil 5.27. Panodaki sensör kartları, denetim kartı, kontaktörler ve sigortalar.

Bu tezde, enerji depolama amacıyla OPzS stasyonier bataryalar kullanılmıştır. START marka 12 V 100 Ah özelliklerindeki bataryalardan on altı adet seri şekilde bağlanarak 200 V gerilim değeri elde edilmiştir [207].

Sistemde kullanılan her bir OPzS batarya, maksimum gerilimi 2,6 V olan altı adet seri hücreden oluşmaktadır. Her hücrenin iç direnci ise yaklaşık 1,7 m Ω civarındadır. Böylece batarya grubunun toplam iç direnci yaklaşık 160 m Ω ve şarjlı durumdaki gerilimi yaklaşık 250 V olmaktadır. Sistemde kullanılan START marka 12 V 100 Ah'lık OPzS stasyonier bataryalar Şekil 5.28'de görülmektedir.



Şekil 5.28. OPzS batarya grubu.

BÖLÜM 6

BENZETİM VE UYGULAMA SONUÇLARI

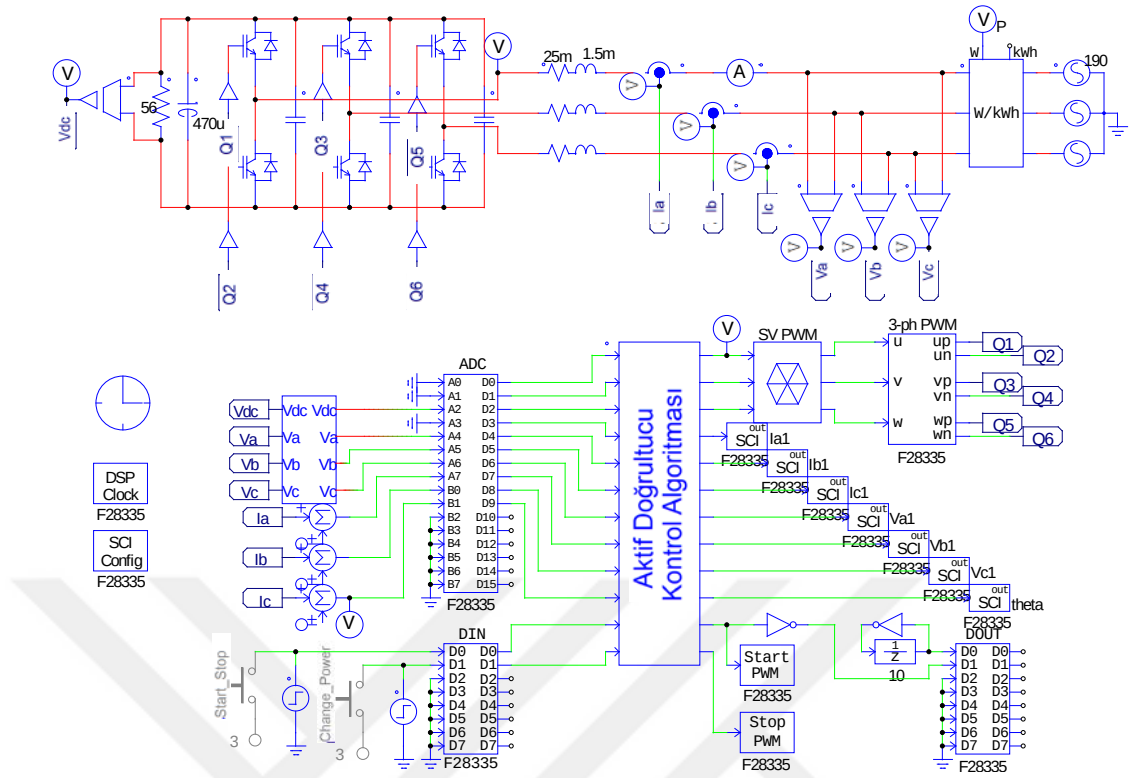
Bu bölümde, YEK destekli hızlı şarj sisteminin MGNİ, üç fazlı evirici ve çift yönlü DA-DA dönüştürücü benzetim ve uygulama sonuçları karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Bütün benzetim çalışmaları PSIM 10.0 yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir [207]. Uygulama sonuçlarının alınmasında TEKTRONIX DPO 3054B (4 kanallı 500 MHz) dijital osiloskop ve FLUKE akım/gerilim problemleri kullanılmıştır. Ayrıca, sistemin denetiminde kullanılan TMS320F28335 DSP işlemcisinin SPI kanalı kullanılarak, TI DAQ (veri toplama) kartı sayesinde sistemdeki gerekli veriler osiloskoba aktarılabilir. Şebeke ile elektriksel izolasyonun sağlanması için 190/380 V, 25 kVA'lık hat frekanslı üç fazlı transformatör kullanılmıştır. Böylece hem evirici çıkış gerilimi şebeke gerilimi seviyesine yükseltilmiş, hem de şebekeye doğru akım enjeksiyonu engellenmiştir. Batarya şarj/deşarj işlemi için 200 V, 100 Ah'lık OPzS tipi batarya grubu kullanılmıştır.

6.1. ÜÇ FAZLI ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİ BENZETİMİ

Tasarlanan üç fazlı şebeke etkileşimli evirici çift yönlü olarak çalışabilmektedir. Hem üç fazlı aktif doğrultucunun hem de üç fazlı eviricinin benzetim çalışmaları yapılarak sonuçları sunulmuştur.

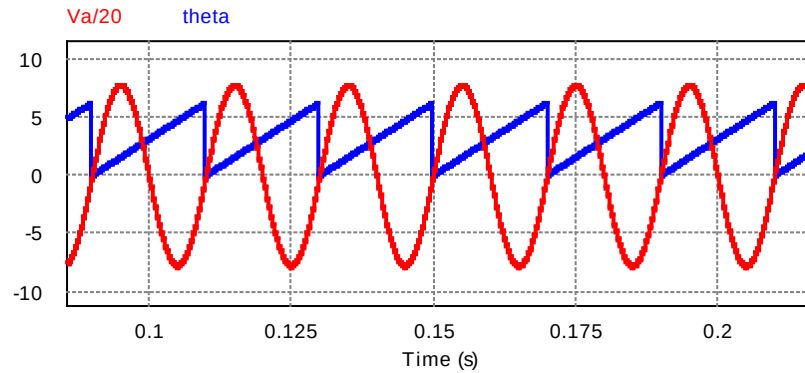
6.1.1. Üç Fazlı Aktif Doğrultucu Benzetim Sonuçları

Tasarlanan üç fazlı aktif doğrultucu (kontrollü doğrultucu) sisteminin benzetim çalışmaları PSIM yazılımı ile yapılmıştır. Benzetim çalışmasında bütün kontroller yazılan C kodları ile yapılmıştır. Sistemin PSIM ile benzetim şeması Şekil 6.1'de görülmektedir.



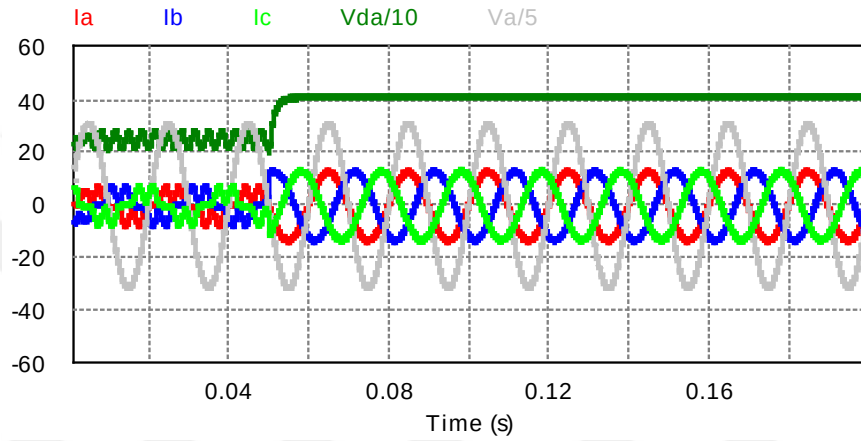
Şekil 6.1. Tasarlanan üç fazlı aktif doğrultucunun PSIM devre şeması.

Üç fazlı doğrultucunun aktif doğrultucu olarak çalıştırılması için öncelikle faz kilitleme döngüsü yapılmalıdır. Literatürde PLL (Phase Locked Loop) olarak geçen uygulama için şebeke gerilimleri algılanıp, sıfır geçiş anları yakalanarak her periyot için şebekeyle senkron olan açısız hız değerleri (theta) üretilmektedir. Bu değerler aktif doğrultucu için anahtarlama sırası ve faz açısı ayarı için gereklidir. Şekil 6.2’de A fazı ile kilitleyerek açısız hız değerlerinin üretimi görülmektedir.



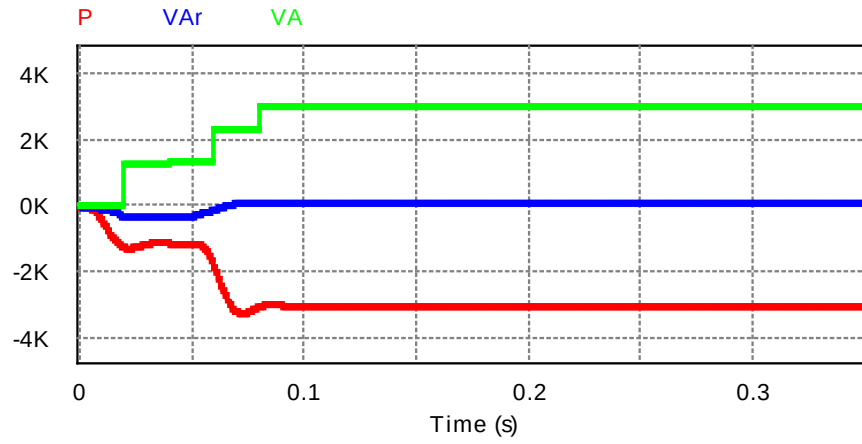
Şekil 6.2. PLL ile açısız hız değerlerinin üretimi.

Farklı güç senaryolarına göre çalışması için geliştirilen kontrol stratejisine göre benzetim çalışmaları yapılmıştır. Sistem, referans P ve Q gücüne göre PI denetleyici ile referans akım değerlerini ayarlamakta ve sonuçlara göre tekrar PI denetleyici ile anahtarlama durumlarını belirlemektedir. Benzetim sonuçlarında üç fazlı hat akımları, bara gerilimi, aktif ve reaktif güç değerleri incelenmiştir. Şekil 6.3'te 3 kW aktif güç değeri girilmiş sistemin a fazına ait gerilim ve şebekeden çekilen 3 fazlı akım değerleri görülmektedir.



Şekil 6.3. Aktif doğrultma durumunda şebekeden çekilen akımlar ($P_{ref}=3$ kW).

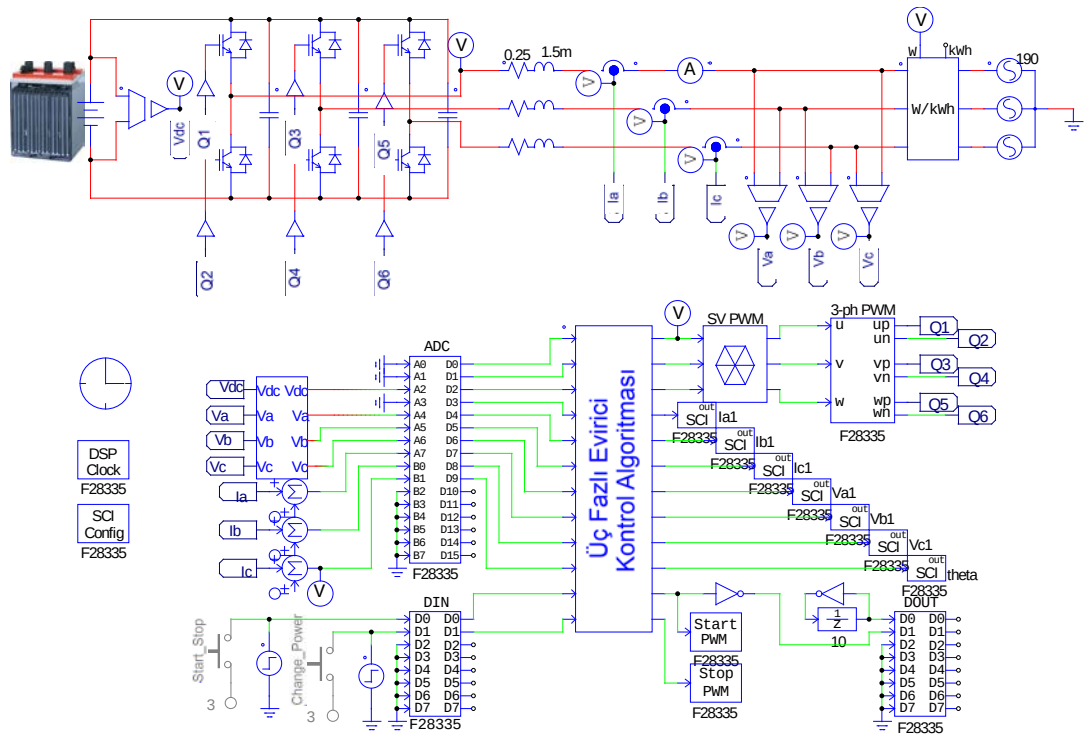
Referans komutu 50 ms anında verilmiştir. Sistem komut verildikten sonra, istenilen güce ulaşılması için geliştirilmiş PI denetleyici ile anahtarlama yaparak gerekli akımı şebekeden çekmeye başlamaktadır. Anahtarlamanın başlaması sırasında anahtarların zorlanmaması için akım sıçramalarının olmaması gerekir. Bunun için ise denetleyicinin yeterince dinamik yapıda olması gerekmektedir. Aktif, reaktif ve görünür güçlerin geçişler arasındaki durumu Şekil 6.4'te görülmektedir. Sisteme sadece 3 kW aktif güç komutu verildiği için aktif güç ve görünür güç birbirine eşit çıkmaktadır. Fakat aktif güç şebekeden çekildiği için ters yönlü olarak görülmektedir. Ayrıca anahtarlama sinyali verilene kadar anahtarların diyotlarından kontrolsüz akan akımlar sonucu çekilen güçte reaktif güç bileşeni de olduğu görülmektedir. Aktif doğrultma komutu verildiğinde reaktif güç istenmediğinden PI denetleyici reaktif gücü sıfıra çekmektedir. Bu durumda güç kat sayısı 0,994 olmaktadır.



Şekil 6.4. Şebekeden çekilen aktif, reaktif ve görünür güçler.

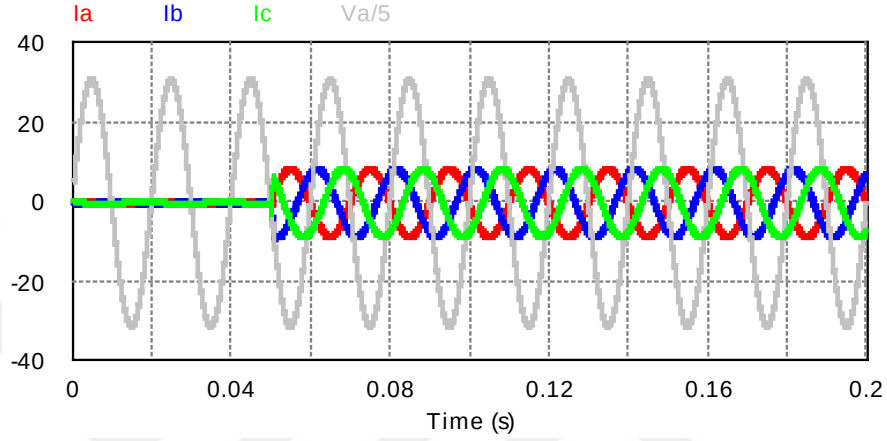
6.1.2. Üç Fazlı Evirici Benzetim Sonuçları

Bölüm 5.2’de detaylı olarak sistem parametreleri verilen üç fazlı evirici sisteminin benzetim çalışmaları PSIM yazılımı ile yapılmıştır. Aktif doğrultucu çalışmasındaki devre düzeneği aynen korunmuş sadece kontrol algoritmasında değişiklik yapılmıştır. Sistemin PSIM ile benzetim şeması Şekil 6.5’te görülmektedir.



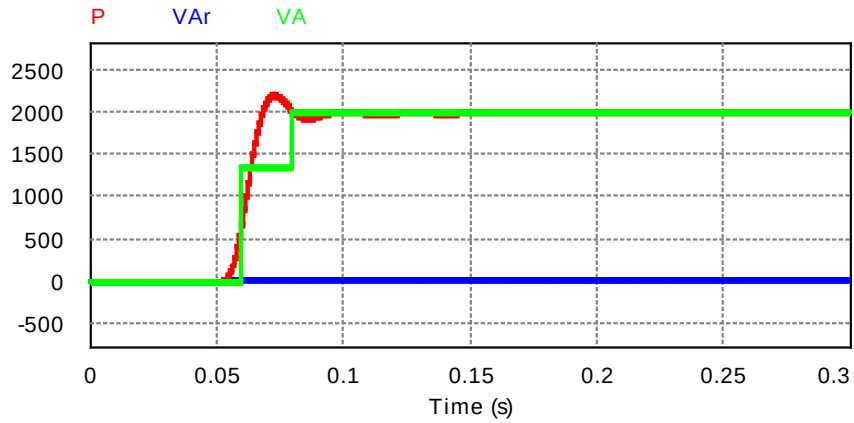
Şekil 6.5. Üç fazlı evirici PSIM devre şeması.

Üç fazlı aktif doğrultucu için geliştirilen algorithmada değişiklik yapılarak üç fazlı şebeke etkileşimli evirici kontrolü yapılmıştır. Benzetim sonuçlarında üç fazlı hat akımları, bara gerilimi, aktif ve reaktif güç değerleri incelenmiştir. Şekil 6.6’da 2 kW aktif güç değeri referans olarak girilmiş sistemin a fazına ait gerilim ve şebekeye aktarılan 3 fazlı akım değerleri görölmektedir.



Şekil 6.6. Evirici durumunda şebekeye aktarılan akımlar ($P_{ref}=2$ kW).

50 ms anında DA baradan şebekeye aktif gücün aktarılması için komut verilmiştir. Sistem komut verildikten sonra, istenilen güce ulaşılması için geliştirilmiş PI denetleyici ile anahtarlama yaparak gerekli akım şebekeye aktarılmaktadır. Aktif, reaktif ve görünür güçler Şekil 6.7’de görölmektedir. Sisteme sadece 2 kW aktif güç komutu verildiği için aktif güç ve görünür güç birbirine eşit çıkmaktadır.

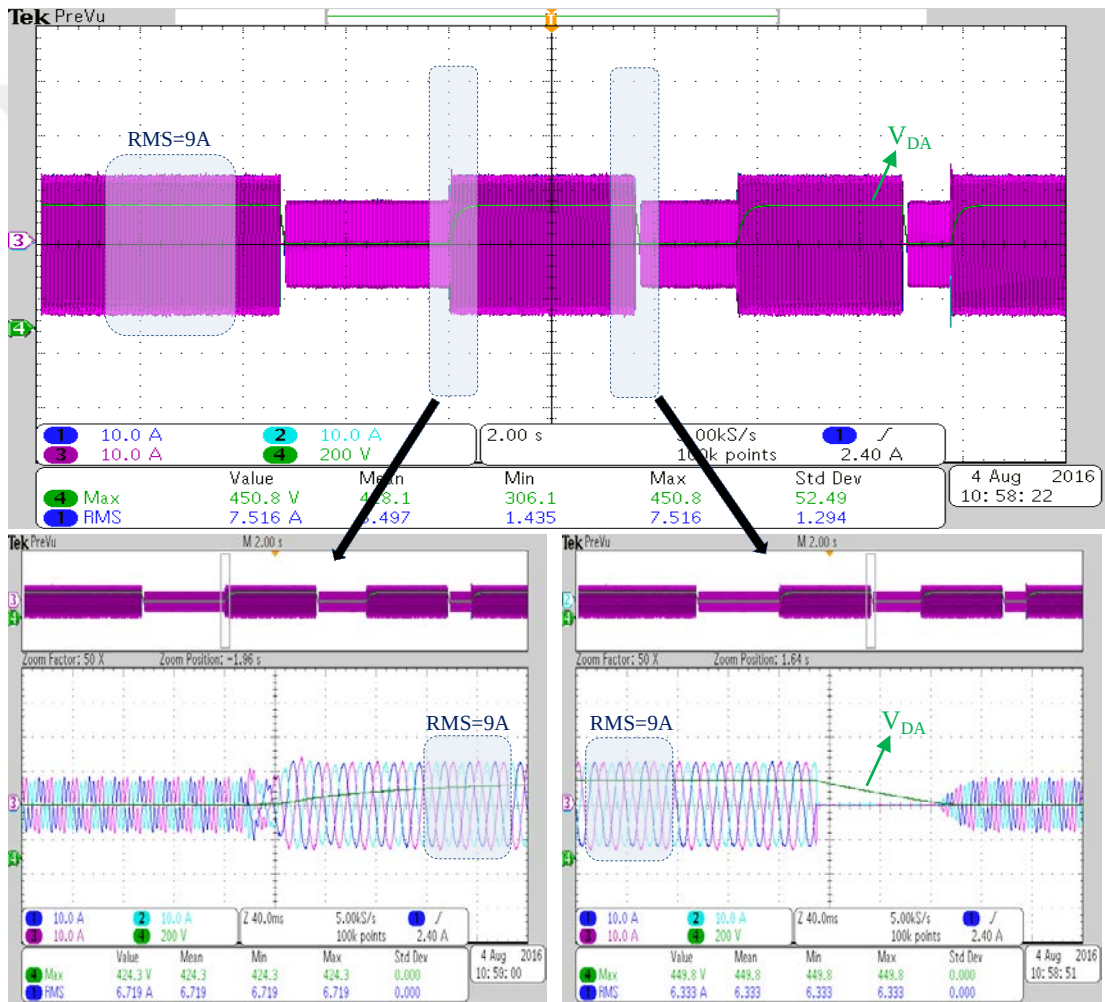


Şekil 6.7. Şebekeye aktarılan aktif, reaktif ve görünür güçler.

6.2. ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ ÜÇ FAZLI EVİRİCİ UYGULAMASI

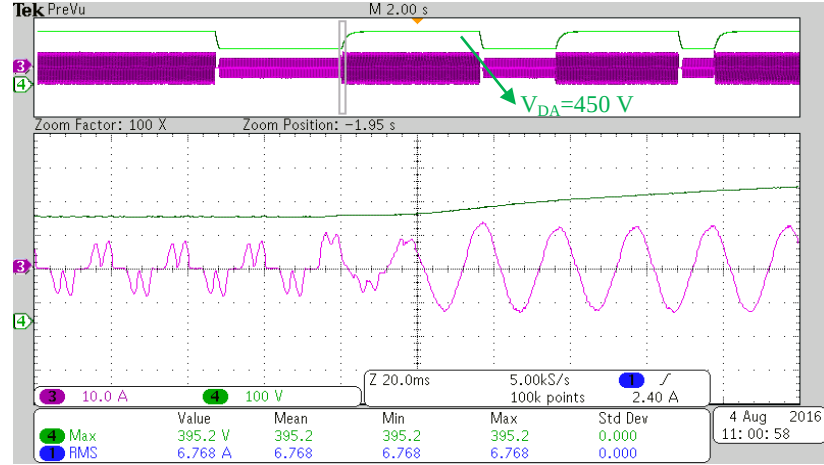
6.2.1. Üç Fazlı Aktif Doğrultucu Uygulama Sonuçları

Bölüm 5.2’de verilen devre parametreleri kullanılarak testler yapılmıştır. Sisteme komut verildikten sonra istenilen güce ulaşılması için geliştirilmiş denetleyici ile anahtarlama yapılarak gerekli akım şebekeden çekilmektedir. Şekil 6.8’de 0-3 kW aktif güç durumları için gerçek zamanlı uygulama sonuçları verilmiştir.



Şekil 6.8. DA bara gerilimi ve akımların geçiş anı (Pref=3 kW).

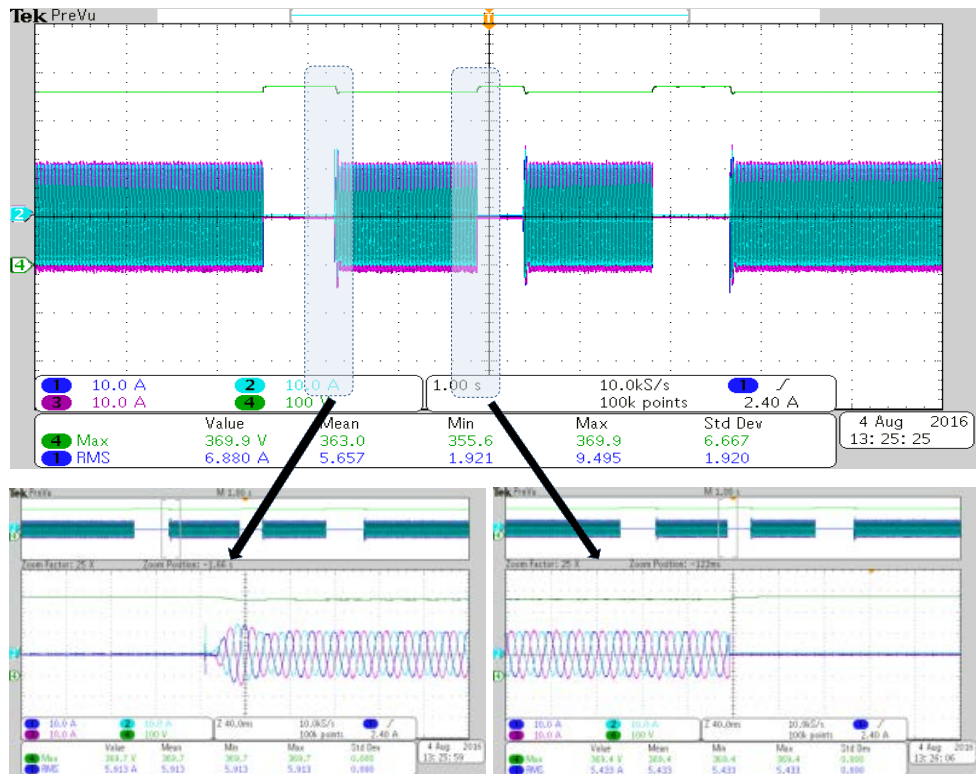
Şekil 6.8’deki osiloskop görüntülerine göre 3 kW’lık gücün aktarılabilmesi için DA bara yaklaşık 450 V gerilime ulaşmaktadır. Şebekeden çekilen akımların etkin değeri ise yaklaşık 9 A olmaktadır. Şekil 6.9’da a fazı akımının anahtarlama geçişi anında detaylı durumu görülmektedir.



Şekil 6.9. a faz akımının anahtarlama anında geçişi.

6.2.2. Üç Fazlı Evirici Uygulama Sonuçları

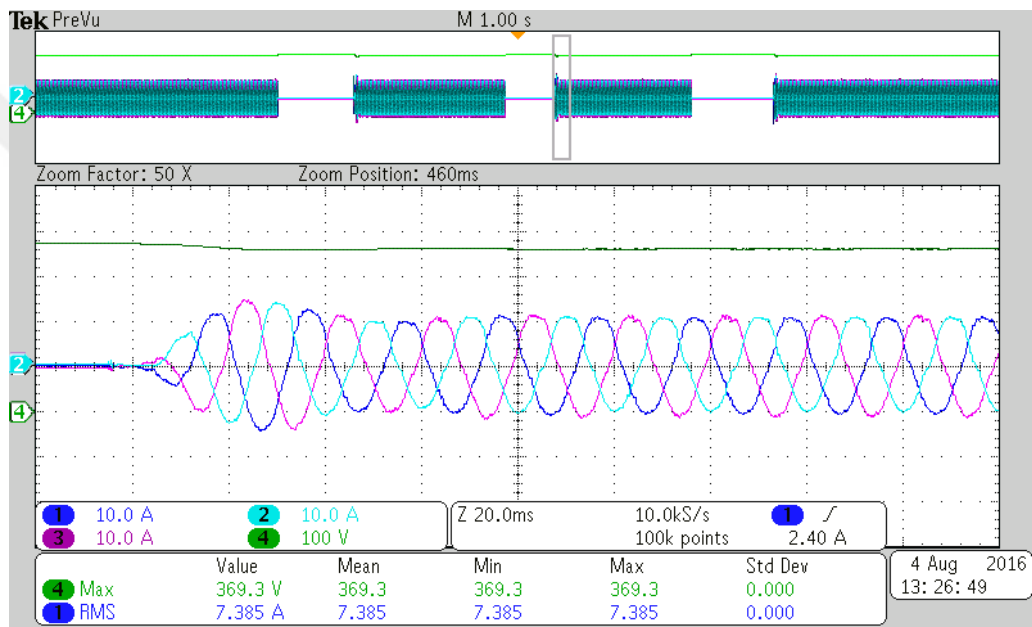
Şekil 6.10'da 2 kW aktif güç değeri için gerçek zamanlı uygulama sonuçları görülmektedir. Benzetim sonuçlarındaki değerler ile deneysel sonuçlardan elde edilen değerler örtüşmektedir. DSP için yazılan kontrol algoritmasının hem benzetim hem de deneysel çalışmalarda başarılı bir şekilde sonuç verdiği görülmektedir.



Şekil 6.10. DA bara gerilimi ve akımların geçiş anı (Pref=2 kW).

Şekil 6.10'daki osiloskop görüntülerine göre 2 kW'lık gücün şebekeye aktarıldığında DA bara yaklaşık 370 V gerilim seviyesine ulaşmaktadır. Şebekeye aktarılan akımların etkin değeri yaklaşık 6 A olmaktadır. Eviricinin fazlar arası çıkış gerilimi 190 V olmaktadır.

Farklı koşullarda sistem performansını test edebilmek için 0-800 V ve 0-13 A ayarlı DA güç kaynağı (AMATEK SGI-800-13) kullanılmıştır. Şekil 6.11'de anahtarlanmanın başladığında akımların geçiş anındaki durumu görülmektedir.



Şekil 6.11. Akımların anahtarlama anında geçişleri.

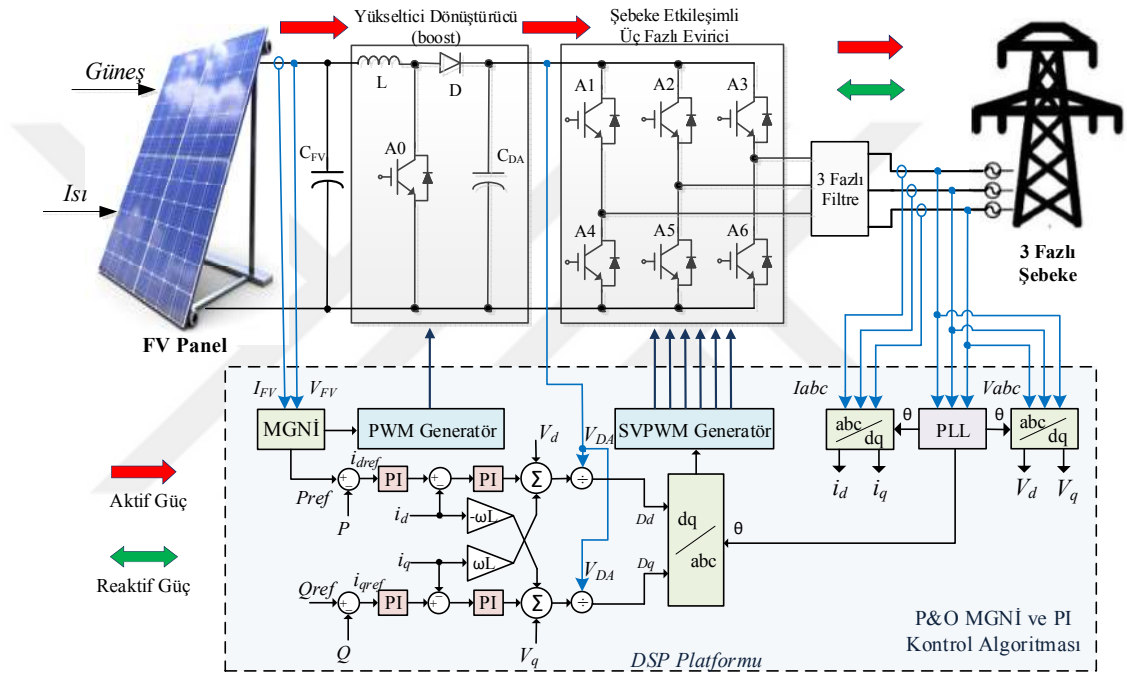
6.3. FV SİSTEMLER İÇİN ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ ÜÇ FAZLI EVİRİCİNİN AKTİF/REAKTİF GÜÇ KONTROLÜ

Bu bölümde PI ve KKK kontrollü sistemin benzetim ve gerçek zamanlı uygulama sonuçları sunulurken, bölüm sonunda karşılaştırması yapılmıştır.

6.3.1. P&O MGNİ Ve PI Denetimli Benzetim Sonuçları

Tasarlanan P&O MGNİ ve PI kontrollü sistemin blok şeması Şekil 6.12'de verilmiştir. Sistemde; enerji üretimi için FV paneller, MGNİ için yükseltici

dönüştürücü ve P&O algoritması, şebekeye enerjinin aktarılması için 3 fazlı evirici, aktif ve reaktif güç aktarımı için P/Q algoritması ve şebeke fazı ile senkronizasyon için PLL algoritması bulunmaktadır. Bölüm 5.1’de de belirtilen sistemde kullanılan toplam altmış üç adet FV panelin gerilimi yükseltici dönüştürücü ile yükseltilerek üç fazlı eviriciye aktarılmaktadır. Üç fazlı evirici ve yükseltici dönüştürücü 10 kHz anahtarlama frekansı ile kontrol edilmektedir. Sistemin benzetim çalışmaları PSIM yazılımı ile yapılmıştır.



Şekil 6.12. P&O MGNİ ve PI denetimli sistemin blok şeması.

Bir önceki bölümde detaylı olarak anlatılan dq dönüşüm eşitlikleri kullanılıp, geliştirilen PLL algoritması ile şebekeyle senkron olan açısal hız değerleri üretilmiştir. Ayrıca dönüşüm sonucunda iki faz bilgisi kullanılarak aktif veya reaktif güç hesaplamaları da Eşitlik 6.1’deki gibi basitçe yapılmaktadır [208];

$$P = \frac{3}{2} (v_d \times i_d + v_q \times i_q) \quad (6.1)$$

$$Q = \frac{3}{2} (v_q \times i_d - v_d \times i_q)$$

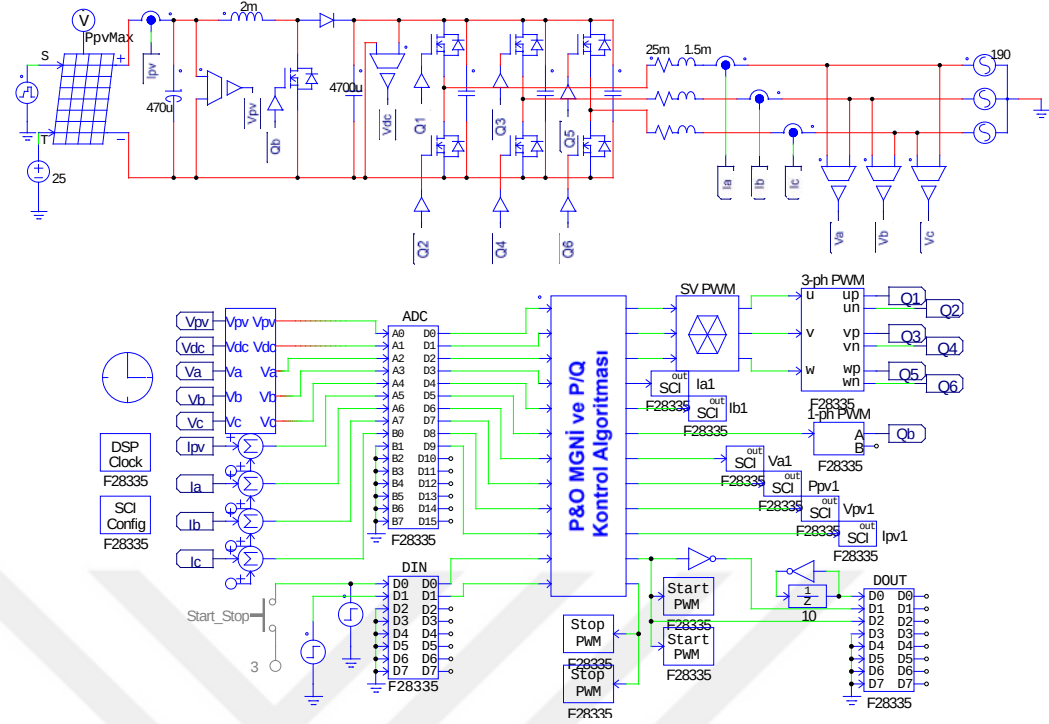
DA bara gerilimi, yapısı ve çalışma prensibi önceki bölümlerde detaylı olarak anlatılan yükseltici dönüştürücü ve P&O algoritması ile elde edilmektedir. Yükseltici dönüştürücü ile MGNİ gerçekleştirilerek, FV panellerden elde edilen maksimum güç bilgisi, şebekeye aktarılacak aktif gücün referans komutu (P_{ref}) olarak belirlenir. Denetleyiciye gönderilen P_{ref} ve Q_{ref} komutları iç içe iki PI döngüsü kullanılarak, istenilen güç şebekeye aktarılmaktadır. s düzlemindeki aktif ve reaktif akım komutları Eşitlik 6.2 ile üretilmektedir [17];

$$\begin{aligned} i_{dref} &= K_{Pd} \times (P_{ref} - P) + \frac{K_{Id}}{s} \times (P_{ref} - P) \\ i_{qref} &= K_{Pq} \times (Q_{ref} - Q) + \frac{K_{Iq}}{s} \times (Q_{ref} - Q) \end{aligned} \quad (6.2)$$

Burada; K_{Pd} ve K_{Id} , i_{dref} akımı için PI denetleyicisinin katsayılarını ifade etmektedir. K_{Pq} ve K_{Iq} ise i_{qref} akımı için PI denetleyicisinin katsayılarını ifade etmektedir. Ayrıca anahtarların görev oranı (D), s domenindeki durumları Eşitlik 6.3'te verilmektedir [17].

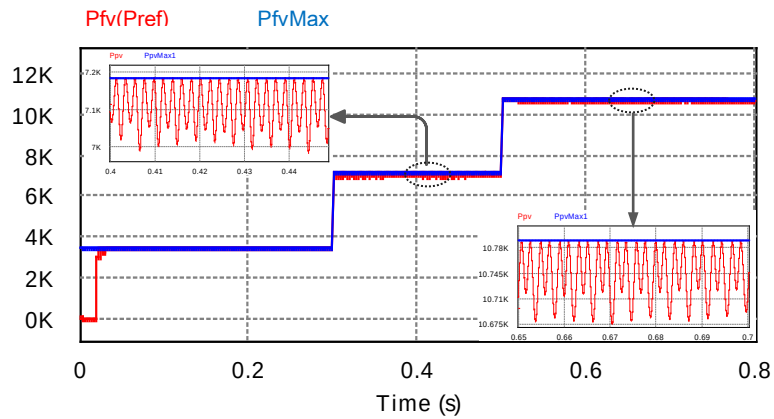
$$\begin{aligned} D_d &= \left(\left(K_{Pd1} \times (i_{dref} - i_d) + \frac{K_{Id1}}{s} \times (i_{dref} - i_d) \right) + (i_q \times \omega L) + V_d \right) / V_{DA} \\ D_q &= \left(\left(K_{Pq1} \times (i_{qref} - i_q) + \frac{K_{Iq1}}{s} \times (i_{qref} - i_q) \right) - (i_d \times \omega L) + V_q \right) / V_{DA} \end{aligned} \quad (6.3)$$

Burada; K_{Pd1} ve K_{Id1} , görev oranı D_d için PI denetleyicisinin katsayılarını ifade etmektedir. K_{Pq1} ve K_{Iq1} ise görev oranı D_q için PI denetleyicisinin katsayılarını ifade etmektedir. Daha sonra, ters dönüşüm matrisi kullanılarak abc düzleminde anahtarların görev oranı belirlenerek, SVPWM yöntemi ile güç anahtarlarına uygun anahtarlama sinyalleri üretilmektedir. Benzetim devresi Şekil 6.13'te verilmiştir.



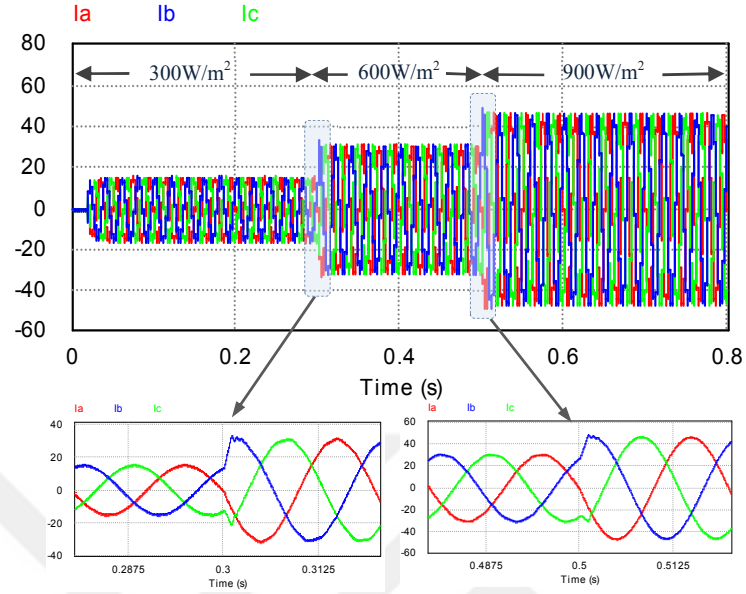
Şekil 6.13. P&O MGNİ ve PI denetimli sistemin PSIM devre şeması.

Şekil 6.14'te 300-600-900 W/m² güneş radyasyon seviyelerinde gerçekleştirilen güç takibi için benzetim sonuçları görülmektedir. P&O MGNİ algoritması ile yükseltici dönüştürücünün görev oranı % 10-70 arasında değiştirilerek hızlı iklim değişiklikleri sırasında bile FV panellerden elde edilen maksimum güç takip edilmiştir. Algoritma aynı zamanda üç fazlı evirici için Pref aktif güç referansını üretmektedir.



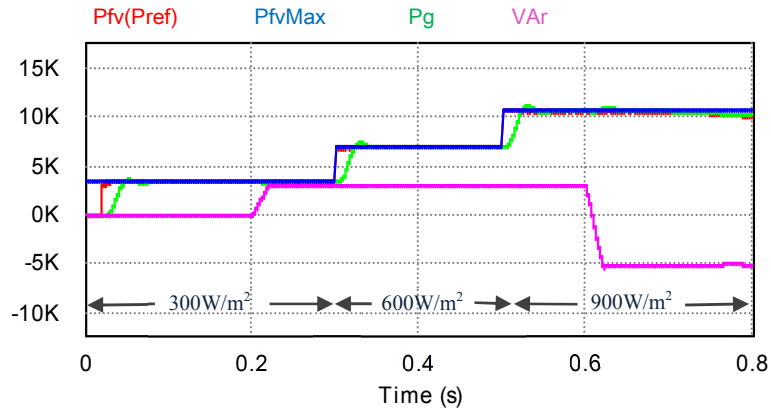
Şekil 6.14. P&O MGNİ ve PI denetimli sistemin farklı radyasyonlarda güç takibi.

Şebeke akımlarının 300-600-900 W/m² güneş radyasyon değerleri için benzetim sonuçları Şekil 6.15'te görülmektedir.



Şekil 6.15. P&O MGNI ve PI denetimli sistemde üç fazlı şebeke akımları.

Sistem farklı güneş radyasyonları altında çalışırken farklı reaktif güç komutları verilerek de test edilmiştir. Farklı güç komutlarına göre benzetim sonuçları Şekil 6.16'da görülmektedir.

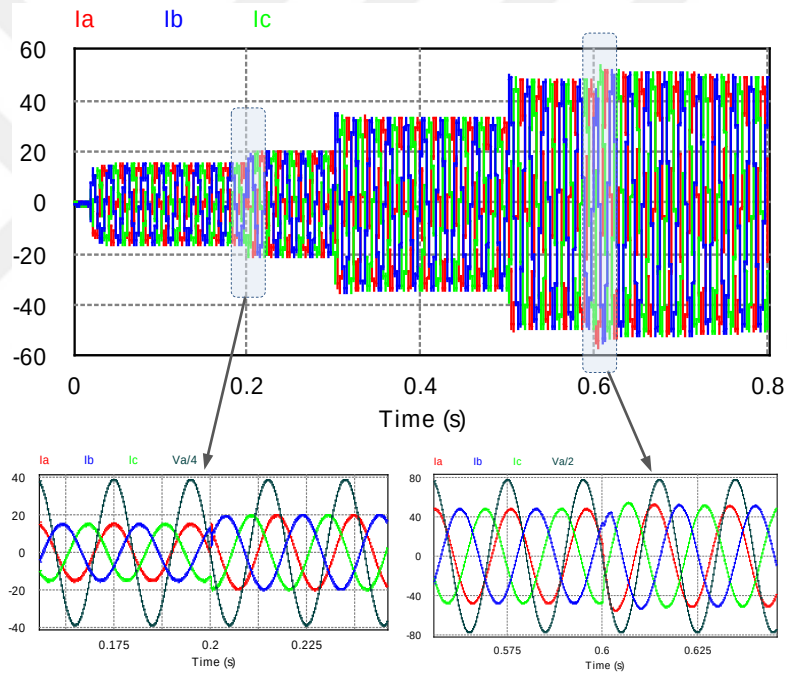


Şekil 6.16. P&O MGNI ve PI denetimli sistemin farklı komutlarda güç takibi.

İkinci senaryoda, 20 ms anında PWM sinyalleri, 300W/m² güneş radyasyon seviyesi altında başlatılmıştır. FV panellerden elde edilen maksimum güç yumuşak bir geçiş ile şebekeye aktarılmaya başlamıştır. 200 ms anında sıfır olan reaktif güç komutu

Qref hızlı bir şekilde 3 kVAr (indüktif) olarak değiştirilmiştir. Denetleyici verilen komuta hızlı bir tepki vererek faz açısını kaydırıp akımları kontrol etmiştir.

300 ms anında da güneş radyasyonu 300 W/m^2 den 600 W/m^2 ye hızlı bir şekilde değiştirilmiştir. 500ms anında ise güneş radyasyonu 900 W/m^2 olacak şekilde değiştirilmiştir. Son olarak 600 ms anında 3 kVAr olan reaktif güç komutu Qref, -5 kVAr olarak değiştirilmiştir. Sistem reaktif güç desteğini vermeyi devam ettirirken, PV panellerden elde ettiği maksimum gücü de şebekeye aktarma işlemini başarılı bir şekilde gerçekleştirmiştir. Aynı test şartlarında üç fazlı evirici akımlarının benzetim sonuçları ise Şekil 6.17’de görülmektedir.

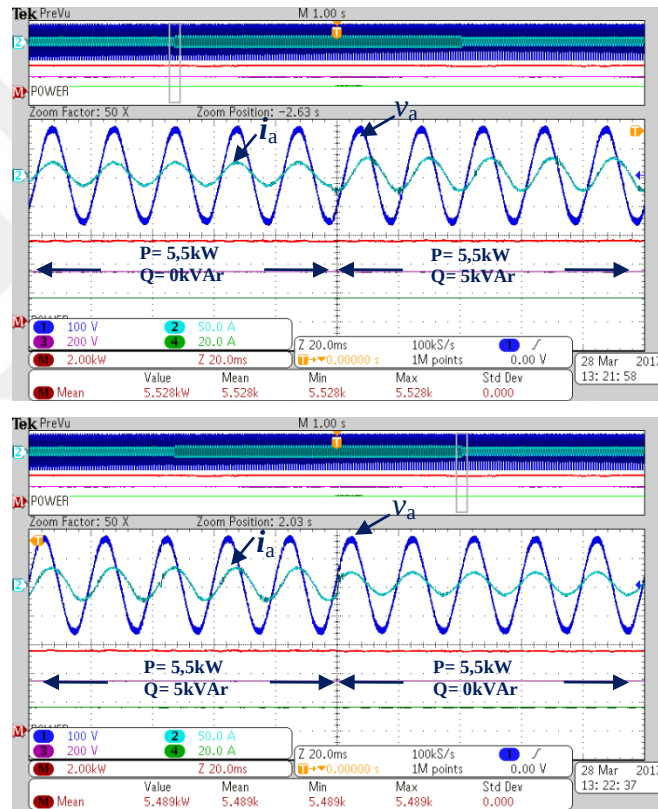


Şekil 6.17. P&O MGNİ ve PI denetimli sistemde şebeke akımları ve geçişleri.

6.3.2. P&O MGNİ Ve PI Denetimli Uygulama Sonuçları

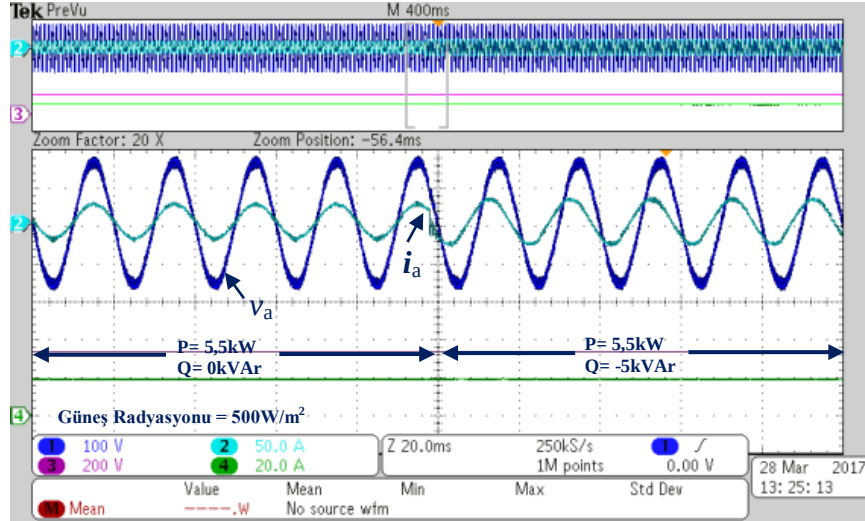
Tasarlanan sistemin tüm kontrolü TMS320F28335 DSP işlemcisi tarafından gerçekleştirilmektedir. Deneysel çalışmada maksimum güç takibi için P&O MGNİ algoritması kullanılmıştır. Güneş radyasyon seviyesinin ölçümünde CEM DT-1307 marka dijital piranometre kullanılmaktadır. Deney sonuçları 500 W/m^2 güneş

radyasyonu seviyesinde elde edilmiştir. Bu durumda FV panellerinden çevresel nedenlerden dolayı yaklaşık 5,5 kW güç elde edilmiş ve üç fazlı şebekeye aktarılmıştır. Şebekeye aktarılan akımların etkin değeri yaklaşık 16,5 A olmaktadır. Benzetim çalışmalarında da olduğu gibi MGNİ gerçekleştirilirken şebekeye reaktif güç desteği de verilebilmektedir. FV panellerden elde edilen maksimum güç 5,5 kW iken ve 5 kVAr reaktif güç komutu verilmiştir. Bu durumda sistem gerekli faz açısı kadar akımları gerilime göre kaydırarak, istenilen reaktif güç desteğini şebekeye vermektedir. Şekil 6.18’de üç fazlı şebekeye aktarılan akımların komut verildiği anda geçiş durumları görülmektedir.



Şekil 6.18. P&O MGNİ ve PI denetimli sistemin $P_{ref}=5,5$ kW, $Q_{ref}=5$ kVAr için deneysel sonuçları.

Şekil 6.19’da ise FV panellerden elde edilen maksimum güç (5,5kW aktif güç) şebekeye aktarılırken, -5kVAR reaktif güç desteği de şebekeye kararlı bir şekilde verildiği görülmektedir. Böylece, sistem FV panellerden elde ettiği aktif gücü şebekeye aktarırken, endüktif veya kapasitif güç ihtiyacını başarıyla karşılayabildiği görülmektedir.

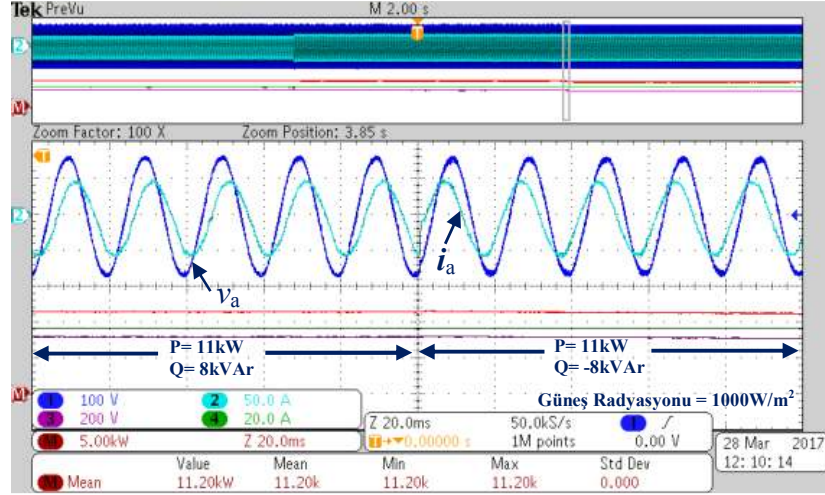


Şekil 6.19. P&O MGNİ ve PI denetimli sistemin $P_{ref}=5,5$ kW, $Q_{ref}=-5$ kVAr için deneysel sonuçları.

Farklı bir deney sonucu ise 1000 W/m^2 güneş radyasyonu seviyesinde elde edilmiştir. Bu durumda PV panellerinden çevresel nedenlerden dolayı yaklaşık 11 kW güç elde edilmiş ve üç fazlı şebekeye aktarılmıştır.

Şekil 6.20’de FV panellerden elde edilen maksimum güç 11 kW iken ve 8 kVAr reaktif güç ile çalışmaktadır. Bu durumda sisteme verilecek reaktif güç -8 kVAR olacak şekilde belirlenmiş ve sistem kısa bir süre içerisinde cevap vermiştir. Bu durumda eviricinin kontrol ettiği görünür güç $S = 13,6$ kVA olmaktadır.

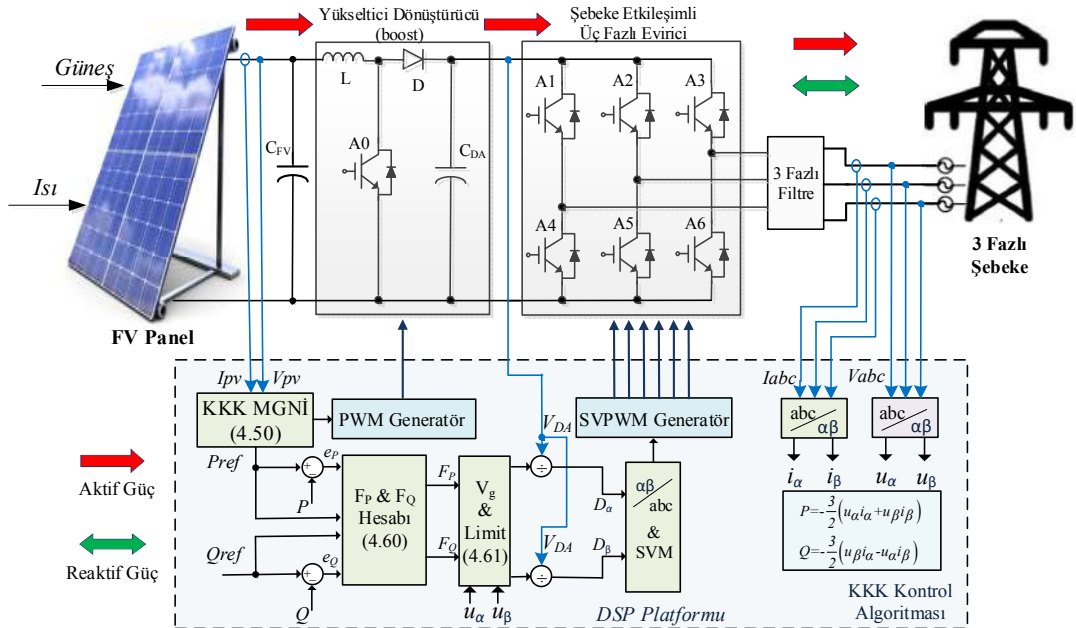
Tasarlanan sistem ile FV panellerden elde edilen aktif güç şebekeye aktarırken ve endüktif reaktif güç desteği verirken, aniden kapasitif reaktif güç desteği talep edildiğinde de talep başarıyla gerçekleştirilmiştir. Benzetim sonuçları ile deneysel sonuçlar örtüşmektedir.



Şekil 6.20. P&O MGNI ve PI denetimli sistemin $P_{ref}=11$ kW iken $Q_{ref}=8$ kVar reaktif güçten $Q_{ref}=-8$ kVar reaktif güce geçiş durumu.

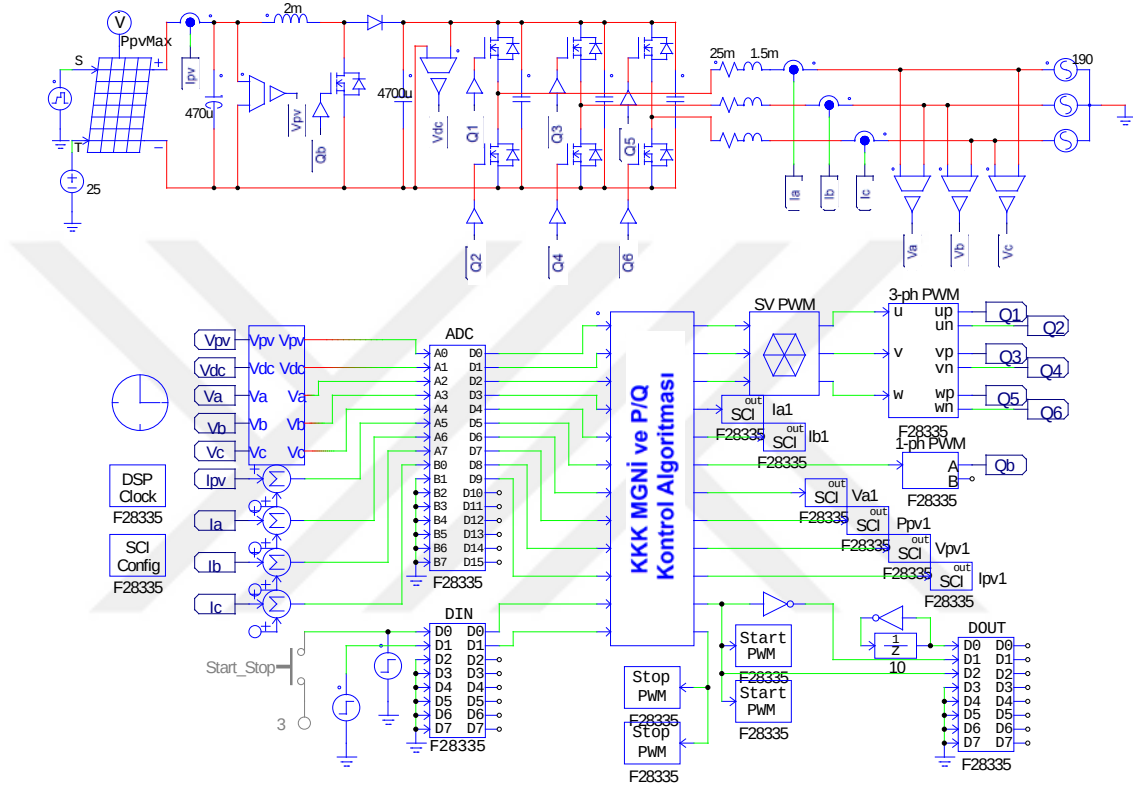
6.3.3. KKK Denetimli Benzetim Sonuçları

Bölüm 4’te de detaylı bir şekilde anlatılan KKK denetimli olarak tasarlanan sistemin blok şeması Şekil 6.21’de verilmiştir. Sistemde; enerji üretimi için FV paneller, “KKK denetimli MGNI”, şebekeye enerjinin aktarılması için “KKK denetimli 3 fazlı evirici” ile doğrudan güç kontrol algoritması bulunmaktadır [180].



Şekil 6.21. KKK denetimli sistemin blok şeması.

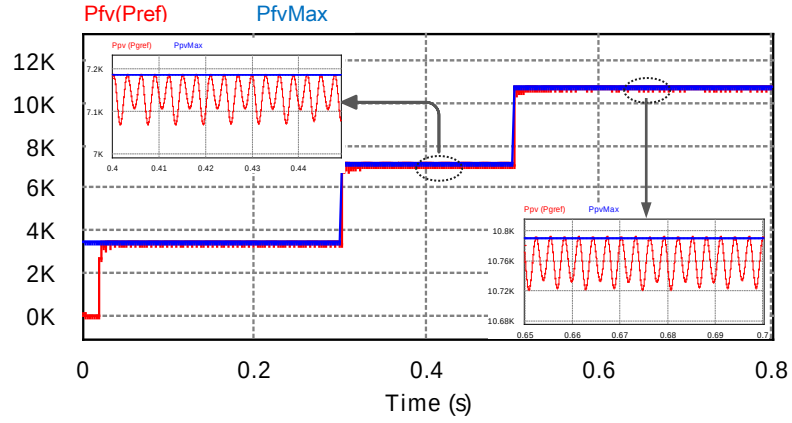
KKK tekniğinin performansını doğrulamak için benzetim çalışmaları yapılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre, geleneksel PI denetimli sistem ile karşılaştırma yapılmıştır. Benzetim adım süreleri 1 μ s olarak ayarlanmıştır. Anahtarlama frekansları 10 kHz, ölü zaman 2 μ s olacak şekilde ayarlanmıştır. Tasarlanan KKK denetimli sistemin PSIM şeması Şekil 6.22’de gösterilmiştir.



Şekil 6.22. KKK denetimli sistemin PSIM devre şeması.

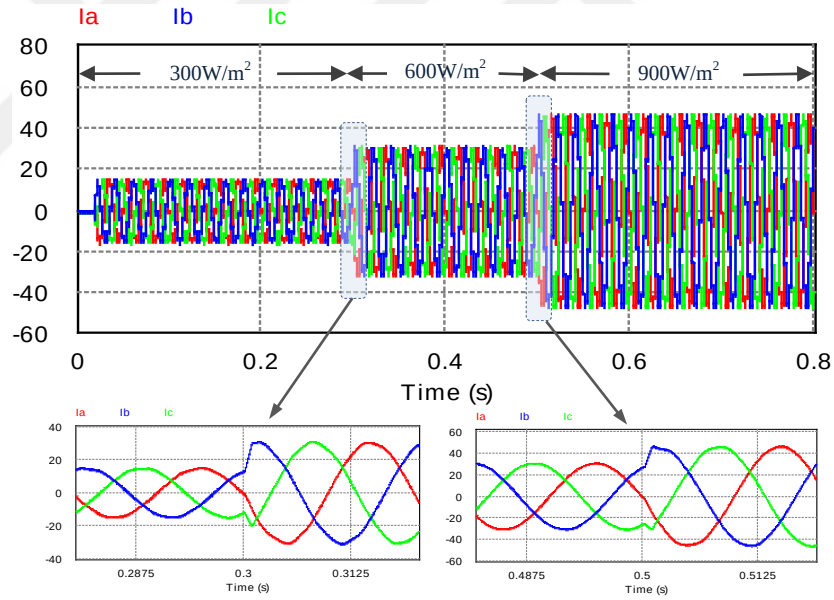
KKK denetimli sistem ile P&O MGNİ ve PI denetimli sistemin karşılaştırılması için aynı şartlar altında benzetim çalışmaları yapılmıştır. Şekil 6.23’te 300-600-900 W/m² güneş radyasyon seviyelerinde gerçekleştirilen güç takibi için benzetim sonuçları gösterilmektedir. Burada da yükseltici dönüştürücünün görev oranı % 10-70 arasında değişecek şekilde sınırlandırılmıştır.

KKK denetimli sistem ile de hızlı iklim değişiklikleri sırasında FV panellerinden elde edilen maksimum güç takibi verimli bir şekilde yapılmıştır. Üç fazlı evirici için Pref aktif güç referansı KKK tekniği ile MGNİ sonucu elde edilmektedir.



Şekil 6.23. KKK denetimli sistemin farklı radyasyonlarda güç takibi.

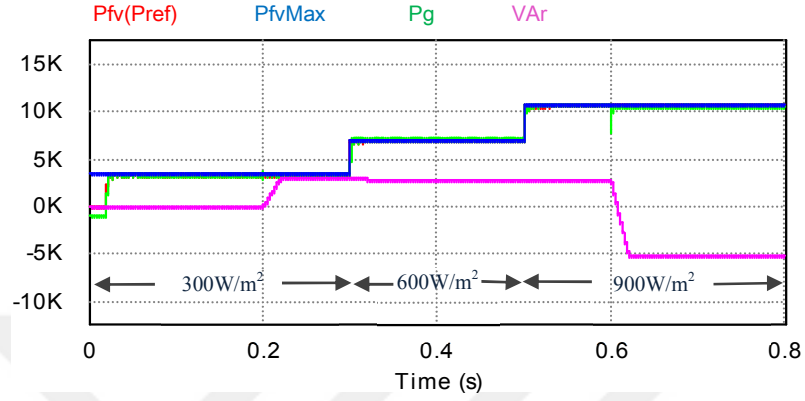
KKK denetimli sistem ile şebekeye aktarılan üç fazlı evirici akımlarının 300-600-900 W/m² güneş radyasyon seviyesindeki benzetim sonuçları ise Şekil 6.24'te görülmektedir.



Şekil 6.24. KKK denetimli sistemde üç fazlı şebeke akımları.

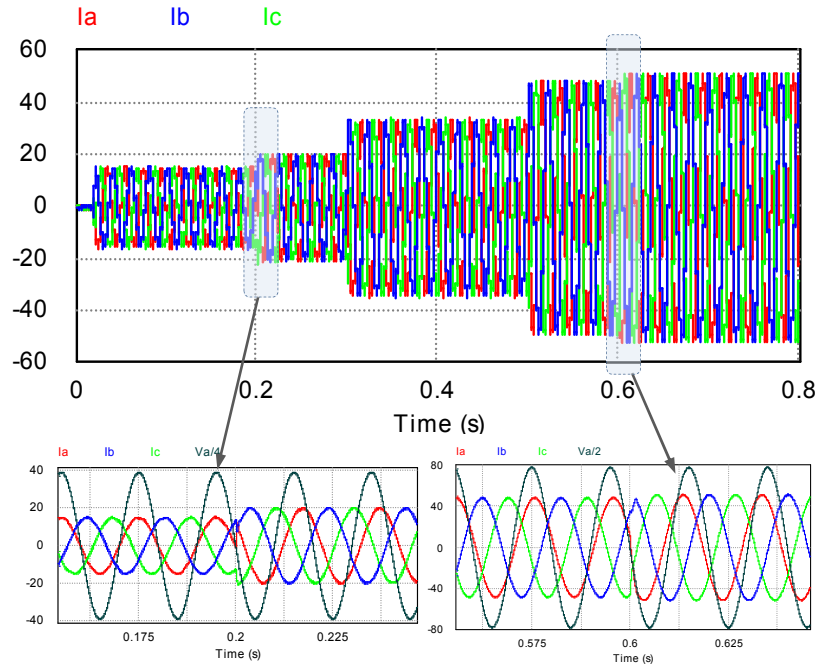
Şekil 6.24'ten de görüldüğü gibi, KKK tekniği ile anlık güç kontrolü doğrudan yapabildiği için, maksimum FV güç takibinde geleneksel PI denetleyiciye göre salınım daha az olmaktadır. Ayrıca anlık güç değişimlerinde KKK tekniği ile şebekeye aktarılan akım geçişleri Şekil 6.15'e göre daha dinamik olmaktadır.

Aktif ve reaktif güç testi senaryosunda da aynı zamanlarda aynı güneş radyasyonu ve reaktif güç değişimi komutları verilerek benzetim çalışmaları yapılmıştır. Farklı güç komutlarına göre KKK denetimli sistemin benzetim sonuçları Şekil 6.25'te verilmiştir.



Şekil 6.25. KKK denetimli sistemin farklı komutlarda güç takibi.

Her iki denetleyicinin de hem aktif hem reaktif güç geçiş cevapları birkaç milisaniye gibi kısa sürelerde gerçekleşmiştir. Fakat Şekil 6.26'da da verildiği gibi, sonuçlar gösteriyor ki Şekil 6.17'ye göre KKK denetimli doğrudan güç kontrolüne sahip sistemin güç değişimleri sırasında kararlı duruma gelme süresi daha kısadır.

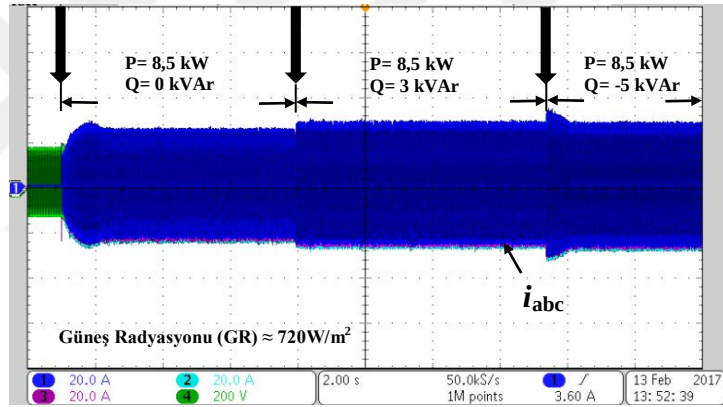


Şekil 6.26. KKK denetimli sistemde üç fazlı şebeke akımları ve geçişleri.

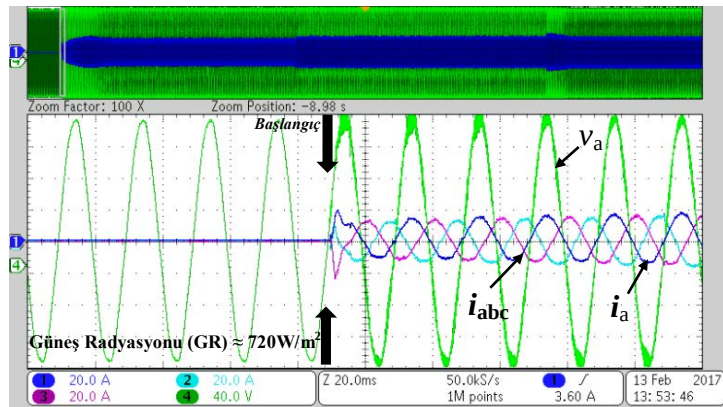
6.3.4. KKK Denetimli Uygulama Sonuçları

Tasarlanan KKK denetimli MGNİ ve şebekeye bağlantılı üç fazlı evirici TMS320F28335 DSP ile kontrol edilmiştir. Deneysel çalışmalar aynı deney düzeneği ve ekipmanlar kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Deneysel çalışma sonuçları 720 W/m^2 güneş radyasyonu seviyesinde elde edilmiştir. FV panellerden elde edilen yaklaşık 8,5 kW güç şebekeye aktarılmıştır.

Benzetim çalışmalarında olduğu gibi MGNİ gerçekleştirilirken gerektiğinde şebekeye reaktif güç desteği de sağlanmaktadır. FV panellerinin maksimum 8,5 kW güç aktarılırken 3 kVAr ve -5 kVAr reaktif güç komutu verildiğinde elde edilen sonuçlar Şekil 6.27’de görülmektedir.

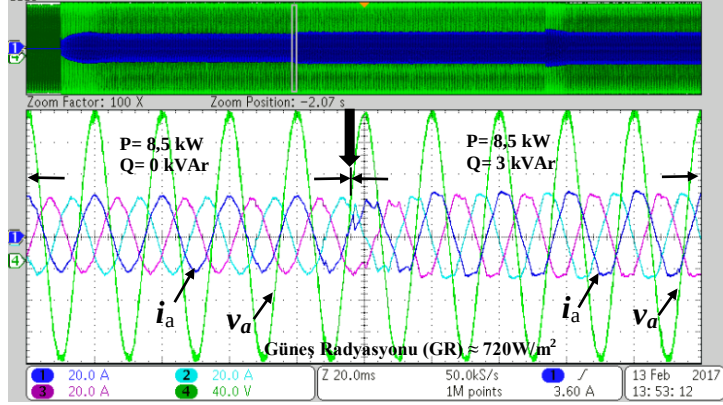


a) MGNİ ile aktif güç aktarılırken reaktif güç geçiş durumları

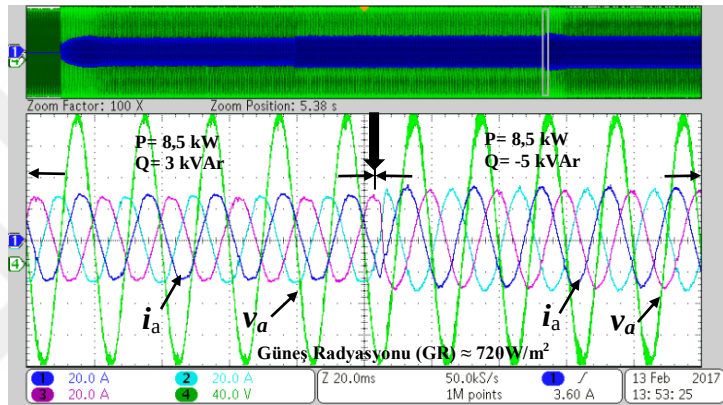


b) MGNİ başlangıcı

Şekil 6.27. Pref=8,5 kW, GR=720 W/m² için sistemin deneysel sonuçlar.



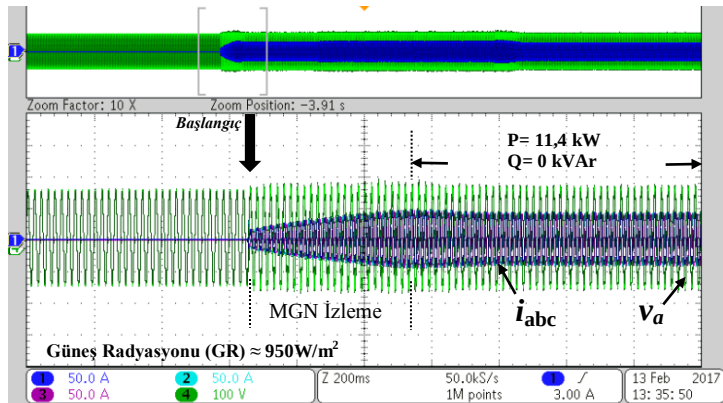
c) 3 kVAr reaktif güç komutuna verilen cevap



d) 3 kVAr reaktif güçten -5 kVAr reaktif güce geçiş

Şekil 6.27. (devam ediyor).

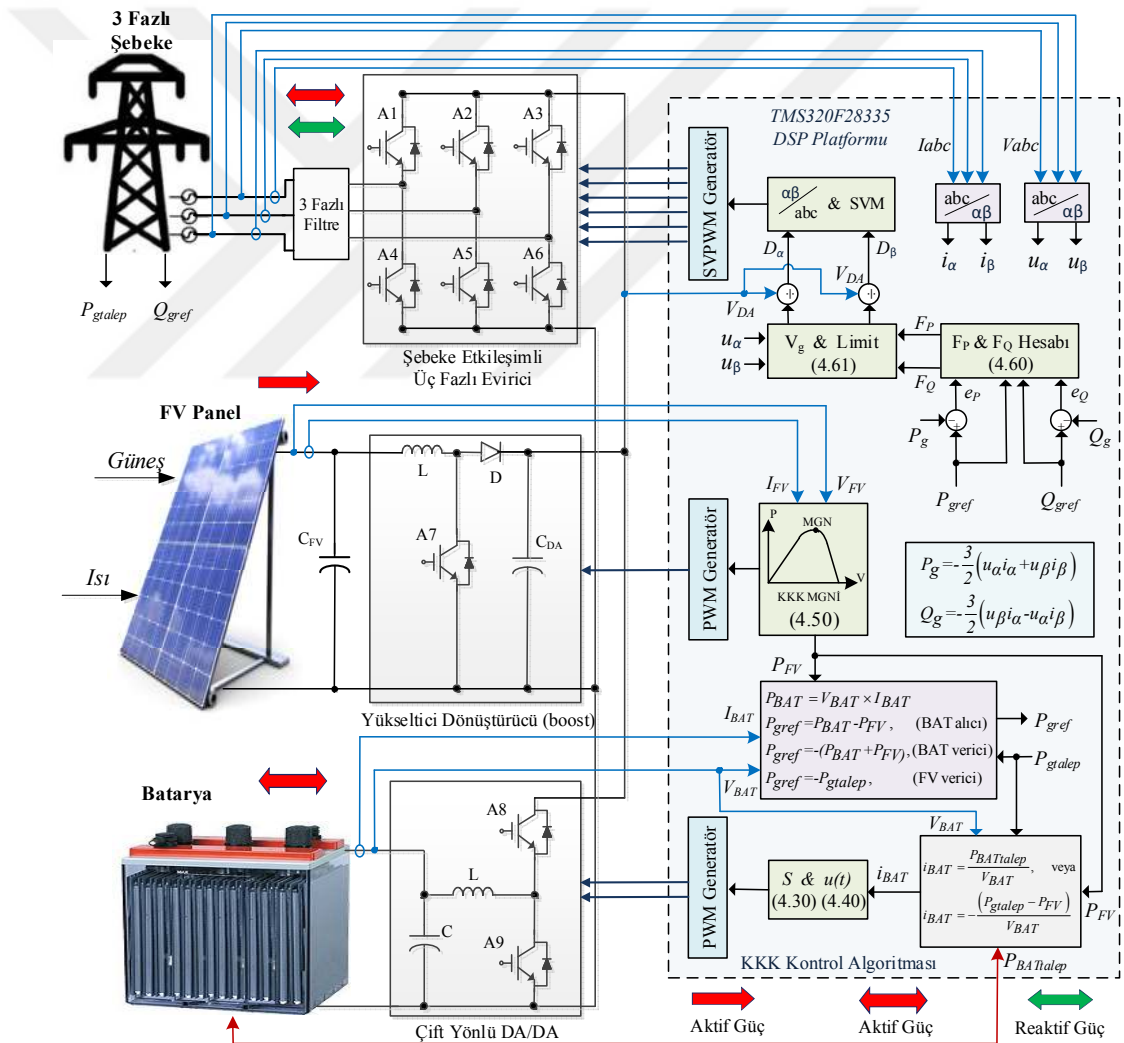
Yaklaşık 950 W/m^2 güneş radyasyonu seviyesinde de MGNI çalışması gerçekleştirilmiştir. Bu durumda FV panellerden yaklaşık 11,4 kW güç elde edilmiştir. Sonuçlar Şekil 6.28’de görülmektedir.



Şekil 6.28. Pref=11,4 kW, GR=950 W/m² için sistemin deneysel sonuçlar.

6.4. FV DESTEKLİ HIZLI ŞARJ SİSTEMİ

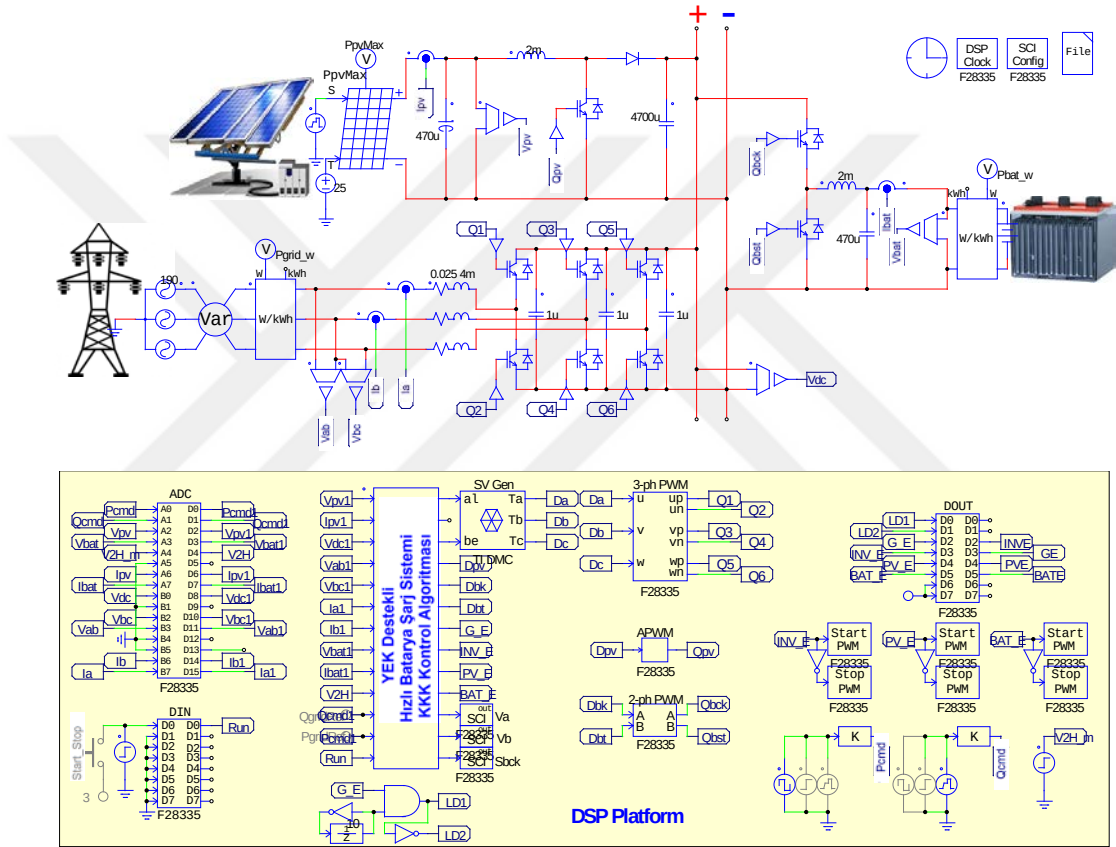
Tasarlanan yenilenebilir enerji destekli hızlı şarj sisteminin genel blok şeması Şekil 6.29’da verilmiştir. Sistemde; güneşten elektrik enerjisi üretimi için FV paneller, KKK tekniği ile MGNİ kontrol algoritması, şebekeye etkileşimli çift yönlü çalışabilen 3 fazlı evirici, KKK tekniği ile doğrudan güç kontrol algoritması, farklı gerilim standartlarında olabilen batarya, çift yönlü çalışabilen DA-DA dönüştürücüsü ve KKK tekniği ile şarj algoritması bulunmaktadır. Blok şemasından da görüldüğü gibi sistemdeki tüm güç dönüştürücülerini KKK tekniği kullanılarak kontrol edilmiştir.



Şekil 6.29. KKK kontrollü YEK destekli hızlı şarj sistemi blok şeması.

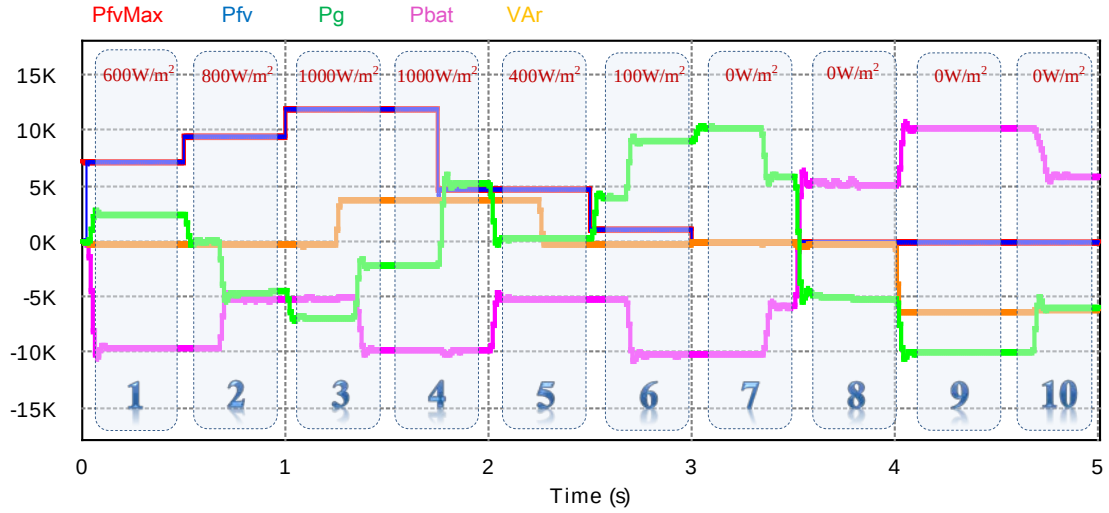
6.4.1. KKK Denetimli Hızlı Şarj Sistemi Benzetimi

Yenilenebilir enerji destekli hızlı şarj sisteminin benzetim çalışmaları PSIM yazılımı ile yapılmıştır. Sistemin PSIM ile benzetim şeması Şekil 6.30’da görülmektedir. Sistemdeki tüm güç dönüştürücülerinin kontrolü KKK tekniği kullanılarak yapılmıştır. Belirlenen durumlara ve şartlara göre gerekli modlara geçiş ise tasarlanan akıllı bir algoritma ile otomatik olarak yapılmıştır.



Şekil 6.30. KKK kontrollü YEK destekli hızlı şarj sistemi PSIM şeması.

Şarj sisteminin benzetim çalışmalarında oluşabilecek durumlar için farklı senaryolar gerçekleştirilmiştir. Buna göre bataryanın şarj işleminde FV panellerden elde edilen güç değişimi, bataryanın güç talebi değişimi, Şebekeye aktarılan gücün değişimi ve reaktif güç talebinin değişimi gibi durumlar, toplam 5 saniyelik benzetim çalışmasında incelenmiştir. Buna göre alınan sonuçlar Şekil 6.31’de görülmektedir.



Şekil 6.31. Hızlı şarj istasyonunun farklı durumlarda güç değişim sonuçları.

Çeşitli güneş radyasyonu, şarj, deşarj, aktif ve reaktif güç değerlerinde benzetim sonuçları on farklı durum için incelenmiştir. Burada, PfvMax ile gösterilen güç, FV panellerden elde edilebilecek maksimum gücü ifade etmektedir. Pfv ise, KKK tekniği ile MGNİ sonucu FV panellerden elde edilen gücü ifade etmektedir. Benzetim sonucuna göre geliştirilen MGNİ %99 verimlilikle çalışmaktadır. Dolayısıyla sonuçlarda PfvMax ile Pfv neredeyse aynı olduğundan çakışık olarak görülmektedir. Pg ile gösterilen güç, şebekeye aktarılan ya da şebekeden çekilen gücü ifade etmektedir. Pbat ise, bataryanın şarj gücünü ya da deşarj gücünü ifade etmektedir. VAr, şebekeye verilen reaktif güç desteği miktarını ifade etmektedir.

1. bölge: 600 W/m^2 güneş radyasyonu altında MGNİ ile FV panellerden yaklaşık 7 kW güç elde edilmektedir. Bataryadan ise şarj işlemi için 10 kW güç talep edilmektedir. Bu durumda gerekli 3 kW güç şebekeden karşılanmaktadır. Şebekeye reaktif güç desteği verilmediğinde, VAr olarak ifade edilen reaktif gücün sıfır olduğu görülmektedir.

2. bölge: Güneş radyasyonu 800 W/m^2 olmaktadır. MGNİ sonucu FV panellerden elde edilen güç yaklaşık 9,5 kW olmaktadır. Bu durumda, bataryadan şarj işlemi için 5 kW güç talep edilmektedir. Dolayısıyla, bir önceki durumda şebekeden güç çekilirken, tasarlanan yazılım sayesinde otomatik olarak güç aktarımı yön değiştirmiş ve üretilen güç talep edilenden daha fazla olduğundan aradaki fark olan 4,5 kW güç

şebekeye aktarılmıştır. Bu durumda da şebekeye herhangi bir reaktif güç desteği yapılmamaktadır.

3. bölge: Güneş radyasyonu test amacıyla aniden 1000 W/m^2 olarak değiştirilmiştir. Böylece FV panellerden maksimum güç olan yaklaşık 12 kW elde edilmektedir. Bataryadan şarj talebi ise hala 5 kW olduğundan arada 7 kW güç farkı oluşmaktadır. Bir önceki durumda şebekeye aktarılan 4,5 kW güç 7 kW olacak şekilde hızlı bir geçiş göstermektedir. Dolayısıyla, şebekeye aktarılan güçlerdeki değişimlerin de oldukça dinamik olması, MGNİ verimini de olumlu yönde etkilemektedir. Ayrıca şebekeden gelen 4 kVAr'lık reaktif güç desteğine de hızlı bir şekilde cevap verildiği görülmektedir.

4. bölge: Güneş radyasyonu 1000 W/m^2 ve FV panellerden yaklaşık 12 kW güç üretilirken, bataryadan 10 kW şarj gücü talep edecek şekilde ayarlanmıştır. Buna göre şebekeye 2 kW güç aktarıldığı görülmektedir. Güneş radyasyonu aniden 400 W/m^2 'ye düşürüldüğünde FV panellerden 4,5 kW güç elde edilmektedir. Bu durumda bataryanın talep ettiği 10 kW'lık gücün karşılanması için şebekeden 5,5 kW güç çekilmektedir. Sonuçlardan da görüldüğü gibi, şebekeye aktarılan güç yönü ve miktarı aniden değiştirilebilmektedir. Böylece bataryanın talep ettiği güç de kesintisiz olarak karşılanmaktadır. Bu işlemlerin yanında şebekeye verilen 4 kVAr'lık reaktif güç desteği de devam etmektedir.

5. bölge: 400 W/m^2 güneş radyasyonu altında FV panellerden MGNİ ile 4,5 kW güç elde edilmeye devam edilirken bataryadan 5 kW güç talebi gelmiştir. Buna göre aradaki 500 W'lık güç farkı da şebekeden başarı ile karşılanmaktadır. Böylece bataryanın küçük güç farklarında da talebi net olarak karşılanmıştır. Ayrıca reaktif güç desteği de kesilmiştir.

6. bölge: Güneş radyasyonu 100 W/m^2 olduğunda FV panellerden yaklaşık 1 kW güç üretilmektedir. Bataryadan ise 10 kW şarj gücü talebi gelmektedir. Dolayısıyla, FV panellerden üretilen gücün haricinde, gerekli 9 kW güç şebekeden çekilmektedir. Böylece, FV panellerden elde edilen gücün az olması durumunda da, şebekeden aktarılan gücün mümkün olduğunca az olması sağlanmaktadır.

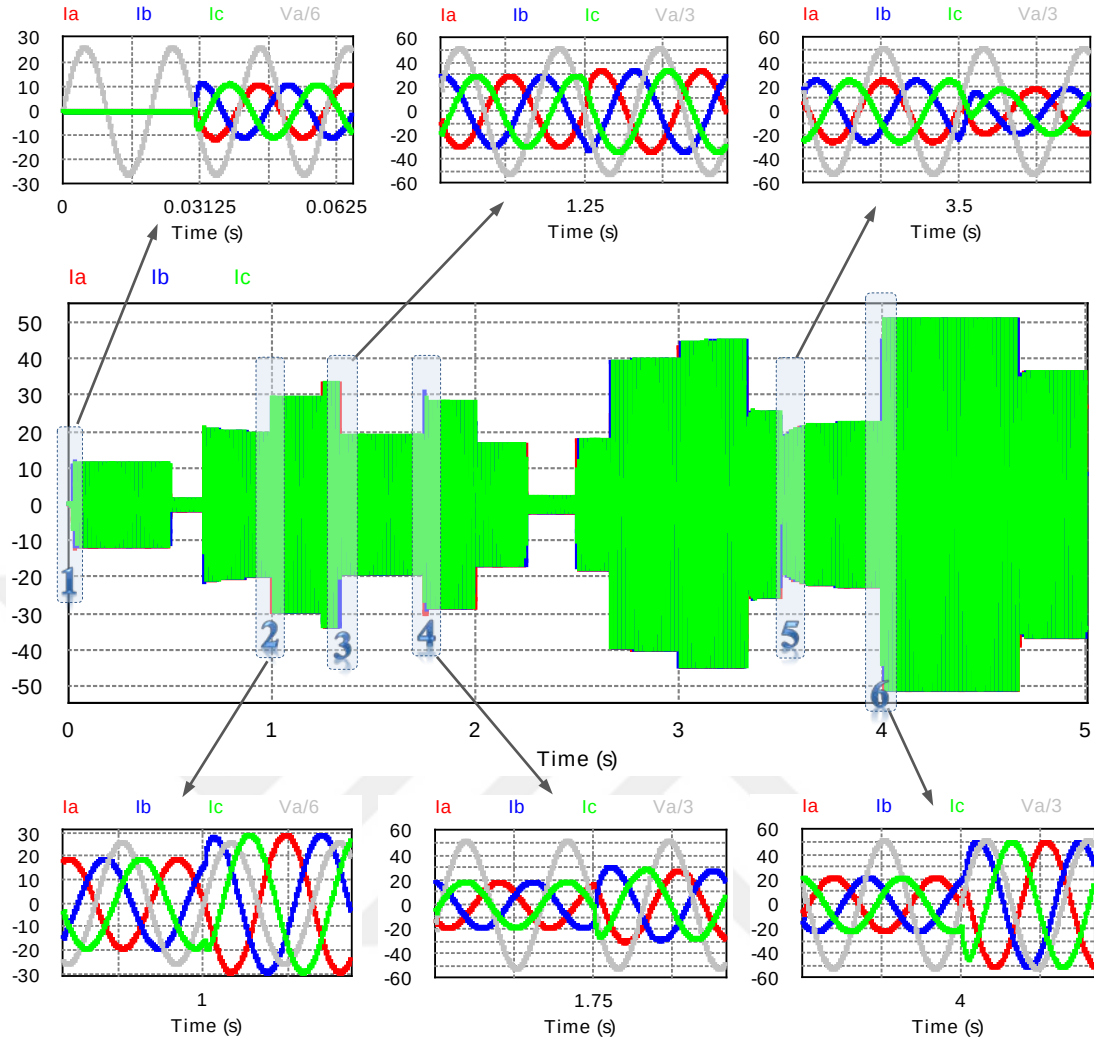
7. bölge: Güneş radyasyonunun sıfıra yakın olduğu durumlarda FV panellerden güç üretimi yapılamadığı görülmektedir. Bu durumda, bataryanın talep ettiği 10 kW gücün tamamı şebekeden karşılanmaktadır. Bu durum genellikle gece süresi boyunca bataryalardan şarj talebi geldiğinde gerçekleşmektedir.

8. bölge: FV panellerden güç üretiminin olmadığı durumda şebekeden enerji talebi geldiğinde bataryadaki enerjinin şebekeye aktarılabilirdiği görülmektedir. Bu durumda, bataryaya şebekeden 5 kW güç aktarılırken, aniden şebekeden 5 kW güç talebi gelmiştir. Böylece tasarlanan sistem ile bataryadaki enerji bir kesintisiz güç kaynağı gibi kullanılabilir.

9. bölge: Şebeke tarafından 10 kW güç talebi gelmekte ve bataryadan bu gücün karşılandığı görülmektedir. Ayrıca şebekeye -6 k VAr reaktif güç de başarılı bir şekilde sağlanmaktadır.

10. bölge: Şebekeye 6 kW güç bataryadan karşılanırken, aynı zamanda -6 kVAr reaktif güç de sağlanmaya devam etmektedir.

Benzetim sonuçlarına göre güç değişimleri oldukça hızlı olduğu görülmektedir. Buna göre şebeke akımlarının da oldukça hızlı şekilde kontrol edilmesi gerekmektedir. Tasarlanan sistemin farklı güçlerdeki şebeke akımları ise Şekil 6.32’de görülmektedir.



Şekil 6.32. Hızlı şarj sisteminin farklı güçlerdeki şebeke akımları.

Benzetim sonuçlarına göre farklı güç durumlarında akımın genliği ve gerilime göre faz açısının değiştiği görülebilmektedir. Bütün durumlar incelendiğinde; şebeke akımlarının, gerek aktif güç aktarımı sırasında, gerekse reaktif güç desteği sırasında, dinamik bir şekilde davranıp, tasarlanan KKK tekniği sayesinde taleplere oldukça hızlı cevap verebildiği görülmektedir. Ayrıca, hem başlangıç anında hem de akımların farklı taleplerdeki değerlere geçiş durumlarında, sıçramaların olmaması da tasarlanan denetleyicinin başarısını göstermektedir. Böylece güç anahtarlarının da zorlanmadan çalışabilmesi sağlanmıştır. Ayrıca benzetim sonuçlarına göre denetleyicinin izin verdiği en düşük şebeke akımlarında bile toplam harmonik bozulma (THD) %5'in altında kalmaktadır.

6.4.2. Çalışma Modlarının Belirlenmesi Ve Uygulama Sonuçları

Tasarlanan yenilenebilir enerji destekli hızlı şarj sisteminde enerji akışının kontrolü için farklı çalışma modları belirlenmiştir. Buradaki amaç, FV panellerden güç üretimi, şebekeden güç aktarımı, şebekeden gelen güç talebi, bataryanın güç talebi gibi durumlarda, tasarlanan sistem yazılımı ile enerji yönetiminin otomatik olarak yapılmasıdır. Buna göre sistemin çalışacağı altı mod belirlenmiştir. Bunlar;

MOD-1: Sistemdeki FV panellerin gücü sıfırdan büyük ve bataryanın talep ettiği güç FV panellerin ürettiği güçten düşük olduğu durumdur. Bu modda FV panellerdeki güç bataryaya aktarılırken kalan güç şebekeye aktarılmaktadır.

MOD-2: Sistemdeki FV panellerin gücü sıfırdan büyük ve bataryanın talep ettiği güç, FV panellerin ürettiği güçten büyük olduğu durumdur. Bu modda FV panellerdeki güç yetersiz olduğu için bataryanın talep ettiği gücü FV ve şebeke birlikte karşılamaktadır.

MOD-3: Sistemdeki FV panellerin gücü sıfıra eşit olduğunda (gece, FV arızası vb.) ve batarya şarj için güç talebinde bulunduğu oluşan durumdur. Bu modda FV panellerden üretilen güç sıfır olduğu için bataryanın talep ettiği güç doğrudan şebekeden karşılanmaktadır.

MOD-4: Sistemdeki FV panellerin gücü sıfırdan büyük ve batarya dolu olduğu ya da sistemde olmadığı için herhangi bir güç talep etmediğinde oluşan durumdur. Bu modda FV panellerdeki güç batarya dolu olduğundan ya da sistemde olmadığından doğrudan şebekeye aktarılmaktadır.

MOD-5: Sistemdeki FV panellerin gücü sıfır olduğu, şebekenin kesik olduğu ve sistemin kurulu olduğu binada enerji ihtiyacı olduğu durumdur. Bu modda bataryadan şebekeye talep miktarı kadar güç aktarılmaktadır.

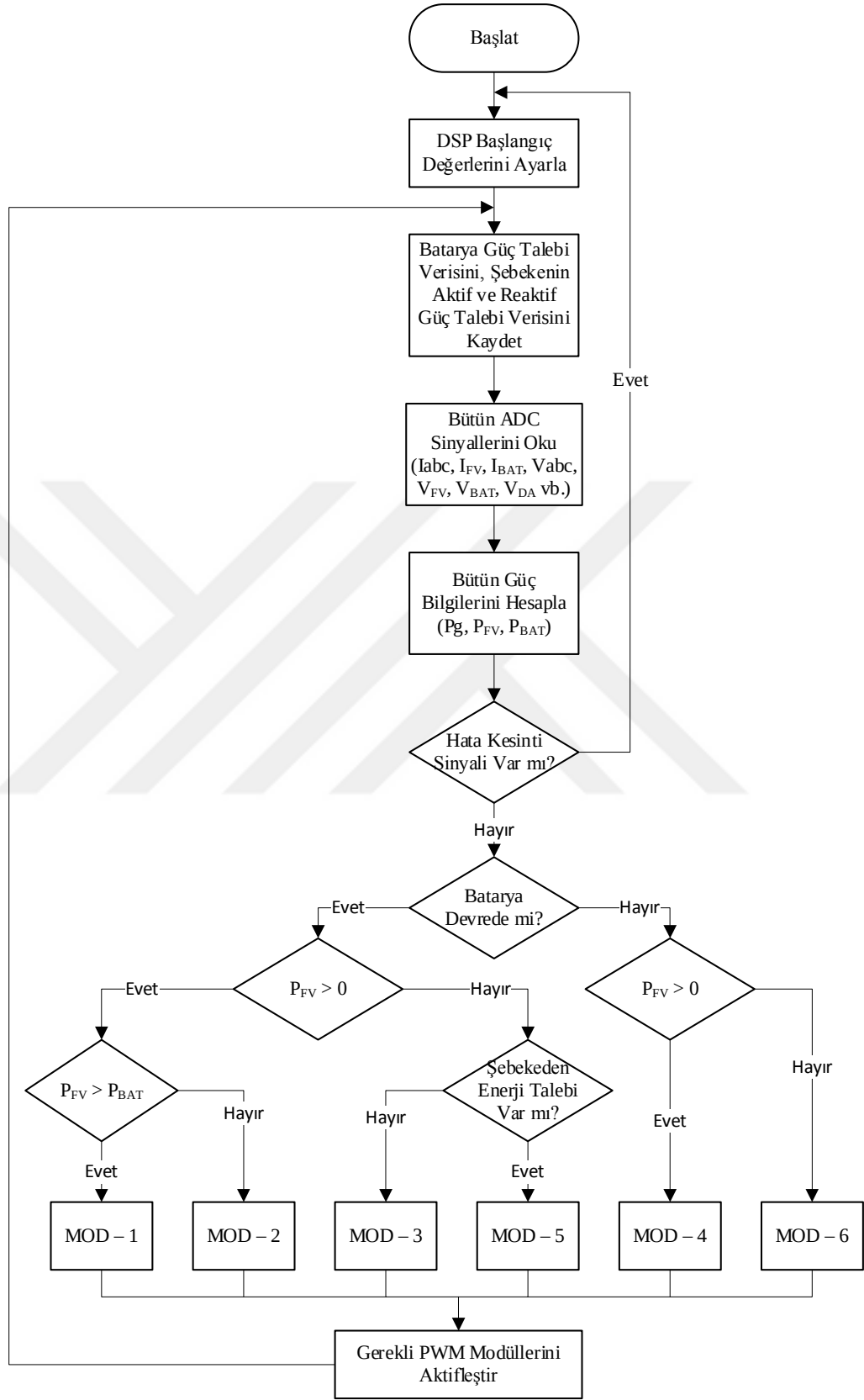
MOD-6: Diğer 5 modun herhangi birini sağlayacak durumlar oluşmadığı durumda aktif olmaktadır. Bu modda sistemde bulunan tüm üniteler devre dışıdır ve sistem

beklemededir. Diğer 5 modun herhangi biri için uygun koşullar oluştuğunda sistem ilgili modda tekrar devreye girmektedir.

Belirlenen modların daha iyi anlaşılması için koşul ve durumlara göre düzenlenmiş hali Çizelge 6.2’de görsel olarak verilmiştir. Ayrıca Şekil 6.33’te tasarlanan KKK denetimli YEK destekli hızlı şarj sisteminin akış diyagramı verilmiştir.

Çizelge 6.2. Tasarlanan sistemin çalışma modları.

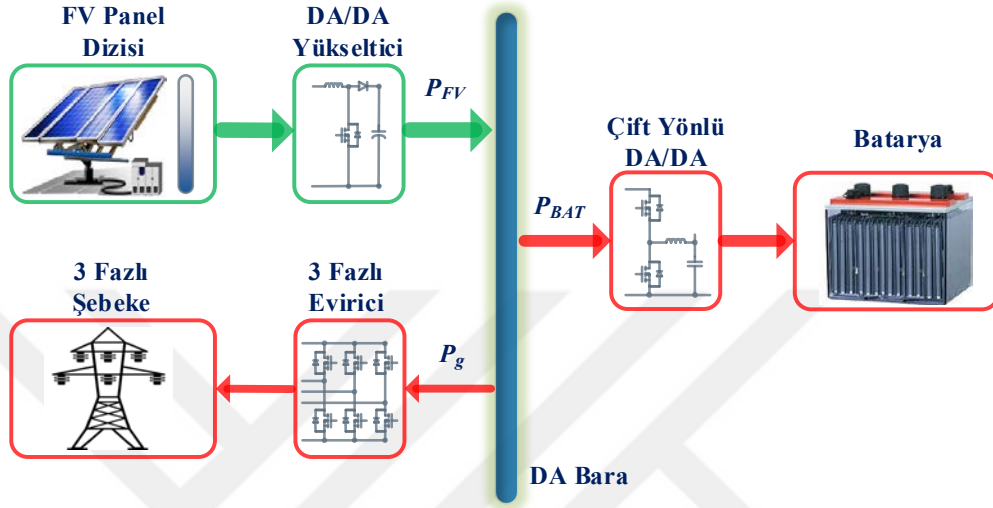
MOD	Koşul		Durumlar	
	Batarya	FV Panel	Şebeke	
MOD-1	 Devrede	 Yeterli	 Devrede (Alıcı)	
MOD-2	 Devrede	 Yetersiz	 Devrede (Verici)	
MOD-3	 Devrede	 Devre Dışı (0)	 Devrede (Verici)	
MOD-4	 Devre Dışı	 Yeterli	 Devrede (Alıcı)	
MOD-5	 Devrede	 Devre Dışı (0)	 Devrede (Alıcı)	
MOD-6	 Devre Dışı	 Devre Dışı (0)	 Devre Dışı	



Şekil 6.33. Tasarlanan sistemin akış diyagramı.

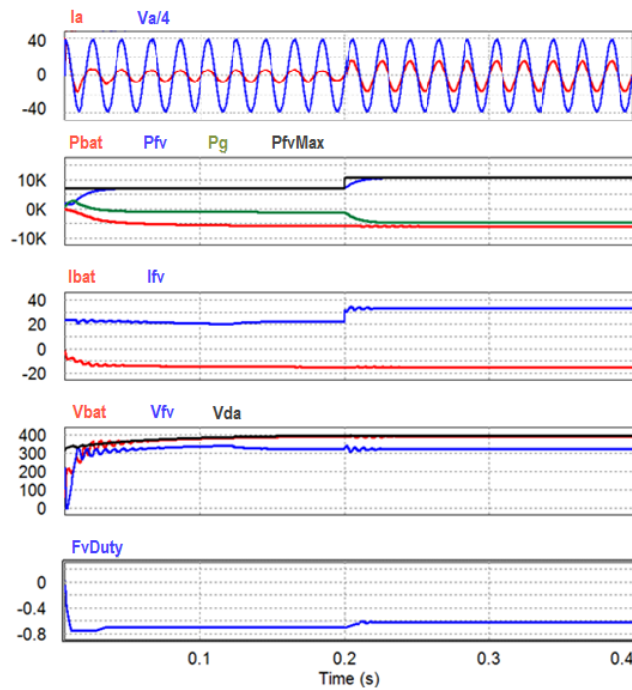
6.4.2.1. MOD – 1

Şekil 6.34’te MOD – 1’in blok şeması verilmektedir. FV gücü bataryayı şarj etmekte, fazlası ise şebekeye aktarılmaktadır.



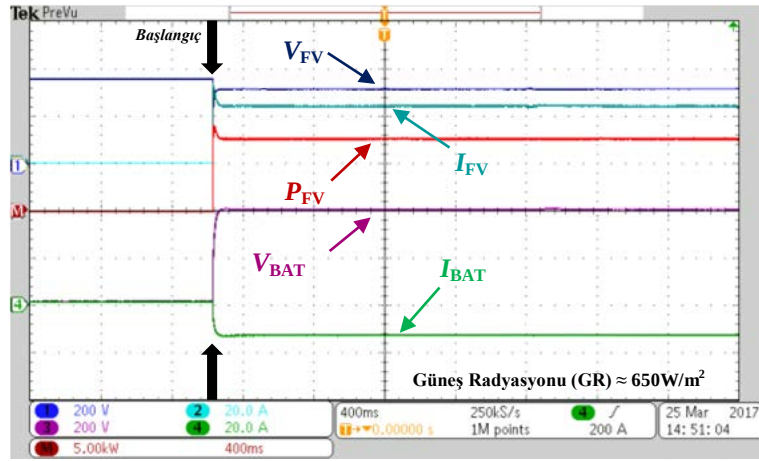
Şekil 6.34. MOD – 1 (BAT: Devrede, Boş; FV: Yeterli; Şebeke: Alıcı).

MOD – 1 için yapılan benzetim çalışması sonuçları Şekil 6. 35’te verilmiştir.



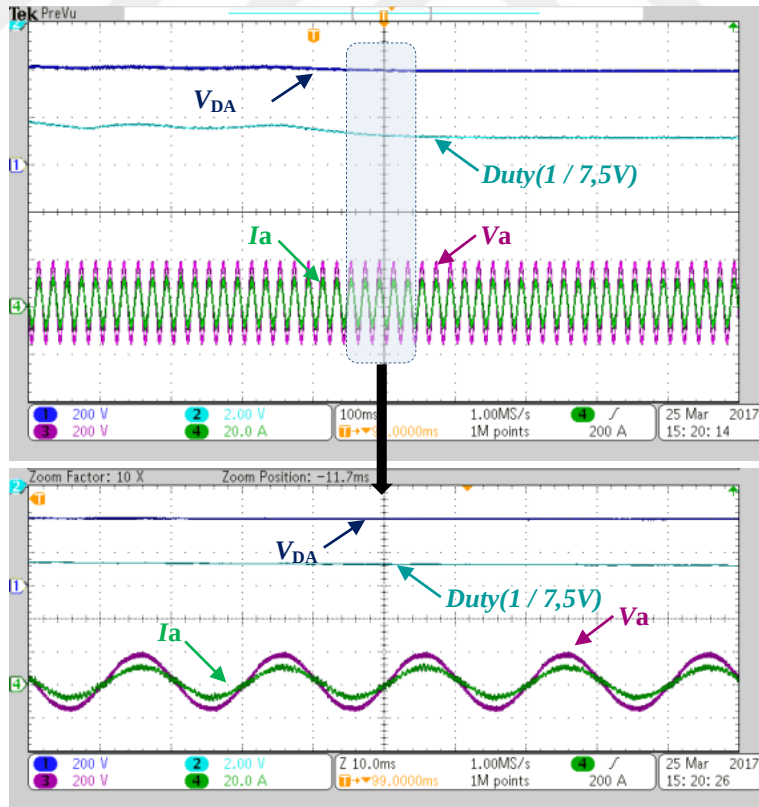
Şekil 6.35. MOD – 1 çalışma durumu benzetim sonuçları.

MOD – 1 için yapılan deneysel çalışma sonuçları ise Şekil 6.36’da verilmiştir.



Şekil 6.36. MOD – 1; FV’nin ve bataryanın gerilimi, akımı ve FV gücü.

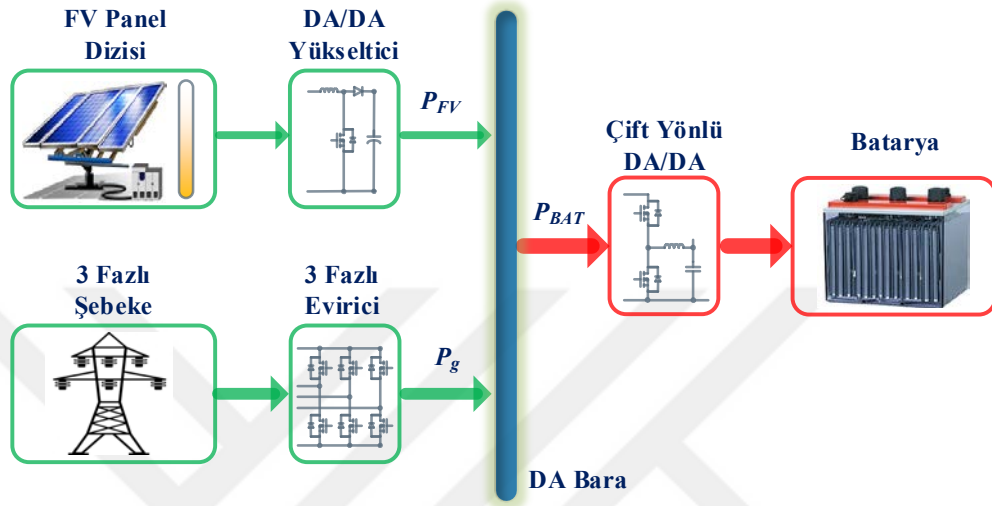
Şekil 6.37’de ise sistem MOD – 1 durumunda çalışırken DA bara gerilimi, MGNİ sırasında duty değişimi, şebeke gerilimi ve akımındaki değişimler görülmektedir.



Şekil 6.37. MOD – 1; DA bara gerilimi, Duty, şebeke gerilimi ve akımı.

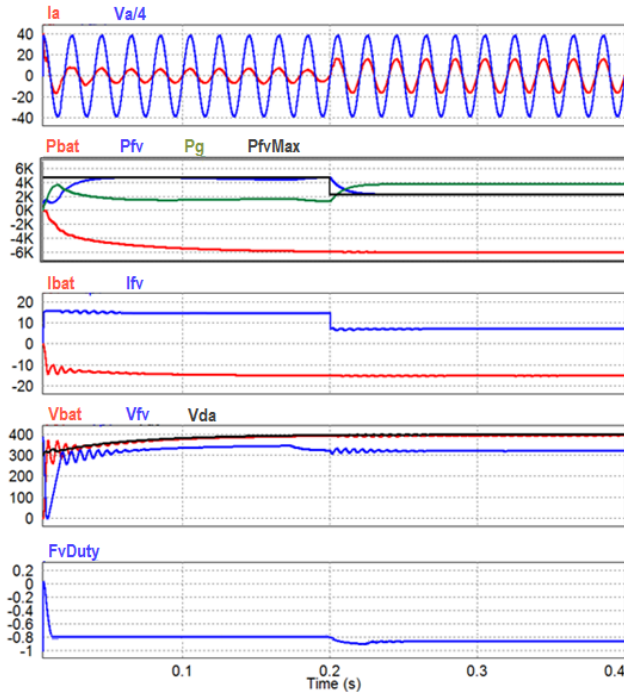
6.4.2.2. MOD – 2

Şekil 6.38’de MOD – 2’nin blok şeması verilmektedir. FV gücü bataryayı şarj etmekte, kalan güç şebekeden çekilmektedir.



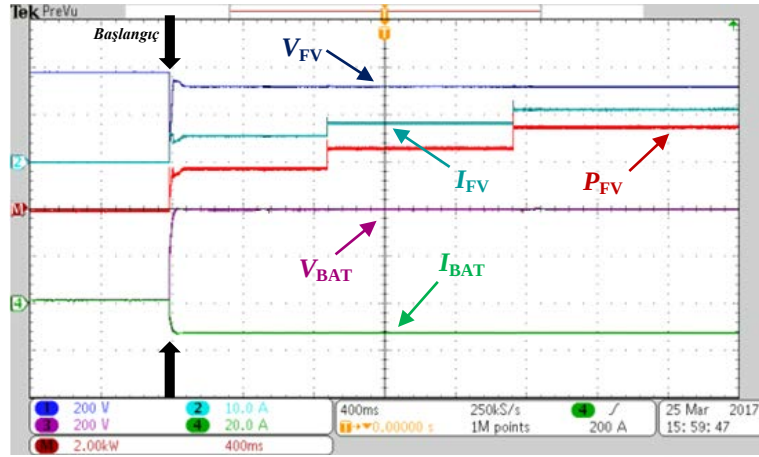
Şekil 6.38. MOD – 2 (BAT: Devrede, Boş; FV: Yetersiz; Şebeke: Verici).

MOD – 2 için yapılan benzetim çalışması sonuçları Şekil 6.39’da verilmiştir.



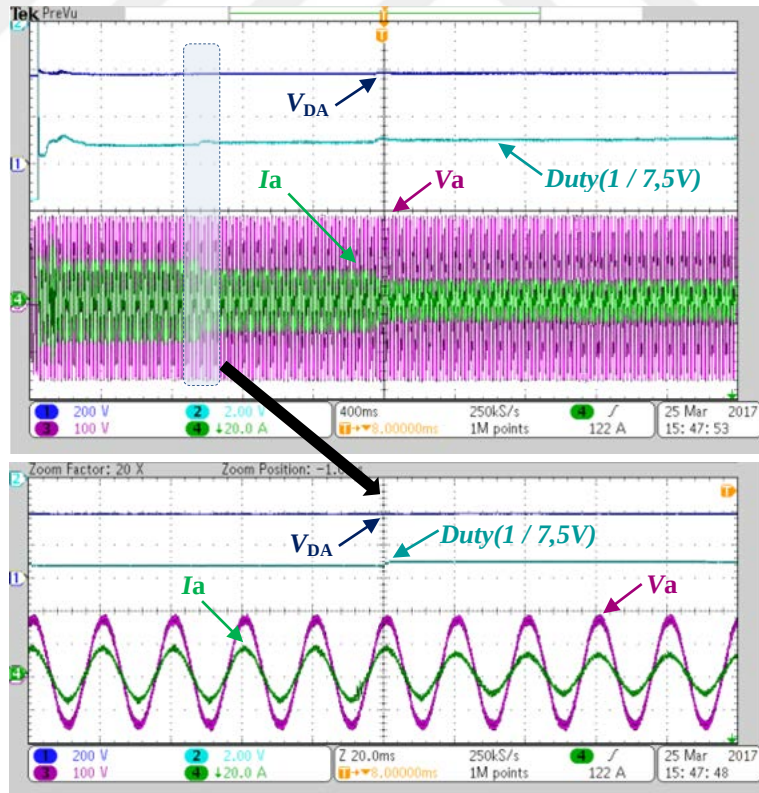
Şekil 6.39. MOD – 2 çalışma durumu benzetim sonuçları.

MOD – 2 için yapılan deneysel çalışma sonuçları ise Şekil 6.40'ta verilmiştir.



Şekil 6.40. MOD – 2; FV'nin ve bataryanın gerilimi, akımı ve FV gücü.

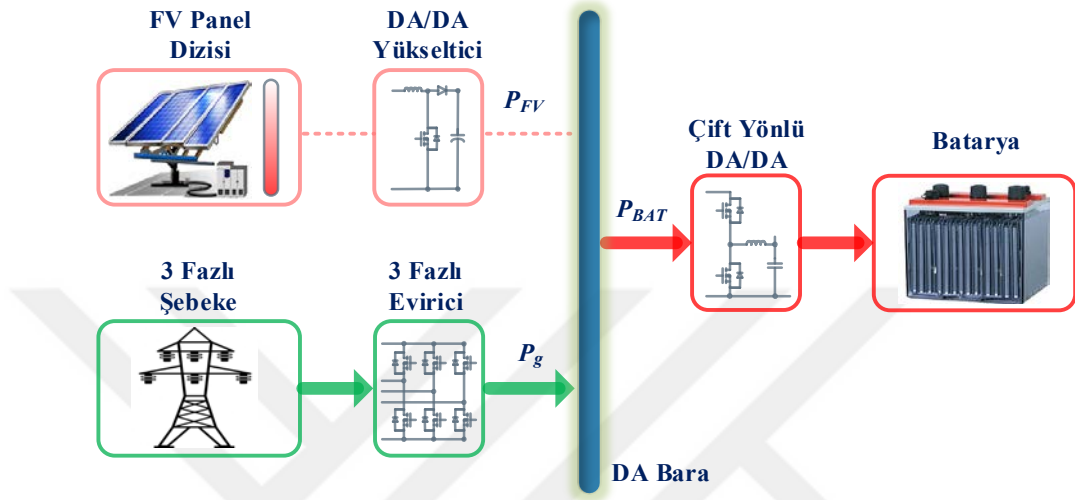
Şekil 6.41'de ise sistem MOD – 2 durumunda çalışırken DA bara gerilimi, MGNİ sırasında duty değişimi, şebeke gerilimi ve akımındaki değişimler görülmektedir.



Şekil 6.41. MOD – 2; DA bara gerilimi, Duty, şebeke gerilimi ve akımı.

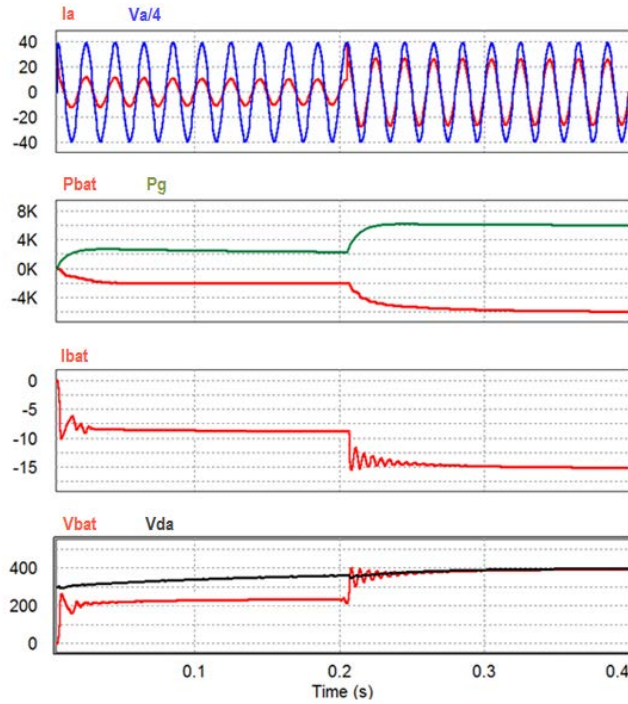
6.4.2.3. MOD – 3

Şekil 6.42’de MOD – 3’ün blok şeması verilmektedir. FV panellerden güç elde edilemediğinde, bataryanın talep ettiği güç şebekeden karşılanmaktadır.



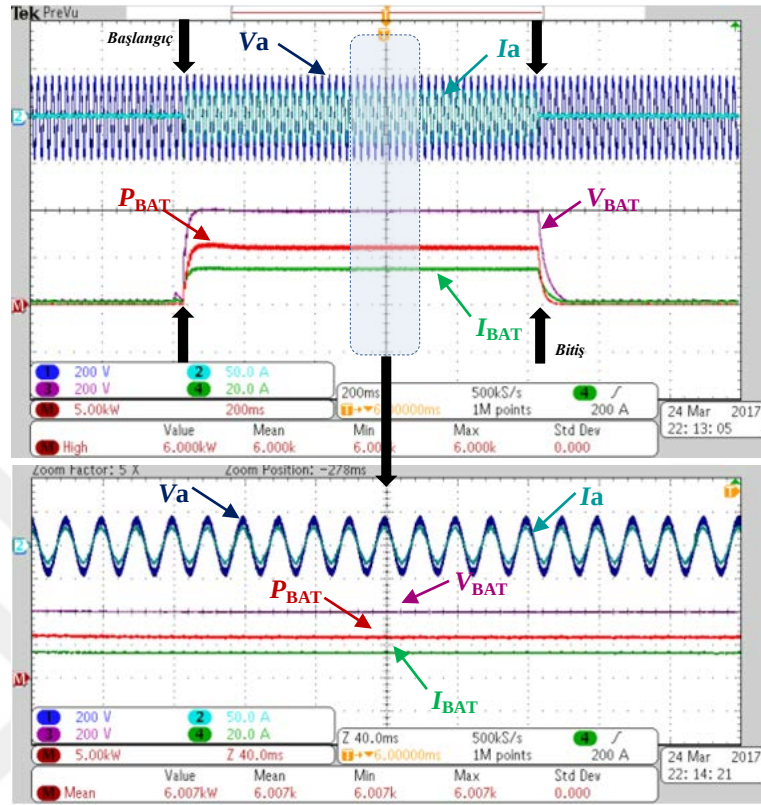
Şekil 6.42. MOD – 3 (BAT: Devrede, Boş; FV: Devre Dışı; Şebeke: Verici).

MOD – 3 için yapılan benzetim çalışması sonuçları Şekil 6.43’te verilmiştir.



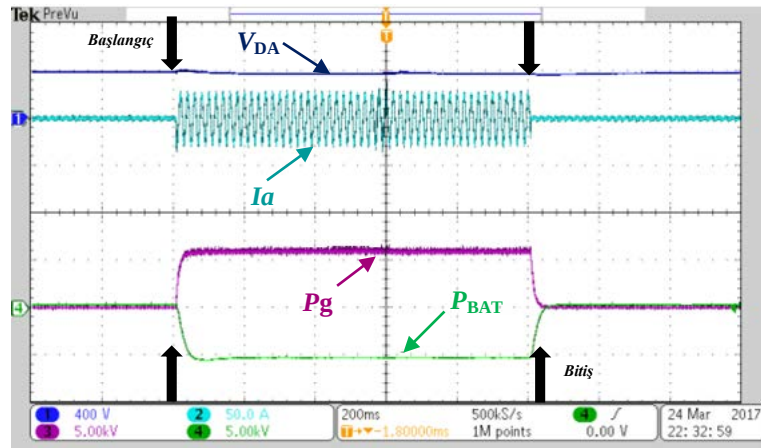
Şekil 6.43. MOD – 3 çalışma durumu benzetim sonuçları.

MOD – 3 için yapılan deneysel çalışma sonuçları ise Şekil 6.44'te verilmiştir.



Şekil 6.44. MOD – 3; Şebekenin ve bataryanın gerilimi, akımı ve gücü.

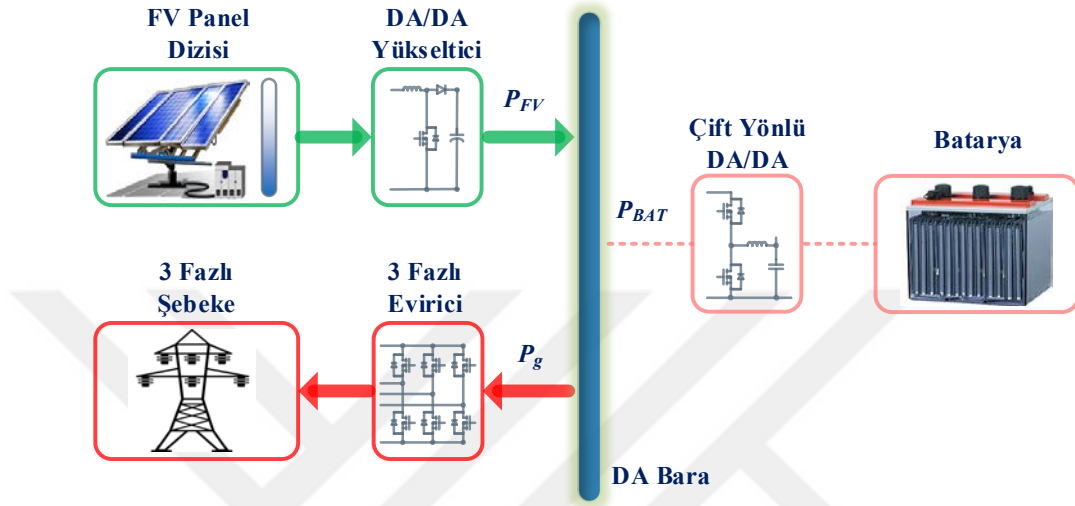
Şekil 6.45'te ise sistem MOD – 3 durumunda çalışırken DA bara gerilimi, şebeke akımı, şebeke gücü ve bataryanın güç değişimleri görülmektedir.



Şekil 6.45. MOD – 3; DA bara gerilimi, şebeke akımı, şebeke gücü ve batarya gücü.

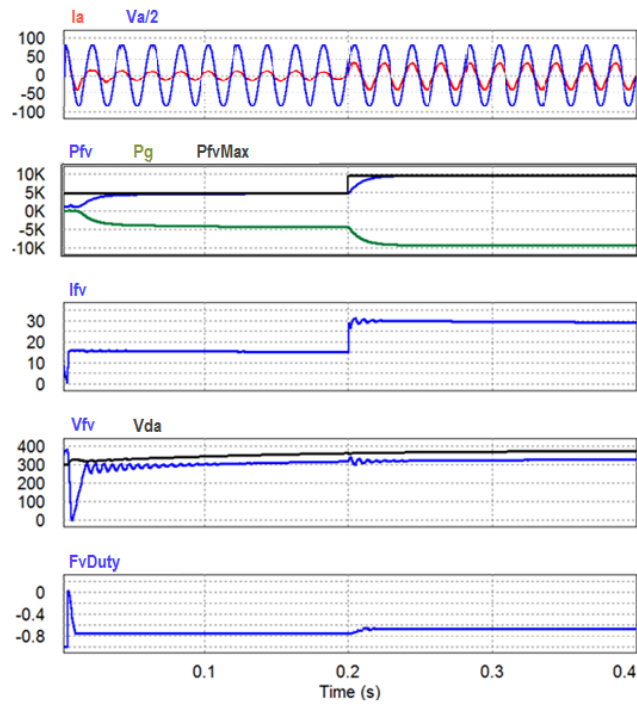
6.4.2.4. MOD – 4

Şekil 6.46'da MOD – 4'ün blok şeması verilmektedir. Sistemdeki batarya dolu olduğu ya da sistemde olmadığı için FV gücü doğrudan şebekeye aktarılmaktadır.



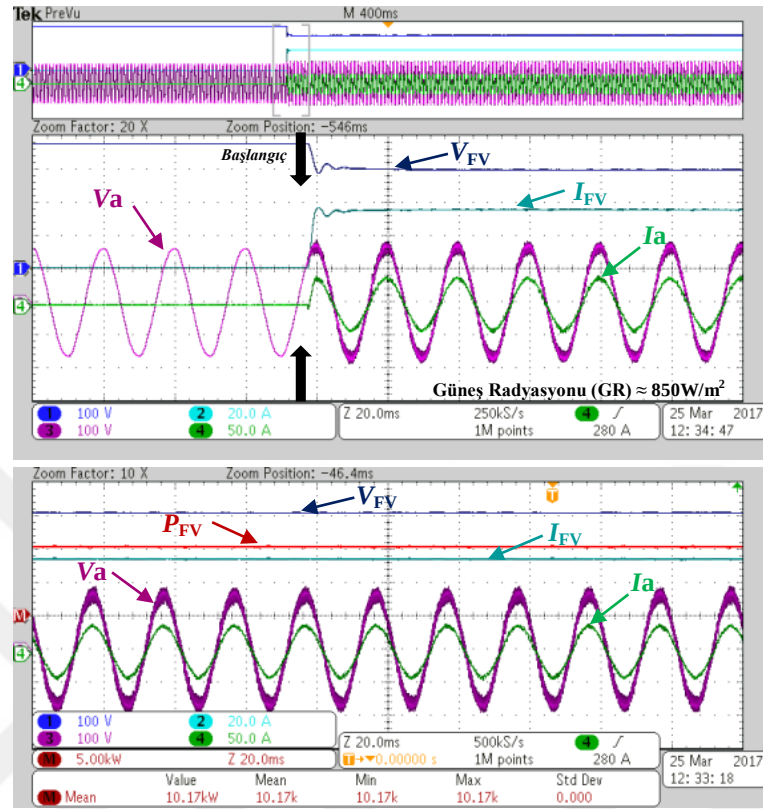
Şekil 6.46. MOD – 4 (BAT: Dolu, Devre Dışı; FV: Yeterli; Şebeke: Alıcı).

MOD – 4 için yapılan benzetim çalışması sonuçları Şekil 6.47'de verilmiştir.



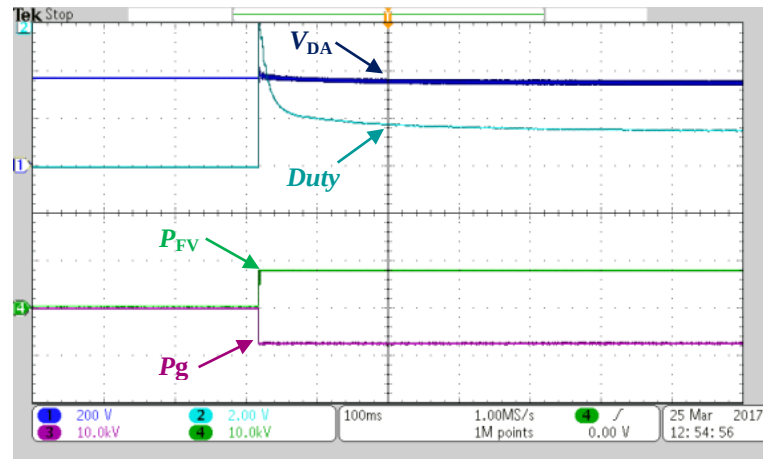
Şekil 6.47. MOD – 4 çalışma durumu benzetim sonuçları.

MOD – 4 için yapılan deneysel çalışma sonuçları ise Şekil 6.48’de verilmiştir.



Şekil 6.48. MOD – 4; Şebekenin ve FV’nin gerilimi, akımı ve FV gücü.

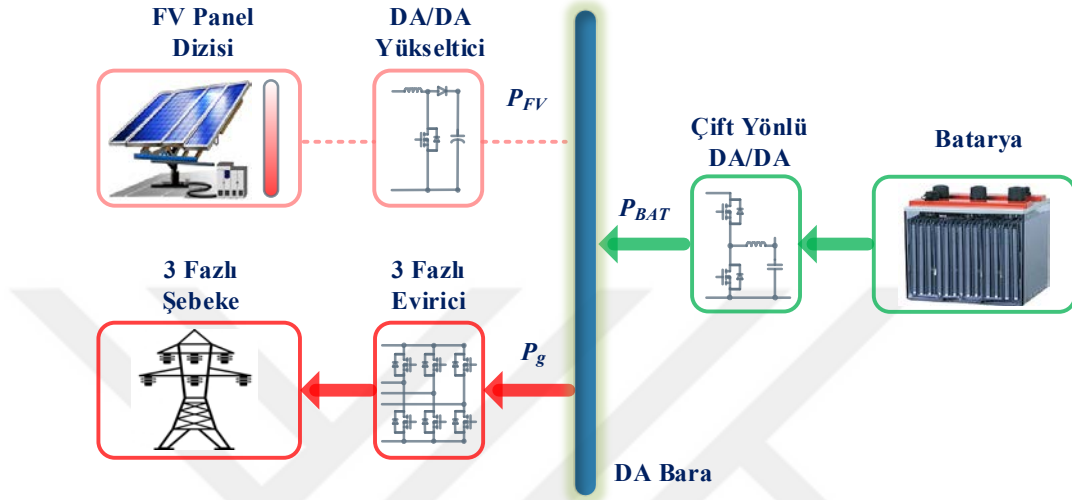
Sistem MOD – 4 durumunda çalışırken DA bara gerilimi, duty, FV panel gücü ve şebeke gücü değişimleri Şekil 6.49’da görülmektedir. Burada da deneysel sonuçlar göstermektedir ki FV’nın gücü ile şebekenin gücü tam olarak eşit çıkmaktadır.



Şekil 6.49. MOD – 4; DA bara gerilimi, Duty, FV gücü ve şebeke gücü.

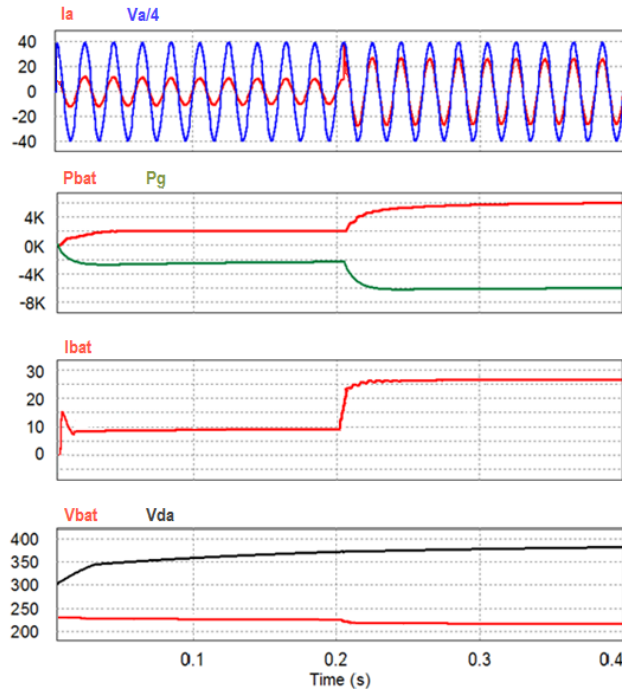
6.4.2.5. MOD – 5

Şekil 6.50’de MOD – 5’in blok şeması verilmektedir. Sistemin kurulu olduğu binanın enerji ihtiyacı olduğunda bataryadaki güç şebekeye aktarılmaktadır.



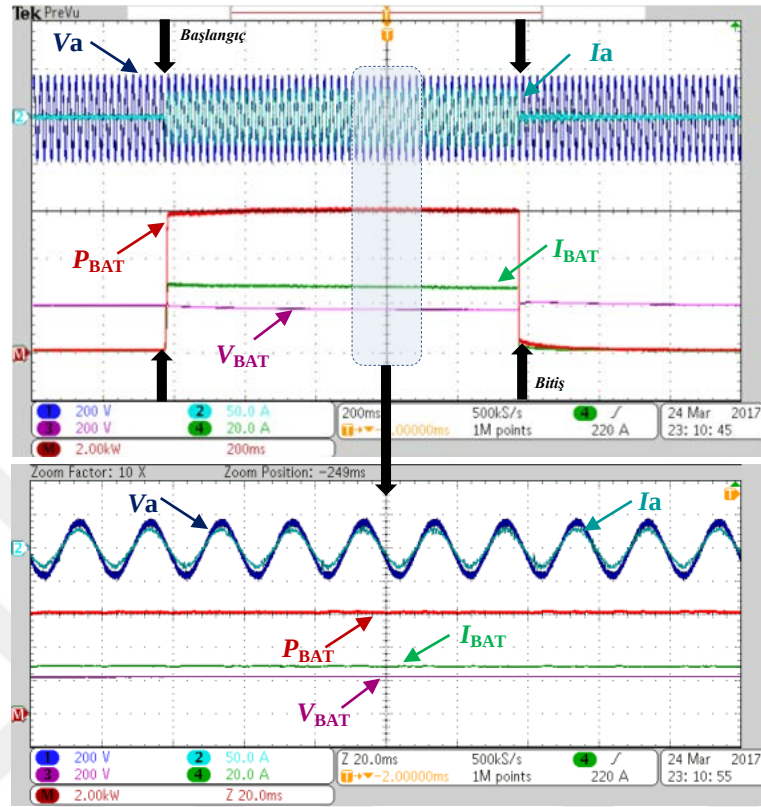
Şekil 6.50. MOD – 5 (BAT: Devrede, Dolu; FV: Devre Dışı; Şebeke: Alıcı).

MOD – 5 için yapılan benzetim çalışması sonuçları Şekil 6.51’de verilmiştir.



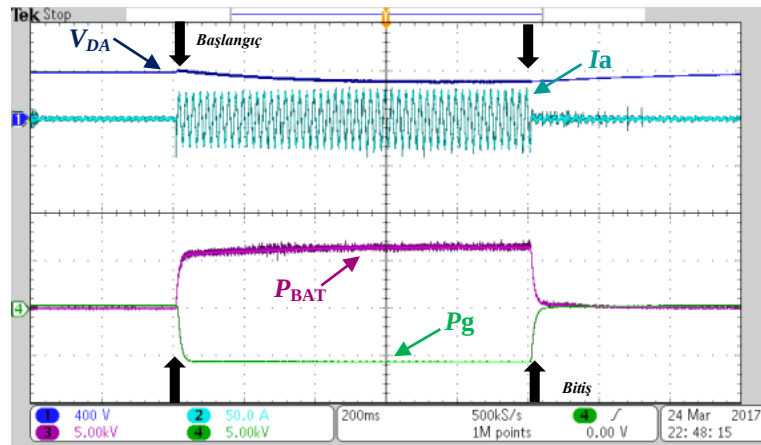
Şekil 6.51. MOD – 5 çalışma durumu benzetim sonuçları.

MOD – 5 için yapılan deneysel çalışma sonuçları ise Şekil 6.52’de verilmiştir.



Şekil 6.52. MOD – 5; şebeke akımı ve gerilimi, batarya gerilimi, akımı ve gücü.

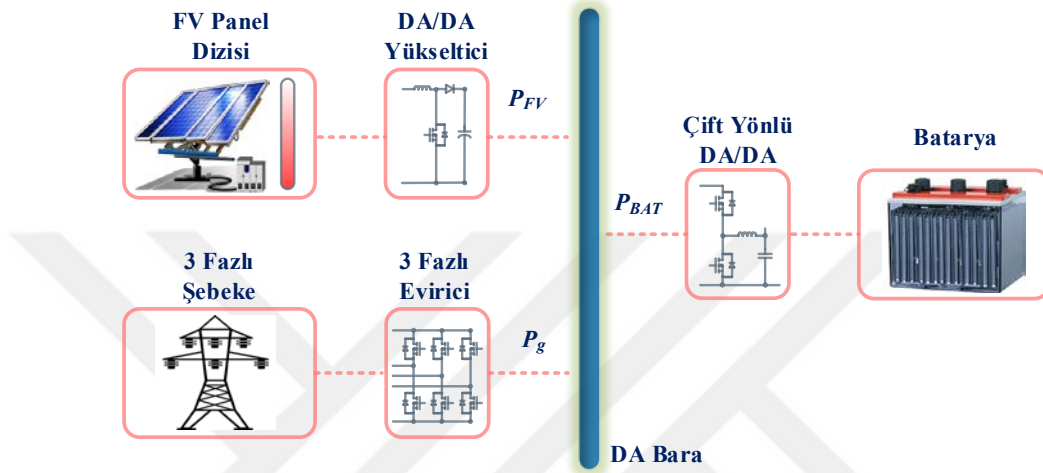
Şekil 6.53’te ise sistem MOD – 5 durumunda çalışırken DA bara gerilimi, şebeke akımı, şebeke gücü ve EA güç değişimleri görülmektedir. Burada da yapılan deney sonucu bataryanın gücü ile şebekenin gücü eşit çıktığı görülmektedir.



Şekil 6.53. MOD – 5; DA bara gerilimi, şebeke akımı ve gücü, batarya gücü.

6.4.2.6. MOD – 6

Şekil 6.54'te MOD – 6'nın blok şeması verilmektedir. Sistem diğer beş moddan herhangi birinde çalışmakta iken, işleyişi engelleyecek beklenmedik bir durum meydana geldiğinde, sistem MOD – 6 (Bekleme) durumunda çalışmaktadır.



Şekil 6.54. MOD – 6 (BAT: Devre Dışı; FV: Devre Dışı; Şebeke: Devre Dışı).

MOD – 6'da sisteme bağlı bulunan tüm üniteler, zarar görmelerini engellemek adına kapatılmaktadır. Diğer beş moddan herhangi birinin koşulları sağlanıncaya kadar sistem bu modda çalışmaya devam etmektedir. İlk beş moddan herhangi biri için uygun koşullar oluştuğunda doğrudan ilgili moda otomatik olarak geçilmektedir.

6.5. KKK İLE PI SONUÇLARININ KARŞILAŞTIRILMASI

KKK denetimli sistem ile P&O MGNİ ve PI denetimli sistemin karşılaştırılması için aynı şartlar altında benzetim ve uygulama çalışmaları yapılmıştır. KKK tekniği ile anlık güç kontrolü doğrudan yapabildiği için, maksimum FV güç takibinde geleneksel PI denetleyiciye göre salınım daha az olmaktadır. Dolayısıyla PI denetleyicinin takip verimi %98 olurken KKK tekniği ile maksimum gücün takip verimi %99 olmaktadır.

Sistemde kullanılan güç dönüştürücülerinin kontrolü de geliştirilen KKK tekniği ve geleneksel PI denetleyici kullanılarak yapılmıştır. Denetleyicilerin performansları

kıyaslandığında, her iki denetleyicinin de hem aktif hem reaktif güç geçiş cevapları birkaç milisaniye gibi kısa sürelerde gerçekleşmiştir. Fakat tasarlanan KKK tekniğı ile doğrudan güç kontrolü yapıldığından sistemin güç değışimleri sırasında kararlı duruma gelme süresi daha kısadır. Ayrıca güç değışimleri sırasında KKK tekniğı ile yapılan kontrolde şebeke akımlarında oluşan sıçramalar PI denetleyiciye göre çok daha az olmaktadır.

Tasarlanan KKK tekniğı Bölüm 4.1’de de belirtilen doyma fonksiyonu kullanılarak çatırdama seviyesi çok düşük olacak şekilde optimize edilmiştir. Böylece şebeke akımlarının çatırdamalardan etkilenmesi en aza indirgenmiştir. Ayrıca anahtarlama sonucu oluşan yüksek frekanslı harmonikleri filtrelemek için Bölüm 5.2’de de tasarım aşamaları verilen filtre bobinleri kullanılmaktadır. Böylece akımların toplam harmonik bozulmaları (THD) %5’in altında kalması sağlanmıştır. Fakat geleneksel PI denetleyici ile yapılan çalışmalarda daha küçük değerli filtre bobini kullanarak aynı THD değeri sağlanabilmektedir.

Tasarlanan KKK tekniğinde sabit referans düzlemi kullanıldığından, PI denetleyicisi için gerekli olan şebeke geriliminin açısai bilgilerine gereksinim duyulmamaktadır. Dolayısıyla PLL algoritması kullanılmamakta ve DSP işlemcisinin işlem yükü azaltılmaktadır. Böylece, işlemci hafızası daha verimli şekilde kullanılarak, güç aktarımı durumlarına göre otomatik mod geçişleri daha hızlı ve daha güvenli olması sağlanmıştır.

BÖLÜM 7

SONUÇLAR

Ülkemizde gün geçtikçe artan enerji talebinin karşılanması için fosil yakıtların yetersiz kalacağı bilinmektedir. Bu durum yenilenebilir enerji kaynaklarına yönelimi kaçınılmaz hale getirmektedir. Özellikle güneş enerjisi öncelikli tercihlerdendir. Dolayısıyla batarya şarj sistemlerinde yapılacak bir geliştirme ile ihtiyaç duyulan enerjinin sadece şebekeden değil, güneş enerjisi gibi YEK'lerden temin edilmesi sağlanabilir. Ayrıca bataryalardaki enerji, çift yönlü güç aktarım imkânı sunan topolojiler kullanılarak geliştirilen şarj sistemleri sayesinde, şebekeye gerekli durumlarda enerji takviyesi yapabilmektedir.

Bu tez çalışmasında, YEK'leri kullanarak hızlı şarj kabiliyetine sahip, EA gibi batarya gruplarının da şarj işlemini yapabilecek şarj sistemi tasarımı ve uygulaması yapılmıştır. Tasarlanan şarj sistemi, IEC komisyonunun 61851 ve 62196 standartlarındaki “Seviye 3” olarak adlandırılan 15 kW ve üzerindeki hızlı şarj istasyonu sınıfındadır. Ayrıca YEK desteği yanında, güç dönüştürücülerinin çift yönlü çalışacak şekilde tasarımıyla gerekli durumlarda şebekenin aktif ve reaktif güç gereksinimleri de karşılanmaktadır.

Tasarlanan hızlı şarj sistemi ile bataryaların şarj edilmesi sırasında enerji dağıtım sisteminde oluşacak olumsuz etkilerin giderilmesine ve güç kalitesini bozacak etkilerin azaltılmasına yönelik, güç devreleri ve denetleyici de geliştirilmiştir. Bu amaçla, doğrusal olmayan şebeke etkileşimli üç fazlı evirici ve onun kontrolü için dış bozuculara ve parametre değişimlerine karşı dayanıklı, çatırdama yapmayan KKK denetleyicisi tasarlanmıştır. Denetleyicinin performansı geleneksel PI denetleyici ile kıyaslanmıştır. Buna göre tasarlanan KKK'nın geleneksel PI denetleyiciye göre cevap süresinin daha hızlı olduğu ve değişimlere karşı daha dinamik bir yapıya sahip olduğu görülmüştür.

Sistemde kullanılan DA-DA güç dönüştürücülerinin kontrolü de geliştirilen KKK tekniği ile yapılmıştır. Bunun yanında, FV panellerin çıkış gücünün mümkün olabilen en yüksek seviyede olabilmesi amacıyla kullanılan MGNİ algoritması da KKK tekniği ile kontrol edilmiştir. KKK tekniği ile MGNİ kontrolünün tasarımı zor olduğundan literatürde oldukça nadir rastlanmaktadır. Bu çalışmada özellikle tercih edilmesinin sebebi yaklaşık %99 takip verimi ile çalıştırılabilmesidir. Kontrol için gerekli ADC örnekleme frekansı 10 kHz olarak belirlenmiştir. Ayrıca güç dönüştürücülerinin anahtarlama frekansı da 10 kHz olarak belirlenmiştir.

Güç dönüştürücülerinin ve kontrol algoritmalarının benzetim çalışmaları PSIM 10.0 yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. Ayrıca yazılımın sunduğu gömülü kod üretme imkânı ile işlemciye yüklenecek kontrol algoritması kodları üretilmiştir. Böylece özel kontrol koşulları gerçekleştirilebilmiş ve oldukça hassas kontrol yapılabilmiştir. Uygulama çalışmalarında Texas Instrument firmasının ürettiği TMS320F28335 sayısal sinyal işlemcisi kullanılmıştır.

Hızlı şarj istasyonları üç fazlı alternatif gerilim seviyesini yüksek akım ve gerilim değerinde DA'ya çevirmek suretiyle EA bataryalarını yüksek güçte şarj edebilmektedir. Batarya teknolojilerindeki gelişme ile EA bataryalarının daha yüksek güç seviyesinde ve daha kısa sürede şarj edebilme imkânı doğmuştur. Günümüzde, 15-100 kW gücünde ve 100-600 V doğru gerilim aralığında çalışan IEC, CHAdeMO ve CCS (Combined Charging System) standartlarını kullanan hızlı şarj istasyonları mevcuttur. Bu hızlı şarj istasyonlarının çoğu şebekeden araca (Grid to Vehicle-G2V) tek yönlü güç aktaran topolojileri kullanmaktadır. Bu tez çalışmasında ise EA bataryası şarj edilmesi durumuna göre, hem şebekeden araca hem de araçtan şebekeye (Vehicle to Grid -V2G) çift yönlü güç aktarım imkânı sunan topoloji kullanılarak şebekenin güç ihtiyaçları da karşılanmaktadır.

Batarya sistemlerinin ve EA'ların önümüzdeki yıllarda daha fazla yaygınlaşacağı tahmin edildiğinden şarj istasyonlarının geliştirilmesi, araç şebeke entegrasyonu ve enerji yönetim sistemi teknolojilerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu nedenle, binlerce EA'nın aynı anda şebeke entegrasyonu ve bu EA'ların bataryalarında çok büyük oranda enerji depolandığı düşünüldüğünde, bu tez çalışmasında yapılan V2G destekli

uygulamaların ekonomi ve enerji güvenliği açısından önemi ortaya çıkmaktadır. Ayrıca V2G destekli uygulamalarda, güç kalitesinin fonksiyonu olan reaktif güç kompanzasyonu (endüktif ve kapasitif) ve güç katsayısı düzeltimi gibi şebekenin ihtiyaçları da karşılanmaktadır.

Bu tez çalışmasında, YEK destekli hızlı şarj sistemindeki enerji akışının kontrolü için farklı çalışma modları belirlenmiştir. Böylece, FV panellerden güç üretimi, şebekeden güç aktarımı, şebekeden gelen güç talebi, bataryanın güç talebi gibi durumlarda, tasarlanan sistem yazılımı ile enerji yönetimi otomatik olarak yapılabilmektedir. Bu amaçla sistemin çalışabileceği toplam altı mod tasarlanmıştır. Böylece bir akıllı mikro şebeke yapısı oluşturulmakta ve şebeke etkileşimli veya ada modu çalışma durumunda ve geçişler sırasında optimizasyon sağlanmaktadır. Ayrıca gelecekte akıllı şebeke yapılarına doğru gidileceği düşünüldüğünde, çalışmanın önemi bir kat daha artmaktadır.

Yapılan literatür taramasında, YEK destekli KKK kontrollü hızlı şarj uygulaması içeren çalışmaya rastlanmamıştır. Bu tez çalışmasında gerçekleştirilen yenilenebilir enerji destekli hızlı şarj sisteminin sahip olduğu kontrol tekniği, güç sistemi topolojisi ve bu topolojinin sağladığı avantajlarla literatüre önemli katkı sağlayacaktır. Ayrıca gerçekleştirilen tez çalışması endüstriyel bir ürün haline gelebilecek şekilde tasarlanmıştır.

Bu tez çalışmasında öne çıkan bazı sonuçlar aşağıdaki gibi sıralanabilir;

- ✓ Sistemin gereksinimlerine uygun seçilen 12 kW'lık FV panellerin kurulumu, Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi Elektrikli Araç Şarj İstasyonu çatısına uygun açıda olacak şekilde yapılmıştır.
- ✓ FV panellerden maksimum güç elde etmek için yükseltici dönüştürücü tasarlanmış ve kontrolü için KKK algoritması geliştirilmiştir.
- ✓ Bataryanın hızlı şarjı için çift yönlü DA/DA dönüştürücü tasarımı yapılmış ve kontrolü için KKK algoritması geliştirilmiştir.

- ✓ Çift yönlü çalışabilen şebeke etkileşimli üç fazlı evirici tasarımı yapılmış ve kontrolü için KKK tekniği ile doğrudan güç kontrol algoritması geliştirilmiştir.
- ✓ Sistemin güç dönüştürücülerinin kontrolünde kullanılan KKK tekniği geleneksel PI denetleyici ile karşılaştırılarak benzetim ve uygulama sonuçları sunulmuştur.
- ✓ IGBT'lerin ve sürücülerinin çalışma koşulları analiz edilerek güvenli çalışma ortamı belirlenmiş, uygun kontrol kartları ve soğutucular tasarlanmıştır.
- ✓ DSP tabanlı ana denetim kartları, akım/gerilim ölçüm kartları ve sinyal düzenleyici kartlar tasarlanmış ve optimize edilerek deneysel çalışmalar yapılmıştır.
- ✓ Sistemin denetiminde kullanılacak çalışma modları belirlenerek benzetim ve deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir.
- ✓ Tasarlanan sistemin güç yönetim algoritması geliştirilerek benzetim çalışmaları ve deneysel çalışmalar yapılmıştır.
- ✓ Sistemin, ticari bir ürüne dönüştürülebilecek şekilde, modüler yapıda prototipi gerçekleştirilmiştir.

Bundan sonraki çalışmalarda FV desteğinin yanında ultra-kapasitör gibi depolama sistemleri de kullanılarak DA bara desteklenebilir. Ayrıca, rüzgâr enerjisine ve yakıt hücrelerine her geçen gün artan ilgi sebebiyle, bunların da hızlı şarj sistemine eklenebilir ve MGNİ yapabilir şekilde tasarlanmasında fayda vardır. Bunun yanında, kontrol tekniğinde de yapay sinir ağları veya genetik algoritma gibi adaptif kontrol teknikleri kullanılarak performans analizi yapılabilir.

KAYNAKLAR

1. European Council, “2030 Climate and Energy Policy Framework - Conclusions”, **Conclusions on 2030 Climate and Energy Policy Framework**, Brussels, (2014).
2. Kallas, S., “Roadmap to a single European transport area towards a competitive and resource efficient transport system”, **European Comission**, Belgium, (2011).
3. Bose, B. K., “Global warming: Energy, environmental pollution, and the impact of power electronics”, **IEEE Industrial Electronics Magazine**, 4 (1): 6-17 (2010).
4. Türkay, Y. and Acar, H. İ., “A solar domestic hot water system simulation study in Sivas, Turkey”, **Politeknik Dergisi**, 7 (1): 37-43 (2004).
5. Düz, H., “Storing solar energy inside compressed air through a heat machine mechanism”, **Gazi University Journal of Science**, 29 (2): 245-251 (2016).
6. Sick, F. and Erge, T., “Photovoltaics in Buildings: A Design Handbook For Architects And Engineers”, **International Energy Agency**, Freiburg, 193-221 (1996).
7. Oettinger, G. H., “Energy Roadmap 2050”, **European Comission**, Luxembourg, (2012).
8. TÜBİTAK, “Elektrikli Araçlar”, **Marmara Araştırma Merkezi**, Gebze, (2003).
9. Boyalı A., “Hibrid elektrikli yol taşıtlarının modellenmesi ve kontrolü”, Doktora Tezi, **İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü**, İstanbul, 1-9 (2008).
10. Vural B., “Elektrikli taşıtlarda enerji yönetim stratejilerinin, güç dönüştürücülerinin ve bağlantı topolojilerinin performans ve verimlilik üzerine etkisi”, Doktora Tezi, **YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü**, İstanbul, 1-6 (2010).
11. Haktanır, K., “Yenilikçilik ve çevre açısından Ankara’da elektrikli araçlar”, **Türkiye Çevre Vakfı Yayını**, Ankara, 7-24 (2012).
12. Erginer V., “Elektrikli Hibrit Araçlar ve Sürme Devreleri”, Yüksek Lisans Tezi, **YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü**, İstanbul, 1-6 (2009).
13. Akfidan, T., “Bir hibrit (yakıt pilli & güneş pilli) enerjili aracın modellenmesi, simülasyonu ve prototip uygulaması”, Yüksek Lisans Tezi, **YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü**, İstanbul, 75-85 (2010).

14. The Report of an Expert Panel, “Plug-in Electric Vehicles: A Practical Plan for Progress”, **School of Public and Environmental Affairs at Indiana University**, Indiana, 15-64 (2011).
15. Haas, R., Lettner, G., Auer, H. and Duic, N., “The looming revolution: How photovoltaics will change electricity markets in Europe fundamentally,” **Energy**, 57 (1): 38-43 (2013).
16. Masten M. and Panahi, I., “Digital signal processors for modern control systems,” **Control Engineering Practice**, 5 (4): 449-458 (1997).
17. Kesler M., Kisacikoglu M. C. and Tolbert L. M. “Vehicle-to-grid reactive power operation using plug-in electric vehicle bidirectional offboard charger”, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 61 (12): 6778-6784 (2014).
18. Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M. and Timbus, A. V., “Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems”, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 53 (5): 1398-409 (2006).
19. Chen, Z., Luo, A., Wang, H., Chen, Y., Li, M., and Huang, Y., “Adaptive sliding-mode voltage control for inverter operating in islanded mode in microgrid”, **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, 66 (1): 133-143 (2015).
20. Hu, J., Shang, L., He, Y., and Zhu, Z. Q., “Direct active and reactive power regulation of grid-connected DC/AC converters using sliding mode control approach”, **IEEE Transactions on Power Electronics**, 26 (1): (2011) 210-222 (2011).
21. Jeong, H. G., Kim, W. S., Lee, K. B., Jeong, B. C., and Song, S. H., “A sliding-mode approach to control the active and reactive powers for a DFIG in wind turbines”, **In Power Electronics Specialists Conference (PESC 2008)**, Rhodes, 120-125 (2008).
22. Bouaziz, B., and Bacha, F. Direct power control of grid-connected converters using sliding mode controller. **IEEE International Conference on Electrical Engineering and Software Applications (ICEESA)**, Hammamet, 1-6 (2013).
23. Şen, G., “Şarj edilebilen elektrikli araçların kesintisiz güç kaynağı olarak kullanılmasını sağlayan bir güç ünitesinin tasarımı ve uygulaması”, Yüksek Lisans Tezi, **YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü**, İstanbul, 1-65 (2012).
24. Altanneh N., “Güneş pili ve hidrojen yakıt pilinden beslenen küçük bir elektrikli araç için batarya şarj sistemi tasarımı ve gerçekleştirilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, **Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Ankara, 1-64 (2012).
25. Erginer V., “Elektrikli hibrit araçlar ve sürme devreleri”, Yüksek Lisans Tezi, **YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü**, İstanbul, 1-159 (2009).

26. Kayıklı T. ve Balıkcı A., “Elektrikli araçlarda kullanılan lityum-polimer aküler için bir şarj cihazı tasarımı”, **IEEE International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO 2008)**, Bursa, 1-6 (2008).
27. Aggeler D., Canales F., Zelaya H., De La Parra, Coccia A., Butcher N., and Apeldoorn O., “Ultra-Fast DC-Charge infrastructures for EV-Mobility and future smart” **Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe)**, New Orleans, 1-8 (2010).
28. Yilmaz A.S., Badawi M., Sozer Y. and Husain I., “A fast battery charger topology for charging of electric vehicles” **IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)**, Greenville, 1-5 (2012).
29. Kuperman A., Levy U., Goren J., Zafranski A., Savernin A. and Peled I., “Modeling and control of a 50KW electric vehicle fast charger”, **IEEE 26-th Convention of Electrical and Electronics Engineers**, Israel, 188-192 (2010).
30. Kisacikoglu M. C., Ozpineci B. and Tolbert L. M., “Reactive power operation analysis of a single-phase EV/PHEV bidirectional battery charger”, **IEEE 8th International Conference on Power Electronics (ECCE)**, Jeju, 585-592 (2011).
31. Lu X., Iyer L.V., Mukherjee K., and Kar N.C., “Development of a bi-directional off-board Level-3 quick charging station for electric bus” **IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)**, Dearborn, 1-6 (2012).
32. Venayagamoorthy G. K., “SmartParks for short term power flow control in smart grids”, **IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)**, Greenville, 1-6 (2012).
33. Lozano J. G., Montero, M. I. M., Martínez, M. A. G. and Cadaval, E. R., “Electric vehicle battery charger for smart grids”, **Electric Power Systems Research**, 90 (1): 18-29 (2012).
34. Pinto, J. G., Monteiro, V., Gonçalves, H., Exposto, B., Pedrosa, D., Couto, C. and Afonso J.L., “Bidirectional battery charger with Grid-to-Vehicle, Vehicle-to-Grid and Vehicle-to-Home technologies”, **IEEE Industrial Electronics Society (IECON)**, Vienna, 5934-5939 (2013).
35. Waltrich G., Duarte J. L. and Hendrix M. A. M., “Multiport converter for fast charging of electrical vehicle battery”, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 48 (6): 2129-2139 (2012).
36. Ropp, M. E., “Similarities between vehicle-to-grid interfaces and photovoltaic systems”, **IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC '09)**, Dearborn, 1221-1225 (2009).
37. Ehsani, M., Gao, Y., and Emadi, A., “Modern Electric, Hybrid Electric, And Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, And Design”, **CRC press**, New York, 1-18 (2009).

38. Westbrook, M. H., "The Electric Car: Development and future of battery, hybrid and fuel-cell cars", ***IET IEEE Power and Energy Series 38***, London, 142-174 (2001).
39. Mahmoudi, C., Flah, A., and Sbita, L., "An overview of electric vehicle concept and power management strategies", ***IEEE Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)***, Tunis, 1-8 (2014).
40. Bayindir, K. Ç., Gözükcük, M. A., and Teke, A., "A comprehensive overview of hybrid electric vehicle: Powertrain configurations, powertrain control techniques and electronic control units", ***Energy Conversion and Management***, 52 (2): 1305-1313 (2011).
41. Foley, A. M., Leahy, P. G., McKeogh, E. J., and Gallachóir, B. Ó., "Electric vehicles and displaced gaseous emissions", ***IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)***, Lille, 1-6 (2010).
42. Gomez, J. C, Medhat, M. M., "Impact of EV battery chargers on the power quality of distribution systems", ***IEEE Transactions on Power Delivery***, 18 (3): 975- 981 (2008).
43. Morcos, M. M., "Battery chargers for electric vehicles", ***IEEE Power Engineering Review***, 20 (11): 8-11 (2000).
44. Emadi, A., Young J. L., and Kaushik R., "Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles", ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, 55 (6): 2237-2245 (2008).
45. Uçarol, H., ve Kural, E., "Ulaşımda enerji verimliliği için hibrid ve elektrikli araçlar", ***Mühendis ve Makine***, 50 (594): 66-71 (2009).
46. Chan, C. C., and Chau, K. T., "An overview of power electronics in electric vehicles", ***IEEE transactions on Industrial Electronics***, 44 (1): 3-13 (1997).
47. Moreno. J., Ortuzar. M. E., and Dixon L. W., "Energy management system for an hybrid electric vehicle, using ultracapacitors and neural networks", ***IEEE Transaction on Industrial Electronics***, 53 (2): 614-623 (2006).
48. Martinez, C. M., Hu, X., Cao, D., Velenis, E., Gao, B., and Wellers, M., "Energy management in plug-in hybrid electric vehicles: recent progress and a connected vehicles perspective", ***IEEE Transactions on Vehicular Technology***, 66 (6): 4534-4549 (2017).
49. Şenol, R., "Yakıt pili teknolojisindeki gelişmeler ve taşıtlara uygulanabilirliğinin incelenmesi", ***Mühendis ve Makine***, 47 (563): 37-50 (2006).
50. Larminie J., and Dicks A., "Fuel Cell Systems Explained", ***John Wiley&Sons Ltd***, London, 1-25 (2000).

51. Internet: The European Association for Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicles, “Infrastructure: Standards and developments”,
<https://www.ure.gov.pl/download/1/4918/AVEREPresentationEVUEfinal.pdf> (2017).
52. Khaligh, A., and Li, Z., “Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art”, ***IEEE Transactions on Vehicular Technology***, 59 (6): 2806-2814 (2010).
53. Duleep, G., Esse, H. V., and Grünig, M., “Assessment of electric vehicle and battery technology”, ***Impacts of electric vehicles (Deliverable 2)***, Delft, 9-30 (2011).
54. Young, K., Wang, C., Wang, L. Y., and Strunz, K., “Electric Vehicle Battery Technologies”, In *Electric Vehicle Integration into Modern Power Networks*, Springer, New York, 15-56 (2013).
55. Dhameja, S., “Electric Vehicle Battery Systems”, ***Newnes***, Melbourne, 69-160 (2001).
56. Lu, L., Han, X., Li, J., Hua, J., and Ouyang, M., “A review on the key issues for lithium-ion battery management in electric vehicles”, ***Journal of power sources***, 226 (1): 272-288 (2013).
57. Rydh, C. J., and Sandén, B. A., “Energy analysis of batteries in photovoltaic systems. Part I: Performance and energy requirements”, ***Energy Conversion and Management***, 46 (11): 1957-1979 (2005).
58. Mukherjee, P., Majumdar, B., and Biswas, S. K., “A single switch high power factor battery charger”, ***Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth***, Perth, 111-116 (1998).
59. Masserant, B. J., and Stuart, T. A., “A maximum power transfer battery charger for electric vehicles”, ***IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems***, 33 (3): 930-938 (1997).
60. Elias, M. F. M., Nor, K. M., Rahim, N. A., and Arof, A. K., “Lithium-ion battery charger for high energy application”, ***IEEE Power Engineering Conference (PECon)***, Bangi, 283-288 (2003).
61. Yilmaz, M., and Krein, P. T., “Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles”, ***IEEE Transactions on Power Electronics***, 28 (5): 2151-2169 (2013).
62. Internet: Choosing Your Chargers. <http://www.virginiaev.org> (2017)

63. Foley, A. M., Winning, I. J., and Gallachóir, B. Ó., “State-of-the-art in electric vehicle charging infrastructure”, **IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)**, Lille, 1-6 (2010).
64. Liu, R., Dow, L., and Liu, E., “A survey of PEV impacts on electric utilities”, **IEEE Innovative Smart Grid Technologies (ISGT)**, Anaheim, 1-8 (2011).
65. Haghbin, S., Khan, K., Lundmark, S., Alaküla, M., Carlson, O., Leksell, M., and Wallmark, O., “Integrated chargers for EV's and PHEV's: examples and new solutions”, **IEEE XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)**, Rome, 1-6 (2010).
66. Morrow, K., Karner, D., & Francfort, J., “Plug-in hybrid electric vehicle charging infrastructure review”, **US Department of Energy-Vehicle Technologies Program**, Idaho, 16-21 (2008).
67. Internet: <https://greentransportation.info/ev-charging/range-confidence/chap8-tech/ev-dc-fast-charging-standards-chademo-ccs-sae-combo-tesla-supercharger-etc.html> (2017).
68. Internet: <https://inhabitat.com/chargepoint-unveils-first-public-ev-charger-in-washington-d-c/> (2017).
69. Pokrzywa, J., and Reidy, M., “SAE's J1772'combo connector'for ac and dc charging advances with IEEE's help”, **SAE International, Retrieved, 12**, (2011). Internet: <http://articles.sae.org/10128/> (2017).
70. Internet: State Grid Corporation of China, “EV infrastructure and standardization in China”, <https://www2.unece.org/wiki/download/attachments/12058681/EVE-07-14e.pdf> (2017).
71. Internet: Plug in America, “Guidebook for commercial electric vehicle charging station installations”, https://energy.hawaii.gov/wp-content/uploads/2011/09/updated-EV-Guidebook_FINAL_Sep-25_2012.pdf (2017).
72. Internet: Cities, C., “Plug-In electric vehicle handbook for public charging station hosts”, <https://www.afdc.energy.gov/pdfs/51227.pdf> (2017).
73. Internet: Rocky Mountain Institute, “Smart Garage Charrette Pre-Read v2.0.”, http://move.rmi.org/files/smartgarage/PreRead_v2_Core-1.pdf (2017).
74. Boulanger, A. G., Chu, A. C., Maxx, S., and Waltz, D. L., “Vehicle electrification: Status and issues”, **Proceedings of the IEEE**, 99 (6): 1116-1138 (2011).

75. Internet: PRATT, R., "Vehicle Communications and Charging Control", Pacific Northwest National Laboratory, https://energy.gov/sites/prod/files/2014/07/f18/vss142_pratt_2014_p.pdf (2017).
76. Internet: Society of Automotive Engineers, "SAE electric vehicle conductive charge coupler, SAE J1772", <https://www.arb.ca.gov/msprog/zevprog/stakeholders/infrastructure/finalsaej1772.doc> (2017).
77. International Electrotechnical Commission, "Electric vehicle conductive charging system-Part 1: General requirements", *IEC Standard*, 61851-1 (2001).
78. Dallinger, D., Gerda, S., and Wietschel, M., "Integration of intermittent renewable power supply using grid-connected vehicles—A 2030 case study for California and Germany", *Applied Energy*, 104 (1): 666-682 (2013).
79. Battke, B., Schmidt, T. S., Grosspietsch, D., and Hoffmann, V. H., "A review and probabilistic model of lifecycle costs of stationary batteries in multiple applications", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 25 (1): 240-250 (2013).
80. Richardson, D. B., "Electric vehicles and the electric grid: A review of modeling approaches, Impacts, and renewable energy integration", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 19 (1): 247-254. (2013).
81. Saber, A. Y., and Venayagamoorthy, G. K., "Plug-in vehicles and renewable energy sources for cost and emission reductions", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58 (4): 1229-1238 (2011).
82. Tulpule, P. J., Marano, V., Yurkovich, S., and Rizzoni, G., "Economic and environmental impacts of a PV powered workplace parking garage charging station", *Applied Energy*, 108 (1): 323-332 (2013).
83. Birnie, D. P., "Solar-to-vehicle (S2V) systems for powering commuters of the future", *Journal of Power Sources*, 186 (2): 539-542 (2009).
84. Weckx, S., and Driesen, J., "Load balancing with EV chargers and PV inverters in unbalanced distribution grids", *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 6 (2): 635-643 (2015).
85. Kádár, P., and Varga, A., "PhotoVoltaic EV charge station", *IEEE 11th International Symposium on Applied Machine Intelligence and Informatics (SAMi)*, Herl'any, 57-60 (2013).
86. Liu, N., Chen, Q., Liu, J., Lu, X., Li, P., Lei, J., and Zhang, J., "A heuristic operation strategy for commercial building microgrids containing EVs and PV system", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62 (4): 2560-2570 (2015).

87. Bhatti, A. R., Salam, Z., Aziz, M. J. B. A., Yee, K. P., and Ashique, R. H., "Electric vehicles charging using photovoltaic: Status and technological review", ***Renewable and Sustainable Energy Reviews***, 54 (1): 34-47 (2016).
88. Fathabadi, H., "Novel solar powered electric vehicle charging station with the capability of vehicle-to-grid", ***Solar Energy***, 142 (1): 136-143 (2017).
89. Ashique, R. H., Salam, Z., Aziz, M. J. B. A., and Bhatti, A. R., "Integrated photovoltaic-grid dc fast charging system for electric vehicle: A review of the architecture and control", ***Renewable and Sustainable Energy Reviews***, 69 (1): 1243-1257 (2016).
90. Traube, J., Lu, F., and Maksimovic, D., "Photovoltaic power system with integrated electric vehicle DC charger and enhanced grid support", ***IEEE 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)***, Novi Sad, 1-5 (2012).
91. Derakhshandeh, S. Y., Masoum, A. S., Deilami, S., Masoum, M. A., and Golshan, M. H., "Coordination of generation scheduling with PEVs charging in industrial microgrids", ***IEEE Transactions on Power Systems***, 28 (3): 3451-3461 (2013).
92. Dargay, J., Gately, D., and Sommer, M., "Vehicle ownership and income growth, worldwide: 1960-2030", ***The Energy Journal***, 28 (4): 143-170 (2007).
93. Akova, İ., "Yenilenebilir Enerji Kaynakları", ***Nobel Yayın Dağıtım***, Ankara, 1-91 (2008).
94. Acaroğlu, M., "Alternatif Enerji Kaynakları", ***Nobel Yayın Dağıtım***, Ankara, 1-120 (2013).
95. Kocaman, B., "Elektrik Enerjisi Üretim Santralleri", ***Birsen Yayınevi***, İstanbul, 90-150 (2003).
96. Batman, M. A., "Elektrik üretimi için güneş pillerinin kullanımında verimi artırıcı yeni bir yöntem", Doktora Tezi, ***İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, İstanbul, 1-16 (2001).
97. Yaman, Y., "Enerji Tasarrufu Ve Yenilenebilir Enerji Kaynakları", ***Birsen Yayınevi***, İstanbul, 150-270 (2007).
98. Agrawal, B., and Tiwari, G. N., "Building Integrated Photovoltaic Thermal Systems: For Sustainable Developments", ***Royal Society of Chemistry***, Cambridge, 65-70 (2010).
99. Wenham, S. R., "Applied Photovoltaics", ***Routledge***, London, 29-39 (2012).
100. Grondahl, L. O., "The copper-cuprous-oxide rectifier and photoelectric cell", ***Reviews of Modern Physics***, 5 (2): 141-168 (1933).

101. Sherwani, A. F., and Usmani, J. A., “Life cycle assessment of solar PV based electricity generation systems: A review”, ***Renewable and Sustainable Energy Reviews***, 14 (1): 540-544 (2010).
102. Çıtıröğlü, A., “Güneş enerjisinden yararlanarak elektrik üretimi”, ***Mühendis ve Makina***, 485 (41): 32-33 (2000).
103. Çetinkaya, H. B., “Güneş enerjisinden elektrik enerjisi elde edilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, ***Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, Kocaeli, 2-10 (2001).
104. Başoğlu, M. E., Kazdaloğlu, A., Bilgin, M. Z., Erfidan, T., ve Çakır, B., “Farklı Güneş Paneli Teknolojilerinin Kocaeli ili için Performans Değerlendirmesi” ***IEEE International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO 2014)***, Bursa, 96-100 (2014).
105. İnternet: Aggarwal V., “What are the most efficient solar panels on the market?”, <http://news.energysage.com/what-are-the-most-efficient-solar-panels-on-the-market/> (2017).
106. İnternet: Solar Panel Comparison Website, “Which Solar Panels Are Most Efficient?”, <https://www.theecoexperts.co.uk/which-solar-panels-are-most-efficient>, (2017).
107. Benabbas, S., Heriche, H., Rouabah, Z., and Chelali, N., “Enhancing the efficiency of CIGS thin film solar cells by inserting novel back surface field (SnS) layer”, ***IEEE North African Workshop on Dielectric Materials for Photovoltaic Systems (NAWDMPV)***, Tlemcen, 1-5 (2014).
108. Prasad, D., and Snow, M., “Designing With Solar Power: A Source Book For Building Integrated Photovoltaics (BiPV)”, ***Routledge***, New York, 178-217 (2014).
109. Singh, G. K., “Solar power generation by PV (photovoltaic) technology: A review”, ***Energy***, 53 (1): 1-13 (2013).
110. Tian, H., Mancilla-David, F., Ellis, K., Jenkins, P., and Muljadi, E., “A detailed performance model for photovoltaic systems”, ***The National Laboratory of the US Department of Energy***, Denver, 1-56 (2012).
111. Besli, N., Aktacir, M. A., and Yesilata, B., “Fotovoltaik panellerin gerçek arazi koşullarında test ve karakterizasyonu”, ***Engineer & the Machinery Magazine***, 51 (601): 21-28 (2010).
112. Karafil, A., Ozbay, H., and Kesler, M., “Temperature and solar radiation effects on photovoltaic panel power”, ***Journal of New Results in Science***, 5 (12): 48-58 (2016).

113. Özbay, H., Karafil, A., Öncü, S., and Kesler, M., "PSIM simulation of flyback converter for P&O and IC MPPT algorithms", *European Journal of Engineering and Natural Sciences*, 2 (1): 204-209 (2017).
114. Esram, T., and Chapman, P. L., "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22 (2): 439-449 (2007).
115. Koutroulis, E., Kalaitzakis, K., and Voulgaris, N. C., "Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16 (1): 46-54 (2001).
116. Xiao, W., & Dunford, W. G., "A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems", *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC 04)*, Aachen, 1957-1963 (2004).
117. Hohm, D. P., and Ropp, M. E., "Comparative study of maximum power point tracking algorithms using an experimental, programmable, maximum power point tracking test bed", *IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, Anchorage, 1699-1702 (2000).
118. Gokdag, M., and Akbaba, M., "A novel PV sub-module-level power-balancing topology for maximum power point tracking under partial shading and mismatch conditions", *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering*, 17 (12): 1388-1396 (2016).
119. Tafticht, T., Agbossou, K., Doumbia, M. L., and Cheriti, A., "An improved maximum power point tracking method for photovoltaic systems", *Renewable energy*, 33 (7): 1508-1516 (2008).
120. Salas, V., Olias, E., Barrado, A., and Lazaro, A., "Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems", *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 90 (11): 1555-1578 (2006).
121. Bhatnagar, P., and Nema, R. K., "Maximum power point tracking control techniques: State-of-the-art in photovoltaic applications", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 23 (1): 224-241 (2013).
122. Faranda, R., and Leva, S., "Energy comparison of MPPT techniques for PV systems", *WSEAS Transactions on Power Systems*, 3 (6): 446-455 (2008).
123. Onat, N., "Recent developments in maximum power point tracking technologies for photovoltaic systems", *International Journal of Photoenergy*, 2010 (1): 1-11 (2010).
124. D'Souza, N. S., Lopes, L. A., and Liu, X., "An intelligent maximum power point tracker using peak current control", *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference (PESC'05)*, Recife, 172-177 (2005).

125. Khaehintung, N., Sirisuk, P., and Kurutach, W., "A novel ANFIS controller for maximum power point tracking in photovoltaic systems", ***IEEE The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)***, Singapore, 833-836 (2003).
126. Kim, I. S., Kim, M. B., and Youn, M. J., "New maximum power point tracker using sliding-mode observer for estimation of solar array current in the grid-connected photovoltaic system", ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, 53 (4): 1027-1035 (2006).
127. Piegari, L., and Rizzo, R., "Adaptive perturb and observe algorithm for photovoltaic maximum power point tracking", ***IET Renewable Power Generation***, 4 (4): 317-328 (2010).
128. Joseph A., Mary A., and Nagarajan, A., "An efficient DC-DC converter with analog MPPT controller for the stand alone photovoltaic system", ***International Journal of Current Engineering and Technology***, 3 (4): 1247-1251 (2013).
129. Dolara, A., Faranda, R., and Leva, S., "Energy comparison of seven MPPT techniques for PV systems", ***Journal of Electromagnetic Analysis and Applications***, 1 (3): 152-162 (2009).
130. Hassani, M., Mekhilef, S., Hu, A. P., and Watson, N. R., "A novel MPPT algorithm for load protection based on output sensing control", ***IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)***, Singapore, 1120-1124 (2011).
131. Utkin, V. I., "Sliding Modes in Control and Optimization", ***Springer Science & Business Media***, Berlin, 1-44 (2013).
132. Utkin, Vadim I., "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, 40 (1): 23-36 (1993).
133. Yeung, K. S., and Chen, Y. P., "A new controller design for manipulators using the theory of variable structure systems", ***IEEE Transactions on Automatic Control***, 33 (2): 200-206 (1988).
134. Furuta, K., "Sliding mode control of a discrete system", ***Systems & Control Letters***, 14 (2): 145-152 (1990).
135. Young, K. D., Utkin, V. I., and Ozguner, U., "A control engineer's guide to sliding mode control", ***IEEE International Workshop on Variable Structure Systems (VSS'96)***, Tokyo, 1-14. (1996).
136. Bartolini, G., Ferrara, A., Usai, E., and Utkin, V. I., "On multi-input chattering-free second-order sliding mode control", ***IEEE Transactions on Automatic Control***, 45 (9): 1711-1717 (2000).

137. Erbaturo, K., Kaynak, M. O., and Sabanovic, A., "A study on robustness property of sliding-mode controllers: A novel design and experimental investigations", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 46 (5): 1012-1018 (1999).
138. Xu, Y., "Chattering free robust control for nonlinear systems", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 16 (6): 1352-1359 (2008).
139. Feng, Y., Han, F., and Yu, X., "Chattering free full-order sliding-mode control", *Automatica*, 50 (4): 1310-1314 (2014).
140. Phuah, J., Lu, J., and Yahagi, T., "Chattering free sliding mode control in magnetic levitation system", *IEEE Transactions on Electronics, Information and Systems*, 125 (4): 600-606 (2005).
141. Acary, V., Brogliato, B., and Orlov, Y. V., "Chattering-free digital sliding-mode control with state observer and disturbance rejection", *IEEE Transactions on Automatic Control*, 57 (5): 1087-1101 (2012).
142. Perruquetti, W., and Barbot, J. P., "Sliding Mode Control in Engineering", *CRC Press*, New York, 1-103 (2002).
143. Doki, S., Kinpara, Y., Okuma, S., and Sangwongwanich, S., "Unified interpretation of indirect and direct vector control [of electric machines]", *IEEE Power Conversion Conference*, Yokohama, 297-302 (1993).
144. Chung, S. C. Y., and Lin, C. L., "A transformed Lure problem for sliding mode control and chattering reduction", *IEEE Transactions on Automatic Control*, 44 (3): 563-568 (1999).
145. Utkin, V., and Lee, H., "Chattering problem in sliding mode control systems", *IEEE International Workshop on Variable Structure Systems (VSS'06)*, Alghero, 346-350 (2006).
146. Chen, M. S., Chen, C. H., and Yang, F. Y., "An LTR-observer-based dynamic sliding mode control for chattering reduction", *Automatica*, 43 (6): 1111-1116 (2007).
147. Lee, H., Utkin, V. I., and Malinin, A., "Chattering reduction using multiphase sliding mode control", *International Journal of Control*, 82 (9): 1720-1737 (2009).
148. Tseng, M. L., and Chen, M. S., "Chattering reduction of sliding mode control by low-pass filtering the control signal", *Asian Journal of control*, 12 (3): 392-398 (2010).
149. Utkin, V. I., "Survey paper-variable structure systems with sliding mode", *IEEE Transactions Automatic Control*, 22 (2): 212-222. (1977).

150. Hung, J. Y., Gao, W., and Hung, J. C., "Variable structure control: A survey", *IEEE transactions on industrial electronics*, 40 (1): 2-22 (1993).
151. Spiazzi, G., and Mattavelli, P., "Sliding-Mode Control of Switched-Mode Power Supplies", *The Power Electronics Handbook*, New York, 8.2-8.4 (2002).
152. Utkin, V., Guldner, J., and Shi, J., "Sliding mode control in electro-mechanical systems" *CRC press*, New York, 159-205 (2009).
153. Kawamura, A., Itoh, H., and Sakamoto, K., "Chattering reduction of disturbance observer based sliding mode control", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30 (2): 456-461 (1994).
154. Kachroo, P., and Tomizuka, M., "Chattering reduction and error convergence in the sliding-mode control of a class of nonlinear systems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, 41 (7): 1063-1068 (1996).
155. Shim, T., Chang, S., and Lee, S., "Investigation of sliding-surface design on the performance of sliding mode controller in antilock braking systems", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 57 (2): 747-759 (2008).
156. Slotine, J. J. E., and Li, W., "Applied Nonlinear Control", *Prentice Hall*, New Jersey, 40-100 (1991).
157. Vaidyanathan, S., and Sampath, S., "Sliding mode controller design for the global chaos synchronization of Couillet systems", *International Journal of Information Sciences and Techniques*, 2 (2): 65-76 (2012).
158. Demirtaş, M., "Alan yönlendirmeli asenkron motorun bulanık-kayan kip ve genetik-kayan kip konum kontrolü", Doktora Tezi, *YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 45-49 (2002).
159. Mattavelli, P., Rossetto, L., Spiazzi, G., and Tenti, P., "General-purpose sliding-mode controller for DC/DC converter applications", *IEEE 24th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC'93)*, Seattle, 609-615 (1993).
160. Spiazzi, G., Mattavelli, P., and Rossetto, L., "Sliding mode control of DC-DC converters", *System*, 2 (1): 1-10 (1997).
161. Utkin, V., "Sliding mode control of DC/DC converters", *Journal of the Franklin Institute*, 350 (8): 2146-2165 (2013).
162. Ahmed, M., Kuisma, M., Tolsa, K., and Silventoinen, P., "Implementing sliding mode control for buck converter", *IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference (PESC'03)*, Acapulco, 634-637 (2003).

163. Tsai, J. F., and Chen, Y. P., "Sliding mode control and stability analysis of buck DC-DC converter", *International Journal of Electronics*, 94 (3): 209-222 (2007).
164. Ni, Y., and Xu, J., "A fixed-frequency sliding mode controller for buck converter in continuous conduction mode", *IEEE Twenty-Fourth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Washington, 794-798 (2009).
165. Yedukondalu, M. T., Narayana, D. S. S., and Rao, M. S., "Controlling of buck converter using different types of sliding mode controllers", *International Journal of Emerging Trends in Electrical and Electronics*, 6 (2): 1-4 (2013).
166. Caceres, R. O., and Barbi, I., "A boost DC-AC converter: analysis, design, and experimentation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14 (1): 134-141 (1999).
167. López, M., De Vicuña, L. G., Castilla, M., Gayà, P., and López, O., "Current distribution control design for paralleled DC/DC converters using sliding-mode control", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51 (2): 419-428 (2004).
168. Guldemir, H., "Sliding mode control of DC-DC boost converter", *Journal of Applied Sciences*, 5 (3): 588-592 (2005).
169. Martinez-Salamero, L., Garcia, G., Orellana, M., Lahore, C., and Estibals, B., "Start-up control and voltage regulation in a boost converter under sliding-mode operation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60 (10): 4637-4649 (2013).
170. Tan, S. C., Lai, Y. M., Chi, K. T., Martinez-Salamero, L., and Wu, C. K., "A fast-response sliding-mode controller for boost-type converters with a wide range of operating conditions", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54 (6): 3276-3286 (2007).
171. Orozco, M. A., Vázquez, J. R., Salmerón, P., and Pérez, A., "A sliding maximum power point tracker for a photovoltaic system", *Universidad de Huelva*, Spain, 1-6 (2009).
172. Chu, C. C., and Chen, C. L., "Robust maximum power point tracking method for photovoltaic cells: A sliding mode control approach", *Solar Energy*, 83 (8): 1370-1378 (2009).
173. Rekioua, D., Achour, A. Y., and Rekioua, T., "Tracking power photovoltaic system with sliding mode control strategy", *Energy Procedia*, 36 (1): 219-230 (2013).

174. Levron, Y., and Shmilovitz, D., "Maximum power point tracking employing sliding mode control", ***IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers***, 60 (3): 724-732 (2013).
175. Haroun, R., El Aroudi, A., Cid-Pastor, A., Garcia, G., Olalla, C., and Martinez-Salamero, L., "Impedance matching in photovoltaic systems using cascaded boost converters and sliding-mode control", ***IEEE Transactions on Power Electronics***, 30 (6): 3185-3199 (2015).
176. Erickson, R. W., and Maksimovic, D., "Fundamentals of Power Electronics", ***Springer Science & Business Media***, Norwell, 131-146 (2007).
177. Silva, J. F., Rodrigues, N., and Costa, J., "Space vector alpha-beta sliding mode current controllers for three-phase multilevel inverters", ***IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC)***, Galway, 133-138 (2000).
178. Hu, J., and Hu, B., "Direct active and reactive power regulation of grid connected voltage source converters using sliding mode control approach", ***IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)***, Bari, 3877-3882 (2010).
179. Hu, J., Shang, L., He, Y., and Zhu, Z. Q., "Direct active and reactive power regulation of grid-connected DC/AC converters using sliding mode control approach", ***IEEE Transactions on Power Electronics***, 26 (1): 210-222 (2011).
180. Özbay, H., Öncü, S., and Kesler, M., "SMC-DPC based active and reactive power control of grid-tied three phase inverter for PV systems", ***International Journal of Hydrogen Energy***, 42 (28): 17713-17722 (2017).
181. İnternet: Datasheet, "GSPV-190W Monocrystalline", <http://www.solar-bazaar.com/menuis/GSPV-Monocrystalline-170Wp-175Wp-180Wp-185Wp-190Wp.pdf>, (2017).
182. Ozbay, H., Karafil, A., Onal, Y., Kesler, M., and Parmaksiz, H., "The monitoring of monthly, seasonal and yearly optimum tilt angles by Raspberry Pi card for Bilecik city, Turkey", ***Energy Procedia***, 113 (1): 311-318 (2017).
183. Karafil, A., Ozbay, H., Kesler, M., and Parmaksiz, H., "Calculation of optimum fixed tilt angle of PV panels depending on solar angles and comparison of the results with experimental study conducted in summer in Bilecik, Turkey", ***IEEE 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)***, Bursa, 971-976 (2015).
184. Islam, M. N., Rahman, M. Z., and Mominuzzaman, S. M., "The effect of irradiation on different parameters of monocrystalline photovoltaic solar cell", ***IEEE 3rd International Conference on the Developments in Renewable Energy Technology (ICDRET)***, Dhaka, 1-6 (2014).

185. Besli, N., Aktacir, M. A., and Yesilata, B., “Fotovoltaik panellerin gerçek arazi koşullarında test ve karakterizasyonu”, ***Engineer & the Machinery Magazine***, 601 (1): 21-28 (2010).
186. Öztürk, M., “Uzay vektör modülasyonu ile asenkron motor kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, ***YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü***, İstanbul, 8-11 (2007).
187. Liu, R., Dow, L., and Liu, E., “A survey of PEV impacts on electric utilities”, ***IEEE Innovative Smart Grid Technologies (ISGT)***, Anaheim, 1-8 (2011).
188. Kisacikoglu, M. C., Ozpineci, B., and Tolbert, L. M., “Effects of V2G reactive power compensation on the component selection in an EV or PHEV bidirectional charger”, ***IEEE Energy conversion congress and Exposition (ECCE)***, Atlanta, 870-876 (2010).
189. İnternet: Datasheet, “SKM150GB12T4”, ***www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skm150gb12t4-22892040.pdf***, (2017).
190. Parikshith, B. C., “Integrated approach to filter design for grid connected power converters”. MSc Thesis, ***Indian Institute of Science***, Bangalore, 8-11 (2009).
191. Lahlou, T., Abdelrahem, M., Valdes, S., and Herzog, H. G., “Filter design for grid-connected multilevel CHB inverter for battery energy storage systems”, ***IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)***, Anacapri, 831-836 (2016).
192. Bose, B. K., and Bose, B. K., “Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications”, ***IEEE press***, New York, 36-76 (1997).
193. Bose, B. K., “Power electronics and motor drives: advances and trends”, ***Academic press***, London, 155-281 (2010).
194. Holtz, J., “Pulsewidth modulation-a survey”, ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, 39 (5): 410-420 (1992).
195. Tavares, M. C., Pissolato, J., and Portela, C. M., “New mode domain multiphase transmission line model-Clarke transformation evaluation”, ***IEEE International Conference on Power System Technology (POWERCON'98)***, Beijing, 860-864 (1998).
196. Zhao, Y., and Lipo, T. A., “Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition”, ***IEEE Transactions on Industry Applications***, 31 (5): 1100-1109 (1995).
197. Zhou, K., and Wang, D., “Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis [three-phase

- inverters]”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49 (1): 186-196 (2002).
198. Bodur, H., “Güç Elektroniği”, *Birsen Yayınevi*, İstanbul, 179-251 (2010).
 199. Kazimierczuk, M. K., “Pulse-width modulated DC-DC power converters”, *John Wiley & Sons*, Chichester, 22-145 (2015).
 200. İnternet: Semikron Application Manual, www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-application-manual-power-semiconductors-english-en-2015, (2017).
 201. İnternet: Semisel Simülasyon, <https://www.semikron.com/service-support/semisel-simulation.html>, (2017).
 202. İnternet: Datasheet, “ACS756”, <http://www.allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs/Fifty-To-Two-Hundred-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs/ACS756.aspx>, (2017).
 203. İnternet: Datasheet, “LV25P”, http://www.lem.com/docs/products/lv_25-p.pdf, (2017).
 204. İnternet: Closed Loop Hall Effect, “Hall effect current transducers (C/L)”, <http://www.lem.com/hq/en/content/view/168/155/>, (2017).
 205. Caponet, M. C., Profumo, F., De Doncker, R. W., and Tenconi, A., “Low stray inductance bus bar design and construction for good EMC performance in power electronic circuits”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17 (2): 225-231 (2002).
 206. Todd, P. C., Snubber circuits: Theory, design and application”, *In Unitrode-Power Supply Design Seminar*, Dallas, 2.1-2.17 (1993).
 207. İnternet: Powersimtech, “PSIM 10.0”, <https://powersimtech.com/news-events/psim-version-10-0-released/>, (2017).
 208. Özbay H., Öncü S. and Kesler M. “Active and reactive power control of grid-tied three phase inverter for PV systems” *IV. European Conference on Renewable Energy Systems (ECRES)*, İstanbul, 1-6 (2016).

ÖZGEÇMİŞ

Harun ÖZBAY 1984 yılında Bursa’da doğdu; ilk ve orta öğrenimini aynı şehirde tamamladı. Bursa Demirtaşpaşa Anadolu Teknik Lisesi’nden 2002 yılında mezun oldu. Aynı yıl AR-GE Mühendislik firmasında teknisyen olarak işe başladı. Bir süre özel sektörde çalışma tecrübesi edindikten sonra 2005 yılında Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Öğretmenliği’nde öğrenime başladı. 2006 yılında aldığı KPSS puanı ile 2008 yılı başında Bilecik Emniyet Müdürlüğü Muhabere Elektronik Şube Müdürlüğü’ne memur olarak atandı. Ardından aldığı MOBESE eğitimleri ve sertifikaları sonrasında MOBESE takibi yapmak üzere göreve başladı. 2008 Haziran’da bölümden iyi bir derece ile mezun olduktan sonra aynı yıl Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Eğitimi Yüksek Lisans programında öğrenime başladı. 2009 yılında Öğretim Görevlisi olarak Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi Meslek Yüksekokulu’nda göreve başladı. 2011 yılında Yüksek Lisans programından iyi bir derece ile mezun olduktan sonra 2012 yılında doktora programında öğrenime başladı. Halen Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi MYO’da çalışmaya devam eden Harun ÖZBAY evli ve 2 çocuk babasıdır.

ADRES BİLGİLERİ

Adres : Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi
Melek Yüksekokulu Elektrik Programı
Gülümbe Kampüsü / BİLECİK
Tel : (554) 571 5376
E-posta : harun.ozbay@bilecik.edu.tr