

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**EVSEL UYGULAMALAR İÇİN BİR ÇİFT GİRİŞLİ İZOLESİZ DC-DC
DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE PV-BATARYA HİBRİT SİSTEMİNİN TASARIMI VE
UYGULANMASI**

YAKUP TAVLAŞOĞLU

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK TESİSLERİ PROGRAMI**

**DANIŞMAN
DOÇ. DR. BÜLENT VURAL**

İSTANBUL, 2015

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

EVSEL UYGULAMALAR İÇİN BİR ÇİFT GİRİŞLİ İZOLESİZ DC-DC
DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE PV-BATARYA HİBRİT SİSTEMİNİN TASARIMI VE
UYGULANMASI

Yakup TAVLAŞOĞLU tarafından hazırlanan tez çalışması 20.11.2015 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Doç. Dr. Bülent Vural

Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Doç. Dr. Bülent Vural

Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Uğur Savaş SELAMOĞULLARI

Yıldız Teknik Üniversitesi

Yar. Doç. Dr. Reşat MUTLU

Namık Kemal Üniversitesi

Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 1003-Öncelikli Alanlar Ar-Ge Projelerini Destekleme Programı kapsamında 113M088 numaralı proje ile desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Öncelikle tezin fikir ve uygulama altyapısının oluşturulmasından tezin ortaya çıkışına kadar tüm süreçte değerli bilgileri, yardım ve desteğini esirgemeyerek bu çalışmanın ortaya çıkmasını sağlayan saygıdeğer danışman hocam Doç. Dr. Bülent VURAL'a, çalışmalarda bana yardımcı olan Araş. Gör. Fırkan AKAR'a, Araş. Gör. Enes UĞUR'a ve Elektronik Müh. Fatih ACAR'a sabır ve anlayışlarını hiçbir zaman esirgemeyen aileme teşekkürü borç bilirim.

Kasım, 2015

Yakup TAVLAŞOĞLU

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ.....	viii
KISALTMA LİSTESİ.....	viii
ŞEKİL LİSTESİ.....	ix
ÇİZELGE LİSTESİ	xi
ÖZET	xii
ABSTRACT.....	xiv
BÖLÜM 1	
GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti.....	1
1.2 Tezin Amacı	6
1.3 Hipotez.....	7
BÖLÜM 2	
ÖNERİLEN DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ.....	8
2.1 Önerilen Dönüştürücünün Analizi.....	8
2.1.1 Deşarj Modu Analizi.....	9
2.1.2 Şarj Modu Analizi.....	13
2.2 Önerilen Dönüştürücü için Kontrol Yöntemi Geliştirilmesi	17
2.2.1 Küçük İşaret Analizi ve Transfer Fonksiyonlarının Belirlenmesi	17
2.2.2 Kontrol yöntemi.....	22
2.2.2.1 Önerilen dönüştürücü için PI Kontrolör tasarımı	24
BÖLÜM 3	
BENZETİM ÇALIŞMALARI.....	27

BÖLÜM 4

DENEYSEL ÇALIŞMALAR	41
4.1 Prototip Tasarımı ve Gerçeklenmesi.....	41
4.1.1 Güç Dönüştürücü İçin Endüktans Tasarımı.....	41
4.1.2 Prototipin Güç Kısımının Tasarımı ve Yapımı.....	42
4.1.3 Kontrol Devresinin Tasarımı	44
4.2 Deney Düzeneklerinin Oluşturulması	45
4.3 DeneySEL Sonuçlar.....	47
4.3.1 Oluşturulan Sisteme Ait Elde Edilen Dalga Şekilleri	47
4.3.2 Verim Analizi.....	53
4.3.3 Değişken Yük Profiline Uygulanması	55

BÖLÜM 5

SONUÇ VE ÖNERİLER	62
KAYNAKLAR.....	64
EK-A	
DSP Kodu.....	68
ÖZGEÇMİŞ.....	71

SİMGE LİSTESİ

Ω	Ohm
D	Çevrim içi süre ya da Doluluk oranı
A	Amper
V	Volt
W	Watt
Ah	Amper x Hour
F	Farad
Hz	Hertz
M	Mega (10e6)
μ	Mikro (10e-6)
dB	Desibel
F	Frekans

KISALTMA LİSTESİ

ADC	Analog digital converter
CCS	Code Composer Studio
DSP	Digital signal processor
MGT	Maksimum Güç Takibi
MGTS	Maksimum Güç Takip Sistemi
MOSFET	Metal oxide semiconductor field effect transistor
MPPT	Maximum Power Point Tracking
MPP	Maximum Power Point
P&O	Perturb&Observe
PCB	Printed circuit board
PV	PhotoVoltaic
PWM	Pulse width modulation
SOC	State Of Charge
SSA	State space averaging
TI	Texas Instruments
USB	Universal serial bus

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1 Tek diyotlu PV hücre elektriksel modeli	2
Şekil 1.2 Solarex MSX 60 Akım-Gerilim karakteristiği	3
Şekil 1.3 Kaygılandır&gözetle maksimum güç takip sistemi algoritması.	4
Şekil 1.4 Artan İletkenlik maksimum güç takip sistemi algoritması.....	5
Şekil 1.5 Önerilen anahtarlama dc-dc dönüştürücü topolojisi.....	7
Şekil 2.1 Dönüştürücü dalga şekilleri: (a) deşarj modu, (b) şarj modu.	10
Şekil 2.2 Deşarj modu: Aralık 1 eşdeğer devre şeması	11
Şekil 2.3 Deşarj modu: Aralık 2 eşdeğer devre şeması	11
Şekil 2.4 Deşarj modu: Aralık 3 eşdeğer devre şeması	12
Şekil 2.5 Deşarj modu: Aralık 4 eşdeğer devre şeması	13
Şekil 2.6 Şarj modu: Aralık 1 eşdeğer devre şeması.....	14
Şekil 2.7 Şarj modu: Aralık 2 eşdeğer devre şeması.....	15
Şekil 2.8 Şarj modu: Aralık 3 eşdeğer devre şeması.....	16
Şekil 2.9 Küçük işaret eşdeğer devresi	20
Şekil 2.10 Kontrol Stratejisi	23
Şekil 2.11 Batarya şarj kontrol algoritması	24
Şekil 2.12 Deşarj modunda Bode diyagramı	25
Şekil 2.13 Şarj modunda Bode diyagramı	26
Şekil 3.1 Dönüştürücü anahtarlama modeli.....	28
Şekil 3.2 Tasarlanan kontrolör yapıları.....	29
Şekil 3.3 Çıkış gücü, PV gücü ve batarya gücü değişimleri	30
Şekil 3.4 Çıkış gerilimi ve çıkış akımı.....	31
Şekil 3.5 Batarya gerilimi ve akımı	32
Şekil 3.6 PV Gerilim ve akımı.....	33
Şekil 3.7 Anahtarların doluluk oranları	34
Şekil 3.8 Ölçeklendirilmiş evsel yük profili	35
Şekil 3.9 Çıkış gücü, PV gücü ve batarya gücü değişimleri	36
Şekil 3.10 Çıkış gerilimi ve çıkış akımı	37
Şekil 3.11 Batarya gerilimi ve akımı	38
Şekil 3.12 PV gerilim ve akımı	39
Şekil 3.13 Anahtarların doluluk oranları	40
Şekil 4.1 Tasarlanan endüktans.....	42
Şekil 4.2 Güç Kartı PCB görüntüsü.....	44

Şekil 4.3	TMS320F28235 DSP modülü	45
Şekil 4.4	1kW dönüştürücü ve DSP kontrol kartı	45
Şekil 4.5	Deney Düzenegi	46
Şekil 4.6	Deşarj modunda S1 anahtarının G-S ve D-S dalga şekilleri	47
Şekil 4.7	S2 anahtarının G-S ve D-S dalga şekilleri.....	48
Şekil 4.8	S0 anahtarının G-S ve D-S dalga şekilleri.....	48
Şekil 4.9	Endüktansların akım ve gerilimleri	49
Şekil 4.10	D4 diyotunun akımı ve gerilimi	49
Şekil 4.11	Şarj modunda S1 anahtarının(PV girişi anahtarı) G-S ve D-S dalga şekilleri ..	50
Şekil 4.12	S2 anahtarının(Batarya girişi anahtarı) G-S ve D-S dalga şekilleri.....	51
Şekil 4.13	S0 anahtarının G-S ve D-S dalga şekilleri	51
Şekil 4.14	Endüktansların akım ve gerilimleri	52
Şekil 4.15	D4 diyotunun akımı ve gerilimi	52
Şekil 4.16	Batarya girişinin verim test sonuçları	53
Şekil 4.17	PV girişinin verim test sonuçları	53
Şekil 4.18	Hibrit verim test sonuçları	54
Şekil 4.19	Ölçeklendirilecek kısım	55
Şekil 4.20	Ölçeklendirme çalışmaları	56
Şekil 4.21	Ölçeklendirilmiş yük	56
Şekil 4.22	Çıkış gerilimi, akımı ve gücü.....	57
Şekil 4.23	Batarya gerilimi, akımı ve gücü	58
Şekil 4.24	PV gerilimi, akımı ve gücü.....	58
Şekil 4.25	Çıkış gerilimi, akımı ve gücü.....	59
Şekil 4.26	Batarya gerilimi, akımı ve gücü	60
Şekil 4.27	PV gerilimi, akımı ve gücü.....	60

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 1.1 Solarex MSX 60 PV panel parametreleri.....	3
Çizelge 2.1 Deşarj modu için Bode plot parametreleri	25
Çizelge 2.2 Şarj modu için Bode plot parametreleri	26
Çizelge 3.1 WS130 Panel özellikleri	27
Çizelge 4.1 Test Koşulları	61

**EVSEL UYGULAMALAR İÇİN BİR ÇİFT GİRİŞLİ İZOLESİZ DC-DC
DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE PV-BATARYA HİBRİT SİSTEMİNİN TASARIMI VE
UYGULANMASI**

Yakup TAVLAŞOĞLU

Elektrik Tesisleri Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Bülent VURAL

Günümüzde elektrik enerjisinin üretimi büyük oranda fosil yakıtlara bağlıdır. Evsel yüklerin sistemde olan ağırlığı ve fosil yakıtların neden olduğu sera gazı salınımları düşünüldüğünde, evsel uygulamalarda rüzgar ve güneş enerjisi gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanılması büyük bir önem arz etmektedir. Yenilenebilir enerji kaynakları, fosil yakıtların aksine çevreye herhangi bir zarar vermemektedir. Ancak bu tür kaynaklardan elde edilen enerji çevre şartlarına bağlı olduğundan, üretilen enerjinin talep edilenden az veya fazla olması durumlarıyla karşılaşılması kaçınılmazdır. Dolayısıyla, yenilenebilir enerji kaynaklarıyla birlikte bir enerji depolama sistemine de ihtiyaç duyulmaktadır. Bu tür uygulamalarda güç akışını tam anlamı ile kontrol etmek güç elektroniği tabanlı dönüştürücüler ile mümkün olmaktadır.

Güneş enerjisinden elektrik enerjisi üreten fotovoltaik sistemlerin karakteristikleri doğrusal değildir. Bu tür sistemlerden maksimum gücü elde etmek için maksimum güç takip yöntemleri geliştirilmiştir. Geleneksel olarak, fotovoltaik-batarya hibrit sistemlerinde, maksimum güç takibini yapmak ve bara gerilimini kontrol etmek için iki ayrı dc-dc dönüştürücü kullanılmaktadır. Bu yöntem pahalı ve karmaşık bir çözüm

olduğundan, bu tezde, fotovoltaik-batarya hibrit sistemlerinde kullanılmak üzere yeni bir çift girişli dc-dc dönüştürücü önerilmiştir. Önerilen dc-dc dönüştürücü fotovoltaik sistemin maksimum güç noktası takibini yapabilmekte, batarya şarjını kontrol edebilmekte ve aynı zamanda bara gerilimini regüle edebilmektedir.

Bu tez çalışmasında, önerilen dönüştürücünün detaylı analizi yapılmış, daha sonra, bu analiz deneysel olarak üretilen prototip üzerinde doğrulanmıştır. Son olarak, oluşturulan fotovoltaik-batarya hibrit sisteminin kontrolü için bir kontrol stratejisi geliştirilmiş ve bu strateji benzetim çalışmaları ve deneysel çalışmalar ile test edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Fotovoltaik sistem, batarya, çift girişli dc-dc dönüştürücüler, hibrit enerji depolama sistemleri

**DEVELOPMENT AND IMPLEMENTATION OF A PV-BATTERY HYBRID
SYSTEM FOR RESIDENTIAL APPLICATIONS VIA A NON-ISOLATED DOUBLE-
INPUT DC-DC CONVERTER**

Yakup TAVLAŞOĞLU

Department of Electrical Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Assoc. Prof. Dr.Bülent VURAL

Nowadays, the production of the electrical energy depends largely on fossil fuels. Concerning the residential load demand burden on the power system and greenhouse gas emissions caused by fossil fuels, the use of renewable energy sources like wind and solar energies in residential applications presents a great importance. It is known that the renewable energy sources are not harmful for the environment unlike fossil fuels. However, since the energy produced by such sources depends on weather conditions, the mismatch between the produced power and the demanded power is inevitable. Therefore, it is required to utilize an energy storage system with a renewable energy source in order to store redundant energy or provide extra energy. Controlling the power flow in such applications fully is possible by means of using power electronic converters.

The characteristics of photovoltaic systems that produces electrical energy from solar energy is nonlinear; therefore, the maximum power point tracking strategies are developed in order to absorb the maximum power from these systems. Traditionally, two separate converters are utilized to track the maximum power point and to control the battery power in photovoltaic-battery hybrid systems; since this approach is expensive and complicated, this thesis proposes a double-input dc-dc converter for photovoltaic-battery hybrid systems. The proposed converter is capable of tracking the

maximum power point in a photovoltaic system, controlling the battery power as well as regulating the output voltage.

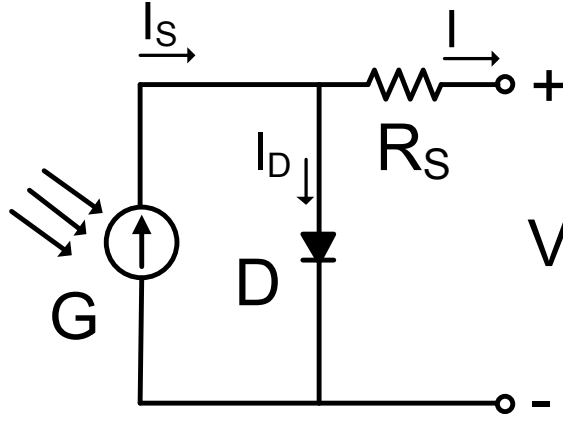
In this thesis, the proposed converter is analyzed in detailed; then, this analysis is validated experimentally by a developed prototype. Finally, a control strategy is developed so as to control the photovoltaic-battery hybrid system, and this strategy is validated via simulation and experimental studies.

Keywords: Photovoltaic systems, battery, dual-input DC-DC converters, hybrid energy storage systems

1.1 Literatür Özeti

Dünyadaki artan enerji ihtiyaçlarına karşın azalan fosil yakıtlara alternatif olması ve geleneksel enerji kaynaklarına göre çevre dostu olması yenilenebilir enerji kaynaklarının son yıllardaki popülaritesini artırmıştır[1]. Yenilenebilir enerji kaynaklarının en önemlilerinden biri Fotovoltaik (Photovoltaic 'PV') sistemlerdir. Güneş enerjisinden elektrik enerjisi üreten ilk PV hücre 1954 yılında Bell laboratuvarında Chaplin ve ekibi tarafından geliştirilmiştir. Ancak bu hücre güneş enerjisinin yalnızca % 4'lük kısmını elektrik enerjisine dönüştürebiliyordu. İlerleyen yıllarda uzay teknolojisinde PV panellerin kullanılması bu alanda teknolojinin gelişmesine neden olmuştur. PV sistemler 1980 yılından sonra ticari arenada da kendisine yer bulmuş ve verimleri %20'ye yaklaşmıştır.

PV hücreler temel olarak yarı iletken p-n jonksiyonuna sahip diyotlar gibi davranış gösterir[2]. PV hücrelerin enerji üretebilmesi için soğurduğu güneş enerjisinin, bant eşik enerjisinden büyük olması gerekmektedir [3]. PV hücrenin akademik çalışmalarda sıkça kullanılan tek diyotlu eş değer elektriksel modeli Şekil 1.1'de gösterilmiştir [4].



Şekil 1.1 Tek diyotlu PV hücre elektriksel modeli

Bu modele ilişkin akım ile gerilim arasındaki bağıntı aşağıdaki denklemde verilmiştir.

$$I = I_S - I_0 \left[e^{\frac{q(V+R_S I)}{mkT}} - 1 \right] \quad (1.1)$$

PV hücreler kısa devre akımı, açık devre akımı ve maksimum çıkış gücü ile tanımlanır. Bu değerlerin bilinmesi, oluşturulacak sistemler ve yapılacak modeller açısından son derece önemlidir. Kısa devre akımını bulmak için (1.2) denklemi ve açık devre gerilimini bulmak için (1.3) denklemi kullanılır.

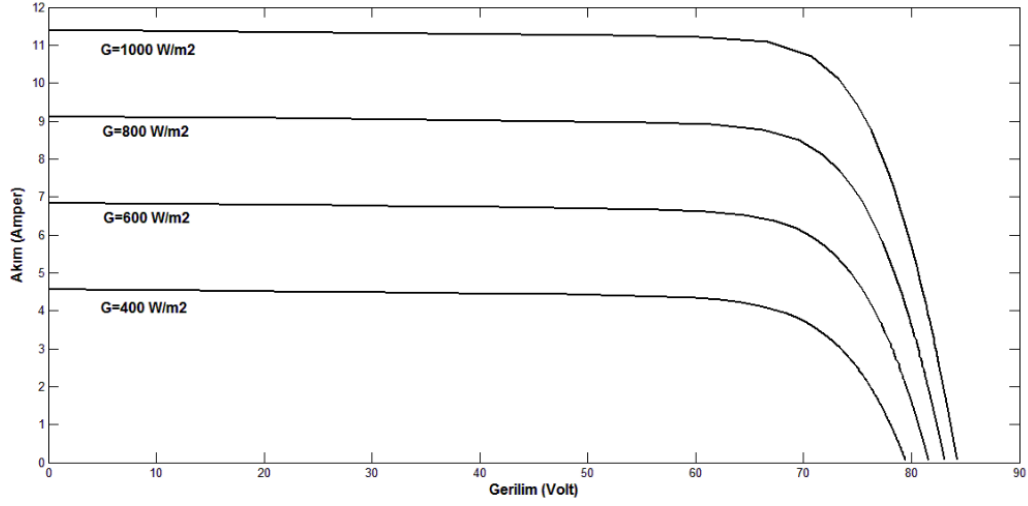
$$I_{sc} = I = I_S - I_0 \left[e^{\frac{q(V+R_S I)}{mkT}} - 1 \right], \quad \text{for } V=0 \quad (1.2)$$

$$V_{OC} = V = \frac{mkT}{q} \ln \left(\frac{1 + I_{sc}}{I_0} \right), \quad \text{for } I=0 \quad (1.3)$$

Son olarak tek diyotlu PV hücre modelinde, çıkış gücü aşağıdaki denklemden çıkarılabilir.

$$P = V \left[I_S - I_0 \left(e^{\frac{q(V+R_S I)}{mkT}} - 1 \right) \right] \quad (1.4)$$

PV sistemler PV panellerden, bu paneller ise PV hücrelerin ihtiyaca göre seri ya da paralel bağlanmasıyla oluşur[5]. Herbir PV panelin (hücrenin) belirli atmosferik koşullarda maksimum verebileceği bir güç (Maximum Power Point-MPP)(MGN) değeri vardır [6]. Bu güç noktası hava koşullarına ve güneş ışınımına göre farklılık göstermektedir.



Şekil 1.2 Solarex MSX 60 Akım-Gerilim karakteristiği

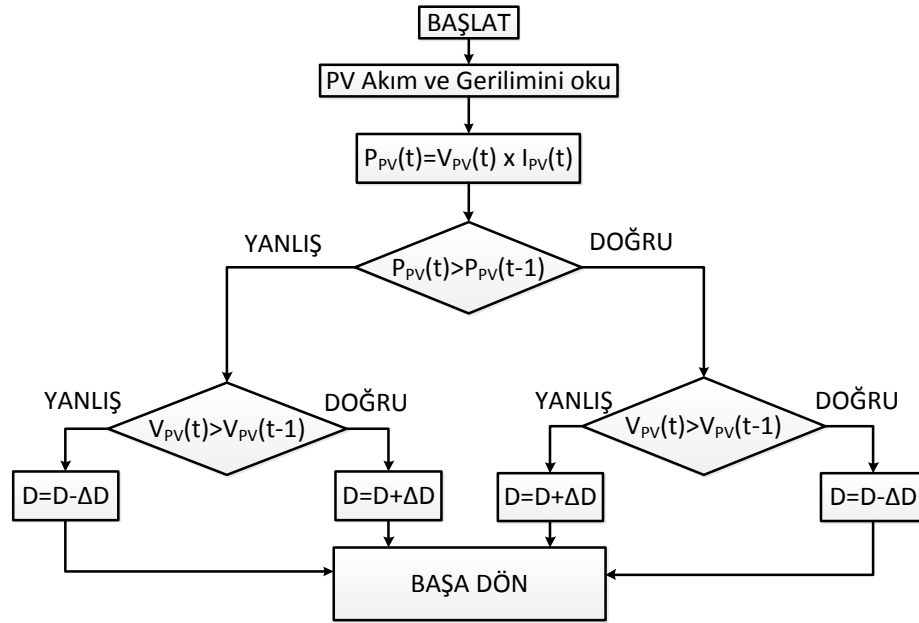
[7]'de verilen eşitlikler kullanılarak ve Çizelge 1.1'deki değerler yardımıyla farklı ışınım değerleri altında Solarex MSX 60 PV grubunun akım-gerilim değişimi Şekil 1.2'deki gibi verilebilir. Bu çalışmada 12 adet PV panel 3x4 seri ve paralel olarak bağlanmıştır. Hücre sıcaklığı 25°C kabul edilmiş olup, panel parametreleri Çizelge 1.1'de özetlenmektedir.

Çizelge 1.1 Solarex MSX 60 PV panel parametreleri

Parametre	Değeri
Maksimum güç (Watt)	60
MGN'de gerilim (Volt)	17.1
MGN'de akım (Amper)	3.5
Garanti edilen maksimum güç (Watt)	58
Kısa devre akımı (Amper)	3.8
Açık devre gerilimi (Volt)	21.1

Değişken hava koşullarında sürekli değişen maksimum güç noktasını bulabilmek için maksimum güç takip sistemi (Maximum Power Point Tracking 'MPPT')(MGTS) yöntemleri geliştirilmiştir [8]. MGTS uygulamak için literatürde genellikle düşürücü [9] veya yükseltici tip anahtarlamalı dc-dc dönüştürücüler [10], [11], ve [12] kullanılmaktadır. Geliştirilen karmaşık MGTS yöntemlerinden bazıları [13], [14], [15],

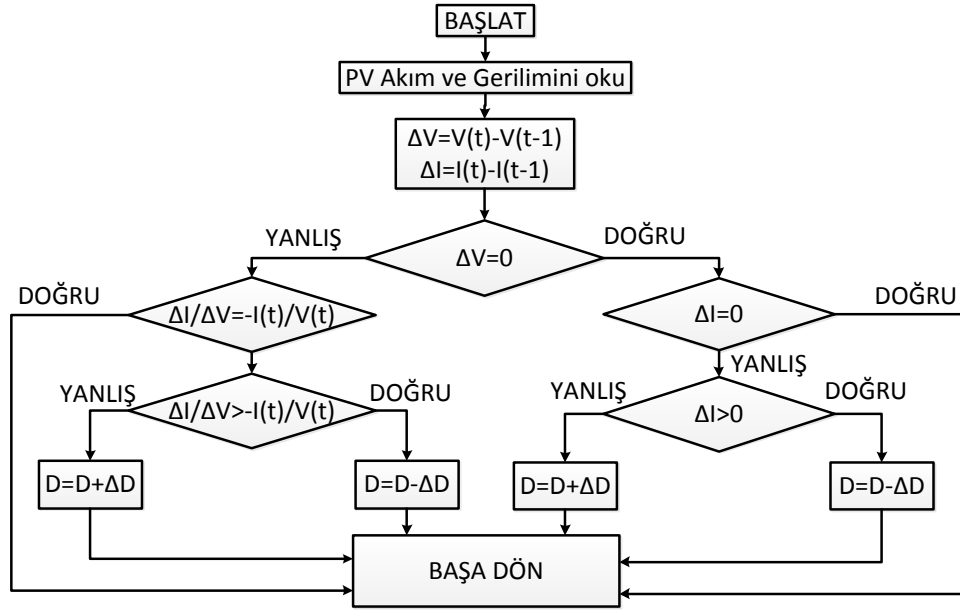
[16]'de verilmiştir. Bu yöntemlerin iyi sonuçlar verdiği gösterilse de nispeten daha basit olan Artan İletkenlik yöntemi (Incremental Conductance Method) [17] ve Kaygılandır&gözetle yöntemi (Perturb&Observe) [18], [19] tasarımlarda geniş uygulama alanı bulmuştur. Bu çalışmada, amaç yeni bir dc-dc dönüştürücü geliştirmek olduğundan bu iki basit yöntem kullanılmıştır. Kaygılandır&gözetle metoduna ilişkin algoritma Şekil 1.3'te gösterilmiştir.



Şekil 1.3 Kaygılandır&gözetle maksimum güç takip sistemi algoritması.

Kaygılandır&gözetle yönteminde gerilim artırımı veya azaltımı yapılarak güç hesaplanır ve güç değişimine bağlı olarak maksimum güç takip sisteminde kullanılan anahtarlamalı dc-dc dönüştürücüsünün anahtar doluluk oranı değiştirilir. Ölçülen güç değeri, bir önceki güç değerine göre yüksek ise doluluk oranı değişimi aynı yönde gerçekleştirilir. Ancak ölçülen güç değeri önceki güç değerinden düşük ise doluluk oranı değişimi ters yönde uygulanır.

Artan İletkenlik yöntemi, değişken hava koşullarında Kaygılandır&gözetle yöntemine göre daha iyi bir performans göstermektedir [17]. Bu yöntemde maksimum güç, PV panellerdeki anlık akım ve gerilim artışlarına göre takip edilmektedir. Bu yöntemle ait algoritma Şekil 1. 4'te verilmiştir. Artan İletkenlik algoritmasında akımın gerilime göre değişimine bakılır ve anahtarın doluluk oranı değiştirilir.



Şekil 1.4 Artan iletkenlik maksimum güç takip sistemi algoritması.

Değişen hava koşulları sebebiyle PV paneller aracılığı ile güneşten soğurulan enerji miktarının sabit olmaması tüketicinin talep ettiği enerji miktarının bazı durumlarda karşılanamamasına sebep olabilir. Bu sorunu aşmak için PV panellere ek olarak, başka bir enerji kaynağı sisteme entegre edilmelidir [20]. Aynı zamanda bu enerji kaynağı tüketici yükünün düşük olduğu durumlarda güneşten elde edilen fazla enerjiyi depolayabilmelidir. Bu gereksinimleri karşılayabilmek için PV-batarya hibrit sistemleri geliştirilmiştir [21], [22], [23]. Genelde bu sistemlerde güç yoğunluğu düşük olmasına rağmen ucuz olması nedeniyle 'Lead-Acid' bataryalar kullanılmaktadır [24]. Bu sistemlerde bataryaları şarj etmek için sistemdeki gerilim seviyelerine göre düşürücü, yükseltici veya düşürücü-yükseltici tip anahtarlamalı dc-dc dönüştürücüler kullanılmaktadır. [21], [22] ve [23]'de verilen PV-batarya hibrit sisteminde MGT için yükseltici tip dönüştürücü, batarya şarjı ve kontrolü için ise çift yönlü dc-dc dönüştürücü kullanılmıştır. 2 ayrı dc-dc anahtarlamalı güç kaynağı kullanmak kontrol açısından karmaşıklığa sebep olmaktadır. [25]'de ise bir adet çok girişli dc-dc dönüştürücü ile PV-batarya hibrit sistemi oluşturulmuştur, ancak bu dönüştürücü bataryayı şarj ederken MGT görevini yerine getirememektedir. Ek olarak, [26]'da ise yine tek bir dc-dc dönüştürücü ile MGT ve bataryanın şarj/deşarjı sağlanmıştır; bu dönüştürücü içerdiği transformatör ile PV ile bataryayı birbirinden izole etmiştir, fakat yüksek eleman sayısı ve karmaşık devre tasarımı gibi dezavantajlara sahiptir.

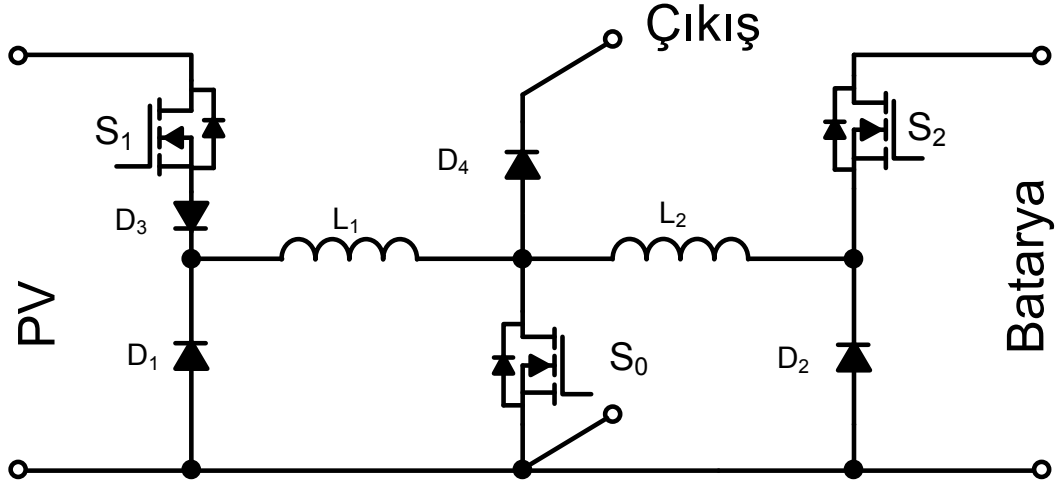
Yukarıda verilen örneklerde olduğu gibi literatüre yeni bir dc-dc dönüştürücü topolojisi kazandırabilmek için önerilen dc-dc dönüştürücü topolojisi öncelikle analiz edilmelidir. Analiz işlemi önerilen topolojinin çalışma aralıkları belirlenerek başlamaktadır. Kararlı çalışma durumunda belirlenen çalışma aralıklarındaki endüktansların akımları ve gerilimleri, anahtarların akımları ve gerilimleri, giriş akımı ve gerilimi, çıkış akımı ve gerilimine ait matematiksel ifadeler çıkarılır. Çıkarılan bu ifadeler yardımıyla önerilen dc-dc dönüştürücü topolojisinin küçük işaret analizi yapılarak modellenir [27]. Küçük işaret analizi yapmak için farklı yöntemler geliştirilmiştir. Literatürde “current injected approach”(akım enjekte yöntemi) [28], “circuit averaging technique” (Devre ortalama yöntemi) [29], ve “the state-space averaging method” (SSA) (Uzay-boşluk ortalama metodu) [30] gibi anahtarlama dc-dc dönüştürücü modelleme teknikleri bulunmaktadır. SSA literatürde ilk olarak [30]’te verilmiş daha sonra geliştirilerek [31], [32] ve [33] makalelerinde sunulmuştur. SSA yönteminde dc-dc dönüştürücü eşitlikleri matris şeklinde düzenlenmesi, topolojinin karmaşıklığından bağımsız küçük işaret eşdeğer devresinin kolayca ortaya çıkmasını sağlamaktadır.

1.2 Tezin Amacı

Tez çalışmasında PV-batarya hibrit enerji sistemi için yeni bir çift girişli izolesiz dc-dc güç dönüştürücü geliştirilmesi hedeflenmiştir. Bu amaca yönelik yapılan çalışmalar 4 ana hedef belirlenmiştir.

- Anahtarlama dc-dc dönüştürücünün matematiksel modelini çıkararak kontrolör tasarımını gerçekleştirmek.
- Önerilen dönüştürücüyü ve geliştirilen kontrol yöntemini benzetim çalışmaları yardımıyla test etmek.
- Geliştirilecek dönüştürücü prototipi ile PV-batarya hibrit sistemini bir yük profili altında test etmek.
- Yapılan teorik çalışmaların deneysel çalışmalar ile karşılaştırılmasıyla hipotezin doğruluğunu saptamak ve bunun sonucunda bilimsel çıktılar elde etmek.

1.3 Hipotez



Şekil 1.5 Önerilen anahtarlama dc-dc dönüştürücü topolojisi

Şekil 1.5'te gösterilen çok girişli dönüştürücü ile [34]'de bir yakıt pili-ultra kapasitör hibrit sistemi sunulmuştur; bu tezde bu dönüştürücü kullanılarak, bir PV-batarya hibrit sistemi oluşturulması ve böylece iki farklı dc-dc dönüştürücü içeren sistemlere göre güç yoğunluğunun artırılması ve daha düşük eleman sayısına ulaşılması amaçlanmaktadır. Bu konuda benzetim çalışmaları yapıp uluslararası bir konferansta sunum yapılmıştır[35]. Önerilen dc-dc dönüştürücüde, PV giriş tarafında diyot kullanılarak tek yönlü çalışması sağlanıp, bunun sonucunda batarya şarjından bağımsız MGT işlemi gerçekleştirilebilir. Önerilen dc-dc dönüştürücü iki girişli tek çıkışlı olup üç anahtar, dört diyot ve iki endüktanstan oluşmaktadır.

Bu çalışmada, Şekil 1.5'te verilen anahtarlama dc-dc dönüştürücü SSA yöntemi kullanarak modellenecek ve matematiksel ifadeler çıkarılmıştır. Daha sonra, dc-dc dönüştürücüyü kontrol etmek için gerekli olan PI kontrolörler çıkarılan matematiksel ifadeler yardımıyla edilmiştir. Bataryanın şarj edilmesi gerektiğinde ise bataryayı korumak amacıyla şarj akımını sınırlandıracak bir yöntem geliştirilmiştir. Son olarak deneysel ve benzetim çalışmalarıyla önerilen dönüştürücünün çalışması test edilmiştir.

ÖNERİLEN DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Önerilen dc-dc dönüştürücü daha önce Şekil 1.5'te verilmiştir. Dc-dc dönüştürücü tek yönlü çalışabilir olarak ayarlanmıştır (çıkıştaki diyot yerine MOSFET ilave edilirse geri yönlü de çalışabilir).

2.1 Önerilen Dönüştürücünün Analizi

Devrenin sürekli akım modundaki (Continious Conduction Mode-CCM) performans analizini kolaylaştırmak için aşağıdaki varsayımlar yapılmıştır.

1. Bütün anahtarlama elemanları ideal kabul edilmiştir. Dolayısıyla, elemanların iletim dirençleri, bütün parazitik kondansatörler ve diyotların gerilim düşümleri ihmal edilmiştir.
2. Dönüştürücünün girişlerinde ve çıkışında yeterince yüksek değerli kondansatörler bağlı olup, bir anahtarlama periyodu içerisinde giriş ve çıkış gerilimleri değişmediği kabulü yapılmıştır.

Önerilen PV-batarya hibrit sisteminde, dönüştürücü iki çalışma moduna sahiptir. Bu modlar deşarj modu ve şarj modu olarak adlandırılacaktır. Deşarj modunda kaynakların her ikisi de çıkışı beslemektedir. Bu durumda S_1 ve S_2 anahtarları PV panellerden maksimum güç almak ve çıkış regülasyonunu sağlamak için kontrol edilmektedir. Bunun dışında kontrol kolaylığı sağlamak amacıyla S_0 anahtarına sabit olarak 0,5 doluluk oranına sahip PWM işareti uygulanmıştır. Şarj modunda ise istenilen çıkış gücünün PV panellerinin ürettiği güçten az olması durumunda fazla olan enerji bataryada depo edilmektedir. Bu çalışma modunda S_1 anahtarı yine MGTS kontrol döngüsü içerisinde

kontrol edilecek ve S_2 anahtarının diyotu üzerinden batarya şarj olacağından bu anahtar kontrol edilmeyecektir. Çıkış gerilimini referans gerilimde tutmak için S_0 anahtarı kontrol edilmektedir.

Çalışma modlarına ilişkin dalga şekilleri Şekil 2.1’de verilmiştir. Bu grafiklerden de anlaşılacağı üzere deşarj modunda dönüştürücü sırasıyla 1,2,3,4 aralıklarında, şarj modunda ise sırasıyla 1,2,3 aralıklarında çalışmaktadır.

2.1.1 Deşarj Modu Analizi

Aralık 1: Aralık başlangıcında S_0 anahtarına iletim sinyali verilir. S_1 ve S_2 anahtarları iletimde kalmaya devam etmektedirler. Bu aralıkta her iki endüktansta ilgili giriş gerilimlerine maruz kalır. Ayrıca, bütün diyotlar ters kutuplanmış olup, kesimdedir. Bu aralıkta, endüktans akımları, V_x/L_x oranında lineer olarak artar. Bu sırada yük, çıkış kapasitesi tarafından beslenir. (2.1) ve (2.2) nolu denklemlerden endüktansların akım değişimleri, (2.3) ve (2.4) nolu denklemlerden endüktans akımları hesaplanabilir. (2.7) bu aralıkta yükü çıkış kapasiteleri beslemektedir. Ayrıca (2.6) ve (2.7) nolu denklemlerden de anlaşılacağı üzere giriş akımları endüktans akımlarına eşittir. Bu aralıktaki eş değer devre Şekil 2. 2’de verilmiştir.

$$L_1 \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} = V_{PV}(t) \quad (2.1)$$

$$L_2 \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} = V_{BAT}(t) \quad (2.2)$$

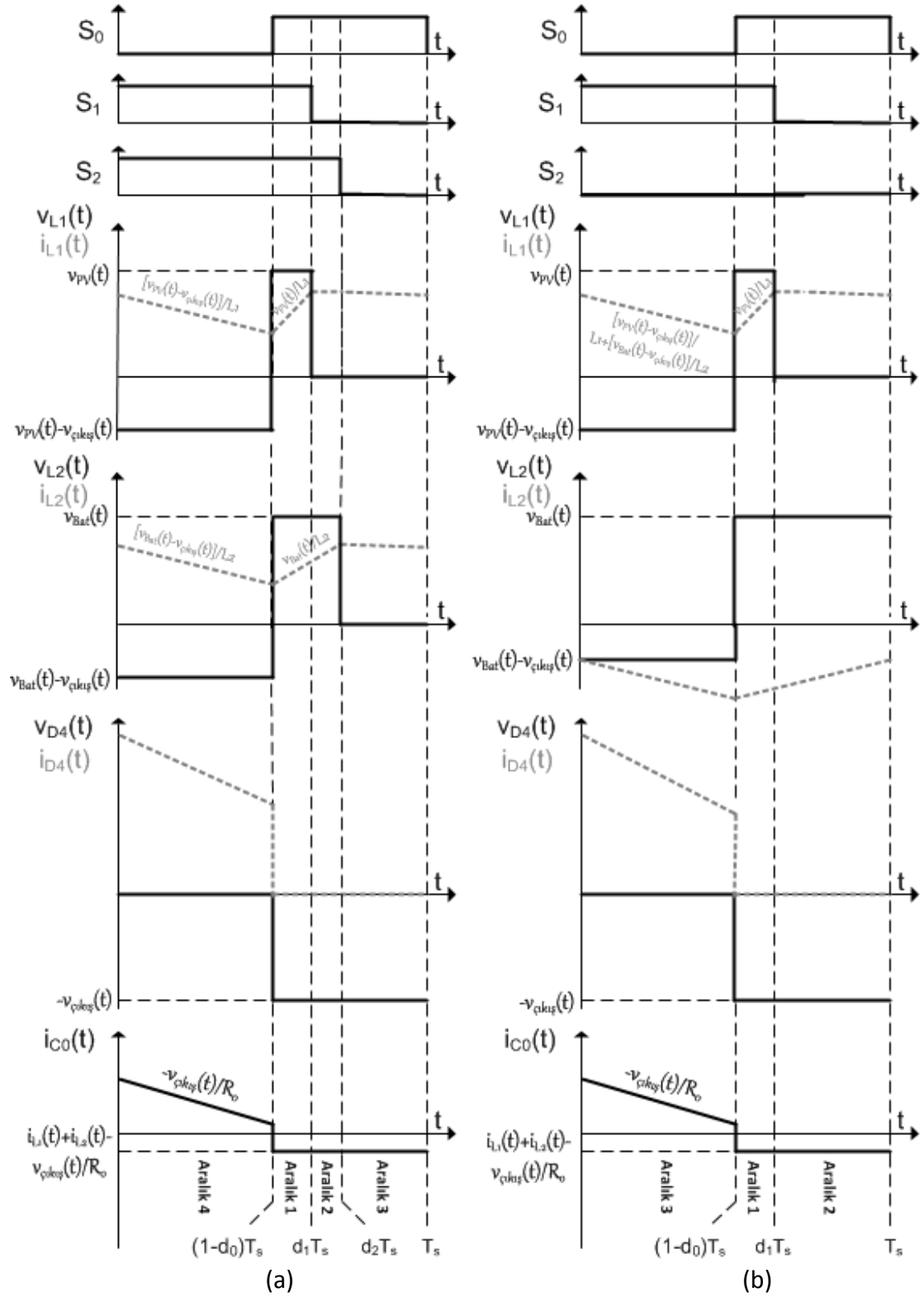
$$I_{L_1}(t) = I_{L_1}(0) + \frac{V_{PV}(t)}{L_1} t \quad (2.3)$$

$$I_{L_2}(t) = I_{L_2}(0) + \frac{V_{BAT}(t)}{L_2} t \quad (2.4)$$

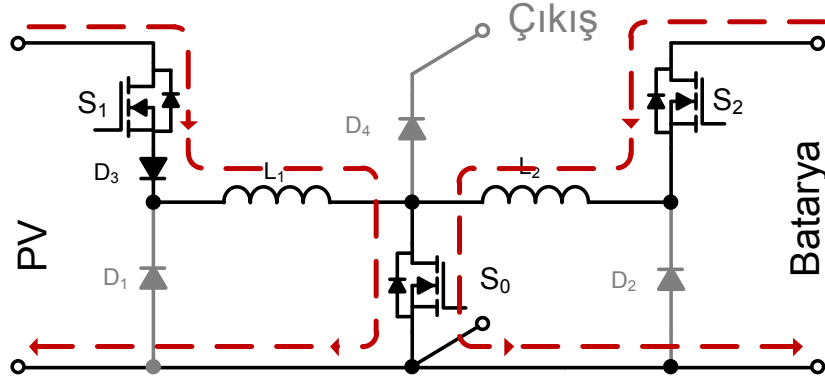
$$C \frac{dV_{\text{çıkış}}(t)}{dt} = -\frac{V_{\text{çıkış}}}{R_{\text{yük}}} \quad (2.5)$$

$$I_{PV}(t) = I_{L_1}(t) \quad (2.6)$$

$$I_{BAT}(t) = I_{L_2}(t) \quad (2.7)$$

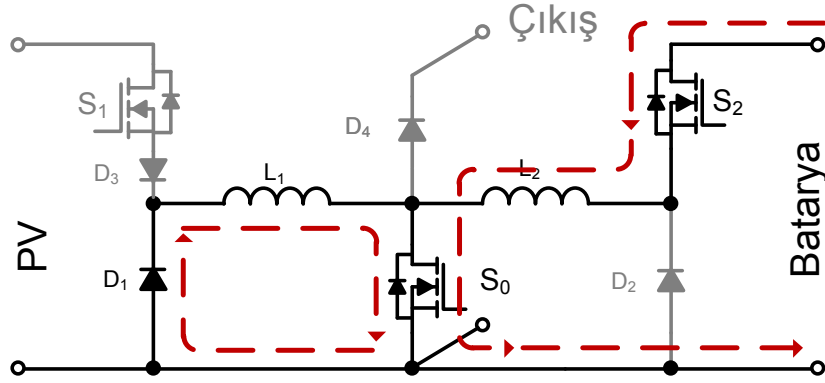


Şekil 2.1 Dönüştürücü dalga şekilleri: (a) deşarj modu, (b) şarj modu.



Şekil 2.2 Deşarj modu: Aralık 1 eşdeğer devre şeması

Aralık 2: Başlangıçta S_0 ve S_2 anahtarları iletimde kalmaya devam ederken, S_1 anahtarı kapı sinyali kesilir. Bu durumda L_1 ters gerilim endükleyerek, D_1 diyodunu iletime sokar ve L_1 akımı S_0 ve D_1 üzerinden serbest dolaşım yapar (2.9). L_1 'e uygulanan gerilim sıfır olduğu için endüktans akımı aralık boyunca sabit kalır (2.8). S_0 ve S_2 anahtarları iletimde olduğu için L_2 endüktansı, V_2/L_2 oranında lineer olarak artmaya devam eder. D_1 harici diğer diyotlar kesimde olup, yük çıkış kapasitesi tarafından beslenir (2.10). Bu aralıkta elde edilen eşdeğer devre Şekil 2. 3'te verilmiştir.



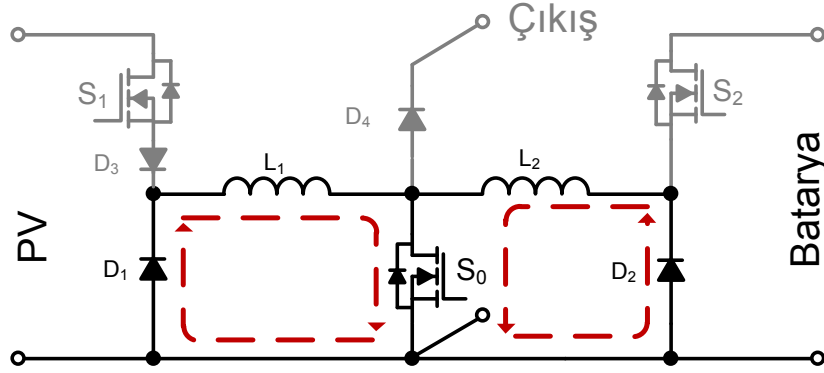
Şekil 2.3 Deşarj modu: Aralık 2 eşdeğer devre şeması

$$\frac{di_{L1}}{dt} = 0 \quad (2.8)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_2}{L_2} \quad (2.9)$$

$$i_C = -\frac{V_{\text{çıkış}}}{R_{\text{yük}}} \quad (2.10)$$

Aralık 3: S_0 anahtarı iletimde kalmaya devam ederken, S_2 anahtarı kapı sinyali kesilir. Bu durumda L_2 'de ters gerilim endükleyerek, D_2 diyodunu iletime sokar ve her iki endüktans, diyotları ve S_0 üzerinden serbest dolaşım yapar(2.11) ve (2.12). Her iki endüktansa da uygulanan gerilim sıfır olduğu için endüktans akımları aralık boyunca sabit kalır. Yük bu aralıkta da çıkış kapasitesi tarafından beslenir(2.15). Bu aralıktaki eşdeğer devre Şekil 2. 4'de verilmiştir.



Şekil 2.4 Deşarj modu: Aralık 3 eşdeğer devre şeması

$$L_1 \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} = 0 \quad (2.11)$$

$$L_2 \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} = 0 \quad (2.12)$$

$$I_{L_1}(t) = I_{L_1}((d_0 - d'_1)T_s) \quad (2.13)$$

$$I_{L_2}(t) = I_{L_2}((d_0 - d'_2)T_s) \quad (2.14)$$

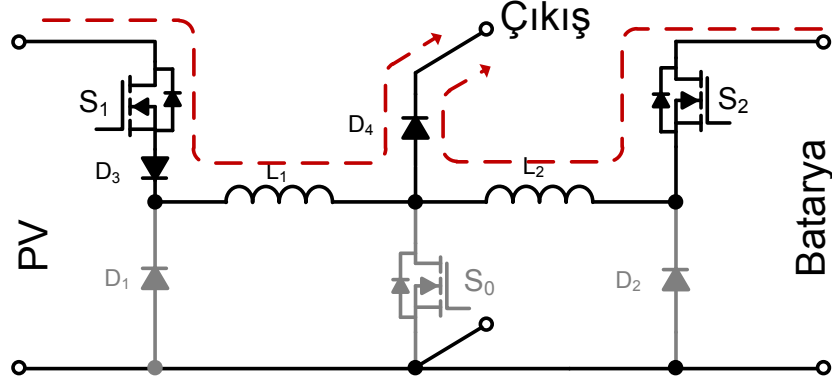
$$C \frac{dV_{\text{çıkış}}(t)}{dt} = -\frac{V_{\text{çıkış}}}{R_{\text{yük}}} \quad (2.15)$$

$$I_{PV}(t) = 0 \quad (2.16)$$

$$I_{BAT}(t) = 0 \quad (2.17)$$

Aralık 4: S_0 anahtarı kapı sinyali kesilir ve S_1 ve S_2 anahtarlarına aynı anda iletim sinyali verilir. Bu durumda endüktanslar üzerine biriken enerji D_4 diyodunu iletime sokar. Endüktanslar giriş kaynakları ile beraber çıkışı beslerler. Aralık S_0 anahtarına iletim sinyali

verilinceye kadar devam eder. Bu aralıkta elde edilen eşdeğer devre Şekil 2. 5'te verilmiştir.



Şekil 2.5 Deşarj modu: Aralık 4 eşdeğer devre şeması

$$L_1 \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} = V_{PV}(t) - V_{\text{çıkış}}(t) \quad (2.18)$$

$$L_2 \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} = V_{BAT}(t) - V_{\text{çıkış}}(t) \quad (2.19)$$

$$I_{L_1}(t) = I_{L_1}(d_o T_S) + \frac{V_{PV}(t) - V_{\text{çıkış}}(t)}{L_1} t \quad (2.20)$$

$$I_{L_2}(t) = I_{L_2}(d_o T_S) + \frac{V_{BAT}(t) - V_{\text{çıkış}}(t)}{L_2} t \quad (2.21)$$

$$C \frac{dV_{\text{çıkış}}(t)}{dt} = I_{L_1}(t) + I_{L_2}(t) - \frac{V_{\text{çıkış}}(t)}{R_{yük}} \quad (2.22)$$

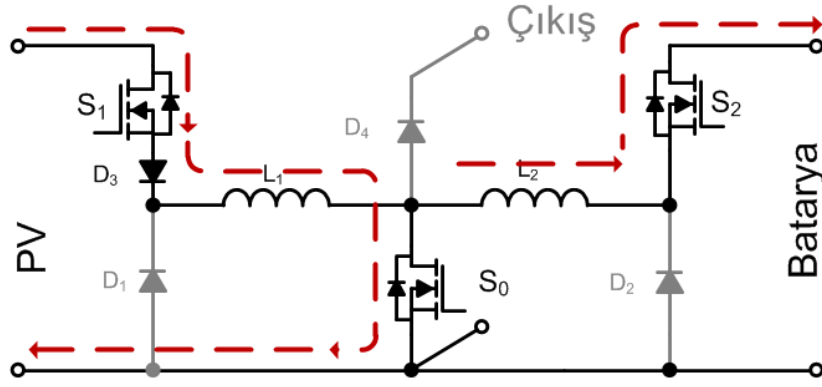
$$I_{PV}(t) = I_{L_1}(t) \quad (2.23)$$

$$I_{BAT}(t) = I_{L_2}(t) \quad (2.24)$$

2.1.2 Şarj Modu Analizi

Aralık 1: Bu aralık S_0 anahtarına iletim sinyali verilmesiyle başlar. S_1 anahtarı iletimde kalmaya devam etmektedir. Bu aralıkta endüktanslardan biri enerji depolarken diğer endüktans ise enerjisinin bir kısmını bataryaya aktarmaktadır. Ayrıca bu aralıkta yük, çıkış kapasitesi tarafından beslenir. (2.25) ve (2.26) nolu denklemlerden endüktansların

akım değişimleri, (2.27) ve (2.28) nolu denklemlerden endüktans akımları hesaplanabilir. (2.29) bu aralıkta yükü çıkış kapasiteleri beslemektedir. Ayrıca (2.30) ve (2.31) nolu denklemlerden de anlaşılacağı üzere giriş akımları endüktans akımlarına eşittir. Bu aralıktaki eş değer devre Şekil 2.6'da verilmiştir.



Şekil 2.6 Şarj modu: Aralık 1 eşdeğer devre şeması

$$L_1 \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} = V_{PV}(t) \quad (2.25)$$

$$L_2 \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} = V_{BAT}(t) \quad (2.26)$$

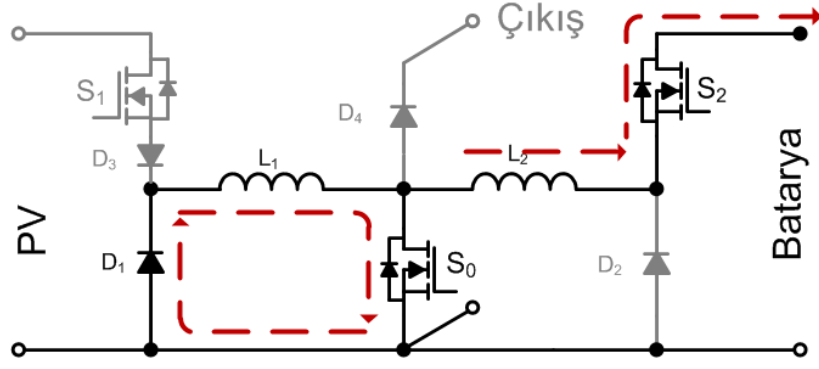
$$I_{L_1}(t) = I_{L_1}(0) + \frac{V_{PV}(t)}{L_1} t \quad (2.27)$$

$$I_{L_2}(t) = I_{L_2}(0) - \frac{V_{BAT}(t)}{L_2} t \quad (2.28)$$

$$C \frac{dV_{\text{çıkış}}(t)}{dt} = -\frac{V_{\text{çıkış}}}{R_{\text{yük}}} \quad (2.29)$$

$$I_{PV}(t) = I_{L_1}(t) \quad (2.30)$$

$$I_{BAT}(t) = -I_{L_2}(t) \quad (2.31)$$



Şekil 2.7 Şarj modu: Aralık 2 eşdeğer devre şeması

Aralık 2: S_0 anahtarı iletimde kalmaya devam ederken, S_1 anahtarı kapı sinyali kesilir. Bu durumda L_1 'de ters gerilim endükleterek, D_1 diyodunu iletime sokar ve endüktans serbest dolaşım yapar. Diğer endüktans ise bataryayı şarj etmeye devam etmektedir. (2.32) ve (2.33). Yük bu aralıkta da çıkış kapasitesi tarafından beslenir (2.34). Bu aralıktaki eşdeğer devre Şekil 2. 7'de verilmiştir.

$$L_1 \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} = 0 \quad (2.32)$$

$$L_2 \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} = V_{BAT}(t) \quad (2.33)$$

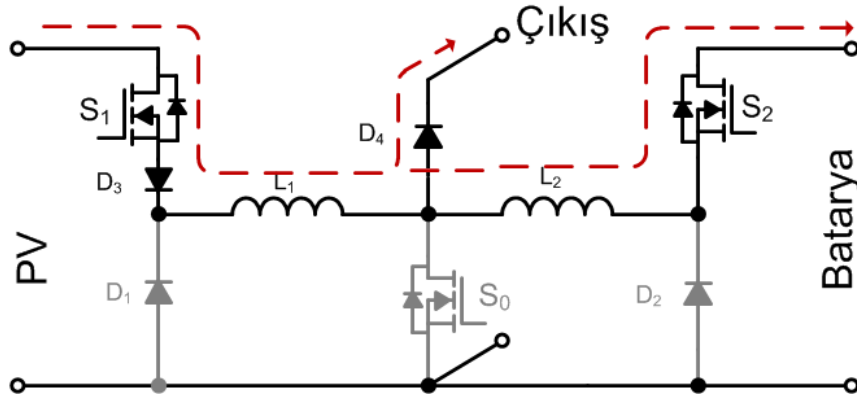
$$I_{L_1}(t) = I_{L_1}((d_0 - d'_1)T_S) \quad (2.34)$$

$$I_{L_2}(t) = I_{L_2}((d_0 - d'_2)T_S) \quad (2.35)$$

$$C \frac{dV_{çıkış}(t)}{dt} = -\frac{V_{çıkış}}{R_{yük}} \quad (2.36)$$

$$I_{PV}(t) = 0 \quad (2.37)$$

$$I_{BAT}(t) = -I_{L_2}(t) \quad (2.38)$$



Şekil 2.8 Şarj modu: Aralık 3 eşdeğer devre şeması

Aralık 3: Bu aralık S_1 anahtarı iletme girip S_0 anahtarının kesime girmesiyle başlamaktadır. PV bataryayı endüktanslar üzerinden şarj ederken aynı zamanda L_1 endüktansı üzerinden yükü ve çıkış kapasitörünü beslemektedir. Endüktans akım ve gerilimleri aşağıdaki denklemlerden bulunabilir. Yük PV tarafından karşılanmaktadır. (2.30) ve (2.31) nolu denklemden anlaşılacağı üzere bu aralıkta endüktans akımları kaynak akımlarına eşittir.

$$L_1 \frac{dI_{L_1}(t)}{dt} = V_{PV}(t) - V_{\text{çıkış}}(t) \quad (2.39)$$

$$L_2 \frac{dI_{L_2}(t)}{dt} = V_{BAT}(t) - V_{\text{çıkış}}(t) \quad (2.40)$$

$$I_{L_1}(t) = I_{L_2}(d_o T_S) + \frac{V_{PV}(t) - V_{\text{çıkış}}(t)}{L_1} t + \frac{V_{BAT}(t) - V_{\text{çıkış}}(t)}{L_2} t \quad (2.41)$$

$$I_{L_2}(t) = \frac{V_{BAT}(t) - V_{\text{çıkış}}(t)}{L_2} t + I_{L_2}(0) \quad (2.42)$$

$$C \frac{dV_{\text{çıkış}}(t)}{dt} = I_{L_1}(t) - I_{L_2}(t) - \frac{V_{\text{çıkış}}(t)}{R_{yük}} \quad (2.43)$$

$$I_{PV}(t) = I_{L_1}(t) \quad (2.44)$$

$$I_{BAT}(t) = I_{L_2}(t) \quad (2.45)$$

Kalıcı halde çalışma modlarına göre analiz yapıldı. Yapılan bu analizler sonucunda deşarj modunda dc-dc dönüştürücünün anahtarların doluluk oranlarına bağlı olarak değişen gerilim kazanç ifadeleri (2.32) ve (2.33)'te verilmiştir. Bu ifadelere göre önerilen dc-dc dönüştürücünün deşarj modunda çalıştığı bir denge noktası çıkarılabilir (2.34). Şarj modunda ise anahtarın doluluk oranı ve giriş gerilimlerine bağlı çıkış gerilimi kazanç denklemi (2.35)'te verilmiştir. (2.35)'e göre şarj modundaki dc-dc dönüştürücünün yeni denge noktası (2.36) ile ifade edilebilir. PV panel ve batarya boyutlandırılması bu denge noktalarına göre yapılmalıdır.

$$\frac{V_{\text{çıkış}}}{V_{PV}} = \frac{d_1}{1 - d_0} \quad (2.46)$$

$$\frac{V_{\text{çıkış}}}{V_{BAT}} = \frac{d_2}{1 - d_0} \quad (2.47)$$

$$\frac{V_{PV}}{V_{BAT}} = \frac{d_2}{d_1} \quad (2.48)$$

$$V_{\text{çıkış}} = V_{PV} \frac{d_1}{1 - d_0} = V_{BAT} \frac{1}{1 - d_0} \quad (2.49)$$

$$V_{PV} d_1 = V_{BAT} \quad (2.50)$$

2.2 Önerilen Dönüştürücü için Kontrol Yöntemi Geliştirilmesi

2.2.1 Küçük İşaret Analizi ve Transfer Fonksiyonlarının Belirlenmesi

Anahtarlama dc-dc güç dönüştürücülerini kontrol etmek için dönüştürücünün matematiksel modelini ve transfer fonksiyonlarını elde etmek gerektiği daha önceden belirtilmişti. Kararlı durumda dc-dc dönüştürücünün çalışmasını ifaden eden matematiksel denklemler de bir önceki bölümde gösterilmiştir. Bu bölümde bu denklemler yardımı ile önerilen dc-dc dönüştürücünün küçük işaret analizi yapılacaktır. Küçük işaret analizi için SSA yöntemi kullanılmıştır. Her bir aralık için eşitlikler çıkarılmalıdır. Kullanılan yöntemde bağımsız girişler ve durum değişkenleri bulunmaktadır. SSA yönteminde denklemler (2.51) ve (2.52) gibi yazılır.

$$K \frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.51)$$

$$y(t) = Cx(t) + Eu(t) \quad (2.52)$$

$x(t)$ vektörü endüktans akımı, kapasitör gerilimi gibi durum değişkenlerini içeren vektör olarak tanımlanır. $Y(t)$ vektörü ise çıkış vektörü olarak tanımlanmaktadır. Dc-dc dönüştürücü analizinde eşitlikler tüm aralıklar için ayrı ayrı yazılmaktadır. Daha sonra yazılan bu denklemler toplanarak tek bir eşitlikte toplanılır. Bu durumda Aralık 1 ve Aralık 2'nin toplamında aşağıda verilen eşitlikler elde edilir (2.53), (2.54). Bu denklemler aynı zamanda şarj modunda aralık 1'de bulunan denklemlerle eşittir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix}}_K \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{L_1}(t) \\ I_{L_2}(t) \\ V_{\text{çıkış}}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix}}_{A_1} \begin{bmatrix} I_{L_1}(t) \\ I_{L_2}(t) \\ V_{\text{çıkış}}(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{B_1} \begin{bmatrix} V_{PV}(t) \\ V_{BAT}(t) \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$\begin{bmatrix} I_{PV}(t) \\ I_{BAT}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{C_1} \begin{bmatrix} I_{L_1}(t) \\ I_{L_2}(t) \\ V_{\text{çıkış}}(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{E_1} \begin{bmatrix} V_{PV}(t) \\ V_{BAT}(t) \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

Deşarj modunda 3. Aralıkta bulunan denklemler ve şarj modunda 2. aralıkta bulunan denklemlerle eşittir.(2.55), (2.56)

$$\underbrace{\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix}}_K \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{L_1}(t) \\ I_{L_2}(t) \\ V_{\text{çıkış}}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix}}_{A_2} \begin{bmatrix} I_{L_1}(t) \\ I_{L_2}(t) \\ V_{\text{çıkış}}(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{B_2} \begin{bmatrix} V_{PV}(t) \\ V_{BAT}(t) \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

$$\begin{bmatrix} I_{PV}(t) \\ I_{BAT}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{C_2} \underbrace{\begin{bmatrix} I_{L_1}(t) \\ I_{L_2}(t) \\ V_{\text{çıkış}}(t) \end{bmatrix}}_{E_2} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{E_2} \begin{bmatrix} V_{PV}(t) \\ V_{BAT}(t) \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

Deşarj modunda ki Aralık 4 ve şarj modundaki Aralık 3'te bulunan eşitlikler aynı çıkmaktadır. Çıkarılan eşitlikler (2.57) ve (2.58) nolu denklemlerde verilmiştir. Şarj modunda $I_{L_2}(t)$ endüktans akımı negatiftir, bu durum hesaplamalar yapılırken dikkate alınmalıdır.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix}}_K \frac{d}{dt} \underbrace{\begin{bmatrix} I_{L_1}(t) \\ I_{L_2}(t) \\ V_{\text{çıkış}}(t) \end{bmatrix}}_{A_3} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix}}_{A_3} \underbrace{\begin{bmatrix} I_{L_1}(t) \\ I_{L_2}(t) \\ V_{\text{çıkış}}(t) \end{bmatrix}}_{A_3} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{B_3} \begin{bmatrix} V_{PV}(t) \\ V_{BAT}(t) \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

$$\begin{bmatrix} I_{PV}(t) \\ I_{BAT}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{C_3} \underbrace{\begin{bmatrix} I_{L_1}(t) \\ I_{L_2}(t) \\ V_{\text{çıkış}}(t) \end{bmatrix}}_{E_3} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{E_3} \begin{bmatrix} V_{PV}(t) \\ V_{BAT}(t) \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

Anlaşılaçağı üzere tüm aralıklarda elde edilen eşitlikler farklıdır. Sistemin denklemini çıkarabilmek için A, B, C, E ve K matrisleri aşağıdaki gibi toplanmalıdır. Aralığa ait olan süre D ile gösterilmektedir.

$$A = A_1 * D_1 + A_2 * D_2 + A_3 * D_3 \quad (2.59)$$

$$B = B_1 * D_1 + B_2 * D_2 + B_3 * D_3 \quad (2.60)$$

$$C = C_1 * D_1 + C_2 * D_2 + C_3 * D_3 \quad (2.61)$$

$$E = E_1 * D_1 + E_2 * D_2 + E_3 * D_3 \quad (2.62)$$

$$K = K_1 * D_1 + K_2 * D_2 + K_3 * D_3 \quad (2.63)$$

Genel eşitliği bulmak için yukarıda verilen denklemlere göre hesaplamalar yapıldığında (2.64) ve (2.65) nolu denklemler elde edilmiştir.

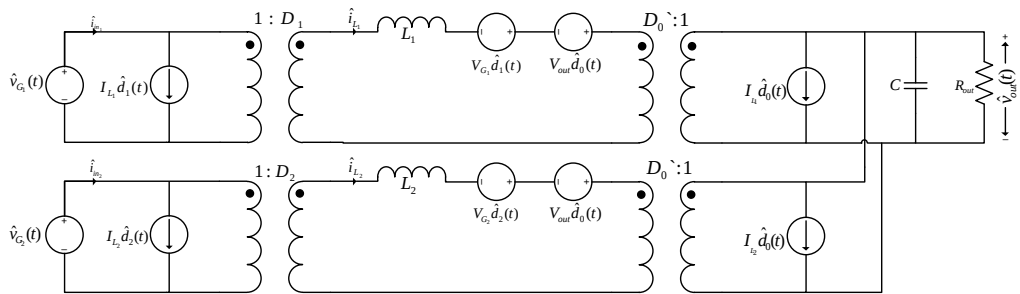
$$\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{I}_{L_1}(t) \\ \hat{I}_{L_2}(t) \\ \hat{V}_{\text{çıkış}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -D'_0 \\ 0 & 0 & -D'_0 \\ D'_0 & -D'_0 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{L_1}(t) \\ \hat{I}_{L_2}(t) \\ \hat{V}_{\text{çıkış}}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_1 & 0 \\ 0 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_{PV}(t) \\ \hat{V}_{BAT}(t) \end{bmatrix} + \quad (2.64)$$

$$\dots \begin{bmatrix} V_{\text{çıkış}} & V_{PV} & 0 \\ V_{\text{çıkış}} & 0 & V_{BAT} \\ -(I_{L_1} + I_{L_2}) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_0(t) \\ \hat{d}_1(t) \\ \hat{d}_2(t) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_{PV}(t) \\ \hat{I}_{BAT}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_1 & 0 & 0 \\ 0 & D_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{L_1}(t) \\ \hat{I}_{L_2}(t) \\ \hat{V}_{\text{çıkış}}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_{PV}(t) \\ \hat{V}_{BAT}(t) \end{bmatrix} \dots \quad (2.65)$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & I_{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & I_{L_2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}_0(t) \\ \hat{d}_1(t) \\ \hat{d}_2(t) \end{bmatrix}$$

Hesaplanan eşitlik yardımıyla bulunan küçük işaret eşdeğer devresi Şekil 2.9'da gösterilmiştir.



Şekil 2.9 Küçük işaret eşdeğer devresi

Zaman alanında eşitlik çıkarıldıktan sonra laplace dönüşümü yardımıyla s tabanına çevrilmiştir. Laplace dönüşümü yapıldıktan sonra elde edilen denklemi düzenlemek için (2.66) nolu işlem yapılır.

$$\hat{x}(s) = A^{-1}B\hat{d}(s) + A^{-1}C\hat{v}(s) \quad (2.66)$$

Sistemin tüm dc-dc dönüştürücünün transfer fonksiyonu (2.67)'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \hat{v}_{\text{çıkış}}(s) = & \hat{d}_0(s)G_{v_{d_0}}(s) + \hat{d}_1(s)G_{v_{d_1}}(s) + \hat{d}_2(s)G_{v_{d_2}}(s) + \hat{v}_{pv}(s)G_{v_{pv}}(s) \\ & + \hat{v}_{bat}(s)G_{v_{bat}}(s) \end{aligned} \quad (2.67)$$

Bu denklemde $\hat{d}_0(s)$, $\hat{d}_1(s)$, ve $\hat{d}_2(s)$ S_0 , S_1 , ve S_2 anahtarlarının doluluk oranının küçük aa (alternatif akım) değişkenlerini göstermektedir. $\hat{v}_{pv}(s)$ ve $\hat{v}_{bat}(s)$ ise giriş kaynaklarının küçük aa değişkenlerini belirtir. Önerilen dc-dc dönüştürücüde kontrol edilen 3 anahtar olması, önerilen dönüştürücünün 3 adet kontrol-çıkış transfer fonksiyonu çıkarılabilir. Yani çıkış gerilimi 3 anahtarla kontrol edilebilir.

Deşarj modunda çıkış gerilimi regüle eden kaynağın bataryadır. S_0 anahtarı ise sabit doluluk oranıyla sürüldüğü için transfer fonksiyonuna ihtiyaç yoktur. Dolayısıyla transfer fonksiyonu çıkarılırken çıkış gerilimi küçük işaret aa değişkeni olan $\hat{v}_{\text{çıkış}}(s)$ ve batarya girişinde bulunan anahtarın küçük işaret aa değişkeni olan $\hat{d}_2(s)$ dışındaki diğer küçük işaret aa değişkenleri ihmal edilir. Elde edilmek istenen transfer fonksiyonun matematiksel ifadesi (2.68) nolu denklemde verilmiştir.

$$G_{v_{d_2}}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{\text{çıkış}}(s)}{\hat{d}_2(s)} \right|_{\hat{d}_0(s)=\hat{d}_1(s)=\hat{v}_{pv}(s)=\hat{v}_{bat}(s)=0} \quad (2.68)$$

(2.65)'ten yola çıkarak elde edilen transfer fonksiyonu (2.69)'da verilmiştir.

$$G_{v_{d_2}}(s) = \left(\frac{V_{BAT}}{D'_O} \right) x \dots \quad (2.69)$$

$$\left(\left(\frac{L_1}{L_1 + L_1 L_2} \right) \frac{1}{s^2 \left(\frac{L_1 L_2 C}{L_1 + L_1 L_2} \frac{1}{(D'_0)^2} \right) + s \left(\frac{L_1 L_2}{L_1 + L_1 L_2} \frac{1}{(D'_0)^2 R} \right) + 1} \right)$$

Önerilen dc-dc dönüştürücü şarj modunda çalışırken S_2 anahtarı kontrol edilmemektedir. Çıkış gerilimi regülasyonu S_0 anahtarı kontrol edilerek yapılmaktadır. Bu modda transfer fonksiyonunun matematiksel ifadesi (2.70) nolu eşitlikte verilmiştir.

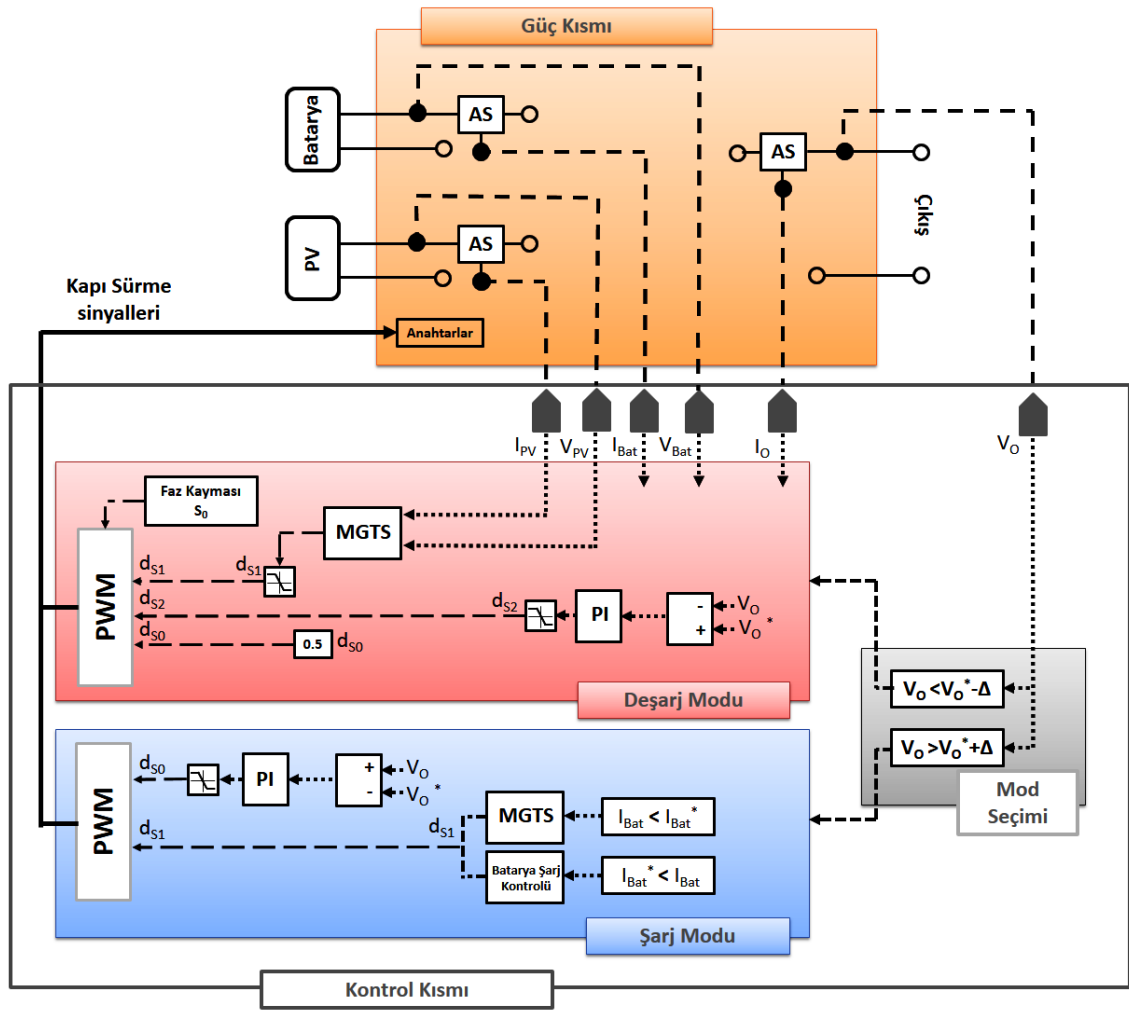
$$G_{V_{d_0}}(s) = \frac{\hat{v}_{\text{çıkış}}(s)}{\hat{d}_0(s)} \Big|_{\hat{d}_1(s)=\hat{d}_2(s)=\hat{v}_{\text{bat}}(s)=\hat{v}_{\text{bat}}(s)=0} \quad (2.70)$$

(2.65) nolu denklemden yola çıkarak elde edilen transfer fonksiyonu (2.71) nolu denklemden verilmiştir.

$$G_{V_{d_0}}(s) = \left(\frac{D'_0 L_1 R V_{\text{çıkış}} + D'_0 L_2 R V_{\text{çıkış}} - L_1 L_2 R s (I_{L_1} + I_{L_2})}{s^2 L_1 L_2 C R + s L_1 L_2 + D'^0_2 L_1 R + D'^0_2 L_2 R} \right) \quad (2.71)$$

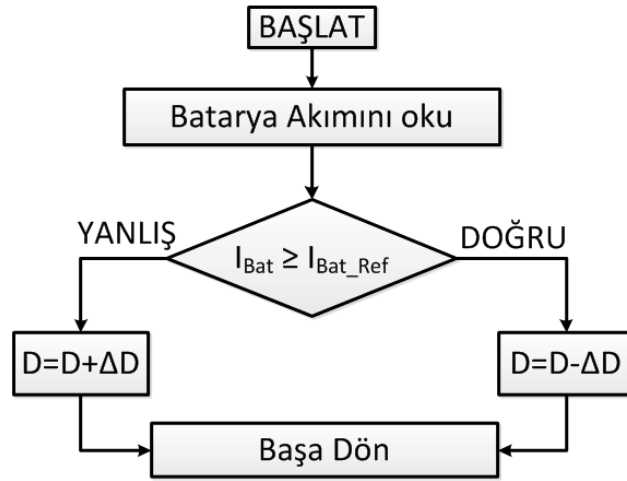
2.2.2 Kontrol yöntemi

Önerilen dc-dc dönüştürücüyü test etmek için tasarlanan kontrol stratejisi Şekil 2.10'da gösterilmiştir. Sensörler yardımıyla güç kısmından batarya, PV ve çıkış akım ve gerilim bilgileri alınmaktadır. Kullanılan stratejide mod değişikliği gerilim değişikliğinden anlaşılmaktadır. Δ mod değişikliği için tanımlanan fark değeridir. Örneğin $\Delta=2$ tanımlanmışsa bu durumda çıkış gerilimi 50 V'u geçer ya da 46 V'un altına inerse mod değişikliği olur. Deşarj modunda PV tarafından maksimum güç çekilmeye çalışılırken, S_2 anahtarı çıkış gerilimini PI kontrolör yardımı ile regüle eder. Bu çalışma modunda S_0 anahtarı kontrol kolaylığı açısından 0,5 sabit doluluk oranıyla sürülmektedir.



Şekil 2.10 Kontrol Stratejisi

Önerilen dönüştürücü deşarj modunda çalışırken çıkıştaki yük talebi PV panellerin ürettiği güçten daha az olursa fazla enerji bataryayı şarj etmeye başlar. Batarya şarj olurken S_2 anahtarı kontrol yeteneğini kaybedip çıkış gerilimini regüle edemez duruma gelir. Bu durumda çıkış gerilimi yükselir ve kontrol stratejisine göre batarya şarj moduna geçmektedir. Batarya şarj modunda PI kontrolör S_0 anahtarını kontrol ederek çıkış gerilimini regüle etmektedir. Ayrıca bu modda batarya şarj akımının belirlenen maksimum değeri geçmesi durumunda MGTS algoritması yerine batarya şarj akımını belirlenen bu değerde tutmaya çalışan başka bir algoritma devreye girer. Batarya şarj algoritması Şekil 2.11’de verilmektedir.



Şekil 2.11 Batarya şarj kontrol algoritması

Şarj akımı arttığında S_1 anahtarının doluluk oranını azaltarak şarj akımı azaltır. Şarj akımı azalırsa S_1 anahtarının doluluk oranını artırarak şarj akımını istenilen seviyede tutar.

2.2.2.1 Önerilen dönüştürücü için PI Kontrolör tasarımı

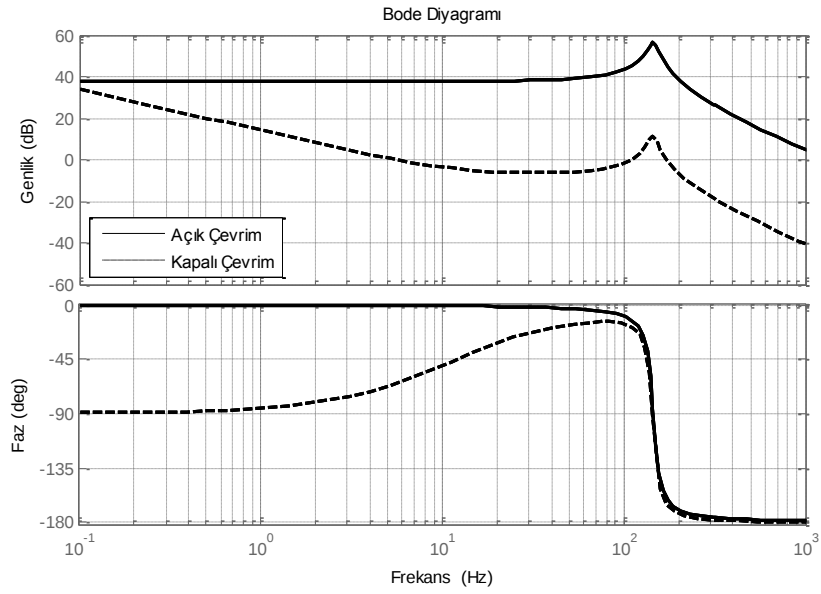
Dc-dc dönüştürücüleri gerilim kontrollü ya da akım kontrollü çalıştırmak için kontrolörler tasarlamak gerekmektedir. Kontrolörler P, PI ya da PID olabilir. Gerekli olmadıkça kontrolör tasarımı basit tutulmalıdır. Çünkü karmaşık kontrol yöntemi işlem karmaşası getirir ve daha güçlü işlemcilerle çalışmayı gerektirmektedir. Önerilen dc-dc dönüştürücüyü kontrol etmek için PI kontrolör kullanmak yeterli görülmüştür. PI kontrolörler yardımı ile bir sistemin faz marjı geliştirilir ve uygun bir kesim frekansına sahip olması sağlanır. PI kontrolörün transfer fonksiyonu (2.72) eşitlikte verilmiştir.

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.72)$$

Bu çalışmada PI kontrolörün kazançları MATLAB® yazılımında bulunan 'PID Tuning' aracı kullanılarak hesaplanmıştır. Deşarj modu için Çizelge 2.1 kullanılarak sistemin açık çevrim bode diyagramları çizdirilmiş ve 'PID tuning' aracı kullanılarak kesim frekansı 250 Hz olan bir PI kontrolör tasarlanmıştır. Deşarj moduna ilişkin bode diyagramları Şekil 2.12'de verilmiştir.

Çizelge 2.1 Deşarj modu için Bode plot parametreleri

$V_{Çıkış}$	48 V
V_{Bat}	39 V
V_{PV}	51 V
$R_{Çıkış}$	4.6 Ω
D_{S0}	0.5
$L_1 = L_2$	150 μ H
C	2000 μ F



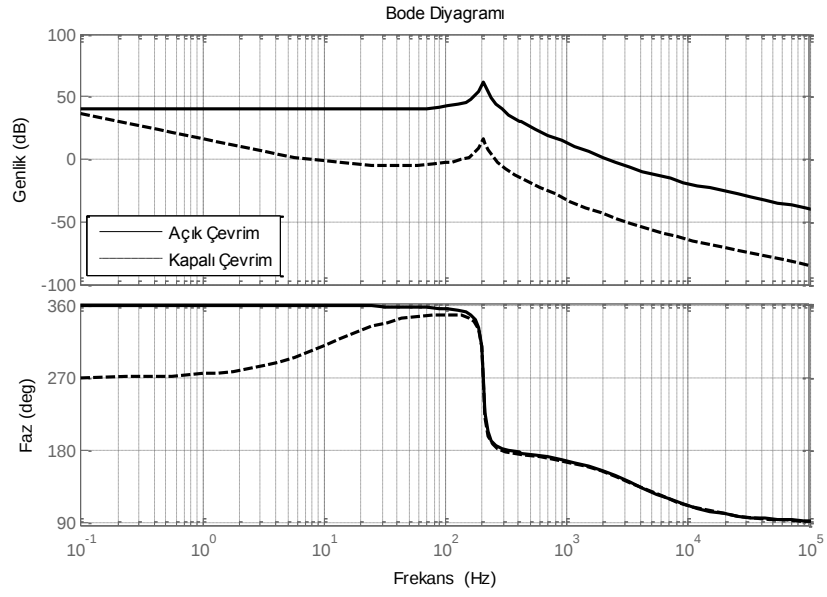
Şekil 2.12 Deşarj modunda Bode diyagramı

Şarj modu için PI kontrolör tasarımlarında Çizelge 2.2'deki veriler kullanılmıştır. Şarj modu için analiz yapıldığında katsayılar deşarj modunda bulunan katsayılarla benzer çıkmıştır.

Kontrol kolaylığı sağlamak için her iki modda deşarj modunda bulunan PI katsayıları kullanılmasına karar verilmiştir. Bu moda ilişkin çıkarılan bode diyagramları Şekil 2.13'te verilmiştir. Kontrolör parametreleri K_p 0,022032, K_i ise 0,57921 bulunmuştur.

Çizelge 2.2 Şarj modu için Bode plot parametreleri

$V_{Çıkış}$	48 V
V_{Bat}	39 V
V_{PV}	51 V
$R_{Çıkış}$	4,6 Ω
D_{S0}	0,1875
$L_1 = L_2$	150 μ H
C	2000 μ F
I_{L1}	15,8 A
I_{L2}	-3 A



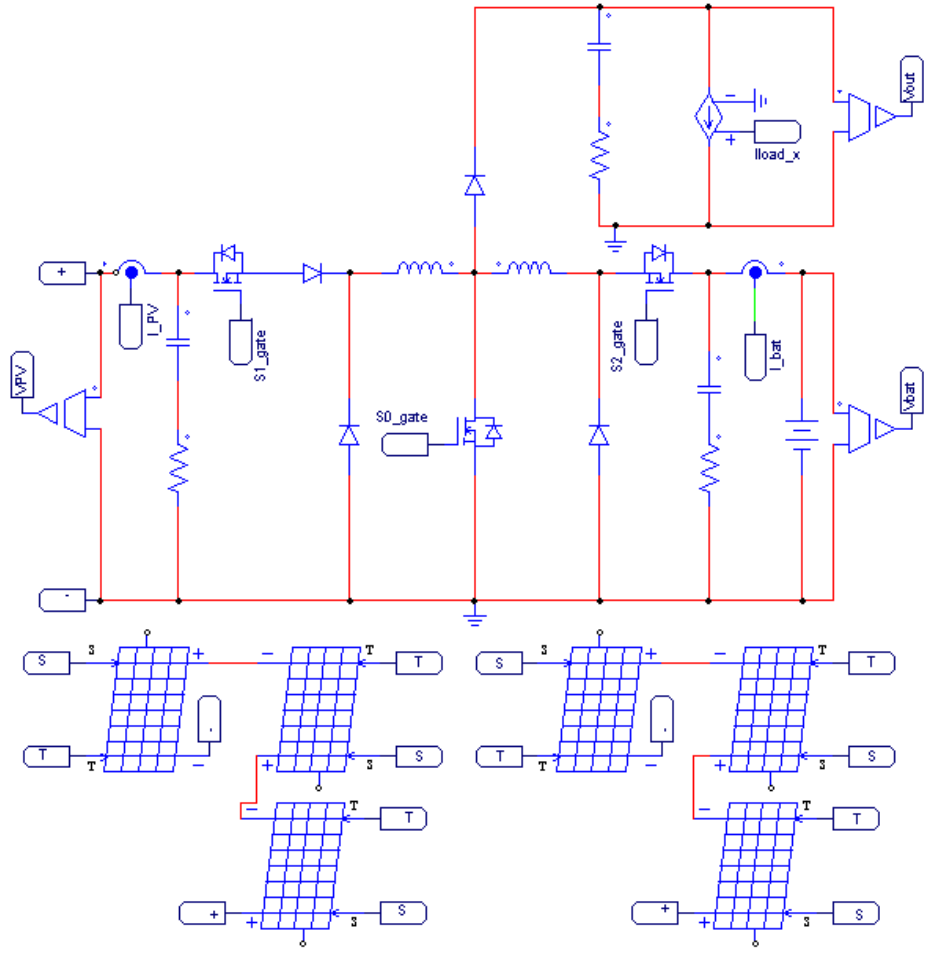
Şekil 2.13 Şarj modunda Bode diyagramı

BENZETİM ÇALIŞMALARARI

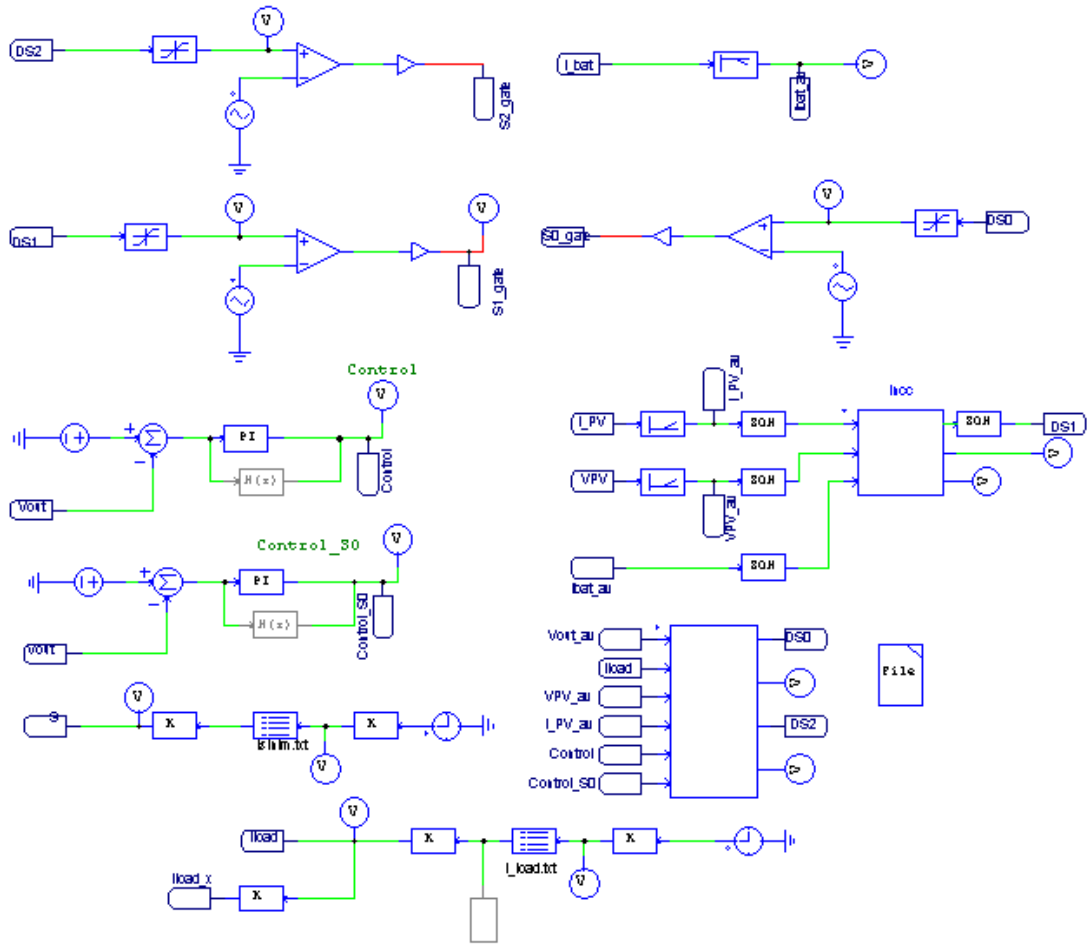
Dönüştürücünün anahtarlama modeli PSIM® yazılımı kullanılarak Şekil 3.1'deki gibi oluşturulmuştur. Ayrıca tasarlanan kontrolör yapıları Şekil 3.2'de gösterilmektedir. Kullanılan benzetim yazılımında MGTS bloğu bulunmadığı için C Bloğu kullanılarak Artan İletkenlik MGTS algoritması oluşturulmuştur. Özellikleri Tablo 3.1'de verilen PV grubu Solar Module bloğu kullanılarak modellenmiştir. Benzetim çalışmalarında, deneysel çalışmalarda kullanılan olan Solen markalı W130 kodlu 3x2 PV panel özellikleri kullanılarak 63 V açık devre gerilimine sahip, 780 W'lık bir PV grubu oluşturulmuştur. Son olarak, batarya başlangıç gerilimi 39 V olarak ayarlanmıştır. Benzetim çalışmalarında deneysel çalışmalarda kullanılacak olan MOSFET'ler modellenmiştir. Ayrıca endüktanslar ve kondansatörler de yine deneysel çalışmada kullanılacak olan değerlerde seçilmiştir. Anahtarlama frekansı 20 kHz olarak seçilmiştir.

Çizelge 3.1 WS130 Panel özellikleri

Açık devre gerilimi	21 V
Kısa devre Akımı	8.8 A
Maksimum güç noktasındaki gerilimi	17 V
Maksimum güç noktasındaki akımı	7.67 A
Nomimal Güç	130 W
Modüldeki solar hücre sayısı	36

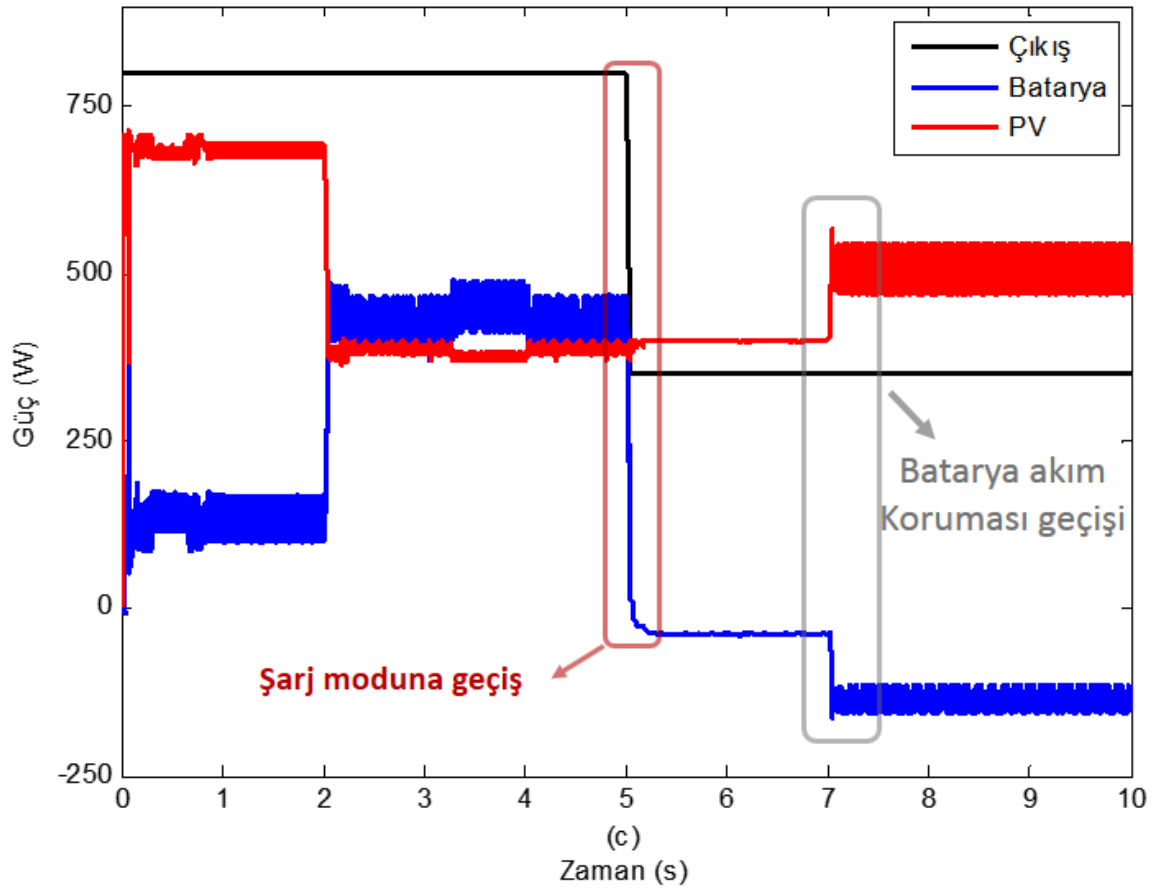


Şekil 3.1 Dönüştürücü anahtarlama modeli



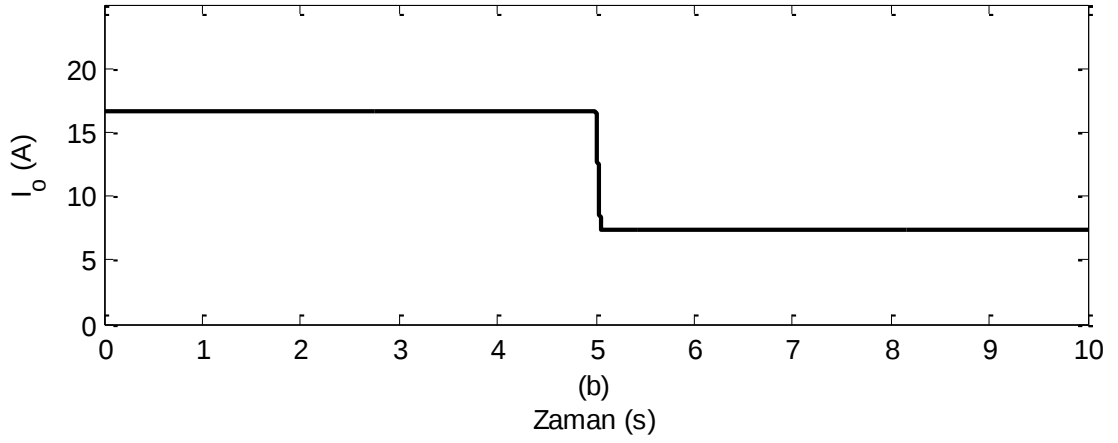
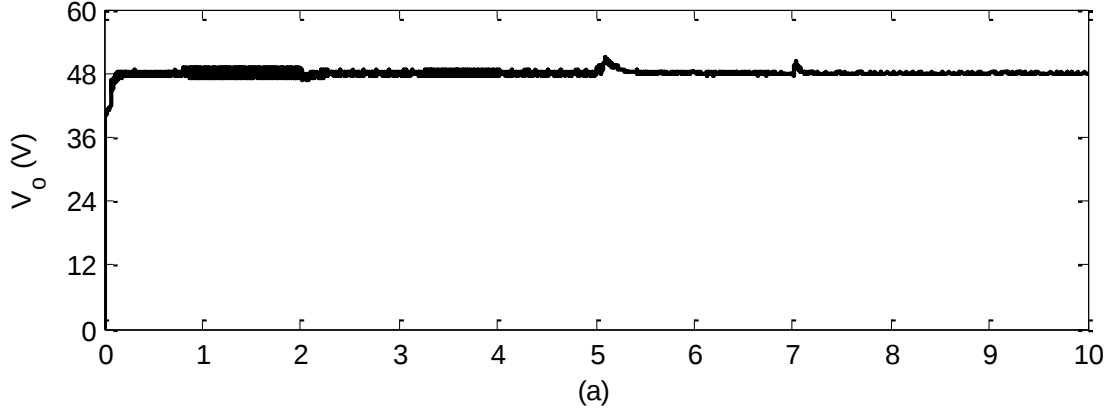
Şekil 3.2 Tasarlanan kontrolör yapıları

Öncelikle sistemin değişken hava şartlarında çalıştığını göstermek için ısıtım ve çıkış yükü değiştirilerek mod geçişleri test edilmiştir. Test süresi on saniye olarak belirlenmiştir. Benzetim çalışmaları sonuçları Şekil 3.3 ile Şekil 3.7 arasında verilmiştir. Şekil 3.3’de kaynakların gücü ve çıkış gücü verilmiştir. Görüldüğü üzere mod geçişleri sorunsuz olarak gerçekleştirilmiştir. Yedinci saniyeden sonra PV gücünün fazla salınmasının nedeni batarya şarj akımı koruma algoritmasında anahtar doluluk oranı değişiminin büyük seçilmesidir. Anahtar doluluk oranı küçük seçildiğinde sistem cevabı süresi artmaktadır. Sistem cevap süresinin artması ise mod geçişlerinde problem yaratmaktadır.



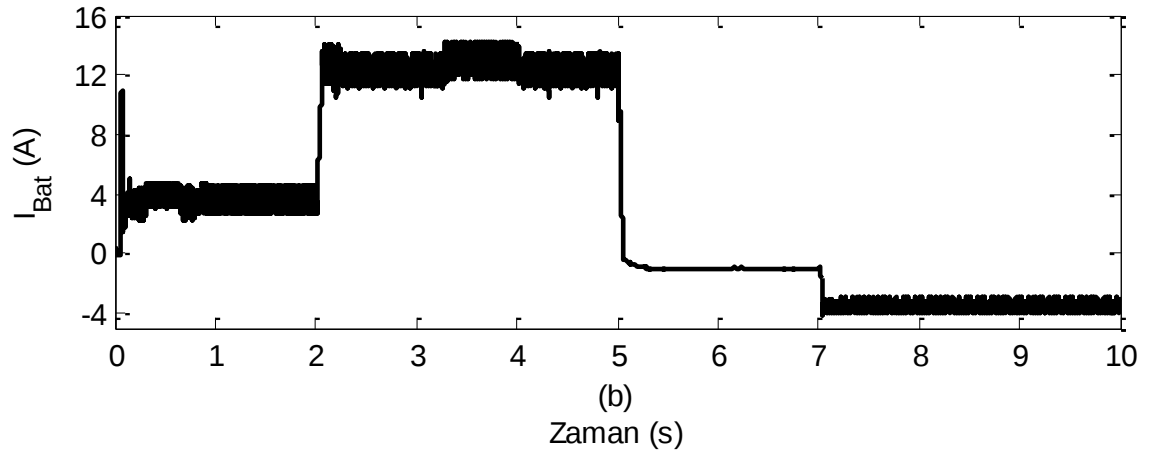
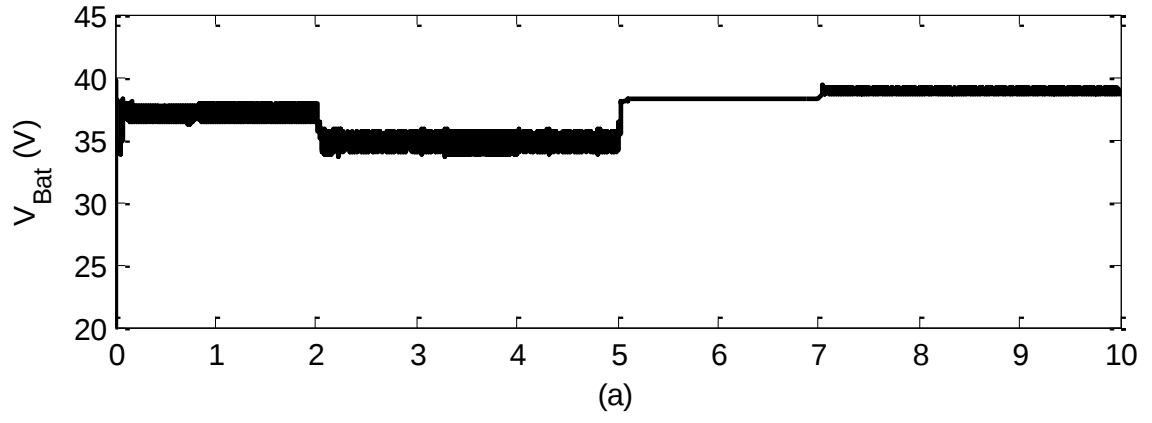
Şekil 3.3 Çıkış gücü, PV gücü ve batarya gücü değişimleri

Şekil 3.4’de çıkış gerilimi ve çıkış akımı değişimleri gösterilmektedir. Yük değişimlerinde çıkış gerilimi referans gerilimde tutulmaktadır.



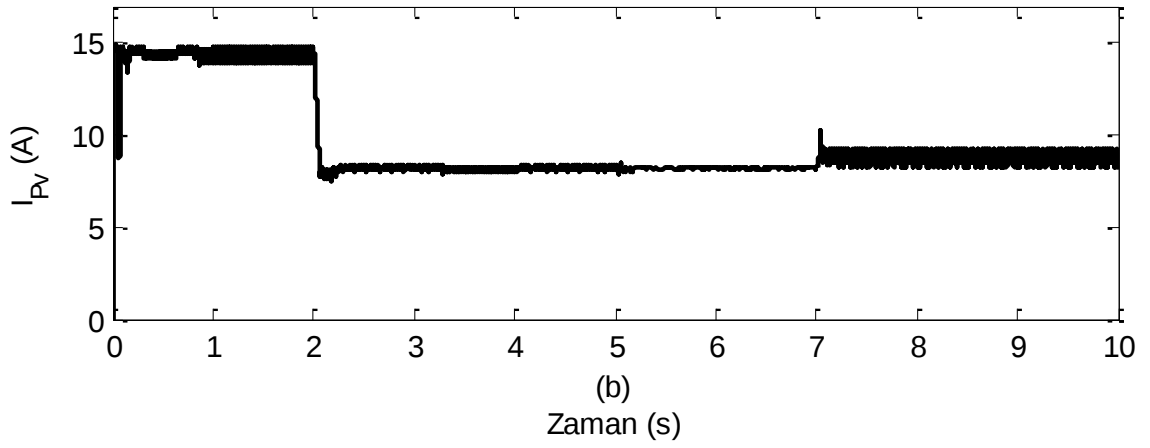
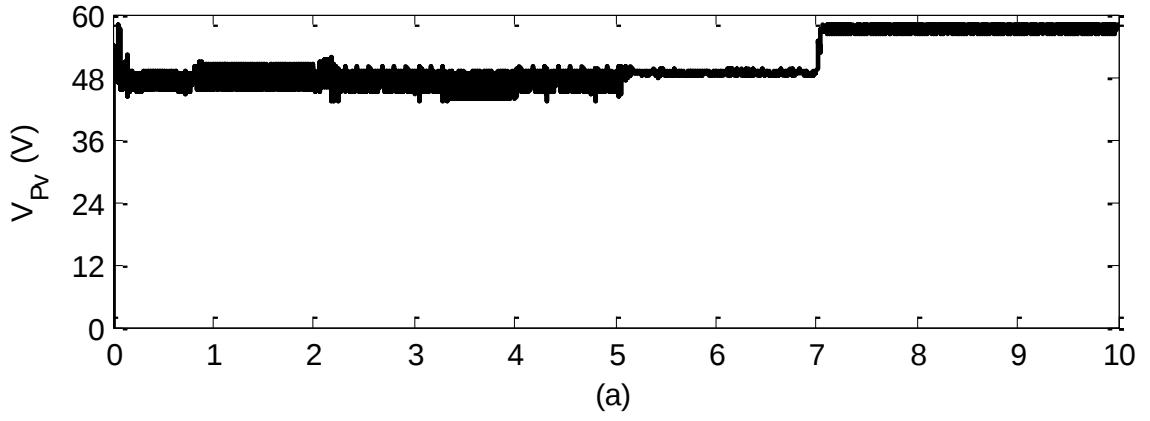
Şekil 3.4 Çıkış gerilimi ve çıkış akımı

Şekil 3.5'te batarya gerilimi ve akımı verilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere batarya şarj akımı belli bir aralıkta tutulmuştur. Ayrıca batarya deşarj olurken batarya geriliminin düşmesinin sebebi bataryanın iç direncinden kaynaklanmaktadır.



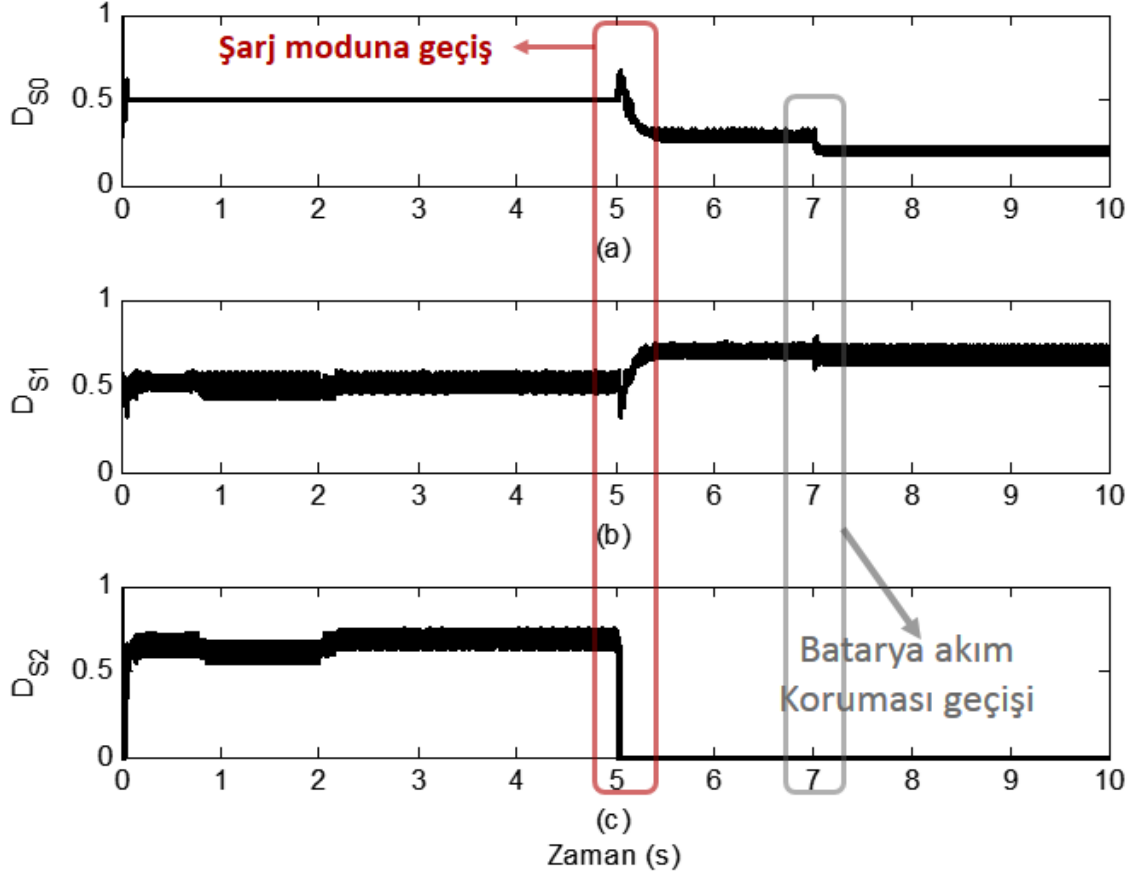
Şekil 3.5 Batarya gerilimi ve akımı

Şekil 3.6'da PV akım ve gerilimi verilmiştir. Yedinci saniyeye kadar Artan İletkenlik algoritmasıyla kontrol edilen PV panel grubu daha sonra kontrol algoritmasını değiştirerek batarya akım koruma algoritmasını kullanmaktadır.



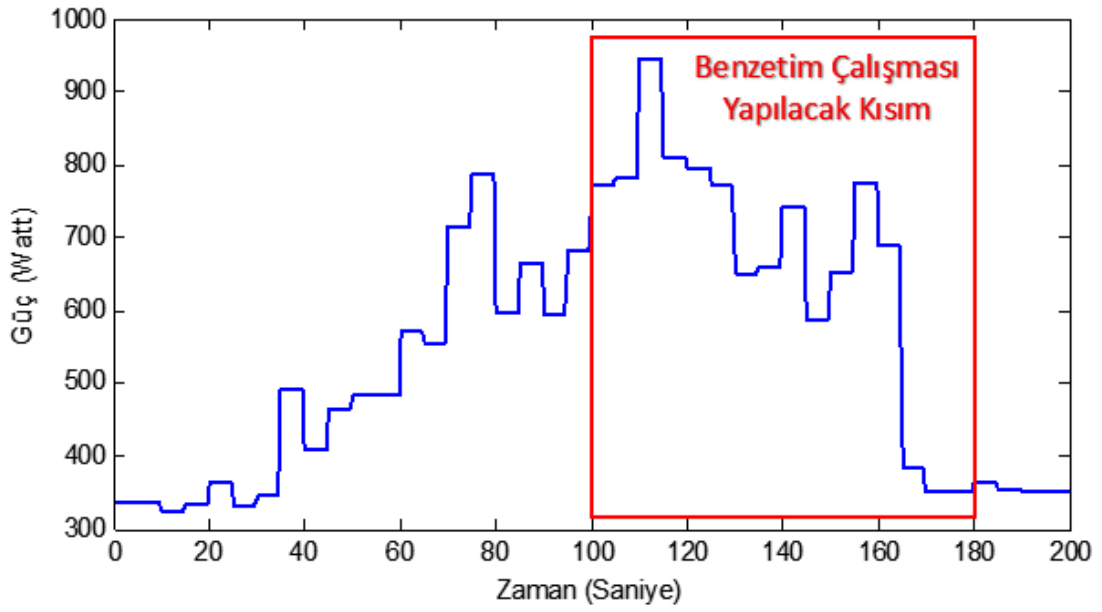
Şekil 3.6 PV Gerilim ve akımı

Şekil 3.7’de S_0 doluluk oranı (D_{S_0}), S_1 doluluk oranı (D_{S_1}) ve S_2 doluluk oranı (D_{S_2}) verilmektedir. Buradan görüleceği üzere, deşarj modunda D_{S_1} sabit olarak 0,5 olmaktadır. Şarj modunda ise çıkış gerilimini kontrol etmek için doluluk oranı değiştirilmektedir. D_{S_1} ise mgts algoritması ile kontrol edilmektedir.



Şekil 3.7 Anahtarların doluluk oranları

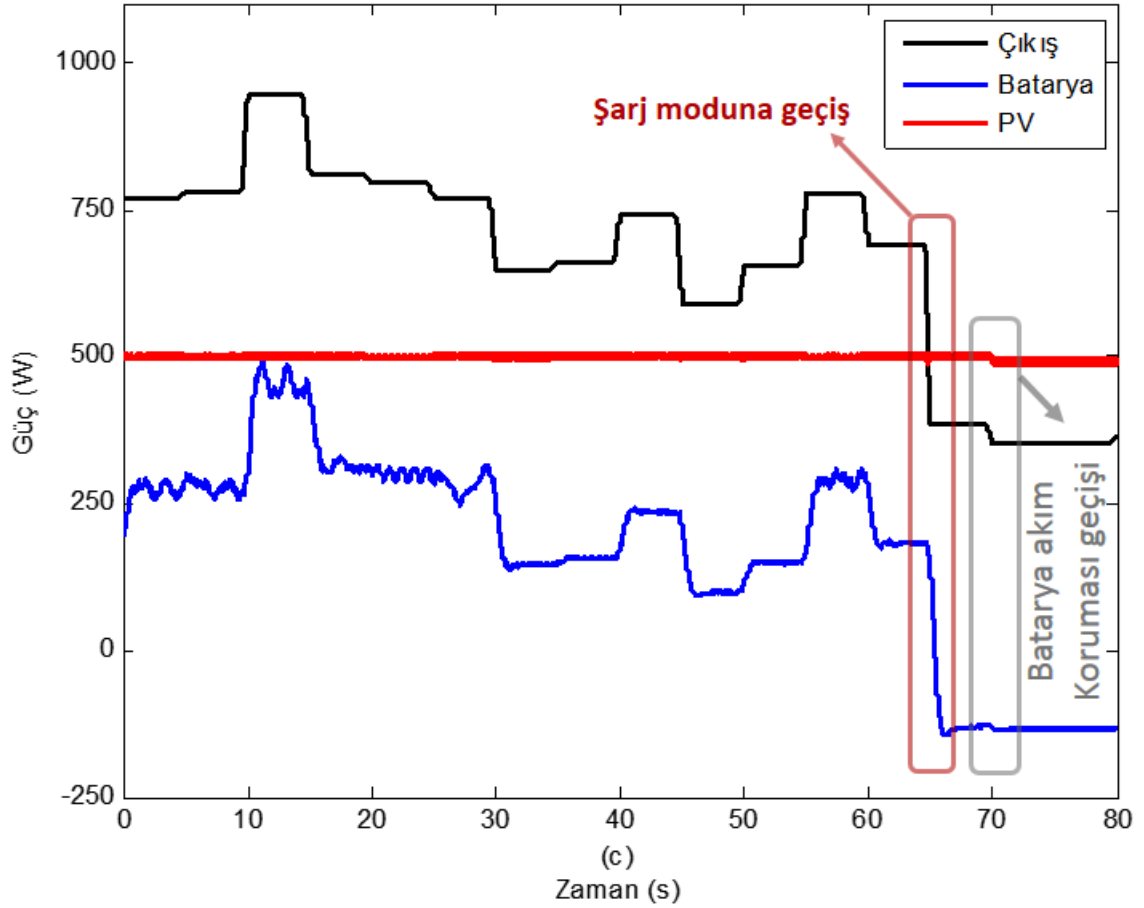
Daha sonra oluşturulan sistemin performansı Şekil 3.8’de verilen evsel yükün 100-180 saniyeleri arasındaki yük profiline göre test edilmiştir. Test edilen evsel yüke ait çalışmalar sonraki bölümde detaylı olarak verilmiştir. Bu çalışmada bilgisayar yükünü azaltmak amacı ile bütün modların test edilebileceği ve maksimum güç noktasının bulunduğu aralık olan 100-180 arası seçilmiştir. Benzetim çalışmaları ile deneysel çalışmaları karşılaştırmak için bu çalışmada ışıınım değeri sonraki bölümde verilen ışıınım değeri ile aynı kabul edilmiştir.



Şekil 3.8 Ölçeklendirilmiş evsel yük profili

Geliştirilen kontrol stratejisine göre deşarj modunda batarya çıkış gerilimi regülasyonunu sağlayacak ve PV'den maksimum güç çekmeye çalışılacaktır. Şarj modunda ise bataryanın şarj akımı kontrol edilip belli aralıkta tutulması sağlanmıştır. Ayrıca bu modda S_0 anahtarı daha önce tasarım aşaması verilen PID kontrolör yardımı ile kontrol edilerek ve çıkış gerilimini referans değerde tutulmuştur. Şekil 3.9-3.13 benzetim çalışması sonuçlarını göstermektedir.

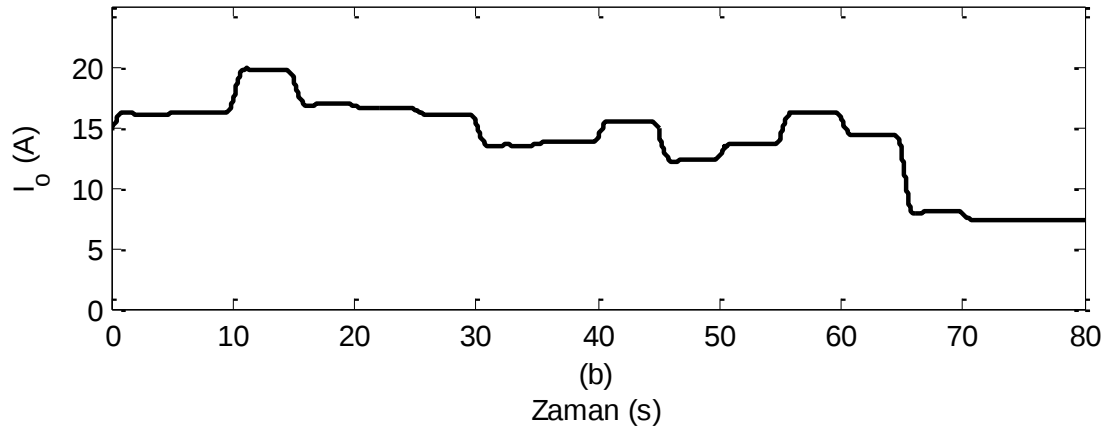
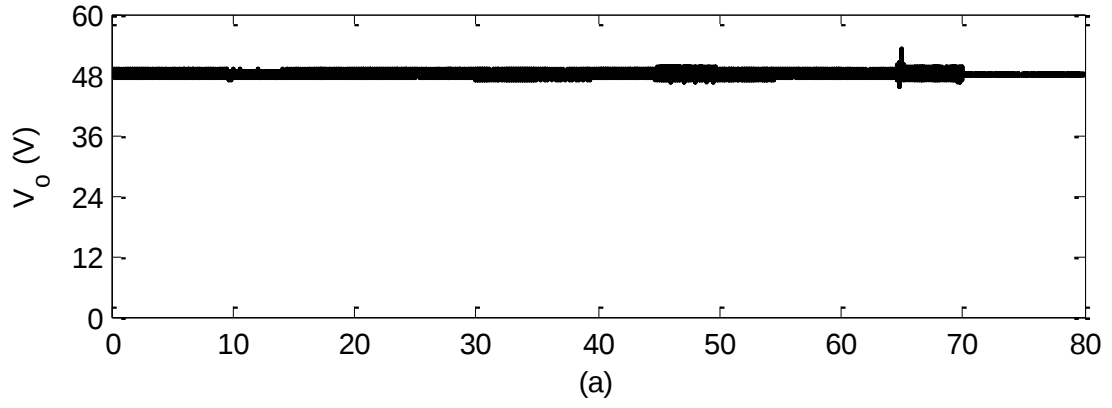
Şekil 3.9 çıkış gücü, PV gücü ve batarya gücü değişimlerini göstermektedir.



Şekil 3.9 Çıkış gücü, PV gücü ve batarya gücü değişimleri

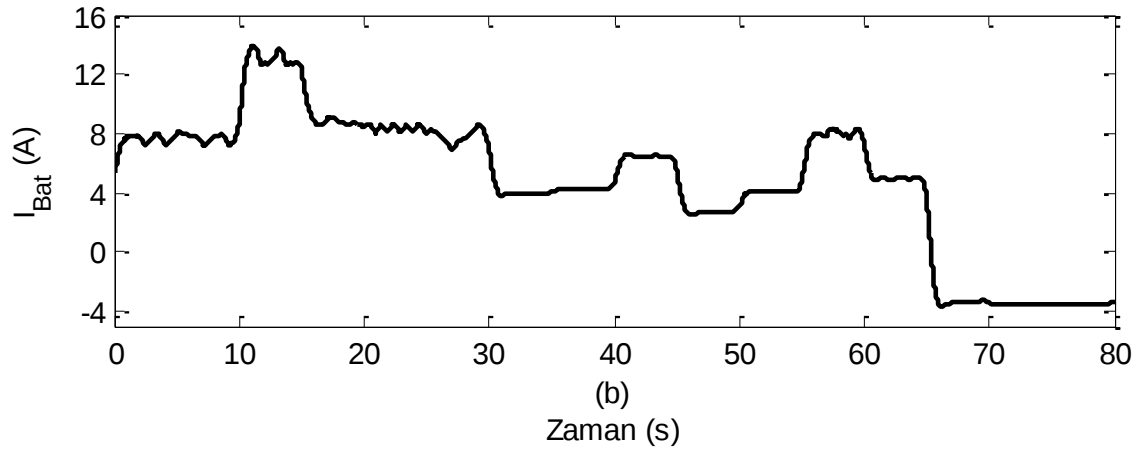
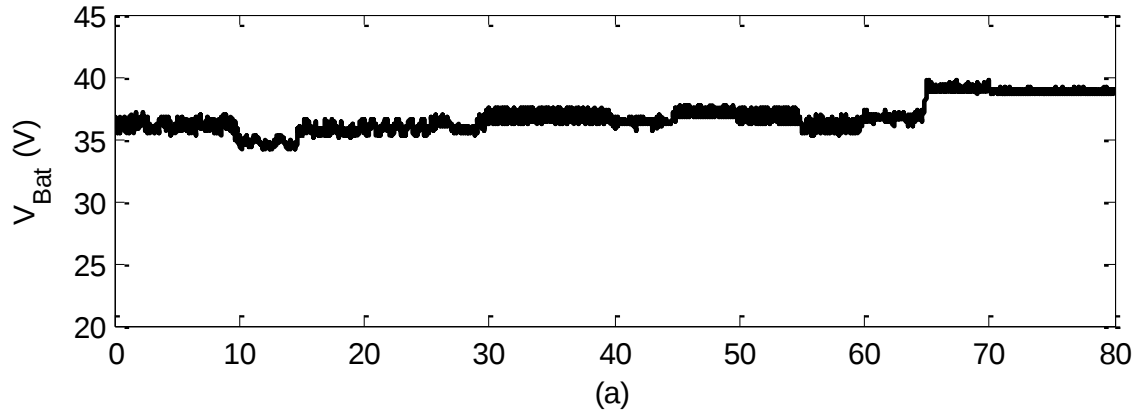
Şekilde görülen sonuçlara göre, önerilen sistem yükteki değişimlere cevap verebilmektedir. 65. saniyede yük azaldığında deşarj modundan şarj moduna geçmiştir. Daha önce PV panel grubu MGTS ile kontrol edilmekteydi. 70. saniyede yükün düşmesiyle batarya şarj akımı sınırını geçmiştir. Bu durumda kontrol mekanizması değiştirilerek batarya şarj korumasına geçmiştir. Bu aralıkta görüldüğü üzere PV'den maksimum güç çekilmemektedir. Bu durum tasarlanan PI kontrolörlerin istenildiği gibi çalıştığını göstermektedir.

Şekil 3.10 çıkış gerilimi ve çıkış akımı değişimlerini gösterilmektedir. Yük değişimlerinde çıkış gerilimi referans gerilimde tutulmaktadır.



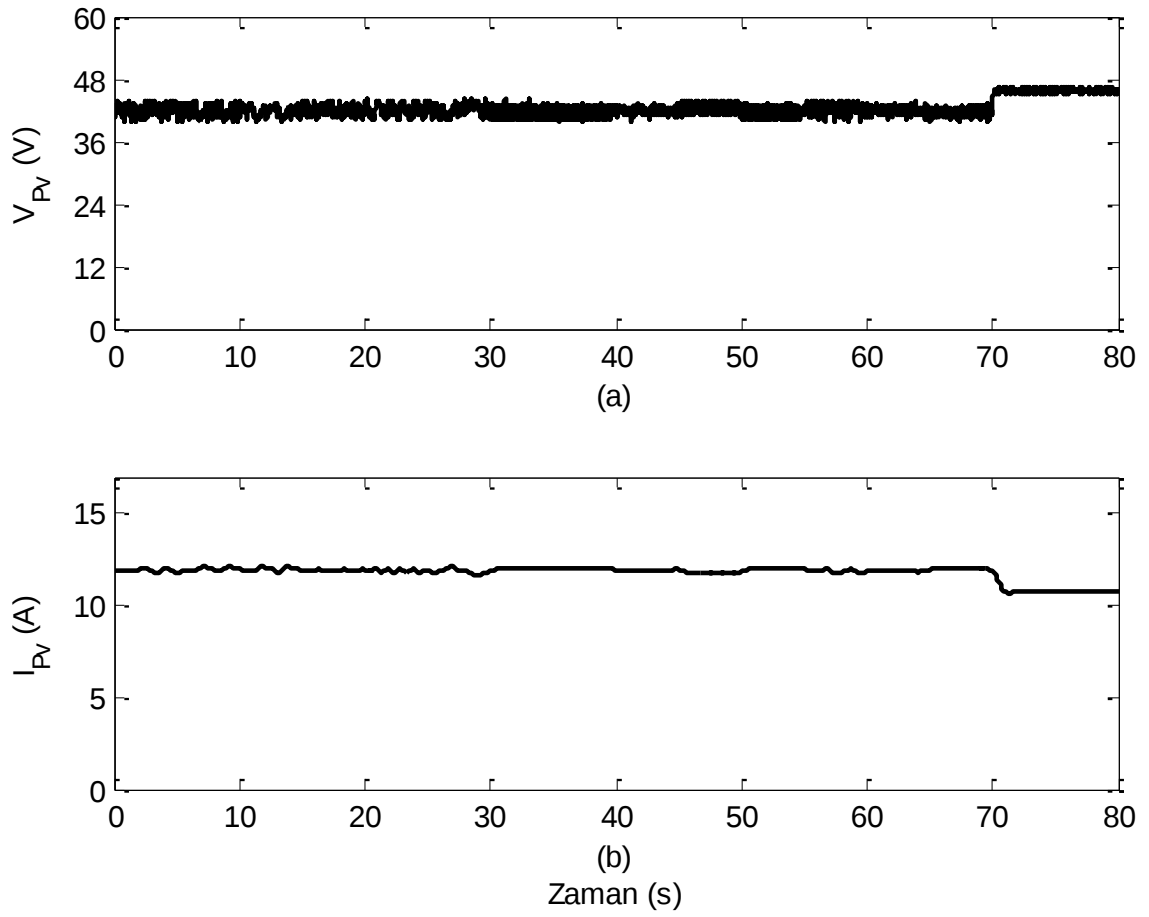
Şekil 3.10 Çıkış gerilimi ve çıkış akımı

Şekil 3.11’de batarya gerilimi ve akımı verilmiştir. Batarya akımı, çıkış akımı ve PV akımına göre şekillenmektedir. Bataryanın geriliminin değişmesinin sebebi bataryanın iç direncidir.



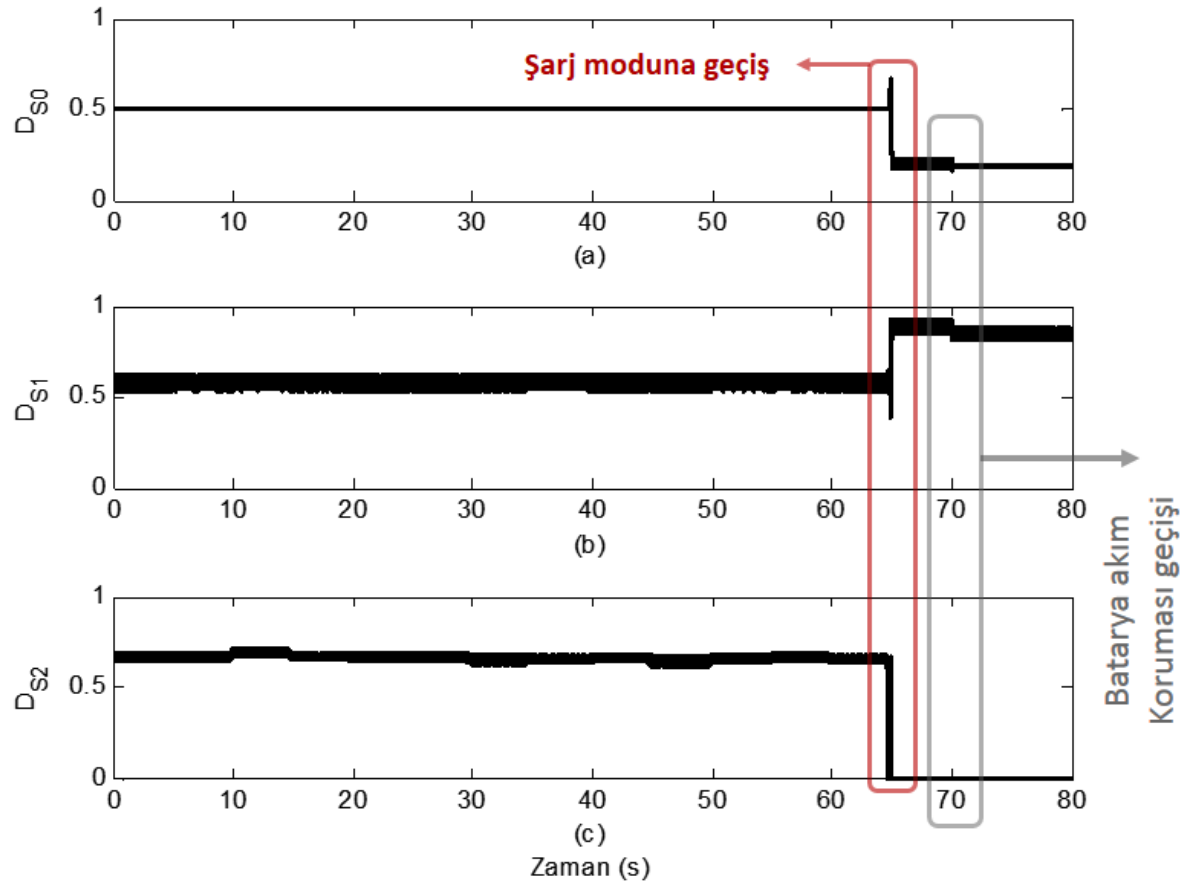
Şekil 3.11 Batarya gerilimi ve akımı

Şekil 3.12’de PV akım ve gerilimi verilmiştir. 70. Saniyeye kadar MGTS algoritmasıyla kontrol edilen PV panel grubu, çıkış yükünün düşmesi ve batarya şarj akımının yükselmesiyle batarya şarj kontrol algoritmasıyla kontrol edilmektedir.



Şekil 3.12 PV gerilim ve akımı

Şekil 3.13’de S_0 doluluk oranı (D_{S_0}), S_1 doluluk oranı (D_{S_1}) ve S_2 doluluk oranı (D_{S_2}) verilmektedir. Buradan görüleceği üzere, deşarj modunda D_{S_1} sabit olarak 0,5 olmaktadır. Şarj modunda ise çıkış gerilimini kontrol etmek için sürülmektedir. D_{S_1} ise MGTS algoritması ile kontrol edilmektedir. Şarj moduna geçişte değişmesinin sebebi S_0 anahtarının doluluk oranının değişmesiyle dönüştürücünün denge noktasının kaymasıdır. D_{S_2} deşarj modunda çıkış gerilimini referans değerde tutmaya çalıştığı için sürekli değişmektedir. S_2 anahtarı ise batarya şarj modunda kontrol edilmez.



Şekil 3.13 Anahtarların doluluk oranları

DENEYSEL ÇALIŞMALAR

4.1 Prototip Tasarımı ve Gerçeklenmesi

Bu kısımda deneysel düzeneğin hazırlanması ve dönüştürücü elemanlarının seçimi anlatılmıştır. Dönüştürücü tasarımında kullanılacak, endüktans, kondansatör ve anahtarlama elemanlarının seçimi, dönüştürücünün çalışma gücüne, frekansına ve kullanım alanına göre önem arz etmektedir.

4.1.1 Güç Dönüştürücü İçin Endüktans Tasarımı

Endüktans tasarımı için önemli kıstaslardan birisi nüve seçimidir. Yanlış nüveyle yapılan tasarımlarda endüktans doyuma gidebilir ve verimi düşürebilir. Araştırmalar sonucunda Kool-Mμ® tipi nüvelerin geleneksel nüvelere kıyasla manyetik kayıplarının yani nüve kayıplarının düşük ve daha yüksek manyetik doyum değerine (10500 Gauss) sahip olmasından dolayı daha fazla manyetik enerji depolayabildiği belirlenmiştir [36], [37]. Bu nedenle endüktans tasarımında belirtilen nüve türü kullanılmıştır. Tasarlanan endüktansın akımı eğimi aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{|V_i - V_o|}{L} \quad (4.1)$$

(4.2)'de görüldüğü üzere, endüktans akımının eğimi ile anahtarın açık kalma sürelerinin çarpımı endüktans akımının değişimini verir.

$$\frac{|V_i - V_o| D}{L f} = \Delta I \quad (4.2)$$

Endüktans tasarımı için öncelikle akım değişim miktarı belirlenmelidir. Yukarıdaki formülden yola çıkarak tasarlanacak iki endüktansın da değerleri bulunabilir. Hesaplamalarda iki endüktansın da yükü tek başına karşılayabilecek şekilde seçilmiştir. Endüktansların akım dalgalanması 3 A seçilmiştir. Batarya gerilimi 36 V, PV panelin maksimum güç noktasındaki gerilimi 51 V, çıkış gerilimi 48 V ve anahtarlama frekansı 20 kHz'dir. Bu bilgiler ışığında (4.2)'ye göre hesap yapılarak endüktans değeri 150 μ H bulunmuştur. Bulunan bu değerler yardımıyla üreticinin katalog verilerine bakarak uygun bir E nüve seçimi yapılmıştır. Üretilen endüktans Şekil 4.1'de verilmiştir.



Şekil 4.1 Tasarlanan endüktans

4.1.2 Prototipin Güç Kısımının Tasarımı ve Yapımı

Güç elemanlarının seçimi 1 kW çıkış gücüne göre yapılmıştır. MOSFET'ler maksimum gerilim ve akım değerlerine göre seçilmiştir. Anahtarlama frekansı 50 kHz'in altındaki güç dönüştürücülerinde anahtarlama kayıpları iletim kayıplarına kıyasla oldukça düşüktür.

Tasarlanan devrenin anahtarlama frekansı 20 kHz olduğundan MOSFET seçimi için önemli kıstas iletim kayıplarının oluşmasını sağlayan R_{DSon} direnci olmuştur. Bu bağlamda Fairchild üreticisinin FDP036N10 MOSFET'i seçilmiştir. Bu MOSFET'in dayanabileceği maksimum gerilim 100 V, dayanabileceği maksimum akım 214 A, iletim direnci 3.4 mΩ, sürekli geçirebileceği maksimum akım 75 A ve kılıfı TO-220'dir. Bu MOSFET'leri süren 2 tür sürücü entegre seçilmiştir. Devrede "boost" görevi yapan S_0 ile gösterilen "low-side" MOSFET'i sürmek için Fairchild üreticisinin FAN73933 nolu entegresi kullanılmıştır. Bu sürücü entegresi 2,5 A ile MOSFET sürebilmektedir. Girişlerdeki S_1 , S_2 ile gösterilen MOSFET'lerin sürücü entegreleri ise "bootstrap" özelliğine sahip, Fairchild üreticisinin FAN73711 "high side" entegresidir. Bu entegre 'UVLO' özelliğine sahip, 600 V gerilime kadar bootstrap işlemini yapabilen ve 4 A ile MOSFET sürebilen bir entegredir.

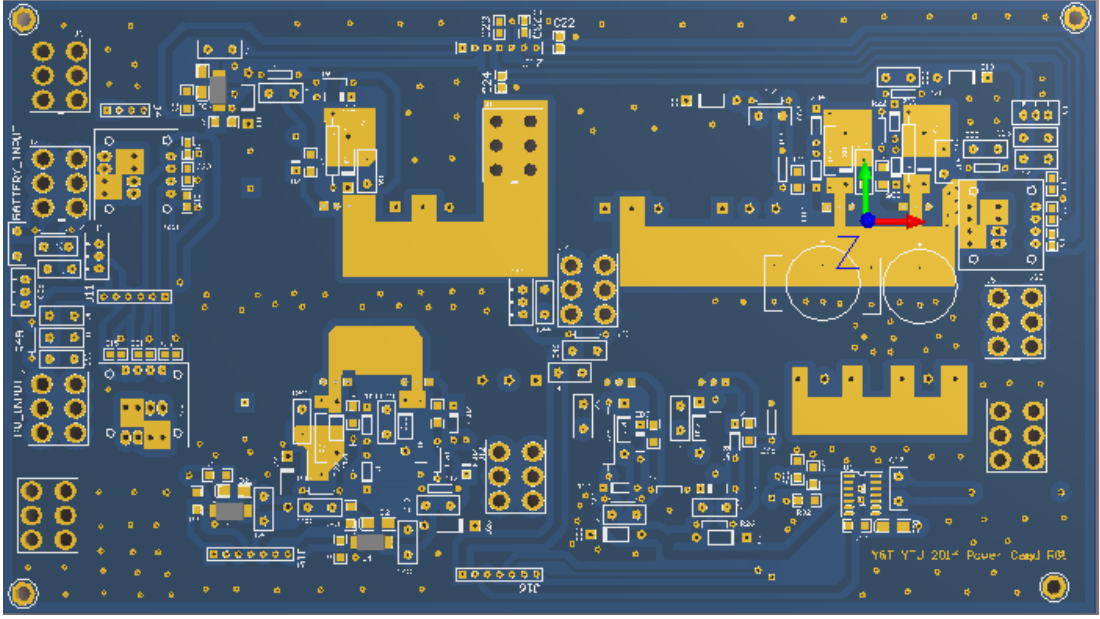
Bilindiği üzere güç devrelerinde kullanılan güç diyotları en az MOSFET'ler kadar hızlı olmalıdır. Diyotların MOSFET'lerden daha yavaş ilettime girdiği bir sistemde güç kaybı oluşur. Bu nedenle güç MOSFET'leri seçiminde bu önemli bilgi göz önüne alınmıştır. Yapılan araştırmalarda Fairchild üreticisinin MBR4060PT güç diyotu seçilmiştir. Bu diyotun anlık dayanabileceği maksimum akım değeri 400 A, kalıcı halde ise üzerinden geçirebileceği akım ise 40 A olarak belirtilmiştir.

Batarya kısmında giriş tarafında bataryada oluşabilecek ani akım değişikliklerine karşı önlem olarak bir 1000 μ F 100 V kondansatör eklenmiştir. Çıkış tarafındaki kondansatör çıkış gücüne uygun seçilmelidir. Çıkış gerilimi 48 V, dalgalanma oranı çıkış geriliminin %2'i olan 0,8 V, anahtarlama frekansı 20 kHz, anahtarın maksimum doluluk oranı 0,5 ve maksimum çıkış akımı 20 A olmaktadır, ancak güvenlik açısından maksimum akım değeri 25 A seçilmiştir. Aşağıdaki denkleme göre uygun kondansatör değeri belirlenmiştir.

$$C_{out_{min}} = \frac{I_{out_{max}} * D}{f_s * \Delta V_{out}} \quad (4.3)$$

(4.3) denklemi ile minimum çıkış kondansatörü kapasite değeri 1250 μ F bulunmuş olup çıkışa 1000 μ F ve 100 V maksimum gerilime sahip 2 adet kondansatör paralel olarak bağlanmıştır.

Devreler Altium programında çizilmiş olup güç devresi Şekil 4.2’de verilmiştir.



Şekil 4.2 Güç Kartı PCB görüntüsü

4.1.3 Kontrol Devresinin Tasarımı

Kontrol devresi 2 kısımdan oluşmaktadır. İlk kısım olan kontrol kartı üzerinde 16 bit dijital sinyal işleyicisi TMS320F28335 DSP (Digital Signal Processor) işlemci ile birlikte MOSFET sürücülerini, akım sensörlerini ve işlemciyi besleyen regülatörler, ADC (Analog Dijital Converter) filtreleri bulunmaktadır. TMS320F28335 DSP (Digital Signal Processor)’nin seçilme nedeni kullanımının kolay olması, üzerinde istenilen miktarda 16 bit PWM, 12 bit ADC ve 16 bit Timer kanallarına sahip olması ve hızlı olmasıdır. Kontrolü sağlayan diğer kısım ise MOSFET sürücüler, akım sensörleri ve gerilim sensörlerinden oluşur, bu elemanlar güç kartı üzerindedir. MOSFET sürücü entegreleri “low side” ve “high side” MOSFETleri sürebilecek şekilde seçilmiştir. Araştırmalar doğrultusunda “bootstrap” sürücü entegrelerinin diğerlerine göre basit ve uygulamasının ucuz olduğu tespit edilmiştir. Bu sürücü entegreler ‘bootstrap’ kapasitörünü şarj ederek, kapı voltajının ‘source’ voltajından her zaman ‘bootstrap’ kapasitöründeki voltaj kadar fazla olmasını sağlar. Bu sayede MOSFET anahtarlama yapılabilir.

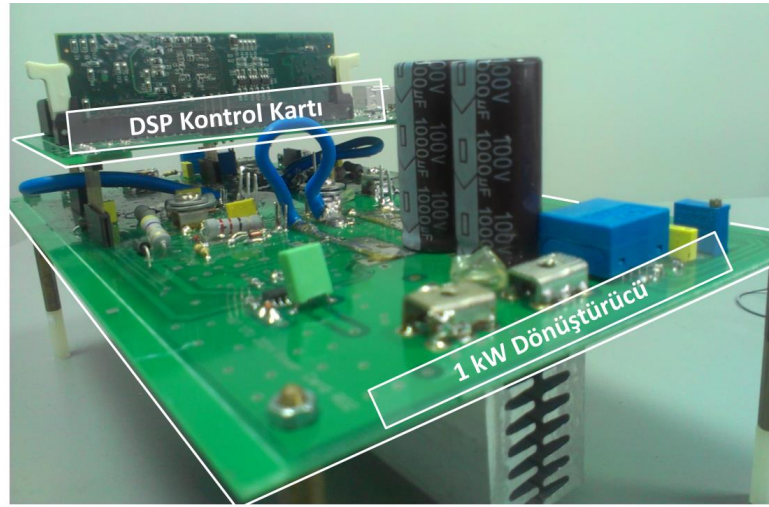
Kontrol kartı, 32 bit işlemciye, 12 bit ADC’ye, 150 MHz saat sinyaline sahip TI® firmasının ürettiği TMS320F28335 DSP (Digital Signal Processor)’nin USB üzerinden Code

Composer Studio (CCS) yardımı ile programlanmasına ve değişkenlerin gerçek zamanlı olarak görüntülenmesine olanak vermektedir. DSP, geliştirilecek olan kontrol stratejisine göre ADC kanalları yardımı ile okuduğu gerilim ve akım değerlerini değerlendirerek uygun PWM sinyallerini üreterek, dönüştürücünün kontrolünü gerçekleştirmektedir.

Kullanılan DSP modülü şekil 4.3'te, tasarlanan kontrol kartının PCB izimi şekil 4.4'te gösterilmiştir.



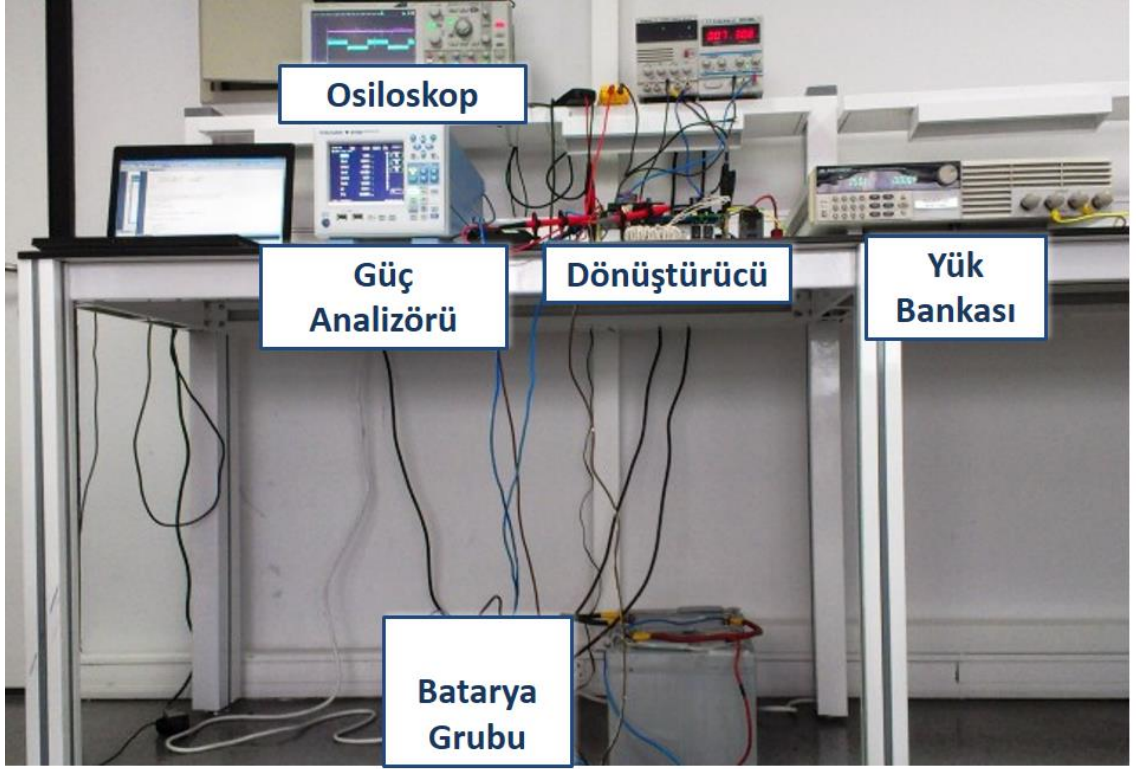
şekil 4.3 TMS320F28235 DSP modülü



şekil 4.4 1kW dönüştürücü ve DSP kontrol kartı

4.2 Deney Düzeneğinin Oluşturulması

Önerilen dönüştürücüyü test etmek amacıyla oluşturulan deney düzeneği şekil 4.5'te verilmektedir.



Şekil 4.5 Deney Düzeneği

Deney düzeneğinde PV panellerinin bulunmamasının sebebi PV panellerinin laboravutarın olduğu binanın çatısında olmasıdır. Dönüştürücünün çıkış gücü, BK Precision 8514 1.2 kW yük bankası ile kontrol edilmektedir. Yük bankasına uzaktan bir bilgisayar ile erişip farklı güç profilleri oluşturmak mümkün olmaktadır. Deneyin sonuçları ise Şekil 4.5'te gösterilen Yokogawa WT500 güç analizörü ve Tektronix DPO5034 osiloskop yardımı ile ölçülerek kaydedilmiştir. Güç analizörü 1 saniyede bir veri kaydedebilirken, osiloskop ise 350 MHz çözünürlüğe sahiptir.

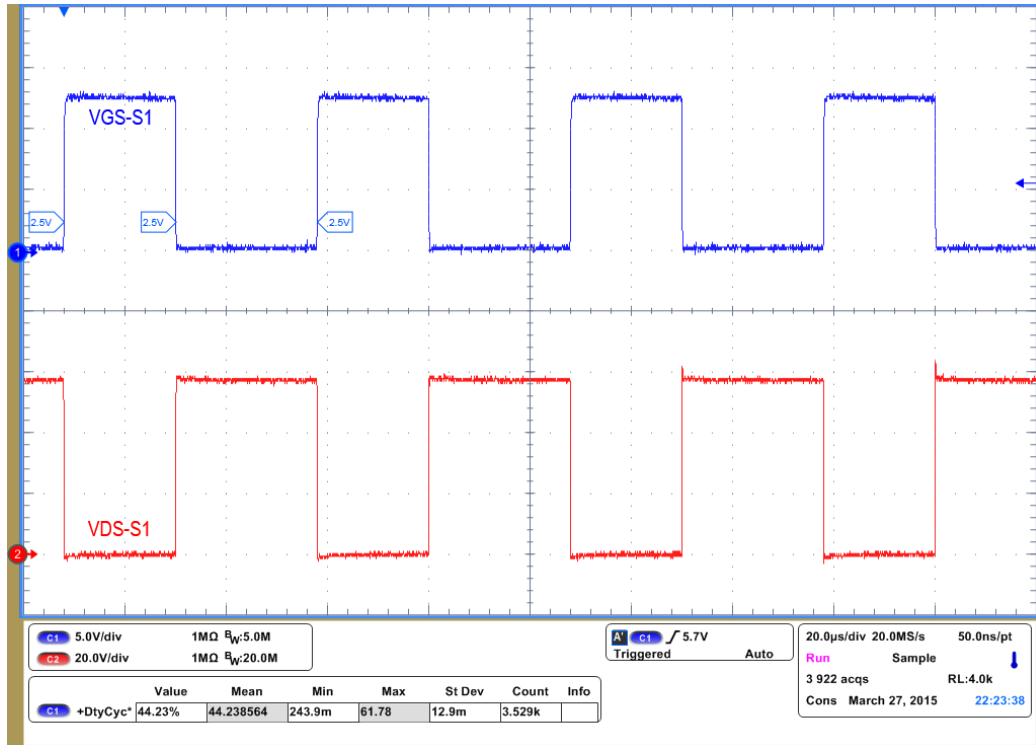
Dönüştürücünün girişlerine bağlı olan batarya grubu 12 V 75 Ah'lık üç adet Lead-Acid bataryanın seri bağlanması ile oluşturulmuştur, böylelikle 36 V nominal gerilime sahip bir batarya grubu elde edilmiştir. PV panel grubu önceki bölümde belirtildiği üzere Çizelge 3.1'de özellikleri verilen 3x2 tane PV panelin birleştirilmesiyle oluşturulmuştur. Panel grubunun verebileceği maksimum güç 780 W olarak hesaplanmıştır.

4.3 Deneysel Sonuçlar

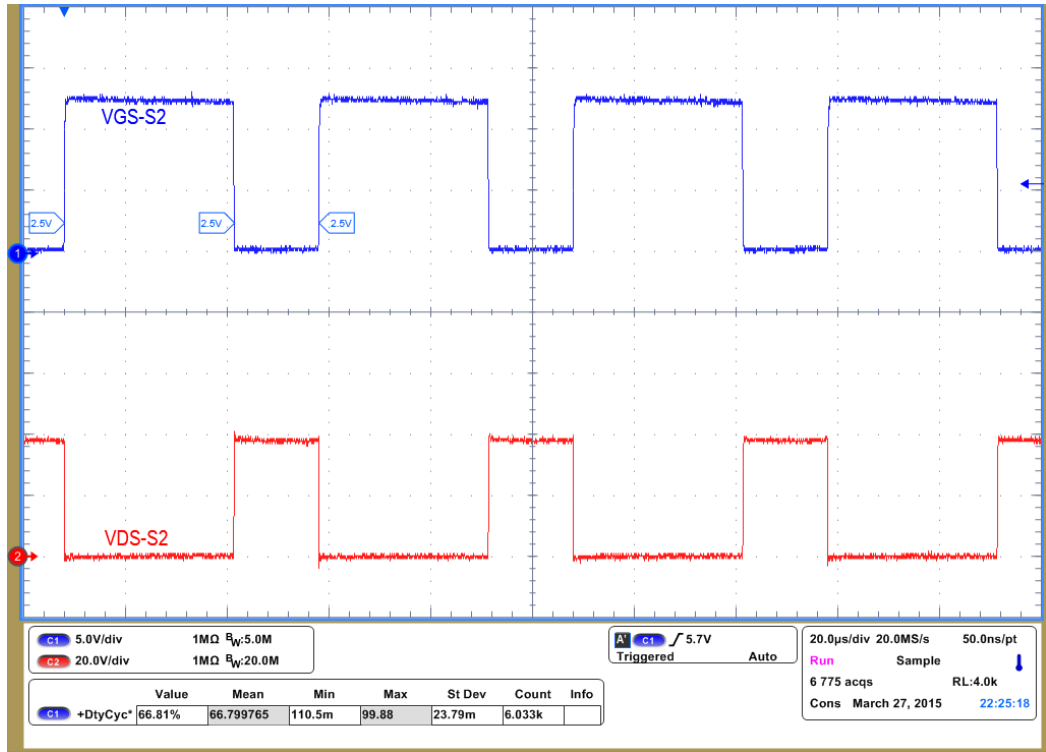
Deneysel çalışmada öncelikle dc-dc dönüştürücünün çalışması aralıklarını ve dalga şekillerini kontrol etmek için bir çalışma yapılmıştır. Daha sonra dc-dc dönüştürücünün verim analizi yapılmıştır. Son olarak evsel yük altında test edildi.

4.3.1 Oluşturulan Sisteme Ait Elde Edilen Dalga Şekilleri

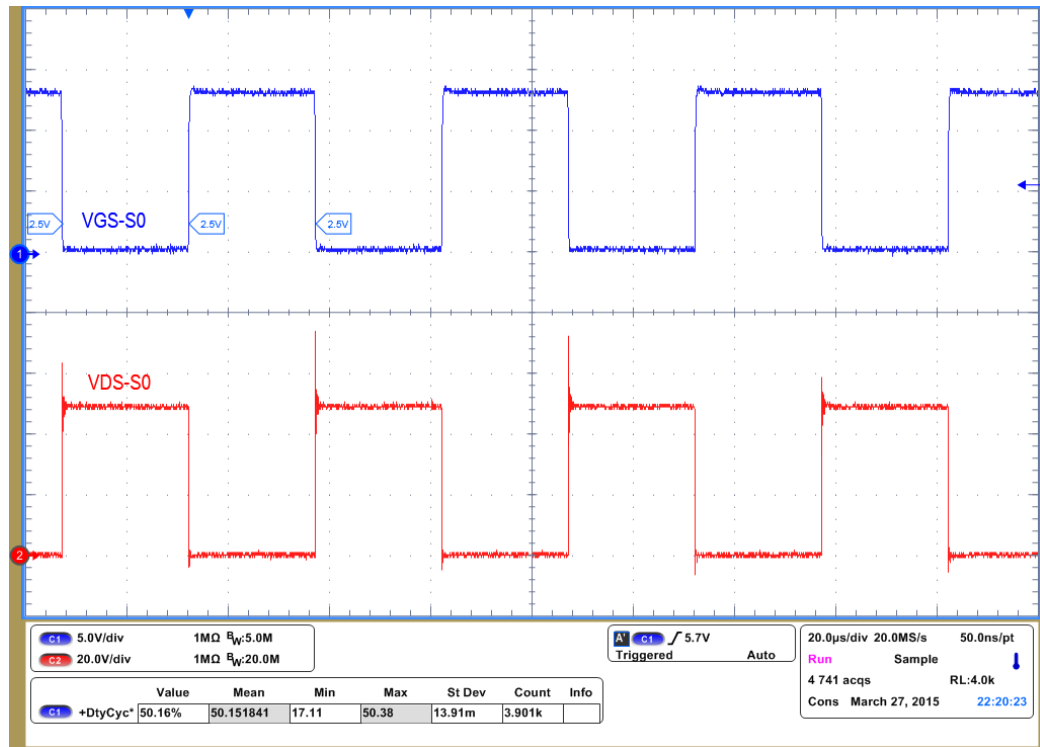
İlk olarak deşarj çalışma durumundaki dalga şekilleri osiloskop yardımıyla ölçülerek kaydedilmiştir. Şekil 4.6'da PV panellerin bağlı olduğu dönüştürücünün girişinde bulunan S_1 anahtarı MGT yaparken elde edilen dalga şekilleri gösterilmiştir. Şekil 4.7'de batarya girişindeki mosfetin çıkış gerilimi regülasyonu yaparken elde edilen dalga şekilleri gösterilmiştir. Şekil 4.8'de sabit 0,5 doluluk oranıyla sürülen S_0 anahtarının dalga şekilleri gösterilmiştir. Endüktansların akım ve gerilim dalga şekilleri osiloskopa elde edilen dalga şekilleri Şekil 4.9'da gösterilmiştir. Son olarak Çıkış diyotunun akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 4.10'da gösterilmiştir. Çıkış diyotu kesime girerken ters toparlanma akımı görülmektedir.



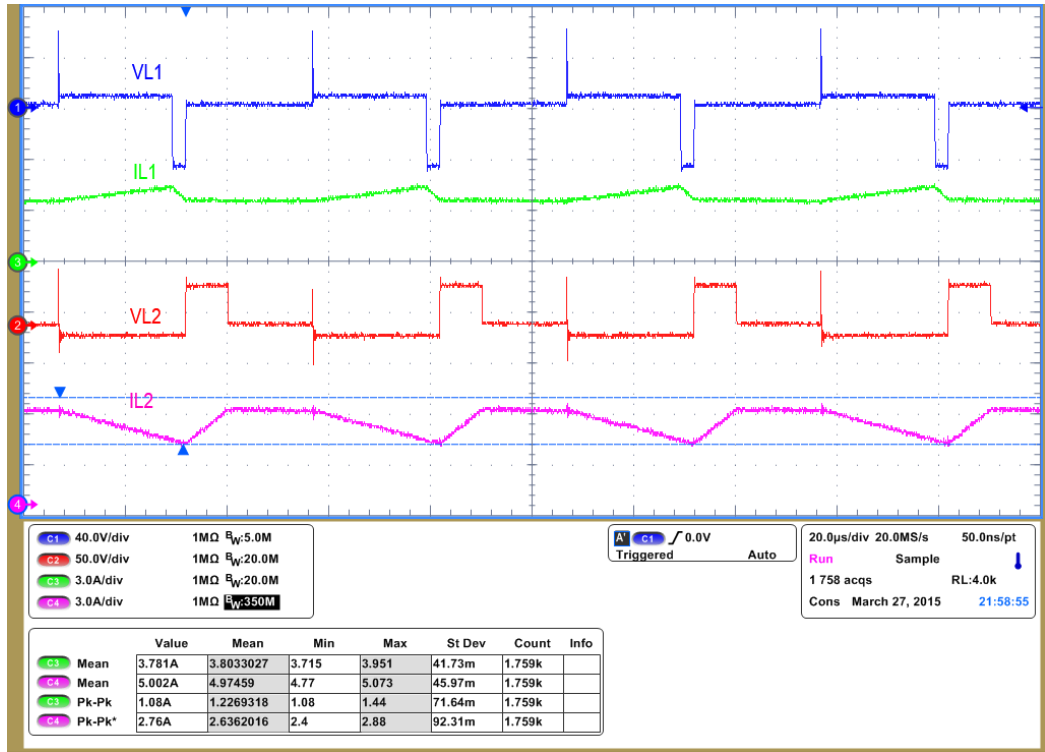
Şekil 4.6 Deşarj modunda S_1 anahtarının G-S ve D-S dalga şekilleri



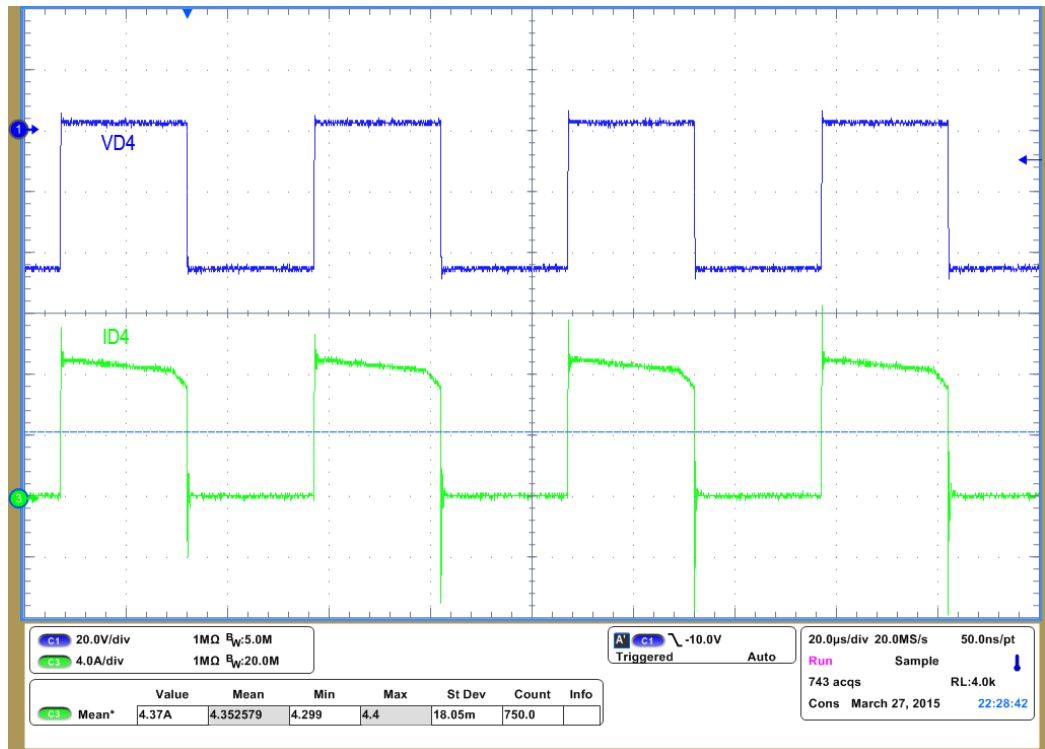
Şekil 4.7 S_2 anahtarının G-S ve D-S dalga şekilleri



Şekil 4.8 S_0 anahtarının G-S ve D-S dalga şekilleri



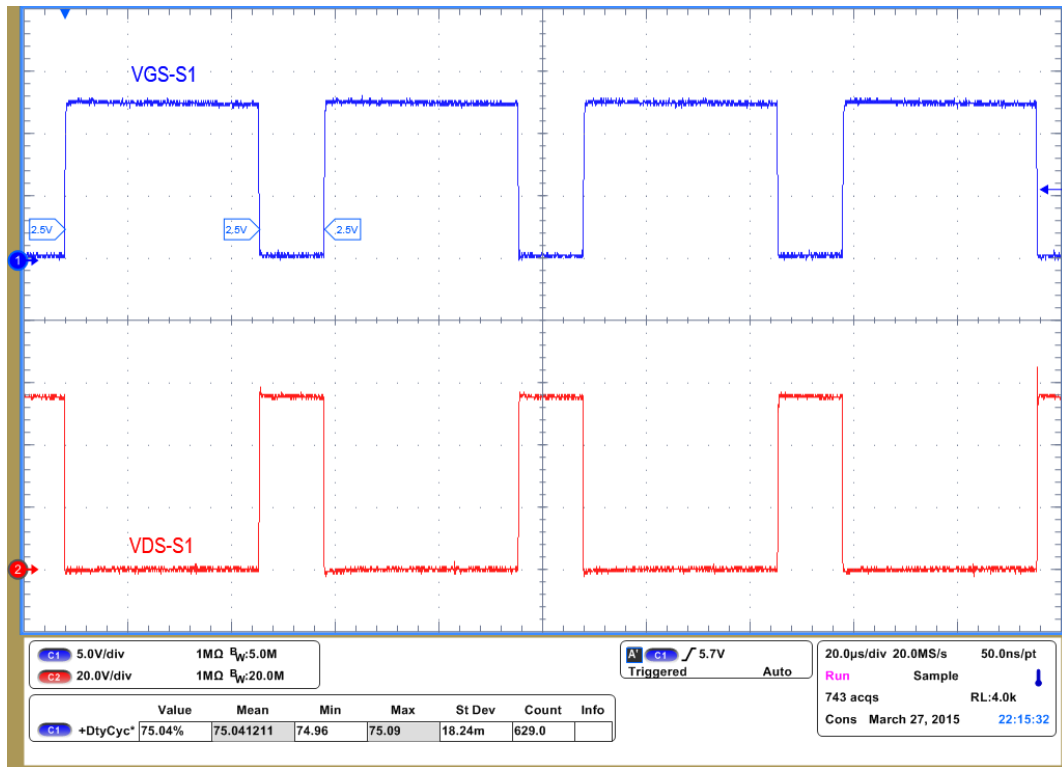
Şekil 4.9 Endüktansların akım ve gerilimleri



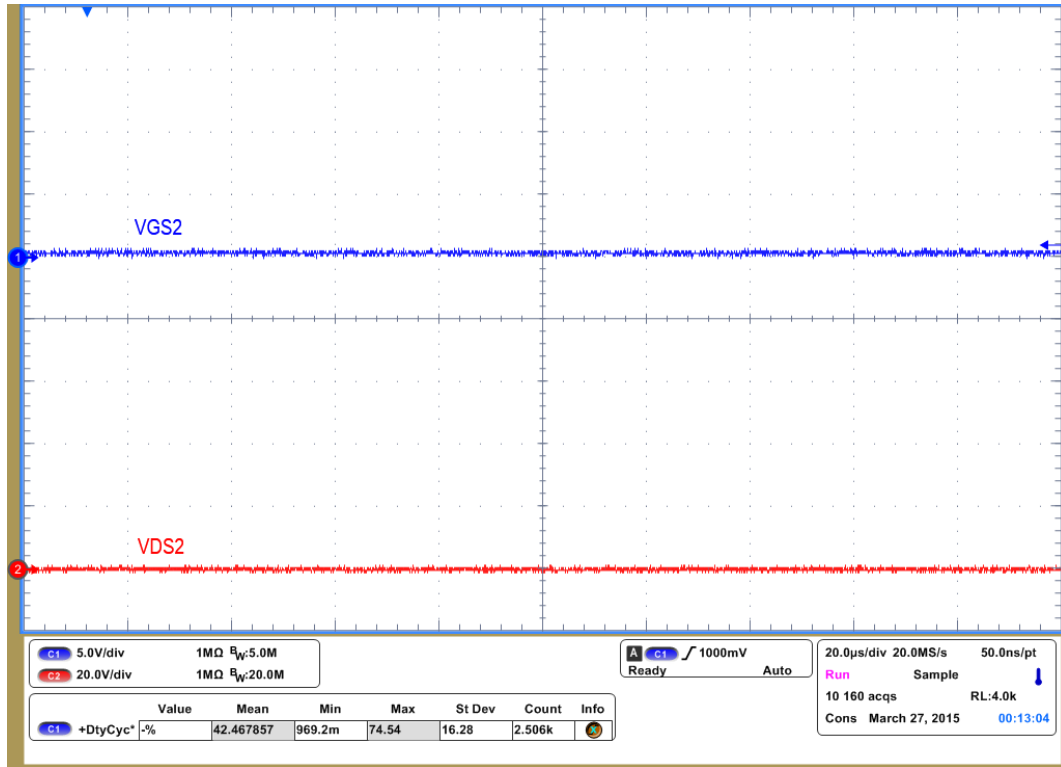
Şekil 4.10 D_4 diyotunun akımı ve gerilimi

Sistem şarj modunda çalışırken (PV'nin bataryayı şarj edip ve yükü beslediği durum) dalga şekilleri osiloskop yardımıyla kaydedilmiştir.

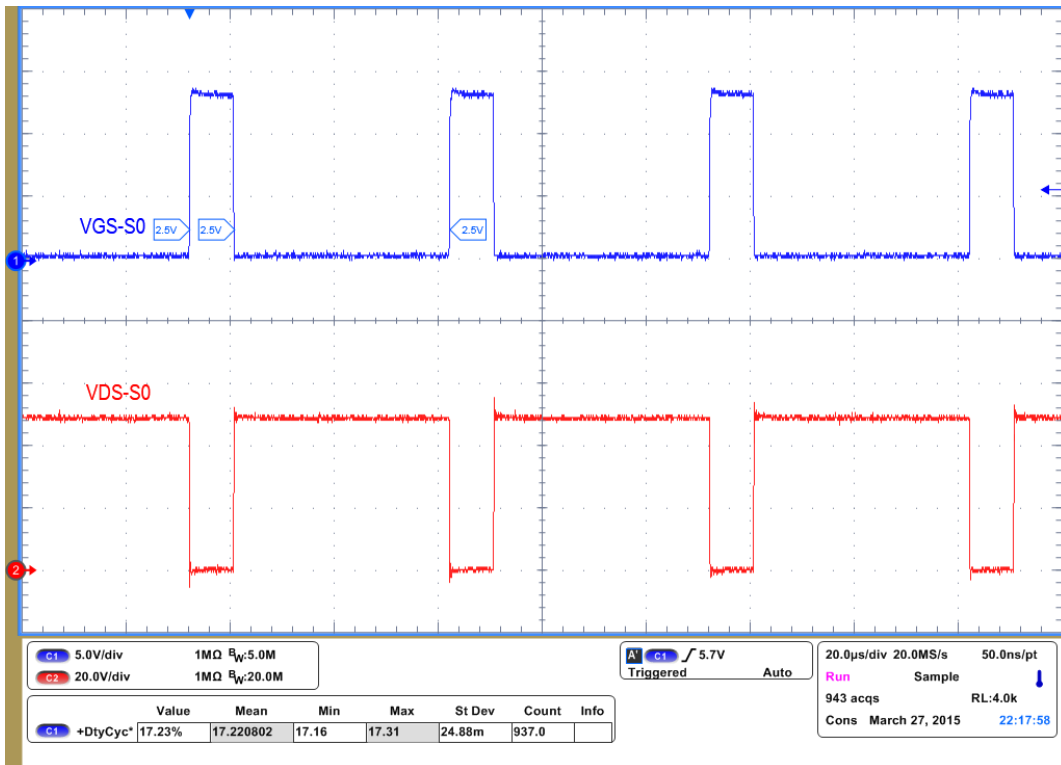
Şekil 4.11’de S_1 MOSFET’inin MGT yaparken elde edilen dalga şekilleri gösterilmiştir. Şekil 4.12’de batarya girişindeki MOSFET’ten elde edilen dalga şekilleri gösterilmiştir. Bu çalışma modunda akım S_2 MOSFET’inin diyotu üzerinden aktığı için mosfetin anahtarlanmasına gerek yoktur. Şekil 4.13’te S_0 anahtarının çıkış gerilimi regülasyonu yaparken dalga şekilleri gösterilmiştir. Osiloskop yardımıyla elde edilen endüktans akım-gerilim dalga şekilleri Şekil 4.14’te gösterilmiştir. PV tarafının endüktans akımı pozitifken, şarj durumunda olan batarya tarafının endüktans akımı beklenildiği üzere negatiftir. Son olarak çıkış diyotunun akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 4.15’da gösterilmiştir.



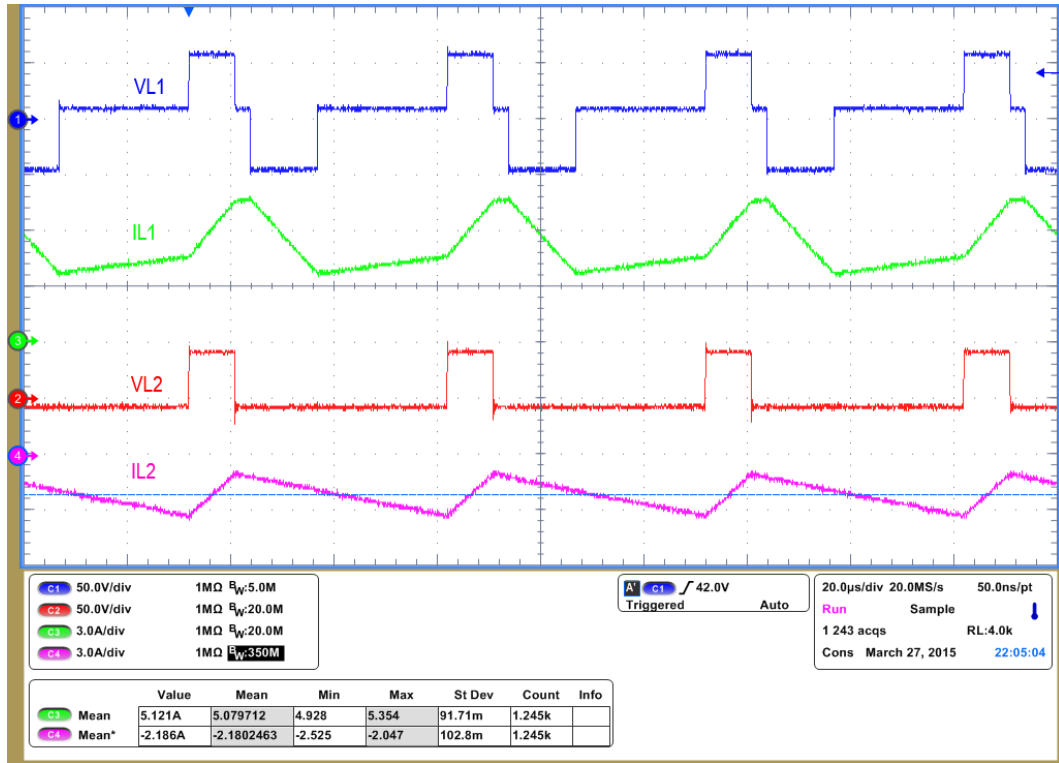
Şekil 4.11 Şarj modunda S_1 anahtarının(PV girişi anahtarı) G-S ve D-S dalga şekilleri



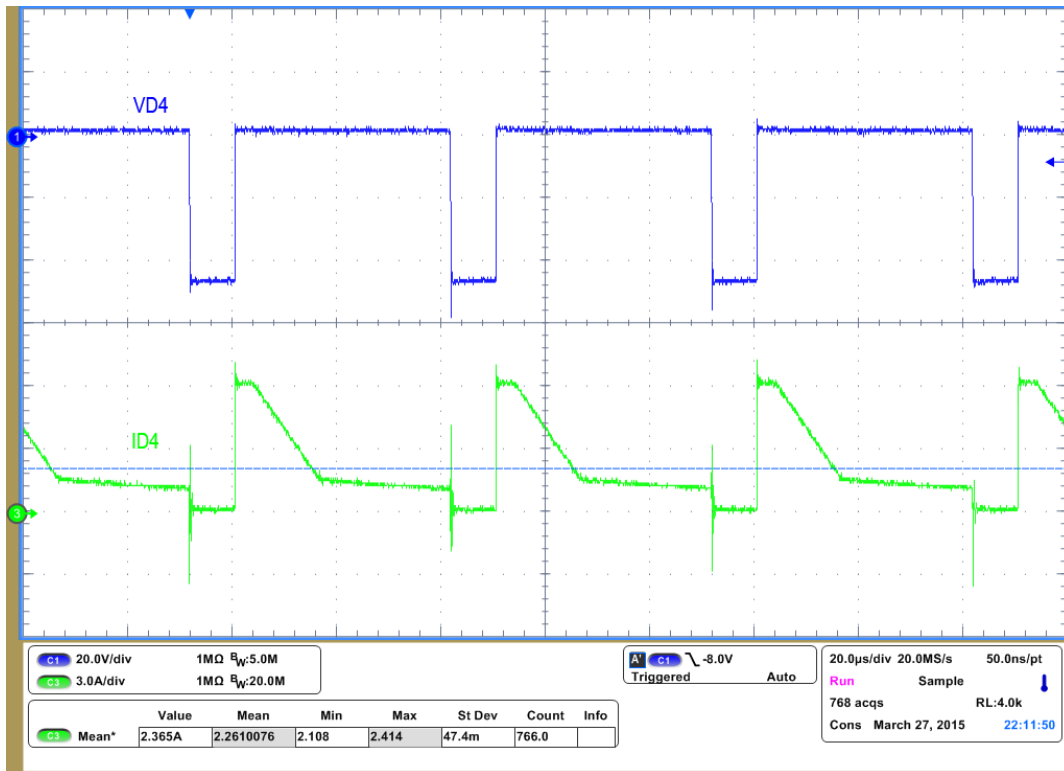
Şekil 4.12 S_2 anahtarının(Batarya girişi anahtarı) G-S ve D-S dalga şekilleri



Şekil 4.13 S_0 anahtarının G-S ve D-S dalga şekilleri



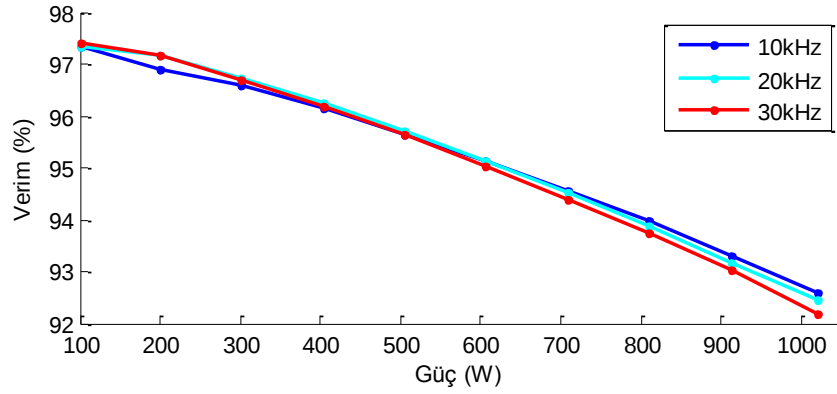
Şekil 4.14 Endüktansların akım ve gerilimleri



Şekil 4.15 D_4 diyotunun akımı ve gerilimi

4.3.2 Verim Analizi

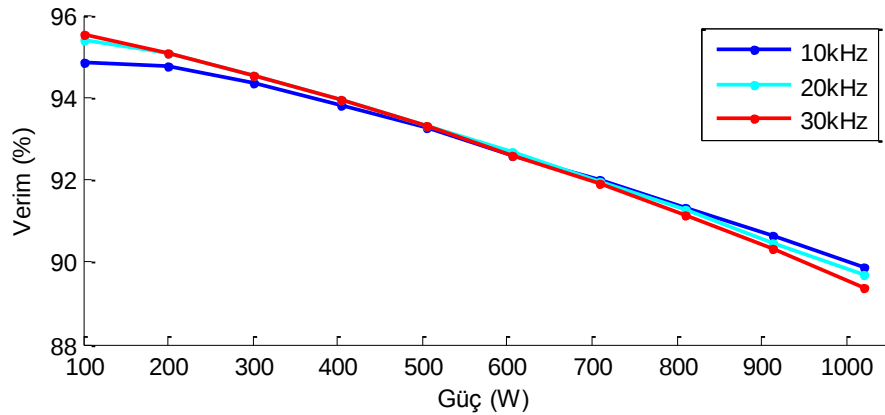
Önerilen dönüştürücü için 3 ayrı verim analizi yapılmıştır. Ölçümler Yokogawa üreticisinin WT-500 modeli güç analizörü ile kaydedilmiştir. İlk analizde sadece batarya girişinden enerji uygulanmıştır. Açık çevrim olarak yapılan ölçümler 10 kHz, 20 kHz ve 30 kHz çalışma frekanslarında tekrarlanmıştır. Ölçüm sonuçları Şekil 4.16’da gösterilmiştir.



Şekil 4.16 Batarya girişinin verim test sonuçları

Elde edilen sonuçlar doğrultusunda belirlenen maksimum çalışma noktasında verim %92’den büyük çıkmıştır. Verimin frekansla ilişkisi de doğrulanmıştır. Yani düşük güçlerde yüksek frekansta daha verimliken yüksek güçlerde düşük frekansla çalışmak daha verimli olmaktadır.

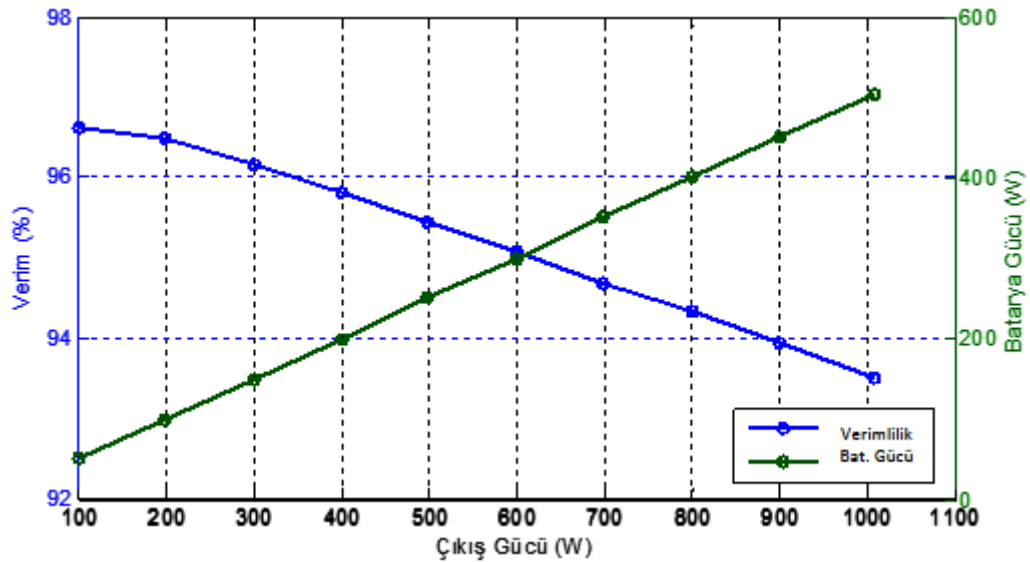
İkinci testte ise sadece PV tarafından enerji uygulanmıştır. Açık çevrim (sabit doluluk oranı) ile kontrol edilen MOSFET’ler yine aynı frekanslarda anahtarlanmıştır. Bu teste ilişkin veriler Şekil 4.17’de gösterilmiştir.



Şekil 4.17 PV girişinin verim test sonuçları

Bu testin sonucu beklenildiği üzere diğerinden düşük çıkmıştır. Çünkü PV tarafında Şekil 1.5'te gösterildiği üzere S_1 anahtarına seri bağlı olan D_3 diyodu anahtarlama ve iletim kayıplarını arttırarak verimi düşürmektedir.

Yapılan son verim çalışmasında ise hibrit verim testi yapılmıştır. Bu çalışmada çıkış gücünün yarısı batarya tarafından sağlanırken çıkış gücünün geri kalan kısmı da PV panel girişi tarafından sağlanmaktadır. Batarya girişindeki anahtar akım kontrollü çalıştırılırken PV panel grubunun girişindeki anahtar gerilim kontrollü çalıştırılarak bu test yapılmıştır. Dolayısıyla test kapalı çevrim olarak gerçekleştirilmiş ve sadece 20 kHz frekansta test yapılmıştır. Test 100 W aralıklarla yapılmış ve maksimum güç olarak 1000 W seçilmiştir. Test sonucunda elde edilen verilerden grafik oluşturulmuş ve Şekil 4.18'de gösterilmiştir.

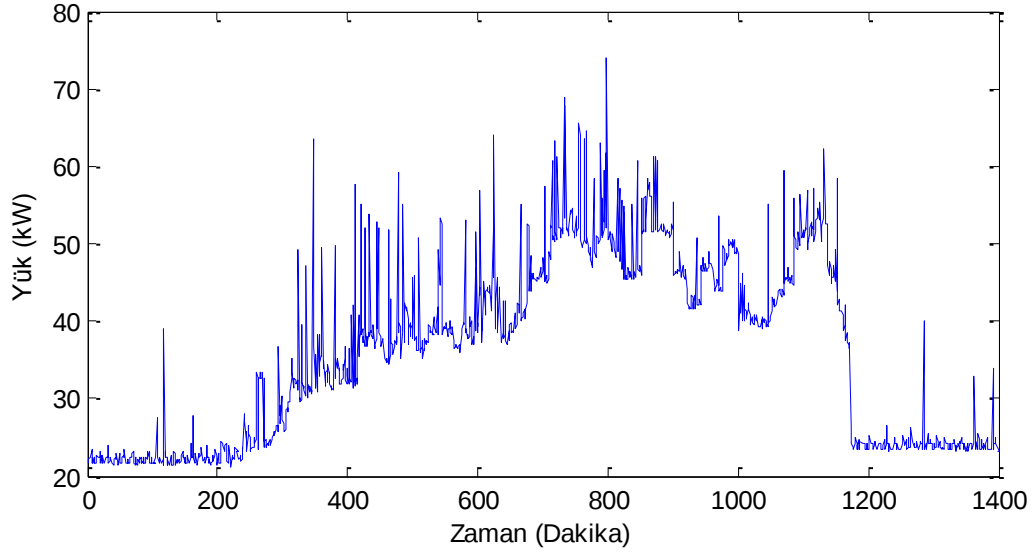


Şekil 4.18 Hibrit verim test sonuçları

Test sonucunda minimum verim %93 civarlarında çıkmıştır. Hibrit çalışmada kullanılan anahtarlama elemanları sayısı tek giriş için yapılan testlerde kullanılan eleman sayısından fazladır. Dolayısıyla tek giriş için yapılan testlerde S_1 ya da S_2 anahtarından geçen akım miktarı hibrit çalışmaya göre daha fazla çıkmaktadır. Anahtarlama elemanlarında akımın artması anahtarlama kayıpları ve iletim kayıplarını artırmaktadır. Sonuç olarak hibrit testlerde verimin yüksek çıkmasına sebep olmaktadır. Başka bir deyişle hibrit çalışmada akım anahtarlama elemanları arasında paylaşılmaktadır.

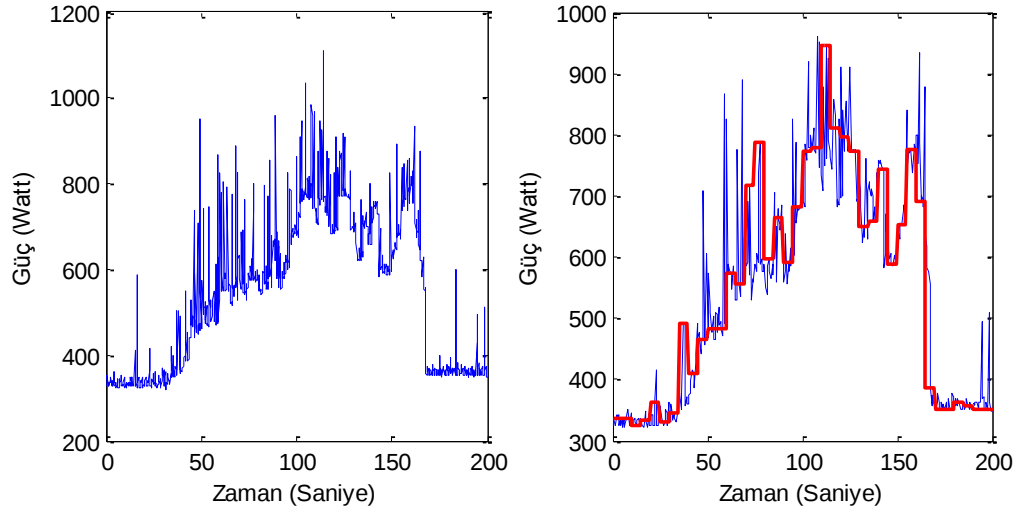
4.3.3 Değişken Yük Profiline Uygulanması

Tasarlanan sistem evsel yüklerin kullanımı için kurulmuştu. Ancak testler laboratuvar ortamında yapılacağı için evsel yük ortamı yük bankasıyla gerçekleştirilmelidir. Bu nedenle, bu çalışmada [38]'de sunulan evsel yük kullanılmıştır. Makalede belirtilen yükün ölçeklendirileceği kısım Şekil 4.19'da gösterilmiştir.

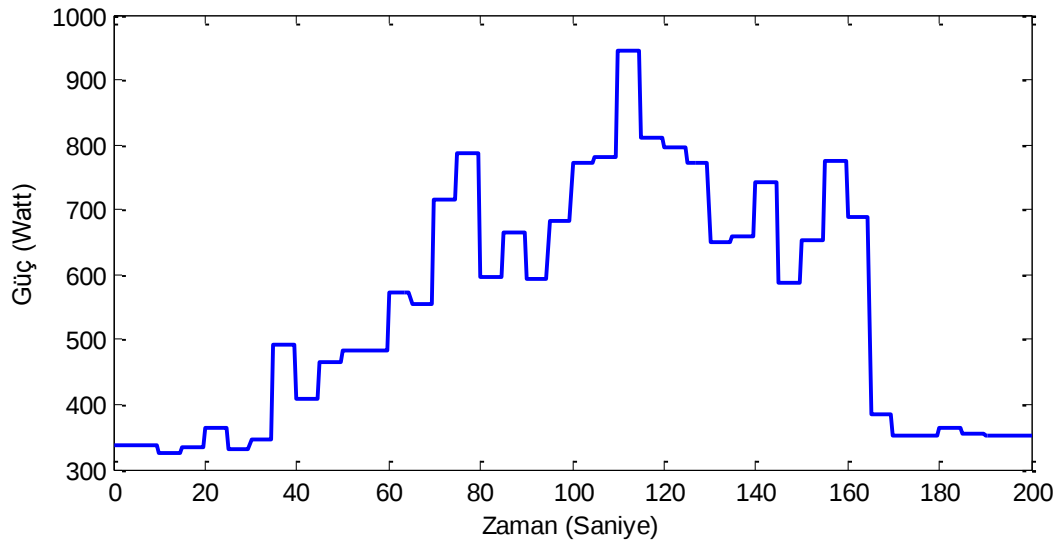


Şekil 4.19 Ölçeklendirilecek kısım

Kullanılan bu evsel yükün süresi uzun ve maksimum değeri tasarlanan sistemin karşılayabileceği miktardan fazladır. Bu yüzden yük profilinin bir kısmı alınmış ve maksimum yük değeri 1 kW olacak şekilde ölçeklendirilmiştir. MATLAB ortamında ölçeklendirme çalışmaları Şekil 4.20'de gösterilmiştir. Ölçeklendirilen yük profilinin son hali Şekil 4.21'de gösterilmektedir.



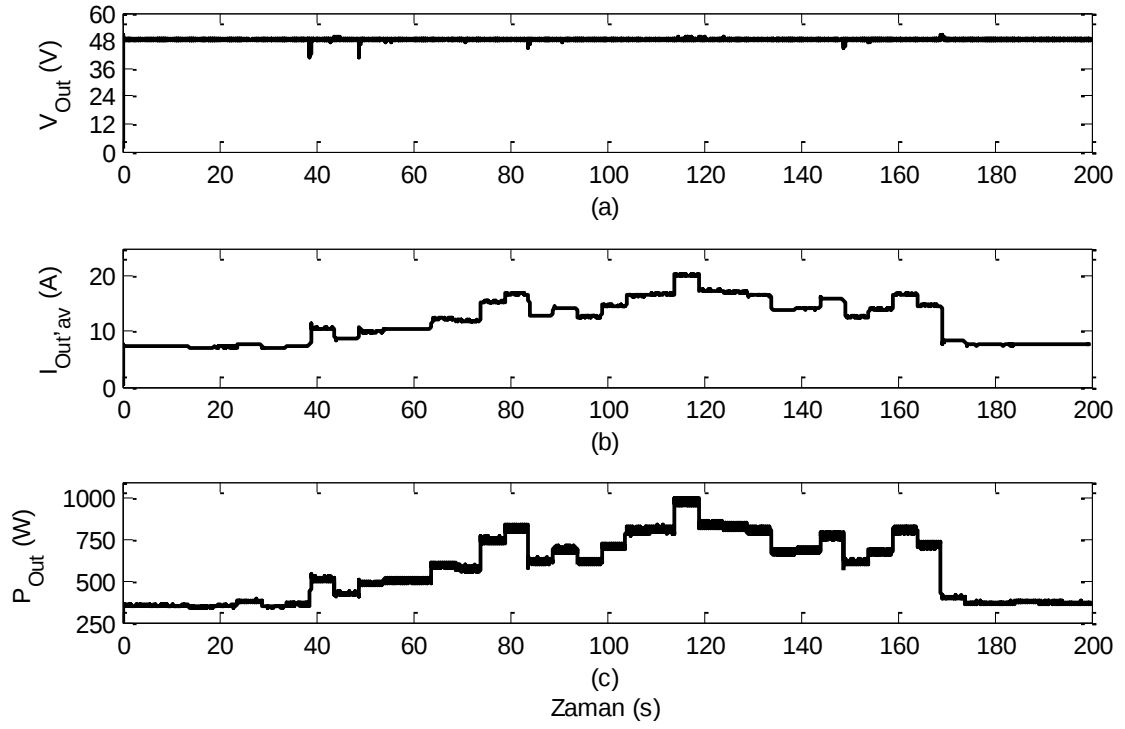
Şekil 4.20 Ölçeklendirme çalışmaları



Şekil 4.21 Ölçeklendirilmiş yük

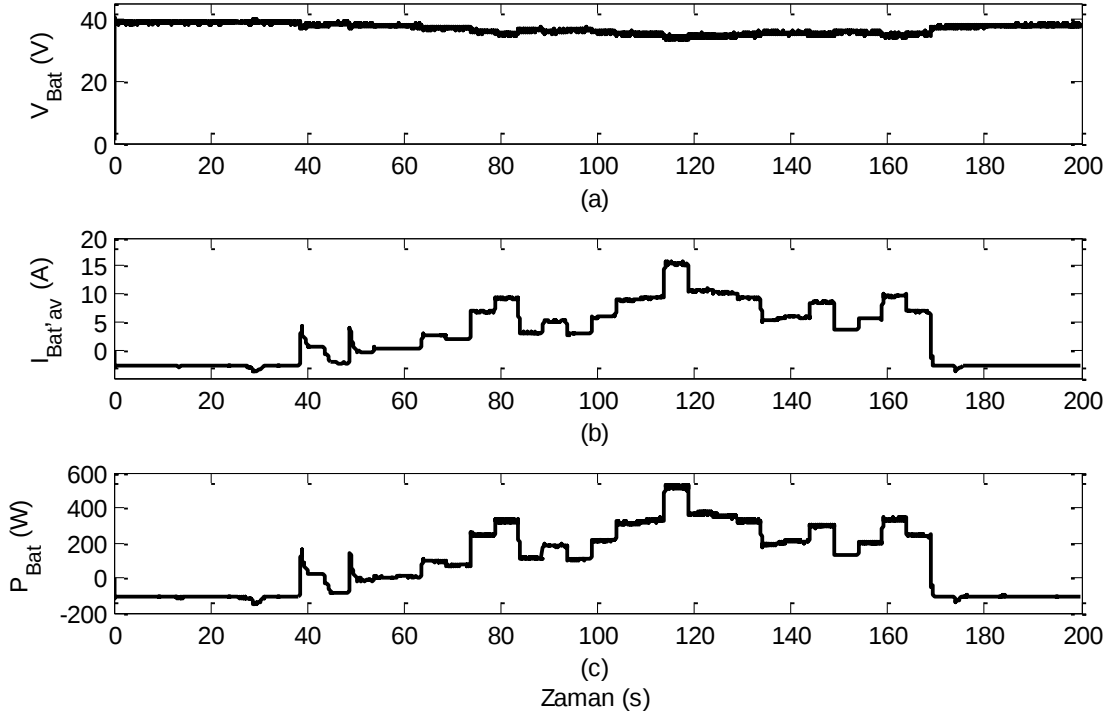
Şekil 4.21'de gösterilen yük profili programlanabilir yük bankası aracılığıyla modellenmiştir. Yük profilinde maksimum güç 1 kW olacak, yük 5 saniyede bir değişecek ve toplam deney süresi 200 saniye olacaktır. Elde edilen sonuçlar osiloskop yardımıyla kaydedilecek ve MATLAB ortamında düzenlenecektir. Yük profili Kaygılandır&gözetle MGT algoritması ve Artan İletkenlik MGT algoritması için aynı şartlarda iki ayrı test yapılmıştır. Bu algoritmaların nasıl çalıştığı ilk kısımda anlatılmıştı.

İlk test Artan İletkenlik algoritması kullanılarak yapılmıştır. Bu teste ilişkin çıkış gerilimi, çıkış akımı ve çıkış gücü Şekil 4.22'de verilmiştir. Test süresi boyunca çıkış gerilimi istenilen seviyede tutularak sistemin çalışır olduğu gözlenmiştir.

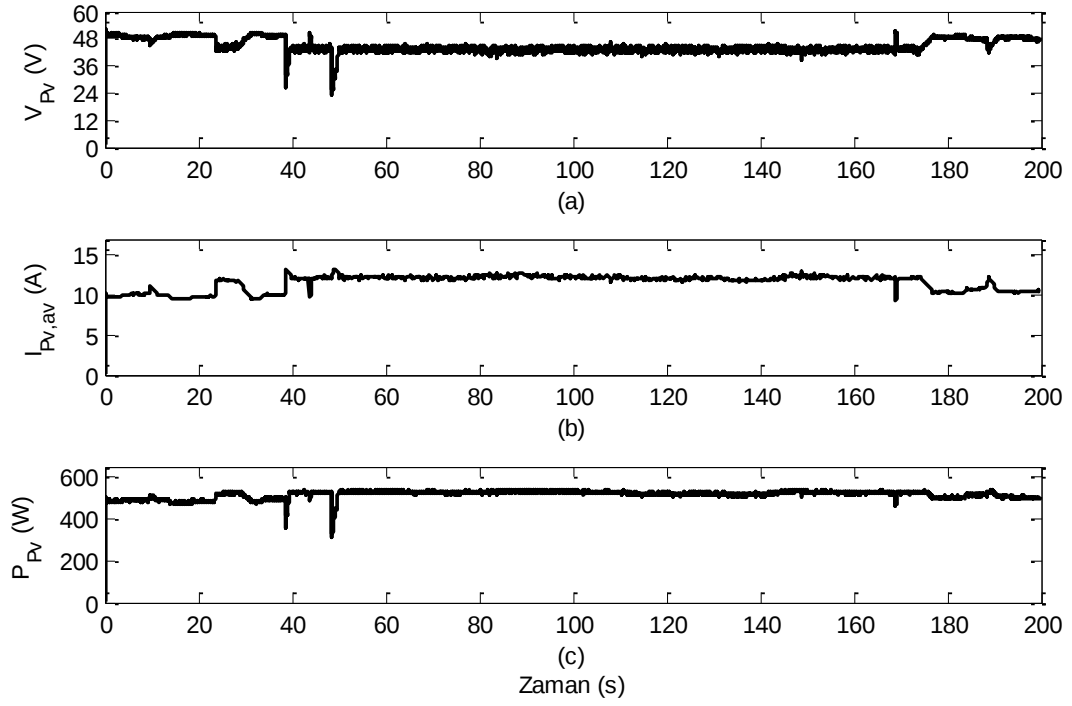


Şekil 4.22 Çıkış gerilimi, akımı ve gücü

Batarya gerilimi, akımı ve gücü ise Şekil 4.23'de gösterilmiştir. Buradan görüldüğü üzere batarya 38 saniyeye kadar şarj ediliyor. Ancak bataryanın ömrünü artırmak için batarya şarj akımı kısıtlanmalıdır. Bu yüzden batarya şarj akımı 3 A'ı geçtiğinde MGTS algoritmasını değiştirerek şarj akımını sınırlar. Bu durum 0-38, 44-49 ve 170-200 sn aralığında gözükmemektedir. Diğer aralıklarda görüldüğü üzere PV kontrol kısmı, çıkıştan bağımsız MGTS algoritmasını takip etmektedir. Ayrıca bataryadan çekilen akım PI döngüsünün daha yumuşak cevap vermesi sayesinde daha düzgün olmuştur.



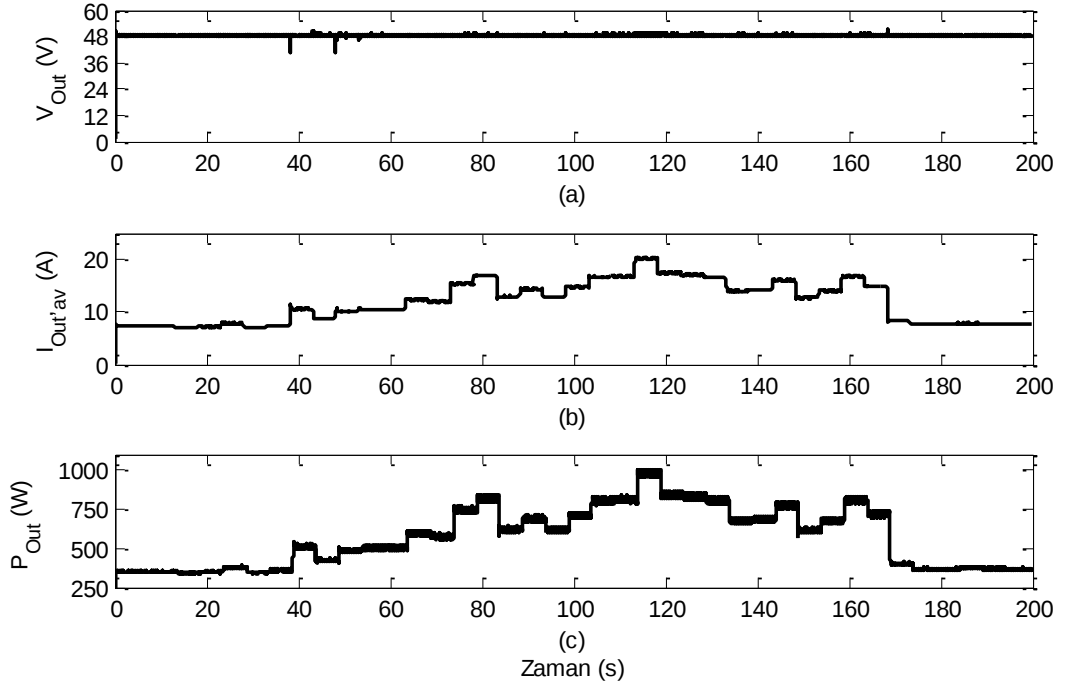
Şekil 4.23 Batarya gerilimi, akımı ve gücü



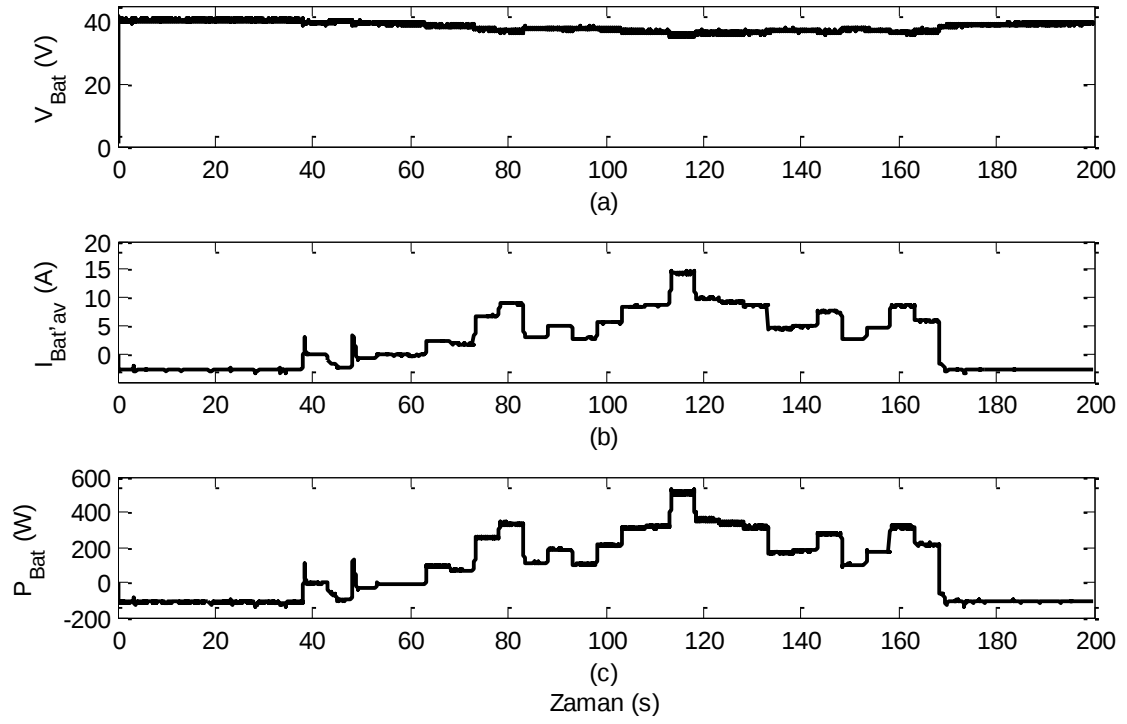
Şekil 4.24 PV gerilimi, akımı ve gücü

Son olarak bu teste ilişkin PV gerilimi, akımı ve gücü Şekil 4.24'te gösterilmiştir. 0-38, 44-49 ve 170-200 sn aralığında PV kontrol algoritmasının batarya şarjını sınırlamak için çalıştığını daha önceden belirtilmişti. Batarya şarj kontrol algoritmasından Artan İletkenlik MGTS algoritmasına geçişleri 38. Saniye 170. Saniyedeki gerilim değişimlerinden görülebilir. Diğer kısımlardaki akım ve gerilimdeki değişimler MGTS algoritmasının sürekli maksimum noktayı bulma arayışından kaynaklanmaktadır.

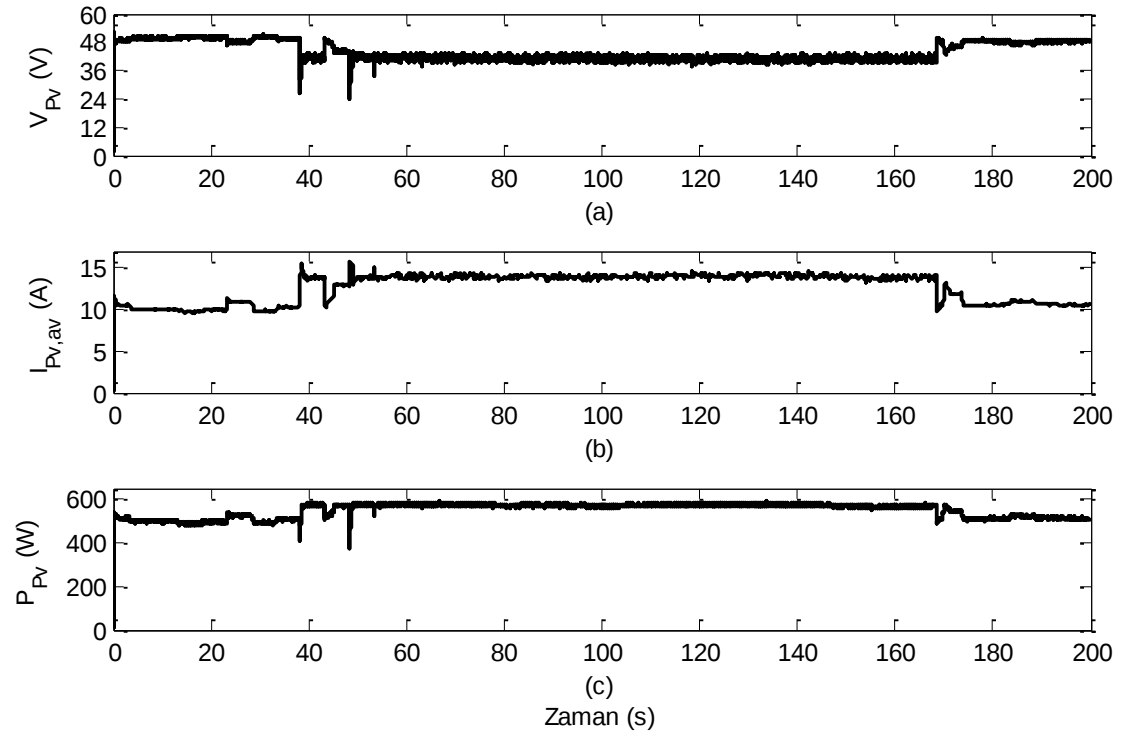
Aynı test düzeneği, benzer ışınım ve aynı sıcaklık şartlarında MGTS algoritması Kaygılandır&gözetle kullanılarak testler yapılmıştır. Bu testlere ilişkin sonuçlar Şekil 4.25, Şekil 4.26 ve Şekil 4.27'de verilmiştir.



Şekil 4.25 Çıkış gerilimi, akımı ve gücü



Şekil 4.26 Batarya gerilimi, akımı ve gücü



Şekil 4.27 PV gerilimi, akımı ve gücü

Bu testlerden anlaşılacağı üzere hem Artan İletkenlik yöntemi algoritması hemde Kaygılandır&gözetle algoritması önerilen dc-dc dönüştürücü için uygundur. Ancak

dinamik şartlar altında, Artan İletkenlik yönteminin Kaygılandır&gözetle yönteminden daha iyi olduğu literatürde belirtilmiştir. Yapılan testlerde Artan İletkenlik yönteminin Kaygılandır&Gözetle yönteminde mod değişimlerinde daha hızlı cevap verdiği gözükmiştir.

Bu testler esnasında havanın sıcaklığı ve güneşin pozisyonu Çizelge 4.1’de verilmiştir. Tabloda ayrıca ölçülen ışıınım değerine göre benzetim çalışmasında hesaplanan PV gücü ve deneysel çalışmalarda ölçülen güç gösterilmiştir. Deneysel çalışmalarda ve benzetim çalışmalarında ortaya çıkan farkın sebebi PV panellerin tozlanma faktörleri ve güç taşıyıcı kablolardaki kayıplardır.

Çizelge 4.1 Test Koşulları

Test	Ölçülen Işınım (W/m ²)	Benzetim çalışmasında PV ortalama gücü (W)	Deneysel çalışmada PVortalama gücü (W)	Sıcaklık (C)
Artan İletkenlik testi	689	542	530	25
Kaygılandır&Gözetle	728	579	563	25

SONUÇ VE ÖNERİLER

PV paneller, üretebildikleri elektrik enerjisi miktarının atmosferik koşullara bağlı olarak değişmesi sebebiyle tek başına çok etkili ve kullanışlı bir enerji kaynağı değildir. PV panel grubunun atmosferik koşullardan etkilenmeyecek bir enerji depolama kaynağı ile birlikte kullanılması, belirli bir süre için kesintisiz enerji sunabilmekte ve depolanan fazla enerjiyi sonradan kullanılmasına imkan sağlayabilmektedir. Bu tür yapılara hibrit yapılar denmektedir. Literatürdeki PV-batarya hibrit yapıları incelendiğinde genelde iki ayrı dc-dc dönüştürücü ile kontrol edildikleri görülmektedir. Bu tez çalışmasında ise tek başına hibrit sistemi kontrol edebilecek çift girişli bir dc-dc dönüştürücü önerilmiştir. Önerilen dc-dc dönüştürücü için literatür taraması yapılmıştır. Önerilen dönüştürücü yapısı kullanılarak oluşturulan hibrit yapının diğer hibrit sistemlerden avantajları ve dezavantajları ortaya konmuştur. Oluşturulan hibrit yapının avantajları yüksek güç yoğunluğu, daha düşük komponent sayısı ve farklı gerilim seviyelerindeki kaynakların hibrit olarak kullanılmasına imkan sağlamasıdır. Önerilen dc-dc dönüştürücünün analizi ve çalışma durumları belirlenmiştir. Önerilen dc-dc dönüştürücü şarj modu ve deşarj modu olmak üzere iki ayrı senaryoda çalıştırılmıştır. Ayrıca önerilen dc-dc dönüştürücü hem düşürücü hem de yükseltici olarak çalışabilmektedir. Belirlenen çalışma senaryoları için kontrol yöntemi geliştirilmiştir. Gerilim regülasyonu için PI döngüleri kullanılmıştır. PV panelleri kontrol etmek için ise Artan İletkenlik yöntemi ve Kaygılandır&gözetle yöntemleri kullanılarak maksimum güç takibi yapılmıştır. Ayrıca şarj modunda batarya şarj akımı sınırlandırılması için bir algoritma geliştirilmiştir. Geliştirilen kontrol düzeneğinin testi için iki ayrı benzetim çalışması yapılmıştır. İlk olarak dinamik yük altında ve değişen hava koşullarında MGTS'nin çalışabilirliğini test etmek amacıyla bir

benzetim çalışması yapılmıştır. Daha sonra ise deneysel çalışmada kullanılacak olan yük profilinin bir kısmı test edilmiştir. Benzetim çalışmalarında başarılı sonuçlar elde edilmesinden sonra deneysel çalışmalar yapılmıştır. İlk deneysel çalışmada anahtar ve diyotların dalga şekilleri ve endüktans gerilim ve akım değişimleri izlenmiştir. Sonraki çalışmada ise önerilen dc-dc dönüştürünün verim analizi yapılmıştır. Verim analizi ilk olarak her giriş için ayrı yapılmış, daha sonra ise hibrit çalışma için yapılmıştır. Dc-dc dönüştürücünün nominal yükteki verimi, PV girişi için %90, batarya girişi için %92 ve hibrit için %93 ölçülmüştür. Son olarak PV paneller ve batarya kullanılarak deney düzeneği oluşturulmuş, Artan İletkenlik ve Kaygılandır&gözetle algoritmaları kullanılarak iki ayrı çalışma yapılmıştır. Bu çalışma önerilen dc-dc dönüştürücünün çıkış gerilimi kontrolünü ve MGT algoritmalarının performansını test etmek için gerçekleştirilmiştir. Yapılan testler sonucunda kullanılan MGT algoritmalarından Artan İletkenlik yöntemi Kaygılandır&gözetle yöntemine kıyasla değişimlere daha hızlı cevap vermiştir. Tez çalışması sonucunda tek bir dc-dc dönüştürücü ile hem PV panellerin gücü kontrol edilmiş, hem de çıkış geriliminin regülasyonu yapılmıştır. Ayrıca şarj ve deşarj durumunda batarya akımını daha düzgün olmasını sağlayarak bataryanın ömrünü uzatılacağı belirlenmiştir. Benzetim çalışmaları ile deneysel çalışmalardaki sonuçlar incelediğinde sonuçların örtüştüğü gözlenmiştir ve bu durum çalışmanın güvenilirliğini arttırmaktadır. Önerilen dc-dc dönüştürü sunduğu avantajlar ile şebekeden bağımsız çalışan küçük boyutlu sistemlerde ve mikro-şebekelerde kullanılabilir. Ayrıca, yakıt pillerinin, küçük ölçekte rüzgar türbinlerinin ve enerji depolama ünitelerinin yer aldığı sistemlerde kullanılma potansiyeline sahiptir.

- [1] An, L. ve Lu, D.D.C., (2013). "Design of a Single-Switch DC-DC Converter for PV-Battery Powered Pump System", 2013 1st International Future Energy Electronics Conference, 359-364.
- [2] Sedra, A.S. ve Smith, K.C., (1998). Microelectronic Circuits: Oxford University Press.
- [3] Walker, G., (2001). "Evaluating MPPT converter topologies using a MATLAB PV model", Journal of Electrical & Electronics Engineering, Australia, 21: 49-56.
- [4] Scarpa, V.V.R. Buso, S. ve Spiazzi, G., (2009). "Low-Complexity MPPT Technique Exploiting the PV Module MPP Locus Characterization", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 56: 1531-1538.
- [5] Villalva, M.G. Gazoli, J.R. ve Ruppert, E., (2009). "Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays", IEEE Transactions on Power Electronics, 24: 1198-1208.
- [6] Liu, S.Y. ve Dougal, R.A., (2002). "Dynamic multiphysics model for solar array", IEEE Transactions on Energy Conversion, 17: 285-294.
- [7] El-Saadawi, M.M. Hassan, A.E. Abo-Al-Ez, K.M. ve Kandil, M.S., (2010). "A proposed dynamic model of Photovoltaic-DG system", Nuclear & Renewable Energy Conference, 1-6.
- [8] Ying-Tung, H. ve China-Hong, C., (2002). "Maximum power tracking for photovoltaic power system", Industry Applications Conference, 1035-1040.
- [9] Chauhan, J. Chauhan, P. Maniar, T. ve Joshi, A., (2013). "Comparison of MPPT algorithms for DC-DC converters based photovoltaic systems", Energy Efficient Technologies for Sustainability, 476-481.
- [10] De Brito, M.A.G. Sampaio, L.P. Luigi, G. e Melo, G.A. ve Canesin, C.A., (2011). "Comparative analysis of MPPT techniques for PV applications", Clean Electrical Power, 99-104.
- [11] Kim, J. Shim, M. Jung, J. Kim, H. ve Kim, C., (2014). "A DC-DC Boost Converter with Variation Tolerant MPPT Technique and Efficient ZCS Circuit for

- Thermoelectric Energy Harvesting Applications", 19th Asia and South Pacific Design Automation Conference, 35-36.
- [12] Vijayakumar, G. ve Hemakumar, K., (2013). "Development of low cost high efficient DC-DC converter for photovoltaic system with fast converging MPPT algorithm", Renewable Energy and Sustainable Energy, 98-104.
 - [13] Mei, Q. Shan, M.W. Liu, L.Y. ve Guerrero, J.M., (2011). "A Novel Improved Variable Step-Size Incremental-Resistance MPPT Method for PV Systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58: 2427-2434.
 - [14] Liu, F. Duan, S. Liu, F. Liu, B. ve Kang, Y., (2008). "A variable step size INC MPPT method for PV systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55: 2622-2628.
 - [15] Veerachary, M. Senjyu, T. ve Uezato, K., (2002). "Voltage-based maximum power point tracking control of PV system", Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 38: 262-270.
 - [16] Chiu, C.S., (2010). "T-S Fuzzy Maximum Power Point Tracking Control of Solar Power Generation Systems", IEEE Transactions on Energy Conversion, 25: 1123-1132.
 - [17] Hussein, K.H. Muta, I. Hoshino, T. ve Osakada, M., (1995). "Maximum Photovoltaic Power Tracking - an Algorithm for Rapidly Changing Atmospheric Conditions", IEEE Proceedings-Generation Transmission and Distribution, 142: 59-64.
 - [18] Peftitsis, D. Adamidis, G. Bakas, P. ve Balouktsis, A., (2008). "Photovoltaic system MPPTTracker investigation and implementation using DSP engine and buck - boost DC-DC converter", Power Electronics and Motion Control Conference, 1840-1846.
 - [19] Liu, F.R. Kang, Y. Zhang, Y. ve Duan, S.X., (2008). "Comparison of P&O and hill climbing MPPT methods for grid-connected PV converter", ICIEA 2008: 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Proceedings, 1-3: 804-807.
 - [20] Chiang, S.J. Chang, K.T. ve Yen, C.Y., (1998). "Residential photovoltaic energy storage system", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 45: 385-394.
 - [21] Liu, B. Zhang, Y. Hu, B. Xue, L. ve Zhao, W., (2014). "An integrated control strategy of PV-battery hybrid systems", Electronics and Application Conference and Exposition, 419-422.
 - [22] Seong-Chon, C. Min-Ho, S. Dong-Rak, K. Chung-Yuen, W. ve Yong-chae, J., (2014). "Versatile power transfer strategies of PV-battery hybrid system for residential use with energy management system", Power Electronics Conference, 409-414.
 - [23] Mahmood, H. Michaelson, D. ve Jiang, J., (2012). "Control Strategy for a Standalone PV/Battery Hybrid System", 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society: 3412-3418.

- [24] Whittingham, M.S., (2012). "History, Evolution, and Future Status of Energy Storage", *Proceedings of the IEEE*, 100: 1518-1534.
- [25] Doo-Hee, J. Sang-keun, J. Chung-Wook, R. Sung-Soo, H. ve Sang-Kyoo, H., (2010). "High power density and low cost Photovoltaic Power Conditioning System with energy storage system", *Power Electronics Conference*, 235-240.
- [26] Choi, B.Y. Noh, Y.S. Ji, Y.H. Lee, B.K. ve Won, C.Y., (2012). "Battery-Integrated Power Optimizer for PV-Battery Hybrid Power Generation System", *2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 1343-1348.
- [27] Taddy, E. ve Lazarescu, V., (2014). "Modeling and simulation of buck dc-dc converter with capacitor Equivalent Series Resistance", *Electronics, Computers and Artificial Intelligence*, 49-54.
- [28] Chetty, P.R.K., (1981). "Current Injected Equivalent Circuit Approach to Modeling Switching DC-DC Converters", *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, 17: 802-808.
- [29] Sanders, S.R. ve Verghese, G.C., (1990). "Synthesis of averaged circuit models for switched power converters", *Circuits and Systems*, 679-683.
- [30] Middlebrook, R. ve Cuk, S., (1976). "A general unified approach to modelling switching-converter power stages", *Power Electronics Specialists Conference*, 18-34.
- [31] Tymerski, R. ve Vorperian, V., (1986). "Generation, Classification and Analysis of Switched-Mode DC-to-DC Converters by the Use of Converter Cells", *Telecommunications Energy Conference*, 181-195.
- [32] Chen, J. ve Ngo, K.D.T., (2001). "Alternate forms of the PWM switch model in discontinuous conduction mode", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 37: 754-758.
- [33] Sun, J. Mitchell, D.M. Greuel, M.F. Krein, P.T. ve Bass, R.M., (2001). "Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16: 482-492.
- [34] Vural, B., (2013). "FC/UC hybridization for dynamic loads with a novel double input DC-DC converter topology", *International Journal of Hydrogen Energy*, 38: 1103-1110.
- [35] Tavlasoglu, Y. Akar, F. ve Vural, B., (2014). "PV/battery hybrid energy system via a double input DC/DC converter for dynamic loads", *IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics*, 631-636.
- [36] Sartori, H.C. Baggio, J.E. ve Pinheiro, J.R., (2012). "A comparative design of an optimized boost inductor taking into account three magnetic materials technologies: Volume, cost and efficiency analysis", *Industry Applications*, 1-6.
- [37] Confortin Sartori, H. Beltrame, F. Martins, M.L. Baggio, J.E. ve Renes Pinheiro, J., (2013). "Evaluation of an optimal design for a single-phase boost PFC

converter (CCM) considering different magnetic materials core", Power Electronics Conference, 1304-1310.

- [38] Erdinc, O. Elma, O. Uzunoglu, M. Selamogullari, U.S. Vural, B. Ugur, E. Boynuegri, A.R. ve Dusmez, S., (2012). "Experimental performance assessment of an online energy management strategy for varying renewable power production suppression", International Journal of Hydrogen Energy, 37: 4737-4748.

DSP Kodu

```
//Dönüştürücü kontrolü için mod seçimi.if(Control==1 && V_out>49)    //Mod
değişimi için tarama yapılıyor.
{
Control=0;
}
if(Control==0 && V_out<47)//Mod değişimi için tarama yapılıyor.
{
Control=1;
}

if(Control==0)// Şarj modu döngüsü
{
duty_cycle_3B=PID_tustin_vol(48,V_out,0,0.5);)// çıkış gerilimi regülasyonu
So anahtarı ile yapılıyor.
    duty_cycle_1B=0.5;
}
if(Control==1)
{
duty_cycle_1B=PID_tustin_vol(48,V_out,0,0.95);) // çıkış gerilimi regülasyonu
S2 anahtarı ile yapılıyor.
duty_cycle_3B=0.5;
}

if (V_out<10)// başlangıçtaki ani yükselmelere engel olmak için koruma
döngüsü
{
duty_cycle=0.1;
duty_cycle_1B=duty_cycle;

if(Mode==0 && I_s1_av_neg>3.5)// Mgts algoritması değişimi için tarama
yapılıyor.
{
Mode=1;
}
if(Mode==1 && I_s1_av_neg<2.5)// Mgts algoritması değişimi için tarama
yapılıyor.
{
Mode=0;
}
```

```

if(Mode==0)    // Mgts algoritması ile kontrol ediliyor.
{
MPPT_P_O();
//mppt_INCCOND();
}
if(Mode==1)// Batarya akım koruma algoritması ile kontrol ediliyor.
{
MPPT_Charge();
}
duty_cycle_2A = PWM_Temp; //hesaplanan doluluk oranı S1 anahtarına
uygulanıyor
Setup_ePWM2AB();
}
void MPPT_Charge(void)// Batarya şarj kontrolü döngüsü
{
if (I_s1_av_neg > Ref_current)// Referans akımdan büyükse doluluk oranını
azaltır.
{
PWM_Temp=PWM_Temp-0.005;
}
else// Referans akımdan küçükse doluluk oranını artırır.
{
PWM_Temp=PWM_Temp+0.005;
}
}

if (PWM_Temp < 0) {
PWM_Temp = 0;
}
if (PWM_Temp > 0.95) {
PWM_Temp = 0.95;
}
}

void mppt_INCCOND(void) //Artan iletkenlik kontrol algoritması kodu
{
New_PW_In = I_s2_av * V_s2_av;
delta_p = New_PW_In - Old_PW_In;
delta_i = (float) I_s2_av - I_s2_av_old;
delta_v = (float) V_s2_av - V_s2_old;
ineq = delta_p / delta_v;
if(delta_v==0)
{
if(delta_i > 0) PWM_Temp=PWM_Temp-0.01; else
if(delta_i < 0) PWM_Temp=PWM_Temp+0.01;
}
else
{
if(ineq > 0) PWM_Temp=PWM_Temp-0.01; else
if(ineq < 0) PWM_Temp=PWM_Temp+0.01;
}
}
if (PWM_Temp < 0) {
PWM_Temp = 0;
}
if (PWM_Temp > 0.95) {
PWM_Temp = 0.95;
}
}

```

```

V_s2_old = V_s2_av;
Old_PW_In = New_PW_In;
I_s2_av_old = I_s2_av;
}

void MPPT_P_0(void)//Kaygılandır&gözetle kontrol algoritması kodu
{
New_PW_In = I_s2_av * V_s2_av;
if (New_PW_In > Old_PW_In)
{
if (V_s2_av > V_s2_old)
{
PWM_Temp=PWM_Temp-0.01;
}
else
{
PWM_Temp=PWM_Temp+0.01;
}
}
else
{
if (V_s2_av > V_s2_old)
{
PWM_Temp=PWM_Temp+0.01;
}
else
{
PWM_Temp=PWM_Temp-0.01;
}
}

if (PWM_Temp < 0) {
PWM_Temp = 0;
}
if (PWM_Temp > 0.95) {
PWM_Temp = 0.95;
}

V_s2_old = V_s2_av;
Old_PW_In = New_PW_In;
}

```

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı :Yakup TAVLAŞOĞLU
Doğum Tarihi ve Yeri : 27.10.1987 Erzurum
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : y.tavlasoglu06@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Lisans	Elektronik Müh.	Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü	2011
Lise	Fen	Mecidiye Anadolu Lisesi	2006

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2011-2013	Komsis Elektronik	ArGe Mühendisi

YAYINLARI

Makale

1. Akar, F., Tavlasoglu, Y., Ugur, E., Vural, B., Aksoy I., (2015). A Bidirectional Non-Isolated Multi Input DC-DC Converter for Hybrid Energy Storage Systems in Electric Vehicles, IEEE Transactions on Vehicular Technology

Bildiri

1. Tavlasoglu, Y., Akar, F. ve Vural, B. (2014). PV/battery hybrid energy system via a double input DC/DC converter for dynamic loads. 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE) (Jun. 2014), 631–636

Proje

1. Tübitak 1003 Elektrikli araçlarda batarya ve ultrakapasitörün birlikte kullanılması için çift girişli ve çift yönlü yeni bir güç dönüştürücü ünitesi tasarımı ve uygulaması (113M088), tam zamanlı bursiyer.
2. Tübitak 1003 Akıllı şebekeler kapsamında elektrikli araç şarj altyapısı planlaması ve akıllı şarj yönetim sisteminin geliştirilmesi (115E081), tam zamanlı bursiyer.