

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**FOTOVOLTAYİK SİSTEMLERDE MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI  
İZLEYEBİLEN İKİ FAZLI SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI  
VE UYGULAMASI**

**ONUR KIRCIOĞLU**

**KOCAELİ 2017**

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**


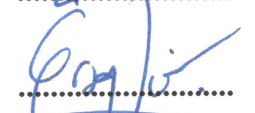
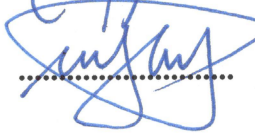
**ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ**  
**ANABİLİM DALI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**FOTOVOLTAİK SİSTEMLERDE MAKSİMUM GÜÇ**  
**NOKTASI İZLEYEBİLEN İKİ FAZLI SEPİC DÖNÜŞTÜRÜCÜ**  
**TASARIMI VE UYGULAMASI**

**ONUR KIRCIOĞLU**

**Yrd.Doç.Dr. Sabri ÇAMUR**  
**Danışman, Kocaeli Üniv.**  
**Yrd.Doç.Dr. Ersoy BEŞER**  
**Jüri Üyesi, Kocaeli Üniv.**  
**Yrd.Doç.Dr. Mustafa TURAN**  
**Jüri Üyesi, Sakarya Üniv.**

  
.....  
  
.....  
  
.....

**Tezin Savunulduğu Tarih: 23.06.2017**

## ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında, şebekeden bağımsız fotovoltaik sistemlerde veya dağıtılmış maksimum güç noktası izleyicilerde kullanılmak üzere iki fazlı, tepe akımı kontrollü, manyetik kublajlı endüktanslı SEPIC DA-DA dönüştürücü gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen dönüştürücüde, FV sistemlerde yaygın olarak kullanılan değiştir&gözle ve artımsal iletkenlik maksimum güç noktası izleme (MGNI) algoritmaları, ışınım değişimi, yük değişimi ve EN 50530 standartına göre dinamik MGNI verim testlerine tabi tutulmuşlardır.

Bu tez sırasında, 2210-C Öncelikli Alanlara Yönelik Yüksek Lisans Burs Programı kapsamında beni destekleyen TÜBİTAK'a teşekkürlerimi sunuyorum.

Lisans eğitimimden bu yana değerli bilgileriyle benim gelişimime büyük katkı sağlayan, gerek tez aşamasında gerekse de diğer konularda karşılaştığım zorluklarda yardımcı olan ve beni yönlendiren değerli danışmanım Yrd.Doç.Dr. Sabri ÇAMUR'a, değerli hocalarım Yrd.Doç.Dr. Birol Arifoğlu'na, Yrd.Doç.Dr. Ersoy BEŞER'e, Yrd.Doç.Dr. Esra Kandemir BEŞER'e sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Yüksek lisans eğitimim boyunca değerli tecrübelerini bana aktaran, çalışmalarımdayanımda olan, beni destekleyen ve daha çok çalışmam konusunda teşvik eden değerli hocam Arş.Gör.Dr. Murat ÜNLÜ'ye ve Arş.Gör. Korhan KARAARSLAN'a teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmam sırasında bana anlayış gösteren ve yanımda olan Elektrik Mühendisliği Bölümü araştırma görevlilerine teşekkür ediyorum.

Ve benim bu noktaya gelmemi sağlayan, hayatım boyunca karşılaştığım tüm zorluklarda yanımda olan sevgili annem Hatice KIRCIOĞLU'na, sevgili babam Hasan KIRCIOĞLU'na ve abim Fatih KIRCIOĞLU'na teşekkürlerimi sunuyorum.

Haziran – 2017

Onur KIRCIOĞLU

## İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR .....	i
İÇİNDEKİLER.....	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ .....	iv
TABLolar DİZİNİ.....	vi
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	vii
ÖZET .....	ix
ABSTRACT .....	x
GİRİŞ .....	1
1. FOTOVOLTAİK SİSTEMLER.....	4
1.1. Fotovoltaik Hücre Eşdeğer Devresi .....	5
1.2. Fotovoltaik Panel Akım-Gerilim ve Güç-Gerilim Karakteristikleri.....	7
1.3. Maksimum Güç Noktası İzleme Algoritmaları .....	8
1.3.1. Dolaylı kontrollü MGNİ algoritmaları.....	9
1.3.1.1. Açık devre gerilimi metodu .....	9
1.3.1.2. Kısa devre akımı metodu.....	9
1.3.2. Doğrudan kontrollü MGNİ algoritmaları.....	9
1.3.2.1. Değiştir gözle metodu.....	9
1.3.2.2. Artımsal iletkenlik metodu .....	10
2. MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI İZLEYİCİLERDE KULLANILAN DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLER .....	12
2.1. DA-DA Dönüştürücü Topolojileri .....	13
2.1.1. Buck dönüştürücü .....	14
2.1.2. Boost dönüştürücü .....	15
2.1.3. Buck-boost dönüştürücü.....	16
2.1.4. Çuk dönüştürücü.....	17
2.1.5. SEPIC dönüştürücü.....	18
2.1.5.1. SEPIC dönüştürücünün sürekli hal analizi .....	19
2.1.5.2. SEPIC dönüştürücünün dinamik modeli .....	21
2.1.6. Zeta Dönüştürücü.....	25
2.2. MGNİ İşleminin DA-DA Dönüştürücülerle Gerçekleştirilmesi.....	26
2.3. MGNİ Uygulamaları için DA-DA Dönüştürücü Seçimi.....	28
2.4. DA-DA Dönüştürücülerde Paralleleme Tekniği.....	28
2.5. DA-DA Dönüştürücülerde Kontrol.....	30
2.5.1. Gerilim modu kontrol .....	31
2.5.2. Akım modu kontrol.....	31
3. ÖNERİLEN SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI .....	34
4. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI .....	40
4.1. Dinamik Işınım Değişimi Durumu.....	42
4.2. Dinamik Yük Değişimi Durumu.....	43
5. DENEYSEL ÇALIŞMALAR.....	46
5.1. Gerçekleştirilen İki Fazlı Akım Modu Kontrollü SEPIC DA-DA Dönüştürücünün Testi .....	47

5.2. Işınım değişimi durumunda Değiştir&Gözle ve Artımsal İletkenlik MGNI Algoritmalarının Karşılaştırılması .....	49
5.3. Yük Değişimi Durumunda Değiştir&Gözle Algoritmasının Testi .....	50
5.4. EN50530 Standartına göre MGNI dinamik verim testi.....	52
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	55
KAYNAKLAR.....	57
EKLER.....	61
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER.....	66
ÖZGEÇMİŞ.....	67



## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1.	FV hücre yapısının basit gösterimi.....	4
Şekil 1.2.	FV hücrelerle panel ve dizi oluşturulması .....	4
Şekil 1.3.	FV hücrenin tek diyotlu eşdeğer devresi .....	5
Şekil 1.4.	FV panel Akım-Gerilim (I-V) ve Güç-Gerilim (P-V) grafikleri.....	7
Şekil 1.5.	Farklı ışınım durumları için FV panel I-V ve P-V grafikleri.....	8
Şekil 1.6.	Farklı sıcaklık durumları için FV panel I-V ve P-V grafikleri.....	8
Şekil 1.7.	Değiştir&Gözle Algoritmasının akış diyagramı.....	10
Şekil 1.8.	Artımsal iletkenlik MGNİ algoritması temel prensibi.....	11
Şekil 1.9.	Artımsal İletkenlik Algoritmasının akış diyagramı .....	11
Şekil 2.1.	DA-DA Dönüştürücülü bir sistemin genel görünümü.....	12
Şekil 2.2.	Buck Dönüştürücü devresi .....	14
Şekil 2.3.	Boost Dönüştürücü devresi .....	15
Şekil 2.4.	Buck-Boost Dönüştürücü devresi.....	16
Şekil 2.5.	Çuk dönüştürücü devre şeması.....	17
Şekil 2.6.	SEPIC dönüştürücü devre şeması.....	18
Şekil 2.7.	(a) S anahtarının iletimle olduğu durumdaki devre şeması (b) S anahtarının kesimde olduğu durumdaki devre şeması.....	18
Şekil 2.8.	SEPIC dönüştürücü elemanlara ait akım-gerilim dalga şekilleri .....	20
Şekil 2.9.	Elde edilen matematiksel modelin Simulink'te oluşturulması.....	24
Şekil 2.10.	Ayrık endüktans ve kublajlı endüktans durumlarındaki akım dalga şekli.....	25
Şekil 2.11.	Zeta dönüştürücü devre şeması .....	25
Şekil 2.12.	Bir FV panel ve farklı yük durumlarında oluşan çalışma noktaları .....	26
Şekil 2.13.	n tane Boost dönüştürücünün paralel bağlanması .....	29
Şekil 2.14.	(a) Paralel bağlı durumda endüktans akımları ve toplam giriş akımı (b) Faz kaydırılmış durumda endüktans akımları ve toplam giriş akımı.....	30
Şekil 2.15.	Gerilim modu kontrol yönteminin prensip şeması .....	31
Şekil 2.16.	Tepe akımı modu kontrol yönteminin prensip şeması.....	32
Şekil 3.1.	Gerçekleştirilen sistemin genel görünümü.....	34
Şekil 3.2.	INA250 akım sensörü entegresinin blok diyagramı .....	36
Şekil 3.3.	Panel gerilimi için tasarlanan 4. dereceden Sallen-Key alçak geçiren filtre .....	37
Şekil 3.4.	Tasarlanan filtrenin frekans yanıtı.....	37
Şekil 3.5.	Mosfet sürme devresi.....	38
Şekil 3.6.	UCC27517A Mosfet sürücü entegresinin blok diyagramı.....	38
Şekil 4.1.	Tasarlanan sisteme ait Simulink modeli .....	40
Şekil 4.2.	İki fazlı SEPIC Dönüştürücünün Simulink modeli .....	41
Şekil 4.3.	MGNİ algoritması bloğu .....	41
Şekil 4.4.	PI kontrolör ve tepe akımı kontrolü yapan blok.....	41
Şekil 4.5.	Işınım değişimi durumunda elde edilen panel çıkış gücü.....	42
Şekil 4.6.	Işınım değişimi durumunda elde edilen panel gerilimi .....	42
Şekil 4.7.	Işınım değişimi durumunda elde edilen yük gerilimi .....	43

Şekil 4.8.	SEPIC Dönüştürücünün yük akımı.....	43
Şekil 4.9.	Yük değişimi durumunda panelden elde edilen çıkış gücü.....	44
Şekil 4.10.	Yük değişimi durumunda elde edilen panel gerilimi.....	44
Şekil 4.11.	Yük değişimi durumunda elde edilen yük gerilimi ve panel gerilimi .....	45
Şekil 5.1.	Deney düzeneğinin genel görünümü .....	46
Şekil 5.2.	$D=0,6$ durumunda endüktans akımları ve toplam giriş akımı.....	47
Şekil 5.3.	Tepe akımı modu kontrol yöntemiyle dönüştürücünün çalıştırılması durumundaki endüktans akımları, $I_{ref}=2,1A$ .....	47
Şekil 5.4.	Tepe akımı modu kontrol yöntemiyle dönüştürücünün çalıştırılması durumundaki endüktans akımı ve toplam giriş akımı, $I_{ref}=2,1A$ .....	48
Şekil 5.5.	Yükseltici çalışma durumunda giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve endüktans akımlarının görünümü .....	48
Şekil 5.6.	Yükseltici çalışma durumunda giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve endüktans akımlarının görünümü .....	49
Şekil 5.7.	Işınım değişimi durumunda Değiştir & Gözle algoritmasının testi.....	50
Şekil 5.8.	Işınım değişimi durumunda Artımsal İletkenlik Algoritmasının testi.....	50
Şekil 5.9.	Yük değişimi durumunda Değiştir & Gözle algoritmasının testi.....	51
Şekil 5.10.	Yük değişimi durumunda Değiştir & Gözle algoritmasının testi.....	51
Şekil 5.11.	Yük değişimi durumunda Değiştir & Gözle algoritmasının testi.....	52
Şekil 5.12.	EN 50530 Standardının (a) düşük-orta ışınım bölgesindeki test profili ( $0.5 - 50 W/m^2/s$ ) (b) orta-yüksek ışınım bölgesindeki test profili ( $10 - 100 W/m^2/s$ ) .....	53
Şekil 5.13.	Yüksek-orta ışınım bölgesi ( $300 - 1000 W/m^2$ ), $50 W/m^2/s$ eğimde Değiştir & Gözle algoritmasının testi.....	54
Şekil 5.14.	Yüksek-orta ışınım bölgesi ( $300 - 1000 W/m^2$ ), $50 W/m^2/s$ eğimde Artımsal iletkenlik algoritmasının testi .....	54

## TABLolar DİZİNİ

Tablo 2.1. Simülasyondan kullanılan SEPIC devre parametreleri.....	24
Tablo 3.1. LG 300N1W-G3 Güneş Paneli Parametreleri (25 °C, 1000W/m <sup>2</sup> AM 1,5 STK'daki değerleri için) .....	35
Tablo 3.2. Gerçekleştirilen devrede kullanılan elemanlar ve değerleri.....	39
Tablo 5.1. Düşük ışınım bölgesindeki (100 W/m <sup>2</sup> - 500 W/m <sup>2</sup> ) D&G ve Artımsal iletkenlik MGNİ yöntemlerinin EN 50530 Dinamik test koşullarındaki performansı.....	53
Tablo 5.2. Yüksek ışınım bölgesindeki (300 W/m <sup>2</sup> - 1000 W/m <sup>2</sup> ) D&G ve Artımsal iletkenlik MGNİ yöntemlerinin EN 50530 Dinamik test koşullarındaki performansı.....	53



## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

$\Delta i$	: Akım dalgalılığı
$\Delta T$	: FV hücrenin sıcaklık değişimi
$\Delta V_{pv}$	: Geriliminin dalgalanma genliği
$D$	: Doluluk oranı
$E_g$	: Yarı iletken hücrenin band enerjisi, (eV)
$G_n$	: Referans ışınım şiddeti, (1000 W/m <sup>2</sup> )
$I_d$	: Diyot akımını
$I_{mp}$	: Maksimum güç noktasındaki akım
$I_o$	: Diyot ters doyum akımı
$I_{on}$	: Referans diyot ters doyum akımı
$I_{ph}$	: FV hücrenin ürettiği akım
$I_{pv}$	: FV çıkış akımı
$I_{sc}$	: FV kısa devre akımı
$I_{scn}$	: Referans kısa devre akımı
$k$	: Boltzmann sabiti, (1,38x10 <sup>-23</sup> J/K)
$K_i$	: Kısa devre akımının sıcaklık katsayısı, (A/°C)
$K_v$	: Açık devre geriliminin sıcaklık katsayısı, (V/°C)
$n$	: Diyotun ideal faktörü
$P_{mp}$	: Maksimum çıkış gücü
$R_p$	: Eşdeğer devre paralel direnci
$R_s$	: Eşdeğer devre seri direnci
$q$	: Bir elektron yükü, (1.6022 x 10 <sup>-19</sup> C)
$t_{on}$	: Kontrollü anahtarın iletimde kaldığı süre
$t_{off}$	: Kontrollü anahtarın kesimde kaldığı süre
$T_n$	: Referans sıcaklık, (25 °C)
$V_i$	: Giriş gerilimi
$V_{mp}$	: Maksimum güç noktasındaki gerilim
$V_o$	: Çıkış gerilimi
$V_{oc}$	: Açık devre gerilimi
$V_{ocn}$	: Referans açık devre gerilimi
$V_{pv}$	: FV çıkış gerilimi
$V_{ref}$	: Referans gerilimi

## Kısaltmalar

ADC	: Analog Digital Converter (Analog Dijital Dönüştürücü)
AGF	: Alçak Geçiren Filtre
CCM	: Continuous Conduction Mode (Sürekli İletim Modu)
D&G	: Değiştir ve Gözle
DA	: Doğru Akım
DAC	: Digital Analog Converter (Dijital Analog Dönüştürücü)
DCM	: Discontinuous Conduction Mode (Kesintili İletim Modu)
DGA	: Darbe Genişlik Ayarı

DSP	: Digital Signal Processor ( Dijital Sinyal İşleyici)
ESR	: Equivalent Series Resistance (Eşdeğer Seri Direnç)
ESL	: Equivalent Series Inductance (Eşdeğer Seri Endüktans)
FV	: Fotovoltaik
FPU	: Floating Point Unit (Kayan Nokta Birimi)
MGN	: Maksimum Güç Noktası
MGNİ	: Maksimum Güç Noktası İzleyici
P&O	: Perturb And Observe (Değiştir-Gözle)
STK	: Standart Test Koşulları
SEPIC	: Single Ended Primary Inductance Converter



# FOTOVOLTAİK SİSTEMLERDE MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI İZLEYEBİLEN İKİ FAZLI SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULAMASI

## ÖZET

Fotovoltaik sistemler (FV) yapısı gereği lineer olmayan bir karakteristiğe sahiptirler ve bu karakteristik, çevresel koşullara (güneş ışınımı, sıcaklık vs.) göre sürekli değişmektedir. Her türlü yük durumu ve çevresel koşullarda, FV panellerden maksimum gücü elde edebilmek için maksimum güç noktası izleyici kullanmak gerekmektedir.

Maksimum güç noktası izleyiciler, MGNİ algoritmalarının DA-DA dönüştürücülere uygulandığı sistemlerdir. MGNİ işlemi tüm DA-DA dönüştürücülerle gerçekleştirilebilir fakat düşürücü-yükseltici dönüştürücü tipte dönüştürücüler ile sistem, FV panelin akım-gerilim (I-V) karakteristiğinin tüm noktalarında çalıştırılabilir.

Düşürücü-Yükseltici tip DA-DA dönüştürücüler arasında SEPIC dönüştürücü, pozitif çıkış gerilimine sahip olması, giriş akımının sürekli ve dalgalılığının az olması gibi avantajlara sahiptir. Eleman sayısının fazla olması ve anahtarlama elemanlarındaki gerilim ve akım streslerinden dolayı diğer dönüştürücü topolojilerine göre verimi daha düşüktür. Ayrıca dördüncü dereceden bir sistem olduğundan dolayı kontrolü zordur.

Bu tez çalışmasında, FV sistemlerde maksimum güç noktasını izleyebilmek amacıyla, iki fazlı, tepe akımı modu kontrollü SEPIC DA-DA dönüştürücü tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Sistem, iki fazlı yapılarak elemanlar üzerindeki akım stresinin azaltılması ile verimin ve sistem güvenilirliğinin artırılması amaçlanmıştır. Ayrıca akım modu kontrol kullanılarak sistemin dinamik performansının iyileştirilmesi ve paralel dönüştürücüler arasında akım paylaşımının düzgün yapılması hedeflenmiştir.

Gerçekleştirilen prototipte, akademik çalışmalarda ve ticari uygulamalarda yaygın olarak kullanılan değiştir & gözle (D&G) ve artımsal iletkenlik algoritmalarıyla maksimum güç noktası takibi yapılmıştır. İki algoritma da, ışınım değişimi, yük değişimi ve EN 50530 standartına göre dinamik MGNİ testlerinde büyük başarımlar elde etmişlerdir.

**Anahtar kelimeler:** DA-DA Dönüştürücüler, Fotovoltaik Sistemler, Maksimum Güç Noktası İzleme Yöntemleri, SEPIC Dönüştürücü.

# DESIGN AND IMPLEMENTATION OF MAXIMUM POWER POINT TRACKER WITH TWO-PHASE SEPIC CONVERTER FOR PHOTOVOLTAIC SYSTEMS

## ABSTRACT

Photovoltaic (PV) systems have a non-linear characteristic according to their structure and this characteristic is constantly changing according to environmental conditions (solar radiation, temperature, etc.). In all kinds of load conditions and environmental conditions, it is necessary to use the maximum power point tracker (MPPT) to get maximum power from the PV Panels.

The maximum power point trackers are the systems in which the MPPT algorithms are applied to the converters. MPPT operation can be performed with all DC-DC converters, but with buck-boost type converters, the system can be operated at all points of the current-voltage (I-V) characteristic of the PV panel.

Among the buck-boost converters, the SEPIC converter has advantages such as having a positive output voltage, continuous input current and low ripple. The efficiency is lower than other converter topologies due to the large number of elements and the stresses in the switching elements. It is also difficult to control because it is a fourth-order system.

In this thesis study, a two-phase, peak-current mode controlled SEPIC DC-DC converter was designed and implemented to track the maximum power point in PV systems. The system is designed to be two-phase, reducing the current stress on the elements and increasing the efficiency and system reliability. It is also aimed to improve the dynamic performance of the system using current mode control.

The prototype has been implemented with maximum power point by means of P & O and incremental conductance algorithms which are widely used in academic studies and commercial applications. Both algorithms have achieved great success in the solar irradiance change, load change and dynamic MPPT tests according to EN 50530 standard.

**Key words:** DC-DC Converters, Photovoltaic Systems, MPPT Algorithms, SEPIC Converter.

## GİRİŞ

Artan nüfus ve hızla gelişen teknolojiyle beraber enerji ihtiyacı her geçen gün artmaktadır. Enerji üretiminde kullanılan fosil yakıtların hızla tükenmesi ve çevreye verdikleri zararlardan dolayı yenilenebilir enerji kaynaklarına ilgi her geçen gün artmaktadır [1]. Yenilenebilir enerji kaynakları arasında güneş enerjisi, bir çok avantajından dolayı ön plana çıkmaktadır.

Güneş enerjisinden elektrik üretimi, ısı sistemler ve fotovoltaik sistemler olmak üzere iki şekilde yapılmaktadır. Fotovoltaik sistemler, hareketli parça içermemesinden dolayı gürültüsüz çalışması ve bakım gerektirmemesi, yakıt maliyetinin olmaması, uzun ömürlü olması gibi avantajlardan dolayı popülerlik kazanmıştır [2, 3]. Bu avantajlarına karşılık, ilk kurulum maliyetlerinin hala istenilen seviyede olmaması ve verimlerinin düşük olması bir dezavantaj oluşturmaktadır. Bu nedenle mevcut fotovoltaik sistemlerde maksimum verimi elde etmek büyük önem kazanmaktadır [3].

Fotovoltaik (FV) hücreler, yarıiletken yapıda olduklarından lineer olmayan karakteristiğe sahiptirler [3, 4]. Ayrıca bu karakteristik, güneş ışınımı ve sıcaklık gibi çevresel faktörlere doğrudan bağlıdır [5, 6]. Her türlü çevresel koşullarda, FV panellerden yüke veya şebekeye maksimum güç aktarabilmek için maksimum güç noktası izleyicilerin (MGNI) kullanılması gerekmektedir [2, 3, 7].

Maksimum güç noktası izleyiciler, maksimum güç noktası izleme algoritmalarının ürettiği referansa göre, FV sistemden maksimum güç elde edilmesini sağlayan sistemlerdir. Maksimum güç noktası izleme algoritmaları, DA-DA dönüştürücülere veya eviricilere uygulanabilmektedir. Maksimum güç noktası izleme işlemi, tüm DA-DA dönüştürücü topolojileriyle gerçekleştirilebilir. Düşürücü-yükseltici tip DA-DA dönüştürücüler, bir FV panelin akım-gerilim karakteristiğinin tüm noktalarında çalışabilmektedir. Bu, uygulama tasarımında esneklik sağlamaktadır [8].

SEPIC dönüştürücü, düşürücü-yükseltici tip dönüştürücüler arasında, çıkış geriliminin pozitif olması ve giriş akımının sürekli olmasından dolayı ön plana çıkmaktadır.

Bu çalışmada, fotovoltaik sistemlerde maksimum güç noktası izleme işlemini gerçekleştirmek için iki fazlı SEPIC dönüştürücü tasarımı yapılmış ve gerçekleştirilmiştir.

Çalışmanın birinci bölümünde, fotovoltaik sistemler hakkında genel bilgiler verilmiş, eşdeğer devre modeli üzerinden akım-gerilim ve güç-gerilim karakteristikleri elde edilmiştir. Panel karakteristiğine etki eden çevresel koşullara değinilmiş ve ışıınım değışimi, sıcaklık değışimi gibi faktörlerin panel karakteristiğinde oluşturduğu etki incelenmiştir. Ayrıca yaygın olarak kullanılan MGNİ algoritmaları açıklanmıştır.

Tez çalışmasının ikinci bölümünde, maksimum güç noktası izleyicilerde kullanılan temel DA-DA dönüştürücü topolojileri incelenmiştir. Düşürücü-yükseltici tip DA-DA dönüştürücü topolojilerinden biri olan SEPIC dönüştürücünün, sürekli hal analizi ve dinamik modeli oluşturularak, ayrıık endüktanslı ve manyetik kublajlı endüktanslı iki farklı durum için simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Ayrıca bu bölümde MGNİ işleminin gerçekleştirilme prensibi ve MGNİ uygulamaları için DA-DA dönüştürücü topoloji seçim kriterlerine değinilmiştir.

Üçüncü bölümde, tez kapsamında gerçekleştirilen iki fazlı SEPIC dönüştürücünün çalışma prensibi anlatılmış, sistemde yer alan elemanlar ve işlevleri detaylı olarak açıklanmıştır.

Dördüncü bölümde, tasarlanan sistemin çeşitli durumlarda simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Sistemin modeli Matlab/Simulink ortamında kurulmuştur. Oluşturulan modelde, bir FV panel, iki fazlı SEPIC dönüştürücü ve yük yer almaktadır. SEPIC dönüştürücü, MGNİ algoritmasının ürettiği referans değere göre kontrol edilmekte ve FV panel maksimum güç noktasında çalıştırılmaktadır. Panele uygulanan ışıınım değışimi durumu ve yük değışimi durumlarında iki temel MGNİ algoritması olan değıştir & gözle ve artımsal iletkenlik algoritmalarıyla simülasyon çalışmaları gerçekleştirilmiştir.

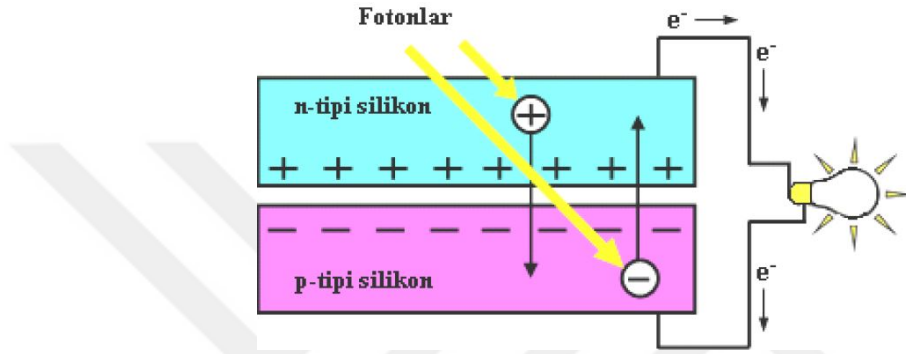
Beşinci bölümde, gerçekleştirilen prototiple deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiş ve sonuçlar paylaşılmıştır. Deneysel çalışmalarda da Değıştir & Gözle ve artımsal iletkenlik algoritmaları kullanılmıştır. Prototiple, ışıınım değışimi testi, yük değışimi testi ve EN 50530 standartına göre MGNİ dinamik verim testleri gerçekleştirilmiştir.

Son bölümde, simülasyon çalışmalarında ve deneysel çalışmalarda elde edilen sonuçlar irdelenerek, öneriler paylaşılmıştır.



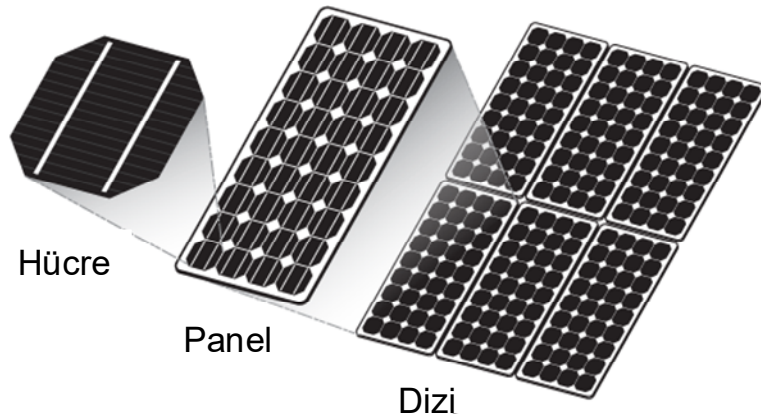
## 1. FOTOVOLTAİK SİSTEMLER

Fotovoltaik (FV) hücreler, güneşten gelen ışığı doğrudan elektrik enerjisine çeviren sistemlerdir. P ve n tipi yarıiletken malzemelerin bir araya getirilmesiyle oluşmaktadır [4, 9, 10]. Bir FV hücresinin yapısının basit gösterimi Şekil 1.1’de görülmektedir.



Şekil 1.1. FV hücre yapısının basit gösterimi [10]

FV hücrelerin güçleri birkaç watt civarı olmaktadır. Yüksek güçler elde edebilmek için FV hücreler seri-paralel bağlanarak FV paneller elde edilir. Ticari olarak üretilen FV panellerin güçleri 40-300W aralığında değişmektedir. Paneller de seri-paralel bağlanarak FV diziler oluşturularak yüksek güçlü FV sistemler kurulabilir. Hücrelerden panel, panellerden dizi elde edilmesi Şekil 1.2’de görülmektedir.



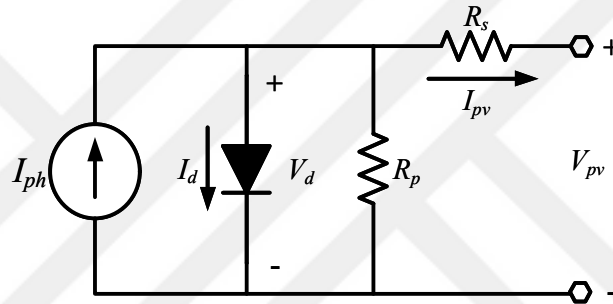
Şekil 1.2. FV hücrelerle panel ve dizi oluşturulması



FV sistemlerin çalışma prensiplerinin anlaşılabilmesi ve sistemler kurulmadan analizlerinin gerçekleştirilebilmesi için FV hücrelerinin elektriksel devre modellerine ihtiyaç duyulmaktadır.

### 1.1. Fotovoltaik Hücre Eşdeğer Devresi

Literatürde tek diyotlu, çift diyotlu, üç diyotlu olmak üzere çeşitli FV hücre eşdeğer devreleri bulunmaktadır. Tek diyotlu hücre modeli, diğer modellere göre basit yapıda olması ve gerçek karakteristiğe yakın olması nedeniyle FV sistem modellerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. FV hücrenin tek diyotlu eşdeğer devresi Şekil 1.3'te görülmektedir [3, 4, 9].



Şekil 1.3. FV hücrenin tek diyotlu eşdeğer devresi

Şekil 1.3'te yer alan tek diyotlu eşdeğer devrede yer alan  $I_{ph}$ , güneş ışınımıyla hücrenin ürettiği akımı temsil etmektedir. Buradaki  $I_d$ , diyot akımını,  $V_d$ , diyot gerilimini,  $I_{pv}$ , FV hücre çıkış akımını,  $V_{pv}$  ise hücre çıkış gerilimini göstermektedir. Modelde yer alan  $R_s$ , hücrenin iç dirençleri ve bağlantı dirençlerini temsil etmektedir.  $R_p$  ise paralel kaçak akım direncidir.

Tek diyotlu eşdeğer devrede Kirchoff akımlar kanununa göre denklemler Denklem (1.1)'e göre yazılabilir;

$$I_{pv} = I_{ph} - I_d - I_{R_p} \quad (1.1)$$

$I_{R_p}$  akımı, paralel kolda yer alan diyot geriliminin  $R_p$  direncine bölünmesiyle ifade edilebilir.  $V_d$  gerilimi aynı zamanda  $V_{pv}$  gerilimi ve  $R_s$  direnci üzerinde düşen gerilimin toplamıdır (Denklem (1.2));

$$I_{Rp} = \frac{V_d}{R_p} = \frac{V_{pv} + IR_s}{R_p} \quad (1.2)$$

Diyot akımı ( $I_d$ ) Denklem (1.3)'te görüldüğü gibi ifade edilir. Bu denklemde yer alan  $I_o$  diyot ters sızıntı akımını,  $q$  bir elektronun yükünü,  $k$  Boltzman sabitini,  $n$  diyot idealite faktörünü,  $T$  ise kelvin cinsinden hücre sıcaklığını temsil etmektedir;

$$I_d = I_o \left[ e^{\left( \frac{q(V_{pv} + IR_s)}{akT} \right)} - 1 \right] \quad (1.3)$$

Denklem (1.1), Denklem (1.2) ve (1.3)'e göre yeniden düzenlenirse Denklem (1.4) elde edilmiş olur;

$$I_{pv} = I_{ph} - I_o \left[ e^{\left( \frac{q(V + IR_s)}{akT} \right)} - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (1.4)$$

Önceki bölümde bahsedildiği gibi FV hücreler küçük güçlü olduğundan, hücreler seri-paralel bağlanarak paneller elde edilir. Bir panelin çıkış akımı Denklem (1.5)'te görüldüğü gibi ifade edilir. Bu denklemde  $N_s$  seri bağlı hücre sayısını,  $N_p$  ise paralel bağlı hücre sayısını göstermektedir;

$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_o \left[ e^{\left( \frac{q(V + IR_s)}{N_s akT} \right)} - 1 \right] - \frac{V + I \frac{N_s}{N_p} R_s}{\frac{N_s}{N_p} R_p} \quad (1.5)$$

Eşdeğer devrede yer alan diyot yarıiletken bir eleman olduğundan sıcaklıktan etkilenmektedir. Diyot ters doyum akımının sıcaklığa bağlı ifadesi Denklem (1.6)'da görüldüğü gibidir. Bu denklemde yer alan  $I_{on}$ , standart test koşullarındaki (STK) diyot ters doyum akımıdır;

$$I_o = I_{on} \cdot \left( \frac{T}{T_n} \right)^3 \cdot e^{\frac{q \cdot E_g}{n \cdot k} \left( \frac{T - T_n}{T \cdot T_n} \right)} \quad (1.6)$$

Panel kısa devre akımı ( $I_{sc}$ ) ışınım ve sıcaklığa bağlı değişmekte, açık devre gerilimi ( $V_{oc}$ ) ise sıcaklığa bağlı değişmektedir (Denklem (1.7) ve (1.8));

$$I_{sc} = (I_{scn} + K_i \Delta T) \frac{G}{G_n} \quad (1.7)$$

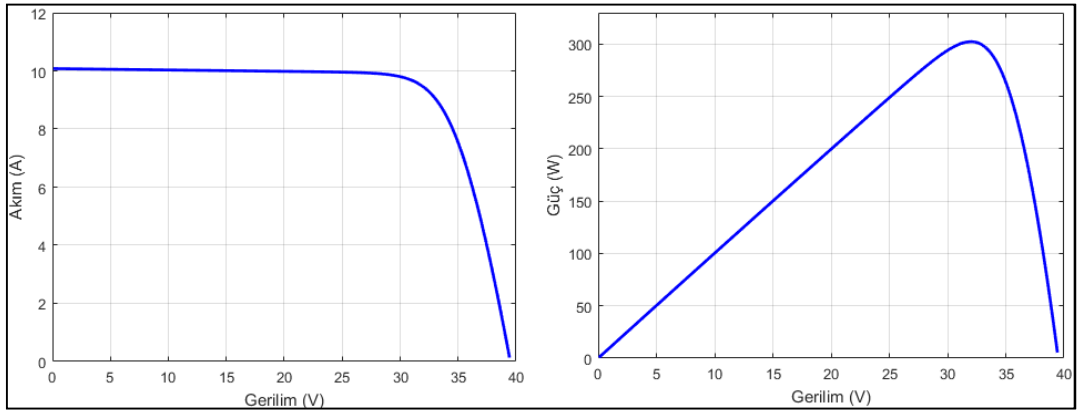
$$V_{oc} = V_{ocn} + K_v \Delta T \quad (1.8)$$

Denklem (1.7)'de görülen  $I_{scn}$  ve  $G_n$  STK'daki kısa devre akımını ve ışınım şiddetini temsil etmektedir.  $G$  ise panele uygulanan ışınım şiddetidir ve birimi  $W/m^2$ 'dir.  $K_i$  ise kısa devre akımının sıcaklık katsayısıdır.

Denklem (1.8)'de görülen  $V_{ocn}$  STK'daki açık devre gerilimidir.  $K_v$  ise açık devre gerilimi sıcaklık katsayısıdır.

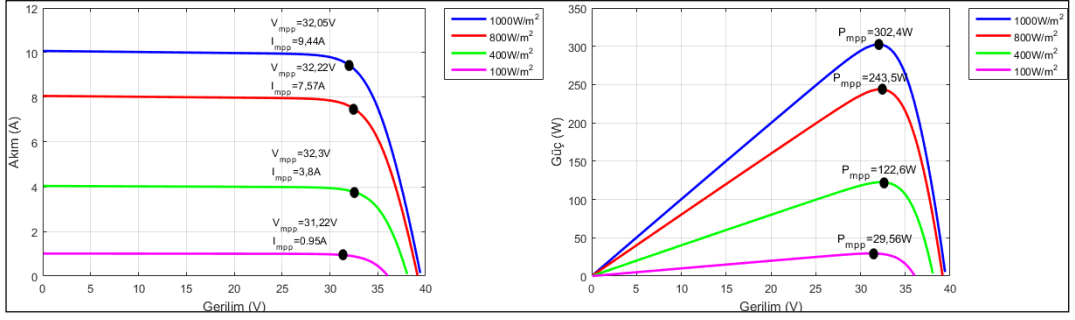
## 1.2. Fotovoltaik Panel Akım-Gerilim ve Güç-Gerilim Karakteristikleri

Önceki bölümde bahsedilen modele göre bir panelin akım-gerilim (I-V) ve güç-gerilim (P-V) karakteristikleri Şekil 1.4'te görüldüğü gibi olmaktadır.

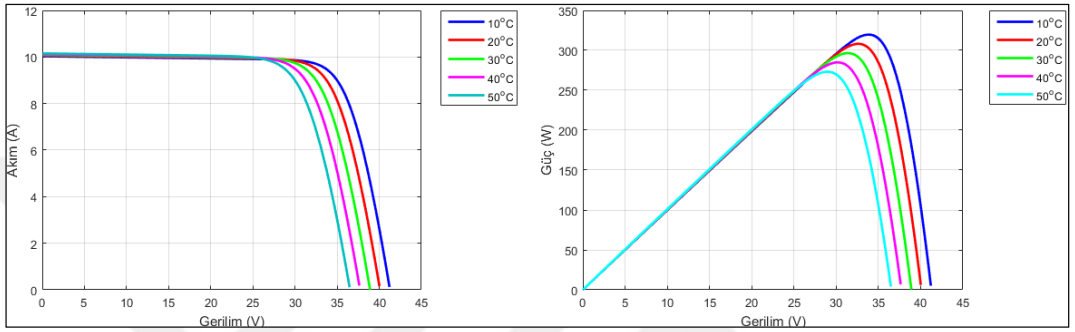


Şekil 1.4. FV panel Akım-Gerilim (I-V) ve Güç-Gerilim (P-V) grafikleri

Önceki bölümde verilen denklemlerde de görüldüğü üzere hücre parametreleri sıcaklığa ve ışınımına göre değişmektedir. Farklı ışınım durumlarında bir panelin I-V ve P-V Şekil 1.5'te görüldüğü gibi değişmektedir. Farklı sıcaklık durumlarında ise Şekil 1.6'da görüldüğü gibi olmaktadır.



Şekil 1.5. Farklı ışınım durumları için FV panel I-V ve P-V grafikleri



Şekil 1.6. Farklı sıcaklık durumları için FV panel I-V ve P-V grafikleri

### 1.3. Maksimum Güç Noktası İzleme Algoritmaları

Fotovoltaik paneller lineer olmayan karakteristiğe sahiptir ve çıkış güçleri hücre sıcaklığı ile güneş ışınımına bağlı olarak değişmektedir. FV paneller doğrudan yüke bağlandığında panelin etiketinde yer alan maksimum gücü vermeyebilir. Bu nedenle maksimum güç noktası izleyiciler kullanılmaktadır. Maksimum güç noktası izleyiciler bir maksimum güç noktası izleyici algoritmasının veya yönteminin dönüştürücü üzerine uygulamasıdır. MGNİ algoritması FV panelleri maksimum güç noktasında çalışmaya zorlar ve böylelikle FV sistemden en iyi şekilde faydalanılmasını sağlar [11, 12]. Bu yüzden tüm FV sistemlerde maksimum güç noktası izleyicilerin kullanılması gereklidir.

MGNİ algoritmaları dolaylı kontrollü ve doğrudan kontrollü olmak üzere ikiye ayrılabilir. Dolaylı kontrollü MGNİ algoritmaları genellikle bir veya daha fazla panel verisine ihtiyaç duyarlar [13]. Bu veriler, açık devre gerilimi ( $V_{oc}$ ), kısa devre akımı ( $I_{sc}$ ), sıcaklık veya ışınım olabilmektedir. Doğrudan kontrollü MGNİ algoritmalarında ise panel akımı veya geriliminin anlık değerleri kullanılarak kontrol sinyali üretilir.

Maksimum güç noktası izleme yöntemleri arasında, Değiştir & Gözle (D & G) ve artımsal iletkenlik algoritmaları oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu yöntemlerin çok yaygın olarak kullanılmasının başlıca nedenleri; kolay gerçekleştirilebilmeleri, maliyetlerinin düşük olması ve FV panel karakteristiklerine ihtiyaç duymamalarıdır [13].

### **1.3.1. Dolaylı kontrollü MGNİ Algoritmaları**

#### **1.3.1.1. Açık devre gerilimi metodu**

Açık devre metodu en basit MGNİ algoritmalarından biridir. Bu algoritmada, açık devre gerilimi ( $V_{oc}$ ) ve maksimum güç noktası gerilimi ( $V_{mp}$ ) arasındaki doğrusal ilişkiden faydalanılır [2]. Bu metotta, panel yükten ayrılarak panelin açık devre gerilimi ölçülür. Ölçülen  $V_{oc}$ , bir “k” sabiti ile çarpılarak panelin maksimum güç noktasındaki geriliminin elde edildiği varsayılır ve panel bu noktada çalıştırılır. Bu yöntemin dezavantajı, açık devre gerilimi ölçülürken yüke güç aktarılamamasıdır. Diğer bir dezavantajı ise bu metotta sistem gerçek MGNİ noktasında çalışmayabilir.

#### **1.3.1.2. Kısa devre akımı metodu**

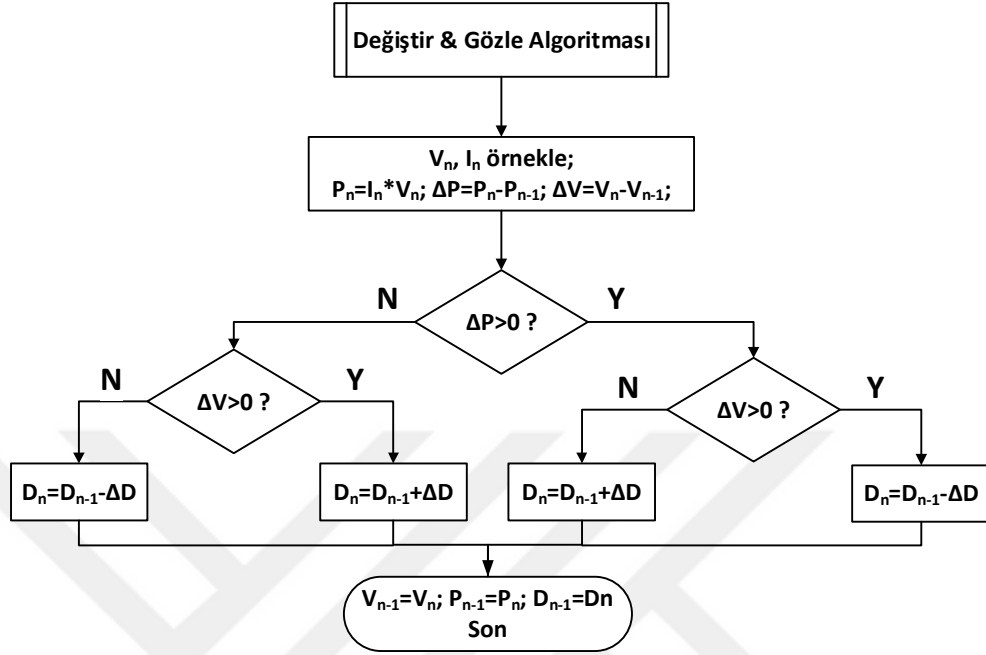
Açık devre gerilimi metodunda olduğu gibi bu yöntem de basittir. Çalışma prensipleri benzerdir. Bu yöntemde panelin açık devre gerilimi yerine kısa devre akımı ölçülür ve bir sabit sayıyla çarpılır. Çarpım sonucu olarak panelin maksimum güç noktasındaki akımının ( $I_{mp}$ ) elde edildiği varsayılır ve sistem bu noktada çalıştırılır. Bu yöntemlerde kullanılan “k” sabiti, farklı çevresel koşullardaki  $I_{mp}$  ile  $I_{sc}$  veya  $V_{oc}$  ile  $V_{mp}$  arasındaki ilişki incelenerek ortalama olarak hesaplanabilir [2].

### **1.3.2. Doğrudan kontrollü MGNİ algoritmaları**

#### **1.3.2.1. Değiştirgözle metodu**

Değiştir & gözle algoritmasında, FV panel gerilimi ile akımı ölçülür ve bu iki değer kullanılarak anlık güç hesaplanır. Daha sonra FV modül çalışma gerilimi değiştirilerek çıkış gücü değişimi gözlenir [3]. Çıkış gücü artmışsa, gerilimin değişim yönünün doğru olduğu anlaşılır ve bu yönde devam edilerek maksimum güç noktasına ulaşılır [11]. Şekil 1.7’de D&G MGNİ algoritmasının akış şeması verilmektedir. Akış

şemasından görüldüğü üzere algoritmanın yapısı basittir. Bu arada kullanılan denetim durumuna göre MGNİ çıkışı D, gerilim veya akım olabilir.

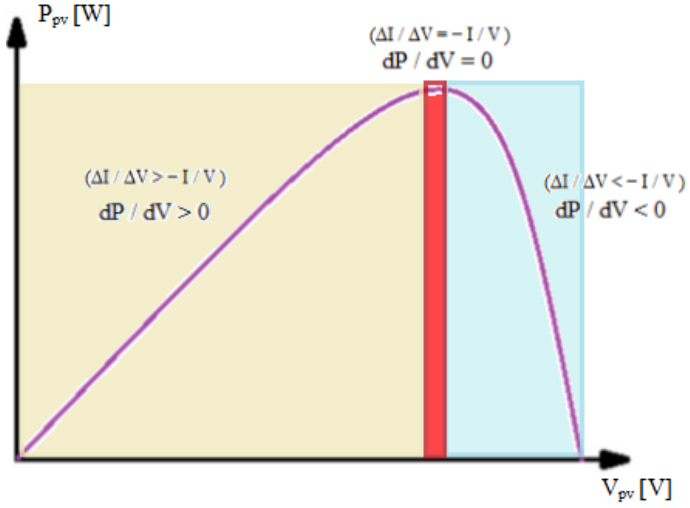


Şekil 1.7. Değiştir&Gözle Algoritmasının akış diyagramı

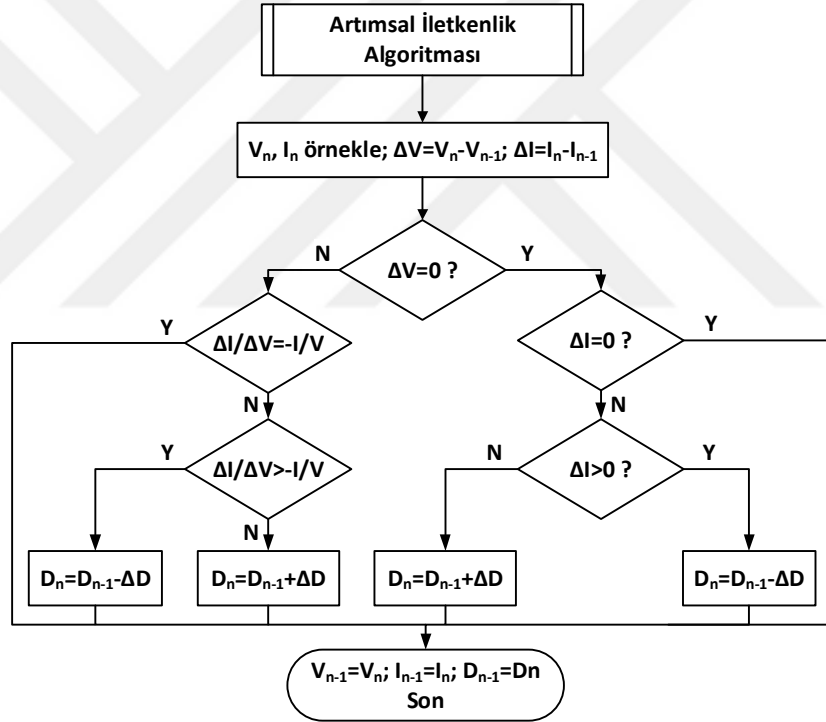
### 1.3.2.2. Artımsal iletkenlik metodu

Artan iletkenlik (Incremental Conductance - IC) yönteminin çalışması temel olarak FV panel çıkış gücünün değişiminin ( $dP$ ) panel geriliminin değişimine ( $dV$ ) oranının sıfır olduğu yerin maksimum güç noktası (MGN) olduğu prensibine dayanmaktadır ( $dP/dV=0$ ). Eğer bu oran sıfırdan büyük ise ( $dP/dV > 0$ ), sistemin o anki çalışma noktasının MGN'nin sol tarafında olduğu anlaşılmaktadır. Değişimlerin oranı sıfırdan küçük olduğunda ise ( $dP/dV < 0$ ), çalışma noktasının MGN'nin sağ tarafında olduğu anlaşılmaktadır [9].

Şekil 1.8'de verilen eğri artan iletkenlik algoritmasının temelini oluşturmaktadır. Şekilden anlaşılacağı üzere, bu yöntem ile FV panelin çalışma noktasının, panel çıkış gücünün eğiminin sıfır olduğu yerin maksimum güç noktası, pozitif olduğu yerin MGN'nin sol tarafı, negatif olduğu yerin MGN'nin sağ tarafı olduğu bilinmektedir. Bu yöntemde de değiştir-gözle yönteminde olduğu gibi çıkış akımı ve gerilim gözlemlenir, MGNİ algoritması iletkenliği ve artımsal iletkenliği hesaplar ve buna göre MGN'ye ulaşana kadar referans gerilimi, akımını veya D'yi artırır veya azaltır [14].



Şekil 1.8. Artımsal iletkenlik MGNİ algoritması temel prensibi



Şekil 1.9. Artımsal İletkenlik Algoritmasının akış diyagramı

Bu yöntem, hızla değişen ortam koşullarında D&G yönteminin yanlış yöne adım atma dezavantajının üstesinden gelmek için izleme doğruluğunu ve dinamik performansı iyileştirmek için önerilmiştir [1]. Şekil 1.9’da artımsal iletkenlik yönteminin akış şeması verilmektedir. Artan iletkenli yönteminin akış şeması D&G’ye göre biraz daha karmaşıktır.

## 2. MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI İZLEYİCİLERDE KULLANILAN DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

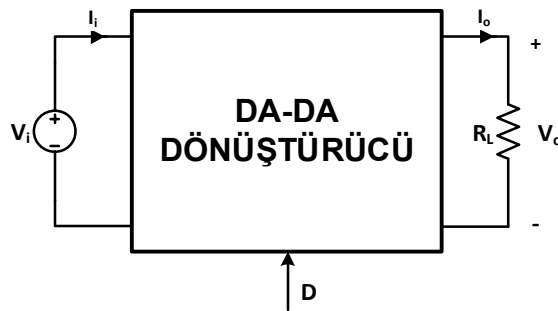
DA-DA dönüştürücüler, girişine uygulanan DA gerilimi farklı bir seviyede DA gerilime dönüştüren güç elektroniği devreleridir. Giriş ve çıkış gerilimleri aynı türde fakat farklı seviyede olduğundan DA transformatörü olarak da düşünülebilir.

DA-DA dönüştürücüler, endüktans ve kondansatör gibi enerji depolama elemanlarının anahtarlanması prensibine göre çalışır. Bu nedenle en az bir kontrollü güç anahtarı (transistör, mosfet, igt vs.) içermektedirler. Kontrollü anahtarın kontrolü, darbe genişlik ayarı (DGA) denilen bir yöntemle yapılmaktadır [15]. DGA yönteminde sinyalin frekansı sabit tutulur ve darbe genişliği değiştirilir. Darbe genişliği süresinin ( $t_{on}$ ), toplam periyoda ( $T=t_{on}+t_{off}$ ) oranına doluluk oranı denir ve "D" ile ifade edilir [15]. Bu oran sıfır ile bir arasında değer almaktadır.

DA-DA dönüştürücülerde çıkış gerilimi, doluluk oranıyla kontrol edilmektedir. Girişine uygulanan gerilimi düşürebilen, yükseltebilen ve aynı anda hem düşürebilen hem de yükseltebilen DA-DA dönüştürücü topolojileri mevcuttur [15]. Giriş ve çıkış gerilimi arasındaki ilişkiye göre üç gruba ayrılabilir;

- Düşürücü DA-DA Dönüştürücüler
- Yükseltici DA-DA Dönüştürücüler
- Düşürücü-Yükseltici DA-DA Dönüştürücüler

Bir DA-DA dönüştürücü sistemine ait genel görünüm Şekil 2.1'deki gibidir.



Şekil 2.1. DA-DA Dönüştürücülü bir sistemin genel görünümü



İdeal bir DA-DA dönüştürücüde, giriş gücü çıkış gücüne eşit olmaktadır. Güç eşitliğinden yola çıkarak, aynı transformatörlerde olduğu gibi bir dönüştürme oranından bahsedilebilir;

$$P_i = P_o, \quad V_i I_i = V_o I_o \quad (2.1)$$

$$\frac{V_i}{V_o} = \frac{I_o}{I_i} = a \quad (2.2)$$

$$V_o = V_i \left( \frac{1}{a} \right), \quad a = f(D) \quad (2.3)$$

Denklem (2.2) ve Denklem (2.3)'te görülen  $a$ , dönüştürme oranı olarak ifade edilir. DA-DA dönüştürücülerde dönüştürme oranı,  $D$  değerine bağlı olarak değişmektedir.

### 2.1. DA-DA Dönüştürücü Topolojileri

Literatürde birçok DA-DA dönüştürücü topolojisi bulunmaktadır. Daha önce de değinildiği gibi DA-DA dönüştürücüler yaptıkları işe göre düşürücü, yükseltici ve düşürücü-yükseltici olarak sınıflandırılabilir [15]. Diğer bir sınıflandırma yöntemi ise giriş ve çıkış arasındaki izolasyona göredir.

#### 1. İzolasyonsuz DA-DA dönüştürücüler;

- Buck Dönüştürücü
- Boost Dönüştürücü
- Buck-Boost Dönüştürücü
- Senkron Buck-Boost Dönüştürücü
- Cuk Dönüştürücü
- SEPIC Dönüştürücü
- Zeta Dönüştürücü

#### 2. İzolasyonlu DA-DA Dönüştürücüler;

- Flyback Dönüştürücü
- Forward Dönüştürücü
- Push-Pull Dönüştürücü
- Yarım Köprü (Half Bridge) Dönüştürücü

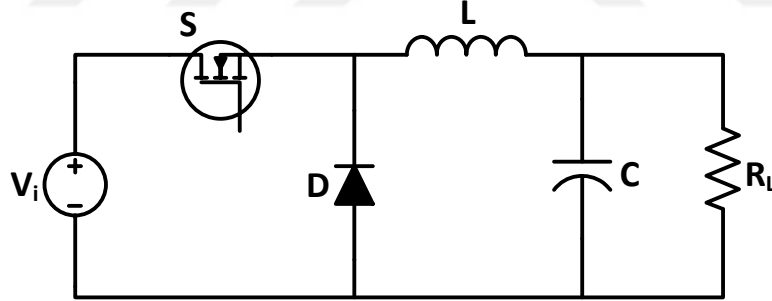
- Tam Köprü (Full Bridge) Dönüştürücü

Olarak sınıflandırılabilir. İzolasyonsuz dönüştürücüler temel dönüştürücülerdir ve basit yapıları ve düşük maliyetleri nedeniyle birçok uygulamada tercih edilmektedir [15]. Bazı uygulamalarda ise giriş ve çıkış arasında izolasyona ihtiyaç duyulmaktadır. Bu tarz uygulamalarda ise izolasyonlu dönüştürücüler kullanılmaktadır. İzolasyonlu dönüştürücülerde giriş çıkış arasındaki izolasyon, yüksek frekanslı transformatörle sağlanmaktadır.

Fotovoltaik sistemlerde, maksimum güç noktası izleme işlemini gerçekleştirmek için çoğunlukla izolasyonsuz DA-DA dönüştürücüler tercih edilmektedir. Bu nedenle bu tez çalışmasında sadece izolasyonsuz dönüştürücüler incelenmiştir.

### 2.1.1. Buck Dönüştürücü

Buck dönüştürücüde çıkış gerilimi, giriş gerilimine göre eşit veya düşük olmaktadır. Bu nedenle Düşürücü DA-DA Dönüştürücü olarak da bilinmektedir. Buck dönüştürücüye ait devre şeması Şekil 2.2'de görülmektedir.



Şekil 2.2. Buck Dönüştürücü devresi

Buck dönüştürücüde, endüktans ve kondansatör olmak üzere iki enerji depolama elemanı, bir kontrollü güç anahtarı ve diyot bulunmaktadır.

Anahtarlama DA-DA dönüştürücülerde endüktans akımına bağlı olarak iki farklı çalışma durumu vardır [16]. Endüktans akımının bir periyot boyunca hiç sıfıra inmediği duruma sürekli iletim modu (Continuous Conduction Mode – CCM), sıfıra indiği duruma ise kesintili iletim modu (Discontinuous Conduction Mode – DCM) denir. Sürekli iletim modunda, anahtarların konumuna göre iki farklı devre oluşmaktadır. S anahtarının iletimde olduğu durumda, kaynak hem çıkışı besler hem

de endüktans ve kondansatöre enerji aktarır. S anahtarı kesime geçtiğinde ise diyot ilettime geçer ve yük, endüktans ve kondansatör üzerinden beslenir. S anahtarı kaynağa seri bağlandığından, giriş akımı kesintilidir ve akım dalgalılığı yüksektir [15].

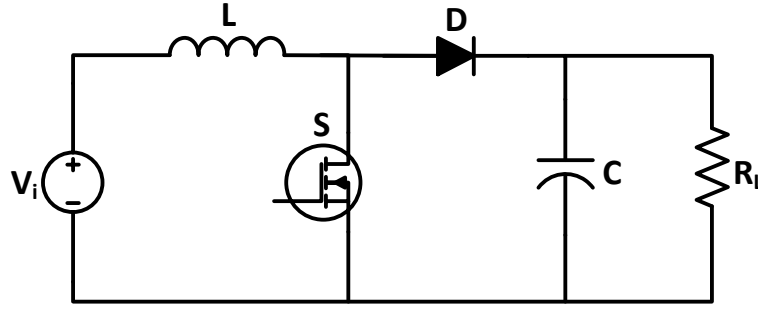
Buck dönüştürücüde çıkış geriliminin ( $V_o$ ), giriş gerilimi ( $V_i$ ) ve  $D$ 'ye bağlı ifadesi Denklem (2.4)'te görülmektedir;

$$V_o = DV_i \quad (2.4)$$

$D$  değeri sıfır ile bir arasında değiştiğinden, çıkış geriliminin giriş geriliminden düşük olduğu görülmektedir.

### 2.1.2. Boost Dönüştürücü

Boost dönüştürücüde çıkış gerilimi, giriş gerilimine eşit veya giriş geriliminden yüksek olmaktadır. Bu nedenle “Yükseltici DA-DA dönüştürücü” olarak adlandırılmaktadır. Basit bir yapıya sahiptir ve bir endüktans, bir kondansatör, bir diyot ve kontrollü anahtar içermektedir. Boost dönüştürücünün devre topolojisi Şekil 2.3'te görülmektedir.



Şekil 2.3. Boost Dönüştürücü devresi

Sürekli iletim modunda S anahtarına bağlı olarak iki farklı devre oluşur. S anahtarının iletimde olduğu durumda, L endüktansı enerji depolar ve yük, C kondansatörü üzerinden beslenir. S anahtarı kesimde olduğu zaman ise D diyotu ilettime geçer ve yük, kaynak ile endüktans tarafından beslenir. Endüktans giriş kaynağına seri bağlı olduğundan, endüktans akımı aynı zamanda giriş akımıdır. Bu nedenle sürekli akım modunda çalışan bir boost dönüştürücüde giriş akımı sürekli ve düşük dalgalığa sahiptir.

Boost dönüştürücünün çıkış gerilim ifadesi Denklem (2.5)'te görülmektedir.

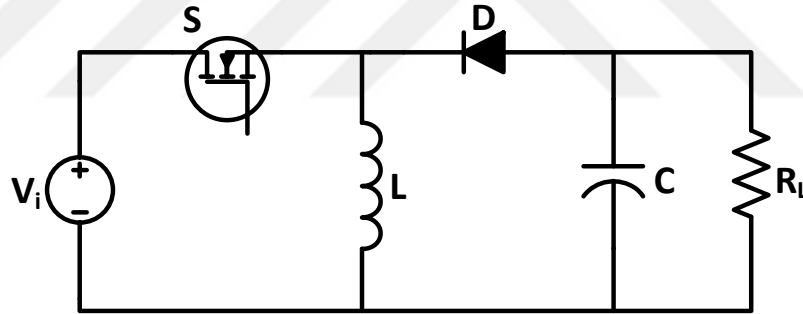
$$V_o = \frac{V_i}{1-D} \quad (2.5)$$

Denklem (2.5)'te de görüldüğü gibi çıkış gerilimi her zaman giriş geriliminden büyüktür ve D değeri bire yaklaştıkça çıkış gerilimi artmaktadır.

### 2.1.3. Buck-Boost Dönüştürücü

Buck-Boost dönüştürücüde çıkış gerilimi, giriş geriliminden büyük veya küçük olabilmektedir. Düşürücü-Yükseltici DA-DA dönüştürücü olarak da adlandırılmaktadır. Çıkış geriliminin polaritesi giriş gerilimine göre terstir. Bu nedenle eviren dönüştürücü olarak da bilinmektedir. Çıkış geriliminin negatif olması, çoğu uygulama için istenmeyen bir durumdur.

Buck-Boost dönüştürücü devre topolojisi Şekil 2.4'te görülmektedir.



Şekil 2.4. Buck-Boost Dönüştürücü devresi

Diğer basit dönüştürücülerde olduğu gibi bir kontrollü anahtar, bir diyot, bir endüktans ve bir kondansatörden oluşmaktadır. Sürekli iletim modunda çalışan bir buck-boost dönüştürücüde iki farklı devre oluşmaktadır. S anahtarı iletimde olduğu durumda endüktans, kaynak tarafından şarj edilir ve yük kondansatör üzerinden beslenir. S anahtarı kesime geçtiğinde ise diyot ilettime geçer ve yük, endüktans üzerinden beslenir. S anahtarı girişe seri bağlandığından giriş akımı kesintilidir ve dalgalılığı yüksektir [15].

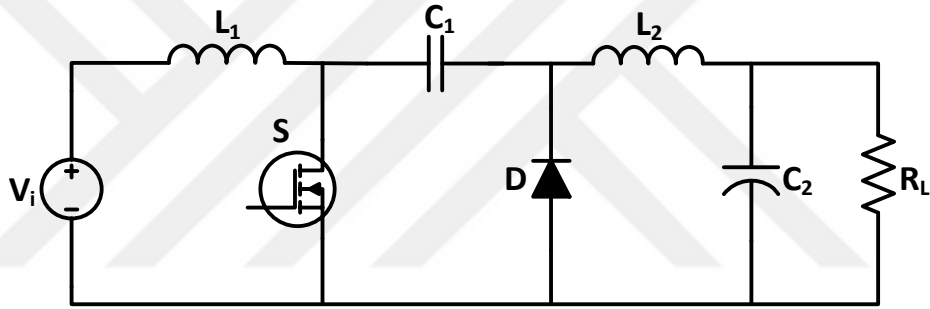
Buck-boost dönüştürücünün çıkış gerilim ifadesi Denklem (2.6)'te görüldüğü gibidir;

$$V_o = -V_i \left( \frac{D}{1-D} \right) \quad (2.6)$$

Denklem (2.6)'da görüldüğü gibi  $D$ 'nin 0,5'ten büyük olduğu durumda çıkış gerilimi giriş geriliminden büyük olmaktadır.  $D$ 'nin 0,5'ten küçük olduğu durumlarda ise çıkış gerilimi girişten küçük olmaktadır.

#### 2.1.4. Ćuk dönüştürücü

Ćuk dönüştürücü, düşürücü-yükseltici çalışan bir DA-DA dönüştürücüdür. Slobodan Ćuk tarafından geliştirilmiştir ve adını buradan almıştır. Buck-boost dönüştürücüde olduğu gibi çıkış gerilimi girişe göre ters polaritededir. Ćuk dönüştürücü devre topolojisi Şekil 2.5'te görülmektedir.



Şekil 2.5. Ćuk dönüştürücü devre şeması

Şekilde de görüldüğü gibi Ćuk dönüştürücü diğer temel dönüştürücülere göre fazladan bir endüktans ve bir kondansatör içermektedir. Eleman sayısının fazla olması Ćuk dönüştürücü için dezavantaj sayılabilir. Fakat hem girişte hem de çıkışta seri bağlı endüktans olduğundan giriş ve çıkış akım dalgalılığı düşüktür. Bu özelliği nedeniyle Ćuk dönüştürücü birçok uygulamada yaygın olarak kullanılmaktadır.

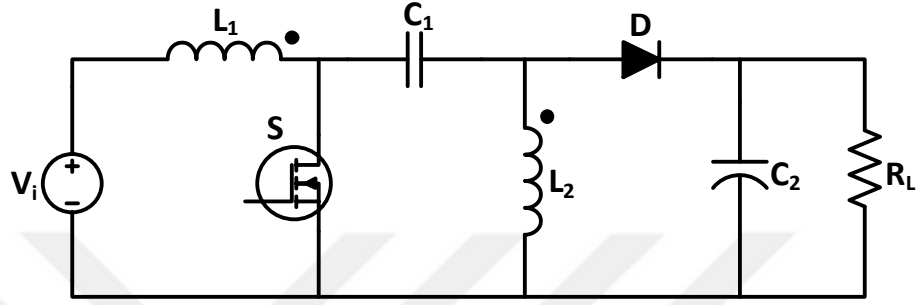
Ćuk dönüştürücünün giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki bağıntı Denklem (2.7)'de görüldüğü gibidir;

$$V_o = -V_i \left( \frac{D}{1-D} \right) \quad (2.7)$$

Denklem (2.7)'de görüldüğü üzere,  $D$ 'nin 0,5'ten büyük olduğu durumlarda dönüştürücü, yükseltici olarak çalışmakta, düşük olduğu durumlarda ise düşürücü olarak çalışmaktadır.

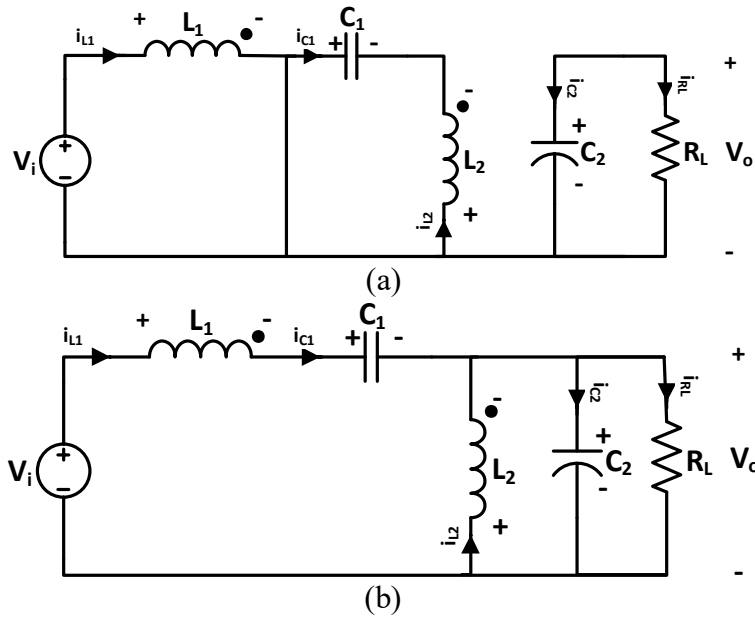
### 2.1.5. SEPIC dönüştürücü

SEPIC dönüştürücü, Çuk dönüştürücüdeki diyot ile  $L_2$  endüktansının yer değiştirilmesiyle oluşturulmuştur. Çuk dönüştürücü gibi hem düşürücü hem de yükseltici olarak çalışabilmektedir. Çuk dönüştürücünden farklı çıkış geriliminin pozitif olmasıdır. SEPIC dönüştürücü devre şeması Şekil 2.6'da görülmektedir.



Şekil 2.6. SEPIC dönüştürücü devre şeması

Şekil 2.6'da görüldüğü gibi SEPIC dönüştürücü iki endüktans, iki kondansatör, bir kontrollü anahtar ve diyottan oluşmaktadır. Sürekli iletim modunda çalışan bir SEPIC dönüştürücünde, S anahtarının konumuna göre iki farklı devre meydana gelmektedir. S anahtarının iletimde olduğu durumda oluşan devre Şekil 2.7(a)'da, S anahtarının kesimde olduğu durumda oluşan devre ise Şekil 2.7(b)'de görülmektedir.



Şekil 2.7. (a) S anahtarının iletimde olduğu durumdaki devre şeması (b) S anahtarının kesimde olduğu durumdaki devre şeması

### 2.1.5.1. SEPIC dönüştürücünün sürekli hal analizi

Sürekli hal analizi yapılırken, devrenin sürekli iletim modunda çalıştığı ve devredeki yarıiletken elemanların ideal olduğu varsayılmıştır. Ayrıca, devrenin sürekli halde olduğu,  $C_1$  ile  $C_2$  kondansatörlerinin çok büyük olduğu ve gerilimlerinin sabit olduğu kabul edilmiştir.

SEPIC dönüştürücüde, S anahtarının kesimde, D diyotunun iletimde olduğu durumda oluşan devre Şekil 2.7. (b)'de görülmektedir. Şekilde görülen akım ve gerilim yönleri referans alınarak, Kirchoff'un gerilimler yasasına göre devre denklemi Denklem (2.8)'deki gibi;

$$-V_i + v_{L_1} + v_{C_1} - v_{L_2} = 0 \quad (2.8)$$

yazılabilir. Sürekli halde olan bir devrede, ortalama endüktans gerilimleri ve ortalama kondansatör akımları sıfırdır. Denklem (2.8) buna göre yeniden düzenlenirse, Denklem (2.9) elde edilir;

$$-V_i + 0 + V_{C_1} + 0 = 0, \quad V_{C_1} = V_i \quad (2.9)$$

Denklem (2.9)'da görüldüğü üzere  $C_1$  kondansatörü üzerindeki gerilim, giriş gerilimine eşit olmaktadır.

Anahtarın kesimde olduğu durumda devre denklemleri Denklem (2.10)'daki gibi;

$$-V_i + v_{L_1} + v_{C_1} + V_o = 0, \quad -V_i + v_{L_1} + V_i + V_o = 0 \quad (2.10)$$

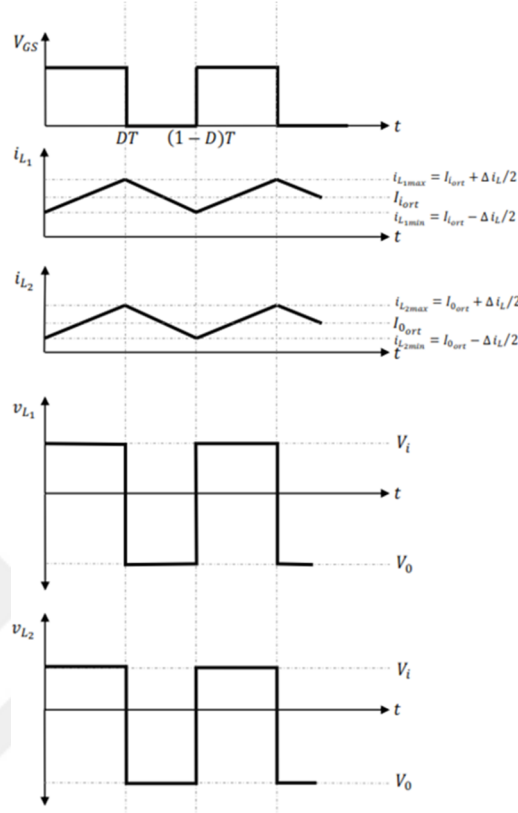
ifade edilebilir. Denklem (2.10) yeniden düzenlenirse, Denklem (2.11) elde edilir;

$$v_{L_1} = -V_o \quad (2.11)$$

Anahtarın iletimde, diyotun kesimde olduğu durumda, Denklem (2.11)'de görüldüğü gibi endüktans gerilimi giriş gerilimine eşit olmaktadır.

$$v_{L_1} = V_i \quad (2.12)$$

Sürekli halde çalışan bir SEPIC dönüştürücüdeki elemanlara ait akım-gerilim dalga şekilleri Şekil 2.8’de görüldüğü gibidir.



Şekil 2.8. SEPIC dönüştürücü elemanlara ait akım-gerilim dalga şekilleri [17]

Sürekli halde çalışan bir devrede, endüktans üzerindeki ortalama gerilim sıfır olmaktadır. Yani endüktans gerilim dalga şeklinin bir periyottaki integrali sıfırdır. Buradan yola çıkılarak Denklem (2.13) yazılabilir;

$$V_i(DT) - V_o(1-D)T = 0 \quad (2.13)$$

Denklem (2.13), yeniden düzenlenirse Denklem (2.14) elde edilir;

$$V_o = V_i \left( \frac{D}{1-D} \right) \quad (2.14)$$

Denklem (2.14)’de görüldüğü gibi SEPIC dönüştürücü, D’nin 0,5’ten büyük olduğu durumlarda yükseltici olarak çalışmakta, D’nin 0,5’ten küçük olduğu durumlarda ise düşürücü olarak çalışmaktadır.



### 2.1.5.2. SEPIC dönüştürücünün dinamik modeli

SEPIC dönüştürücünün dinamik modelinin oluşturulması, dönüştürücünün geçici hal davranışının incelenmesi ve kontrolör tasarımı için önemlidir. Durum uzayı ortalaması tekniği, dönüştürücü topolojilerinin matematiksel modellerinin oluşturulması için yaygın olarak kullanılmaktadır [18-21].

Durum uzayı ortalaması tekniğinde, öncelikle bir periyot boyunca oluşan eşdeğer devrelerin durum denklemleri matris formunda ayrı ayrı elde edilir. Elde edilen denklemlerin, doluluk oranı olan D yardımı ile ortalaması alınarak tek bir matris formu elde edilir. Elde edilen denklem sistemiyle dönüştürücünün sürekli hal analizine geçici durum analizi yapılabilir. Ortalama modele küçük sinyal analizi tekniği uygulanarak sistemin transfer fonksiyonları elde edilebilir.

SEPIC dönüştürücüde, iki endüktans birbirinden ayrı olabileceği gibi aynı nüve üzerine sarılarak manyetik kublajlı endüktans olarak da kullanılabilir [22]. Dönüştürücünün durum denklemleri elde edilirken kublajlı endüktans kullanıldığı varsayılmıştır. Elde edilen durum uzayı ortalaması modelinde, karşılıklı endüktansı belirten “M” sıfır alındığında sistem denklemleri kublajsız forma geçmektedir. Böylece elde edilen model ile hem kublajlı endüktans durumunun hem de ayrık endüktans durumunun simülasyonu gerçekleştirilebilmektedir.

Bu bölümde analizler gerçekleştirilirken anahtarlama frekansının, sistem değişkenlerinin doğal frekansından yeterince büyük olduğu ve devrenin sürekli iletim modunda çalıştığı varsayılmıştır. Ayrıca devrede yer alan pasif elemanların eşdeğer seri dirençleri (ESR) ve eşdeğer seri endüktansları (ESL) ihmal edilmiştir.

Bilindiği gibi herhangi bir sistemin durum uzayı denklemleri Denklem (2.15)'de görüldüğü gibi ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = [A][X] + [B][U] \quad (2.15)$$

S anahtarının iletimde olduğu durumda (Şekil 2.7. (a)) durum denklemleri Denklem (2.16)'da görülmektedir.

$$\begin{aligned}
L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} + M \frac{di_{L_2}}{dt} &= V_i \\
L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} + M \frac{di_{L_1}}{dt} &= V_{C_1} \\
C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} &= -i_{L_2} \\
C_2 \frac{dv_{C_2}}{dt} &= \frac{-V_{C_2}}{R_L}
\end{aligned} \tag{2.16}$$

Denklem (2.16)'da görülen denklem sistemi, matris formatında Denklem (2.17)'deki gibi yazılabilir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} L_1 & M & 0 & 0 \\ M & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix}}_{[F]} \begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_i] \tag{2.17}$$

S anahtarının kesimde olduğu durumdaki (Şekil 2.7. (b)) durum denklemleri ise Denklem (2.18)'de görülmektedir.

$$\begin{aligned}
L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} + M \frac{di_{L_2}}{dt} &= V_i - V_{C_1} - V_{C_2} \\
L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} + M \frac{di_{L_1}}{dt} &= V_{C_2} \\
C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} &= i_{L_1} \\
C_2 \frac{dv_{C_2}}{dt} &= i_{L_1} + i_{L_2} - \frac{V_{C_2}}{R_L}
\end{aligned} \tag{2.18}$$

Bu denklem sistemi de Denklem (2.19)'da görüldüğü gibi matris formatında gösterilebilir.

Durum uzayı ortalaması tekniğinde, anahtarlama durumlarında ortaya çıkan iki farklı denklem sistemi, D'ye bağlı olarak tek bir sistem olarak Denklem (2.20)'deki gibi ifade edilebilir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} L_1 & M & 0 & 0 \\ M & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix}}_{[F]} \begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & \frac{-1}{R_L} \end{bmatrix}}_{[A_2']} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{[B_2']} [V_i] \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} [A] &= [A_1]D + [A_2](1-D) \\ [B] &= [B_1]D + [B_2](1-D) \end{aligned} \quad (2.20)$$

Denklem (2.20)'deki düzenlemeler yapıldıktan sonra, Denklem (2.21)'de görülen matris formu elde edilir.

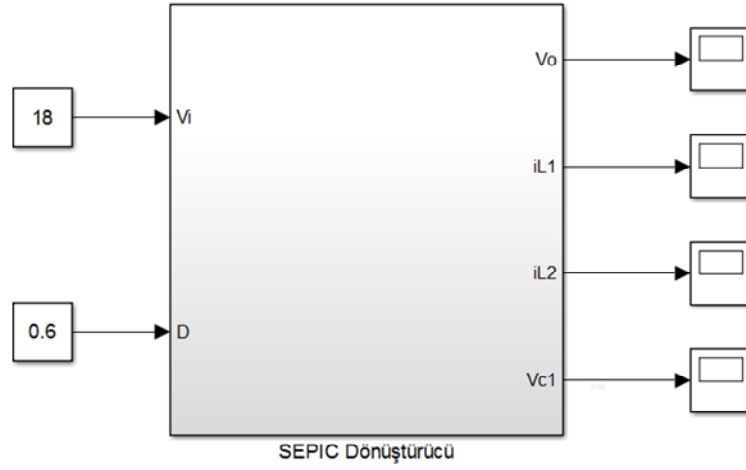
$$\underbrace{\begin{bmatrix} L_1 & M & 0 & 0 \\ M & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix}}_{[F]} \begin{bmatrix} \dot{i}_{L_1} \\ \dot{i}_{L_2} \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{v}_{C_2} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & (D-1) & (D-1) \\ 0 & 0 & D & (D-1) \\ (1-D) & -D & 0 & 0 \\ (1-D) & (1-D) & 0 & \frac{-1}{R_L} \end{bmatrix}}_{[A']} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{[B']} [V_i] \quad (2.21)$$

Denklem (2.15)'de verilen durum uzayı genel formuna geçiş yapabilmek için Denklem (2.22)'de görülen düzenlemeler yapılır.

$$\begin{aligned} [A_1] &= [F]^{-1} [A_1'], & [B_1] &= [F]^{-1} [B_1'], & [A_2] &= [F]^{-1} [A_2'], & [B_2] &= [F]^{-1} [B_2'] \\ [A] &= [F]^{-1} [A'], & [B] &= [F]^{-1} [B'] \end{aligned} \quad (2.22)$$

Bu düzenlemeler sonucunda manyetik kublajlı endüktanslı SEPIC dönüştürücünün matematiksel modeli elde edilir. Elde edilen bu model ile kublajlı veya kublajsız durum için dönüştürücünün sürekli hal ve dinamik analizleri gerçekleştirilebilir. Ayrıca bu model, küçük sinyal analizi tekniği kullanılarak lineerleştirilebilir ve dönüştürücünün transfer fonksiyonları elde edilebilir. Sistemin transfer fonksiyonlarının elde edilişi Ek A'da verilmiştir.

SEPIC dönüştürücünün elde edilen durum uzayı ortalaması modeli, Matlab Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen model Şekil 2.9'da görülmektedir.



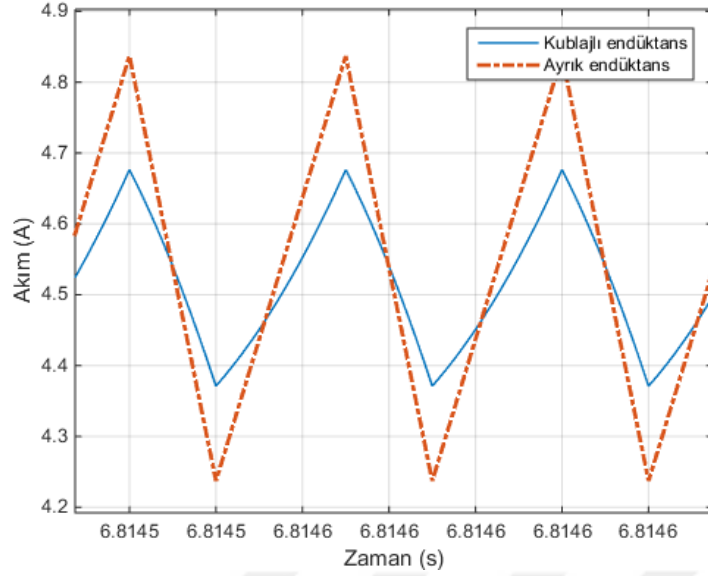
Şekil 2.9. Elde edilen matematiksel modelin Simulink'te oluşturulması

Oluşturulan Simulink modeli ile Tablo 2.1'de yer alan parametreler kullanılarak SEPIC dönüştürücünün simülasyonu gerçekleştirilmiştir.

Tablo 2.1. Simülasyondan kullanılan SEPIC devre parametreleri

Parametre	Değer
$V_i$ (Giriş gerilimi)	20 V
$C_1$ (kublaç kondansatörü)	340 $\mu$ F
$C_2$ (çıkış kondansatörü)	1200 $\mu$ F
$L_1$ (giriş bobini)	500 $\mu$ H
$L_2$ (çıkış bobini)	500 $\mu$ H
$R_L$ (yük direnci)	10 $\Omega$
k (kublaç katsayısı)	0,99
D (doluluk oranı)	0,6
Anahtarlama frekans (f)	40 kHz

Modelde ayırık endüktans ve kublaçlı endüktans durumu için iki farklı simülasyon gerçekleştirilmiştir. İki durum için elde edilen endüktans akım dalga formu Şekil 2.1'de görülmektedir.

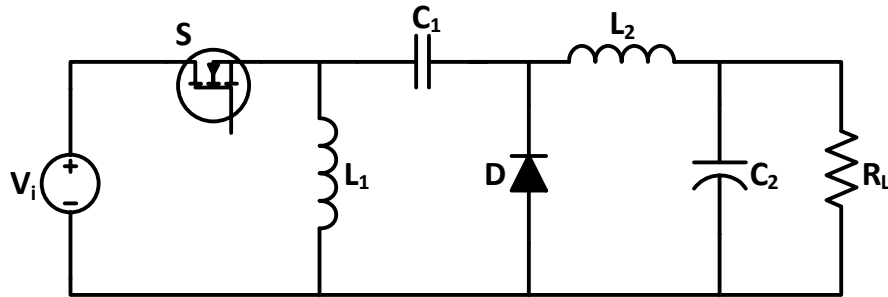


Şekil 2.10. Ayrık endüktans ve kublajlı endüktans durumlarındaki akım dalga şekli

Şekil 2.1’de görüldüğü gibi, ayrık endüktans kullanıldığı durumda akım dalgalılığı ( $\Delta i$ ) yaklaşık 0,6A olmaktadır. Kublajlı endüktans kullanıldığı durumda ise  $\Delta i$ , 0,3A olmaktadır. Elde edilen sonuçlarda da görüldüğü gibi kublajlı endüktans kullanmak akım dalgalılığını yarı yarıya azaltmaktadır. Bir başka deyişle aynı akım dalgalılığı elde edebilmek için gerekli endüktans değeri yarı yarıya azalmaktadır. Ayrıca kublajlı endüktans kullanmak, sistem maliyetini düşürmekte ve baskı devre kartının boyutunu küçültmektedir. Bu da dönüştürücünün güç yoğunluğunu artmasını sağlamaktadır [22, 23].

### 2.1.6. Zeta Dönüştürücü

Zeta dönüştürücü, SEPIC dönüştürücüde giriş kaynağının çıkışa, yükün ise giriş kaynağı tarafına bağlanmış halidir. Bu nedenle “Ters SEPIC” olarak da bilinmektedir. Zeta dönüştürücü devre topolojisi Şekil 2.2’de görülmektedir.



Şekil 2.11. Zeta dönüştürücü devre şeması

Zeta dönüştürücüde, çıkış gerilimi pozitiftir. Kontrollü anahtar kaynağa seri bağlı olduğundan giriş akımı süresizdir fakat çıkışa seri bağlı endüktans bulunduğundan çıkış akımı süreklidir. Bu nedenle çıkış akımının önemli olduğu uygulamalarda tercih edilebilir.

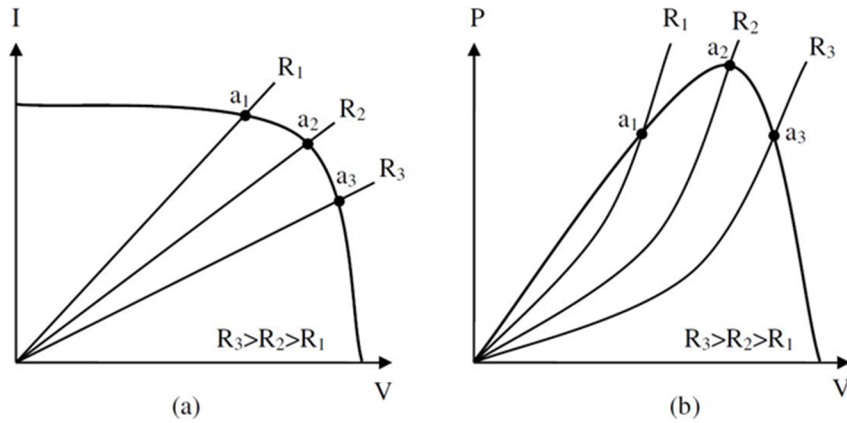
Zeta dönüştürücünün çıkış gerilimi ifadesi Denklem (2.23)'de görülmektedir.

$$V_o = V_i \left( \frac{D}{1-D} \right) \quad (2.23)$$

Diğer düşürücü-yükseltici tip dönüştürücülerde olduğu gibi Zeta dönüştürücü de D'nin 0,5'ten küçük olduğu durumlarda düşürücü, büyük olduğu durumlarda ise yükseltici olarak çalışmaktadır.

## 2.2. MGNİ İşleminin DA-DA Dönüştürücülerle Gerçekleştirilmesi

Herhangi bir elektriksel sistem, kaynak ve yükün akım-gerilim karakteristiklerinin kesiştiği noktada çalışır. FV sistemler yarıiletken yapılarından dolayı lineer olmayan karakteristiğe sahiptirler ve sadece bir noktada maksimum güçlerini yüke aktarabilmektedirler. Şekil 2.3'te bir FV panel ve üç farklı yük durumunda oluşan çalışma noktaları görülmektedir.



Şekil 2.12. Bir FV panel ve farklı yük durumlarında oluşan çalışma noktaları [10]

Şekil 2.3'te görüldüğü üzere, a<sub>2</sub> noktası bu panelin maksimum güç noktasıdır (MGN) ve panel yalnızca R<sub>2</sub> direncine maksimum gücünü aktarabilmektedir. Farklı yük durumlarında FV panellerden maksimum güç aktarımı DA-DA dönüştürücüler ile gerçekleştirilebilmektedir.

DA-DA dönüştürücüler, transformatörlerde olduğu gibi gerilim ve akım dönüşümü yapmaktadır. Dönüştürücünün giriş tarafından görülen yük direnci de dönüştürme oranına göre değişmektedir.

Düşürücü tip karakteristiğe sahip bir DA-DA dönüştürücü de giriş direncinin, çıkış direnci ve D'ye bağlı olarak ifadesi, transformatör eşitlikleri kullanılarak Denklem (2.24)'deki gibi hesaplanabilir;

$$R_i = \frac{R_L}{D^2} \quad (2.24)$$

Aynı şekilde yükseltici tip bir DA-DA dönüştürücünün giriş direnci ifadesi de Denklem (2.25)'deki gibi hesaplanabilir;

$$R_i = (1-D)^2 R_L \quad (2.25)$$

Düşürücü-yükseltici çalışabilen bir DA-DA dönüştürücünün ise giriş direnci ifadesi Denklem (2.26)'da görülmektedir;

$$R_i = \left( \frac{1-D}{D} \right)^2 R_L \quad (2.26)$$

D değeri sıfır ile bir arasında değişen bir değer olduğundan, düşürücü tip DA-DA dönüştürücülerde giriş direnci ( $R_i$ ), çıkış direncine ( $R_L$ ) eşit veya büyük olabilmektedir. Yükseltici tip dönüştürücülerde  $R_i$ ,  $R_L$  direncine eşit veya küçük olmaktadır. Düşürücü-yükseltici tip dönüştürücülerde ise  $R_i$ , teorik olarak sıfır ile sonsuz arasında değiştirilebilmektedir.

Şekil 2.3'de yer alan  $R_1$ ,  $R_2$  ve  $R_3$  dirençleri göz önüne alındığında, düşürücü tip dönüştürücü ile  $R_1$  direncini maksimum güç noktasında çalıştırmak mümkündür fakat  $R_3$  direncine maksimum güç aktarımı yapılamamaktadır. Yükseltici tip dönüştürücü ile  $R_3$  direncine maksimum güç aktarılabilen ama  $R_1$  direncine aktarılamamaktadır. Düşürücü-yükseltici tip dönüştürücüler ile ise tüm yük durumlarında maksimum güç noktasında çalışmak mümkündür. Bu nedenle MGNİ uygulamalarında düşürücü-yükseltici tip dönüştürücü kullanmak büyük avantaj sağlamaktadır [24-26].

### 2.3. MGNİ Uygulamaları için DA-DA Dönüştürücü Seçimi

Önceki bölümde anlatıldığı gibi, düşürücü-yükseltici çalışan DA-DA dönüştürücülerle bir FV panelin I-V karakteristiğinin tüm noktalarında çalışılabilir ve her türlü yük koşulunda maksimum güç aktarımı gerçekleştirilebilmektedir [25, 27, 28].

Literatürde yer alan düşürücü-yükseltici DA-DA dönüştürücü topolojilerinin birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır. FV sistem uygulamalarında dönüştürücü giriş akımının sürekli ve az dalgalılığa sahip olması önemli bir kriterdir [8, 25, 29]. FV panel karakteristiğinde görülebileceği üzere akımdaki küçük bir değişiklik panel geriliminde büyük bir değişikliğe sebep olmaktadır ve bu da panelden elde edilen gücün salınımlı olmasına yol açar. Bu durum panel ile dönüştürücü arasına filtre kondansatörü bağlanarak çözülebilir fakat elektrolitik kondansatörlerin ömürlerinin kısa olması sistem güvenilirliğini azaltmaktadır.

Düşürücü-yükseltici tip dönüştürücülerden temel buck-boost, senkronize buck-boost ve zeta dönüştürücünün giriş akımı kesintilidir. Cuk dönüştürücü ve SEPIC dönüştürücü sürekli ve az dalgalılığın bir giriş akımına sahiptir. Cuk dönüştürücünün çıkış gerilimi ters polariteye sahip olduğundan, FV uygulamalar için en iyi seçim SEPIC dönüştürücü olmaktadır.

### 2.4. DA-DA Dönüştürücülerde Paralleleme Tekniği

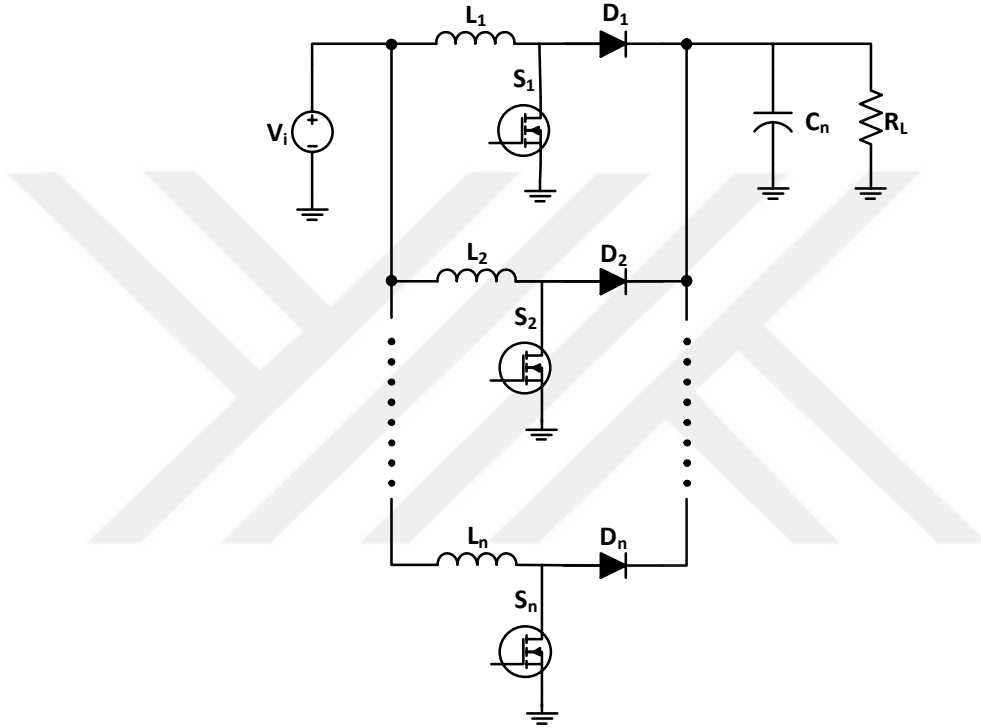
DA-DA dönüştürücüler, pasif elemanların anahtarlanarak enerji aktarım prensibine göre çalışmaktadır. Dolayısıyla güç aktarımı doğrudan pasif enerji depolama elemanlarına bağlıdır. Bu nedenle yüksek güçlü uygulamalarda pasif elemanların boyutları büyüyecek, bu da bir takım sorunlar meydana getirecektir. Yüksek güçlü uygulamalarda tek bir dönüştürücü kullanmak yerine küçük güçlü dönüştürücülerin paralel bağlanarak çalıştırılması bir çok avantaj sağlamaktadır [30, 31]. Bu avantajlar şu şekilde sıralanabilir;

- Toplam güç paralel bağlı dönüştürücüler arasında paylaşılacağından, daha küçük boyutlu devre elemanları kullanılmasına imkan sağlar [32, 33].
- Devre elemanlarının akım stresleri azalacağından güç kayıpları azalır ve sistem verimi artar [32, 34].
- Güç kayıpları azalacağından termal yönetim kolaylaşır [33].



- Sistemin modüler olmasını sağlar. Paralel bağlı dönüştürücü sayısı artırılıp azaltılarak istenilen güç seviyesi elde edilebilir [30, 31].
- Paralel bağlı birçok dönüştürücü olduğundan, bir dönüştürücünün arızalanması durumunda sistemde kesinti yaşanmaz. Dolayısıyla sistemin güvenilirliği artar [30, 31].

n adet boost dönüştürücünün paralel bağlantısı Şekil 2.4'de görülmektedir.

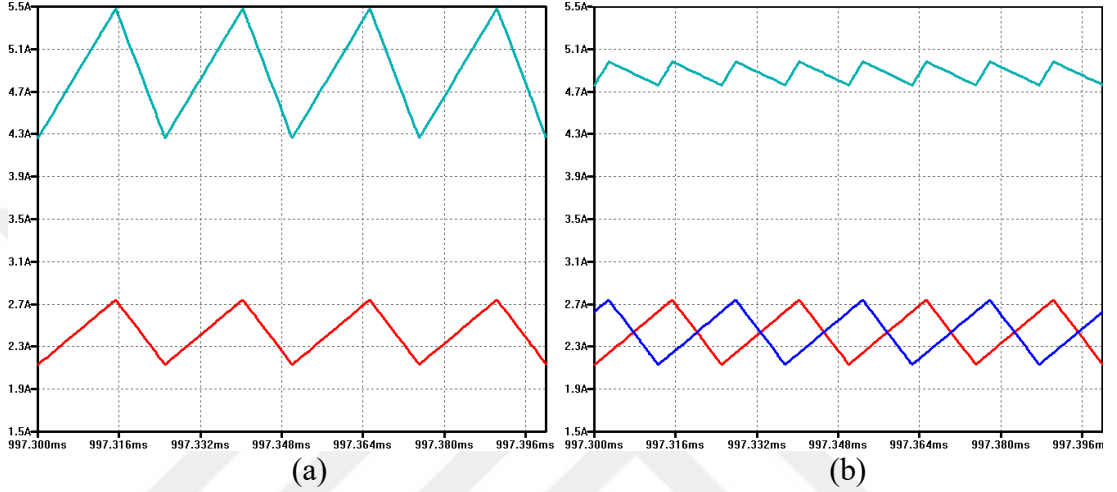


Şekil 2.13. n tane Boost dönüştürücünün paralel bağlanması

DA-DA dönüştürücülerde paralelleme işlemi iki şekilde yapılmaktadır. İlk yöntemde paralel bağlı dönüştürücüler, aynı kontrol sinyaliyle kontrol edilir. Bu durumda toplam giriş akım dalgalılığı, tüm dönüştürücülerin giriş endüktansı akım dalgalılığının toplamı olmaktadır. İki dönüştürücünün paralel bağlı olduğu durumda oluşan endüktans akımları ve toplam giriş akımı Şekil 2.5.(a)'da görüldüğü gibidir. Şekil 2.5.(a)'da da görüldüğü gibi, endüktans akım dalgalılığı  $\Delta i$  ise, toplam giriş akımı dalgalılığı  $2\Delta i$  olmaktadır.

Diğer bir paralelleme yöntemi ise dönüştürücülere uygulanan kontrol sinyallerinin birbirlerine göre faz kaydırılarak uygulandığı durumdur [33]. Literatürde bu yönteme

“interleaving” tekniği, bu tekniğin uygulandığı dntrclere de “ok fazlı DA-DA dönüştürücü” denilmektedir. Bu yöntemde, n adet dönüştürücünün paralel bağlı olduğu durumda, kontrol sinyalleri birbirlerine göre  $(360/n)^\circ$  kadar faz kaydırılarak uygulanır. rnek olarak paralel bağlı iki dönüştürücüde faz farkı  $180^\circ$  olmaktadır. İki fazlı bir DA-DA dntrcdeki endüktans akımları ve toplam giriş akımı Şekil 2.5.(b)’de görüldüğü gibidir.



Şekil 2.14. (a) Paralel bağlı durumda endüktans akımları ve toplam giriş akımı (b) Faz kaydırılmış durumda endüktans akımları ve toplam giriş akımı

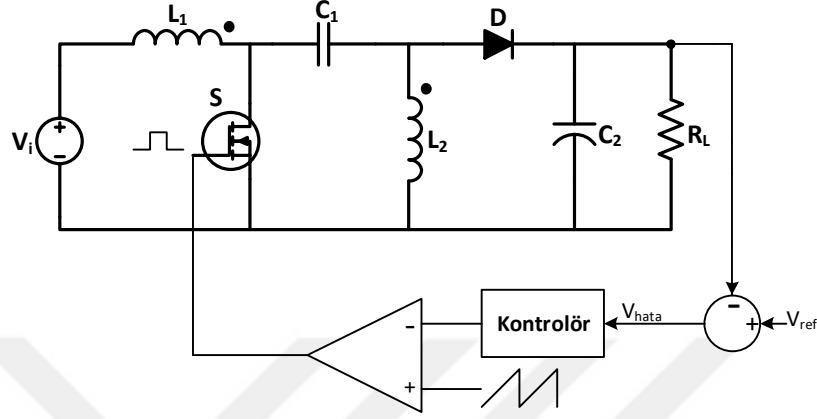
Şekil 2.5. (b)’de görüldüğü gibi, endüktans akımları birbirine göre  $180^\circ$  faz farklı olmakta, giriş akım dalgalılığı ise azalmaktadır. Ayrıca giriş akım dalga formundan da görüldüğü gibi sistemin efektif frekansı iki katına çıkmaktadır. Bu sayede devrede kullanılan filtre elemanlarının boyutları da küçülmektedir [30, 33, 34].

## 2.5. DA-DA Dntrclerde Kontrol

Çoğu uygulamada DA-DA dönüştürücülerin çıkıŐlarının istenen değerde sabit kalması istenmektedir. Fakat giriş geriliminin deđiŐmesi, yük direncinin deđiŐmesi vb. durumlarda çıkış gerilimi de değişmektedir. Bu nedenle DA-DA dönüştürücüler, regüleli bir çıkış için geribeslemeli bir kontrol sistemine sahip olmalıdır. DA-DA dönüştürücülerde genellikle gerilim modu ve akım modu kontrol olmak üzere iki tip kontrol yöntemi bulunmaktadır [16].

### 2.5.1. Gerilim modu kontrol

Gerilim modu kontrol yönteminin uygulandığı bir SEPIC dönüştürücü devresi Şekil 2.6'da görülmektedir.



Şekil 2.15. Gerilim modu kontrol yönteminin prensip şeması

Şekil 2.6'da görüldüğü gibi, çıkış gerilimi ölçülür ve referans çıkış geriliminden ( $V_{ref}$ ) çıkarılarak bir hata sinyali oluşturulur. Oluşturulan hata sinyali ( $V_{hata}$ ), bir kontrolöre girilir. Buradaki kontrolör PID kontrolör olabileceği gibi farklı tipte bir kontrolör de olabilir. Kontrolör bir kontrol sinyali üretir ve bu sinyal testere dişi sinyal ile karşılaştırılarak anahtarlama sinyali üretilir. Hata ne kadar büyükse kontrolör daha büyük bir kontrol sinyali üretir ve anahtarlama sinyalinin doluluk oranı ( $D$ ) büyür. Ters durumda ise  $D$  küçülür ve sistem istenilen çıkış geriliminde tutulur.

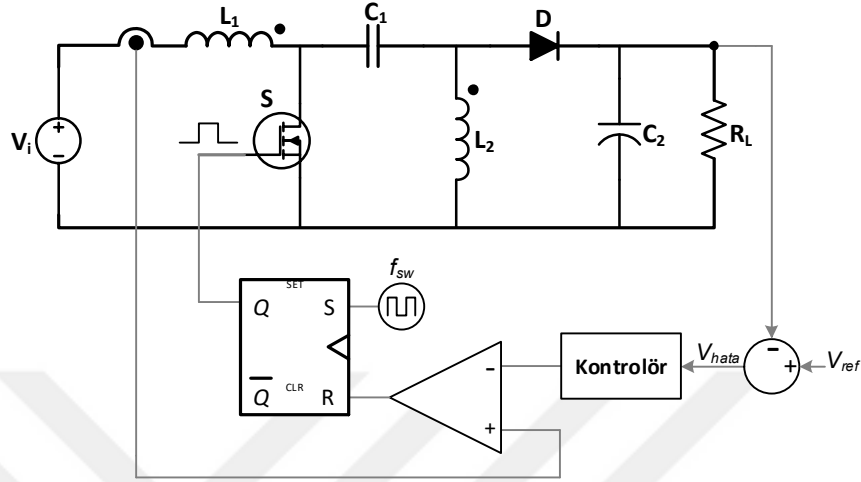
Gerilim modu kontrol yönteminde, giriş gerilimindeki değişim çıkış geriliminde de değişime neden olur ve bir hata oluşur. Oluşan hataya göre çıkış gerilimini düzenler ve istenilen değere getirir fakat bu kontrol yönteminin dinamik cevabı yavaş olmaktadır [16].

### 2.5.2. Akım modu kontrol

Akım modu kontrolde, çıkış gerilimini kontrol etmek için endüktans akımı veya anahtar akımı kullanılır. DA-DA dönüştürücülerde akım modu kontrol yöntemi üç temel şekilde yapılmaktadır [35];

- Histerizis bant kontrolü
- Sabit kesim zamanı kontrolü
- Tepe akımı kontrolü

Tepe akımı kontrolü en çok kullanılan akım modu kontrol yöntemidir. Tepe akımı modu kontrolün uygulandığı bir SEPIC dönüştürücü devre şeması Şekil 2.7’de görülmektedir.



Şekil 2.16. Tepe akımı modu kontrol yönteminin prensip şeması

Şekil 2.7’de görüldüğü gibi çıkışta olması istenilen referans geriliminden ( $V_{ref}$ ) çıkış gerilimi çıkarılarak hata gerilimi ( $V_{hata}$ ) bulunur.  $V_{hata}$ , kontrolöre girilerek bir kontrol gerilimi üretilir. Buradaki kontrol gerilimi aslında referans endüktans akımı ( $I_{ref}^*$ ) tepe değeridir. Anahtar, anahtarlama frekansını belirleyen saat darbesiyle iletme sokulur. Anahtar iletimdeyken endüktans akımı yükselmeye başlar ve endüktans akımıyla  $I_{ref}^*$  birbiriyle karşılaştırılır. Endüktans akımı  $I_{ref}^*$  değerine ulaştığı an karşılaştırıcı çıkışı lojik 1 olur ve SR Flip-flop çıkışını lojik 0 yapar. Böylece anahtar kesime sokulur ve endüktans akımı azalmaya başlar. Bir sonraki saat darbesiyle aynı döngü tekrar edilir.

Tepe akımı modu kontrol yönteminde, D’nin 0,5’ten büyük olduğu durumlarda altharmonik titreşimi denilen problem ortaya çıkmaktadır ve bu durum sistemde kararsızlığa yol açabilmektedir [36]. Bu problemi çözebilmek için literatürde “eğim kompanzasyonu” denilen yöntem kullanılmaktadır [36]. Eğim kompanzasyonu yönteminde, kontrolör tarafından üretilen  $I_{ref}^*$  değerinden testere dişi bir sinyal çıkartılır ve endüktans akımı oluşan bu sinyal ile karşılaştırılır. Testere dişi sinyalin eğimi, endüktans akımı dalga şeklinin eğimiyle orantılı olarak belirlenir.

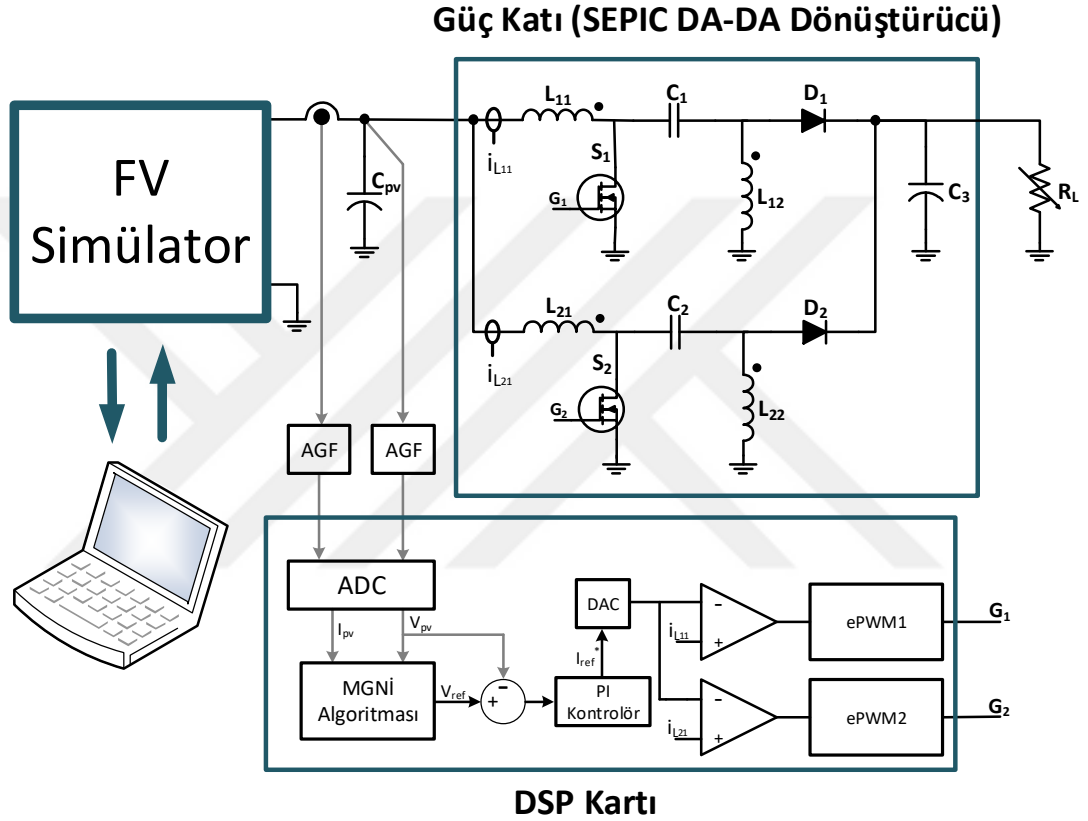
Tepe akımı modu kontrol yönteminin, gerilim modu kontrol yöntemine göre birçok avantajı bulunmaktadır. Bu avantajlar aşağıdaki şekilde sıralanabilir;

- Yöntemin çalışma prensibinde tepe akımı sınırlandırıldığı için sistemi kısa devre durumlarına karşı korur ve anahtarlama elemanlarının bozulma riskini ortadan kaldırarak sistem güvenilirliğini artırır [16].
- Giriş geriliminde meydana gelebilecek değişimlerden etkilenmez ve sistemde geçici rejim oluşmaz. Çünkü tepe akımı modu kontrolü ileri yönde gerilim beslemesi sağlamaktadır [16, 37-39].
- Hem çıkış gerilimi hem de endüktans akımı için kapalı çevrim kontrol döngüsü bulunduğundan sistemin dinamik cevabını iyileştirir. Ayrıca çıkış gerilimi endüktans gerilimiyle kontrol edildiğinden sistemin derecesi bir derece azalır ve kontrolör tasarımı kolaylaşır [16, 37-39].
- Çok fazlı DA-DA dönüştürücülerde paralel bağlı dönüştürücülerin akım paylaşımını eşit olarak yapmasına imkan sağlar ve dönüştürücüler arasındaki güç dengesizliğini engeller [35].

Gerilim modu kontrol yöntemine göre dezavantajı ise fazladan akım bilgisine ihtiyaç duyduğundan sistem maliyeti daha fazla olması ve daha karmaşık yapıda olması gösterilebilir.

### 3. ÖNERİLEN SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI

Bu tez çalışması kapsamında gerçekleştirilen sistemin genel görünümü Şekil 3.1’de görülmektedir.



Şekil 3.1. Gerçekleştirilen sistemin genel görünümü

Maksimum güç noktası izleme işlemini gerçekleştirmek için, diğer DA-DA dönüştürücü topolojilerine göre birçok avantajı olduğundan dolayı SEPIC dönüştürücü seçilmiştir. SEPIC dönüştürücü düşürücü-yükseltici olarak çalışabilmektedir. Dolayısıyla bir FV panelin I-V eğrisinin tüm noktalarında çalışabilir. Ayrıca endüktans girişi seri bağlandığından dolayı giriş akımı sürekli ve az dalgalılığa sahiptir. Kontrollü anahtarın referansa bağlı olması da sürme açısından kolaylık sağlamaktadır.

SEPIC dönüştürücüde yer alan iki endüktans, iki ayrı endüktans olarak kullanılabilir. Aynı nüve üzerine sarılmış olarak da kullanılabilir. Endüktansların manyetik kublajlı olması, aynı değerdeki ve aynı koşullardaki iki ayrı

endüktansa göre akım dalgalılığını yarı yarıya azaltır. Yani aynı akım dalgalılığı elde etmek için gerekli endüktans değeri iki kat daha azdır. Baskı devre boyutunu küçültür ve maliyeti de düşürür [40]. Ayrıca kublajlı endüktans, dönüştürücünün etkin derecesini düşürerek kararsızlık problemlerinin önüne geçer ve dönüştürücünün daha dinamik bir performans göstermesine yardımcı olur [22]. Bu avantajlarından dolayı bu çalışmada manyetik kublajlı endüktans kullanılmıştır.

Sistem, LG marka 300N1W-G3 model numaralı panel referans alınarak tasarlanmıştır. Bu panele ait katalog bilgileri Tablo 3.1’de görülmektedir.

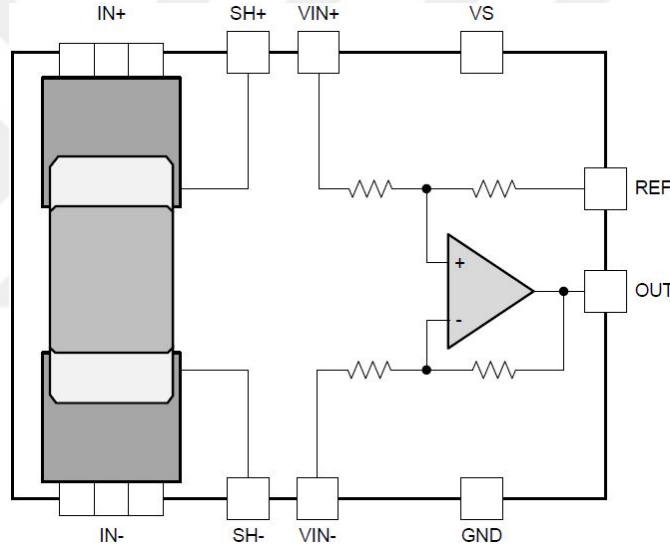
Tablo 3.1. LG 300N1W-G3 Güneş Paneli Parametreleri (25 °C, 1000W/m<sup>2</sup> AM 1,5 STK’daki değerleri için)

$I_{sc}$	$V_{oc}$	$I_{mp}$	$V_{mp}$	$P_{m\_datasheet}$	$K_v$	$K_i$	$n$
10,05A	39,5V	9,46A	32V	302,72W	-0,3 %/°C	+0,03 %/°C	1,2

Tablo 3.1’de de görüldüğü gibi panelin standart koşullardaki  $I_{sc}$  ve  $I_{mp}$  akımları sırasıyla 10,05A ve 9,46A’dır. Bu akım seviyelerinde, DA-DA dönüştürücü tasarımında endüktansın doyuma gitmesi, endüktansın sarıldığı tel kesitinin büyük olması, anahtarlama elemanlarındaki akım stresinden dolayı kayıplarının yüksek olması ve bundan dolayı termal yönetimin zorlaşması, baskı devre kartındaki akım yollarının tasarımın zorluğu gibi birçok problem ortaya çıkabilmektedir. Bu çalışmada bu tarz problemlerle karşılaşmamak için iki ayrı DA-DA dönüştürücü paralel bağlanmıştır. Ayrıca paralel bağlama, sistemin güvenilirliğini ve verimini arttırmaktadır. Paralel bağlı iki dönüştürücü, birbirlerine göre 180° faz farklı olarak çalıştırılmıştır. Bu sayede toplam giriş akımı dalgalılığının azaltılması sağlanmıştır. Giriş akımı dalgalılığının az olması, girişe bağlanması gereken filtre elemanlarının daha küçük boyutlu olmasına imkan verir.

Her ne kadar aynı değerlerde elemanlar kullanılsa da elemanların hata toleranslarından dolayı farklılık oluşmakta ve paralel çalışan dönüştürücüler arasında akım paylaşımı eşit olmamaktadır. Bu durum dönüştürücüler arasında güç dengesizliği oluşturmakta ve termal sorunlara neden olabilmektedir [30, 35]. Bu problemin önüne geçmek için kontrol yöntemi olarak tepe akımı modu kontrol tercih edilmiştir. Ayrıca akım modu kontrol sistem derecesini düşürdüğünden, sistemin daha dinamik cevap vermesine olanak sağlamaktadır [38, 39].

Akım modu kontrolü gerçekleştirebilmek için  $L_{11}$  ve  $L_{21}$  endüktanslarının akım bilgisine ve MGNİ algoritmasının gerçekleştirilebilmesi için ise panel akımı ( $I_{pv}$ ) bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Tasarlanan sistemde akım okuma işlemi şönt direnç metoduyla yapılmıştır. Şönt direnç metodunda, akımı okunmak istenen kola düşük değerli bir direnç seri bağlanır. Fark yükselteci yardımıyla direnç üzerinde düşen gerilim okunarak akım hesabı yapılır. Daha az yer kaplamasından dolayı bu çalışmada, şönt direnç, işlemsel yükselteç (op-amp) ve fark yükseltici için gerekli olan dirençlerin tek bir entegre kılıfı içinde yer aldığı Texas Instruments firmasının ürettiği INA250 akım sensörü kullanılmıştır. Kullanılan sensörde  $2m\Omega$ 'luk şönt direnç yer almaktadır ve sensörün kazancı  $200mV/A$ 'dir. INA250 sensörünün iç yapısını gösteren blok diyagram Şekil 3.2'de görülmektedir.



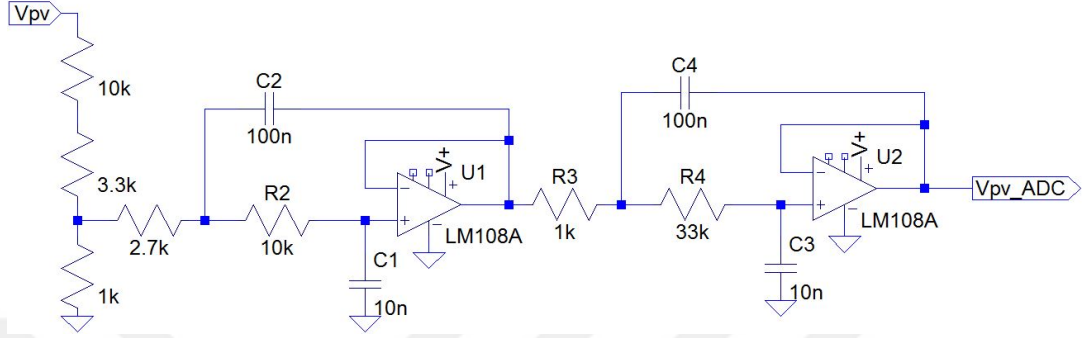
Şekil 3.2. INA250 akım sensörü entegresinin blok diyagramı

Şönt direnç uçlarının ve fark yükselteci girişinin entegre dışına verilmesi, sensöre harici olarak alçak geçiren filtre bağlanmasına olanak vermektedir. MGNİ algoritmalarının gürültüden etkilenecek yanlış yöne adım atmaması ve sağlıklı çalışması için panel akımı için kullanılan sensörde alçak geçiren filtre kullanılmıştır. Akım modu kontrolde,  $L_{11}$  ve  $L_{21}$  endüktanslarının akım dalga formu önemli olduğundan filtre kullanılmamıştır.

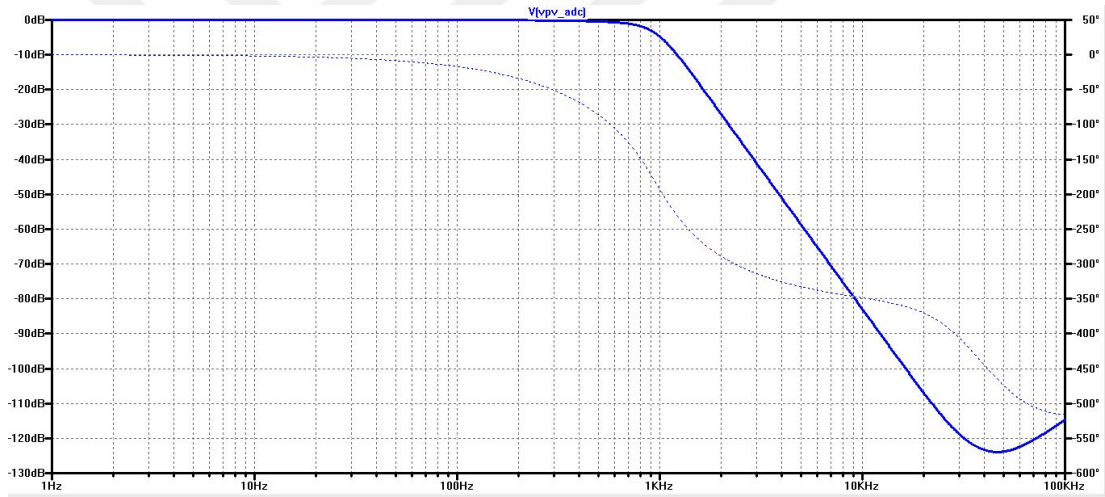
MGNİ algoritmalarının gerçekleştirilebilmesi için panel gerilimine de ( $V_{pv}$ ) ihtiyaç duyulmaktadır. Mikrodeneyleyici pinleri  $3,3V$ 'a toleranslı olduğundan gerilim bölücü



kullanılarak  $V_{pv}$  gerilimi uygun seviyeye düşürülmüştür. Sistemin gürültülerden etkilenmemesi için alçak geçiren aktif filtre kullanılmıştır. Filtre olarak 4. Dereceden Sallen-Key alçak geçiren filtre tercih edilmiştir. Filtreye ait devre şeması ve filtrenin frekans yanıtı sırasıyla Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'te görülmektedir.



Şekil 3.3. Panel gerilimi için tasarlanan 4. dereceden Sallen-Key alçak geçiren filtre

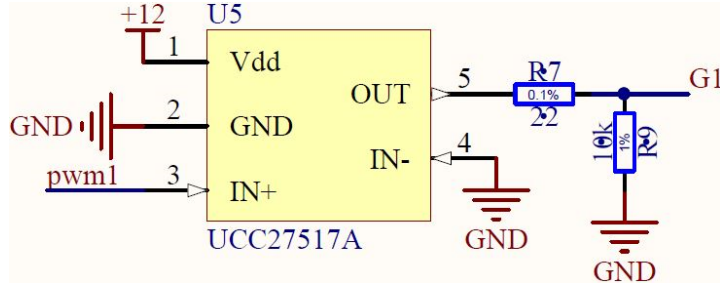


Şekil 3.4. Tasarlanan filtrenin frekans yanıtı

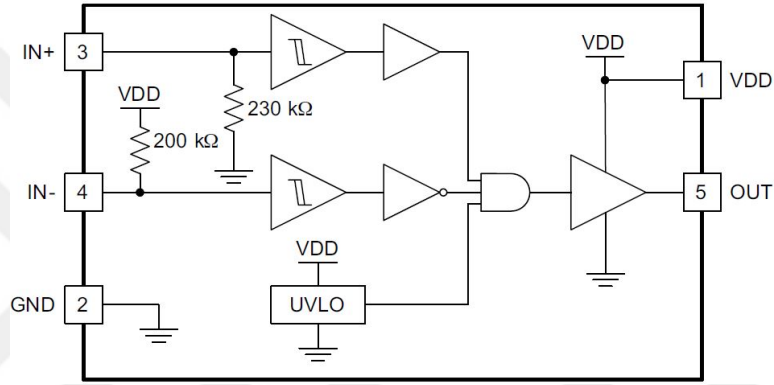
Devrede yer alan S1 ve S2 Mosfetlerini sürmek için mikrodenetleyicinin ürettiği DGA sinyalinin yükseltilmesi gerekmektedir. Bunun için Texas Instruments firmasının ürettiği UCC27517A Mosfet sürücü entegresi kullanılmıştır. Bu entegreyle oluşturulan Mosfet sürme devresi şeması Şekil 3.5'te, bu entegrenin iç yapısını gösteren blok diyagramı ise Şekil 3.6'da görülmektedir.

Şekil 3.6'da yer alan blok diyagramda görüldüğü üzere entegrenin besleme geriliminde oluşabilecek gerilim düşümlerine karşı koruma bulunmaktadır. Entegre geriliminde oluşacak gerilim düşümü, Mosfete düşük sürme sinyali gitmesine sebep olur ve bu durumda Mosfet lineer bölgede çalışabilir. Lineer bölgede çalışan Mosfette

kayıplar yüksek olur ve elemanın bozulmasına neden olabilir. Bu koruma sayesinde bunun önüne geçilmektedir.



Şekil 3.5. Mosfet sürme devresi



Şekil 3.6. UCC27517A Mosfet sürücü entegresinin blok diyagramı

Analog sinyallerin dijitale dönüştürülmesi, MGNİ algoritmalarının çalıştırılması, sistemin kontrolünün yapılması ve gerekli DGA sinyallerinin üretilmesi DSP kontrol kartı yardımıyla gerçekleştirilmiştir. DSP kontrol kartı olarak Texas Instruments firmasının ürettiği, üzerinde TMS320F28377S model DSP yer alan Launchpad kartı kullanılmıştır. Bu işlemcinin genel özellikleri;

- 200Mhz hızında çalışabilmekte ve 5ns'de bir komut işletebilmektedir.
- Aynı hızda çalışan ikinci bir işlemci içermektedir. Böylece eş zamanlı olarak iki işlemi aynı anda yapabilmektedir.
- Kayan nokta birimi (FPU) içerdiğinden ondalık sayılar içeren aritmetik işlemleri hızlı yapabilmektedir.
- 16 bit ve 12 bit olarak ayarlanabilen ADC (analog dijital dönüştürücü) modülüne sahiptir. 16 bit modunda 12 kanal, 12 bit modunda ise 24 kanal analog sinyal okuyabilmektedir.

- 16 kanalı çok yüksek çözünürlüklü olmak üzere toplam 24 kanal birbirinden bağımsız DGA sinyali üretebilmektedir.
- Tepe akım modu kontrol yöntemini gerçekleştirebilmek için gereken DAC (dijital analog dönüştürücü) ve karşılaştırıcı birimlerine sahiptir.

Bu özelliklerinden dolayı bu çalışmada bu kart kullanılmıştır.

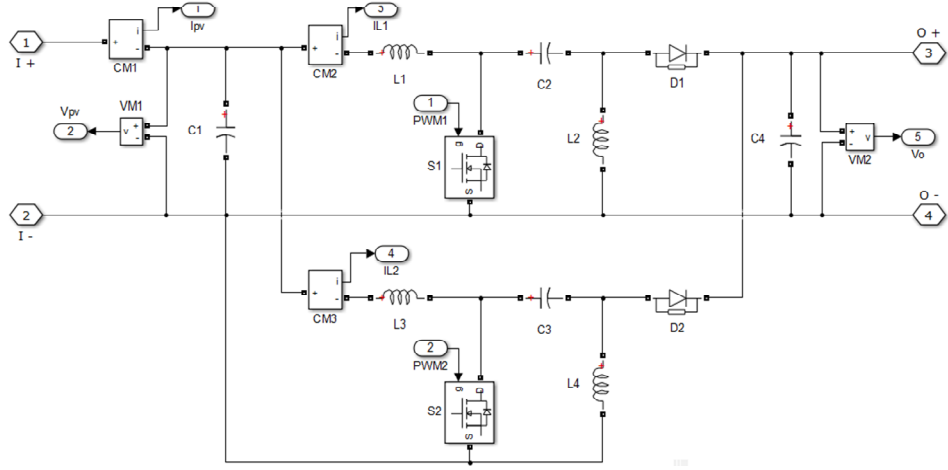
Gerçekleştirilen devrede yer alan elemanlar ve değerleri Tablo 3.2’de görülmektedir.

Simülasyon çalışmalarında ve deneysel çalışmalarda bu değerler kullanılmıştır.

Tablo 3.2. Gerçekleştirilen devrede kullanılan elemanlar ve değerleri

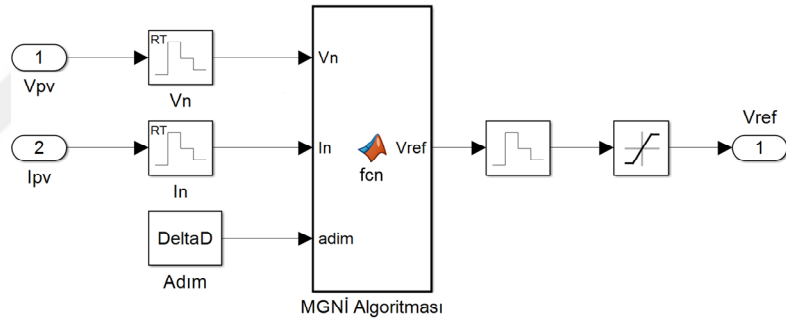
Parametre	Değer
$C_{pv}$ (giriş kondansatörü)	470 $\mu$ F
$C_1 = C_2$ (kublaj kondansatörleri)	340 $\mu$ F
$C_3$ (çıkış kondansatörü)	1200 $\mu$ F
$L_{11} = L_{21}$ (giriş bobini)	500 $\mu$ H
$L_{12} = L_{22}$ (çıkış bobini)	500 $\mu$ H
k (kublaj katsayısı)	0,99
Anahtarlama frekansı (f)	40 kHz
$S_1$ ve $S_2$ Mosfetleri	CSD19536KCS
$D_1$ ve $D_2$ diyotları	DSEI30-06A





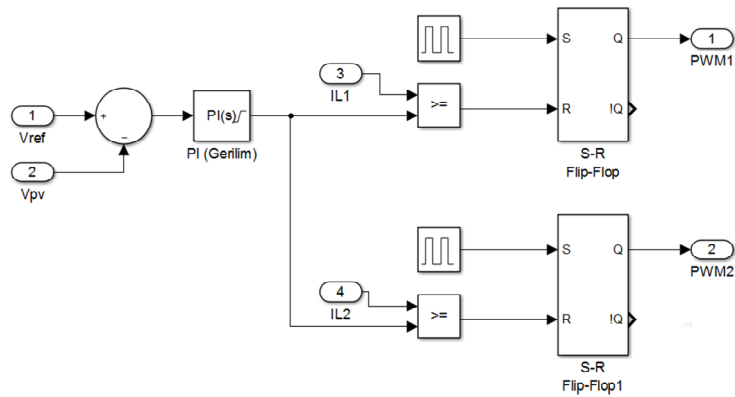
Şekil 4.2. İki fazlı SEPIC Dönüştürücünün Simulink modeli

MGNİ algoritmasını içeren blok Şekil 4.3'te görülmektedir. Bu çalışmada iki farklı algoritma test edildiğinden iki ayrı yazılım içeren fonksiyon bloğu yer almaktadır. İki algoritmaya ait yazılımlar Ek B'de verilmiştir.



Şekil 4.3. MGNİ algoritması bloğu

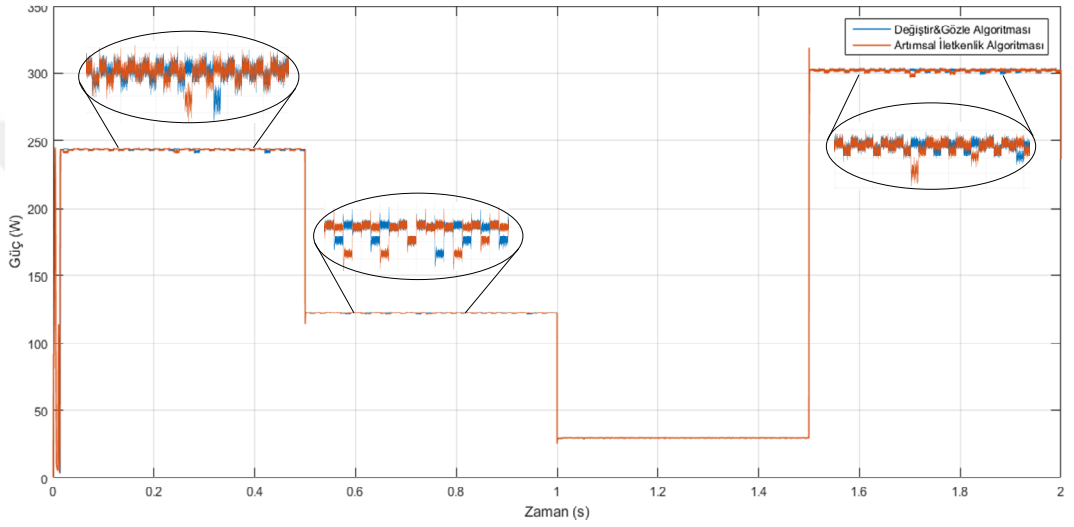
Sistemi, MGNİ algoritmasının ürettiği  $V_{ref}$  geriliminde tutan PI kontrolör ve tepe akımı modu kontrol yöntemine göre anahtarlama sinyallerini üreten blokların yer aldığı model Şekil 4.4'te görülmektedir.



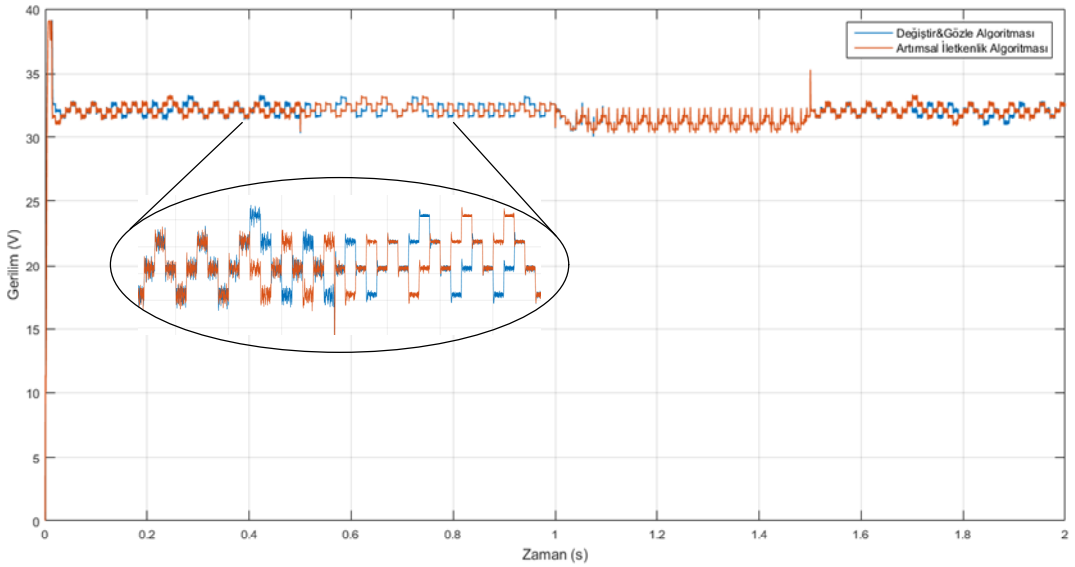
Şekil 4.4. PI kontrolör ve tepe akımı kontrolü yapan blok

#### 4.1. Dinamik Işınım Değişimi Durumu

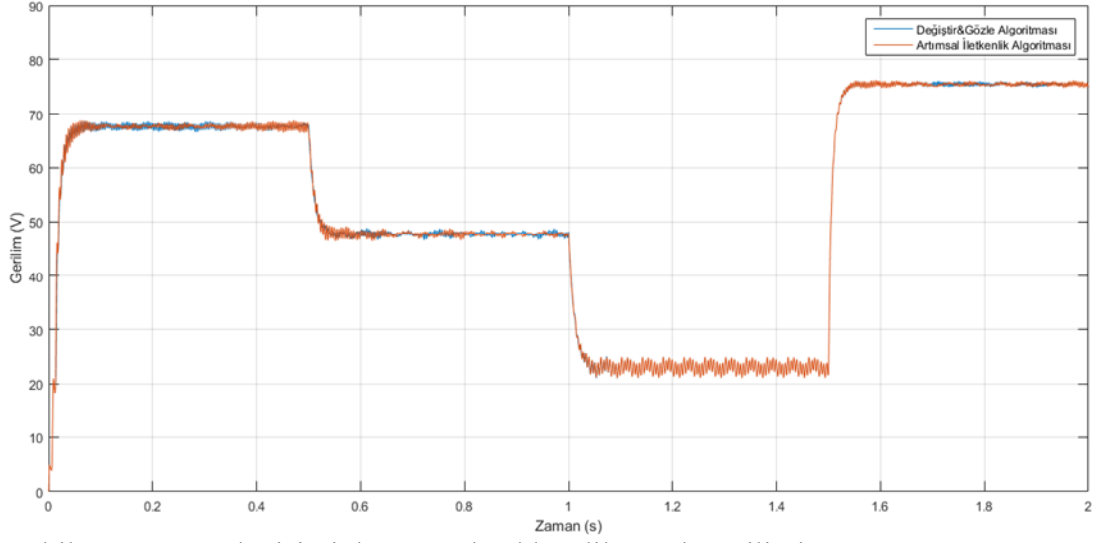
Işınım değişimi durumunda Değiştir&Gözle ve Artımsal İletkenlik algoritmalarının performanslarını görmek amacıyla bu simülasyon gerçekleştirilmiştir. Modelde yer alan FV panele uygulanan ışınım her 0,5s'de bir değiştirilmiş, ve sırasıyla 800W/m<sup>2</sup>, 400W/m<sup>2</sup>, 100W/m<sup>2</sup> ve 1000W/m<sup>2</sup> yapılmıştır. Her iki algoritma için elde edilen panel çıkış gücü, panel gerilimi ve yük geriliminin değişimi sırasıyla Şekil 4.5, Şekil 4.6 ve Şekil 4.7'de görülmektedir.



Şekil 4.5. Işınım değişimi durumunda elde edilen panel çıkış gücü



Şekil 4.6. Işınım değişimi durumunda elde edilen panel gerilimi

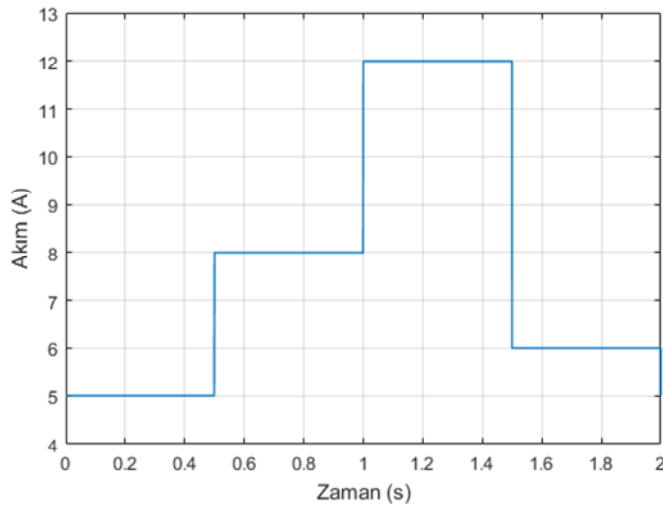


Şekil 4.7. Işınım değişimi durumunda elde edilen yük gerilimi

Elde edilen sonuçlarda da görüldüğü gibi her iki algoritma da tüm ışınım durumlarında sistemi maksimum güç noktasında çalıştırmayı başarmıştır. Işınım değişimi durumunda, panelin maksimum güç noktası geriliminde ( $V_{mp}$ ) küçük değişimler olduğu görülmektedir. Yük gerilimi incelendiğinde ise,  $800W/m^2$ ,  $400W/m^2$  ve  $1000W/m^2$  ışınım durumlarında SEPIC dönüştürücünün yükseltici olarak çalıştığı,  $100W/m^2$  durumunda ise düşürücü olarak çalıştığı görülmektedir.

#### 4.2. Dinamik Yük Değişimi Durumu

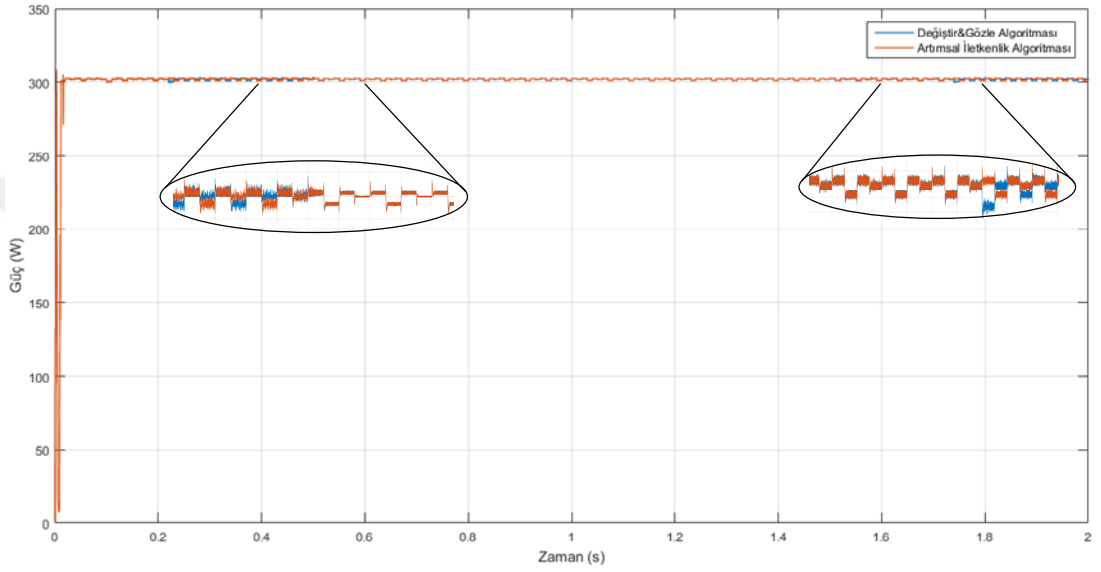
Dinamik yük değişimi durumunu gerçekleştirmek için Şekil 4.1'deki modelde yer alan yük direnci kaldırılarak kontrollü akım kaynağı koyulmuştur. Böylece yük akımı istenilen şekilde kontrol edilebilir.



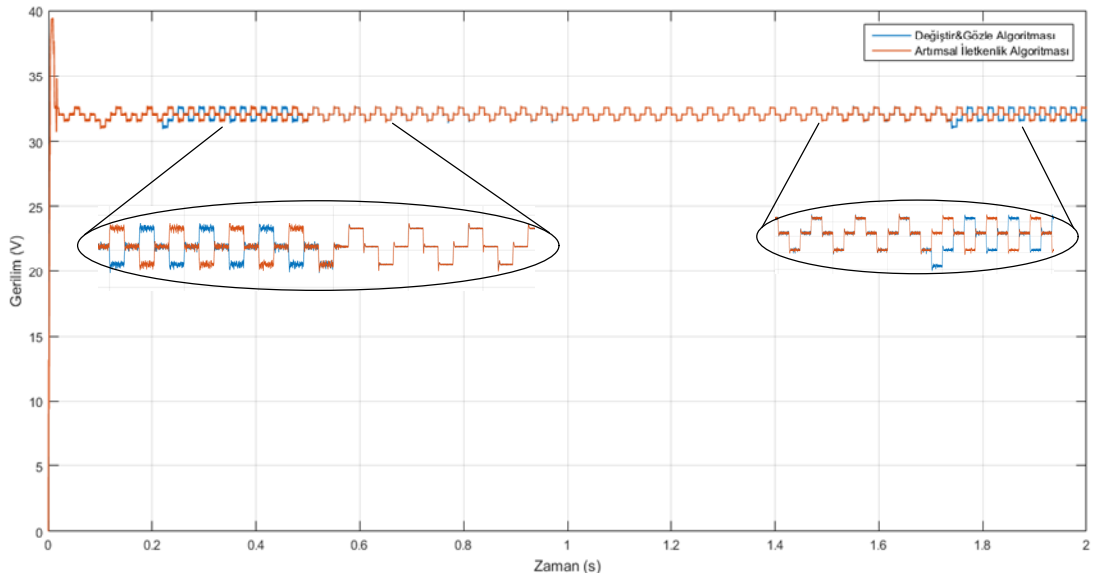
Şekil 4.8. SEPIC Dönüştürücünün yük akımı

Kontrollü akım kaynağına referans akım uygulanarak yük akımının Şekil 4.8’de görüldüğü gibi olması sağlanmıştır.

FV panele uygulanan ışınım değeri  $1000\text{W/m}^2$  yapılmış ve simülasyon boyunca sabit tutulmuştur. Yük değişimi durumunda her iki algoritma için, panelden elde edilen çıkış gücü, panel gerilimi ve yük gerilimi ile panel geriliminin grafikleri sırasıyla Şekil 4.9, Şekil 4.10 ve Şekil 4.11’de görülmektedir.

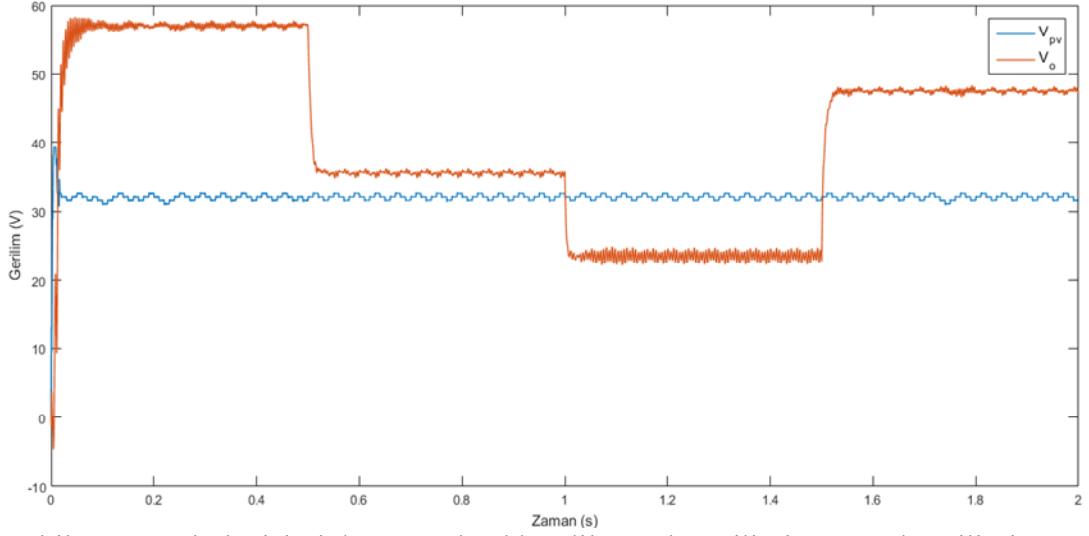


Şekil 4.9. Yük değişimi durumunda panelden elde edilen çıkış gücü



Şekil 4.10. Yük değişimi durumunda elde edilen panel gerilimi



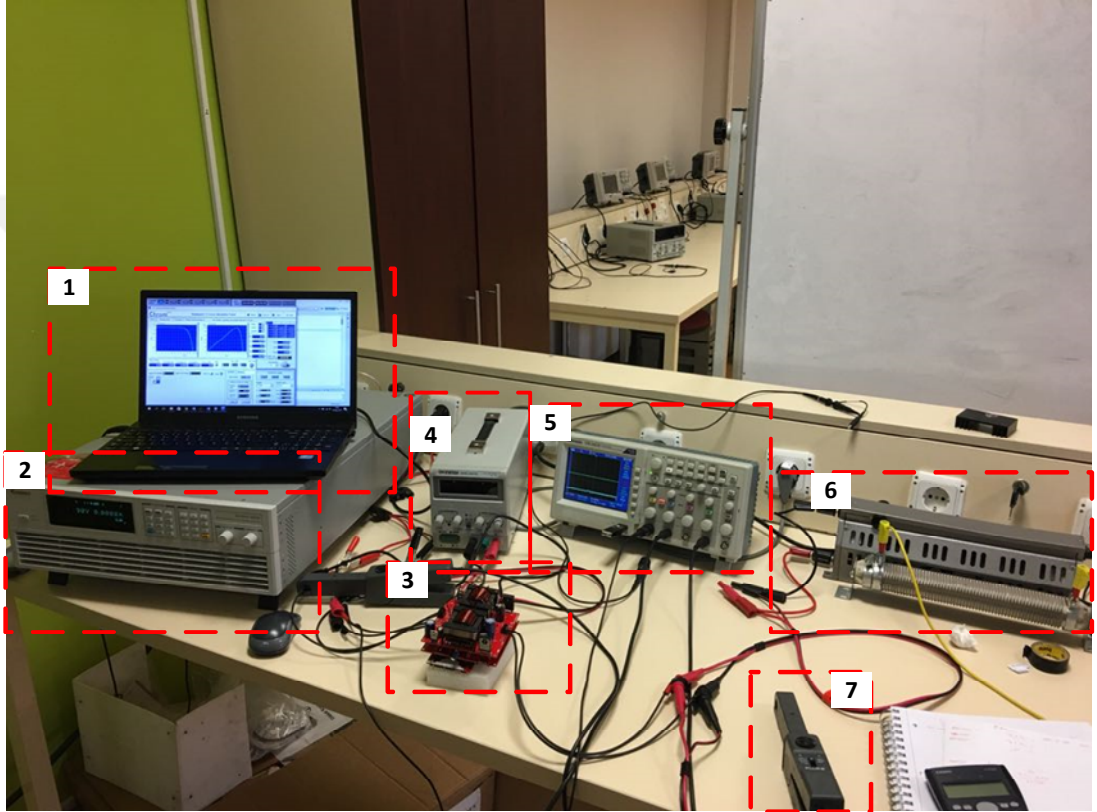


Şekil 4.11. Yük değişimi durumunda elde edilen yük gerilimi ve panel gerilimi

Elde edilen sonuçlarda görüldüğü üzere, her iki algoritma da sistemi maksimum güç noktasında tutmayı başarmıştır. Yük değişim anlarında sistemde geçici rejim dahi oluşmamıştır. Bunun sebebi, tepe akımı modu kontrol yönteminin, yük değişiminden kaynaklanabilecek giriş gerilimi değişimlerine karşı ileri yönde gerilim geri beslemesi sağlamasıdır. Şekil 4.10'da görüldüğü üzere yük değişimlerinde giriş geriliminde değişiklik meydana gelmemektedir. Şekil 4.11 incelendiğinde, yük akımının 12A olduğu durumda SEPIC dönüştürücü, düşürücü moda geçerek panelden maksimum güç çekilmesini sağlamıştır.

## 5. DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Deneysel çalışmaları gerçekleştirmek için kurulan deney düzeneğini Şekil 5.1’de görülmektedir.



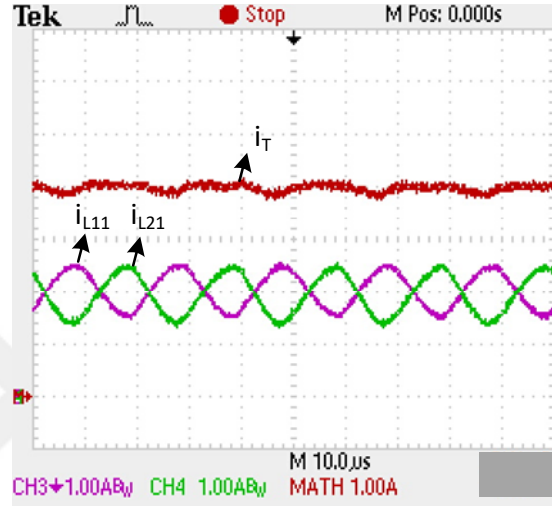
Şekil 5.1. Deney düzeneğinin genel görünümü

Şekil 5.1’de görülen düzeneğin birimleri; (1) Kişisel bilgisayar, (2) Chroma Solar simülasyon, (3) Prototipi gerçekleştirilen iki fazlı SEPIC dönüştürücü, (4) Güç kaynağı, (5) Osiloskop, (6) Yük direnci (reosta), (7) Akım probu.

Kişisel bilgisayar ile FV simülasyonun kontrolü ve DSP kontrol kartına yazılım yüklenmesi işlemi yapılmıştır. Kullanılan FV simülasyon ile bir çok marka FV panelin karakteristiği üretilebilmekte, parçalı gölgeleme durumları ve EN 50530 standartına göre dinamik MGNİ testlerin yapılabilir.

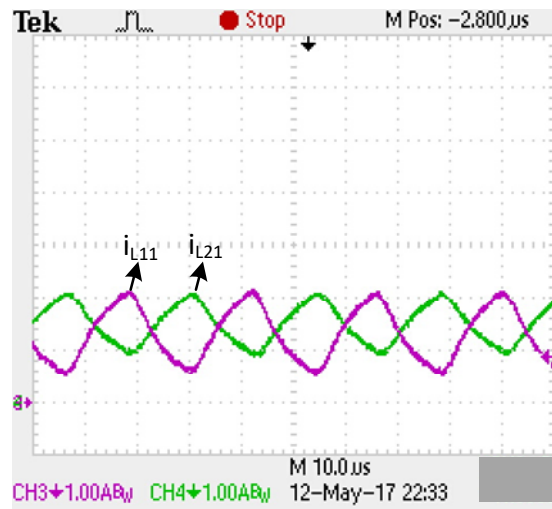
## 5.1. Gerçekleştirilen İki Fazlı Akım Modu Kontrollü SEPIC DA-DA Dönüştürücünün Testi

Gerçekleştirilen prototip, ilk olarak DA kaynağı ve direnç yükü ile sabit D verilerek çalıştırılmıştır. D'nin 0,6 olduğu durumdaki paralel kollardaki giriş endüktans akımları ve toplam giriş akımı Şekil 5.2'de görülmektedir.

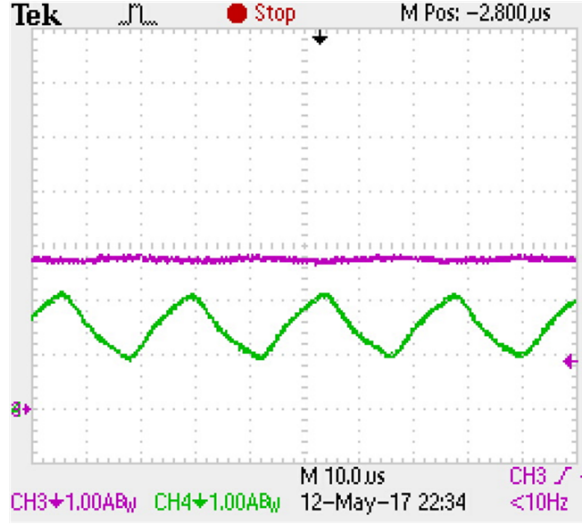


Şekil 5.2. D=0,6 durumunda endüktans akımları ve toplam giriş akımı

DA kaynağı ile beslenen dönüştürücü, tepe akımı modu kontrol yöntemiyle çalıştırılmıştır. 2,1A referans akımı verildiği durumdaki endüktans akımlarının değişimi Şekil 5.3'te, toplam giriş akımını ise Şekil 5.4'te görülmektedir.

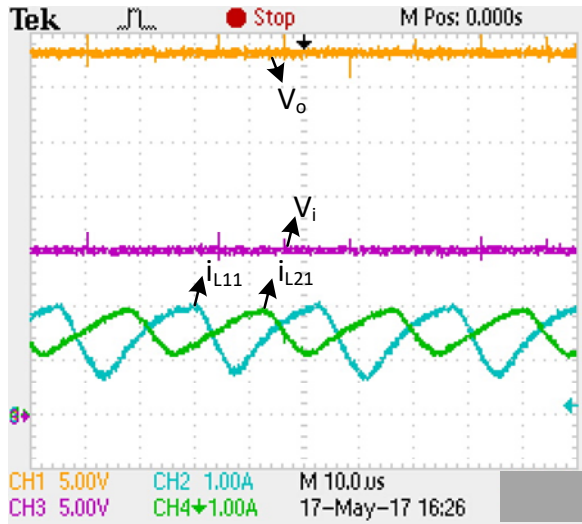


Şekil 5.3. Tepe akımı modu kontrol yöntemiyle dönüştürücünün çalıştırılması durumdaki endüktans akımları,  $I_{ref}=2,1A$

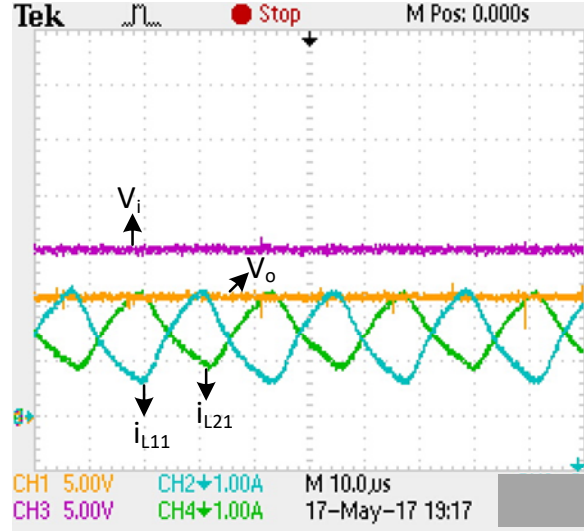


Şekil 5.4. Tepe akımı modu kontrol yöntemiyle dönüştürücünün çalıştırılması durumundaki endüktans akımı ve toplam giriş akımı,  $I_{ref}=2,1A$

Daha sonra dönüştürücü, FV simülatöre bağlanmış ve verilen referans akımı ile dönüştürücünün yükseltici ve düşürücü olarak çalışması sağlanmıştır. Yükseltici olarak çalıştığı durumdaki giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve endüktans akımlarının görünümü Şekil 5.5'te, düşürücü olarak çalıştığı durumdaki aynı değerler ise Şekil 5.6'da görülmektedir.



Şekil 5.5. Yükseltici çalışma durumunda giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve endüktans akımlarının görünümü



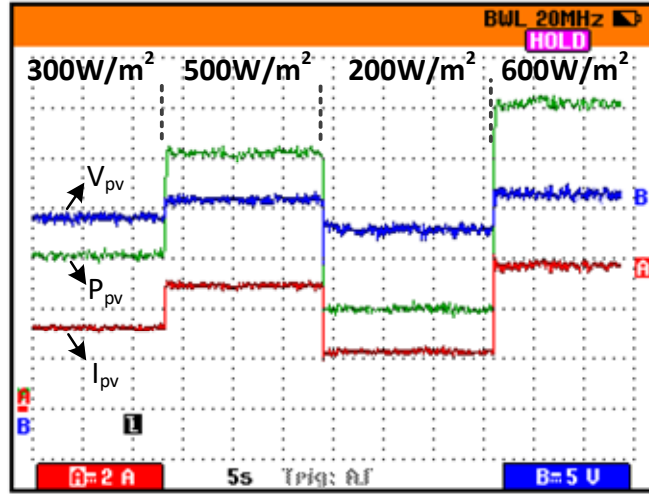
Şekil 5.6. Yükseltici çalışma durumunda giriş gerilimi, çıkış gerilimi ve endüktans akımlarının görünümü

Elde edilen sonuçlarda da görüldüğü gibi gerçekleştirilen prototip, tepe akımı modu kontrol yöntemiyle hem düşürücü olarak hem de yükseltici olarak başarıyla çalışmıştır.

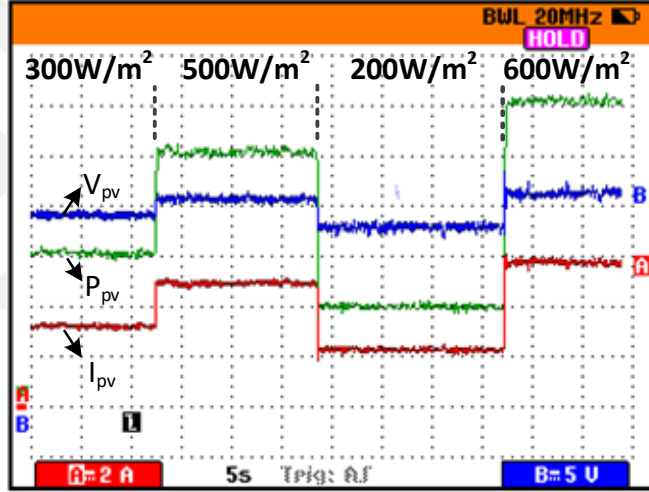
## 5.2. Işınım değişimi durumunda Değişir&Gözle ve Artımsal İletkenlik MGNI Algoritmalarının Karşılaştırılması

Değişir & Gözle ve Artımsal iletkenlik algoritmalarının ışınım değişimi durumundaki MGNI performanslarının karşılaştırılması amacıyla bu deneysel çalışma gerçekleştirilmiştir. Çalışmada BP Solar firmasına ait SX3200 kod numaralı FV panel kullanılmıştır. Bu panelin standart test koşullarındaki (STK) maksimum gücü ( $P_{mp}$ ) 203,3W, maksimum güç noktasındaki gerilimi ( $V_{mp}$ ) 24,5V, akımı ( $I_{mp}$ ) 8,17A, açık devre gerilimi ( $V_{oc}$ ) 30,8V, kısa devre akımı ( $I_{sc}$ ) ise 8,711A olmaktadır. Test sırasında panele sırasıyla 300W/m<sup>2</sup>, 500W/m<sup>2</sup>, 200W/m<sup>2</sup> ve 600W/m<sup>2</sup> ışınımları uygulanmış ve iki algoritma sırasıyla çalıştırılmıştır. Panelin bu ışınım durumlarındaki teorik maksimum güçleri ise sırasıyla 60,98W, 101,6W, 40,65W ve 122W olmaktadır.

Değişir & Gözle algoritmasına ait test sonuçları Şekil 5.7’de, artımsal iletkenlik algoritmasına ait test sonuçları ise Şekil 5.8’de görülmektedir.



Şekil 5.7. Işınım değişimi durumunda Değiştir & Gözle algoritmasının testi

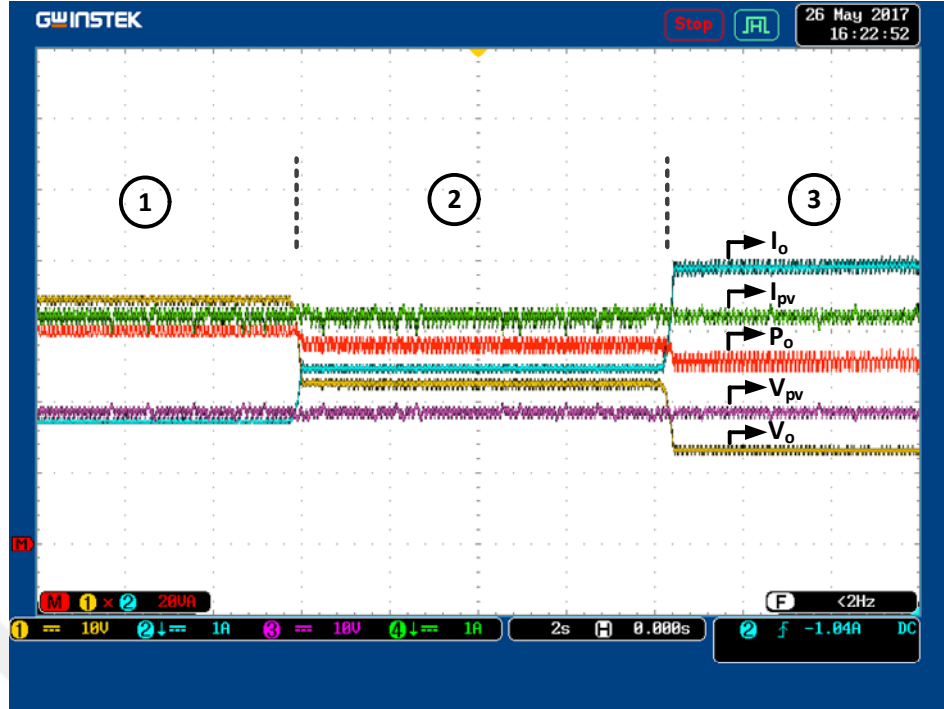


Şekil 5.8. Işınım değişimi durumunda Artımsal İletkenlik Algoritmasının testi

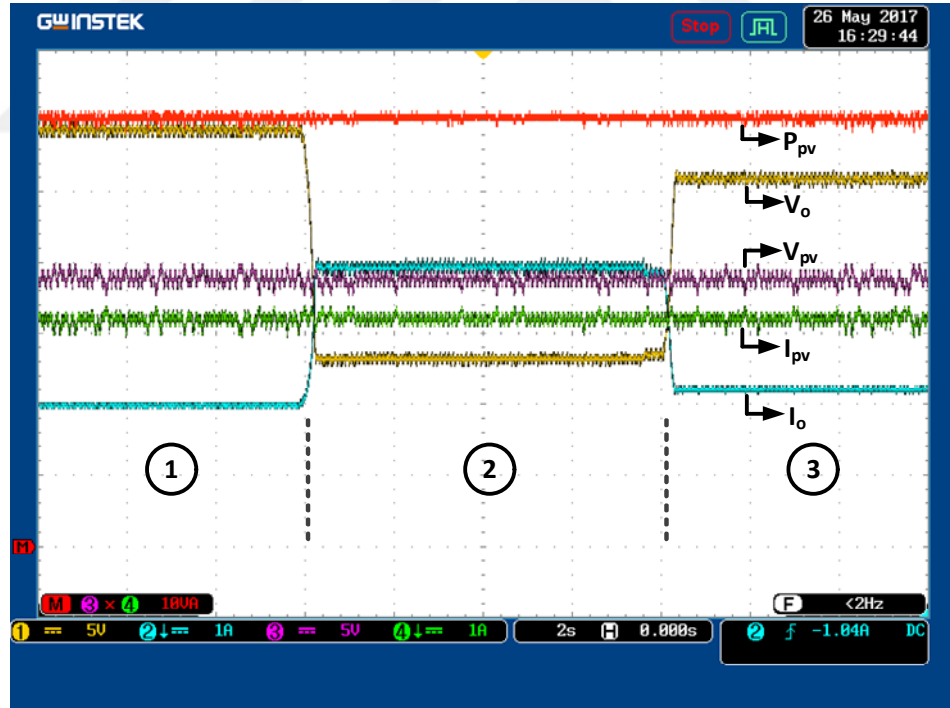
Şekillerde görülen panel gücü ( $P_{pv}$ ) grafiğinin çarpanı  $20W/div$ 'dir. Sonuçlarda da görüldüğü gibi iki algoritma tüm ışınım durumlarında maksimum güç noktasında çalışmış ve birbirlerine çok yakın sonuç elde etmişlerdir.

### 5.3. Yük Değişimi Durumunda Değiştir&Gözle Algoritmasının Testi

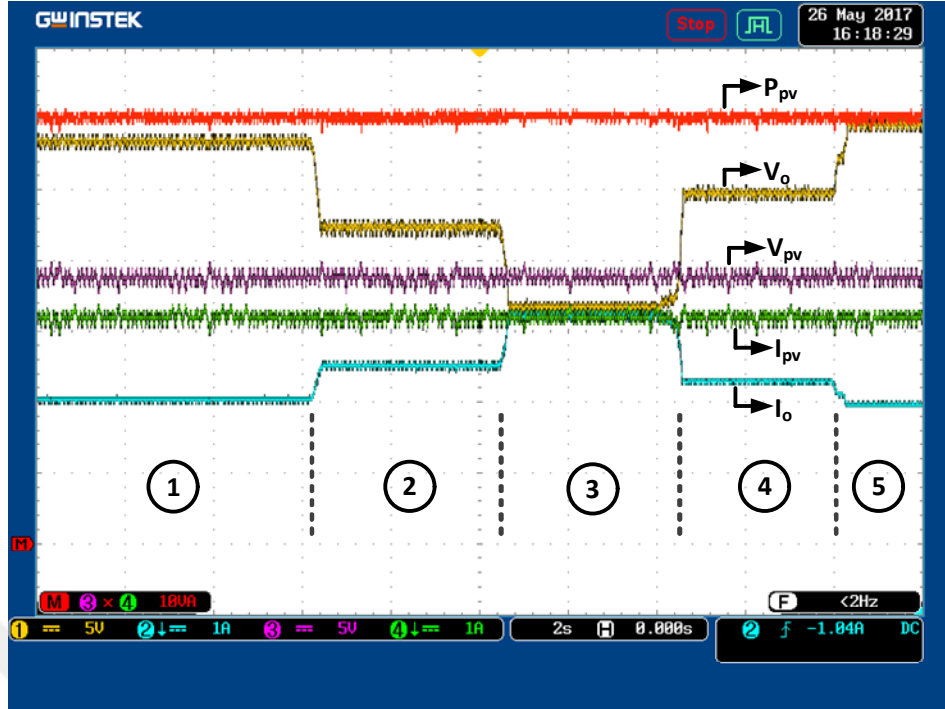
Yük değişimi sırasında sistemin maksimum güç noktası takibi performansının ölçülmesi için bu test gerçekleştirilmiştir. Testte önceki bölümde kullanılan SX3200 model FV panel kullanılmıştır. Test sırasında panele sabit  $300W/m^2$  ışınım uygulanmıştır. Sistemde yük olarak reosta kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 5.9, Şekil 5.10 ve Şekil 5.11'de görülmektedir.



Şekil 5.9. Yük değişimi durumunda Değiştir & Gözle algoritmasının testi



Şekil 5.10. Yük değişimi durumunda Değiştir & Gözle algoritmasının testi



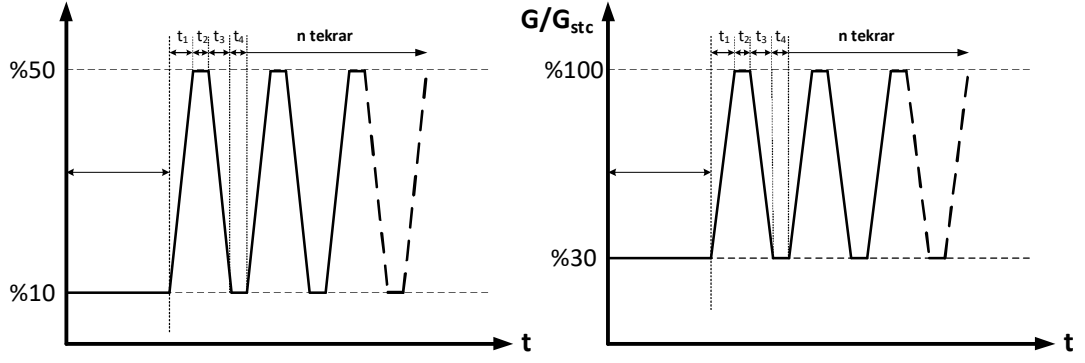
Şekil 5.11. Yük değişimi durumunda Değiştir & Gözle algoritmasının testi

#### 5.4. EN50530 Standartına göre MGNİ dinamik verim testi

EN 50530 standardında belirtilen tam dinamik test ışınım profili Şekil 5.12’de gösterildiği gibidir. Bu test profilinde, düşük-orta ışınım bölgesi ( $100 - 500 \text{ W/m}^2$ ) ve yüksek-orta ışınım bölgesi ( $300 - 1000 \text{ W/m}^2$ ) olmak üzere iki farklı ışınım bölgesi mevcuttur. Ayrıca her iki ışınım bölgesi için ışınım profillerinin eğimleri farklıdır. Bu ışınım profilleri düşük-orta ışınım bölgesinde  $0.5-50 \text{ W/m}^2/\text{s}$  arasında eğimlere sahiptir. Yüksek-orta ışınım bölgesinde ise  $10 - 100 \text{ W/m}^2/\text{s}$  arasında eğimlere sahiptir. Tablo 5.1 ve Tablo 5.2’de sırasıyla düşük-orta ışınım bölgesi ve yüksek-orta ışınım bölgesinin ışınım profilleri detaylı olarak verilmiştir. Bu tablolarda her bir ışınım profilinin eğimi, ne kadar süre uygulandığı, tekrarlama sayısı v.s. detaylı olarak verilmiştir. Bu ışınım test profilleri FV simülatörde üretilmekte ve doğrudan SEPIC dönüştürücünün girişine uygulanmaktadır.

Değiştir & gözle ve artımsal iletkenlik algoritmaları sırasıyla tüm ışınım profillerindeki teste tabi tutulmuş ve test sonuçları Tablo 5.1 ve Tablo 5.2’de ilgili yerlerde verilmiştir. Ayrıca yüksek-orta ışınım bölgesinde yer alan ( $300 - 1000 \text{ W/m}^2$ )  $50 \text{ W/m}^2/\text{s}$  eğim profili sırasında iki algoritmanın osiloskop çıktıları sırasıyla Şekil 5.13 ve Şekil 5.14’de görülmektedir.





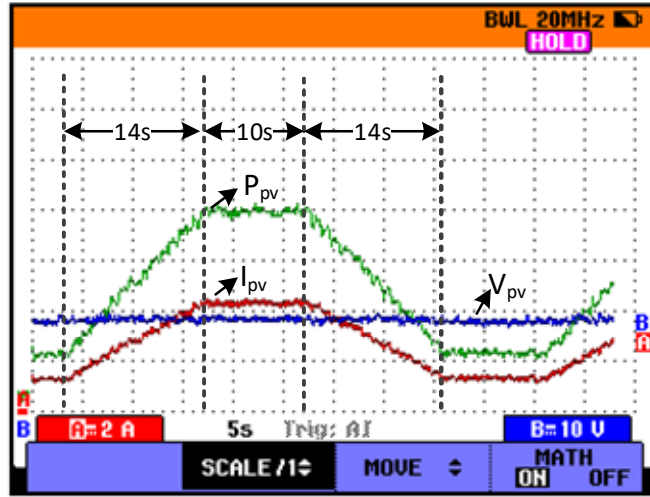
Şekil 5.12. EN 50530 Standardının (a) düşük-orta ışınlam bölgesindeki test profili (0.5 – 50 W/m<sup>2</sup>/s) (b) orta-yüksek ışınlam bölgesindeki test profili (10 – 100 W/m<sup>2</sup>/s)

Tablo 5.1. Düşük ışınlam bölgesindeki (100 W/m<sup>2</sup>- 500 W/m<sup>2</sup>) D&G ve Artımsal iletkenlik MGNİ yöntemlerinin EN 50530 Dinamik test koşullarındaki performansı

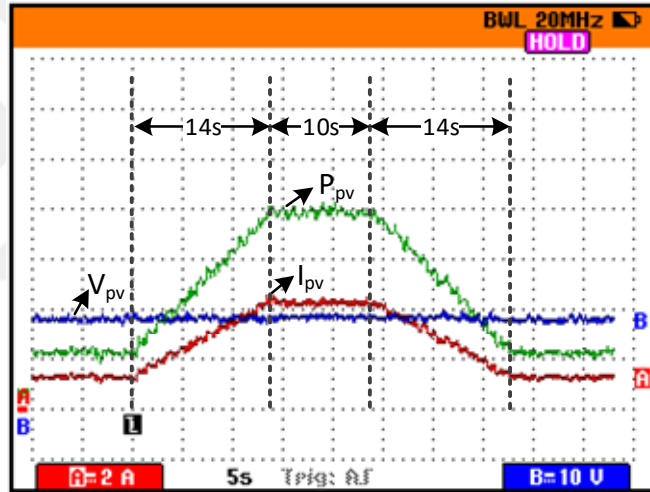
Rampa (W/m <sup>2</sup> /s)	Tekrarlama (n)	Yükselme Süresi (s)	Yerleşme Süresi (s)	Düşme Süresi(s)	Yerleşme Süresi (s)	Toplam Süre (s)	D&G Verim	Artımsal iletkenlik % Verim
0,5	2	800	10	800	10	3540	99.31	99.33
1	2	400	10	400	10	1940	99.29	99.37
2	3	200	10	200	10	1560	99.27	99.36
3	4	133	10	133	10	1447	99.24	99.33
5	6	80	10	80	10	1380	99.20	99.27
7	8	57	10	57	10	1374	99.19	99.27
10	10	40	10	40	10	1300	99.13	99.18
14	10	29	10	29	10	1071	99.06	99.18
20	10	20	10	20	10	900	99.01	98.31
30	10	13	10	13	10	767	98.98	98.92
50	10	8	10	8	10	660	98.75	98.35
Ortalama Verim:							99.13	99.08

Tablo 5.2. Yüksek ışınlam bölgesindeki (300 W/m<sup>2</sup>- 1000 W/m<sup>2</sup>) D&G ve Artımsal iletkenlik MGNİ yöntemlerinin EN 50530 Dinamik test koşullarındaki performansı

Rampa (W/m <sup>2</sup> /s)	Tekrarlama (n)	Yükselme Süresi (s)	Yerleşme Süresi (s)	Düşme Süresi(s)	Yerleşme Süresi (s)	Toplam Süre (s)	D&G %Verim	Artımsal iletkenlik % Verim
10	10	70	10	70	10	1900	99.33	99.43
14	10	50	10	50	10	1500	99.41	99.43
20	10	35	10	35	10	1200	99.38	99.45
30	10	23	10	23	10	967	99.32	99.39
50	10	14	10	14	10	780	99.30	99.33
100	10	7	10	7	10	640	99.19	99.22
Ortalama Verim:							99.321	99.375



Şekil 5.13. Yüksek-orta ışınım bölgesi ( $300 - 1000 \text{ W/m}^2$ ),  $50 \text{ W/m}^2/\text{s}$  eğimde Değiştir & Gözle algoritmasının testi



Şekil 5.14. Yüksek-orta ışınım bölgesi ( $300 - 1000 \text{ W/m}^2$ ),  $50 \text{ W/m}^2/\text{s}$  eğimde Artımsal iletkenlik algoritmasının testi

Gerek Tablo 5.1 ve Tablo 5.2’de yer alan sonuçlar gerekse de Şekil 5.13 ve 5.14’te yer alan sonuçlar göstermektedir ki iki algoritma da birbirlerine çok yakın sonuçlar vermektedir. Tablolarda görüldüğü üzere iki algoritma da neredeyse tüm eğim ve ışınım değişimi profillerinde %99’un üzerinde bir verimde çalışmıştır. İki algoritmanın da ortalama verimleri %99’un üzerindedir.

## 6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışması kapsamında MGNİ'lerde kullanılmak üzere iki fazlı, tepe akımı modu kontrollü SEPIC dönüştürücü tasarlanmış ve prototipi üretilmiştir. Tasarlanan sistemde, yaygın olarak kullanılan Değiştir & Gözle ve artımsal iletkenlik algoritmaları ile maksimum güç noktası izleme işlemi gerçekleştirilmiştir.

SEPIC dönüştürücünün dinamik cevabının incelenmesi ve kontrol sistemi tasarımında kullanmak amacıyla dönüştürücünün matematiksel modeli çıkarılmıştır. Oluşturulan model ile SEPIC dönüştürücünün ayırık ve kublajlı endüktanslı durumu için analizi yapılmıştır. Analizde görüldüğü üzere, kublajlı endüktans durumunda, endüktans akımı, dolayısıyla dönüştürücü giriş akımı dalgalılığı yarı yarıya azalmıştır. Ayrıca kublajlı endüktans kullanmak, devre boyutunu küçültmekte ve maliyeti azaltmaktadır.

Dördüncü bölümde elde edilen simülasyon sonuçları ve beşinci bölümde elde edilen deneysel sonuçlar incelendiğinde, ışınım değişimi ve yük değişimi durumlarında, Değiştir & Gözle ve artımsal iletkenlik algoritmaları FV panelden maksimum güç elde etmeyi başarmıştır. İki algorytmada da ışınım değişimi anlarında sistem hızlı bir şekilde maksimum güç noktasına ulaşmış ve o noktada çalışmaya devam etmiştir. Yük değişimi durumu incelendiğinde, panelden elde edilen güçte, panel geriliminde ve panel akımında geçici rejim dahi oluşmamakta, sistem hep maksimum güç noktasında çalışmaktadır. Bu durum akım modu kontrolün getirdiği bir avantaj olarak sayılabilir. Yük değişimi durumunda elde edilen deneysel sonuçlar incelendiğinde, yük akımının arttığı durumlarda giriş gücü aynı kalmasına rağmen çıkış gücünün azaldığı görülmektedir. Bunun sebebi, çıkışta yer alan diyotlardaki kayıpların çıkış akımıyla birlikte artmasıdır. Dönüştürücü, düşürücü çalışma moduna yaklaştıkça verimin azaldığı anlaşılmaktadır.

Beşinci bölümde, Değiştir & Gözle ve artımsal iletkenlik algoritmalarının EN 50530 standartına göre MGNİ dinamik verim testi gerçekleştirilmiştir. Testte yer alan tüm ışınım değişimi profilleri iki algorytmaya da sırayla uygulanmış ve sonuçlar tablo halinde verilmiştir. Düşük ışınım bölgesinde, iki algorytmanın ortalama verimleri

sırasıyla %99,13 ve %99,08 olarak elde edilmiştir. Yüksek ışınım bölgesinde ise ortalama verimler sırasıyla %99,32 ve %99,38 olmuştur.

Simülasyon ve deneysel çalışmalarda elde edilen sonuçlarda görüldüğü üzere, iki temel MGNİ algoritması olan Değiştir & Gözle ve artımsal iletkenlik algoritmaları yüksek performanslı bir şekilde MGNİ işlemini gerçekleştirmektedir. Özellikle EN 50530 standartında elde edilen sonuçlar incelendiğinde, iki algoritmanın birbirine çok yakın performansta çalıştığı görülmektedir. Bu iki algoritmanın en büyük dezavantajı ise, parçalı gölgelenme durumunda maksimum güç noktasını izleyememesidir. Parçalı gölgelenme durumunda, FV sistemin P-V karakteristiğinde bir çok yerel maksimum güç noktası oluşmaktadır. Bu iki algoritma, çalışma sırasında karşılaştığı ilk maksimum noktada takılmakta, hangi noktanın gerçek maksimum nokta olduğunu ayırt edememektedir. Bu tez kapsamında gerçekleştirilen dönüştürücü küçük güçlü olduğundan, her panele ayrı DA-DA dönüştürücünün bağlandığı dağıtılmış MGNİ sistemlerinde kullanılması amaçlanmıştır.

## KAYNAKLAR

- [1] Saravanan S., Ramesh Babu N., Maximum power point tracking algorithms for photovoltaic system – A review, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, 2016, **57**, 192–204.
- [2] Verma D., Nema S., Shandilya A. M., Dash S. K., Maximum power point tracking (MPPT) techniques: Recapitulation in solar photovoltaic systems, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, 2016, **54**, 1018-1034.
- [3] De Brito M. A. G., Galotto L., Sampaio L. P., De Azevedo Melo G., Canesin C. A., Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2013, **60**(3), 1156–1167.
- [4] Kumar M., Kumar A., Performance assessment and degradation analysis of solar photovoltaic technologies: A review, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, 2017, **78**(4), 554–587.
- [5] Reza Reisi A., Hassan Moradi M., Jamasb S., Classification and comparison of maximum power point tracking techniques for photovoltaic system: A review, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, 2013, **19**, 433–443.
- [6] ESRAM T., Chapman P. L., Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques, *IEEE Trans. ENERGY Convers.*, 2007, **22**(2), 439–449.
- [7] Ishaque K., Salam Z., A review of maximum power point tracking techniques of PV system for uniform insolation and partial shading condition, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, 2013, **19**, 475–488.
- [8] Veerachary M., Power tracking for nonlinear PV sources with coupled inductor SEPIC converter, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 2005, **41**(3), 1019–1029.
- [9] Ünlü M., Fotovoltaik Sistemler İçin Parçalı Gölgeleme Durumlarında Maksimum Güç Noktası İzleyebilen Şebeke Bağlantılı Yeni Bir Evirici Tasarımı Ve Uygulaması, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli, 2015, 423766.
- [10] Kulaksız A. A., Maksimum güç noktası izleyicili ve UVM inverterli fotovoltaik sistemin yapay sinir ağları tabanlı kontrolü, Doktora Tezi, Selçuk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya, 2007, 212386.
- [11] Ahmed J., Salam Z., A Modified P & O Maximum Power Point Tracking Method with Reduced Steady State Oscillation and Improved Tracking Efficiency, *IEEE Trans. Sustain. Energy*, 2016, **7**(4), 1–10.

- [12] Soon T. K., Mekhilef S., A Fast-Converging MPPT Technique for Photovoltaic System Under Fast-Varying Solar Irradiation and Load Resistance, *IEEE Trans. Ind. Informatics*, 2015, **11**(1), 176–186.
- [13] Bendib B., Belmili H., Krim F., A survey of the most used MPPT methods: Conventional and advanced algorithms applied for photovoltaic systems, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, 2015, **45**, 637–648.
- [14] Tey K. S., Mekhilef S., Modified incremental conductance MPPT algorithm to mitigate inaccurate responses under fast-changing solar irradiation level, *Sol. Energy*, 2014, **101**, 333–342.
- [15] Bodur H., *Güç Elektroniği Temel Analiz ve Sayısal Uygulamalar*, Birsen Yayınevi, İstanbul, 2010.
- [16] Mohan N., Undeland T. M., Robbins W. P., *Güç Elektroniği Çeviriciler Uygulamalar ve Tasarım*, Literatür Yayıncılık, İstanbul, 2007.
- [17] Hart D. W., *Power Electronics*, McGraw Hill, New York, 2010.
- [18] Johansson B., DC-DC Converters - Dynamic Model Design and Experimental Verification, PhD Thesis, Lund University, Lund, 2004.
- [19] Niculescu E., Purcaru D., Niculescu M. C., A Steady-state Analysis of PWM SEPIC Converter, *Proceedings of the 10th WSEAS International Conference on CIRCUITS*, Athens, Greece, 10-12 July 2006.
- [20] Wong L. K., Man T. K., Small signal modelling of open-loop SEPIC converters, *IET Power Electron.*, 2010, **3**(5), 858–868.
- [21] Cantillo A., De Nardo A., Femia N., Zamboni W., Stability Issues in Peak-Current-Controlled SEPIC, *IEEE Trans. Power Electron.*, 2011, **26**(2), 551–562.
- [22] Di Capua G., Femia N., A critical investigation of coupled inductors SEPIC design issues, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2014, **61**(6), 2724–2734.
- [23] Pragallapati N., Agarwal V., Distributed PV Power Extraction Based on a Modified Interleaved SEPIC for Nonuniform, *IEEE J. Photovoltaics*, 2015, **5**(5), 1442–1453.
- [24] Sivakumar S., Sathik M. J., Manoj P. S., Sundararajan G., An assessment on performance of DC – DC converters for renewable energy applications, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, 2016, **58**, 1475–1485.
- [25] El Khateb A., Rahim N. A., Selvaraj J., Uddin M. N., Fuzzy Logic Controller Based SEPIC Converter for Maximum Power Point Tracking, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2014, **50**(4), 2349-2358.

- [26] Guinjoan F., Alonso C., Martnez-Salamero L., Sguier L., Cabal C., Maximum power point tracking based on sliding-mode control for output-series connected converters in photovoltaic systems, *IET Power Electron.*, 2014, **7**(4), 914–923.
- [27] Chiang S. J., Shieh H. J., Chen M. C., Modeling and control of PV charger system with SEPIC converter, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2009, **56**(11), 4344–4353.
- [28] Nasir Uddin M., Selvaraj J., El Khateb A., Abd Rahim N., Maximum power point tracking of single-ended primary-inductor converter employing a novel optimisation technique for proportional-integral-derivative controller, *IET Power Electron.*, 2013, **6**(6), 1111–1121.
- [29] Mamarelis E., Petrone G., Spagnuolo G., Design of a sliding-mode-controlled SEPIC for PV MPPT applications, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2014, **61**(7), 3387–3398.
- [30] Çoruh N., Yumuşak Anahtarlamalı Sarmaşık Tip DA-DA Dönüştürücü Tasarımı ve Uygulaması, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli, 2013, 348738.
- [31] Erdoğan E., Dijital Kontrollü Çok Fazlı Senkronize DC-DC Alçaltıcı Çevirici Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Eskişehir Osmangazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Eskişehir, 2010, 256471.
- [32] Shi C., Khaligh A., Wang H., Interleaved SEPIC Power Factor Preregulator Using Coupled Inductors In Discontinuous Conduction Mode With Wide Output Voltage, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2016, **52**(4), 3461–3471.
- [33] Chang C., Knights M. A., Interleaving technique in distributed power conversion systems, *Circuits Syst. I Fundam. Theory Appl. IEEE Trans.*, 1995, **42**(5), 245–251.
- [34] Yang C., Liu Y., Tseng P., Pan T., Chiu H., Lo Y., DSP-Based Interleaved Buck Power Factor Corrector With Adaptive Slope Compensation, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2015, **62**(8), 4665–4677.
- [35] Li J., Current-Mode Control: Modeling and its Digital Application, PhD Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 2009.
- [36] Fang C. C., Redl R., Subharmonic Instability Limits for the Peak-Current-Controlled Boost, Buck-Boost, Flyback, and SEPIC Converters with Closed Voltage Feedback Loop, *IEEE Trans. Power Electron.*, 2017, **32**(5), 4048–4055.
- [37] Kavitha A., Uma G., Comparative study between peak current mode and hysteretic current mode control of a single – ended primary inductance converter, *IET Power Electron.*, 2012, **5**(7), 1226–1235.

- [38] Taeed F., Nymand M., High-performance digital replica of analogue peak current mode control for DC–DC converter, *IET Power Electron.*, 2016, **9**(4), 809–816.
- [39] Yan Y., Lee F. C., Mattavelli P., Liu P. H., Average Current Mode Control for Switching Converters, *IEEE Trans. Power Electron.*, 2014, **29**(4), 2027–2036.
- [40] Witulski A. F., Introduction to Modeling of Transformers and Coupled Inductors, *IEEE Trans. Power Electron.*, 1995, **10**(3), 349–357.







**EKLER**

## Ek-A

Bölüm 2’de elde edilen SEPIC dönüştürücünün durum uzayı ortalaması modelinin küçük sinyal analizi ile lineerleştirilmesi ve transfer fonksiyonunun elde edilmesi.

$$x = X + \hat{x}$$

$$d = D + \hat{d}$$

$$u = U + \hat{u}$$

$$y = Y + \hat{y}$$

$$X = -A^{-1}BU$$

$$Y = -c^T A^{-1}BU$$

$$\dot{\hat{x}} = x \left[ A_1 (D + \hat{d}) + A_2 (1 - D - \hat{d}) \right] (X + \hat{x}) + \left[ B_1 (D + \hat{d}) + B_2 (1 - D - \hat{d}) \right] (V_i + \hat{u})$$

$$\hat{y} = c_1^T (X + \hat{x}) (D + \hat{d}) + c_2^T (X + \hat{x}) (1 - D - \hat{d})$$

$$\hat{x} = A\hat{x} + B\hat{u} + \left[ (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U \right] \hat{d}$$

$$\hat{y} = c^T \hat{x} + (c_1^T - c_2^T) X \hat{d}$$

$$s\tilde{x}(s) = A\tilde{x}(s) + B\tilde{v}_i(s) + \left[ (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_i \right] \tilde{d}(s)$$

$$[sI - A]\tilde{x}(s) = B\tilde{v}_i(s) + \left[ (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_i \right] \tilde{d}(s)$$

$$\tilde{y} = \tilde{v}_o(s) = c^T \tilde{x}(s)$$

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1][sI - A]^{-1} \left[ (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_i \right]$$

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$$

$$a_3 = C_1 D (M^2 - L_1 L_2)$$

$$a_2 = C_1 R_L (L_1 + L_2 - 2M - 2DL_1 - 2DL_2 + 4DM) + C_1 D^2 R_L (L_1 + L_2 - 2M)$$

$$a_1 = D^2 M - D^2 L_1 - DM$$

$$a_0 = (1 - D)^2 R_L$$

$$b_4 = C_1 C_2 R_L (L_1 L_2 - M^2)$$

$$b_3 = C_1 (L_1 L_2 - M^2)$$

$$b_2 = C_1 R_L (L_1 + L_2 - 2M - 2DL_1 - 2DL_2 + 4DM) + C_2 R_L (L_2 - 2DL_2 + 2DM) + (C_1 D^2 R_L + C_2 D^2 R_L)(L_1 + L_2 - 2M)$$

$$b_1 = L_2 - 2DL_2 + 2DM + D^2 (L_1 + L_2 - 2M)$$

$$b_0 = (1-D)^2 R_L$$



## Ek-B

Bölüm 4’te yer alan Simulink modelinde kullanılan MGNİ algoritmalarının kodları.

### 1- Değiştir&Gözle Algoritması

```
function D = fcn(Vn,In,adim)
%#codegen
persistent Vn_1 Dn Pn_1;

if (isempty(Vn_1))
Vn_1 = 0;
end
if (isempty(Dn))
Dn = 20;
end
if (isempty(Pn_1))
Pn_1 = 0;
end

Pn=Vn*In;
DeltaV=Vn-Vn_1;
DeltaP=Pn-Pn_1;
if ((DeltaP>0)&&(DeltaV>0))
Dn=Dn+adim;
end
if ((DeltaP>0)&&(DeltaV<0))
Dn=Dn-adim;
end
if ((DeltaP<0)&&(DeltaV>0))
Dn=Dn-adim;
end
if ((DeltaP<0)&&(DeltaV<0))
Dn=Dn+adim;
end

Vn_1=Vn;
Pn_1=Pn;
D = Dn;
```

### 2- Artımsal İletkenlik Algoritması

```
function Vref = fcn(Vn,In,adim)
%#codegen
persistent di dv In_1 Vn_1 dn;
```

```

if (isempty(di))
di = 0;
end
if (isempty(dv))
dv = 0;
end
if (isempty(In_1))
In_1 = 0;
end
if (isempty(Vn_1))
Vn_1 = 0;
end
if (isempty(dn))
dn = 20;
end

di=In-In_1;
dv=Vn-Vn_1;

if dv == 0
if di ~= 0
if di>0
dn=dn+adim;
else
dn=dn-adim;
end
end
else
if (di/dv)~=-In/Vn
if (di/dv)>-In/Vn
dn=dn+adim;
else
dn=dn-adim;
end
end
end
In_1=In;
Vn_1=Vn;
Vref= dn;

```

## KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

- [1] **Kırcıoğlu O.**, Ünlü M., Çamur S., Modeling and Analysis of DC-DC SEPIC Converter with Coupled Inductor, *4th International Symposium on Industrial Electronics*, Banja Luka, Bosnia and Herzegovina, 3-5 November 2016.
- [2] **Kırcıoğlu O.**, Ünlü M., Çamur S., Evaluating Dynamic Efficiency of Maximum Power Tracker According to the EN 50530 Standard, *Solar TR2016 Solar Conference & Exhibition*, İstanbul, Turkey, 6-8 December 2016.
- [3] **Kırcıoğlu O.**, Ünlü M., Çamur S., Güneş Panellerinde Maksimum Güç Noktası İzleme İşleminin SEPIC DA/DA Dönüştürücü ile Gerçekleştirilmesi, *Kaynak Elektrik Dergisi*, 2015, **319**, 86-89.
- [4] **Kırcıoğlu O.**, Yıldız A. B., Fotovoltaik Panelin Tek Diyotlu Eşdeğer Devresine ait Büyük Sinyal Analizi, *6. Enerji Verimliliği ve Kalitesi Sempozyumu (EVK 2015)*, Sakarya, Türkiye, 4-6 Haziran 2015.

## ÖZGEÇMİŞ

Onur Kırcıoğlu, 1991 yılında Sakarya’da doğdu. İlk öğrenimini Sakarya’da tamamladıktan sonra 2005 yılında Bozüyük Anadolu Öğretmen Lisesini kazandı. 2009 yılında lise öğrenimini tamamladıktan sonra aynı yıl Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği bölümüne başladı. Bir yıl hazırlık eğitimiyle birlikte lisans eğitimini 2014 yılında tamamladı. Aynı yıl, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim dalında yüksek lisans eğitimine başladı. 2016 yılından itibaren Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği bölümünde araştırma görevlisi olarak görev yapmaktadır.

