

**DEĞİŞTİR VE GÖZLE TABANLI YENİ BİR MAKSİMUM GÜÇ  
NOKTASI İZLEME METODU GELİŞTİRİLMESİ VE AKIM  
KONTROLLÜ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ ÜZERİNDE  
GERÇEKLENMESİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**GÖKHAN YÜKSEK**

**MERSİN ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ  
ANABİLİM DALI**

**MERSİN  
ARALIK - 2017**

**DEĞİŞTİR VE GÖZLE TABANLI YENİ BİR MAKSİMUM GÜÇ  
NOKTASI İZLEME METODU GELİŞTİRİLMESİ VE AKIM  
KONTROLLÜ DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ ÜZERİNDE  
GERÇEKLENMESİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**GÖKHAN YÜKSEK**

**MERSİN ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ  
ANABİLİM DALI**




**Danışman  
Yrd. Doç. Dr. Ahmet Naci METE**

**İkinci Danışman  
Yrd. Doç. Dr. Alkan ALKAYA**

**MERSİN  
ARALIK - 2017**

## ONAY

Gökhan Yüksek tarafından Yrd. Doç. Dr. Ahmet Naci METE danışmanlığında ve Yrd. Doç. Dr. Alkan ALKAYA ikinci danışmanlığında hazırlanan " Değişir Ve Gözle Tabanlı Yeni Bir Maksimum Güç Noktası İzleme Metodu Geliştirilmesi Ve Akım Kontrollü DA-DA Dönüştürücü Üzerinde Gerçeklenmesi " başlıklı çalışma aşağıda imzaları bulunan jüri üyeleri tarafından 27 Aralık 2017 tarihinde yapılan Tez Savunma Sınavı sonucunda oy birliği ile Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Görevi	Ünvanı, Adı ve Soyadı	İmza
Başkan	Doç. Dr. Murat BARUT	
Üye	Doç. Dr. Hüseyin ERIŞTİ	
Üye	Yrd. Doç. Dr. Ahmet Naci METE	

Yukarıdaki Jüri kararı Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 26.01.2018 tarih ve 2018.05./159 sayılı kararıyla onaylanmıştır.



*Bu tezde kullanılan özgün bilgiler, şekil, tablo ve fotoğraflardan kaynak göstermeden alıntı yapmak 5846 sayılı Fikir ve Sanat Eserleri Kanunu hükümlerine tabidir.*

## ETİK BEYAN

Mersin Üniversitesi Lisansüstü Eğitim-Öğretim Yönetmeliğinde belirtilen kurallara uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada,

- Tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
  - Görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
  - Başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
  - Atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak kullandığımı,
  - Kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapmadığımı,
  - Bu tezin herhangi bir bölümünü Mersin Üniversitesi veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı,
  - Tezin tüm telif haklarını Mersin Üniversitesi'ne devrettiğimi
- beyan ederim.

## ETHICAL DECLARATION

This thesis is prepared in accordance with the rules specified in Mersin University Graduate Education Regulation and I declare to comply with the following conditions:

- I have obtained all the information and the documents of the thesis in accordance with the academic rules.
- I presented all the visual, auditory and written informations and results in accordance with scientific ethics.
- I refer in accordance with the norms of scientific works about the case of exploitation of others' works.
- I used all of the referred works as the references.
- I did not do any tampering in the used data.
- I did not present any part of this thesis as an another thesis at Mersin University or another university.
- I transfer all copyrights of this thesis to the Mersin University.

27 Aralık 2017 / 15 December 2017

İmza / Signature



Öğrenci Adı ve Soyadı / Student Name and Surname

Gökhan Yüksek

## ÖZET

### Değiştir Ve Gözle Tabanlı Yeni Bir Maksimum Güç Noktası İzleme Metodu Geliştirilmesi Ve Akım Kontrollü DA-DA Dönüştürücü Üzerinde Gerçeklenmesi

Maksimum güç noktası izleme (Maximum power point tracking, MPPT) algoritmaları, Fotovoltaik (FV) sistemlerin maksimum güç noktasında çalışabilmesi için önemli parçalarından birisidir. Kolay uygulanabilirliği ve sade yapısı dolayısıyla Değiştir ve Gözle (Perturb and observe, P&O) metodu en önemli MPPT metotlarından birisidir. P&O metodunda FV sistemin akım ve gerilimi sürekli ölçülerek, üretilen güç hesaplanmaktadır. Güçte meydana gelen değişikliğe göre kullanılan referans akım, gerilim veya anahtarlama oranı arttırılmakta ve azaltılmaktadır. Geleneksel P&O metodunda bu arttırma ve azaltma sabit bir adım değeriyle gerçekleştirilmektedir ve bu sebeple maksimum güç noktasında (Maximum power point, MPP) salınım meydana gelmesi ve MPP tarama hızı arasında ikilem oluşmaktadır. Bu çalışmada, fotovoltaik sistemlerden maksimum gücü elde edebilmek amacıyla adım büyüklüğünü otomatik olarak değiştiren P&O tabanlı bir MPPT metodu geliştirilmiş ve bir fotovoltaik sistemde deneysel olarak test edilmiştir. Önerilen çalışma, geleneksel P&O metodundan farklı olarak referans arttırım veya azaltımını, sistemden çekilen gücün zamanla değişimine bağlı bir kontrol değişkeniyle değişen adım büyüklüğü ile gerçekleştirmektedir ve bu sayede maksimum güç noktasını yakalamada yaşanan yavaşlık sorununa ve maksimum güç noktasında meydana gelen salınımlara etkili bir çözüm önermektedir. Deneysel çalışmalar için fotovoltaik paneller, arttıran DA-DA dönüştürücü ve dijital kontrolörden oluşan bir fotovoltaik sistem kurulmuştur. Fotovoltaik paneller yüksek verimlilikleri göz önünde bulundurularak monokristal panel olarak seçilmiştir. DA-DA dönüştürücü, son yıllarda yapılan çalışmalarda diğer yöntemlere üstünlüğü doğrulanmış olan akım kontrollü olacak şekilde tasarlanmıştır. Bu kontrol tekniği, iki kontrol döngüsü içermesi ve dijital olarak gerçekleştirilebilmesi bakımından tercih edilmiştir. Ayrıca bu teknikte sistem akım korumalı olarak tasarlanmakta ve ayrıca akım koruma devresine gerek kalmamaktadır. Önerilen algoritma ARM tabanlı STM32F4 Discovery dijital mikroişlemciye gömülmüş ve test edilmiştir. Önerilen çalışmanın belirtilen P&O problemlerine çözüm sunması ve geleneksel P&O metoduna olan üstünlükleri benzetim ve deneysel çalışma sonuçlarıyla doğrulanmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** MPPT, DA-DA Dönüştürücü, Fotovoltaik Sistem, Solar Enerji, Değiştir ve Gözle, Yenilenebilir Enerji.

**Danışman:** Yrd. Doç.Dr. Ahmet Naci METE, Mersin Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Mersin.

**İkinci Danışman:** Yrd. Doç.Dr. Alkan ALKAYA, Mersin Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Mersin.

## ABSTRACT

### DC-DC Converter Design and Implementation for Smart Grid Application Based on Photovoltaic

Maximum power point tracking (MPPT) is an essential part of the Photovoltaic (PV) systems to obtain the possible maximum power. Perturb and observe (P&O) is one of the most important MPPT methods because of its simplicity and ease of implementation. In the P & O method, the current and voltage of the FV system are continuously measured and the generated power is calculated. Reference current, voltage or duty cycle which is used in P&O is increased or decreased in accordance with change of power. Traditional P&O methods use a constant step size for decreasing or increasing the reference and this creates a tradeoff between fast tracking of the maximum power point (MPP) and having less oscillations around the MPP. In this study, a modified, P&O based MPPT method to obtain maximum power from the PV system by changing the step size automatically is proposed and experimentally tested in a PV system. For reference changing, unlike the traditional P&O method, proposed algorithm uses variable step sizes depending on a control variable which is selected as the rate of change of the power with time. This remedies slow tracking of the MPP and high oscillations around the MPP problems. A photovoltaic system consists of photovoltaic panels, a boost converter and a digital controller was installed for experimental studies. PV panel was chosen as monocrystalline panel considering their higher efficiency. Boost converter was designed as current mode controlled as it is the recent trend. This control technique was preferred because it contains two control loops and can be implemented digitally. In addition, no current protection circuit is needed as the system is designed to be current protected in this technique. The proposed algorithm was embedded and tested in an ARM based STM32F4 Discovery digital microprocessor. Superiority of the proposed algorithm over the conventional P&O method has been verified by simulation and experimental results.

**Keywords:** MPPT, DC-DC Converter, Photovoltaic System, Solar Energy, Perturb and Observe, Renewable Energy.

**Advisor:** Assist. Prof. Ahmet Naci METE, Department of Electrical and Electronics Engineering, University of Mersin, Mersin.

**Second Advisor:** Assist. Prof. Alkan ALKAYA, Department of Electrical and Electronics Engineering, University of Mersin, Mersin.

## TEŞEKKÜR

Çalışmalarında değerli yardım ve katkılarıyla bana yön veren ve hiçbir konuda yardımını esirgemeyen, değerli danışman hocalarım Yrd. Doç. Dr. Ahmet Naci Mete'ye ve Yrd. Doç. Dr. Alkan Alkaya'ya teşekkür ederim.

Teknik bilgi ve deneyimleriyle deneysel süreçte yanımda olan Arş. Gör. Mustafa Cömert, Arş. Gör. Cenk Özdemir, Tekniker Murat Öztürk, Kemal Cengiz ve Yusuf Muratoğlu'na teşekkür ederim.

Varlığıyla en büyük destekçim olan eşim Ayşegül Yüksek'e, manevi olarak bana gönülden destek veren babam Musa Yüksek'e, annem Gönül Yüksek'e, kardeşim Gökçe Yüksek'e ve arkadaşlarım Gani Mercan ve Abdüselam Alican'a ve emeği geçen herkese teşekkür ederim.

Mersin Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Yönetim birimine BAP 2017-1-TP2-2268 numaralı araştırma projesi kapsamında gerçekleştirilen, Fotovoltaik Tabanlı DA Mikro Şebeke Uygulaması İçin DA-DA Çevirici Tasarımı Ve Gerçeklenmesi için verdiği maddi desteklerinden ötürü teşekkür ederim.



## İÇİNDEKİLER

İÇ KAPAK.....	ii
ONAY.....	iii
ETİK BEYAN.....	iv
ÖZET.....	v
ABSTRACT.....	vi
TEŞEKKÜR.....	vii
İÇİNDEKİLER.....	viii
TABLOLAR DİZİNİ.....	x
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xi
KISALTMALAR ve SİMGELER.....	xii
<b>1. GİRİŞ.....</b>	<b>14</b>
<b>2. KAYNAK ARAŞTIRMALARI.....</b>	<b>16</b>
2.1. Fotovoltaik Sistemler.....	16
2.1.1. Güneş Pilleri ve Eşdeğer Devre Modeli.....	17
2.1.2. Açık Devre Gerilimi, Kısa Devre Akımı ve Maksimum Güç Noktası.....	19
2.1.3. Doldurma Faktörü.....	20
2.2. Maksimum Güç Noktası İzleme (MPPT).....	21
2.2.1. MPPT Algoritmaları.....	21
2.2.2. MPPT Algoritması Seçim Ölçütleri.....	22
2.2.3. MPPT Metotları.....	22
2.2.3.1. P&O Metodu.....	24
2.2.3.2. Sadece Fotovoltaik Akımı Metodu.....	25
2.2.3.3. Artan İletkenlik Metodu.....	27
2.2.3.4. Açık Devre Gerilimi Metodu.....	29
2.2.3.5. Kısa Devre Akımı Metodu.....	30
2.2.3.6. Sıcaklık Eğimi Metodu.....	31
2.2.3.7. Parametrik Sıcaklık Metodu.....	31
2.2.3.8. P-N Jonksiyonu Voltaj Düşümü Takibi Metodu.....	32
2.2.3.9. Parazit Kapasitans Metodu.....	33
2.2.3.10. Bulanık Mantık ve Yapay Zekâ Metotları.....	33
2.3. MPPT Yöntemlerinin Kıyaslanması ve Önerilen Çalışma.....	33
2.4. DA-DA Dönüştürücüler.....	37
2.4.1. Azaltan DA-DA Dönüştürücüler.....	37
2.4.1.1. Çalışma Prensibi.....	38
2.4.1.2. Devre Elemanları Seçimi.....	40
2.4.1.3. Azaltan Dönüştürücünün Kontrolü.....	42



2.4.2.	Artıran DA-DA Dönüştürücü.....	44
<b>3.</b>	<b>MATERYAL ve YÖNTEM.....</b>	<b>50</b>
3.1.	Önerilen MPPT Metodu.....	50
3.2.	Deneysel Sistem.....	52
3.2.1.	Fotovoltaik Paneller.....	52
3.2.2.	Dijital Kontrolör.....	53
3.2.3.	Artıran DA-DA Dönüştürücü.....	55
3.2.4.	Rezistif Yük.....	57
3.3.	DA-DA Dönüştürücünün Anahtarlama Çalışma Oranının Belirlenmesi.....	57
<b>4.</b>	<b>BULGULAR ve TARTIŞMA.....</b>	<b>59</b>
4.1.	Benzetim Sonuçları.....	59
4.2.	Deneysel Sonuçlar.....	66
<b>5.</b>	<b>SONUÇLAR ve ÖNERİLER.....</b>	<b>71</b>
<hr/>		
KAYNAKLAR.....		72
EKLER.....		75
ÖZGEÇMİŞ.....		101

## TABLolar DİZİNİ

	<b>Sayfa</b>
Tablo 2.1 MPPT yöntemlerinin sınıflandırılması	23
Tablo 2.2 MPPT yöntemlerinin kıyaslanması	34
Tablo 3.1 Lexron 265W monokristal fotovoltaik panel parametreleri	52
Tablo 3.2 Artıran DA-DA dönüştürücü parametreleri	55



## ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa
<b>Şekil 2.1.</b> Fotovoltaik Sistem Diyagramı	16
<b>Şekil 2.2.</b> Güneş pili eşdeğer devresi	17
<b>Şekil 2.3.</b> FV Güç-Gerilim Karakteristiği	19
<b>Şekil 2.4.</b> Farklı parlaklık değerlerine göre güç-gerilim karakteristiği	20
<b>Şekil 2.5.</b> P&O algoritması için akış diyagramı	25
<b>Şekil 2.6.</b> Sadece fotovoltaik akım metodu akış diyagramı	27
<b>Şekil 2.7.</b> Artan iletkenlik metodu için çalışma eğrisi	28
<b>Şekil 2.8.</b> (a) Açık devre gerilimi metodu akış diyagramı, (b) Kısa devre akımı metodu akış diyagramı	30
<b>Şekil 2.9.</b> P-N Birleşimi Gerilim Düşümü Metodu Devresi	32
<b>Şekil 2.10.</b> (a) Sabit adım büyüklüklü geleneksel P&O metodu, (b) Değişken adım büyüklüklü geleneksel P&O metodu, (c) Sabit adım büyüklüklü geliştirilmiş P&O metodu, (d) Değişken adım büyüklüklü geliştirilmiş P&O metodu	35
<b>Şekil 2.11.</b> Azaltan DA-DA Dönüştürücü Devresi	38
<b>Şekil 2.12.</b> Anahtarın açık ve kapalı olma durumlarında oluşan eşdeğer devre modelleri	39
<b>Şekil 2.13.</b> Azaltan DA-DA Dönüştürücü Dalga Formları [31]	41
<b>Şekil 2.14.</b> Azaltan Dönüştürücü için gerilim modlu kontrol blok diyagramı	43
<b>Şekil 2.15.</b> Azaltan Dönüştürücü için akım modlu kontrol blok diyagramı	44
<b>Şekil 2.16.</b> Artıran DA-DA dönüştürücü için devre modeli	45
<b>Şekil 2.17.</b> Artıran dönüştürücü MOSFET'in iletim durumu için eşdeğer devre	45
<b>Şekil 2.18.</b> Artıran dönüştürücü MOSFET'in kesim durumu için eşdeğer devre	46
<b>Şekil 3.1.</b> Önerilen MPPT algoritması için akış diyagramı	51
<b>Şekil 3.2.</b> Lexron 265W monokristal fotovoltaik paneller	53
<b>Şekil 3.3.</b> STM32F407VG MCU Discovery dijital kontrolör	54
<b>Şekil 3.4.</b> Artıran DA-DA için dönüştürücü tasarımı	56
<b>Şekil 3.5.</b> Artıran DA-DA dönüştürücü	56
<b>Şekil 3.6.</b> Rezistif yük	57
<b>Şekil 3.7.</b> Tüm sistemi içeren devre modeli	58
<b>Şekil 4.1.</b> P&O ve INC tabanlı ve değişken adım büyüklüklü hibrit MPPT metodu için SIMULINK diyagramı	60
<b>Şekil 4.2.</b> P&O ve INC tabanlı ve değişken adım büyüklüklü hibrit MPPT metodu için MPP yakalama hızı testi ve maksimum güç noktasında salınım test SIMULINK diyagramı	60
<b>Şekil 4.3.</b> (a) Fotovoltaik panel SIMULINK diyagramı (b) Panel karakteristik ekranı (c) Artıran DA-DA dönüştürücüye ait benzetim modeli	62
<b>Şekil 4.4.</b> Geleneksel P&O algoritması ile önerilen algoritmanın MPP noktası yakalama hızı ve maksimum güç noktasında salınım bakımından karşılaştırılması	62
<b>Şekil 4.5.</b> Parlaklığın rampa sinyali şeklinde değişimi benzetimi	63
<b>Şekil 4.6.</b> Önerilen algoritma ile geleneksel algoritmanın rampa sinyali parlaklık modeli ile karşılaştırılması	64
<b>Şekil 4.7.</b> Parlaklıkta ani değişim meydana gelmesi benzetimi	65
<b>Şekil 4.8.</b> Önerilen algoritma ile geleneksel algoritmanın parlaklıkta ani değişim modeli ile karşılaştırılması	65
<b>Şekil 4.9.</b> Önerilen algoritmanın deneysel düzenekte güç kaynağı ile test edilmesi	67
<b>Şekil 4.10.</b> Önerilen algoritma ve akım modlu kontrol ile indüktör akımının ve referans akımın izlenmesi	68
<b>Şekil 4.11.</b> Önerilen algoritma ve akım modlu kontrol ile maksimum güç noktasının izlenmesi	69
<b>Şekil 4.12.</b> Önerilen algoritma ve akım modlu kontrol ile anahtarlama oranının izlenmesi	69
<b>Şekil 4.13.</b> Önerilen algoritma ve akım modlu kontrol ile giriş ve çıkış gerilimlerinin izlenmesi	70

## KISALTMALAR ve SİMGELER

Kısaltma/Simge	Tanım
MPPT	Maksimum Güç Noktası İzleme
P&O	Değiştir Ve Gözle
INC	Artan İletkenlik
YEK	Yenilenebilir Enerji Kaynağı
FV	Fotovoltaik
DA	Doğru Akım
MPP	Maksimum Güç Noktası
FF	Doldurma Faktörü
$I$	Çıkış Akımı
$I_0$	Diyot Saturasyon Akımı
$I_D$	Diyot Akımı
$V_{PV}$	Fotovoltaik Gerilimi
$I_{PV}$	Fotovoltaik Akımı
$V_D$	Diyot Gerilimi
$R_s$	Panel Seri İç Direnci
$R_p$	Panel Paralel İç Direnci
$q$	Elektron Yükü
$A$	İdealleştirme Katsayısı
$T$	Mutlak Sıcaklık
$k$	Boltzman Sabiti
$n_p$	Paralel Bağlı Hücre Sayısı
$n_s$	Seri Bağlı Hücre Sayısı
$I_{SC}$	Panel Kısa Devre Akımı
$V_{OC}$	Panel Açık Devre Gerilimi
$V_{bat}$	Akü Grubu Gerilimi
$T$	Anahtarlama Periyodu
$D$	Anahtarlama Oranı
$t_{on}$	Açık Anahtar Periyodu
$\gamma(t)$	Panele Etki Eden Çevresel Faktörler
$I_{MPP}$	Panel Maksimum Güçte Çalışma Akımı
$V_{MPP}$	Panel Maksimum Güçte Çalışma Gerilimi
$F_{buck}^*$	Fotovoltaik Sistem Akımının Anahtarlama Oranına Oranı
$\Delta V$	Gerilimin Türevi
$\Delta P$	Gücün Türevi
$\Delta I$	Akımın Türevi
$V_s$	Dönüştürücü Giriş Gerilimi
$I_s$	Dönüştürücü Giriş Akımı
$S$	Mosfet
$D$	Diyot
$L$	İndüktans
$C, C_c$	Kapasitans
$I_C$	Kapasitör Akımı

---

<b>Kısaltma/Simge</b>	<b>Tanım</b>
$v_L$	İndüktör Gerilimi
$I_L$	İndüktör Akımı
$R$	Rezistif Yük Direnci
$I_o$	Çıkış Akımı
$V_o$	Çıkış Gerilimi
$t_{off}$	Açık Anahtar Periyodu
$t_s$	Anahtarlama Periyodu
$f$	Anahtarlama Frekansı
$I_C$	Kapasitör Akımı

---



## 1. GİRİŞ

Sürekli gelişen teknoloji ile artan endüstrileşme, insan hayatının vazgeçilmez bir parçası olan ulaşım ve artan dünya nüfusu çağımızın en önemli tüketim malzemesi olan enerjiye olan ihtiyacı her geçen gün artırmaktadır. İhtiyaç duyulan bu enerji günümüzde yüksek oranda fosil yakıtlardan ve nükleer santrallerden elde edilmektedir. Fakat fosil yakıt kaynaklarının sınırlı olması ve çevreye yüksek karbon salınımına sebep olması, nükleer santrallerin ise olası kazalarda çok büyük tehlikeler arz etmesi gibi sebepler, enerji ihtiyacının ağırlıklı olarak yenilenebilir enerji kaynaklarından (YEK) karşılanmasını gerekliliğini ortaya çıkarmaktadır. İletim kayıplarının azaltılması amacıyla enerjinin üretildiği yerde kullanılması ve tüketebilirliği ortadan kaldırarak sürekli enerji sağlanması amacıyla yenilenebilir enerji kaynaklarına olan yatırımlar günden güne artmaktadır [1]. Rüzgâr, güneş, jeotermal, biokütle ve hidrojen gibi YEK'leri tüketebilirliği ortadan kaldırmasının yanı sıra temiz enerji olarak çevreye zararlı unsurlar barındırmamaktadır. Günümüz teknolojisiyle YEK'lerden elde edilen enerji, geleneksel kaynaklara göre çok daha yüksek maliyetli olmaktadır. Bu sorun araştırmacıları bu yönde çalışmaya teşvik etmektedir.

Güneş enerjisi, üzerinde en çok çalışılan ve geliştirilmeye oldukça açık bir YEK türüdür. Fotovoltaik sistemler (FV) aracılığıyla güneşten yansıyan ışınlar doğrudan Doğru Akım (D.A) elektrik enerjisine dönüştürülmektedir [2]. FV sistemler, güneş pillerinin bir araya gelmesiyle oluşan güneş panellerinin seri veya paralel bağlanmasıyla oluşmaktadır. Yarıiletken malzemelerden üretilmekte olan güneş pilleri yüksek maliyetli ve düşük verimliliktedirler. FV sistemlerin verimliliğini etkileyen üç temel etki bulunmaktadır. Bunlardan ilki FV panel verimliliğidir. Hali hazırdaki güneş pili üretim teknolojisi ile FV sistemler %7.6-28.8'lik verimlilikle enerji üretebilmektedir [3]. İkinci önemli etki ise D.A dönüştürücü verimliliğidir ve pazardaki dönüştürücüler %95-98 arası verimle çalışmaktadırlar [4]. Son ve en önemli etki ise Maksimum Güç Noktası İzleme (Maximum Power Point Tracking, MPPT) algoritması verimliliğidir. Yapılan çalışmalarla üretilen enerjinin %98'in üzerinde verimlilikle kullanılmasını sağlayabilmektedir [5]. FV sistemlerde panel verimliliği ve dönüştürücü verimliliği, teknolojiye ve ekipmana bağlı olduğundan geliştirilmesi ancak yüksek maliyet ve teknoloji üretimiyle mümkündür. MPPT algoritmaları ise yazılımsaldır ve geliştirilmeye açık düşük maliyetli yöntemlerdir [6]. Ayrıca, geliştirilen algoritmalar kurulu sistemlerin algoritmaları değiştirilerek sisteme adapte edilebilmektedir.

Fotovoltaik sistemlerin maksimum gücü ürettikleri akım-gerilim noktası tektir (unique). Bu nokta, panelin üzerine düşen güneş ışığının parlaklık değerine ve ortam sıcaklığına bağlı olarak değişmektedir. Sıcaklık ve parlaklık ise atmosferik koşullardan dolayı her an değişebilmektedir [7]. MPPT algoritması ile bu değişikliklere en kısa sürede uyum sağlanması ve panelin üretebildiği maksimum gücü sisteme aktarmak amaçlanmaktadır [7].

Geçmiş yıllarda çok sayıda ve farklı metotlarda MPPT algoritmaları geliştirilmiştir [8]. Değişir ve Gözle (P&O), Artan iletkenlik (INC), sabit gerilim metodu, sabit akım metodu ve bulanık mantık metodu başlıca MPPT yöntemleridir. Bu metotlar karmaşıklık, kolay uygulanabilirlik, düşük maliyet, hızlı tarama gibi birçok özellik bakımından birbirlerinden ayrılmakta ve ihtiyaca yönelik olarak geliştirilebilmektedirler [8].

Bu çalışmada P&O metodu tabanlı değişken adım büyüklüklü bir MPPT algoritması geliştirilmiş ve geleneksel yöntemlerde ortaya çıkan düşük maksimum güç noktasını yakalama hızı ve maksimum güç noktasında oluşan yüksek salınımlar gibi sorunlara çözüm olması amaçlanmıştır. Önerilen algoritmanın benzetimi MATLAB/SIMULINK programı kullanılarak yapılmış ve geleneksel P&O metodu ile karşılaştırılarak performansı değerlendirilmiştir. Algoritmanın deneysel olarak test edilebilmesi için fotovoltaik paneller, artıran DA-DA dönüştürücü ve dijital kontrolörden oluşan bir FV sistem kurulmuştur. Artıran DA-DA dönüştürücü bu tez çalışması kapsamında sisteme uygun olarak akım modlu tasarlanıp gerçekleştirilmiştir. Önerilen algoritma, dijital kontrolör olarak seçilen ARM tabanlı bir mikroişlemciye gömülmüş ve test edilmiştir. Benzetim ve deneysel çalışma sonuçları ile önerilen algoritmanın maksimum güç noktası takibini başarıyla yaptığı görülmüştür. Bu tezin bilimsel literatüre katkıları şu şekilde değerlendirilebilir; (i) maksimum güç noktasını hızlı yakalayan ve bu nokta etrafındaki salınımı oldukça düşüren değişken adımlı yeni bir MPPT algoritmasının önerilmesi, (ii) önerilen algoritmanın oluşturulan deney düzeneğinde akım modlu artıran DA-DA dönüştürücü ile denenmesi.

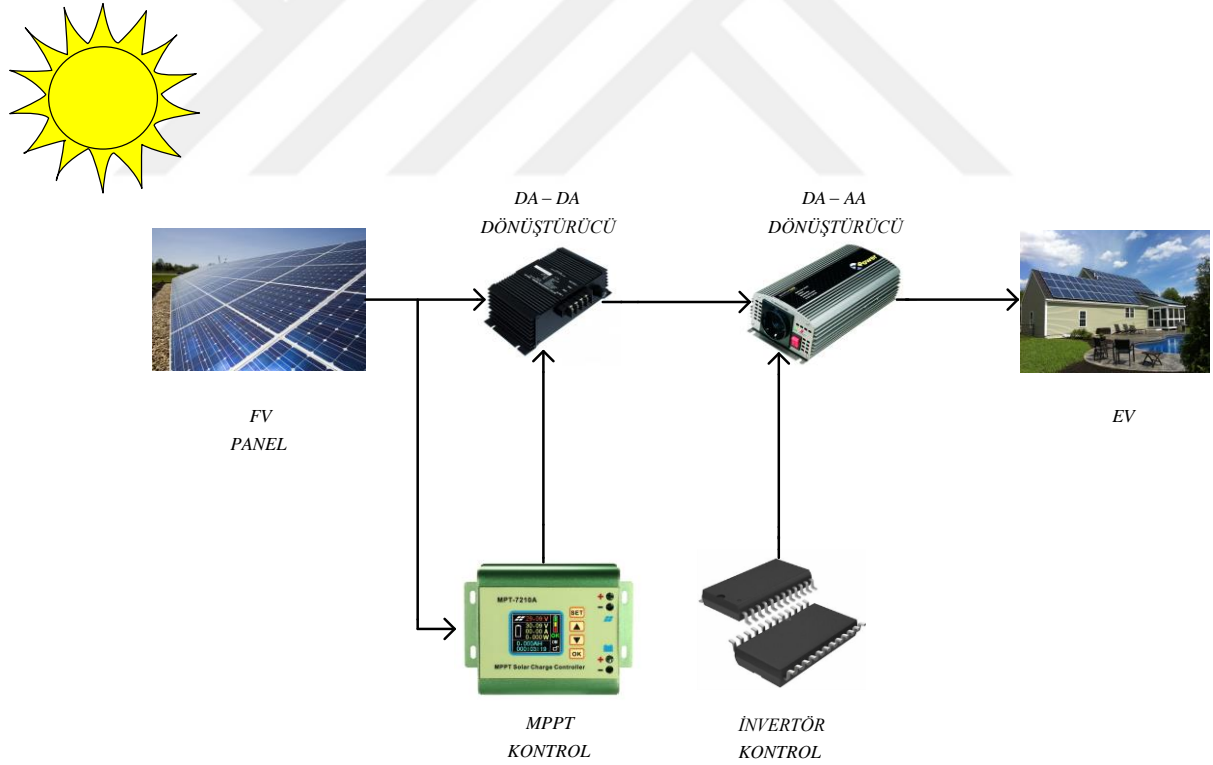
Bu tez çalışması şu şekilde düzenlenmiştir; kaynak araştırmaları 2. bölümde verilmiştir. Bu bölümde bugüne kadar geliştirilmiş olan MPPT algoritmaları incelenmiş ve önerilen MPPT algoritmasının avantajları ve dezavantajları tartışılmıştır. Ayrıca, DA-DA dönüştürücülerin teorik hesaplamaları ve kontrolüne ilişkin bilgiler de bu bölümde aktarılmıştır. 3. bölümde ise materyal ve yöntem kısmı verilmiştir. Bu bölümde kurulan deney düzeneği ve kullanılan donanımlarla ilgili detaylı bilgi verilmiştir. Aynı zamanda önerilen MPPT algoritması ayrıntılı olarak açıklanmış ve DA-DA dönüştürücü kontrolüne ilişkin bilgiler sunulmuştur. Son bölümde ise bulgular ve tartışma kısmı yer almaktadır. Bu bölümde elde edilen benzetim sonuçları ve deneysel sonuçlar verilmiştir. Son olarak 4. bölümde ve 5. bölümde bulgular ve sonuçlar değerlendirilmiş ve gelecekte yapılması planlanan çalışmalar hakkında bilgi verilmiştir.

## 2. KAYNAK ARAŞTIRMALARI

Bu bölümde yapılan çalışmaya yönelik kaynak araştırmaları gerçekleştirilmiş ve yapılan geçmiş çalışmalar incelenmiştir. Fotovoltaik sistemler, DA-DA dönüştürücüler hakkında detaylı bilgi verilmiştir. Ayrıca sık kullanılan MPPT metodlarının avantajları ve dezavantajları incelenerek yapılan çalışma ile önüne geçilmesi amaçlanan problemler açıklanmıştır.

### 2.1. Fotovoltaik Sistemler

FV sistemler güneşten aldığı ışığı doğrudan DA elektrik enerjisine dönüştürürler. Bu sistemler, güneş pillerinden meydana gelen bir veya daha fazla güneş panelinin seri veya paralel bağlanmasıyla oluşurlar. Temel yapıtaşları olan güneş pilleri ise yarıiletken malzemelerden üretilmektedir. Şekil 2.1'de genel bir fotovoltaik sistem diyagramı verilmiştir. Güneş panellerinden elde edilen DA elektrik enerjisi DA-DA dönüştürücü ile artırılarak ve düşürülerek DA olarak kullanılabilir gibi, DA-AA dönüştürücü ile alternatif akıma dönüştürülüp günlük kullanımda da değerlendirilebilmektedir.



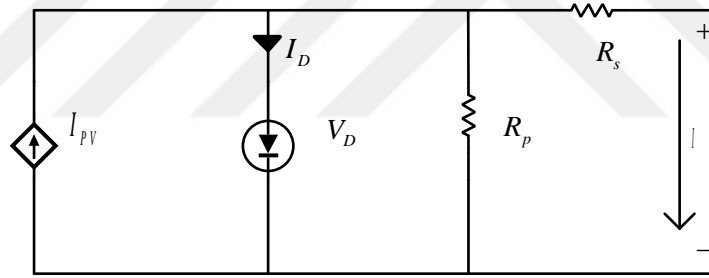
Şekil 2.1. Fotovoltaik Sistem Diyagramı



### 2.1.1. Güneş Pilleri ve Eşdeğer Devre Modeli

Güneş pilleri güneşten yansıyan ışığı elektrik enerjisine dönüştüren temel fotovoltaik elemandır. Genel olarak silikondan üretilen güneş pilleri, daha farklı yarıiletkenler ile de üretilebilmektedirler [9]. Bu piller yapı olarak p ve n eklemden oluşan diyotlara benzerler. Bu eklemler düşük miktarda saflaştırma atomuyla katkılanmış silikondan elde edilmektedir. 'n' katmanı fazladan bir değerlik elektrona sahiptir ve verici olarak adlandırılırken, 'p' katmanı bir eksik değerlik elektronuna sahip ve alıcı olarak adlandırılmaktadır. İki katman bir araya getirildiğinde ise yarı-iletken malzemeye ulaşan foton enerjisi ( $h\nu$ ), kullanılan malzemenin yasak bant enerjisinden ( $E_g$ ) büyükse ara yüzeye yakın olan bölgedeki 'n' katmana ait serbest elektronlar 'p' katmanına geçerler. Aynı şekilde 'p' katmanındaki serbest boşluklar da 'n' katmanına geçer. Bu hareket iki taraf arasında bir elektrik alan meydana getirir. Meydana gelen elektrik alan elektronları ve boşlukları ters yöne çeker. Bu oluşan akım tek yönlü olarak akar. İki tarafa da bağlanan metallere akımın akması sağlanır [10].

Güneş pili eşdeğer devre modeli Şekil 2.2'de gösterilmiştir. Devreye ait akım-gerilim karakteristiği aşağıdaki eşitliklerle ifade edilmektedir.



Şekil 2.2. Güneş pili eşdeğer devresi

$$I = I_{pV} - I_0 \left( e^{\frac{q(V_D - IR_s)}{AkT}} - 1 \right) - \frac{V - IR_s}{R_p}, \quad (1)$$

$$I_D = I_0 \left( e^{\frac{q(V - IR_s)}{AkT}} - 1 \right), \quad (2)$$

$$V_{pV} = V_D - R_s I. \quad (3)$$

Eşdeğer devrede Kirchoff akımlar kanunu uygulanırsa;

$$I_{PV} - I_D - \frac{V_D}{R_p} - I = 0, \quad (4)$$

eşitliği elde edilir.

Burada;

$I$  Çıkış akımı,

$I_0$  Diyot saturasyon akımı,

$I_D$  Diyot akımı,

$V_{PV}$  FV gerilimi,

$I_{PV}$  FV akımı,

$V_D$  Diyot gerilimi,

$R_s$  Panel seri iç direnci,

$R_p$  Panel paralel iç direnci,

$q$  Elektron yükü ( $1,6 \times 10^{-19} \text{ C}$ ),

$A$  İdealleştirme katsayısı,

$T$  Mutlak sıcaklık,

$k$  Boltzman Sabiti ( $8,65 \times 10^{-5} \text{ eV / K}$ ) değerlerini belirtmektedir.

İdeal bir sistemde  $R_s$  sıfır ve  $R_p$  sonsuz kabul edilir. Fakat ideal senaryoyu gerçekleştirmek teknolojik olarak mümkün değildir ve üreticiler her iki iç direncin de etkisini en aza indirecek çalışmalar gerçekleştirmektedir. Bazı çalışmalarda  $R_p$ 'nin etkisi hesaba katılmamıştır ve sonsuz kabul edilmektedir ve (1)'in son terimi ihmal edilmektedir [11].

FV sistemlerde birden fazla panel seri veya paralel bağlanarak istenilen güç değeri elde edilir. Tek bir hücre için verilen akım-gerilim karakteristiği üzerinden gidilirse, fotovoltaik sistemin genel akım-gerilim eşitliği (5)'deki gibi olur;

$$I \approx n_p I_{PV} - n_p I_0 \left( e^{\frac{V - IR_s}{AkTn_s}} - 1 \right). \quad (5)$$

(5)'te  $R_p$  ihmal edilmiştir ve  $n_p$  paralel panel sayısını  $n_s$  ise seri panel sayısını ifade etmektedir.

### 2.1.2. Açık Devre Gerilimi, Kısa Devre Akımı ve Maksimum Güç Noktası

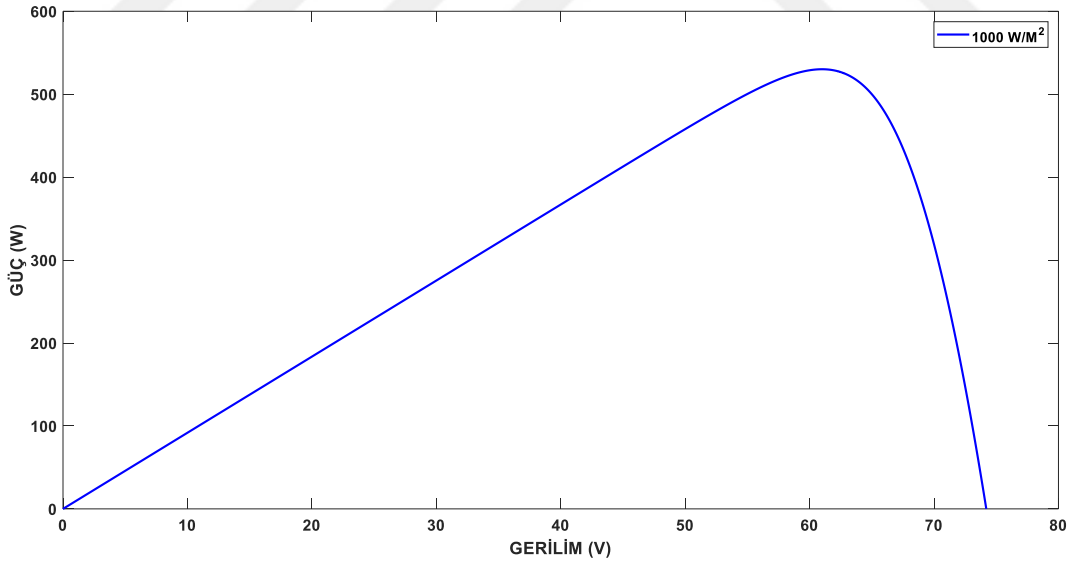
Akım gerilim karakteristiğinin çıkarılmasındaki temel noktalar açık devre gerilimi ve kısa devre akımıdır. Her iki noktada da üretilen güç sıfırdır. Açık devre gerilimi, akımın sıfır olduğu noktada, kısa devre akımı ise gerilimin sıfır olduğu noktada ölçülmektedir.  $R_p$  ihmal edilirse açık devre gerilimi (6)'daki ifade edilmektedir;

$$V_{oc} \approx \frac{AkT}{q} \ln\left(\frac{I_{PV}}{I_0} + 1\right). \quad (6)$$

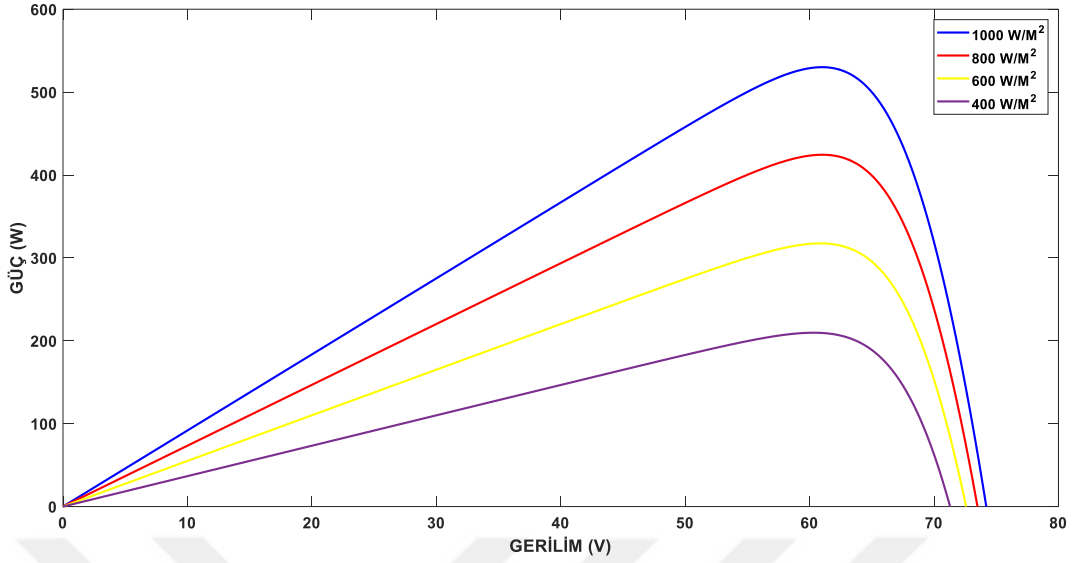
Yine aynı şekilde gerilimin sıfır olduğu noktada ise kısa devre akımı, FV tarafından üretilen giriş akımına eşit olmaktadır.

$$I_{SC} \approx I_{PV} \quad (7)$$

FV paneller maksimum gücü akım ve gerilim karakteristiğindeki  $IV$  çarpımının en yüksek olduğu noktada üretmektedirler. Şekil 2.3'te verilen karakteristik eğrisi ile maksimum güç noktasının tek bir akım ve gerilim noktasında gerçekleştiği görülmektedir.



Şekil 2.3. FV Güç-Gerilim Karakteristiği



**Şekil 2.4.** Farklı parlaklık değerlerine göre güç-gerilim karakteristiği

Şekil 2.4'te verilen farklı parlaklık değerlerinde oluşan güç-gerilim karakteristiğinden de tek bir gerilim noktasının maksimum gücü verebildiği görülmektedir. Maksimum Güç Noktası (MPP) olarak bilinen bu noktaya ulaşmak ve sistemin bu noktada çalışmasını sağlamak amacıyla araştırmalar yapılmakta ve algoritmalar geliştirilmektedir [12].

MPP atmosferik koşullara göre değişmektedir. Sıcaklık ve parlaklık MPP noktasını değiştiren başlıca etmenlerdir [13]. Şekil 2.4'te parlaklık değişiminin MPP noktasına etkisi gösterilmektedir.

### 2.1.3. Doldurma Faktörü

MPP'deki akım ve gerilim değerleri sırasıyla  $I_{MPP}$  ve  $V_{MPP}$  ile ifade edilmektedir.  $I_{MPP}$ ,  $V_{MPP}$ ,  $I_{SC}$  ve  $V_{OC}$  değerleri kullanılarak doldurma faktörü (FF) aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$FF = \frac{I_{MPP} V_{MPP}}{I_{SC} V_{OC}} . \quad (8)$$

Doldurma faktörü güneş pilinin gerçek maksimum güç değeri ile teorik maksimum gerilim ve akım değerlerinin oranıyla ifade edilmektedir [14]. Bu oran her zaman 1'den küçüktür çünkü

maksimum güç değerindeki akım ve gerilim hiçbir zaman kısa devre akımından ve açık devre gerilimden büyük olamaz. Doldurma faktörü güneş pilinin kalitesini belirlemede kullanılan bir ölçüttür [14].

## 2.2. Maksimum Güç Noktası İzleme (MPPT)

Güneş pilleri, katalog etiketi üzerinde bir maksimum çıkış değerine sahip olsa da kontrolsüz çalışma esnasında bu noktayı yakalayamaz ve daha az güç üreterek çalışırlar. Bunun sebebi ise daha önce açıklandığı gibi, güneş pillerinin atmosferik koşullardan etkilenmeleri, dolayısıyla maksimum güç noktasının sürekli olarak değişmesidir. MPP'yi her koşulda yakalayabilmek ancak MPPT için yazılan kontrol algoritmaları ile mümkün olmaktadır.

### 2.2.1. MPPT Algoritmaları

MPPT metotları, çıkıştaki gerilimi veya akımı, maksimum gücü her koşul altında elde edebilmek için en doğru değerde tutmak üzere geliştirilir. Eğer sistemin çıkış gücünü, sistemdeki değişkenlerin bir fonksiyonu olarak yazarsak;

$$P_{PV}(t) = f(V_{PV}(t), I_{PV}(t), \gamma(t)), \quad (10)$$

şeklinde ifade edebiliriz [8]. Burada  $\gamma(t)$  akım ve gerilim dışında olan sıcaklık, panel kirliliği veya parlaklık gibi değişkenlerdir.

MPPT yoğun olarak fotovoltaik panel çıkışında bulunan güç dönüştürücüsü kontrol etmek için kullanılmaktadır. Kontrol metoduna göre akımı, gerilimi veya çevrim oranını (Duty cycle) referans alabilmektedir.

Maksimum güç noktasını elde etmeye yönelik çok sayıda çalışma yapılmış ve algoritma geliştirilmiştir. Bu algoritmalar ihtiyaca yönelik olarak farklı yöntemlerle ve farklı özelliklerde geliştirilmiştir. Kullanılan sensör, karmaşıklık, kolay uygulanabilirlik, dayanıklılık, maliyet gibi yapısal birçok açıdan birbirinden ayrılan bu yöntemler amaç olarak ise güç noktasını hızlı yakalama, parlaklık veya sıcaklık değişimine hızlı yanıt verme veya MPP'de meydana gelen salınımı önleme gibi özelliklerle birbirlerinden ayrılmaktadırlar [15].

Geliştirilen MPPT metotları, Mayıs 2010'da kabul edilen European Standart EN 50530'a göre test edilebilmektedirler. Bu standart ile geliştirilen algoritmaların hangi şartlar altında nasıl test edileceği düzenlenmiş ve farklı algoritmaların aynı koşullarda test edilerek karşılaştırılması sağlanmıştır [16].

### 2.2.2. MPPT Algoritması Seçim Ölçütleri

Bugüne kadar geliştirilen çok sayıda MPPT metodunun içinden amaca en uygun olanını seçmek için belirli ölçütler mevcuttur. Bu ölçütlerden ilki kolay uygulanabilirliktir. Bazı metotlar uygulama açısından kolaylık sağlamaktadır. Bu metotlar fiziki müdahale gerektirmemekte ve kalibrasyona ihtiyaç duymamaktadırlar. Fakat uygulanması zor olan metotlarda, değişen koşullara göre kalibrasyon gerekebilmektedir[8].

İkinci ölçüt ise kullanılması gereken sensör sayısıdır. Sensör sayısı arttıkça matematiksel işlemler karmaşık bir hal alacak ve daha güçlü bir kontrolöre ihtiyaç duyulacaktır. Sıradan bir MPPT metodunda temel olarak dört sensöre ihtiyaç duyulmaktadır. Çıkış gerilimi ve akımı için iki sensör ve parlaklık ve sıcaklığı ölçmek için iki sensör olmak üzere dört adet sensör, sıradan yöntemlerde yeterli olmaktadır. Fakat geliştirilmiş bazı metotlar, çıkıştaki gücü her koşul altında yakalayabilmek için daha çok sensöre ihtiyaç duyabilmektedir [8].

Bir başka ölçüt ise verimliliğidir. Metodun verimliliği, maksimum güç noktasına en kısa sürede, en yüksek doğrulukta ulaşmasıyla ilişkilidir. Ayrıca maksimum güç noktasına ulaştıktan sonra kalıcı hale geldiğinde oluşan salınımlar da verimliliği olumsuz yönde etkilemektedir.

Bir diğer ölçüt olan maliyet ölçütü ise kullanılan kontrolör tipi ve sensör sayısına göre değişmektedir. Daha doğru sonuçlar elde etmek için kullanılan fazla sensörler sadece sensör maliyetini artırmakla kalmaz matematiksel işlemleri karmaşık hale getireceğinden daha güçlü kontrolör ihtiyacı duyarak kontrolör maliyetini de artırır [8].

Son olarak uygulama alanları da bir başka ölçüt olarak değerlendirilebilir. Doğrudan şebekeye bağlanma veya güç dönüştürücüsü kontrolünde kullanılan MPPT teknikleriyle, batarya paketi içeren fotovoltaik sistemlerde kullanılan MPPT teknikleri farklılık gösterebilmektedir [17].

### 2.2.3. MPPT Metotları

Literatürde geliştirilen metotların her birinin ayrı ayrı avantaj ve dezavantajları vardır. Dolayısıyla bu metotları belli sınıflara ayırmak, algoritma geliştirmek isteyen araştırmacılar için metot seçimini kolaylaştıracaktır. MPPT metotları Nabil Karami ve arkadaşlarının farklı MPPT tekniklerinin sınıflandırılması ve derlemesi adlı çalışmasında 5 farklı sınıfta incelenmiştir. Bu sınıflar ve içerdikleri yöntemler Tablo 2.1'de verilmiştir [8].

**Tablo 2.1.** MPPT yöntemlerinin sınıflandırılması [8]

<b>Takip Tekniği</b>	<b>MPPT Metodu</b>
Sabit Parametrelerle MPPT Teknikleri	Sabit gerilim metodu
	Açık devre gerilimi metodu
	Kısa devre akımı metodu
	Sıcaklık Eğimi (TG) metodu
	Açık devre gerilimli kılavuz FV hücre
	Parametrik Sıcaklık (TP) Metodu
	Geribeslemeli akım veya gerilim metodu
	P-N jonksiyonu voltaj düşümü takip metodu
Ölçme Karşılaştırmalı MPPT Teknikleri	Arama tablosu metodu
	Yük akımı veya yük gerilimi
	Lineer akım kontrolü metodu
Deneme ve Yanılma Yöntemli MPPT Teknikleri	Sadece akım fotovoltaik metodu
	FV çıkışı ölçümsüz kontrol metodu
	Değiştir ve Gözle (P&O) metodu
	Sabit değiştirme adımlı gelişmiş P&O
	Adaptif değiştirmeli geleneksel P&O
	Adaptif değiştirmeli geliştirilmiş P&O
	Üç-nokta ağırlık karşılaştırma metodu
	On-Line MPP arama metodu
	DC-Link kapasitör eğimi metodu
	Dizi yeniden yapılandırma metodu
	Değişken indüktörlü MPPT
Matematiksel Hesaplamalı MPPT Teknikleri	Durum bazlı MPPT metodu
	Doğrusal yönlendirilmiş koordinatlar
	Eğri uydurma metodu
	Fark metodu
	Kayan kipli kontrol
	Akım taramalı kontrol
	dP/dV ya da dP/dI geribeslemeli kontrol
	Artan iletkenlik metodu
	Değişken adımlı artan iletkenlik metodu
	Değişken adımlı artan direnç metodu
	Parazitik kapasitans metodu
	$\beta$ Metodu
	$I_{MPP}$ ve $V_{MPP}$ hesaplama metodu
	Modülasyon Yöntemleri
Dalgalanma korelasyon kontrolü	
Yapay Zekâya Dayalı MPPT Teknikleri	Bulanık mantık kontrolü
	Yapay sinir ağları
	Biyolojik sürü takip algoritması

Tablo 2.1’de verilen MPPT metodlarından literatürde en çok kullanılanları ile ilgili bilgiler, avantajlar ve dezavantajlar alt başlıklarda verilmiştir.

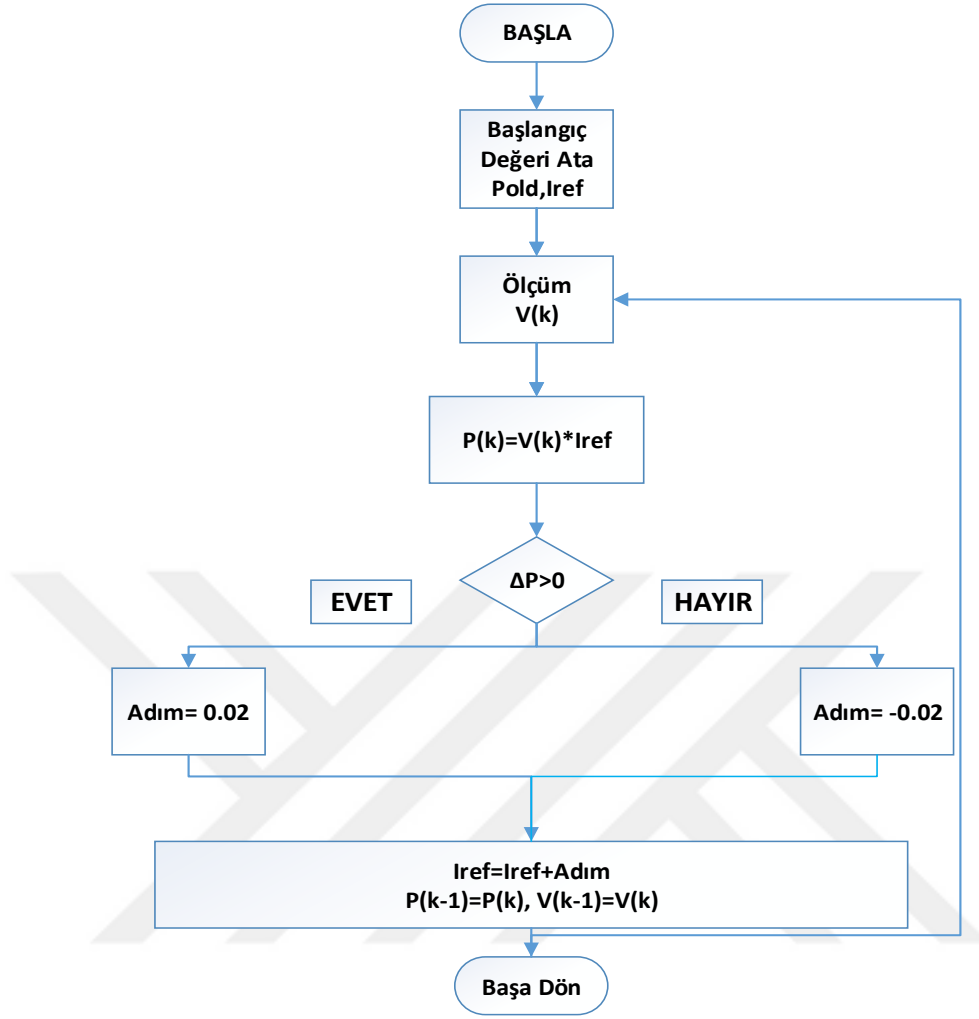
### 2.2.3.1. P&O Metodu

Değiştir ve gözle metodu sistemin çıkış gücünü takip ederek meydana gelen değişikliklere göre MPPT’nin referans akım, referans gerilim veya darbe genişlik oranını ayarlar [18]. Elde edilen referans değerleri ile güç dönüştürücüsünün kontrolü sağlanır. Çıkıştaki güç sürekli gözlenerek değişimlere göre dönüştürücünün darbe genişlik oranı ayarlanır ve dönüştürücünün çıkışının panelden gelen enerjiyi en az kayıpla iletmesi amaçlanır.

Bu yöntem kolay uygulanabilir olması nedeniyle en çok tercih edilen yöntemlerden birisidir. P&O algoritmasının fotovoltaik panelin karakteristik bilgilerine ihtiyacı yoktur. Fakat parçalı gölgelenme durumunda global maksimum güç noktasını yakalamakta başarılı olamaması ve ani değişen koşullarda MPP noktasını yanlış yerde araması gibi dezavantajları vardır [19]. Ayrıca kalıcı durumda meydana gelen çıkış gücündeki salınım da bu yöntemin dezavantajlarından [15]. Bu dezavantajları aşmak için hibrit veya geliştirilmiş P&O metotları, üzerinde çalışılmaya devam edilen önemli konulardandır. Şekil 2.5’te sabit adım büyüklüklü P&O algoritması verilmiştir.

Güç takibi esnasında eğer güçte bir artış meydana gelirse referans değiştirme adımı yukarı yönlü hareket edecektir. Ters bir durumda güçte bir azalma varsa bu defa aşağı yönlü bir hareket olacaktır. Sistem kalıcı hale geçip güçte belirgin şekilde (eşik değerinden fazla) azalma veya artma olmazsa, çıkış gücü maksimum güç noktasında salınım yapmaya başlayacaktır. Bu salınım referans değiştirme adımı ile ilişkilidir [20].





Şekil 2.5. P&O algoritması için akış diyagramı

### 2.2.3.2. Sadece Fotovoltaik Akımı Metodu

Bu yöntemde çıkışta en yüksek gücü elde etmek için sadece çıkış akımı kullanılmaktadır [21]. Sistem DA-DA dönüştürücü aracılığıyla akü grubuna bağlı olarak düşünülürse, çıkış gerilimi PWM'in çalışma oranına bağlı olmaksızın akü grubu gerilimine,  $V_{bat}$ , eşit olacaktır. Azaltan dönüştürücü için akü grubu gerilimi;

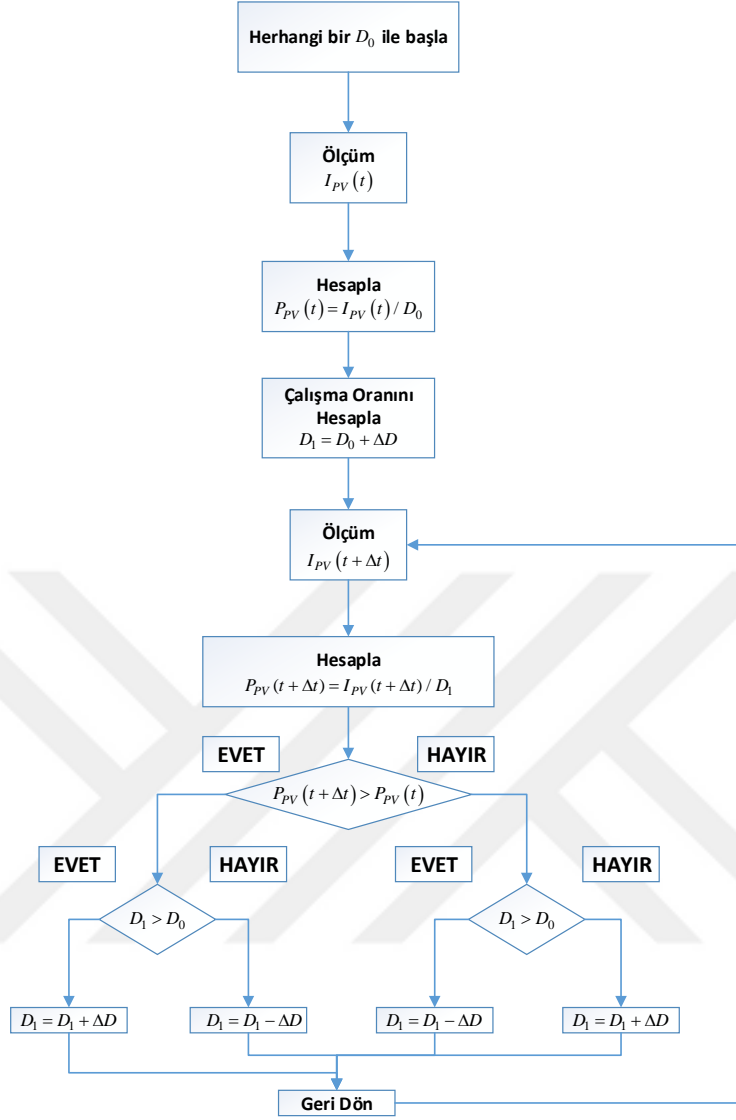
$$V_{bat} = \frac{t_{on}}{T} V_{PV} = DV_{PV} \quad (11)$$

şeklindedir. Burada T anahtarlama periyodu,  $t_{on}$  ise anahtarın iletimde olduğu süre ve D ise çalışma oranıdır. Dönüştürücülerin güç denklemlerinden devam edilerek:

$$P_{in} = V_{PV} I_{PV} , \quad (12)$$

$$P_{in} = V_{bat} \frac{I_{PV}}{D} = V_{bat} P_{buck}^* , \quad (13)$$

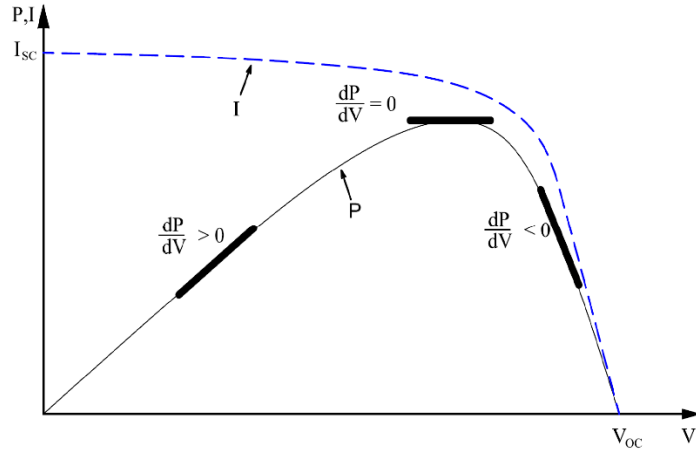
eşitlikleri elde edilir. Burada  $P_{buck}^*$  FV sistem akımının, anahtarlama sinyali çalışma oranına oranı olarak tanımlanmaktadır. Sabit akü grubu gerilimi altında,  $P_{buck}^* - D$  ile  $P_{in} - D$  karakteristik eğrilerinin, aynı anahtarlama sinyali çalışma oranı değerinde aynı tepe noktalarına sahip oldukları görülebilmektedir. Bu metoda ait akış diyagramı Şekil 2.6'da verilmiştir. Bu algoritma başlangıç değerli bir çalışma oranı ile başlamaktadır. İlk olarak fotovoltaiik akımı ölçülmekte ve  $P_{buck}^*$  hesaplanmaktadır. Ardından, çalışma oranı  $\Delta D_1$  kadar artırılmaktadır. Daha sonra fotovoltaiik akımı  $I_{PV}(t + \Delta t)$  ölçülerek,  $P_{buck}^*(t + \Delta t)$  hesaplanmaktadır. Kontrolör,  $P_{buck}^*$  için önceki ve şimdiki bilgileri aldıktan sonra çalışma oranının artırılacağına ve azaltılacağına karar vermektedir. Bu döngü maksimum güç noktası yakalanana kadar devam etmektedir.



**Şekil 2.6.** Sadece fotovoltaik akım metodu akış diyagramı

### 2.2.3.3. Artan İletkenlik Metodu

Artan iletkenlik metodunda referansın değişimini belirlemek için sistem çıkışındaki gücün değişimi ile akım veya geriliminin değişim oranları dikkate alınmaktadır. P-V veya P-I grafiğinin eğimi sadece maksimum güç noktasına erişildiğinde sıfır olmaktadır. P-V grafiğinde maksimum güç noktasının solundayken eğim pozitif sağındayken ise negatiftir. P-I grafiği için ise tam tersi geçerlidir [22]. Şekil 2.7'de artan iletkenlik metoduna ait çalışma eğrisi verilmiştir [20].



**Şekil 2.7.** Artan iletkenlik metodu için çalışma eğrisi

$$\begin{array}{ll}
 \Delta P / \Delta V = 0 & \text{MPP noktası} \\
 \Delta P / \Delta V > 0 & \text{Sol taraf} \\
 \Delta P / \Delta V < 0 & \text{Sağ taraf}
 \end{array} \quad (14)$$

Güçteki artış ile gerilim veya akımdaki artışın ardışık iki değerinin karşılaştırılmasıyla referans gerilimin artışına veya azaltılmasına karar verilmektedir.

Artan iletkenlik metodu da P&O metodunda olduğu gibi hızlı değişen atmosferik koşullara cevap vermekte yetersiz kalmaktadır. Parçalı gölgelenme durumunda oluşacak farklı MPP noktalarından en büyük olanına değil, en yakın olanına giderek güç kaybına sebep olmaktadır. Ayrıca MPP noktasına ulaşma hızı her iki metot için de referans akım veya gerilimin artış miktarı olan adım büyüklüğüne bağlıdır. Daha büyük adım seçerek hızlı MPP yakalama sağlanabilse de bu durumda maksimum güç noktasında büyük salınımlar oluşacaktır [15]. Yine aynı şekilde salınımı azaltmak için daha küçük adımlar kullanıldığı takdirde de MPP noktasını yakalamak uzun sürecektir. Geleneksel artan iletkenlik ve P&O metotlarının kullanımında adım büyüklüğü seçimi algoritmayı geliştirenin ihtiyacına yönelik seçilmektedir. Ayrıca gelişmiş artan iletkenlik ve P&O metotlarıyla da bu sorunlara çözüm aranmaktadır.

Geçmiş yıllarda bu sorunlara çözüm getirmeye yönelik çalışmalar yapılmıştır. [23]'de yapılan çalışma ile referans değişiminde kullanılan sabit adım büyüklüğü yerine değişken adım büyüklüğü kullanarak hızlı MPP yakalama ve MPP noktasında salınım olması sorunlarına çözüm getirme amaçlanmıştır. Adım büyüklüğü, güçteki değişime göre belirlenmektedir ve sistem tırmanma durumundaysa büyük adımlar kullanılırken, kalıcı hale yaklaştıkça adımlar küçülmekte ve kalıcı hal

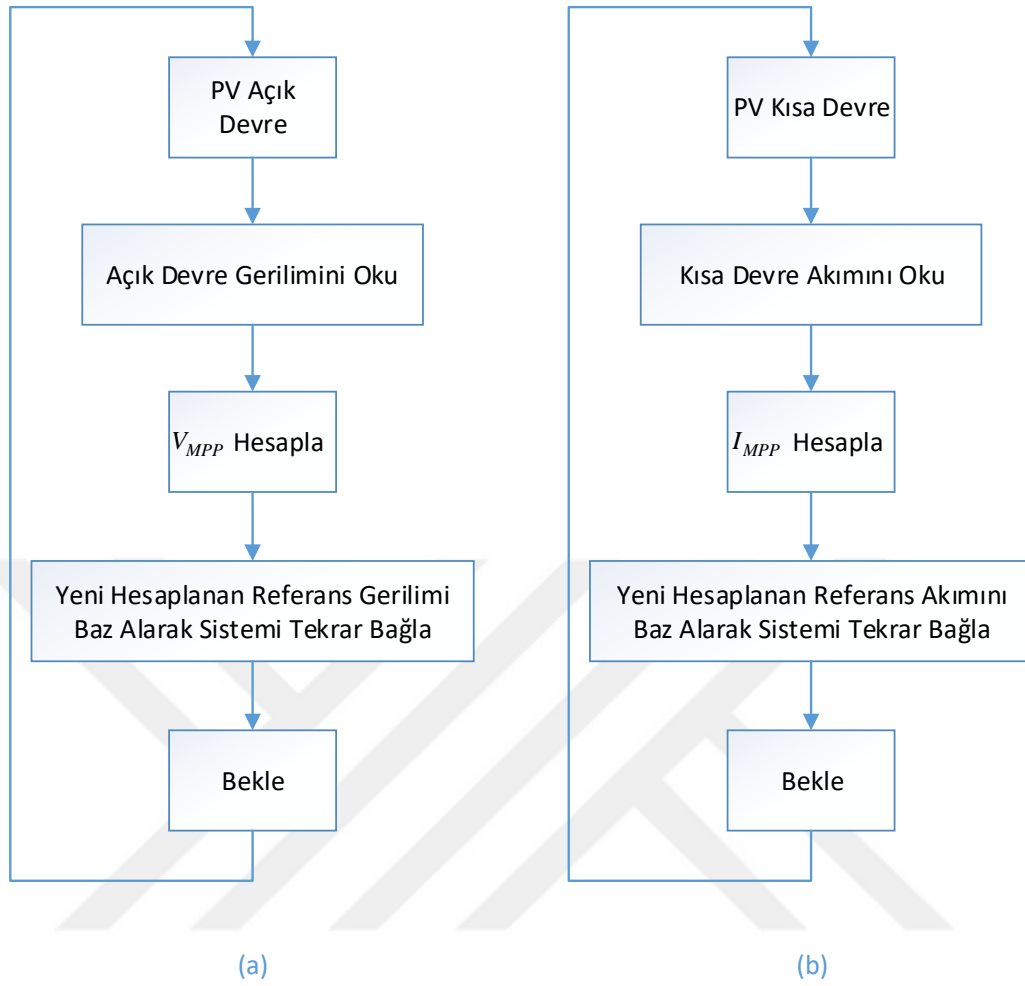
noktasında salınımı en aza indirmek için çok küçük adımlar kullanılmaktadır. Benzer bir yaklaşım [5]'te verilen çalışmada da mevcuttur. Bu çalışmada da değişim adımlarının büyüklüğü maksimum güç noktasına yakınlığa göre belirlenmektedir fakat algoritmanın çalışabilmesi için panel verilerine ihtiyaç vardır ve her panel için ayrı yapılandırma gerekmektedir. Ayrıca bu çalışmalar sadece MPP yakalama hızını ve MPP noktasındaki salınımı azaltmaya yönelik olarak yapılmıştır. Değişen parlaklık koşulları için başarısız algoritmalarıdır.

#### 2.2.3.4. Açık Devre Gerilimi Metodu

Açık-Devre gerilimi metodu maksimum güçte oluşan gerilim değerinin teorik olarak panel açık devre gerilimine oranının sabit olması prensibine dayanan basit bir MPPT metodudur [8].  $V_{MPP} / V_{OC}$  oranı güneş pilinin parametrelerine göre değişkenlik gösterebilir de, genel olarak üretilen pillerde 0.76 oranı kullanılmaktadır ( $\pm\%2$ ) [24]. Üretim şekli, sıcaklık ve parlaklık gibi etmenler bu %2'lik toleransa sebep olmaktadır. Şekil 2.8 (a)'da açık devre gerilimi metoduna ait akış diyagramı verilmiştir.

Bu metodun gerçekleştirirken panelin ürettiği akım anlık olarak sıfıra çekilir ve açık devre gerilimi ölçülür. Bu değer %76'sı hesaplanarak referans olarak alınır ve kontrol gerçekleştirilir. Sisteme bağlı panellerde anlık olarak bile olsa kısa devre yapmak zararlı olabileceğinden, alternatif olarak boşta bir panel açık devre gerilimi ölçümü için kullanılmaktadır.

Bu metodun düşük maliyeti ve basit yapısıyla oldukça avantajlıdır. Dijital kontrolöre ihtiyaç duymamaktadır. Fakat bu metodun teorik altyapıya dayandığı için maksimum gücü verebilme özelliği oldukça düşüktür. P-V eğrisi üzerinden sürekli doğru referans noktasını aramak yerine zaten bilinen bir formülasyon üzerinden referans belirlemesi her zaman güvenilir değildir [8]. Açık devre gerilimi testi yapılırken boşa giden enerji veya bunu ortadan kaldırmak amacıyla kullanılan fazladan FV panelin maliyeti de diğer dezavantajlar arasında sayılabilmektedir.



**Şekil 2.8.** (a) Açık devre gerilimi metodu akış diyagramı, (b) Kısa devre akımı metodu akış diyagramı

### 2.2.3.5. Kısa Devre Akımı Metodu

Açık-devre gerilimi metodunda olduğu gibi kısa-devre akımı metodu da teorik ilişkiye dayanmaktadır. Maksimum güç noktasında oluşan akım değerinin panelin kısa devre akım değerine oranı neredeyse sabittir. Şekil 2.8(b)'de kısa devre akımı metoduna ait akış diyagramı verilmiştir.

$$I_{MPP}(S) = kI_{SC}(S) \quad k = \text{proportional constant} \quad (15)$$

Eşitlik 15'te görüleceği gibi  $I_{MPP}$  akımı anlık olarak ölçülen kısa devre akımıyla tespit edilebilmekte ve  $I_{ref} = I_{MPP}$  eşitliği sağlanarak akım modlu güç dönüştürücüsü MPPT kontrolörü tarafından kontrol edilebilmektedir. 'k' sabiti sıcaklık değişiminden etkilenmemektedir. [25]'te gerçekleştirilen çalışmada 'k' sabitinin polikristal panellerde yaklaşık 0.85 olduğu belirtilmiştir.

Bu metot hızlı, basit yapılı ve kolay uygulanabilirliği ile avantajlı bir metottur. Fakat kısa devre testi gerekliliğinden dolayı enerji kayıpları meydana gelmektedir. Ayrıca 'k' sabiti sıcaklık ve parlaklığa bağlı olmasa da panel yüzeyinde oluşan kirlilik ve panelde zamanla oluşan yıpranma bu sabitin değerinin değişmesine neden olmaktadır. Bu dezavantajlarından dolayı çok fazla tercih edilen bir MPPT tekniği değildir.

### 2.2.3.6. Sıcaklık Eğimi Metodu

Fotovoltaik panelin açık devre gerilim değeri ile ortam sıcaklığı arasında doğrudan bir ilişki vardır [26]. Bu ilişki şu şekilde ifade edilmektedir;

$$V_{OC} \cong V_{OC_{STC}} + (T - T_{STC}) \frac{dV_{OC}}{dT} . \quad (16)$$

Burada  $V_{OC_{STC}}$  normal koşullar altında açık devre gerilimini,  $T_{STC}$  normal koşullardaki sıcaklığı,  $T$  ortam sıcaklığı ve  $dV_{OC} / dT$  ise sıcaklık gerilim eğrisini ifade etmektedir. Buradan hareketle değişen ortam sıcaklığı ölçülerek açık devre gerilimi  $V_{OC}$  hesaplanır ve açık devre gerilimi metoduna benzer şekilde MPP takibi yapılır.

### 2.2.3.7. Parametrik Sıcaklık Metodu

Sıcaklık eğimi metodu ile ilgili Park M. ve arkadaşlarının çalışmasında parametrik sıcaklık metoduna da değinilmiştir. Bu çalışmalarında optimal gerilim  $V_{MPP}$ 'yi deneysel testler ve eşitliklerle modellemişlerdir.

$$V_{MPP} = (u + Sv) - T(w + Sy). \quad (17)$$

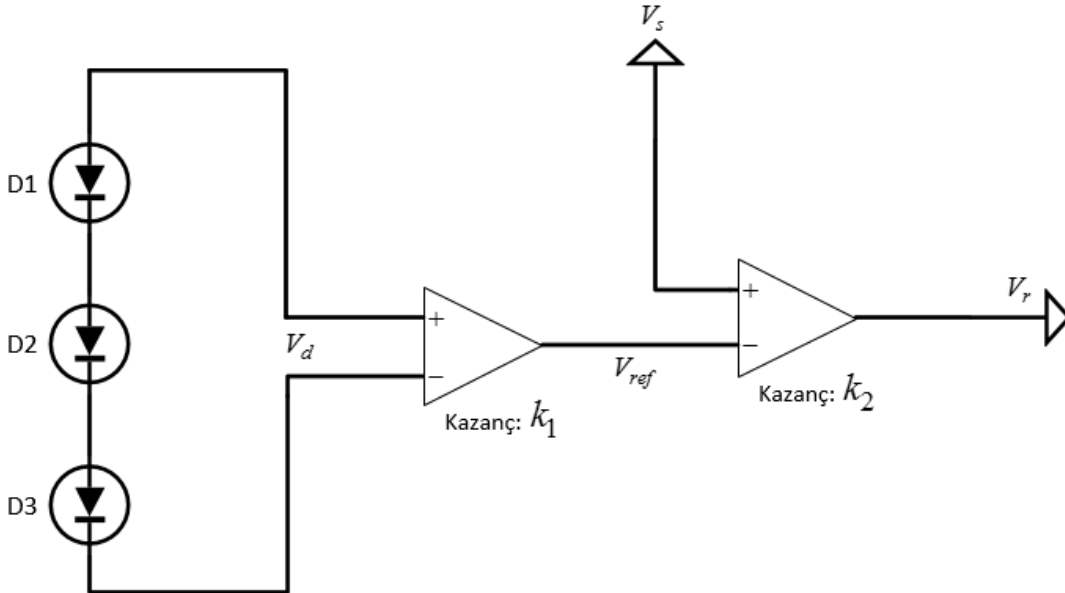
Burada, S ışık parlaklığını temsil etmektedir. u, v, w ve y ise farklı parlaklık değerlerindeki fotovoltaik parametreleridir. Bu yöntemin uygulanabilmesi için parlaklık ve sıcaklığın ölçülmesi gerekmektedir [26].

### 2.2.3.8. P-N Jonksiyonu Voltaj Düşümü Takibi Metodu

Güneş pillerinin sıcaklık karakteristikleri diyotların p-n birleşimlerinin sıcaklık karakteristiklerinin aynısıdır. FV panellerde diyotlar panelin arka tarafına monte edilirler ve böylelikle yüzeyde meydana gelen sıcaklık değişiklikleri diyot üzerinde bir gerilim düşümüne sebep olur. Bu gerilim düşümü MPPT için referans gerilim olarak kullanılmaktadır [27]. Referans gerilim  $V_r$  Şekil 2.9'daki gibi modellenmektedir.

$$V_r = k_2 (V_s - V_{ref}) = k_2 (V_s - k_1 V_d) \quad (18)$$

Burada,  $V_s$  panel çıkış gerilimi,  $V_{ref}$  ise p-n birleşiminin ileri yönlü gerilim düşümü  $V_d$ 'nin yükseltilmesiyle elde edilen referans gerilimidir.  $k_1$  ve  $k_2$  işlemsel yükselteçlerin kazançlarıdır. Bu yöntemde sadece sıcaklık kullanılırken parlaklık ihmal edilmektedir.



Şekil 2.9. P-N Birleşimi Gerilim Düşümü Metodu Devresi



### 2.2.3.9. Parazit Kapasitans Metodu

Parazit kapasitans (PC) metodu yapı olarak artan iletkenlik metoduna benzemektedir. Artan iletkenlik metodundan farklı olarak gerilim hesabına fotovoltaik panelin parazitik kapasitansının etkisi de dâhil edilmektedir. Karmaşık devre yapısı ve matematiksel işlemlerinin uzun olmasından dolayı güçlü bir dijital kontrolör gerektirmesi nedeniyle çok fazla tercih edilen bir yöntem değildir [8].

### 2.2.3.10. Bulanık Mantık ve Yapay Zekâ Metotları

Yapay zekâda gelişen teknoloji ile son dönemlerde kullanılmaya başlanılan yöntemlerdir. Ani değişen atmosferik koşullara ve parçalı gölgelenmelere karşı oldukça güçlü bir teknik olsa da, başarısı hata katsayılarının en doğru şekillerde belirlenmesine bağlıdır. Parazitik kapasitans metodu gibi karmaşık matematiksel işlemlere gerek duymazlar [20].

## 2.3. MPPT Yöntemlerinin Kıyaslanması ve Önerilen Çalışma

FV sistemlerden elde edilebilecek maksimum gücü elde etmek için geliştirilen maksimum güç noktası izleme algoritmalarının farklı sınıflandırmalar ve kullanım yerlerine göre çok sayıda türü vardır. Kullanılan sensör sayısı, maliyeti, verimliliği gibi birçok etmen de yöntem seçiminde belirleyici olmaktadır [8].

Tablo 2.2'de MPPT metotlarının karşılaştırılması verilmiştir. Bazı yöntemlerin daha az sensöre dolayısıyla da daha az bilgiye gerek duyduğu, bazılarının MPP noktasını yakalamakta diğerlerinden daha üstün olduğu, diğer bazı yöntemlerin ise kolay uygulanabilir ve düşük maliyetli oldukları görülmektedir. Panellerin karakteristiğine ihtiyaç duymayan, diğerlerine nazaran daha az sensör içeren ve karmaşık matematiksel işlemler barındırmayan iki yöntem mevcuttur. Bunlar P&O ve artan iletkenlik yöntemleridir.

P&O metodu kolay uygulanabilirliği ve geliştirilmeye açık olan yapısıyla en çok kullanılan yöntemlerden birisidir [28]. P&O metodunda panel çıkış gücü sürekli karşılaştırılarak referans akım veya gerilimin belirlendiği daha önceki bölümlerde belirtilmiştir. P&O metodunu kendi içerisinde ayıran ise referans değişimini belirleyen adım büyüklüğüdür.

Geleneksel P&O metodunda adım büyüklüğü sabittir ve referansı artırma ve azaltma durumlarına göre pozitif ya da negatif olması belirlenir. Bu yöntemde MPP noktasını yakalama hızına müdahale ya da maksimum güç noktasında salınımı küçültme işlemlerinin aynı anda yapılması mümkün değildir. MPP noktasını yakalamak için daha büyük adım seçilmelidir. Fakat seçtiğimiz adım büyüklüğü sabit kalacağından dolayı bu durum maksimum güç noktasında daha büyük salınımlara sebep olacaktır.

Tersi durumda ise daha küçük adımla salınımı azaltabilirken bu kez de MPP noktasını yakalamak daha uzun sürecektir.

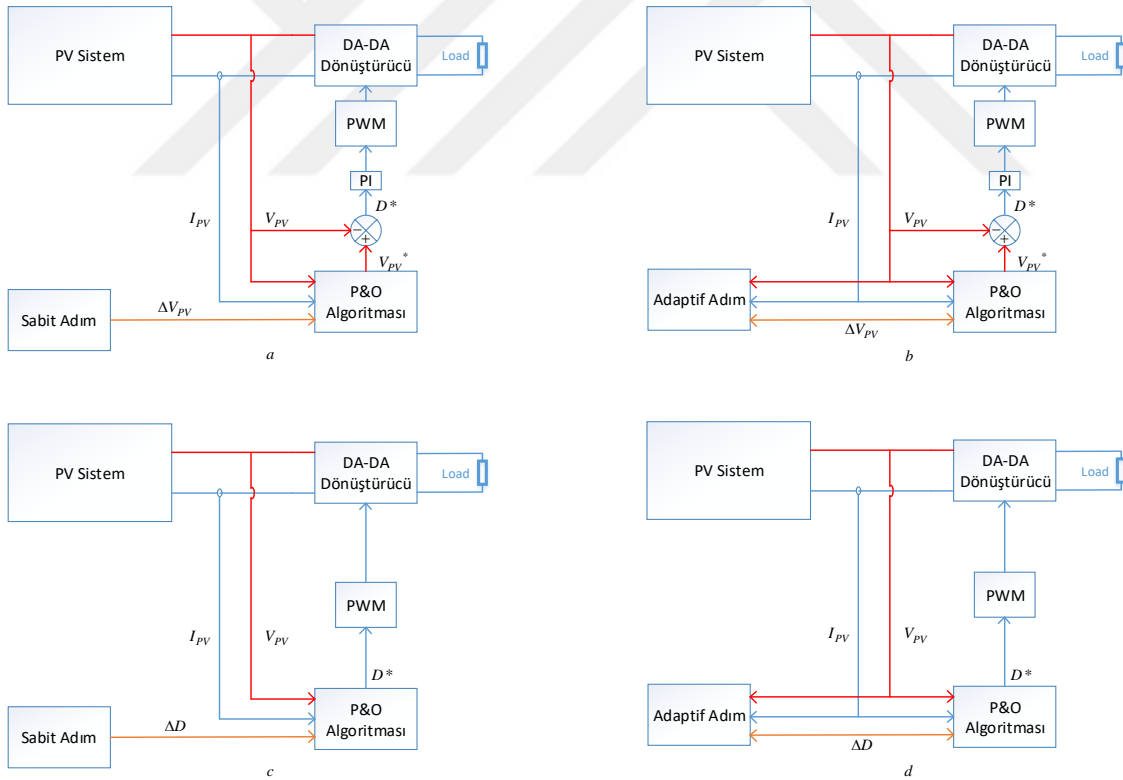
Geliştirilen metotlardan Şekil 2.10(a) ve (c)'de verilen sabit adım büyüklüklü gelişmiş P&O metodunda, referans olarak panel çıkış gerilimi veya akımı yerine dönüştürücünün çalışma oranı kullanılmaktadır [8]. Bu yöntemin en önemli katkısı ise MPPT algoritması ile dönüştürücü arasında kullanılan ve çalışma oranını belirleyen kontrolöre gerek duymadan doğrudan dönüştürücüye bağlanabilmesidir. Adım büyüklüğünün sabit olması ve tasarımcıya göre değişmesi göz önüne alındığında geleneksel P&O metodundaki MPP noktası yakalama hızı ve maksimum güç noktasında meydana gelen salınım problemi bu metotta da ortaya çıkmaktadır.

**Tablo 2.2.** MPPT Yöntemlerinin Kıyaslanması [8]

MPPT Metodu	A/D	Sensör	Hız	Güvenilirlik	Bakım
Sabit gerilim metodu	A	V	Hızlı	Düşük	Evet
Açık devre gerilimi metodu	A	V	Hızlı	Düşük	Evet
Kısa devre akımı metodu	A	C	Hızlı	Düşük	Evet
Sıcaklık Eğimi (TG) metodu	A	V	Hızlı	Düşük	Evet
Açık devre gerilimli kılavuz FV hücre	A	V	Hızlı	Düşük	Evet
Parametrik Sıcaklık (TP) Metodu	A	V	Hızlı	Düşük	Evet
Geribeslemeli akım veya gerilim	A	V ya da C	Yavaş	Düşük	Hayır
P-N jonksiyonu voltaj düşümü takip	A	V	Hızlı	Düşük	Evet
Arama tablosu metodu	D	I & T	Hızlı	Hafızaya bağlı	Evet
Yük akımı veya yük gerilimi	A	V ya da C	Yavaş	Düşük	Hayır
Lineer akım kontrolü metodu	D	V ya da C	Yavaş	Orta	Hayır
Sadece akım fotovoltatik metodu	A	C	Yavaş	Düşük	Hayır
FV çıkışı ölçümsüz kontrol metodu	D	C	Yavaş	Düşük	Hayır
Değiştir ve Gözle (P&O) metodu	A/D	V & C	Yavaş	Düşük	Hayır
Sabit değiştirme adımlı gelişmiş P&O	D	V & C	Yavaş	Orta	Hayır
Adaptif değiştirmeli geleneksel P&O	D	V & C	Hızlı	Orta	Hayır
Adaptif değiştirmeli geliştirilmiş P&O	D	V & C	Hızlı	Orta	Hayır
Üç-nokta ağırlık karşılaştırma metodu	D	V & C	Hızlı	Orta	Hayır
On-Line MPP arama metodu	D	V & C	Yavaş	Orta	Hayır
DC-Link kapasitör eğimi metodu	D	V & C	Yavaş	Orta	Hayır
Durum bazlı MPPT metodu	D	V & C	Yavaş	Orta	Hayır
Doğrusal yönlendirilmiş koordinatlar	D	V & C	Yavaş	Orta	Hayır
Eğri uydurma metodu	D	V	Hızlı	Düşük	Evet
Fark Metodu	D	V & C	Yavaş	Orta	Hayır
Kayan kipli kontrol	D	V & C	Çok Hızlı	Orta	Hayır
Akım taramalı kontrol	D	V & C	Yavaş	Orta	Hayır
dP/dV ya da dP/dI geribeslemeli	D	V & C	Yavaş	Orta	Hayır

Artan iletkenlik metodu	D	V & C	Yavaş	Orta	Hayır
Değişken adımlı artan iletkenlik	D	V & C	Hızlı	Orta	Hayır
Değişken adımlı artan direnç metodu	D	V & C	Hızlı	Orta	Hayır
Parazitik kapasitans metodu	D	V & C	Hızlı	Orta	Hayır
$\beta$ Metodu	D	V & C	Yavaş	Orta	Hayır
$I_{MPP}$ ve $V_{MPP}$ hesaplama metodu	D	I & T	Hızlı	Düşük	Hayır
Modülasyon Yöntemleri	D	V & C	Yavaş	Yüksek	Hayır
Dalgalanma korelasyon kontrolü	D	V & C	Yavaş	Yüksek	Hayır
Bulanık mantık kontrolü	D	V & C	Çok Hızlı	Yüksek	Hayır
Yapay sinir ağları	D	V & C	Çok Hızlı	Yüksek	Hayır
Biyolojik sürü takip algoritması	D	V & C	Çok Hızlı	Yüksek	Hayır

Bu problemlerin çözümü için Şekil 2.10 (b) ve (d)'de verildiği gibi sabit bir adım büyüklüğü yerine, belirli şartlara göre değişen adaptif bir adım büyüklüğü içeren algoritmalar geliştirilmiştir. Bu yöntemlerde adım büyüklüğü algoritma tarafından hesaplanmakta ve hesaplama yöntemleri tasarımcıya göre değişmektedir [8], [20].



**Şekil 2.10.** (a) Sabit adım büyüklüklü geleneksel P&O metodu, (b) Değişken adım büyüklüklü geleneksel P&O metodu, (c) Sabit adım büyüklüklü geliştirilmiş P&O metodu, (d) Değişken adım büyüklüklü geliştirilmiş P&O metodu

Artan iletkenlik metodunda sistemin akım veya geriliminin değişimi ile gúcünde meydana gelen değişimin oranı ile referansın değişimini belirlenmektedir [29]. Önceki bölümlerde belirtildiği gibi P-V veya P-I grafiğinin eğimi sadece maksimum gúc noktasına erişildiğinde sıfır olmaktadır. P-V grafiğinde maksimum gúc noktasının solundayken eğim pozitif sağındayken ise negatiftir. P-I grafiği için ise tam tersi geçerli olmaktadır. Artan iletkenlik metodunda P&O yönteminde olduğu gibi MPP yakalama hızı ve maksimum gúc noktasında salınma problemleri vardır.

Bu çalışmada önerilen MPPT algoritmasında değişken adım büyüklüklü geleneksel P&O metodundan faydalanılmış ve adım büyüklüğü hesabında gúcün türevine dayalı bir fonksiyon kullanılmıştır. Önerilen algoritmada referans akım kullanılarak ve buna bağlı olarak anahtarlama oranı değiştirilerek, akım modlu kontrol ile anahtarlama oranını değiştirerek kontrol sağlayan MPPT algoritması birleştirilmiştir. Önerilen çalışma ile MPP noktası yakalama hızı geleneksel yöntemle göre yaklaşık 3 kat artırılmış ve maksimum gúc noktasında meydana gelen salınım indirgenmiştir.

## 2.4. DA-DA Dönüştürücüler

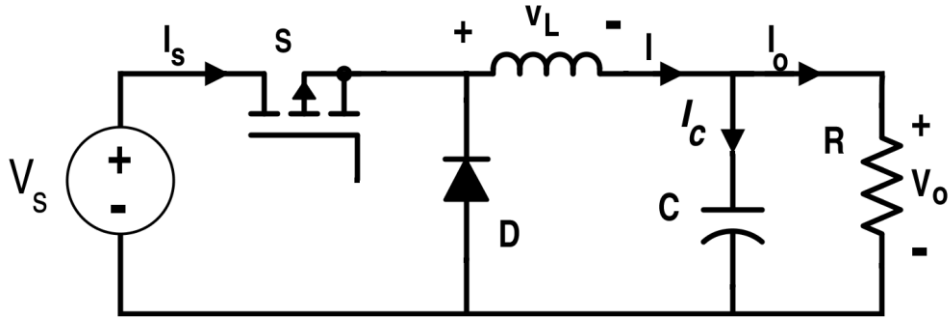
DA-DA dönüştürücüler girişine uygulanan doğru gerilimi çıkışta yükselten veya azaltan güç elektroniği sistemleridir [30]. Ayarlanabilir güç kaynaklarında, DA motor sürücü uygulamalarında, yenilenebilir enerji kaynaklarında, elektrikli araçlarda ve bunlara benzer birçok alanda kullanılmaktadırlar [30].

Girişe uygulanan gerilim genellikle ayarsızdır ve dalgalanmalar meydana gelebilmektedir. DA-DA dönüştürücüler anahtarlama tekniği ile bu gerilimi, istenilen gerilim seviyesinde kontrollü olarak çıkışa sunarlar.

DA-DA dönüştürücülerin anahtarlama kontrol devreleriyle sağlanmaktadır. Çıkış gerilimi, yük değişiminden ve giriş yük dalgalanmalarından etkilenmeyecek şekilde kontrolör tasarımı gerçekleştirilmelidir. Bu devrelerde bir veya birden fazla anahtarlama elemanı kullanılabilir. Verilen bir giriş gerilimi için çıkış gerilimi, anahtarların iletimde ve kesimde olduğu sürelerin denetlenmesiyle ayarlanır [31].

### 2.4.1. Azaltan DA-DA Dönüştürücüler

Girişine uygulanan  $V_s$  doğru gerilimini çıkışında düşüren dönüştürücü türüdür. Anahtarın iletimde ve kesimde olduğu zamanlar ile çıkıştaki gerilimin düşürülme miktarı belirlenir. Şekil 2.11'de azaltan DA-DA dönüştürücü devresi verilmiştir. Tüm açıklamalarda sürekli akım durumu göz önüne alınmıştır. Anahtarlama için genellikle MOSFET ve diyottan oluşan kombinasyonlar kullanılmaktadır. MOSFET'in kapısına uygulanan kare dalga ile anahtarlama gerçekleştirilir. Anahtarlama elemanlarını ise L-C alçak geçiren filtre izleyerek devre tamamlanmaktadır [31].



**Şekil 2.11.** Azaltan DA-DA Dönüştürücü Devresi

Burada;

$V_s$	Giriş gerilimi,
$I_s$	Giriş akımı,
$S$	MOSFET,
$D$	Diyot,
$L$	İndüktans
$C$	Kapasitans,
$I_C$	Kapasitör akımı,
$v_L$	İndüktör gerilimi,
$I_L$	İndüktör akımı,
$R$	Rezistif yük direnci,
$I_o$	Çıkış akımı,
$V_o$	Çıkış gerilimini temsil etmektedir.

#### 2.4.1.1. Çalışma Prensibi

Şekil 2.12'de anahtar durumlarına göre eşdeğer devre modeli verilmiştir. Anahtarın kapalı olduğu durumda MOSFET iletimde ve diyot kesimde iken, anahtarın açık olduğu durumda MOSFET kesimdeyken, diyot iletime geçmektedir.  $V_s$  giriş gerilimi, bir anahtarlama çevrimi için sabit kabul edilmiştir. İndüktör ve kapasitör değerleri ise, bir çevrimde  $i_L$  indüktör akımı ve  $v_o$  çıkış gerilimini büyük değişikliklerden koruyacak ve neredeyse sabit tutmak için yeterli olduğu kabul edilmiştir. Çıkış yükü R rezistif yükü olmak üzere, kalıcı hal durumunda indüktör akımı  $i_L$  her zaman sıfırdan büyüktür.

Kalıcı durumda anahtarlama sinyali periyodu T ve çalışma oranı D kabul edilirse, anahtarın iletimde ve kesimde olduğu zamanlar Denklem 19'da verilmiştir.

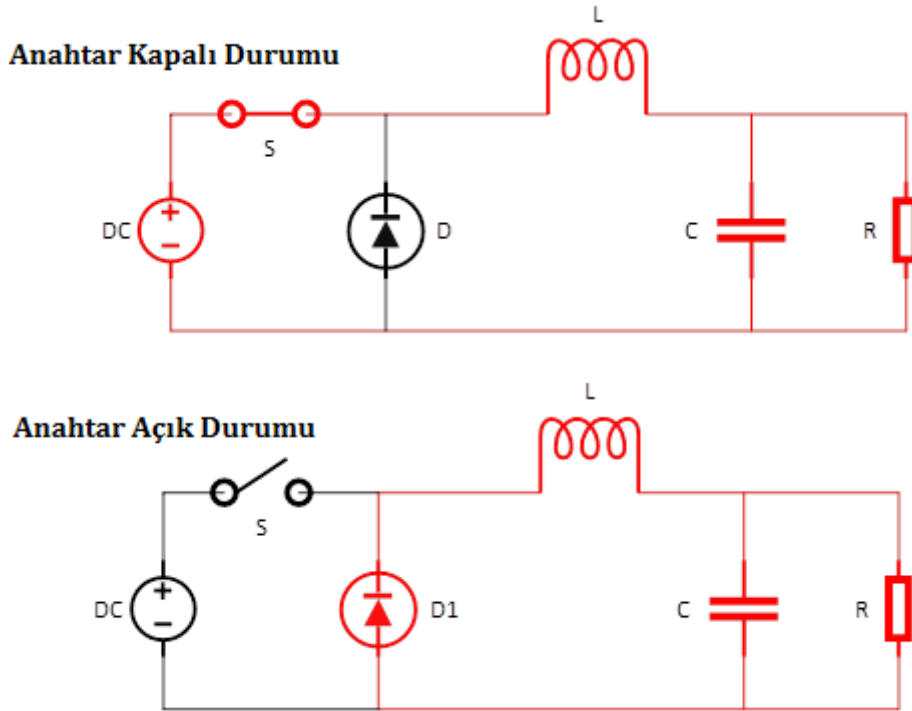
$$\begin{aligned} T_{on} &= DT && (\text{İletim}) \\ T_{off} &= (1-D)T && (\text{Kesim}) \end{aligned} \quad (19)$$

$T_{on}$  süresince MOSFET açık durumdadır ve iletimdedir. Diyot üzerindeki gerilim  $V_D$  olmak üzere, bu süreçte  $V_s = V_D$  dir ve indüktör üzerinde  $v_L = V_D - V_o$  pozitif gerilimi oluşur. Bu durum indüktör üzerindeki akımın sürekli artarak giriş akımına eşit olmasına sebep olur. MOSFET kapandığında ise indüktör üzerinde  $v_L = -V_o$  gerilimi oluşur ve üzerinde biriken akım diyot üzerinden akmaya devam eder. Bu durum anahtarlama çalıştığı sürece devam eder ve sürekli dolup boşalan indüktör üzerindeki ortalama gerilim  $\bar{v}_L = 0$  olur. Çıkıştaki ortalama gerilim ise aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$\bar{v}_o = \bar{v}_D = DV_s \quad (20)$$

Ayrıca kapasitör üzerinden geçen ortalama akım  $\bar{i}_C = 0$  ve indüktör ortalama akımı  $\bar{i}_L = I_o$  olmaktadır. Buradan hareketle sistemin çıkış akımı Denklem 21 ile ifade edilir.

$$I_o = \frac{\bar{i}_s}{D} \quad (21)$$



**Şekil 2.12.** Anahtarın açık ve kapalı olma durumlarında oluşan eşdeğer devre modelleri

Yukarıdaki ifadelerden anlaşılacağı gibi sistemin çıkış gerilimi giriş gerilimden küçük iken, çıkış akımı giriş akımına göre aynı oranda büyüktür. Yukarıdaki bilgileri toplarsak teorik olarak saf direnç yükü için, giriş ve çıkış gerilimi arasındaki ilişki aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$V_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_0(t) dt = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{t_{on}} V_d dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T_s} V_d = DV_d \quad (22)$$

Burada;

$V_0$  Çıkış gerilimi,

$T_s$  Anahtarlama periyodu,

$D$  Çalışma oranı,

$V_d$  Giriş gerilimi,

$t_{on}$  Anahtarın iletimde olduğu süredir.

#### 2.4.1.2. Devre Elemanları Seçimi

Azaltan DA-DA dönüştürücüler için devre elemanları seçimi yapılırken öncelikle indüktör ve kapasitörün, indüktör akımı hesabı yapılırken çıkış gerilimini sabit tutmaya yeterli büyüklükte olması göz önünde bulundurulur. Bu durum Şekil 2.13'de gösterildiği gibi indüktör akımı  $i_L$  üzerinde tepeden tepeye  $\Delta I_L$  dalgalanmalı doğrusal olan bir değişim oluşturur. Bu dalgalanma;

$$\Delta I_L = \frac{V_o(1-D)T_s}{L}, \quad (23)$$

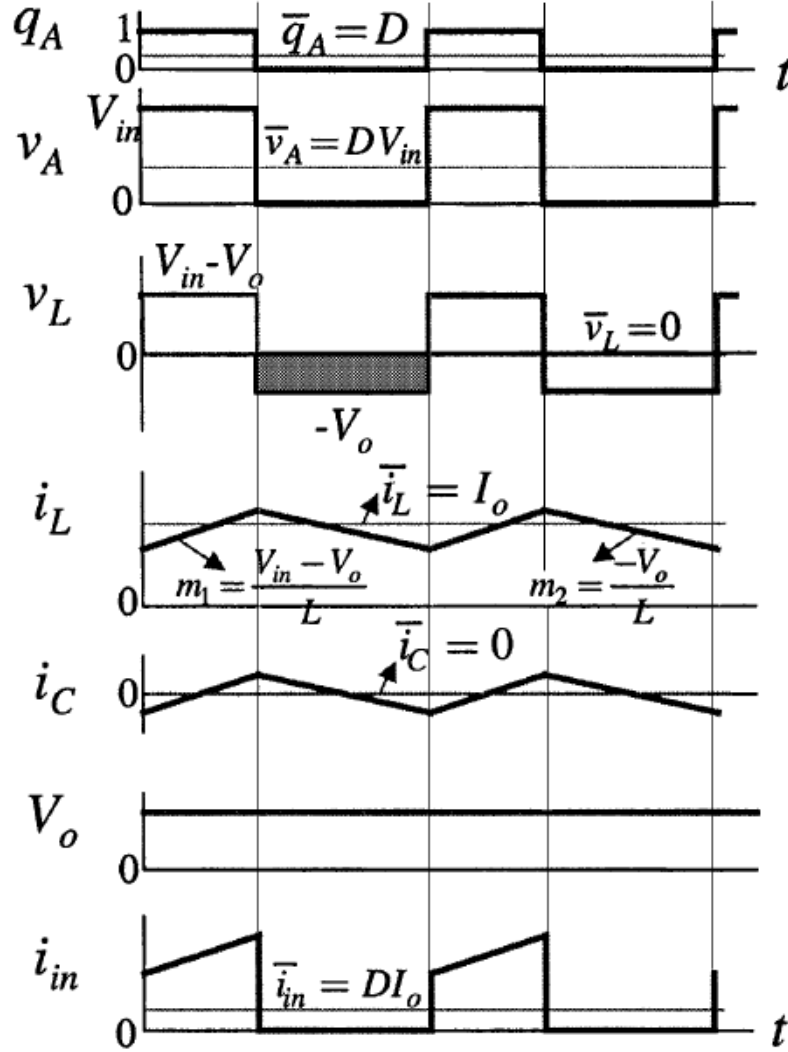
şeklinde ifade edilir. Birçok çalışmada indüktör seçimi yapılırken, tam yük çalışma koşulunda  $\Delta I_L$  'yi %10 ile %30 arasında tutabilen değerler tercih edilmektedir. Ortalama kapasitör akımı sıfır olduğu için, anlık kapasitör akımı yaklaşık olarak  $\Delta I_L$  'ye eşit olmaktadır.

$$i_C(t) = i_L(t) - I_o \quad (24)$$



Tepeden tepeye kapasitör gerilim dalgalanması ise kapasitör akımının bir sonucu olarak Denklem 25 ile ifade edilebilmektedir.

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I_L \cdot T_s}{8C} \quad (25)$$



Şekil 2.13. Azaltan DA-DA Dönüştürücü Dalga Formları [31]

DA-DA dönüştürücülerde filtreleme amacıyla kullanılan kapasitörlerin çoğu elektrolitik kapasitörlerdir. Bu kapasitörler, efektif seri direnç değeri (ESR) ve efektif seri indüktas değeri (ESL) ile

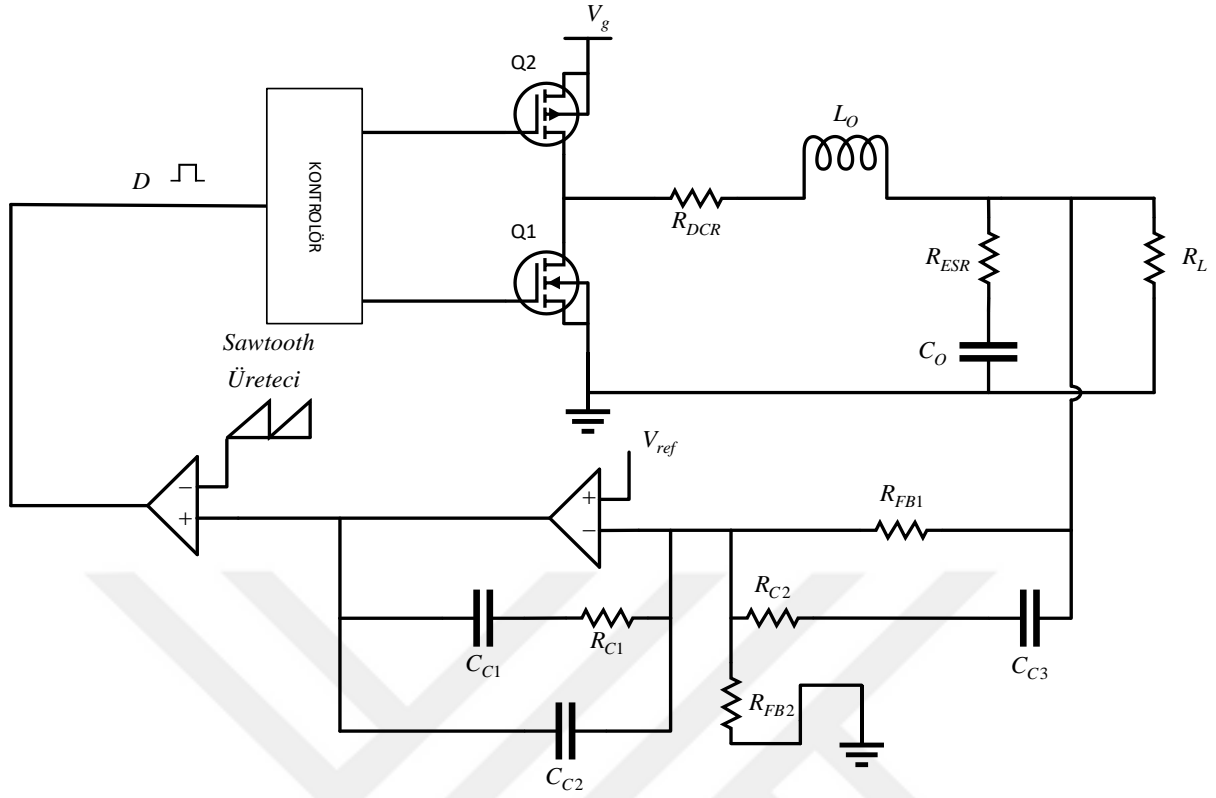
karakterize edilirler. Film ve seramik kapasitörlerde ESR ve ESL değerleri çok düşük olduğundan, dönüştürücülerde kullanımı ancak elektrolitik kapasitörlerle birleştirilerek olmaktadır.

Seçilecek olan MOSFET'in, giriş gerilimi  $V_s$  'den daha büyük bir gerilimi engelleyebilmesi ve giriş akımı  $I_s$  'den daha büyük bir akımı iletebilir olması gerekmektedir. Hatta sıcaklık ve güç dağılımı göz önüne alındığında MOSFET'in iletebileceği akımın, ortalama giriş akımından 2-3 kat daha büyük olması gerekmektedir. Diyot ise giriş gerilimini engelleyecek büyüklükte olmalı ve maksimum çıkış akımından daha büyük bir akımı iletebiliyor olmalıdır. Bunun için genellikle maksimum çıkış akımının 2 katını taşıyabilecek bir diyot seçilmektedir.

#### **2.4.1.3. Azaltan Dönüştürücünün Kontrolü**

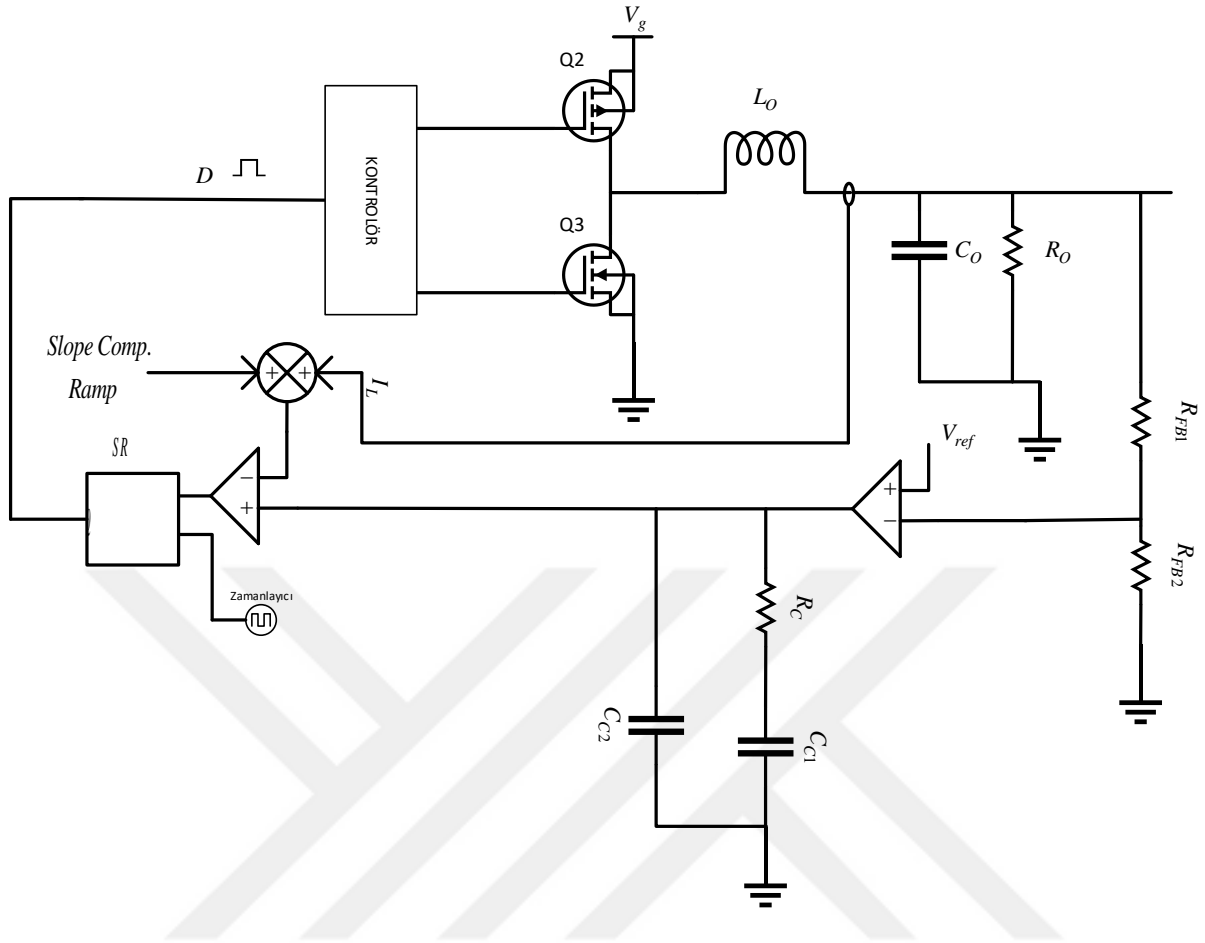
Denklem 22'den de anlaşılacağı gibi anahtarlamalı kontrolde çalışma oranı  $D$ , çıkış gerilimini kontrol etmektedir. Giriş geriliminde ve çıkış yük akımında meydana gelebilecek değişikliklere yanıt verebilmek için çalışma oranı bir geri beslemeli kontrol yöntemiyle değiştirilebilmelidir. Çalışma oranı belirlenmesinde farklı referanslar kullanılabilir.

Şekil 2.14'te verilen gerilim modlu kontrol tekniğinde sistemin çıkış gerilimi belli bir değerde sabit tutulmaya çalışılmaktadır. Çıkış gerilimi referans gerilimi ile sürekli karşılaştırılarak bir hata sinyali üretilir. Hata düzeltme yükselteci ile işlenen hata sinyali kontrol gerilimine dönüştürülür ve bu gerilim sabit frekanstaki testere dişi dalga formuyla karşılaştırılır. Karşılaştırıcının çıkışında oluşan sinyal anahtarlama sinyalidir ve anahtarın açık ve kapalı olduğu anları belirler. Değişen yük ve giriş gerilimine karşın bu sinyaller sürekli değişir ve en doğru anahtarlama sinyali üretilmeye çalışılır.



**Şekil 2.14.** Azaltan Dönüştürücü için gerilim modlu kontrol blok diyagramı

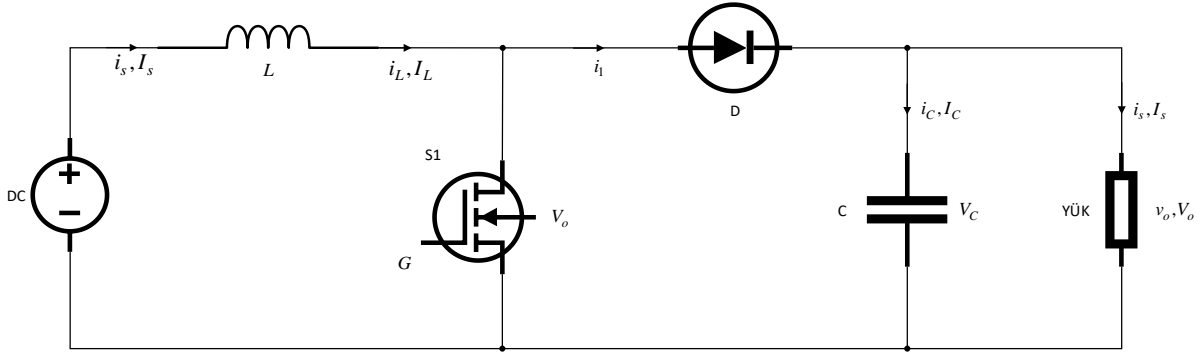
İkinci kontrol tekniği ise akım modlu kontrol tekniğidir. Bu teknikte gerilim modlu kontrole ek olarak indüktör akımı da kullanılmaktadır. Yine referans gerilimi ve çıkış geriliminden elde edilen hata sinyali işlenerek kontrol gerilimi elde edilir. Fakat bu yöntemde bu gerilim direkt olarak testere dişi ile karşılaştırılmaz. Öncelikle ölçülen indüktör akımı ile testere dişi dalga formu karşılaştırılarak elde edilen yeni dalga formu ile kontrol gerilimi karşılaştırılır ve buna göre anahtarlama sinyali üretilir [21]. Şekil 2.15’de akım modlu kontrol blok diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 2.15. Azaltan Dönüştürücü için akım modlu kontrol blok diyagramı

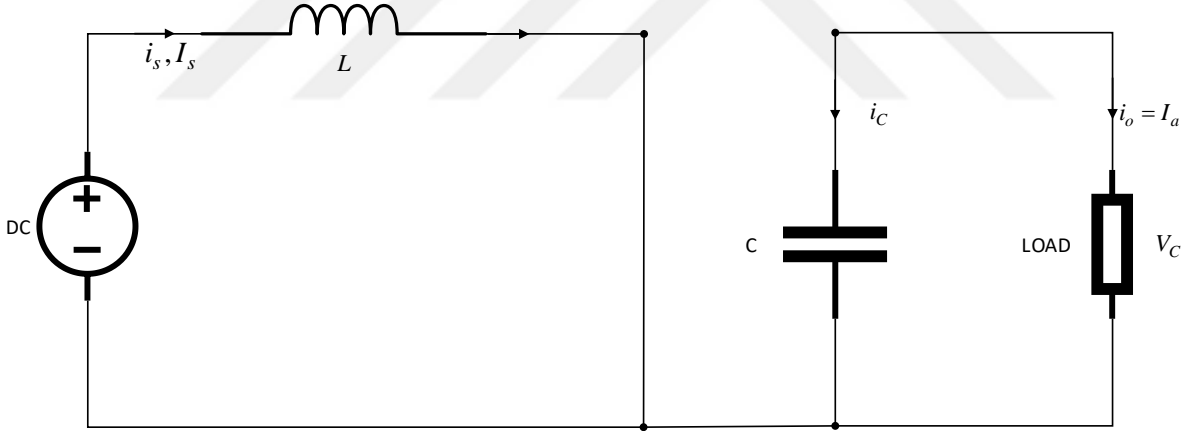
#### 2.4.2. Artıran DA-DA Dönüştürücü

Girişine uygulanan gerilimi, çıkışta istenilen oranda yükselten dönüştürücü türüdür. Bu dönüştürücüye ait devre modeli Şekil 2.16'da verilmiştir. Bu devrede anahtarlama elemanı iletme geçince diyot ters kutuplanır ve çıkış ile girişi birbirinden ayırır. Kesim durumunda ise devre çıkışına, hem çıkıştan hemde indüktör üzerinden enerji akar.

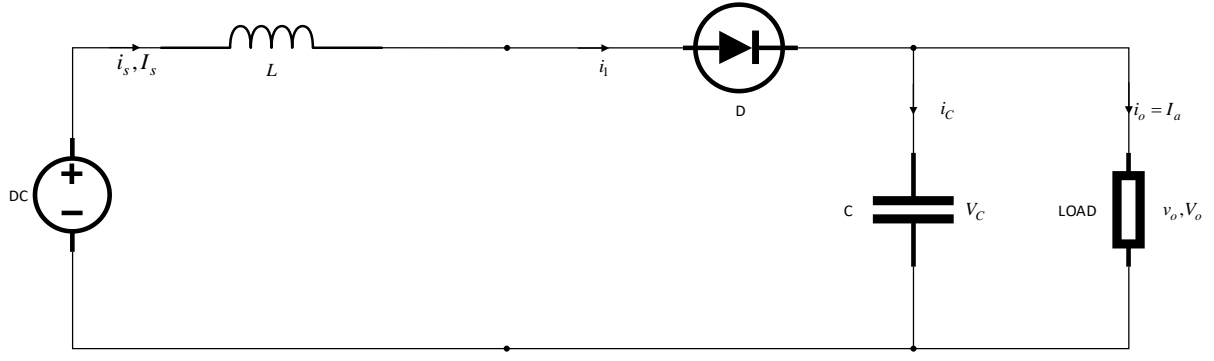


**Şekil 2.16.** Artıran DA-DA dönüştürücü için devre modeli

Artıran dönüştürücüler iki duruma bölünerek incelenebilmektedir. Şekil 2.17’de verilen ilk durumda MOSFET’in anahtarlanmasıyla giriş akımı artar ve indüktör ve MOSFET üzerine akar. Şekil 2.18’de verilen ikinci durumda ise MOSFET kapanır ve giriş akımı L, C, yük ve diyot üzerinden akar. İndüktör üzerinde depolanan enerji de yine yüke doğru akar [20].



**Şekil 2.17.** Artıran dönüştürücü MOSFET’in iletim durumu için eşdeğer devre



**Şekil 2.18.** Artıran dönüştürücü MOSFET'in kesim durumu için eşdeğer devre

İndüktör üzerinden saniyede geçen gerilim dengesi gözetilerek, indüktör akımının  $I_1$ 'den  $I_2$ 'ye MOSFET iletimde olduğu sürece doğrusal olarak arttığını varsayarsak;

$$V_s = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1}, \quad (26)$$

veya

$$t_1 = \frac{\Delta I L}{V_s} \quad (27)$$

yazılabilir. Aynı şekilde MOSFET kesime geçtiğinde tam tersi durum söz konusu olacağından;

$$V_s - V_o = -L \frac{\Delta I}{t_2}, \quad (28)$$

veya

$$t_2 = \frac{\Delta I}{V_o - V_s}, \quad (29)$$

elde edilir. Burada  $\Delta I$  indüktör üzerinde meydana gelen tepeden tepeye gerilim dalgalanması olarak adlandırılabilir. Denklemler 28 ve 29'dan hareketle;

$$\Delta I = \frac{V_s t_1}{L} = \frac{(V_o - V_s) t_2}{L}, \quad (30)$$

elde edilir. Anahtarlama periyodu  $t_s$ , çalışma oranına göre açık ve kapalı kalma durumları için iki parçaya bölünmektedir. Her bir çevrimin başlangıç noktasından  $t_1$ 'e kadar olan süre MOSFET'in iletimde olduğu zaman dilimidir ve  $t_{on}$  ile ifade edilir. Aynı şekilde  $t_1$ 'den  $t_2$ 'ye kadar olan süreç ise MOSFET'in kesimde olduğu zaman dilimidir. Buradan hareketle anahtarlama periyodunda iletimde olan süreyi çalışma oranı şeklinde  $t_1 = Dt_s$  olarak belirtirsek, kesimde olduğu süre ise  $t_2 = (1-D)t_s$  şeklinde ifade edilecektir. Anahtarlama süreleri ile ilgili bu denklemler aşağıdaki şekilde düzenlenebilir.

$$\frac{V_s (Dt_s)}{L} = \frac{(V_o - V_s)((1-D)t_s)}{L}, \quad (31)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D}. \quad (32)$$

Denklem 32'den de anlaşılacağı gibi giriş ve çıkış gerilimi arasındaki oran ile çalışma oranı arasında doğrudan bir ilişki vardır. Yine aynı şekilde devrenin kayıpsız olduğu varsayılırsa  $V_s I_s = V_o I_o$  olacağından, akımlar oranıyla çalışma oranı arasında da direkt bir ilişki bulunmaktadır. Bu sebeplerden ötürü gerilim ve akım modlu kontrol tekniklerinde sistemin çalışma oranı kontrol edilmektedir ve bu şekilde istenilen şekilde çalışması sağlanmaktadır.

İndüktör üzerinde oluşan tepeden tepeye dalgalanma akımı hesaplanırken anahtarlama periyodunu frekans cinsinden yazarsak;

$$t_s = t_{on} + t_{off} = \frac{1}{f}. \quad (33)$$

Buradan hareketle Denklem 30'u düzenlersek;

$$\frac{1}{f} = \frac{\Delta IL}{V_s} + \frac{\Delta IL}{V_o - V_s} = \frac{\Delta IL V_o}{V_s (V_o - V_s)}, \quad (34)$$

$$\Delta I = \frac{V_s (V_o - V_s)}{f L V_o} = \frac{V_s D}{f L}, \quad (35)$$

şeklinde, tepeden tepeye indüktör akımı dalgalanmasını ifade edebiliriz. Kondansatör üzerinde ise tepeden tepeye gerilim dalgalanmaları oluşur ve bu dalgalanma kapasitör seçiminde önemlidir. MOSFET'in iletimde olduğu süre boyunca yük akımı kondansatör tarafından sağlanmaktadır. Bu süre boyunca kondansatör üzerindeki ortalama akım, çıkış akımına eşittir ve tepeden tepeye dalgalanma gerilimi aşağıdaki şekilde ifade edilebilmektedir.

$$\Delta V_c = v_c - v_c(t=0) = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_o dt = \frac{I_o t_1}{C} \quad (36)$$

Anahtarlama periyodu için çalışma oranı  $D$ 'yi anahtarlama periyodu cinsinden  $D = \frac{t_1}{t_s} = t_1 f$  şeklinde yazarsak Denklem 32'yi aşağıdaki şekilde düzenleyebiliriz.

$$t_1 = \frac{V_o - V_s}{V_o f}, \quad (37)$$

Denklem 37'deki ifadeyi Denklem 36'da yerine yazarsak tepeden tepeye kapasitör gerilimi dalgalanması Denklem 38'de olduğu gibi ifade edilir.

$$\Delta V_c = \frac{I_o (V_o - V_s)}{V_o f C} = \frac{I_o D}{f C} \quad (38)$$



Artıran DA-DA dönüştürücünün sürekli iletimde olması için ise ortalama indüktör akımı  $I_L$  'nin kritik koşul olan, tepeden tepeye indüktör akımı dalgalanmasını yarısı büyüklükte olmayı sağlıyor olması gerekmektedir. Denklem 35'ten hareketle;

$$\frac{DV_s}{fL} = 2I_L = 2I_s = \frac{2V_s}{(1-D)^2 R}, \quad (39)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada R yük direncini ifade etmektedir. Denklem 30'da ise denklem 39'a bağlı olarak indüktörün kritik değeri elde edilir.

$$L_c = L = \frac{D(1-D)^2 R}{2f}. \quad (40)$$

Sürekli iletim koşulunun sağlanması için kondansatör seçimindeki kritik koşul ise kondansatör üzerindeki tepeden tepeye dalgalanma geriliminin, çıkış geriliminin yarısı büyüklükte olmasıdır.

$$\frac{I_o D}{Cf} = 2V_o = 2I_o R. \quad (41)$$

Kritik kondansatör seçimi için ise Denklem 42 kullanılmaktadır.

$$C_c = C = \frac{D}{2fR} \quad (42)$$

Artıran DA-DA dönüştürücüler tek transistör kullanılarak gerçekleştirildiği için oldukça yüksek verimlilikle çalışmaktadır.

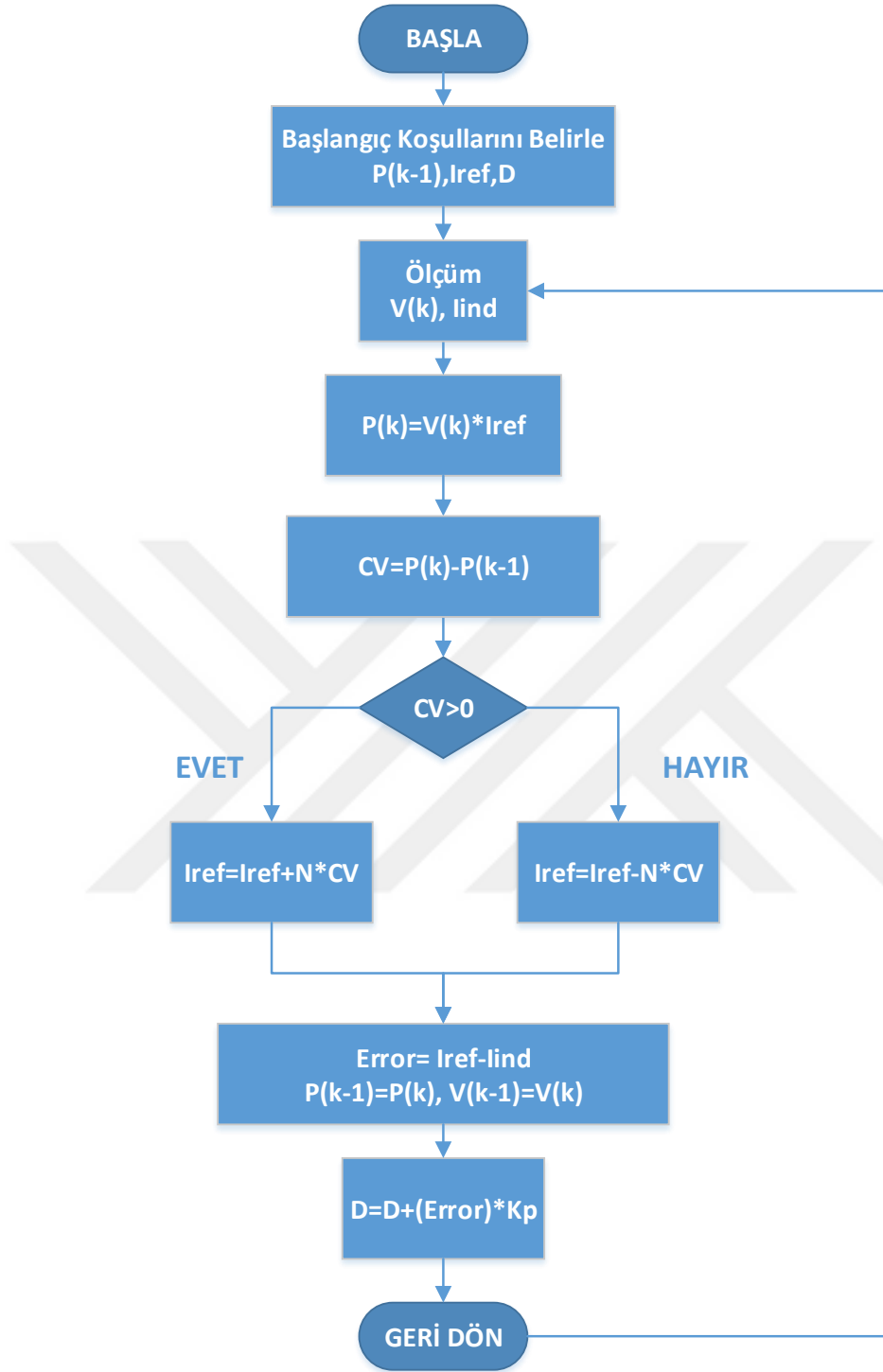
### 3. MATERYAL ve YÖNTEM

Bu bölümde öncelikle P&O metodu tabanlı değişken adımlı bir MPPT algoritması önerilmiştir. Önerilen algoritmanın benzetimi için MATLAB/SIMULINK kullanılmıştır. Sonraki bölümde ise önerilen algoritmanın test edilmesi için oluşturulan deneysel düzenek açıklanmıştır.

#### 3.1. Önerilen MPPT Metodu

Maksimum Güç Noktası İzleme Yöntemlerinin Kıyaslanması ve Önerilen Çalışma bölümünde geleneksel P&O metotları ve önerilen P&O tabanlı metot hakkında bilgi verilmiştir ve kıyaslamaları yapılmıştır. Önerilen algoritma, kontrol değişkeni olarak, gücün türevinin belirlenen ölçekleme faktörüyle çarpımını kullanmaktadır. Şekil 3.1'de önerilen MPPT algoritmasına ilişkin akış diyagramı verilmiştir.

Önerilen algoritmada, sistemin takip etmesi gereken referans bir akım değeri belirlenmektedir. Başlangıç çıkış gücü benzetim çalışmalarında sıfır alınmıştır. Ardından giriş gerilimi  $V(k)$  ölçülür ve başlangıç referans akımıyla çarpılarak giriş gücü  $P(k)$  hesaplanır. Güçte meydana gelen değişimler hesaplandıktan sonra kontrol değişkeni  $CV$  hesaplanır. Kontrol değişkeni sistemden çekilen gücün türev eğrisi izlenerek hesaplanmaktadır. Sistemin akımı, maksimum güç noktasına tırmanma durumunda yükselirken, gerilimi düşmektedir. Kontrol değişkeninin değeri bu durumda 0'dan büyüktür ve bu değeri 0'a çekmek için adım büyüklüğü artırılır. Kalıcı duruma geçildiğinde ise akım ve gerilimde sadece çok küçük değişiklikler meydana gelir ve  $CV$  değeri 0'ın etrafında salınım yapar. Ayrıca adım büyüklüğünün negatif ya da pozitif olma kararı da  $\Delta P$  ile verilmektedir.  $\Delta P$  sıfırdan büyükse sistemin gücü artmaya devam etmektedir ve pozitif yönlü adım kullanılmaktadır. Ters durumda ise sistemin gücü azalmaktadır ve bu azalma bitene kadar negatif yönlü adım büyüklüğü kullanılmaktadır. Adım büyüklüğü, kalıcı halde, MPPT algoritmasının her örnekleme adımında bir pozitif, bir negatif değer almaktadır. Bu şekilde güç kalıcı halde tutulmaktadır. Kalıcı haldeki salınımın, yüksek adım büyüklüğünde fazla olmasının sebebi de bu şekilde açıklanmaktadır. Algoritma, sistemin maksimum güç noktasından uzak olduğu durumda ise gücün türevinden dolayı kontrol değişkeni büyük olduğu için adım büyüklüğü de buna bağlı olarak büyük seçip yakalama hızını geliştirmektedir. Ölçekleme faktörü MPPT algoritmasının maksimum gücü yakalama hızı ve maksimum güç noktasındaki salınımı önleme noktasında önemli bir tasarım değişkenidir. Tasarımcıya ve uygulanacağı sisteme göre seçim kriterleri değişebilmektedir. Bu çalışmada kullanılan sistem için ölçekleme faktörü, benzetim sonuçlarının değerlendirilmesiyle 0.1 olarak belirlenmiştir.



**Şekil 3.1.** Önerilen MPPT algoritması için akış diyagramı

$$CV = P(k) - P(k-1), \quad (43)$$

$$Adım = N * CV, \quad (44)$$

Burada;

CV kontrol değişkeni,

N ölçekleme faktörü olarak verilmiştir,

### 3.2. Deneysel Sistem

Bu çalışmada önerilen MPPT algoritmasının test edilmesi için fotovoltaik paneller, artıran DA-DA dönüştürücü, rezistif yük ve Arm Cortex kontrolörden oluşan bir deney düzeneği gerçekleştirilmiştir. Sisteme ait her bir parçanın detayları takip eden alt bölümlerde verilmiştir.

#### 3.2.1. Fotovoltaik Paneller

Sistemde enerjiyi sağlayacak olan fotovoltaik paneller Lexron 265 W monokristal olarak seçilmiştir. Polikristal panellere oranla daha verimli olduğu için monokristal panel kullanılmıştır [24]. Prototip sistemin kurulması için iki adet panel paralel bağlanmıştır. Panellere ait karakteristik bilgileri Tablo 3.1’te verilmiştir. Şekil 3.2’de kullanılan fotovoltaik paneller gösterilmiştir.

**Tablo 3.1.** Lexron 265W monokristal fotovoltaik panel parametreleri

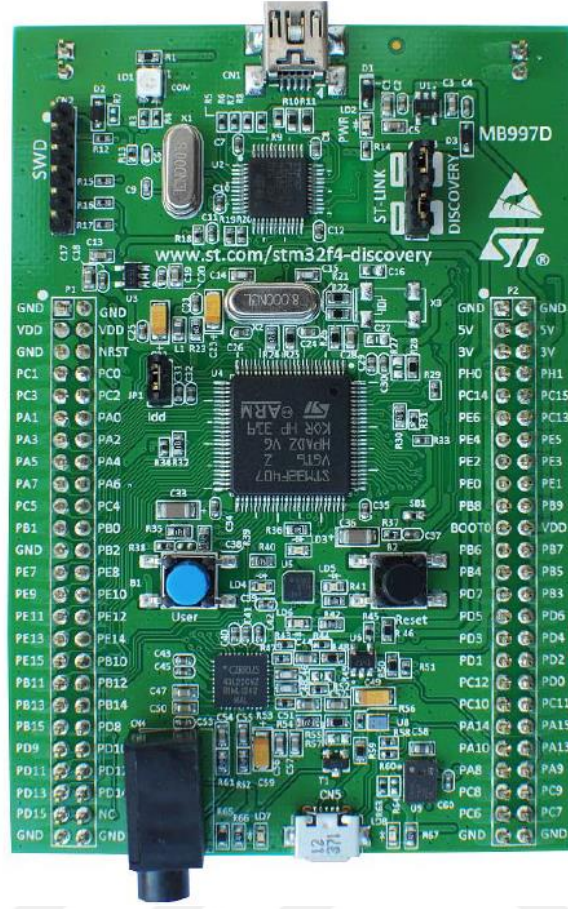
Parametre	İsim	Değer
Açık Devre Gerilimi	Voc	37.5 V
Kısa Devre Akımı	Isc	9.08 A
Maksimum Güç Noktası Gerilimi	Vmpp	30.5 V
Maksimum Güç Noktası Akımı	Impp	8.69 A
Modül Verimliliği	Eff	% 18.60
Hücre Düzeni	Ns	60 (10*6)



**Şekil 3.2.** Lexron 265W monokristal fotovoltaik paneller

### **3.2.2. Dijital Kontrolör**

MPPT algoritmasını işlemek için kontrolör olarak STM32F407VG MCU Discovery Kit 32-bit ARM Cortex-M4F core tercih edilmiştir. STM32F4 Discovery Kit, kullanıcıların 32 bit ARM Cortex-M4F tabanlı STM32F406 serisi mikrokontrolcüler üzerinde geliştirme yapabilmesi için tasarlanmış basit ve düşük maliyetli bir kittir [32]. Üzerinde STM32F407VGT6 model işlemci bulunmaktadır. Şekil 3.3'de STM32F407VG'ye ait görsel verilmiştir.



Şekil 3.3. STM32F407VG MCU Discovery dijital kontrolör

Bu geliştirme kartı 32-bit ARM Cortex-M4F core, 1MB Flash, 192 KB RAM (LQFP100 kılıf), dahili seçim moduna sahip ST-LINK/V2 (SWD konektör ile programlama ve debug etmeye yarar) özelliklerine sahiptir.

STM32F407 mikrokontrolcüsü, ARM Cortex-M4 32 bit RISC core (168 MHz'e kadar) olarak yapılandırılmıştır. Bu sayede 200 kHz frekans değerine kadar PWM üretebilir ve standart bir Arduino'dan 10 kata kadar daha hızlı çalışabilmektedir. 3 adet 12-bit Analog dijital konvertör ve iki DAC sunan STM32F407VG MCU Discovery Kit, panelden gelen akım ve gerilim değerlerini analogtan dijitalle hassas şekilde çevirmemizi sağlar. 12 adet genel kullanım amaçlı 16-bit zamanlayıcı bulunmaktadır ve bunların ikisi DA-DA dönüştürücüyü anahtarlamamızı sağlayan PWM zamanlayıcıdır. Ayrıca üzerinde iki adet genel kullanım amaçlı 32-bit zamanlayıcı bulundurmaktadır. Haberleşme için ise standart gelişmiş haberleşme ara yüzünü kullanmaktadır.

### 3.2.3. Artıran DA-DA Dönüştürücü

Deneysel sistemde kullanılan DA-DA dönüştürücü diğer deney ekipmanları gibi hazır olarak alınmamış, tasarım, komponent hesabı ve seçimi ve baskı devresi bu tez kapsamında yapılmıştır. Öncelikle tasarım olarak standart artıran DA-DA dönüştürücüye ait tasarım seçilmiş fakat kontrolör beslemeleri için harici kaynak kullanmamak amacıyla tasarım üzerinde değişikliklere gidilmiş ve tasarım iyileştirilmiştir.

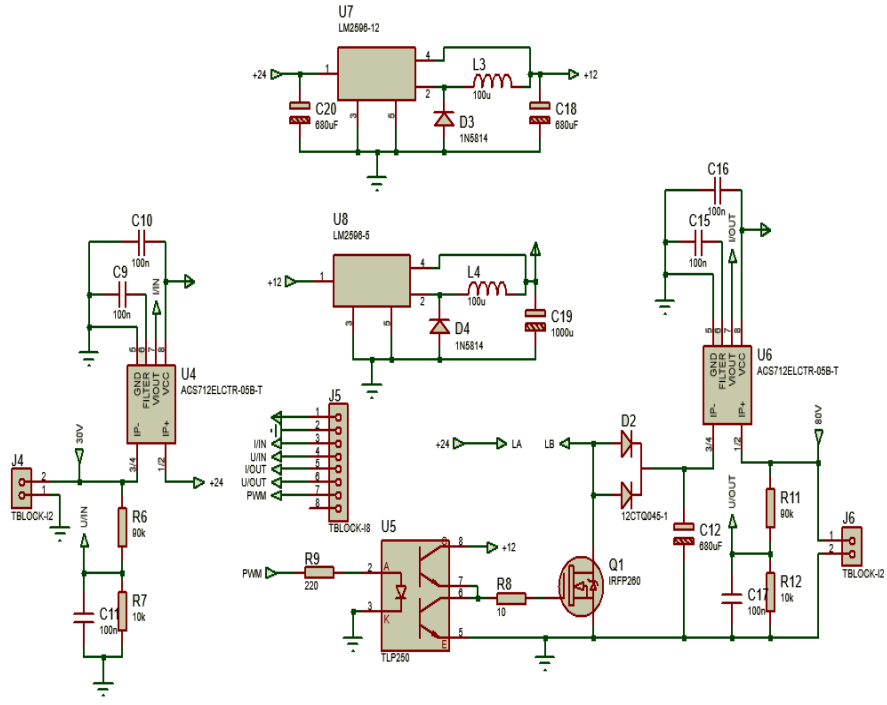
Standart bir dönüştürücü tasarımında giriş gerilimini, anahtarlama vasıtasıyla çıkışta yüksek DA gerilimine dönüştüren komponentler bulunmaktadır. Geliştirilmiş tasarımlı artıran DA-DA dönüştürücüye ait model Şekil 3.4'de verilmiştir.

Tasarım aşamasında MOSFET anahtarlama için PWM sinyali direkt olarak MOSFET'in kapısına verilmemiş bunun yerine TLP250 MOSFET sürücüsü kullanılmıştır. Giriş ve çıkış gerilimlerini ölçmek için gerilim bölücüler eklenmiş ve akım ölçümü için yüksek frekans anahtarlama altında yüksek doğrulukta ölçüm yapabilen hall-etkili LEM HLSR 16-P akım sensörü kullanılmıştır [33]. Ayrıca dönüştürücü girişini 12V ve 5V'a indiren iki adet regülatör eklenerek tasarım tamamlanmış ve kontrolörün ve LEM HLSR 16-P direkt olarak sistemden beslenmeleri sağlanmıştır.

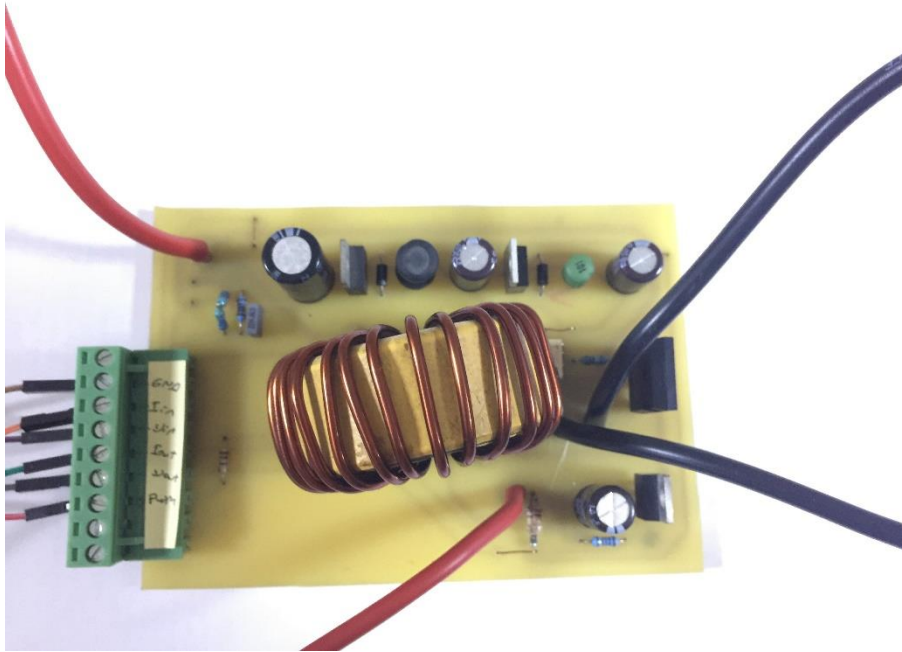
Kaynak araştırmaları bölümünde artıran DA-DA dönüştürücülerin komponent seçimleri ve teorik hesaplamaları verilmiştir. Teorik hesaplamalar kullanılarak elde edilen indüktör kapasitör ve anahtarlama frekansı değerleri ile gerekli malzeme alımı yapılmış ve Şekil 3.5'de verilen baskı devre gerçekleştirilmiştir. Tablo 3.4'te hesaplanan komponent değerleri verilmiştir.

**Tablo 3.4.** Artıran DA-DA dönüştürücü parametreleri

Parametre	Kısaltma	Değeri
MPPT frekansı	f	15 kHz
İndüktör	L	184 uH
Kapasitör	C	10 uF
Yük Direnci	R	709.25 Ohm
Anahtarlama Frekansı	PWM	80 kHz
Anahtarlama Elemanı	S	IRF260P



Şekil 3.4. Artıran DA-DA için dönüştürücü tasarımı



Şekil 3.5. Artıran DA-DA dönüştürücü



### 3.2.4. Rezistif Yük

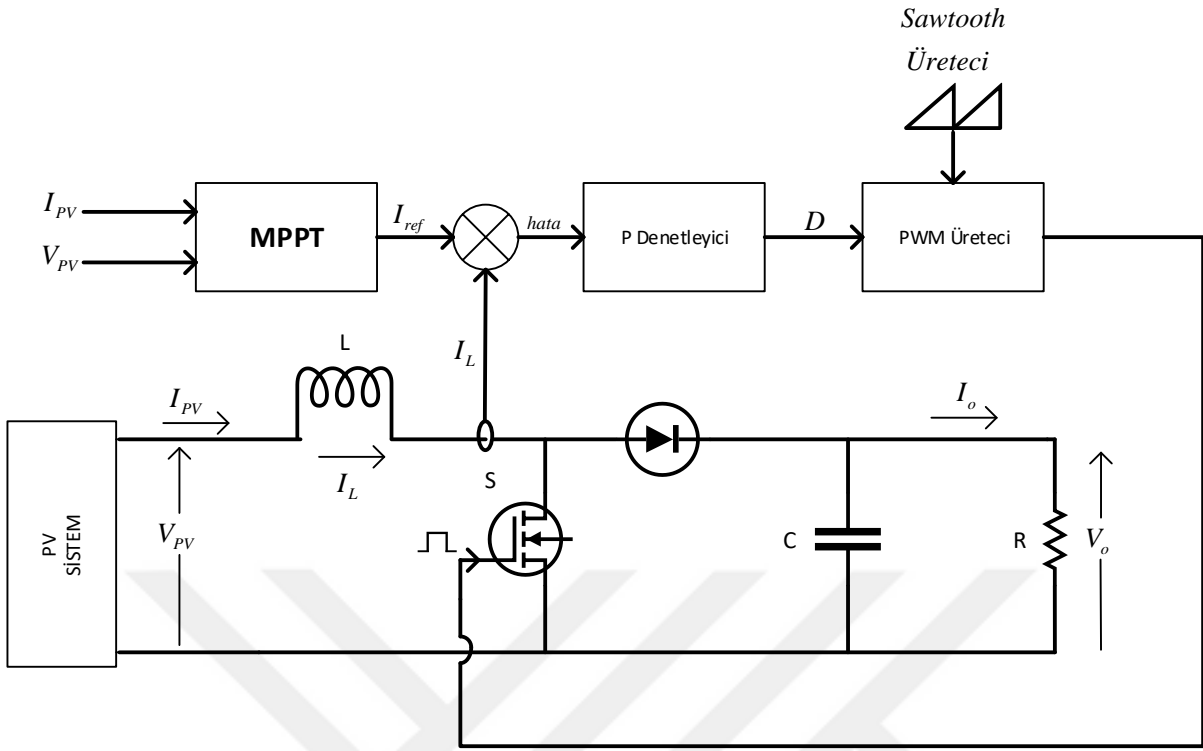
Dönüştürücünün çıkışına bağlanan yüktür. Sistem tarafından üretilen gücün, dönüştürücü çıkışında hangi verimlilik değerinde görüldüğünü ölçmek için kullanılmıştır. Akım modlu kontrol gerçekleştirdiğimiz sistemin ıkıı bir akım kaynağı gibi davranmaktadır ve çıkışta oluşacak gerilim seçilecek rezistif yüke bağlıdır. Bu sistemde panelde meydana gelen değişiklikleri hızlı farkedebilmek amacıyla rezistif yük olarak 4 adet 75W akkor flamanlı ampul kullanılmıştır.



Şekil 3.6. Rezistif yk

### 3.3. DA-DA Dönüştürücünün Anahtarlama alıma Oranının Belirlenmesi

DA-DA dönüştürücülerin anahtarlama çalışma oranına ve anahtarlama frekansına göre dönüştürme işlemini gerekletirdiğine önceki bölümde değinilmiştir. Yapılan deneysel çalışmada anahtarlama çalışma oranını belirlemek için akım modlu kontrol kullanılmıştır. Önerilen algorithmada elde edilen referans akımı ile dönüştürücünün indüktör akımı sürekli karılatırılarak indüktör akımının referans akımı takip etmesini sağlayacak anahtarlama çalışma oranı belirlenmektedir. Anahtarlama oranının belirlenmesinde oransal denetleyici kullanılmıştır. Yapılan benzetim çalışmalarında anahtarlama oranının farklı  $K_p$  oranlarında salınım miktarı incelenmiş ve 0.1 değerinin ideal olduğuna karar verilmiştir. Şekil 3.7'de önerilen algoritmanın DA-DA dntrcy kontrol edeceği sisteme ait devre Őeması verilmiştir.



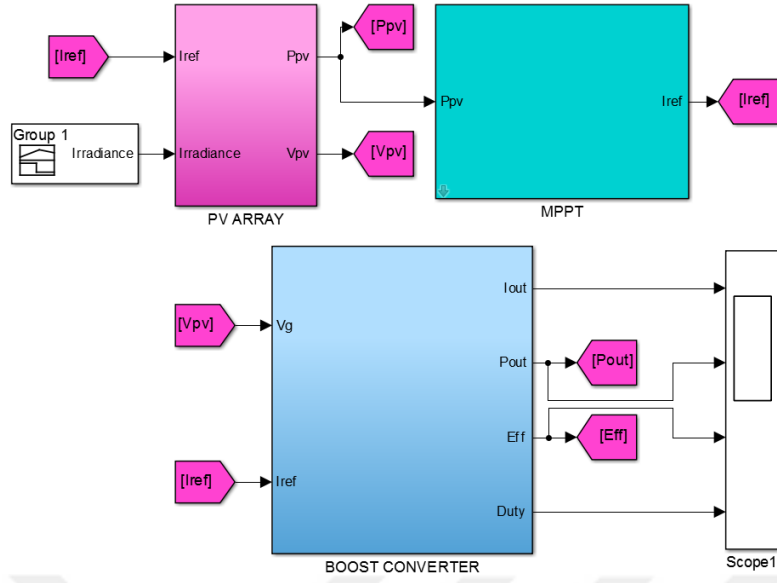
Şekil 3.7. Tüm sistemi içeren devre modeli

#### 4. BULGULAR ve TARTIŞMA

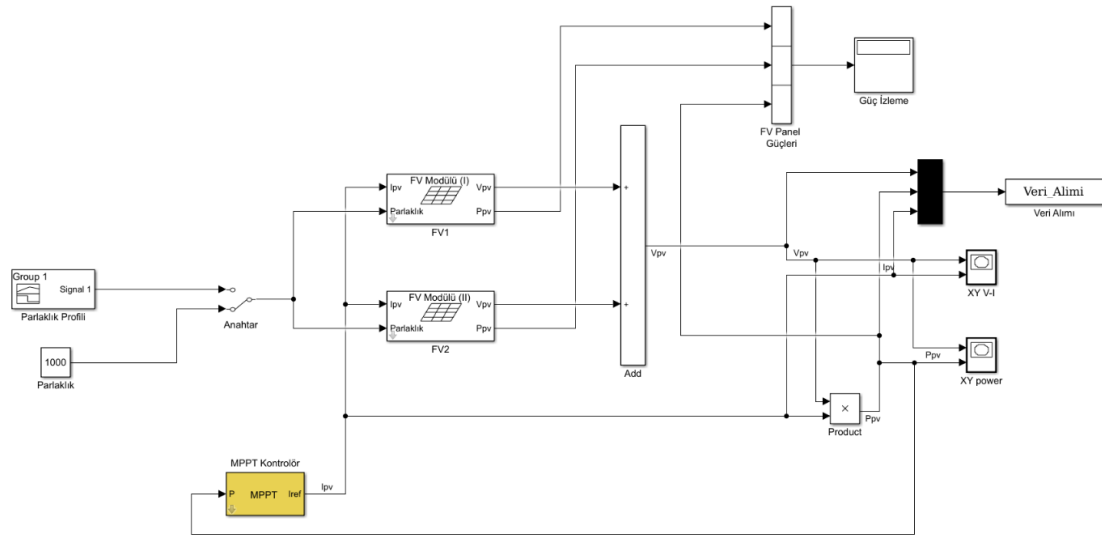
Bu bölümde önerilen çalışmaya ait benzetim çalışmaları ve deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Alınan sonuçlar karşılaştırılmış ve önerilen algoritmanın başarımları tartışılmıştır.

##### 4.1. Benzetim Sonuçları

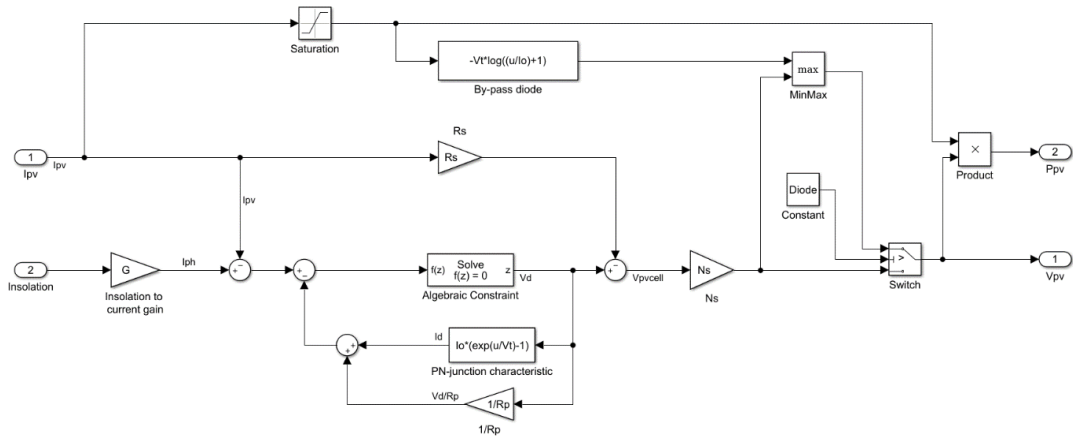
Tasarlanan MPPT algoritması ve DA-DA dönüştürücünün benzetim çalışması MATLAB/SIMULINK kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Panel modeli olarak University of Colorado Boulder'in ECEN2060 Renewable Sources and Efficient Electrical Energy Systems dersi kapsamında kullanılan model seçilmiştir. Şekil 4.1'de benzetim sistemine ait SIMULINK modeli verilmiştir. Modele ait matematiksel eşitlikler 2. Bölümde verilmiştir. İki farklı benzetim çalışması uygulanmıştır. İlk benzetim çalışmasında dönüştürücü bağlanmaksızın önerilen algoritmanın referans akımı kullanarak panel çıkışında maksimum gücü elde etme hızı ve maksimum güç noktasında meydana gelen salınımlar incelenmiştir. Bu çalışmada geleneksel sabit adımlı P&O MPPT algoritması ile önerilen hibrit algoritma karşılaştırılmıştır. Şekil 4.2'de bu çalışmaya ait SIMULINK diyagramı verilmiştir. Kullanılan fotovoltaik panellerin katalog bilgileri ile SIMULINK modeli oluşturulmuştur. Bu model Şekil 4.3'te verilmiştir. Tasarlanan artıran DA-DA dönüştürücüye ait benzetim modeli de Şekil 4.3 (c)'de verilmiştir. Benzetim çalışmalarında sıcaklık sabit kabul edilmiştir. EN50530 standartlarına uygun olarak güneş parlaklık profilleri çıkarılmış ve testler bu profillere göre gerçekleştirilmiştir. Testler esnasında geleneksel P&O yöntemi için referans adım büyüklüğü olarak  $D=0.02$  ve  $D=0.001$  seçilmiştir. Bu iki değer seçilme nedeni ise MPP yakalama hızının ve maksimum güç noktasında meydana gelen salınımların adım büyüklüğüyle nasıl değiştiğini göstermek ve önerilen çalışmanın her iki koşulda da geleneksel yöntemle karşı başarımlarını ispatlamaktır.



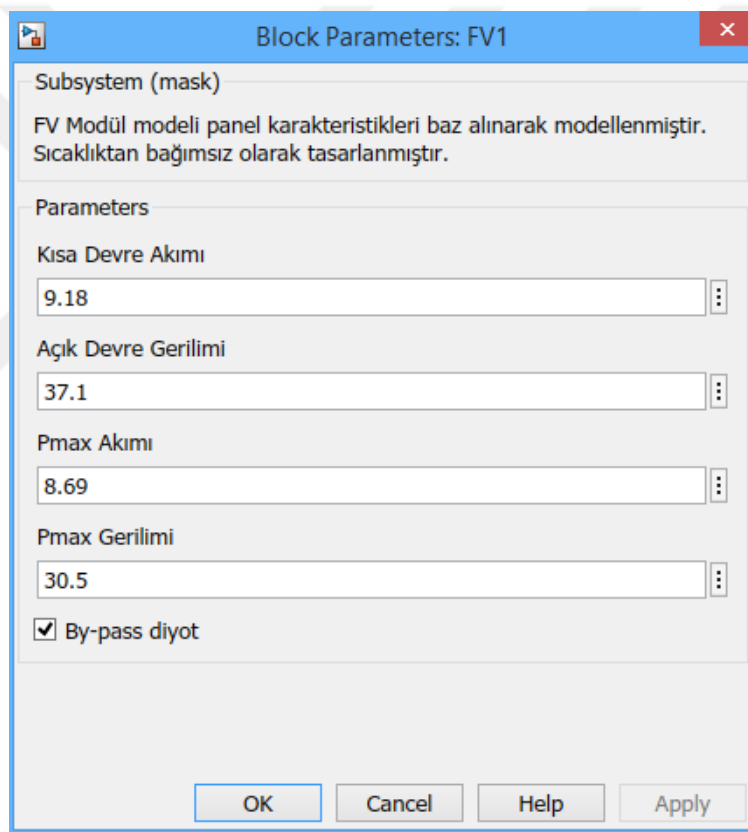
**Şekil 4.1.** P&O ve INC tabanlı ve değişken adım büyüklüklü hibrit MPPT metodu için SIMULINK diyagramı



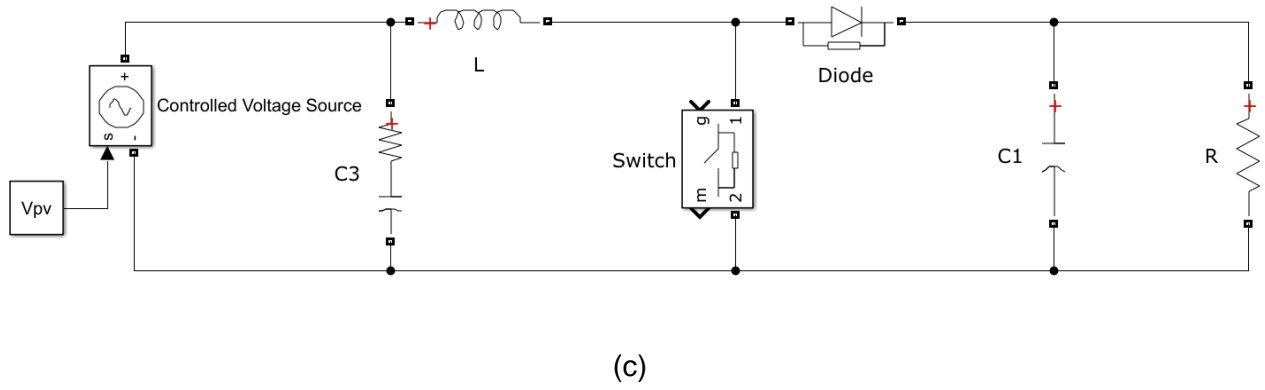
**Şekil 4.2.** P&O ve INC tabanlı ve değişken adım büyüklüklü hibrit MPPT metodu için MPP yakalama hızı testi ve maksimum güç noktasında salınım test SIMULINK diyagramı



(a)

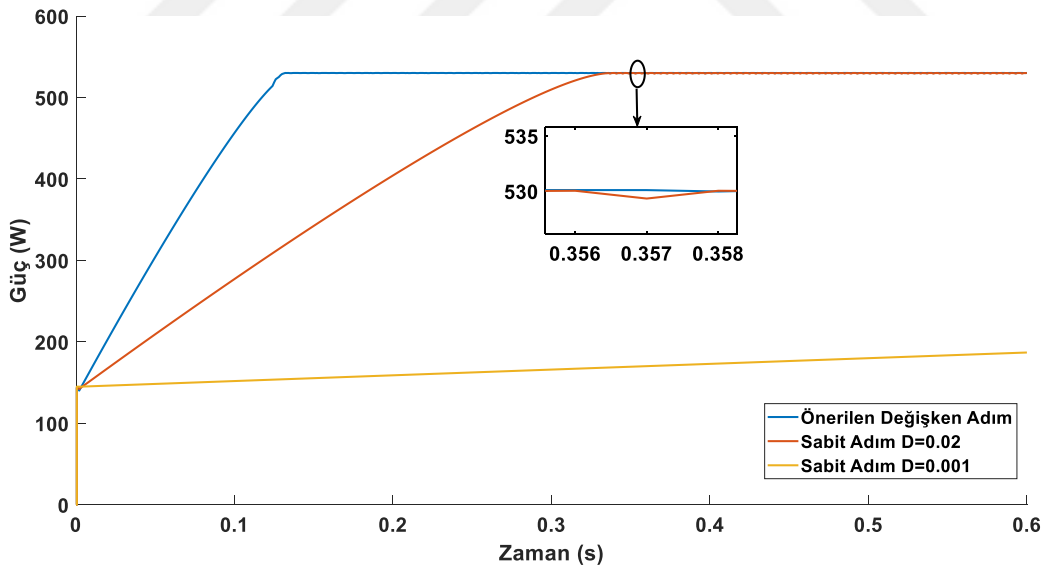


(b)



**Şekil 4.3.** (a) Fotovoltaik panel SIMULINK diyagramı (b) Panel karakteristik ekranı (c) Artıran DA-DA dönüştürücüye ait benzetim modeli

İlk olarak dönüştürücü kayıpları hesaba katılmamış ve referans akım hesaplanarak maksimum panel çıkış gücüne ne kadar sürede ulaşıldığı izlenmiştir. Önerilen algoritma maksimum güç noktasına 134 ms sürede ulaşırken geleneksel P&O metodunda bu süre 335 ms'dir. Karşılaştırma sonucu Şekil 4.4'te verilmiştir.

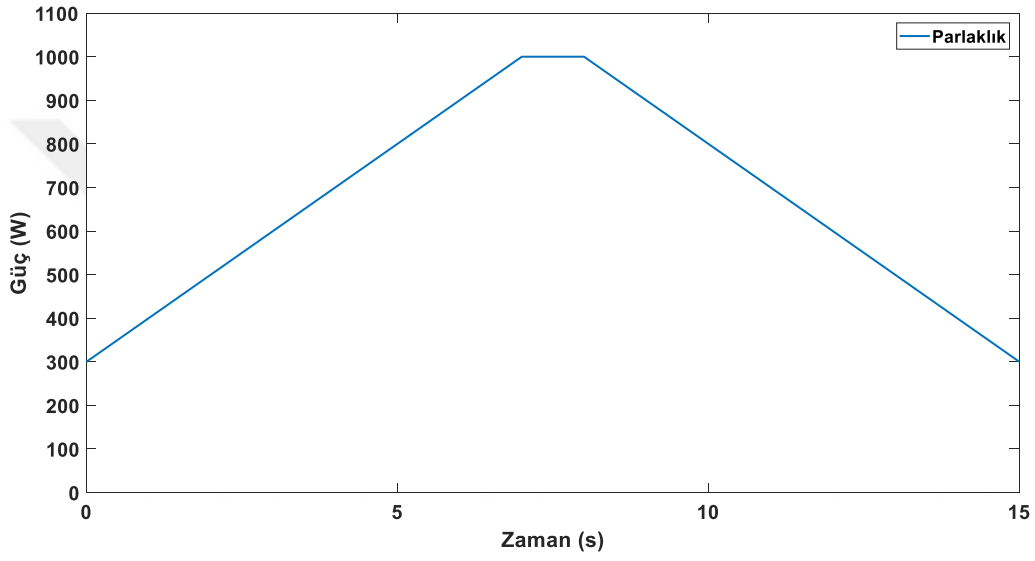


**Şekil 4.4.** Geleneksel P&O algoritması ile önerilen algoritmanın MPP noktası yakalama hızı ve maksimum güç noktasında salınım bakımından karşılaştırılması

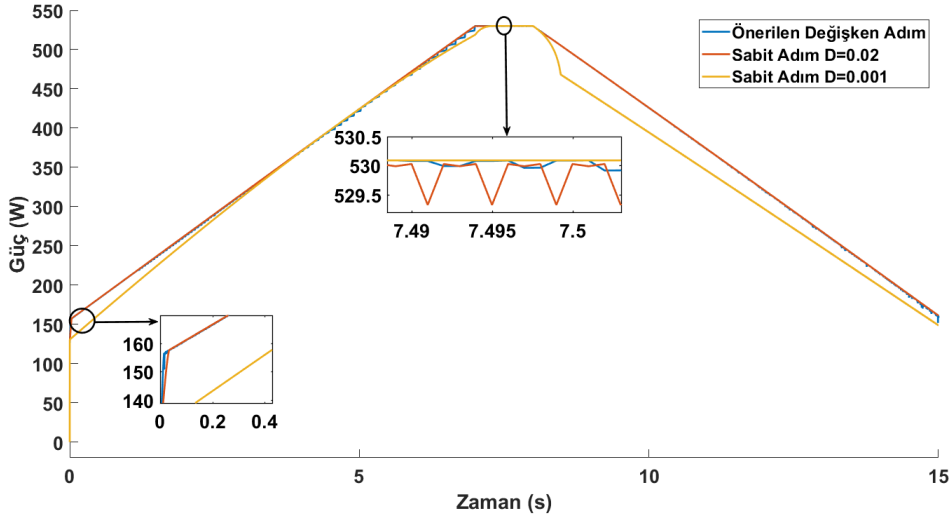
Yakınlaştırılmış grafikten görüldüğü üzere, önerilen çalışma her iki sabit adımlı geleneksel P&O metoduna göre MPP noktasını daha önce yakalamaktadır. Maksimum güç noktasındaki salınımı

azaltmak için geleneksel yöntemin adım büyüklüğü düşürüldüğünde MPP yakalama süresi 6 s'ye çıkmıştır. Fakat önerilen çalışmanın yaptığı salınım  $D=0.001$  adım büyüklüklü geleneksel P&O ile aynı başarıyı göstermiştir.

İkinci test ise sisteme parlaklık girişi rampa sinyali uygulanarak gerçekleştirilmiştir. Test parlaklık profili Şekil 4.5'te verilmiştir. Başlangıç anında parlaklık  $300 \text{ W} / \text{m}^2$  kabul edilmiş ve  $100 \text{ W} / \text{m}^2$ 'lik eğimle  $1000 \text{ W} / \text{m}^2$ 'ye kadar artırılmıştır. Test sonucunda elde edilen karşılaştırma grafiği Şekil 4.6'te verilmiştir.



**Şekil 4.5.** Parlaklığın rampa sinyali şeklinde değişimi benzetimi

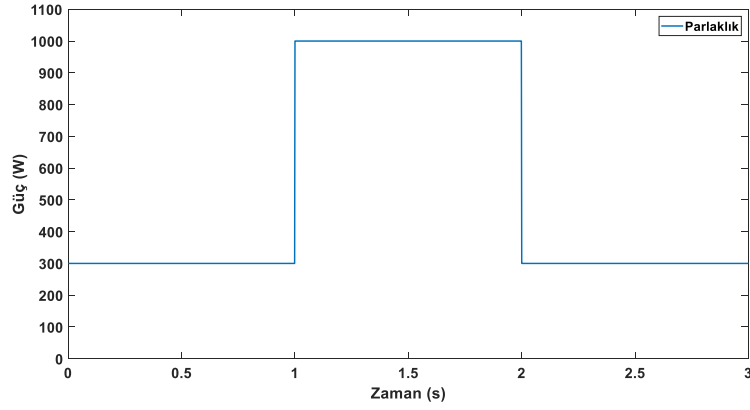


**Şekil 4.6.** Önerilen algoritma ile geleneksel algoritmanın rampa sinyali parlaklık modeli ile karşılaştırılması

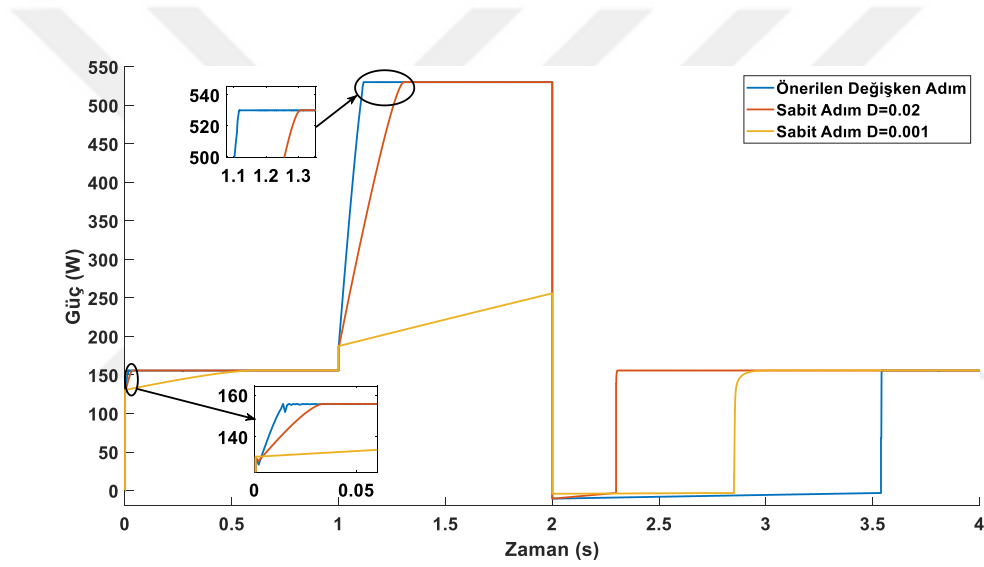
Parlaklık rampa sinyali testi sonucunda önerilen çalışmanın maksimum güç noktasını  $D=0.02$  olan geleneksel P&O metoduna göre maksimum güç noktasını 17 ms daha önce yakalamıştır ve yükselen gücü düşük salımlı olarak takip etmiştir. Maksimum güç noktasında ise  $D=0.02$  adım büyüklüklü geleneksel P&O'ya göre daha az salınım yapmaktadır.

Son uygulanan testte ise güneş parlaklığında meydana gelebilecek ani değişiklikler benzetimlenmiştir. Şekil 4.7'de verildiği gibi başlangıçta  $300 \text{ W} / \text{m}^2$  olan parlaklık bir anda  $1000 \text{ W} / \text{m}^2$ 'ye çıkarılmıştır. Bir süre  $1000 \text{ W} / \text{m}^2$ 'de seyreden parlaklık ardından aniden  $300 \text{ W} / \text{m}^2$ 'ye yeniden düşürülmüştür.





**Şekil 4.7.** Parlaklıkta ani değişim meydana gelmesi benzetimi



**Şekil 4.8.** Önerilen algoritma ile geleneksel algoritmanın parlaklıkta ani değişim modeli ile karşılaştırılması

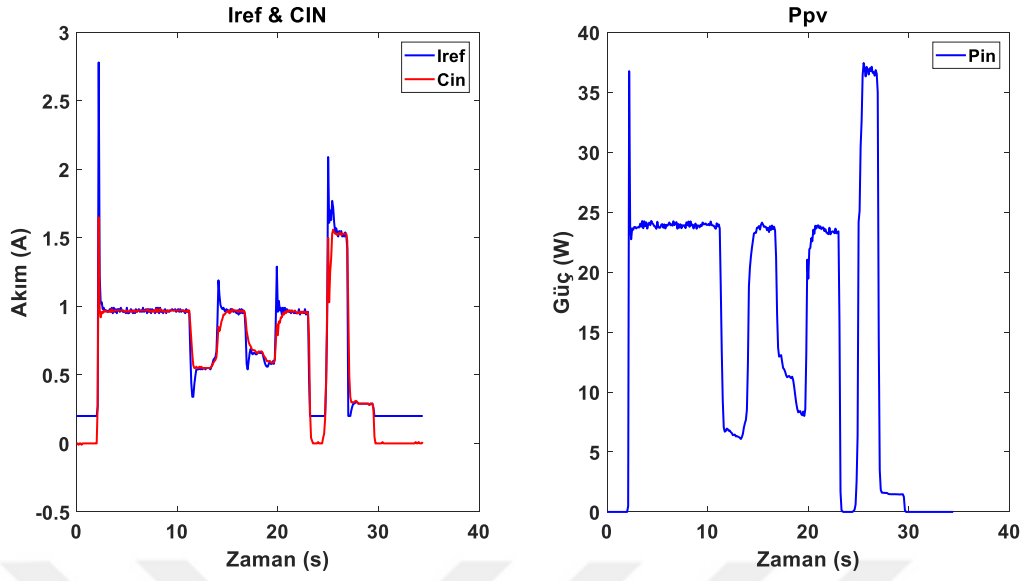
Şekil 4.8'de parlaklıkta ani değişim modeli ile yapılan testin sonuçları verilmiştir. Önerilen çalışma, her iki sabit adımlı geleneksel metoda karşı ani değişime tepki hızında daha başarılı sonuçlar ortaya koymuştur ve ani yükselmeye 20 ms daha hızlı cevap vermiştir. Ani artıştan sonra meydana gelen ani düşmede ise benzetim çalışması olumlu cevap vermemiştir. Bunun sebebi, matematiksel modelde aniden güç kaybı yaşanması durumunda sistemin kontrol değişkeninin çok yüksek değerlere ulaşmasından dolayı D değerinin koruma bölgesine ( $D=0.05$ ) girmesidir. Koruma bölgesindeki D değerinin yaptığı ilk döngünün ardından kontrol değişkeni tekrar küçülmektedir fakat koruma bölgesinden çıktığı için küçük adımlarla gücü takip etmeye çalışmaktadır. Bu küçük adımların sonucu

olarakta sistemin maksimum noktaya ulaşması uzun zaman almaktadır. Fakat deneysel çalışmalarda sensörlerden okunan değerler üzerinden işlem yapıldığından dolayı ani değişimlerde matematiksel modelde karşılaşılan sorunla karşılaşılmamıştır.

#### 4.2. Deneysel Sonuçlar

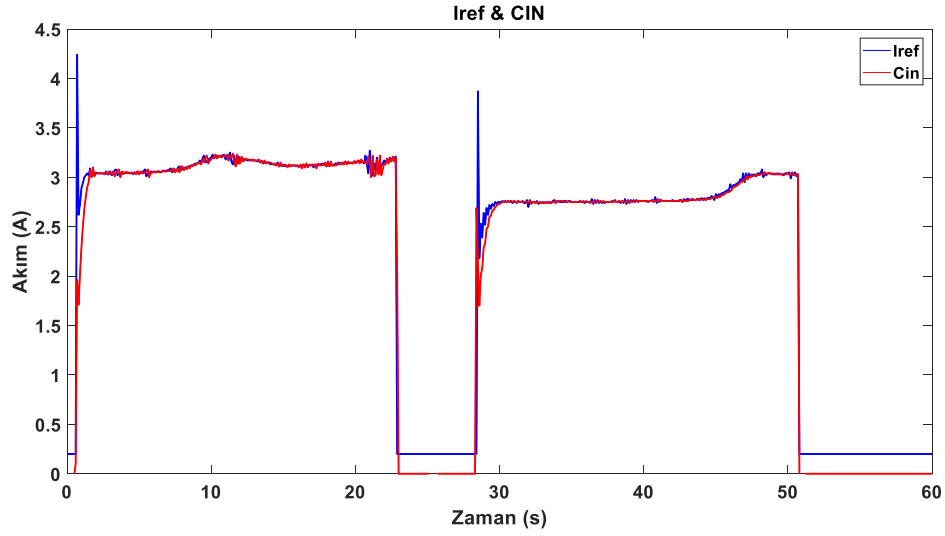
Deneysel çalışma 20.10.2017 tarihinde gerçekleştirilmiştir. Bu tarihte çalışmanın gerçekleştirildiği bölge olan Mersin şehrinde ortalama günlük güneş parlaklığı değeri  $2.45 \text{ kWh/m}^2/\text{gün}$  olarak ölçülmüştür [34]. Ortalama gün ışığı süresi 11 saat olarak alındığında ortalama parlaklık değeri  $222 \text{ W/m}^2$  olarak hesaplanmaktadır. Verilen parlaklık şartları altında panelin üretebileceği maksimum güç için benzetim çalışması gerçekleştirilmiş elde edilebilecek en yüksek güç değeri  $104.3 \text{ W}$  olarak hesaplanmıştır. Ardından DA-DA dönüştürücü tasarlanmıştır. DA-DA dönüştürücü çıkışta maksimum  $150 \text{ V}$  gerilim verebilecek şekilde ve akım modlu kontrole uygun olarak tasarlanmıştır. Ardından akım modlu kontrol için gerekli olan indüktör akımı ölçüm devresi tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Anahtarlama altında akım ölçümü yapabilmek için LEM HLSR16-P hall etkili akım sensörü kullanılmıştır. Fakat bu sensör akım ölçümünde tek başına başarılı olamamış ve ölçüm sonuçlarında büyük salınımlar gözlenmiştir. Birçok farklı yöntemin denenmesinin ardından LM324 ile LEM HLSR-16P'den gelen akım sinyali yükseltilmiş ve salınımlar en aza indirilerek tutarlı ölçümler yapılabilmıştır.

Dönüştürücü ve ölçüm sensörlerinin tasarımından sonra MPPT algoritması STM32F4 discovery dijital kontrolöründe programlanmıştır. Algoritmanın ilk denemeleri, fotovoltaik panellere bağlanmadan güç kaynağıyla yapılmıştır. Deneme sonuçları algoritmanın başarılı bir şekilde güç takibi yapabildiğini ve sistemin indüktör akımını olabilecek en yüksek seviyede tutabildiğini göstermiştir. Şekil 4.9'da görüldüğü gibi algoritma, indüktör akımını güç kaynağından verilen maksimum akımı çekmeye zorlamıştır.



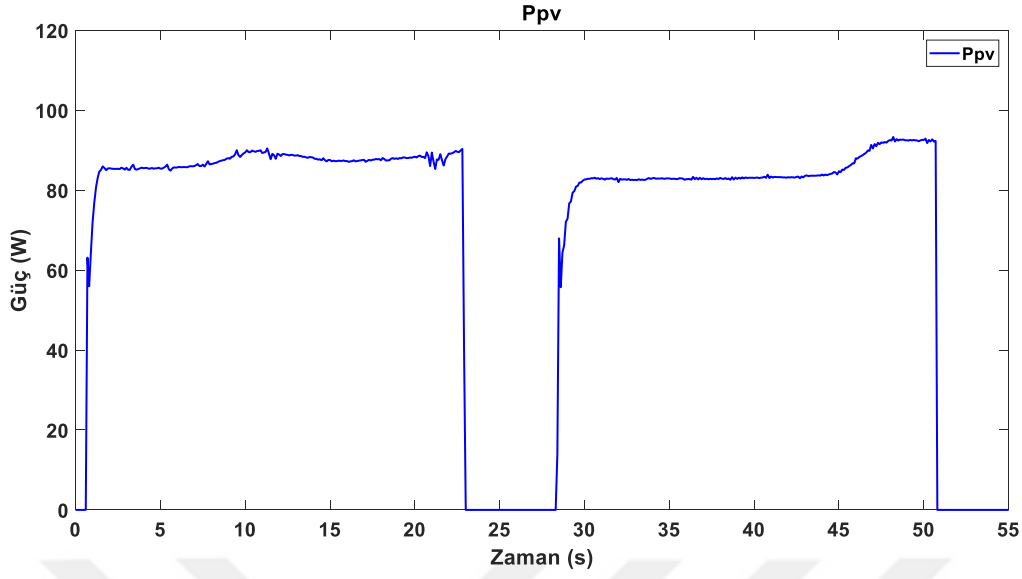
**Şekil 4.9.** Önerilen algoritmanın deneysel düzende güç kaynağı ile test edilmesi

Test düzeneğinde sonuçların başarılı şekilde alınmasının ardından sistem fotovoltaik panele bağlanmıştır. Hava koşullarının elverişsizliği dolayısıyla panel verimli şekilde çalışmasa da algoritma başarılı şekilde takip yapabilmiş ve maksimum güç noktasında salınımı düşük tutmuştur. Şekil 4.10'da verildiği gibi, sistemin güç değişimini izleyerek referans akımı belirleyen algoritma, dönüştürücünün indüktör akımını referans akımı izlemeye zorlamış ve başarılı olmuştur.



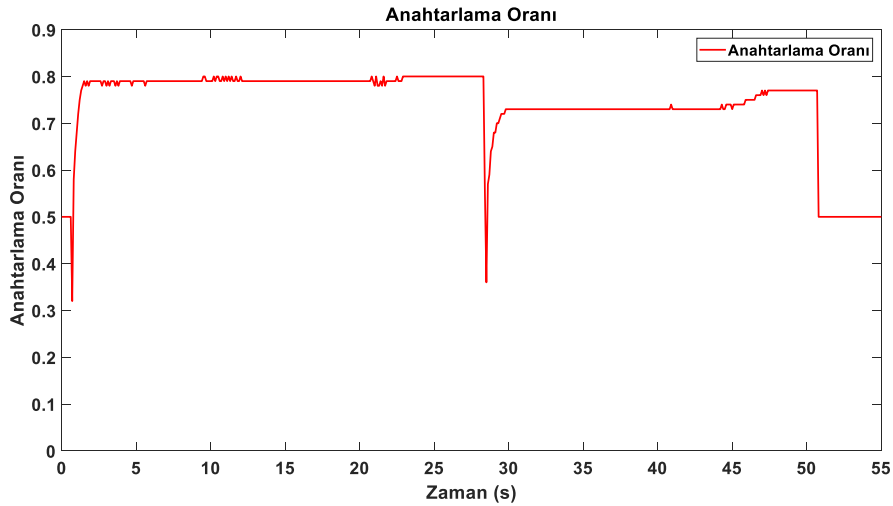
**Şekil 4.10.** Önerilen algoritma ve akım modlu kontrol ile indüktör akımının ve referans akımın izlenmesi

Çalışmanın amaçları, hızlı güç noktası tarama ve maksimum güç noktasında oluşabilecek salınımları azaltmaktır. Şekil 4.11'de bu amaçların başarımını belirlemek için yapılan testin sonucu verilmiştir. Sistem maksimum güç noktasına 800 ms sürede ulaşmıştır. Sistemin olası bir ani değişikliğe tepkisini ölçmek amacıyla 23. Saniyede pannelle olan bağlantısı kesilmiş ve 5 saniye sonra tekrar bağlanmıştır. Sistem maksimum güç noktasını tekrardan yaklaşık 800 ms sürede yakalamıştır. Güç noktasındaki salınımların oldukça küçük oldukları gözlenmiştir. Aynı teste ait akım takibi sonucu da Şekil 4.10'da görülmektedir.



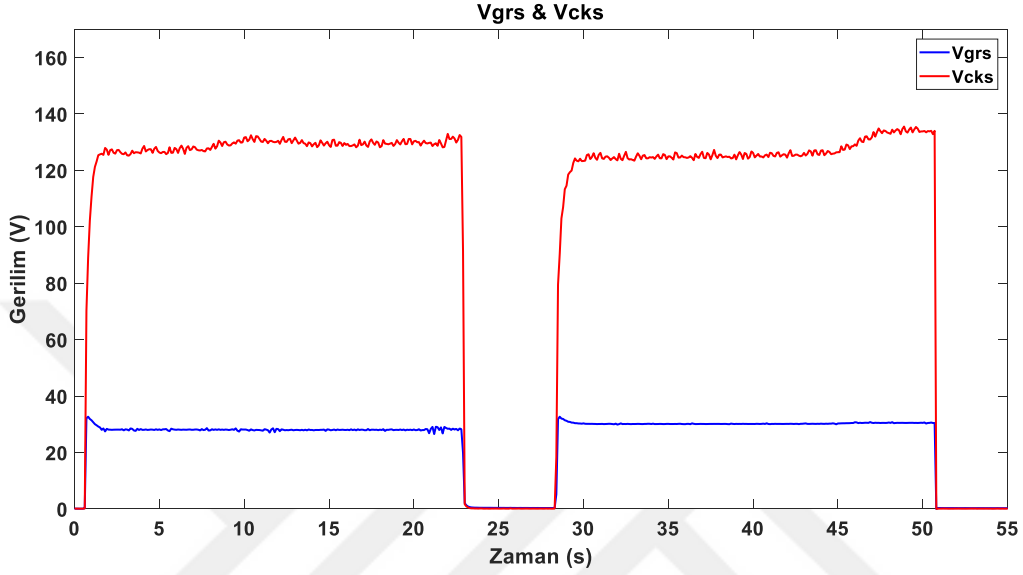
**Şekil 4.11.** Önerilen algoritma ve akım modlu kontrol ile maksimum güç noktasının izlenmesi

Şekil 4.12'de anahtarlama oranının değişimi verilmiştir. Sistemin zarar görmemesi için anahtarlama oranı kontrolör üzerinden 0.5-0.8 aralığında sınırlandırılmıştır. Maksimum güç noktasını yakaladığı 0.8 seviyesinde bir süre devam eden anahtarlama oranı, ani değişiklik testinden de başarıyla geçmiştir. Anahtarlama oranının ani değişiklik testinden sonra 0.75 etrafında seyretmesi o anda panelden elde edilen güçte atmosferik koşullara bağlı bir düşüş meydana geldiğini göstermektedir.



**Şekil 4.12.** Önerilen algoritma ve akım modlu kontrol ile anahtarlama oranının izlenmesi

Sistem tasarımında artıran DA-DA dönüştürücü kullanılmış ve çıkış gerilimi maksimum 150V olacak şekilde tasarlanmıştır. Sistem 15 kHz frekansında anahtarlanmıştır. Akım modlu kontrol gerçekleştirildiği için çıkış gerilimi kontrol edilmemektedir ve bağlanan yüke göre değişiklik göstermektedir. Şekil 4.13'te deneysel çalışma esnasında izlenen giriş ve çıkış gerilimleri verilmiştir.



**Şekil 4.13.** Önerilen algoritma ve akım modlu kontrol ile giriş ve çıkış gerilimlerinin izlenmesi

## 5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Fotovoltaik sistemlerde üretilen güç atmosferik koşullara bağlı olarak değişse de üretilen gücü maksimum noktada kullanmak için yöntemler geliştirilmektedir. Bu yöntemlerden birisi de MPPT yöntemleridir. MPPT sistemleri panelin üretebileceği gücün tamamına yakınının kullanılabilmesine olanak tanımaktadır. Bu çalışmada en çok tercih edilen MPPT metodlarında birisi olan değiştir ve gözle MPPT metodu kullanılarak, akım modlu yeni bir algoritma geliştirilmiştir. Geliştirilen algoritma geleneksel değiştir ve gözle MPPT metodunda kullanılan, sabit adım büyüklüğü kullanarak referansı değiştirmek yerine adım büyüklüğünü bir kontrol değişkenine bağlamıştır ve maksimum güç noktasını daha hızlı taramayı ve maksimum güç noktasında meydana gelen salınımı en aza indirmeye amaçlamıştır.

Benzetim çalışmaları MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmalarında, EN50530 standartlarına uygun olarak güneş parlaklık profilleri çıkarılmış ve geliştirilen algoritma bu profillere göre test edilmiştir. Parlaklığın rampa ve ani değişim benzetimleri yapılmış ve sistemin tepkisi ölçülmüştür. Ayrıca en yüksek parlaklıkta maksimum güç noktasına ulaşma hızı benzetimi gerçekleştirilmiştir ve sabit adımlı algoritmaya göre başarılı sonuçlar alınmıştır. Algoritmanın maksimum güç noktası etrafındaki salınım büyüklükleri benzetim çalışmaları ile belirlenmiş ve algoritmanın başarılı olduğu sonucuna varılmıştır.

Deneysel çalışmalar için Lexron 265W monokristal fotovoltaik panel kullanılmıştır. Ayrıca çalışma kapsamında DA-DA artıran dönüştürücü tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Sistemin kontrolü STM32F4 Discovery dijital kontrolörü ile sağlanmıştır. Önerilen algoritma dijital kontrolöre kodlanmış ve dönüştürücünün anahtarlanması sağlanmıştır. Deneysel çalışmalarda maksimum güç noktası tarama hızı ve maksimum güç noktasında salınımı düşürme testleri başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir. EN50530 standartlarından sadece ani değişim profili uygulanabilmiştir ve başarılı sonuçlar alınmıştır.

Gelecek çalışmalarda algoritmanın parçalı gölgelenme durumlarına adaptasyonunun sağlanması planlanmaktadır. Ayrıca algoritmanın akü şarj kontrolünde kullanılmak üzere yeni bir artıran-azaltan dönüştürücü tasarlanmasıyla beraber geliştirilmesi hedeflenmektedir.

## KAYNAKLAR

- [1]. Antonanzas, J., Osorio, N., Escobar, R., Urraca, R., Martinez-de-Pison, F. J. ve Antonanzas-Torres, F. (2016). Review of photovoltaic power forecasting. *Solar Energy*, vol. 136. pp. 78–111.
- [2]. Luque A. ve Hegedus S. (2011). *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*.
- [3]. Green, M. A., Emery, K., Hishikawa, Y., Warta, W., Dunlop, E. D., Levi, D. H. ve Ho-Baillie A. W. Y. (2017) Solar cell efficiency tables (version 49) *Prog. Photovoltaics Res. Appl.*, vol. 25, no. 1, pp. 3–13.
- [4]. Hong, X. E., Wu, J. F. ve Wei, C. L. (2017). 98.1%-Efficiency Hysteretic-Current-Mode Noninverting Buck-Boost DC-DC Converter With Smooth Mode Transition. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 3, pp. 2008–2017.
- [5]. Piegari L. ve Rizzo, R. (2010). Adaptive perturb and observe algorithm for photovoltaic maximum power point tracking. *IET Renew. Power Gener.*, vol. 4, no. 4, p. 317.
- [6]. Femia, N., Petrone, G. ve Spagnuolo G. (2004). Optimizing Sampling Rate of P & O MPPT Technique. *35th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 1945–1949.
- [7]. Saravanan S. ve Ramesh Babu N. (2016). Maximum power point tracking algorithms for photovoltaic system - A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 57. pp. 192–204.
- [8]. Karami, N., Moubayed, N. ve Outbib, R. (2017). General review and classification of different MPPT Techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 68. pp. 1–18.
- [9]. Polman, A., Knight, M., Garnett, E. C., Ehrler, B. ve Sinke, W. C. (2016) Photovoltaic materials: Present efficiencies and future challenges. *Science*, vol. 352, no. 6283.
- [10]. Fraas L. M. ve Partain, L. D. (2010). *Solar Cells and Their Applications*.
- [11]. Xiao, W., Dunford, W. G. ve Capel, A. (2004). A novel modeling method for photovoltaic cells. In *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 3, pp. 1950–1956.
- [12]. Safari A. ve Mekhilef, S. (2011). Simulation and hardware implementation of incremental conductance MPPT with direct control method using cuk converter. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1154–1161.
- [13]. Ram, J. P., Babu, T. S. ve Rajasekar, N. (2017). A comprehensive review on solar PV maximum power point tracking techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 67. pp. 826–847.
- [14]. Lynn, P. A. (2010). *Electricity from Sunlight: An Introduction to Photovoltaics*.
- [15]. Loukriz, A., Haddadi, M., ve Messalti, S. (2016) Simulation and experimental design of a new advanced variable step size Incremental Conductance MPPT algorithm for PV systems. *ISA Trans.*, vol. 62, pp. 30–38.
- [16]. European Standarts. (2010). Overall efficiency of grid connected photovoltaic inverters.
- [17]. Femia, N., Petrone, G., Spagnuolo, G. ve Vitelli, M. (2005). Optimization of perturb and observe



- maximum power point tracking method. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 963–973.
- [18]. Tan, C. W. T. C. W., Green, T. C., ve Hernandez-Aramburo, C. A. (2008) Analysis of perturb and observe maximum power point tracking algorithm for photovoltaic applications. *2008 IEEE 2nd Int. Power Energy Conf.*, no. PECon 08, pp. 237–242.
- [19]. Fathabadi, H. (2016) Novel fast dynamic MPPT (maximum power point tracking) technique with the capability of very high accurate power tracking. *Energy*, vol. 94, pp. 466–475.
- [20]. ESRAM T., ve Chapman, P. L. (2007). Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449.
- [21]. Salas, V., Olías, E., Barrado, A. ve Lázaro, A. (2006). Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 90, no. 11, pp. 1555–1578.
- [22]. Berrera, M., Dolara, A., Faranda, R. ve Leva, S. (2009). Experimental test of seven widely-adopted MPPT algorithms. *IEEE Bucharest PowerTech: Innovative Ideas Toward the Electrical Grid of the Future*.
- [23]. Isaloo B. A., ve Amiri, P. (2016). Improved variable step size incremental conductance MPPT method with high convergence speed for PV systems. *J. Eng. Sci. Technol.*, vol. 11, no. 4, pp. 516–528.
- [24]. Xiao W. ve Dunford, W. G. (2004). A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems. *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference* vol. 3, pp. 1957–1963.
- [25]. Al-Amoudi, A. (1998). Optimal control of a grid-connected PV system for maximum power point tracking and unity power factor. *Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives* vol. 1998, pp. 80–85.
- [26]. Park M. P. M. ve Yu, I.-K. Y. I.-K. (2004). A study on the optimal voltage for MPPT obtained by surface temperature of solar cell. *30th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. 2004. IECON* vol. 3, pp. 2040–2045.
- [27]. Kobayashi, K., Matsuo, H. ve Sekine, Y. (2006). An excellent operating point tracker of the solar-cell power supply system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 2, pp. 495–499.
- [28]. Alik R. ve Jusoh, A. (2017) Modified Perturb and Observe (P&O) with checking algorithm under various solar irradiation. *Sol. Energy*, vol. 148, pp. 128–139.
- [29]. Tey K. S. ve Mekhilef, S. (2014) Modified incremental conductance MPPT algorithm to mitigate inaccurate responses under fast-changing solar irradiation level. *Sol. Energy*, vol. 101, pp. 333–342.
- [30]. Da Silva E. R. C., ve Elbuluk, M. E. (2013) Fundamentals of Power Electronics. *Green Energy Technol.*, vol. 59, pp. 7–59.
- [31]. Rashid, M. H. (2007). *Power Electronics Handbook*.
- [32]. Chabni, F., Rachid T., ve Abderrahmen B. 2017 Multiple Switching Patterns for Three-Level SHEPWM Inverter Using STM32F4 Microcontroller. *The 5th International Conference on Electrical*

*Engineering – Boumerdes (ICEE-B).*

[33]. Gao, W. Q., Kang, F. J., Bai, B. ve Zhong, L. J. (2012). Analysis of a feedback circuit based on the LEM current sensor. *Inf. Technol. J.*, vol. 11, no. 7, pp. 916–920.

[34]. *POWER. (2017). Near Real-time Daily Global Radiation and Meteorology. NASA Prediction of Worldwide Energy Resource.*



## EKLER

### EK-1

#### MPPT Algoritmasına Ait ARM Kodu

```
/**
*****
* File Name      : main.c
* Description    : Main program body
*****
** This notice applies to any and all portions of this file
* that are not between comment pairs USER CODE BEGIN and
* USER CODE END. Other portions of this file, whether
* inserted by the user or by software development tools
* are owned by their respective copyright owners.
*
* COPYRIGHT(c) 2017 STMicroelectronics
*
* Redistribution and use in source and binary forms, with or without modification,
* are permitted provided that the following conditions are met:
* 1. Redistributions of source code must retain the above copyright notice,
*    this list of conditions and the following disclaimer.
* 2. Redistributions in binary form must reproduce the above copyright notice,
*    this list of conditions and the following disclaimer in the documentation
*    and/or other materials provided with the distribution.
* 3. Neither the name of STMicroelectronics nor the names of its contributors
*    may be used to endorse or promote products derived from this software
*    without specific prior written permission.
*
* THIS SOFTWARE IS PROVIDED BY THE COPYRIGHT HOLDERS AND CONTRIBUTORS "AS IS"
* AND ANY EXPRESS OR IMPLIED WARRANTIES, INCLUDING, BUT NOT LIMITED TO, THE
* IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE ARE
* DISCLAIMED. IN NO EVENT SHALL THE COPYRIGHT HOLDER OR CONTRIBUTORS BE LIABLE
```

```
* FOR ANY DIRECT, INDIRECT, INCIDENTAL, SPECIAL, EXEMPLARY, OR CONSEQUENTIAL
* DAMAGES (INCLUDING, BUT NOT LIMITED TO, PROCUREMENT OF SUBSTITUTE GOODS OR
* SERVICES; LOSS OF USE, DATA, OR PROFITS; OR BUSINESS INTERRUPTION) HOWEVER
* CAUSED AND ON ANY THEORY OF LIABILITY, WHETHER IN CONTRACT, STRICT LIABILITY,
* OR TORT (INCLUDING NEGLIGENCE OR OTHERWISE) ARISING IN ANY WAY OUT OF THE USE
* OF THIS SOFTWARE, EVEN IF ADVISED OF THE POSSIBILITY OF SUCH DAMAGE.
```

```
*
```

```
*****
```

```
*/
```

```
/* Includes -----*/
```

```
#include "main.h"
```

```
#include "stm32f4xx_hal.h"
```

```
#include "adc.h"
```

```
#include "dma.h"
```

```
#include "tim.h"
```

```
#include "usart.h"
```

```
#include "gpio.h"
```

```
#include "math.h"
```

```
/* USER CODE BEGIN Includes */
```

```
#include "lcd.h"
```

```
#include "stm32f4xx_it.h"
```

```
#include "stdio.h"
```

```
#define IrefInitial 0.2
```

```
#define IncrementInitial 1.0
```

```
#define PoldInitial 0.0
```

```
#define DeltaIInitial 0.02
```

```
#define Kp 0.1
```

```
#define P_Thresold 0.1
```

```
#define Kcv 0.1
```

```
/* USER CODE END Includes */
```

```
/* Private variables -----*/
```

```
/* USER CODE BEGIN PV */
```

```
/* Private variables -----*/
```

```
float pwm_frequency=15000;
```

```
float duty_cycle=0.50;
```

```
float duty_at_Pmax=0.50;
```

```
float Pmax=0.0;
```

```
char lcd_str1[16]={0};
```

```
char lcd_str2[16]={0};
```

```
char transmitBuffer[40]={0};
```

```
float Iref = IrefInitial;
```

```
float Increment = IncrementInitial;
```

```
float Pold = PoldInitial;
```

```
float DeltaI = DeltaIInitial;
```

```
float DeltaD=0.001;
```

```
float IrefH = 3.2;
```

```
float IrefL = 0.0;
```

```
float Vold = 0.0;
```

```
float P = 0.0;
```

```
float Vnew = 0.0;
```

```
float Inew = 0.0;
```

```
float Iold = 2.0;
```

```
float cv = 2.0;
```

```
float cv_max=0.0;
```

```
float error = 0.0;
```

```
float error_Ki = 0.0;
```

```
float error_old_Ki = 0.0;
```

```
float Pcks=0;
```

```
float Icks=0;
```

```

/* USER CODE END PV */

/* Private function prototypes -----*/
void SystemClock_Config(void);

/* USER CODE BEGIN PFP */
/* Private function prototypes -----*/

/* USER CODE END PFP */

/* USER CODE BEGIN 0 */

/* USER CODE END 0 */

int main(void)
{

/* USER CODE BEGIN 1 */

/* USER CODE END 1 */

/* MCU Configuration-----*/

/* Reset of all peripherals, Initializes the Flash interface and the Systick. */
HAL_Init();

/* USER CODE BEGIN Init */

/* USER CODE END Init */

/* Configure the system clock */
SystemClock_Config();

/* USER CODE BEGIN SysInit */

```

```

/* USER CODE END SysInit */

/* Initialize all configured peripherals */
MX_GPIO_Init();
MX_DMA_Init();
MX_TIM1_Init();
MX_ADC1_Init();
MX_USART2_UART_Init();
MX_TIM2_Init();

/* USER CODE BEGIN 2 */
//  lcd_init();
    HAL_ADC_Start(&hadc1);
    HAL_ADC_Start_DMA(&hadc1, (uint32_t*) ADCReadings, 4);

    HAL_Delay(1000);
    calibrateADC(ADCReadings);
    HAL_TIM_Base_Start(&htim1);
    HAL_TIM_PWM_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_1); //starts PWM on CH1 pin
/* USER CODE END 2 */

/* Infinite loop */
/* USER CODE BEGIN WHILE */
while (1)
{
/* USER CODE END WHILE */

/* USER CODE BEGIN 3 */

    if(systick_1ms_passed%2==0)
    {
        calculateADCreadings(ADCReadings);
    }
}

```

```
//MpptFunction
```

```
if(systick_100ms_passed==1)
{
    systick_100ms_passed=0;
    P=C_IN*V_IN;
    if(P>P_Thresold)
    {
        P=C_IN*V_IN;
        error = (Iref-C_IN);
        duty_cycle = duty_cycle+((error*Kp));
        if(duty_cycle>0.8)
        {
            duty_cycle=0.8;
        }
        cv=(P-Pold);
        DeltaI=Kcv*cv;
        Iref=Iref+DeltaI;
        if(P>Pold)
        {
            Iref=C_IN+((Iref-C_IN)/2.0);
        }
        else
        {
            Iref=C_IN-((C_IN-Iref)/2.0);
        }
        if(Iref<0.2)
        {
            Iref=0.2;
        }

        Vold=V_IN;
        Iold=C_IN;
    }
}
```



```

        Pold=Vold*Iold;
    }
    Pcks=V_OUT*V_OUT/162.56;
    Icks=V_OUT/162.56;
        changePWMdutyfrequency(duty_cycle,pwm_frequency);

    sprintf(transmitBuffer,"%1.2f,%1.2f,%2.2f,%1.2f,%2.2f,%3.2f\n",Iref,C_IN,P,duty_cycle,V_IN,V_
OUT);

        HAL_UART_Transmit(&huart2,(uint8_t*)transmitBuffer,34,5000);
    }
    if(systick_2000ms_passed==1)
    {
//        duty_cycle=duty_cycle+0.001;
        systick_2000ms_passed=0;
        HAL_GPIO_TogglePin(BLUE_LED_GPIO_Port,BLUE_LED_Pin);
        sprintf(lcd_str1, "DUTY=%2.2f %1.1f",duty_cycle,V_OUT);
//        TM_HD44780_Puts(0, 0, lcd_str1);
        sprintf(lcd_str2, "%1.1f %1.1f %1.1f",C_OUT,V_IN,C_OUT);
//        TM_HD44780_Puts(0, 1, lcd_str2);
        //MpptFunction
    }

}

/* USER CODE END 3 */

}

/** System Clock Configuration
*/
void SystemClock_Config(void)

```

```

{

RCC_OscInitTypeDef RCC_OscInitStruct;
RCC_ClkInitTypeDef RCC_ClkInitStruct;

/**Configure the main internal regulator output voltage
*/
__HAL_RCC_PWR_CLK_ENABLE();

__HAL_PWR_VOLTAGESCALING_CONFIG(PWR_REGULATOR_VOLTAGE_SCALE1);

/**Initializes the CPU, AHB and APB busses clocks
*/
RCC_OscInitStruct.OscillatorType = RCC_OSCILLATORTYPE_HSE;
RCC_OscInitStruct.HSEState = RCC_HSE_ON;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_ON;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLSource = RCC_PLLSOURCE_HSE;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLM = 8;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLN = 336;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLP = RCC_PLLP_DIV2;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLQ = 4;
if (HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct) != HAL_OK)
{
    __Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
}

/**Initializes the CPU, AHB and APB busses clocks
*/
RCC_ClkInitStruct.ClockType = RCC_CLOCKTYPE_HCLK|RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK
    |RCC_CLOCKTYPE_PCLK1|RCC_CLOCKTYPE_PCLK2;
RCC_ClkInitStruct.SYSCLKSource = RCC_SYSCLKSOURCE_PLLCLK;
RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;
RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_HCLK_DIV4;
RCC_ClkInitStruct.APB2CLKDivider = RCC_HCLK_DIV2;

```

```

if (HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct, FLASH_LATENCY_5) != HAL_OK)
{
    _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
}

```

```

/**Configure the Systick interrupt time
*/
HAL_SYSTICK_Config(HAL_RCC_GetHCLKFreq()/1000);

```

```

/**Configure the Systick
*/
HAL_SYSTICK_CLKSourceConfig(SYSTICK_CLKSOURCE_HCLK);

```

```

/* SysTick_IRQn interrupt configuration */
HAL_NVIC_SetPriority(SysTick_IRQn, 0, 0);
}

```

```

/* USER CODE BEGIN 4 */

```

```

/* USER CODE END 4 */

```

```

/**
 * @brief This function is executed in case of error occurrence.
 * @param None
 * @retval None
 */

```

```

void _Error_Handler(char * file, int line)

```

```

{
    /* USER CODE BEGIN Error_Handler_Debug */
    /* User can add his own implementation to report the HAL error return state */
    while(1)
    {
    }
}

```

```

/* USER CODE END Error_Handler_Debug */
}

#ifdef USE_FULL_ASSERT

/**
 * @brief Reports the name of the source file and the source line number
 * where the assert_param error has occurred.
 * @param file: pointer to the source file name
 * @param line: assert_param error line source number
 * @retval None
 */
void assert_failed(uint8_t* file, uint32_t line)
{
/* USER CODE BEGIN 6 */
/* User can add his own implementation to report the file name and line number,
ex: printf("Wrong parameters value: file %s on line %d\r\n", file, line) */
/* USER CODE END 6 */

}

#endif

/**
 * @}
 */

/**
 * @}
 */

/***** (C) COPYRIGHT STMicroelectronics *****/

/**

```

\*\*\*\*\*

\* File Name : ADC.c  
\* Description : This file provides code for the configuration  
\* of the ADC instances.

\*\*\*\*\*

\*\* This notice applies to any and all portions of this file  
\* that are not between comment pairs USER CODE BEGIN and  
\* USER CODE END. Other portions of this file, whether  
\* inserted by the user or by software development tools  
\* are owned by their respective copyright owners.

\*

\* COPYRIGHT(c) 2017 STMicroelectronics

\*

\* Redistribution and use in source and binary forms, with or without modification,  
\* are permitted provided that the following conditions are met:

- \* 1. Redistributions of source code must retain the above copyright notice,  
\* this list of conditions and the following disclaimer.
- \* 2. Redistributions in binary form must reproduce the above copyright notice,  
\* this list of conditions and the following disclaimer in the documentation  
\* and/or other materials provided with the distribution.
- \* 3. Neither the name of STMicroelectronics nor the names of its contributors  
\* may be used to endorse or promote products derived from this software  
\* without specific prior written permission.

\*

\* THIS SOFTWARE IS PROVIDED BY THE COPYRIGHT HOLDERS AND CONTRIBUTORS "AS IS"  
\* AND ANY EXPRESS OR IMPLIED WARRANTIES, INCLUDING, BUT NOT LIMITED TO, THE  
\* IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE ARE  
\* DISCLAIMED. IN NO EVENT SHALL THE COPYRIGHT HOLDER OR CONTRIBUTORS BE LIABLE  
\* FOR ANY DIRECT, INDIRECT, INCIDENTAL, SPECIAL, EXEMPLARY, OR CONSEQUENTIAL  
\* DAMAGES (INCLUDING, BUT NOT LIMITED TO, PROCUREMENT OF SUBSTITUTE GOODS OR  
\* SERVICES; LOSS OF USE, DATA, OR PROFITS; OR BUSINESS INTERRUPTION) HOWEVER  
\* CAUSED AND ON ANY THEORY OF LIABILITY, WHETHER IN CONTRACT, STRICT LIABILITY,  
\* OR TORT (INCLUDING NEGLIGENCE OR OTHERWISE) ARISING IN ANY WAY OUT OF THE USE  
\* OF THIS SOFTWARE, EVEN IF ADVISED OF THE POSSIBILITY OF SUCH DAMAGE.

```

*
*****
*/

/* Includes -----*/
#include "adc.h"

#include "gpio.h"
#include "dma.h"

/* USER CODE BEGIN 0 */
uint32_t ADCReadings[4]={0};
double ADC_real[4]={0.0};
double ADC_offset[4]={0.0};
double ADC_real_sum[4]={0.0};
double ADC_real_buffer[4][100]={0.0};
float C_IN=0.0;
float V_IN=0.0;
float C_OUT=0.0;
float V_OUT=0.0;

uint8_t ADC_real_pointer=0;

/* USER CODE END 0 */

ADC_HandleTypeDef hadc1;
DMA_HandleTypeDef hdma_adc1;

/* ADC1 init function */
void MX_ADC1_Init(void)
{
    ADC_ChannelConfTypeDef sConfig;

```

/\*\*Configure the global features of the ADC (Clock, Resolution, Data Alignment and number of conversion)

\*/

```
hadc1.Instance = ADC1;
hadc1.Init.ClockPrescaler = ADC_CLOCK_SYNC_PCLK_DIV4;
hadc1.Init.Resolution = ADC_RESOLUTION_12B;
hadc1.Init.ScanConvMode = ENABLE;
hadc1.Init.ContinuousConvMode = ENABLE;
hadc1.Init.DiscontinuousConvMode = DISABLE;
hadc1.Init.ExternalTrigConvEdge = ADC_EXTERNALTRIGCONVEDGE_NONE;
hadc1.Init.ExternalTrigConv = ADC_SOFTWARE_START;
hadc1.Init.DataAlign = ADC_DATAALIGN_RIGHT;
hadc1.Init.NbrOfConversion = 4;
hadc1.Init.DMAContinuousRequests = ENABLE;
hadc1.Init.EOCSelection = ADC_EOC_SEQ_CONV;
if (HAL_ADC_Init(&hadc1) != HAL_OK)
{
    _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
}
```

/\*\*Configure for the selected ADC regular channel its corresponding rank in the sequencer and its sample time.

\*/

```
sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_8;
sConfig.Rank = 1;
sConfig.SamplingTime = ADC_SAMPLETIME_84CYCLES;
if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfig) != HAL_OK)
{
    _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
}
```

/\*\*Configure for the selected ADC regular channel its corresponding rank in the sequencer and its sample time.

\*/

```

sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_9;
sConfig.Rank = 2;
if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfig) != HAL_OK)
{
    _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
}

/**Configure for the selected ADC regular channel its corresponding rank in the sequencer and its
sample time.
*/
sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_14;
sConfig.Rank = 3;
if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfig) != HAL_OK)
{
    _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
}

/**Configure for the selected ADC regular channel its corresponding rank in the sequencer and its
sample time.
*/
sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_15;
sConfig.Rank = 4;
if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfig) != HAL_OK)
{
    _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
}
}

void HAL_ADC_MspInit(ADC_HandleTypeDef* adcHandle)
{
    GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure;
    if(adcHandle->Instance==ADC1)

```



```

{
/* USER CODE BEGIN ADC1_MspInit 0 */

/* USER CODE END ADC1_MspInit 0 */
/* ADC1 clock enable */
__HAL_RCC_ADC1_CLK_ENABLE();

/**ADC1 GPIO Configuration
PC4  -----> ADC1_IN14
PC5  -----> ADC1_IN15
PB0  -----> ADC1_IN8
PB1  -----> ADC1_IN9
*/
GPIO_InitStruct.Pin = C_OUT_Pin|V_OUT_Pin;
GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_ANALOG;
GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
HAL_GPIO_Init(GPIOC, &GPIO_InitStruct);

GPIO_InitStruct.Pin = C_IN_Pin|V_IN_Pin;
GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_ANALOG;
GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
HAL_GPIO_Init(GPIOB, &GPIO_InitStruct);

/* ADC1 DMA Init */
/* ADC1 Init */
hdma_adc1.Instance = DMA2_Stream0;
hdma_adc1.Init.Channel = DMA_CHANNEL_0;
hdma_adc1.Init.Direction = DMA_PERIPH_TO_MEMORY;
hdma_adc1.Init.PeriphInc = DMA_PINC_DISABLE;
hdma_adc1.Init.MemInc = DMA_MINC_ENABLE;
hdma_adc1.Init.PeriphDataAlignment = DMA_PDATAALIGN_WORD;
hdma_adc1.Init.MemDataAlignment = DMA_MDATAALIGN_WORD;
hdma_adc1.Init.Mode = DMA_CIRCULAR;
hdma_adc1.Init.Priority = DMA_PRIORITY_HIGH;

```

```

hdma_adc1.Init.FIFOMode = DMA_FIFOMODE_DISABLE;
if (HAL_DMA_Init(&hdma_adc1) != HAL_OK)
{
    _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
}

__HAL_LINKDMA(adcHandle,DMA_Handle,hdma_adc1);

/* USER CODE BEGIN ADC1_MspInit 1 */

/* USER CODE END ADC1_MspInit 1 */
}
}

void HAL_ADC_MspDeInit(ADC_HandleTypeDef* adcHandle)
{
    if(adcHandle->Instance==ADC1)
    {
        /* USER CODE BEGIN ADC1_MspDeInit 0 */

        /* USER CODE END ADC1_MspDeInit 0 */
        /* Peripheral clock disable */
        __HAL_RCC_ADC1_CLK_DISABLE();

        /**ADC1 GPIO Configuration
        PC4  -----> ADC1_IN14
        PC5  -----> ADC1_IN15
        PB0  -----> ADC1_IN8
        PB1  -----> ADC1_IN9
        */
        HAL_GPIO_DeInit(GPIOC, C_OUT_Pin|V_OUT_Pin);

        HAL_GPIO_DeInit(GPIOB, C_IN_Pin|V_IN_Pin);
    }
}

```

```

/* ADC1 DMA DeInit */
HAL_DMA_DeInit(adcHandle->DMA_Handle);
/* USER CODE BEGIN ADC1_MspDeInit 1 */

/* USER CODE END ADC1_MspDeInit 1 */
}
}

/* USER CODE BEGIN 1 */
void calibrateADC(uint32_t* readings)
{
    uint8_t counter=0;
    ADC_real_pointer=0;
    for(counter=0;counter<4;counter++)
    {
        ADC_offset[counter] = (double)readings[counter]*3.0/4095.0;
    }
}

void calculateADCreadings(uint32_t* readings)
{
    uint8_t counter=0;
    uint16_t buf_point=0;

    for(counter=0;counter<4;counter++)
    {
        ADC_real[counter] = (double)readings[counter]*3.0/4095.0;
        ADC_real_buffer[counter][ADC_real_pointer] = ADC_real[counter];
    }

    ADC_real_pointer++;
    if(ADC_real_pointer>99)
    {

```

```

        ADC_real_pointer=0;
    }
    for(counter=0;counter<4;counter++)
    {
        ADC_real_sum[counter]=0;
        for(buf_point=0;buf_point<100;buf_point++)
        {

ADC_real_sum[counter]=ADC_real_sum[counter]+ADC_real_buffer[counter][buf_point];
        }
        ADC_real[counter] = (ADC_real_sum[counter]/100.0);
    }

    C_IN = (ADC_offset[0]-ADC_real[0])*2.0;
//    C_IN = (float)((uint16_t)(C_IN*100.0))/100.0;
    V_IN = ADC_real[1]*21.0;
//    V_IN = (float)((uint16_t)(V_IN*100.0))/100.0;

    V_OUT = (ADC_real[3]*51.0);
//    V_OUT = (float)((uint16_t)(V_OUT*100.0))/100.0;
    C_OUT = V_OUT/81,28;
//    C_OUT = (float)((uint16_t)(C_OUT*100.0))/100.0;
}
/* USER CODE END 1 */

/**
 * @}
 */

/**
 * @}
 */

```

/\*\*\*\*\*\* (C) COPYRIGHT STMicroelectronics \*\*\*\*\*END OF FILE\*\*\*\*\*/

/\*\*

\*\*\*\*\*

\* File Name : TIM.c  
\* Description : This file provides code for the configuration  
\* of the TIM instances.

\*\*\*\*\*

\*\* This notice applies to any and all portions of this file  
\* that are not between comment pairs USER CODE BEGIN and  
\* USER CODE END. Other portions of this file, whether  
\* inserted by the user or by software development tools  
\* are owned by their respective copyright owners.

\*

\* COPYRIGHT(c) 2017 STMicroelectronics

\*

\* Redistribution and use in source and binary forms, with or without modification,  
\* are permitted provided that the following conditions are met:

- \* 1. Redistributions of source code must retain the above copyright notice,  
\* this list of conditions and the following disclaimer.
- \* 2. Redistributions in binary form must reproduce the above copyright notice,  
\* this list of conditions and the following disclaimer in the documentation  
\* and/or other materials provided with the distribution.
- \* 3. Neither the name of STMicroelectronics nor the names of its contributors  
\* may be used to endorse or promote products derived from this software  
\* without specific prior written permission.

\*

\* THIS SOFTWARE IS PROVIDED BY THE COPYRIGHT HOLDERS AND CONTRIBUTORS "AS IS"  
\* AND ANY EXPRESS OR IMPLIED WARRANTIES, INCLUDING, BUT NOT LIMITED TO, THE  
\* IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE ARE  
\* DISCLAIMED. IN NO EVENT SHALL THE COPYRIGHT HOLDER OR CONTRIBUTORS BE LIABLE  
\* FOR ANY DIRECT, INDIRECT, INCIDENTAL, SPECIAL, EXEMPLARY, OR CONSEQUENTIAL  
\* DAMAGES (INCLUDING, BUT NOT LIMITED TO, PROCUREMENT OF SUBSTITUTE GOODS OR  
\* SERVICES; LOSS OF USE, DATA, OR PROFITS; OR BUSINESS INTERRUPTION) HOWEVER

```
* CAUSED AND ON ANY THEORY OF LIABILITY, WHETHER IN CONTRACT, STRICT LIABILITY,  
* OR TORT (INCLUDING NEGLIGENCE OR OTHERWISE) ARISING IN ANY WAY OUT OF THE USE  
* OF THIS SOFTWARE, EVEN IF ADVISED OF THE POSSIBILITY OF SUCH DAMAGE.  
*  
*****  
*/
```

```
/* Includes -----*/
```

```
#include "tim.h"
```

```
/* USER CODE BEGIN 0 */
```

```
/* USER CODE END 0 */
```

```
TIM_HandleTypeDef htim1;
```

```
TIM_HandleTypeDef htim2;
```

```
/* TIM1 init function */
```

```
void MX_TIM1_Init(void)
```

```
{
```

```
    TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig;
```

```
    TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig;
```

```
    TIM_OC_InitTypeDef sConfigOC;
```

```
    TIM_BreakDeadTimeConfigTypeDef sBreakDeadTimeConfig;
```

```
    htim1.Instance = TIM1;
```

```
    htim1.Init.Prescaler = 0;
```

```
    htim1.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
```

```
    htim1.Init.Period = 8399;
```

```
    htim1.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
```

```
    htim1.Init.RepetitionCounter = 0;
```

```
    if (HAL_TIM_Base_Init(&htim1) != HAL_OK)
```

```
    {
```

```
        _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
```

```

}

sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim1, &sClockSourceConfig) != HAL_OK)
{
    _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
}

if (HAL_TIM_PWM_Init(&htim1) != HAL_OK)
{
    _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
}

sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_RESET;
sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim1, &sMasterConfig) != HAL_OK)
{
    _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
}

sConfigOC.OCMode = TIM_OCMode_PWM1;
sConfigOC.Pulse = 0;
sConfigOC.OCpolarity = TIM_OCPolarity_HIGH;
sConfigOC.OCNPolarity = TIM_OCNPolarity_HIGH;
sConfigOC.OCFastMode = TIM_OCFAST_DISABLE;
sConfigOC.OCIIdleState = TIM_OCIIdleState_RESET;
sConfigOC.OCNIdleState = TIM_OCNIdleState_RESET;
if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim1, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_1) != HAL_OK)
{
    _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
}

sBreakDeadTimeConfig.OffStateRunMode = TIM_OSSR_DISABLE;
sBreakDeadTimeConfig.OffStateIDLEMode = TIM_OSSI_DISABLE;

```

```

sBreakDeadTimeConfig.LockLevel = TIM_LOCKLEVEL_OFF;
sBreakDeadTimeConfig.DeadTime = 0;
sBreakDeadTimeConfig.BreakState = TIM_BREAK_DISABLE;
sBreakDeadTimeConfig.BreakPolarity = TIM_BREAKPOLARITY_HIGH;
sBreakDeadTimeConfig.AutomaticOutput = TIM_AUTOMATICOUTPUT_DISABLE;
if (HAL_TIMEx_ConfigBreakDeadTime(&htim1, &sBreakDeadTimeConfig) != HAL_OK)
{
    _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
}

HAL_TIM_MspPostInit(&htim1);

}
/* TIM2 init function */
void MX_TIM2_Init(void)
{
    TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig;
    TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig;

    htim2.Instance = TIM2;
    htim2.Init.Prescaler = 8400;
    htim2.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
    htim2.Init.Period = 10;
    htim2.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
    if (HAL_TIM_Base_Init(&htim2) != HAL_OK)
    {
        _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
    }

    sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
    if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim2, &sClockSourceConfig) != HAL_OK)
    {
        _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
    }
}

```



```

sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_RESET;
sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim2, &sMasterConfig) != HAL_OK)
{
    _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
}
}

```

```

void HAL_TIM_Base_MspInit(TIM_HandleTypeDef* tim_baseHandle)

```

```

{

if(tim_baseHandle->Instance==TIM1)
{
    /* USER CODE BEGIN TIM1_MspInit 0 */

    /* USER CODE END TIM1_MspInit 0 */
    /* TIM1 clock enable */
    __HAL_RCC_TIM1_CLK_ENABLE();
    /* USER CODE BEGIN TIM1_MspInit 1 */

    /* USER CODE END TIM1_MspInit 1 */
}
else if(tim_baseHandle->Instance==TIM2)
{
    /* USER CODE BEGIN TIM2_MspInit 0 */

    /* USER CODE END TIM2_MspInit 0 */
    /* TIM2 clock enable */
    __HAL_RCC_TIM2_CLK_ENABLE();

    /* TIM2 interrupt Init */
    HAL_NVIC_SetPriority(TIM2_IRQn, 0, 0);

```

```

    HAL_NVIC_EnableIRQ(TIM2_IRQn);
/* USER CODE BEGIN TIM2_MspInit 1 */

/* USER CODE END TIM2_MspInit 1 */
}
}
void HAL_TIM_MspPostInit(TIM_HandleTypeDef* timHandle)
{

GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure;
if(timHandle->Instance==TIM1)
{
/* USER CODE BEGIN TIM1_MspPostInit 0 */

/* USER CODE END TIM1_MspPostInit 0 */

/**TIM1 GPIO Configuration
PE9 -----> TIM1_CH1
*/
GPIO_InitStructure.Pin = PWM_OUT_Pin;
GPIO_InitStructure.Mode = GPIO_MODE_AF_PP;
GPIO_InitStructure.Pull = GPIO_NOPULL;
GPIO_InitStructure.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_VERY_HIGH;
GPIO_InitStructure.Alternate = GPIO_AF1_TIM1;
HAL_GPIO_Init(PWM_OUT_GPIO_Port, &GPIO_InitStructure);

/* USER CODE BEGIN TIM1_MspPostInit 1 */

/* USER CODE END TIM1_MspPostInit 1 */
}

}

void HAL_TIM_Base_MspDeInit(TIM_HandleTypeDef* tim_baseHandle)

```

```

{

if(TIM1->Instance==TIM1)
{
/* USER CODE BEGIN TIM1_MspDeInit 0 */

/* USER CODE END TIM1_MspDeInit 0 */
/* Peripheral clock disable */
__HAL_RCC_TIM1_CLK_DISABLE();
/* USER CODE BEGIN TIM1_MspDeInit 1 */

/* USER CODE END TIM1_MspDeInit 1 */
}
else if(TIM1->Instance==TIM2)
{
/* USER CODE BEGIN TIM2_MspDeInit 0 */

/* USER CODE END TIM2_MspDeInit 0 */
/* Peripheral clock disable */
__HAL_RCC_TIM2_CLK_DISABLE();

/* TIM2 interrupt Deinit */
HAL_NVIC_DisableIRQ(TIM2_IRQn);
/* USER CODE BEGIN TIM2_MspDeInit 1 */

/* USER CODE END TIM2_MspDeInit 1 */
}
}

/* USER CODE BEGIN 1 */
void changePWMDutyFrequency(double duty,double freq)
{
    if(duty>=0.80)
        duty=0.80;
}
}

```

```

    if(duty<0.50)
        duty=0.50;
    if(freq>=200000.0)
        freq=200000.0;
    if(freq<=3000.0)
        freq=3000.0;

    uint32_t period = 0;
    uint32_t freq_int = 0;
    freq_int = 168000000/freq;
    period = (uint32_t)(((double)((double)(duty*freq_int)-1.0)));

    __HAL_TIM_GET_AUTORELOAD(&htim1); //gets the Period set for PWM
    __HAL_TIM_SET_AUTORELOAD(&htim1,freq_int);
    __HAL_TIM_SET_COMPARE(&htim1, TIM_CHANNEL_1, period); //sets the PWM duty cycle
(Capture Compare Value)
}

/* USER CODE END 1 */

/**
 * @}
 */

/**
 * @}
 */

/***** (C) COPYRIGHT STMicroelectronics *****/

```

## ÖZGEÇMİŞ

**Adı ve Soyadı** : Gökhan YÜKSEK

**Doğum Tarihi** : 28.12.1990

**E-mail** : gyuksekk@mersin.edu.tr

**Öğrenim Durumu** :

Derece	Bölüm/Program	Üniversite	Yıl
Lisans	Elektrik Elektronik Müh.	Niğde Üniversitesi	2010-2014
Yüksek Lisans			
Doktora			

**Görevler** :

Görev Ünvanı	Görev Yeri	Yıl
Araştırma Görevlisi	Batman Üniversitesi	2014-2015
Araştırma Görevlisi	Mersin Üniversitesi	2015-

## ESERLER (Makaleler ve Bildiriler)

1. Yüksek, G.; Mete, A.N., A hybrid variable step size mppt method based on P&O and INC methods. *ELECO 2017 10<sup>th</sup>. International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 2017.*
- 2.
- 3.

