

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



**ŞEBEKEYE BAĞLI GÜNEŞ ENERJİSİ SANTRALİNİN YÜK
FREKANS KONTROLÜ**

Fevzi ÇAKMAK

Doktora Tezi

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Elektrik Elektronik Mühendisliği Teknolojileri Programı

Elektrik Tesisleri Bilim Dalı

TEMMUZ 2024

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Elektronik Mühendisliği Teknolojileri Programı

Doktora Tezi

ŞEBEKEYE BAĞLI GÜNEŞ ENERJİSİ SANTRALİNİN YÜK FREKANS KONTROLÜ

Tez Yazarı
Fevzi ÇAKMAK

Danışman
Prof. Dr. Zafer AYDOĞMUŞ

İkinci Danışman
Doç. Dr. Mehmet Rıda TÜR

TEMMUZ 2024
ELAZIĞ

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Elektronik Mühendisliği Teknolojileri Programı

Doktora Tezi

Başlığı:	Şebekeye Bağlı Güneş Enerjisi Santralinin Yük Frekans Kontrolü
Yazarı:	Fevzi ÇAKMAK
İlk Teslim Tarihi:	06.06.2024
Savunma Tarihi:	10.07.2024

TEZ ONAYI

Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına göre hazırlanan bu tez aşağıda imzaları bulunan jüri üyeleri tarafından değerlendirilmiş ve akademik dinleyicilere açık yapılan savunma sonucunda OYBİRLİĞİ ile kabul edilmiştir.

Danışman:	Prof. Dr. Zafer AYDOĞMUŞ Fırat Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi	İmza Onayladım
Başkan:	Prof. Dr. Ömür AYDOĞMUŞ Fırat Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi	Onayladım
Üye:	Doç. Dr. Reşat ÇELİKEL Fırat Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi	Onayladım
Üye:	Prof. Dr. Ömer Faruk ERTUĞRUL Batman Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi	Onayladım
Üye:	Doç. Dr. Musa YILMAZ Batman Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi	Onayladım

Bu tez, Enstitü Yönetim Kurulunun/...../20..... tarihli toplantısında tescillenmiştir.

İmza

Prof. Dr. Burhan ERGEN
Enstitü Müdürü

BEYAN

Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım “Şebekeye Bağlı Güneş Enerjisi Santralinin Yük Frekans Kontrolü” Başlıklı Doktora Tezimin içindeki bütün bilgilerin doğru olduğunu, bilgilerin üretilmesi ve sunulmasında bilimsel etik kurallarına uygun davrandığımı, kullandığım bütün kaynakları atıf yaparak belirttiğimi, maddi ve manevi desteği olan tüm kurum/kuruluş ve kişileri belirttiğimi, burada sunduğum veri ve bilgileri unvan almak amacıyla daha önce hiçbir şekilde kullanmadığımı beyan ederim.

10.07.2024

Fevzi ÇAKMAK



ÖNSÖZ

Günümüzde enerji talebinin artması ve fosil yakıt rezervlerinin tükenmesi nedeniyle doğaya daha az zarar veren yeşil enerji kaynakları üzerinde daha fazla çalışmaktadırlar. Tükenmeyen bir kaynağa sahip olan güneş enerjisi de bu yenilenebilir enerji kaynaklarından birisidir. Güneşten enerji üretimi güneş panelleri ile sağlanmaktadır. Şebekeye bağlı güneş santrallerinin şebeke de oluşacak bozulmaları önleyecek uygulamalar ön plana çıkmaktadır. Yüklerin anlık devreye girip çıkması şebeke frekansını olumsuz etkileyecektir. Frekansta meydana gelen düşme veya yükselme olayı şebekenin çektiği aktif güce bağlıdır. Bu nedenle bu çalışmada şebeke frekansından oluşan bozulmaları önlemek için güneş santrallerinin yedek güç oluşturma konusu ele alınmıştır. Bu yedek güç sayesinde frekans bozulmalarında şebeke aktif güç enjekte ederek sistemin kararlı şekilde çalışmasına devam etmesini sağlayacaktır. PV santrallerine sanal atalet ekleyerek senkron generatör gibi davranış göstermesi ile PV santrallerinde yük frekans kontrolüne dahil olabileceği gösterilmiştir.

Doktora eğitimim sürecinin her aşamasında beni yönlendiren ve tez çalışmamın başından sonuna kadar ilgi ve desteğini esirgemeyen, emek veren, bu tez çalışmasında konu seçimi ve çalışmalarım sırasında yardımlarını esirgemeyen ve öğrendiğim her bilgi de katkısı olan değerli danışman hocam Prof. Dr. Zafer AYDOĞMUŞ' a ve ikinci danışman hocam Doç.Dr. Mehmet Rıda TÜR'e teşekkürlerimi sunarım. Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi'nden Doç.Dr. Doğan ÇELİK hocama bana katkı ve yardımlarından dolayı teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca Prof. Dr.Hüseyin ALTUN, Prof. Dr.Ömür AYDOĞMUŞ, Doç.Dr. Erkan DENİZ ve Doç.Dr. Çetin GENÇER hocalarıma teşekkürlerimi sunarım.

Beni bugünlere getiren, sevgiyle büyüten tüm hayatım boyunca manevi desteklerini benden esirgemeyen anneme ve babama, her zaman bana destek olan ve teşvik eden eşim Serpil Hanım'a, kardeşlerime ve canlarım Zekiye ile Yusuf'a en içten şükranlarımı sunarım.

Fevzi ÇAKMAK
ELAZIĞ, 2024

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	iv
İÇİNDEKİLER	v
ÖZET	vii
ABSTRACT	viii
ŞEKİLLER LİSTESİ	ix
TABLolar LİSTESİ	xv
EKLER LİSTESİ	xvi
SİMGELER VE KISALTMALAR	xvii
1. GİRİŞ	1
1.1. Niçin Yenilenebilir Enerji	5
1.2. Ülkemizde Enerji Kaynakları	7
1.3. Amaç	8
2. LİTERATÜR ÇALIŞMALARI	11
3. GÜNEŞ ENERJİ SİSTEMLERİ.....	27
3.1. Fotovoltaik Sistem.....	27
3.2. Güneş Hücresi Türleri	29
3.2.1. Kristal güneş pilleri	30
3.2.2. Monokristal Paneller	30
3.2.3. Polikristal Paneller	30
3.2.4. İnce Film Paneller	30
3.2.5. Bakır İndiyum Diselenid (CIS)	30
3.2.6. Kadmiyum Tellür (CdTe).....	31
3.2.7. Amorf Güneş Pilleri (a-Si)	31
3.3. Güneş Hücreleri İçin I-V Eğrileri Üzerindeki Sıcaklığın Etkisi	31
3.4. Fotovoltaik Dizi Modülü	33
3.4.1. Güneş Pili Modeli.....	33
3.4.2. Sıcaklık Bağımlılığı.....	39
3.5. Farklı Sıcaklık ve Radyasyon Değerleri için PV Panel Benzetimi	39
3.5.1. 25 °C ve 500 W / m ² Sıcaklıkta benzetim sonuçları.....	39
3.5.2. 35 °C ve 800 W / m ² Sıcaklıkta benzetim sonuçları.....	40
3.5.3. 45 °C ve 1000 W / m ² Sıcaklıkta benzetim sonuçları.....	40
3.5.4. 25 °C ve 1000 W / m ² Sıcaklıkta benzetim sonuçları.....	41
3.5.5. 45 °C ve 1350 W / m ² Sıcaklıkta benzetim sonuçları.....	41
4. MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI İZLEME YÖNTEMLERİ.....	44
4.1. P&O MPPT Metodu	44
4.2. Artan İletkenlik Yöntemi.....	50
4.3. Açık Devre Gerilimi Yöntemi	56
4.4. Değiştirilmiş Kesirli Açık Devre Gerilim Algoritması (FOCV)	57
4.5. Geliştirilen FOCV MPPT Yöntemi	59
4.6. Bulanık Mantık Yöntemi	68
4.6.1. Bulanıklaştırma (fuzzification).....	69

4.6.2. Çıkarım birimi (fuzzy inference engine)	69
4.6.3. Durulaştırma İşlemi (Defuzzification Process)	71
4.6.4. Bulanık Mantık Kontrollü MPPT Uygulaması.....	72
5. MATERYAL VE METOT	79
5.1. DC DC Yükseltici Dönüştürücü	79
5.2. 500 KW lık DC DC Yükseltici Dönüştürücü Tasarımı	85
5.3. Üç Fazlı Eviriciler	92
5.3.1. Üç fazlı Eviricilerin Çalışması	94
5.3.2. Eviricilerin Matematiksel Modellemesi	96
5.3.3. Üç Fazlı Dönüşüm Teorisi	98
5.3.4. Clarke Dönüşümü.....	100
5.3.5. Ters Clarke Dönüşümü.....	101
5.3.6. Park dönüşümü.....	102
5.3.7. Ters Park Dönüşümü.....	103
5.4. Şebeke Bağlantılı PV Santrallerinde Frekans Kontrolü.....	103
5.5. Senkron Generatörün Modellenmesi	105
5.6. Sanal Senkron Generatör(VSG)	110
5.7. Geleneksel Fotovoltaik-Sanal Senkron Generatör(PV-VSG).....	110
5.8. PV sistemi için güç rezervi kontrolü	112
5.9. Temel PV-VSG (Fotovoltaik-Sanal Senkron Generatör) Modelleme	118
5.10. Güç Sistemlerinin Frekans Tepkisi.....	124
6. BULGULAR VE TARTIŞMA	125
6.1. Fraksiyonel Açık Devre Gerilimi MPPT Tabanlı FPPT Yöntemi	125
6.2. Şebeke Bağlantılı 500kW'lık PV sistemi	129
6.3. VSG Kontrollü PV sistemi.....	135
6.3.1. 1. Senaryo: Ani olarak devreye giren omik yük	138
6.3.2. 2.Senaryo: Ani olarak devreye giren endüktif yük.....	142
6.3.3. 3.Senaryo: Ani olarak devreye giren kapasitif yük	147
7. SONUÇ.....	153
KAYNAKLAR.....	157
EKLER	168
ÖZGEÇMİŞ	

ÖZET

Şebekeye Bağlı Güneş Enerjisi Santralının Yük Frekans Kontrolü

Fevzi ÇAKMAK

Doktora Tezi

FIRAT ÜNİVERSİTESİ

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Elektronik Mühendisliği Teknolojileri Programı
Temmuz 2024, Sayfa: xviii + 167

En çok kullanılan alternatif enerji kaynaklarından biri olan fotovoltaik (PV) güç santrallerinin sisteme bağlanmasıyla birlikte çeşitli sorunlar ortaya çıkmaktadır. PV panellerin etkin verimi için sürekli olarak maksimum güç noktasında çalışması ve şebekede meydana gelen güç kalitesi sorunlarına cevap verme yetenekleri bu sorunların başında gelmektedir. Sistemde ani olarak yüklerin devreye girmesi veya çıkması durumunda şebeke frekansında bozulmalar meydana gelmektedir. Frekanstaki bozulmaları engellemek için şebekeye aktif güç enjekte edilmesi gerekmektedir. PV santrallerinin kendi ataletleri olmadığından ve maksimum güç izleme noktasında (MPPT) çalıştırıldıklarından yük frekans kontrolüne etkileri olmamaktadır. Uygulamada frekans kontrolü birincil kontrol, ikincil kontrol ve tersiyer talep kontrol olarak yapılmaktadır.

Çalışmanın temel amacı, güneş santralının yük frekans kontrolünü sağlayacak şekilde farklı yöntemler geliştirmektir. İlk önce PV modülün Matlab/Simulink'te benzetim çalışması yapılmıştır. Ardından güneş panellerinin sıcaklık ve radyasyon değerlerinin etkisi gösterilmiştir. Çalışmanın son adımında güneş santrallerin maksimum güçte çalışmasını sağlayan ve uygulamalarda en yaygın olarak kullanılan MPPT yöntemleri olan değiştir ve gözle, artan iletkenlik, fraksiyonel açık devre gerilimi ve bulanık mantık tabanlı MPPT yöntemlerinin benzetimi yapılmıştır. Bu çalışmaların sonucunda geleneksel MPPT'den farklı olarak esnek maksimum güç noktası takibi yapan FPPT yöntemi benzetim çalışması geliştirilmiştir. Önerilen sistemin benzetim sonuçları kapsamında FPPT ile yedek bir güç rezervi oluşturulmuştur. Yük frekansında oluşacak düşüşte yükün ihtiyacı olan aktif gücü şebekeye aktararak frekans düzenlemesi yapılmıştır. Ayrıca çalışma kapsamında şebekeye bağlı PV santrallerinin yük frekansını kontrol edebilmek için sanal senkron generatör çalışması yapılmıştır. Böylece sanal senkron generatör ile PV santrale düşüm katsayısı eklenerek ani olarak devreye giren farklı yüklerden dolayı yük frekansındaki salınımları engellenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Yük frekans kontrolü, PV modül, MPPT, Esnek güç noktası takibi, Sanal senkron generatör

ABSTRACT

Load Frequency Control of Grid-Connected PV Power Plant

Fevzi ÇAKMAK

Ph.D. Thesis

FIRAT UNIVERSITY

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering
Electrical and Electronics Engineering Technologies

July 2024, Pages: xviii + 167

Photovoltaic (PV) power plants, one of the most widely used alternative energy sources, are connected to the grid, and various issues arise. The ability of PV panels to operate continuously at the maximum power point for effective efficiency and their ability to respond to power quality problems occurring in the grid are among these issues. In the event of a sudden increase or decrease in the load on the system, the grid frequency is distorted. In order to prevent this, active power must be injected into the grid. Since PV plants lack inertia and are operated at the maximum power point tracking (MPPT), they have no effect on load frequency control. In practice, frequency control is performed as primary control, secondary control and tertiary demand control.

The primary objective of this study is to develop various methods for load frequency control of solar power plants. Initially, the PV module is simulated in Matlab/Simulink. Subsequently, the impact of temperature and radiation values on solar panels is demonstrated. Finally, simulation studies of perturb and observe, increased conductivity, fractional open circuit voltage and fuzzy logic-based MPPT methods, which are the most widely used MPPT methods in applications and which enable solar power plants to operate at maximum power, have been carried out. As a result of these studies, the simulation study of the FPPT method, which performs flexible maximum power point tracking unlike conventional MPPT, has been developed. The results of the proposed system's simulation demonstrate the creation of a backup power reserve through the use of FPPT. Frequency regulation is achieved through the transfer of active power required by the load to the grid in the event of a load frequency drop. Additionally, a virtual synchronous generator study was conducted within the scope of the study to control the load frequency of PV plants connected to the grid. Consequently, the introduction of the virtual synchronous generator serves to prevent the oscillations in load frequency that would otherwise result from the sudden activation of different loads when a drop layer is added to the PV power plant.

Keywords: Load frequency control, PV module, MPPT, Flexible power point tracking, Virtual synchronous generator

ŞEKİLLER LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1.	Frekans Kontrolüne Yönelik Hizmetlerin Hiyerarşisi 3
Şekil 1.2.	Kontrol edilebilir bir elektrik santralının sarkma hattı 4
Şekil 1.3.	2024 yılı Türkiye'nin Kaynaklara göre kurulu güç oranları 7
Şekil 1.4.	Türkiye'nin güneş radyasyon haritası 8
Şekil 1.5.	Güneş panelinin güç gerilim karakteristiği 10
Şekil 3.1.	PV'nin pn jonksiyonu gösterimi 28
Şekil 3.2.	PV hücreden PV sistemin oluşturulması..... 28
Şekil 3.3.	PV paneli P-V karakteristiği 29
Şekil 3.4.	Kristal güneş pili için I-V eğrisindeki sıcaklıkla değişim 32
Şekil 3.5.	Sıcaklıkla birlikte amorf güneş pili için I-V eğrisindeki değişim 33
Şekil 3.6.	Güneş pili devre modeli..... 33
Şekil 3.7.	PV Modülün blok diyagramı ile gösterimi 36
Şekil 3.8.	Ters doyma akımı 36
Şekil 3.9.	Foton akımı..... 37
Şekil 3.10.	Doyma akımı 37
Şekil 3.11.	Şönt akımı..... 38
Şekil 3.12.	Çıkış akımı..... 38
Şekil 3.13.	Değişen sıcaklık ve güneşlenme ile açık devre gerilimi ve kısa devre akımındaki değişim 39
Şekil 3.14.	25 °C ve 500 W/m ² V-I ve V-P karakteristiği 40
Şekil 3.15.	35°C ve 800 W/m ² I-V ve P-V karakteristikleri..... 40
Şekil 3.16.	45 °C ve 1000 W/m ² V-I ve V-P karakteristikleri 41
Şekil 3.17.	25°C ve 1000 W/m ² P-V karakteristiği..... 41
Şekil 3.18.	45 °C ve 1350 W/m ² I-V ve P-V karakteristikleri 42
Şekil 3.19.	1000 W/m ² sabit güneşlenme ve farklı sıcaklıktaki panelin çıkış akımı ve güç eğrileri..... 42
Şekil 3.20.	25 °C sabit sıcaklıkta ve farklı güneşlenme değerlerine göre panelin çıkış akımı ve güç değişim eğrileri..... 43
Şekil 4.1.	PO Güç eğrisi ve MPP 45
Şekil 4.2.	PO MPPT Algoritması 46
Şekil 4.3.	PV panele bağlı DC DC yükseltici devresi Matlab/Simulink benzetim çalışması..... 47
Şekil 4.4.	PO MPPT kontrol blok diyagramı 47
Şekil 4.5.	PO MPPT yöntemine ait pwm sinyali..... 48

Şekil 4.6.	PO MPPT algoritma için uygulanan radyasyon ve sıcaklık değişimi	48
Şekil 4.7.	PO MPPT yönteminin giriş ve çıkış akımları	49
Şekil 4.8.	PO algoritmasının çıkış (yük) gerilimi.....	49
Şekil 4.9.	PO MPPT yönteminin giriş ve çıkış güçleri	50
Şekil 4.10.	PV panelin P-V karakteristik eğrisi üzerinde artan iletkenlik.....	51
Şekil 4.11.	Artan İletkenlik algoritmasına ait akış diyagramı	52
Şekil 4.12.	Artan İletkenlik MPPT kontrol bloğu	53
Şekil 4.13.	Artan iletkenlik MPPT algoritma için uygulanan radyasyon ve sıcaklık değişimi	53
Şekil 4.14.	PV Sistemin giriş gerilim ve akım grafikleri	53
Şekil 4.15.	PV sistemi gerilimi ve artan iletkenlik MPPT kontrollü yükseltici çıkış gerilimi	54
Şekil 4.16.	PV sistemi akımı ve artan iletkenlik kontrollü yükseltici çıkış akımı.....	54
Şekil 4.17.	PV sistemi tarafından üretilen güç ve artan iletkenlik kontrollü yükseltici çıkış gücü	55
Şekil 4.18.	PV panele gelen radyasyon ve artan iletkenlik kontrollü yükseltici çıkış gücü	56
Şekil 4.19.	Açık Devre Gerilim Algoritması MPPT yöntemi ile PV panelden enerji üretim sisteminin blok diyagramı.	57
Şekil 4.20.	Değiştirilmiş kesirli açık devre gerilim algoritması.	58
Şekil 4.21.	PV panelin tek diyotlu modeli	59
Şekil 4.22.	İletken, yarı iletken ve yalıtkan için örnek band genişliği diyagramları	61
Şekil 4.23.	Önerilen yöntemin açık devre gerilimi elde etme blok diyagramı.....	63
Şekil 4.24.	Geliştirilen FOCV MPPT kontrollü DC DC yükseltici devre benzetimi	63
Şekil 4.25.	Önerilen FOCV MPPT algoritmasının kontrol devresi	64
Şekil 4.26.	Önerilen FOCV MPPT algoritma için uygulanan radyasyon ve sıcaklık değişimi.....	64
Şekil 4.27.	Önerilen FOCV MPPT yöntemi ait PV panel ve yük akımları.....	65
Şekil 4.28.	Önerilen FOCV algoritmasının yük gerilimi ya da DC DC yükseltici çıkış gerilimi	66
Şekil 4.29.	Önerilen FOCV algoritmasına ait PV panelin ürettiği güç ve yük aktardığı güç.....	66
Şekil 4.30.	Önerilen FOCV yöntemine ait pwm sinyalleri	67
Şekil 4.31.	Bulanık Sistemi.....	69
Şekil 4.32.	Bulanıklaştırma İşlemi	69
Şekil 4.33.	Bulanık Mantık Algoritması Akış Diyagramı.....	70
Şekil 4.34.	Önerilen yönteme dayalı bulanık mantık denetleyicisi	72
Şekil 4.35.	Yapılan Bulanık Mantık Kontrolör uygulamasının blok diyagramı	73
Şekil 4.36.	Yapılan uygulamanın bulanık mantık benzetim Matlab düzenleyicisi	73
Şekil 4.37.	FCL için kullanılan giriş üyelik (DP) fonksiyonu.....	74
Şekil 4.38.	FCL için kullanılan giriş üyelik (DV) fonksiyonu	74

Şekil 4.39.	FCL için kullanılan çıkış üyelik (DD) fonksiyonu	74
Şekil 4.40.	FLC'li MPPT'li PV Sistemin Matlab/Simulink benzetim çalışması	75
Şekil 4.41.	FLC'nün Matlab/Simulink benzetim çalışması	76
Şekil 4.42.	FLC kontrollü yükseltici devre gerilimi.....	76
Şekil 4.43.	FLC kontrollü yükseltici devre akım	77
Şekil 4.44.	FLC kontrolörün ürettiği güç ve PV gücü	77
Şekil 4.45.	FLC kontrollü yükseltici çıkış gücü ve PV panele gelen radyasyon.....	78
Şekil 5.1.	Tek yönlü DC DC dönüştürücünün prensip yapısı.	79
Şekil 5.2.	MPPT kontrollü DC DC Yükseltici Dönüştürücü Devresi.	80
Şekil 5.3.	DC DC yükseltici dönüştürücü devresi.....	81
Şekil 5.4.	İndüktörden geçen akım.....	82
Şekil 5.5.	Anahtar tetikleme sinyalleri	83
Şekil 5.6.	İndüktördeki gerilim	83
Şekil 5.7.	Diyottan geçen akım	83
Şekil 5.8.	Kondansatör akımı	84
Şekil 5.9.	Kondansatör gerilimi	84
Şekil 5.10.	Şebeke Bağlantılı PV Güç Santrali	86
Şekil 5.11.	PV panellere uygulanan ışınlam ve sıcaklık değeri	89
Şekil 5.12.	PV dizisinin çıkış gerilimi	90
Şekil 5.13.	DC DC Yükseltici dönüştürücünün çıkış gerilimi	90
Şekil 5.14.	DC DC Yükseltici dönüştürücünün çıkış akımı.....	91
Şekil 5.15.	PV sistem gücü ve DC DC yükseltici dönüştürücü çıkış gücü	92
Şekil 5.16.	İki seviyeli evirici	93
Şekil 5.17.	Sinüzoidal referans sinyali ve taşıyıcı sinyal Pozitif anahtarlama sinyali Negatif anahtarla sinyali.....	95
Şekil 5.18.	Temel bileşeniyle birlikte tek fazlı sinüs dalga modülasyonu ve eviricinin çıkış gerilimi	95
Şekil 5.19.	Üç fazlı gerilim kaynaklı eviricinin yapısı.....	97
Şekil 5.20.	Üç faz akım referans çerçeve	99
Şekil 5.21.	İki faz akım referans çerçeve	99
Şekil 5.22.	Döner akım referans çerçeve	99
Şekil 5.23.	Üç fazlı gerilimler ve ortogonal referans($\alpha\beta$) çerçevesi.....	100
Şekil 5.24.	Birleşik vektör gösterimi	100
Şekil 5.25.	Clarke dönüşümü	101
Şekil 5.26.	Ters Clarke Dönüşümü	102

Şekil 5.27.	Park Dönüşümü	103
Şekil 5.28.	Ters Park Dönüşümü	103
Şekil 5.29.	Senkron Generatörün mekanik kısmı.....	105
Şekil 5.30.	Üç fazlı senkron generatörün eşdeğer devresi	106
Şekil 5.31.	Senkron generatörün sadeleştirilmiş fazör diyagramı(R_A ihmal edilmiş)	108
Şekil 5.32.	Çıkış aktif gücüne karşı güç açısı eğrisi.....	109
Şekil 5.33.	Senkron generatörün güç frekans değişim karakteristiği	109
Şekil 5.34.	Geleneksel PV-VSG ile enerji depolama elemanının birlikte olduğu şebeke bağlantılı çalışma kontrolü	111
Şekil 5.35.	İki kademeli şebeke bağlantılı PV üretim modelinin blok diyagramı.	113
Şekil 5.36.	PV Güç gerilim (P-V) karakteristik eğrisi	114
Şekil 5.37.	PV dizisinin iki farklı yüksüz güç gerilim(P-V) eğrisi	115
Şekil 5.38.	İki yönlü esnek FPPT algoritması.....	116
Şekil 5.39.	İki kademeli PV-VSG'nin devre topolojisi ve kontrol yöntemi	120
Şekil 5.40.	VSG için temel kontrol blok diyagramı.	122
Şekil 5.41.	Çift çevrimli kontrolün gerilim ve akım kontrolör döngüleri.	123
Şekil 5.42.	Sistem frekans yanıtında yer alan zaman çerçeveleri.....	124
Şekil 6.1.	FPPT Kontrollü DC DC dönüştürücü blok diyagramı	125
Şekil 6.2.	FPPT kontrollü DC DC yükseltici devre benzetimi.....	126
Şekil 6.3.	PI kontrollü FPPT kontrolör benzetimi.....	126
Şekil 6.4.	Frekansta oluşan zamana göre değişim.....	126
Şekil 6.5.	FPPT Kontrollü DC DC yükseltici çıkış gücü	128
Şekil 6.6.	FPPT Kontrollü DC DC yükseltici çıkış gerilimi	128
Şekil 6.7.	FPPT Kontrollü DC DC yükseltici çıkış akımı.....	129
Şekil 6.8.	Şebeke bağlantılı PV santrali ve kontrolü blok diyagramı.....	129
Şekil 6.9.	Şebeke bağlantılı PV santralin Matlab/Simulink benzetimi	130
Şekil 6.10.	PLL devresi Matlab/Simulink benzetimi	130
Şekil 6.11.	PLL çıkış sinyali	131
Şekil 6.12.	Evirici kontrol bloğu.....	131
Şekil 6.13.	Şebeke bağlantılı PV sisteminde yük akımı (Eviricinin akımı)	132
Şekil 6.14.	Şebeke bağlantılı PV sisteminde evirici gerilimi	133
Şekil 6.15.	Yük frekansı.....	134
Şekil 6.16.	DC DC Yükseltici çıkış gerilimi.....	134
Şekil 6.17.	Şebeke bağlantılı PV santralin yük frekans kontrolü için blok diyagramı	135

Şekil 6.18.	Şebeke bağlantılı PV santralin yük frekans kontrolü için Pscad/Emtdc benzetimi.....	135
Şekil 6.19.	Üç faz akımının $\alpha\beta$ eksenine dönüşümü	136
Şekil 6.20.	Üç faz gerilim ve akımların dq dönüşümü.....	136
Şekil 6.21.	VSG için Vref uyarma gerilimi.....	136
Şekil 6.22.	VSG sistemi için faz açısı(θ)	137
Şekil 6.23.	VSG sistemi için üretilen $\alpha\beta$ referans gerilimleri	137
Şekil 6.24.	Evirici kontrolü için referans üç faz gerilimi	137
Şekil 6.25.	VSG kontrollü sistemin üç faz gerilimleri	138
Şekil 6.26.	VSG kontrollü sistemin üç faz akımları.....	138
Şekil 6.27.	VSG kontrollü sistemin Ialfa ve Ibeta akımları	139
Şekil 6.28.	VSG kontrollü sistemin dq akımları	139
Şekil 6.29.	VSG kontrollü sistemin dq gerilimleri	140
Şekil 6.30.	VSG için üretilen Vref gerilimi	140
Şekil 6.31.	VSG için üretilen teta açısı	140
Şekil 6.32.	Referans alfa ve beta gerilimleri	141
Şekil 6.33.	Evirici için referans üç faz gerilimleri	142
Şekil 6.34.	Omik yük frekansı	142
Şekil 6.35.	VSG kontrollü sistemin endüktif yükteki üç faz gerilimleri	143
Şekil 6.36.	VSG kontrollü sistemin endüktif yükteki üç faz akımları.....	143
Şekil 6.37.	VSG kontrollü sistemin endüktif yükteki Ialfa ve Ibeta akımları	143
Şekil 6.38.	VSG kontrollü sistemin endüktif yükteki dq0 gerilimleri.....	144
Şekil 6.39.	VSG kontrollü sistemin endüktif yükteki dq0 akımları	144
Şekil 6.40.	Endüktif yükte VSG için üretilen Vref gerilimi.....	145
Şekil 6.41.	Endüktif yükte VSG için üretilen teta açısı	145
Şekil 6.42.	Endüktif yükte VSG için üretilen referans alfa ve beta gerilimleri.....	146
Şekil 6.43.	Endüktif yükte Evirici için referans üç faz gerilimleri.....	146
Şekil 6.44.	Endüktif yükte yük frekansı.....	147
Şekil 6.45.	VSG kontrollü sistemin kapasitif yükteki üç faz gerilimleri.....	147
Şekil 6.46.	VSG kontrollü sistemin kapasitif yükteki üç faz akımları	148
Şekil 6.47.	VSG kontrollü sistemin kapasitif yükteki $\alpha\beta$ akımları.....	148
Şekil 6.48.	VSG kontrollü sistemin kapasitif yükteki dq0 gerilimleri	149
Şekil 6.49.	VSG kontrollü sistemin kapasitif yükteki dq0 akımları	149
Şekil 6.50.	Kapasitif yükte VSG için üretilen Vref gerilimi	149
Şekil 6.51.	Kapasitif yükte VSG için üretilen teta açısı	150

Şekil 6.52.	Kapasitif yükte VSG için üretilen referans $\alpha\beta 0$ gerilimleri	150
Şekil 6.53.	Kapasitif yükte Evirici için referans üç faz gerilimleri	151
Şekil 6.54.	Kapasitif yükteki yük frekansı	151



TABLolar LİSTESİ

	Sayfa
Tablo 3.1. PV tiplerine göre verimlilikleri ve 1 kW lık güç için gerekli alan	31
Tablo 3.2. Benzetimde kullanılan PV Panelin özellikleri (Sharp ND-F4Q295)	35
Tablo 4.1. DC DC dönüştürücü parametreleri	48
Tablo 4.2. Bulanık mantığın kural tablosu	71
Tablo 4.3. Yapılan bulanık mantık uygulamanın kural tablosu	75
Tablo 4.4. FLC kontrollü sistemin radyasyon, PV gücü ve çıkış güçleri tablosu	78
Tablo 6.1. Zamana göre frekanstaki sapma değerleri	127
Tablo 6.2. Değişik yük durumlarında sisteme ait akım, gerilim ve frekans değerleri	151

EKLER LİSTESİ

Sayfa

Ek- 1:	İki yönlü FPPT için matlab m-file dosyası	168
---------------	---	-----



SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

D	: Görev oranı
D_p	: Düşüş katsayısı
dP	: Güç değişimi
dV	: Gerilim değişimi
E	: Hata
E_{go}	: Yarıiletkenin bant açıklığı (1,1 eV).
f	: Frekans
f_s	: Anahtarlama Frekansı
G	: Güneş radyasyonu (Güneş ışınlamı)(W/m ²).
I	: Akım
I	: Çıkış akımı
I_o	: Doyma akımı,
I_{ph}	: Foton akımı
I_{rs}	: Ters doyma akımı
I_{sc}	: Kısa devre akımı
J	: Atalet momenti
K	: Boltzman sabiti (1,38*10 ⁻²³ J/K)
K_i	: Pilin 25° C ve 1000 W/m ² deki kısa devre akım katsayısı
M_a	: Modülasyon indeksi
n	: Diyodun ideallik faktörü (1,3)
N_s	: Seri bağlı hücre sayısı
P	: Aktif güç
P_k	: Son güç değeri
P_{k-1}	: İlk güç değeri
q	: Elektron yükü (1,6*10 ⁻¹⁹ C)
R_s	: Seri direnç
R_{sh}	: Paralel direnç
T	: Çalışma sıcaklığı (K)
T_e	: Sanal elektromanyetik dönme kuvveti
T_m	: Sanal mekanik dönme kuvvetini
T_n	: Nominal sıcaklık (K)(273+25)
T_s	: Anahtar çalışma süresi
V	: Gerilim
V_{pv}	: Güneş pili çıkış gerilimi
V_{cr}	: Taşıyıcı gerilim
V_{in}	: Giriş gerilimi
V_{oc}	: Açık devre gerilimi
V_{ref}	: Referans gerilim
ω_g	: Şebekenin anma açısal frekansı
ω_s	: VSG'nin rotor açısal frekansı

Kısaltmalar

AC	: Alternatif akım
AG	: Alçak gerilim
a-Si	: Amorf silisyum
CdTe	: Kadmiyum tellürid
CIGS	: Bakır İndiyum Galyum Diselenit (Cu(InGe)Se_2)
CIS	: Bakır indiyum diselenid
DC	: Doğru akım
FLC	: Bulanık mantık kontrol
FOCV	: Fraksiyonel açık devre gerilimi yöntemi
FPPT	: Esnek güç noktası izleyicisi
GES	: Güneş enerjisi santrali
Hz	: Hertz
IncCond	: Artımlı iletkenlik
YFK	: Yük frekans kontrolü
MG	: Mikro şebeke
MPPT	: Maksimum güç noktası izleyicisi
MW	: Mega Watt
OG	: Orta gerilim
P&O	: Değiştir ve gözle
PV	: Fotovoltaik güneş enerjisi
PWM	: Darbe genlik modülasyonu
SG	: Senkron generatör
VSG	: Sanal senkron generatör
VSI	: Gerilim kaynaklı evirici

1. GİRİŞ

Çağımızda, gelişen teknoloji ile birlikte enerji tüketimi de aynı oranda artmaktadır. Elektrik enerjisinde artan talebin büyük bir kısmının karşılamak için enerjinin yerinde üretim yoluyla karşılanacağı bir sürece doğru ilerlemektedir. Hükümet politikaları, sera etkisinin azaltılması ve fosil yakıtların tükenmesi gibi sorunlardan dolayı, elektrik üretimi için yenilenebilir kaynakların kullanımı artmaktadır. Yenilenebilir enerji kaynakları olarak; güneş, rüzgar, yağmur, gelgitler, jeotermal ısı vb. gibi doğal enerji kaynakları sıralanabilir. Güneş, rüzgar, hidroelektrik, biyoyakıtlar vb. yenilenebilir enerji kaynakları, daha az karbon yoğunluklu ve daha sürdürülebilir enerji sistemlerine geçişin merkezinde yer alıyor. Üretim kapasitesi, özellikle güneş ve rüzgar enerjisi için devlet desteği ve net maliyet düşüşlerinin etkisiyle son yıllarda hızla arttı. Elektrik endüstrisi kademeli olarak geleneksel enerji kaynaklarından yenilenebilir enerji kaynaklarına (RES) geçiyor. Tüm dağıtılmış üretim biçimleri arasında fotovoltaik (PV) üretim, çevre dostu özelliği, güneş modüllerinin düşen maliyeti ve hükümetlerin ekonomik teşvikleri nedeniyle dünya çapında hızla gelişmektedir [1]. Yenilenebilir enerji kaynakları arasında güneş enerjisi bolluğu ve bakım gerektirmemesi nedeniyle güneş enerjisi daha çok tercih edilmektedir. Yenilenebilir elektrik kapasitesi 2023'te 507 GW'a ulaştı. Böylece 2022'ye göre %50 artmış olduğu görülmektedir [2]. 2050'ye kadar net sıfır emisyon senaryosuna gerçekleştirme amacıyla güneş paneli üretimi 2022'de 270 TWh (%26 artış) ile rekor bir artış göstererek neredeyse 1.300 TWh'ye ulaşarak yenilenebilir teknolojileri bakımından birinci sıraya yükselmiştir [2].

Güneşin yaklaşık bir saatte sağladığı enerji, insanların bir yıllık enerji ihtiyacına denktir. Güneş enerjisinden elektrik üretimi için kullanılan sistemlere fotovoltaik (PV) hücre, modül veya panel denilmektedir. PV hücresi, modülü veya paneli, güneş ışığını doğrudan elektrik enerjisine dönüştürmektedir. PV hücreleri birleştirilerek modül oluşturulur ve modüllerin birleştirilmesi ile de paneller oluşturulmaktadır. Panellerini birleştirilmesi ile de santraller kurulmaktadır. Güneş panelleri ortam sıcaklığına ve güneşten gelen dik ışın (radyasyona) bağlı olarak farklı akım ve gerilim üretirler. Ayrıca panellere gelen radyasyon ve ortam sıcaklığına göre farklı güç üretmekte ve ürettiği maksimum güç nokta (MPP) da farklı olmaktadır. Bunun için PV panellerinden değişik hava koşullarında maksimum gücün üretilmesi için maksimum güç noktası takibinin (MPPT) yapılması çok önemli olduğu anlaşılmaktadır. Literatürde PV sistemlerinin güç çıkışını güneş ışınımı ve sıcaklık değişimi ile ayarlamak için çeşitli MPPT stratejileri kullanılmaktadır. PV güç sistemlerden farklı ortam şartları altında maksimum verimin elde edilmesi için bu sistemi oluşturan PV panellerin maksimum güç noktasında çalıştırılması gerekmektedir. PV sistemi maksimum verimlilikte çalıştırmayı amaçlayan algoritmaya MPPT yöntemi denilmektedir. MPPT'nin amacı, PV panele gelen radyasyon değerinde PV panelden elde edilebilecek maksimum gücün yüke aktarılmasını sağlamaktır. Yani MPPT, PV'yi maksimum gücün sağlandığı gerilimde çalıştırma

görevini yerine getirmektedir. MPPT yöntemi sayesinde ihtiyaç duyulan aynı enerji miktarı için kullanılacak olan güneş panellerinin sayısının azalmasına ve dolayısıyla da maliyetlerin azalmasını sağlamaktadır. MPPT algoritmaları, panele gelen radyasyon ve sıcaklık değiştiğinde, en uç güç noktası veya en yüksek güçte çalışma noktası üzerinde en kısa sürede bir kontrol elde etmek için kullanılmaktadır [3,4]. MPPT, PV panelin enerji üretiminin verimliliğini yükseltmektedir. PV sistemleri için MPPT yöntemini uygulamak için farklı algoritmalar önerilmiştir. PV santral uygulamalarında en yaygın olarak kullanılan MPPT yöntemleridir şunlardır:

- Değiştir ve gözle (P&O),
- Artımlı iletkenlik (IncCond),
- Fraksiyonel açık devre gerilimi (FOCV),
- Bulanık mantık kontrol (FLC).

Son yıllarda yüksek güçlü PV santrallerinin elektrik şebekelerine bağlanmaları ile birlikte, şebekede oluşan frekans dalgalanmaları gibi güç kalitesi problemleri ortaya çıkmaktadır. Özellikle, aralıklı çalışmaları nedeniyle yani hava koşullarına bağlı olarak PV sistemlerinin güç üretiminde dalgalanmalar neden olmaktadır. Bu durum şebekelerde frekans kontrolünü zorlaştırmaktadır. Bundan dolayı, şebeke bağlantılı PV sistemlerinin kurulabilmesi ve şebekenin kararlı bir şekilde çalışması için yük frekans kontrolü stratejilerinin geliştirilmesi gerekmektedir.

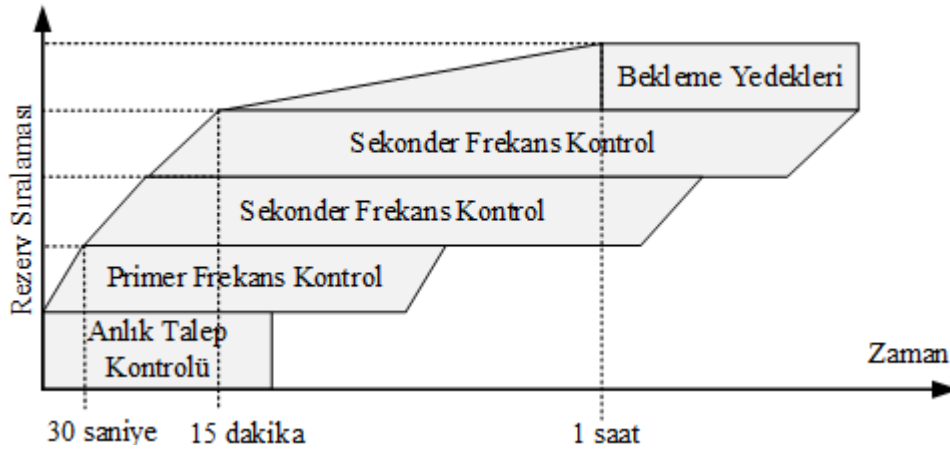
Elektrik güç sistemlerinde, en önemli parametrelerden biri olan frekansın kontrol edilmesi gerekmektedir [5]. Yük frekans kontrolü (YFK), elektrik güç sistemi tasarımında ve işletiminde önemlidir. Birbirine bağlı güç sisteminde YFK'nin amacı, dalgalı yük taleplerini karşılayacak şekilde generatörlerin aktif güç çıkışlarını ayarlayarak her alanın frekansını sınırlar içinde tutmak ve bağlantı hattı güç akışlarını önceden belirlenmiş bazı toleranslar içinde tutmaktır. İyi bir güç sistemi, yükteki değişikliklerle ve sistem arızalarıyla başa çıkmalı ve hem gerilimi hem de frekansı tolerans sınırları içinde tutarken kabul edilebilir yüksek düzeyde güç kalitesi sağlamalıdır. Bir güç sisteminde frekansın sabit veya istenilen sınırlar içinde olması sistemin kararlı çalışması anlamına gelmektedir. Güç sisteminin kararlılığı güç dengesi (üretilen gücün tüketilen güce eşit olması) ile sağlanmaktadır. Üretilen güç ile tüketilen güç dengesizliğinde frekansta bozulmalar oluşmaktadır [6]. Bir güç sisteminde, kayıplar da dahil olmak üzere yük ile gerçek güç üretimini eşleştirme temel kontrol problemine yük frekans kontrolü denir. Frekans, yük oluşturma uyumsuzluğundan gelen aktif güce bağlıdır.

Şebekeye bağlı veya izole edilmiş PV santralleri, dağıtım şebekelerinin düşük/orta gerilim (AG/OG) seviyelerine yerleştirilmektedir. Yük frekansı kontrolü, sistemdeki güç dengesini, frekansın nominal değerinden belirlenen sınırlar içinde ve sistemin pratik olarak kabul edilebilir dinamik performansına göre sapacağı şekilde korumayı amaçlamaktadır.

Türkiye elektrik sisteminin, Elektrik İletim Koordinasyon Birliği (UCTE) sistemi ile entegrasyon hedefleri doğrultusunda UCTE standartlarının sağlanması için yan hizmetlerin doğru ve yeterli olarak temin edilmesi gerekmektedir. Sistem frekansının düşmesi veya yükselmesi durumunda devreye alınan ilk hizmet olması nedeniyle sistem güvenliği açısından primer frekans kontrol (PFK) hizmeti önem teşkil etmektedir.

PFK işlemi, üretim ve tüketimin birbirine eşit olmaması durumunda sapmaya uğrayan sistem frekansının düşmesine veya artmasına tepki olarak üretilen aktif gücün otomatik olarak yükseltilmesi veya azaltılması yoluyla şebeke frekansının dengelenmesini sağlar. PFK hizmetinin merkezi müdahale olmaksızın sürekli olarak sağlanması gereklidir.

PFK rezerv miktarı hiçbir kesintiye maruz kalmadan her daim, emre amade olmalıdır. Buna göre, sistem frekansında UCTE standartlarına göre 200 mHz'lik bir düşme olması durumunda PFK rezerv miktarı kadar çıkış gücünü arttırabilecek veya sistem frekansında 200 mHz'lik bir yükselme olması durumunda ise üretilen çıkış gücünü rezerv miktarı kadar azaltabilecek şekilde çalıştırılmalıdır. Şebeke frekansının istenilen seviyelerde tutulabilmesi amacıyla frekans kontrolüne yönelik yan hizmetler belli bir hiyerarşi içinde devreye alınmalıdır. Frekans kontrolüne yönelik yan hizmetlerin hiyerarşisi Şekil 1.1'de gösterilmektedir.



Şekil 1.1. Frekans Kontrolüne Yönelik Hizmetlerin Hiyerarşisi [7]

Santraller, yük frekansında ± 200 mHz'lik hata olması durumunda PFK rezerv miktarının 15 saniye içinde yarısını ve tamamını en çok 30 saniye içinde devreye almalı ve bu çıkış gücünü en az 15 dakika sürdürmelidir. Üretim birimi, aktif güç çıkışını arttırarak veya azaltarak yük frekansındaki sapmayı sürekli izlemeli ve gerekli tepkiyi otomatik olarak vermelidir. Sistem frekansındaki sapma sekonder frekans kontrolü tarafından tamamen dengelenene kadar, primer frekans kontrolü kesintisiz olarak sürdürülmelidir. Şekil 1.2'de santral ünitesinin hız eğimi

gösterilmiş ve azami primer frekans kontrol rezerv kapasitesi Denklem 1.1'e göre hesaplanmaktadır:

$$S_g = \frac{\Delta f / f_n}{\Delta P_{CG} / P_{CGN}} \quad (1.1)$$

Bu formülde geçen;

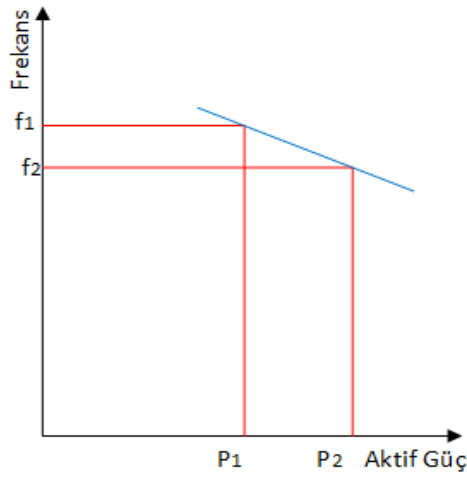
S_g : Hız Eğimini (Speed-Droop) (%),

f_n : Nominal frekansı (50 Hz),

Δf : Sistem frekansındaki sapma miktarını,

ΔP_{CG} : Ünite Çıkış Gücündeki değişim miktarını,

P_{CGN} : Ünitenin nominal çıkış gücünü ifade eder.



Şekil 1.2. Kontrol edilebilir bir elektrik santralinin sarkma hattı

PFK'ü için kurulu gücü 50 MW ve üzerinde olan tüm üretim tesisleri primer frekans kontrolüne katılmak zorundadır. Ancak yenilenebilir enerji kaynaklarına dayalı üretim tesisleri muaf olmasına rağmen ilgili birimlerce uygun bulunması halinde primer frekans kontrolüne katılabilmektedir. Ülkemizde güç sisteminin nominal frekansı 50 Hertz (Hz) etrafında 49,8-50,2 Hz aralığında kontrol edilmektedir.

Bu çalışmanın amacı, şebekeye bağlı PV sistemlerinin yük frekans kontrolü üzerine odaklanarak, şebekelerin güvenilirliğini artırmak ve yenilenebilir enerji kaynaklarının daha etkin bir şekilde kullanılmasını sağlamaktır. Bu bağlamda, mevcut literatürdeki çalışmaların incelenmesi, PV sistemlerinin frekans kontrolüne yönelik mevcut yöntemlerin değerlendirilmesi ve yeni önerilen stratejilerin tartışılması, bu çalışmanın temel yaklaşımını oluşturmaktadır.

Bu tez çalışmasında, ikinci bölümde detaylı bir literatür taraması, üçüncü bölümde PV enerji sistemlerinin temel prensipleri, dördüncü bölümde uygulamada en fazla kullanılan MPPT

yöntemlerinin detaylı şekilde incelenmesi, beşinci bölümde 500 kW'lık yükseltici devre tasarımı ile esnek maksimum güç takibi yapabilen FPPT incelenmesi ardından yenilenebilir enerji kaynaklarının bağlı olduğu şebekelerde frekans kontrolünün önemi ile birlikte bu sorunlara çözüm getirebilecek önerilen VSG yöntemi yöntemi detaylı bir şekilde incelenerek, materyal yöntem, bulgular ve sonuçlar ele alınmaktadır.

1.1. Niçin Yenilenebilir Enerji

"Yenilenebilir enerji" terimi, fosil yakıtlı enerji santralleri, nükleer santraller ve hidroelektrik santralleri yoluyla üretilen enerjiden farklı olarak, temiz ve çevre dostu bir şekilde üretilen enerji olarak tanımlanmaktadır. Güneş, rüzgar, hidrojen (yakıt hücresi), biyokütle ve jeotermal enerji gibi kaynaklar, yenilenebilir enerji kaynakları olarak sınıflandırılabilir. Şu anda dünya elektriğinin çoğu hala fosil yakıtlar, nükleer güç ve hidroelektrik tarafından üretilmektedir. Bununla birlikte, geleneksel enerji teknolojileri ile ilgili aşağıdaki sorunlar nedeniyle, yenilenebilir enerji kaynakları elektrik üretiminde önemli roller oynayacaktır.

Bugünün alternatif enerji kaynakları olan yenilenebilir enerji kaynakları, er ya da geç yarının ana elektrik kaynakları haline gelecektir. Yenilenebilir enerji kaynaklarının bazı avantajları aşağıda verilmiştir:

1. Geleneksel enerji kaynakları yenilenemez, hem fosil yakıtlar (kömür, petrol ve doğal gaz) hem de nükleer yakıtlar yenilenebilir değildir. Bu yakıtların rezervleri gelecekte bir gün tükenecektir. Bu nedenle, sürdürülebilir ve sürekli bir ekonomi büyümesi için uzun vadeli bir enerji geliştirme stratejisi önem arz etmektedir.
2. Geleneksel üretim teknolojileri çevre dostu değildir. Emisyonları azaltmak için teknolojilerde (kükürt giderme gibi) önemli gelişmeler olmasına rağmen, geleneksel termik santraller hala kükürt oksit ve nitrojen oksit gibi büyük miktarda kirletici gazlar üretmektedir [8]. Nükleer santrallerin radyoaktif atıkları her zaman çevre için büyük bir endişe kaynağıdır. Hidroelektrik barajları ve rezervuarları, asıl nehirlerin ekolojik sistemlerini ve rezervuar bölgelerini büyük ölçüde değiştirebilmektedir [9].
3. Fosil ve nükleer yakıt kullanmanın maliyeti gittikçe yükselmektedir. Bu yakıt kaynakları yenilenebilir olmadığından, enerji talebi giderek artarken, bu yakıtların fiyatlarının daha da yükseleceği açıkça görülmektedir. Doğal gaz ve petrole kıyasla kömür, elektrik üretimi için ucuzdur. Bununla birlikte, emisyonları azaltmanın maliyeti hesaba katılırsa, kömürden elektrik üretmenin gerçek fiyatı çok daha yüksek olmaktadır. Geleneksel teknolojileri kullanmanın artan maliyeti, alternatif enerji üretimini daha rekabetçi hale getirmekte ve elektrik enerjisi üretimi için gelenekselden alternatif yollara geçişi haklı kılmaktadır.
4. Hidroelektrik kaynakları yeterli değildir ve alanlar normalde yük merkezlerinden uzaktır. Temiz ve yenilenebilir olmasına rağmen keşfedilebilecek toplam hidroelektrik

gücü miktarı yeterli olmamaktadır. Birçok gelişmiş ülkede, hidroelektrik potansiyeli neredeyse tamamı kullanılmıştır. Dahası, hidroelektrik sahaları normalde uzak bölgelerde kurulmaktadır. Uzun iletim hatları, iletim hatları için geçiş hakkı iznini almak eskisinden çok daha zor olduğundan hidroelektrik enerjiyi keşfetmede daha fazla zorluk oluşturmakta ve maliyeti artırmaktadır.

5. Güvenlik konusundaki politik ve sosyal kaygılar nedeniyle nükleer enerjiden uzak durulmaktadır. Genel olarak hükümetlerin enerji stratejisi, nükleer enerjinin gelişimine rehberlik etmektedir. Şirketlerin veya kamu hizmet kuruluşlarının, ekonomik kaygılarına rağmen nükleer santral inşa etme kararları alamamaktadırlar. 1979'da Amerika Birleşik Devletleri'nde Three Mile Island nükleer santralinde, 1986'da Sovyetler Birliği'nde Çernobil'de ve 2011'de Japonya'da Fukuşima nükleer santralinde meydana gelen kazalar, insanların bu enerji karşı korkusu artmıştır. Hiç kimse bir nükleer santral veya tesisin komşusu olmak istememektedir. İtalya, Avusturya, Belçika, Almanya ve İsveç dahil olmak üzere birçok Avrupa ülkesi Çernobil felaketinden önce bile nükleer enerji kullanımından vazgeçmiştir çıkmıştır.

Fotovoltaik güneş enerjisi teknolojinin aşağıdaki önemli avantajları ve dezavantajları vardır [10, 11].

Bazı avantajlar şunlardır:

- Enerji kaynağı, güneş ücretsizdir. Bu nedenle sürdürülebilirdir ve asla tükenmez,
- Çevreyi kirleten atık üretimi bulunmaz,
- Mekanik hareketli parçalar olmadığından gürültü kirliliği oluşturmaz,
- Güneşten gelen radyasyonunun doğrudan elektrik enerjisine dönüşür,
- PV modülleri çok uzun ömürlü,
- Gücü mikrowatt'tan megawatt'a kadar değişir.

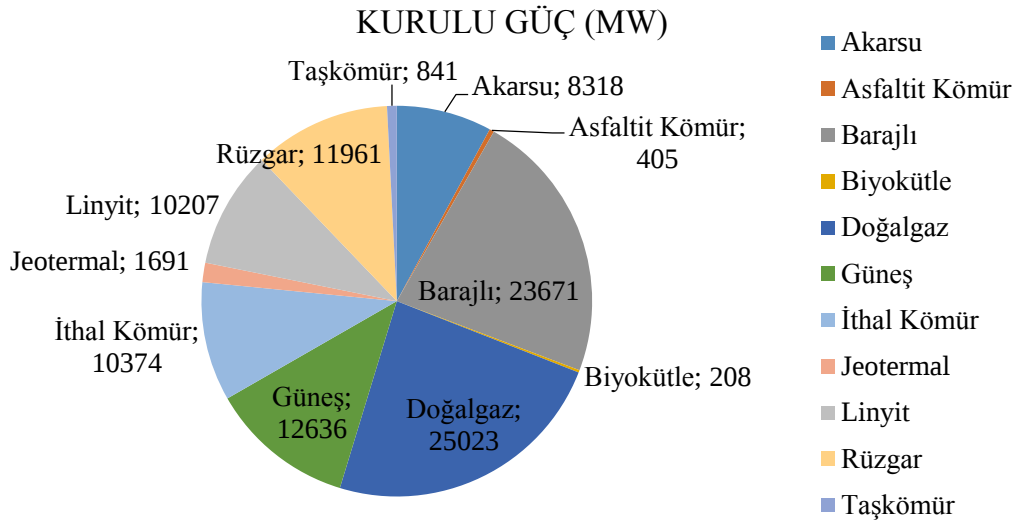
Bazı dezavantajlar şunlardır:

- Güneş paneli üretim sürecinde kadmiyum ve arsenik gibi toksik kimyasallar kullanılır, ancak bu çevresel etkiler küçüktür ve geri dönüşüm ve uygun bertaraf yoluyla kolayca kontrol edilebilir,
- Güneş enerjisi üretimi, kısmen PV cihazlarının üretim maliyetine ve kısmen de ekipmanın dönüşüm verimliliklerine bağlı olarak geleneksel enerji kaynaklarından biraz daha pahalıdır,
- Güneş enerjisi, enerji üretiminin güneşe bağlı olduğu değişken bir enerji kaynağıdır,
- Güneş enerjisi tesisleri zaman zaman hiç enerji üretmeyebilir ve bir bölgenin enerjisinin çok büyük bir kısmı güneş enerjisinden gelirse, enerji sıkıntısına yol açabilmektedir.

1.2. Ülkemizde Enerji Kaynakları

Ülkemizde TEİAŞ'ın verilerine göre yenilenebilir enerji kaynaklarından günlük üretim miktarı %42 olarak verilmiştir. Enerji bakanlığının verilerine göre 2024 yılı Mart ayı sonu itibarıyla ülkemiz kurulu gücü 107.959 MW'a ulaşmıştır. 2024 yılı Mart ayı sonu itibarıyla kurulu gücümüzün kaynaklara göre dağılımı: %29,6'sı hidrolik enerji, %23,2'si doğal gaz, %20,2'si kömür, %11,2'si rüzgâr, %11,7'si güneş, %1,6'sı jeotermal ve %2,5'i ise diğer kaynaklar şeklindedir. Mayıs 2020 tarihinde ise elektrik üretim kurulu gücü 91.932 MW değerinde idi.

Ülkemizde elektrik enerjisi üretim santrali sayısı, 2024 yılı Mart ayı sonu itibarıyla 18.231'e (lisanssız santraller dâhil) yükselmiştir. Mevcut santrallerin 757 adedi hidroelektrik, 69 adedi kömür, 364 adedi rüzgâr, 63 adedi jeotermal, 363 adedi doğal gaz, 16.144 adedi güneş, 471 adedi ise diğer kaynaklı santrallerdir. 2022 Haziran ayına göre lisanssız santraller yüzde 8; lisanslı santraller ise yüzde 92'lik kısmı oluşturuyor [12]. 2024 yılı Mart ayı sonu itibarıyla ülkemiz kurulu gücü 107.959 MW'a ulaşmıştır.



Şekil 1.3. 2024 yılı Türkiye'nin Kaynaklara göre kurulu güç oranları [13]

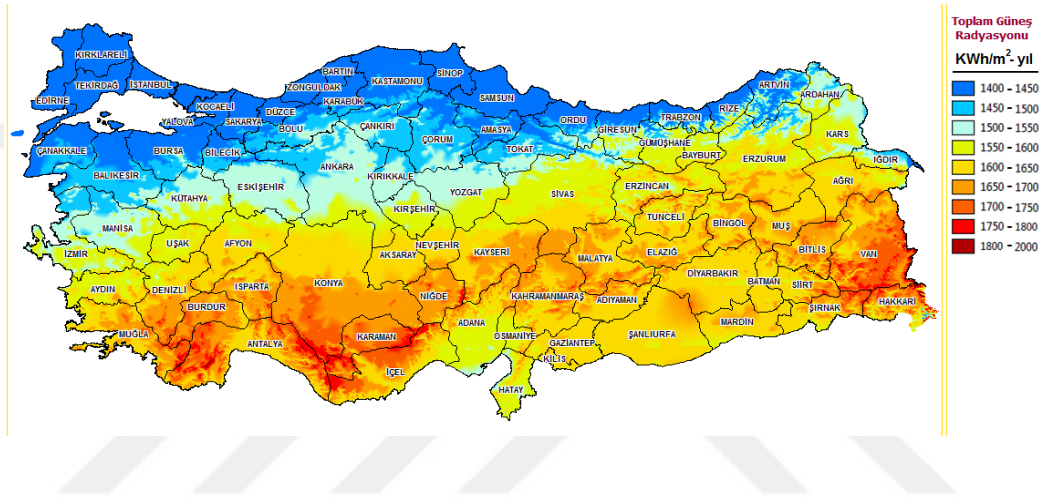
Şekil 1.3'e bakıldığında 2024 yılı Mart ayı verilerine göre yenilebilir kaynaklardan üretilen güç oranları aşağıda belirtilmiştir.

- Güneş santralleri %11,7
- Rüzgar santralleri %11,07
- Jeotermal santraller %1,567
- Biyokütle santralleri %1,85
- Atık ısı santralleri %0,373

- Hidroelektrik santralleri %29,63

Ülkemizde yenilenebilir enerji kaynaklarından üretilen toplam güç 58485,2 MW olarak açıklandı. Bu rakam üretilen enerjinin %56,36 yenilenebilir kaynaklardan sağlandığını göstermektedir.

Yenilenebilir enerji kaynakları yalnızca yenilenebilir değil, aynı zamanda çok fazla bulunmaktadır. Dünya yüzeyinde bir günde güneşten gelen toplam güneş enerjisi, tüm fosil yakıtların tüketiminden yaklaşık 1000 kat daha fazladır. Ülkemiz, Şekil 1.4'te görüldüğü gibi coğrafi konumu nedeniyle yüksek güneş enerjisi potansiyeline sahiptir.



Şekil 1.4. Türkiye'nin güneş radyasyon haritası [13]

Türkiye Güneş Enerjisi Potansiyeli Atlasına (GEPA) göre;

- Ortalama yıllık toplam güneşlenme süresi = 2741,07 saat/yıl
- Ortalama günlük toplam güneşlenme süresi = 7,50 saat/gün
- Ortalama yıllık toplam ışıınım şiddeti = 1527,46 kwh/m²-yıl
- Ortalama günlük toplam ışıınım şiddeti = 4,18 kwh/m²-gün olarak hesaplanmıştır.

Dünyaya ulaşan güneş enerjisinin yaklaşık %2'si kadarı rüzgâr enerjisine dönüşür. Türkiye'nin biyokütle atık potansiyelinin yaklaşık 8,6 milyon ton eşdeğer petrol (MTEP) ve üretilebilecek biyogaz miktarının 1,5-2 MTEP olduğu tahmin edilmektedir.

1.3. Amaç

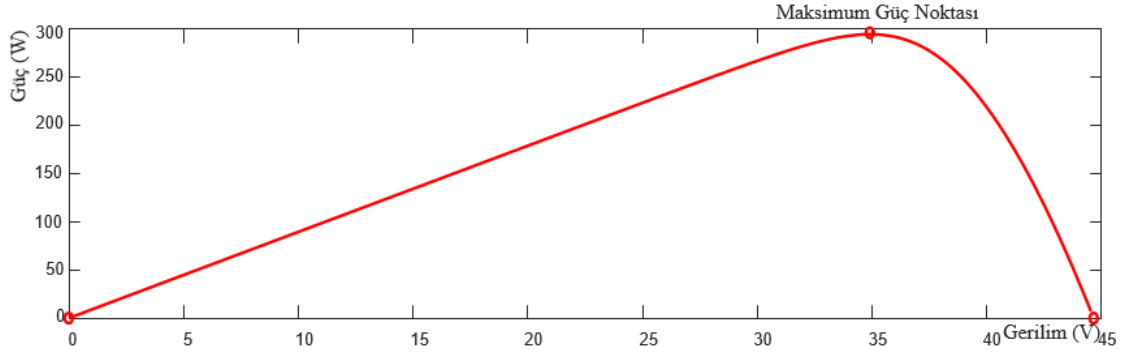
Yenilenebilir enerji kaynaklarının elektrik şebekesine katılım oranının artması kaçınılmazdır. Elektrik şebekesini, enerji üretim kaynakları, enerji nakil hatları, dağıtım sistemleri ve tüketici yükleri oluşturmaktadır. PV sistemleri ada tarzında şebekeden bağımsız olarak çalışabilmekte veya ana şebekeye bağlanabilmektedir. Ada modu, yenilenebilir enerji kaynaklarını

kullanarak şebeke kesintiye uğradığında küçük bir yerleşim yerinin enerji ihtiyacının karşılanmasına yardımcı olmaktadır. Tipik bir şebekeye bağlı çalışma modunda, PV sistemleri, dizi gerilimini ve akımını her zaman aktif olarak izleyerek maksimum güç noktasında çalışmak üzere yapılmaktadır. Belirli bir güneşlenme için fotovoltaiik dizilerden mümkün olan maksimum gücün üretilmesi sağlanmaktadır. Şekil 1.5'te, bir PV dizisinin genel güç gerilim (P-V) eğrisini gösterilmektedir. Enerjisi sınırlı bir PV sistemde, genellikle yük talebi takip edilemediğinden dolayı frekans düzenlemesine de etkisi olamamaktadır. Sistem frekansı, ani şekilde devreye giren veya çıkan yüklerin çektiği aktif güçten dolayı nominal değerinden saparak sistem bozulmalarına neden olmaktadır. Sistemdeki yüklerin çektiği reaktif güç nedeniyle sistem (şebeke) geriliminde dengesizlikler oluşmaktadır. Gerilimde oluşan problem gerilim yükselmesi veya gerilim çökmesi/düşümü şeklinde olmaktadır. Frekans ve gerilimin nominal değerlerinden saparak bozulmalarından dolayı, kontrol ve optimizasyon metodolojisinin tasarımı oldukça karmaşık ve zorlu hale gelmektedir.

Yenilenebilir enerji kaynaklarının kesintili doğası nedeniyle frekans kararlılığı sorunu ortaya çıkmakta ve bu nedenle şebekede frekans kontrolünü zorlaştırmaktadır. Ancak şebekeye bağlı modda, sistemin frekansı, şebekenin frekansı ile aynı olur. Güç sistemlerinde frekans, elektriğin arz ve talebi arasındaki dengeyi gösteren bir parametredir. Frekans ve gerilim kontrolü gibi yardımcı hizmetler güç sistemlerinin ayrılmaz bir parçasıdır. Frekans genellikle, frekans düşüşü durumunda üretim kapasitesinin artırılması veya frekans yükseldiğinde üretimin azaltılması yoluyla yönetilmektedir. Değişken üretilen güç, şebekelerde ana sorun olan frekans değişimine neden olmaktadır. Bu tür bir şebekenin kararlı çalışması için frekansın kabul edilebilir aralıkta olması gerekmektedir. Frekansın, güç dalgalanmasını düzeltebilecek ve yüke sürekli güç beslemesini garanti edebilecek bir enerji depolama sistemi olmadan kontrol edilmesi gerekir. Gerilim ve frekans kontrolü iki kademeli devre topolojisinde hem DC DC yükseltici dönüştürücü hem de gerilim kaynaklı evirici yardımıyla sağlanabilmektedir.

Bu tezin temel amacı şebeke bağlantılı PV sistemlerinde frekans kontrolünü incelemek ve analiz etmektir. Bu çalışmanın ilk amacı, güneş PV enerji üretim sistemlerini tanımadır. İkinci olarak PV sistemlerinin verimli çalışması sağlayan farklı MPPT yöntemlerini sunmaktır. Üçüncü olarak DC DC dönüştürücüyü esnek FPPT yöntemi ile kontrol edip yedek güç oluşturup PV santralin frekans kontrolüne katılımını sağlamaktır. Son olarak, gerilim kaynaklı bir evirici için, eviriciden gelen aktif ve reaktif güç çıkışını düzenlemek üzere VSG (Virtual Synchronous Generator) kontrol mekanizmasını tasarlamak ve doğrulamaktır.

Önerilen araştırma, çeşitli kontrol teknikleri kullanılarak güneş santrali sistemlerinden oluşan bir şebekenin frekans kontrolünün gerçekleştirilmesini amaçlamaktadır. Bu araştırmanın hedeflerine ulaşmak için, önerilen sistem analitik olarak modellenecek ve MATLAB/Simulink üzerinde simüle edilecektir.



Şekil 1.5. Güneş panelinin güç gerilim karakteristiği

PV dizisinden güç elde etmek için tek veya iki aşamalı bir dönüşüm topolojisi uygulanabilmektedir. Tek aşamalı bir sistemde, diziden gelen DC gücünü AC gücüne dönüştüren, evirici kontrolüne entegre edilmiş MPPT olmaktadır. Bu durumda sistemde, biri eviricinin darbe genişlik modülasyonu (PWM) kontrolü için diğeri güç çıkışını belirleyen MPPT için iki farklı döngü ile tasarlanabilmektedir.

DC DC dönüştürücü, PV dizisi için değiştirilmiş bir maksimum güç noktası izleyicisi tarafından çalıştırılmaktadır. Değiştirilmiş MPPT algoritması, sistemin gerektiğinde "yedek güç" moduna geçmesini sağlamaktadır. Yedek güç hesaplaması MPPT algoritmasına dahil edilmelidir. MPPT algoritmasının amacı, diziden maksimum kullanılabilir gücü çıkarmaktır.

Sistemin frekansında belirli bir seviyenin altına düşme veya belirli bir seviyenin üzerine çıkma durumunda, sistemdeki geleneksel generatörde bir regülatör eylemine benzer şekilde sırasıyla PV sisteminden güç üretimini artırarak veya azaltarak en azından kısmen telafi etmektedir. Herhangi bir depolama teknolojisine gitmeden PV sistemlerinin kendi ürettikleri enerjilerini kullanarak frekans regülasyonu için yeni bir kontrol stratejisi formüle edilmiştir. PV dizisinin MPPT noktasından uzakta çalışmasını sağlayarak ve böylece PV'nin kendisi bir yedek güç sağlamış olacaktır. Talebin artmasıyla birlikte frekansta oluşabilecek bozulmaları önlemek için bu yedek güç kullanılmaktadır.

2. LİTERATÜR ÇALIŞMALARI

Zhaoxuna ve ark. (2022), mevcut fotovoltaik sistemlerin frekans düzenleme stratejileri olmadığından dolayı frekans düzenlemesine etkileri olmadığı söylenmiştir. PV sisteminin frekans düzenleme etkisini geliştirmek amacıyla, fotovoltaik sanal senkron generatör (PV-VSG) kontrol stratejisi önerilmiştir. Frekans düzenleme yeteneğinin değerlendirme indeksi olarak atalet düzenleme etkisi, güç düzenleme hızı ve güç düzenleme etkisi alınmıştır. Benzetim çalışmalarında frekans düzenlemesi için PV'lerin kapasitesinden yararlanabileceğini göstermiştir [14].

Lyu ve ark. (2018), enerji depolama sistemi (ESS) olmadan, PV sistemlerinin ve dizel generatörün adalı bir mikro şebekede frekans kararlılığını korumak için birlikte hareket ettiği iki aşamalı PV sistemi için DC-link gerilim kontrolü ve yüksüz kontrolü önerilmiştir. Senkron generatörün atalet karakteristiğini taklit etmek için DC-link kondansatöründe depolanan enerji kullanılmıştır. Kalıcı bir frekans desteği sağlamak için, PV sistemlerinin % 10'luk bir güç payı ayrılmıştır. Boşaltmaya bağlı olarak, PV sistemleri, frekans hatasını azaltmada önemli bir öneme sahip olan geleneksel generatörler gibi birincil frekans kontrolüne katılabileceği benzetim sonuçları ile gösterilmiştir [15].

Loix ve ark. (2007), dağıtılmış bir enerji kaynağını (bir generatör veya bir depolama ünitesi) bir mikro şebeke için kullanılabilen ve hem şebekeye bağlı hem de adadan oluşan çalışmaya izin veren, paralel bağlı eviriciler için üç fazlı bir voltaj ve frekans düşüşü kontrol şeması anlatılmıştır. İkinci uygulama ise UPS sistemlerindeki paralel bağlı eviricilerin kontrol şeması ayrıntılı olarak açıklamıştır. Önerilen düşüş kontrolü, hem şebekeye bağlı hem de ada modunda ve ayrıca her iki mod arasındaki geçişler sırasında çalışmasını gösteren deneysel sonuçlar, üç fazlı üç telli bir sistem için dahil edilmiştir. Önerilen düşüş kontrol şemasının performansı deneysel sonuçlarla doğrulanmıştır [16].

Thao ve Uchida, (2013), üç fazlı şebekeye bağlı PV eviricilerin bağımsız olarak aktif ve reaktif çıkış güçlerini kontrol etmek için geri besleme doğrusallaştırma (FBL) yöntemini temel alarak FBL- FL (bulanık mantık) hibrit tekniği önermiştir. Burada MATLAB'ta yapılan benzetim çalışmalarında, sistemin 100 kW nominal güce sahip PV dizisinden elde edilen enerjiyi enjekte etmek için üç seviyeli bir DC-AC dönüştürücü, bir L tipi filtre ve 250V/10 kV Y-Y bağlı transformatör kullanılarak 10 kV/60 Hz üç fazlı şebeke bağlantısı yapılmıştır. Benzetim çalışmalarında önerilen iki kontrol şemasının aktif ve reaktif çıkış güçlerini istenen değerlere yakın bir şekilde düzenleyebildiğini gösterilmiştir. Ayrıca PI kontrolü ve önerilen FBL-FL ile karşılaştırıldığında, çıkış güçlerindeki salınımları azaltmak için şebeke akımındaki bozulmaları azaltmada daha iyi performansa sahip olduğu gözlemlenmiştir [17].

Lin Tan ve ark. (2012), 53,2 V, 40 A·h Li-ion akü grubunun tek fazlı tam köprü, çift yönlü izole edilmiş bir DC DC dönüştürücünün tasarımını ve performansını deneysel sonuçları

sunulmuştur. Yüksek gerilim ve düşük voltaj tarafındaki (LVS) DC-bias akımlarından kaynaklanan manyetik akı doygunluğuna odaklanan tartışmalar yürütülmüştür. Çift yönlü izoleli DC DC dönüştürücü, düşük gerilim ve yüksek akım işlemlerinde yüksek verimlilik sergiler. DC DC dönüştürücünün verimliliğini artırmanın en iyi yöntemlerinden biri onu daha düşük anahtarlama frekansında çalıştırmak olduğu söylenmiştir [18].

Pattanaik ve ark. (2015), 10 kW güç besleyecek şekilde PV sistemi şebekeye entegre etmek için iki aşamalı dönüştürücü sisteminin tasarımı ve benzetimi ele almıştır. Tasarlanan şebeke bağlantılı sistem, PV panel, PV panel gerilimini yükseltmek için yükselten tip DC DC dönüştürücü, DC'yi AC'ye dönüştürmek için bir gerilim kaynaklı eviriciden oluşmaktadır. PV panelin maksimum güç noktasında çalıştırılması için artımlı iletkenlik algoritması kullanılmıştır. evirici çıkışını şebeke senkron referansına (d-q) göre kontrol etmek için çerçeve kontrolü kullanılmıştır. Üç fazlı PLL, evirici çıkışına göre şebeke frekansını ve fazını kilitlemek için kullanılmıştır. Düşük geçişli bir LC filtresi, evirici çıkışından yüksek frekanslı harmonikleri gidermek için modellenmiştir ve evirici çıkışı ile şebeke arasında galvanik izolasyon sağlamak için transformatör kullanılmıştır. Tüm benzetimler MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmektedir. evirici çıkış akımının FFT analizi, THD'nin her zaman standart sınırlar (örn. %5) dahilinde olduğu gösterilmiştir [19].

Isen ve Bakan (2016), 10 kW gücünde üç fazlı şebekeye bağlı bir eviriciün modellenmesi, benzetim ve deneysel çalışması sunulmuştur. Şebekeye bağlı eviricinin performansı, çeşitli filtre endüktans değerleri, DC-bara gerilimleri ve farklı anahtarlama frekansları için incelenmiştir. Sistemin matematiksel modeli çıkarılmış ve evirici tasarımı için, çeşitli anahtarlama frekansları, DC-bara gerilimleri ve filtre endüktans değerleri için MATLAB'da sistemin karakteristik eğrileri elde edilmiştir. Modelleme ve benzetim sonuçları, kararlı durum yanıtı ve dinamik yanıtı deneysel sonuçlarla doğrulanmıştır. Evirici d-q referans çerçevesinde uzay vektör PWM tekniği ile kontrol edilmiş olup deneysel çalışmada dSPACE DS1103 kontrol kartı kullanılmıştır. Ayrıca eviricinin dinamik tepkisi ve reaktif güç üretme yeteneği de sunulmuştur. Deneysel çalışmada şebeke akımı THD değeri ve verimliliği sırasıyla %3,59 ve %97,6 olarak ölçülmüştür [20].

Kulothungan ve ark. (2019), dokuz seviyeli akım beslemeli çok seviyeli dönüştürücüyü (MLC) çalıştırmak için seçici harmonik eliminasyonun (SHE) anahtarlama açılarını belirleyen gerçek zamanlı bir hesaplama yöntemi geliştirilmiştir. Bu çalışmada anahtarlama açılarını hesaplamak için hesaplama süresini en aza indiren yeni bir analitik yöntem önerilmiştir. Yüksek güç dönüşümü için, anahtarlama kayıplarını azaltmak ve verimliliği artırmak için (alçak cihaz anahtarlama frekansı) LDSF önerilmiştir. Bu klasik SHE yöntemi, 50 Hz temel frekansta çalışan dokuz seviyeli H-köprülü paralel akım kaynağı eviricilerinde iki anahtarlama açısının hesaplanması için yeni bir analitik prosedür ile incelenmiştir. Önerilen gerçek zamanlı hesaplama yöntemini 50

Hz temel frekansta denemek ve doğrulamak için dokuz seviyeli akım kaynağı eviricinin düşük güçlü bir prototipi kurulmuştur [21].

Rey-Boué ve ark. (2021), düşük voltajlı geçiş (LVRT) yöntemini, şebeke gerilimi düşüşleri altında üç fazlı tek aşamalı şebekeye bağlı bir PV sisteminin kontrol algoritması için yardımcı bir hizmet olarak test edilmiştir. Bu nedenle, DC bara kapasitörünü, onu tahrip edebilecek sistem frekansının iki katı büyüklüğündeki büyük salınımlardan korumak için sabit bir aktif güç kontrolü uygulanabilir. Bu yazıda kullanılan MSOGI-FLL senkronizasyon algoritması, $\alpha\beta$ eksenlerindeki üç fazlı şebeke gerilimlerinin PS (pozitif dizi) ve NS (negatif dizi) bileşenlerini ve ayrıca sistem frekansını, her ikisi de harmonik bozulmalardan bağımsız olarak hesaplar. Tahmini frekans, PR akım regülatörlerine ve HC (harmonik kompensatör) yapısına geri beslenerek sistemin frekansa uyarlanabilir olmasını sağlamıştır. Maksimum görünür gücü 500 kVA olan üç fazlı tek aşamalı şebekeye bağlı bir PV sisteminin, ilk olarak MATLAB/Simulink kullanılarak çeşitli benzetim çalışmaları ile test edilmiştir. Yapılan kontrol algoritmalarının doğrulamasını yapmak için çeşitli gerilim düşüşleri senaryoları ile denetleyici döngüde donanım (DDDST) benzetim tekniğini kullanan bazı deneylerle test edilmiştir [22].

Andalib-Bin-Karim ve ark. (2018), mikro şebekelerde voltaj ve frekans regülasyonu için dağıtılmış üretim ünitelerinin eviricilerinin şebekeye bağlanmaları için bulanık ikincil kontrolör (FSC) tabanlı bir sanal senkron generatör (VSG) kontrol şeması önerilmiştir. FSC kontrol şemasının etkinliğini doğrulamak için geleneksel düşme kontrolü ve geleneksel VSG kontrolüyle de karşılaştırılmıştır ve FSC'nin geleneksel VSG'ye göre daha etkin dinamik performans göstermiştir. FSC kontrol şemasının voltajı ve frekansı etkili bir şekilde düzenleyebildiği ve mikro şebekenin dinamik özelliklerini önemli ölçüde iyileştirebildiği bulunmuştur. Önerilen yöntem, daha fazla sayıda DG ünitesinin paralel bağlı olduğu mikro şebekeler için uyarlanabileceği ve FSC'nin çıkış kazançlarının doğru seçilmesi genel sistem dinamik performansı için önemli olduğu vurgulanmıştır [23].

Nandurkar ve Rajeev (2012), şebekeye bağlı PV sistemin tasarımı şebekeye 1kW güç besleyecek şekilde tasarlanmıştır. İnverter, şebekeye aktif gücü besleyecek şekilde senkron d-q dönüşümü kullanılarak kontrol edilmiştir. Yüksek frekans dalgalanmasını gidermek için evirici çıkışında kullanılan alçak geçiren filtrenin tasarımında bahsedilmiştir ve MATLAB/Simulink ortamında elde edilen benzetim sonuçları sunulmuştur. evirici çıkış akımının FFT analizi, THD'nin sınırlar dâhilinde olduğunu ve kontrollü enjekte edilen akımın, transformatör çıkışındaki gücü kontrol eden üç fazlı denge akımı ürettiğini gösterilmiştir. Gerçek şebekeye bağlı PV sistemini simüle etmek için, PV modeli, DC DC dönüştürücü modeli ve DC DC dönüştürücünün kontrolü, pil kaynağı benzetime dahil edilmesi gerektiği vurgulanmıştır [24].

Alam ve ark. (2020), şebekeye yüksek düzeyde yenilenebilir enerji kaynakları (RES) entegrasyonunun zorlukları ve çözümleri hakkında kapsamlı ve derinlemesine bir inceleme

sunulmuştur. RES'lerin Şebekeye entegrasyonu nedeniyle bazı teknik sorunlar meydana geldiği belirtilmiştir. Bunlar düşük atalet, yüksek arıza akımı, düşük güç kalitesi, yüksek belirsizlik gibi çeşitli zorluklar açıkça belirtilmiş ve tartışılmıştır. Ayrıca, her soruna yönelik potansiyel çözüm önerileri sunulmuştur. Üst düzey RES entegrasyonunun çeşitli teknik sorunlarının ayrıntılı analizi, gerekli grafiksel gösterimlerle iyi bir şekilde tespit edilmiştir. Son olarak, yenilenebilir enerji sistemlerinin kontrolü ve işletilmesinde daha fazla iyileştirme sağlamak için gelecekte yapılacak çalışmalardan bahsedilmiştir [25].

Youngsang Bae ve ark. (2013), Alman Enerji ve Su Endüstrileri Birliği (BDEW) sertifikası dikkate alınarak üç fazlı şebekeye bağlı PV sistemi için en uygun kontrol stratejisi şeması önermiştir. Hem aktif hem de reaktif güçlerin kontrol edildiği VDE-AR-N 4105 ve BDEW şebeke kodu ile üretim sisteminin kontrol stratejisi geliştirilmiştir. BDEW gereklilikleri nedeniyle, önerilen kontrol stratejisi yöntemi yalnızca güç kalitesi kontrolcüyü (PQC) gerçekleştirmekle kalmaz, aynı zamanda şebeke stabilizasyonu amacıyla voltaj düşmesi/yükselmesi tarafından talep edilen reaktif gücü de kompanze ettiği vurgulanmıştır. Önerilen kontrol stratejisi, geleneksel akım kontrolü kullanımıyla karşılaştırıldığında herhangi bir harici donanım değişikliği gerektirmediği ve 100 kW PV eviricinin benzetim ve deneysel sonuçları, önerilen kontrol stratejisinin teorik analizini ve etkinliğini doğrulamak için gösterilmiştir [26].

Yong Chen ve ark. (2011), referans akımlarını hesaplamak için yerleşik bir kontrol bilgisayarındaki histerezis kontrollü üç fazlı bir evirici ile senkron makine modelini içeren sanal senkron makine (VISMA) kullanılarak dağıtılmış üretim için güç kalitesinin ve şebeke kararlılığının iyileştirilmesini sunmaktadır. Mevcut geleneksel şebekeye bağlı eviriciler, frekans ve gerilimin korunmasını ve ayrıca geçici kararlılığını azaltarak elektrik enerjisini şebekeye iletmek üzere tasarlanmıştır. VISMA, güç sistemi gereksinimlerini karşılamak için sanal torku ve sanal uyarımı ayarlayarak hem aktif hem de reaktif gücü ayrı ayrı ve çift yönlü olarak düzenleyebileceği vurgulanmıştır. Geleneksel senkron generatöre benzer şekilde, şebekedeki ataleti arttırmak ve geçici frekans kararlılığını geliştirmek için VISMA'ya sanal bir dönen kütle uygulanmıştır. VISMA yaklaşımı, sistem arası iletişim olmadan yenilenebilir enerjinin kendi kendini organize eden merkezi olmayan besleyicisi için bir çözüm sunmaktadır. VISMA'nın statik ve dinamik özellikleri, bir mikro şebekede benzetim ve deneysel ölçümlerle doğrulanmıştır [27].

Kim ve ark. (2009), şebeke arayüzü davranışını ve sistem tasarımındaki kontrol performansını analiz etmek için şebekeye bağlı fotovoltaik sistemin (GCPS) modellenmesi ve benzetimi çalışması ele almıştır. Bir GCPS'nin geçici davranışlarının anlaşılmasına yardımcı olmak için çeşitli benzetim sonuçları sisteme ait güç kontrol dinamikler, harmonikler, adalanmayı önleme performansı ve şebeke arızalarına tepki gibi güç sistemi ile etkileşim davranışı sunulmuştur. Model, bir güç sistemi geçici yazılım paketi olan PSCAD/EMTDC'ye referansla tanımlanmış ve simüle edilmiştir. Önerilen benzetim modelinin, elektromanyetik geçici analiz açısından GCPS'nin kontrol

ve koruma performansının değerlendirilmesi için etkili olduğunu doğrulamak amacıyla kapsamlı benzetim sonuçları sunularak analiz edilmiştir [28].

Huanhai Xin ve ark. (2013), PV'lerin ESS'lere ihtiyaç duymadan aktif güç kesintisi yoluyla frekans regülasyonuna katılması için bir kontrol tasarım yöntemi sunmuştur. PV'lerin aktif güç çıkışlarını ayarlamasına ve güç sistemlerine frekans düzenlemesi sağlamasına olanak tanıyan yeni bir kontrol stratejisi geliştirmiştir. Bu stratejide iki farklı mod tasarlanmıştır: biri güç sistemlerine birincil frekans desteği sağlamak amacıyla PV'ler için frekans düşüşü kontrol modu, diğeri ise sistem frekansının çökmesini önlemek ve dolayısıyla arıza sonrasında çok fazla üretim kesintisini önlemek için acil durum kontrol modu. Önerilen kontrol şemasıyla, PV'ler frekans düştüğünde kontrol modunda çalışabilir ve senkron generatörlerdekine benzer şekilde güç sistemine birincil frekans desteği sağlayabilir. Ciddi arıza durumunda, PV'ler acil durum kontrol moduna geçerek frekans aşımını hafifletmek için aktif gücün belirli bir kısmını anında kesebileceği vurgulanmıştır. Ayrıntılı bir PV dinamik modeline dayanan benzetim sonuçları, önerilen kontrol stratejisinin frekans kararlılığını iyileştirmedeki etkinliğini gösterilmiştir [29].

Timothy ve ark. (2003), şebeke bağlantılı eviricilerde kullanılan LCL filtresinin tasarım kılavuzu sistematik olarak ele almıştır. Şebekeye bağlı evirici için çıkış filtresinin tasarım hususlarını kapsamlı bir şekilde tartışılmıştır. Çıkış filtresinin bir parçası olarak pasif sönümleme çözümleri karşılaştırılmış ve optimize edilmiş tasarım önerilmiştir. Burada kullanılan metodoloji, mikrotürbin, yakıt hücresi, rüzgar enerjisi vb. gibi dağıtılmış üretim uygulamalarında kullanılabileceği benzetim sonuçları ile doğrulanmıştır [30].

Thao ve Uchida (2016), Üç fazlı şebekeye bağlı fotovoltaiik (PV) sistemden aktif gücü, şebeke geriliminin frekansı için destekleyici düzenlemeyle birlikte yerel şebekeye verimli bir şekilde enjekte etmek için bulanık mantığa dayalı bir kontrol stratejisi sunmuştur. Özellikle frekans düzenleme modülünde, aktif gücün referans değerinin doğru bir şekilde belirlenmesine yardımcı olacak benzersiz bir bulanık mantık denetleyici (FLC) tasarlanmıştır. Ayrıca pil bankasının şarj durumu (SOC) için bir kontrol yöntemi de gösterilmiştir. Benzetim çalışmaları, önerilen kontrol stratejisinin, güneş radyasyonu veya AC sistem yükü aniden değiştiğinde bile, şebeke frekansını kabul edilebilir ($\pm 0,2$ Hz aralığına ve kararlı durumlarda $\pm 0,1$ Hz aralığı) aralıklarda düzenleyerek şebekeye aktif gücü uygun şekilde sağlama konusunda iyi performanslara sahip olduğunu göstermiştir. Benzetim çalışmaları, önerilen kontrol stratejisinin yalnızca şebekeye aktif güç enjekte etmekle kalmayıp aynı zamanda şebeke frekansının düzenlenmesinde ve ayrıca batarya bankasının şarj durumunun tüm operasyonlarda güvenli [0,2 ila 0,8] aralığında tutulmasındaki avantajlarını gösterilmiştir [31].

Thao ve Uchida (2016), büyük ölçekli güneş enerjisi çiftlikleri için şebeke frekansının etkin bir şekilde düzenlenmesini desteklemek amacıyla bulanık mantığa dayalı hiyerarşik koordineli bir kontrol stratejisi sunmuştur. Frekans düzenlemek amacıyla büyük ölçekli fotovoltaiik (PV) çiftlikler

tarafından şebekeye sağlanan toplam aktif gücün uygun şekilde ayarlanması için bulanık mantıkla iki seviyeli koordineli bir kontrol stratejisi önermiştir. Bir güneş çiftliği için strateji, merkezi bir koordinasyon denetleyicisini ve birçok yerel denetleyiciye sahip olduğu söylenmiştir. Her yerel kontrolör, SOC, çalışma sırasında %20-80'lik güvenli aralıkta kalmasını ve çalışma sırasında istenen kararlı durum %50 boşa değerine yakın olmasını sağlayacak şekilde, acentede kurulu pil ünitesinin şarj durumunu yönetmek için bir algoritma kullanılmıştır. Sayısal benzetim çalışmaları, önerilen stratejinin, frekans sapmasını geçici durumda $\pm 0,2$ (Hz) ve sabit durumda $\pm 0,05$ (Hz) kabul edilebilir aralıklara düzenlemek için şebekeye uygun miktarda güç enjekte edilmesi açısından iyi tepkiye sahip olduğunu gösterilmiştir. Sunulan stratejinin benzetim sonuçları, tam MPPT modunu temel alan geleneksel stratejiye göre üstün performans göstermiştir. Dört büyük ölçekli PV çiftliğinin kurulu olduğu ve alanlar arasındaki bağlantı hattı güç akışlarının kontrol edildiği dört alanlı bir ağ, bir test durumu olarak değerlendirilmiş ve doğrulanmıştır [32].

Rehmana ve ark. (2021), frekans regülasyonu ve şebekeye VSG'ler aracılığıyla bağlanan üç paralel PV-BSS sisteminin parametrelerindeki değişime tepkisi analiz edilmiş ve incelenmiştir. Fotovoltaik sistemin entegrasyonundan kaynaklanan frekans sapmasını kontrol etmek ve güç sistemine atalet kontrolü eklemek amacıyla sanal senkron generatör (VSG) geliştirilmiştir. VSG'de kullanılan düşüm kontrolörü parametrelerinin optimal değerlerini elde etmek için gelişmiş bir genetik algoritma optimizasyon yöntemi kullanılmıştır. Benzetim sonuçları, GA'nın optimal çözümlerinin, VSG'leri kullanarak şebekeye bağlı PV-BSS sistemini stabilize edebildiğini göstermiştir [33].

Asadi ve ark. (2022), iletişim tabanlı merkezi yöntemler, merkezi olmayan düşüş tabanlı kontrol ve yapım ve kompanze kontrol teknikleri de dahil olmak üzere paralel eviriciler arasında güç paylaşımı için gerilim ve frekans kontrolüne yönelik gelişmiş kontrolörlerin stratejilerine teknik açıdan derinlemesine bir genel bakış sunulmuştur. evirici ağırlıklı mikro şebekelerin geliştirilmesi, evirici arayüzlü dağıtılmış üretim (IIDG) doğrusal olmayan modellerini işlemedeki kusurlu performanslarından dolayı klasik kontrol tekniklerinin kullanılmasında sınırlamalara neden olmuştur. Bu amaçla bu makale, IIDG'lerin dinamik/geçici olaylardaki belirsiz ve keyfi empedans özellikleri nedeniyle ortaya çıkan zorluklarla başa çıkabilen gelişmiş denetleyicileri gözden geçirmiş ve göstermiştir. Merkezi olmayan düşüş tabanlı kontrol teknikleri, iletişim tabanlı yöntemden daha üstün olan bir kontrol yöntemi sınıfı olduğu vurgulanmıştır. Bu sınıftaki kontrolörlerin avantajları ve dezavantajları arasında esneklik, modülerlik, daha yüksek güvenilirlik, yavaş dinamik yanıt, zayıf güç kalitesi ve çıkış empedansındaki belirsizlik nedeniyle uygun güç paylaşımının olmaması dikkate alarak, iletişim/iletişim dışı bağlantılara dayalı düşüş kontrol tekniklerinin sorunlarını çözmek için yapım ve dengeleme kontrol teknikleri önerilmiştir [34].

Bhattarai ve ark. (2021), güneş enerjisi sistemi üzerinde çalışırken SPV'lerin ESS kullanarak frekans düzenlemesine katkısına odaklanmanın dikkate alınması vurgulanmıştır. Bu çalışma, güneş

enerjisinin yapısı, türleri açısından temel anlayışını ve gelecek vaat eden yenilenebilir enerji seçeneklerinden biri olarak güneş enerjisinin temel anlayışını kapsamıştır. Enerji depolama sistemi kavramı ve enerji depolamaya yönelik farklı seçenekler tartışılmıştır. Çeşitli karşılaştırmalar ve araştırmalar, batarya enerji depolama sisteminin (BESS) frekans düzenlemesi için tercih edilen bir ESS seçimi olduğunu göstermiştir. Ayrıca BESS kullanılarak yapılan frekans düzenleme stratejisi, yük talebi, frekans ve pilin SOC'si arasında bir ilişki olduğunu ve dolayısıyla sistemin frekansını korumak için bu parametrelerin dikkate alındığını göstermiştir. Bu çalışmada enerji depolama sisteminin rolü ile frekans regülasyonunun temel konsepti, frekans regülasyonuna duyulan ihtiyaç ve frekans için güneş PV santralinin kullanılmasının tüm yönleri ile karşılaştırılmıştır [35].

Rajan ve Fernandez (2019), şebekeye bağlı güneş fotovoltaik sisteminin herhangi bir enerji depolama desteği olmadan birincil frekans düzenlemesine katılması için bulanık mantık tabanlı bir kontrol stratejisi önermiştir. Planlanan bir güç rezervi seviyesinde PV çalışmasını mümkün kılmak için birleşik bulanık mantık tabanlı yük boşaltma kontrolü ve kontrol modu seçici önerilmiştir. Bu mod seçme algoritması, birincil frekans düzenlemesine katılmak için yeterli üretim rezervi sağlamıştır. PV üretiminden ekonomik faydayı önemli ölçüde artırmış ve PV'nin verimsiz çalışmasını önlemiştir. Önerilen kontrolör, PV'yi azaltılmış bir güç rezervi seviyesinde çalıştırarak PV'den düşüş ve atalet tepkisi elde eder. Önerilen kontrolörün etkinliğini değerlendirmek için IEEE 14-bus test sistemi düşünülmüş ve yük bozuklukları benzetim çalışmaları aracılığıyla araştırılmıştır. Ayrıca kontrolörün sistem parametrelerindeki nominal değerlerden sapmalara karşı sağlamlığını araştırmak için duyarlılık analizi yapılmıştır. PV'nin yan hizmetlere katılma olasılığı da araştırılmaktadır. Atalet tepkisini iyileştirmek için hızlı hareket eden bir hizmet sağlamanın, güç sisteminin stabilitesini artırmanın yanı sıra operatörler için mali fayda da sağlayabileceği gözlemlenmiştir [36].

Guillamóna ve ark. (2019), atalet kavramını değerler ve bunların son on yıllardaki gelişimi ve ayrıca sönümleme faktörü açısından incelemiştir. Yenilenebilir üretim üniteleri elektronik dönüştürücüler tarafından şebekeden ayrılarak şebekenin genel ataletini azaltmaktadır. 'Gizli atalet', 'sentetik atalet' veya 'sanal atalet', şu anda yenilenebilir kaynakların dönüştürücü kontrolü tarafından oluşturulan yapay ataleti temsil etmek için kullanılan terimlerdir. Fotovoltaik enerji santrallerinin 'sanal atalet' olarak katkısı da, sönümleme faktörü gelişiminin ayrıntılı bir analizinin yanı sıra makalede tartışılmıştır. Rüzgar türbinleri frekans kontrol stratejileri ve yüksek yenilenebilir enerji kaynağı entegrasyonuna sahip mevcut güç sistemlerinin çalışmaları için önemli bilgiler sunulmuştur [37].

He ve ark. (2022), termal güç ünitelerinin düşük tırmanma hızı ve yavaş frekans tepkisi sorunlarını hedefleyen bu makale, şebeke sistemi ve yapılarının frekans değişimine yanıt vermek için büyük ölçekli enerji depolama pillerinin kullanılmasına yönelik bir yöntem önermiştir. Elektrik şebekesi sistemindeki büyük ölçekli batarya enerji depolamasının frekans düzenleme stratejisini

sırasıyla batarya enerji depolama, batarya enerji depolama istasyonu ve batarya enerji depolama sistemi perspektiflerinden incelenmiştir. Batarya enerji depolama frekansı düzenlemesi için lojistik fonksiyona dayalı düşüş kontrolü ve parçalı fonksiyona dayalı sanal atalet kontrolü önerilmiştir. Bu da batarya enerji depolama güç çıkışı performansını etkili bir şekilde artırmıştır. Büyük ölçekli batarya enerji depolama sistemleri için termal güç üniteleriyle birlikte sistem frekans regülasyonuna katılacak bir kontrol çerçevesi oluşturulmuş ve önerilen frekans regülasyon stratejisi EPRI-36 düğüm modelinde incelenmiş ve analiz edilmiştir [38].

Acakpovi ve Hagan (2013), PV hücre modelinin MATLAB/Simulink programında bir modelleme sunmuşlar ve bu modelleme de sıcaklık, ısıtım ve gerilim dahil olmak üzere üç girişten uyarı alacak şekilde tasarlanmıştır. Yapılan çalışmada iki etkinin yani değişen sıcaklık ve değişen ışık şiddetinin (radyasyon) etkileri gösterilmiştir. Modelin, büyük sıcaklık değişimlerine karşı küçük bir hassasiyet geliştirdiği görülmüştür. Yani sıcaklık arttıkça akım yükselir ve güç özellikleri düşmüştür. Mevcut çıkış akımının değeri bir öncekine göre hesaplanabilmesi için sisteme modeline bir gecikme bloğu eklenmiştir. Benzetim sonuçları, daha fazla ısımanın enerji üretimini büyük ölçüde artırdığını, büyük sıcaklık değişimlerinin ise akımı ve üretilen gücü azalttığını göstermiştir [39].

Pandey ve ark. (2013), güç sistemindeki yük frekansı kontrolü (YFK) sorunu ile ilgili güç sistemi modellerinin ve kontrol tekniklerinin/stratejilerinin çeşitli konfigürasyonu, geleneksel ve dağıtım üretimine dayalı güç sistemlerinde ele alan kapsamlı bir literatür taraması yapmışlardır. Ayrıca, depolama cihazları batarya (BESS)/süper iletken manyetik enerji depolama (SMES), esnek alternatif akım iletim sistemleri (FACTS) cihazları, rüzgar-dizel ve PV sistemleri vb. içeren YFK zorlukları üzerine araştırmalar yapılmıştır. Dağıtık üretim (DG) sistemindeki YFK sorunlarının nasıl çözüleceğine vurgu yapılmıştır. Literatürde, benimsenen YFK kontrol tekniklerine ve bunların eksikliklerine odaklanan çeşitli güç sistemi yapısının/düzeninin sınıflandırılmasına ışık tutulmuştur. Bu literatür araştırmasında, araştırmacıların çoğunun geleneksel güç sistemiyle sınırlı YFK problemleri üzerinde çalışmalar yaptığı gözlemlenmiştir [40].

Khooban ve ark. (2016), mikro şebekeler (MG) için yeni bir sağlam YFK stratejisi vurgulanmıştır. YFK sorunun çözümü için BESS yüksek maliyeti nedeniyle, elektrikli araç (EV) pilinin, mikro şebekelerde büyük ölçekli bir BESS olarak uygulanabileceğini söylenmiştir. Önerilen denetleyicinin performansını incelemek için mikro şebeke modülü MATLAB/Simulink ortamında simüle edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, Optimal Fuzzy-PI (OFPI) ve Optimal Interval Type II Fuzzy-PI (OIT2FPI) kontrolörleri ile karşılaştırılmıştır. Tüm bu kontrolörlerin parametreleri, MHSA optimizasyon tekniği kullanılarak optimize edilmiştir. Bu çalışmada, V2G tekniği ile izole edilmiş bir mikro şebekede YFK için General Type II Fuzzy Logic'e dayalı, zamanla değişen yeni bir kontrolör, dalgalanan yenilenebilir enerji ile farklı çalışma koşulları altında sunulmuştur [41].

Yang ve ark. (2015), araçtan şebekeye (V2G) tekniği ile elektrikli araçlar (EV), yalıtılmış bir şebekede YFK için bir çözüm olabilecek mobil enerji depolama birimleri olarak işlev görebileceği sunulmuştur. Elektrikli araçlar ile izole edilmiş bir mikro şebekenin bir YFK modeli geliştirilmiştir. İzoleli mikro şebekede YFK için çok değişkenli genelleştirilmiş tahmin kontrolü (MGPC) teorisine dayalı bir kontrolör önerilmiştir. Elektrikli araçlar ve dizel generatör (DG) yük frekans kontrolünü sağlamak için birlikte koordine edilmiştir. EV'ler, dizel generatör ile karşılaştırmalı izole mikro şebeke ve rüzgâr çiftliği, önerilen yöntemin etkinliğini göstermek için MATLAB/Simulink ortamında modellenmiştir. Benzetim sonuçları, MGPC ile elektrikli araçlarda depolanan enerjinin YFK gereksinimine göre akılcıca yönetilebileceğini göstermiştir. Araçtan şebekeye tekniği ile izole edilmiş bir mikro şebekede YFK için MGPC teorisine dayalı koordineli bir kontrolör, değişen yenilenebilir enerji üretimi ve yük bozulması ile değişen çalışma koşulları altında önerilmiştir. Önerilen modelde yalnızca YFK amacıyla dizel generatör ve elektrikli araçların aktif güç kontrolleri sunulmuştur [42].

Baek ve ark. (2017), hibrit AC/DC mikro şebekenin güvenilir ve verimli çalışmasını sağlamak için çeşitli kaynak özelliklerini dikkate alan dağıtılmış iki seviyeli bir kontrol stratejisi önermiştir. Önerilen şemada, yerel kontrolörler, düşük bant genişliğine sahip bir iletişim cihazı aracılığıyla bir merkezi kontrolöre bağlanır. Merkezi kontrolör, sistemde üretilen enerjiyi en iyi şekilde kullanmak için EMS'yi yürütmektedir. Gücün verimli dağıtımı için, daha yüksek bir kontrol katmanı, optimize edilmiş enerji planlama kararlarına göre gerilim referans noktalarını ayarlar. Önerilen hibrit AC/DC mikro şebeke, dönüştürücülerden ve RES ve ESS içeren dağıtılmış üretim birimlerinden oluşur. Önerilen kontrol stratejisi çeşitli senaryolarda deneysel olarak ve benzetim çalışması ile doğrulanmıştır [43].

Civelek ve ark. (2018), iki alanlı bir güç sisteminde yük frekansı kontrolü yapılmıştır. Yenilenebilir enerji kaynaklarının yük frekansı kontrolü üzerindeki etkilerini araştırmak için iki bölge bir güneş enerjisi sistemi ile birbirine bağlı güç sistemi matematiksel modeller kullanılarak modellenmiştir. Yük frekansı dengesini kontrol etmek için klasik PI, PID, FLC tabanlı PI ve Bakteriyel Toplama Algoritması (BFA) tabanlı PI denetleyici ayrı ayrı tasarlanmış ve uygulanmıştır. Ani yük değişimlerinde sistemin değişen frekansını nominal frekansa ayarlamak için tüm kontrolörler ayrı ayrı uygulanmıştır. Tüm çalışmalar MATLAB/Simulink programında benzetim çalışmaları yapılmıştır. Kontrol yöntemlerinden elde edilen sonuçlara göre, BFA-PI yönteminin daha iyi aşma sağladığını ve BFA-PI' nin diğerlerine göre daha iyi oturma sürelerine sahip olduğu görülmüştür. Sonuç olarak çalışma, önerilen tüm yöntemlerin diğer geleneksel yöntemlere göre yük değişim noktalarında frekansı nominal değerinde başarılı bir şekilde koruyabildiğini göstermiştir [44].

Rahmann ve Castillo (2014), güç sistemlerinin frekans kararlılığı üzerindeki etkilerini ele alınmış ve büyük yük değişimlerinden sonraki ilk saniyeler sırasında sistem frekansı geri

kazanımını destekleyebilen yüksüz (deloaded) güneş santrallerinin (PV-PP) olumlu etkileri de incelenmiştir. Bu tür frekans desteği mevcut tanımların kapsamına girmediğinden, büyük güç dengesizliklerinden hemen sonra ataletsiz üretim birimlerinin frekans yanıtını içeren yeni bir terminoloji önerilmiştir. Bu tür frekans desteğini hızlı frekans yanıtı (FFR) olarak adlandırılmıştır. FFR özelliğine sahip yüksüz (deloaded) PV-PP'lerin güç sistemlerinin frekans tepkisi üzerindeki olumlu etkileri de incelenmiştir. FFR'nin PV-PP'lerde geciktirilmiş işlem yoluyla uygulanması, FFR yeteneği olmayan duruma kıyasla tüm senaryolarda sistem eylemsizlik tepkisini iyileştirdiği görülmüştür. Gerçek güç sistemlerinde PV-PP'ler için frekansla ilgili şebeke gereksinimlerinin uygulanabilirliği ve uygunluğuna ilişkin bir tartışma da sunulmuştur [45].

Zarina ve ark. (2014), herhangi bir tür depolama teknolojisine gitmeden PV üreticilerinin kendi çıktısını kullanarak frekans regülasyonu için yeni bir kontrol stratejisi formüle edilmiştir. Frekans denetleyicisi yüksüz PV'lerin frekans kontrolü, Power Factory Yazılımı kullanılarak simüle edilmiştir. Yüksüz PV için iki çalışma modu, frekans düzenleme ve maksimum fayda sağlamak için önerilmiştir. PV dizisinin MPPT noktasından uzakta çalışmasını sağlamak ve böylece PV'nin kendisiyle bir yedek güç sağlamayı hedeflenmiştir. PV'lerin frekans düzenlemesine katkıda bulunması için bir kontrolör tasarlanmıştır. Önerilen kontrolör sayesinde farklı PV'nin katkısı mevcut rezervleriyle orantılı olacak, böylece daha fazla rezervi olan PV, daha az rezerve sahip olanlara kıyasla frekans kontrolüne daha fazla katılacaktır. PV dizisinin bu maliyeti, aynı frekans düzenleme işlevini yerine getirmek için gerekli olabilecek uygun boyuttaki bir pil biriminin maliyeti ile karşılaştırılır. Sonuç olarak bir rezerv sağlamak için PV'nin boşaltılmasının, batarya ünitesi kullanımına kıyasla ekonomik bir çözüm olduğunu göstermiştir [46].

Shankar ve Mukherjee (2016), çoklu güç üretim birimleri ve enerji depolama birimlerinden oluşan bir otonom hibrit güç sistemi modeli (HPSM) için müzikten ilham alan armoni arama algoritması ile geliştirilmiş yeni bir yarı-karşıt uyum arama algoritması (QOHS) (quasi-oppositional harmony search algorithm) tabanlı yük frekansı denetleyicisi tasarımını ele almıştır. QOHS/TLBOA (öğrenmeye dayalı optimizasyon algoritması) tabanlı optimize edilmiş geleneksel kontrolörlerin (I ve PI veya PID) etkisi altında HPSM'nin karşılaştırmalı performansları araştırılmış ve mevcut çalışma ile karşılaştırılmıştır. Çalışılan HPSM'ler için YFK'nin farklı geleneksel kontrolörlerin eylemi altındaki dinamik performansı araştırılmış ve karşılaştırılmıştır [47].

Kumar ve ark. (2020), izoleli mikro şebeke (CMG) sisteminin frekans kararlılığını incelemek için, farklı kaynakların matematiksel modelleri ve mikro şebeke modeli için kontrol tasarımını araştırmışlardır. Modelleme de belirsizliğinin etkisini telafi etmek için sabit yapı H sonsuz sentez yöntemi kullanan sağlam tasarım sunulmuştur. PID kontrolör ile elde edilen frekans sapmasının

sonuçları karşılaştırılmıştır. Modelin tamamı MATLAB/Simulink platformu kullanılarak benzetimi yapılmıştır ve deneysel olarak geliştirilmiş ve doğrulanmıştır [48].

Guda ve ark. (2006), izoleli ve şebekeye bağlı uygun bir mikro türbin üretim sisteminin modellenmesini ve benzetim çalışmaları sunmuşlardır. Mikro türbin ve kalıcı mıknatıslı senkron generatör için matematiksel modeller sunulmuştur. Mikro türbinin kontrol sistemlerinin detaylı matematiksel modellenmesi verilmiş ve geliştirilen MTG sistem modelinin farklı yük koşullarında MATLAB/Simulink programında benzetim çalışmaları yapılmıştır. Farklı yük koşulları altında çıkış gerilimini ve frekansını düzenlemek için dq dönüştürülmüş bir güç elektronik kontrolörü kullanılmıştır. Benzetim sonuçları, geliştirilen modelin güç elektroniği kontrolörleri yardımıyla önceden belirlenen gerilim ve frekans değerlerini koruyarak, yükün hem gerçek hem de reaktif güç gereksinimlerini karşılayabilme yeteneğine sahip olduğunu gösterilmiştir [49].

Yalçın ve ark. (2013), iki bölgeli bir güç sisteminde yük frekans kontrolü için yeni bir PID kontrolör tasarlanmıştır. PI ve PID kontrolörün sistemde yük değişimi olması durumundaki cevabı incelenmiştir ve karşılaştırılmıştır. PID parametrelerinin belirlenmesinde Ziegler-Nichols yöntemi kullanılmıştır. PID kontrolörle yapılan yük frekans kontrolünün gerek oturma zamanı gerekse maksimum bozulma değeri açısından geleneksel PI kontrolöre göre çok daha iyi sonuç verdiği anlaşılmıştır [50].

Vijay ve ark. (2013), frekans sapma profilini iyileştirmek için izole edilmiş hibrit dağıtılmış üretim sistemi için PSO tabanlı H-sonsuz, GA tabanlı H-sonsuz ve H-sonsuz kontrol gibi kontrolörler tasarlanmış ve performansları rastgele rüzgar sapması ve yük talep sapması gibi çeşitli bozulmalar altında incelenmiştir. H-sonsuz kontrolörünün parçacık sürüsü optimizasyonu (PSO) tabanlı döngü şekillendirmesi kullanılmış ve frekans sapmasını en aza indirmek için genetik algoritma (GA) ile elde edilenlerle karşılaştırılmıştır. Frekans kontrol problemi, süperiletken manyetik enerji depolama (SMES) veya ultra kapasitör (UC) ile bağlantılı dağıtık üretim sistemi için ele alınmıştır. UC ünitesini bağlayarak, üretim ve talep arasındaki güç dengesi etkili bir şekilde sağlanmış ve böylece frekans sapması önemli ölçüde azaltılmış ve frekans düzeltme işleminde daha kısa yanıt süresi, daha az aşma ve genel olarak daha iyi performans ortaya koyduğu söylenmiştir [51].

Çam ve Kocaarslan (2002), tek bölgeli güç sistemlerindeki yük frekans kontrol problemine bir bulanık mantık kontrolör uygulanmıştır. Bu amaçla bir PI kontrolörün bulanık mantıkla kazancı ayarlanmıştır. Bu yolla, oransal ve integral kontrolörü kazançları için değişik değerler alınarak sistemin dinamik performansının geliştirilmesi sağlanmıştır. Geleneksel kontrolcüler ile önerilen kontrolcü karşılaştırılmış ve doğrusal olmayan tek bölgeli bir güç sisteminin bulanık mantık gibi modern kontrol sistemleri ile kontrol edilmesinin doğru olacağını söylenmiştir [52].

Yamaçlı ve ark. (2014), üç bölgeli bir güç sisteminde yük frekans kontrolü için YSA tabanlı çevrimiçi öğrenme algoritması ile eğitilen bir kontrolör tasarlanmıştır. Tasarlanan YSA tabanlı

kontrolör çevrimiçi öğrenme algoritması (Multi layer perceptron-MLP) ile eğitilmiş ve parametreler hatayı en kısa sürede azaltacak şekilde seçilmiştir. Önerilen YSA tabanlı kontrolörün PI ve PID gibi geleneksel kontrolörlerle kıyaslaması yapılmış ve YSA tabanlı kontrolörün, PI ve PID kontrolöre göre yerleşme zamanı ve aşım miktarı gibi kıyaslama kriterleri açısından daha iyi performans gösterdiği söylenmiştir. Önerilen kontrolör, bozulan yük frekans değerini daha kısa sürede düzelttiği ve çok bölgeli güç sistemlerinde yük frekans kontrolü için iyi bir performansa sahip olduğu gösterilmiştir [53].

Datta ve ark. (2011), bir PV-dizel hibrit sistemde PV generatörü için PV çıkış gücü dalgalanmalarını yumuşatmadan basit bir bulanık tabanlı frekans kontrol yöntemi önerilmiştir. Bulanık kontrol, girdi olarak frekans değişimi, ortalama güneşlenme ve güneşlenme değişikliği gibi üç girişe sahip bulanıklaştırma sebebi olarak tanımlanmıştır. Frekans sapmasının artmasını önlemek için bulanık kuralların ve üyelik fonksiyonlarının parametrelerinin belirlenmesi önceliktir. Yük frekans kontrolü için önerilen yöntem, maksimum güç noktası izleme kontrol tabanlı bir yöntem ve ESS tabanlı geleneksel bir kontrol yöntemi ile karşılaştırılmıştır. Önerilen yöntemin, frekans kontrolü ve sistem maliyeti göz önüne alındığında geleneksel ESS tabanlı yöntemle göre daha iyi performansa sahip olduğu gözlemlenmiştir [54].

Anderson ve Maksimoviç (2013), PV güç sistemlerini kesinti ve kontrol edilememe nedeniyle potansiyel sorun kaynakları olarak görmüşlerdir. PV eviricileri, gücü azaltarak frekans düşürme düzenlemesi de sağlayabilir, ancak gücü artıramadıkları için aktif güç kontrolü (APC) aracılığıyla gerçek frekans düzenlemesi sağlayamayacakları söylenmiştir. Enerji depolamaya ihtiyaç duymadan birincil ve ikincil frekans düzenlemesi için APC yeteneğine sahip eviricilerin geliştirilmesi ile şebeke operatörlerinin yüksek PV penetrasyon seviyelerine olumsuz yaklaşımını dönüştürme potansiyeline sahip olacağı belirtilmiştir. PV güç sistemleri, depolama tabanlı çözümlere kıyasla maliyetleri düşürerek daha ekonomik ve daha güvenilir elektrik elde edilmesini sağlanacağını ifade etmişlerdir. Uzun vadede, PV santrallerinin gündüz saatlerinde tamamen dağıtılabilir kaynaklar olarak çalışarak, durumlarını kesintili enerji kaynaklarından gerçek enerji santrallerine dönüşeceği vurgulanmıştır [55].

Barik ve Das (2018), bir mikro şebekenin aktif gücünü, yeni bir Salp Sürü Algoritması (SSA) ile optimize edilmiş ayarlı PID denetleyicisi kullanarak yük frekans kontrolü ele alınmıştır. Güç ve atık yönetimi için kentsel katı atıklarından ve kanalizasyon sularından enerji üreten yenilenebilir bir mikro şebekenin matematiksel modeli sunulmuştur. Aralıklı enerji üreten yenilenebilir enerji kaynakları ile üretim ve yük talebi arasında verimli bir şekilde koordinasyon sağlamak büyük bir zorluk haline gelmektedir. Bu sorunun üstesinden gelmek için, sistemin yanıtları, yenilenebilir kaynakların mevcudiyeti ve optimum frekans kontrolü sağlamak adına çeşitli yükler için farklı senaryolar incelenmiştir. Önerilen mikro şebeke, MATLAB/Simulink ile simüle ve optimize

edilmiş yanıtların, güç frekansını kabul edilebilir sınırlar içinde tutmada yetkin olduğu bildirilmiştir [56].

Malleshham ve ark. (2012), mikro şebekede üretim oranı kısıtlaması (GRC) varlığında kontrolör kazançlarının, frekans sapmasının, düşümünün ayarlanması için sistematik bir yaklaşım sunulmuştur. Bu üretim oranı kısıtlaması (GRC) ve güç faktörü düşüşü, sistemi doğrusal olmayan hale getirir ve mikro şebekenin otomatik üretim kontrolünde (AGC) önemli parametreleri aynı anda ayarlamak için bakteriyel yem arama optimizasyonu (BFO), parçacık sürüşü optimizasyonu (PSO), genetik algoritma (GA) gibi yapay zeka teknikleri (AI) kullanılmıştır. Benzetim sonuçlarından, doğrusal olmayan mikro şebeke BFO çoklu parametrelerin optimum ayarı için PSO, GA ve klasik yöntemlerden daha iyi olduğu gözlemlenmiştir. Yükün yenilenebilir kaynakların ürettiği güçten daha az olduğu durumlarda fazla gücün enerji depolama cihazlarına aktarıldığı gözlemlenmiştir. Benzer şekilde, yük yenilenebilir kaynakların ürettiği güçten daha fazla olduğunda dizel generatör, yakıt hücresi ve batarya ile fazla güç gereksinimi karşılandığı gözlemlenmiştir [57].

Mishra ve ark. (2012), hem kontrol edilebilir hem de kontrol edilemeyen kaynakları içeren izole bir mikro şebekede frekans kontrolü için kullanılan farklı kaynaklar için güç faktörü düşüşünü ve üretim oranı kısıtlaması (GRC) modellemesini dikkate almanın gerekliliğini ortaya koymuştur. Aqua-elektrolizör ve yakıt hücresi (biri üreten ve diğeri tüketen hidrojen) olabilir, depolama tankında bulunan net hidrojeni hesaplama formülü türetilmiştir. Geleneksel yaklaşımlarla çok sayıda parametreyi ayarlamak zor olduğundan, bakteriyel yem optimizasyonu (BFO) olarak adlandırılan evrimsel bir algoritma kullanılmıştır. BFO yöntemi kullanılarak elde edilen ayarlanmış kazançlar, mikro şebekede yükteki bozulmanın ardından tatmin edici bir frekans sapması sağlamıştır. Benzetim sonuçlarından, ayarlanmış mikro şebekenin farklı yük değişimlerine frekans tepkisinin tatmin edici olduğu gözlemlenmiştir. Veri aktarımında belirsizlik içeren MAS ve UDP/IP'ye dayalı daha fazla akıllı mikro şebeke simüle edilmiş ve örnekleme zamanının seçilmesi için bir kılavuz oluşturulmuştur [58].

Kim ve ark. (2016), öngörülemeyen çıkış gücü dalgalanmaları nedeniyle sistemde büyük frekans ve gerilim sapmalarına neden olabilecek, aralıklı yenilenebilir üretim sistemlerinin yüksek penetrasyonuna sahip bağımsız bir mikro şebeke için bir frekans ve gerilim kontrol stratejisi önerilmiştir. Önerilen kontrol stratejisi, yenilenebilir üretim sistemlerinin tahmin edilemeyen aktif çıkış gücünden kaynaklanan sorun için tasarlanmıştır. Bu amaçla, bir frekans kontrolü perspektifinden senkronize bir generatör yerine nominal sistem frekansını üretmek için bir batarya enerji depolama sistemi (BESS) önerilmiştir. BESS'in hızlı yanıtı, sistem frekansında sapma olmadan kararlı çalışmasını sağlamıştır. Ancak, bir BESS'in kapasite sınırlaması vardır; BESS'in şarj durumunu (SOC) belirli bir değerde tutmak için bir senkron generatör kullanılmıştır. Q/P düşüş kontrolü ile çıkış aktif güç dalgalanmasının neden olduğu gerilim dalgalanmalarını önlemek amacıyla yenilenebilir üretimde bir gerilim sönümleme işlevini etkin bir şekilde sağlamıştır.

Önerilen kontrol stratejisi, MATLAB/SimPowerSystems kullanılarak modellenen ve simüle edilen Ulleungdo güç sistemine uygulanarak doğrulanmıştır [59].

Watson ve Kimball (2011), izoleli bir mikro şebekede yük değişiklikleri sırasında frekans ve gerilim regülasyonu yapabilen bir sistemi açıklamıştır. PV güneş panelinin maksimum güç noktasının bir kısmını izleyen bir yükseltici dönüştürücüye bağlanmıştır. Bu yükteki bir artış sırasında sabit bir şebeke frekansını korumak için kullanılan bir miktar yedek güç sağlamaktadır. Yük artışı sırasında, destek dönüştürücü, daha fazla güç elde etmek için PV panelin maksimum güç noktasına daha yakın takip eder. Güç çıkışındaki bu artış, mikro şebekenin frekansını istenen değerde tutmaya yardımcı olacaktır. Ölçekli mikro şebekeye güç sağlamak için senkron bir generatöre bağlı bir DC motor kullanılarak deneysel bir sistem oluşturulmuş ve test edilmiştir [60].

Miller ve ark. (2012), rüzgar ve güneş enerji üretiminin frekans tepkisi üzerindeki etkileri gösterilmiştir. Önemli miktarlarda rüzgar santrallerinin eklenmesi ve yakın gelecekte büyük miktarlarda fotovoltaiik güneş enerjisi üretimi sorunu karmaşıklştırmaktadır. Tipik bir rüzgar santrali, şebekeye geleneksel bir elektrik santralinden önemli ölçüde farklı bir üretim kaynağı olarak görünmektedir. Özel kontroller olmadan, bir rüzgar santrali doğal olarak şebeke frekansı düzenlemesine katılamayacaktır. Rüzgar santralleri, frekans üzerinde önemli etkiye sahip olması için, rüzgar santrallerinin mevcut rüzgar gücünün altına gönderilmesi ve kaybedilen üretime eşit bir fırsat maliyetine neden olacağını savunmuştur (suyun bir hidro barajın üzerine dökülmesi gibi). Kontroller, geleneksel termal ve hidro üretime göre oldukça hızlı olabildiğinden, faydası daha çok olacağı söylemiştir [61].

Datta ve Senjyu (2013), Megawatt (MW) seviyesinde dağıtılmış PV sistemleri ve elektrikli araçlar (EV) tarafından bulanık tabanlı bir frekans kontrol stratejisi sunulmuştur. Bu elektrik şebekesindeki frekans sapmaları, bağlantı hattı güç dalgalanmaları ve bara gerilimi dalgalanmaları gibi sorunların nedeni yük ve güneşlenme değişimleri olduğu söylenmiştir. Ortalama güneşlenme, güneşlenme değişikliği ve frekans sapması gibi üç girişe sahip bulanık tabanlı frekans kontrolcü önerilmiştir. Bu üç girişi takiben, dağıtılmış PV eviricileri için bir frekans kontrol sistemi önerilmiştir. Güç sisteminin farklı alanlarında farklı güneşlenme durumları için, dağıtılmış PV eviricileri, enerji depolama sistemleri (ESS) ve elektrikli araçların (EV) koordineli bir kontrol yöntemi sunulmuştur. Önerilen yöntem, büyük bir güç sisteminde arz ve talep tarafları arasındaki ikili güç ve bilgi akışları dikkate alınarak simüle edilmiştir ve frekans kontrolü sağlamada ve güç dalgalanmalarını azaltmada tatmin edici bulunmuştur [62].

Rubio ve ark. (1995), bir güneş enerjisi santralinin dağıtılmış kollektör alanına bulanık bir kontrolör uygulanmıştır. Güneş radyasyonu gün boyunca değişiklik göstererek santral dinamiklerinde değişikliklere ve süreçte güçlü tedirginliklere neden olduğu söylenmiştir. Bulanık çıkarım sistemlerinin özel bir alt sınıfı olan TP (üçgen bölüm) ve TPE (eşit aralıklı orta noktalara sahip üçgen bölüm) sistemleri, tüm olası çalışma koşullarında yeterli kontrol sinyalleri elde etmek

için kullanılmıştır. Bulanık mantık denetleyicisi gerçek tesiste test edilmiş ve elde edilen sonuçlar gösterilmiştir. Süreç, bulutların ve çalışma koşullarının neden olduğu yüksek tedirginlikler ve dinamiklerdeki değişikliklerle karakterize edilmiş. Bulanık kontrolör, güneş radyasyonu, yağ giriş sıcaklığı ve çalışma koşullarındaki değişikliklere rağmen çok iyi sonuçlar veren yüksek derecede sağlamlığa sahip olduğunu göstermiştir [63].

Pappu ve ark. (2010), PV tesisleri, her zaman dizilerden maksimum gücü çekmeye odaklandığı için geleneksel generatörlere kıyasla şebeke frekansını düzenlemeye yardımcı olmayacağı söylenmiştir. PV sistemlerine frekans düzenleme işlevselliği sağlayan sözde bir güç noktası izlemeyi tanıtmıştır. Bu yöntem hızlıdır ve frekans kararlılığı için kullanılacak olan bir rezerv oluşturmayı sağlamaktadır. Bu çalışmada tartışılan kontrol tekniği, şebekeye enjekte edilen aktif güç miktarı üzerinde kontrol sağlamayı hedeflemiştir. Bu makale ayrıca frekans düzenlemesi için enerji depolama seçeneğini tartışmaktadır [64].

Sekhar ve Mishra (2016), bir mikro şebeke için, herhangi bir depolama olmadan frekans düzenlemesi için yenilenebilir enerji tabanlı fotovoltaiik (PV) ve yakıt hücresi gibi generatörlerden oluşan yeni, akıllı bir enerji yönetimi planı önermiştir. Önerilen stratejide, PV'nin çıktısı, yük talebine bağlı olarak frekans regülasyonu için nörofuzzy kontrolörü kullanan diğer generatörlerle koordinasyon içinde kontrol edilebileceği ve böylece büyük depolama gereksinimleri ortadan kaldırılacağı söylenmiştir. PV generatörü, indirilmiş modda çalışacak şekilde kontrol edilerek gerektiğinde geçici güç taleplerini karşılamak için yedek olarak kullanılmıştır. Yetersiz üretim ile yüksek talep senaryosunu dikkate almak için talep yanıt kontrolü (DRC) seçeneği, üretim kontrolü ile araştırılmıştır. Talep ve üretim arasındaki farka bağlı olarak, PV generatörü, herhangi bir depolama olmaksızın hibrit AC mikro şebekede geçici ve sabit durum frekans regülasyonu sağlamak için dizel motor tahrikli generatör ve yakıt pili ve DRC ile koordineli olarak kontrolü sağlanmıştır [65].

Popkov ve ark. (2019), gerilim kaynağı eviricilerinin en yaygın aktif güç kontrol stratejileri olduğunda söz edilmiştir. Şebekeye bağlı güneş santrallerinin, aktif gücün sınırlandırılması veya şebeke bağlantısının kesilmesi elektrik güç sisteminde potansiyel kesinti tehlikesi sebepleri sunulmuştur. Şebeke frekansının değişiminde aktif güç kontrolü işlevi, primer frekans kontrolünde güneş enerjisi santrallerinin katılım gerekliliğini yerine getirmek için eviriciler kullanılmıştır. Eviricilerin geniş dinamik özellikleri, yalnızca aktif gücü değil, aynı zamanda reaktif gücü de düzenleme olasılığını hesaba katarak, hem normal hem de acil durum modlarında, muhtemelen yeniden aktif güç üretimi ile güneş santralleri özelliklerini ve diğer modlarda çalışmanın uygulanabilirliğini doğrulamıştır [66].

Ro ve Rahman (1998), şebekeye bağlı bir fotovoltaiik (PV) yakıt hücreli hibrit sistemin performansının iki döngülü bir kontrolör kullanarak bir elektrik şebekesine entegre etmek için kontrol problemlerini çözme ihtiyacının ortaya çıkarmıştır. Birinci döngü, PV dizilerinden

maksimum kullanılabilir güneş enerjisini çıkaran, maksimum güç noktası takibi için bir sinir ağı denetleyicisi sunulmuştur. İkinci döngü bir reaktif güç kontrolörü olduğunu söylemişler. PV dizisinin maksimum güç noktalarını takip etmek için bir sinir ağı tabanlı denetleyici benimsenmiştir çünkü doğrusal olmayan I-V özellikleri bir sinir ağı tabanlı denetleyici uygulamasıyla iyi sonuç vereceği gözlemlenmiştir. Yakıt hücreli enerji santralının gerçek ve reaktif güçler için sistemin gereksinimlerini karşılaması için PI tipi bir kontrolör önerilmiştir [67].

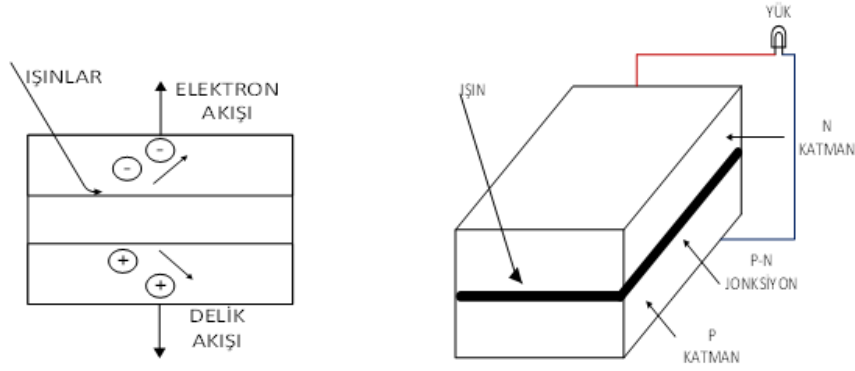
Malleshamve ark. (2011), güç üreten kaynaklar ve enerji depolama elemanlarından oluşan küçük ölçekli bir mikro şebekenin yük frekansı kontrolü ele alınmıştır. Mikro şebekede PID kontrolörlerinin ayarlanması ve optimal frekans sapmasının hesaplanması için sistematik bir yaklaşım sunulmuştur. Frekans yanlılığı parametresini elde etmek için sistematik bir yaklaşım, ardından sırasıyla İntegral Kare Zaman Hata değerlendirme kriteri (ITSE) ve Ziegler Nichols yöntemi kullanılarak Oransal, İntegral ve Türevsel kontrolör (PID) kazançlarının ayarlanması önerilmiştir. PID denetleyicisinin Zeigler Nichols yaklaşımı ile ayarlanması, farklı türdeki sorunların üstesinden gelmek için oldukça sağlam bir yöntem olduğu söylenmiştir. Ayrıca, yük birincil kaynaklar tarafından üretilen güçten daha az olduğunda, fazla gücün bataryaya ve volana gittiği gözlemlenmiştir. Benzer şekilde, yük birincil kaynakların ürettiği güçten fazla olduğunda, fazla güç gereksinimi dizel generatör ve yakıt hücresi sağladığı gözlemlenmiştir. Böylece kontrolörler, uygun bir enerji yönetimi senaryosu elde etmek için yükten gelen talep ile koordineli olarak çalışmıştır [68].

3. GÜNEŞ ENERJİ SİSTEMLERİ

3.1. Fotovoltaik Sistem

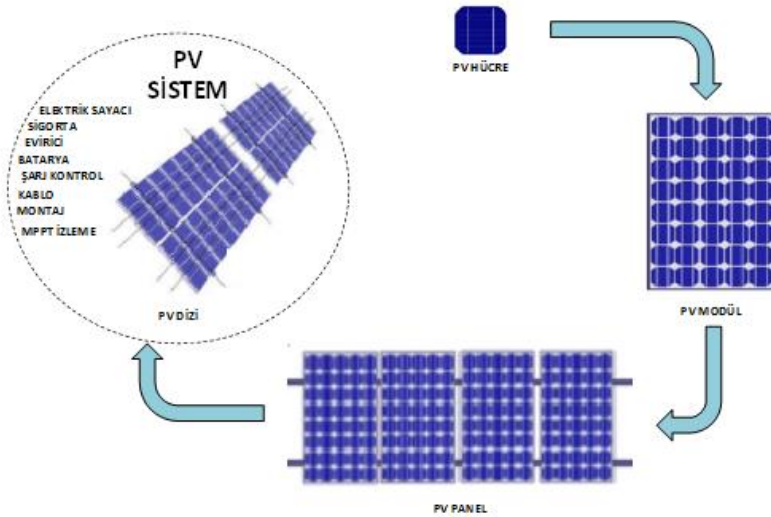
PV modüller, dünyanın en bol enerji kaynağı olan güneş enerjisini doğrudan elektriğe dönüştüren katı hal cihazlarıdır. PV sistemin hareketli parçası olmadığından daha az bakım gerektirir ve sessiz çalışır. PV Sistemleri modüler olduğundan miliwatt'tan gigawatt'a kadar hemen hemen her ölçekte oluşturulabilmektedir [69]. Pek çok yenilenebilir kaynaktan elektrik üretimi her zaman sabit değildir; zamana ve hava koşullarına göre değişir ve bu nedenle doğası gereği aralıktır. Güneş enerjisindeki değişim, günün farklı saatlerinde değişen güneş ışınlarından kaynaklanmaktadır ve ayrıca bulut örtüsü ve ortam sıcaklığından etkilenmektedir. Çıkış gücünün bu çeşitliliği nedeniyle, PV tesisinin tüm potansiyelini kullanacak sistemler geliştirilmiştir. Küçük ölçekli şebeke seviyesinde güneş enerjisi üretimi, iletim maliyetlerinde azalma, güvenli, uzun vadeli ve güvenilir güç kaynağı gibi birçok fayda sağladığı için yaygın olarak kullanılmaktadır [70].

Güneş ışığını doğrudan elektriğe dönüştürebilen PV teknolojisinin yapı taşı, yarı iletken bir malzeme kullanılarak özel olarak tasarlanmış bir pn bağlantısı veya çok katmanlı PV hücreleri için çoklu bağlantı olan PV hücresidir. Bir pn eklemesinin örneği Şekil 3.1'de verilmiştir. Tek kristal (mono-kristalin) silikon, PV hücreleri üretmek için en sağlam, verimli yarı iletken malzeme olma eğilimindedir. Tek kristalli silikon üretmek nispeten enerji yoğunluğunun fazla olmasını sağlar, bu da onları daha pahalı hale getirir. Çok kristalli (poli kristalli) silikon PV hücreleri daha ekonomiktir ancak genellikle daha az verimlidir. Amorf silikon, Bakır İndiyum Galyum Selenit (CIGS) ve Kadmiyum Tellür (CdTe) içeren bu malzemeler, malzeme maliyetlerini azaltan, yalnızca 1-2 mikrometre (μm) kadar çok ince bir katmanın gerekli olması bakımından benzersizdir [71]. Silikon katmanlar son derece ince yapılmaktadır. Silikon levhanın her iki tarafı da farklı şekilde katkılanmaktadır. Silikon atomlarındaki elektronların davranışı bu katkıdan etkilenmektedir. Dahili arayüzde bir elektrik alanı meydana gelmektedir. Bir taraf negatif yüklüdür çünkü negatif katkıdır ve daha fazla serbest elektrona sahiptir. Pozitif yüklü olan diğer taraftan daha fazla delikli atom bulundurmaktadır. PV hücresi güneş ışığına maruz kaldığında, güneşten gelen fotonlar enerjilerini serbest elektronlara aktararak onların elektrik alanı boyunca hareket etmelerini sağlamaktadır. Böylece elektronların levha boyunca ve devre etrafında akışı başlamaktadır.



Şekil 3.1. PV'nin pn jonksiyonu gösterimi

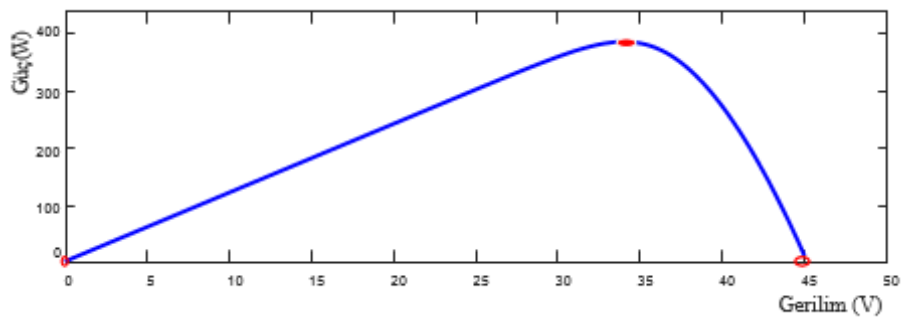
Tipik bir PV hücresi yaklaşık $0,5 V_{DC}$ 'de 3 Watt (W)'tan daha düşük güç üretmektedir. Daha fazla güç ve gerilim üretmek için birden fazla hücre modüller halinde birleştirilmektedir. Her modül, istenen gerilim ve güç değerini elde etmek için seri/paralel kombinasyon halinde birleştirilmiş yaklaşık birçok hücreden oluşmaktadır. Modül güç çıkışı birkaç watttan 300 W'a kadar değişmektedir. 20-30 V_{DC} civarındaki açık devre gerilim değerleri yaygındır. Hücreler teller veya metal folyo şeritlerle monte edilmekte ve birbirine bağlanmakta, ardından koruyucu bir cam veya kompozit ile kapsüllenmektedir. Tahmin edilen modül ömrü normal olarak 20 yılın üzerindedir [71]. Tek bir PV hücresinin elektrik çıkışı sınırlı olduğundan, birçok hücre Şekil 3.2'de gösterildiği gibi bir modül veya panel oluşturmak üzere bağlanmakta ve tipik olarak camla kapsüllenmektedir.



Şekil 3.2. PV hücreden PV sistemin oluşturulması

Çoğu uygulama, tek bir modülün sağladığından daha fazla güce ihtiyaç duymaktadır. Bu nedenle, birden fazla modül seri/paralel düzenlemelerle diziler halinde birleştirilmektedir. Daha önce de belirtildiği gibi seri kombinasyon, dizi gerilimini artırmakta ancak performans ve güvenilirlik açısından olumsuzlukları da beraberinde getirmektedir. PV modüllerinin paralel kombinasyonu, her modülün aynı gerilimde tutulmasını gerektirmektedir. Bu, PV dizisinin çalışma gerilimini MPPT algoritmasına göre belirleyen DC DC dönüştürücü tarafından gerçekleştirilmektedir. Bu yöntemin bir dezavantajı, MPPT'nin diziye bir bütün olarak uygulanacağı ve bireysel modüllerdeki veya kısmi gölgeleme koşullarındaki değişiklikleri dikkate alamamasıdır. Bu soruna çözüm olarak modül entegreli dönüştürücüler önerilmektedir. Her panel, her modülü ayrı ayrı öngerilimlendirmek için MPPT entegreli bir DC DC dönüştürücüye sahip olmaktadır [72].

PV cihazlarının akım-gerilim (I-V) karakteristiği, çalışma aralığının bir kısmı için ideal bir akım kaynağı ve diğer kısmı için ideal bir gerilim kaynağı olarak yaklaşılabilmesi açısından benzersizdir. Ayrıca bu I-V karakteristiği çalışma ışınımına (G) ve sıcaklığa (T) bağlıdır. Kısa devre akımı (I_{sc}) güçlü bir şekilde G'ye bağlıdır, ancak T'deki değişikliklere nispeten duyarsızdır. Hücre açık devre gerilimi (V_{oc}), sıcaklığın artmasıyla birlikte nominal değerin yaklaşık $\%0,5/^{\circ}C$ üzerinde azalma göstermektedir. Bu azalan gerilim aynı zamanda bir PV hücresinin daha yüksek çalışma sıcaklığında ürettiği gücü de sınırlamaktadır [71]. Işınım metre kare başına watt (W/m^2) cinsinden verilmektedir. Şekil 3.3'te PV modülünün ürettiği gücün maksimum değerde olduğu bir nokta olduğu görülmekte ve bu I-V eğrisinin diz noktasına karşılık gelmektedir. Etkili bir PV uygulaması için önemli bir yetenek, bu değeri değişen çalışma koşulları altında dinamik olarak takip etme yeteneğidir. Bu görev MPPT aracılığıyla gerçekleştirilmektedir.



Şekil 3.3. PV paneli P-V karakteristiği

3.2. Güneş Hücresi Türleri

Farklı güneş pili türleri aşağıda sırayla açıklanmıştır. Hücreler, sıcaklık, gerilim ve ışıma ile özelliklerdeki değişim veya değişiklikler göz önünde bulundurularak karşılaştırılmıştır.

3.2.1. Kristal güneş pilleri

Kristalin güneş pilleri, güneş panelleri üretmek için seri olarak bağlanmaktadır. Her hücre 0,5 ile 0,6 Volt arasında bir gerilim ürettiğinden, gerekli değerde bir açık devre gerilimi üretmek için çok sayıda hücrenin seri olarak bağlanması gerekmektedir. Monokristalin hücrelerin teorik verimliliği, polikristalin hücrelerinkinden biraz daha yüksek olmasına rağmen, performansta çok az pratik fark vardır. Kristalin hücreler genellikle amorf çeşitlere göre daha uzun ömürlüdür [73].

3.2.2. Monokristal Paneller

Kalite ve verimlilik açısından monokristal güneş hücreleri verimlilikleri diğer hücrelere göre en yüksektir. Bu panellerin verimi yaklaşık olarak %15 civarındadır. Aynı gücü üreten polikristal panellere göre %1-2 daha küçük alana kaplamaktadır. Verimliliklerini yerine getirebilmeleri için gerekli alan 7-9 m² civarındadır. Üretiminde kullanılan teknoloji nedeniyle üretim süreci uzun sürmektedir. Polikristal panellere göre maliyetleri daha fazla olmaktadır.

3.2.3. Polikristal Paneller

Polikristalin güneş pillerinin verimleri yaklaşık %12 civarındadır. Maliyetleri daha uygun olduğundan kullanımı oldukça yaygındır. Verimlilikleri yerine getirebilmek için gerekli alan 8-11 m² dolayındadır.

3.2.4. İnce Film Paneller

Işığın emme oranı yüksek olan bu hücreler, düşük verimleri sebebiyle pazar payının küçük bir bölümünü oluşturmaktadırlar. İnce film güneş panelleri genellikle çok kristalli malzemelerdir. Bu panellerin verimleri %7 ile %14 arasında değişmektedir [74]. Esnek bir yapıya sahip olduklarından kullanıldıkları çatılarda istenilen şekil verilmektedir. İnce film güneş hücreleri kullanım yerlerine ve işlevlerine göre 3 gruba ayrılırlar: Bunlar bakır indiyum diselenid (CIS), kadmiyum tellürid (CdTe) ve amorf silisyum (a-Si) güneş hücreleridir. İnce film güneş hücreleri içinde en verimli olanı bakır indiyum diselenid güneş hücreleridir [75].

3.2.5. Bakır İndiyum Diselenid (CIS)

Periyodik cetvelin 1., 3. ve 6. grup elementleri olan bakır, indiyum ve selenyum bir araya gelmesiyle oluşan yarı iletken CIS (CuInSe₂) ince filmler olaraktan adlandırılmaktadırlar. CIS yarı iletkenin güneş ışınlarını absorbe etme yeteneği oldukça yüksektir. Bakır indiyum diselenid güneş pili, bakır, indiyum ve selenyum ile yapılan birleşik yarı iletken malzemeden üretilmektedir. Yani CIS güneş pili 1 mikron kalınlığındaki katmanı, gelen güneş ışınların %99'unu soğurabilmektedir.

Dış ortamda kararlı yapısından dolayı CIS fotovoltaiik güneş pili, ticari anlamda yaygın olarak kullanılmaktadır. CIS güneş pili hücrelerine Ga (galyum) elementi eklendiğinde, daha fazla verim elde edilmektedir [76]. CIS güneş pillerinin dezavantajı yasak enerji bant aralığının 1,4-1,5 eV enerji bant aralığından küçük olmasıdır.

3.2.6. Kadmiyum Tellür (CdTe)

Çok kristal yapıda bir malzeme olan CdTe yarı iletken bir malzeme olup, güneş ışınlarını absorbe etmede yüksek verime sahiptirler. Kalınlığı yaklaşık 1 µm olmasına rağmen, üzerine düşen güneş ışınlarının %90'nu absorbe edebilmektedir. Üretim yöntemleri kolay ve maliyetleri ucuzdur. Verimlilikleri laboratuvar ortamında %16, ticari tip panellerde ise yaklaşık olarak %7 civarındadır.

3.2.7. Amorf Güneş Pilleri (a-Si)

Amorf güneş pilleri, çelik gibi başka bir malzemeden bir tabaka üzerine ince bir silikon tabakası eklenerek yapılmaktadır. Panel tek parça olarak oluşturulmakta ve tek tek hücreler diğer tiplerde olduğu kadar görünür olmamaktadır. Özellikle güç çıkışının az olduğu ve maliyetin düşük olduğu yerlerde kullanılmaktadır.

Avantajları, üretilen watt başına nispeten düşük maliyetlerinde yatmaktadır. Aynı güç çıkışı için daha fazla panele ihtiyaç duyulmaktadır. Daha fazla yer kaplandığından, düşük güç yoğunluğu ile dengelenmektedir. Kristal yapı PV hücrelere göre yaklaşık 40 kat daha fazla ışığı emebilmektedir. Bununla birlikte, bu hücrelerin dezavantajları, çıkış empedanslarının yüksek olması, böylece hücrelerden daha fazla akım çekildiğinde, gerilimin düşmesine neden olmaktadır. Tablo 3.1'de PV panel tiplerine göre 1kW'lık güç üretimi için panellerin kapladıkları alan verilmiştir.

Tablo 3.1. PV tiplerine göre verimlilikleri ve 1 kW lık güç için gerekli alan [77]

Hücre hammadresi	Verimi (%)	Panel alanı(kw/m ²)
Monokristal hücre	15-18	7-9
Polikristal hücre	13-16	8-11
Bakır İndiyum Diselenid (CIS)	7,5-9,5	11-13
Kadmiyum Tellür (CdTe)	6-9	14-18
Amorf Güneş Pilleri(a-Si)	5-8	16-20

3.3. Güneş Hücreleri İçin I-V Eğrileri Üzerindeki Sıcaklığın Etkisi

Güneş pillerinin performansı, sıcaklık ve güneş ışınımından etkilenmektedir. Sıcaklığın etkinliği, enterpolasyon tekniklerine göre kontrol edilmektedir. Denklem 3.1'de PV panelin I-V

eğrisini elde etmek için ışıyım E ile orantılı olan karanlık akım ve gerilime bağlı fotoakımın toplamı ile ifade edilmektedir. Çıkış gerilimi V, çıkış akımı I sabit olduğunda T sıcaklığına bağlı doğrusal bir fonksiyondur ve Denklem 3.2’de verilmektedir.

$$I_3(V) = I_1(V) + \frac{(E_3 - E_1)}{(E_2 - E_1)} * [I_2(V) - I_1(V)] \quad (3.1)$$

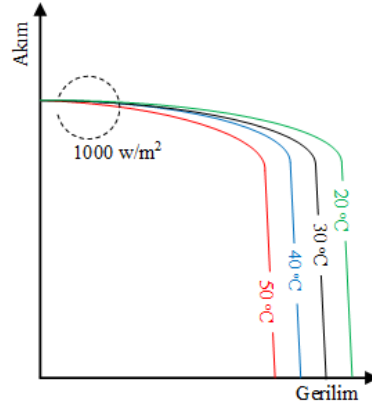
$$V_3(I) = V_1 * I + \frac{(T_3 - T_1)}{(T_2 - T_1)} * [V_2(I) - V_1(I)] \quad (3.2)$$

Burada I_1 ve I_2 ölçülen akım değerleri ve I_3 hedef veya çıkış akım değeri için I-V eğrisinden ölçülen koşulları ve hedef koşulları gösterir. Aynı şekilde V_1 ve V_2 gerilimleri I-V eğrisinde ölçülen gerilim değerleri V_3 ise hedef veya çıkış gerilim değerini ifade etmektedir. T_1, T_2 ve T_3 bu akım ve gerilim değerlerinin elde edildiği sıcaklık değerleridir. E_1, E_2 ve E_3 bu akım ve gerilim değerlerinin elde edildiği radyasyon değerleridir.

Bağımlılık analizi yapılırken iki önemli şey varsayılır [78]:

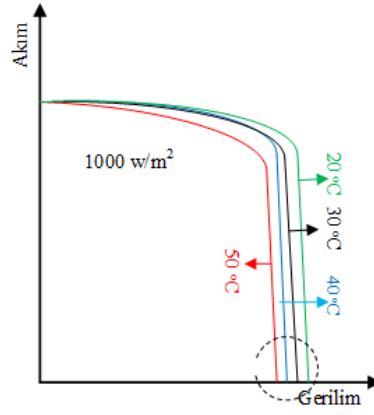
- Akımın iki bölümü vardır; karanlıkta oluşan akım ve güneş radyasyon değerine bağlı fotoakım.
- Çıkış akımı sabit olduğunda çıkış gerilimi T sıcaklığının bir fonksiyonudur.

Kristal ve amorf güneş pilleri için I-V eğrilerindeki değişimleri sırasıyla Şekil 3.4 ve Şekil 3.5’te gösterildiği gibidir.



Şekil 3.4. Kristal güneş pili için I-V eğrisindeki sıcaklıkla değişim [78]

Şekil 3.4’te gösterildiği gibi akım, güneş hücresi için sıcaklıktaki değişimler için hemen hemen sabit kalırken, aynı sıcaklık değişimine sahip amorf bir güneş hücresi için, gerilim değerleri Şekil 3.5’te görüldüğü gibi daha sınırlı olmaktadır.



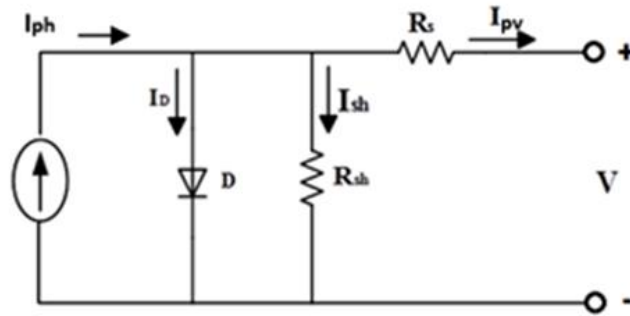
Şekil 3.5. Sıcaklıkla birlikte amorf güneş pili için I-V eğrisindeki değişim [78]

Sıcaklık etkisi, bir güneş pilinin uygulamasına bağlı olarak performansında önemli bir rol oynamaktadır. Kullanım bir güç dönüştürme aşaması içeriyorsa, hücre gerilimindeki hızlı değişim, etkili bir MPPT kontrolörü tarafından kontrol edilmelidir. Güneş pilleri için gerilim değerlerindeki varyasyonun karşılaştırılması, amorf bir güneş pilinin, gerilim değerlerinin büyük varyasyonları altında bile daha iyi performans sağladığı göstermektedir. Ancak kristalin güneş pillerinin maliyet faktörü göz önüne alındığında, çoğunlukla büyük ölçekli uygulamalar için daha çok kullanılmaktadır.

3.4. Fotovoltaik Dizi Modülü

3.4.1. Güneş Pili Modeli

Bir fotovoltaik hücrenin genel devre modeli Şekil 3.6'da gösterilmektedir.



Şekil 3.6. Güneş pili devre modeli

Aşağıdaki denklemler güneş pilinin çıkış akımı ve gerilimini vermektedir:

Foton akımı;

$$I_{ph} = [I_{sc} + k_i * (T - 298)] * \frac{G}{1000} \quad (3.3)$$

Burada;

I_{ph} : Foton akımı(A),

I_{sc} : Kısa devre akımı (A),

k_i : Pilin 25 °C ve 1000 W/m² deki akım sıcaklık katsayısı;

T: Çalışma sıcaklığı (K),

G: Güneş radyasyonu (Güneş ışıınımı)(W/m²).

Doyma akımı;

$$I_o = I_{rs} * \left[\frac{T}{T_n} \right]^3 * e^{\left[\frac{q * E_{go} * \left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T} \right)}{n * K} \right]} \quad (3.4)$$

I_o : Doyma akımı,

I_{rs} : Ters doyma akımı (A),

q: Elektron yükü (1,6*10⁻¹⁹ C),

T_n : Nominal sıcaklık (K)(273+25),

n: Diyodun ideallik faktörü (1,3),

E_{go} : Yarıiletkenin bant açıklığı (1,1 eV).

K: Boltzman sabiti (1,38*10⁻²³ J/K).

Ters doyma akımı;

$$I_{rs} = \frac{I_{sc}}{e^{\left[\frac{q * V_{oc}}{n * K * N_s * T} \right]} - 1} \quad (3.5)$$

Burada;

I_{rs} : Ters doyma akımı (A),

I_{sc} : Kısa devre akımı (A),

V_{oc} : Açık devre gerilimi (V),

T: Çalışma sıcaklığı (K),

N_s : Seri bağlı hücre sayısı (72)

Paralel dirençten geçen akım;

$$I_{sh} = \left[\frac{V + I * R_s}{R_{sh}} \right] \quad (3.6)$$

Çıkış akımı;

$$I = I_{ph} - I_o * \left[e^{\left\{ \frac{q * (V + I * R_s)}{4n * K * N_s * T} \right\}} - 1 \right] - I_{sh} \quad (3.7)$$

Burada;

R_s : seri direnç (Ω), (0,54214 ohm)

R_{sh} : Paralel direnç (Ω), (1715,8299 ohm)

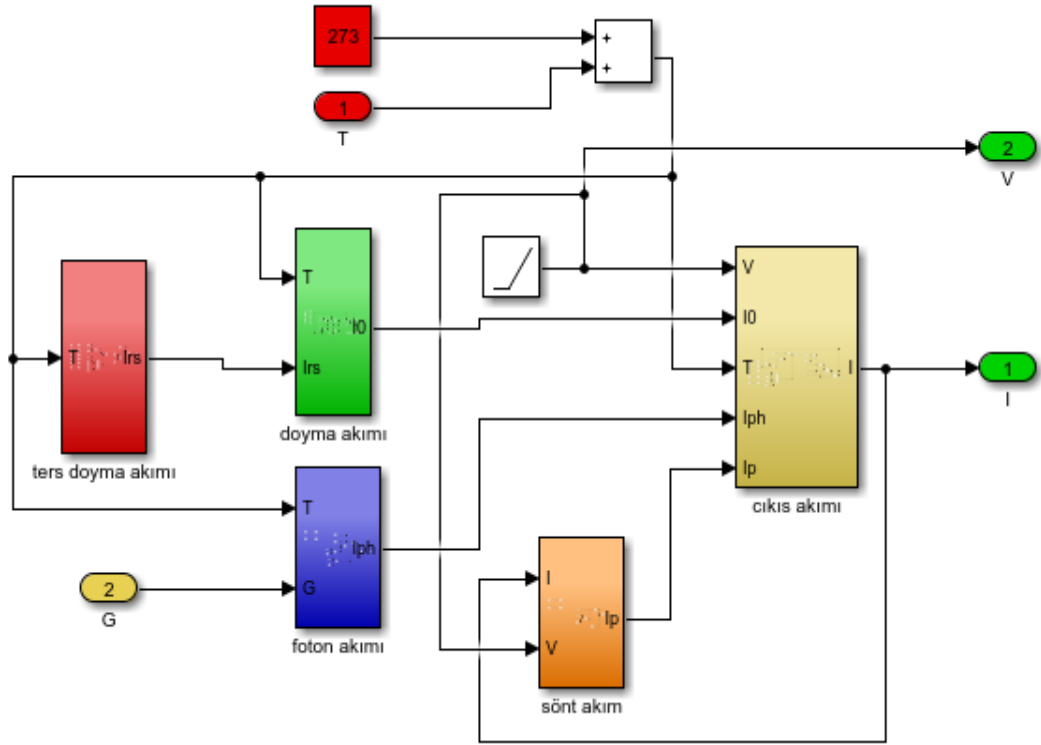
I: Çıkış akımı (A),

V: Güneş pili çıkış gerilimi (V).

Tablo 3.2. Benzetimde kullanılan PV Panelin özellikleri (Sharp ND-F4Q295)

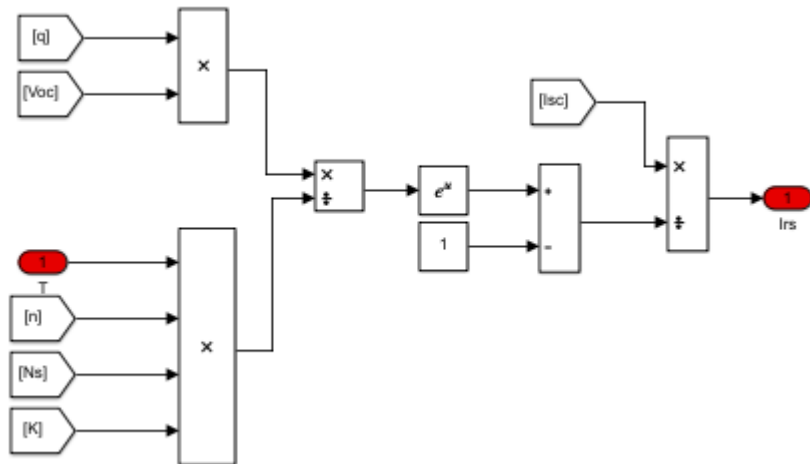
Anma gücü (P_{mp})	295,243 W
Maksimum güçteki gerilim (V_{mp})	34,94 V
Maksimum güçteki akım (I_{mp})	8,45 A
Açık devre gerilimi (V_{oc})	44,7 V
Kısa devre akımı (I_{sc})	8,87 A
Seri bağlı hücre sayısı (N_s)	72
Akım sıcaklık katsayısı	0,03506
Gerilim sıcaklık katsayısı	-0,34

Güneş pili, güneş ışınlarına maruz kaldığında dc güç üretmektedir. Üretilen dc güç miktarı doğrudan güneş ışığının yoğunluğuna bağlıdır. Diyotun özellikleri, güneş pilinin davranışından sorumludur, öyle ki güneş pilinin kısa devresi ve açık devresi için akım sırasıyla ya akacak ya da bloke olmaktadır [79]. Burada kullanılan model, hücre devresindeki bir diyottan oluşmaktadır. Tablo 3.2’de benzetim çalışmalarından kullanılan Sharp ND-F4Q295 PV panelin karakteristik özellikleri verilmiştir. Güneş panelinin gerilimi ile akımı arasındaki ilişki doğrusal olmadığından ve güneşlenme ve sıcaklığa göre değiştiğinden, mümkün olan maksimum gücün çıkarılması için bir maksimum güç noktası izleyicisine ihtiyaç olmaktadır. Bu sistem, bağımsız PV sistemlerine benzer, ancak içine entegre edilmiş bir batarya depolamasına sahip değildir. PV dizisi, gücün diziden şebekeye veya yük tarafına etkili kontrolü ve aktarımı için güç dönüştürücülerle entegre edilmektedir. Bu, bir DC DC dönüştürücü ile bir DC-AC çevirici kullanılarak yapılmaktadır. Maksimum güç izleme kontrol şeması, dönüştürücünün maksimum gücü çıkarmak üzere anahtarlanması için bir kontrol bloğu olarak uygulanmaktadır. Model, dizinin maruz kaldığı sıcaklık (T) ve güneşe ışıınımı (G) bağlı olmaktadır.

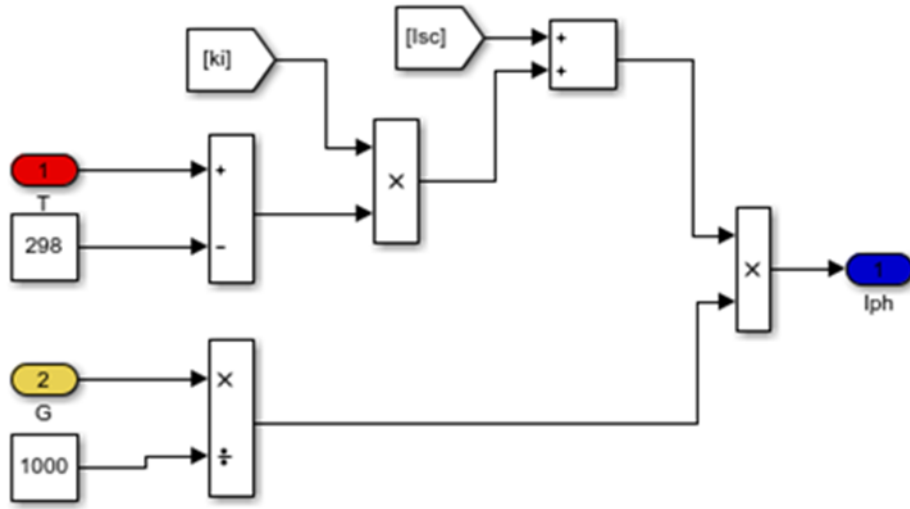


Şekil 3.7. PV Modülün blok diyagramı ile gösterimi

Modülün Matlab/Simulinkte yapılan benzetim çalışmasının blok şeması Şekil 3.7’de gösterilmektedir. Bloklar, yukarıda verilen denklemlerden yararlanılarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 3.8’de görüldüğü gibi ters doyma akımı veren blok şeması görülmektedir.

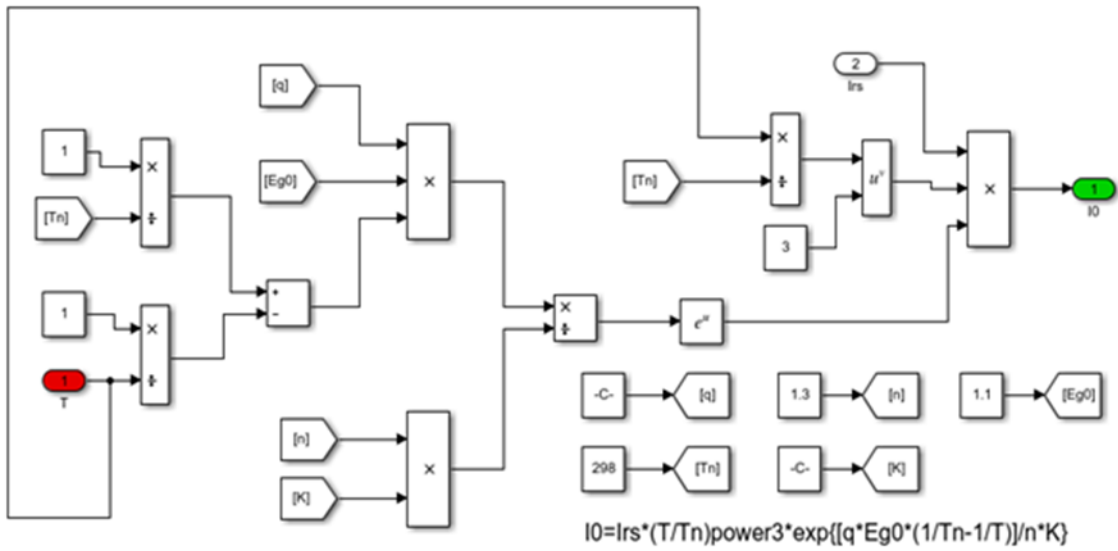


Şekil 3.8. Ters doyma akımı

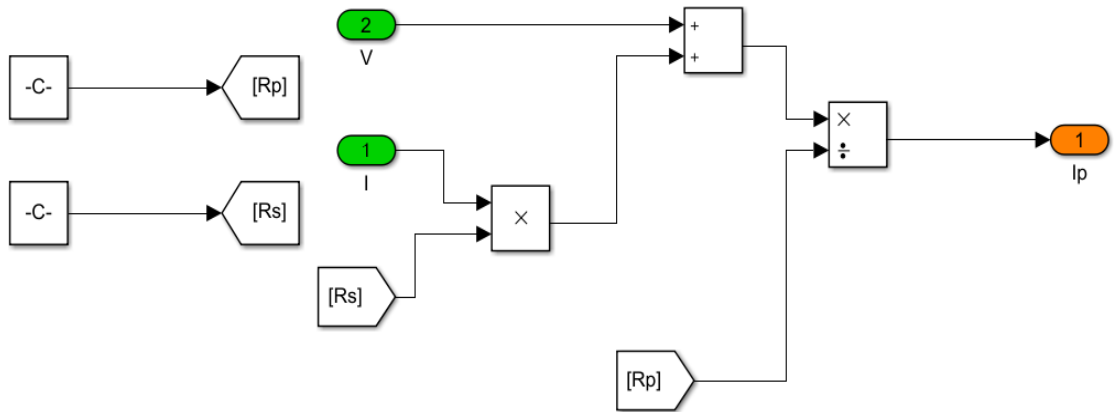


Şekil 3.9. Foton akımı

Foton akımı ve doyma akımına ait Matlab/Simulink ortamında yapılan benzetim çalışmaları sırasıyla Şekil 3.9 ve Şekil 3.10'da görülmektedir.

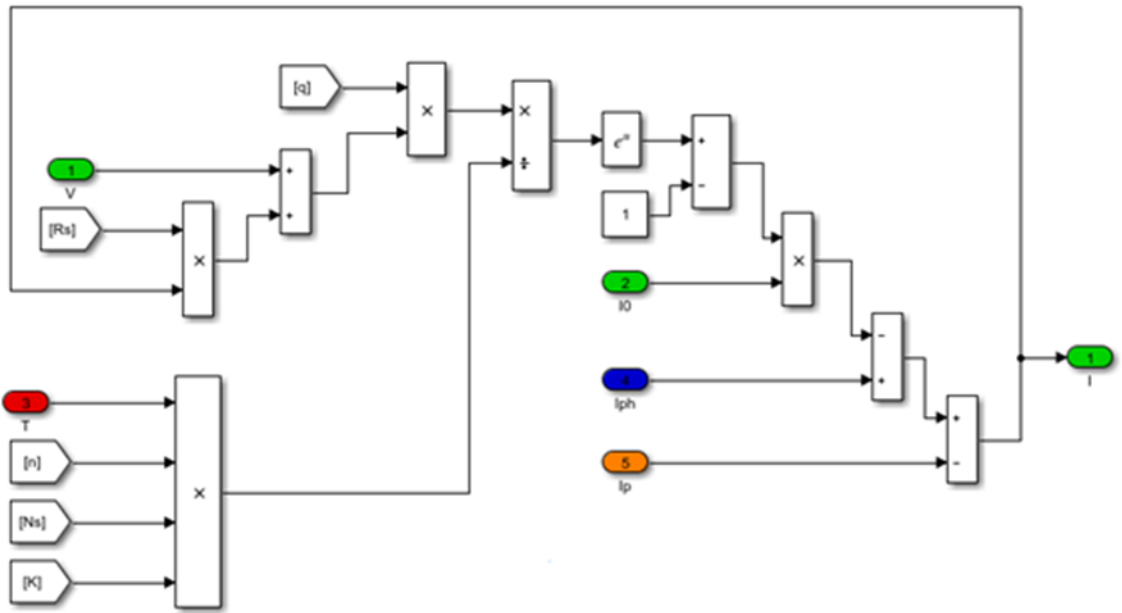


Şekil 3.10. Doyma akımı



Şekil 3.11. Şönt akımı

Paralel dirençten (R_{sh}) geçen akımın bulunması için yapılan benzetim çalışması Şekil 3.11’de görülmektedir. Şekil 3.12’de görüldüğü gibi modülün çıkış akımını veren benzetim çalışması verilmiştir.



Şekil 3.12. Çıkış akımı

Şebekeye güç enjekte etmek için dönüştürücülerle entegre edilmiş nihai sistemde bu kapasitede PV sistemi kullanılmıştır.

3.4.2. Sıcaklık Bağımlılığı

SHARP ND-F4Q295 PV güneş paneli veri sayfasındaki parametreler, sıcaklığa bağlı denklemlerin uygulanmasında kullanılmıştır. Güneş paneli veri sayfasından kullanılan sabitler, kısa devre sıcaklık katsayısı (k_i) = 39 mA/ °C, açık devre gerilim katsayısı (k_v) = -0.28V/°C. Bu SHARP güneş paneli, seri olarak bağlanmış 72 polikristalin hücreye sahiptir. Aşağıdaki denklemler sıcaklıkla parametrelerin değişimini gösterilmektedir.

Foto akımının sıcaklığa bağımlılığı Denklem 3.8 ile verilmiştir:

$$I_{ph} = [I_{sc} + k_i * (T - 25)] * \frac{G}{1000} \quad (3.8)$$

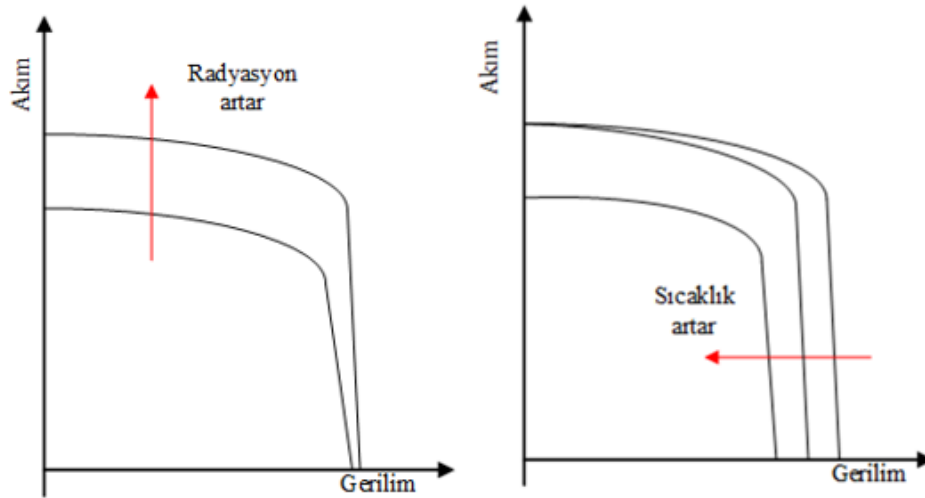
I_{sc} , kısa devre akımı ve T ise santigrat derece cinsinden sıcaklık ve nominal sıcaklık 25 °C'dir.

Açık devre gerilimi Denklem 3.9 ile verilmiştir.

$$V_{oc} = [V_{oc,ref} + (k_v * (T - 25))] \quad (3.9)$$

$V_{oc,ref}$, nominal sıcaklıktaki açık devre gerimi ve k_v , açık devre gerilim katsayısıdır.

Şekil 3.13'te sırasıyla güneşlenme ve sıcaklık ile PV dizisinin çıkış akımı ve açık devre gerilimdeki değişimi göstermektedir.



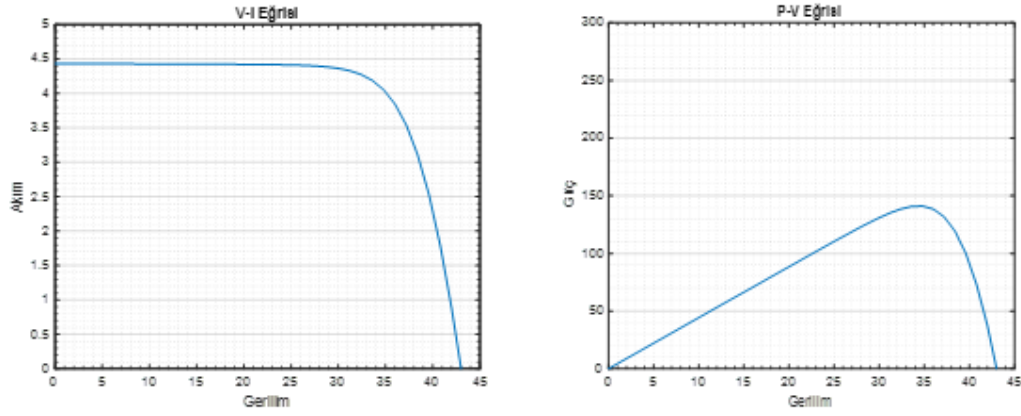
Şekil 3.13. Değişen sıcaklık ve güneşlenme ile açık devre gerilimi ve kısa devre akımındaki değişim

3.5. Farklı Sıcaklık ve Radyasyon Değerleri için PV Panel Benzetimi

3.5.1. 25 °C ve 500 W / m2 Sıcaklıkta benzetim sonuçları

Şekil 3.14'te, güneş panelinin I-V ve P-V eğrilerini göstermektedir. Sıcaklık 25 °C ve radyasyon 500 W/m² bu koşullar altında kısa devre akımı 4,44 A ve açık devre gerilimi 43 V olarak

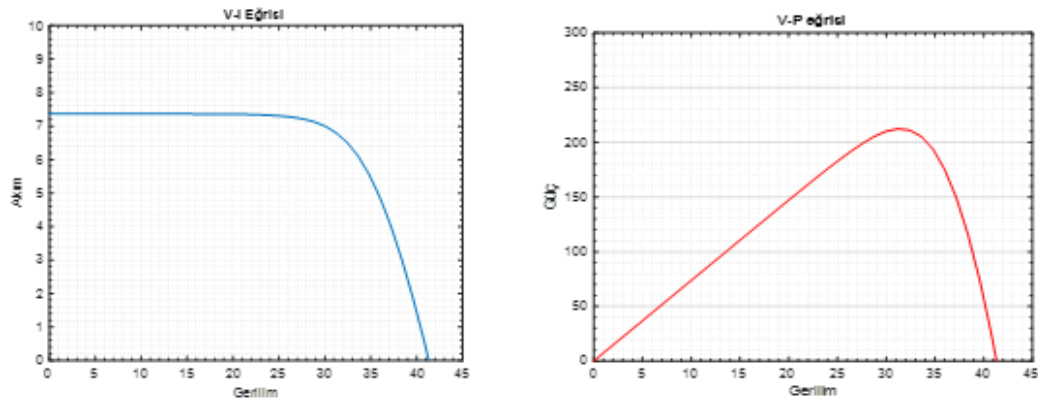
ölçülmüştür. Şekil 3.14'te görüldüğü gibi panelin ürettiği maksimum güç 140 W olduğu görülmektedir.



Şekil 3.14. 25 °C ve 500 W/m² V-I ve V-P karakteristiği

3.5.2. 35 °C ve 800 W / m² Sıcaklıkta benzetim sonuçları

Şekil 3.15'te, güneş paneline uygulanan sıcaklık 35 °C ve radyasyon değeri 800 W/m² olduğunda I-V ve P-V karakteristik eğrileri gösterilmektedir. Sıcaklık 35 °C ve radyasyon değeri 800 W/m² olan panelde üretilen kısa devre akımı bu koşullar altında 7,4 A ve açık devre gerilimi 41,4 V olarak ölçülmüştür. Şekil 3.15'te görüldüğü gibi panelden alınabilecek maksimum güç 211 W olduğu görülmektedir.

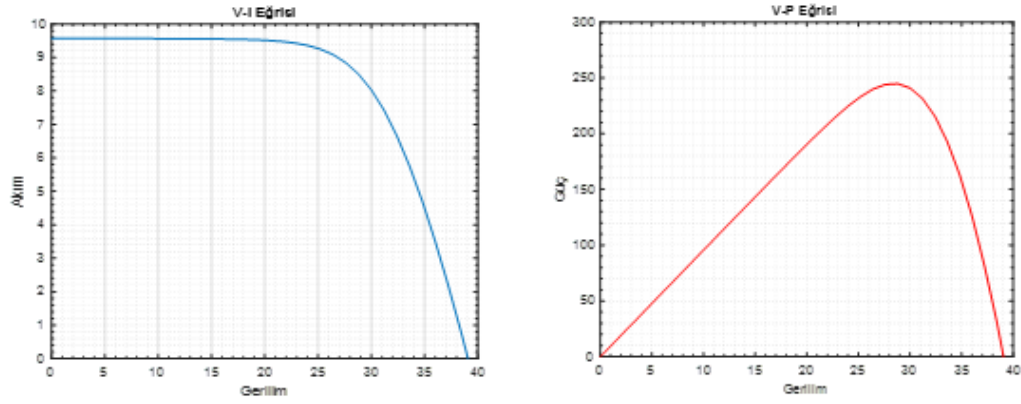


Şekil 3.15. 35°C ve 800 W/m² I-V ve P-V karakteristikleri

3.5.3. 45 °C ve 1000 W / m² Sıcaklıkta benzetim sonuçları

Şekil 3.16'da, sıcaklık 45 °C ve güneş panele gelen radyasyon değeri 1000 W/m² olduğunda I-V ve P-V eğrileri gösterilmektedir. 45 °C ve 10000 W/m² de panelden üretilen kısa devre akımı,

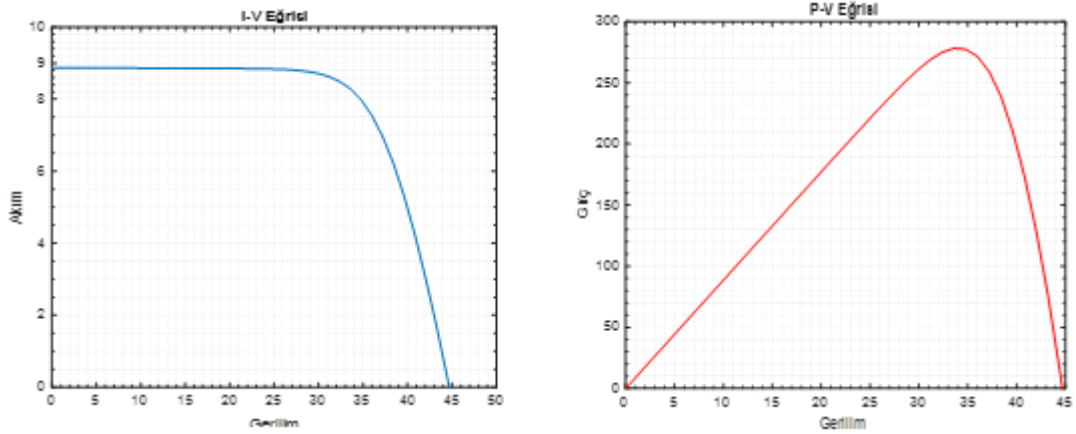
bu koşullar altında 9,55 A ve gerilim 39 V olarak ölçülmüştür. Şekil 3.16’da görüldüğü üzere panelden alınabilecek maksimum güç 245 W olduğu görülmektedir.



Şekil 3.16. 45 °C ve 1000 W/m² V-I ve V-P karakteristikleri

3.5.4. 25 °C ve 1000 W / m² Sıcaklıkta benzetim sonuçları

Şekil 3.17’de standart test koşulları uygulandığında yani sıcaklık 25 °C ve radyasyon 1000 W/m² I-V ve P-V eğrileri görülmektedir. Sıcaklık 25 °C ve radyasyon 1000 W/m² panelden gelen kısa devre akımı bu koşullar altında 8,8 A ve gerilimi 44,7 V olarak ölçülmüştür. Şekil 3.17’de panelden alınabilecek maksimum güç 290 W olduğu görülmektedir.

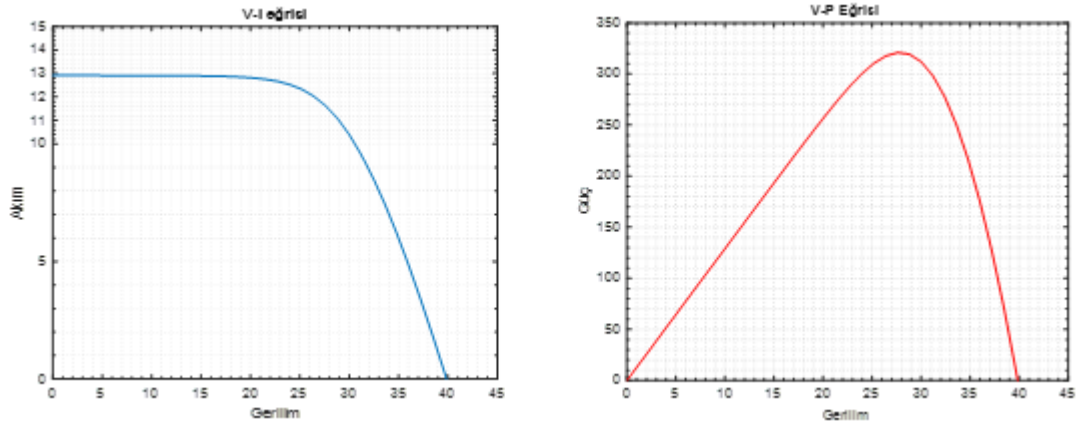


Şekil 3.17. 25°C ve 1000 W/m² P-V karakteristiği

3.5.5. 45 °C ve 1350 W / m² Sıcaklıkta benzetim sonuçları

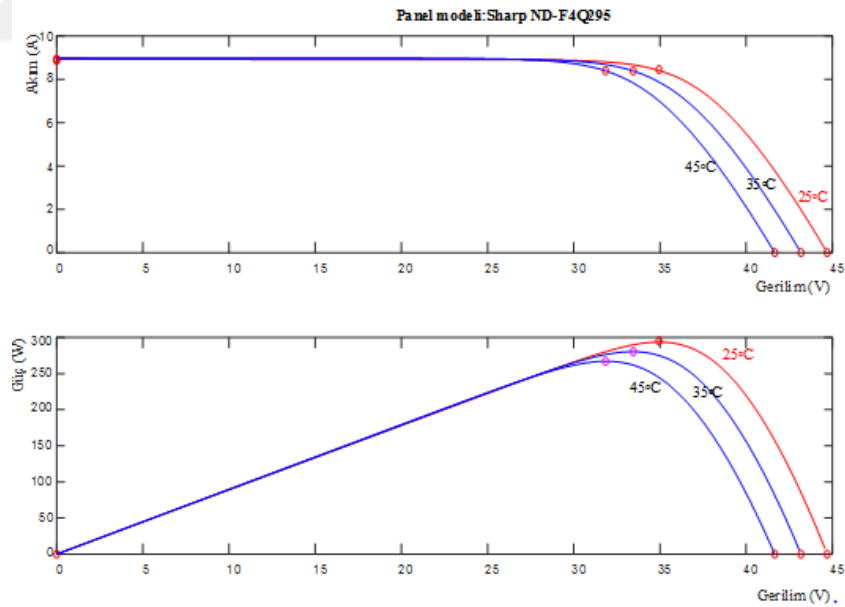
Şekil 3.18’de sıcaklık 45 °C ve radyasyon değeri 1350 W/m² olduğunda I-V ve P-V eğrileri gösterilmektedir. Sıcaklık 45 °C ve radyasyon 1350 W/m² panelden gelen kısa devre akımı bu

koşullar altında 12,87 A ve gerilim 39,8 V olarak ölçülmüştür. Panelden alınabilecek maksimum güç 340 W olduğu görülmektedir.



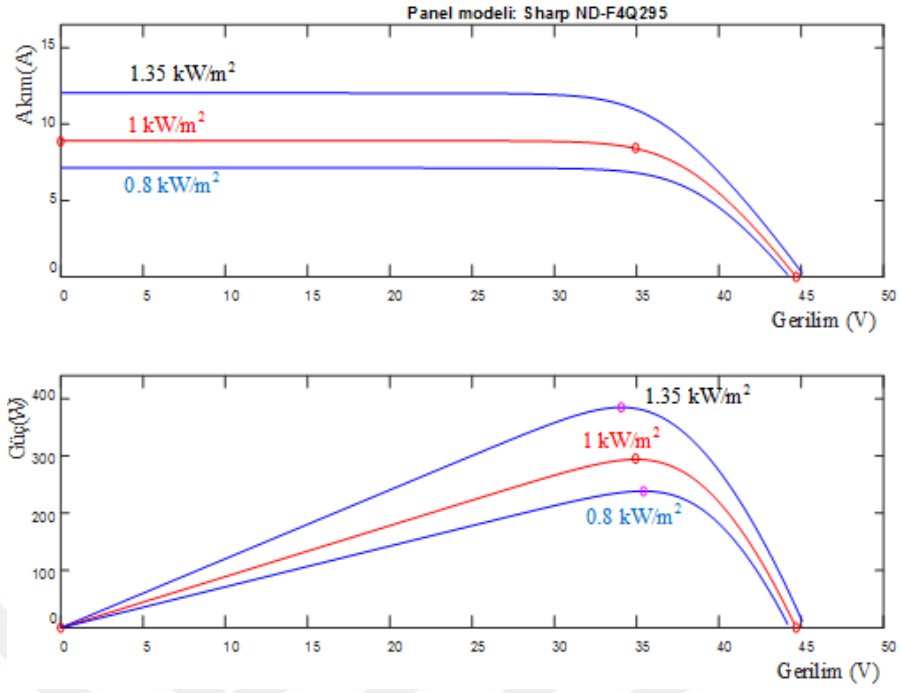
Şekil 3.18. 45 °C ve 1350 W/m² I-V ve P-V karakteristikleri

Şekil 3.19’da benzetim çalışmasında kullanılan Sharp ND-F4Q295 panele ait Matlab/Simulink programında hazır olarak verilen 1000W/m² sabit güneşlenmede ve değişik sıcaklıktaki güneş panelinin çıkış akımı ve güç değişimi gösterilmektedir.



Şekil 3.19. 1000 W/m² sabit güneşlenme ve farklı sıcaklıktaki panelin çıkış akımı ve güç eğrileri

Şekil 3.20’de görüldüğü gibi Matlab/Simulink programında hazır olarak verilen 25 °C sabit sıcaklıkta ve farklı güneşlenme değerlerine göre güneş panelinin çıkış akımı ve güç değişimi göstermektedir.



Şekil 3.20. 25 °C sabit sıcaklıkta ve farklı güneşlenme değerlerine göre panelin çıkış akımı ve güç değişim eğrileri

4. MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI İZLEME YÖNTEMLERİ

Son yıllarda dünya çapında kurulu PV sistem kapasitesinde önemli bir büyüme meydana gelmesiyle beraber çevre dostu elektrik enerjisinin kullanılabilirliğini artırmıştır. PV sistemlerin, daha verimli çalışmasını sağlamak için MPPT adlı belirli bir teknik benimsenmiştir. MPPT tekniği, iklimsel olarak değişen güneş ışıınımı ve ortam sıcaklığı koşullarına rağmen PV kaynaklarının enerji üretimini maksimuma çıkarmayı sağlamaktadır. Bu durum PV enerji üretim sisteminin genel verimliliği artırmaktadır. Bir PV sisteminde MPPT sürecini uygulamak için son on yılda çok sayıda teknik sunulmuştur. En popüler MPPT yöntemleri şunlardır: Değiştir ve gözle (P&O), artımlı iletkenlik (IncCond) ve fraksiyonel açık devre gerilimi (FOCV). P&O ve IncCond yöntemleri, doğru MPP hesaplamasına izin verdikleri için orta-yüksek güçlü PV modülleri ile yaygın olarak kullanılmaktadır [80], [81], [82]. Değiştir ve gözle ile artımlı iletkenlik algoritmaları gerçek maksimum güç noktasını izlemekte ancak MPP etrafında salınım yapmaktadırlar. Öte yandan, FOCV algoritması yüksek izleme hızına sahiptir, ancak MPP'yi yaklaşık yöntemle izledikleri için gerçek MPPT algoritmaları değildirler [83]. Tüm MPPT algoritmaları, PV panelini V_{MPP} (maksimum güç noktasında gerilim) veya I_{MPP} (maksimum güç noktasında akım) çalıştırarak MPP'yi izlemektedirler. Genellikle mikro işlemciler ve birkaç akım/gerilim sensörü kullanılarak uygulanan karmaşık kontrol eylemleri gerektirmektedirler. Sonuç olarak, bu yöntemlerin en büyük dezavantajı, PV panellerin ürettiği güce oranla yüksek güç tüketimidir.

4.1. P&O MPPT Metodu

Değiştir ve gözle (P&O) yöntemi günümüzde en yaygın MPPT yöntemidir [84]. Denklem 4.1 ve Denklem 4.2'de ifade edildiği gibi PV modülden maksimum çıkış gücü elde edilmektedir.

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (4.1)$$

$$P_k - P_{k-1} = 0 \quad (4.2)$$

Şekil 4.1'de güç grafik eğrisine bakıldığında, maksimum güç noktası bulunana kadar gerilimin artmasına veya azalmasına izin vermektedir. PV dizisinin çalışma gerilimi belirli bir yönde bozulursa ve PV dizisinden çekilen güç artarsa, bu çalışma noktasının MPP'ye doğru hareket ettiği ve bundan dolayı çalışma geriliminin aynı yönde daha fazla bozulduğu anlamına gelmektedir. Aksi takdirde PV dizisinden çekilen güç azalursa, çalışma noktası MPP'den uzaklaşmakta ve bu nedenle çalışma gerilim bozulmasının yönü tersine çevrilmektedir [85].

Bu yöntemin avantajları:

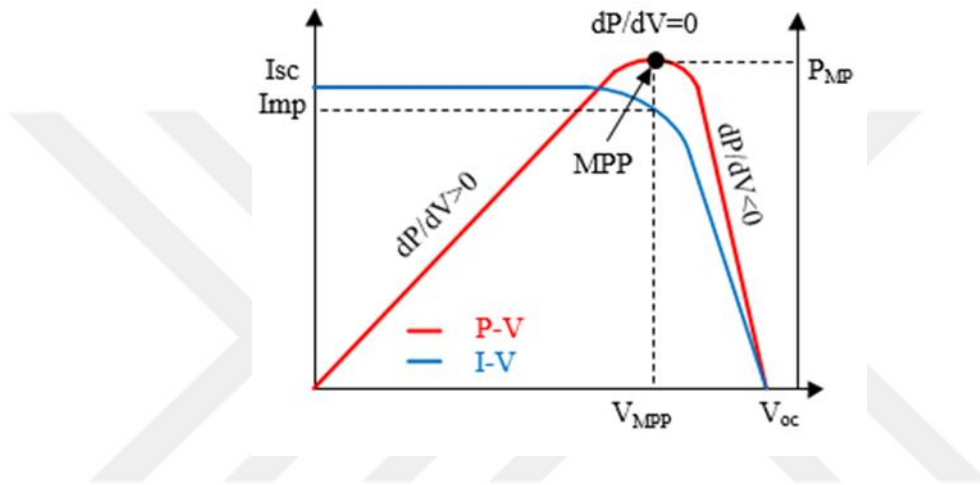
- Basitlik,

- Düşük hesaplama talebi,
- Genel sistemler için geçerlidir.

Dezavantajlar:

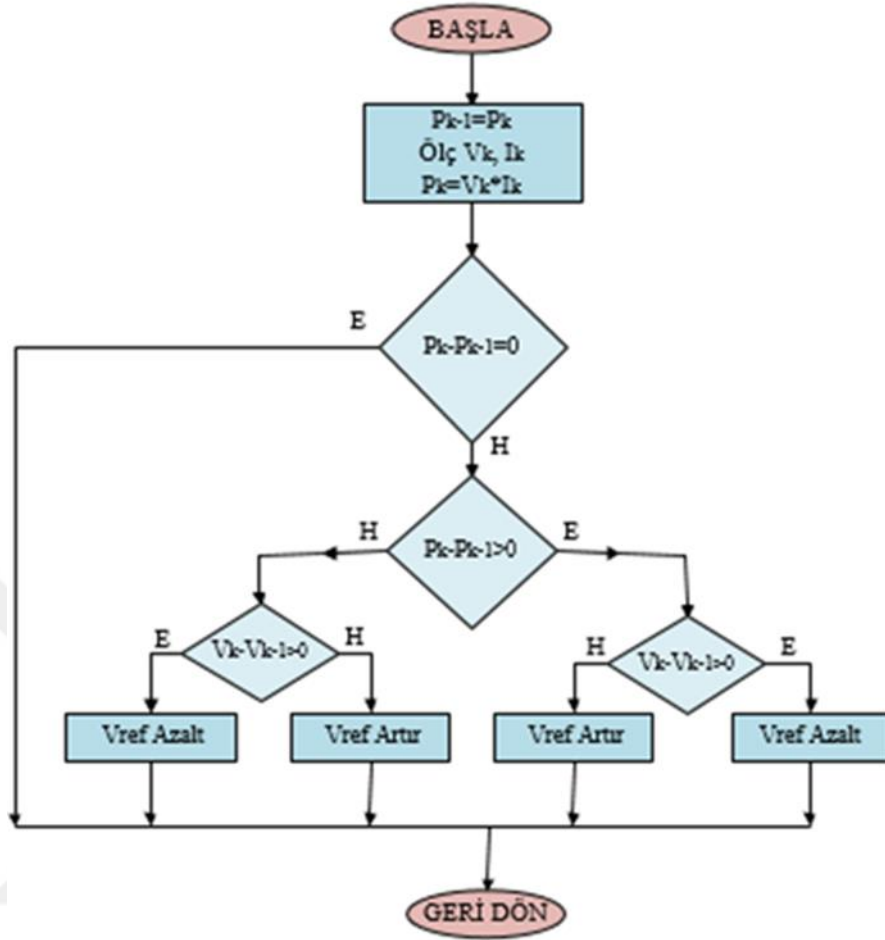
- Hız ve doğruluk arasındaki değiş tokuş,
- Hızlı değişen koşullarda yanlış izleme imkânı.

P&O MPPT tekniğinin bir dezavantajı sabit durumda, çalışma noktasının MPP etrafında salınım yapması ve mevcut enerjinin bir miktar israfına yol açmaktadır [86, 87].



Şekil 4.1. PO Güç eğrisi ve MPP [86]

P&O algoritması, güç-gerilim (P-V) eğrisinden yararlanmaktadır. Yaygın olmasının sebebi uygulanabilirliğinin basit oluşudur. Literatüre bakıldığında tepeye çıkma (Hill-Climbing) işlemi olan P&O algoritması anahtarlama periyodu boyunca sadece bir kez uygulanabilmektedir. Şekil 4.2'ye P&O algoritmasına bakıldığında PV panelin ani gerilim ve akım değerleri ölçerek, ani güç değeri hesabı yapılmaktadır. Bu hesaplama işlemi, her anahtarlama döngüsünde maksimum güç noktasına ulaşıncaya kadar tekrarlanmaktadır. O andaki güç değeri ile bir önceki güç değerinin farkı alınarak güçteki değişim değeri olan ΔP elde edilmektedir. Aynı işlem panel gerilimi içinde yapılmaktadır. Yani son gerilim değeri ile bir önceki gerilim değerinin farkı alınarak gerilimdeki değişim değeri olan ΔV elde edilmektedir. $\Delta P/\Delta V=0$ olana kadar işlem devam etmektedir.



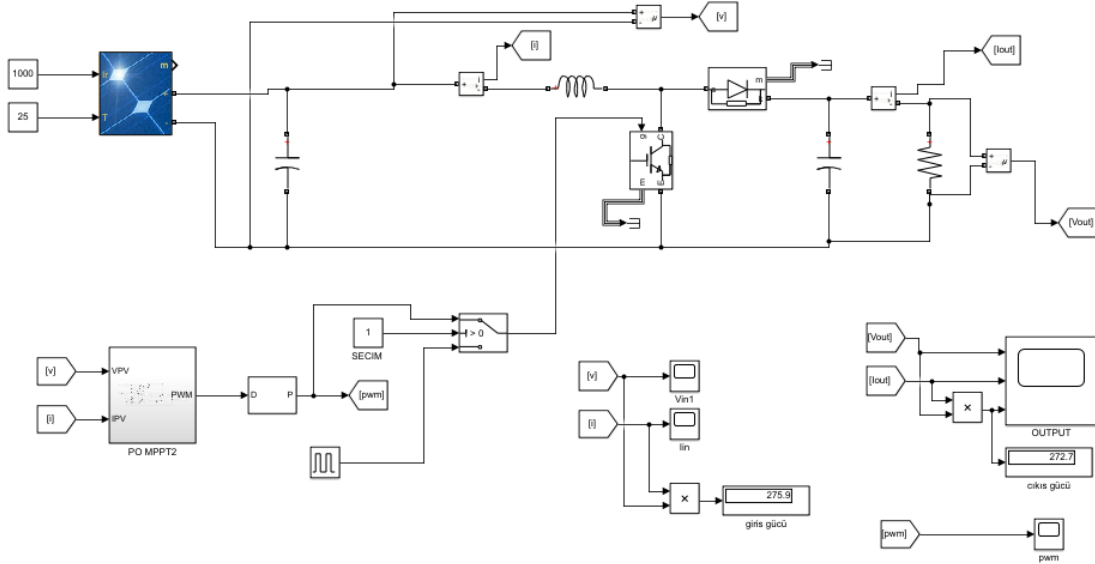
Şekil 4.2. PO MPPT Algoritması [86]

Bir MPPT pertürbasyon periyodu içinde iklimsel değişikliğin sebep olduğu güç değişikliği, MPPT pertürbasyonunun sebep olduğu güç değişiminden daha büyükse, MPP izleyicisi hata vermektedir [88].

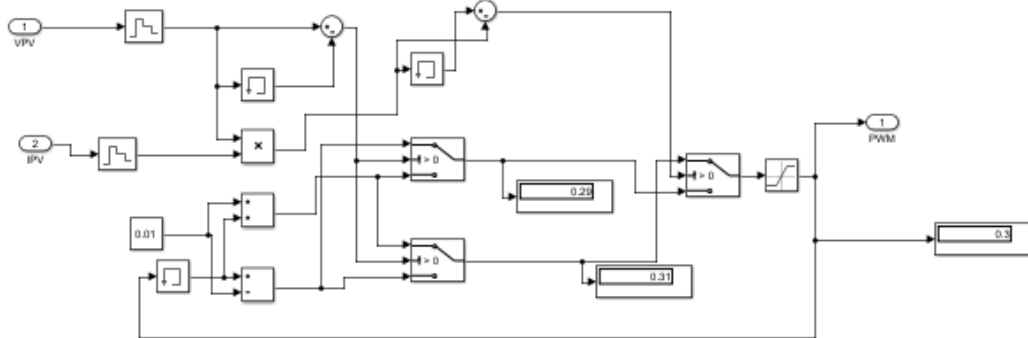
Bu tekniğin temel fikri, P&O MPPT parametrelerinin, benimsenen spesifik dönüştürücü ve PV dizisi tarafından oluşturulan tüm sistemin dinamik davranışına göre özelleştirilmesinde yatmaktadır. Görev döngüsü pertürbasyonunun genliği, optimizasyon gerektiren iki parametreden biridir. Sonuç olarak, algoritma karıştırılabildiği ve çalışma noktası kararsız hale gelebildiği için enerji verimliliği azalmaktadır. Bundan kaçınmak için, her bir görev döngüsü bozulmasından sonra, sistemin bir sonraki dizi gerilimi ve akım ölçümü yapılmadan önce kararlı duruma ulaşması sağlanılmaktadır.

Anlık ölçülen gerilim değerinde oluşan değişimler küçük güç hatalarının oluşturduğundan dolayı maksimum güç noktası tespiti yapması zorlaşmaktadır. Maksimum güç noktası etrafında büyük salınımlar meydana gelmektedir. Bu salınımlar P&O algoritması için dezavantaj olarak

görülmektedir. Bu dezavantajı azaltmak için sisteme bir gecikme fonksiyonu ($1/z$) dahil edilerek gerilim değişimleri arasındaki süre artırılarak salınım azaltılmaktadır. Güneşli havalarda bu gecikme fonksiyonu ile salınım kontrol altına alınarak istenilen sonuçlar verirken ancak bulutlu ve yağışlı günlerde sistemin kararsız davranışlar göstermektedir.

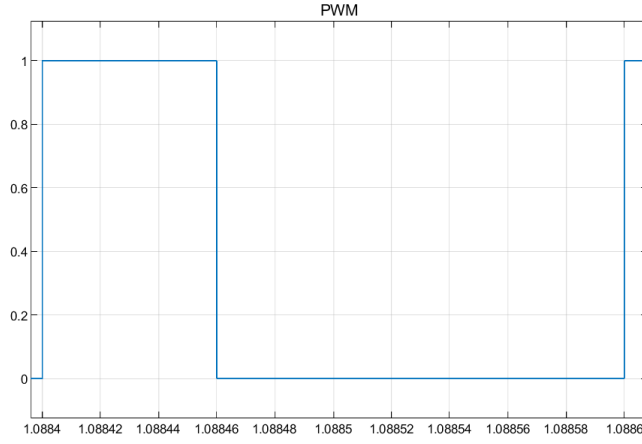


Şekil 4.3. PV panele bağlı DC DC yükseltici devresi Matlab/Simulink benzetim çalışması

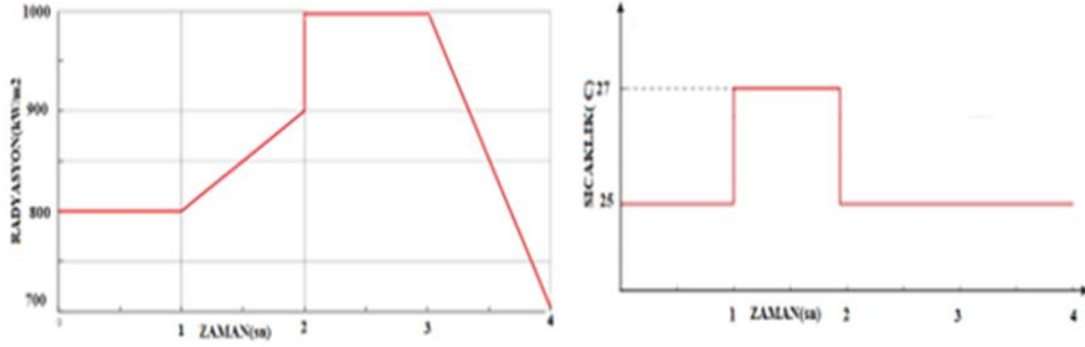


Şekil 4.4. PO MPPT kontrol blok diyagramı

Şekil 4.3'te P&O algoritmanın Matlab/Simulink ortamında benzetim çalışması görülmektedir. Benzetim için 2 adet seri ve 2 adet paralel olmak üzere 4 adet Sharp ND-F4Q295 PV paneli kullanılmıştır. PV panel klasik bir DC DC yükseltici devresinin girişine uygulanmıştır. DC DC yükseltici devresindeki anahtarlama elemanı kontrol devresi yani P&O MPPT kontrol devresi Şekil 4.4'te gösterilmiştir.



Şekil 4.5. PO MPPT yöntemine ait pwm sinyali

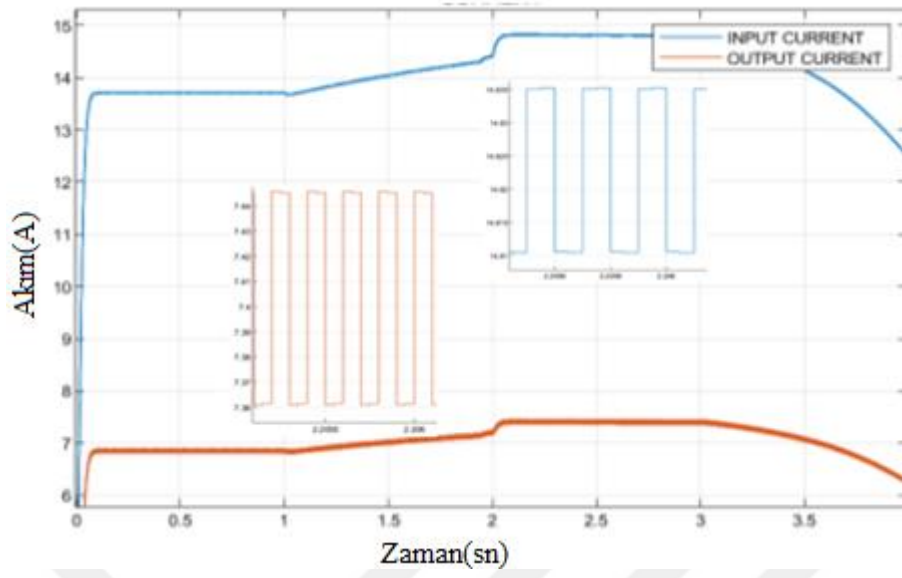


Şekil 4.6. PO MPPT algoritma için uygulanan radyasyon ve sıcaklık değişimi

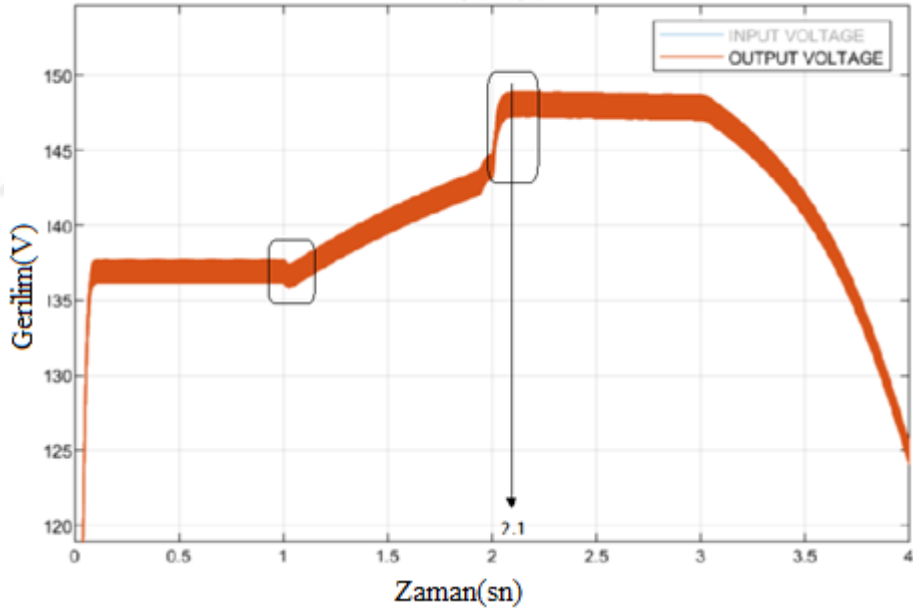
Her döngüde $\Delta P/\Delta V=0$ kontrol edilerek mosfet için gerekli pwm sinyalleri üretilmiştir. Şekil 4.5'te görüldüğü gibi P&O algoritması çalışırken $D=0,3$ doluluk oranı ile MPP gerilim değerine ulaşmıştır. Şekil 4.6'da PV sisteme uygulanan sıcaklık ve radyasyon değerleri verilmiştir. Şekil 4.6'da radyasyon değeri başlangıçta 800 W/m^2 , 1-2 sn aralığında 900 W/m^2 , 2-3 sn de 1000 W/m^2 ve 3. sn den sonra 700 W/m^2 değere düşmektedir. Anahtarlama frekansı 5000 Hz dir. Tablo 4.1'de tüm MPPT yöntemleri için kullanılan DC DC yükseltici devresinin parametreleri verilmiştir.

Tablo 4.1. DC DC dönüştürücü parametreleri

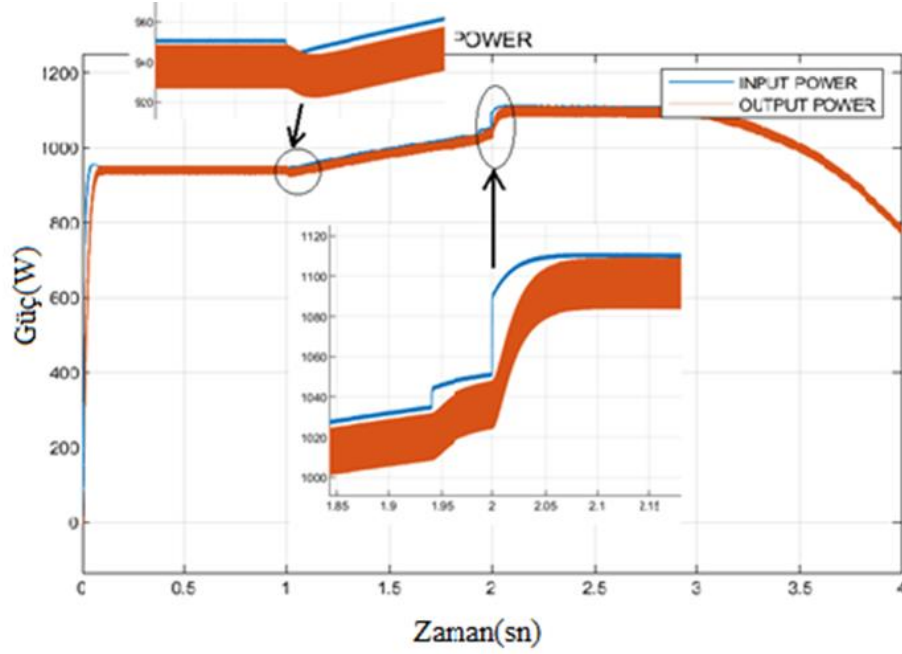
C_{in}	$100 \mu\text{F}$
L	$34,94 \text{ mH}$
C_o	$220 \mu\text{F}$
R	20Ω
f_{sw}	5 kHz



Şekil 4.7. PO MPPT yönteminin giriş ve çıkış akımları



Şekil 4.8. PO algoritmasının çıkış (yük) gerilimi



Şekil 4.9. PO MPPT yönteminin giriş ve çıkış güçleri

Şekil 4.7’de P&O MPPT algoritmasına ait yük akımı ve PV panel akımı gösterilmiştir. 2-3 sn aralığında radyasyon 1000 W/m^2 ve sıcaklık 25°C uygulandığı zaman PV panellerin ürettiği akım $14,69 \text{ A}$ ve yük veya DC DC yükseltici akımının $7,321 \text{ A}$ olduğu görülmüştür. Yük akımındaki dalgalanma değeri $0,085 \text{ A}$ dir. PV panellerin ürettiği gerilim $74,8 \text{ V}$ olarak ölçülmüştür. Şekil 4.8’de DC DC yükseltici çıkışı gerilim değeri $148,05 \text{ V}$ ve dalgalanma gerilimi $1,7 \text{ V}$ olarak ölçülmüştür. 2-3 sn aralığında P&O algoritması $2,09 \text{ sn}$ de gerilimi stabil hale getirmiştir. Yani gerilim 90 milisaniyede stabil hale gelmiştir. Şekil 4.9’da P&O MPPT algoritması 2-3 sn aralığında üretilen güç 1113 W ve yükseltici çıkış gücü 1096 W olarak ölçülmüştür.

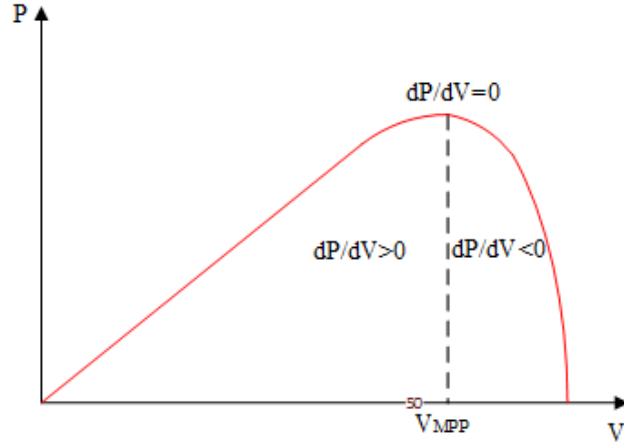
4.2. Artan İletkenlik Yöntemi

Bu MPP yönteminde PV panelin güç –gerilim (P-V) karakteristik eğrisinden yararlanılarak MPP noktası tespit edilmektedir. Bu algoritmada PV panele ait akım ve gerilim değerleri sürekli olarak okunmaktadır. Okunan akım ve gerilimi değerlerine göre PV panelin ürettiği güç Denklem 4.3’te gösterildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$P = I * V \quad (4.3)$$

Artan iletkenlik algoritmasının çalışma prensibi Şekil 4.10’da görüldüğü gibi PV panelin ürettiği güçteki değişimin (ΔP), PV panel gerilimi değişimine (ΔV) oranının sıfır olduğu bölge maksimum güç noktası (MPP) olduğu ilkesine dayanmaktadır ($\Delta P / \Delta V = 0$). Bu yöntemde PV

panelin ürettiği güçteki değişimi ve $\Delta P/\Delta V$ oranının sıfır olduğu noktayı tespit etmek için iletkenlik değeri (I/V) kullanmaktadır.



Şekil 4.10. PV panelin P-V karakteristik eğrisi üzerinde artan iletkenlik

Panelin ürettiği güç Denklem 4.3'teki gibi hesaplanarak bu yöntemin oluşumunu sağlamaktadır. Denklem 4.4'teki ifadeyi gerilime göre türevi alınırsa;

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(I \cdot V)}{dV} \quad (4.4)$$

$$\frac{dP}{dV} = V \frac{d(I)}{dV} + I \quad (4.5)$$

Maksimum güç noktasında, PV güç değişiminin sıfıra eşit olduğu noktanın $dP/dV=0$ olması gerektiğinden dolayı denklem yeniden yazılırsa;

$$0 = V \frac{d(I)}{dV} + I \quad (4.6)$$

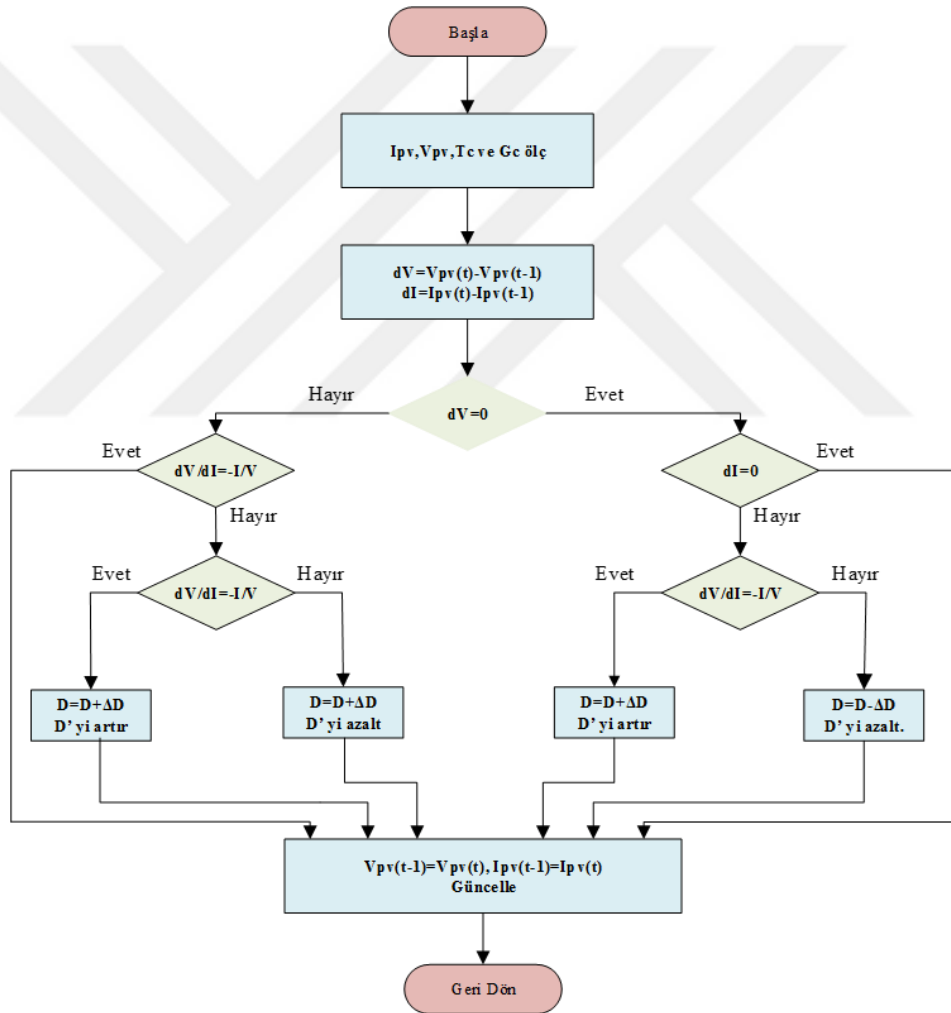
Buradan hareketle Denklem 4.7 elde edilmektedir.

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (4.7)$$

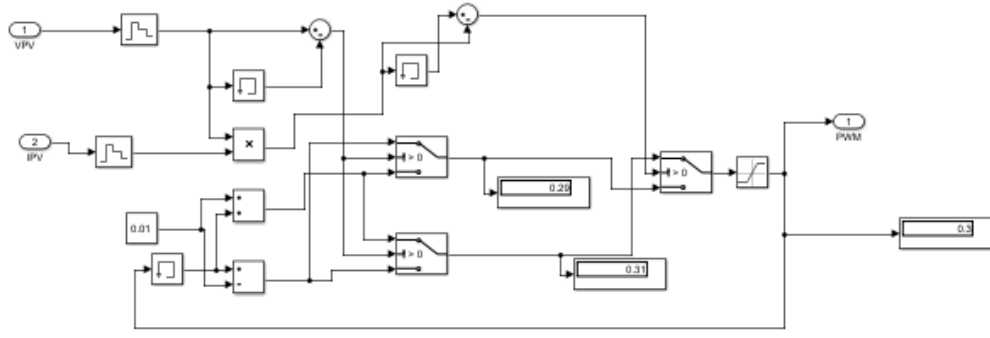
PV panel gerilimi, artımlı ve anlık dizi iletkenliği (sırasıyla dI/dV ve I/V) ölçülerek MPP gerilimine ulaşana kadar referans gerilimi, akımını veya bağlı iletim süresini (D) artırarak veya azaltarak, hızlı bir şekilde ayarlanabilmektedir. Yöntemde, Denklem 4.7 maksimum güç noktası izleme işleminin indeksi olarak kullanılmaktadır. $dP/dV < 0$ olduğunda, referans geriliminin azaltılması dP/dV 'yi sıfıra yaklaştırmaya zorlamakta; $dP/dV > 0$ olduğunda, referans gerilimin artırılması dP/dV 'yi sıfıra yaklaştırmaya zorlamakta; $dP/dV = 0$ olduğunda referans gerilimin herhangi bir değişikliğe ihtiyacı olmadığı anlaşılmaktadır [89].

Bu durumda $dP/dV = 0$, MPP de,
 $dP/dV > 0$, MPP'nin sol tarafında,
 $dP/dV < 0$, MPP'nin sağ tarafında olduğu anlaşılmaktadır [90].

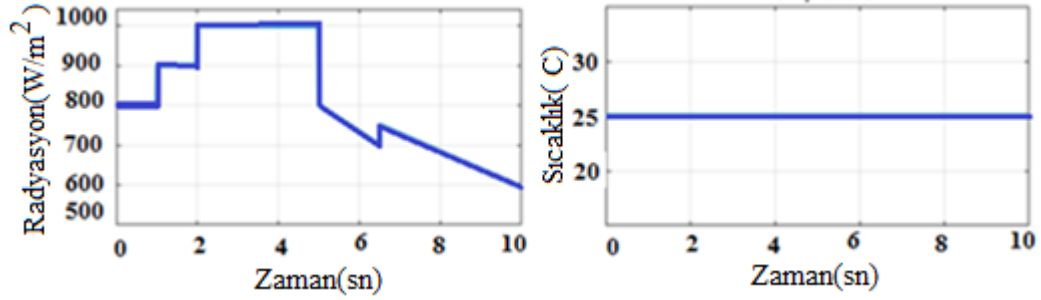
Artan iletkenlik algoritmasının, P&O algoritmasına göre daha karmaşık ama MPP'yi daha iyi takip etmesinden dolayı değişken çevre şartları için en yaygın kullanılan yöntemlerden biridir [91]. Bu yöntemin avantajları, MPP noktasında meydana gelen salınımlar azaltmakta ve güç kaybı daha az olmaktadır. Ayrıca hızlı değişen çevre şartlarına karşı MPP noktası tespitinde değiştir ve gözle algoritmasına göre daha hızlı ve daha dayanıklı olmaktadır. Şekil 4.11'de artan iletkenlik yöntemine ait algoritma akış diyagramı gösterilmektedir [92]. Şekil 4.12' de artan iletkenlik MPPT kontrol bloğu görülmektedir.



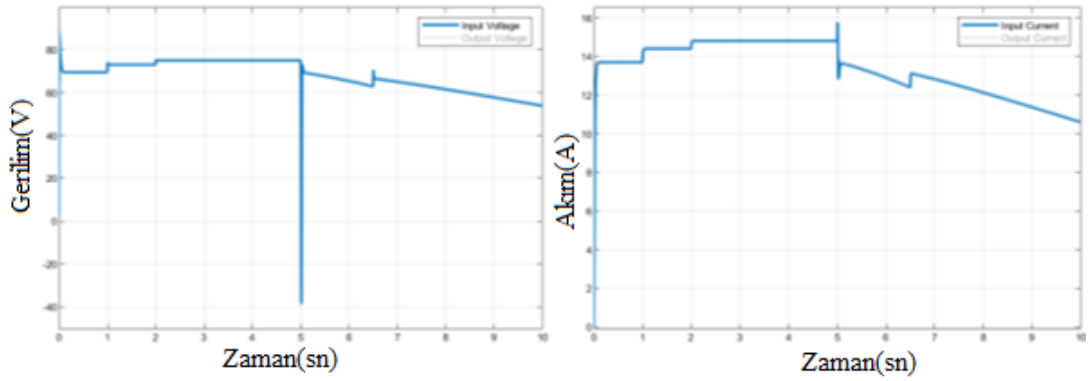
Şekil 4.11. Artan İletkenlik algoritmasına ait akış diyagramı



Şekil 4.12. Artan İletkenlik MPPT kontrol bloğu



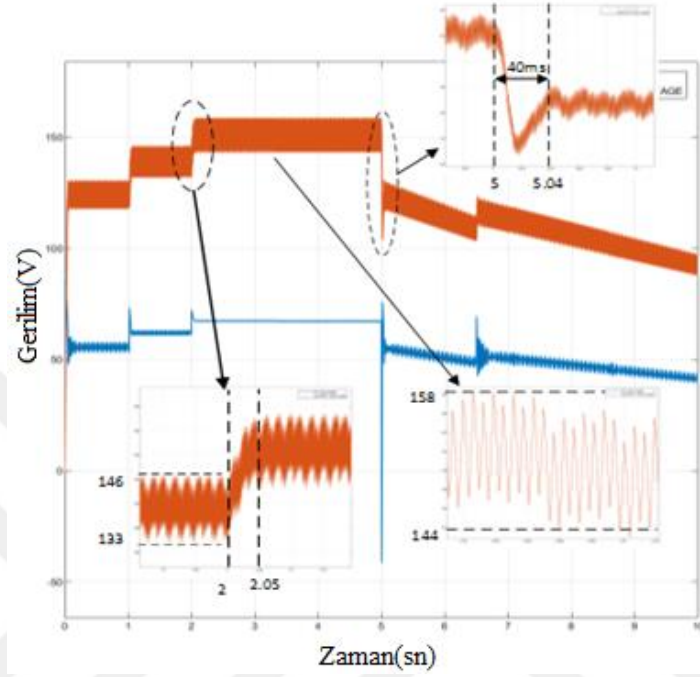
Şekil 4.13. Artan iletkenlik MPPT algoritma için uygulanan radyasyon ve sıcaklık değişimi



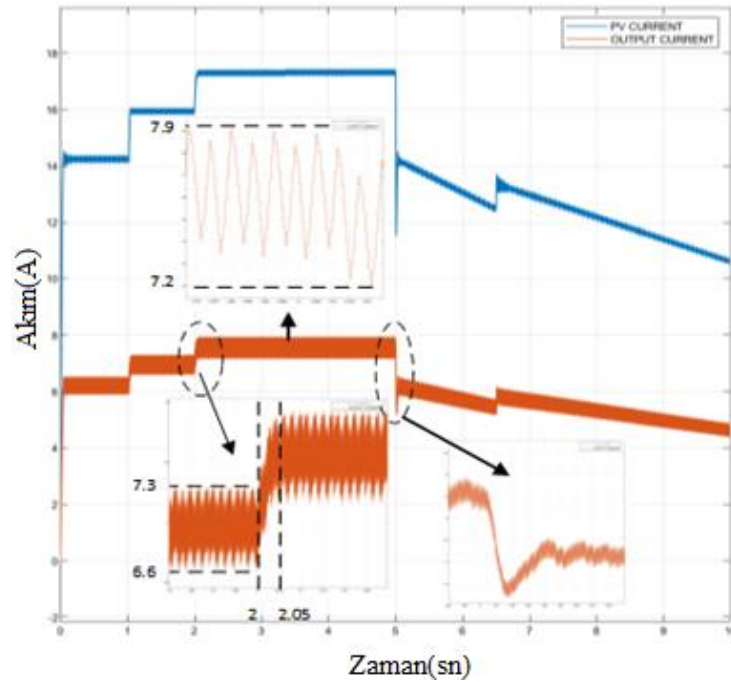
Şekil 4.14. PV Sistemin giriş gerilim ve akım grafikleri

Artan iletkenlik MPPT yöntemi için yapılan benzetim çalışmasında kullanılan yükseltici devrenin parametreleri Tablo 4.1’de verilmiştir. Güneş panelleri 2 seri ve 2 paralel olmak üzere 4 adet SHARP NDQ295 kullanılmıştır. PV panellere gelen radyasyon ve sıcaklık değerleri Şekil 4.13’te gösterildiği ani olarak değişen hava koşullarına göre ışınım uygulanmıştır. Bu çalışmada

sıcaklık sabit olarak uygulanmıştır. Şekil 4.14'te görüldüğü gibi PV sistemin ürettiği gerilim (800-900-1000 W/m²) sırasıyla 69,5 V-72,96 V-74,96 V ve PV sistemin ürettiği akım sırasıyla 13,696 A, 14,4 A ve 14,8 A olarak ölçülmüştür.

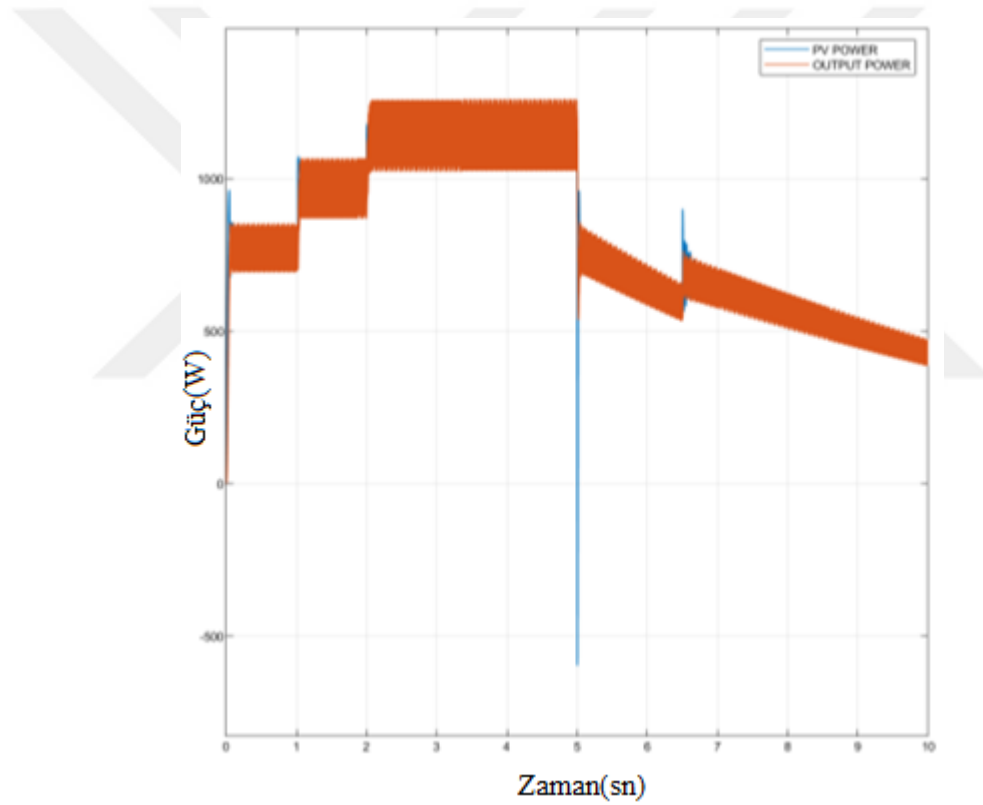


Şekil 4.15. PV sistemi gerilimi ve artan iletkenlik MPPT kontrollü yükseltici çıkış gerilimi

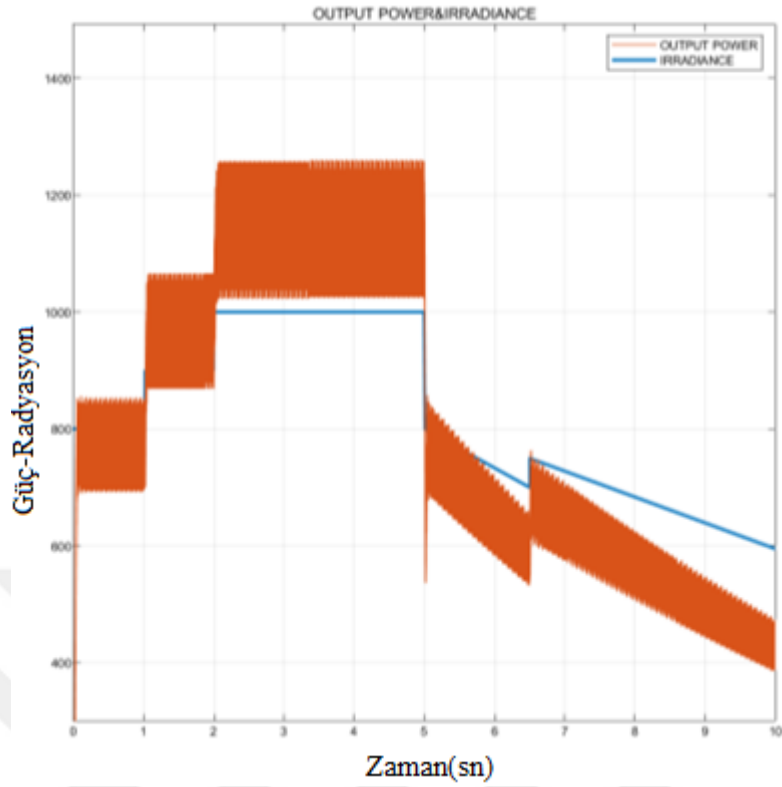


Şekil 4.16. PV sistemi akımı ve artan iletkenlik kontrollü yükseltici çıkış akımı

Şekil 4.15'te artan iletkenlik algoritması kullanılarak PV sisteminin gerilimi ve yükseltici dönüştürücü çıkış gerilimi gösterilmiştir. 2-5 sn aralığında yükseltici çıkış gerilimi ortalama değeri 151 V olarak ölçülmüştür. Gerilimdeki salınım 13 V olarak ölçülmüştür. $\Delta V = \%8,6$ olarak hesaplanmıştır. Değişen hava koşullarına göre 50 ms de gerilimin stabil hale gelmiştir. Şekil 4.16'da yükseltici devrenin çıkış akımına bakıldığında 2-5 sn aralığında ortalama değeri 7,55 A olarak ölçülmüş ve akımdaki dalgalanma ise 0,7 A dir. $\Delta I = \%9.27$ olarak hesaplanmıştır. 5. sn' de ışıınım 1000 W/m^2 den 800 W/m^2 ye düştüğünde akımdaki dalgalanma 5,5 A' e kadar düşmüştür. 50 ms de akım stabil hale gelmiştir. Şekil 4.17'ye bakıldığında 2-5sn aralığında radyasyon değeri 1000 W/m^2 PV giriş gücü 1163 W ve yükseltici çıkış gücü ise 1141 W olarak ölçülmüştür. Şekil 4.18' de görüldüğü gibi DC DC yükseltici çıkış gücünün PV panele uygulanan radyasyona göre güç takibi yaptığı görülmüştür.



Şekil 4.17. PV sistemi tarafından üretilen güç ve artan iletkenlik kontrollü yükseltici çıkış gücü

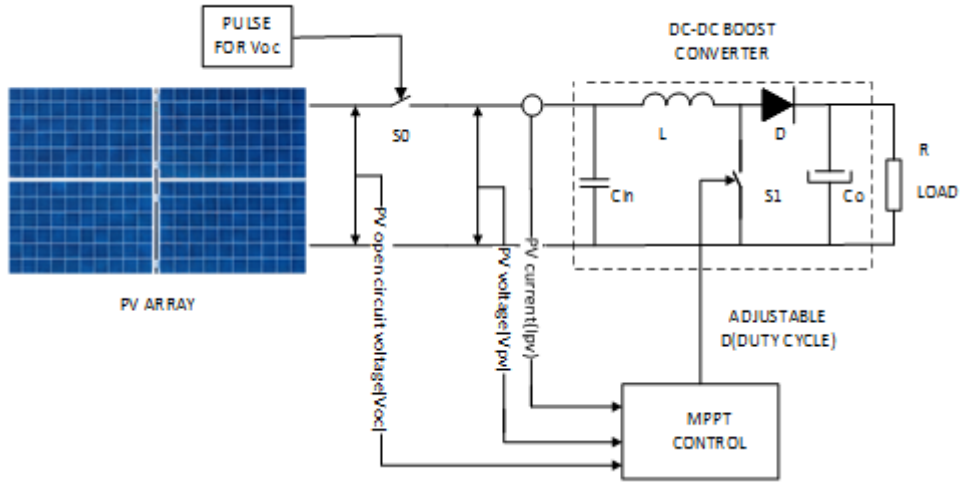


Şekil 4.18. PV panele gelen radyasyon ve artan iletkenlik kontrollü yükseltici çıkış gücü

4.3. Açık Devre Gerilimi Yöntemi

Açık devre gerilimi MPPT tekniği, MPP geriliminin bir PV modülünün açık devre gerilimine oranının yaklaşık olarak %70-%85 arasında sabit kaldığı varsayımına dayanmaktadır [93] , [94]. Böylece, Şekil 4.19’da görüldüğü gibi güç dönüştürücüsünün PV dizisinden periyodik olarak ayrılmasıyla, PV dizisinin çıkış akımı sıfıra ayarlanmakta ve ortaya çıkan açık devre gerilimi ölçülmektedir. Açık devre gerilimi MPPT yönteminde, karşılık gelen MPP gerilimi (V_{MPP}), açık devre gerilimi ölçümüne göre kontrol ünitesi tarafından hesaplanmakta ve daha sonra DC DC güç dönüştürücü bu noktada çalıştırılmaktadır. Açık devre gerilimi MPPT yöntemi, uygulanmaları için yalnızca bir gerilim sensörü gerektirmektedir, ancak açık devre gerilimi ölçmek için PV kaynağı işleminin periyodik olarak kesilmesi gerekmektedir bu da güç kaybına neden olmaktadır. Bu yöntem de, MPP’yi izlemenin doğruluğu, açık devre gerilimi ile PV modülü için MPP’deki karşılık gelen gerilim değerleri arasındaki orantı faktörlerinin değerinin ve PV modülünün sıcaklık ile kullanma süresi değişimlerinin bilinmesi doğruluğu etkilemektedir. Açık devre gerilimi(V_{OC}) ile maksimum güç noktası gerilimi (V_{MPP}) arasındaki bağıntı Denklem 4.8’de verilmiştir.

$$V_{mpp} = k * V_{oc} \quad (4.8)$$

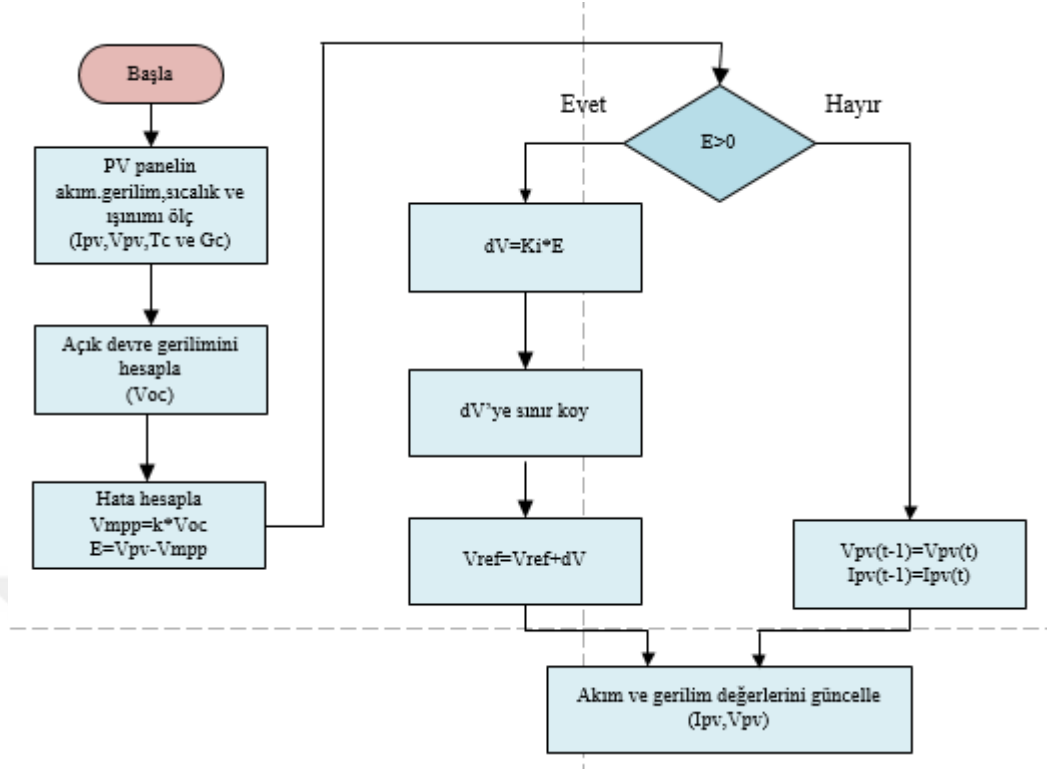


Şekil 4.19. Açık Devre Gerilim Algoritması MPPT yöntemi ile PV panelden enerji üretim sisteminin blok diyagramı.

4.4. Değiştirilmiş Kesirli Açık Devre Gerilim Algoritması (FOCV)

Yedek gücü elde etmek için, dizi için optimum güç noktasının altındaki bir güç noktasını izlemek gerekmektedir. Böylece, modifiye edilmiş kesirli açık devre gerilimi yöntemi benimsenmiştir. En basit MPPT yöntemlerinden biri, değişen ışınım ve sıcaklık altında PV paneli açık devre gerilimi (V_{OC}) ile MPP'deki (V_{MPP}) gerilimi arasındaki doğrusal ilişkiden yararlanan kesirli açık devre gerilimidir (FOCV) [95], [96], [97], [98]. Yani, $V_{MPP} \approx k * V_{OC}$

Burada k , 0.71 ile 0.78 arasında değişen ve biraz ışıma koşullarına bağlı olan bir sabittir, V_{mpp} ve V_{oc} sırasıyla maksimum güç noktasını ve açık devre gerilimini temsil etmektedir. Her an açık devre gerilimi hesaplanmalı ve ardından maksimum güç noktası, V_{oc} 'un en güncel değeri ile izlenmektedir. Bu uygulamada, k değeri 0,5 ile 0,78 veya 0,8 ile 0,95 arasında olacak şekilde değiştirilmiştir; bunun için açık devre geriliminin bu değerini ve daha düşük bir güç noktası değerini izlemek için bir yinelemeli algoritma uygulanmıştır. Yapılan benzetim çalışmasında k değeri 0,8 ile 0,95 arasında alınmıştır.



Şekil 4.20. Değiştirilmiş kesirli açık devre gerilim algoritması.

Şekil 4.20’de gösterildiği gibi, PV dizisinin gerilimi ve akımı sürekli olarak izlenmekte ve (t-1) ile (t) anındaki değer arasındaki güç farkı, çalışma noktası P1’den P2’ye taşırken ve hata hedef gerilim değeri ile çalışma noktası gerilimi arasındaki farksa, sıfırdan büyükse kontrol edilmektedir. Referans gerilimin değeri K_i gibi bir faktörle çarpılan E hata değeri ile güncellenmektedir.

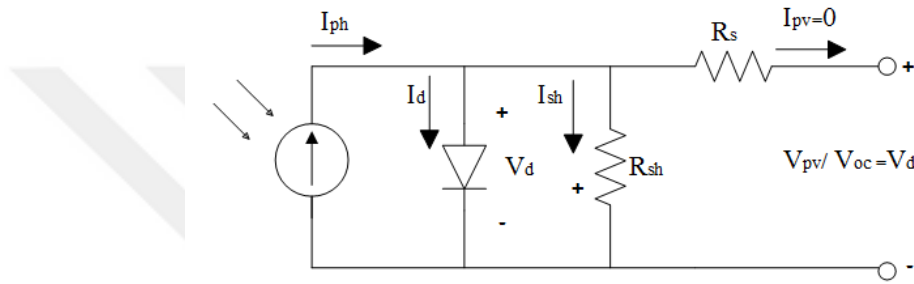
FOCV yönteminin izleme verimliliği, V_{oc} değerinin doğru ölçümü ile geliştirilebilmektedir. Açık devre gerilimi (V_{oc}), panel gerilimine, akımına ve hücre sıcaklığına bağlı olarak belirlenmektedir. Geleneksel yöntemlerde açık devre gerilimi ölçmek için güç kesintisi veya yükü devreden çıkarıp o şekilde ölçülmektedir. Sadece açık devre gerilimini ölçmek için bir panel veya dizi yüke bağlanmadan kullanılmaktadır. Bu yöntemde de panel boşa güç üretimi yapmaktadır [99]. PV dizisindeki diğer hücrelere benzeyen ancak yalnızca açık devre gerilimi ölçmek için kullanılan ek bir pilot hücre kullanılmaktadır. Ancak PV modülü ve pilot hücrenin özelliklerinde bir uyumsuzluk varsa, hatalı sıcaklık elde edilebilmektedir. Ayrıca örnekleme hızının mümkün olduğunca düşük tutulması verimliliği azaltmaktadır. Ek pilot hücre PV panelinden izole edildiğinden faydalı güç üretmemektedir [100].

Önerilen yöntemde, PV panelin güç akışını kesmemektedir. Önerilen yöntemin PI denetleyicisi ile Matlab/Simulink ortamında 295 W PV panel (SHARP NDQ295) kullanılarak benzetimi yapılmıştır. Artımlı İletkenlik, Değiştir ve Gözle gibi diğer yaygın yöntemlere kıyasla FOCV yönteminin en büyük avantajı, düşük maliyetli ve basit uygulamasıdır. Farklı ışınım

koşulları altında bir sabit olarak k , V_{MPP} değerlendirmesinde küçük hatalara yol açmakta, ancak MPPT'yi uygulamak için benimsenen devre çözümlerini büyük ölçüde basitleştirmektedir. Bu yöntemin ana dezavantajı, MPP geriliminin sıcaklığa bağımlılığının artmasıdır [101].

4.5. Geliştirilen FOCV MPPT Yöntemi

Geliştirilen FOCV yönteminde, Şekil 4.21'de görüldüğü gibi PV panelin tek diyotlu modelinden faydalanarak geliştirilmiştir. Yüksüz durumda panelin akımı ($I_{pv}=0$) sıfır olacaktır. Denklem 4.9'da görüldüğü gibi foton akımı, diyottan geçen akıma, paralel bağlı dirençten geçen akıma ve seri bağlı dirençten geçen akıma bağlıdır.



Şekil 4.21. PV panelin tek diyotlu modeli

$$I_{ph} = I_d + I_{sh} + I_{pv} \quad (4.9)$$

$$V_d = V_{pv} + I_{pv} * R_s \quad (4.10)$$

Shockley denklemi ile diyot akımı hesaplanırsa;

$$I_d = I_s * \left[e^{\frac{V_D}{N_s * V_t}} - 1 \right] \quad (4.11)$$

Termal gerilim(V_t);

$$V_t = \frac{n * k * T_c}{q} \quad (4.12)$$

Burada;

n : İdeallik katsayısı

k : Boltzman sabiti($1,38*10^{-23}$ J/K).

T_c : Çalışma sıcaklığı ($^{\circ}C$),

q : Elektron yükü($1,6*10^{-19}$ C),

I_s : Diyodun ters doyma akımı (A),

V_d : Diyot gerilimi (V),

Diyodun ters doyma akımı(I_s);

$$I_s = I_{s,ref} * \left[\frac{T_c}{T_{ref}} \right]^3 * e^{\left[\frac{q * E_g * \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T_c} \right)}{n * k * N_s * T_c} \right]} \quad (4.13)$$

T_{ref} : Nominal sıcaklık değeri (25 °C veya 298 K)

T_c : Çalışma sıcaklığı (°C),

E_g : Band genişliği (eV)

$I_{s,ref}$: Standart test koşullarında diyot ters doyma akımı(A)

PV panelleri, değişken giriş olarak hücrenin sıcaklığı (T) ve hücrelere gelen radyasyon (G) değişkenlerine ihtiyaç duymaktadır. Tek diyotlu eşdeğer devrenin karakteristik denklemi altı parametre içermektedir. Bunlar sırasıyla foton akımı (I_{ph}), diyot ters doyma akımı (I_s), ideallik katsayısı (n), seri direnç (R_s), paralel direnç (R_{sh}) ve bant genişliği (E_g). Bu altı parametre hücre sıcaklığı ve hücreye gelen ışının fonksiyonlarıdır. Bu parametrelerin referans değerleri STK'ı (Standart Test Koşulları) altında belirlenmektedir [94]. Bundan kaynaklı bütün üreticiler tarafından sağlanan V_{oc} , I_{sc} , V_{mpp} , I_{mpp} , radyasyon ve hücre sıcaklığı gibi giriş verileri sağlanmaktadır.

Bu durumda ideallik katsayısı hesaplanırsa;

$$n = n_{ref} * \frac{T_c}{T_{ref}} \quad (4.14)$$

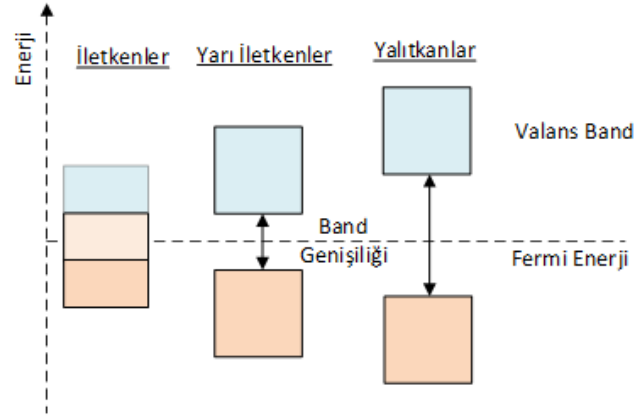
$$E_g = E_{g,ref} * [1 - 0,0002677 * (T_c - T_{ref})] \quad (4.15)$$

E_g , silisyum yarıiletken için, E_{gref} 1,121 eV'nin olduğu Denklem 4.15' te gösterildiği gibi temsil edilebilen küçük bir sıcaklık değişimine bağımlılığını gösterilmiştir [102].

$$E_{g,ref} = 1,121 \text{ eV} \quad (4.16)$$

Genellikle E_g olarak gösterilen bu bant aralığı, bir "bant diyagramı" ile gösterilebilmektedir. Yarı iletkenler için ışık da soğurulabilir ve bant aralığı, hangi dalga boylarının soğurulacağını belirleyen önemli bir faktördür. Yalnızca bant aralığı enerjisinden daha büyük enerjilere veya dalga boylarına sahip ışık soğurulabilmektedir. Si ve GaAs gibi yarı iletkenler, görünür aralıktaki ışığın çoğu dalga boyunu emdikleri için koyu mavi veya siyah görünmektedir. İletim bandına uyarılan elektronlardan gelen enerji fotovoltaikler için kullanılabilir. Katı hal fiziğinde, enerji aralığı veya bant aralığı, elektron durumlarının yasak olduğu değerlik bandı ile iletim bandı arasındaki bir enerji aralığıdır. İletkenlerin aksine, bir yarı iletkendeki elektronlar, bant aralığını geçmek ve iletim bandına ulaşmak için enerji (örneğin

iyonlaştırıcı radyasyon) almalıdır [103]. Bir yarı iletkenin bant aralığı, bağlı durumunda sıkışmış bir elektronu iletme katılabileceği serbest bir duruma uyarmak için gereken minimum enerjidir. Bu nedenle, bant aralığı, elektronun iletme katılabilmesi için uyarılması için gereken minimum enerji değişikliğidir [104]. Şekil 4.22’de bir iletken, yarı iletken ve yalıtkan için örnek bant diyagramlarını gösterilmiştir.



Şekil 4.22. İletken, yarı iletken ve yalıtkan için örnek bant genişliği diyagramları [105, 106]

Fermi enerjisi, düşük sıcaklıkta bir katıda elektronların işgal ettiği en yüksek enerji seviyesinin enerjisidir. Fermi enerjisinin enerji bantlarına göre konumu, malzemenin iletken mi, yalıtkan mı yoksa yarıiletken mi olduğunun belirlenmesinde çok önemlidir [107].

$$I_{ph} = \frac{G_c}{G_{ref}} * \frac{M}{M_{ref}} * [I_{sc} + k_i * (T_c - T_{ref})] \quad (4.17)$$

Foton akımı (I_{ph}) hücreye gelen radyasyonun lineer bir fonksiyonudur. Foton akımı emilen güneş radyasyonuna (G_c), hücre sıcaklığına (T_c), kısa devre akımı sıcaklık katsayısına (k_i) ve hava kütlesi (M) değişimine bağlı olmaktadır. Panel kısa devre akımı aynı zamanda foton akımının referans değeri olarak kabul edilmektedir. Buradaki referans değerler, standart test koşullarındaki parametre değerleridir. Yani $G_{ref} = 1000 \text{ W/m}^2$, $T_{ref} = 25^\circ\text{C}$, $I_{ph,ref} = I_{sc}$ ve $k_i = 0,03506 \text{ A/}^\circ\text{C}$.

Hava kütlesi, ışın radyasyonunun herhangi bir zamanda ve yerde geçmesi gereken hava kütlesinin, güneş doğrudan tepede olduğu ışın radyasyonunun geçeceği hava kütlesi oranıdır. Hava kütlesini hesaba katmak için deneye dayalı bir ilişki geliştirilmiştir [108].

$$\frac{M}{M_{ref}} = \sum_{i=0}^4 a_i * (HM)^i \quad (4.18)$$

HM: Hava kütlesi ve a_0, a_1, a_2, a_3 : dört farklı PV materyali için sabitlerdir [109]. Uygulamamızda M/M_{ref} değerini 1 olarak kabul edilmiştir.

$$R_{sh} = R_{sh,ref} * \frac{G_{ref}}{G_c} \quad (4.19)$$

Şönt direnç, kısa devre durumunda I-V grafiğinin eğimini kontrol etmektedir. Büyük şönt dirençleri yatay bir eğime neden olmakta ve çok düşük ışık yoğunluklarında şönt direncin radyasyonla ters orantılı olmaktadır [110], [111].

Seri direnç, MPP noktasının yakınında akım ve gerilim eğrisinin şeklini etkilemektedir. I-V eğrisi üzerindeki etkisi küçüktür.

$$R_s = R_{s,ref} \quad (4.20)$$

PV modül yükten ayrıldığında veya yüksüz çalıştırıldığında yük akımı sıfır olur ($I_{pv}=0$). Eğer şönt dirençten geçen akım ihmal edilip Denklem 4.9 tekrar yazıldığında;

$$I_{ph}=I_d+I_{sh}+I_{pv} \text{ (Denklem 4.9) burada } I_{pv}=0 \text{ ve } I_{sh} \text{ ihmal edilirse,}$$

$$I_{ph}=I_d \text{ olur.}$$

PV modül uçlarındaki gerilim açık devre gerilimine (V_{oc}) eşit olmaktadır. Buradan elde edilen eşitliğe göre Shockley denklemi yeniden yazılırsa;

$$I_{ph} = I_d = I_s * \left[e^{\frac{V_{oc}*q}{N_s*n*k*T}} - 1 \right] \quad (4.21)$$

Denklem 4.22'den açık devre gerilimini (V_{oc}) bulunursa;

$$V_{oc} = \frac{N_s*n*k*T}{q} * \ln \left[\frac{I_{ph}}{I_s} + 1 \right] \quad (4.22)$$

Denklem 4.22'ye göre I_s çok küçük bir değerdir ve V_{oc} , I_{ph} 'a bağlı olmaktadır. I_{ph} , sıcaklık değişiminden çok fazla değişmemektedir. Bununla birlikte Denklem 4.22'deki sıcaklık değişimi şartlarında hata verecektir. Denklem 4.22 tekrar yazılırsa;

$$V_{oc,vir} = \frac{N_s*n*k*T_{ref}}{q} * \ln \left[\frac{I_{ph}+I_{s,ref}}{I_{s,ref}} \right] \quad (4.23)$$

Değişken sıcaklık koşullarında açık devre gerilimini hesaplanırsa;

$$V_{oc,vT} = k_v * (T_c - T_{ref}) * V_{oc,ref} \quad (4.24)$$

Burada;

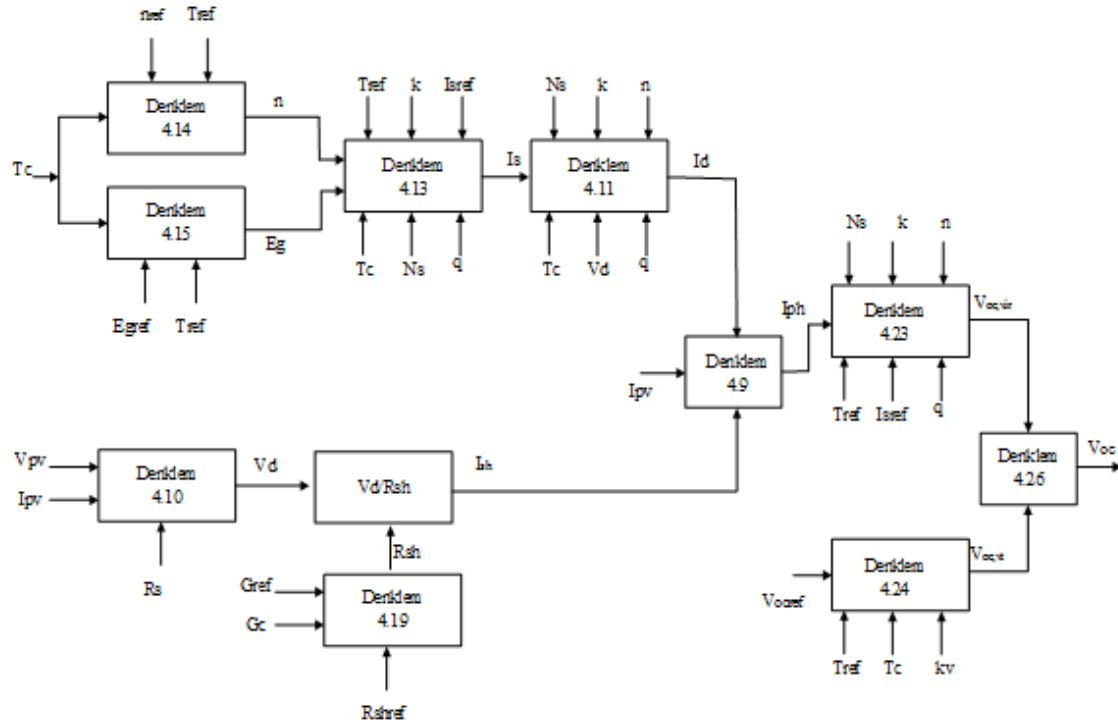
k_v : PV hücresinin gerilim sıcaklık katsayısı ($k_v = -0.34$),

$V_{oc,ref}$: STK'da açık devre gerilimi (Üretici firma tarafından verilir)

Son olarak hem sıcaklık değişimlerine hem de radyasyon değişimlerine karşı duyarlı bir denklem yazılacak olursa Denklem 4.23 ve Denklem 4.24 birleştirilerek Denklem 4.25 elde edilmektedir. Yani;

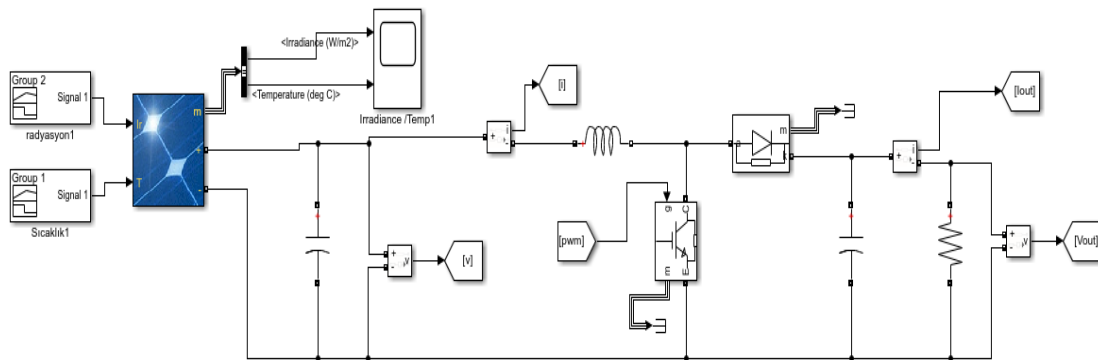
$$V_{oc} = V_{oc,vir} + V_{oc,vT} \quad (4.25)$$

$$V_{oc} = \frac{N_s * n * k * T_{ref}}{q} * \ln \left[\frac{I_{ph} + I_{s,ref}}{I_{s,ref}} \right] + k_v * (T_c - T_{ref}) * V_{oc,ref} \quad (4.26)$$

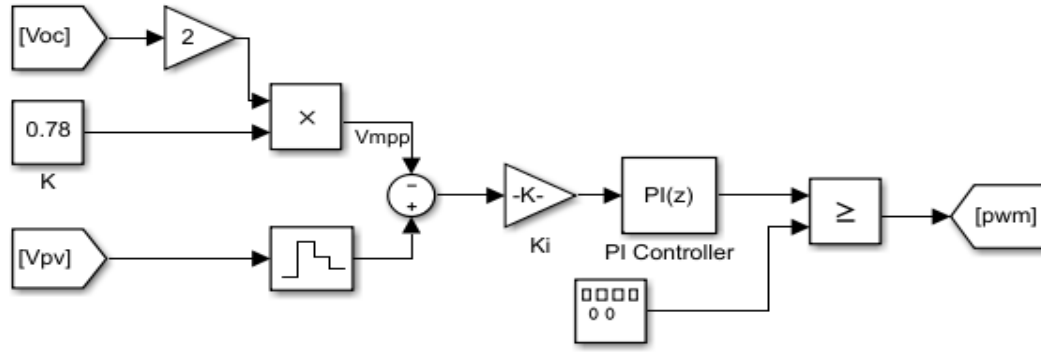


Şekil 4.23. Önerilen yöntemin açık devre gerilimi elde etme blok diyagramı

Şekil 4.23'te açık devre gerilimini elde etmek için yapılan çalışmanın blok diyagramı gösterilmektedir.

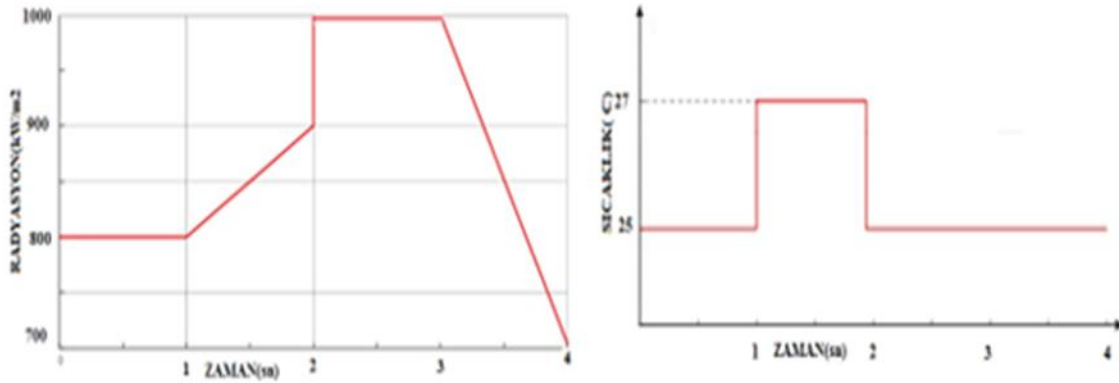


Şekil 4.24. Geliştirilen FOCV MPPT kontrollü DC DC yükseltici devre benzetimi

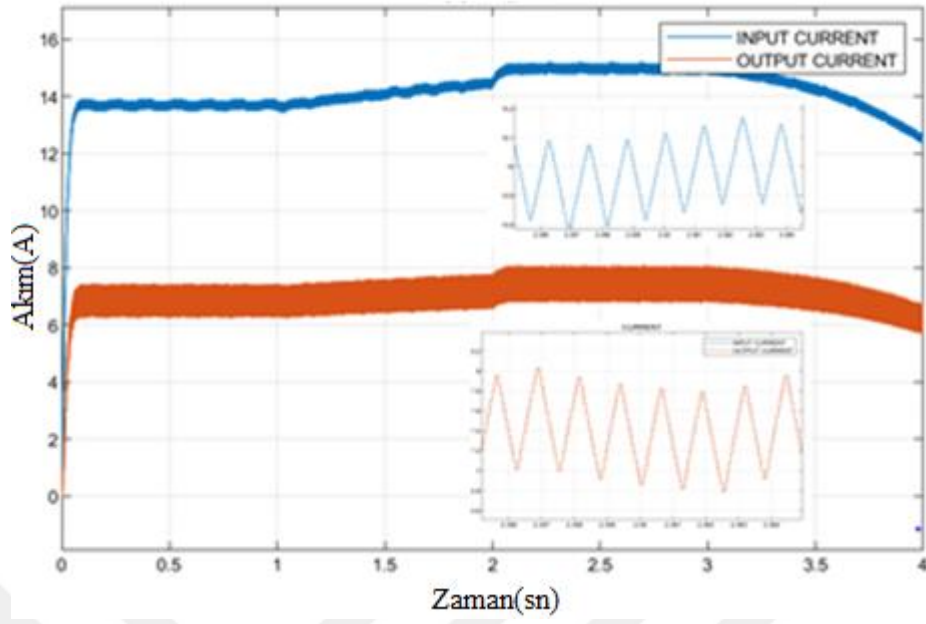


Şekil 4.25. Önerilen FOCV MPPT algoritmasının kontrol devresi

Denklem 4.26'dan açık devre gerilimi analitik olarak elde edilmiştir. Şekil 4.24'te önerilen FOCV MPPT yöntemin Matlab/Simulink ortamında DC DC yükseltici devresi ile birlikte benzetim çalışması yapılmıştır. DC DC Yükseltici devresi PV gerilimini MPP noktasına yakın değere yükseltmiştir. Şekil 4.25'te ise önerilen FOCV algoritmasının kontrol devresi verilmiştir. Kontrol devresinde, V_{pv} panel gerilimi bir sensör yardımıyla sürekli olarak ölçülmektedir, Ayrıca analitik olarak hesaplanan V_{oc} gerilimi bir k sabiti ile çarpılarak V_{mpp} gerilimi elde edilmiştir. Bu çalışma da k değeri 0.845 olarak alınmıştır. Hesaplanan V_{mpp} gerilimi ile ölçülen V_{pv} gerilimi arasındaki fark, PI kontrolcüye giriş olarak uygulanmıştır. Kontrolcünün çıkışı ile testere dişi sinyali(referans sinyal) karşılaştırılıp DC DC yükseltici dönüştürücü için gerekli görev döngüsü (D) üretilmiştir. Anahtarlama frekansı 5000 Hz dir.

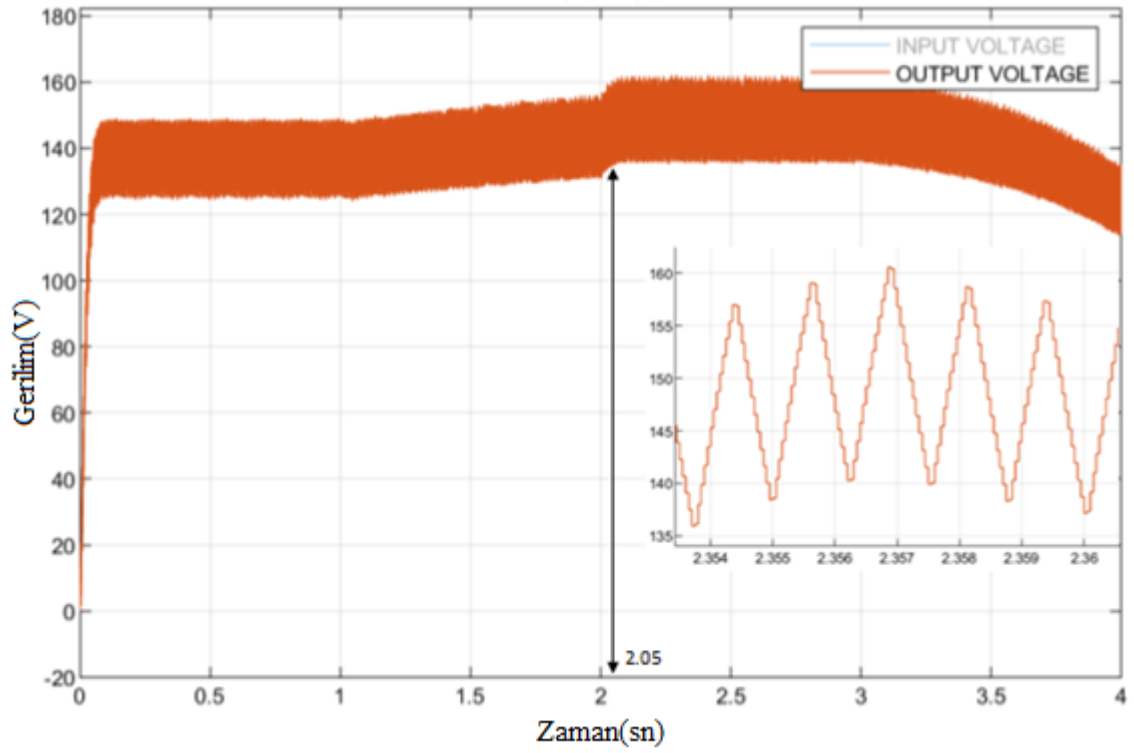


Şekil 4.26. Önerilen FOCV MPPT algoritma için uygulanan radyasyon ve sıcaklık değişimi

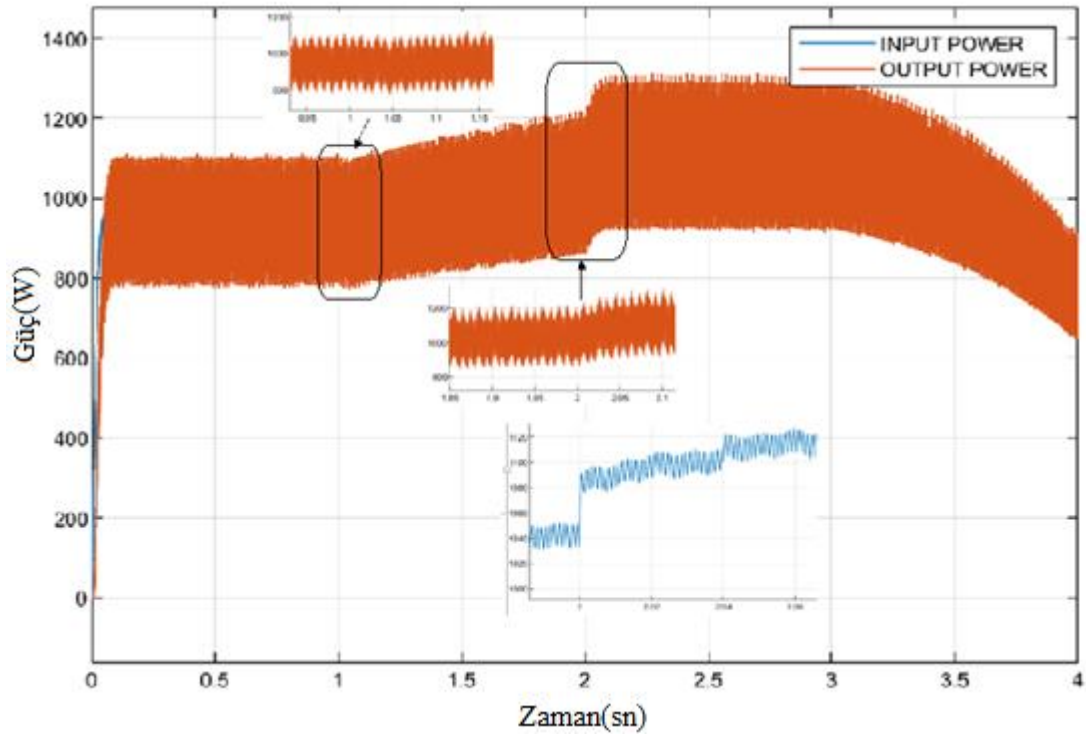


Şekil 4.27. Önerilen FOCV MPPT yöntemi ait PV panel ve yük akımları

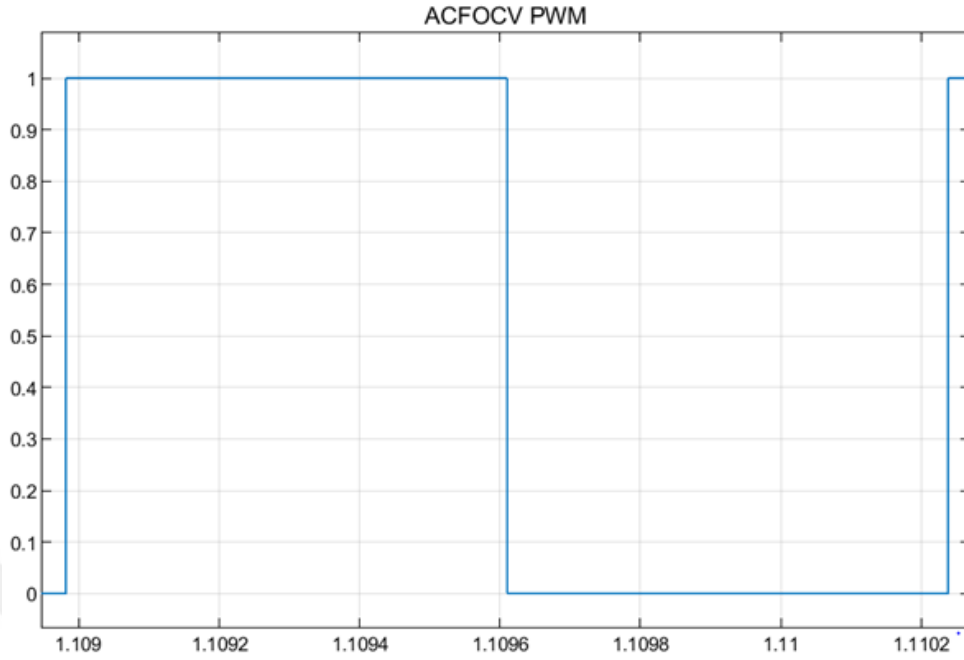
Şekil 4.26’da PV dizisine (2 adet seri ve 2 adet paralel bağlı) uygulanan sıcaklık ve radyasyon değerleri verilmiştir. Şekil 4.27’de önerilen MPPT algoritmasına ait yük akımı ve PV panel akımı verilmiştir. PV panellerin ürettiği akım 14,705 A ve yük akımı ise 7,495 A akım çekmektedir. Yük akımındaki dalgalanma değeri 0,994 A dir. Önerilen FOCV MPPT yönteminde akımdaki dalgalanma diğer yöntemlere göre daha fazla olduğu görülmüştür. Şekil 4.28’de önerilen FOCV MPPT yöntemi 2-3 sn aralığında PV dizinin ürettiği gerilim 74,8 V ve DC DC yükseltici çıkış gerilimi 148,95 Volt’tur. Gerilim dalgalanması 20 V olarak ölçülmüştür. Önerilen MPPT yöntemi 2,05 sn de gerilimi stabil hale getirmiştir. Yani giriş olarak PV panele uygulanan radyasyon değerindeki değişimde 50 ms de kararlı hale getirmiştir. Şekil 4.29’da önerilen FOCV algoritması 2-3 sn aralığında yükseltici çıkışında üretilen güç 1116,2 W olduğu görülmüştür. Üretilen güç bakımından önerilen FOCV metodu 1. ve 2. saniyelerde radyasyonun değiştiği anlarda güç kaybı daha az olduğu görülmüştür.



Şekil 4.28. Önerilen FOCV algoritmasının yük gerilimi ya da DC DC yükseltici çıkış gerilimi



Şekil 4.29. Önerilen FOCV algoritmasına ait PV panelin ürettiği güç ve yük aktardığı güç



Şekil 4.30. Önerilen FOCV yöntemine ait pwm sinyalleri

Bu çalışmada 4 adet panel 2 seri ve 2 paralel bağlanarak benzetim yapılmıştır. Seri bağlı 2 adet PV panelin ürettiği gerilim 74,8 voltur. Panel gücü 295 Watt'ır. Bir panelin MPP gerilim değeri 34,94 V'tur. Şekil 4.30'da önerilen FOCV algoritması çalışırken $D=0,492$ doluluk oranı ile MPP gerilim değerine ulaşmıştır. Anahtarlama frekansı 5000 Hz dir. 2-3 sn aralığında çıkış gerilimi 152,2 volt olarak ölçülmüştür ve yük olarak 20 Ω 'luk omik direnç bağlanmıştır. Çıkış gücü ise 1116,2 W olarak ölçülmüştür. Girişte üretilen güç 1117,5 W olarak ölçülmüştür. Panel çıkış akımı 7,405 A dir

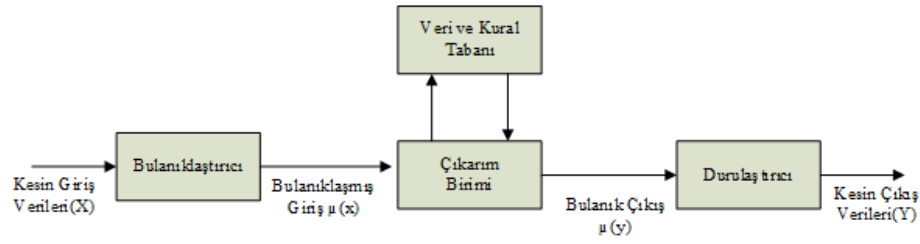
Önerilen FOCV algoritması tek bir sensörle ve ek bir maliyete olmadan PV sisteminin uygun şekilde çalışmasını sağlamıştır. Önerilen FOCV algoritma, radyasyon ve sıcaklık değerlerine hassas bir şekilde bağlı olduğu görülmüştür. Önerilen FOCV algoritması, hızlı tepki vermekte olup MPP noktasını düzenli bir şekilde takip etmiştir. Önerilen FOCV MPPT yöntemi diğer yöntemler ile karşılaştırıldığında DC DC yükseltici çıkış gerilimi daha fazla olduğu ve üretilen güç bakımında daha fazla güç ürettiği görülmüştür. Önerilen algoritmanın bir diğer avantajı da güç kayıplarının daha düşük olduğu görülmüştür. Önerilen yöntemin dezavantajı ise akım ve gerilimde salınımların daha fazla olduğu görülmüştür. Bu önerilen yöntemin sıcaklık değişimlerinden fazla etkilendiği görülmüştür. Önerilen yöntemin, üretilen gücü çıkışta maksimum seviyede izlediği benzetim ile gösterilmiştir.

4.6. Bulanık Mantık Yöntemi

PV modüle bir yük bağlandığında, sadece çok özel durumlarda, çalışma noktası MPP ile çakışacaktır, diğer koşullar için sistem maksimum güçle çalışmayacaktır. Bu nedenle MPPT devreleri, fotovoltaiik modüllerin çoğu zaman radyasyon ve sıcaklık koşullarından bağımsız olarak maksimum gücüyle çalışmasını garanti etmelidirler. Bu amaca ulaşmak için, kontrolörün giriş değişkenleri, fotovoltaiik modülden yüke maksimum gücü aktarmak için çalışma noktasının yer değiştirmesini sağlayan bir dizi kuralla ilişkilendirilen dilsel değişkenlere dönüştürülmektedir. Bulanık mantık kontrol (FLC) yöntemi, doğrusal olmayan çevre şartlarında PV sistemlerde MPPT işlemini gerçekleştirmek için yaygın olarak kullanılan akıllı yöntemlerden birisidir. Bulanık mantık karmaşık bir yapıya sahip olsa da MPPT işlemlerinde daha doğru sonuç vermektedirler ve değişken hava koşullarına daha kararlıdır. FCL yöntemi, diğer geleneksel MPPT yöntemlerine göre daha fazla avantajlara sahiptir. Bu avantajlar, yapılacak işlemler için matematiksel modeline ihtiyaç yoktur. Değişken girdilerle çalışabilme kabiliyetleri vardır. Doğrusal olmayan durumları işleyebilmektedirler. Klasik kontrolörlerden daha sağlam bir yapıya sahiptirler [112]. Hızlı zaman tepkisi verme ve geleneksel ve klasik yöntemlerle karşılaştırıldığında iyi performans, sağlam yapı ve basit tasarım gibi çeşitli avantajlara da sahiptir [113].

Bulanık mantık son zamanlarda yönetim, ekonomi, tıp ve süreç kontrol sistemlerini içeren çeşitli uygulamalarda geniş bir popülerlik bulmaktadır. Bulanık mantık, ilk olarak 1965 yılında Lotfi A. Zadeh tarafından ortaya atılan ve 1972 yılında bulanık ilişki kavramlarının geliştirilmesine kadar genişletilen bulanık küme teorisine dayanmaktadır. Bulanık mantık, Boolean teorisindeki kesin mantığın aksine, belirsiz veya kesin olmayan durumlarla ilgilenmektedir. Bulanık mantıktaki bir değişken, KÜÇÜK, ORTA, BÜYÜK vb. gibi sayısal olmayan sözel (lingustik) ifadelerle karakterize edilen değer kümelerine sahiptir. Bu dilsel ifadeler, bulanık kümeler (bazen bulanık alt kümeler olarak da adlandırılır) ile sayısal olarak temsil edilmektedir. Her bulanık küme, 0 ile 1 arasında değişen bir üyelik fonksiyonu ile karakterize edilmektedir (Boolean kümesinin 0 ve 1'inin aksine) [114], [115].

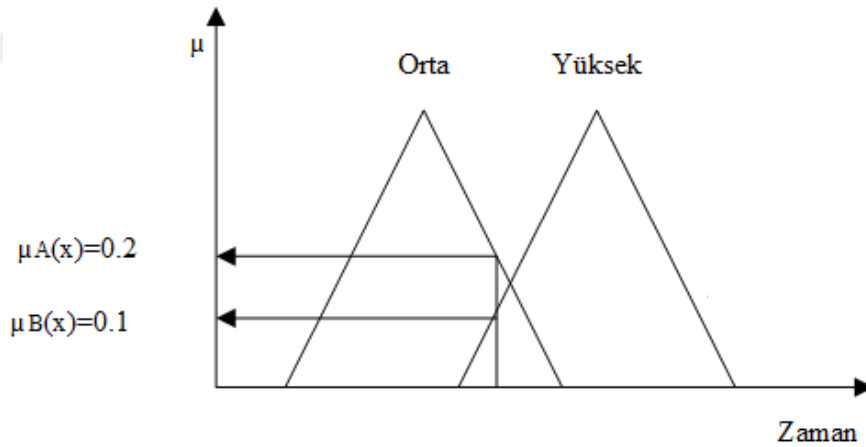
Bundan dolayı bulanık mantık yönteminde matematiksel modelleme yerine bu sözel değerler için oluşturulan üyelik fonksiyonları (membership functions) kullanılmaktadır. Şekil 4.31'de bir bulanık sisteminin temel yapısı gösterilmektedir. Bulanık mantık kontrolörü dört ana kısımdan oluşmaktadır. Bunlar; bulanıklaştırma (fuzzification), çıkarım birimi (fuzzy inference engine), kural tablosu (rule based) ve durulaştırma (defuzzification) olarak belirtilmektedir.



Şekil 4.31. Bulanık Sistemi[116]

4.6.1. Bulanıklaştırma (fuzzification)

Gerçek skaler değerleri (keskin değerler) sayısal olmayan lingustik değerlere, bulanık değerlere dönüştürmek için bir prosedürdür. Bulanık değerler, üyelik fonksiyonlarının kümelerini oluşturan derece sınıflandırmalarıdır. Bu nedenle, PV panelin gerilimi ve akımı ölçülerek, ürettiği gücün değişimini hesaplanarak bulanık mantık kontrolörü için giriş değerleri için kullanılmaktadır. Şekil 4.32’de gerçek bir değerın bulanık bir değere dönüştürülmesi gösterilmektedir. Her giriş değeri için, ilgili üyelik fonksiyonu μ değerini döndürmektedir. Üçgen tipi üyelik fonksiyonundan μ ’yi çıkarmak için max-min yöntemi uygulanmıştır.



Şekil 4.32. Bulanıklaştırma İşlemi [117]

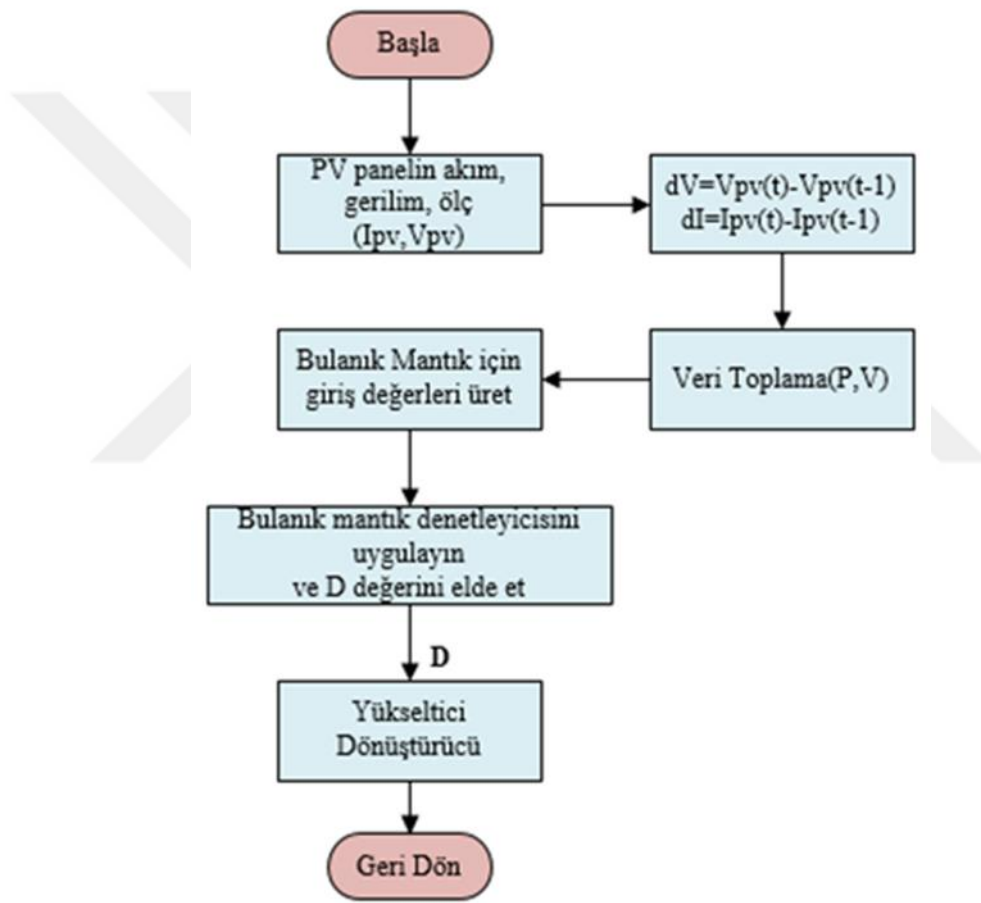
4.6.2. Çıkarım birimi (fuzzy inference engine)

Kural tabanında giriş ve çıkış bulanık kümeleri arasında olan ilişkilerin hepsini bir yerde toplayarak bulanık sistemin bir çıkışlı davranmasını sağlayan işlemleri içeren kısımdır. Bu bölümde, her bir kuralın çıkarımlarını bir çıkarım yöntemine göre elde edilen üyelik fonksiyonuna bir kural tabanı uygulanmaktadır. Her yöntem temelde aynı görevi yerine getirmektedir ancak üzerinde çalışılan problemin parametrelerine bağlı olarak verimlilik, karmaşıklık gibi etkenlerden

dolayı bazı yöntemler diğerlerine göre tercih edilmektedir. Bulanık sistemlerde en yaygın olarak kullanılan çıkarım yöntemleri Mamdani Çıkarımı ve Sugeno Çıkarımı yöntemleridir. Mamdani'ye göre elde edilen üyelik fonksiyonuna bir kural tabanı uygulanmıştır.

Bulanık Kural Tablosu (Fuzzy Rule Table)

Sistemin tepkisini tanımlamak için karşılık gelen bulanık mantık kontrolör giriş ve çıkış değerleri için elde edilen sistem davranış bilgilerinden kural dizisi ve kural tablosu oluşturulmaktadır. Genelde uzman sistem tasarımcıları tarafından elde edilen bilgiler eğer-sonra (if-then) formlarında uygulanmaktadır [113]. Algoritma adımları, Şekil 4.33'te gösterilen akış şemasında gösterilmiştir:



Şekil 4.33. Bulanık Mantık Algoritması Akış Diyagramı

Bir PV sistemde bulanık mantık denetleyicisinin giriş değişkenleri, Denklem 4.27 ve 4.28'ye dayalı olarak oluşturulmaktadır.

$$\Delta V = V_k - V_{k-1} \quad (4.27)$$

$$\Delta P = P_k - P_{k-1} \quad (4.28)$$

Daha sonra sistemde oluşan hata ve hata değerindeki değişim değerleri hesaplanarak, Denklem 4.29 ve 4.30'da gösterildiği gibi bulanık mantık için gerçek giriş değerleri olarak kullanılmaktadır.

$$e(k) = \frac{\Delta P(k)}{\Delta V(k)} = \frac{P_k - P_{k-1}}{V_k - V_{k-1}} \quad (4.29)$$

$$\Delta e(k) = e_k - e_{k-1} \quad (4.30)$$

Burada;

V_k : Mevcut ölçülen panel gerilimi

V_{k-1} : Mevcut ölçülen panel geriliminin bir önceki değeri

P_k : Mevcut hesaplanan panel gücü

P_{k-1} : Mevcut hesaplanan panel gücünün bir önceki değeri

$e(k)$: Hata değeri

$\Delta e(k)$: Hata değerindeki değişim

Burada V_k mevcut ölçülen PV panel çıkış gerilimidir ve V_{k-1} , ölçülen sondan bir önceki örnekleme çıkış gerilimidir. Güç değişkenleri P_k ve P_{k-1} , sırasıyla mevcut ve sondan bir önceki örnekleme ölçülen gerilimlerin ve akım sinyallerinin $P=V \cdot I$ formülüyle elde edilmektedir. Kural tablosu tasarlanmış ve Tablo 4.2'de gösterilmiştir. Burada ortaya çıkan giriş sinyalleri (ΔV ve ΔP) ve çıkış değişkeni ΔD (dönüştürücünün görev döngüsü değişimi) beş kategoriye ayrılmaktadır:

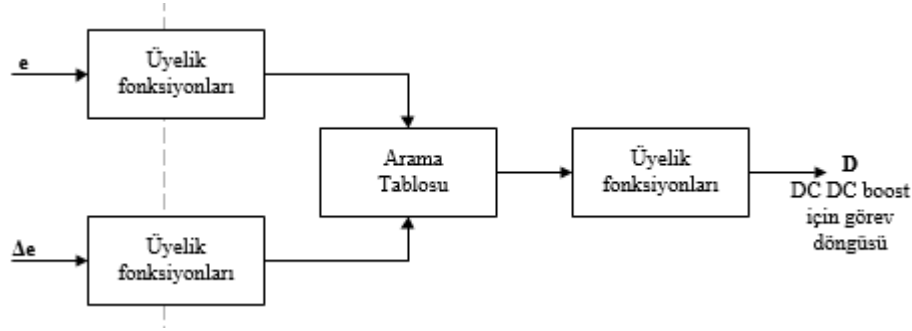
Tablo 4.2. Bulanık mantığın kural tablosu

$e \backslash \Delta e$	NB	NK	S	PK	PB
NB	S	S	NB	NB	NB
NK	S	S	NK	NK	NK
S	NK	S	S	S	PK
PK	PK	PK	PK	S	S
PB	PB	PB	PB	S	S

4.6.3. Durulaştırma İşlemi (Defuzzification Process)

Bulanık denetleyicinin çıkış değişkeni sayısal bir değişkendir, bu nedenle bir durulaştırma yöntemine ihtiyaç vardır. Burada belirlenen üyelik fonksiyonlarından elde edilen sayısal olmayan sözel (lingistik) değerler, bulanık mantık kontrolörün çıkışı olarak tekrar sayısal (numerik) değerlere dönüştürüldüğü bölümdür. Durulaştırma için, görev döngüsü varyasyonu (ΔD) için uygun bir değer döndürmek için merkezi ağırlık yöntemi uygulanır [118]. FLC'nin

bulanıklaştırılmış çıktı değeri, mevcut çalışma için 0,5'e eşit kabul edilen bir görev döngüsü referans değerine eklenmektedir. Sonuç, kontrol sinyali olarak yükseltici dönüştürücüye gönderilmesi gereken optimum D değeridir [119].

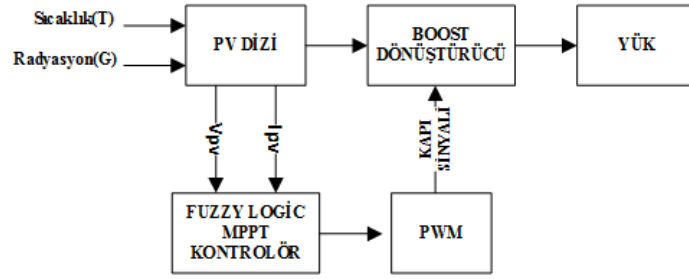


Şekil 4.34. Önerilen yonteme dayalı bulanık mantık denetleyicisi [120, 121]

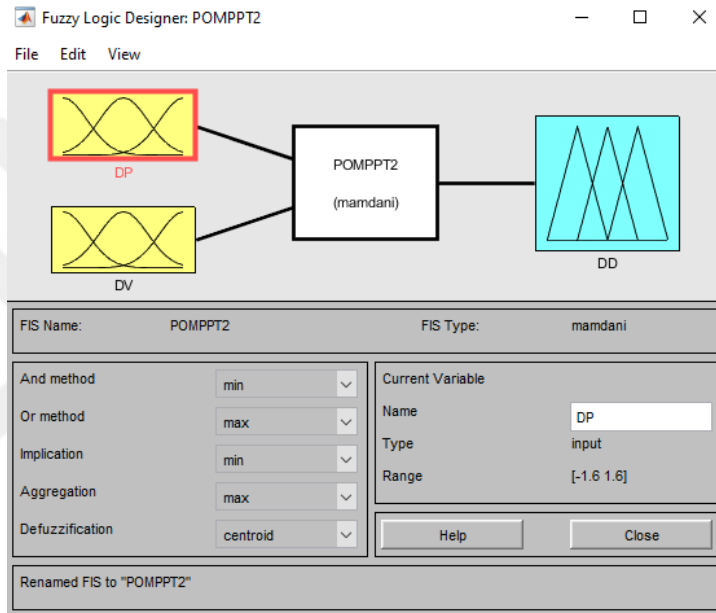
Bu dönüşümden elde edilen değerlere dayalı olarak Şekil 4.34'te kontrolörün çıktısını alternatif dilsel değişkenler biçiminde hesaplamak için istenen kontrol kurallarını içeren bir arama tablosu kullanılmaktadır. Bunlar daha sonra karşılık gelen üyelik fonksiyonları aracılığıyla sayısal bir değerde birleştirilmekte (durulaştırma aşaması), böylece MPP izlenecek şekilde güç dönüştürücüyü çalıştıran kontrol sinyalinin görev döngüsünü üretmektedir.

4.6.4. Bulanık Mantık Kontrollü MPPT Uygulaması

'POMPPT2'/ kullanılan bulanık mantık dosya özellikleri Mamdani yöntemi iki giriş tek çıkışlı sistem kurulmuştur. Durulaştırma işlemi için merkezi ağırlık yöntemi kullanılmıştır. Yapılan uygulamaya ait blok diyagramı Şekil 4.35'te gösterilmiştir. Şekil 4.36'da Matlab programında yapılan fuzzy logic designer verilmiştir. Burada yapılan çalışmanın girişleri ve çıkış parametreleri ayarlanıp gösterilmiştir. Giriş parametreleri olarak DP (PV panelin gücündeki değişim) ve DV (PV panelin gerilimindeki değişim) kullanılmıştır. Bu iki girişi Denklem 4.27 ve Denkelem 4.28'de gösterilmiştir. Bu iki girişin kullanılmasının nedeni temel MPPT yöntemlerinden biri olan P&O tabanlı MPPT yöntemini bulanık mantık ortamına uyarlandırılmıştır. Yani P&O tabanlı bulanık mantık kontrol olarakta söylenebilir. Çıkış olarakta DD parametresi kullanılmıştır. Burada üretilen sinyal DC DC dönüştürücü için anahtarlama sinyali üretmek için kullanılmıştır.

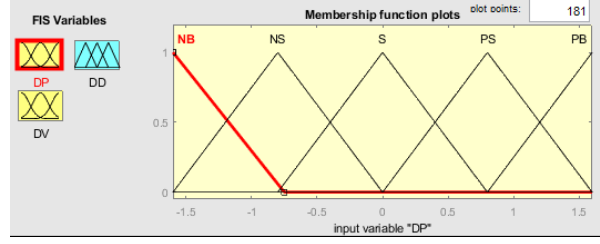


Şekil 4.35. Yapılan Bulanık Mantık Kontrolör uygulamasının blok diyagramı

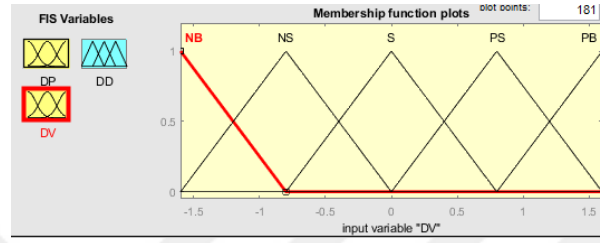


Şekil 4.36. Yapılan uygulamanın bulanık mantık benzetim Matlab düzenleyicisi

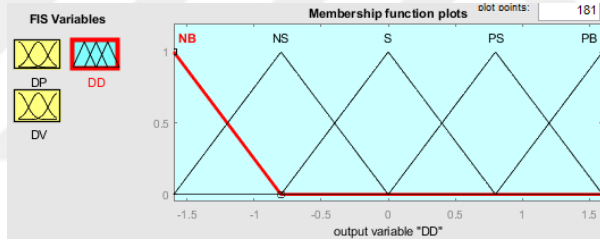
Bulanıklaştırma sırasında sayısal girdi değişkenleri, üyelik fonksiyonlarına dayalı olarak sayısal olamayan lingustik değişkenlere dönüştürülmüştür. Şekil 4.37’de giriş parametresi olarak DP (PV panelin gücündeki değişim) üyelik fonksiyonu verilmiştir. Şekil 4.38’de ikinci giriş parametresi olan DV (PV panelin gerilimindeki değişim) üyelik fonksiyon grafiği verilmiştir. Şekil 4.39’da çıkış parametresi olan DD üyelik fonksiyonu verilmiştir. Çıkış parametresi DC DC yükseltici için gerekli olan pwm sinyalleri üretilmiştir. Tüm girdi ve çıktı değişkenleri için beş bulanık seviye kullanılmıştır: NB (negatif büyük), NS (negatif küçük), S (sıfır), PS (pozitif küçük) ve PB (pozitif büyük). Kural tablosu için $5 \times 5 = 25$ adet kural oluşturulmuştur.



Şekil 4.37. FCL için kullanılan giriş üyelik (DP) fonksiyonu



Şekil 4.38. FCL için kullanılan giriş üyelik (DV) fonksiyonu



Şekil 4.39. FCL için kullanılan çıkış üyelik (DD) fonksiyonu

Yapılan Uygulamanın Kural Tablosu

- 1. If (DP is NB) and (DV is NB) then (DD is PS)
- 2. If (DP is NB) and (DV is NS) then (DD is PB)
- 3. If (DP is NB) and (DV is S) then (DD is NB)
- 4. If (DP is NB) and (DV is PS) then (DD is NB)
- 5. If (DP is NB) and (DV is PB) then (DD is NS)
- 6. If (DP is NS) and (DV is NB) then (DD is PS)
- 7. If (DP is NS) and (DV is NS) then (DD is PS)
- 8. If (DP is NS) and (DV is S) then (DD is NS)
- 9. If (DP is NS) and (DV is PS) then (DD is NS)
- 10. If (DP is NS) and (DV is PB) then (DD is NS)
- 11. If (DP is S) and (DV is NB) then (DD is S)
- 12. If (DP is S) and (DV is NS) then (DD is S)
- 13. If (DP is S) and (DV is S) then (DD is S)
- 14. If (DP is S) and (DV is PS) then (DD is S)
- 15. If (DP is S) and (DV is PB) then (DD is S)

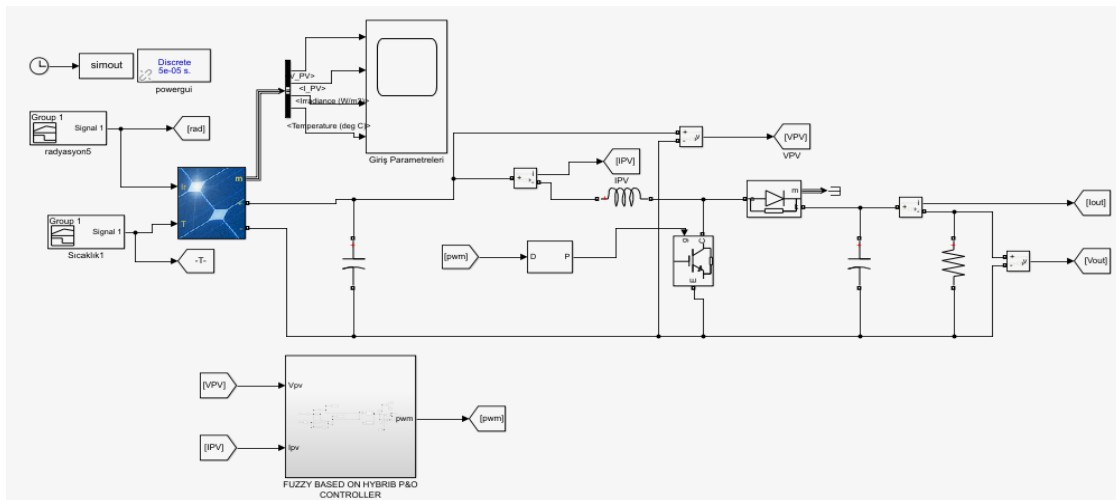
- 16. If (DP is PS) and (DV is NB) then (DD is NS)
- 17. If (DP is PS) and (DV is NS) then (DD is NS)
- 18. If (DP is PS) and (DV is S) then (DD is PS)
- 19. If (DP is PS) and (DV is PS) then (DD is PS)
- 20. If (DP is PS) and (DV is PB) then (DD is PS)
- 21. If (DP is PB) and (DV is NB) then (DD is NS)
- 22. If (DP is PB) and (DV is NS) then (DD is NB)
- 23. If (DP is PB) and (DV is S) then (DD is PB)
- 24. If (DP is PB) and (DV is PS) then (DD is PB)
- 25. If (DP is PB) and (DV is PB) then (DD is PS)

Tablo 4.3'te Matlab/Simulink ortamında benzetim çalışması yapılan uygulamanın kural tablosu verilmiştir.

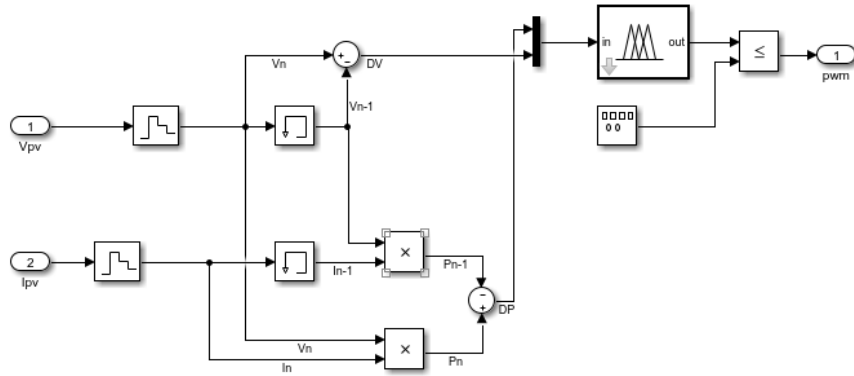
Tablo 4.3. Yapılan bulanık mantık uygulamanın kural tablosu

DV \ DP	NB	NS	S	PS	PB
NB	PS	PB	NB	NB	NS
NS	PS	PS	NS	NS	NS
S	S	S	S	S	S
PS	NS	NS	PS	PS	PS
PB	NS	NB	PB	PB	PS

Yapılan benzetim uygulamasında 2 adet seri 2 adet paralel 4 adet Sharp ND-F4Q295 panel kullanılmıştır. Şekil 4.40'ta yapılan benzetim çalışmasının PV panel ve yükseltici devresi verilmiştir. Şekil 4.41'de ise FCL'nin Matlab/Simulink benzetimi ve yükseltici devresi için pwm sinyalleri üreten çalışma gösterilmiştir.

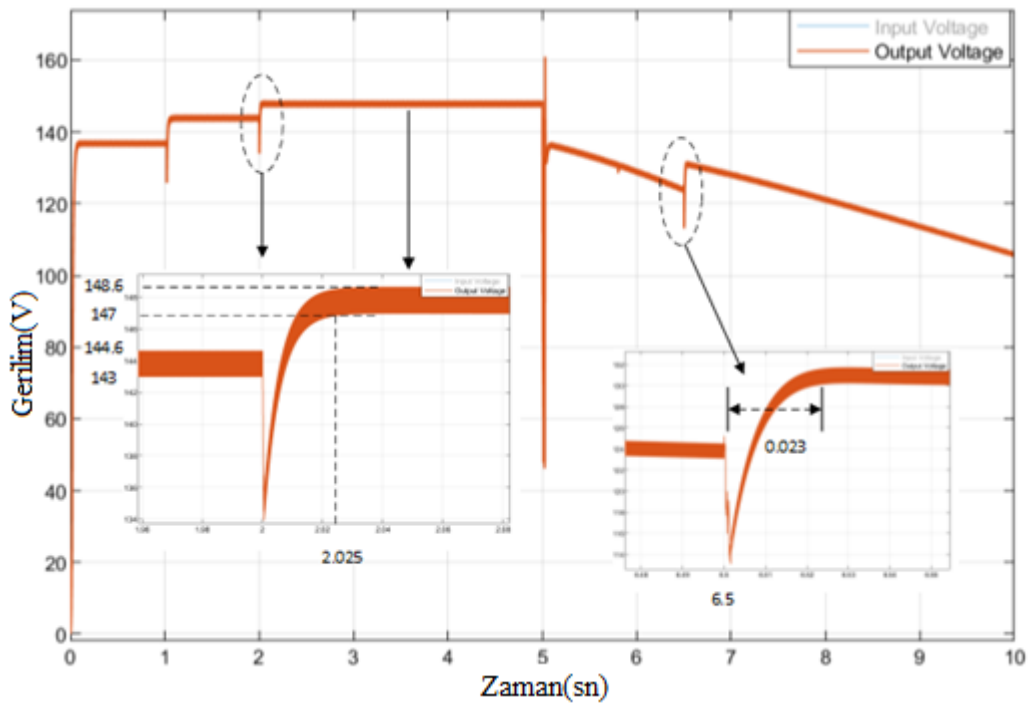


Şekil 4.40. FLC'lü MPPT'li PV Sistemin Matlab/Simulink benzetim çalışması



Şekil 4.41. FLC'nün Matlab/Simulink benzetim çalışması

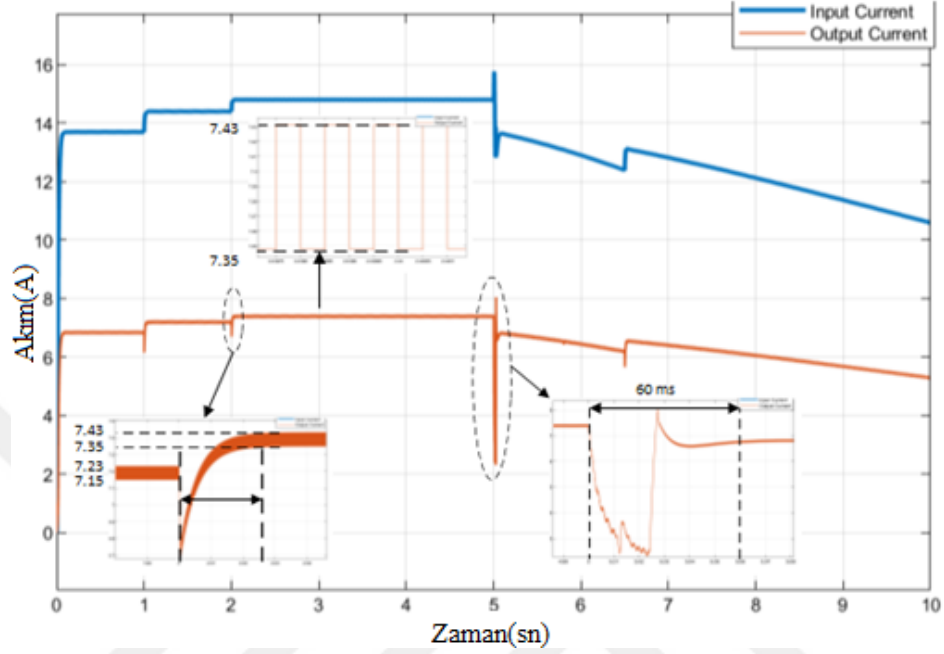
2-5 sn aralığında radyasyon 1000 W/m^2 ve sıcaklık 25°C uygulandığı zaman PV panellerin ürettiği gerilim 74,8 V ve akım 14,69 A'dır.



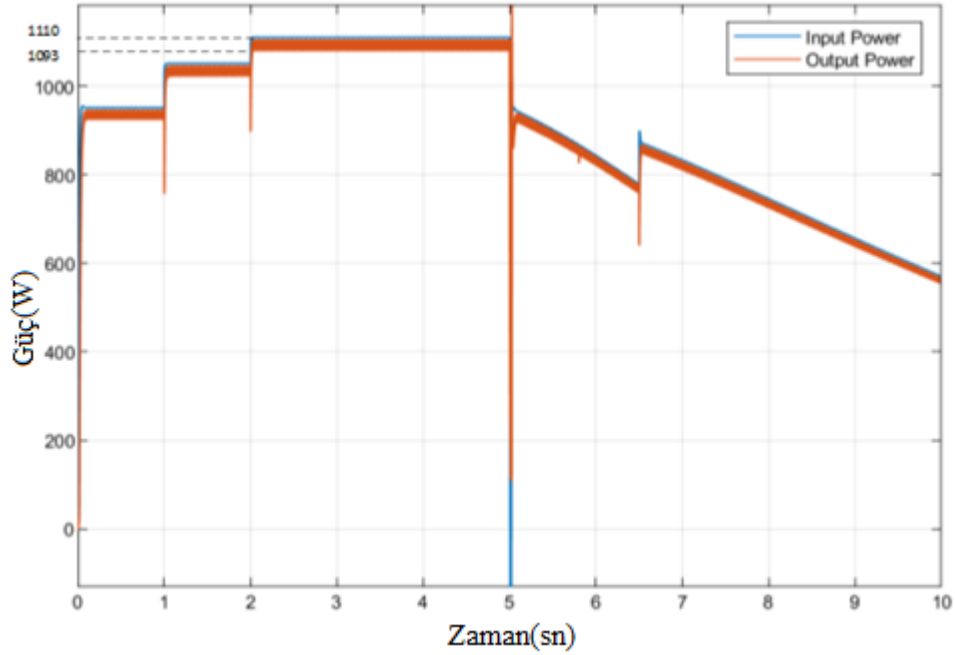
Şekil 4.42. FLC kontrollü yükseltici devre gerilimi

Şekil 4.42'ye bakıldığında FLC kontrollü yükseltici devresi gerilimi 2-5 sn aralığında 147,8 V'a yükselttiği ve gerilimde oluşan dalgalanma değeri 1,6 V olarak ölçülmüştür. $\Delta V = \%1.08$ olarak hesaplanmıştır. Ayrıca radyasyondaki ani değişimlerde FLC kontrolör gerilimi 25 ms gibi hızlı bir şekilde stabil hale getirmiştir. Şekil 4.43'te görüldüğü gibi FLC kontrollü yükseltici çıkış akımında meydana gelen dalgalanma 0.08 A olduğu görülmektedir. Ancak radyasyondaki ani düşüşte

(6,5'nci saniyede) akımda fazla salınım meydana gelmiştir. Şekil 4.44'te FLC kontrolör ürettiği güç PV sistemin ürettiği gücü hızlı ve etkili bir şekilde takip ettiği görülmüştür. Üretilen güçteki salınımlar çok az olduğu görülmüştür.

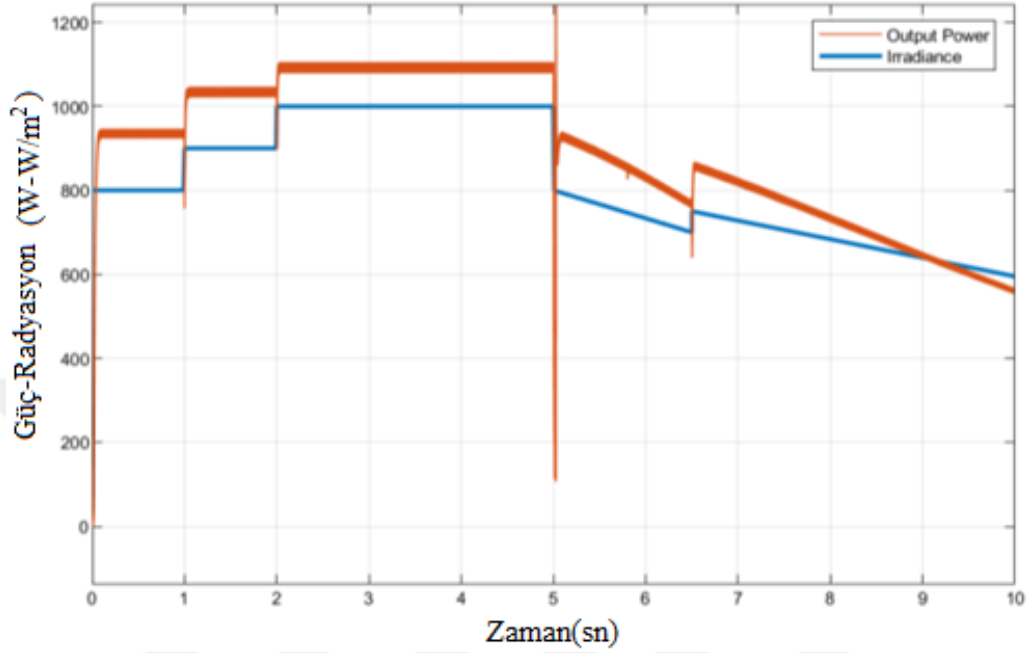


Şekil 4.43. FLC kontrollü yükseltici devre akım



Şekil 4.44. FLC kontrolörün ürettiği güç ve PV gücü

Şekil 4.45'te radyasyondaki ani değişimlerde FLC kontrollü MPPT yöntemi çıkış gücünü etkili şekilde takip ettiği görülmektedir. Tablo 4.4'te radyasyon değerlerine göre PV sisteminde üretilen güç ile yükseltici dönüştürücü çıkış gücü değerleri verilmiştir.



Şekil 4.45. FLC kontrollü yükseltici çıkış gücü ve PV panele gelen radyasyon

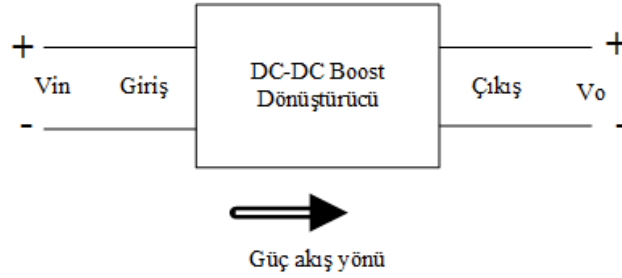
Tablo 4.4. FLC kontrollü sistemin radyasyon, PV gücü ve çıkış güçleri tablosu

Radyasyon	PV Gücü	Çıkış Gücü
800W/m ² (0-1 sn)	790W	775 W
900W/m ² (1-2 sn)	985 W	968 W
1000W/m ² (2-5 sn)	1162 W	1140 W
700W/m ² (5-6,5 sn)	950-565 W	850-550 W
700W/m ² (6,5-10 sn)	900-410 W	750-385 W

5. MATERYAL VE METOT

5.1. DC DC Yükseltici Dönüştürücü

Adından da anlaşılacağı gibi, yükseltici dönüştürücü, bir giriş gerilimini daha yüksek büyüklükte bir çıkış gerilimine yükseltmek için kullanılmaktadır. 1960'larda yarı iletken anahtarların üretimi ile DC DC dönüştürücülerde istikrarlı performans elde edilmiş ve hızlıca kullanılmaya başlanmıştır [122]. DC DC yükseltici yükseltici darbe genişliği modülasyonu (PWM) tekniğinin geliştirilmesiyle ortaya çıkmıştır. Yükseltilmiş DC DC topolojileri, giriş enerjisini pasif devre elemanları olan bobin (manyetik alan depolama) ve kondansatör (elektrik alanı depolama) geçici olarak depolayarak ve daha sonra giriş gerilimi seviyesinden daha yüksek bir çıkış gerilim seviyesine dönüştürmektedir. Prensip olarak, tek kutuplu (geleneksel) DC DC dönüştürücü ve DC gerilim kaynağını gösteren blok şeması Şekil 5.1'de görülmektedir. Burada güç aktarımı, girişten çıkışa aktarmak (ileri yön, ileri çalışma modu) için kullanılmaktadır.



Şekil 5.1. Tek yönlü DC DC dönüştürücünün prensip yapısı.

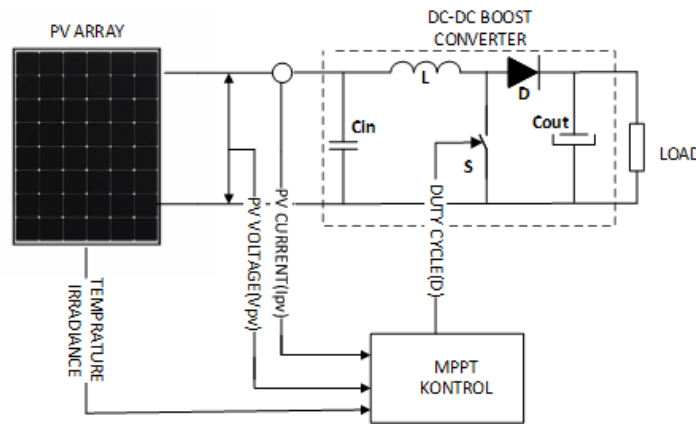
PV sistemleri güneşten gelen radyasyonu elektrik enerjisine dönüştüren sistemlerdir. Güneş enerjisinden elektrik üretiminin dezavantajı, hava koşullarına ve güneş ışınımına bağlı olarak sürekli değişim göstermektedir. Güneş ışınımı değiştiğinde PV dizinin üreteceği güç MPP'den uzaklaşmaktadır. PV sistemlerinde maksimum güç üretimi için, MPPT algoritmaları ile birlikte DC DC dönüştürücü devreleri kullanarak PV sisteminin enerji üretim verimliliği arttırmaktadır [123]. PV sistemlerinin elektrik şebekelerinde yaygın şekilde kullanılması ile birlikte, güç dönüştürücüler elektrik sistemlerinde önemli bir rol oynamaktadır [124]. PV sistemine bağlı DC DC dönüştürücüler matematiksel modelleri anahtarlama davranışlarından dolayı doğrusal değildir.

MPPT algoritmaları, değişken hava koşullarında değişen güneş ışınımı ve ortam sıcaklığına rağmen PV panellerinden enerji üretimini maksimum seviyeye çıkarmaktadır. Böylece PV sistemlerinin verimliliği artmaktadır. Son yıllarda PV sistemlerinde farklı MPPT algoritmaları sunulmuştur [125]. Büyük çaplı PV sistemleri için en yaygın kullanılan MPPT yöntemleri şunlardır:

- Değişir ve gözle (P&O),
- Artımlı iletkenlik (IncCond),
- Fraksiyonel açık devre gerilimi (FOCV),
- Bulanık mantık kontrolör(FCL).

MPPT'nin işlevi, DC DC dönüştürücünün görev oranını (D) uygun şekilde ayarlayarak PV dizisinin giriş gerilimini istenilen seviyeye çıkartmaktadır. Şekil 5.2'de sabit yük direncine sahip bağımsız/şebeke bağlantılı PV sisteminde kullanılan DC DC yükseltici dönüştürücü görülmektedir. Güneş paneli tarafından üretilen enerji doğrudan şebekeye iletilmektedir. Aküler sistemden hariç tutulmuştur. Çünkü akü bataryaları, uzun bir kullanım ömrü ve güvenli bir ortama sahip olmak için dikkatli bir şekilde kullanılması gereken yüksek düzeyde bakım gerektirmektedirler. Ayrıca piller sistemin ikinci büyük maliyet kalemidir [126]. Bu nedenle enerji depolama amacıyla pillerin hariç tutulması ekonomik açıdan avantajlıdır [127].

Enerjiyi PV'den emme ve şebekeye enjekte etmesi süreci bir anahtarlama döngüsü oluşturmaktadır [128]. Başka bir deyişle, ortalama çıkış gerilimi, anahtarlama elemanın açma ve kapama süresiyle kontrol edilmektedir. Sabit anahtarlama frekansında, anahtarın açık ve kapalı süresinin ayarlanmasına darbe genişlik modülasyonu (PWM) anahtarlama adı verilmektedir. Anahtarlama görev döngüsü D, açık kalma süresinin anahtarlama zaman periyoduna oranı olarak tanımlanmaktadır. Anahtarlama periyodunun göreceli uzunluğu ile enerji emme ve şebekeye enjekte etme işlemi, dönüştürücüyü sürekli iletim modu (CCM) ve süreksiz iletim modu (DCM) olarak bilinen iki farklı modda çalıştırılmaktadır [129], [130].

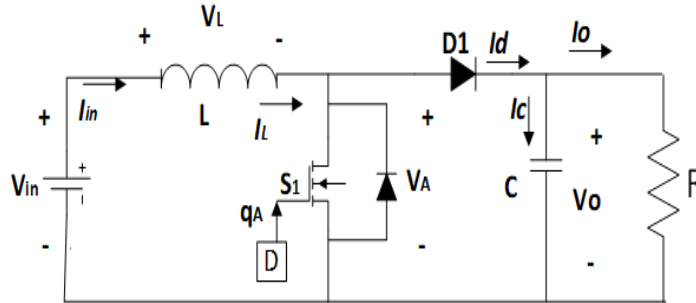


Şekil 5.2. MPPT kontrollü DC DC Yükseltici Dönüştürücü Devresi.

DC DC yükseltici topolojisi, giriş enerjisini geçici olarak depolayarak Şekil 5.3'te verilen yükseltici devresi anahtarlama elemanını görev oranını ayarlayarak çıkış gerilimini istenilen gerilim değerine yükseltmektedir. DC DC yükseltici devresi PV sistemlerinin gerilim ve akım

kontrolünü sağlamaktadır. PV uygulamalarında en sık kullanılan dönüştürücü topolojilerinden biri, Şekil 5.1’de gösterilen geleneksel yükseltici dönüştürücü devresidir. Geleneksel yükseltici dönüştürücünün dezavantajları, anahtar için yüksek gerilim stresi ve güç cihazları ve pasif bileşenler için büyük tepe akımı oluşturmalarıdır [131]. Genel olarak, yüke bağlı gerilim kazancı, DCM işleminin düşük verimliliğinden dolayı yüksek akım dalgalanması nedeniyle CCM çalışması daha yaygın olmaktadır. Bununla birlikte, yükseltici dönüştürücünün daha yüksek kararlılık özellikleri ve DCM’deki daha küçük endüktör uygulaması, bazen yükseltici DC DC dönüştürücülerin DCM işleminin tercih edilebileceği anlamına gelmektedir [132], [133].

Şekil 5.3’te görüldüğü gibi Mod 1 çalışma durumunda $0 \leq t \leq t_1$ süresince yani $q_A(t)=1$ olduğunda, MOSFET iletimdedir ve D1 diyotu açık devredir. Giriş gerilimi nedeniyle indüktör akımı artmaktadır. Mod 2 durumunda Şekil 5.3’te, $t_1 \leq t \leq T_s$ süresince yani $q(A)=0$ olduğunda, MOSFET kesime gitmekte, indüktör akımı D1 diyotu üzerinden akmaktadır. Enerji indüktörden çıkış kondansatörüne ve yüke aktarılırken büyüklüğü azalmaktadır. Açma ve kapama aralıklarında, çıkış geriliminin her zaman giriş geriliminden daha yüksek olduğu ve bunun tersine, çıkış akımının her zaman aynı oranda giriş akımından daha düşük olduğu anlaşılmaktadır. Yükseltici dönüştürücü değişkenlerinin dalga formları aşağıda sırasıyla gösterilmektedir. Şekil 5.3’te verilen dönüştürücünün çalışma prensibini daha iyi anlamak için ayrıntılı olarak incelenmiştir.



Şekil 5.3. DC DC yükseltici dönüştürücü devresi.

Mod 1: Anahtar iletimde olduğundan dolayı bobinde enerji depolanmaktadır. Bobinden geçen akım artmaktadır. Anahtar iletim iken $V_A=0$ ve $I_d=0$ dır. Bu durumda;

$$V_L = V_{in} \quad (5.1)$$

$$I_c = \frac{-V_o}{R}, \quad I_c = -I_o \quad (5.2)$$

Mod 2: Bobinde depolanan güç yüke ve kondansatöre akmaktadır. Bobinden geçen akım azalmaktadır. Anahtar kesimde iken $V_A=V_o$ ve $I_d=I_L$ dır. Bu durumda;

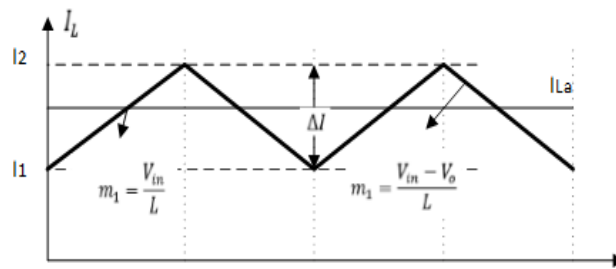
$$V_L = V_{in} - V_o \quad (5.3)$$

$$I_c = I_L - \frac{V_o}{R}, \quad I_c = I_L - I_o \quad (5.4)$$

Bobinin ortalama gerilim değeri $V_L = 0$ olduğuna dikkat ederek, A ortalama kutup gerilimi:

$$V_A = V_{in} = (1 - D)V_o \quad (5.5)$$

Yukarıdaki denklemden, çıkış geriliminin her zaman giriş geriliminin daha yüksek olduğu ve bunun tersine, çıkış akımının her zaman aynı oranda giriş akımından daha düşük olduğu açıktır. Endüktans geriliminde ve kapasitans akımında dalgalanma (ripple) oluşmaktadır.



Şekil 5.4. İndüktörden geçen akım

Şekil 5.4'te Mod 1 çalışmada indüktör akımının I_1 'den I_2 'ye doğrusal olarak 0-t₁ süresince yükseldiği kabul edilirken, Mod 2 durumunda indüktör akımı I_2 'den I_1 'e doğrusal olarak t₁-T_s süresince azalmaktadır.

$$V_{in} = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (5.6)$$

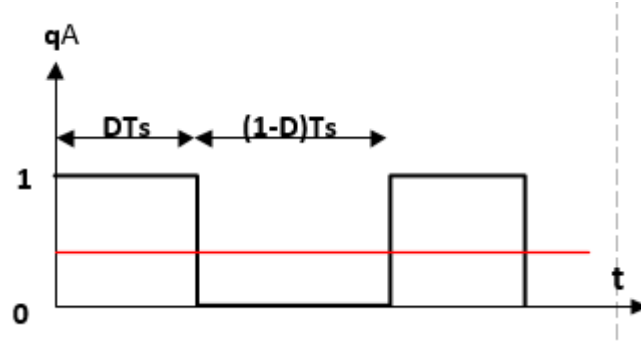
$$V_{in} - V_o = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (5.7)$$

Burada $\Delta I = I_2 - I_1$ değeri L indüktördeki tepeden tepeye akım dalgalanmasıdır [134]. Şekil 5.5'te görüldüğü gibi yükseltici dönüştürücüde kullanılan anahtarlama elemanına uygulanan PWM sinyalleri görülmektedir. Şekil 5.6'da pasif devre elemanı olan bobindeki gerilim görülmektedir.

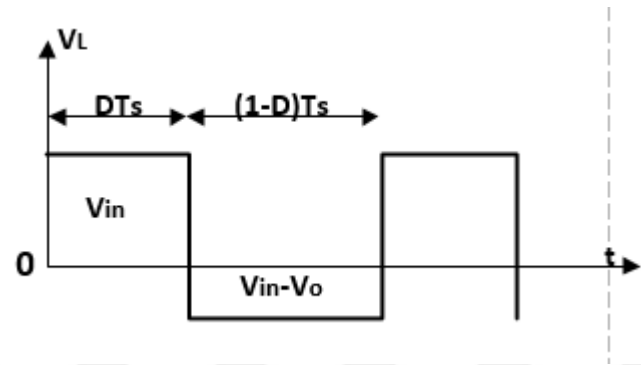
$$\Delta I = \frac{V_s t_1}{L} = \frac{(V_{in} - V_o) t_2}{L} \quad (5.8)$$

t₁=D*T_s ve t₂=(1-D)*T_s olarak yerine konursa, ortalama çıkış gerilimi elde edilir.

$$V_o = V_{in} \frac{T_s}{t_2} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (5.9)$$

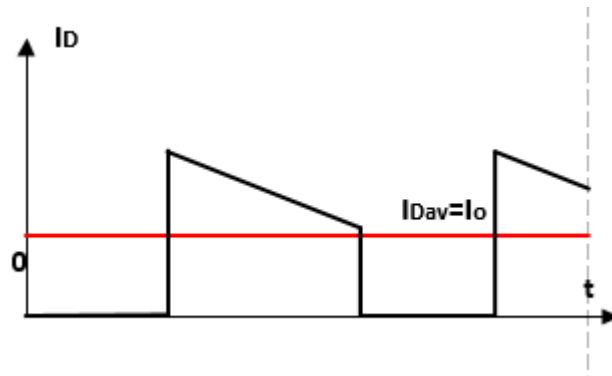


Şekil 5.5. Anahtar tetikleme sinyalleri

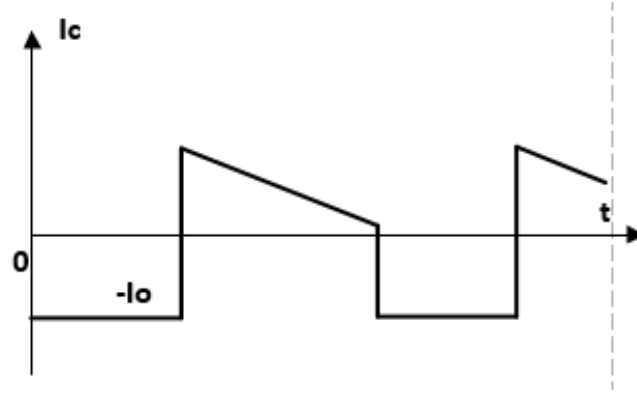


Şekil 5.6. İndüktördeki gerilim

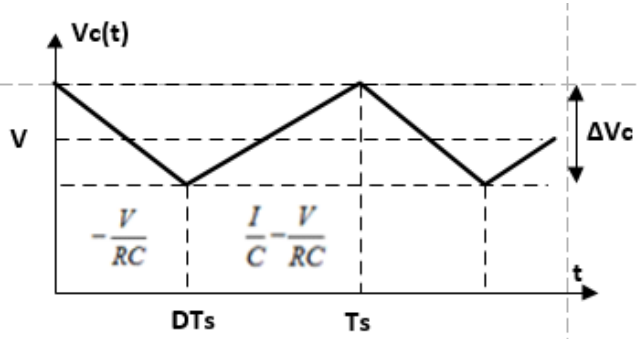
Diyottan geçen akım Şekil 5.7’de görüldüğü gibi olmaktadır. Şekil 5.8’de kondansatörden geçen akım grafiği görülmektedir. Son olarak Şekil 5.9’da kondansatör gerilimi veya çıkış gerilimi gösterilmektedir.



Şekil 5.7. Diyottan geçen akım



Şekil 5.8. Kondansatör akımı



Şekil 5.9. Kondansatör gerilimi

Denklem 5.10'da DC DC yükseltici devresi için görev döngüsü elde edilmektedir.

$$D = \frac{V_o - V_{in}}{V_o} \quad (5.10)$$

Devrede kayıplar olmadığı varsayımında aşağıdaki Denklem 5.11 elde edilmektedir;

$$V_{in} * I_{in} = V_o * I_o = D * V_{in} * I_o \quad (5.11)$$

Anahtarlama periyodu şu şekilde bulunabilir:

$$T_s = 1/f_s = t_1 + t_2$$

T_s : Anahtar çalışma süresi

f_s : Anahtarlama Frekansı

V_{in} : Giriş gerilimi

V_o : Çıkış gerilimi

I_{in} : Giriş akımı

I_o : Çıkış akımı

D: Görev oranı (Duty Cycle)

Tepeden tepeye dalgalanma akımı;

$$\Delta I = \frac{V_{in} * D}{f * L} \quad (5.12)$$

Tepeden tepeye kondansatör gerilimi; anahtar devrede iken $0 < t < t_1$ süresince kondansatör yük akımını sağlamaktadır.

$$\Delta V_c = \frac{I_o D}{f C} \quad (5.13)$$

Endüktör akımı ve kondansatör geriliminin sürekli olması için ortalama endüktör akımı I_L , sürekli iletim için endüktör dalgalanma akımı $\Delta I = 2I_L$ kritik koşulu sağlanmalıdır. Bu durumda kritik endüktans değeri:

$$L_c = L = \frac{D * (1-D)^2 * R}{2f} \quad (5.14)$$

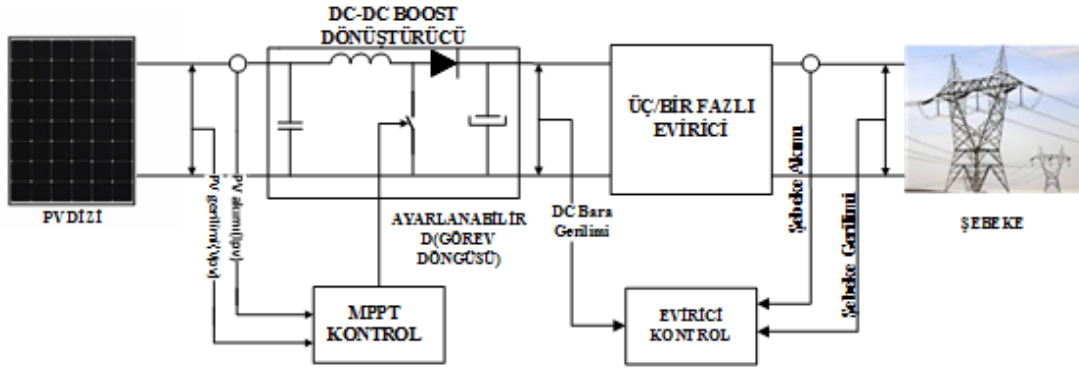
V_c ortalama kondansatör gerilimi ise sürekli iletim için kritik koşul, kondansatör dalgalanma geriliminin $\Delta V_c = 2V_a$ koşulunu sağlamalıdır [129].

$$C_c = C = \frac{D}{2 * f * R} \quad (5.15)$$

Yükseltici dönüştürücü devresi transformatör olmadan gerilimi yükseltebilmektedir. Tek anahtar kullanıldığından dolayı verimi yüksektir. Çıkış gerilimi D doluluk oranındaki değişikliklere çok duyarlıdır. $D=0,5$ değerinde ortalama akım en yüksek değerine ulaşmaktadır [129].

5.2. 500 KW lık DC DC Yükseltici Dönüştürücü Tasarımı

500 kW'lık Şebeke bağlantılı iki aşamalı PV sisteminin blok diyagramı Şekil 5.10'da görülmektedir. PV panelleri tarafından üretilen gerilim, DC DC yükseltici devresi sayesinde giriş gerilimine göre çıkış gerilimini yükseltme işlevini yapmaktadır. PV sistemlerinin MPPT konumunda çalışabilmesi için yükseltici devresi kullanılmaktadır. MPPT kontrol sayesinde yükseltici devresinin görev döngü oranını ayarlayarak istenilen gerilim değeri elde edilmektedir.



Şekil 5.10. Şebeke Bağlantılı PV Güç Santrali

PV santrali iki aşamalı bağlantı ile şebekeye bağlanmıştır. 500 kW'lık güçte yapılan bu çalışmada geleneksel yükseltici devresi kullanılmıştır. Yükseltici devresi ile sistemin kararlılığı ve verimliliği artmaktadır. Geleneksel DC DC yükseltici devresi, giriş kaynağının yalnızca enerji üretiminde veya enerjiyi emmesi olan tek yönlü güç akışı sağlamak için kullanılmaktadır. Elektrik şebekelerinde DC DC yükseltici dönüştürücü kullanmanın iki ana nedeni olmaktadır [135]:

- I. Farklı DC güç kaynaklarını bir arada kullanabilmek.
- II. Giriş gerilimini artırarak verimliliği artırmak.

Elektrik şebekelerinde yüksek güçlü bir yükseltici dönüştürücü kullanmanın dezavantajları, ek maliyet, boyutlamada artış ve kayıplar olmaktadır.

Giriş gücü 500 kW olan DC DC yükseltici devresi için anahtarlama frekansı $f_s=10\text{kHz}$, bobin akımındaki dalgalanma $\Delta I=\%1$, kondansatör gerilimindeki dalgalanma $\Delta V=\%1$ ve evirici çıkış gerilimi rms değeri 400 V olacak şekilde tasarlanmıştır [136].

$$V_{\text{Boost-out}} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{L-L} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{3}} * 400 = 653 \text{ V} \quad (5.16)$$

$V_{\text{Boost-out}}$ gerilimi 653 V'tan büyük bir değer olan 750 V DC gerilim kullanılmıştır. PV sisteminde SHARP marka NDQ295 modeli kullanılmıştır. PV panelin V_{MPP} gerilimi 34,94 V'tur. Seri bağlanacak panel sayısı;

$$N_S = \frac{V_{\text{Boost-out}}}{2 * V_{\text{MPP}}} = \frac{750}{2 * 34,94} = 10,73 \cong 11 \text{ adet} \quad (5.17)$$

Seri bağlı dizinin gücü

$$P_{N_S} = P_{\text{MPP}} * N_S = 295,243 * 11 = 3,25 \text{ kw} \quad (5.18)$$

Yükseltici dönüştürücü gücü 500 kW olarak tasarlanmıştır. Paralel bağlanacak panel sayısı

$$N_P = \frac{P_{TOTAL}}{P_{NS}} = \frac{500}{3,25} = 153,84 \cong 154 \text{ adet seri dizi paralel bağlanacaktır.} \quad (5.19)$$

Bu hesaplamalara göre giriş gerilimi $V_{in}=384,34$ V ve çıkış gerilimi $V_o=750$ V olan 500 kW gücündeki DC DC yükseltici devresinin anahtarlama frekansı 10 kHz dir. DC DC Yükseltici tasarımında kayıplar ihmal edilirse giriş gücü ile çıkış gücü birbirine eşit olmaktadır ($P_o = P_{in}$). Dalgalanma, bir sinyal (gerilim veya akım) ile ortalama değeri arasındaki değişimi ifade etmektedir. Aşırı dalgalanma, kontrollere müdahale ederek sistem performansını olumsuz etkileyebilmekte veya daha sabit bir gerilim ve/veya akım gerektiren aşağı yöndeki cihazları bozabilmektedir. Dalgalanma, indüktörler ve kapasitörler gibi pasif elemanlar kullanılarak uygun filtrelemeyle en aza indirilebilmektedir. Ancak büyük pasif filtre elemanları dönüştürücünün boyutunu ve maliyetini artırmakta ve bileşen arızası riski oluşturmaktadır. Pasif filtre elemanlarının enerji depolama özelliği, cihazın çalışma koşullarındaki ve kontrol sinyallerindeki değişikliklere daha yavaş tepki vermesine de neden olmaktadır.

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{500 \text{ kW}}{750 \text{ V}} = 667 \text{ A.} \quad (5.20)$$

$$\Delta I_L = \% \Delta I \cdot I_{in} = \% \Delta I \cdot \frac{I_o \cdot V_o}{V_{in}} = 0,01 \cdot \frac{667 \cdot 750}{384} = 13,015 \text{ A.} \quad (5.21)$$

$$\Delta V_o = \% \Delta V \cdot V_o = 0,01 \cdot 750 = 7,5 \text{ V.} \quad (5.22)$$

$$L \geq \frac{V_{in} \cdot (V_o - V_{in})}{\Delta I_L \cdot f_s \cdot V_o} = \frac{384,34 \cdot (750 - 384,34)}{13,015 \cdot 10000 \cdot 750} = 1,439 \text{ mH} \quad (5.23)$$

$$D = \frac{V_o - V_{in}}{V_o} = 1 - \frac{384,34}{750} = 0,4876 \quad (5.24)$$

Çıkış kondansatörü

$$C = \frac{I_o \cdot \frac{V_o - V_{in}}{V_o}}{f_s \cdot \Delta V_o} = \frac{667 \cdot (1 - \frac{384,34}{750})}{10000 \cdot 7,5} = 4335 \text{ } \mu\text{F} \quad (5.25)$$

PV dizi çıkışı için kullanılan kondansatör değeri

$$C_{in} = \frac{0,5 \cdot D \cdot V_o}{4 \cdot f_s^2 \cdot \Delta V_o \cdot L} = \frac{0,5 \cdot 0,4876 \cdot 750}{4 \cdot 10000^2 \cdot 7,5 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} \cdot 154 = 6252 \text{ } \mu\text{F} \quad (5.26)$$

Verimlilik, herhangi bir cihaz tasarımında veya uygulamasında dikkate alınması gereken önemli bir husustur. Enerji maliyetinin geleneksel olarak üretilen elektriğe göre daha yüksek olabildiği yenilenebilir enerji uygulamalarında kayıpların en aza indirilmesi daha da büyük önem taşımaktadır. Bu nedenle, dönüştürücünün nominal koşullardaki verimliliği ($V_{out} = 750$ V, $P = 500$ kW) değerlendirilmiştir. Verimlilik (η ile gösterilir), aşağıdaki Denklem 5.27’de gösterildiği gibi çıkış gücünün giriş gücüne oranıyla hesaplanmıştır.

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} * 100 \quad (5.27)$$

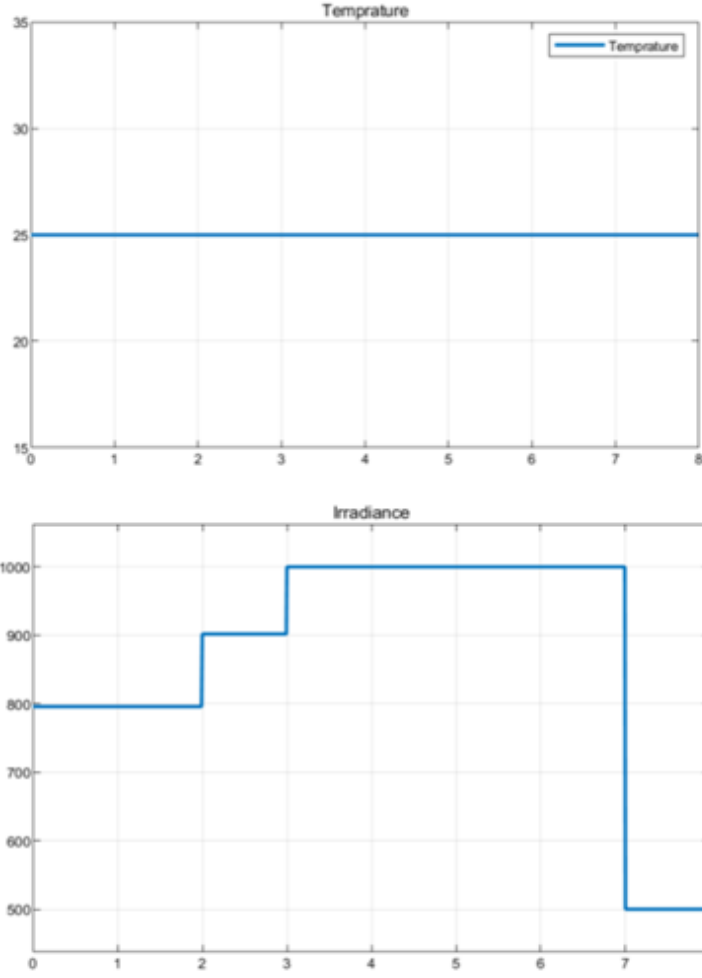
Anahtarlama stresi (S), yüksek gerilim ve akımların, tipik olarak IGBT veya MOSFET gibi anahtarlama elemanları üzerindeki zararlı etkilerini ifade etmektedir. Daha yüksek stres, daha yüksek akımları veya gerilimleri sürdürebilecek daha sağlam bir cihaz gerektirmektedir. Artan strese maruz kalan cihazların arızalanma riski de daha yüksektir. Anahtarlama stresi (S), Denklem 5.28’de ifade edildiği gibi transistör akımının etkin değeri ($I_{t,rms}$) ve anahtarlama elemanı tepe geriliminin ($V_{t,max}$) çarpımı olarak hesaplanmakta ve watt birimi cinsinden ifade edilmektedir.

$$S = I_{t,rms} * V_{t,max} \quad (5.28)$$

Anahtar kullanımı (SU), anahtarlama geriliminin çıkış gücüne oranı olarak tanımlanmaktadır. Denklem 5.29’da gösterildiği gibi, daha yüksek anahtarlama kullanımına sahip bir dönüştürücü, belirli bir anahtarlama stresi için daha büyük bir güç çıkışı üretebilmektedir.

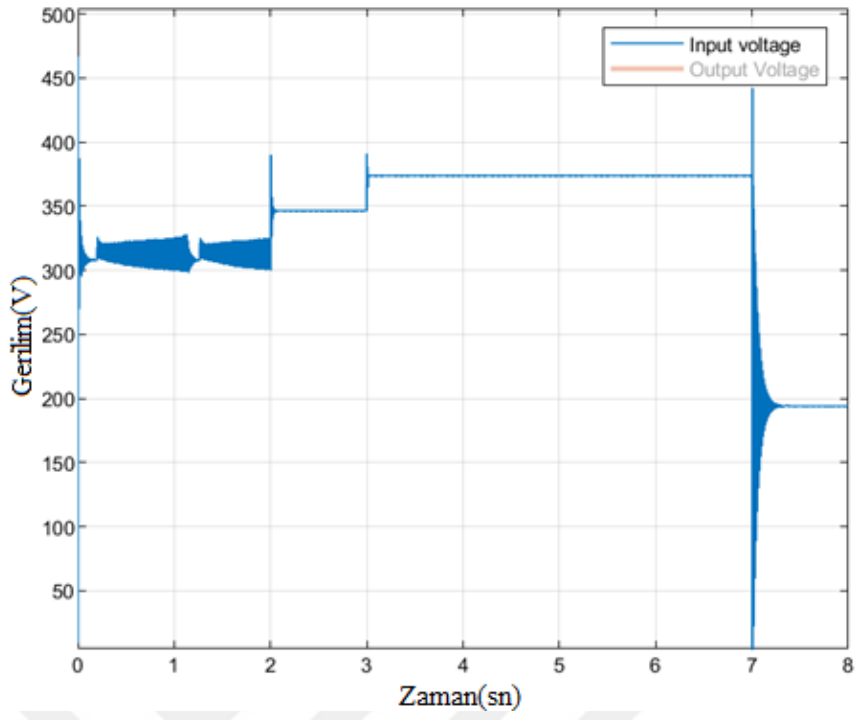
$$SU = \frac{P_o}{S} \quad (5.29)$$

Matlab /Simulink programında gücü 500 kW olan DC DC yükseltici dönüştürücü tasarlanmıştır. Yapılan hesaplamalara göre giriş gerilimi $V_{in}=384,34$ V ve çıkış gerilimi $V_o=750$ V olan 500 kW gücündeki DC DC yükseltici devresinin anahtarlama frekansı 10 kHz dir. Bu benzetim çalışmasında önerilen FOCV MPPT algoritması kullanılmıştır. PV santralindeki panellere uygulanan sıcaklık ve ışınım değerleri Şekil 5.11’de verilmiştir. Benzetim çalışmasında sıcaklık değeri sabit tutulmuştur. PV panele gelen güneş radyasyonu farklı hava şartları için uygulanmıştır. 1-2 sn aralığında 800 W/m², 2-3 sn. aralığında 900 W/m², 3-7 sn aralığında 1000 W/m² ve 7-8 sn. aralığında 500 W/m² ışınım uygulanmıştır.

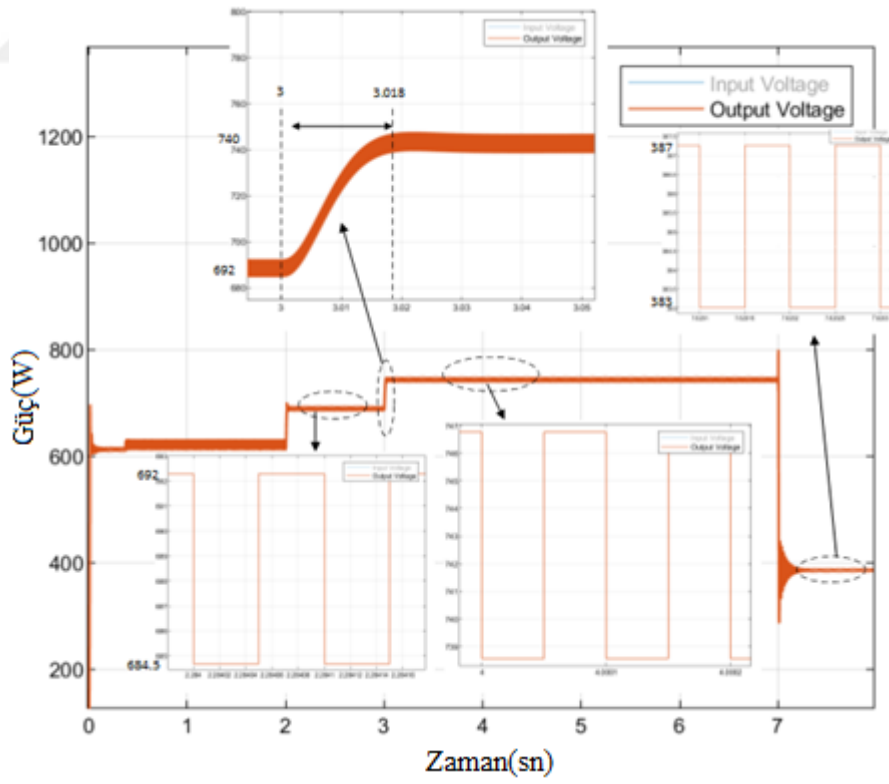


Şekil 5.11. PV panellere uygulanan ışınlm ve sıcaklık değeri

PV panellerden üretilen ve DC DC yükseltici dönüştürücünün girişine uygulanan gerilim her ışınlm değeri için farklıdır. Şekil 5.12’de sırasıyla 800 W/m^2 , 900 W/m^2 , 1000 W/m^2 ve 500 W/m^2 için güneş panellerinden sağlanan gerilim değerleri sırasıyla 315 V, 346 V, 373,6 V ve 194 V olarak ölçülmüştür.



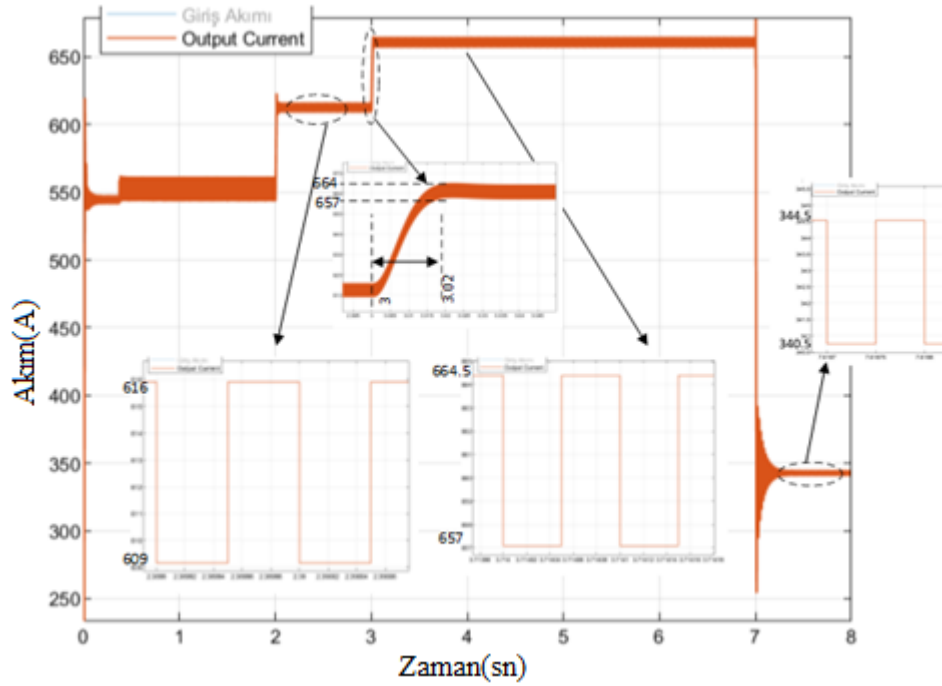
Şekil 5.12. PV dizisinin çıkış gerilimi



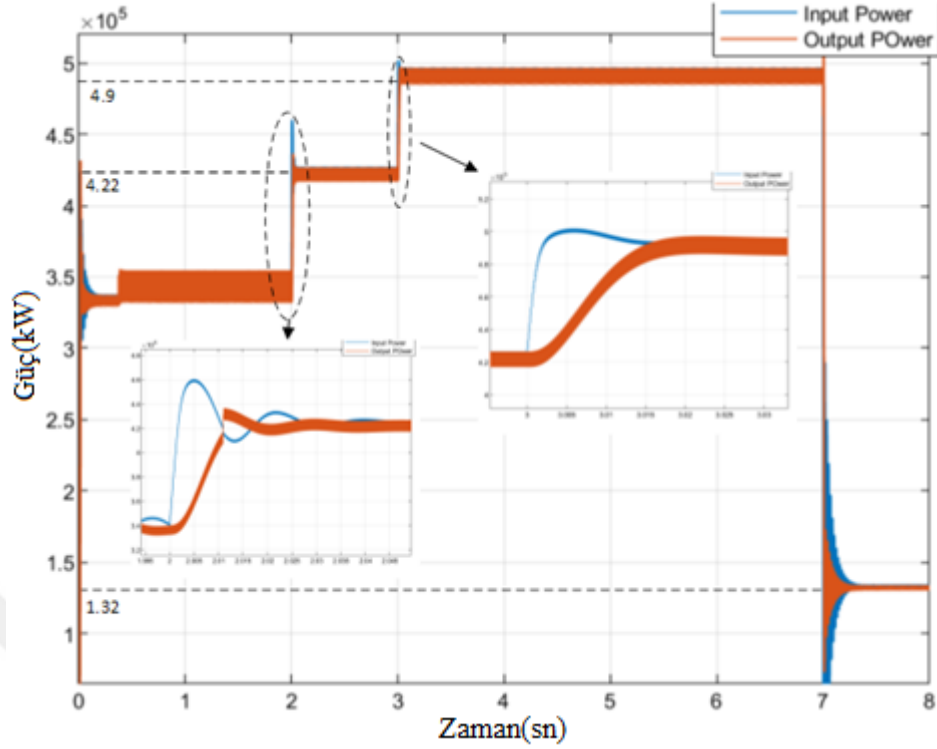
Şekil 5.13. DC DC Yükseltici dönüştürücünün çıkış gerilimi

DC DC yükseltici dönüştürücünün çıkış gerilim grafiği Şekil 5.13'te verilmiştir. Işınım 800 W/m^2 'de DC DC dönüştürücü gerilimi 624 V 'a yükseltmiştir. Işınım 900 W/m^2 değerine çıktığında çıkış gerilimi 688 V olmuştur. Çıkış gerilimindeki dalgalanma 692 V ile 684 V arasında yaklaşık 8 V olarak ölçülmüştür. 3. saniyede ışıınımdaki ani değişimden $0,018 \text{ sn}$ 'de gerilim kararlı hale getirmiştir. Işınım değeri 1000 W/m^2 yükseltici dönüştürücü çıkış gerilimi 740 V olarak ölçülmüştür. Işınım değeri 500 W/m^2 olduğunda yükseltici dönüştürücü çıkış gerilimi ortalama değeri 385 V olarak ölçülmüştür. Gerilimdeki dalgalanma her ışıınım değeri için $\%1$ olarak ölçülmüştür. Bu değer hesaplanan devre elemanlarının doğruluğunu göstermiştir.

DC DC yükseltici devresi giriş gerilimine göre çıkış gerilimini yükseltme işlemi yaparken, yükseltici devre tasarımında da belirtildiği gibi giriş gücü ile çıkış gücünün birbirine eşit olduğu varsayılmıştır. Şekil 5.14'te bakıldığında sırasıyla 800 W/m^2 , 900 W/m^2 , 1000 W/m^2 ve 500 W/m^2 ışıınım değerinde çıkış akımı 553 A , 613 A , 664 A ve 343 A olurken, giriş akımı ise 1.090 A , 1.228 A , 1.325 A ve 686 A olarak ölçülmüştür.



Şekil 5.14. DC DC Yükseltici dönüştürücünün çıkış akımı



Şekil 5.15. PV sistem gücü ve DC DC yükseltici dönüştürücü çıkış gücü

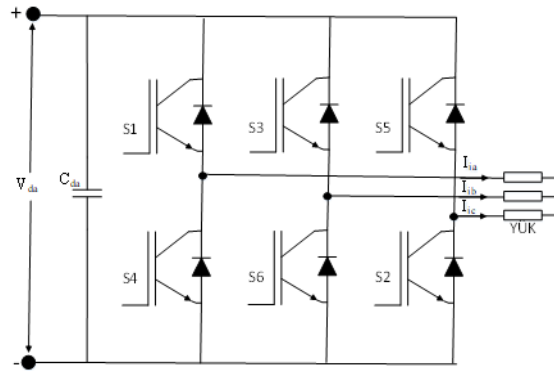
Önerilen FOCV MPPT yöntemi ani ışınlım değişimlerinde maksimum güç üretimi yaptığı görülmüştür. Önerilen FOCV MPPT yöntemi maksimum gücü izlemesi başarılı bir şekilde yaptığı görülmüştür. Şekil 5.15'te dönüştürücünün güç grafiğine bakıldığında 2. ve 3. sn'de ani radyasyon değişimlerinde 20 ms ve 10 ms gibi kısa sürede giriş gücünü yakaladığı görülmüştür. Şekil 5.15'te sırasıyla 800 W/m², 900 W/m², 1000 W/m² ve 500 W/m² için güneş panellerinden sağlanan güç değerleri sırasıyla 340 kW, 425 kW, 494,5 kW ve 133,2 kW güç üretimi yapılmıştır. Aynı şekilde yüke aktarılan güç veya dönüştürücünün çıkış gücü 340 kW, 421 kW, 490 kW ve 131,7 kW olarak ölçülmüştür. 500 kW DC DC yükseltici dönüştürücünün benzetim sonuçlarına bakıldığında önerilen FOCV MPPT yöntemi istenilen seviyede güç takibi yaptığı ve dönüştürücü devrenin de çıkış gücü kayıplar çıkarıldığında üretilen güce yakın olduğu görülmüştür. Tasarlanan DC DC yükseltici devresi %99,089 verimlilik ile çalışmıştır.

5.3. Üç Fazlı Eviriciler

Şekil 5.16'da görüldüğü gibi doğru akımı alternatif akıma dönüştüren güç elektroniği tabanlı cihazlara evirici denilmektedir. Eviricinin sistemdeki görevi, doğru akım gerilimini istenilen genlik ve frekansta sinüzoidal bir AC çıkış gerilimine dönüştürmektir. Çıkış gerilimi ve frekans sabit değerlerde de tutulabilmekte veya ayarlanabilmektedir. Eviricinin çıkış geriliminde harmonikler meydana gelmekte ve ana hedef IEEE belirtildiği gibi THD değerinin %3'ün altında olan sinüs

dalgasını elde etmektir. Genel olarak, düşük harmonik içerikli iyi kalitede sinüzoidal dalga formları elde etmek için darbe genişliği modülasyonlu evirici çıkışında alçak geçiren filtreler bulunmaktadır. Eviricideki yüksek hızlı anahtarlama elemanları ile istenilen üç fazlı alternatif gerilim üretilmektedir.

Evirici tasarımında BJT, IGBT, MOSFET ve SCR gibi güç elektroniği anahtarları kullanılmaktadır. Orta ve yüksek güçlü gerilim kaynaklı eviricilerde IGBT en çok kullanılan güç elektroniği anahtarlama elemanıdır [137].



Şekil 5.16. İki seviyeli evirici

Eviriciler, ayarlanabilir hızlı AC sürücüler, HVDC iletim hatları, UPS (kesintisiz güç kaynağı), yedek uçak güç kaynakları, indüksiyonlu ısıtma vb. için kullanılmaktadır. Eviricilerin iki yaygın türü vardır: Gerilim kaynaklı evirici (VSI) ve akım kaynaklı evirici (CSI). VSI, küçük veya ihmal edilebilir empedansa sahip sabit bir DC gerilim kaynağından beslenmektedir. Bir CSI, yüksek empedanslı bir DC gerilim kaynağından ayarlanabilir akımla beslenmektedir. Bu tez çalışmasında, evirici devresinin matematiksel denklemler veya transfer fonksiyonu yardımıyla temsilini içeren üç fazlı bir VSI'nin modellenmesi sunulmuştur. $\alpha\beta$ dönüşüm teorisi, üç fazlı gerilim kaynaklı bir evirici için gerekli olan kontrolör tasarlamak için kullanılmıştır.

Burada PWM kontrolü ile eviricinin kazancı değiştirilerek değişken çıkış gerilimi elde edilmektedir.

Bir gerilim kaynaklı eviricinin çıkış gerilimi kalitesi aşağıda belirtilen parametrelere bağlıdır [138]:

- Harmonik katsayısına (HF),
- Toplam harmonik bozunumuna (THD),
- Bozunum katsayısına (DF),
- En düşük dereceli harmonik (LOH).

DC kaynaklı bir evirici de yer alan kare dalga faz gerilimleri Fourier serileri ile aşağıdaki denklemlerde görüldüğü gibi belirlenebilmektedir.

$$V_{a0} = \frac{2V_d}{\pi} \left[\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \dots \right] \quad (5.30)$$

$$V_{b0} = \frac{2V_d}{\pi} \left[\cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{3} \cos 3 \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{1}{5} \cos 5 \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - \dots \right] \quad (5.31)$$

$$V_{c0} = \frac{2V_d}{\pi} \left[\cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{3} \cos 3 \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{1}{5} \cos 5 \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) - \dots \right] \quad (5.32)$$

Yukarıdaki bu faz gerilimi formüllerinden yararlanarak hat gerilimleri aşağıdaki denklemlerde olduğu gibi elde edilmektedir.

$$V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \quad (5.33)$$

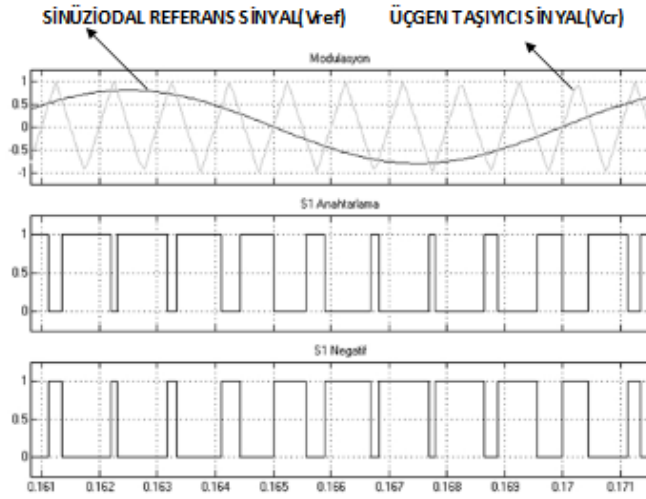
$$V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \quad (5.34)$$

$$V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \quad (5.35)$$

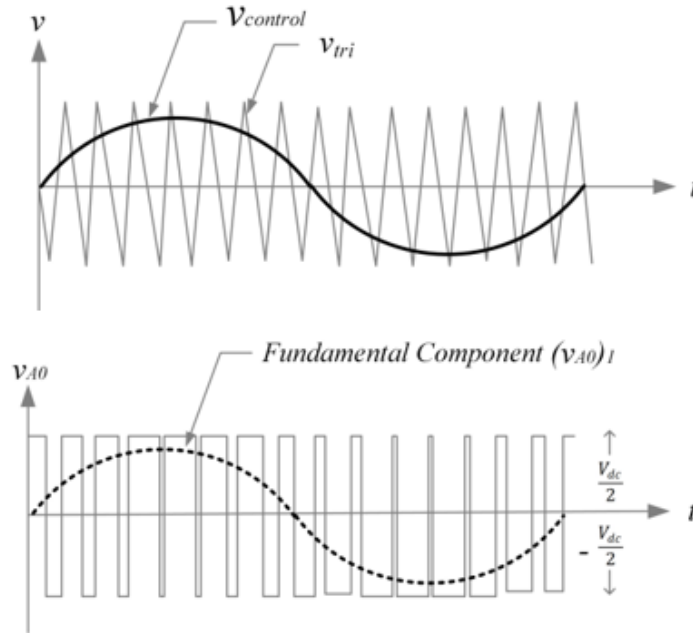
5.3.1. Üç fazlı Eviricilerin Çalışması

Çıkış geriliminin sinüzoidal dalga biçiminde olması istendiğinden dolayı aralarında 120° faz farkı olan üç tane sinüzoidal referans dalga kullanılmaktadır. Anahtar tetikleme işlemi gerçekleştirmek için faza ait olan referans dalga ile üçgen bir taşıyıcı dalga karşılaştırılarak tetikleme işlemi gerçekleştirilmektedir. Burada dikkat edilmesi gereken husus aynı hattaki iki anahtarlama elemanının aynı anda devreye girmemesidir. Şekil 5.17’de görüldüğü gibi her bir kol için bir tetikleme işareti üretilmektedir [138]. Yüksek frekansa (f_{sw}) sahip üçgen taşıyıcı sinyal (V_{cr}), Şekil 5.18’de gösterildiği gibi istenen nominal frekansa (50 Hz) sahip sinüzoidal modülasyon sinyali V_{ref} ile karşılaştırılmaktadır. Şekil 5.16’da 1, 3 ve 5 nolu anahtarlama elemanlarının pozitif anahtarlama sinyali ile tetiklenirken 4, 6 ve 2 nolu anahtarlama elemanlarının bu tetikleme işaretinin tersi negatif anahtarlama sinyali alınarak tetikleme işlemi gerçekleştirilmektedir.

Sinüzoidal modülasyon sinyalinin frekansı, evirici çıkış geriliminin temel bileşen frekansını belirlemektedir ve üçgen taşıyıcı dalgaının frekansı, anahtarlama sinyalinin anahtarlama frekansını belirlemektedir [139]. Sinüzoidal modülasyon sinyali, anahtarlama görev oranını modüle etmek için kullanılmaktadır. Sinüzoidal modülasyon geriliminin (V_{ref}) büyüklüğünün taşıyıcı gerilimin büyüklüğüne (V_{cr}) oranı, genlik modülasyon oranı ma olarak tanımlanmakta ve Denklem 5.36’da verilmiştir. V_{cr} ’nin büyüklüğü genellikle sabit tutulmakta, dolayısıyla genlik modülasyon oranının sinüzoidal modülasyon sinyalinin büyüklüğü kontrol edilerek kontrol edilebileceği söylenebilmektedir.



Şekil 5.17. Sinüzoidal referans sinyali ve taşıyıcı sinyal Pozitif anahtarlama sinyali Negatif anahtarlama sinyali



Şekil 5.18. Temel bileşeniyle birlikte tek fazlı sinüs dalgı modülasyonu ve eviricinin çıkış gerilimi [140]

Modülasyon indeksi ayarlanarak çıkış gerilimi ayarlanabilmektedir.

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_{cr}} \quad (5.36)$$

Çıkış geriliminin temel frekans bileşeninin genliğı ile genlik modülasyon oranı m_a arasında doğrusal bir ilişki vardır. m_a aralığı doğrusal aralıkta 0'dan 1'e kadardır. Kararlı çalışma

bölgesinde ($m_a \leq 1$), faz geriliminin maksimum değeri $\frac{1}{2} V_{DA}$ olacağından dolayı çıkış hat geriliminin maksimum değeri Denklem 5.37' deki gibi olmaktadır.

$$0 \leq m_a \leq 1 \text{ için } V_{ab} = V_{bc} = V_{ca} = \sqrt{3} * \frac{V_{DA}}{2} * m_a \quad (5.37)$$

Çıkış geriliminin genliğini daha çok artırmak için $m_a > 1$ seçilmekte ve bu durum aşırı modülasyona sebep olmaktadır. Aşırı modülasyon durumunda;

$$m_a \geq 1 \text{ için } \sqrt{3} \frac{V_{DA}}{2} < V_{ab} = V_{bc} = V_{ca} = \frac{4\sqrt{3} * V_{DA}}{2\pi} \quad (5.38)$$

Hat gerilimleri bu sınırları arasında olmaktadır. Gerilimin temel bileşeninin genliği, aşırı modülasyon sırasında modülasyon indeksi oranıyla doğrusal olarak değişmemektedir. Ayrıca, m_a 'nın yeterince büyük değeri ile evirici çıkış gerilimi, darbe genişliği modüle edilmiş dalga biçimi yerine kare dalga haline gelmektedir [139].

5.3.2. Eviricilerin Matematiksel Modellemesi

Şekil 5.19'da üç fazlı gerilim kaynaklı evirici devre topolojisi gösterilmektedir. Burada LC filtre devresi kullanılmıştır. Her fazdaki filtre elemanları birbirine eşittir.

Yani;

$$L = L_a = L_b = L_c,$$

$$R = R_a = R_b = R_c,$$

$$C = C_a = C_b = C_c.$$

Burada L evirici çıkış filtresinin indüktörünü, R indüktörün seri bağlı direncini ve C çıkış filtresinin kondansatörünü temsil etmektedir.

V_{DA} : DA güç kaynağının gerilimini,

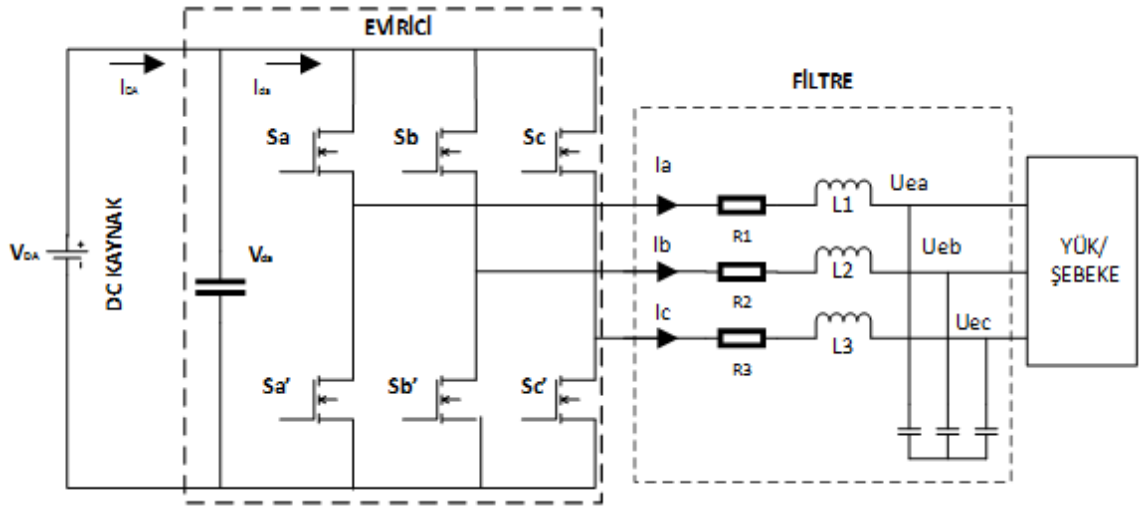
I_{DA} : DA kaynaktan çıkan akımı

C_b bağlantı kapasitörünü,

V_{dc} : Bağlantı kapasitöründeki gerilimi

I_{dc} : Evirici girişindeki akımı ifade etmektedir.

Ayrıca I_a , I_b , I_c evirici çıkış akımı ve U_{ea} , U_{eb} , U_{ec} ise filtre kondansatör gerilimini göstermektedir. Bu sistemde kaynak gerilimi (V_{DA}), bağlantı kondansatör gerilimine (V_{dc}) eşit olduğu kabul edilmektedir.



Şekil 5.19. Üç fazlı gerilim kaynaklı eviricinin yapısı

Şekil 5.19'a göre gerilim kaynaklı evirici devresinde hem filtre bobin akımlarını (I_a , I_b ve I_c) hem de kondansatör gerilimini ($V_{da}=V_{DA}$) hesaba katarak, üç fazlı gerilim kaynaklı evirici devresinin transfer fonksiyonunu elde etmek için Kirschoff'un gerilimler kanunu uygulanırsa Denklem 5.39, Denklem 5.40 ve Denklem 5.41 elde edilmektedir [141], [142];

$$L \frac{di_a}{dt} = -Ri_a + \frac{V_{DA} \cdot (2Sw_a - Sw_b - Sw_c)}{3} - U_{ea} \quad (5.39)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = -Ri_b + \frac{V_{DA} \cdot (2Sw_b - Sw_a - Sw_c)}{3} - U_{eb} \quad (5.40)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = -Ri_c + \frac{V_{DA} \cdot (2Sw_c - Sw_b - Sw_a)}{3} - U_{ec} \quad (5.41)$$

Giriş kondansatöründen geçen akım Denklem 5.42'de gösterilmektedir.

$$C \frac{dV_{DA}}{dt} = I_{DA} - \dot{I}_{da} \quad (5.42)$$

Burada Sw_a , Sw_b ve Sw_c her bir faz kollarının anahtarlarıdır. Hangi koldan akım geçeceği ilgili anahtarları tetiklenerek ayarlanmaktadır. Eğer kayıplar ihmal edilirse gerilim kaynaklı eviricinin çıkış akımı Denklem 5.43'te gösterildiği gibi giriş akımına eşit olmaktadır. Bu koşula göre Denklem 5.42 tekrar yazılırsa Denklem 5.44 elde edilmektedir;

$$\dot{I}_{da} = \dot{I}_a Sw_a + \dot{I}_b Sw_b + \dot{I}_c Sw_c \quad (5.43)$$

$$C \frac{dV_{DA}}{dt} = I_{DA} - (\dot{I}_a Sw_a + \dot{I}_b Sw_b + \dot{I}_c Sw_c) \quad (5.44)$$

Gerilim kaynaklı evirici sistemi için yukarıda kullanılan denklemlere bakıldığında, zamana göre değişen ve lineer olmayan sistem olduğu anlaşılmaktadır.

5.3.3. Üç Fazlı Dönüşüm Teorisi

Üç fazlı sistemlerin davranışı genellikle gerilim ve akım denklemleriyle tanımlanmaktadır. Bu davranışları tanımlayan diferansiyel denklemlerin katsayıları zamanla değişmektedir. Böyle bir sistemin matematiksel modellemesi, karmaşık olma eğilimindedir. Böylesine karmaşık bir elektrikli devre analizi için, değişkenleri ayırmak ve zamanla değişen miktarları içeren denklemleri tüm değişkenleri ortak bir referans çerçevesine yönlendirerek çözmek için genellikle matematiksel dönüşümler kullanılmaktadır. Üç fazlı dönüşüm teorileri, sistemin çözümünü kolaylaştırmak için kullanılan matematiksel dönüşümlerdir. Zamana bağlı olarak değişen değişkenleri ayrıştırıp sistemin çözümünü basitleştirmektedir. Çoğunlukla üç fazlı güç sistemlerinde kontrol devresini matematiksel modellemesi için kullanılmaktadırlar. Bu dönüşüm teknikleri arasında en yaygın olanları Clarke dönüşüm tekniği ve Park dönüşüm tekniğidir.

a) Clarke Dönüşümü

Bu dönüşüm, dengeli üç fazlı nicelikleri dengeli iki fazlı karesel niceliklere dönüştürmektedir.

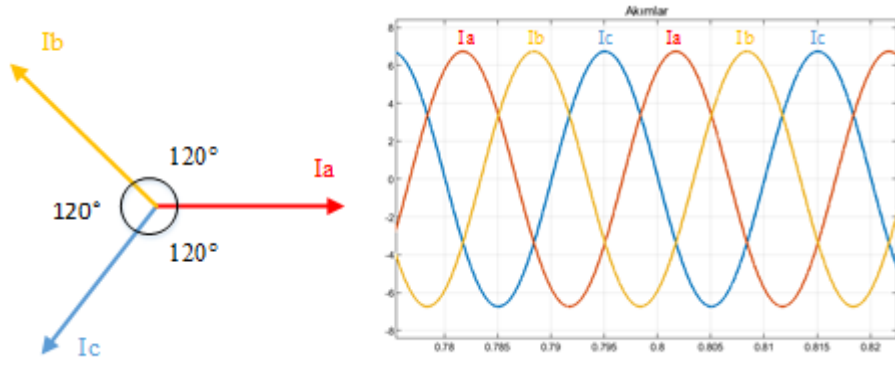
b) Park Dönüşümü

Bu dönüşüm, dengeli iki fazlı dik sabit sistemdeki vektörleri dik dönen referans çerçevesine dönüştürmektedir.

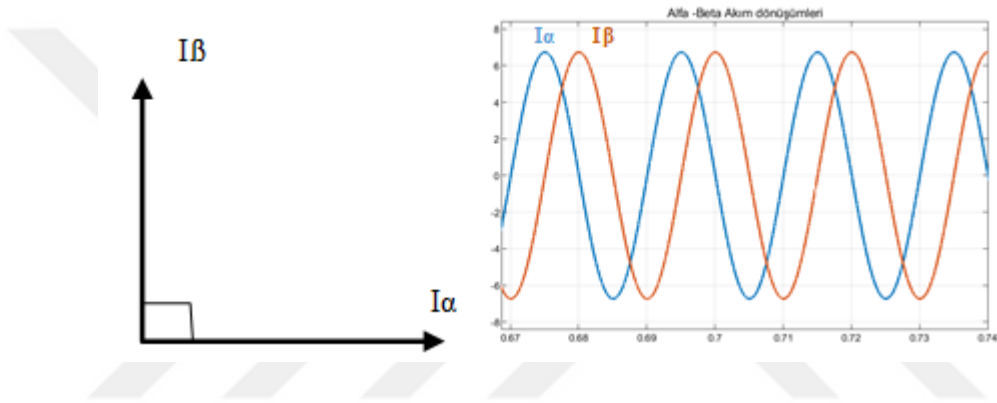
Temel olarak bu uygulamada dikkate alınan kriterler üç referans çerçevesi için şunlardır:

- I. Her bir kol akımının I_a , I_b ve I_c 'nin birbirlerine 120 derecelik bir açıyla eş düzlemli üç fazlı büyüklükler olduğu üç fazlı referans çerçevesidir.
- II. I_a (α eksenı boyunca) ve I_β 'nin (β eksenı boyunca) birbirine dik olduğu ancak üç fazlı referans çerçevesiyle aynı düzlemde olduğu ortogonal sabit referans çerçevesidir.
- III. I_d 'nin α eksenine θ (dönme açısı) açısında olduğu ve I_q 'nun q eksenı boyunca I_d 'ye dik olduğu ortogonal dönen referans çerçevesidir.

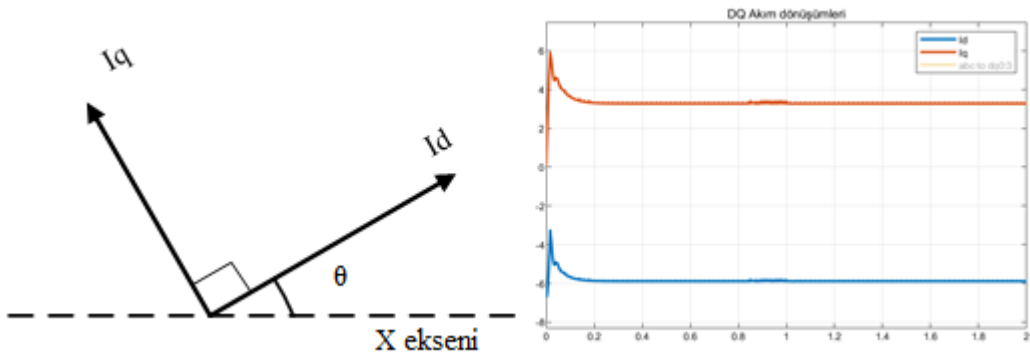
Şekil 5.20'de üç fazlı sistemde üç fazlı akımların referans çerçevesi gösterilmiştir. Şekil 5.21'de Clarke dönüşüm referans çerçevesi olan I_a ve I_β 'nin birbirine dik olduğu ortogonal sabit referans çerçevesi verilmiştir. Şekil 5.22'de Park dönüşümü olan I_d 'nin α eksenine θ (dönme açısı) açısında olduğu ve I_q 'nun q eksenı boyunca I_d 'ye dik olduğu ortogonal dönen referans çerçeve verilmiştir.



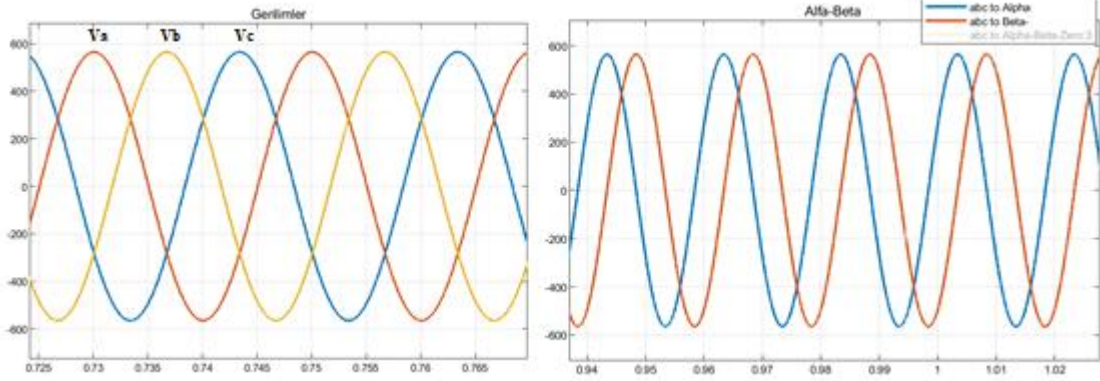
Şekil 5.20. Üç faz akım referans çerçeve



Şekil 5.21. İki faz akım referans çerçeve

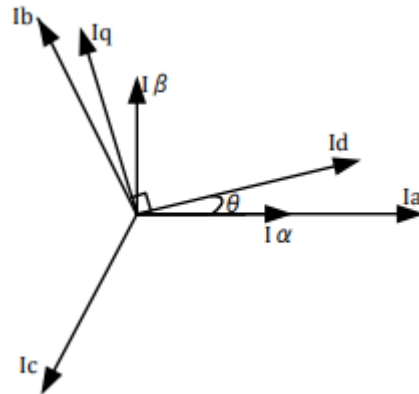


Şekil 5.22. Döner akım referans çerçeve



Şekil 5.23. Üç fazlı gerilimler ve ortogonal referans($\alpha\beta$) çerçevesi

Şekil 5.23'te üç fazlı sistemdeki gerilimlerin Clarke dönüşümü ile elde edilen V_α ve V_β ortogonal çerçeve verilmiştir. Tüm referans çerçevelerindeki vektörlerin birleşik gösterimi Şekil 5.24'te gösterilmektedir.



Şekil 5.24. Birleşik vektör gösterimi

5.3.4. Clarke Dönüşümü

Üç fazlı nicelikler, Şekil 5.25'te gösterildiği gibi Clarke dönüşümü kullanılarak üç fazlı referans çerçevesinden iki eksenli dik sabit referans çerçevesine dönüştürülmektedir. Üç fazlı gerilim kaynaklı eviricinin iki fazlı eşdeğer devresinin elde edilmesinde Clarke ($\alpha\beta$) ile Park (dq) dönüşüm terimleri kullanılmaktadır. Bu dönüşüm terimleri için iki fazlı ve üç fazlı sistemlerin arasındaki bağıntının bilinmesi ve uygun bir şekilde oluşturulması gerekmektedir. Dönüşüm terimleri ile elde edilen iki fazlı eşdeğer evirici modeli, zaman kavramından bağımsız hale gelmekte ve evirici sistemine ait parametreler ve değişkenler birbirine dik iki eksenle ifade edilmektedir. Clarke dönüşümü adı verilen matematiksel dönüşüm, üç fazlı bir sistemi iki fazlı dik bir sisteme

dönüştürmektedir. Üç fazlı sisteminin iki fazlı Clarke ($\alpha\beta$) dönüşümü aşağıdaki denklemlerle ifade edilmektedir:

$$I_\alpha = \frac{1}{3}[2I_a - (I_b - I_c)] \quad (5.45)$$

$$I_\beta = \frac{2}{\sqrt{3}}[(I_b - I_c)] \quad (5.46)$$

$$I_0 = \frac{2}{3}[I_a + I_b + I_c] \quad (5.47)$$

Burada I_a , I_b ve I_c üç faz akım büyüklüklerini, I_α ve I_β sabit ortogonal referans çerçevesi bileşenlerini, I_0 sistemin homopolar bileşenini temsil etmektedir.

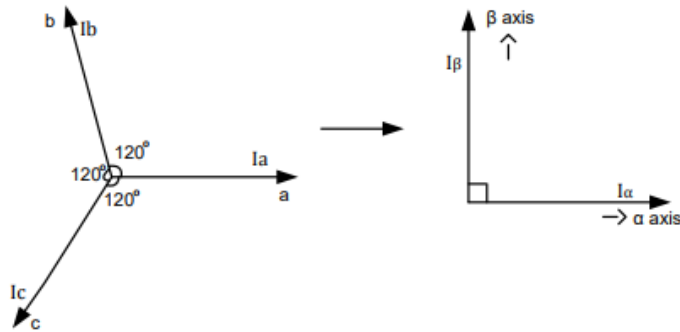
Birçok uygulamada homopolar bileşen yoktur veya daha az önemlidir. Bu şekilde, homopolar bileşenin yokluğunda $u = u_\alpha + ju_\beta$ uzay vektörü orijinal üç fazlı giriş sinyalini temsil etmektedir.

$$[I_a + I_b + I_c] = 0 \quad (5.48)$$

Şekil 5.25'te görüldüğü gibi I_α , I_a ile üst üste bindirildiğinde ve I_a , I_b ve I_c akımlarının toplamı sıfır (Denklem 5.48) olduğundan dolayı, faz akımları I_α ve I_β 'ye dönüştürülebilmektedir;

$$I_\alpha = I_a \quad (5.49)$$

$$I_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}[I_a + 2I_b] \quad (5.50)$$



Şekil 5.25. Clarke dönüşümü

5.3.5. Ters Clarke Dönüşümü

İki eksenli ortogonal sabit referans çerçevesinden üç fazlı sabit referans çerçevesine dönüşüm, Şekil 5.26'da gösterildiği gibi Ters Clarke dönüşümü kullanılarak gerçekleştirilmektedir. Ters Clarke dönüşümü aşağıdaki denklemlerle ifade edilmektedir:

$$V_a = V_\alpha \quad (5.51)$$

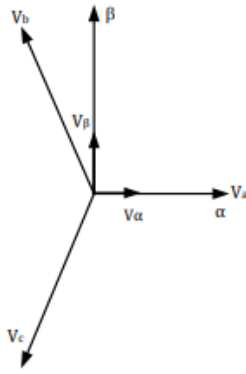
$$V_b = \frac{-V_\alpha + \sqrt{3} \cdot V_\beta}{2} \quad (5.52)$$

$$V_c = \frac{-V_\alpha - \sqrt{3} \cdot V_\beta}{2} \quad (5.53)$$

Burada;

V_a , V_b , V_c üç fazlı nicelikler,

V_α ve V_β sabit ortogonal referans çerçevesi nicelikleridir.



Şekil 5.26. Ters Clarke Dönüşümü

5.3.6. Park dönüşümü

İki eksenli ortogonal sabit referans çerçevesi miktarları, Şekil 5.27’de gösterildiği gibi Park dönüşümü kullanılarak dönen referans çerçevesi miktarlarına dönüştürülmektedir. Park dönüşümü aşağıdaki denklemlerle ifade edilmektedir:

$$I_d = I_\alpha * \cos(\theta) + I_\beta * \sin(\theta) \quad (5.54)$$

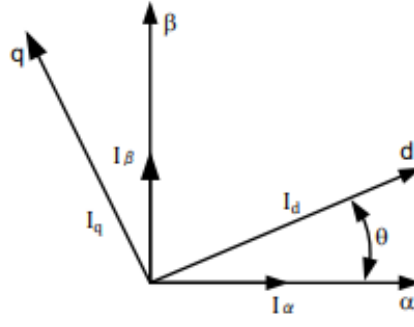
$$I_q = I_\beta * \cos(\theta) - I_\alpha * \sin(\theta) \quad (5.55)$$

Burada,

I_d , I_q dönen referans çerçevesi büyüklükleri,

I_α , I_β ortogonal sabit referans çerçevesi büyüklükleri,

θ dönme açısını temsil etmektedir.



Şekil 5.27. Park Dönüşümü

5.3.7. Ters Park Dönüşümü

Dönen referans çerçevesindeki nicelikler, Şekil 5.28’de gösterildiği gibi Ters Park dönüşümü kullanılarak iki eksenli ortogonal sabit referans çerçevesine dönüştürülmektedir. Ters Park dönüşümü aşağıdaki denklemlerle ifade edilmektedir:

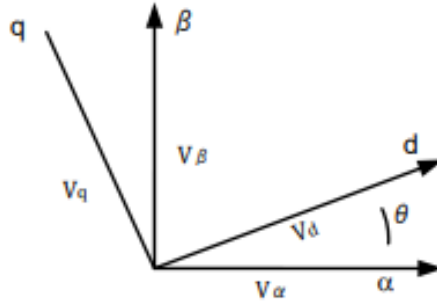
$$V_{\alpha} = V_d * \cos(\theta) - V_q * \sin(\theta) \quad (5.56)$$

$$V_{\beta} = V_q * \cos(\theta) + V_d * \sin(\theta) \quad (5.57)$$

Burada,

V_{α} ve V_{β} ortogonal sabit referans çerçevesi büyüklükleri,

V_d ve V_q dönen referans çerçevesi büyüklükleridir.



Şekil 5.28. Ters Park Dönüşümü

5.4. Şebeke Bağlantılı PV Santrallerinde Frekans Kontrolü

Güç elektroniği tabanlı sistemlerin, şebekedeki yenilenebilir enerji üretiminin oranı artmaya devam ettiğinden, RES’lerin elektrik şebekesine bağlanması için önemi artmaktadır [143-145]. RES’lerin dahil edilmesi, frekans ve gerilim istikrarsızlığı nedeniyle genel güç sistemini daha fazla

risk altına sokmaktadır. Bu nedenle, yakın geçmişte, frekans ve gerilim kararlılığı açısından güvenilir ve esnek bir güç sistemi yapmak için yeni teknikler geliştirmeye daha fazla önem verilmektedir. Geleneksel bir enerji sistemindeki ana güç kaynağı senkron generatördür (SG). SG, geleneksel atalet kontrolü sayesinde yük dalgalanmalarına kendiliğinden yanıt vermektedir. Modern elektrik şebekesinde, RES'lerin enjeksiyonu, sistem ataletini azaltmaları açısından ciddi bir problem ve dolayısıyla şebekenin güvenilirliği ciddi şekilde etkilemektedir. Bu durumda, atalet, yalnızca sistem ataletine bağlı olduğu için frekans değişim oranını bozmaktadır. Sistemin minimum ataleti, daha büyük frekans değişimi anlamına gelmektedir. Bu nedenle, güç sistemi, genellikle evirici tabanlı bir kontrolün tasarımı kararsızlığa daha yatkındır. Atalet, üretim veya yükte ani değişiklikler olması durumunda frekans değişimlerini kısıtlayan bir şebeke özelliğidir. Yenilenebilir enerji kaynaklarının büyük çaplı ve etkin şekilde bağlanmaları, bir şebekenin ataletini azaltmaktadır. Şebeke frekansı gerçek güç dengesine bağlıdır: yani arza karşı talep olarak ifade edilmektedir.

RES'lerin dâhil edilmesi nedeniyle gücün şekli değişmiştir. RES'ler atalet kısmına sahip olmadığından, bu nedenle, eviriciler sisteme dâhil edilmektedir. Yenilenebilir enerji kaynaklarının güç sistemleri büyük çaplı ve etkin şekilde bağlanmaları ile birlikte frekansta meydana gelen değişimlere yanıt veremediği bundan dolayı da şebekelerde frekanstan kaynaklı sorunlar çıkmaktadır. Yenilenebilir enerji kaynaklarından en önemlisi olan PV sistemlerinin frekans tepkisi yoktur.

Atalet veya frekans sorunu için geliştirilen bir SG'nin elektromekanik modeli dâhil neredeyse tüm temel özelliklerine sahip en yeni evirici, sanal senkron generatör (VSG) olarak adlandırılmaktadır. VSG, bazı bozulma veya bir arıza meydana geldiğinde güç sistemini kritik bir şekilde kurtaran sarkma ve atalet kontrolünün içsel özelliklerine sahiptir. Dolayısıyla güç sisteminin stabilizasyonuna fayda sağlamaktadır. Bu nedenle, aktif ve reaktif güç paylaşımının gerçekçi çözümleri için evirici kontrolünde SG karakteristikleri kullanılmıştır.

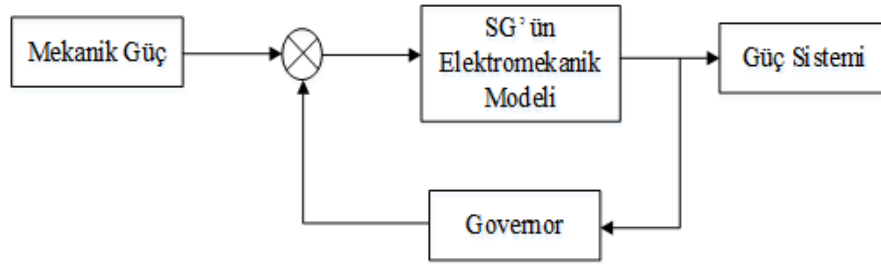
Evirici sisteminde yalnızca SG'nin matematiksel modeli kopyalandığından, bir elektrik makinesinin bazı fiziksel sınırlamaları göz ardı edilebilmekte ve bazen sistem doğrusal olmama durumları da basitlik amacıyla yaklaşık olarak tahmin edilebilmektedir. Senkron generatörünün yavaş elektromekanik dinamikleri gibi istenmeyen özelliklerini kısıtlamak için bu çalışmada, VSG kontrolünü formüle etmek için basitleştirilmiş bir SG modeli kullanılmıştır. Genel olarak VSG modelini basitleştirmek için aşağıdaki varsayımlar yapılmıştır:

- a) Yuvarlak kutuplu makine kullanılır,
- b) Stator empedansı sabit olarak kabul edilir,
- c) Makinenin kutup sayısı 2 olarak kabul edilir,
- d) Makinenin üç fazı dengelidir.

5.5. Senkron Generatörün Modellenmesi

Senkron generatörlerin rotor miline bağlı buhar türbini, su türbini veya dizel motorla ihtiyacı olan mekanik enerjiyi AC elektrik enerjisine dönüştüren elektrik makinalarıdır. Büyük güçlü senkron generatörler, yüksek verimleri ve reaktif güç üretimi gibi önemli avantajlara sahiptirler. SG'lerin yapısında rotor ve stator sargıları mevcuttur. Hareket kaynağı ile döndürülen rotor sargısına DC gerilim uygulandığında rotor manyetik alanı meydana gelmektedir. Meydana gelen bu rotor alanı içinde bulunan stator sargılarından üç fazlı gerilim indüklenmektedir. İndüklenen gerilim frekansı yani elektriksel frekans rotor hızına bağlı olarak değişmektedir.

Bir SG'nin elektromekanik modeli Şekil 5.29'da gösterilmektedir. Bir SG'nin rotor şaftı, ana taşıyıcı tarafından tahrik edilmekte; burada regülatör, senkron hızı korumak için mekanik tork girişinin kontrol edecek şekilde valf açıklığını ayarlayabilmektedir. Kaynak ne olursa olsun mekanik güç kaynağından beklenen en önemli özellik, her türlü yük değişimlerinde hızının değişmeden sabit kalabilmesidir. Bu özellik sağlanamasa idi güç sisteminin frekansı sabit değerde tutulamazdı.



Şekil 5.29. Senkron Generatörün mekanik kısmı

Bir SG'nün elektromekanik modeli, özellikle Denklem 5.58'deki salınım denklemi, güç sistemi kararlılığını arttırmak için generatör atalet tepkisi sağlayan temel bileşendir.

Salınım denklemi Denklem 5.58'de verilmiştir. Burada, T_m mekanik dönme kuvvetini, T_e elektromanyetik dönme kuvvetini temsil etmektedir.

Newton'un hareket kanununa göre SG'nün mekanik güç girişi ve elektriksel güç çıkışı Denklem 5.59 ve Denklem 5.60'ta P_m ve P_e olarak hesaplanmaktadır. J_{VSG} ve D_p parametreleri sırasıyla salınım denkleminin eylemsizlik (atalet) sabitini ve sönümleme katsayısını belirtmektedir.

Ayrıca ω_{ref} , SG'nin 120π rad/s olan referans senkron hızını ve ω , SG'nin çıkış senkron hızını vermektedir.

$$T_m - T_e = 2J_{VSG} \frac{d\omega}{dt} + D_p(\omega - \omega_{ref}) \quad (5.58)$$

$$P_m = \omega T_m \quad (5.59)$$

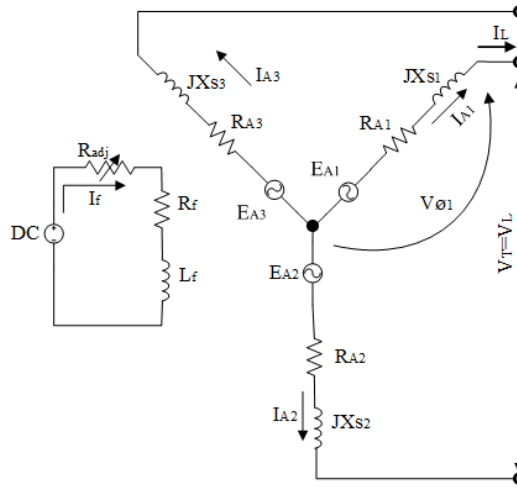
$$P = \omega T_e \quad (5.60)$$

ω_{ref} : Referans açısal hız

ω : Senkron generatörün çıkış açısal hızı

Şekil 5.30'da SG'nin elektrik eşdeğer devresini gösterilmektedir [146]. Şekil 5.30'da rotor alan devresi, bir DC akım kaynağına ve uyarım akımını ayarlamak için R_f uyarım direncine seri bir ayarlı direnç (R_{adj}) bağlanmıştır. Eşdeğer devrenin stator sargılarında her bir fazın indüklenen gerileme seri bağlı X_s reaktansı ve seri bağlı R_A direncine sahiptir. Üç fazlı stator sargıları yıldız (Y) bağlı ve dengeli olarak kabul edilmektedir. Üç fazlı gerilimler ve akımlar arasında 120° faz farkı vardır. Senkron generatörün fazlarına üç fazlı dengeli bir yük bağlandığında aynı gerilim ve akımlar bulunacaktır.

Dengeli bir sistemde bobin endüktansları ve iç dirençleri $L_{s1}=L_{s2}=L_{s3}=L_A$ ve $R_{A1}=R_{A2}=R_{A3}=R_A$ birbirine eşit olmaktadır. Bu nedenle statorun fazları arasında karşılıklı endüktanslar aynıdır. Yuvarlak kutuplu bir senkron makine için özindüktans L_s ve karşılıklı endüktans M sabittir.



Şekil 5.30. Üç fazlı senkron generatörün eşdeğer devresi

Bir SG'nin nominal frekansı bağlı olduğu güç sistemine bağlıdır. Türkiye ve Avrupa'da güç sistemlerinde 50 Hz kullanılmaktadır. Buna göre frekans Denklem 5.61'e göre hesaplanmaktadır.

$$f_e = \frac{n_m \cdot P}{120} \quad (5.61)$$

Bir SG'de en belirgin özellik gerilimidir. Denklem 5.62'ye bakıldığında bir SG'nin gerilimi; akıya, dönme hızına ve makinenin mekanik yapısına bağlıdır. Yüksek gerilim elde etmek için, belirli bir mekanik yapıya sahip ve belirli hızda makine daha yüksek akı değerine ihtiyaç duymaktadır.

$$E_A = K * \phi * \omega \quad (5.62)$$

Basit ve anlaşılır olması için I_f uyartım akımı adım girişi olarak kabul edilmekte ve bir SG'nin statorunun akısı Denklem 5.63'teki gibi türetilmektedir. Bu arada bir SG'nün rotorunun akısı Denklem 5.64'deki gibi elde edilmektedir [147]. Burada θ , senkron generatörün faz açısını temsil etmektedir.

$$\Phi = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} L_A & M & M \\ M & L_A & M \\ M & M & L_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{A1} \\ I_{A2} \\ I_{A3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_f \cos \theta \\ M_f \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ M_f \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} I_f \quad (5.63)$$

$$\phi_f = -I^T \begin{bmatrix} M_f \cos \theta \\ M_f \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ M_f \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} + L_f I_f \quad (5.64)$$

Denklem 5.63 ve Denklem 5.64'e göre, generatörün terminal gerilimi V_o , Denklem 5.62'de olduğu gibi yazılmakta ve ayrıca elektromotor kuvveti $E = [E_{A1}, E_{A2}, E_{A3}]^T$ ve stator akımı $I = [I_{A1}, I_{A2}, I_{A3}]^T$ elde edilmektedir.

$$V_0 = \begin{bmatrix} V_{\phi 1} \\ V_{\phi 2} \\ V_{\phi 3} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_A & 0 & 0 \\ 0 & R_A & 0 \\ 0 & 0 & R_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{A1} \\ I_{A2} \\ I_{A3} \end{bmatrix} + \frac{d\Phi}{dt} + E \quad (5.65)$$

$$\frac{d\Phi}{dt} = - \begin{bmatrix} L_A & M & M \\ M & L_A & M \\ M & M & L_A \end{bmatrix} \frac{di}{dt} \quad (5.66)$$

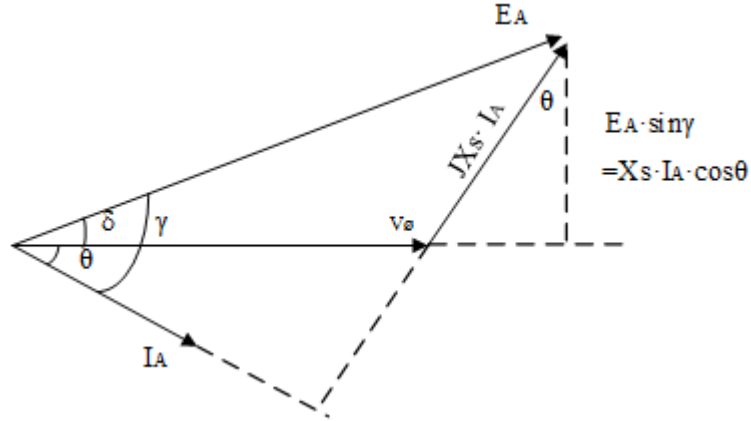
Sonuç olarak, elektromotor kuvveti E , Denklem 5.67'de gösterilmiştir.

$$E = \dot{\theta} I_f \begin{bmatrix} M_f \sin \theta \\ M_f \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ M_f \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} - \frac{dI_f}{dt} \begin{bmatrix} M_f \cos \theta \\ M_f \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ M_f \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} = \dot{\theta} I_f \begin{bmatrix} M_f \sin \theta \\ M_f \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ M_f \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (5.67)$$

Senkron generatörlerde, ilk hareket ettirici (prime mover) olarak kullanılan dizel motor, buhar türbini vb. sistemlerinden hangisinin kullanıldığına bakılmaksızın, çekilen güçten bağımsız olarak hızın sabit kalmasıdır. Bu işlem güç sisteminin frekansını sabit kalmasını sağlamaktadır. Ayrıca mekanik gücün tamamı çıkışa elektrik gücü olarak aktarılmaz ve aradaki fark makinedeki kayıpları ifade etmektedir. Şekil 5.31'de senkron generatörün fazör diyagramı verilmiştir. Bu fazör diyagrama göre Denklem 5.68'de hareket ettiricinin gücünün elektriğe dönüştüren güç formülü verilmiştir.

$$P_{mek} = \tau_{app} \cdot \omega_m = 3 \cdot E_A \cdot I_A \cdot \cos \gamma \quad (5.68)$$

Bu denklemde γ , E_A ile I_A arasındaki açıdır.



Şekil 5.31. Senkron generatörün sadeleştirilmiş fazör diyagramı (R_A ihmal edilmiş)

Senkron generatörün çıkış aktif gücü hat değerlerine göre yazılırsa;

$$P_{out} = \sqrt{3} V_T I_L \cos \theta \quad (5.69)$$

Aynı şekilde generatörün çıkış aktif gücünü faz büyüklüklerine göre yazılırsa;

$$P_{out} = \sqrt{3} V_{\phi} I_A \cos \theta \quad (5.70)$$

Senkron generatörün çıkış reaktif gücü hat ve faz değerlerine göre yazılırsa Denklem 5.71 ve Denklem 5.72 elde edilmektedir.

$$Q_{out} = \sqrt{3} V_T I_L \sin \theta \quad (5.71)$$

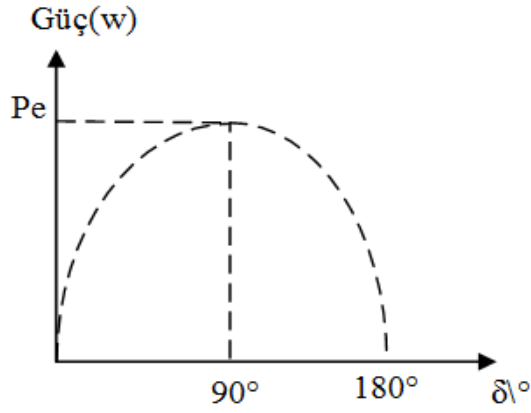
$$Q_{out} = \sqrt{3} V_{\phi} I_L \sin \theta \quad (5.72)$$

SG'nün elektrik eşdeğer devresine bakıldığında endüvi direnci (R_A) ihmal edildiğinden dolayı Denklem 5.70 tekrar yazılırsa;

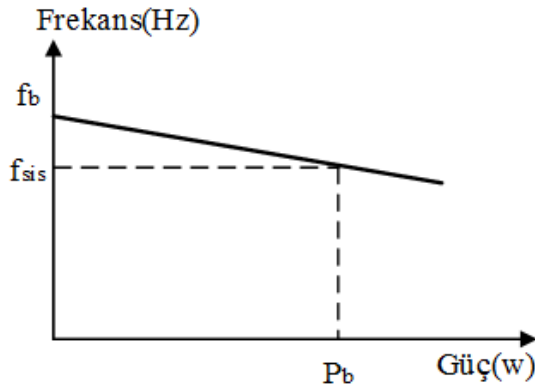
$$P = 3 \frac{V_{\phi} E_A}{X_s} \sin \delta \quad (5.73)$$

Denklem 5.73 ile bir senkron generatörün ürettiği güç V_{ϕ} ile E_A arasındaki makinenin moment açısına (δ) bağlı olduğu görülmektedir. Şekil 5.32'de generatörün çalışma açısı $\delta=90^\circ$ veya $\sin(\delta)=1$ olduğunda maksimum güç üretilmektedir. Denklem 5.61'de bahsedildiği gibi mekanik

hız, frekansla ilişkilidir ve aynı zamanda senkron generatörün çıkış gücü de frekansla ilişkilidir. Frekans ve çıkış gücü karakteristik eğrisi Şekil 5.33'te verilmiştir.



Şekil 5.32. Çıkış aktif gücüne karşı güç açısı eğrisi



Şekil 5.33. Senkron generatörün güç frekans değişim karakteristiği

Şekil 5.33'e bakıldığında generatörün çıkış gücü ile frekans arasındaki bağıntı Denklem 5.74'te verilmiştir.

$$P = s_p(f_b - f_{sis}) \quad (5.74)$$

Burada;

P: Generatörün çıkış gücü(kW)

f_b : Generatörün boşa çalışma frekansı(Hz)

f_{sis} : Sistemin çalışma frekansı(Hz)

s_p : kW/Hz veya MW olarak eğrinin eğimi

5.6. Sanal Senkron Generatör(VSG)

PV sistemleri genellikle bir şebeke bağlantılı mod veya şebekeden bağımsız modda güç elektroniği dönüştürücü/evirici yardımıyla bir maksimum güç noktası izleme (MPPT) kontrol stratejisini benimsemişlerdir [148, 149].

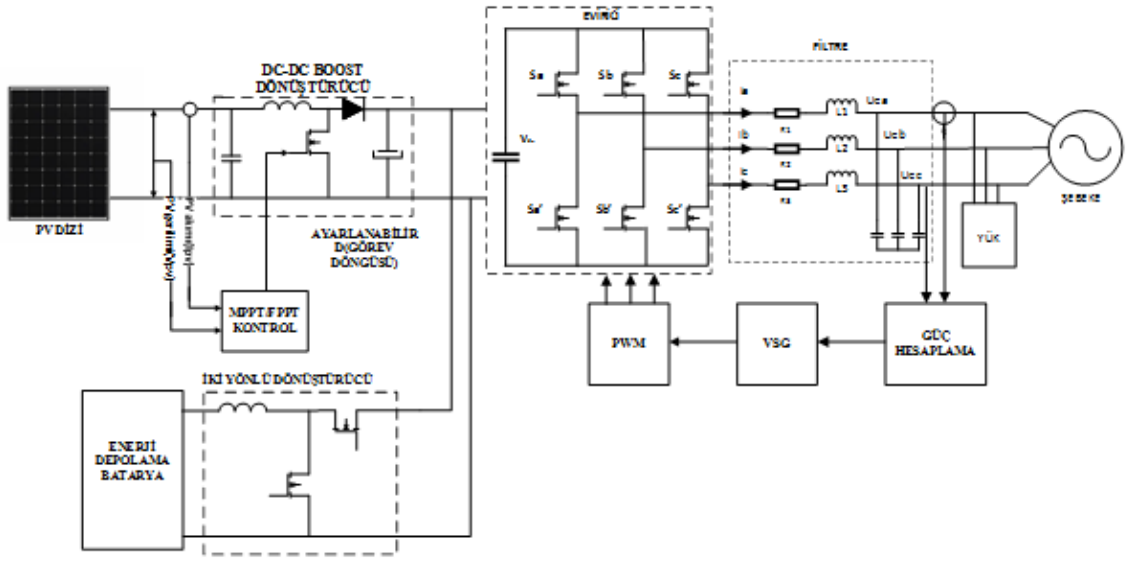
Yaygın kullanılan MPPT kontrol teknikleri, şebeke frekansında meydana gelen değişikliklere yanıt veremediği gibi, PV sistemden maksimum güç çıkarmaya odaklandığından dolayı pasif kontrole sahiptirler. PV sistemleri, evirici ataletinin ve sönümlemenin eksikliği nedeniyle geleneksel senkron generatörler (SG) gibi tutarlı dinamik özelliklere sahip değildir [150, 151]. Güç elektroniği dönüştürücüleri tarafından şebekeye bağlanan PV ve rüzgar türbini sistemlerinin (santrallerinin) atalet ve frekans regülasyonu yetenekleri yoktur [152, 153]. Bu nedenle, frekans regülasyonu PV bağlantılı şebekeler için kritik bir sorundur ve genellikle yüksek maliyetli enerji depolama ve dizel yakıtlı enerji üretimi için büyük bir kapasite gerekmektedir [154]. Bu durum, şebekenin frekans ve gerilimin stabilitesini iyileştirmeye zarar vermekte ve güç şebekesinin güvenliği ve stabilitesi için potansiyel bir tehdide neden olmaktadır. Büyük çaplı PV santrallerin devreye girmesi artan üretim gücü ile birlikte, şebekeye bağlı ekipmanın ‘güç şebekesinden bağımsız olarak yalnızca elektrik üretimi’ fikrini kademeli olarak değiştirmesi gerekmektedir.

Büyük ölçekli PV güç sistemlerinin şebeke frekansına katkı sağlaması, çözülmesi gereken önemli bir sorun haline gelmiştir [155]. PV sistemine bağlı eviricilerin SG gibi davranmasını sağlama yeteneği olarak sanal senkron generatör (VSG) teknolojisini tanımlanmıştır [150, 156].

5.7. Geleneksel Fotovoltaik-Sanal Senkron Generatör(PV-VSG)

Şekil 5.34’te görüldüğü gibi, PV ve enerji depolamanın ortak çalışma modu, kısaca bir PV depolama sistemi olarak anılmakta ve burada PV sistemi DC bara gerilimini stabilize etmek için DC tarafına çift yönlü bir enerji depolama cihazı eklemekte ve evirici aracılığıyla VSG işlevini gerçekleştirmektedir [157-160]. VSG açısından, birincil düzenlemede yer alan güç, PV güç kaynağı yerine enerji deposundan elde edilmektedir. Ayrıca, enerji depolamanın ek konfigürasyonu, sistem maliyetini, bakım iş yükünü ve ayrıca ek kurulum alanını artırarak pratik uygulamayı zorlaştırmaktadır. Ek depolama elemanı kullanmadan, şebekeye bağlı bir moda, klasik VSG kontrolcüsü kullanılarak hem aktif güç kontrolü hem de reaktif güç kontrolü sağlamışlardır [161, 162].

Bununla birlikte, PV-VSG kontrol yapısı yalnızca tek aşamalı DC AC topolojisine sahip merkezi PV eviriciye uygulanmaktadır. Bu, şebeke bağlantısının esnek olduğu ve MPPT gerilim ayar aralığının daha geniş olduğu iki aşamalı DC DC ve DC AC devrelerine sahip dizi PV evirici için uygun değildir [161, 162].



Şekil 5.34. Geleneksel PV-VSG ile enerji depolama elemanının birlikte olduğu şebeke bağlantılı çalışma kontrolü [157, 158]

Aslında Denklem 5.75 salınım denklemi, VSG'nin önemli bir süreci olarak ifade edilmektedir.

$$j \frac{d\omega_s}{dt} = T_m - T_e - D(\omega_s - \omega_g) \quad (5.75)$$

Burada;

J, atalet momenti ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$),

T_m , sanal mekanik dönme kuvveti ($\text{N} \cdot \text{m}$),

T_e , sanal elektromanyetik dönme kuvveti ($\text{N} \cdot \text{m}$)

D, sönümleme katsayısı ($\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad}$),

D_p , düşüm katsayısı,

ω_s : VSG'nin rotor açısal frekansı,

ω_g , şebekenin anma açısal frekansı,

ω_{ref} , nominal açısal frekans ifade etmektedir.

J'nin varlığı nedeniyle, şebekeye bağlı evirici, güç ve frekans dinamiği sürecinde ataletle sahiptir. Ayrıca eşdeğer sönüm D nedeniyle, şebekeye bağlı gerilim kaynaklı evirici tipi güç üretim cihazı ayrıca şebeke güç salınımını sönümleme yeteneğine de sahiptir.

Bu iki değişken, mikro şebeke operasyonel performansının iyileştirilmesi için büyük önem taşımaktadır. VSG kontrolünün governorü taklit etmek için bir ω -P sarkması kullanılmaktadır ve şu şekilde temsil edilebilmektedir:

$$P_m = P_{ref} + D_p * (\omega_{ref} - \omega_s) \quad (5.76)$$

Bu nedenle, pil deposu, aktif güç çıkışı otomatik olarak ayarlar ve sistem için atalet ve birincil FR desteği sağlamaktadır.

DC tarafında bir enerji depolama bataryası ile kurulan bir PV-VSG kontrolü, PV çıkış gücü özellikle ışık yoğunluğu ve sıcaklık gibi çevresel faktörlerden etkilenmektedir. Çünkü enerji depolama elemanı birincil olarak gerekli gücü eşleştirmek için bir DC DC dönüştürücü aracılığıyla gücü dengelemekten sorumludur [155].

Bununla birlikte, enerji depolama bataryası ile kurulan PV-VSG kontrolü iki dezavantaja sahiptir:

- I. VSG, enerji depolama elemanına bağımlı olarak çalışır, bundan dolayı depolama elemanında oluşacak arızadan dolayı evirici çalışmaya devam etmeyebilir. Arıza ile birlikte frekans kontrolü sağlanamayacaktır.
- II. PV-VSG'nin enerji depolama sisteminin yapılandırılırken; ek yatırım, işletme ve bakım masraflarından kaynaklı maliyet artmasına neden olmaktadır [161, 163].

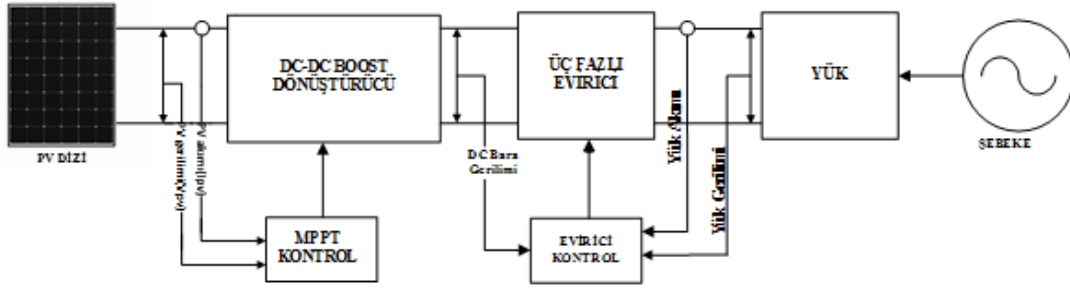
5.8. PV sistemi için güç rezervi kontrolü

Hükümet politikaları ve sera etkisinin azaltılması konusundaki farkındalık nedeniyle, elektrik üretimi için yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımı artmaktadır. Yenilenebilir enerji kaynakları arasında güneş enerjisi bolluğu ve bakım gerektirmemesi nedeniyle güneş enerjisi herkes tarafından tercih edilmektedir. PV sistemleri, ısınlama (radyasyon) ve sıcaklık değişimlerinden etkilendiklerinden dolayı PV panelinden elde edilen güç veya güç-gerilim karakteristiği (P-V) özellikleri doğrusal değildir. Günümüzde, PV sistemlerinin kontrolörleri genellikle MPPT noktasında güç üretimine ve şebeke entegrasyonu kabiliyetine sahiptirler.

PV sistemlerinin önümüzdeki yıllarda şebekeye entegrasyonu daha fazla artacaktır. Büyük PV santralleri entegrasyonu şebekeyi desteklese de, PV ile ilgili aşağıdaki sorunlar ortaya çıkmaktadır.

- Güç talebi daha az ise ve PV MPP bölgesinde çalıştırılırsa şebeke aşırı yüklenme meydana gelebilir.
- Bulutlu havalarda, ısınlama değişkendir ve bu nedenle PV güç üretimi stabil değildir ve ayrıca şebeke geriliminde dalgalanmaları yaratır.

Yukarıda belirtilen sorunların üstesinden gelmek için ülkelerin şebeke bağlantı kurallarını gözden geçirmesi gerekmekte ve PV sistemlerinde aktif güç kontrolü önerilmektedir [164]. Bu sistemlerde aktif güç kontrolü sayesinde PV'nin her zaman MPP bölgesinde çalıştırılması gerekli değildir. Şekil 5.35'te iki aşamalı PV şebeke bağlantısının blok diyagramı gösterilmektedir.

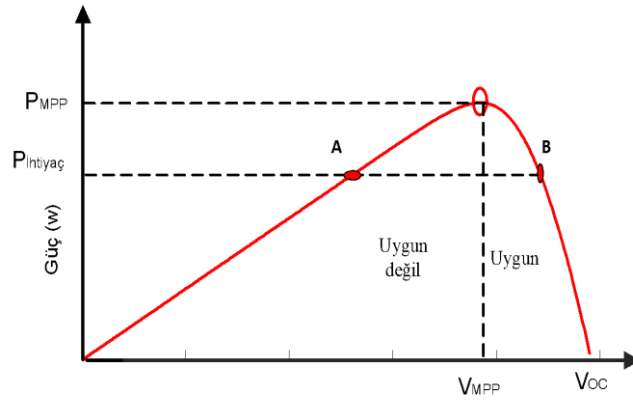


Şekil 5.35. İki kademeli şebeke bağlantılı PV üretim modelinin blok diyagramı.

Enerji depolama olmadan, PV'nin güç-gerilim çıkış karakteristiğini incelendiğinde, PV dizilerinin çıkış gücü, iki aşamalı bir sistemde birinci kademesi olan ve güç şebekeleriyle doğrudan bağlanabilen bir DC DC dönüştürücü tarafından düzenlenmektedir.

Esnek bir FPPT algoritması dayanan iki aşamalı geliştirilmiş bir PV-VSG kontrol yaklaşımı önerilmiştir. PV gücü yeterli olduğunda, esnek (flexible) FPPT, PV sisteminin yük ile aynı gücü göndermesini veya her zaman maksimum güç vermeyen güç gereksinimleri göndermesini sağlamaktadır. PV güç eksikliği durumunda, esnek (flexible) FPPT algoritması geleneksel MPPT kontrolüne dönüşmektedir. Bu arada geliştirilmiş VSG, DC bara gerilim kararlılığını yükseltmektedir. Bu kontrol yaklaşımı, geleneksel iki aşamalı PV-VSG'nin enerji depolama yapılandırmasını ortadan kaldırarak yatırım ve bakım maliyetlerini düşürmektedir. Şebekeden bağımsız modda, yeni iki aşamalı PV-VSG, yük talebine uygun olarak güç göndermekte ve yük için gerilim ve frekans desteği sağlamaktadır. Şebekeye bağlı modda, AC gerilimi ve frekansı güç şebekesi tarafından sağlanmakta ve PV-VSG, sevk talimatını takiben güç iletmekten sorumludur.

Son yıllarda şebeke bağlantılı PV sistemlerinde üretilen aktif gücün kontrolü sorunu oluşmaktadır. Bundan dolayı esnek güç noktası kontrolü (FPPT) adı verilen yeni bir kontrol tekniği ortaya çıkmaktadır. FPPT, PV panelin güç-gerilim eğrisinin sol veya sağ tarafında çalışmakta ve azaltılmış gücü şebekeye iletmektedir [165]. FPPT algoritması, sabit PV güç üretimi için PV gerilim referansı oluşturmak için kullanılmaktadır. Bu algoritmanın ana avantajı, PV gücünün, güç gerilim (P-V) eğrisinin sol ve sağ tarafında etkin bir şekilde izlenebilmesidir. Önerilen algoritma, Şekil 5.36'da görüldüğü gibi DC bağlantısındaki gerilim salınımlarını azaltmak için P-V eğrisinin sağ tarafında (maksimum PV gerilimi (V_{mpp}) ile açık devre gerilimi (V_{oc})) arasında çalışmaktadır.



Şekil 5.36. PV Güç gerilim (P-V) karakteristik eğrisi

FPPT algoritmasının katkıları şunlardır:

- MPPT'yi ve azaltılmış gücü aynı anda izleyebilmekte,
- Her türlü sıcaklık ve ışınlama koşullarında çalışabilmekte,
- Gerilim salınımlarını azaltmak için her zaman P-V eğrisinin sağ tarafında (V_{mpp} ve V_{oc} arasında) çalışmakta,
- Çıkışta yüksek gerilim ve düşük akım tutabilmekte,
- Önerilen algoritma basit ve pratik uygulaması kolay olmaktadır.

FPPT tekniği alanındaki araştırma topluluğunu daha fazla desteklemek için, bu çalışmada bir yedek güç noktası tekniği tanıtılmıştır. Ek olarak, çeşitli hava koşullar altında önerilen FOCV ve FPPT algoritması ile birleştirilmiş ve yeni bir arama metodolojisi önerilmiştir.

PV dizisi, bir DC DC yükseltici dönüştürücü ile DC gerilim elde edilmekte ve şebekeye 3 fazlı bir DC AC evirici ile bağlanmaktadır. Şekil 5.35'te gösterildiği gibi, tipik bir PV üretim kontrolünde, DC AC evirici, DC hattı gerilimini referans değerine düzenlemektedir. DC DC dönüştürücü, maksimum güç çalışma noktasını izlemek için PV dizisinin gerilimini kontrol etmektedir. V_{MPP}, PI kontrolörü aracılığıyla yükseltici dönüştürücünün görev döngüsünü oluşturmak için V_{PV} ile karşılaştırılmaktadır. Yükseltici devresinin görev oranı ayarlanarak maksimum güç elde edilebilmektedir. PV dizisinin üretimine ait genel kontrolü, PV üretimi MPPT modunda çalıştırılmakta ve şebeke sisteminin frekans regülasyonuna etkisi olmamaktadır.

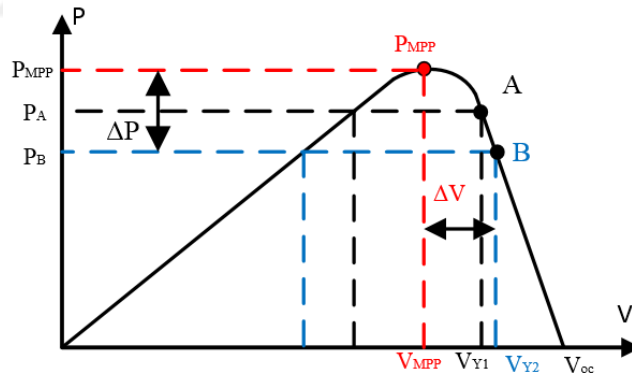
Normal PV bağlı şebekelerde pil depolama birimi frekans regülasyonunu gerçekleştirirken, PV üretimi MPPT modunda çalışmaktadır. Ayrıca frekansı izin verilen aralıkta tutmak için büyük kapasiteli bir pil depolama birimi gerekmektedir. PV sistemi şebekeye frekans desteği sağlayabilirse, şebekenin frekans regülasyon yeteneği geliştirebilmekte ve gerekli enerji depolama

kapasitesini azaltabilmekte veya hiç kullanılmayacaktır. Bu tezin amaçlarında biri olarak PV santrallerinin şebeke frekansına destek sağlamak için yedek güç rezervi sağlamaktır. FPPT kavramı, frekans desteği sağlama adına takdire şayan bir yöntem gibi görünmektedir. Bununla birlikte, tipik VSG kontrolü, iki aşamalı PV üretimi için uyarlanmamıştır. İki aşamalı PV üretimi için, DC hattı gerilimini düzenlemek için aktif güç kontrol döngüsü kullanılmaktadır. PV sisteminin doğal bir ataleti veya kullanılabilir yedek gücü yoktur. Çıkış gücü rastgeledir ve çevresel koşullar tarafından belirlenmektedir.

Rüzgar türbinlerinden farklı olarak, PV üretimi rotor kinetik enerjisine sahip değildir. Bu nedenle, frekans regülasyonuna katılmak için aktif gücün bir kısmını enerji depolamadan PV üretimi için ayırmak gerekmektedir. Güç rezervi oranı d şu şekilde tanımlanmaktadır [154]:

$$d = \frac{P_{MPP} - P_{yedek}}{P_{MPP}} \quad (5.77)$$

Burada P_{mpp} , PV'nin maksimum gücü, P_{yedek1} ve P_{yedek2} , PV'nin yüksüz gücü ve $(1-d)$ bu çalışmada güç kullanım oranıdır. Bir PV sistemi için bir güç rezervi kontrolü, yüksüz bir güç-gerilim (P-V) eğrisi aracılığıyla gerçekleştirilebilmektedir. Bu çalışmada PV dizisi modelinin verileri kullanılarak, $d = \%20$ ve $d = \pm \%10$ olan iki farklı yüksüz P-V eğrisi, Şekil 5.37'de gösterildiği gibi temsil edilebilmektedir.



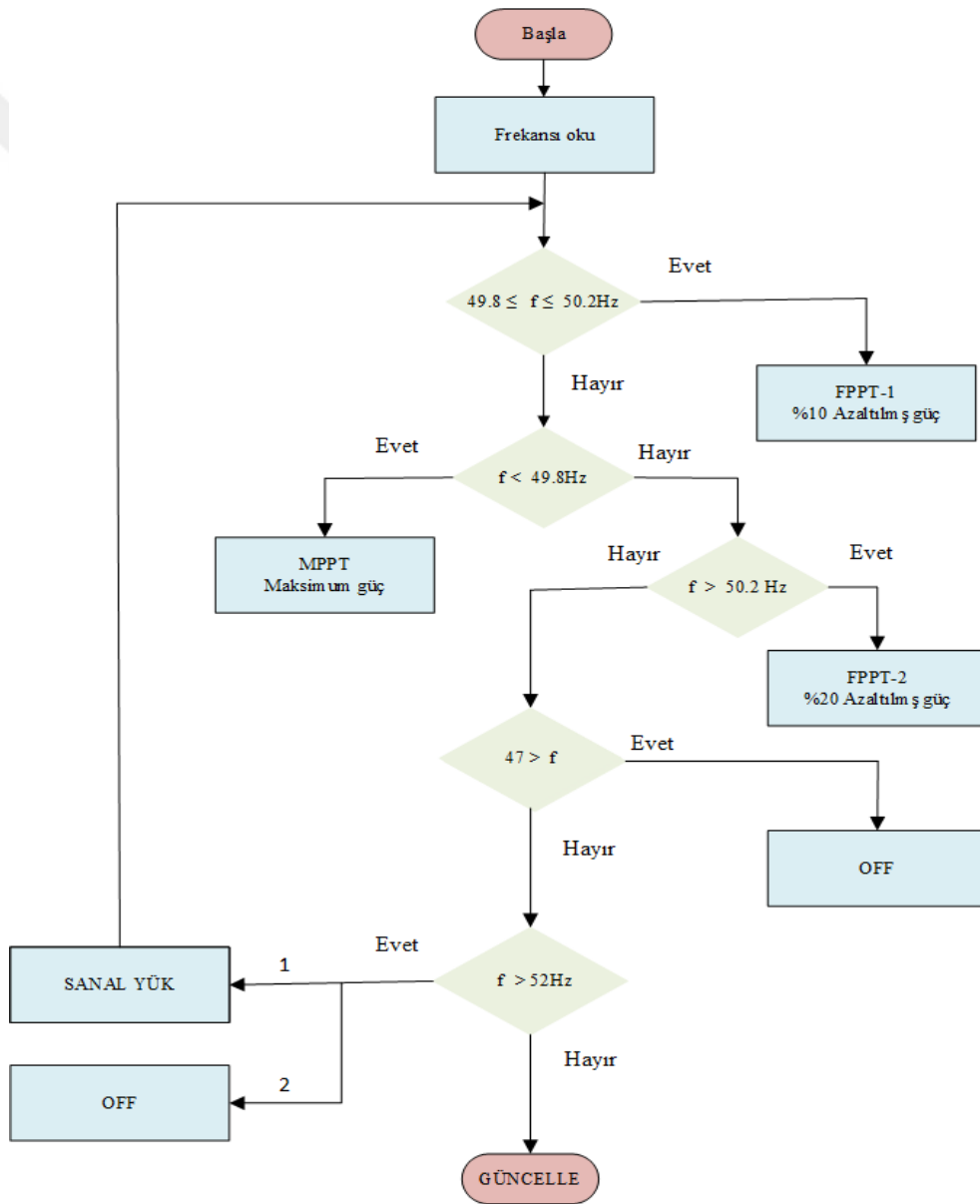
Şekil 5.37. PV dizisinin iki farklı yüksüz güç gerilim(P-V) eğrisi

Şekil 5.37'de görüldüğü gibi PV sisteminin (P -V) karakteristik eğrisi bu çalışmanın temelini oluşturmaktadır.

Şekil 5.37'de, yatay eksen V_{pv} ve dikey eksen P_{pv} , sırasıyla PV çıkış gerilimini ve çıkış gücünü temsil etmektedir. P_{mpp} , V_{mpp} gerilimine karşılık gelen PV sisteminin maksimum çıkış gücüdür. Maksimum güç noktasına (P_{mpp}) ek olarak, A ve B noktaları Denklem 5.77'ye göre olası PV çalışma noktalarıdır. Yani PV sistem gücünün $\%10$ veya $\%20$ rezerv edildiği çalışma noktalarıdır. Şekil 5.37'de olduğu gibi kantitatif ve kalitatif doğrulama yoluyla, PV kararlı çalışma

alanının V_{mpp} ve V_{oc} arası olduğunu göstermektedir [164], [165]. Bundan dolayı, esnek FPPT gerçek çalışma koşullarıyla birlikte aşağıdaki gibi özelliklerle donatılmalıdır:

- $P_{Talep} < P_{mpp}$ olduğunda, PV sistemi, ihtiyaç olan güce (P_{Talep}) eşit çıkış gücü (P_A) sağlamak için çıkış gerilimini V_{mpp} , V_{oc} arasındaki A noktasında yani V_{Y1} noktasında çalıştırmalıdır.
- $P_{Talep} \geq P_{mpp}$ 'ye eşit veya büyük olduğunda, PV maksimum güç P_{max} 'ı çıkarmak için MPP noktasında çalıştırmalıdır.
- $P_{Talep} < P_A$ olduğunda sistem eşit çıkış gücü sağlamak (P_B) için çıkış gerilimini V_{mpp} , V_{oc} arasındaki B noktasında yani V_{Y2} noktasında çalıştırmalıdır.



Şekil 5.38. İki yönlü esnek FPPT algoritması

Şekil 5.38’de PV sisteminin çıkışının bağlandığı DC DC yükseltici devresinin (1.kademe) tam kontrol şemasının blok diyagramı içermektedir. Bu bölüm 1. kademe kontrolü olduğundan, kademe sonrası evirici devresi bağlanmıştır. FPPT kontrolü aracılığıyla elde edilen PV gerilim referansı V_{pv-ref} (V_{mpp} değeri FOCV algoritmasından açıklanmıştır) ve gerçek değer V_{pv} arasındaki fark bir PI kontrolcüye giriş olarak uygulanmıştır. PI kontrolü aracılığıyla PWM modülasyonlu sinyalleri D üretilmiştir. DC DC yükseltici dönüştürücünün PV sisteminin çıkış gücü üzerindeki düzenleme işlevinin avantajından yararlanmaktadır. FPPT, gerçek güç talepleri temelinde arz-talep eşleştirmesini gerçekleştirmek için kararlı çalışma alanındaki çalışma noktasını ayarlamaktadır.

Buna göre, DC bara gerilimi V_{dc} ’yi hesaba katan bu çalışma, Şekil 5.38’de açıklandığı gibi aşağıdaki dört kontrol hedefinin ışığında geliştirilmiş bir analitik çözümlemeli açık devre gerilimi yöntemine dayanan esnek MPPT algoritmasını tasarlanmıştır.

Sonuç olarak, her zaman maksimum güç çıkışı sağlayan geleneksel MPPT kontrolüne kıyasla, ön aşamalı PV sistemi DC DC yükseltici devresine uygulanan uyarlamalı-MPPT/FPPT algoritmasının üç katkısı vardır [166, 167]:

- Yeterli PV gücü olması durumunda, esnek FPPT devreye girerek DC bara gerilimi $V_{dc} = V_{dc-ref}$ garanti etmeli ve iki aşamalı PV’nin yük gereksinimlerine uygun olarak güç iletilmesini sağlamalıdır.
- PV maksimum çıkış gücünün yetersiz olduğu koşullarda, esnek FPPT otomatik olarak geleneksel MPPT kontrolüne geçmekte ve güç kesintisini azaltmak için her zaman maksimum güç vermelidir.
- PV sistemi talep edilen güç fazla güç üretirse evirici frekansının artmasını engellemek için iki yönlü FPPT algoritması devreye girer ve PV tarafından üretilen gücü B noktasına taşınmalıdır.

Şekil 5.37’de sistem arz ve talep dengede ise yani şebeke frekansı istenilen aralıkta ise FPPT, A noktasında çalışmaktadır. Talep edilen güç üretilen güçten fazla olduğunda doğal olarak şebeke frekansı düşmektedir. Bu durumda çalışma noktası A noktasından P_{MPP} noktasına kaymaktadır. Yani PV sistemi MPP noktasında maksimum güç üretmektedir. Sistem A noktasında çalışırken talep edilen güç üretilen güçten az olursa bu sefer şebeke frekansında yükseleceğinden bunu engellemek için çalışma noktası B noktasına kaydırılmaktadır. Bu da talep edilen güç ile üretilen gücün dengede olmasını sağlamaya çalışmaktadır. Bu durumda herhangi bir depolama elemanı kullanılmadan PV sistemlerinin yük frekans kontrolüne katkı sağlamaktadır.

Aşağıdaki dört kontrol hedefinin ışığında geliştirilmiş bir açık devre gerilimi yöntemine dayanan uyarlamalı-MPPT algoritmasını tasarlanmıştır.

- a. PV çıkış gücü fazla olduğunda, ön aşamalı uyarlamalı-MPPT çalışma noktasını $P_{pv} = P_{Talep}$ ulaşmak için değiştirmekte, böylece DC bara gerilimi V_{dc-ref} referans değerinde stabilize olabilmektedir. Böylece, uyarlamalı-MPPT, VSG temel kontrolü ile işbirliği yapmaktadır.
- b. PV maksimum güç çıkışı yetersiz olduğunda, yani $P_{max} < P_{Talep}$ olduğunda, MPPT her zaman PV çıkışını maksimum güçte tutsa da, yine de yük veya sevk gücü gereksinimlerini karşılayamaz. Sonuç olarak, DC bara kapasitansı boşalır ve bunun sonucunda V_{dc} , V_{dc-ref} 'de tutamaz. Güç farkı değeri daha yüksekse, V_{dc} çökene kadar düşmeye devam edecektir.
- c. Şebeke dışı modda, yük gücü gerilimle ilişkilidir. PV kararlılığını iyileştirmek için V_{dc} 'nin düşüş derecesini düşüren sürücü çıkış gücünü azaltmak amacıyla gerilim genliğini dolaylı olarak azaltmak için reaktif güç döngüsü üzerinde hareket etmektedir.
- d. Şebeke bağlantılı modda, dağıtım gücü PV maksimum çıkışından daha fazladır ve bu da yetersiz güce neden olmaktadır.

5.9. Temel PV-VSG (Fotovoltaik-Sanal Senkron Generatör) Modelleme

VSG sistemi, güç sistemine gerekli frekans kararlılığını sağlayan geleneksel senkron generatör gibi bir sarkma kontrol mekanizmasına sahip güç elektroniği bileşenlerinden oluşmaktadır. Yenilenebilir enerji üretiminin güç sisteminde oranının artması, güç sisteminde frekans ve gerilim istikrarsızlığına neden olmaktadır. Modern elektrik şebekesinde, yenilenebilir enerji kaynakların enjeksiyonu, sistem ataletini azaltmaları açısından ciddi bir tehdittir ve dolayısıyla şebekenin güvenilirliği ciddi şekilde etkilenmektedir. Sonuç olarak, atalet, yalnızca sistem ataletine bağlı olduğu için frekans değişim oranını bozmaktadır. Sistemin minimum ataleti, daha büyük frekans değişimi anlamına gelmektedir. Atalet, üretim veya yükte ani değişiklikler olması durumunda frekans değişimlerini kısıtlayan bir şebeke özelliğidir. Yenilenebilir enerji kaynaklarının yüksek penetrasyonu, bir şebekenin içsel ataletini azaltmaktadır. Şebeke frekansı gerçek (aktif) güç dengesine bağlıdır. Yani talep edilen güç ile arz edilen (üretilen güç) birbirine eşit olmalıdır. Arz ve talep arasındaki denge karşılanmazsa, sistemin frekansı başlangıçta genel şebekenin ataleti tarafından tanımlanan bir oranda ayarlanmaktadır. Sistemin genel ataleti, elektrik şebekesine bağlı yükün kümülatif ataletinden ve dönen üretimden oluşmaktadır [168]. Yenilenebilir enerji kaynaklarının entegrasyonundan kaynaklanan atalet eksikliği, frekans ve gerilim kararsızlığına neden olan ciddi bir sorundur. Geleneksel bir enerji sisteminde ana güç kaynağı senkron bir generatördür (SG). SG, geleneksel atalet kontrolü sayesinde yük dalgalanmalarına kendiliğinden yanıt vermektedir. Yenilenebilir enerji kaynakların yüksek oranlarda şebekeye bağlanmalarından dolayı gücün şekli değişmektedir. Yenilenebilir enerji

kaynakları atalet kısmına sahip olmadığından, bu nedenle, eviriciler sisteme dahil edilmektedir. Bir SG'nin neredeyse tüm temel özelliklerine sahip en yeni tümleşik evirici (1. kademe Yükseltici dönüştürücü ve 2. kademe evirici), VSG olarak adlandırılmaktadır. VSG, bazı bozulma veya bir arıza meydana geldiğinde güç sistemini kritik bir şekilde kurtaran sarkma ve atalet kontrolünün içsel özelliklerine sahiptir. Dolayısıyla güç sisteminin stabilizasyonuna fayda sağlamaktadır. Bu nedenle, aktif ve reaktif güç paylaşımının gerçekçi çözümleri için tümleşik evirici kontrolünde SG karakteristikleri kullanılmıştır. Bununla birlikte, VSG'nin ana dezavantajı, SG'e kıyasla büyük salınımların üstesinden gelmek için aşırı yük yeteneğinin olmaması ve dolayısıyla bir arıza veya bozulma meydana geldiğinde aktif güçte salınımlar üretmenin ana nedeni haline gelmesidir [169].

Şekil 5.39'da görüldüğü gibi, 2. kademe öncesi PV yükseltici dönüştürücü devresi, esnek bir FPPT kontrolü kullanan bir ana hareket ettirici (prime mover) içermektedir. Geliştirilmiş VSG tarafından kontrol edilen aşama sonrası evirici, bir senkron generatör gibi davranmaktadır. Bu şekilde, ana işleticiyi bir güç kaynağı olarak kullanmak, yüklere veya güç şebekesine güç göndermek için senkron generatörü çalıştırmaktadır. Açıkça görülüyor ki, Şekil 5.34'te ana güç kaynağı olarak bir enerji depolama piline sahip geleneksel PV-VSG'den farklı olarak, bu yeni kontrol yaklaşımı iki aşamalı PV-VSG'nin güç dengesi problemini kaynaktan çözebilmekte ve enerji depolamanın yapılandırılmasıyla ilişkili çeşitli maliyetlerden tasarruf sağlayabilmektedir.

Genel olarak, önerilen iki aşamalı PV-VSG iki operasyonel senaryoya sahiptir:

a) PV maksimum çıkış gücü yeterlidir:

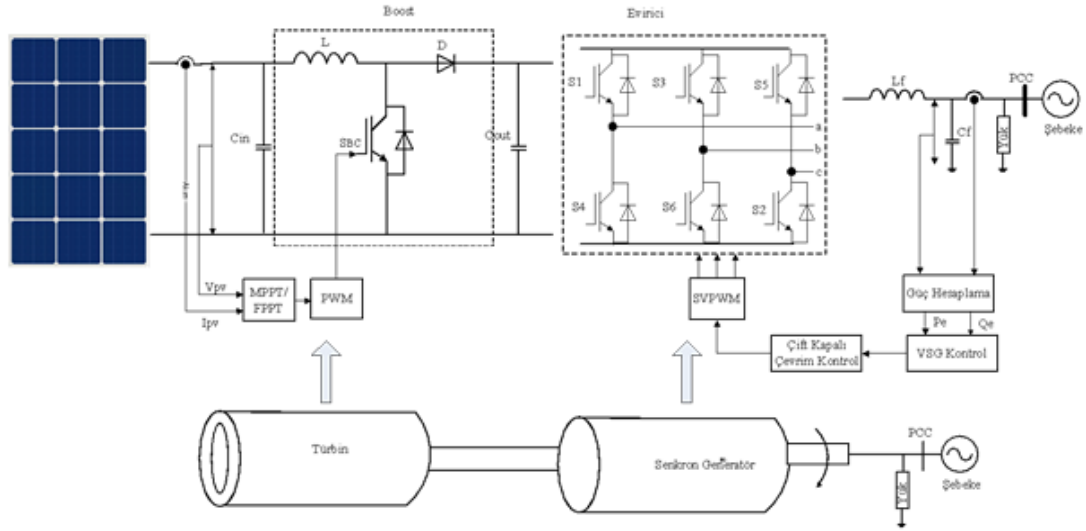
FPPT tarafından kontrol edilen PV, arz-talep eşleşmesini sağlayan yüke veya dağıtım güç talebine göre güç çıkışını azaltmak için çalışma noktasını değiştirmektedir. PV maksimum çıkış gücü, yükleme veya dağıtım talimatının gerektirdiği güçten daha büyük olduğunda, işletme gücü yüke gönderme gereksinimlerine bağlıdır ve en büyük zorluk, sistem güç dengesini garanti etmektir.

b) PV maksimum kullanılabilir çıkış gücü yetersizdir:

PV maksimum kullanılabilir gücünün yetersizliği, PV'nin maksimum çıkışının yük veya dağıtım talep gücünden daha az olduğunu göstermektedir. Bu senaryoda, en büyük zorluk, mümkün olduğu kadar çok güç sağlamak ve PV-VSG sisteminin genel kararlılığını sağlamak için PV'yi kontrol etmektir. Bu nedenle, uyarlanabilir FPPT kontrollü PV, güç kesintisini en aza indirmek için maksimum gücü dışa aktaran maksimum güç noktasında (MPP) çalışmalıdır. Bu arada, geliştirilmiş VSG kontrolü, DC bara geriliminin kararlılığını garanti etmek için DC bara geriliminin sürekli olarak düşmesini önlemektedir.

Bu çalışmada, temel olarak tek bir iki aşamalı PV-VSG sisteminin çalışma senaryolarını hedeflemektedir ve fazladan enerji depolama cihazları olmadan VSG yoluyla iki aşamalı PV gücüne anında erişim sorunlarını ele almaktadır.

DC DC yükseltici devresi ve eviriciden oluşan iki aşamalı PV sistemi ile ilgili olarak, kontrol stratejileri, 1. aşama esnek FPPT ve 1. aşama sonrası geliştirilmiş VSG'yi içermektedir.



Şekil 5.39. İki kademeli PV-VSG'nin devre topolojisi ve kontrol yöntemi

Senkron jeneratörün (SG) klasik ikinci dereceden modeli, Denklem 5.78 ve Denklem 5.79'da ifade edildiği gibi, rotor hareket denklemi ve stator gerilim denklemi dâhil olmak üzere atalet ve sönümlenme özelliklerini taklit etmek için VSG kontrolüne dâhil edilmektedir [170], [171]. Ek olarak, Denklem 5.78'de gösterildiği gibi, SG'nin frekans düzenleyicisini ve uyarma denetleyicisini taklit etmek için sarkma kontrolü kullanılmaktadır.

$$j \frac{d\omega_s}{dt} = T_m - T_e - D(\omega_s - \omega_g) \quad (5.78)$$

Burada;

J: Atalet momentidir ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$),

T_m : Sanal mekanik dönme kuvveti (N·m),

T_e : Sanal elektromanyetik dönme kuvveti (N·m),

D: Sönümlenme katsayısıdır (N·m/rad),

D_p : Sarkma katsayısı,

ω_s : VSG'nin rotor açısal frekansı,

ω_g : Şebekenin anma açısal frekansıdır.

J'nin varlığı nedeniyle, şebekeye bağlı evirici, güç ve frekans dinamiği sürecinde ataletle sahiptir ve eşdeğer sönüm D nedeniyle, evirici tipi şebekeye bağlı güç üretim cihazı ayrıca şebeke güç salınımlarını sönümlenme yeteneğine de sahiptir. Bu iki değişken, şebeke operasyonel

performansının iyileştirilmesi için büyük önem taşımaktadır. VSG kontrolü governor taklit etmek için bir ω -P sarkması kullanılmakta ve şu şekilde temsil edilebilmektedir:

$$P_m = P_{ref} + D_p * (\omega_{ref} - \omega_s) \quad (5.79)$$

Bu nedenle, PV-VSG sistemi, aktif güç çıkışını otomatik olarak ayarlar ve sistem için atalet ve frekans regülasyon desteği sağlamaktadır.

$$j \frac{d\omega_s}{dt} = \frac{P_m - P_e}{\omega} - D(\omega_s - \omega_g) \quad (5.80)$$

$$e_{abc} = u_{abc} + R i_{abc} + L \frac{di_{abc}}{dt} \quad (5.81)$$

$$u = u_N + D_p(P_N - P)$$

$$\omega_g = \omega_N + D_q(Q_N - Q) \quad (5.82)$$

Burada

P_m : Mekanik güç,

P_e : Elektromanyetik güç,

J : Atalet,

D : Sönümlemeyi,

ω : Rotor açısal frekansı,

ω_g : Şebekenin gerçek açısal frekansı,

e_{abc} : SG'nin uyarma gerilimini,

u_{abc} : Terminal gerilimi,

i_{abc} : Stator akımını ifade etmektedir.

Bunlar sürücüdeki giriş gerilimine, çıkış gerilimine ve çıkış akımına karşılık gelmektedir. R armatür direncidir ve L senkron reaktanstır.

Burada;

P_N ve Q_N , sırasıyla anma aktif güç ve reaktif gücü

P ve Q , VSG'nin aktif gücü ve reaktif gücü,

D_p , $P - \omega$ düşme katsayısı,

D_q , $Q - U$ düşme katsayısı,

U_N , nominal gerilim genliği,

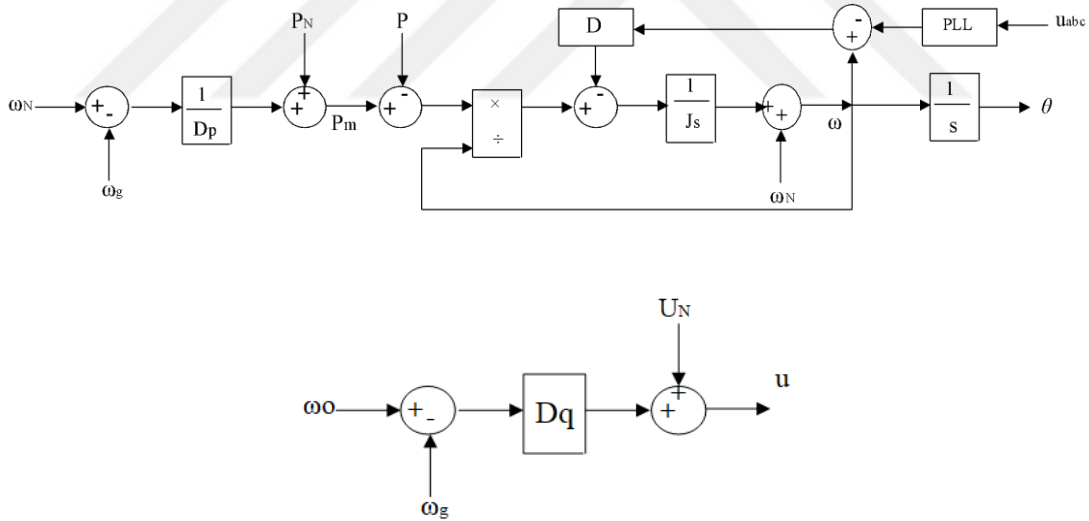
ω_N , anma açısal frekansdır.

Klasik ikinci dereceden model ve düşme kontrolünün kombinasyonu, kontrol yapısı Şekil 5.40'ta gösterilen VSG temel modelini oluşturmaktadır. VSG çıkış gücü, elektromanyetik gücü temsil eder, yani $P = P_e$.

VSG'nin ana kontrolü Şekil 5.40'ta gösterilmektedir. Şebeke frekansı, reaktif güç (Q) ve aktif güç (P), frekans ve güç ölçüm ünitesi ile dış döngü gerilimi ve iç döngü akımından hesaplanmaktadır. Bu arada, üç fazlı akım ve gerilimi dq0 eksenine dönüştürmek için Park Dönüşümü kullanılmaktadır. Faz kilitli döngü (PLL), frekansı tespit etmek için kullanılmaktadır. Ayrıca güç ölçüm ünitesi Denklem 5.83 ve Denklem 5.84'te, sırasıyla verilen P ve Q'yu hesaplamaktadır [172, 173]. VSG, önerilen sistemin parametrelerini izleyerek faz açısını (θ) ve uyarma gerilimini (V_{ref}) buna göre seçmektedir. V_{ref} ve θ kullanılarak abc ekseninde üç fazlı gerilim üretilmekte ve akım ve gerilim döngüsü kontrolüne geçmeden önce dq0 eksenine dönüştürülmektedir. Burada referans geriliminin dq0 ekseninden abc eksenine dönüşümü gerçekleştirilmektedir. Sonuç olarak, darbe genişliği modülatörü, eviricinin referans AC gerilimini üretmesi için bir kare sinyal üretmektedir.

$$P = \frac{3}{2} [V_d I_d + V_q I_q] \quad (5.83)$$

$$Q = \frac{3}{2} [V_d I_q - V_q I_d] \quad (5.84)$$



Şekil 5.40. VSG için temel kontrol blok diyagramı.

Eviricinin kontrol yapısı, gelişmiş VSG kontrolünden oluşan güç kontrolörü ve gerilim dış çevrim kontrolü ve akım iç çevrim kontrolünden oluşan çift kapalı çevrim kontrolörü dahil olmak üzere iki kademeli kontrolör katmanına sahiptir. Dış katman güç denetleyicisi temel olarak SG'nin ana karakteristiğini taklit etmekte ve PV gücü yetersiz olduğunda DC bara geriliminin kararlılığını sağlamaktadır. İç katmandaki çift kapalı çevrim denetleyici, sürücü çıkışının dalga kalitesini uygun

şekilde artırmaktadır. Daha sonra, iç döngü akım kontrolü, evirici anahtarlama transistörünün darbe sinyallerini üreten SVPWM için modülasyon indeksini sağlamaktadır.

Şekil 5.41’de görüldüğü gibi VSG kontrolünün evirici tarafı için gerekli PWM palsleri sağlayan bölümüdür. Çift çevrimli kontrol denklemleri aşağıda Denklem 5.85, Denklem 5.86, Denklem 5.87 ve Denklem 5.88’de verilmiştir [174]. Burada K_{pvd} gerilim kontrol cihazının d eksenindeki oransal kazancıdır, K_{ivd} gerilim kontrol cihazının d eksenindeki integral kazancıdır, K_{pvq} gerilim kontrol cihazının q eksenindeki oransal kazancıdır, K_{ivq} ise gerilim kontrol cihazının integral kazancıdır. q ekseninde gerilim kontrol cihazı, K_{pcd} d ekseninde akım kontrol cihazının oransal kazancı, K_{icd} d ekseninde akım kontrol cihazının integral kazancı, K_{pcq} q ekseninde akım kontrol cihazının orantısal kazancı, K_{icq} akım kontrol cihazının q eksenindeki integral kazancıdır, V_s evirici çıkış gerilimidir, C_f filtre kapasitörüdür, L_f filtre İndüktörüdür, I_s stator akımıdır ve I yük akımını temsil etmektedir.

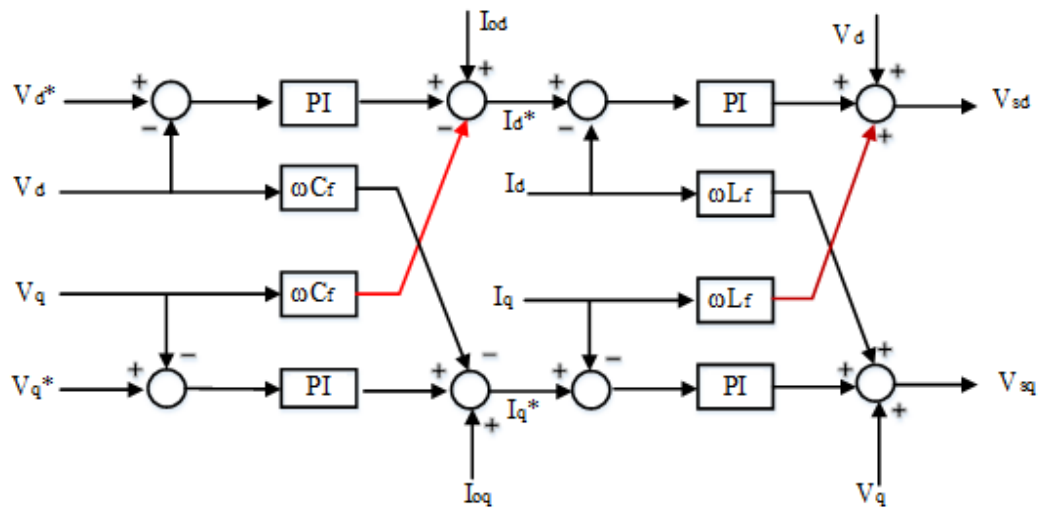
Çift döngülü kontrol bloğu Şekil 5.41’de gösterilmektedir. Bu kapalı kontrol döngüleri sayesinde referans gerilim ve akımın sıfır kararlı durum hatası elde edilebilmektedir.

$$I_d^* = \left[\left(K_{pvd} + \frac{K_{ivd}}{s} \right) (V_d^* - V_d) - \omega C_f V_q + I_d \right] \quad (5.85)$$

$$I_q^* = \left[\left(K_{pvq} + \frac{K_{ivq}}{s} \right) (V_q^* - V_q) - \omega C_f V_d + I_q \right] \quad (5.86)$$

$$V_{sd}^* = \left[\left(K_{pcd} + \frac{K_{icd}}{s} \right) (I_d^* - I_{sd}) - \omega L_f I_{sq} + V_d \right] \quad (5.87)$$

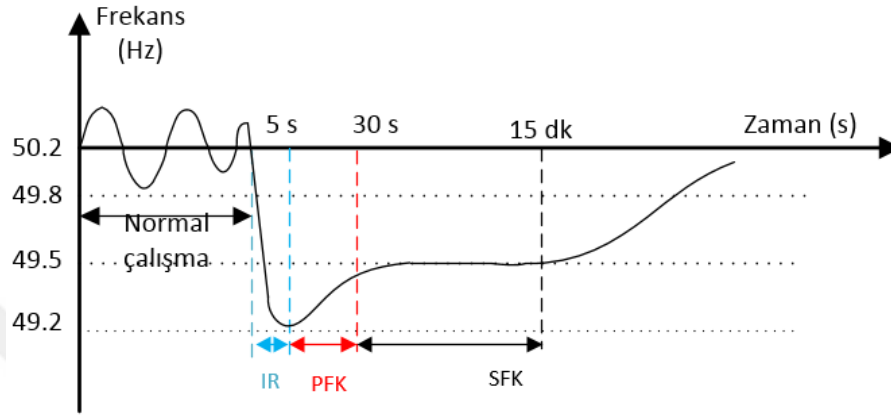
$$V_{sq}^* = \left[\left(K_{pcq} + \frac{K_{icq}}{s} \right) (I_q^* - I_{sq}) - \omega L_f I_{sd} + V_q \right] \quad (5.88)$$



Şekil 5.41. Çift çevrimli kontrolün gerilim ve akım kontrolör döngüleri.

5.10. Güç Sistemlerinin Frekans Tepkisi

Büyük güç dengesizliklerinden sonra, güç sistemlerinin frekans tepkisi kabaca üç ana aşamaya ayrılmaktadır: atalet tepkisi (IR), birincil frekans tepkisi (PFK) ve ikincil frekans tepkisi (SFK). Şekil 5.42'ye bakıldığında, bir üretim kesintisi göz önüne alındığında, sistem frekans yanıtının her aşamasında yer alan ilgili zaman çerçevelerini göstermektedir.

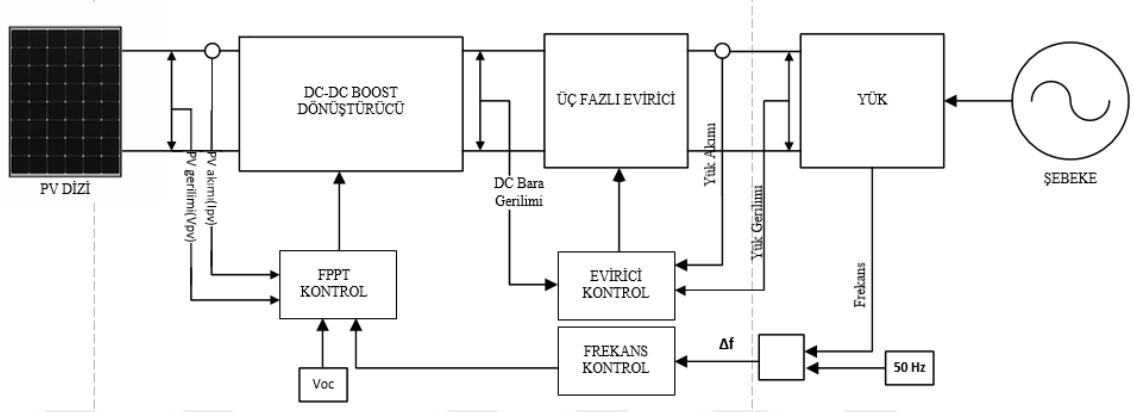


Şekil 5.42. Sistem frekans yanıtında yer alan zaman çerçeveleri

PV enerji santrallerinde frekans tepkisi için uygulanan çoğu frekans kontrol şemasına benzer şekilde, her zaman güneşten maksimum güç elde etmek yerine, PV santraller, frekans tepkisi için güç rezervlerini optimum çalışma noktalarının altında çalıştırarak (yüksüz çalışma) kontrol edilebilmektedir. Bu şekilde, PV santraller, sistem frekansı düştüğünde üretilen aktif gücü artırarak geleneksel senkron generatörlere benzer sistem frekans yanıtını destekleyebilmektedir. Herhangi bir tür depolama teknolojisine gitmeden PV üreticilerinin kendi çıktısını kullanarak frekans regülasyonu için yeni bir kontrol stratejisi formüle edilmiştir.

6. BULGULAR VE TARTIŞMA

6.1. Fraksiyonel Açık Devre Gerilimi MPPT Tabanlı FPPT Yöntemi

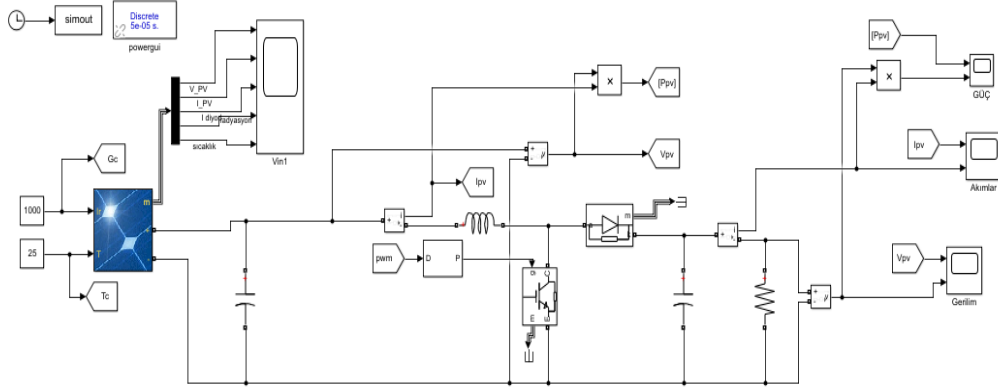


Şekil 6.1. FPPT Kontrollü DC DC dönüştürücü blok diyagramı

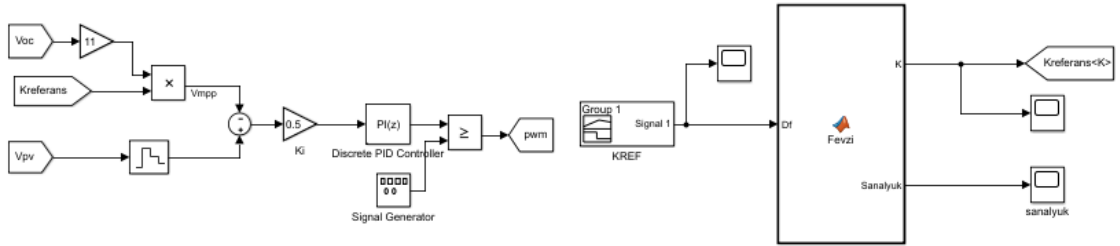
Şekil 6.1’de görüldüğü gibi yük frekansı ile referans frekans arasındaki fark frekans kontrol bloğuna giriş olarak uygulanmıştır. Başlangıç değeri olarak sistem MPPT modunda çalışacaktır. Daha sonra frekans kontrol bloğu çıkışı Δf değeri $-0,2$ ile $0,2$ ($-0,2 \leq \Delta f \leq 0,2$) arasında ise %10’luk bir yedek güç rezervi sağlamaktadır. Δf değeri $-0,2$ değeri geçtiğinde MPPT moduna geçerek 500 kW’lık güç üretmektedir. Yani üretilen güç yük gücünden az demektir. Aynı şekilde Δf değeri $+0,2$ değerinin üzerine çıkarsa üretilen güç yük gücünden fazladır. Bu durumda rezerv gücü %20 oranına çıkarak PV sisteminden 400 kW’lık güç üretmesi sağlanmaktadır. Δf değerini harici sinyal olarak uygulanmıştır. Δf değeri -3 Hz ve 2 Hz olursa sistem kapanmaktadır. Yalnızca bir döngü için frekanstaki fark $+2$ olduğunda sanal yük devreye girmektedir. Şekil 5.38’de bahsedildiği gibi sistem açık devre gerilimi (V_{oc}) ile MPP gerilimi (V_{mpp}) arasında kalan güç gerilim eğrisinin sağ tarafında çalışmaktadır. P-V eğrisinin sağ tarafının kullanılması gerilimdeki salınımların azalması içindir.

Şekil 6.2’de PV sisteminin çıkışının bağlandığı DC DC yükseltici devresinin (1. kademe) tam kontrol şemasının blok diyagramı içermektedir. Bu bölüm 1. kademe kontrolü olduğundan, kademe sonrası evirici devresi bağlanmıştır. Şekil 6.3’e bakıldığında FPPT kontrolü aracılığıyla elde edilen PV gerilim referansı $V_{MPP} = V_{oc} * k$ ve gerçek değer V_{pv} arasındaki fark bir PI kontrolcüye giriş olarak uygulanmıştır. Burada $k_{referans}$ değerini değiştirerek çıkış gücü değiştirilmiştir. K_{REF} değeri frekanstaki sapmaya göre Matlab/Simulinkte yazılan kodlamaya göre değişmektedir. Frekansta meydana gelen değişimi kontrolünü sağlayan kodlar Ek-1’de verilmiştir. PI kontrolü aracılığıyla PWM modülasyonlu sinyalleri D üretilmiştir. DC DC yükseltici dönüştürücünün PV sisteminin çıkış gücü üzerindeki düzenleme işlevinin avantajından yararlanmaktadır. FPPT, gerçek

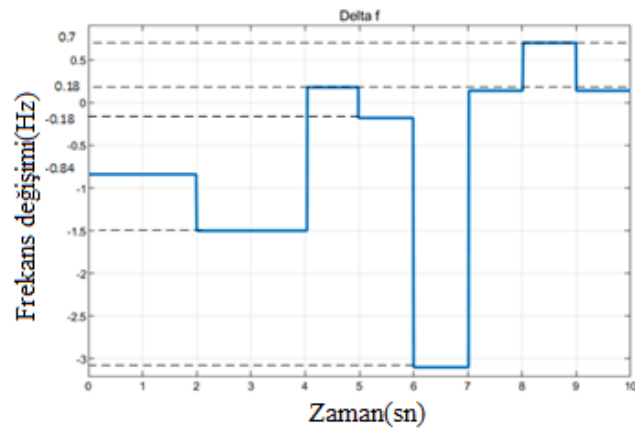
güç talepleri temelinde arz-talep eşleştirmesini gerçekleştirmek için kararlı çalışma alanındaki çalışma noktasını ayarlamaktadır. PV sistemi MPPT’de çalışırken maksimum çıkış gücünü verecek diğer iki durumda ise %10 ve %20 rezerv gücü oluşturmaktadır.



Şekil 6.2. FPPT kontrollü DC DC yükseltici devre benzetimi



Şekil 6.3. PI kontrollü FPPT kontrolör benzetimi



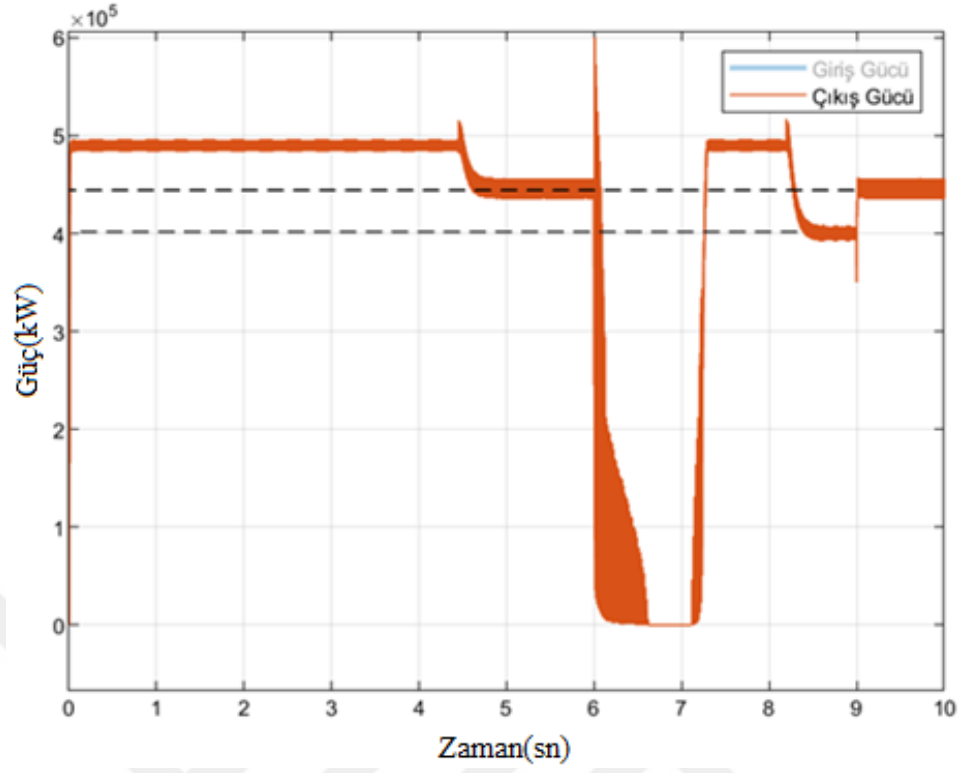
Şekil 6.4. Frekansta oluşan zamana göre değişim

Şekil 6.4'te FPPT bloğuna uygulanan Δf (frekansta oluşabilecek sapma) sinyali verilmiştir. Bu sinyalin hangi aralıklarda ne kadar sapma olduğu Tablo 6.1'de verilmiştir.

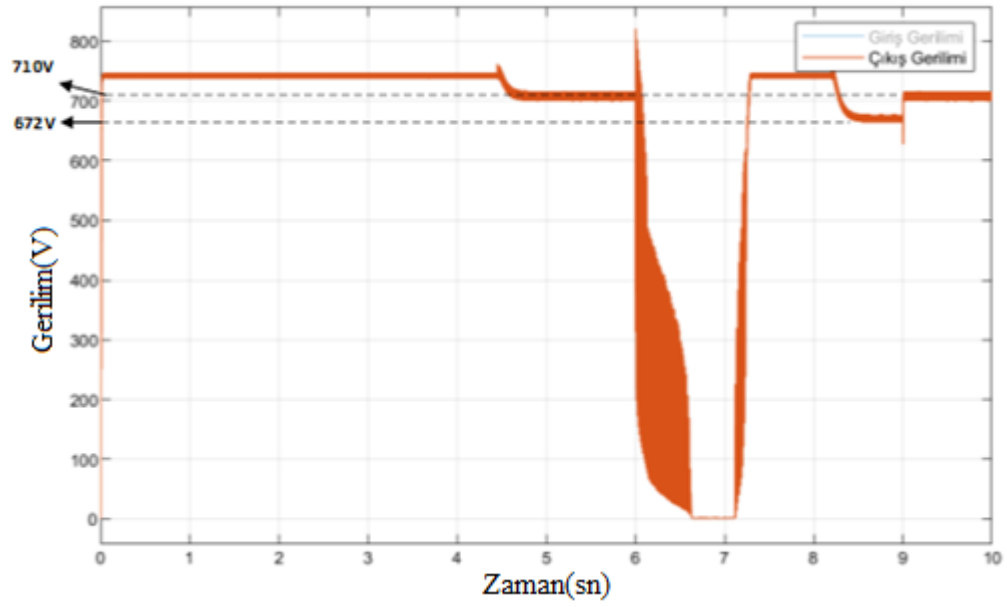
Tablo 6.1. Zamana göre frekanstaki sapma değerleri

Zaman	Δf
0-2 sn	-0.84
2-4 sn	-1.5
4-5 sn	0.18
5-6 sn	-0.18
6-7 sn	3.3
7-8 sn	0.14
8-9 sn	0.70
9-10 sn	0.14

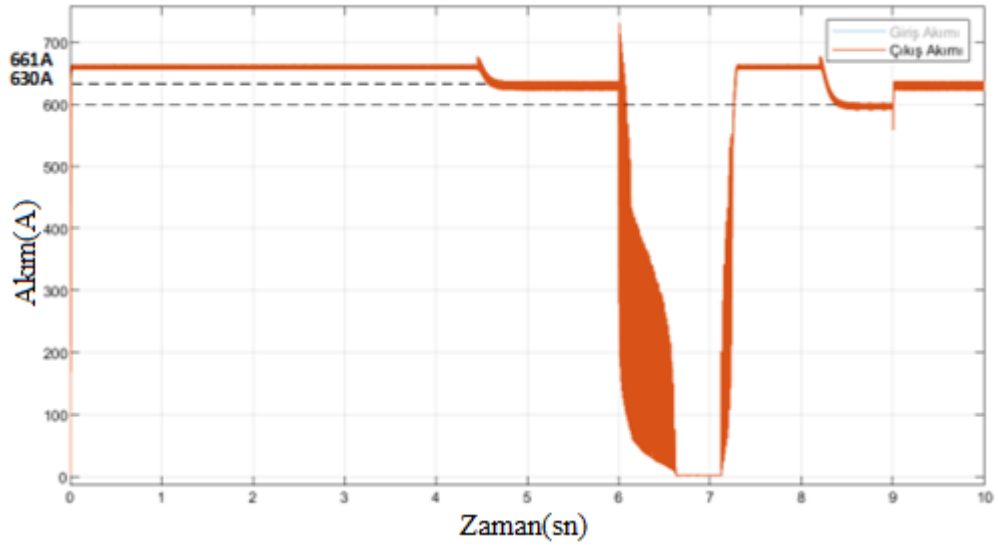
Şekil 6.5'e bakıldığında başlangıçta çıkış gücü maksimum değerdedir. Frekans sapması 1-4 sn aralığında $K=0,845$ olmaktadır. Bu durumda DC DC yükseltici devresi maksimum gücü çıkışa aktarmaktadır. Herhangi bir aralıkta yük frekansında ± 200 mHz'den daha fazla hata olması durumunda PFK rezerv gücü devreye almalı ve bu rezerv miktarı her daim emre amade olmalıdır. Buna göre, sistem frekansında UCTE standartlarına göre 200 mHz'den fazla bir düşme olması durumunda PFK rezerv miktarı kadar çıkış gücünü arttırabilecek veya sistem frekansında 200 mHz'den daha fazla bir yükselme olması durumunda ise üretilen çıkış gücünü rezerv miktarı kadar azaltabilecek şekilde çalıştırılmalıdır. Buna göre 4-6 sn aralığında DC DC yükseltici çıkış gücü %10'luk rezerv ile 450 kW'lık güç üretmektedir. 6-7 sn aralığında ise frekansta UCTE kriterlerine göre yük frekansı 47 Hz'e düşerse sistem oluşacak sorunları engellemek için PV santral sistemi devre dışı kalmaktadır. Frekansta düzelme olunca sistem kontrolü tekrar baştan başlatır. Yani MPPT modunda çalışmaktadır. 8-9 sn aralığında yük frekansı artığında ise FPPT kontrol üretilen gücü azaltarak %20 rezerv moduna gemektedir. Yani 400 kW güç üretmektedir.



Şekil 6.5. FPPT Kontrollü DC DC yükseltici çıkış gücü



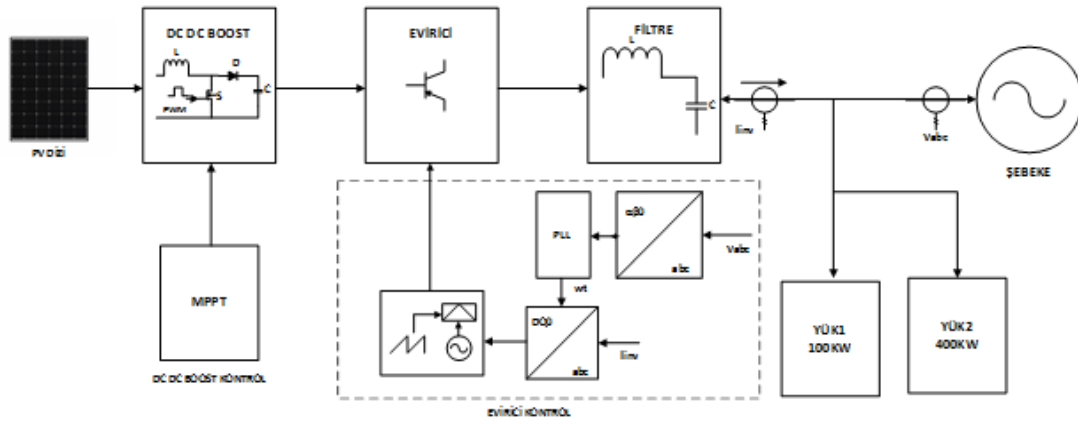
Şekil 6.6. FPPT Kontrollü DC DC yükseltici çıkış gerilimi



Şekil 6.7. FPPT Kontrollü DC DC yükseltici çıkış akımı

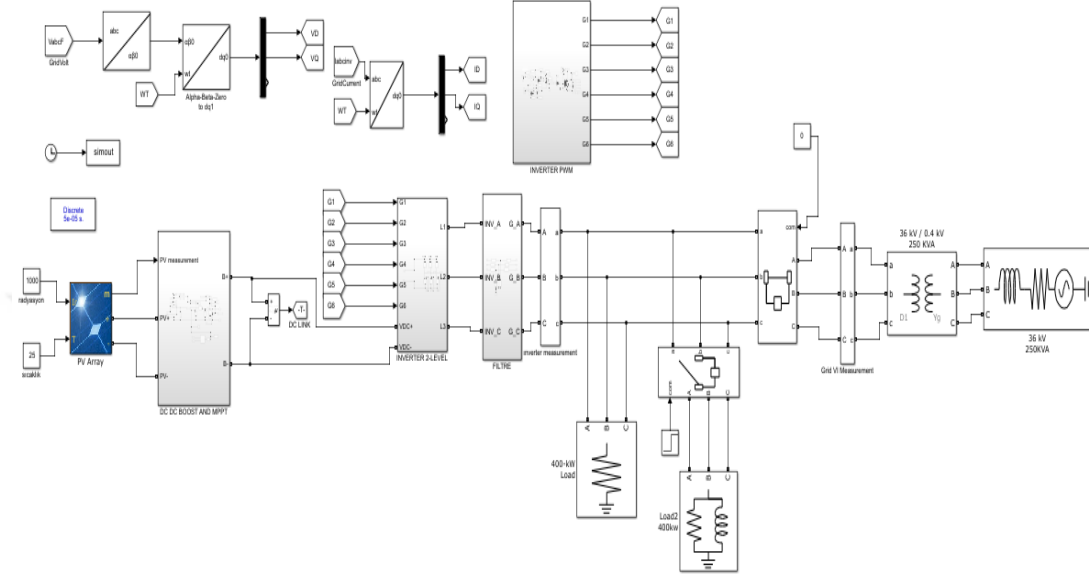
Şekil 6.6’da FPPT kontrollü DC DC yükseltici dönüştürücü çıkış gerilim gösterilmiştir. Yedek güç rezervi oluşturulurken gerilimde az da olsa bir düşme olmaktadır. %10 rezerv gücü sağlarken dönüştürücü çıkış gerilimi 710 V olmaktadır. Aynı şekilde %20 rezerv modunda gerilim değeri 672 V’ta düşmektedir. Şekil 6.7’de FPPT kontrollü DC DC yükseltici dönüştürücü çıkış akımı verilmiştir. Dönüştürücünün çıkış akımları MPPT modunda 660 A iken, %10 rezerv sağlamak için çıkış akımı 630 A ve %20 rezerv gücü sağlamak için ise 600 A akım sağlamaktadır. Bu durumda %10 rezerv gücü için akım ve gerilim değerlerinde %5’lik bir azalma olmuştur. Şebeke bağlantılı PV sistemlerinde gerilim kaynaklı evirici girişleri 400 V’a kadar düşmektedir.

6.2. Şebeke Bağlantılı 500kW’lık PV sistemi

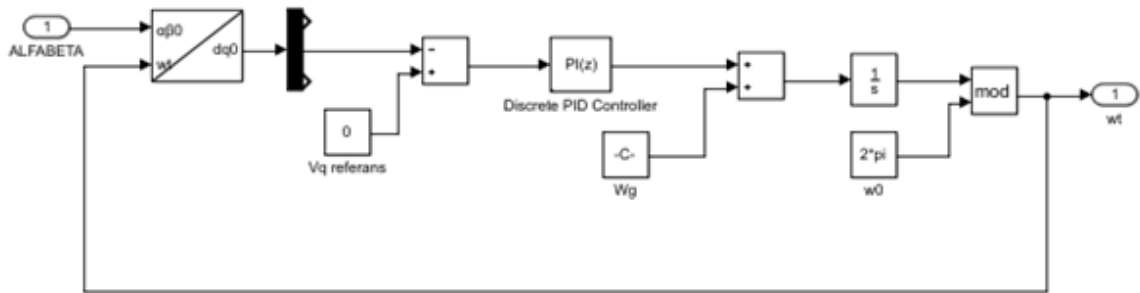


Şekil 6.8. Şebeke bağlantılı PV santrali ve kontrolü blok diyagramı

Şekil 6.8’de görüldüğü gibi MPPT kontrollü PV sisteminin şebeke bağlantısı görülmektedir. Burada PV sisteminin ürettiği gücü göstermek amacıyla şebekeden sadece referans açısız hızı elde etmek için şebeke gerilimi kullanılmıştır. Şebeke gerilimi Clarke dönüşümü uygulanarak PLL devresine giriş olarak uygulanmıştır. Şekil 6.9’da Matlab/Simulink’te oluşturulan şebeke bağlantılı PV santralin benzetim çalışması görülmektedir.

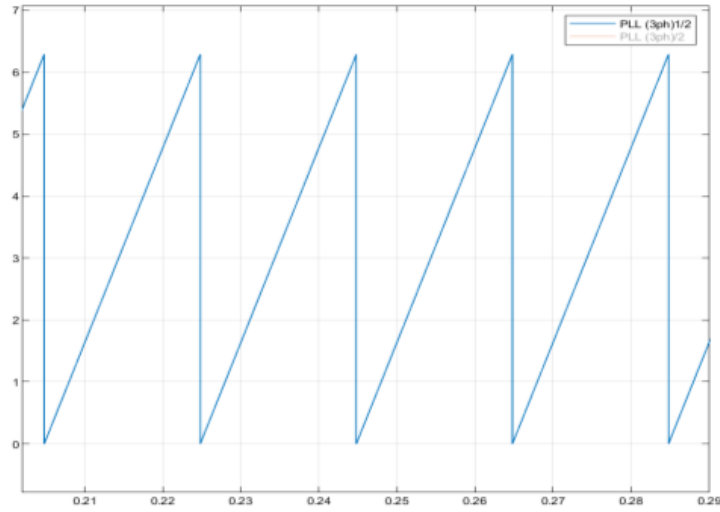


Şekil 6.9. Şebeke bağlantılı PV santralin Matlab/Simulink benzetimi



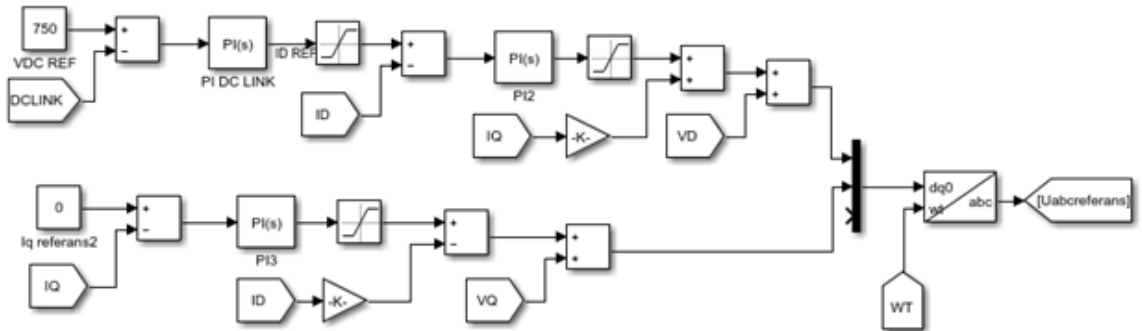
Şekil 6.10. PLL devresi Matlab/Simulink benzetimi

Şekil 6.10’da Matlab/Simulinkte oluşturulan PLL devresinin benzetimi görülmektedir. PLL uygulaması şebeke gerilimi Clarke ($\alpha\beta 0$) dönüşümü yapıp sonra $\alpha\beta 0$ ’dan $dq0$ ters park clark dönüşümü ile V_q gerilimi elde edilmektedir. V_q referans değeri 0 alınmıştır. V_q ile referans V_q arasındaki fark PI kontrolcüye uygulanarak bir hata değeri elde edilmiştir. Hata değeri ile referans frekans ile toplanıp integrali alınan çıkış değeri 2π ile bölünmesi ile şebeke bağlantılı evirici için açısız açı elde edilmiştir. Şekil 6.11’de üretilen PLL çıkışı görülmektedir.

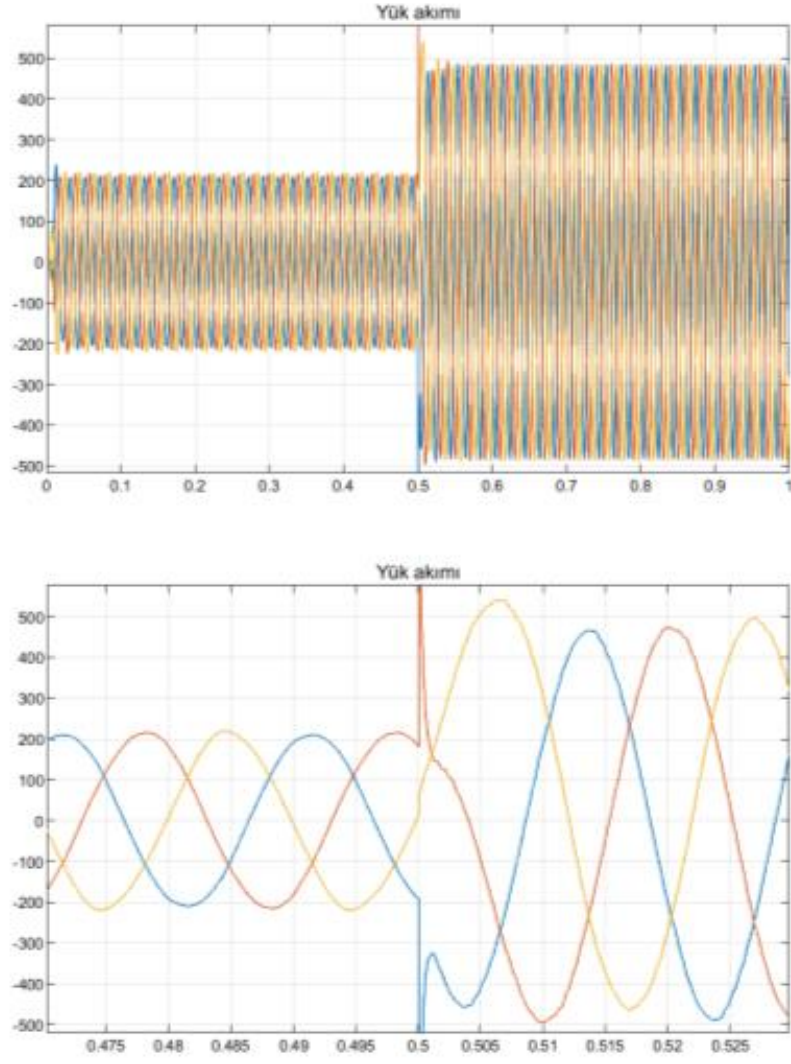


Şekil 6.11. PLL çıkış sinyali

Şekil 6.9’da yapılan 2 kademeli benzetim çalışmasında 500 kW’lık PV sistemi için SHARP ND-F4Q295 panelden 11 adet seri ve 154 adet paralel modül bağlanmıştır. PV sisteminden etkin şekilde yararlanmak için MPPT kontrollü DC DC yükseltici devresi eklenmiştir. DC DC yükseltici çıkışı iki seviyeli evirici bağlanarak DC gerilimi AC gerilime dönüştürülmüştür. Şekil 6.12’de evirici kontrolü iç akım döngüsü kullanarak PI denetleyici çıkışında üç fazlı akım ve gerilimi dq0 eksenine dönüştürmek için Park dönüşümü kullanılmıştır. Faz kilitli döngü (PLL), frekansı algılamak için bir dedektör olarak kullanılmıştır. Burada referans geriliminin dq0 ekseninden abc eksenine dönüşümü gerçekleştirilmiştir. Bu kapalı kontrol çevrimleri ile referans gerilim ve akımın sıfır sabit durum hatası elde edilebilir. Sonuç olarak darbe genişliği modülatörü (pwm), eviricinin referans AC gerilimi oluşturması için bir kare sinyal üretmektedir.

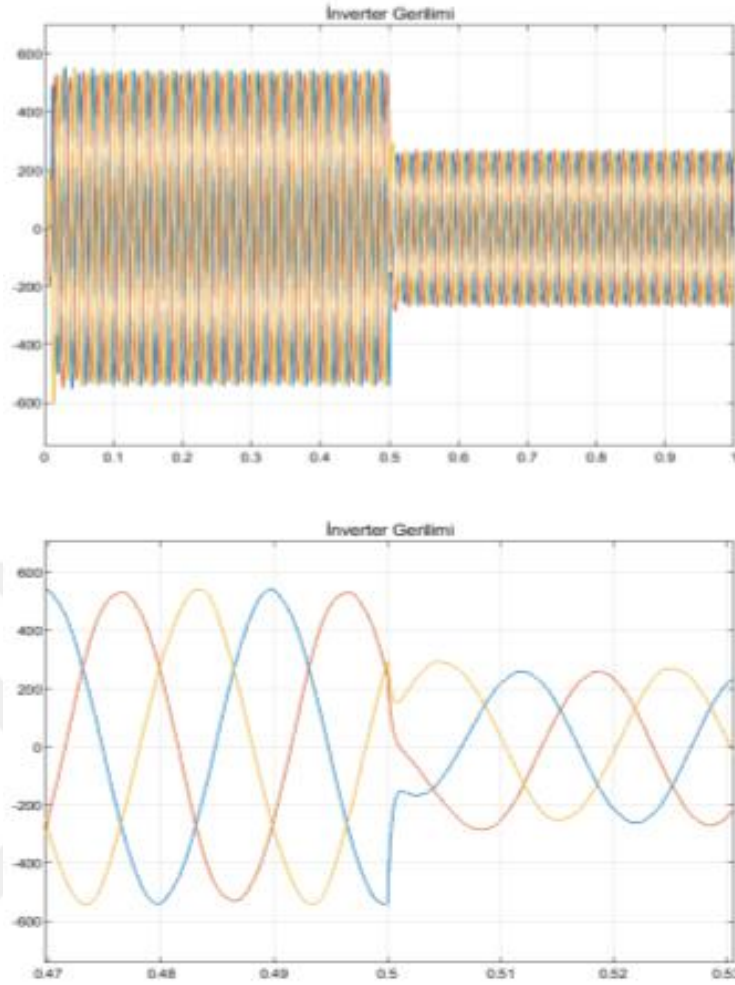


Şekil 6.12. Evirici kontrol bloğu



Şekil 6.13. Şebeke bağlantılı PV sisteminde yük akımı (Eviricinin akımı)

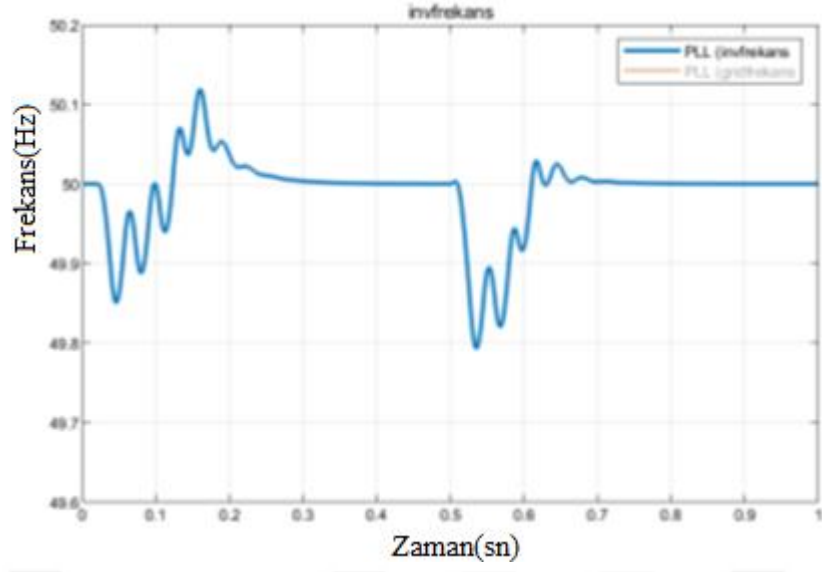
Yapılan benzetim çalışmasında 100 kW ve 400 kW'lık iki yük bulunmaktadır. Birinci yük sürekli devrede, ikinci yük ise 0,5 sn sonra devreye girmektedir. Şekil 6.13'te görüldüğü gibi başlangıçta yük akımı 215 A akım çekerken ikinci yük devreye girdiğinde 485 A akım çekilmiştir. Şekil 6.14'te eviricinin çıkış gerilimi grafiği verilmiştir. Gerilimin maksimum değeri 535 V iken ikinci yükdevreye girdiğinde bu değer 263 V'a düşmüştür.



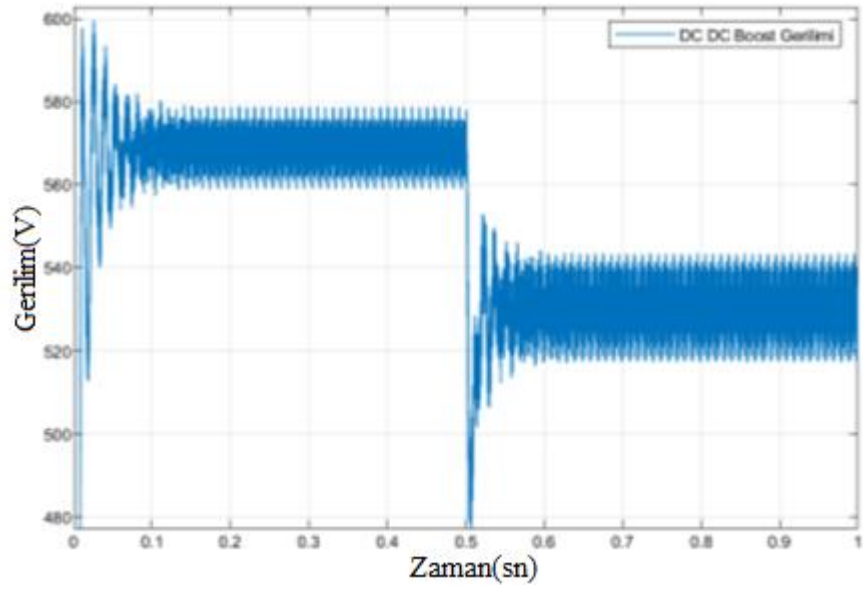
Şekil 6.14. Şebeke bağlantılı PV sisteminde evirici gerilimi

Şekil 6.15'te yük frekansı grafiği gösterilmiştir. İlk etapta frekansta salınım olmasına rağmen 0.3 sn sonra stabil hale gelmektedir. İkinci yük devreye girdiğinde yük frekansında azalma ve salınım olduğu görülmüştür. Şekil 6.16'da DC DC yükseltici devresinin çıkış gerilimi verilmiştir. Birinci yük devrede iken 570 V ikinci yük devreye girdiğinde 530 V gerilim üretmiştir. Yük artıkcı DC DC yükseltici çıkış gerilimi o oranda azaldığı görülmüştür.

Şekil 6.15'te görüldüğü gibi ikinci yük devreye girdiğinde yük frekansında salınım meydana gelmektedir. DC DC yükseltici gerilimi aynı şekilde yük artışı ile birlikte azalmakta ve yük akımı ise artmaktadır. Şebeke bağlantılı PV sistemlerinde aktif güç kontrolü veya yük frekans kontrolü olmadığında yük frekansında düşüş olmaktadır. Bu sorunu ortadan kaldırmak için sanal senkron generatör (VSG) kullanılmıştır. Yapılan ikinci benzetim çalışması PSCAD/EMTDC programı kullanılmıştır.

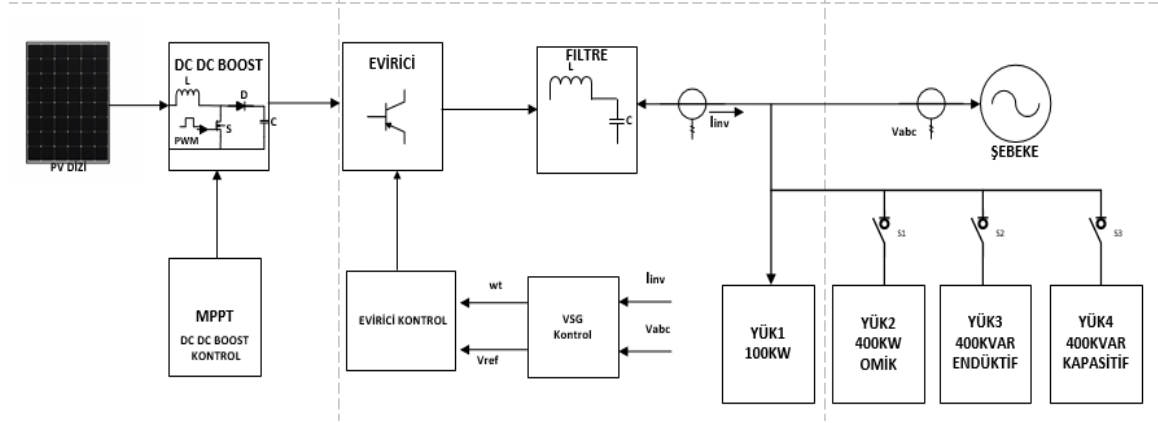


Şekil 6.15. Yük frekansı



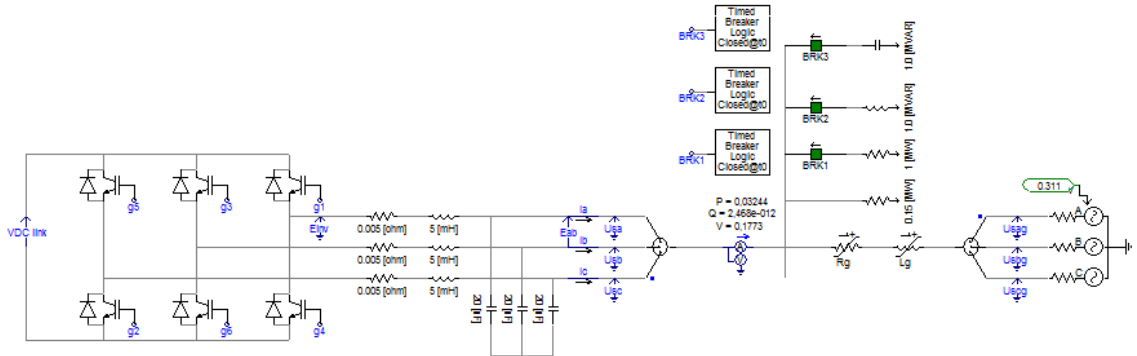
Şekil 6.16. DC DC Yükseltici çıkış gerilimi

6.3. VSG Kontrollü PV sistemi



Şekil 6.17. Şebeke bağlantılı PV santralin yük frekans kontrolü için blok diyagramı

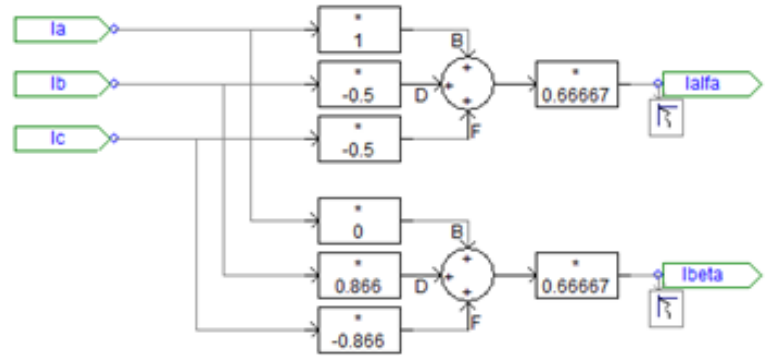
Şekil 6.17 görülen blok diyagramında üç (değişebilir) farklı senaryo tasarlanmıştır. Birinci yük sürekli devrede olacak yük 2 (omik yük), yük 3 (endüktif yük) ve yük 4 (kapasitif yük) sırasıyla devreye alınmıştır. Bu benzetim çalışmasında ilk başta 100 kW'lık yük devreye girmiş 1sn sonra da ikinci yük (sırasıyla yük 1, yük 2 ve yük 3) devreye alınmıştır. Anlık olarak devreye farklı yüklerin akım, gerilim ve frekans tepkileri incelenmiştir. Şekil 6.18'de PSCAD/EMTDC programında yapılan benzetim çalışması görülmektedir.



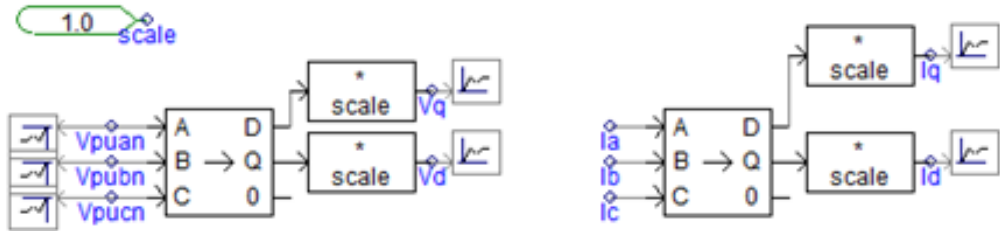
Şekil 6.18. Şebeke bağlantılı PV santralin yük frekans kontrolü için Pscad/Emtdc benzetimi

Şekil 6.19'da yük frekans kontrolü için üç fazlı yük akımlarını iki fazlı Clarke ($\alpha\beta$) dönüşümü yapılarak I_α ve I_β elde edilmiştir. Aynı zamanda Şekil 6.20'de faz gerilimlerinin ve yük akımlarının park dönüşümü yapılarak V_d ve V_q dönen referans çerçeve gerilimleri ile I_d ve I_q dönen referans çerçeve akımları elde edilmiştir. Denklem 5.83 ve Denklem 5.84 kullanılarak yükün çektiği aktif güç ve reaktif gücü hesaplanmaktadır. Reaktif gücü kullanarak Şekil 6.21'de uyarma gerilimi (V_{ref}) üretilmiştir. Aynı şekilde aktif gücü kullanarak sisteme ait faz açısı ölçülmüştür.

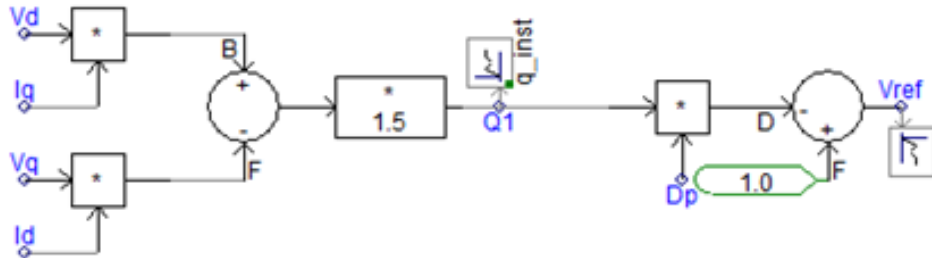
Şekil 6.22’de Gerilim Kontrollü Osilatör (VCO) hazır bloğu kullanarak açısıl açı (θ) bulunmuştur. Şekil 6.23’te ise VSG, önerilen sistemin parametrelerini faz açısını (θ) ve uyarma gerilimini (V_{ref}) kullanarak α ve β referans gerilimleri elde edilmiştir. Elde edilen referans $V_{\alpha ref}$ ve $V_{\beta ref}$ gerilimlerini kullanarak ters clark dönüşümü ile Şekil 6.24’te görüldüğü gibi referans üç fazlı gerilim üretilmiştir. Burada referans geriliminin $\alpha\beta 0$ ekseninden abc eksenine dönüşümü gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak, evirici için darbe genişliği sinyalleri üretmesi için referans üç fazlı AC gerilim elde edilmiştir.



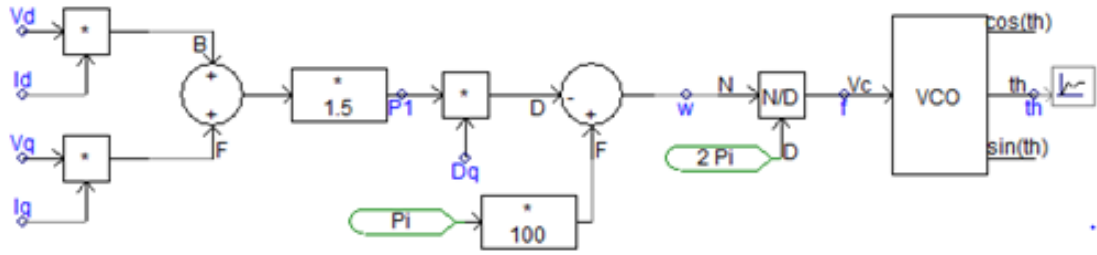
Şekil 6.19. Üç faz akımının $\alpha\beta$ eksenine dönüşümü



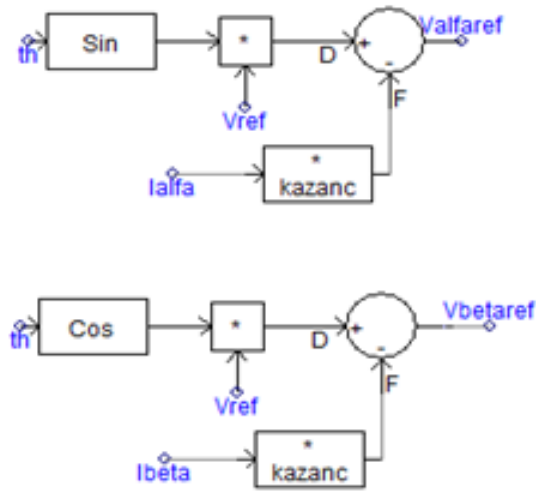
Şekil 6.20. Üç faz gerilim ve akımların dq dönüşümü



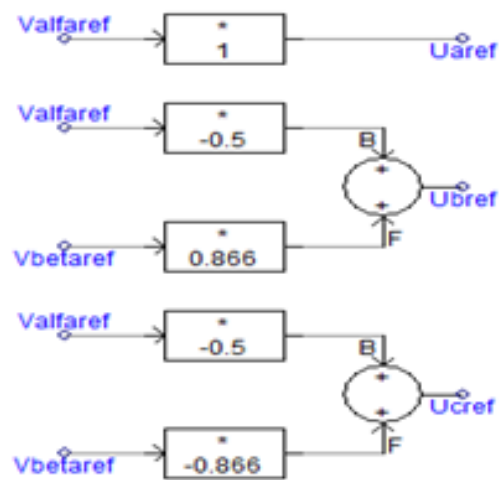
Şekil 6.21. VSG için V_{ref} uyarma gerilimi



Şekil 6.22. VSG sistemi için faz açısı(θ)

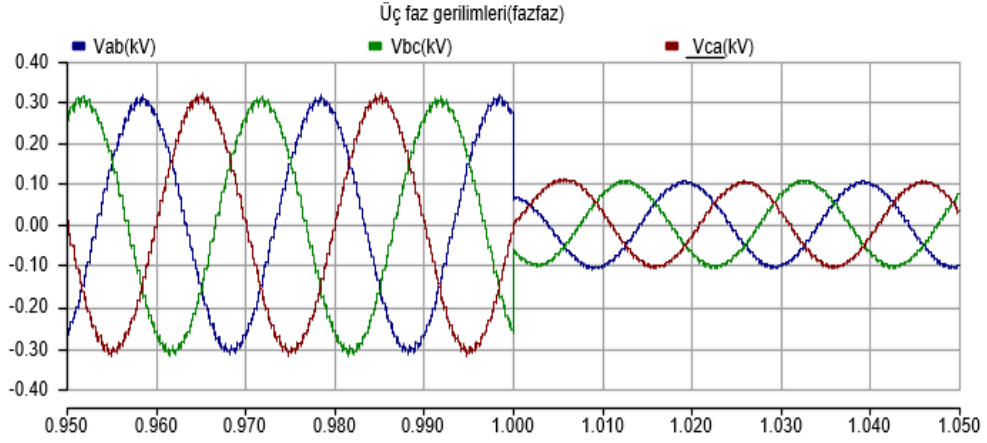


Şekil 6.23. VSG sistemi için üretilen $\alpha\beta$ referans gerilimleri

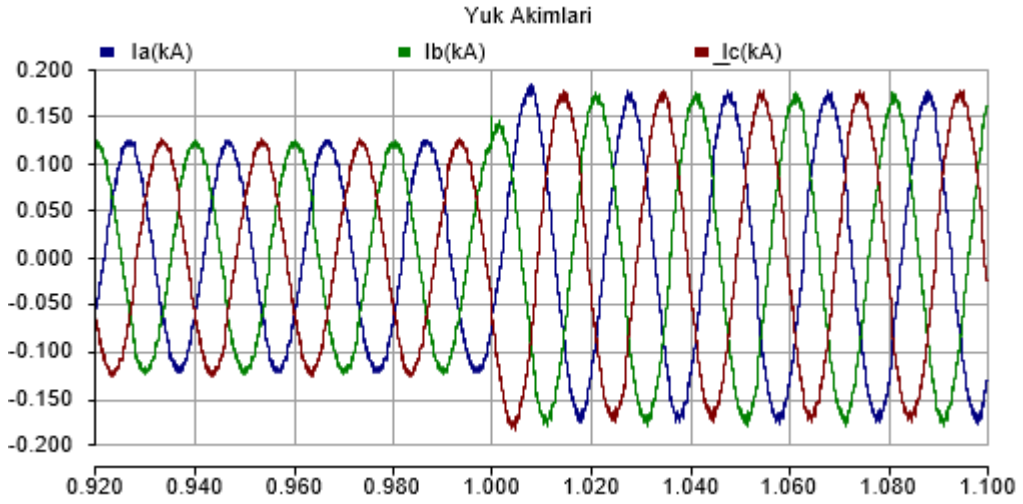


Şekil 6.24. Evirici kontrolü için referans üç faz gerilimi

6.3.1. 1. Senaryo: Ani olarak devreye giren omik yük

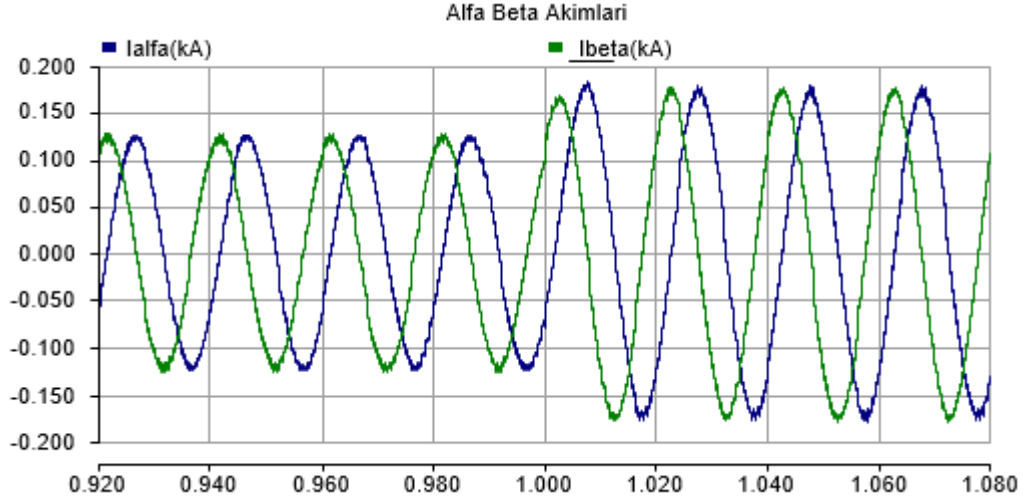


Şekil 6.25. VSG kontrollü sistemin üç faz gerilimleri

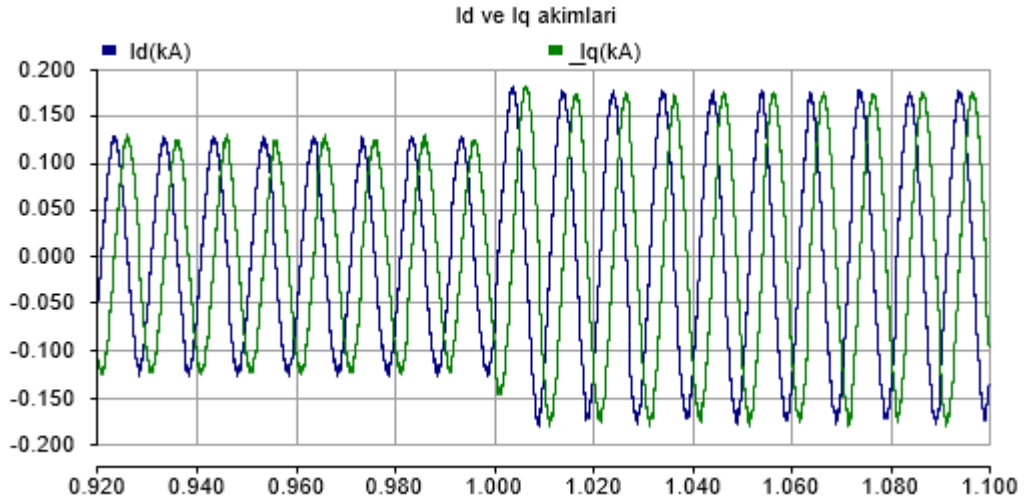


Şekil 6.26. VSG kontrollü sistemin üç faz akımları

Şekil 6.25 ve Şekil 6.26'daki gibi benzetim sonuçlarına bakıldığında 1. yük devreye girdiğinde sistem nominal gerilim ve akımda çalışmıştır. Ancak 2. yük olan omik yük devreye girdiğinde ise aşırı akım çekmekte ve şebeke gerilimi düşmüştür. 1. yük devrede iken gerilim 322 V ve 2. yük devreye girdiğinde 106 V olmuştur. Aynı şekilde 1. yük devrede iken çekilen akım 125 A ve 2. yük devreye girdiğinde ise 176 A akım çekilmiştir. Bu durum normal şartlarda frekansın düşmesine neden olmaktadır. Önerilen VSG ile yük frekansının, yük artışı veya azalışında herhangi bir şekilde etkilenmediği ve yük frekansını kabul edilebilir sınırlar içinde salınım meydana geldiği Şekil 6.34'te gösterilmiştir.



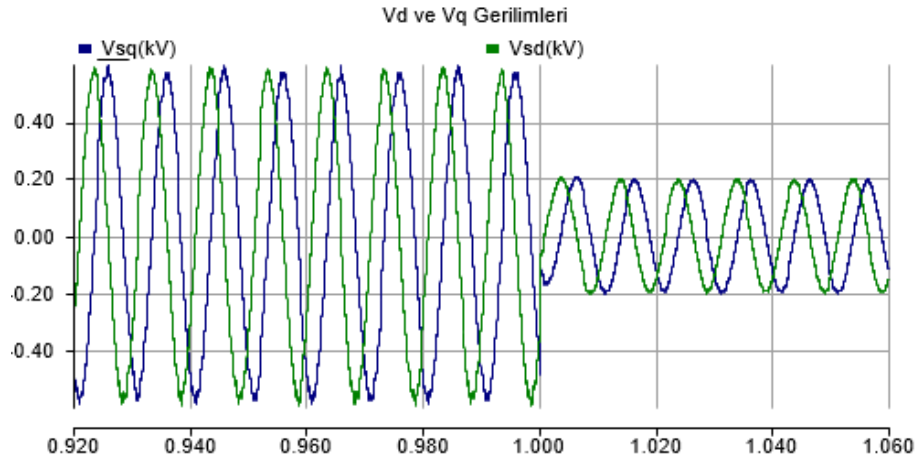
Şekil 6.27. VSG kontrollü sistemin Ialfa ve Ibeta akımları



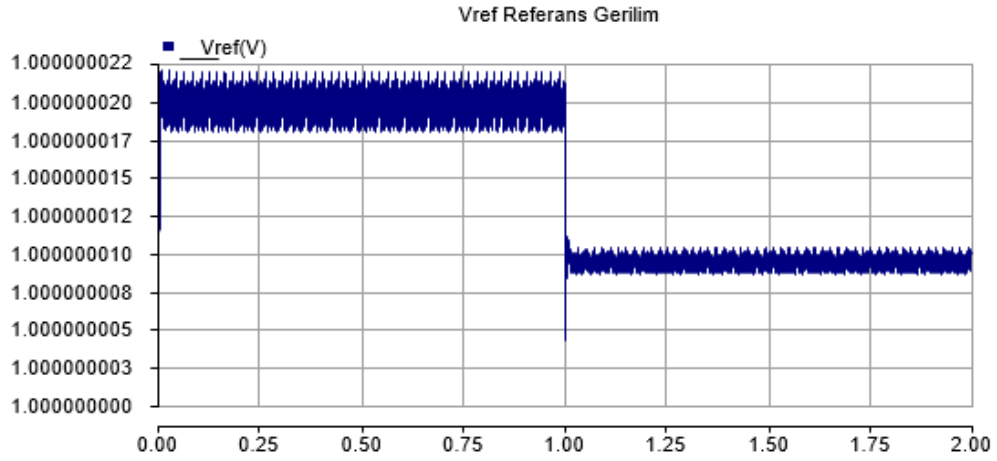
Şekil 6.28. VSG kontrollü sistemin dq akımları

Şekil 6.27'ye bakıldığında yükün çektiği akımlar Clarke dönüşümü yapılarak üç faz akımlar $\alpha\beta 0$ akımlara dönüştürülmüştür. Aynı şekilde Şekil 6.28'de Park dönüşümü yapılarak üç faz akımlarının dq0 akımlarına dönüşümü yapılmıştır. Her iki dönüşümde de akımlar arasında 90° faz farkı olmaktadır. Evirici üç faz gerilimini Şekil 6.29'da görüldüğü gibi V_d ve V_q gerilimlerine dönüştürülmüştür. Yüklerin çektiği aktif ve reaktif güçler, akım ve gerilim arasındaki faz farkına bağlı olmadan Şekil 6.21 ve Şekil 6.22 gösterildiği gibi anlık olarak hesaplanmaktadır.

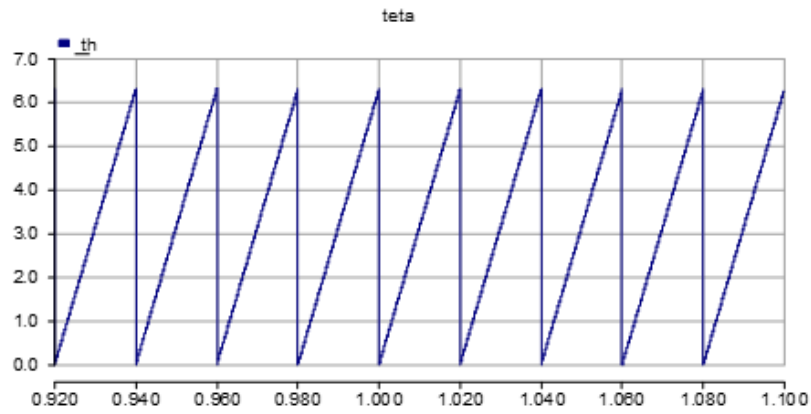
Anlık ölçülen reaktif güç (Q_1) ile Şekil 6.30'da görüldüğü gibi uyarma gerilimini (V_{ref}) veya kontrol için kullanılan referans gerilim elde edilmiştir. Aynı şekilde anlık ölçülen aktif güç (P_1) ile Şekil 6.31'de görüldüğü gibi faz açısı (θ) elde edilmiştir.



Şekil 6.29. VSG kontrollü sistemin dq gerilimleri

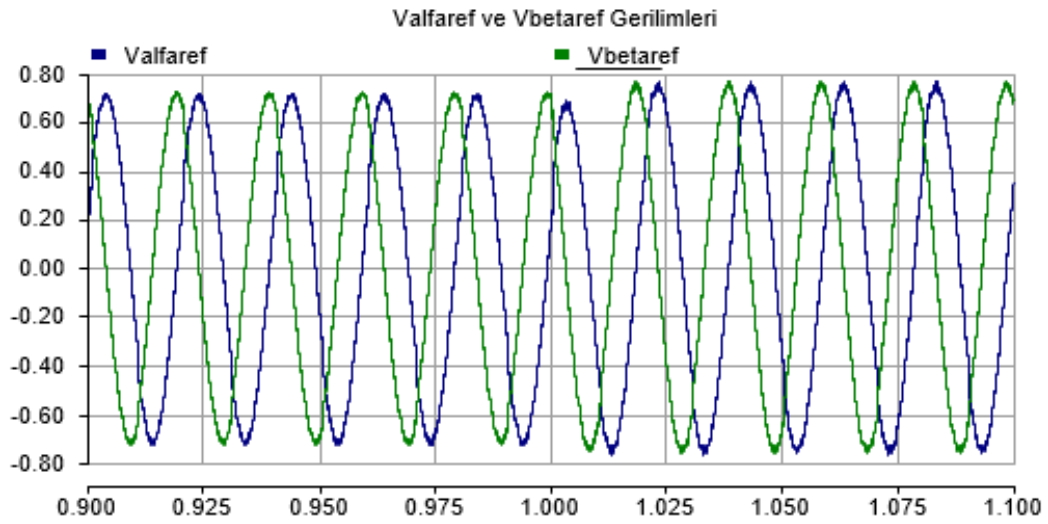


Şekil 6.30. VSG için üretilen Vref gerilimi

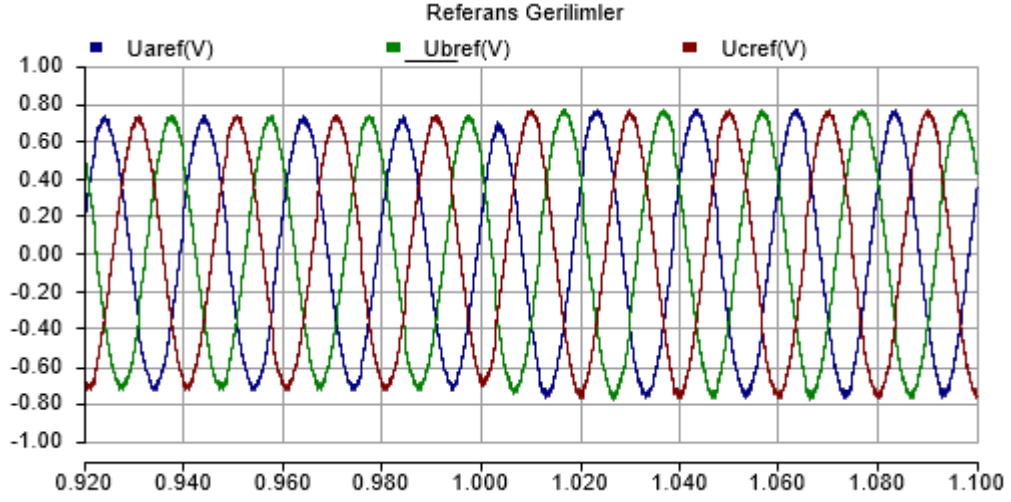


Şekil 6.31. VSG için üretilen teta açısı

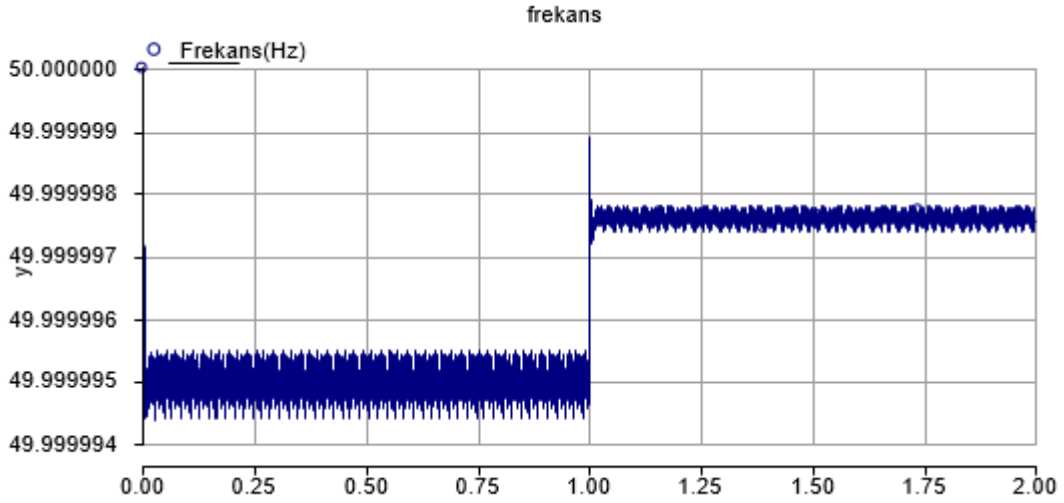
VCO, frekansı tespit etmek için kullanılmıştır. VSG, önerilen sistemin parametrelerini izleyerek faz açısını (θ) ve uyarma gerilimini (V_{ref}) buna göre seçmiştir. V_{ref} ve θ kullanılarak Şekil 6.32'deki gibi $\alpha\beta 0$ ekseninde iki fazlı V_α ve V_β için referans gerilimler üretilmiştir. Burada referans geriliminin $\alpha\beta 0$ ekseninden Şekil 6.33'te görüldüğü gibi üç fazlı abc eksenine dönüşümü gerçekleştirilmiştir. Elde edilen referans üç fazlı gerilimler ile bir testere dişi sinyali ile karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak, eviricinin gerilim üretebilmesi için gerekli olan PWM sinyalleri oluşturulmuştur. PWM sinyalleri, eviricinin referans AC gerilimini üretmesi için bir kare sinyal üretmiştir. D_p ve D_q düşüm katsayıları sayesinde eviriciye bağlı yüklerin çektiği güçlerin salınımı azaltılmıştır. Burada VSG, klasik governor taklidini yapabilmesi için bir ω -P sarkması kullanılmıştır. Şekil 6.34'te bakıldığında 1. yük devrede iken 49,999995 Hz gibi nominal frekansta çalışmakta ama 2. yük devreye girdiğinde yük frekansında salınım olmamakta ve yük frekansı 49,999998 Hz değerini aldığı görülmüştür.



Şekil 6.32. Referans alfa ve beta gerilimleri



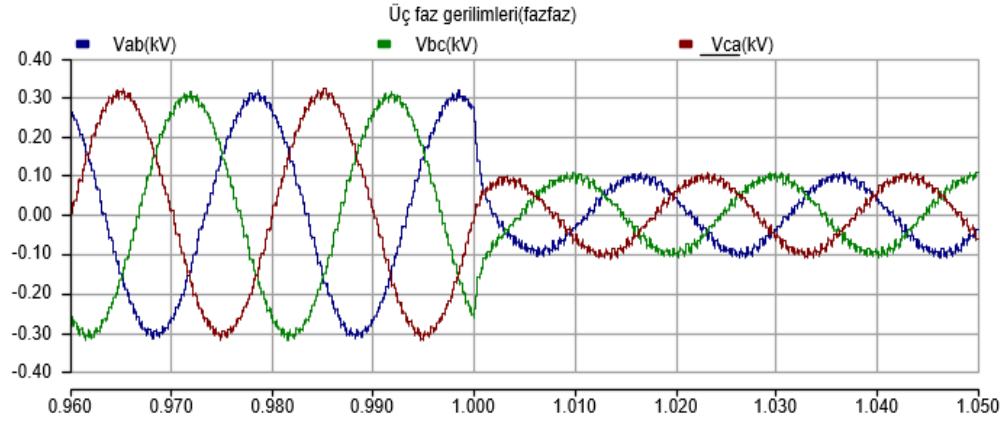
Şekil 6.33. Evirici için referans üç faz gerilimleri



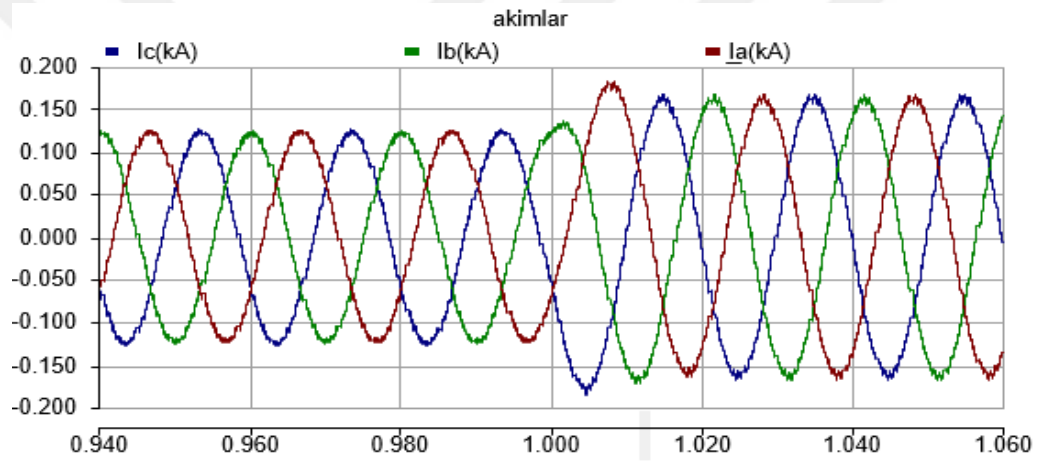
Şekil 6.34. Omik yük frekansı

6.3.2. 2.Senaryo: Ani olarak devreye giren endüktif yük

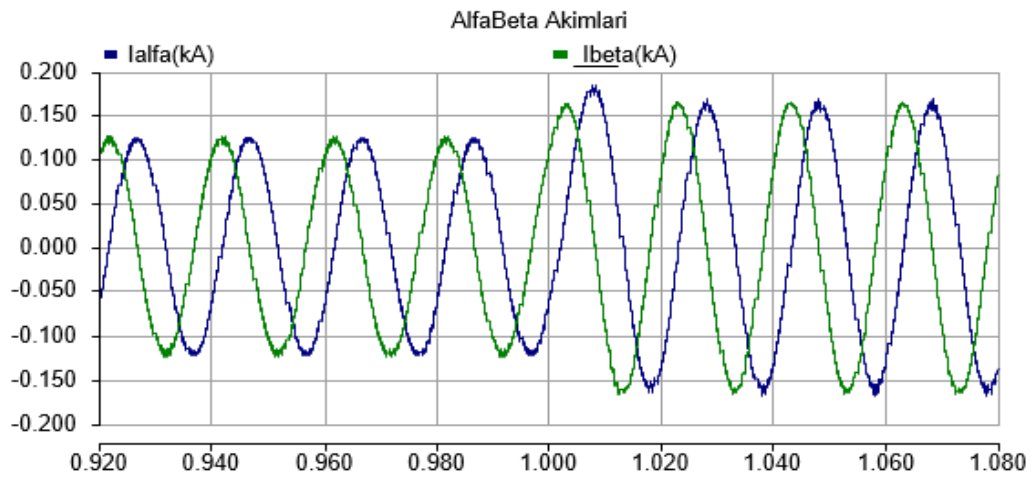
İkinci senaryo gereği 1. yük 100 kW sürekli devrede iken 1-2 sn aralığında 400 kVAR gücünde endüktif yük ani olarak devreye alınmıştır. Yapılan benzetim çalışmasında 1. yük devrede iken nominal akım çekmiştir. 2. yük olan endüktif yük devreye girdiğinde devreden aşırı akım çekilmiş ve gerilim düşümüne neden olmuştur. Şekil 6.35 ve Şekil 6.36’da görüldüğü gibi 1. yük devrede iken gerilim 322 V ve çekilen akım 125 A olarak ölçülmüştür. Ani olarak devreye 400 kVAR’lık endüktif yük girdiğinde ise gerilim 105 V ve akım 168 A olduğu görülmüştür.



Şekil 6.35. VSG kontrollü sistemin endüktif yükteki üç faz gerilimleri

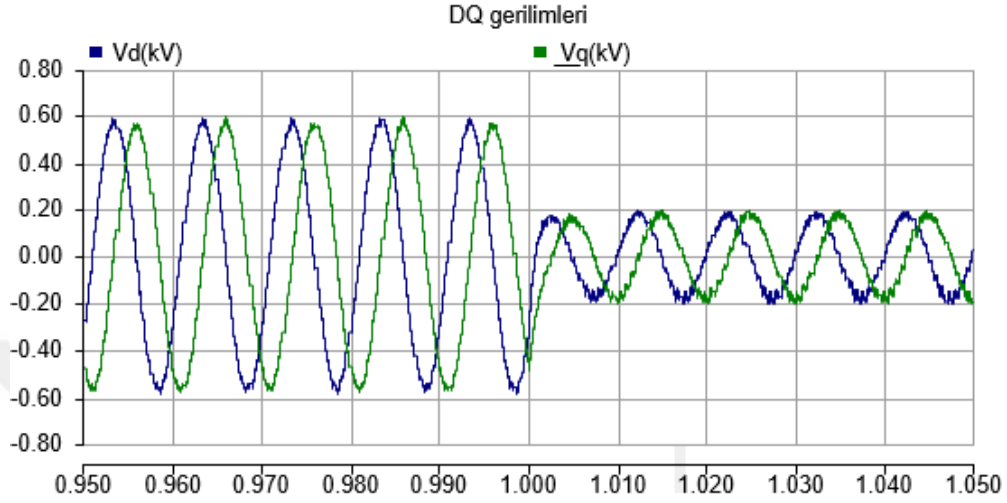


Şekil 6.36. VSG kontrollü sistemin endüktif yükteki üç faz akımları

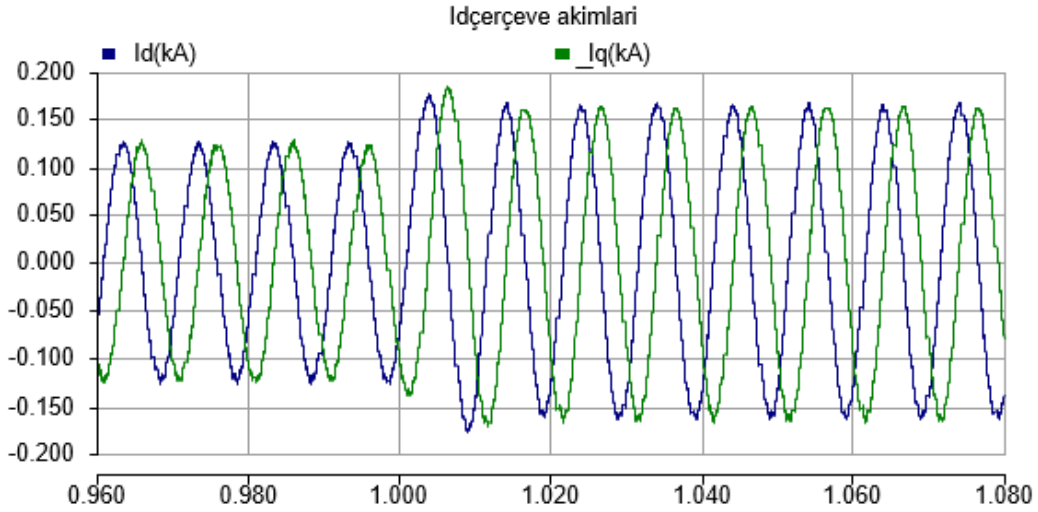


Şekil 6.37. VSG kontrollü sistemin endüktif yükteki Ialfa ve Ibeta akımları

Şekil 6.37’de üç faz akımının $\alpha\beta 0$ dönüşümleri gösterilmiştir. İlk etapta 125 A iken 2. etapta ise 168 A dir. Şekil 6.38 ve Şekil 6.39’da üç faz akım ve gerilimlerin dq0 Park dönüşümleri grafikleri verilmiştir. Başlangıçta dq0 gerilimleri 590 V ve dq0 akımları ise 125 A olarak ölçülmüştür. 2. yük devreye girdiğinde ise 190 V ve 167,5 A olarak ölçülmüştür.

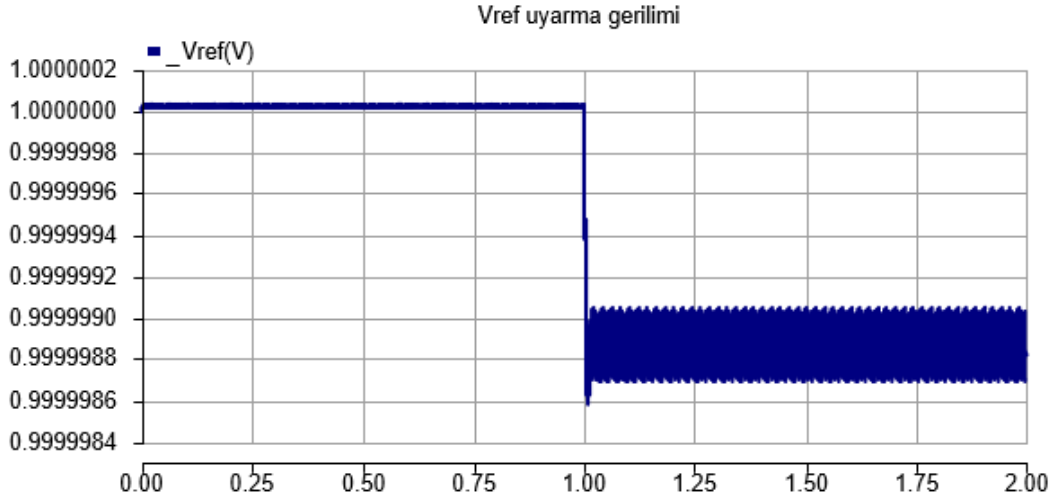


Şekil 6.38. VSG kontrollü sistemin endüktif yükteki dq0 gerilimleri

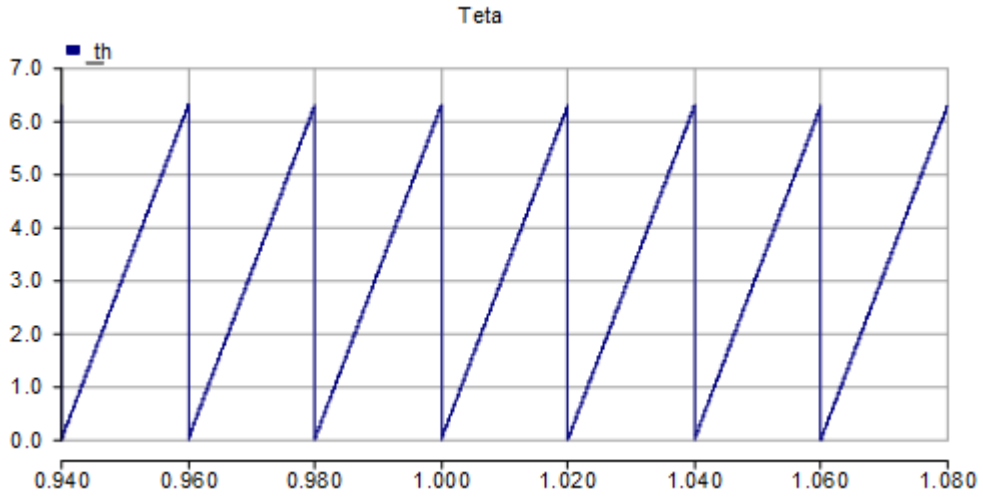


Şekil 6.39. VSG kontrollü sistemin endüktif yükteki dq0 akımları

Şekil 6.40’ta uyarma gerilimi V_{ref} değeri başlangıçta 1 V’un biraz üzerinde ama 2. yük devreye girdiğinde ise 0,9999989 V değerinde olduğu görülmüştür.

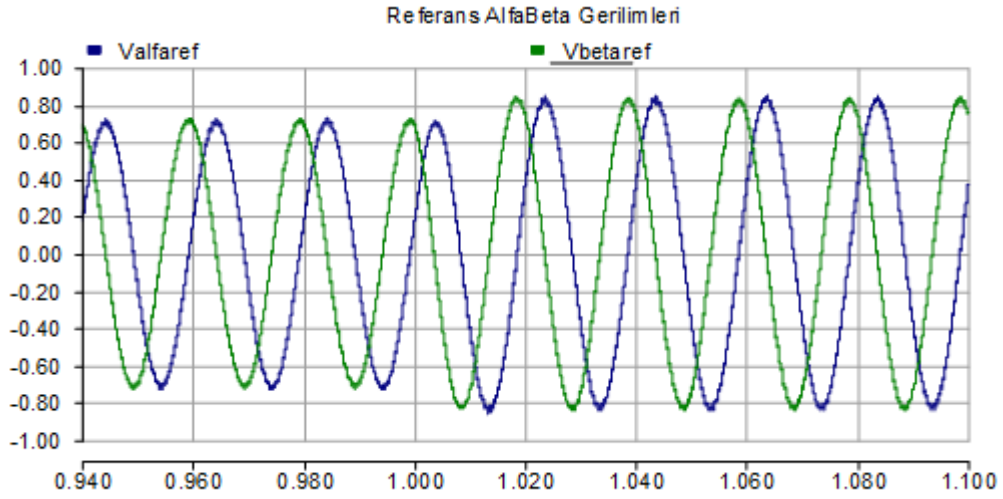


Şekil 6.40. Endüktif yükte VSG için üretilen Vref gerilimi

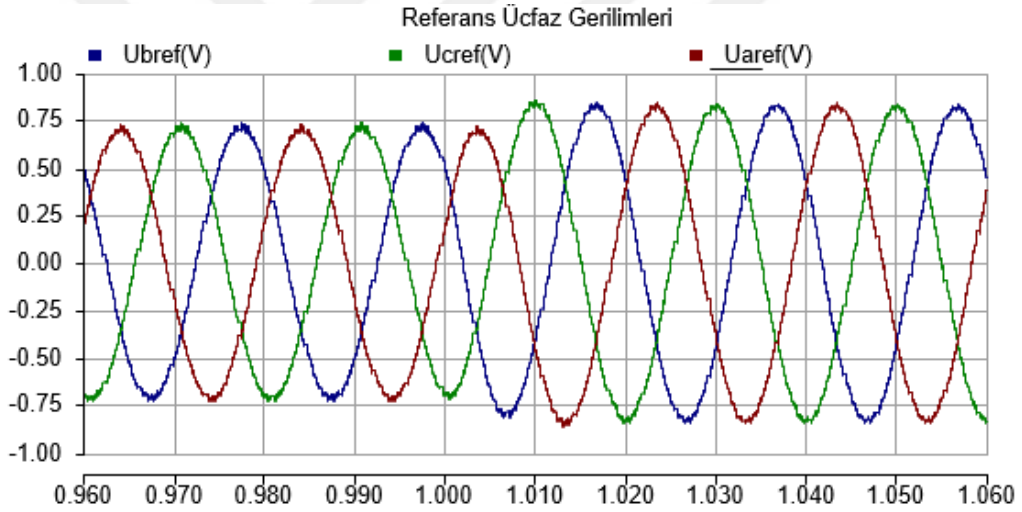


Şekil 6.41. Endüktif yükte VSG için üretilen teta açısı

Şekil 6.41’de VSG için üretilen ωt grafiği görülmektedir. Şekil 6.22’de bağlantısı verilen PLL görevi gören VCO tarafından üretilmiştir. Vref ve teta (ωt) açısı kullanılarak Şekil 6.23’te benzetim çalışma bağlantıları verilen ve Şekil 6.42’de görüldüğü gibi $\alpha\beta 0$ ekseninde referans gerilim değerleri üretilmiştir. Daha sonra Şekil 6.43’teki gibi $\alpha\beta 0$ ekseninden abc eksenli üç fazlı referans gerilimler elde edilmiştir. Bu sayede evirici için üretilen referans gerilimler bir testere dişi sinyali ile karşılaştırılarak evirici için pwm sinyalleri oluşturulmuştur. Başlangıç referans $\alpha\beta$ gerilim değeri 0,71 V iken 2. yükte 0,84 V değerine çıkmıştır. Aynı şekilde üretilen referans üç fazlı gerilim değerleri de 0,75 V ile 0,84 V değerinde ölçülmüştür.

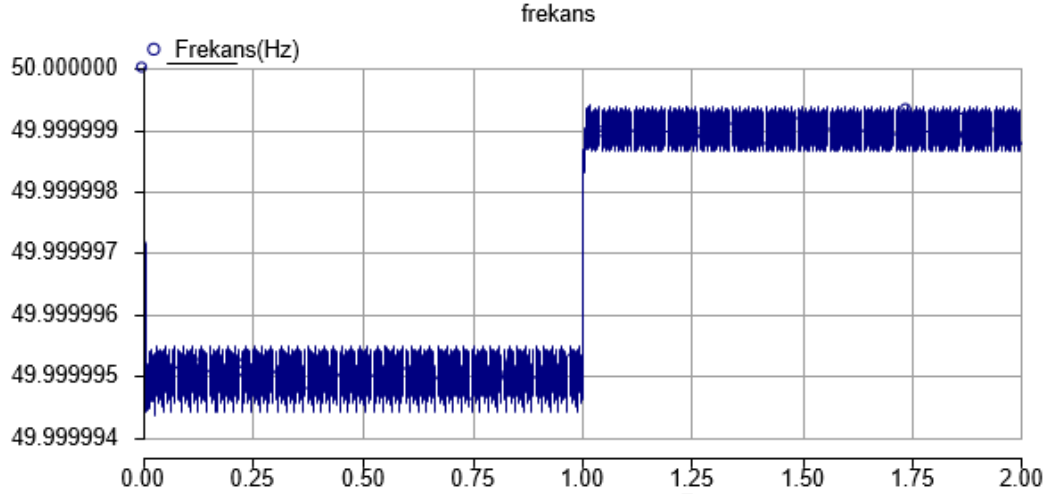


Şekil 6.42. Endüktif yükte VSG için üretilen referans alfa ve beta gerilimleri



Şekil 6.43. Endüktif yükte Evirici için referans üç faz gerilimleri

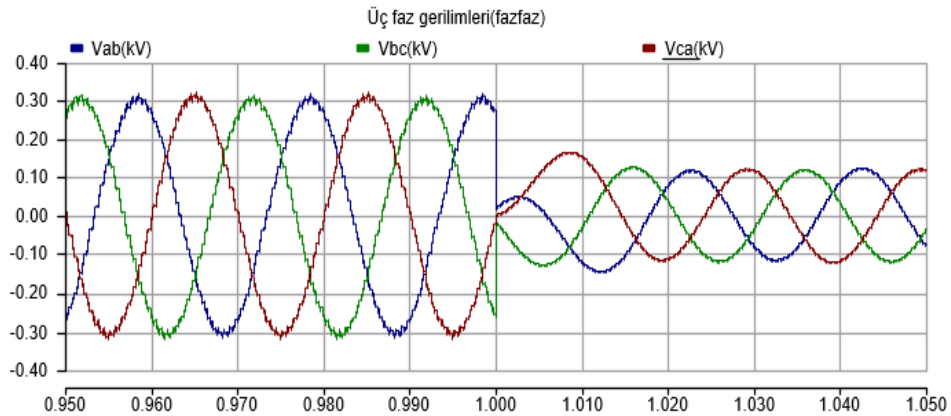
Şekil 6.44'te referans gerilim değerinin artması ile frekansında arttığı görülmüştür. Frekans değeri başlangıçta 49,999995 Hz değerinde ikinci yük devreye girdiğinde ise 49,999999 Hz. değerine çıkmıştır. Bu da her iki durumda da VSG yük frekansını istenilen aralıkta ($\pm 0.2\text{Hz}$) tuttuğu görülmüştür.



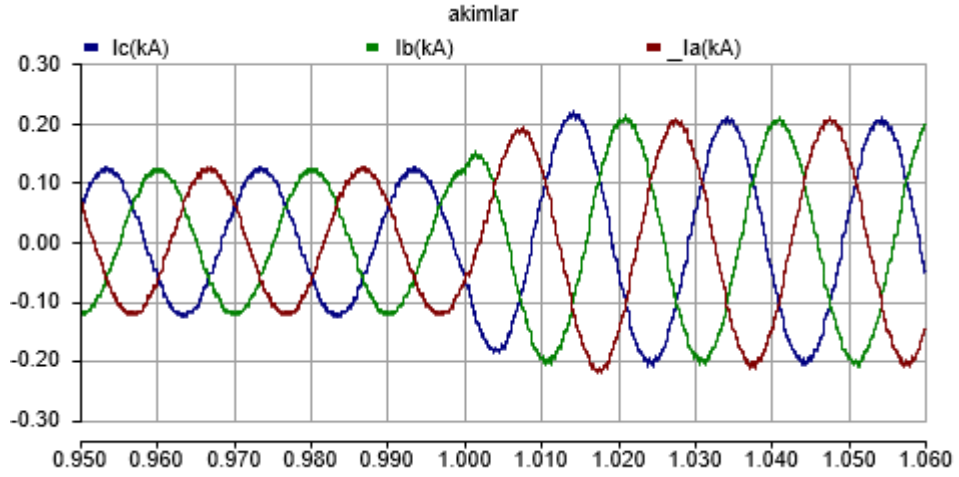
Şekil 6.44. Endüktif yükte yük frekansı

6.3.3. 3.Senaryo: Ani olarak devreye giren kapasitif yük

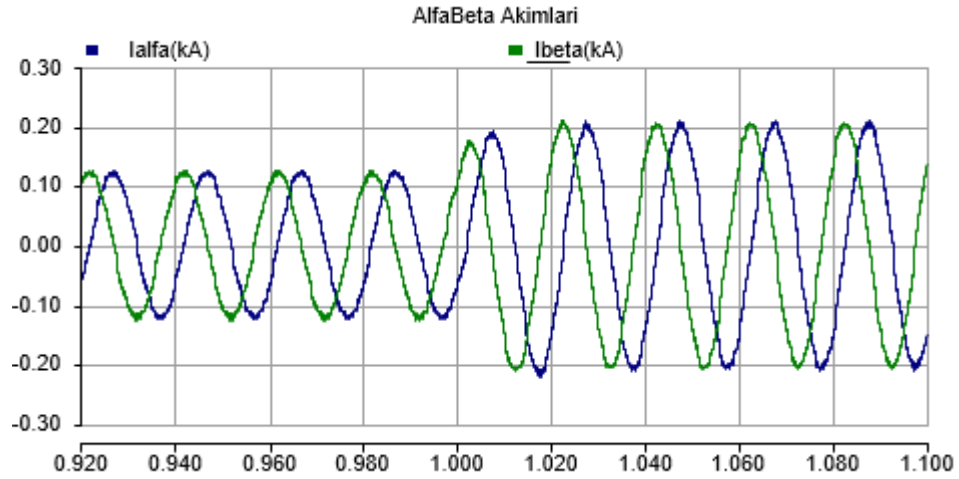
Üçüncü senaryo gereği birinci yük 100 kW sürekli devrede iken 1-2 sn aralığında 400 kVAR gücünde kapasitif yük ani olarak devreye girmiştir. Yapılan benzetim çalışmasının 1. yük devrede iken nominal akım çekmiştir. İkinci yük olan kapasitif yük devreye girdiğinde devreden aşırı akım çekilmiş ve gerilim düşümüne neden olmuştur. Şekil 6.45'te görüldüğü gibi birinci yük devrede iken yük gerilimi 322 V olarak gözlemlenmiştir. Şekil 6.46' da görüldüğü gibi birinci yük devrede iken çekilen akım 125 A olarak ölçülmüştür. Ani olarak devreye 400 kVAR'lık kapasitif yük girdiğinde ise gerilim 120 V'a düşmüştür ve çekilen akım 209 A'e yükselmiştir.



Şekil 6.45. VSG kontrollü sistemin kapasitif yükteki üç faz gerilimleri

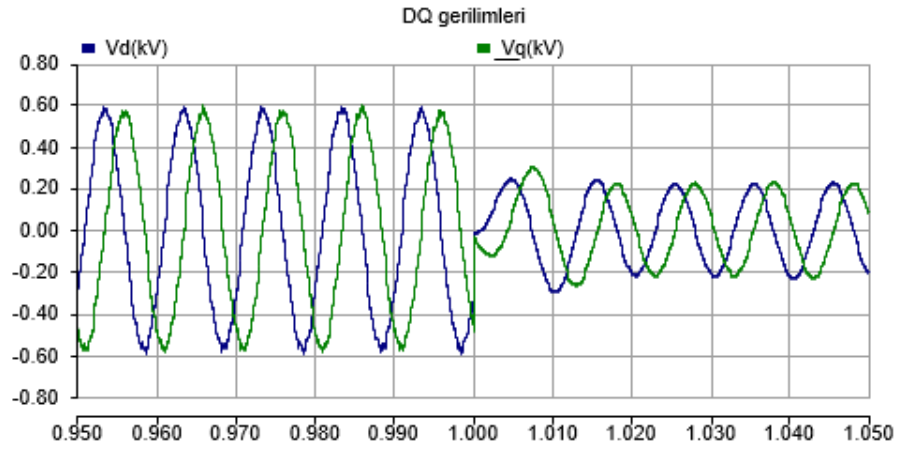


Şekil 6.46. VSG kontrollü sistemin kapasitif yükteki üç faz akımları

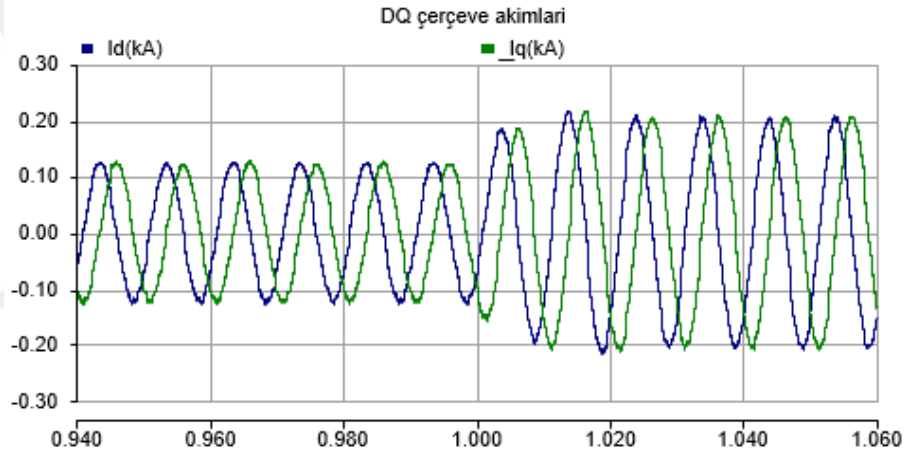


Şekil 6.47. VSG kontrollü sistemin kapasitif yükteki $\alpha\beta$ akımları

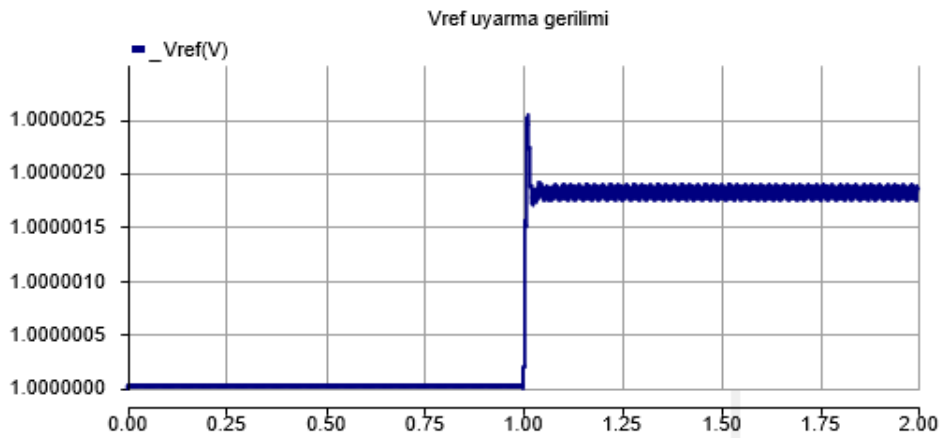
Şekil 6.47’de ani olara devreye giren kapasitif üç fazlı yük akımının $\alpha\beta$ dönüşümleri görülmektedir. 0 ile 1 sn aralığında 125 A iken 1-2 sn aralığında ise 209 A’e yükseldiği görülmüştür. Şekil 6.48’de üç fazlı gerilimlerin dq0 dönüşümleri gösterilmiştir. Şekil 6.49’da üç faz akımların dq0 dönüşümleri gösterilmiştir. Başlangıçta gerilimler 590 V ve dq0 akımları ise 125 A olarak görülmüştür. Kapasitif olan 2. yük devreye girdiğinde ise dq0 gerilimleri 225 V ve 207 A olarak ölçülmüştür.



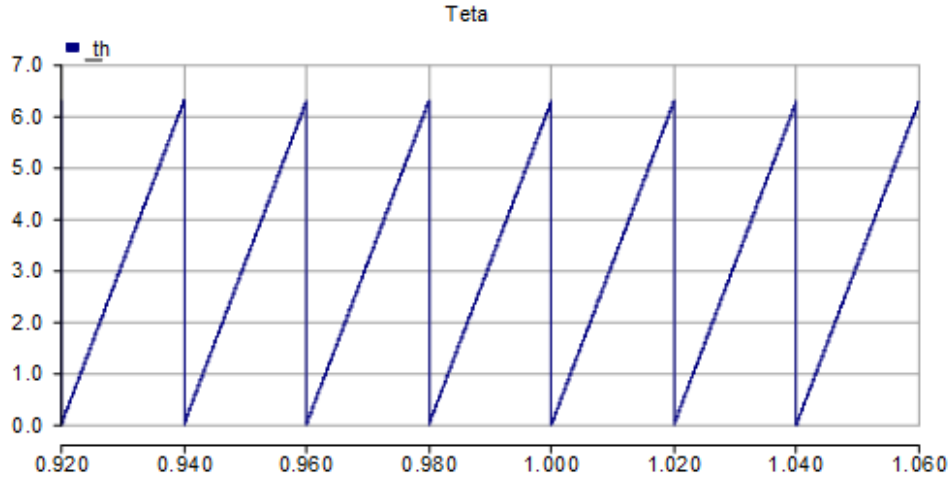
Şekil 6.48. VSG kontrollü sistemin kapasitif yükteki dq0 gerilimleri



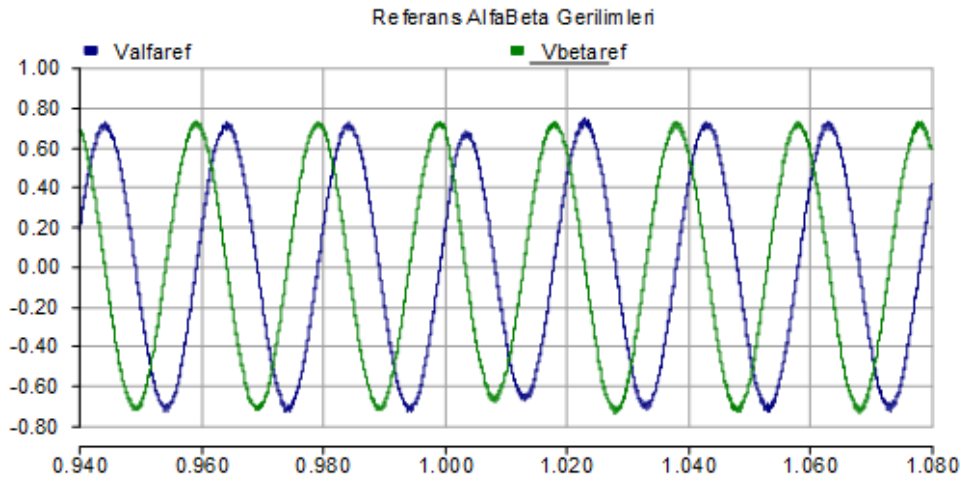
Şekil 6.49. VSG kontrollü sistemin kapasitif yükteki dq0 akımları



Şekil 6.50. Kapasitif yükte VSG için üretilen Vref gerilimi



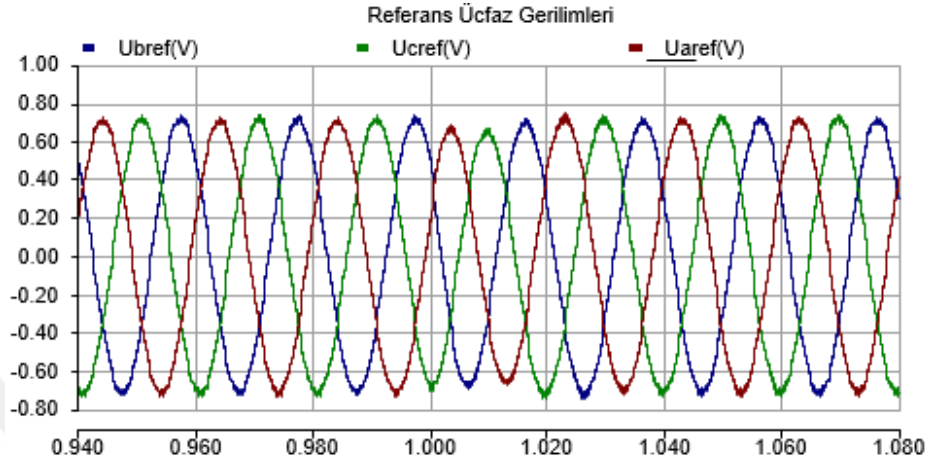
Şekil 6.51. Kapasitif yükte VSG için üretilen teta açısı



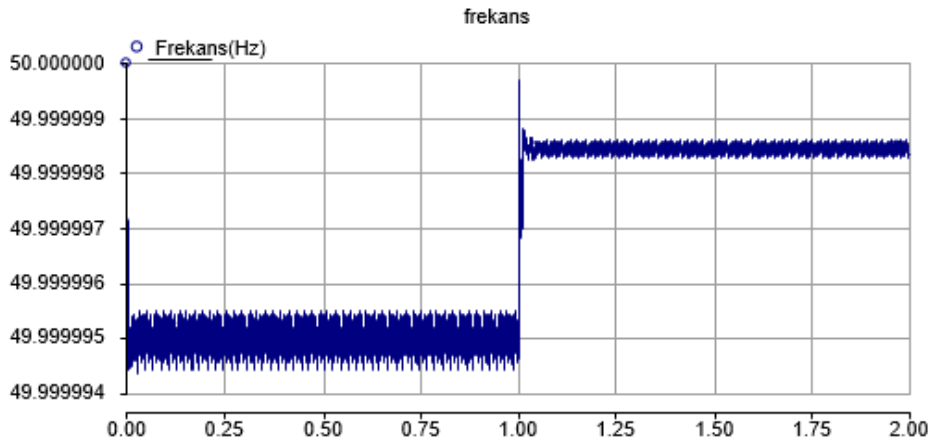
Şekil 6.52. Kapasitif yükte VSG için üretilen referans $\alpha\beta$ gerilimleri

Şekil 6.50’de uyarma gerilimi V_{ref} değeri başlangıçta 1 V’un biraz üzerinde ama ikinci yük devreye girdiğinde ise 1,000002 V değerinde olduğu görülmüştür. Şekil 6.51’de kapasitif yükte VSG için üretilen ωt açısı grafiği görülmektedir. Teta (ωt) açısının periyodu 20 ms olduğu Şekil 6.51’de net olarak görülmüştür. VSG için üretilen V_{ref} ve teta (ωt) açısı kullanılarak Şekil 6.52’de görüldüğü gibi $\alpha\beta$ ekseninde referans gerilim değerleri üretilmiştir. Daha sonra Şekil 6.53’te görüldüğü gibi $\alpha\beta$ ekseninden abc eksenli üç fazlı referans gerilimler elde edilmiştir. Bu sayede evirici için üretilen referans gerilimler bir testere dişi sinyali ile karşılaştırılarak evirici için pwm sinyalleri oluşturulmuştur. 0-1 sn aralığında referans $\alpha\beta$ gerilim değeri 0,72 V iken kapasitif yük devreye girdiğinde 0,725 V değerine çıktığı görülmüştür. Aynı şekilde üretilen referans üç fazlı gerilim değerleri 0-1 sn de 0,725 V ve 1-2 sn aralığında ise 0,73 V değerinde olmuştur. Şekil 6.54’te

referans gerilim değerinin az bir artma olması ile frekansında o oranda arttığı görülmüştür. Frekans değeri başlangıçta 49,999995 Hz değerinde ve 2. yük olan kapasitif yük devreye girdiğinde ise 49,9999985 Hz. değerine çıkmıştır. Bu da VSG'nin yük değişimi olduğunda yük frekansını kabul edilebilir sınırlar içinde ($\pm 0,2\text{Hz}$) tuttuğu ve frekans salınımlarını azalttığı görülmüştür.



Şekil 6.53. Kapasitif yükte Evirici için referans üç faz gerilimleri



Şekil 6.54. Kapasitif yükteki yük frekansı

Tablo 6.2. Değişik yük durumlarında sisteme ait akım, gerilim ve frekans değerleri

	Akım		Gerilim		Frekans	
	1. yük devrede	2. yük devrede	1. yük devrede	2. yük devrede	1. yük devrede	2. yük devrede
Omik Yük	125 A	176 A	322 V	106 V	49,9999950 Hz	49,9999975 Hz
Endüktif Yük	125 A	168 A	322V	105 V	49,9999950 Hz	49,9999980 Hz
Kapasitif Yük	125 A	209 A	322V	120 V	49,9999950 Hz	49,9999985 Hz

Tablo 6.2'ye bakıldığında sistem normal şartlarda çalışırken ani olarak devreye giren aşırı yükler şebekeden aşırı akım çekmişlerdir. Bu durum normal şartlarda frekansta salınımlar ve düşüş meydana getirecektir. Ataleti olmayan PV sistemlerine sanal atalet ve düşüş katsayısı sağlayarak PV sistemin senkron generatör gibi davranış göstermesi sağlayan sanal senkron generatör (VSG) oluşturulmuştur. Tablo 6.2'ye bakıldığında kapasitif yüklerde frekansı daha fazla yükselttiği görülmüştür. Özellikle yük olarak yaygın kullanılan endüktif yükte frekansı 0,000002 Hz hata payı ile düzelttiği görülmüştür. UCTE kriterlerine göre frekansta meydana gelecek hata $\pm 0,2$ Hz dir. Bu da gösteriyor ki PV için geliştirilen VSG frekans düzenlemesi için iyi bir çözüm olacağını göstermiştir. VSG sayesinde yük frekansında ani olarak devreye giren ve aşırı akım çeken yükler yüzünden frekans salınımı ve düşme sorunu çözmüştür. Bu da ileriki senelerde PV santrallerinin sayısının ve enterekte sistemdeki güç oranının artması ile birlikte PV santrallerinde yük frekans kontrolüne girmesi mümkün olacağını göstermiştir. Geliştirilen esnek FPPT ile talep edilen güç arttığında sistem kendiliğinden üretim gücünü artırarak yükün ihtiyacı olan gücü sağlamış olacaktır. Bu durumda frekansta meydana gelecek olan salınımları azaltmış olacaktır. Özellikle yaz aylarında sıcaklık ile radyasyon değeri artacağından PV sistemi daha fazla güç üretecektir. Yani maksimum güçten daha fazla güç sağlayacaktır. Bu da sistemde istenilmeyen frekans yükselmelerine neden olacaktır. Geliştirilen FPPT sayesinde frekansta yükselme olduğunda sistem yedek güç rezervini %10'dan %20'ye çıkaracaktır. Geliştirilen FPPT ile frekanstaki herhangi bir değişimde DC DC yükseltici çıkış gücünü kontrol ederek frekans kontrolü sağlamıştır. Geliştirilen FPPT iki kademeli sistemde birinci kademe kontrolü sağlamaktadır. Geliştirilen VSG ile iki kademeli sistemin evirici kısmında yapılan kontrol sistemidir. VSG ile yükteki artışlara tepki vererek sistemde frekansın istenilen sınırlarda olduğu görülmüştür. Her iki sistemde frekans kontrolü etkin bir şekilde sağlamıştır.

7. SONUÇ

Artan enerji krizini ve çevre kirliliğini ele almak için, döngüsel bir ekonomi geliştirebilen sürdürülebilir doğası nedeniyle fotovoltaik enerji üretimi büyük ilgi görmektedir. PV kontrolü açısından, ekonomik faydalar üzerine inşa edilen PV sistemleri çoğunlukla, şebeke için atalet ve sönümleme desteği sağlayamaması nedeniyle gelecekteki güç sisteminin operasyonel taleplerini karşılayabilecek bir konumda olmayan MPPT modunda çalışmaktadır.

Bu çalışma; yenilenebilir enerji kaynağı olarak fotovoltaik sistemlerinin yanı sıra, enerji depolama sistemleri olmadan değişken alternatif akım yükünü besleyen yedek güç rezervi ve sanal senkron generatör içermektedir. Matlab/Simulink programı ile PV panelin modelinin yanı sıra PV sistemlerinin sürekli MPPT modunda çalışmasını sağlayan MPPT modellerini geliştirmek ve analiz etmek için kullanılmıştır.

P&O MPPT yöntemi ile geliştirilen FOCV MPPT yöntemleri karşılaştırılması yapılmıştır. P&O MPPT algoritması gerilimi 90 ms’de stabil hale getirmiştir. Önerilen FOCV MPPT yöntemi ise 50 ms’de gerilimi kararlı hale getirmiştir. Üretilen güç bakımından önerilen FOCV MPPT algoritması P&O algoritmasından daha fazla güç ürettiği görülmüştür. Aynı şekilde gerilimi daha fazla yükseltmiştir. Geliştirilen yöntemde gerilimdeki salınım 20 V iken P&O yönteminde 1,7 V olarak görülmüştür. Ancak geliştirilen yöntemde gerilimdeki salınımın daha fazla olduğu görülmüştür. Önerilen FOCV MPPT yöntemi ile daha az güç kaybı olmuştur. PV sistemi 2 adet seri ve 2 adet paralel olacak şekilde dizi oluşturulmuştur. PV dizisine uygulanan sıcaklık ve radyasyon değerlerinden sadece referans değerleri tabloda verilmiştir.

MPPT Yöntemi	Radyasyon	PV Gücü	Çıkış Gücü	Çıkış Akımı	Çıkış Gerilimi
P&O	1000W/m ²	1113 W	1096 W	7,321A	148,05 V
Önerilen FOCV	1000W/m ²	1117,5 W	1116 W	7,495 A	148,95 V

İkinci olarak karşılaştırılan MPPT yöntemleri artan iletkenlik ile FLC MPPT yöntemleri benzetim çalışmasında artımlı iletkenlik (IncCond) yöntemi FLC’ye göre daha fazla güç üretimi yaptığı görülmüştür. Ancak yapılan çalışmada önerilen hibrit ve akıllı MPPT yönteminin klasik IncCon yöntemine göre daha az salınım yaptığı görülmüştür. Önerilen FLC yöntemde %1 gerilim salınımı olurken IncCond yönteminde %8,6 salınım meydana gelmiştir. Bu durumda FLC yöntemi gerilim salınımını etkin bir şekilde azalttığı görülmüştür. Aynı şekilde akımdaki salınımda da FLC yönteminde %1,08 iken IncCond yönteminde akım dalgalanması %9,27 olarak görülmüştür. Önerilen FLC yöntemin ani hava koşulları değişiminde gerilimi daha hızlı ve etkin bir şekilde (25 ms) stabil hale getirmiştir. IncCon MPPT yönteminde gerilimde meydana gelen salınımı 40 ms’de stabil hale getirdiği görülmüştür.

MPPT Yöntemi	Radyasyon	PV Gücü	Çıkış Gücü	Çıkış Akımı	Çıkış Gerilimi
IncCond	1000W/m ²	1163 W	1140 W	7,55 A	151 V
FLC	1000W/m ²	1162 W	1140 W	7,43 A	148,6 V

PV uygulamalarında en çok kullanılan MPPT yöntemleri olan P&O, artan iletkenlik, FLC ve geliştirilmiş açık devre gerilimi (FOCV) yöntemlerinin farklı ışıınım ve sıcaklıklarda PV gücünü etkin bir şekilde çıkışa verdiği benzetim sonuçları ile kanıtlanmıştır.

Tasarımı yapılan DC DC yükseltici dönüştürücü ve MPPT algoritmasının Matlab/ Simulink ortamında benzetim çalışması yapılmıştır. PV sistemi 11 adet seri ve 154 adet paralel diziden oluşturulmuştur. Yükseltici dönüştürücü devresi, geliştirilen FOCV MPPT yöntemi ile kontrol edilmiştir. PV dizi ışıınım değerlerine göre farklı güç ürettiği görülmüştür. 800 W/m², 900 W/m², 1000 W/m² ve 500 W/m² radyasyon değerleri için güneş panellerinden sağlanan güç değerleri 340 kW, 425 kW, 494,5 kW ve 133,2 kW güç üretimi yapılmıştır. DC DC yükseltici dönüştürücü çıkış gücü veya yüke aktarılan güç ise 340 kW, 421 kW, 490 kW ve 131,7 kW güç sağlanmıştır. Bu çalışmada kullanılan FOCV MPPT algoritması değişik ve ani olarak değişen hava koşullarında maksimum gücü etkin şekilde takip ettiği görülmüştür. Sistem veriminin %99,089 olduğu görülmüştür. Bu çalışma ile büyük ölçekli PV güç santrallerinin tasarımı gerçekleştirilebileceği ve şebekeye bağlanabileceği gösterilmiştir.

Ayrıca elektrik şebekelerinde PV'nin oranının artması ile birlikte farklı şebeke kurallarına ihtiyaç olduğu görülmüştür. Ancak PV'lerin aralıklı çalışması ve gece enerji üretmemesi gibi dezavantajları olmaktadır. Bu çalışmada PV'lerin gündüz çalışmasına göre dizayn edilmiştir. Geleneksel PV-VSG teknolojisi, genellikle çeşitli maliyetler açısından birçok sınırlamaya neden olan enerji depolama cihazlarını bir araya getirmektedir. PV çıkışının dinamik özelliklerinin değerlendirilmesinin ardından, geliştirilmiş iki yönlü bir FPPT tabanlı MPPT kontrolü önerilmiştir. Geliştirilen FPPT ile yük frekansında kabul edilen sınırlar içinde ise (± 0.2 Hz) %10 yedek güç rezerv ederek çalıştığı görülmüştür. Yedek rezerv gücü, PV sistem gücünün %10'u olan 50 kW güç rezerv edilmiştir. PV gücünün yetersiz olması durumunda veya frekansta bir azalma olduğunda geliştirilen FPPT'nin MPPT modunda çalışması sağlanmıştır. Bu da PV sisteminin kararlılığını artırdığı görülmüştür. Özellikle yaz aylarında ışıınının fazla olması PV sisteminin fazla güç üretmesi, aynı şekilde talep edilen güçte azalma olursa bu durumda frekansın artmasına neden olmaktadır. FPPT, frekansın yükselmesini önlemek için yedek gücü %20 oranına çıkarmıştır. Yedek rezerv gücü, PV sistem gücünün %20'si olan 100 kW güç rezerv sağlamıştır. Frekansın 47 Hz'in altına düşmesi durumunda kontrolör devreden çıkmıştır. Frekansın 52 Hz'in üzerine çıkması durumunda ilk döngüde sanal yük devreye girerek yüke sağlanan gücün azaltılması hedeflenmiştir. Frekansın yükselmeye devam ettiği durumda sistem devreden çıkmıştır.

Matlab/ Simulink ortamında şebeke bağlantılı PV sisteminin benzetim çalışması yapılmıştır. Bu benzetim çalışmasında 500 kW'lık PV sistemi için SHARP ND-F4Q295 panelden 11 adet seri ve 154 adet paralel modül bağlanmıştır. PV sisteminden etkin şekilde yararlanmak için MPPT kontrollü DC DC yükseltici devresi eklenmiştir. DC DC yükseltici çıkışına iki seviyeli evirici bağlanarak DC gerilimi AC gerilime dönüştürülmüştür. Şebeke gerilimi ile Clarke dönüşümü uygulanarak PLL tasarımı gerçekleştirilmiştir. Evirici kontrolü, iç akım döngüsü kullanarak PI denetleyici çıkışında üç fazlı akım ve gerilimi dq0 eksenine dönüştürmek için Park Dönüşümü kullanılmıştır. Sistem ilk etapta 1. yük devrede iken frekansta salınım olmasına rağmen 0.3 sn sonra stabil hale gelmiştir. 2. yük devreye girdiğinde yük frekansında azalma ve salınım olduğu görülmüştür. Herhangi bir frekans kontrolü olmadan şebeke bağlantılı PV sistemlerinde frekans salınımı meydana geldiği görülmüştür. 1. yük devrede iken DC DC yükseltici dönüştürücü 570 V 2. yük devreye girdiğinde 530 V gerilim üretmiştir. Yük artıça DC DC yükseltici çıkış geriliminin aynı oranda azaldığı görülmüştür.

Bu çalışmada, izole edilmiş PV sistemin yük frekans kontrolü araştırılmıştır. Yük geriliminin ve frekansının ayarlanmasından sorumlu gerilim kaynaklı evirici tasarlanmıştır. Ancak dönme ataletine sahip olmayan bu evirici tabanlı sistemler önemli kararsızlık sorunlarına neden olmaktadır. Hem aktif hem de reaktif yükler bağlıken, hem şebekeyi besleyen hem de şebekeyi oluşturan bir evirici olarak çalışan, şebekeyi destekleyen bir evirici tatmin edici bir şekilde çalışmamaktadır. Bu sorunları azaltmak için, evirici tabanlı VSG fikri ortaya çıkmıştır. VSG'de bir evirici, stabilizasyon ve kontrol edilebilirlik avantajlarından yararlanmak için geleneksel senkron generatörün davranışını verimli bir şekilde taklit edebilecek şekilde kontrol edilmiştir.

Evirici kontrolörün referans parametreleri geleneksel düşüş kontrol yöntemiyle oluşturulduğundan, yenilenebilir enerji üretimlerindeki yük değişimine ve değişime göre sistem frekansı set değeri değişmektedir. Ancak uygun düşüş değeri ayarlanarak frekans normal çalışma aralığı içinde tutulabileceği görülmüştür. Tasarlanan sistem modelinde düşüş değerlerinin ayarlanmasının etkisi analiz edilmemiştir. Önerilen düşüş kontrolü, VSG modeli ve atalet kontrolü ile birlikte uygulanmıştır.

Bu çalışmanın ana katkısı iki aşamalı bir PV sisteminin, herhangi bir enerji depolama sistemi olmadan yüklerle veya elektrik şebekesiyle arayüzlenebilmesidir. Benzetimi sonucu her durumda yük frekans kontrolünün önemini doğrulanmıştır. Bu yöntem ile büyük oranda PV ve yenilenebilir enerji kaynaklarına dayalı sistemlerde yaygın olarak uygulanabilir olduğu görülmüştür.

VSG'nin frekans düzenlemesi için depolama elemanı kullanımıyla karşılaştırıldığında, aktif bir kaynak olması ve pilden farklı olarak şarj gerektirmemesi PV'nin avantajlı olmasını sağlamaktadır. Ayrıca bataryaya kıyasla PV'nin ekonomik ömrü daha fazla olmaktadır. Bunun nedeni, PV'nin bataryaya kıyasla yüksek olan kullanım ömrünün yaklaşık olarak 25 yıl olmasıdır (Bataryanın kullanım ömrü farklı tipler için farklıdır, ancak PV'ye kıyasla çok daha kısadır). Yine

bir başka avantajı, PV'nin temiz bir enerji olmasıdır. Bataryaya kıyasla frekans düzenleme uygulaması açısından tek dezavantajı gece kullanılamamasıdır. Bu nedenle, sadece gece yüklerinin geleneksel enerji kaynakları tarafından karşılanabildiği ve gündüz saatlerinde daha yüksek güç talebinin karşılanabildiği sistemlerde tavsiye edilmektedir.

Bu çalışma, depolama sistemi olmadan sadece PV panel tarafından sağlanan güç ile frekans değişimine dayanmaktadır. Bu nedenle gelecekte yapılacak ilk çalışma, PV santrallerin yük frekans kontrolüne girebilmesi için gerekli kuralların belirlenmesidir. Sadece gün ışığı olduğu saatlerde yük frekansına katılacak şekilde düzenleme yapıldığında özellikle yaz aylarında yaşanan kuraklık nedeniyle tam randımanla çalışmayan ve devre dışı olan HES'lerin yerine hem enerji üretimi hem de yük frekans kontrolüne katkı sağlayacağı gibi ekonomik fayda da sağlayacaktır. Sonraki çalışma, sistemin geçici kararlılığının iyileştirilmesi olacaktır. Bu nedenle, başlangıçtaki yüksek frekans değişim oranını azaltmak ve şebeke sistemini stabil tutmak için kontrol sistemine ihtiyaç bulunmaktadır. Gelecekteki bir diğer çalışma ise birden fazla şebekenin koordinasyonu ve kontrolü olacaktır. Mevcut benzetim tasarımı için PI kontrolör kazançları deneme yanılma yoluyla seçilmiştir. Bunun için sistemin matematiksel bir modelini geliştirip analizi edilmesi gerekmektedir. Bu araştırma, şebekeye bağlı PV sisteminin yük frekans kontrolüne dayanmaktadır. Sanal senkron generatör tasarlamaya yönelik araştırma hedefimizi olacaktır. Bunun için geliştirilen sistemlerin uygulaması yapılacaktır. FPPT ile VSG'nin birlikte frekans kontrolü sağlayacak model geliştirilmeye çalışılacaktır.

KAYNAKLAR

- [1] Xin, H., Qu, Z., Seuss, J. ve Maknoungejad, A. (2011). A self-organizing strategy for power flow control of photovoltaic generators in a distribution network, *IEEE Trans. Power Systems*, 26(3), pp. 1462–1473.
- [2] <https://www.iea.org/energy-system/renewables/solar-pv>
- [3] Eltawil, M.A. ve Zhao, Z. (2013). MPPT techniques for photovoltaic applications, *Renewable Sustainable Energy Reviews*, 25, pp. 793-813.
- [4] Masoum, M.A., Dehbonei, H. ve Fuchs, E.F. (2002). Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltage and current-based maximum power point tracking, *IEEE Power Engineering*, 22, pp. 62–72.
- [5] Yalçın, E., Çam, E. Vardar, T. ve Lüy, M. (2010). PID Kontrolör ile İki Bölge Güç Sistemlerinde Yük Frekans Kontrolünün İncelenmesi, *International Journal of Engineering Research and Development*, 1 (2), pp. 67-71.
- [6] Çam, E. (2004). *Güç Sistemlerinde Yeni Kontrol Sistemlerinin Uygulanması*, Doktora Tezi Kırıkkale Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
- [7] Türkiye Elektrik İletim A.Ş., (2009). *Primer Frekans Kontrol Hizmetinin Uygulanmasına İlişkin El Kitabı*, Ankara, Türkiye.
- [8] Bull, S.R. (2001). Renewable Energy Today and Tomorrow, *Proceedings of IEEE*, 89(8), pp.1216-1221.
- [9] Farret, F.A. ve Simões, M.G. (2006). *Integration of Alternative Sources of Energy*, John Wiley & Sons Academy, USA
- [10] Nienborg, B. (2010). European Photovoltaic Solar Energy Technology, *Solar Magazine*.
- [11] Patel, M.R. (1999). *Wind and Solar Power Systems*, CRC Press, USA.
- [12] <https://www.solar.ist>
- [13] <https://enerji.gov.tr/bilgi-merkezi-enerji-gunes>
- [14] Zhaoxuna, L., Lianga, Q., Shiqia, Y., Yiyuana, Z., Qingb, W., Jingwenc, Z. and Kaipei, L. (2022). A comprehensive control strategy for photovoltaic virtual synchronous generator considering frequency regulation capability, *Energy Reports*, 8(12), pp. 153-163.
- [15] Lyu, X., Xu, Z. ve Zhao, J. (2018). A coordinated frequency control strategy for photovoltaic system in microgrid, *Journal of International Council on Electrical Engineering*, 8(1), pp. 37–43.
- [16] Loix, T., De Brabandere, K., Driesen, J. ve Belmans, R. (2007). A Three-Phase Voltage and Frequency Droop Control Scheme for Parallel Inverters, *The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Taipei, Taiwan.
- [17] Thao, N.G.M. ve Uchida, K. (2013). Control The Active and Reactive Powers of Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters Using Feedback Linearization and Fuzzy Logic, *2013 Australian Control Conference*, Perth, Australia.

- [18] Lin Tan, N.M., Abe, T. and Akagi, H. (2012). Design and Performance of a Bidirectional Isolated DC–DC Converter for a Battery Energy Storage System, *IEEE Transactions On Power Electronics*, 27(3), pp. 1237-1248.
- [19] Pattanaik, P.A., Pilli, N.K. ve Singh, S.K. (2015). Design, Simulation & Performance Evaluation of three phase grid connected PV panel, *2015 IEEE Power, Communication and Information Technology Conference (PCITC)*, Siksha ‘O’ Anusandhan University, Bhubaneswar, India.
- [20] Isen, E. ve Bakan, A.F. (2016). Development of 10 kW Three-Phase Grid Connected Inverter, *Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications*, 57(2), pp. 319–328
- [21] Kulothungan, G.S., Rathore, A.K., Rodriguez, J., Srinivasan, D. (2019). Fundamental Device Switching Frequency Control of Current-Fed Nine-Level Inverter for Solar Application, *IEEE Transactions On Industry Applications*, 56(2), pp. 1839-1849
- [22] Rey-Boué, A.B., Guerrero-Rodríguez, N.F., Stöckl, J. ve Strasser, T.I. (2021). Frequency-adaptive control of a three-phase single-stage grid-connected photovoltaic system under grid voltage sags, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 125.
- [23] Andalib-Bin-Karim, C., Liang, X. ve Zhang, H. (2018). Fuzzy-Secondary-Controller-Based Virtual Synchronous Generator Control Scheme for Interfacing Inverters of Renewable Distributed Generation in Microgrids, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(2), pp. 1047-1051.
- [24] Nandurkar, S.R. ve Rajeev, M. (2012). Design and Simulation of three phase Inverter for grid connected Photovoltaic systems, *Proceedings of Third Biennial National Conference, NCNTE-2012*, Vashi, Navi Mumbai, India.
- [25] Alam, S., Al-Ismael, F.S., Salem, A., ve Abido, M.A. (2020). High-Level Penetration of Renewable Energy Sources Into Grid Utility: Challenges and Solutions, *IEEE ACCESS*, 8, pp. 190277-190299.
- [26] Youngsang Bae, Y., Vu, T.k. ve Kim, R.Y. (2013). Implemental Control Strategy for Grid Stabilization of Grid-Connected PV System Based on German Grid Code in Symmetrical Low-to-Medium Voltage Network, *IEEE Transactions On Energy Conversion*, 28(3), pp. 619-631.
- [27] Yong Chen, Y., Hesse, R., Turschner, D ve Beck, H.P. (2011). Improving the Grid Power Quality Using Virtual Synchronous Machines, *Proceedings of the 2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, Torremolinos (Málaga), Spain.
- [28] Kim, S.K., Jeon, J.H., Cho, C.H., Kim, E.S. ve Ahn, J.B. (2009). Modeling and simulation of a grid-connected PV generation system for electromagnetic transient analysis, *Solar Energy*, 83, pp.664–678.
- [29] Huanhai Xin, H., Liu, Y., Wang, Z., Gan, D. Ve Yang, T. (2013). A New Frequency Regulation Strategy for Photovoltaic Systems Without Energy Storage, *IEEE Transactions On Sustainable Energy*, 4(4), pp. 985-994.
- [30] Timothy CY Wang, T.C., Ye, Z., Sinha, G. ve Yuan, X. (2003). Output Filter Design for a Grid-interconnected Three-phase Inverter, *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03*, Acapulco, Mexico.

- [31] Thao, N.G.M ve Uchida, K. (2016). A Control Strategy based on Fuzzy Logic for Three-phase Grid-connected Photovoltaic System with Supporting Grid-frequency Regulation, *Journal of Automation and Control Engineering*, 4(2), pp. 96-103.
- [32] Thao, N.G.M ve Uchida, K. (2016). A Two-level Control Strategy with Fuzzy Logic for Large-scale Photovoltaic Farms to Support Grid Frequency Regulation, *Control Engineering Practice*, 59, pp. 77-99.
- [33] Rehmana, H.U., Yana, X., Abdelbakyb, M.A., Janb, M.U. ve Iqbalb, S. (2021). An advanced virtual synchronous generator control technique for frequency regulation of grid-connected PV system, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 125.
- [34] Asadi, Y., Eskandari, M., Mansouri, M., Savkin, A.V. ve Pathan, E. (2022). Frequency and Voltage Control Techniques through Inverter-Interfaced Distributed Energy Resources in Microgrids: A Review, *Energies*, 15.
- [35] Bhattarai, H., Loday, K., Chhetri, D. ve Rai, J.R. (2021). Understanding Solar Power System And Its Contribution To Frequency Regulation – A Review, *International Journal of Energy and Smart Grid*, 6(1).
- [36] Rajan, R. ve Fernandez, F.M. (2019). Power control strategy of photovoltaic plants for frequency regulation in a hybrid power system, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 110, pp. 171-183.
- [37] Guillamóna, A.F., Lázaro, E.G., Muljad, E. ve García, A.M. (2019). Power systems with high renewable energy sources: A review of inertia and frequency control strategies over time, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 115.
- [38] He, B., Ren, Y.F., Xue, Y., Fang, C.Z., Hu, Z.S. ve Dong, X.L. (2022). Research on the Frequency Regulation Strategy of Large-Scale Battery Energy Storage in the Power Grid System, *International Transactions on Electrical Energy Systems*.
- [39] Acakpovi, A. ve Hagan, E.B. (2013). Novel Photovoltaic Module Modeling using Matlab/Simulink, *International Journal of Computer Applications*, 83(16), pp. 0975 – 8887
- [40] Pandey S.K., Mohanty, S.R. ve Kishor, N. (2013). A literature survey on load–frequency control for conventional and distribution generation power systems, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 25, pp. 318-334
- [41] Khooban, M.H., Niknam, T., Blaabjerg, F., Davari, P. ve Dragicevic, T. (2016). A robust adaptive load frequency control for micro-grids, *ISA Transactions*, 65, pp. 220–229
- [42] Yang, J., Zeng, Z., Tang, Y., Yan, J., He, H. ve Wu, Y. (2015). Load Frequency Control in Isolated Micro-Grids with Electrical Vehicles Based on Multivariable Generalized Predictive Theory, *Energies*, 8(3), pp. 2145-2164
- [43] Baek, J., Choi, W. ve Chae, S. (2017). Distributed Control Strategy for Autonomous Operation of Hybrid AC/DC Microgrid, *Energies*, 10(373), pp. 1-16
- [44] Civelek, Z., Gorel, G., Luy, M., Barisci, N. ve Cam, E. (2018). Effects on Load-Frequency Control of a Solar Power System with a Two-Area Interconnected Thermal Power Plant and its Control with a New BFA Algorithm, *Elektronika Ir Elektrotechnika*, 24(6)
- [45] Rahmann, C. ve Castillo, A. (2014). Fast Frequency Response Capability of Photovoltaic Power Plants: The Necessity of New Grid Requirements and Definitions, *Energies*, 7, pp. 6306-6322

- [46] Zarina, P.P., Mishra, S., Sekhar, P.C.(2014). Exploring frequency control capability of a PV system in a hybrid PV-rotating machine-without storage system, *Electrical Power and Energy Systems*, 60, pp. 258–267
- [47] Shankar, G. ve Mukherjee, V. (2016). Load frequency control of an autonomous hybrid power system by quasi-oppositional harmony search algorithm, *Electrical Power and Energy Systems*, 78, pp. 715–734
- [48] Kumar, D., Mathur, H.D., Bhanot, S. ve Bansal, R.C. (2020). Modeling and frequency control of community micro-grids under stochastic solar and wind sources, *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 23, pp. 1084–1099
- [49] Guda, S.R., Wang, C. ve Nehrir, M.H.(2006). Modeling of Microturbine Power Generation Systems, *Electric Power Components and Systems*, 34(9), pp.1027-1041
- [50] Yalçın, E., Çam, E., Vardar, T. ve Lüy, M. (2013). Pıd Kontrolör İle İki Bölge Güç Sistemlerinde Yük Frekans Kontrolünün İncelenmesi, *International Journal of Engineering Research and Development*, 5(2)
- [51] Vijay P. Singh, V.P., Mohanty, S.R., Kishor, N. ve Ray, P.K. (2013). Robust H-infinity load frequency control in hybrid distributed generation system, *Electrical Power and Energy Systems*, 46, pp. 294–305
- [52] Çam, E. ve Kocaarslan, İ. (2002). Tek Bölge Güç Sistemlerinde Bulanık Mantık İle Yük Frekans Kontrolü, *TEKNOLOJİ*, 5(3-4), ss. 73-77
- [53] Yamaçlı, V., Abacı, K. ve Özer, Z. (2014). Üç Bölge bir Güç Sisteminde Yük-Frekans Kontrolü için Yapay Sinir Ağları Tabanlı Bir Kontrolör Tasarımı, *Eleco 2014 Elektrik – Elektronik – Bilgisayar ve Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu*, Bursa
- [54] Datta,M., Senjyu, T., Yona, A., Funabashi, T. ve Kim, C.H. (2011). A Frequency-Control Approach by Photovoltaic Generator in a PV–Diesel Hybrid Power System, *IEEE Transactions On Energy Conversion*, 26(2)
- [55] Anderson Hoke, A. ve Maksimović, D. (2013). Active Power Control of Photovoltaic Power Systems, *1st IEEE Conference on Technologies for Sustainability (SusTech)*, Portland, OR, USA
- [56] Barik, A.K. ve Das, D.C. (2018). Active Power Management of Isolated Renewable Microgrid generating Power from Rooftop Solar Arrays, Sewage Waters and Solid Urban Wastes of a Smart City using Salp Swarm Algorithm, *IEEE International Conference on Technologies for Smart-City Energy Security and Power (ICSESP-2018)*, Bhubaneswar, India
- [57] Malleshham, G., Mishra, S. ve Jha, A.N. (2012). Automatic Generation Control of Microgrid using Artificial Intelligence Techniques, *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, San Diego, CA, USA
- [58] Mishra, S., Malleshham, G. ve Jha, A.N. (2012). Design Of Controller And Communication For Frequency Regulation Of A Smart Microgrid, *IET Renewable Power Generation*, 6(4), pp. 248–258
- [59] Kim, Y.S., Kim, E.S. ve Moon, S.L. (2016). Frequency and Voltage Control Strategy of Standalone Microgrids With High Penetration of Intermittent Renewable Generation Systems, *IEEE Transactions On Power Systems*, 31(1), pp. 718-728
- [60] Watson, L.D. ve Kimball, J.W. (2011). Frequency Regulation of a Microgrid Using Solar Power, *Twenty-Six Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC)*, Fort Worth, TX, USA

- [61] Miller, N.W., Shao, M., Venkataraman, S., Loutan, C. ve Rothleder, M. (2012). Frequency Response of California and WECC Under High Wind and Solar Conditions, *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, San Diego,CA,USA
- [62] Datta, M. ve Senjyu,T. (2013). Fuzzy Control of Distributed PV Inverters/Energy Storage Systems/Electric Vehicles for Frequency Regulation in a Large Power System, *IEEE Transactions On Smart Grid*, 4(1), pp.479-488.
- [63] Rubio, F.R., Berenguel, M. ve Camacho, E.F. (1995). Fuzzy Logic Control of a Solar Power Plant, *IEEE Transactions On Fuzzy Systems*, 3(4), pp. 459-468
- [64] Pappu, V.A.K., Chowdhury, B. ve Bhatt, R. (2010). Implementing Frequency Regulation Capability in a Solar Photovoltaic Power Plant, *North American Power Symposium*, Arlington, TX, USA
- [65] Sekhar, P.C. ve Mishra, S. (2016). Storage Free Smart Energy Management for Frequency Control in a Diesel-PV-Fuel Cell-Based Hybrid AC Microgrid, *IEEE Transactions On Neural Networks And Learning Systems*, 27(8), pp. 1657-1671
- [66] Popkov, E.N., Seyt, R.I. ve Feshin, A.O. (2019). The Possibility of Participation of Solar Power Plants in the Primary Frequency Control review, *IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*, Saint Petersburg and Moscow, Russia
- [67] Ro, K. ve Rahman, S. (1998). Two-Loop Controller For Maximazing Performance Of A Grid-Connected Photovoltaic-Fuel Cell Hybrid Power Plant, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 13(3), pp. 276-281
- [68] Malleshham, G., Mishra, S. ve Jha, A.N. (2011). Ziegler-Nichols based Controller Parameters Tuning for Load Frequency Control in a Microgrid, *2011 International Conference on Energy, Automation and Signal*, Bhubaneswar, Odisha, India
- [69] Amin,I.K., Uddin, M.N. ve Marsadek, M. (2019). ANFIS based Neuro-Fuzzy Control of DFIG for Wind Power Generation in standalone mode, *IEEE International Electrical Machines & Drives Conference*, pp.2077-2082, San Diego, CA, USA.
- [70] Hongkai, L., Chenghong, X., Jinghui, S. ve Yuexi, Y. (2008). Green Power Generation Technology for Distributed Power Supply, *International Conference on Electricity Distribution*, Guangzhou, China
- [71] Miveh, M.R., Rahmat, M.F., Ghadimi, A.A. ve Mustafa, M.W. (2015). Power quality improvement in autonomous microgrids using multi-functional voltage source inverters: A comprehensive review, *Journal of Power Electronics*, 15(4), pp. 1054–1065
- [72] Khorramabadi, S.S. ve Bakhshai, A.(2012). A synchronous reference frame intelligent structure for power control of distributed generators in a microgrid, *3rd IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT Europe)*, Berlin, Germany.
- [73] <http://www.solar-power-answers.co.uk>
- [74] Uyar, F. (2016). Solar Panel Çeşitleri Nelerdir?, <http://www.enerjibes.com/>
- [75] Gemicioğlu, A. (2011). *Türkiye’de Enerji Verimliliği Açısından PV Sistemlerin Performansının Değerlendirilmesinde Kullanılabilecek Bir Yaklaşım*, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü
- [76] <https://www.enerjibes.com/gunes-pili>
- [77] Canan, F. (2003). Mimaride Fotovoltaik Panel Uygulamaları, *Yeni ve Yenilenebilir Enerji Kaynakları Sempozyumu ve Sergisi*, Kayseri

- [78] Tsuno, Y., Hishikawa, Y. ve Kurokawa, K. (2005). Temperature and Irradiance Dependence of the I-V Curves of Various Kinds of Solar Cells, *15th International Photovoltaic Science & Engineering Conference (PVSEC-15)*, Shanghai China
- [79] Walker, G.R. (2001). Evaluating MPPT converter topologies using a Matlab PV model, *In Australasian Universities Power Engineering Conference, AUPEC '00*, Australia
- [80] Esmar, T. ve Chapman, P.L. (2007). Comparison of Photovoltaic Array Maximum power Point Tracking Techniques, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22, pp. 439-449
- [81] Singo T.A, Martinez A, Saadate S, Rael S. (2009). An optimized photovoltaic system using an effective energy conversion. *8th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems & Electric Drives Joint Symposium*, Lille
- [82] Chang H, Huang L, Chen C. (2010). A novel electric energy management strategy applied in hybrid PV system. *SPEEDAM 2010*, Pisa, Italy
- [83] Soualmia, A. and Chenni, R. (2016). A survey of maximum peak power tracking techniques used in photovoltaic power systems, *In Future Technologies Conference (FTC)*, San Francisco, CA, USA
- [84] Fermia, N., Granozio, D., Petrone, G.ve Vitelli, M. (2007). Predictive Adaptive MPPT Perturb and Observe Method, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 43, pp. 934-950
- [85] Hohm, D.P. ve Ropp, M.E. (2000). Comparative study of maximum power point tracking algorithms using an experimental, programmable, maximum power point tracking test bed, *Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, Anchorage, AK, USA
- [86] Femia, N., Petrone, G., Spagnuolo, G. ve Vitelli, M. (2005). Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(4), pp. 963-973
- [87] Tavasi, C.T., Chen, J.Y., Chu, C.P. ve Huang, Y.S. (1999). A fast maximum power point tracker for photovoltaic power systems, *IECON '99 Proceedings. 25th Annual Conference of the IEEE, in Industrial Electronics Society*, San Jose, CA, USA
- [88] Kasa, N., Iida, T. ve Majumdar, G. (2002). Robust control for maximum power point tracking in photovoltaic power system, *Proceedings of the Power Conversion Conference*, Osaka, Japan
- [89] Koutroulis, E. and Blaabjerg F., (2012). A New Technique for Tracking the Global Maximum Power Point of PV Arrays Operating Under Partial Shading Conditions, *IEEE Journal of Photovoltaics*, 2(2), pp.184–190.
- [90] Cavalcanti, M. C., Oliveira, K. C., Azevedo, G. M., Moreira D. ve Neves, F. A. (2006). Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Systems, *Przeglad Elektrotechniczny*, 82(2), pp.49-56.
- [91] Ishaque K., Salam Z., (2012). A review of maximum power point tracking techniques of PV system for uniform insolation and partial shading condition, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, 19, pp. 475-488.
- [92] Ahmed, N.A. and Miyatake, M., (2008). A Novel Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Applications under Partially Shaded Insolation Conditions, *Electric Power Systems Research*, 78(5), pp. 777–784.
- [93] Ilyas, A., Ayyub, M., Khan, M. R., Jain, A., ve Husain, M. A. (2018). Realization of incremental conductance the MPPT algorithm for a solar photovoltaic system. *International Journal of Ambient Energy*, 39(8), 873-884.

- [94] Tauseef, M. and Nowicki, E. A simple and cost effective maximum power point tracker for PV arrays employing a novel constant voltage technique, *Proceedings of 25th IEEE Canadian Conference on Electrical & Computer Engineering (CCECE)*, pp. 1–4, Montreal, Quebec, Canada.
- [95] Ramasamy, A. ve Vanitha, N.S. (2014). Maximum power tracking for PV generating system using novel optimized fractional order open circuit voltage-FOINC method, *Proceedings of 2014 International Conference on Computer Communication and Informatics (ICCCI)*, pp. 1–6, Coimbatore, India
- [96] Dzimano G. (2008). *Modeling of photovoltaic systems*, Doktora Tezi, The Ohio State University
- [97] Weichen L, ZYuzhen Z, Wuhua L, Zhao Y, Xiangning H.A. (2010). A smart and simple PV charger for portable applications, *Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Palm Springs, CA, USA
- [98] Chini A. ve Soci F. (2010). Boost-converter-based solar harvester for low power applications. *Electron Letters*, 46(4), pp. 296–308
- [99] Dondi D., Brunelli D., Benini L., Pavan P., Bertacchini A. ve Larcher, L. (2007). Photovoltaic cell modeling for solar energy powered sensor networks, *2nd International Workshop on Advances in Sensors and Interface IWASI*, Bari, Italy
- [100] Farhat, M., Barambones, O. ve Sbita, L. (2015). Efficiency boosting for PV systems using new MPPT method, *23rd Mediterranean Conference on Control and Automation (MED)*, Torremolinos, Spain.
- [101] Morales, R. ve ark. (2019). Grid Connected PV System with New MPPT Estimation Method Based on Measuring Cells, *45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society(IECON)*, Lisbon, Portugal.
- [102] Tina, G.M. ve Ventura C. (2014). Simulation tool for energy management of photovoltaic systems in electric vehicles, *Energy Conversion and Management*, 78, pp. 851–861
- [103] Tina, G.M., Ventura C. (2013). Evaluation and validation of an electrical model of photovoltaic module based on manufacturer measurement, *Sustain Energy Build Smart Innovation, System Technology*, 22, pp.15–24.
- [104] Van Zeghbroeck B. (2004) *Principles of semiconductor, devices*, Colorado,USA.
- [105] <https://material-properties.org/what-is-band-gap-energy-gap-in-semiconductors-definition/>
- [106] <https://www.pveducation.org/pvcdrom/pn-junctions/band-gap>
- [107] Kittel C. ve McEuen P. (2019), *Katı Hal Fizikine Giriş*, 8. Baskı. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons.
- [108] Takashani, K., Yoshikawa, A. ve Shandhu A. (2006), *Wide Bandgap Semiconductors, Fundamental Properties and Modern Photonic and Electronic Devices*, Springer, New York.
- [109] <https://matmatch.com/learn/property/band-gap>
- [110] King D.L., Kratochvil J.A., Boyson W., (1998). Field experience with a new performance characterization procedure for photovoltaic arrays, *2nd World conference and exhibition on photovoltaic solar energy conversion*, Vienna, Austria.
- [111] Schroder DK. (1998). *Semiconductor material and device characterization*, 2nd edition, John Wiley & Sons Inc., New York
- [112] Veerachary, M., Senjyu, T. and Uezato, K., (2003). Neural-Network-Based Maximum-Power-Point Tracking of Coupled-Inductor Interleaved-BoostConverter-Supplied PV System Using Fuzzy Controller, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 50(4), pp.749–758

- [113] Guenounou, O., Dahhou, B. ve Chabourd F. (2014). Adaptive fuzzy controller based MPPT for photovoltaic systems, *Energy Conversion and Management*, 78, pp. 843–850.
- [114] Syafaruddin, Karatepe, E. and Hiyama, T., (2009). Artificial Neural Network Polar Coordinated Fuzzy Controller Based Maximum Power Point Tracking Control under Partially Shaded Conditions, *IET Renewable Power Generation*, 3(2), pp.239–253.
- [115] Sousa GCD, Bose BK. (1994). A fuzzy set theory-based control of a phase-controlled converter DC machine drive, *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 30(1), pp.34–44.
- [116] <https://ahmetatasoglu98.medium.com/bulanik-mantik>
- [117] Ödük, M.N. (2019). *Bulanık Mantık Yöntemi Ve Uygulamaları*, Iksad Yayınevi, Ankara ISBN: 978-625-7029-11-7
- [118] Nabulsi, A.A. ve Dhaouadi, R. (2012). Efficiency optimization of a DSP-Based standalone PV system using fuzzy logic and Dual-MPPT control, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 8, pp.573-584
- [119] Rahmani, R., Seyedmahmoudian, M.M., Mekhilef, S., ve Yusof R. (2013). Implementation of Fuzzy Logic Maximum Power Point Tracking Controller for Photovoltaic System, *American Journal of Applied Sciences*, 10 (3), pp. 209-218
- [120] Adly, M. ve Besheer, A.H. (2012). An optimized fuzzy maximum power point tracker for stand alone photovoltaic systems, Ant colony approach, *Proceedings of Seventh IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 113–119, Singapore
- [121] Blaabjerg, F. ve Ionel D.M. (2017). Renewable Energy Devices and Systems with Simulations in MATLAB and ANSYS, *CRC Press, Taylor & Francis Group, Boca Raton*.
- [122] Wilson T. G. (2000). The evolution of power electronics, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(3), pp. 439-446
- [123] Hashim N., Salam Z., Johari D. ve Ismail N.F. (2018). DC DC Boost Converter Design for Fast and Accurate MPPT Algorithms in Stand-Alone Photovoltaic System, *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, 9(3):1038-1050.
- [124] Shadoul M., Al Abri R., Yousef H. ve Masoud M. (2017). DC- DC Boost Converter Controller Design for PV Applications, *IEEE-GCC Conference and Exhibition (GCCCE)*, Manama, Bahrain
- [125] Esram T., ve Chapman P.L. (2007). Comparison of Photovoltaic Array Maximum power Point Tracking Techniques, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22, pp. 439-449.
- [126] Enslin, J.H.R., Wolf, M.S., Snyman, D.B. ve Swiegers, W. (1997). Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 44(6), pp. 769- 773.
- [127] Martins, D.C. ve Demontri, R. (2002). Grid connected PV system using two energy processing stages, *Conference Record of the Twenty-Ninth IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, New Orleans, LA, USA
- [128] Hasaneen, B.M. ve Mohammed, A.A.E. (2008). Design and simulation of DC/DC boost converter, *12th International Middle-East Power System Conference*, Aswan, Egypt
- [129] Mohan, N., Undeland, T.M. ve Robbins, W.P. (2003). *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3 rd ed., John Wiley & Sons, USA, pp. 161-197.

- [130] Al Nabulsi, A., Al Sabbagh, M., Dhaouadiand. R. ve Rehman, H. (2009). A 300 watt cascaded boost converter design for solar energy systems, *International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems, (EPECS)*, Sharjah, United Arab Emirates
- [131] Wa, L.P., Yim, S.L., Cheng, D.K.W. ve Xiu, L.C. (2000). Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 47, pp. 787-795
- [132] Erickson, R.W ve Maksimovic, D. (2001). *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. Norwell, MA, USA.
- [133] Jovanovic, M.M. (1998). A technique for reducing rectifier reverse-recovery-related losses in high-power boost converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(5), pp. 932–941
- [134] Rashid, M.H. (2015). *Güç Elektroniği, Yarı İletken Elemanlar, Devreler ve Uygulamaları* (Çeviren Ed. Sedat Sünter and Timur Aydemir), Nobel Akademik Yayıncılık, Ankara.
- [135] Guo J., Rodriguez R., Gareau J., Schumacher D, Alizadeh M, Azer P., Bauman J., Bilgin B. ve Emadi A. (2020). Comprehensive Analysis for High-Power Density, High-Efficiency 60 kW Interleaved Boost Converter Design for Electrified Powertrains, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 69(7), pp. 7131-7145
- [136] Macit E. and Vural A.M., (2022). Modelling and Simulation of 1 MW Grid-Connected PV System Regulated by Sliding Mode Control, Model Predictive Control and PI Control, *Gazi University Journal of Science*, 35(4), pp. 1433-1452
- [137] Sun, J. (2002). Small-signal modeling of variable-frequency pulse-width modulators, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 38 (3), pp. 1104–1108
- [138] Raşid M. (2015). *Güç Elektroniği, Yarı İletken Elemanlar, Devreler ve Uygulamaları*, Nobel Akademik Yayıncılık. ISBN:978-605-320-059-8. Çeviren Sedat Sünter ve Timur Aydemir
- [139] Mohan, N ve Undeland, T. M. (2007). *Güç Elektroniği, Çeviriciler, Uygulamaları ve Tasarımı*. Literatür Yayıncılık. ISBN:978-975-8431-99-1. Çeviren Nejat Tuncay, Metin Gökaşan ve Seta Boğosyan
- [140] Abarzadeh, M., Kojabadi, H. M. ve Chang, L. (2012). Power electronics in small scale wind turbine systems, *INTECH Open Access Publisher*
- [141] Tehrani, K.A., Capitaine, T., Barrandon, L., Hamzaoui, M. ve Rafiei, S.M.R. (2011). Current Control Design with a Fractional-Order PID for a ThreeLevel Inverter. In *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011*, Birmingham, England
- [142] Mu, K., Ma, X., Mu, X. Ve Zhu, D. (2011). Study on Passivity-Based Control of Voltage Source PWM DC/AC Inverter, *International Conference on Electronic & Mechanical Engineering and Information Technology*, Harbin, China
- [143] Yan X., Li J., Wang L., Zhao S, Li T. ve Lv Z. (2018). Adaptive-MPPT-based control of improved photovoltaic virtual synchronous generators, *Energies*, 11, 1834.
- [144] Wang Y., Liu B. ve Duan S. (2019). Modified virtual inertia control method of VSG strategy with improved transient response and power-supporting capability, *IET Power Electron*, 12, pp. 3178–3184.

- [145] Iqbal S., Xin A., Jan M.U., Salman S., Zaki A.U.M. ve Rehman H.U. (2020). V2G strategy for primary frequency control of an industrial microgrid considering the charging station operator, *Electronics*, 9, pp. 549.
- [146] Chapman, S.J. (2017). *Elektrik Makinalarının Temelleri*, Çağlayan Kitabevi ve Eğitim Çözümleri. ISBN:978-975-436-109-4. Çeviren Prof. Dr. Erhan Akın ve Yrd. Doç. Dr. Ahmet Orhan.
- [147] Yan, W. (2020). *Power System Frequency Control and Stability Analysis with Increasing Renewable Energy Penetration Level*, Doktora Tezi, University of Denver
- [148] Su, M., ve ark. (2017). A communication-free decentralized control for grid-connected cascaded PV inverters, *Energies*, 11, 1375
- [149] Chen, D., Jiang, J., Qiu, Y., Zhang, J. ve Huang, F. (2017). Single-stage three-phase current-source photovoltaic grid-connected inverter high voltage transmission ratio, *IEEE Transaction Power Electron*, 32, pp. 7591–7601.
- [150] Zhong, Q.C. ve Weiss, G. (2011). Synchronverters: Inverters that mimic synchronous generators, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58, pp. 1259–1267
- [151] Zhong, Q.C. (2016). Virtual synchronous machines: A unified interface for grid integration, *IEEE Power Electronics Magazine*, 3, pp. 18–27
- [152] Ding G., Wei R. ve Zhou K. (2015). Communication-less harmonic compensation in a multi-bus microgrid through autonomous control of distributed generation grid interfacing converters, *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 3(4), pp. 597–609
- [153] Feldmann D. ve Oliveira R.V.D. (2020). Operational and control approach for PV power plants to provide inertial response and primary frequency control support to power system black-start, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 127.
- [154] Zhong, C., Li, H., Zhou, Y., Lv, Y., Chen, J. ve Li, Y. (2022). Virtual synchronous generator of PV generation without energy storage for frequency support in autonomous microgrid, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 134.
- [155] Zheng, T., Chen, L., Liu, W., Guo, Y. ve Mei, S. (2017). Multi-mode operation control for photovoltaic virtual synchronous generator considering the dynamic characteristics of primary source, *Proceedings of the CSEE*, Chinese
- [156] Shintai, T., Miura, Y. ve Ise, T. (2014). Oscillation damping of a distributed generator using a virtual synchronous generator, *IEEE transactions on power delivery*, 29, pp. 668–676
- [157] Yan, X., Zhang, X., Zhang, B., Ma, Y. ve Wu, M. (2018). Research on distributed PV storage virtual synchronous generator system and its static frequency characteristic analysis, *Applied Sciences*, 8(4)
- [158] Mao, M., Qian, C. ve Ding, Y. (2018). Decentralized coordination power control for islanding microgrid based on PV/BES-VSG, *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 3(1), pp. 14–24
- [159] Liu, J.; Miura, Y.; Ise, T. (2016). Comparison of dynamic characteristics between virtual synchronous generator and droop control in inverter-based distributed generators, *IEEE Transactions. Power Electronics*, 31(5), pp. 3600–3611

- [160] Gao, B., Xia, C., Chen, N., Cheema, K., Yang, L. ve Li, C. (2017). Virtual synchronous generator based auxiliary damping control design for the power system with renewable generation, *Energies*, 10(8)
- [161] Guo, Y., Chen, L., Li, K., Zheng, T. ve Mei, S. (2016). A novel control strategy for stand-alone photovoltaic system based on virtual synchronous generator, *Proceedings of the 2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*, Boston, MA, USA
- [162] Mei, S., Zheng, T. Chen, L. Li, C., Si, Y. ve Guo, Y. (2016). A comprehensive consensus-based distributed control strategy for grid-connected PV-VSG, *Proceedings of the 2016 35th Chinese Control Conference (CCC)*, Chengdu, China
- [163] Hua, T., Yan, X. ve Fan, W. (2017). Research on power point tracking algorithm considered spinning reserve capacity in grid-connected photovoltaic system based on VSG control strategy, *Proceedings of the 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017—ECCE Asia)*, Kaohsiung, Taiwan
- [164] Blaabjerg, F., Sangwongwanich, A. ve Yang, Y. (2018). Flexible Power Control of Photovoltaic Systems, *Advances in Renewable Energies and Power Technologies*, 1, pp. 207–229
- [165] Tafti, H.D., Konstantinou, G., Townsend, C.D., Farivar, G.G., Sangwongwanich, A., Yang, Y., Pou, J. Ve Blaabjerg, F. (2019). A Comparative Study of Flexible Power Point Tracking Algorithms in Photovoltaic Systems, *IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)*
- [166] Tang, L., Xu, W. ve Mu, C. (2017). Analysis for step-size optimisation on MPPT algorithm for photovoltaic systems, *IET Power Electron*, 10, pp. 1647–1654
- [167] Killi, M. ve Samanta, S. (2015). Modified perturb and observe MPPT algorithm for drift avoidance in photovoltaic systems, *IEEE transactions on Industrial Electronics*, 62(9), pp. 5549–5559
- [168] Rehmana, H.U., Yana, X., Abdelbakyb, M.A., Janb, M.U. ve Iqbal, S. (2021). An advanced virtual synchronous generator control technique for frequency regulation of grid-connected PV system, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 125
- [169] Liu, J., Miura, Y., Bevrani, H. ve Ise, T. (2017). Enhanced virtual synchronous generator control for parallel inverters in microgrids, *IEEE Transactions on Smart Grid*, 8(5), pp. 2268–2277.
- [170] Zhang, B., Yan, X., Li, D., Zhang, X., Han, J. ve Xiao, X. (2018). Stable operation and small-signal analysis of multiple parallel DG inverters based on a virtual synchronous generator scheme, *Energies*, 11
- [171] D'Arco, S. Ve Suul, J.A. (2014). Equivalence of virtual synchronous machines and frequency-droops for converter-based microgrids, *IEEE Transactions on Smart Grid*, 5, pp. 394–395
- [172] Zhu J. (2015). *Optimization of power system operation*, John Wiley & Sons
- [173] Dawn S, Balas V.E., Esposito A. ve Gope S. (2020). Intelligent techniques and applications in science and technology, *Proceedings of the first international conference on innovations in modern science and technology*, 12
- [174] Wang D. ve Wu H. (2016). Application of virtual synchronous generator technology in microgrid, *IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, Hefei

EKLER

EK- 1: İKİ YÖNLÜ FPPT İÇİN MATLAB M-FILE DOSYASI

```
function [K, Sanalyuk] = FPPT(Df)
```

```
mppt = 0.845;
```

```
yuzdeyirmi = 0.894;
```

```
yuzdeon = 0.881;
```

```
arti = 0.01;
```

```
sayac = 0;
```

```
Sanalyuk = 0;
```

```
persistent Kold;
```

```
dataType = 'double';
```

```
if isempty(Kold)
```

```
    Kold = mppt;
```

```
end
```

```
if Df > -3
```

```
    if Df < 2
```

```
        if Df >= -0.2 && Df <= 0.2
```

```
            K = yuzdeon;
```

```
        else
```

```
            if Df > 0.2
```

```
                K = Kold + arti;
```

```
            else
```

```
                K = mppt;
```

```
            end
```

```
        end
```

```
    if K > yuzdeyirmi
```

```
        K = yuzdeyirmi;
```

```
    else
```

```
        if K < mppt
```

```
            K = mppt;
```

```
        end
```

```
    end
```

```
else
    Sanalyuk = 1;
    sayac= sayac +1;
    K=0;
    if sayac>1
        K=0;
        sayac=0;
    end
end
```

```
else
    K =0;
```

```
End
```



ÖZGEÇMİŞ

Fevzi ÇAKMAK

[Redacted]

[Redacted]	[Redacted]
[Redacted]	[Redacted]
[Redacted]	[Redacted]
[Redacted]	[Redacted]
[Redacted]	[Redacted]
[Redacted]	[Redacted]

[Redacted]

[Redacted]	[Redacted]
[Redacted]	[Redacted]

[Redacted]

[Redacted]	[Redacted]
[Redacted]	[Redacted]
[Redacted]	[Redacted]
[Redacted]	[Redacted]
[Redacted]	[Redacted]
[Redacted]	[Redacted]
[Redacted]	[Redacted]

[Redacted]

[Redacted]	[Redacted]
[Redacted]	[Redacted]
[Redacted]	[Redacted]

[Redacted]

[Redacted]	[Redacted]
[Redacted]	[Redacted]

AKADEMİK FAALİYETLER

Makaleler:

1. Çakmak, F., Aydoğmuş. Z. ve Tür, M.R. (2023). Analysis of Open Circuit Voltage MPPT Method with Analytical Analysis with Perturb and Observe (P&O) MPPT Method in PV Systems, *Electric Power Components and Systems*, 52(9), pp. 1528-1542.

Bildiriler:

1. akmak, F., Aydoğmuş. Z. ve Tür, M.R. (2022). Mppt Control For Pv Systems With Analytical Analysis Fractional Open Circuit Voltage Method, *IEEE Global Energy Conference(GEC2022)*, Batman, Türkiye
2. akmak, F., Aydoğmuş. Z. ve Tür, M.R. (2022). Application And Cost Analysis Of Different Roof Types Of Photovoltaic Energy Generation Systems Integrated To Buildings For Mardin Province, 2. *Advanced Engineering Days(AED)*, Mersin, Türkiye
3. akmak, F., Aydoğmuş. Z. ve Tür, M.R. (2023). Mppt Controlled 500 Kw Dc Dc Boost Converter Design for Pv Systems in Smart Grids, *International Batman Energy Summit '23*, Batman, Türkiye

