



**MATLAB/SIMULINK KULLANILARAK DARBE
GENİŞLİK MODÜLASYONU TEKNİĞİ İLE TEK
FAZLI EVİRİCİ KONTROLÜ**

Ekrem DEMİR

**2020
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**Tez Danışmanı
Dr. Öğr. Üyesi Ersagun Kürşat YAYLACI**

**MATLAB/SİMULİNK KULLANILARAK DARBE GENİŞLİK
MODÜLASYONU TEKNİĞİ İLE TEK FAZLI EVİRİCİ KONTROLÜ**

Ekrem DEMİR

**T.C.
Karabük Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında
Yüksek Lisans Tezi
Olarak Hazırlanmıştır**

**Tez Danışmanı
Dr. Öğr. Üyesi Ersagun Kürşat YAYLACI**

**KARABÜK
Temmuz 2020**

Ekrem DEMİR tarafından hazırlanan “MATLAB/SİMULİNK KULLANILARAK DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU TEKNİĞİ İLE TEK FAZLI EVİRİCİ KONTROLÜ” başlıklı bu tezin Yüksek Lisans Tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Dr. Öğr. Üyesi Ersagun Kürşat YAYLACI
Tez Danışmanı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.13/07/2020

<u>Ünvanı, Adı SOYADI (Kurumu)</u>	<u>İmzası</u>
Başkan : Doç. Dr. Selim ÖNCÜ (KBÜ)
Üye : Dr. Öğr. Üyesi Rıfkı TERZİOĞLU (BAİBÜ)
Üye : Dr. Öğr. Üyesi Ersagun Kürşat YAYLACI (KBÜ)

...../...../2020

KBÜ Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Yönetim Kurulu, bu tez ile, Yüksek Lisans derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Hasan SOLMAZ
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Müdürü

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

Ekrem DEMİR

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

MATLAB/SİMULINK KULLANILARAK DARBE GENİŞLİK MODÜLASONU TEKNİĞİ İLE TEK FAZLI EVİRİCİ KONTROLÜ

Ekrem DEMİR

Karabük Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı:

Dr. Öğr. Üyesi Ersagun Kürşat YAYLACI

Temmuz 2020, 98 sayfa

Bu çalışmada, fotovoltaik sistemler için tek fazlı şebeke bağlantılı eviricinin Matlab/Simulink ortamında kontrolü gerçekleştirilmiştir. Evirici yapısı olarak denetimlerinin kolaylığı ve küçük güçlerde tercih edilmesi gibi avantajları sebebiyle gerilim kaynaklı evirici tipi tercih edilmiştir. Evirici kontrolünde en yaygın kullanılan yöntemlerden birisi olan darbe genişlik modülasyonu kullanılmıştır. Harmonikleri ortadan kaldırmak ve böylece saf sinüs dalgası elde etmek için evirici çıkışında LCL filtresi kullanılmıştır. Eviricinin çıkış akım kontrolü için klasik PI, parçacık sürüsü optimizasyonu ile PI ve bulanık mantık kontrol ile PI kontrol teknikleri kullanılarak performansları hem maksimum güç noktasının takibi hem de toplam harmonik bozunum bakımından kıyaslanmıştır.

Anahtar Sözcükler : Şebeke bağlantılı fotovoltaik sistem, parçacık sürüsü optimizasyonu, bulanık mantık kontrol, evirici kontrolör tasarımı

Bilim Kodu : 92707

ABSTRACT

M. Sc. Thesis

SINGLE PHASE INVERTER CONTROL WITH PULSE WIDTH MODULATION TECHNIQUE USING MATLAB/SIMULINK

Ekrem DEMİR

**Karabük University
Institute of Graduate Programs
Department of Electrical-Electronics Engineering**

Thesis Advisor:

Asst. Prof. Dr. Ersagun Kürşat YAYLACI

July 2020, 98 pages

In this study, control of single-phase grid-connected inverter has been performed for photovoltaic systems in Matlab/Simulink environment. The voltage source inverter has been preferred as the inverter structure because of some advantages such as easy to control and preferred for small-scale powers. Pulse width modulation, one of the most widely used methods in inverter control, has been used to control the inverter. An LCL filter is used to eliminate harmonics and thus get pure sine wave at the inverter output. For the output current control of the inverter, classical PI, particle swarm optimization, and PI and fuzzy logic control and PI control techniques have been used to compare their performances in terms of both maximum power point tracking and total harmonic distortion.

Key Word : Grid-connected photovoltaic system, particle swarm optimization, fuzzy logic control, inverter controller design

Science Code : 92707

TEŞEKKÜR

Bu tez alıőmasının planlanmasında, araőtırılmasında, oluőumunda desteğini esirgemeyen, bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım, yönlendirmeleriyle alıőmamı bilimsel temeller ile őekillendiren sayın Dr. Öğr. Üyesi Ersagun Kürşat YAYLACI hocama sonsuz teőekkürlerimi sunarım.

alıőmalarım sırasında yardımlarını esirgemeyen Dr. Öğr. Üyesi Hilmi AYGÜN hocama teőekkürlerimi sunarım.

Manevi hiçbir yardımını esirgemeyen sevgili aileme yanımda oldukları için tüm kalbimle teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
KABUL.....	ii
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	vi
TEŞEKKÜR.....	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xii
ÇİZELGELER DİZİNİ	xvi
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xvii
BÖLÜM 1	1
GİRİŞ	1
1.1. LİTERATÜR TARAMASI.....	4
1.2. TEZİN KAPSAMI	11
BÖLÜM 2	12
FOTOVOLTAİK PANELLER VE MGNT YÖNTEMLERİ.....	12
2.1. FOTOVOLTAİK PANELLER	12
2.2. MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI TAKİBİ (MGNT) YÖNTEMLERİ	14
2.2.1. Açık Devre Gerilim (V_{AD}) MGNT Yöntemi	14
2.2.2. Kısa Devre Akım (I_{KD}) MGNT Yöntemi	15
2.2.3. Değiştir-Gözle Metodu (D&G MGNT) Yöntemi.....	16
2.2.4. Artan İletkenlik (Aİ) MGNT Yöntemi	18
2.3. DA DEVRESİ GİRİŞ KATMANI.....	19
BÖLÜM 3	21
GÜÇ EVİRİCİLERİ.....	21
3.1. FAZ SAYILARINA GÖRE EVİRİCİ YAPILARI.....	21
3.1.1. Tek Fazlı Eviriciler	21

	<u>Sayfa</u>
3.1.2. Üç Fazlı Eviriciler.....	23
3.2. BESLENME KAYNAĞINA GÖRE EVİRİCİ YAPILARI	23
3.3. FV EVİRİCİ MİMARİLERİNİN SINIFLANDIRILMASI.....	24
3.3.1. Güç İşleme Aşamalarının Sayısı.....	24
3.3.2. Bağlaç Kondansatörünün Konumu.....	24
3.3.3. Transformatörler ve Ara Bağlantı Türleri.....	25
3.4. EVİRİCİ MODÜLASYON YÖNTEMLERİ.....	26
3.4.1. Çift Kutuplu Anahtarlamalı Eviriciler	26
3.4.2. Tek Kutuplu Anahtarlamalı Eviriciler	28
3.5. EVİRİCİ ÇIKIŞ FİLTRELERİ	28
3.5.1. L Fitre	28
3.5.2. LC Filtre.....	29
3.5.3. LCL Filtre	30
 BÖLÜM 4	 33
KONTROL YÖNTEMLERİ.....	33
4.1. KARATERİSTİK DENKLEM İLE PI KONTROL YÖNTEMİ.....	34
4.1.1. Sistemin Geçici Hal Kriterlerinin Belirlenmesi.....	35
4.1.2. Karakteristik Köklerin ve Kontrolör Katsayıların Bulunması.....	35
4.2. PARÇACIK SÜRÜSÜ OPTİMİZASYONU (PSO) KONTROL YÖNTEMİ	37
4.2.1. PSO Algoritması.....	37
4.3. BULANIK MANTIK İLE PI KONTROL TASARIM YÖNTEMİ.....	42
4.3.1. Bulanık Mantık Yönteminin Temelleri	42
4.3.2. Bulanık Mantık Yönteminde Üyelik Fonksiyonu	43
4.3.3. Bulanık Mantık Yönteminde Dilsel Değişkenler	44
4.3.4. Bulanık Mantık Denetimi	44
 BÖLÜM 5	 47
EVİRİCİ SİSTEM TASARIMI.....	47
 BÖLÜM 6	 53

	<u>Sayfa</u>
BENZETİM ÇALIŞMASI.....	53
6.1. KARAKTERİSTİK DENKLEM PI KONTROL YÖNTEMİ İLE EVİRİCİ SİSTEM TASARIMININ BENZETİM ÇALIŞMASI SONUÇLARI.....	57
6.2. PSO-PI KONTROL YÖNTEMİ İLE EVİRİCİ SİSTEM TASARIMININ BENZETİM ÇALIŞMASI SONUÇLARI	63
6.3. BMK-PI KONTROL YÖNTEMİ İLE EVİRİCİ SİSTEM TASARIMININ BENZETİM ÇALIŞMASI SONUÇLARI	70
6.4. BENZETİM ÇALIŞMASININ SONUÇLARININ KARŞILAŞTIRILMASI	78
BÖLÜM 7	80
SONUÇLAR VE ÖNERİLER	80
KAYNAKLAR	82
EK AÇIKLAMALAR A. PSO İLE PI KONTROL TEKNİĞİ İÇİN MATLAB KODU.	92
EK AÇIKLAMALAR B. MATLAB FUNCTION BLOĞUNDA BULUNAN MATLAB KODU	96
ÖZGEÇMİŞ	98

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 1.1. Dünyada bulunan kurulu gücün kaynak bazında dağılımı.....	2
Şekil 1.2. Türkiye'deki kurulu gücün kaynaklara göre dağılımı.	2
Şekil 1.3. Türkiye'nin Coğrafi Konumu	3
Şekil 1.4. Türkiye'nin Güneş Enerjisi Potansiyeli Atlası (GEPA)	3
Şekil 1.5. Türkiye'nin ay içerisindeki bir günlük toplam güneşlenme süreleri.	4
Şekil 2.1. İdeal FV eşdeğer devresi.....	12
Şekil 2.2. Pratik FV eşdeğer devresi	14
Şekil 2.3. Açık devre gerilim yöntemi akış diyagramı.....	15
Şekil 2.4. Kısa devre akım yöntemi akış diyagramı.....	16
Şekil 2.5. Değiştir gözle yönteminin temel prensibi	17
Şekil 2.6. Değiştir gözle yönteminin akış diyagramı	17
Şekil 2.7. Artan iletkenlik yöntemi akış diyagramı.....	19
Şekil 2.8. FV panelin a) akımı, b) gerilimi.	20
Şekil 3.1. Tek fazlı yarım köprü eviricinin devre yapısı.....	22
Şekil 3.2. Tek fazlı tam köprü eviricinin devre yapısı	22
Şekil 3.3. Tek fazlı tam köprü eviricinin çalışma prensibi	23
Şekil 3.4. Üç fazlı şebeke bağlantılı eviricinin devre yapısı	23
Şekil 3.5. Güç işleme aşamalarına göre eviriciler a) Tek aşamalı, b) İki aşamalı	24
Şekil 3.6 Bağlaç kondansatörünün konumuna göre eviriciler a) Tek aşamalı, b) İki aşamalı.....	25
Şekil 3.7. Transformator tabanlı eviriciler (a) Hat frekans transformatorü (b) AA-AA eviriciye gömülü yüksek frekanslı transformator (c) AA-DA dönüştürücüye gömülü yüksek frekanslı transformator	25
Şekil 3.8. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu	26
Şekil 3.9. Tek fazlı H-köprü evirici devre yapısı	27
Şekil 3.10. Çift kutuplu SDGM gerilim karşılaştırılması: a) referans sinyal ile üçgen taşıyıcı sinyalin karşılaştırılması b) V_{AN} ve V_{BN} çıkış gerilimleri	27
Şekil 3.11. Tek kutuplu SDGM gerilim karşılaştırılması: (a) referans sinyaller ile üçgen taşıyıcı sinyalin karşılaştırılması (b) V_{AN} ve V_{BN} çıkış gerilimleri	28
Şekil 3.12. L filtresinin devre yapısı	29

Şekil 3.13. LC filtresinin devre yapısı	29
Şekil 3.14. LCL filtresinin devre yapısı	30
Şekil 4.1. PI kontrollü durum geri beslemeli kapalı çevrim kontrol blok diyagramı.	33
Şekil 4.2. Birim basamak giriş için geçici hal kriterleri.....	34
Şekil 4.3. II. dereceden örnek sistemin birim geri beslemeli kapalı çevrim kontrol blok diyagramı	36
Şekil 4.4. Klasik mantık ile bulanık mantığın karşılaştırılması	42
Şekil 4.5. Üçgen ve yamuk üyelik fonksiyonu grafiği.....	44
Şekil 4.6. Bulanık mantık denetleyicinin blok şeması	45
Şekil 4.7. Mamdani çıkarım yöntemi.....	46
Şekil 6.1. Evirici sistemi simulink modeli	53
Şekil 6.2. MGNT alt sistemi simulink modeli	54
Şekil 6.3. SDGM alt sistemi simulink modeli.....	54
Şekil 6.4. FKD alt sistemi simulink modeli	55
Şekil 6.5. Ölçüm alt sistemi simulink modeli	55
Şekil 6.6. Belirli zaman aralıklarında FV panele uygulanan farklı değerlerdeki ışıma grafiği.....	56
Şekil 6.7. Karakteristik PI kontrol ile FV panelden elde edilen gerilim grafiği	57
Şekil 6.8. Karakteristik PI kontrol ile FV panelden elde edilen akım grafiği.....	57
Şekil 6.9. Karakteristik PI kontrol ile istenilen referans ve ölçülen akımın sinyal görüntüsü	58
Şekil 6.10. Karakteristik PI kontrol ile FV panele 800 Wm ² ışıma uygulanması esnasında kontrol için gerekli olan şebeke gerilimi	59
Şekil 6.11. Karakteristik PI kontrol ile FV panele 800 Wm ² ışıma uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımı	59
Şekil 6.12. Karakteristik PI kontrol ile FV panele 800 Wm ² ışıma uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımının THB değeri	59
Şekil 6.13. Karakteristik PI kontrol ile FV panele 500 Wm ² ışıma uygulanması esnasında kontrol için gerekli olan şebeke gerilimi	60
Şekil 6.14. Karakteristik PI kontrol ile FV panele 500 Wm ² ışıma uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımı	60
Şekil 6.15. Karakteristik PI kontrol ile FV panele 500 Wm ² ışıma uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımının THB değeri	61
Şekil 6.16. Karakteristik PI kontrol ile FV panele 1000 Wm ² ışıma uygulanması sonucunda elde edilen şebeke gerilimi.....	61
Şekil 6.17. Karakteristik PI kontrol ile FV panele 1000 Wm ² ışıma uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımı	62

Şekil 6.18. Karakteristik PI kontrol ile FV panele 1000 Wm ² ışıınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımının THB değeri	62
Şekil 6.19. Karakteristik PI kontrol yöntemi ile FV panelden istenilen ve elde edilen güç grafiği	63
Şekil 6.20. PSO-PI kontrol ile FV panelden elde edilen gerilim grafiği.....	64
Şekil 6.21. PSO-PI kontrol ile FV panelden elde edilen akım grafiği	64
Şekil 6.22. PSO- PI kontrol ile istenilen referans ve ölçülen akımın sinyal görüntüsü	65
Şekil 6.23. PSO-PI kontrol ile FV panele 800 Wm ² ışıınım uygulanması esnasında kontrol için gerekli olan şebeke gerilimi.....	65
Şekil 6.24. PSO-PI kontrol ile FV panele 800 Wm ² ışıınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımı	66
Şekil 6.25. PSO-PI kontrol ile FV panele 800 Wm ² ışıınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımın THB değeri	66
Şekil 6.26. PSO-PI kontrol ile FV panele 500 Wm ² ışıınım uygulanması esnasında kontrol için gerekli olan şebeke gerilimi.....	67
Şekil 6.27. PSO-PI kontrol ile FV panele 500 Wm ² ışıınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımı	67
Şekil 6.28. PSO-PI kontrol ile FV panele 500 Wm ² ışıınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımın THB değeri	68
Şekil 6.29. PSO-PI kontrol ile FV panele 1000 Wm ² ışıınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke gerilimi.....	68
Şekil 6.30. PSO-PI kontrol ile FV panele1000 Wm ² ışıınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımı	69
Şekil 6.31. PSO-PI kontrol ile FV panele 1000 Wm ² ışıınım uygulanmas sonucunda elde edilen şebeke akımın THB değeri	69
Şekil 6.32. PSO-PI kontrol yöntemi ile FV panelden istenilen ve elde edilen güç grafiği	70
Şekil 6.33. BMK sisteminin giriş ve çıkış aralıkları	71
Şekil 6.34. BMK-PI kontrol ile FV panelden elde edilen gerilim grafiği.....	72
Şekil 6.35. BMK-PI kontrol ile FV panelden elde edilen akım grafiği	72
Şekil 6.36. BMK-PI kontrol ile istenilen referans ve ölçülen akımın sinyal görüntüsü	73
Şekil 6.37. BMK-PI kontrol ile FV panele 800 Wm ² ışıınım uygulanması esnasında kontrol için gerekli olan şebeke gerilimi.....	73
Şekil 6.38. BMK-PI kontrol ile FV panele 800 Wm ² ışıınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımı	74

Şekil 6.39. BMK-PI kontrol ile FV panele 800 Wm ² ışıınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımının THB değeri	74
Şekil 6.40. BMK-PI kontrol ile FV panele 500 Wm ² ışıınım uygulanması esnasında kontrol için gerekli olan şebeke gerilimi.....	75
Şekil 6.41. BMK-PI kontrol ile FV panele 500 Wm ² ışıınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımı	75
Şekil 6.42. BMK-PI kontrol ile FV panele 500 Wm ² ışıınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımının THB değeri	76
Şekil 6.43. BMK-PI kontrol ile FV panele 1000 Wm ² ışıınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke gerilimi.....	76
Şekil 6.44. BMK-PI kontrol ile FV panele 1000 Wm ² ışıınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımı	77
Şekil 6.45. BMK-PI kontrol ile FV panele 1000 Wm ² ışıınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımının THB değeri	77
Şekil 6.46. BMK-PI kontrol yöntemi ile FV panelden istenilen ve elde edilen güç grafiği	78

ÇİZELGELER DİZİNİ

Sayfa

Çizelge 4.1 Bulanık kuralların bir örneği.....	45
Çizelge 5.1. LCL filtresinin devre yapısında bulunan devre elemanlarının parametreleri	49
Çizelge 5.2. Üç yönteme ait kontrolör katsayıları.....	52
Çizelge 6.1. IEEE519 THB standartları.....	56
Çizelge 6.2. Bulanık mantık kontrolü için kurallar tablosu	71
Çizelge 6.3. Elde edilen şebeke akımının THB değeri	78
Çizelge 6.4. Her üç yönteme ilişkin kontrolör performansı yerleşme zamanının karşılaştırılması.....	79
Çizelge 6.5. Kontrol yöntemlerinin uygulanması ile FV panelin güç verimi karşılaştırması	79

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

SİMGELER

TWh	: Terawatt saat
km	: Kilometre
f	: Frekans (Hz)
j	: Karakök '-1' ($\sqrt{-1}$)
m	: Metre
V_{fv}	: FV panel çıkış gerilimi (V)
I_{fv}	: FV panel çıkış akımı (A)
I_0	: Ters yönlü diyot doyma akımı (A)
R_s	: FV hücre seri direnci (Ω)
R_{sh}	: FV hücre paralel direnci (Ω)
N_s	: Seri bağlı FV hücrenin sayısı
V_t	: Termal hücre gerilimi (V)
k	: Boltzmann sabiti
q	: Elektron yükü
T	: Sıcaklık (K)
V_{mg}	: Maksimum güç noktası gerilimi (V)
V_{AD}	: Açık devre gerilimi (V)
I_{KD}	: Kısa devre akımı (A)
$C_{bağlaç}$: Bağlaç kapasitans değeri (F)
π	: Pi sayısı (3,14159...)
w	: Radyan (frekans)
V_r	: Referans dalga işareti
$V_{taşıyıcı}$: Taşıyıcı dalga işareti
$f_{şebeke}$: Şebeke frekansı (Hz)
C_f	: Çıkış filtresindeki kapasitörün kapasitans değeri (F)

f_a	: Anahtarlama frekansı (Hz)
L_I	: Çıkış filtresindeki birinci bobinin endüktans değeri (H)
L_C	: Çıkış filtresindeki ikinci bobinin endüktans değeri (H)
Z_G	: Baz empedansı
R_f	: Sönümlenme direnci (Ω)
$^{\circ}C$: Santigrat derece
M_p	: Aşım
t_s	: Yerleşme zamanı (s)
t_r	: Yükselme zamanı (s)
μ_r	: Bağlı manyetik geçirgenlik
ω	: Açısal hız (rad/s)

KISALTMALAR

MATLAB	: Çok Paradigmalı Sayısal Hesaplama Yazılımı
FV	: Fotovoltaik
DA	: Doğru Akım
AA	: Alternatif Akım
MGNT	: Maksimum Güç Noktası Takibi
THB	: Toplam Harmonik Bozunum
D&G	: Değiştir-Gözle
Aİ	: Artan İletkenlik
AKE	: Akım Kaynaklı Eviriciler
GKE	: Gerilim Kaynaklı Eviriciler
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
SDGM	: Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
PI	: Oransal-İntegral(Proportional Integral)
PSO	: Parçacık Sürüsü Optimizasyonu
BMK	: Bulanık Mantık Kontrolör

BÖLÜM 1

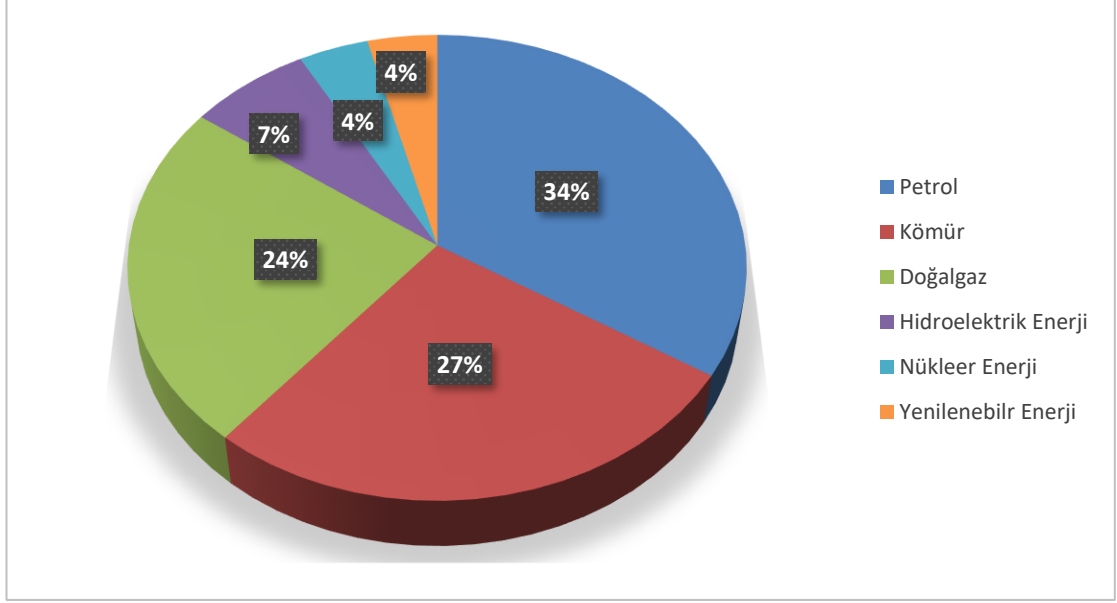
GİRİŞ

Günümüzde enerji kaynakları fosil yakıt, nükleer yakıt ve yenilenebilir enerji kaynakları olarak üç gruba ayrılabilir. Bunların içerisinde kömür, doğalgaz ve petrol yakıtları çok yüksek seviyede hidrojen ve karbon içerirler. Bu yakıtlar uzun süre içinde oluştuğu için yenilenemeyen kaynaklar olarak bilinirler. Fosil yakıtlar endüstriyel ortamlarda, evlerde ve birçok alanda fazla oranda kullanılmaktadır. Fakat fosil yakıtlarının yakılması sülfür oksit, karbondioksit gibi zararlı gazların salınımına neden olup sağlık ve çevre problemlerine sebep olurlar [1].

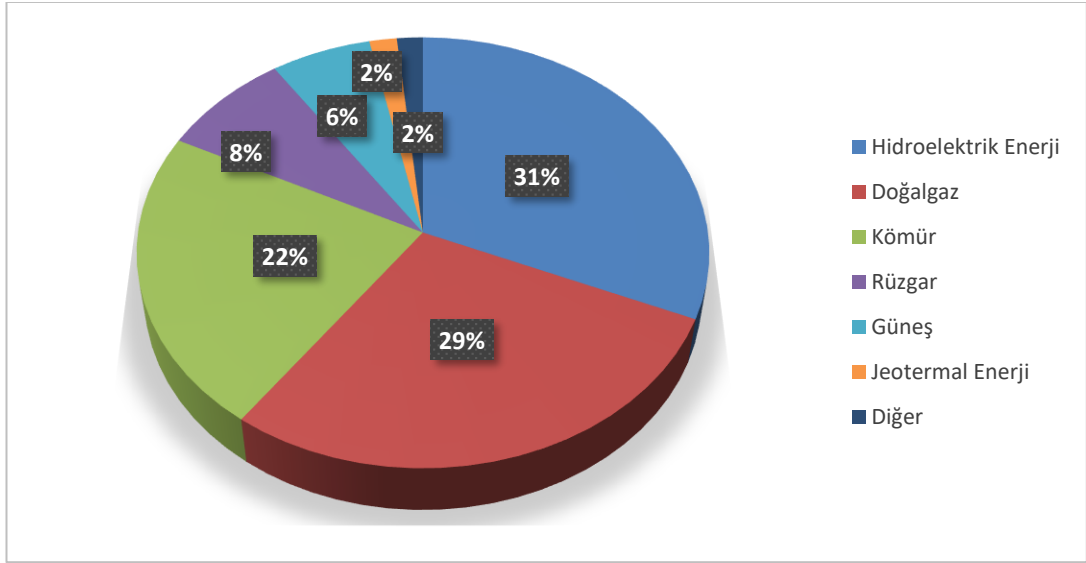
Enerji tüketimi dünyada 2007 yılında yaklaşık olarak 3,8TWh iken 2017 yılında bu değer 119,5TWh seviyesine ulaşmıştır [2]. 1970'lerde petrol maliyetinin devamlı olarak artması neticesinde dünyada önemli bir petrol krizi yaşanmıştır. Günümüzde de petrol krizi dünyadaki enerji tüketiminin çoğunluğunu oluşturduğu için daha çok yaygınlaşmış ve bu sebepten dolayı çevresel kaygılar artmıştır [3].

2018 verilerine göre Şekil 1.1 ile verildiği gibi dünyadaki elektrik enerjisi tüketiminin üretim kaynakları bakımından; %34'ü petrol, %27'si kömür, %24'ü doğalgaz, %7'si hidroelektrik, %4'ü nükleer enerji ve son olarak önceki yıllara göre güçlü bir büyüme kat ederek %4'ü yenilenebilir enerji kaynakları tarafından sağlanmaktadır [4].

2019 Eylül ayı verilerine göre Şekil 1.2 ile verildiği gibi Türkiye'nin kurulu gücünün kaynaklara göre dağılımı %31,4'ü hidroelektrik enerjiden, %28,6'sı doğalgazdan, %22,4'ü kömürden, %8,1'i rüzgârdan, %6,2'si güneşten, %1,6'sı jeotermal enerjiden ve %1,7'si ise diğer kaynaklar şeklindedir [5].

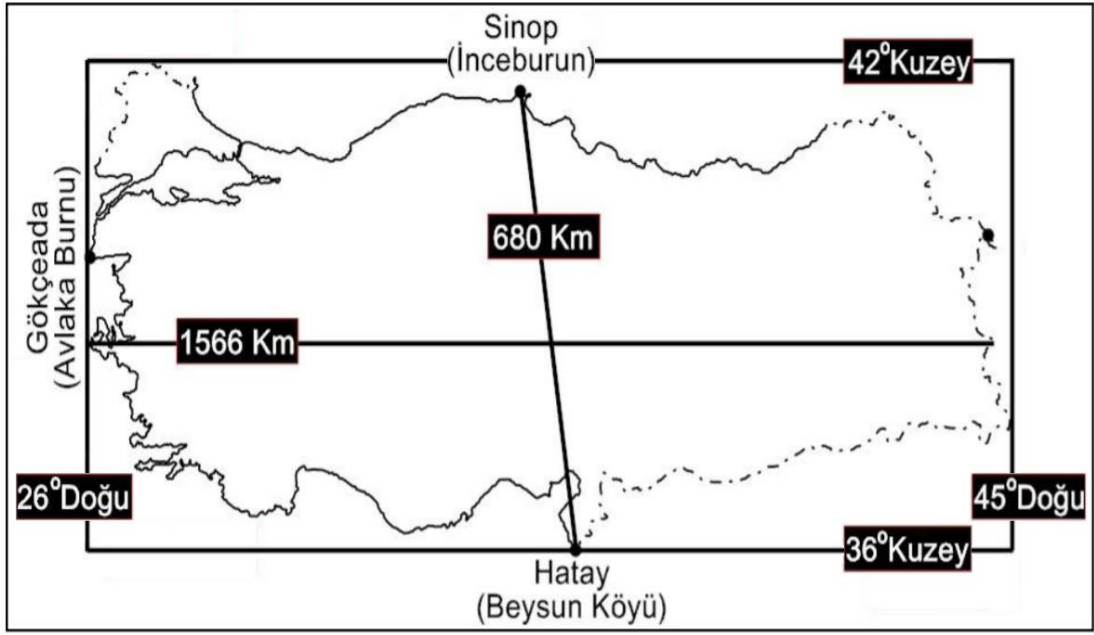


Şekil 1.1. Dünyada bulunan kurulu gücün kaynak bazında dağılımı [4].



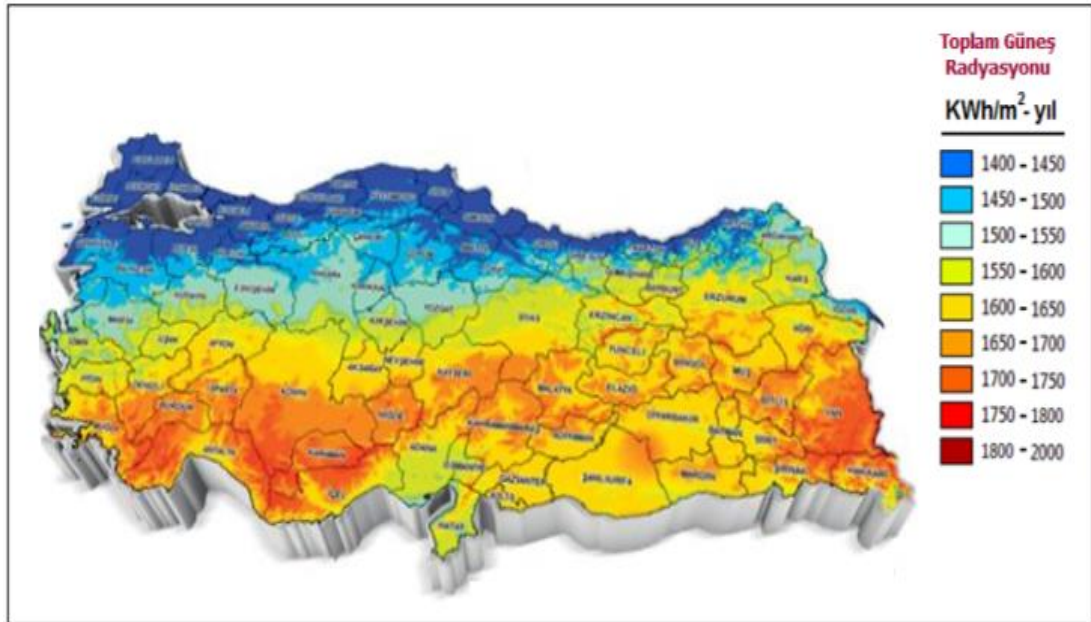
Şekil 1.2. Türkiye'deki kurulu gücün kaynaklara göre dağılımı [5].

Türkiye Şekil 1.3 ile verildiği gibi kuzey yarımkürede 36° - 42° kuzey enlemleri ile 26° - 45° doğu boylamları arasında önemli bir coğrafi konum avantajına sahiptir. Türkiye bu coğrafi konumu itibariyle birçok ülkeye göre elde edeceği güneş enerjisi potansiyeli açısından daha fazla kazanıma sahiptir [6].

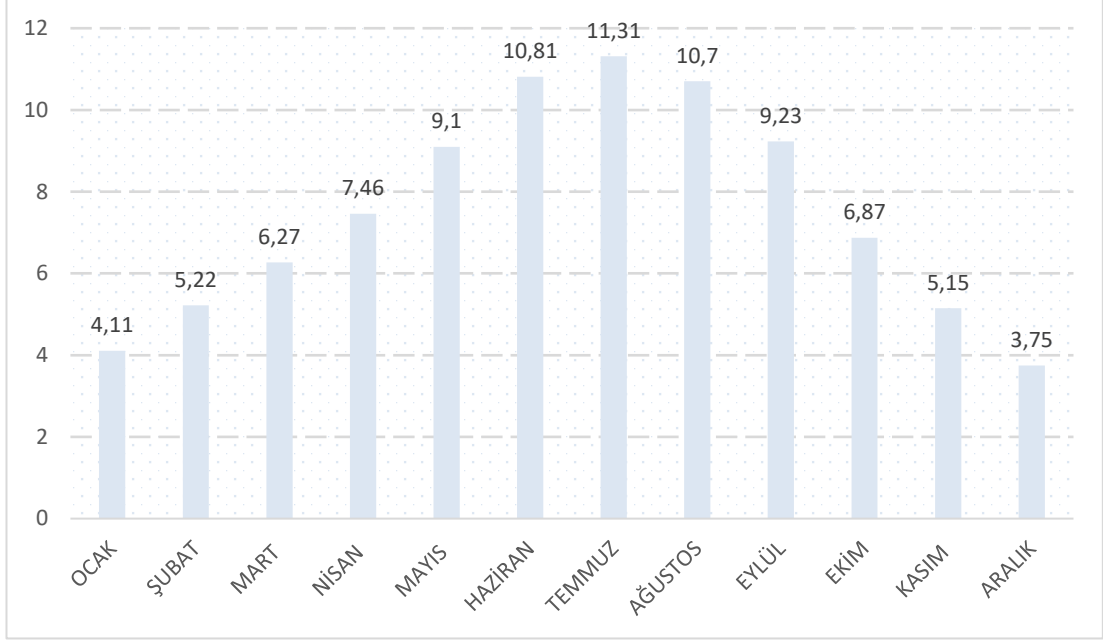


Şekil 1.3. Türkiye'nin Coğrafi Konumu [6].

Türkiye'nin güneş enerjisi potansiyeli haritası Şekil 1.4 ile, aylara göre günlük güneş enerjisi potansiyeli güneşlenme süresi ise Şekil 1.5 ile verilmiştir [7].



Şekil 1.4. Türkiye'nin Güneş Enerjisi Potansiyeli Atlası (GEPA) [7].



Şekil 1.5. Türkiye'nin ay içerisindeki bir günlük toplam güneşlenme süreleri [7].

Türkiye'nin T.C. Enerji ve Tabii Kaynaklar Bakanlığı tarafından hazırlanmış olan Türkiye Güneş Enerjisi Potansiyeli Atlasına (GEPA) göre senelik (yıllık) toplam güneşlenme süresi 2741 saat yani günlük ortalama 7,5 saat, yıllık toplam gelen güneş enerjisi $1,527 \text{ kWh/m}^2 \cdot \text{gün}$ olduğu tespit edilmiştir [8]. Bu bağlamda Türkiye'de elektrik elde etmek için güneş enerjisinden yararlanılması gelişen teknoloji ile birlikte kurulum maliyetinin azalması ve bu alanda daha fazla yatırımlar yapılması sebebiyle hızlı yükseliş göstermektedir [6].

1.1. LİTERATÜR TARAMASI

Günlük hayatımızda bulunan ve yaşamı etkileyen önemli faktörlerden biri enerjidir [9,10]. Dünya nüfusunun artması ve sanayi inkılabı sonucu büyüyen teknoloji ile birlikte enerjiye olan talep artmaktadır [9]. Enerji kaynağı olarak ilk sırada olan güneş; kömür, petrol gibi çoğu enerji kaynağının oluşmasında başlıca etmendir. Fakat bu kaynaklarla birlikte kaynağı fosil olan enerjilerde gelecek yıllarda arz sıkıntısı meydana geleceği görülmektedir [9,11–13]. Bütün bunların yanında yakıt fiyatlarının yükselmesi, enerjiye olan gereksinim ve CO₂ emisyon oranının artışı gibi nedenlerden dolayı çevreye katkı sağlayan yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımı kaçınılmaz hale gelmiştir [9–13].

Günümüzde çevreye katkı sağlayan ve aynı zamanda hava kirliliğinin azalmasına sebep olan çeşitli yenilenebilir enerji kaynakları mevcuttur. Bu kaynakların en önemlilerinden birisi de Fotovoltaik (FV) Panellerdir. FV paneller şebekeye bağlı olarak ya da şebekeden bağımsız bir şekilde çalışabilirler [14,15]. Bir FV panelin performansı ışınım, hücre sıcaklığı ve yük profili gibi çalışma koşullarına bağlıdır. FV sistemleri herhangi bir güneş ışınım şiddeti ve sıcaklığı için maksimum çıkış gücü seviyelerinde çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Diğer çalışma koşulları için ise maksimum güç noktası takibi (MGNT) yapılması gerekmektedir. Literatürde birçok MGNT metodu mevcuttur [16,17]. Bu metotlar arasında Açık Devre Gerilim (V_{AD}), Kısa Devre Akım (I_{KD}), Değiştir-Gözle (D&G) MGNT yöntemleri yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu üç metodun içinde V_{AD} ve I_{KD} MGNT yönteminin daha düşük ışınım seviyelerinde ve D&G MGNT yönteminin panelin bir kısmının gölgelenme durumlarında kullanılması daha uygundur [18]. Fakat D&G MGNT yönteminin verimi diğer yöntemlere göre daha fazla olduğu için daha çok kullanılmaktadır [19,20]. Yong Yang ile Fang Ping Zhao bir makalede 2,5 kW'lık bir FV panel kullanarak uygun bir dönüştürücü ve algoritma seçerek D&G MGNT yöntemini kullanarak kabul edilir bir verimlilik seviyesine ulaşıldığını göstermiştir [21].

Fotovoltaik panellerden istenilen şartlarda elektrik üretimi için eviriciler çok önemli rol üstlenmektedir [1]. Endüstride yüksek güç verimine sahip olması nedeniyle daha çok gerilim kaynaklı eviriciler tercih edilir [22–24].

Tek fazlı gerilim veya akım kaynaklı eviriciler genellikle yarım köprü veya tam köprü mimarisine sahiptirler [25–29]. Bu sistem yapısına sahip anahtarlama elemanlarının kontrol edilebilmesi için birçok darbe genişlik modülasyon yöntemi mevcuttur. Bu metotlar arasında en yaygın olarak kullanılan modülasyon tekniği şebeke geriliminin sinüzoidal olması sebebiyle sinüzoidal darbe genişlik modülasyonudur (SDGM) [28,30,31].

FV Paneller ile beslenen eviricilerin şebekeye bağlı (etkileşimli) olabilmesi için eviricinin çıkış akımı harmoniklerinin uluslararası standartlarda (IEC61000 ve IEEE519) belirtilen seviyenin altında olması gereklidir [32,33]. Bunun için de eviricinin çıkışında kullanılacak olan filtre önemli derecede rol oynar.

Eviricinin çıkışında kullanılabilen filtre L, LC ve LCL filtresi olabilir. Bunların arasında basit yapıya sahip olan L filtresi birinci dereceden bir filtredir. Bu nedenle akım harmonik değerini uluslararası standartların altına düşürmek için endüktans değerinin büyük olması gerekir. Aynı zamanda L filtresi kullanılması halinde sistem verimi düşmektedir. L filtresinin bu dezavantajlarından dolayı LC veya LCL filtresinin kullanılmasının daha uygun olduğu görülmüştür [32,34].

Giovanni Lo Calzo ile Alessandro Lidozzi 2015 yılında yayınlanan bir makalede şebekeye bağlı ve otonom çalışma modlarında LCL ve LC filtrelerini denemiş ve başarılı sonuçlar elde etmiştir [35].

Sampath Jayalath öğrencileriyle birlikte 2017 yılında hazırladığı bir makalede gerilim kaynaklı şebeke bağlantılı bir sistem için evirici çıkışında LCL filtre tasarlamıştır ve çıkıştaki akımın Toplam Harmonik Bozunumunu (THB) simülasyon ortamında %0.56, deneysel ortamda %2 olarak elde ederek standart limitin altına indirmeyi başarmıştır [36].

Eviricinin çıkış akımının veya gerilim harmoniğinin belirli standartın altında olabilmesi, sistemin veriminin yüksek olması ve istenilen gerilim veya akımın doğru elde edilmesi için kullanılacak olan filtrenin yanısıra eviriciye uygulanacak olan kontrol yöntemleri de önemli rol oynamaktadır [37,38].

2012 yılında Hui Feng Mao ile arkadaşları bir makalede üç fazlı gerilim kaynaklı evirici için geleneksel histerisiz akım kontrolünün kötü bir harmonik performansa sahip olması sebebiyle yeni bir akım histerisiz kontrol metodunu önermiş ve önerdiği bu yöntemin daha iyi harmonik performansa sahip olduğunu, ölü zaman etkilerinin üstesinden geldiğini ifade etmiştir [39].

2013 yılında Xianwen Bao ve arkadaşları bir makalede üç fazlı bir evirici için geleneksel geri beslemeli doğrusal kontrol ile basitleştirilmiş geri beslemeli doğrusal kontrol yöntemlerini uygulamış ve basitleştirilmiş geri beslemeli doğrusal kontrolün uygulanması halinde geniş bir çalışma aralığında çıkış performansının arttığını gözlemlemiştir [40].

Ning He ile arkadaşları bir makalede üç fazlı şebeke bağlantılı evirici için ağırlıklı ortalama akım kontrol (AOAK) yöntemini önermiştir. Önerilen AOAK yöntemi ile geleneksel (Proportional Integral, PI) kontrol yöntemini deneysel ortamda karşılaştırmış ve AOAK yönteminin diğer kontrol yöntemine göre akım harmoniğinin az olduğunu gözlemlemiştir [41].

2014 yılında Sangshin Kwak ve arkadaşları üç fazlı gerilim kaynaklı eviriciler için Lyapunov fonksiyonuna dayalı sonlu kontrol setini (FCS) önermiştir ve geleneksel FCS yöntemiyle kıyaslandığında önerilen yöntemin daha iyi sonuçlar verdiğini gözlemlemiştir [42].

Fang Yang ve arkadaşları bir makalede iki aşamalı üç fazlı FV sistemler için yeni bir kontrol yöntemi olan Düşük Voltajlı Geçiş Kontrol (DVGK) yöntemini ile geleneksel PI kontrol yöntemini benzetim programında karşılaştırmıştır ve bu benzetim sonucunda DVGK yönteminin çeşitli düşük veya aşırı gerilim ve akım olayları sırasında ek cihaz olmadan şebeke kodu gereksinimlerini karşılayabildiğini göstermiştir [43].

2015 yılında Rong-Jong Wai ile arkadaşları bir makalede tek aşamalı yükselten evirici için çift-aşamalı PI kontrol ve Yapay Sinir Ağları (YSA) kontrol yöntemini uygulamıştır ve yapılan kontroller sonucu 1 kW çıkış koşullarında YSA kontrol yönteminin THB açısından daha iyi sonuçlar verdiğini gözlemlemiştir [44].

Saleh Ahmedi ile arkadaşları bir makalede otonom evirici sistemi için ciddi yük değişiklikleri üzerinde PI kontrolünün düşük bir performans sağladığını belirtmiş ve bu düşük performansı çözmek için PI kontrolünün katsayılarını iyileştiren yeni bir yaklaşım olan bulanık mantık yöntemini otonom bir sistem üzerinde kullanarak daha iyi sonuç elde edildiğini gözlemlemiştir [45].

2016 yılında Xingang Fu ve arkadaşları bir makalede tek fazlı şebeke bağlantılı bir eviricinin YSA kontrol yöntemini kullanarak kontrolünü sağlamış ve bu yöntemin kullanılması halinde normal oransal rezonans (Proportional Resonant, PR) kontrolüne göre yüksek örnekleme ve anahtarlama frekanslarına gerek duyulmaması, daha iyi

kontrol performansı sergilemesi, harmonikleri önemli ölçüde azaltması gibi sonuçlar çıkardığını ifade etmiştir [46].

P. Hemachandu ile Dr. V. C. Veera Reddy bir makalede çok seviyeli bir evirici için Matlab/Simulink ortamında PI kontrol, Bulanık Mantık kontrol (BMK) ve parçacık sürüsü optimizasyonlu PID (PSO-PID) kontrol yöntemini uygulamış ve bunların arasında PSO-PID kontrol yönteminin diğer kontrol yöntemlerine göre IEEE standartlarına göre daha az THB'ye sahip olduğunu gözlemlemiştir [47].

Hasan Kömürcügil ve arkadaşları bir makalede tek fazlı şebeke bağlantılı gerilim kaynaklı evirici için Lyapunov fonksiyonuna ve PR kontrol yöntemine dayanan yeni bir kontrol yöntemi sunmuş ve bu kontrol yöntemini 3,3kW bir sistem üzerinde simülasyon ve deneysel ortamda uygulamıştır. Deneysel ve simülasyon uygulamaları sonucunda Lyapunov fonksiyonuna dayalı kontrol yönteminin diğer kontrol yöntemine göre daha hızlı dinamik tepki verdiğini ve şebeke akımı THB'sinin daha düşük olduğunu gözlemlemiştir [48].

2017 yılında Yan Xu ile Weijia Jin bir makalede üç fazlı iki aşamalı şebeke bağlantılı bir evirici için (Simulated Annealing PSO, SAPSO) ve normal PSO kontrol yöntemlerini uygulamış ve SAPSO kontrol yönteminin diğer yöntemlere göre avantajlı olduğunu kanıtlamıştır [49].

C. Kannan ile arkadaşları bir makalede çok seviyeli H-köprü evirici için BMK ve PI kontrol yöntemini simülasyon ortamında uygulamış ve BMK kontrol yönteminin diğer kontrol yöntemine göre daha verimli ve etkili sonuç ortaya koyduğunu gözlemlemiştir [50].

Zhong-qiang Wu ile arkadaşları bir makalede üç fazlı şebeke bağlantılı evirici için uyarlanabilir dahili modele dayalı adaptif PID kontrol yöntemini ve klasik PID kontrol yöntemini simülasyon ortamında uygulamış ve adaptif PID kontrol yönteminin diğer kontrol yöntemine göre hızlı dinamik tepkiye sahip olduğunu gözlemlemiştir [51].

2018 yılında A.S. Mohamed Nabgha ile Mohamed Ouassaid bir makalede akım kaynaklı şebeke bağlantılı bir evirici için BMK ve kayma kipli kontrol (KKK) kontrol yöntemlerini uygulamış ve BMK kontrol yönteminin KKK kontrol yöntemine göre THB değerinin daha düşük olduğunu ve farklı güneş ışınimleri için daha iyi sonuç verdiğini gözlemlemiştir [52].

Bo Yang ve arkadaşları bir makalede şebeke bağlantılı FV eviriciler için PID kontrol yöntemini, BMK yöntemini, model öngörülü kontrol (MÖK) yöntemi ve kesirli mertebeden PID tabanlı D&G kontrol yöntemini simülasyon ve pratik ortamda uygulamış ve önerilen kontrol yönteminin diğer kontrol yöntemine göre daha düşük THB değerine sahip olduğunu gözlemlemiştir [53].

Nayan Kumar ile arkadaşları bir makalede tek fazlı iki seviyeli FV sistem için modifiye edilmiş oransal-rezonans kontrol yöntemini simülasyon ve deneysel ortamda uygulamış ve bu kontrol yönteminin her iki ortamda giriş güneş ışınlanmasına bağlı olarak gerilim, akım kontrolü açısından tatmin edici bir performans sergilediğini ve THB'nin şebeke bağlantı standardı dahilinde tutulduğunu gözlemlemiştir [54].

2019 yılında Jose Luis Mata Ledesma ve arkadaşları bir makalede tek aşamalı üç fazlı şebeke bağlantılı bir evirici için KKK ve PI kontrol yöntemlerini uygulamış ve KKK kontrol yönteminin PI kontrol yöntemine göre akım harmoniğinin daha az olduğunu gözlemlemiştir [55].

Van-Quang-Binh Ngo ve arkadaşları bir makalede üç seviyeli nötr nokta-kelepçeli evirici için Lyapunov fonksiyon tabanlı model öngörülü (LFBMP) kontrol yöntemi ile geleneksel sonlu kontrol seti öngörülü kontrol (FCS-MPC) benzetim ve deneysel ortamda uygulamış ve LFBMP kontrol yönteminin diğer geleneksel kontrol yöntemine kıyasla güç ve akımın THB'si açısından daha iyi kontrol performansı elde ettiğini gözlemlemiştir [56].

Soumya Ranjan Mohapatra ve arkadaşı bir makalede şebeke bağlantılı çok seviyeli kaskad bağlı H-köprü evirici için geleneksel FCS-MPC yöntemini geliştirerek deneysel ve simülasyon ortamda uygulamıştır ve geliştirilen kontrol yönteminin

geleneksel kontrol yöntemine kıyasla hem şebeke akımını hem de nötr nokta gerilimini verimli bir şekilde kontrol ettiğini kanıtlamıştır [57].

Sertac Bayhan ile arkadaşları bir makalede üç fazlı kesintisiz güç kaynaklı eviriciler için çıkış voltajı geri besleme döngülerine sahip yeni bir Lyapunov-enerji-fonksiyonu tabanlı kontrol yöntemi ile geleneksel Lyapunov-enerji-fonksiyonu tabanlı kontrol yöntemini deneysel ortamda uygulamış ve yeni kontrol yönteminin geleneksel kontrol yöntemine kıyasla doğrusal olmayan yükler altında kabul edilebilir THB değerlerine, ani yük değişiklikleri altında hızlı dinamik yanıt ve kabul edilebilir kararlı durum hatası sunduğunu gözlemlemiştir [58].

Juan M. Rey ile arkadaşları bir makalede üç fazlı bir evirici için adaptif (uyarlamalı) eğim gerilim kontrol yöntemini deneysel ortamda uygulamış ve bu yöntemin çalışma durumu değişikliklerine karşı mükemmel bir geçici hal performansı sunduğunu göstermiştir [59].

2020 yılında Mohamad Parvez ile Mohamad Fathi Mohamad Elias bir makalede tek fazlı tek aşamalı bir evirici için PI ve PR kontrol yöntemlerini uygulamış ve PR kontrol yönteminin uygulanması halinde akım harmoniğinin azaldığını gözlemlemiştir [60].

Ahoora Bahrami ile arkadaşları bir makalede tek fazlı gerilim kaynaklı evirici model öngörülü kontrol (MÖK) yöntemini deneysel ortamda uygulamış ve MÖK yönteminin PI kontrol yöntemine kıyasla yük akımlarını etkili bir şekilde kontrol ettiğini kanıtlamıştır [61].

Hui Zahng ve arkadaşları bir makalede üç fazlı şebeke bağlantılı evirici için ayrık zamanlı PI kontrol yönteminin deneysel ortamda uygulamış ve bu yöntemin şebeke tarafı akımının kalitesini etkili bir şekilde artırdığını göstermiştir [62].

1.2. TEZİN KAPSAMI

Bu tez çalışmasında Matlab/Simulink ortamında FV panele belirli zaman aralıklarında farklı ışınım değerleri uygulanarak SDGM tekniği ile tek fazlı eviricinin üç farklı kontrol yöntemi ile kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu alanda yapılan çalışmalar incelendiğinde kontrolör parametrelerinin bulunmasına ilişkin sistematik prosedür genellikle sunulmamıştır. Bu çalışma kapsamında karakteristik denklemden kontrolör katsayılarının elde edilmesi matematiksel olarak sunulmuştur. Ayrıca PSO ve BMK kontrol yöntemleri ile de kontrolör tasarımı yapılmış ve tasarlanan kontrolör performansları THB, MGNT verimi, geçici hal kriterleri bakımından karşılaştırılmıştır.

Literatür özetinde bahsedilen P.Hemachanda ile Dr. V. C. Veera Reddy'in makalesindeki çalışmada Matlab/Simulink ortamında PI, BMK-PID ve PSO-PID kontrol yöntemi uygulanmıştır. Fakat bu tez kapsamında bu makaleden farklı olarak tam köprü evirici kullanılmış, DA-DA dönüştürücü kullanılmamıştır.

Tezin birinci bölümünde giriş ve literatür taraması kısmı bulunmaktadır. İkinci bölümde FV panellerin yapısı hakkında bilgi verilmiş ve bu panellerden maksimum güçte yararlanmak için benzetim çalışmasında kullanılacak olan MGNT algoritma çeşitleri hakkında bilgi verilmiştir. Üçüncü bölümde kullanılacak olan eviricinin yapısı ve evirici modülasyon yöntemleri hakkında bilgi verilmiştir. Ayrıca evirici çıkışında kullanılacak olan filtre türleri hakkında ayrıntılı bilgiler sunulmuştur. Tezin dördüncü bölümünde filtrenin çıkışındaki şebeke akımının istenilen seviyede tutulması için kullanılacak olan kontrol yöntemleri hakkında bilgilere yer verilmiştir. Beşinci bölümde evirici için Karakteristik Denklem kullanılarak PI kontrolör tasarlanmıştır. Altıncı bölümde tasarlanan evirici üç farklı kontrol yöntemi ile benzetim çalışmasında uygulanmış ve FV panele uygulanan farklı ışınım sonucunda bu kontrol metotları ile elde edilen şebeke akımının harmonik bozunum oranlarının ve evirici sisteminin güç veriminin analizleri yapılmıştır. Son bölümde ise elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir.

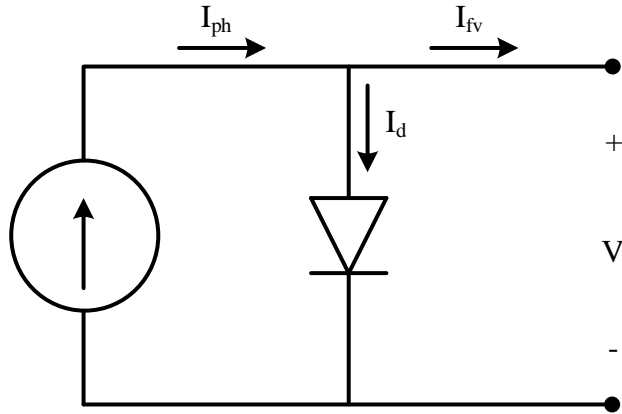
BÖLÜM 2

FOTOVOLTAİK PANELLER VE MGNT YÖNTEMLERİ

2.1. FOTOVOLTAİK PANELLER

Çevre kirliliğine sebep olan fosil kaynaklar yenilenebilir enerji kaynakları oldukları için gelecek için sürdürülebilir bir seçenek sunmamaktadır. Günümüzde yenilenebilir enerjinin elektrik üretiminde önem kazandığı bilinmektedir. Yenilenebilir üretim kaynakları içerisinde en önemli kaynaklardan biri güneşten gelen ışığı DA akıma ve gerilime dönüştüren FV panellerdir [63,64]. Bir FV panel çok sayıda FV hücrenin seri ve paralel bağlanması sonucu oluşur [65]. Bir FV hücre üstte ince bir tabaka (N-Tipi) ve onun altında daha kalın bir tabaka (P-Tipi) olan iki yarıiletken malzemeden oluşur [66].

FV panelin ideal eşdeğer devresi Şekil 2.1 ile verildiği gibi bir akım kaynağı ve bu kaynağa paralel bağlanmış bir diyottan oluşur. İdeal FV panelin çıkış akımı formülü ve Shockley diyot formülü aşağıdaki formüller ile verilmiştir [66].



Şekil 2.1. İdeal FV eşdeğer devresi.

FV hücrenin ideal çıkış akımı formülü

$$I_{fv} = I_{ph} - I_d \quad (2.1)$$

ile verilmektedir. FV hücrenin ideal Shockley diyot formülü

$$I_{fv} = I_{ph} - I_0 \left(e^{\left(\frac{qV}{N_s a k T} \right)} - 1 \right) \quad (2.2)$$

ile verilmektedir. Bu formüllerde I_{ph} gelen ışık tarafından üretilen akımı, I_{fv} çıkış akımı, I_0 ters yönlü diyot doyma akımını ifade etmektedir.

FV panellerin elektrotlarda ve silikon malzemede akan akımdaki dirençten kaynaklanan kayıpları vardır. Bu kayıplar Şekil 2.2 ile verildiği gibi ideal FV panellere seri ve paralel bağlı dirençlerle temsil edilebilir. Oluşturulan pratik FV panelin çıkış akımı formülü ve Shockley diyot formülü aşağıdaki formüller ile verilmiştir [67].

Pratikte kullanılan FV hücrenin çıkış akımı formülü

$$I_{fv} = I_{ph} - I_d - I_p \quad (2.3)$$

ile verilmektedir. Pratikte kullanılan FV hücrenin Shockley diyot formülü

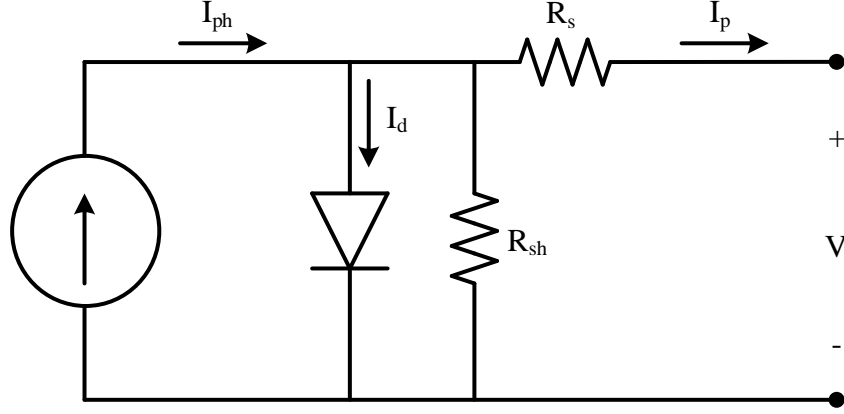
$$I_{fv} = I_{ph} - I_0 \left(e^{\left(\frac{V+IR_s}{N_s n V_t} \right)} - 1 \right) - \frac{V+IR_s}{R_{sh}} \quad (2.4)$$

ile verilmektedir. Bu formüllerde R_s seri direnci, R_{sh} paralel direnci, n ideal diyot faktörü, N_s seri bağlı FV hücrelerin sayısını ve V_t aşağıdaki formülde belirtildiği gibi termal hücre gerilimini ifade etmektedir [66–68].

Termal hücre gerilim formülü

$$V_t = \frac{kT}{q} \quad (2.5)$$

ile verilmektedir. Bu formülde k Boltzmann sabitini ($1,38 * 10^{-23} \frac{J}{K}$), q elektron yükünü ($1,6 * 10^{-19} C$) ve T sıcaklığı (K) ifade etmektedir [68].



Şekil 2.2. Pratik FV eşdeğer devresi.

2.2. MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI TAKİBİ (MGNT) YÖNTEMLERİ

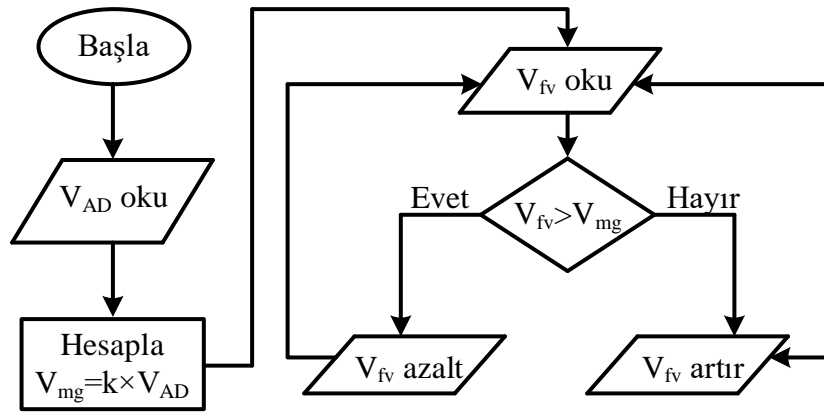
FV panellerin ürettiği güç kısmi gölgelenme durumundan, ışığa ve sıcaklık gibi çevresel faktörlerden verim açısından etkilenmektedir. Bu durumda maksimum güç noktası takibi (MGNT) önemli bir rol oynar, çünkü belirli bir atmosferik koşullar için MGNT'ler FV panelin gücünü en üst düzeye çıkarır, böylece FV panelin verimi en üst seviyeye çıkarmış olur [69,70]. FV panellerin maksimum güç noktasında çalışması için çeşitli MGNT algoritmaları geliştirilmiştir. Bunlardan bazıları açık devre gerilim (V_{AD}), kısa devre akım (I_{KD}), değiştir gözle (D&G) ve artan iletkenlik (AI) algoritmalarıdır [71].

2.2.1. Açık Devre Gerilim (V_{AD}) MGNT Yöntemi

Bu algoritmada, deneysel olarak hesaplanan bir faktör olan k Denklem 2.6 ile belirtildiği gibi güneş panelinin maksimum güç noktası gerilimini (V_{mg}) bulmak için kullanılır. Yapılan deneyler sonucunda güneş panelinin maksimum güç geriliminin, güneş panelinin açık devre geriliminin 0,7 ile 0,79 katı arasında olduğu gözlemlenmiştir. Bu yüzden k , bazı çalışmalarda sabit 0,75 olarak kabul edilmektedir [72,73].

$$V_{mg} = k * V_{AD} \quad (2.6)$$

Açık devre gerilim yönteminin akış diyagramı Şekil 2.3 ile verildiği gibi oldukça basittir. Bu yöntemde FV panelin açık devre gerilimi (V_{AD}) okunur ve k değeri ile çarpılarak V_{mg} elde edilir. FV panelin yük bağlıken ürettiği gerilim (V_{fv}) okunup V_{mg} değeri ile karşılaştırılır. Eğer V_{fv} değeri V_{mg} değerinden büyükse V_{fv} değeri belli oranda azaltılır, küçükse belli oranda artırılır.



Şekil 2.3. Açık devre gerilim yöntemi akış diyagramı [72].

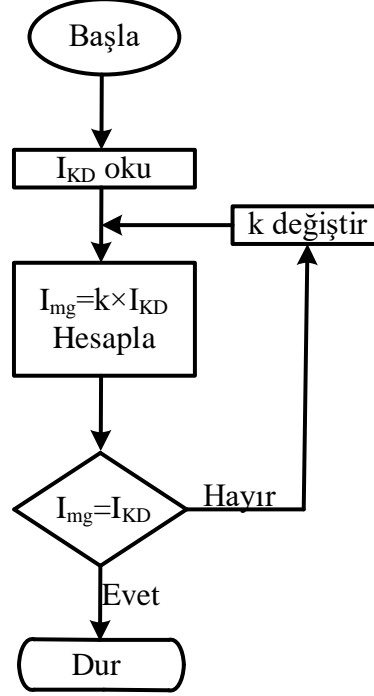
2.2.2. Kısa Devre Akım (I_{KD}) MGNT Yöntemi

Kısa devre akım algoritması en basit MGNT yöntemlerinden biridir. Aynı zamanda sabit akım yöntemi olarak da bilinen bu algortmada k Denklem 2.7 ile verildiği gibi güneş panelinin maksimum güç noktası akımını (I_{mg}) bulmak için kullanılır. Her zaman 1'den küçük olan k faktörünün en iyi değerini belirlemek çok zordur ve aynı zamanda 0.78 ile 0,92 arasında değişir. Fakat bazı çalışmalarda FV panelin çıkış akımının yaklaşık %90'ı olduğunda maksimum güç noktasında çalıştığı gözlenmiştir. Bu yüzden k faktörü 0,9 alınmıştır [73,74].

$$I_{mg} = k * I_{KD} \quad (2.7)$$

Kısa devre akım yöntemi diyagramı Şekil 2.4 ile verilmiştir. Bu yöntemde FV panelin I_{KD} 'si okunur ve k değeri ile çarpılarak I_{mg} elde edilir. FV panelin yük bağlıken

ürettiği akım (I_{fv}) okunup I_{mg} değeri ile karşılaştırılır. Eğer I_{fv} ile I_{mg} eşitse sistem durdurulur, değilse k değeri değiştirilir ve başa dönülür [75].



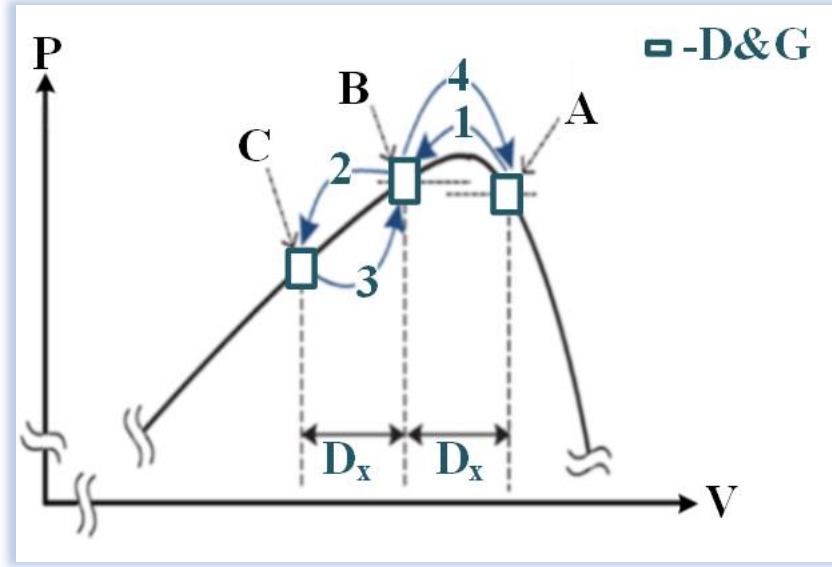
Şekil 2.4. Kısa devre akım yöntemi akış diyagramı [75].

2.2.3. Değiştir-Gözle Metodu (D&G MGNT) Yöntemi

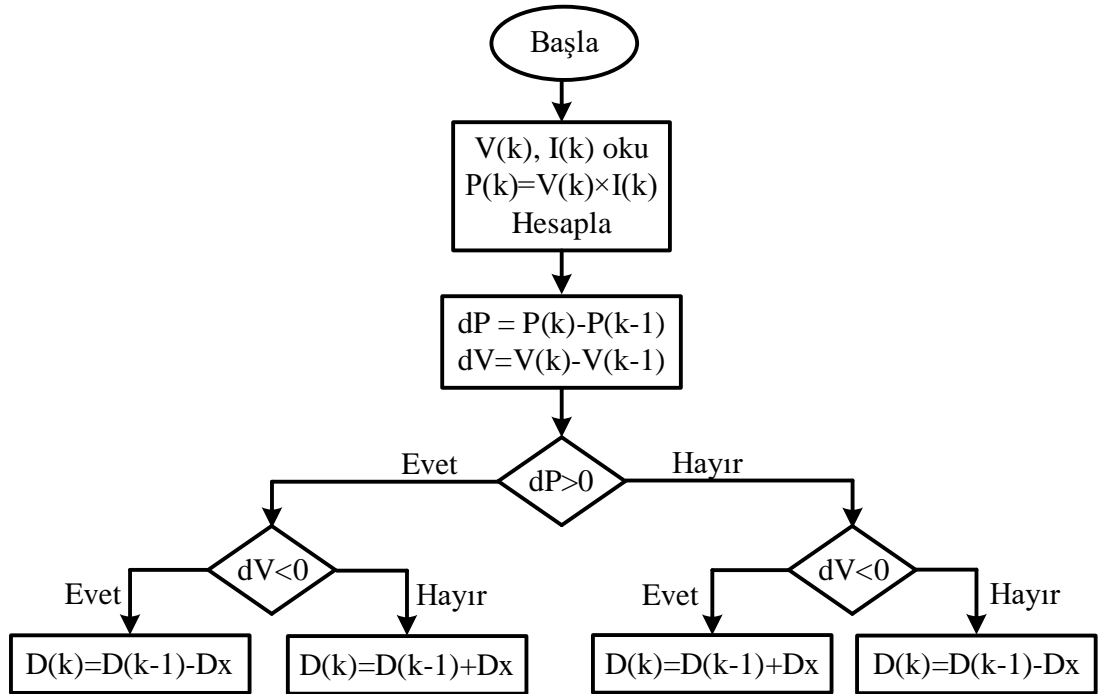
Değiştir gözle yöntemi kolay yapıya sahip olduğundan dolayı en sık kullanılan yöntemlerden biridir. Bu yöntem hücre sıcaklığındaki değişiklik ve güneş ışınımına bağlı olarak değiştiği gözlenen bir FV panelden elde edilen maksimum gücü elde etmek için panel gerilimini veya akımını artırarak veya azaltarak çalışır. Şekil 2.5 ile verildiği gibi eğer eğim pozitif ise çalışma noktası maksimum güç noktasının solunda, negatif ise çalışma noktası maksimum güç noktasının sağında, sıfıra eşitse maksimum çalışma noktası maksimum güç noktasındadır [76].

Şekil 2.6 ile D&G MGNT yönteminin akış diyagramı verilmiştir. Bu algoritmada gerilim ve akım sensörler yardımıyla elde edilip güç hesaplanır ve hesaplanan güçten bir önceki güç çıkarılıp güç değişimini ifade eden dP elde edilir ve aynı zamanda gerilimden bir önceki gerilim çıkarılıp gerilim değişimini ifade eden dV elde edilir. Eğer dP sıfıra eşitse algoritma başa döner. dP pozitif ve dV pozitif ise doluluk oranı

Dx kadar azaltılır, dV negatif ise doluluk oranı Dx kadar artırılır. Eğer dP negatif ve dV pozitif ise doluluk oranı Dx kadar artırılır, dV negatif ise doluluk oranı Dx kadar azaltılır.



Şekil 2.5. Değişir gözle yönteminin temel prensibi [77].



Şekil 2.6. Değişir gözle yönteminin akış diyagramı [78].

2.2.4. Artan İletkenlik (Aİ) MGNT Yöntemi

Artan iletkenlik yöntemi doğrudan güç değişimlerine yani gücün eğimine dayanmaktadır. Bu yöntemde maksimum güç noktası dI/dV ve $-I/V$ arasındaki ilişki kullanılarak hesaplanır. Artan iletkenlik yöntemine ait denklemler aşağıda mevcuttur [79,80].

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(V.I)}{dV} = I \frac{dV}{dV} + V \frac{dI}{dV} \quad (2.8)$$

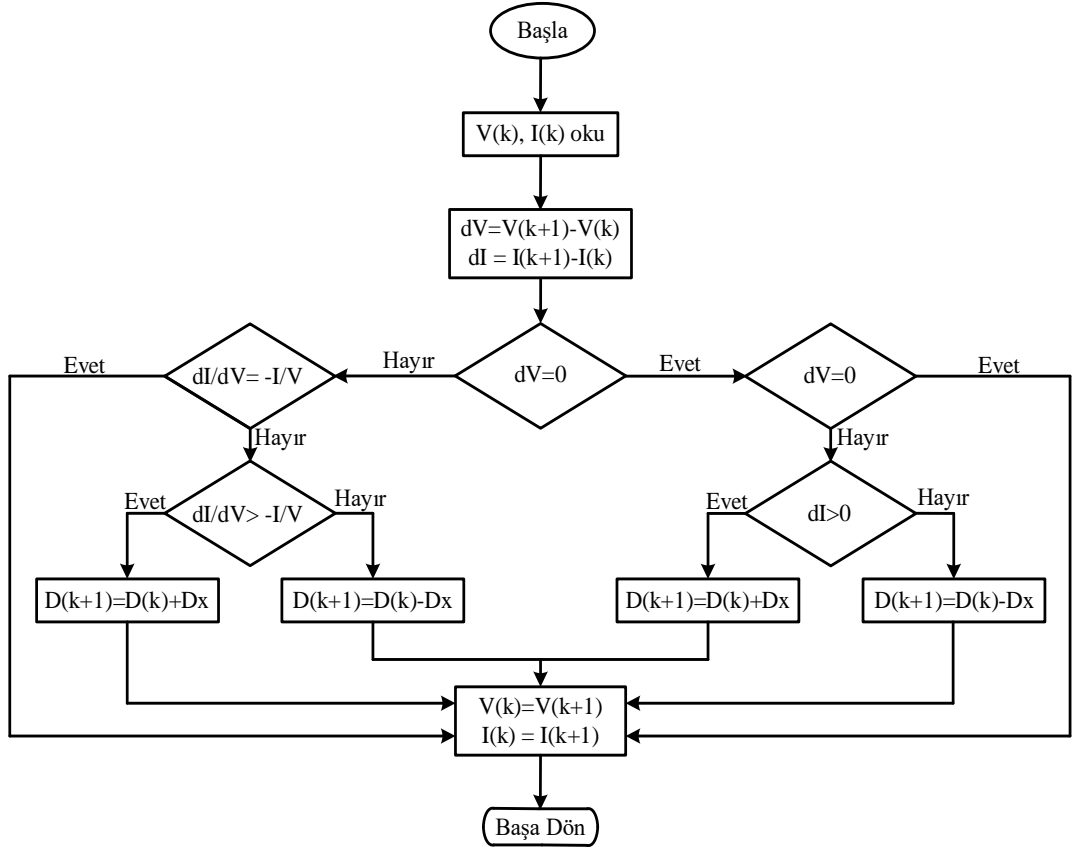
$$= I + V \frac{dI}{dV} \quad (2.9)$$

dP/dV sifıra ulaştığında aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (2.10)$$

Sistemin o anki çalışma noktası eğer dP/dV sifıra eşitse maksimum güç noktasında, dP/dV pozitif ise maksimum güç noktasının solunda, negatif ise maksimum güç noktasının sağındadır [79,80].

Şekil 2.7 ile Aİ MGNT yönteminin akış diyagramı mevcuttur. Bu algoritmada gerilim ve akım sensörler yardımıyla elde edilir. Elde edilen gerilimden bir önceki gerilim çıkarılıp gerilim değişimini ifade eden dV elde edilir. Aynı zamanda elde edilen akımdan bir önceki akım çıkarılıp akım değişimini ifade eden dI elde edilir. Eğer dV ve dI 'da bir değişiklik yoksa algoritma başa döner. Eğer dI negatif ise doluluk oranı Dx kadar azaltılır, pozitif ise doluluk oranı Dx kadar artırılır. Eğer dV sıfırdan farklı ise dI/dV oranı ile $-I/V$ oranı kontrol edilir. Eğer dI/dV oranı $-I/V$ 'ye eşit ise algoritma başa döner, $-I/V$ 'den büyükse doluluk oranı Dx kadar artırılır, $-I/V$ 'den küçükse doluluk oranı Dx kadar azaltılır. Daha sonra algoritma başa döner ve bu şekilde devam eder [79].

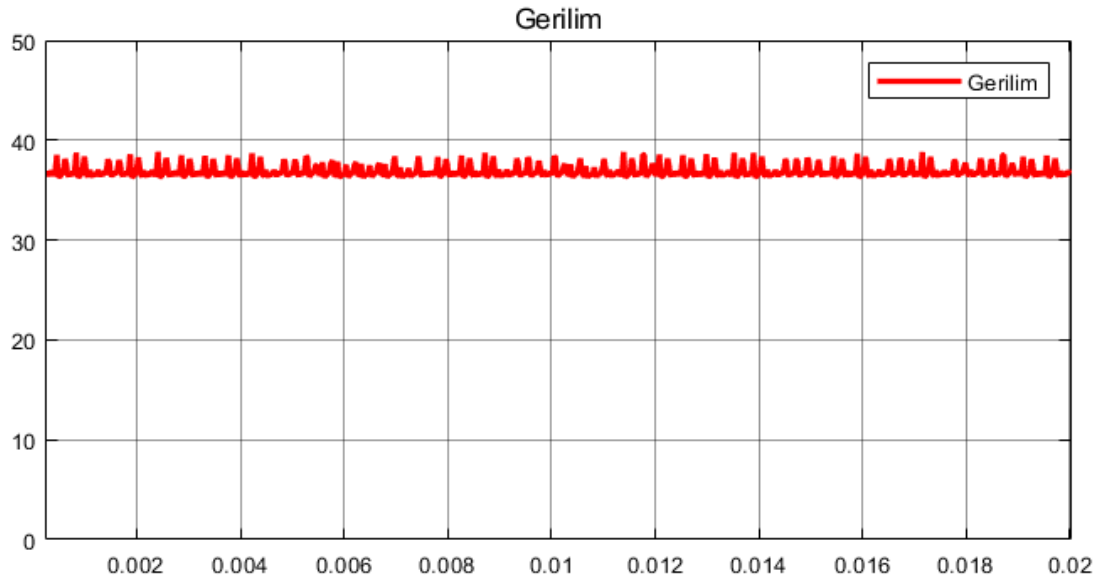


Şekil 2.7. Artan iletkenlik yöntemi akış diyagramı [79].

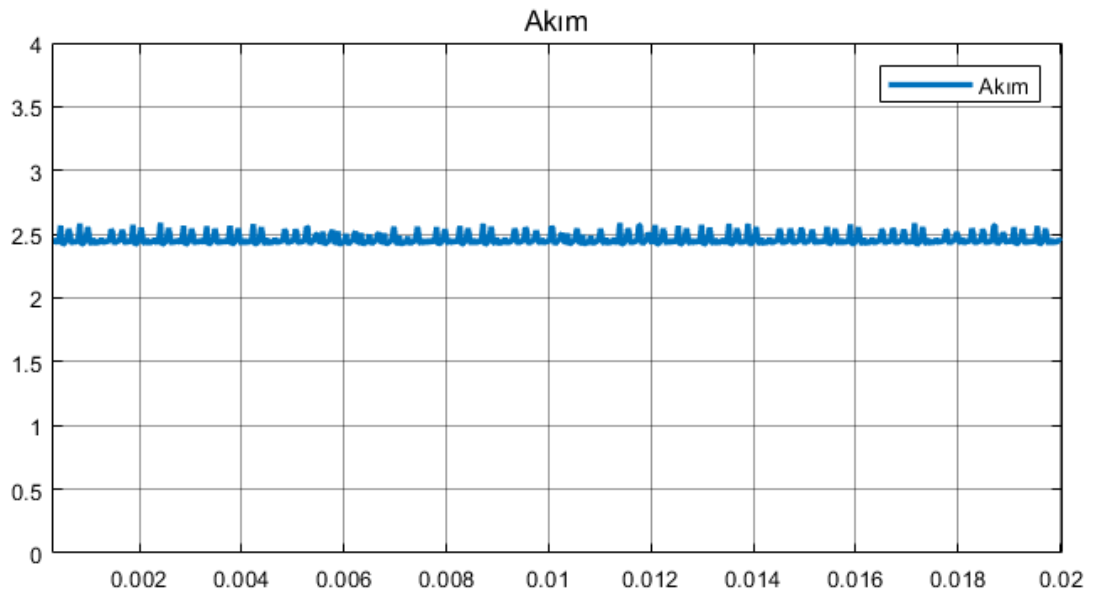
2.3. DA DEVRESİ GİRİŞ KATMANI

FV panelin gerilim ve akımı Şekil 2.8 ile verildiği gibi çıkışa aktarılan anlık gücünün değişmesiyle sürekli olarak dalgalanmaya sebep olmaktadır. Bu dalgalanmalar sebebiyle maksimum güç noktasına ulaşmayı zorlaştırmakta dolayısıyla panelden daha az verimde faydalanma sağlanılmaktadır. Sonuç olarak FV panelden maksimum verimde faydalanmak için FV panelin çıkış gerilimindeki ve akımındaki dalgalanmaları belli olan bir seviyede tutulması gerekmektedir [81,82]. Bu amaç doğrultusunda FV paneller ile çevirici veya evirici arasında filtre olarak görev yapan bağlaç kapasitörler ($C_{bağlaç}$) bulunur ve bu kapasitör değeri hesabı Denklem 2.11 ile verilmiştir. Burada $V_{dalgalılık}$ giriş gerilimindeki dalgalanmadır ve $f_{dalgalılık}$ çıkış frekansının 2 katıdır [83].

$$C_{bağlaç} = \frac{P_{MGN}}{2\pi f_{dalgalılık} V_{MGN} V_{dalgalılık}} \quad (2.11)$$



(a)



(b)

Şekil 2.8. FV panelin a) akımı, b) gerilimi.

BÖLÜM 3

GÜÇ EVİRİCİLERİ

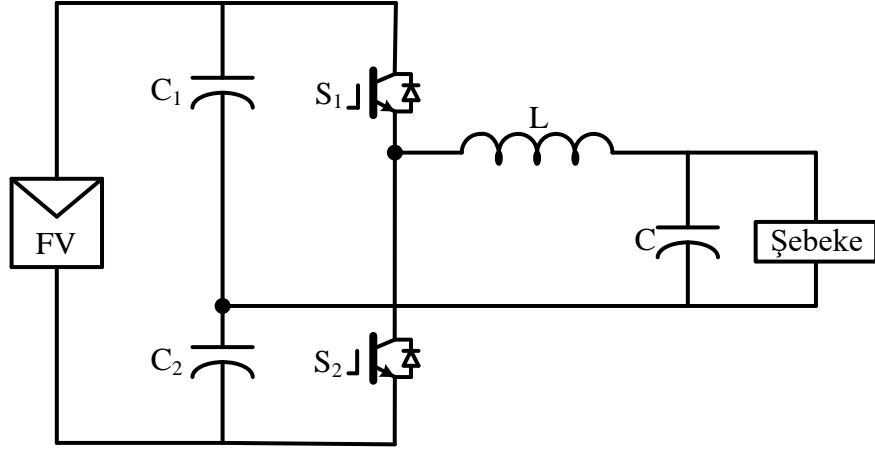
Eviriciler yapısında bulunan MOSFET veya IGBT gibi gelişmiş yarıiletken anahtarlar ile girişinde bulunan DA elektrik enerjisini AA elektrik enerjisine dönüştüren çeviricilerdir [84]. Güç MOSFET'leri tipik olarak 10 kW'tan düşük güç ve yüksek frekans anahtarlama işlemi (20-800 kHz) için kullanılır ve IGBT'ler, 100 kW'ı aşan orta-yüksek güç için kullanılır, ancak IGBT'ler kullanılarak çok yüksek frekanslı anahtarlama mümkün değildir anahtarlama frekansı 20 kHz ile sınırlıdır [85]. Eviriciler değişen yük koşullarına rağmen sabit gerilim ve frekans sağlarlar. Eviricilerin güneş enerjisini şebekeye mümkün olan en yüksek verimlilikle beslemesi gerekir. Bu sebepten dolayı bir FV panel kurulumunun verimi, FV panelin ara bağlantısı ve kalitesine bağlı olmasının yanında eviricinin güvenilirliğine ve verimliliğine bağlıdır [86].

3.1. FAZ SAYILARINA GÖRE EVİRİCİ YAPILARI

Eviriciler faz sayılarına göre tek fazlı veya üç fazlı olmak üzere iki gruba ayrılırlar.

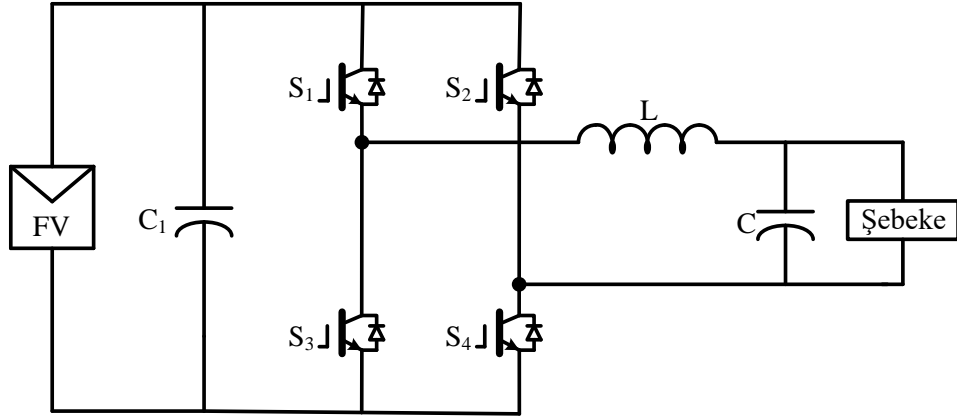
3.1.1. Tek Fazlı Eviriciler

Tek fazlı eviriciler yarım köprü veya tam köprü eviriciler olmak üzere iki farklı kategoriye ayrılmaktadır. Bunların arasında yarım köprü eviriciler Şekil 3.1 ile verildiği gibi iki anahtardan oluşan basit bir devre yapısına sahiptirler. Bununla birlikte bu tür eviricilerin giriş gerilimi kullanımı düşüktür ve anahtarların gerilimi yüksektir. Ayrıca yarım köprü eviricilerin çıkış gerilim veya akım harmonikleri büyüktür ve bu durum filtrenin maliyetinin artmasına sebep olmaktadır [28].



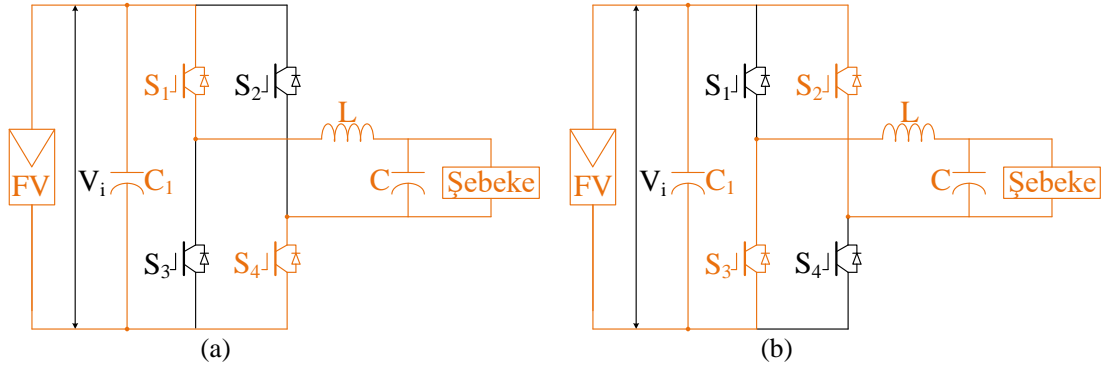
Şekil 3.1. Tek fazlı yarım köprü eviricinin devre yapısı [28].

Tek fazlı tam köprü eviriciler Şekil 3.2 ile gösterildiği gibi dört adet yarıiletken anahtardan oluşmaktadır. Yükün veya şebekenin iki terminali, sırasıyla köprü devresinin sol ve sağ bacağına orta noktalarına bağlanır [26].



Şekil 3.2. Tek fazlı tam köprü eviricinin devre yapısı [84].

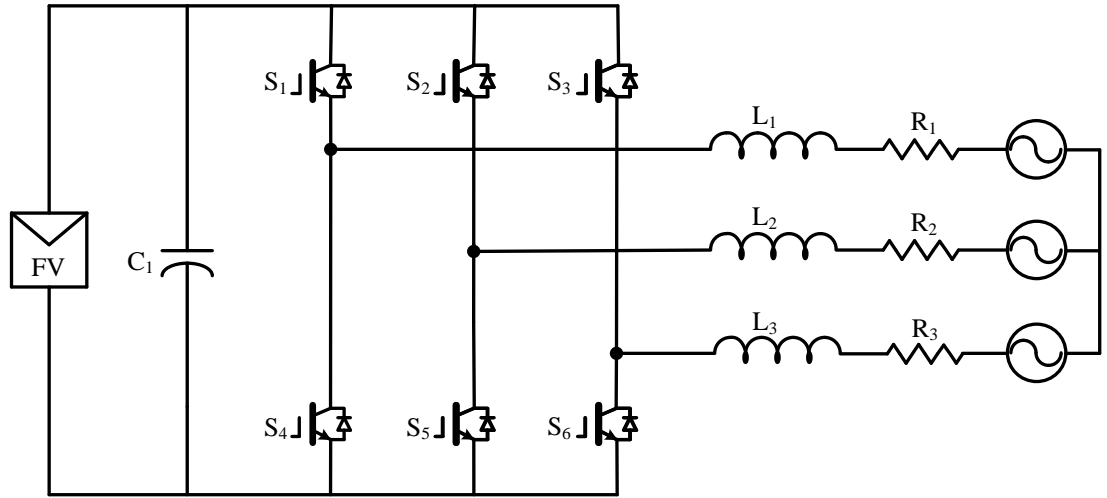
Tek fazlı tam köprü eviriciler Şekil 3.3 ile verildiği gibi anahtarların iletim/kesim durumuna göre farklı çıkış gerilimine sahip olmaktadır. Eğer S_1 ve S_4 anahtarları iletimde, S_2 ve S_3 anahtarları kesimde olursa V_i çıkış gerilimi elde edilir. S_2 ve S_3 anahtarları iletimde, S_1 ve S_4 anahtarları kesimde olursa $-V_i$ çıkış gerilimi elde edilir.



Şekil 3.3. Tek fazlı tam köprü eviricinin çalışma prensibi.

3.1.2. Üç Fazlı Eviriciler

Üç fazlı eviriciler değişken hızlı sürücü, çeşitli yenilenebilir enerji kaynaklarının şebeke entegrasyonu ve çeşitli endüstriyel uygulamaları gibi orta ile yüksek güç uygulamaları (>5 kW) için kullanılır. Üç fazlı şebeke bağlantılı eviricinin devre yapısı Şekil 3.4 ile gösterilmiştir [87].



Şekil 3.4. Üç fazlı şebeke bağlantılı eviricinin devre yapısı [88].

3.2. BESLENME KAYNAĞINA GÖRE EVİRİCİ YAPILARI

Eviriciler beslenme kaynaklarına göre akım kaynaklı eviriciler (AKE) ve gerilim kaynaklı eviriciler (GKE) olmak üzere iki farklı sınıfa ayrılırlar. Bu tür eviricilerden akım kaynaklı eviriciler AA dalga formunu kontrol eder. Bu sırada evirici DA-link bobininden beslenir. Benzer şekilde gerilim kaynaklı eviriciler AA gerilim dalga

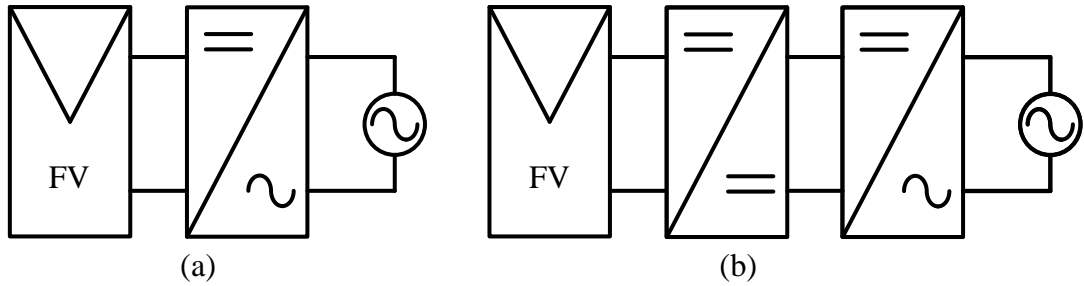
formunu kontrol eder. Bu sırada evirici bir DA-link kapasitöründen beslenir. Bu iki tür eviriciler karşılaştırıldığında GKE tasarımının daha verimli olduğu ve daha yüksek güvenilirliğe ve daha hızlı dinamik tepkiye sahip olduğu kanıtlanmıştır [89].

3.3. FV EVİRİCİ MİMARİLERİNİN SINIFLANDIRILMASI

Bu bölümde eviriciler; güç aşamaları sayısı, bağlaç kondansatörünün konumu, trafonun kullanılması ya da kullanılmamasına göre farklı mimarilerde sunulmuştur [85].

3.3.1. Güç İşleme Aşamalarının Sayısı

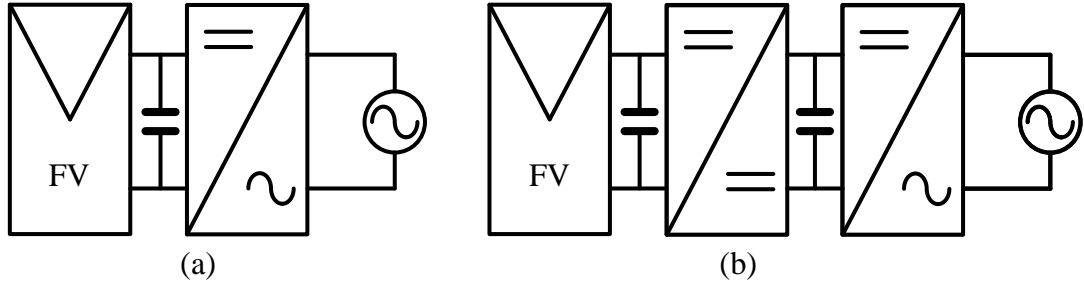
Bu bölümde evirici topolojileri güç işleme aşamalarının sayısına göre Şekil 3.5 ile verildiği gibi iki farklı şekilde sınıflandırılır. Şekil 3.5.a ile verilen evirici gerilim, MGNT ve evirici akım kontrolünün kendi gerçekleştiren tek aşamalı bir eviricidir. Şekil 3.5.b ile iki güç işleme aşamasına sahip bir evirici gösterilmiştir. Bu şeklin ilk aşaması kullanılan DA-DA dönüştürücü ile MGNT'nin gerçekleştirilmesi ikinci aşaması ise DA-AA dönüştürücü ile şebeke gereksinimlerinin sağlanmasıdır [85].



Şekil 3.5. Güç işleme aşamalarına göre eviriciler a) Tek aşamalı, b) İki aşamalı.

3.3.2. Bağlaç Kondansatörünün Konumu

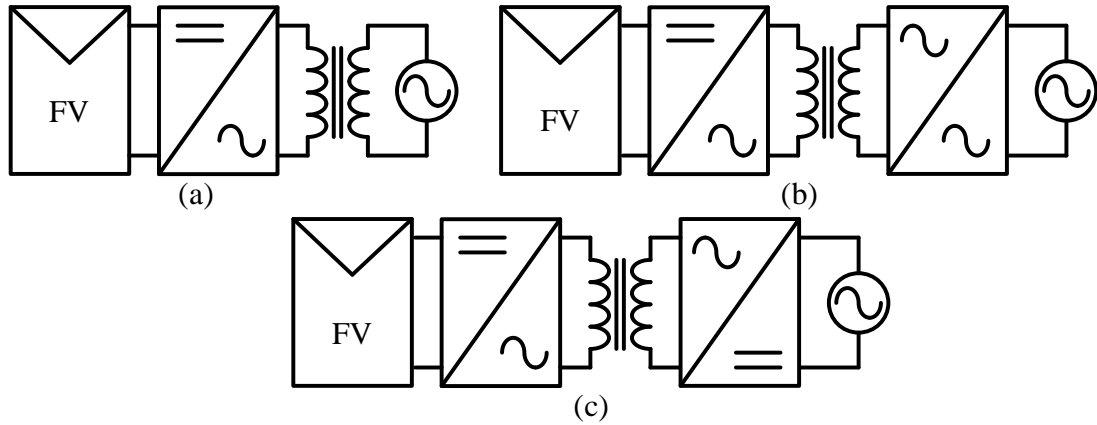
Çıkıştaki yüksek gerilimleri filtrelemek ve giriş kaynağının sadece DA bileşeninden geçmesi için bağlaç kondansatörü gereklidir. Bağlaç kondansatörü ya Şekil 3.6 (a) ile verildiği gibi FV panele paralel olarak ya da Şekil 3.6.(b) ile verildiği gibi dönüştürücüler arasındaki DA bağlantısına yerleştirilir [85].



Şekil 3.6 Bağlaç kondansatörünün konumuna göre eviriciler a) Tek aşamalı, b) İki aşamalı.

3.3.3. Transformatörler ve Ara Bağlantı Türleri

Daha önce belirtildiği gibi, bazı eviriciler Şekil 3.7 ile verildiği gibi FV dizisi ve şebeke arasında galvanik izolasyon sağlayan bir hat frekans transformatörü kullanır. Şebekeye da akım enjeksiyonu problemini ortadan kaldırır.



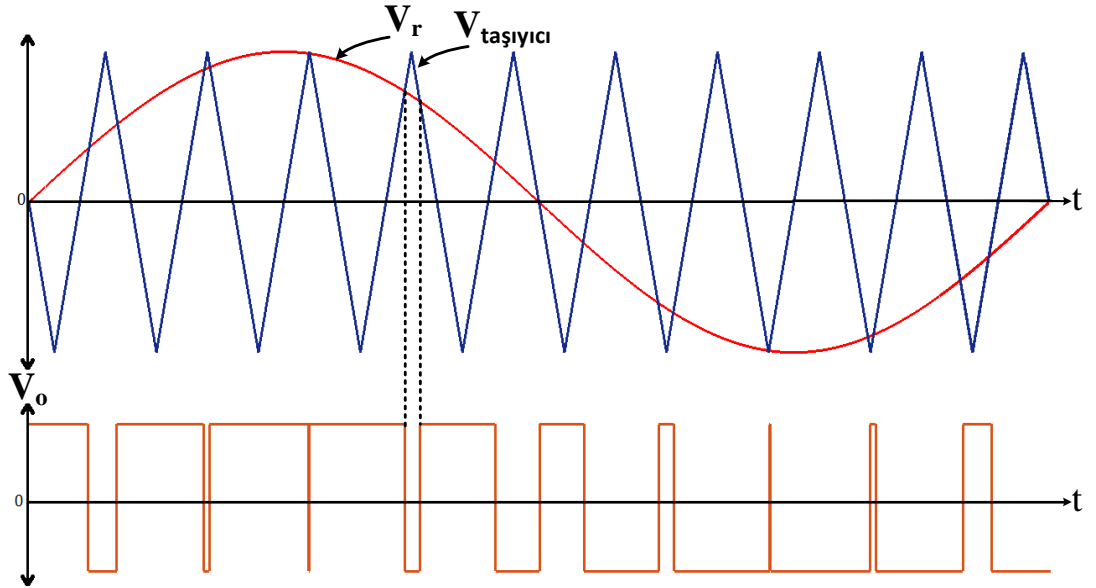
Şekil 3.7. Transformatör tabanlı eviriciler (a) Hat frekans transformatörü (b) AA-AA eviriciye gömülü yüksek frekanslı transformatör (c) AA-DA dönüştürücüye gömülü yüksek frekanslı transformatör.

Hat frekans transformatörü, artan boyut, ağırlık ve fiyat nedeniyle eviricilerde zayıf bir bileşendir. Ayrıca transformatörsüz topolojiler genellikle daha yüksek verimliliğe sahiptir ve transformatörlü eviricilerden daha ucuz olabilir [85].

3.4. EVİRİCİ MODÜLASYON YÖNTEMLERİ

Değişken frekans ve gerilim kaynağı oluşturmak için DGM tabanlı teknikler kullanılır. Gerilim kaynaklı eviriciler için ise sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SDGM) yöntemi kullanılır. SDGM yönteminde, darbe genişlikleri aynı darbenin merkezinde tahmin edilen bir referans sinyalinin genliğine oranla değiştirilir [90].

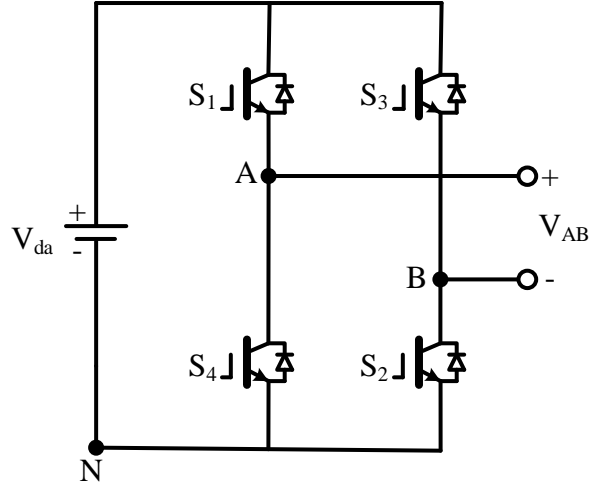
Anahtarlama sinyalleri, Şekil 3.8 ile gösterildiği gibi sinüzoidal bir referans dalga formu (V_r) ile üçgen bir taşıyıcı dalga formu ($V_{\text{taşıyıcı}}$) karşılaştırılarak oluşturulur. Referans frekans sinyali, tepe genliği ile evirici çıkış frekansını tanımlar ve aynı zamanda modülasyon oranını kontrol eder. Taşıyıcı frekansı, yarım döngü başına darbe sayısını belirler [90]. Tam köprü eviriciler için tek kutuplu anahtarlama ve iki kutuplu anahtarlama SDGM olmak üzere iki farklı SDGM tekniği mevcuttur [90,91].



Şekil 3.8. Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu.

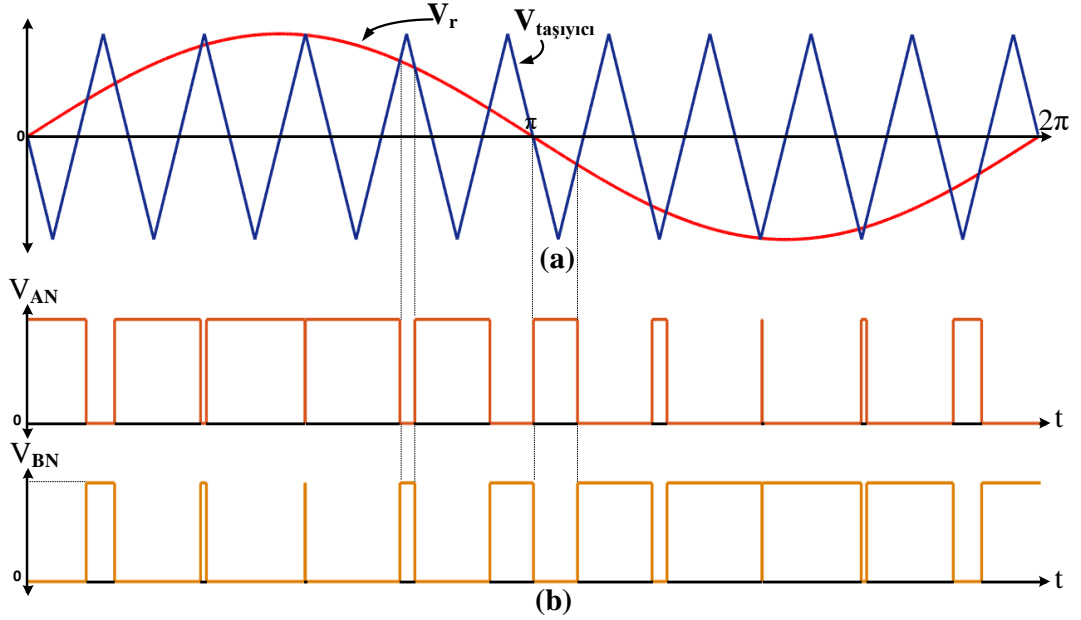
3.4.1. Çift Kutuplu Anahtarlama Eviriciler

Tek fazlı H-köprü evirici devresinin elektriksel şeması Şekil 3.9 ile verilmiştir.



Şekil 3.9. Tek fazlı H-köprü evirici devre yapısı.

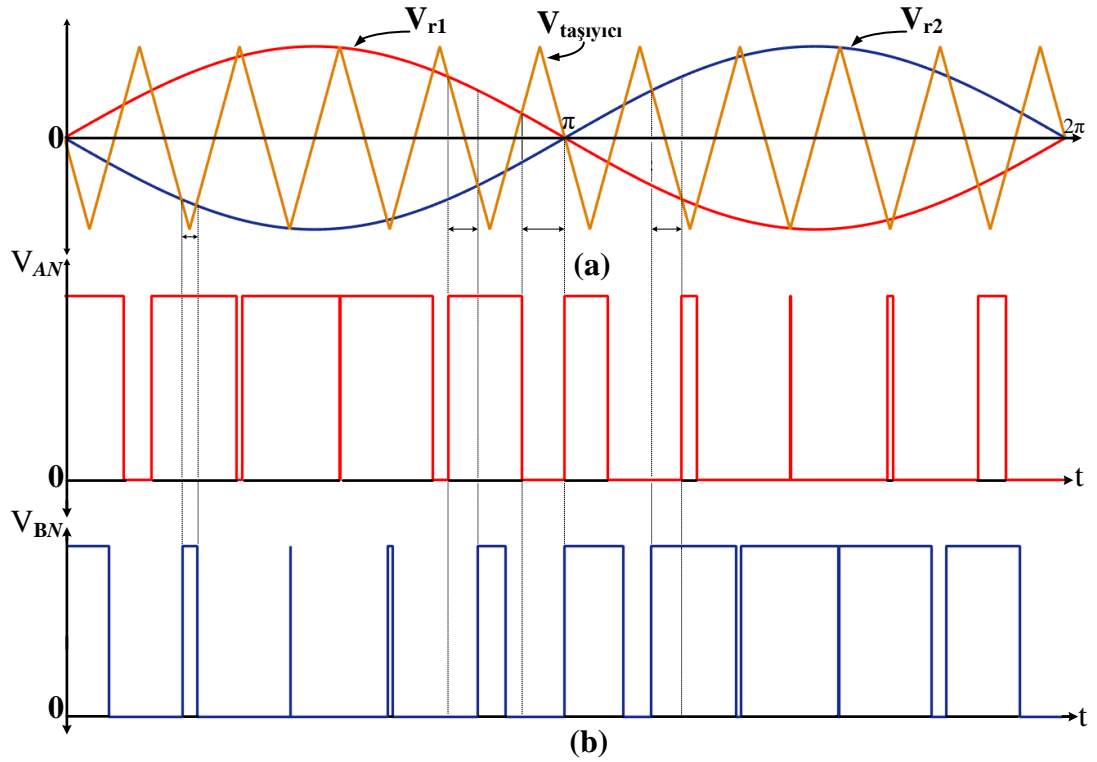
Bu teknikte Şekil 3.10 (a) ile verildiği gibi tek kutuplu DGM anahtarlama sinyali üretmek için sinüzoidal bir V_r sinyali üçgen bir $V_{\text{taşıyıcı}}$ ile karşılaştırılır. Bu sinyal kullanıldığında, A noktası ile nötr noktası arasındaki gerilim (V_{AN}) ve B noktası ile nötr noktası arasındaki gerilim (V_{BN}) Şekil 3.10 (b) ile gösterilmiştir [90,91].



Şekil 3.10. Çift kutuplu SDGM gerilim karşılaştırılması: a) referans sinyal ile üçgen taşıyıcı sinyalin karşılaştırılması b) V_{AN} ve V_{BN} çıkış gerilimleri.

3.4.2. Tek Kutuplu Anahtarlama Eviriciler

Tek kutuplu SDGM Şekil 3.11 ile verildiği gibi aynı frekansa ve büyüklüğe sahip olan ancak 180 derece faz kaymalı iki sinüzoidal V_r sinyaline sahiptir. Pozitif ve negatif olan iki sinüzoidal V_r üçgen $V_{\text{taşıyıcı}}$ ile karşılaştırılır. Bu sinyaller kullanıldığında, üst anahtar ve alt anahtarlar tamamlayıcı bir şekilde çalışır [90,91].

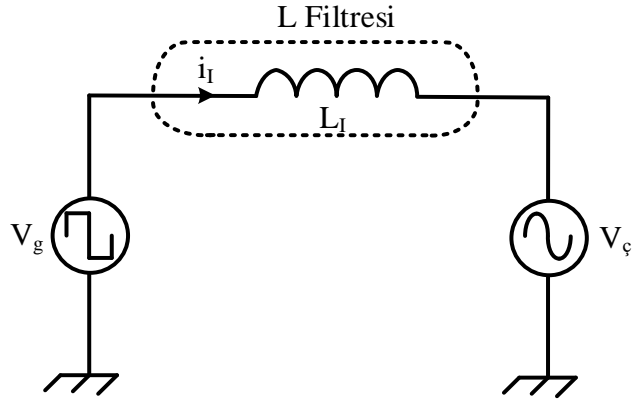


Şekil 3.11. Tek kutuplu SDGM gerilim karşılaştırılması: (a) referans sinyaller ile üçgen taşıyıcı sinyalin karşılaştırılması (b) V_{AN} ve V_{BN} çıkış gerilimleri.

3.5. EVİRİCİ ÇIKIŞ FİLTRELERİ

3.5.1. L Fitre

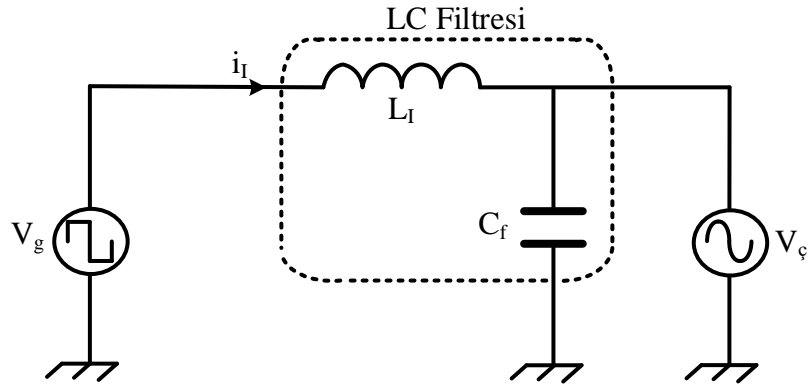
Şekil 3.12 ile L filtresinin devre yapısı gösterilmiştir. L filtresinin tasarımı birinci dereceden olduğu için basittir fakat yüksek harmonik değişime ve zayıf dinamik performansa sahiptirler [36].



Şekil 3.12. L filtresinin devre yapısı.

3.5.2. LC Filtre

LC filtresinin uygun tasarımı Şekil 3.13 ile verildiği gibi gösterilmiştir. LC filtresi L filtresine göre evirici çıkış harmoniklerinde büyük bir azalmaya neden olur ve böylece yüke çok temiz bir güç sağlar [92].



Şekil 3.13. LC filtresinin devre yapısı.

Çıkış filtresi bobininin endüktans değeri

$$L_I = \frac{V_d}{4 f_a \Delta i} \quad (3.1)$$

olarak ifade edilmektedir. Bu denklemde V_d DA bara gerilimi, Δi bobin dalgalanma akımını ve f_a evirici anahtarlama frekansını temsil etmektedir.

Çıkış filtresi kapasitörünün kapasitans değeri

$$C_f = \frac{\Delta i}{8 f_a \Delta V_o} \quad (3.2)$$

ile verilmektedir. Bu denklemde ΔV_o çıkış gerilim dalgalanmasını temsil etmektedir. LC filtresi aşağıda bulunan Denklem 3.3 ile ifade edildiği gibi ikinci dereceden bir transfer fonksiyonuna sahiptir ve bu filtrenin tasarımında Denklem 3.4 ile belirtildiği gibi kesim frekansı (f_o) önemli bir rol oynamaktadır [93].

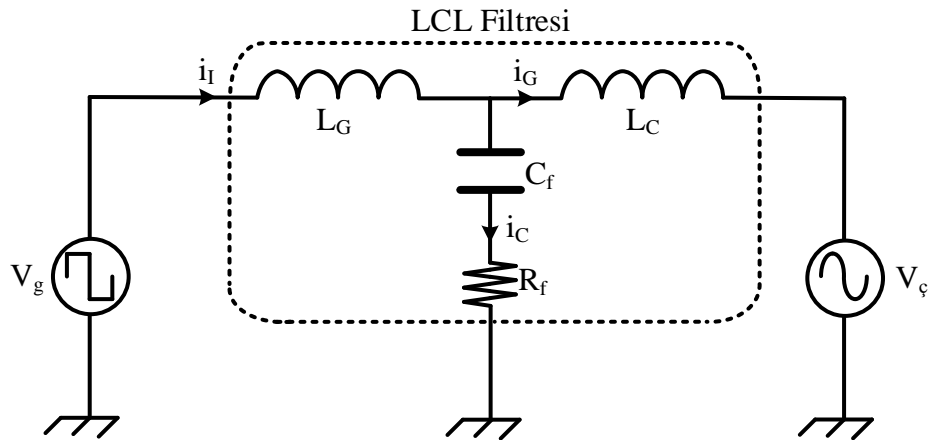
$$G(s) = \frac{1}{L_I C_f s^2 + 1} \quad (3.3)$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_I C_f}} \quad (3.4)$$

3.5.3. LCL Filtre

Şekil 3.14 ile LCL filtresine ilişkin elektriksel devre modeli verilmiştir. LCL filtresi LC filtresine göre daha az çıkış harmoniklerine sahiptir. LCL filtresi Denklem 3.5 ile ifade edildiği gibi üçüncü dereceden bir transfer fonksiyonuna sahiptir [93].

$$G(s) = \frac{C_f R_f s + 1}{L_G C_f L_C s^3 + C_f (L_G + L_C) R_f s^2 + (L_G + L_C) s} \quad (3.5)$$



Şekil 3.14. LCL filtresinin devre yapısı.

Filtre tasarımı için öncelikle Denklem 3.6 ile verildiği gibi baz empedansının değeri ve buna bağlı olarak Denklem 3.7 ile gösterilen baz kapasitörünün değeri bulunur [93].

$$Z_b = \frac{V_n^2}{P_n} \quad (3.6)$$

$$C_b = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{\text{şebeke}} \times Z_b} \quad (3.7)$$

Bu denklemlerde V_n hat RMS değeri, P_n aktif güç, $f_{\text{şebeke}}$ şebeke frekansını temsil etmektedir. Daha sonra C_f filtre kondansatörünün kapasitans değeri hesaplanır. Filtre kapasitesi değeri, şebeke tarafından kabul edilebilir maksimum güç faktörü varyasyonunun %5 olması gerçeğinden kaynaklanmaktadır. Dolayısıyla filtre kondansatörünün kapasitesi Denklem 3.8 ile ifade edildiği gibi C_b 'nin 0.05 ile çarpımı olarak hesaplanabilir [93].

$$C_f = 0,05 \times C_b \quad (3.8)$$

LCL filtresinin evirici tarafındaki L_G bobininin endüktans değeri çıkış akım dalgalanmasının nominal genliğinin %10'una kadar sınırlandırılabilir ve Denklem 3.9 ile ifade edilir [94].

$$L_G = \frac{V_{DA}}{16 f_a \times \Delta I_{L-max}} \quad (3.9)$$

Bu denklemde f_a anahtarlama frekansı, ΔI_{L-max} %10'luk akım dalgalanmasıdır ve Denklem 3.10 ile ifade edilir [94].

$$\Delta I_L = 0,1 \frac{P_n \sqrt{2}}{U_n} \quad (3.10)$$

LCL filtresinin şebeke tarafındaki L_C bobininin endüktans değeri Denklem 3.11 ile ifade edildiği gibi sönümleme direncinin sebep olduğu etkinin azaltılması göz önüne alınarak seçilen sabit bir r değerinin L_G ile çarpımı sonucu elde edilir ve bu çalışma kapsamında sabit r değeri 1,2 olarak alınmıştır [93].

$$L_C = r \times L_G \quad (3.11)$$

Son olarak filtrenin salınımlarını ve kararsız durumlarını azaltmak için kapasitöre seri bir direnç eklenmelidir. Sönümlenme direnci olarak bilinen bu direnç sistemdeki ısı kaybını artırır ve filtrenin verimliliğini azaltır [93].

Sönümlenme direncinin değeri

$$R_f = \frac{1}{3\omega_{res}C_f} \quad (3.12)$$

ile verilmektedir. Bu denklemde ω_{res} açısal hızı temsil etmektedir ve Denklem 3.13 ile gösterildiği gibi hesaplanır [93].

$$\omega_{res} = 2\pi f_{res} \quad (3.13)$$

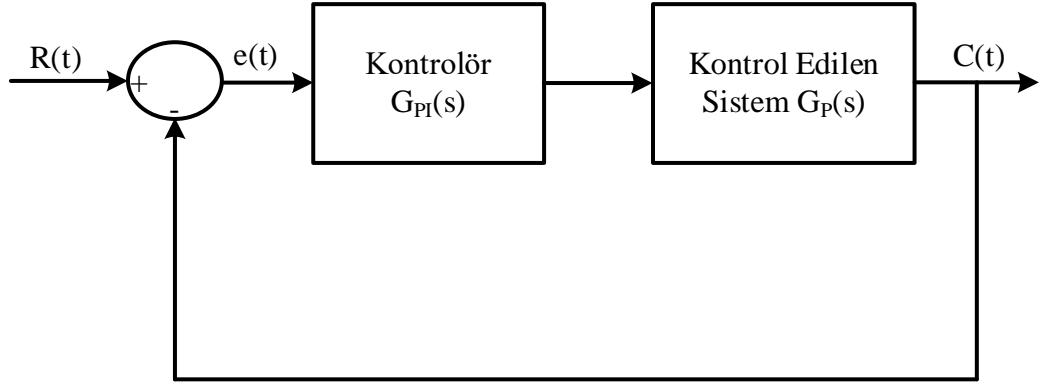
Bu denklemde f_{res} filtrenin rezonans frekansıdır ve Denklem 3.14 ile hesaplanmaktadır. Filtrenin rezonans frekansı, şebeke frekansından uzak olmalı ve anahtarlama frekansının en az yarısı olmalıdır [93].

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_G + L_C}{L_G L_C C_f}} \quad (3.14)$$

BÖLÜM 4

KONTROL YÖNTEMLERİ

Tek fazlı şebekeye bağlı eviriciler için sistemin veriminin yüksek olması ve istenilen gerilim veya akımın doğru elde edilmesi açısından kullanılacak olan kontrol yöntemleri önemli rol oynar. Kontrol sistemlerinin tasarımını kolaylaştırmak için $\alpha\beta 0$ formunu $dq0$ formuna dönüştüren Park dönüşümü yapılır ve akım veya gerilim kontrolü $dq0$ formunda gerçekleştirilir. Kontrol aşamasından sonra Clark dönüşümü adı verilen $\alpha\beta 0$ yapılır ve SDGM metodu uygulanır [38]. Kontrol tasarım yönteminde, tasarımcı kontrolörünü kontrol edilen sisteme göre nereye koymasına gerektiğini önceden belirleyerek sabit bir kontrol yapısı oluşturur. Bu tezde Şekil 4.1 ile gösterildiği gibi içlerinde en yaygın olarak kullanılan durum geri beslemeli yapıya sahip bir kontrolör tasarlanmıştır [95,96].



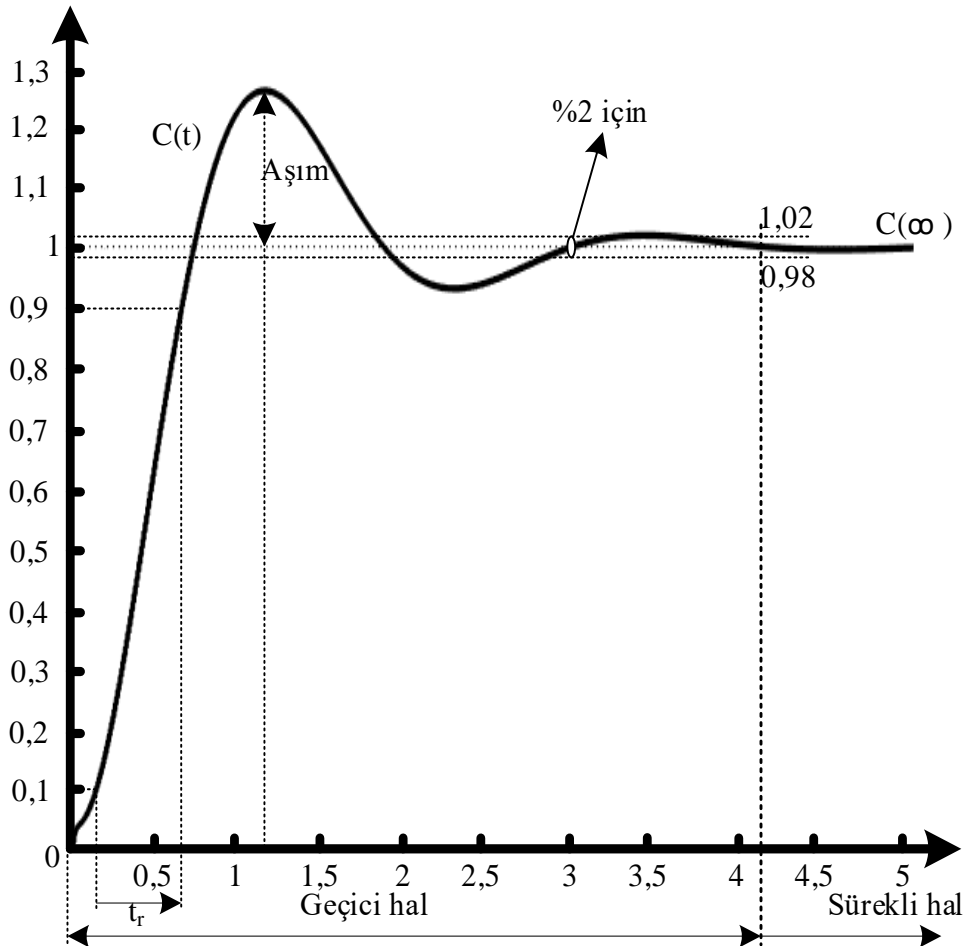
Şekil 4.1. PI kontrollü durum geri beslemeli kapalı çevrim kontrol blok diyagramı.

$R(t)$ referans değerini, $C(t)$ ölçülen değeri, $G_P(s)$ kontrol edilen sistemin transfer fonksiyonunu, $e(t)$ hatayı, $G_{PI}(s)$ PI kontrolörünü temsil etmektedir. PI kontrolörü içerisinde sistemin kontrolünü sağlayan oransal (K_P) ve integral (K_I) kontrolör katsayıları mevcuttur. Bu bölümde bu katsayıların bulunmasını sağlayan ve aynı

zamanda tezde kullanılan karakteristik denklem ile PI, PSO-PI ve BMK- PI kontrol tasarımı yöntemleri hakkında genel bilgiler verilmiştir.

4.1. KARATERİSTİK DENKLEM İLE PI KONTROL YÖNTEMİ

Karakteristik yöntem ile PI kontrolün yapılabilmesi için öncelikle zaman büyüklükleri ile tanımlanan sistemin performansı yani Şekil 4.2 ile gösterilen birim basamak giriş için geçici hal cevabı hesaplanır. Daha sonra sistemin ikinci dereceden örnek birim basamak cevabı istenen kriterler doğrultusunda oluşturulur ve sistemin karakteristik denklem kökleri hesaplanarak kontrolör katsayıları bulunur [95].



4.1.1. Sistemin Geçici Hal Kriterlerinin Belirlenmesi

2. dereceden bir sisteme ilişkin geçici hal kriterlerinin belirleyen tepe zamanı (t_p), doğal açısal frekans (ω_n), maksimum aşım (M_p), sönüm oranı (ζ), yerleşme zamanı (t_s) Tepe zamanı Denklem 4.1 ile ifade edilmektedir.

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (4.1)$$

$C(t)$ 'nin ilk tepe değeri ile $C(\infty)$ arasındaki fark aşımı belirtmektedir. Yüzdelerik aşım sadece ζ 'ye bağlıdır ve Denklem 4.2 ile ifade edilmektedir [95].

$$\%M_p = e^{-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\pi} \times 100 \quad (4.2)$$

Kontrolcünün sistem cevabının belirlenen tolerans aralığına ilk girdiği ana kadar geçen süreye yerleşme zamanı (t_s) denir. Yerleşme zamanı %2 tolerans için Denklem 4.3 ile ifade edilmektedir [95].

$$t_s = \frac{4}{\zeta \omega_n} \quad (4.3)$$

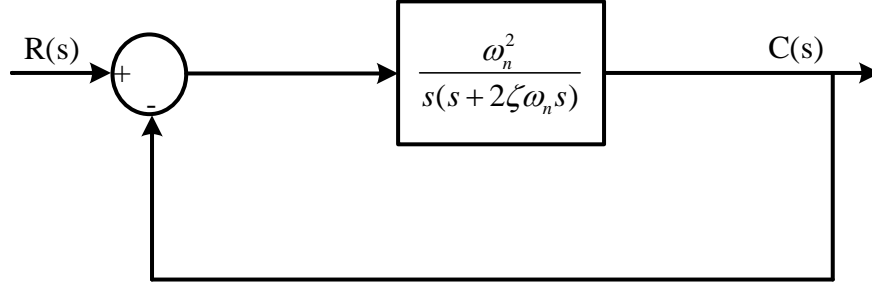
Sistem cevabının kararlı hale varış değerinin %10'undan %90'nına kadar varıncaya geçen süreye yükselme zamanı denir ve yaklaşık değeri Denklem 4.4 ile ifade edilir [95].

$$t_r = \frac{\pi-\theta}{\omega_d}, \quad 0 < \zeta < 1 \quad (4.4)$$

4.1.2. Karakteristik Köklerin ve Kontrolör Katsayıların Bulunması

Karakteristik denklem ile kontrolör katsayıları bulunulması için istenilen kriterlerin belirlenmesi sonrasında ise bu kriterler doğrultusunda sistemin II. dereceden örnek transfer fonksiyonunun dolayısıyla sistemin karakteristik köklerinin bulunması

gerekmektedir. II. dereceden örnek sistemin birim geri beslemeli kapalı çevrim kontrol blok diyagramı Şekil 4.3 ile gösterildiği gibidir [97].



Şekil 4.3. II. dereceden örnek sistemin birim geri beslemeli kapalı çevrim kontrol blok diyagramı.

Kontrol katsayılarını bulmak için öncelikle istenilen kriterler doğrultusunda Denklem 4.5 ile ifade edildiği gibi kontrol kutup köklerini belirlenir. Kontrol kutup köklerini oluşturmak için Denklem 4.2 ve Denklem 4.3 belirtilen eşitliklerin yardımı ile Denklem 4.6 ve Denklem 4.7 ile ifade edilen ζ ve ω_n bulunur [97].

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2} \quad , \quad 0 < \zeta < 1 \quad (4.5)$$

$$\zeta = \sqrt{1 - \frac{1}{\left(\frac{\ln \frac{M_P}{100}}{\pi}\right)^2 + 1}} \quad (4.6)$$

$$\omega_n = \frac{4}{\zeta t_s} \quad (4.7)$$

Daha sonra kontrol edilen sistemin karakteristik denklemi Eşitlik 4.8 ile belirtildiği gibi elde edilir ve bu eşitlik sol tarafına bilinenler ve sağ tarafına ise bilinmeyenler olmak üzere Eşitlik 4.9 ile verildiği gibi düzenlenir [97].

$$1 + G_{PI}(s)G_P(s) = 0 \quad \rightarrow \quad 1 + \left(K_P + \frac{K_I}{s}\right)G_P(s) = 0 \quad (4.8)$$

$$K_p + \frac{K_I}{s} = -\frac{1}{G_P(s)} \quad (4.9)$$

Son olarak elde edilen kontrol kutup kökü Eşitlik 4.9 ile ifade edilen denklemde yerine konular ve eşitliğin her iki tarafı düzenlenerek reel ve sanal kısımlar birbirine eşitlenerek K_p ve K_I katsayıları bulunur [97].

4.2. PARÇACIK SÜRÜSÜ OPTİMİZASYONU (PSO) KONTROL YÖNTEMİ

1995 yılında Kennedy ve Eberhart tarafından geliştirilen PSO kuş veya balık davranışlarından ilham alınarak geliştirilmiş ve bir çevre üzerindeki organizma davranışlarına dayanan bir optimizasyon yöntemidir. 1998 yılında Reynolds tarafından geliştirilen kuşların eşzamanlı hareketleri çalışmasında benzer sonuçlara yol açmaktadır. Bunun yanısıra insan sosyal davranışını modelleme isteği de algoritma gelişimi için bir motivasyon kaynağı olmuştur. PSO algoritması basit matematiksel içeriğe sahiptir ve bu yöntem için yüksek hesaplama hızına veya hafızaya gerek yoktur. Ayrıca, bu algoritmayı oluşturmak için az sayıda parametre kullanılır ve farklı uygulamalar için benzer parametreler kullanılır. Bu özellikte PSO algoritmasının doğrusal olmayan problemler için kullanılmasını üstün hale getirmiştir [98].

4.2.1. PSO Algoritması

PSO'da her birey (kuş) arama alanı boyunca belirli bir hızda hareket ederken, bireysel olarak buldukları en iyi konuma ve ortamın diğer bireylerinin bulduğu en iyi konuma göre konumunu ayarlarlar. Yani bireyler kendilerinin ve tüm sürünün geçmiş deneyimlerinden faydalanır [99].

Parçacıklar (bireyler), problemin potansiyel çözümlerini sağlayan ve boyutu, performansı artırılması istenen parametrelerin sayısı ile belirlenen D-boyutlu uzayda birer nokta olarak temsil edilirler. M adet parçacığın her biri yani konumları D-boyutlu uzayda Eşitlik 4.10 ile verildiği gibi temsil edilirler [100].

$$x_i = (x_{i1} \ x_{i2} \ x_{i3} \ x_{i4} \ x_{i5} \ \dots \ x_{iD}), \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (4.10)$$

Parçacıklar konum değiştirirken belirli hıza sahiptirler ve bu hızlar D-boyutlu uzayda Eşitlik 4.11 ile verildiği gibi temsil edilirler [100].

$$v_i = (v_{i1} v_{i2} v_{i3} v_{i4} v_{i5} \dots v_{iD}) \quad (4.11)$$

Parçacıklar D-boyutlu uzayda o zamana kadar sağladığı en iyi konuma doğru gitmek isterler. Parçacıkların her birinin en iyi konumu parçacıkların lokal en iyi konumu (p_i) olarak tanımlanır ve lokal en iyi konum, her parçacık için D-boyutlu uzayda Eşitlik 4.12 ile verildiği gibi temsil edilir [101].

$$p_i = (p_{i1} p_{i2} p_{i3} p_{i4} p_{i5} \dots p_{iD}) \quad (4.12)$$

Parçacıklar D-boyutlu uzayda kendi lokal en iyi konumlarına doğru gitme eğilimlerinin yanında ulaşılan lokal en iyi konumlar arasındaki en iyi konuma doğru hareket etme eğilimindedirler ve bu en iyi konuma global en iyi konum (g_i) denmektedir. Global en iyi konum D-boyutlu uzayda Eşitlik 4.13 ile verildiği gibi temsil edilir [101].

$$g_i = (g_{i1} g_{i2} g_{i3} g_{i4} g_{i5} \dots g_{iD}) \quad (4.13)$$

Parçacıkların hızları en iyi konumlarına ulaşabilmek için farklı rastgele terimler ile atanır ve her bir parçacığın hızı ve konumu, Eşitlik 4.14 ve Eşitlik 4.15 ile gösterildiği gibi değişir [98].

$$v_{iD}^{t+1} = v_{iD}^t + c_1 r_1 (p_{iD}^t - x_{iD}^t) + c_2 r_2 (g_i^t - x_{iD}^t) \quad (4.14)$$

$$x_{iD}^{t+1} = x_{iD}^t + v_{iD}^{t+1} \quad (4.15)$$

Eşitlik 4.14 ile ifade edildiği gibi parçacığın yeni hızı, önceki hızına, mevcut ve lokal konumuna, global en iyi konumuna ve ayrıca [0,1] aralığında ve her iterasyonda rastgele değişen r_1, r_2 sayılarına, parçacığı en iyi lokal, global en iyi konumuna doğru

çeken c_1, c_2 sayılarına bağlıdır. Parçacığın yeni konumu ise Eşitlik 4.15 ile ifade edildiği gibi önceki konumu ve güncellenen hızına bağlıdır [98].

Shi ve Eberhart, Eşitlik 4.16 ile belirtildiği gibi w eylemsizlik ağırlığını dolayısıyla parçacık hızını azaltarak PSO'nun performansını büyük ölçüde iyileştirebileceklerini göstermişlerdir. w 'nin formülü Eşitlik 4.17 ile verilmiştir [102].

$$v_{iD}^{t+1} = w \cdot v_{iD}^t + c_1 r_1 (p_{iD}^t - x_{iD}^t) + c_2 r_2 (g_i^t - x_{iD}^t) \quad (4.16)$$

$$w = w_{maks.} - T \cdot \frac{w_{maks.} - w_{min.}}{T_{maks.}} \quad (4.17)$$

Yukarıdaki eşitlikte $w_{maks.}$ ve $w_{min.}$ genellikle 0,9 ve 0,4 olarak belirlenmiş ve aynı eşitlikte T o anki iterasyon sayısını ve $T_{maks.}$ maksimum iterasyon sayısını ifade etmektedir [102].

Clerc, çalışmasında parçacığın hızını Eşitlik 4.18 ile belirtildiği gibi PSO'nun performansını iyileştirebilmek için Eşitlik 4.19 ile formülü verilen K faktörünü kullanarak güncellemeyi göstermiştir [103].

$$v_{iD}^{t+1} = K \cdot [v_{iD}^t + c_1 r_1 (p_{iD}^t - x_{iD}^t) + c_2 r_2 (g_i^t - x_{iD}^t)] \quad (4.18)$$

$$K = \frac{2}{2 - \varphi - \sqrt{\varphi^2 - 4\varphi}}, \quad \varphi = c_1 + c_2 > 4 \quad (4.19)$$

Parçacıkların D -boyutlu uzaydan çıkmasının önlenmesi için konumlarının $[x_{min.}, x_{maks.}]$ aralığında ve konumlarının belirlenen değerine göre Eşitlik 4.20 ve Eşitlik 4.21 ile verilen hız değerlerinin $[v_{min.}, v_{maks.}]$ aralığında sınırlandırılması gerekmektedir [103].

$$v_{maks.} = (x_{maks.} - x_{min.}) \cdot \overbrace{(\%10 \sim \%20)}^k \quad (4.20)$$

$$v_{min.} = -v_{maks.} \quad (4.21)$$

Başlangıç değerlerinin tanımlandıktan sonra PSO algoritması aşağıdaki adımlar ile oluşturulur [98–103].

1. adım olarak parçacıkların her elemanı için konum ve hız sınırları belirlenir ve bununla beraber yenilenecek olan denklemlerdeki parametrelerin değerleri belirlenir.

2. adım olarak D-boyutlu uzayda parçacıkların konumları ve hızları belirli sınırlar içerisinde rastgele x ve v matrisleri olarak belirlenir.

3. adım olarak seçilen uygunluk fonksiyonuna göre Eşitlik 4.22 ile verilen M boyutlu F_x vektörleri ile gösterilen X matrisinin uygunluk değeri belirlenir. Daha sonra seçilen uygunluk fonksiyonuna göre Eşitlik 4.23 ile verilen M boyutlu F_p vektörleri ile gösterilen P matrisinin uygunluk değeri belirlenir. Son olarak P matrisinin en iyi uygunluk değerine sahip parçacığı, global en iyi konum ve uygunluk değeri olarak belirlenir.

$$F_x = [f_{x1}f_{x2}f_{x3}f_{x4}f_{x5}\dots f_{xM}]^T \quad (4.22)$$

$$F_p = [f_{p1}f_{p2}f_{p3}f_{p4}f_{p5}\dots f_{pM}]^T \quad (4.23)$$

4. adım olarak her parçacığın uygunluk değeri (F_x) değeri ile o parçacığın kendi lokal en iyi konumunun uygunluk değeri (F_p) karşılaştırılır. Eşitlik 4.24 ile gösterildiği gibi eğer parçacığın o anki konumunun F_x değeri ile lokal en iyi konumunun F_p değerinden daha iyi ise parçacığın konumu ve F_x değeri, lokal en iyi konumu ve F_p değerine eşittir.

$$\begin{aligned} p_i^{t+1} &= x_i^{t+1} \text{ ve } F_{pi}^{t+1} = F_{xi}^{t+1} & , & F_{pi}^t < F_{xi}^{t+1} \\ p_i^{t+1} &= p_i^t \text{ ve } F_{pi}^{t+1} = F_{pi}^t & , & F_{pi}^t > F_{xi}^{t+1} \end{aligned} \quad (4.24)$$

5. adım olarak global en iyi konumun uygunluk değeri (F_g) ile lokal en iyi konumun F_p değeri karşılaştırılır ve bu karşılaştırma sonucu Eşitlik 4.25 ile gösterildiği gibi eğer global en iyi konumun F_g değerinden daha iyi bir lokal en iyi konum vektörünün

en iyi F_p değeri var ise parçacığın lokal konumu ve F_p değeri, global en iyi konumu (g_i) ve F_g değerine eşittir.

$$\begin{aligned} g_i^{t+1} &= p_i^{t+1} \text{ ve } F_{g_i}^{t+1} = F_{p_i}^{t+1} & , & F_{g_i}^t < F_{p_i}^{t+1} \\ g_i^{t+1} &= g_i^t \text{ ve } F_{g_i}^{t+1} = F_{g_i}^t & , & F_{g_i}^t > F_{p_i}^{t+1} \end{aligned} \quad (4.25)$$

6. adım olarak Eşitlik 4.15 ve Eşitlik 4.18 ile gösterildiği gibi parçacıkların konumları ve hızları elde edilen eşitliklere göre yenilenir.

7. adım olarak evrim süreci iterasyon sayısı yani bütün döngü tamamlanıncaya kadar tekrar eder ve bu evrim sonunda oluşturulan en iyi global konum problemin çözümü olmuş olur.

PSO algoritmasında Eşitlik 4.26, Eşitlik 4.27 ve Eşitlik 4.28 ile gösterildiği gibi optimizasyon problemlerinin çözümünde hataların karelerinin toplamı (HKT), hataların mutlak değerlerinin toplamı (HMDT) veya zamanla ağırlıklandırılmış hataların kareleri toplamı (ZAHKT) fonksiyonu hedef fonksiyonu olarak kullanılır. Optimizasyonun amacı hedef fonksiyonunu minimize etmektir [104,105].

$$HKT = \sum_{k=1}^q e^2(k) \quad (4.26)$$

$$HMDT = \sum_{k=1}^q |e(k)| \quad (4.27)$$

$$ZAHKT = \sum_{k=1}^q t \cdot e^2(k) \quad (4.28)$$

Yukarıdaki eşitliklerde q her bir parçacığın okunması esnasında hatanın ölçüm sayısını vermektedir ve uygunluk fonksiyonu Eşitlik 4.29 ile verildiği gibi hedef fonksiyonun tersinin alınmasıyla hesaplanır [104,105].

$$f = \frac{1}{f(x)} \quad (4.29)$$

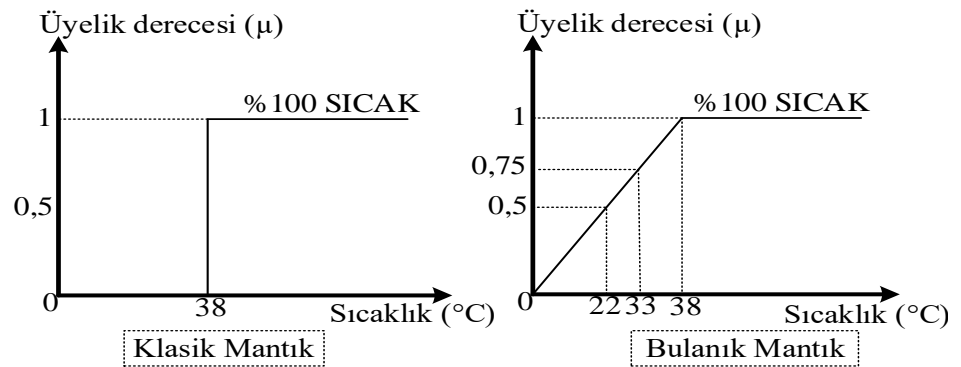
Bu tez çalışması kapsamında M, N, T, X_{\min} , X_{\max} sırasıyla 5, 2, 7, [0 0], [0,3 1] olarak alınmıştır. Burada N; K_P ve K_I katsayılarına karşılık gelmektedir.

4.3. BULANIK MANTIK İLE PI KONTROL TASARIM YÖNTEMİ

Bulanık mantık pratik özelliğe, dayanıklılığa, diğer teknikler ve uygulamalar ile kolay entegrasyona sahip olan yaygın olarak kullanılan bir tekniktir. Bulanık mantık yöntemi bulanık kümelerden oluşur ve bulanık kurallar ile temsil edilirler. Ayrıca bu yöntem kullanılarak belirsizliklerin bulunduğu sistemler ile başa çıkılabilir, lineer, lineer olmayan sistemler veya dinamik problemler için matematiksel analiz ve yaklaşım yapılabilir ve son olarak da problemleri çözmek ve kontrol etmek için modeller oluşturulabilir [106].

4.3.1. Bulanık Mantık Yönteminin Temelleri

Bulanık mantık insan kararının tamamen “olanlar-sıfırlar” veya “evet-hayır” veya “bir-sıfır” ile ilgili olmadığı ilkesine dayanır ve bulanık kontrol kuralları, esasen “eğer-o” zaman ilkesine dayanır. Bulanık kümeler, bulanık mantığın temel öğeleridir. Üyelik işlevleri bulanık kümeleri sembolize etmek için kullanılır. Bu yöntemde kullanılan üyelik işlevleri aslında bulanık sayılardır. Klasik mantık ile bulanık mantığın karşılaştırması Şekil 4.4 ile verilmiştir [107].



Şekil 4.4. Klasik mantık ile bulanık mantığın karşılaştırılması.

Yukarıdaki Şekil 4.4 ile klasik mantıkta 38°C derecenin üzerindeki ortam sıcaklığının sıcak kümesi içerisinde bulunduğunu, 38°C derecenin altındaki ortam sıcaklığının ise

soğuk kümesi içerisinde bulunduğunu, bulanık mantıkta ise 22°C sıcaklığın üyelik derecesinin 0,5 yani %50 sıcaklık kümesinde olduğunu ve bunun ne sıcak ne de soğuk olduğu, 33°C sıcaklığın üyelik derecesinin 0,75 yani %75 sıcaklık kümesinde olduğu ve 38°C ile yukarıdaki sıcaklığın üyelik derecesinin 1 yani %100 sıcaklık kümesinde olduğu anlatılmaktadır.

4.3.2. Bulanık Mantık Yönteminde Üyelik Fonksiyonu

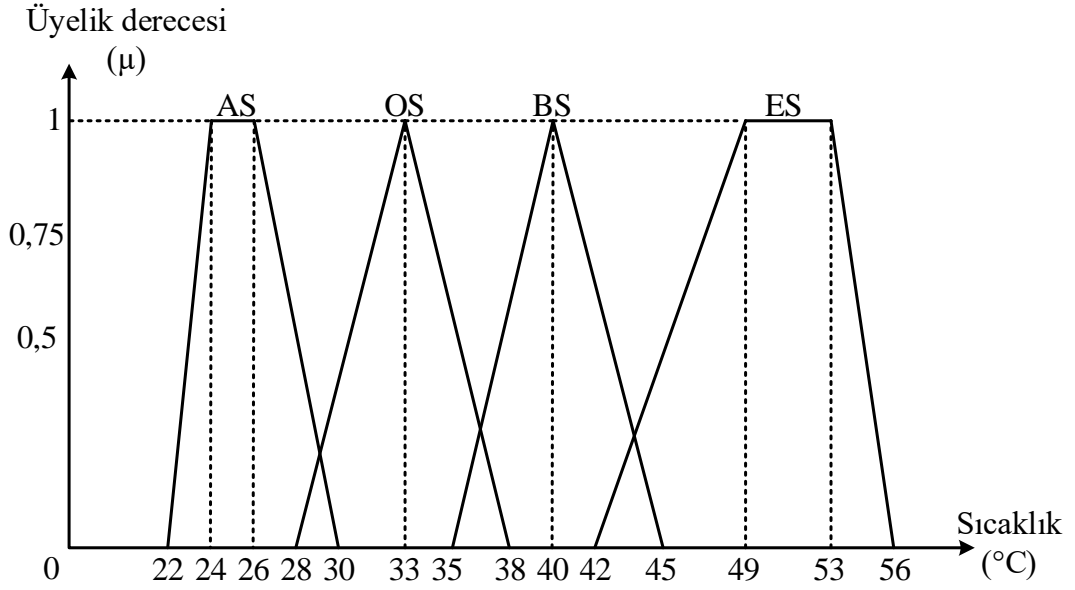
Üyelik fonksiyonu mevcut bulunan bulanıklığı saydam bir şekilde belirtmeye yarayan fonksiyonlardır. Üyelik fonksiyonları arasında üçgen ve yamuk üyelik fonksiyonları üyelik işlevleri üzerindeki doğrusallıkları, hesaplama basitlikleri nedeniyle daha çok tercih edilirler. Örnek simetrik üçgen tipi ve yamuk tipi üyelik fonksiyonları Şekil 4.5 ile gösterilmiş ve Eşitlik 4.30, Eşitlik 4.31, Eşitlik 4.32 ve Eşitlik 4.33 ile tanımlanmıştır [108].

$$\mu_{AS}(x) \begin{cases} \frac{(x-22)}{(24-22)} , & 22 \leq x \leq 24 \\ 1 & 24 \leq x \leq 26 \\ \frac{(26-x)}{(30-26)} , & 26 \leq x \leq 30 \\ 0 & x < 26, 30 < x \end{cases} \quad (4.30)$$

$$\mu_{OS}(x) \begin{cases} \frac{(x-28)}{(33-28)} , & 28 \leq x \leq 33 \\ \frac{(33-x)}{(38-33)} , & 33 \leq x \leq 38 \\ 0 , & \text{Diğer durumlar} \end{cases} \quad (4.31)$$

$$\mu_{BS}(x) \begin{cases} \frac{(x-35)}{(40-35)} , & 35 \leq x \leq 40 \\ \frac{(40-x)}{(45-40)} , & 40 \leq x \leq 45 \\ 0 , & \text{Diğer durumlar} \end{cases} \quad (4.32)$$

$$\mu_{ES}(x) \begin{cases} \frac{(x-42)}{(49-42)} , & 42 \leq x \leq 49 \\ 1 , & 49 \leq x \leq 53 \\ \frac{(53-x)}{(56-54)} , & 53 \leq x \leq 56 \\ 0 , & x < 42, 56 < x \end{cases} \quad (4.33)$$



Şekil 4.5. Üçgen ve yamuk üyelik fonksiyonu grafiği.

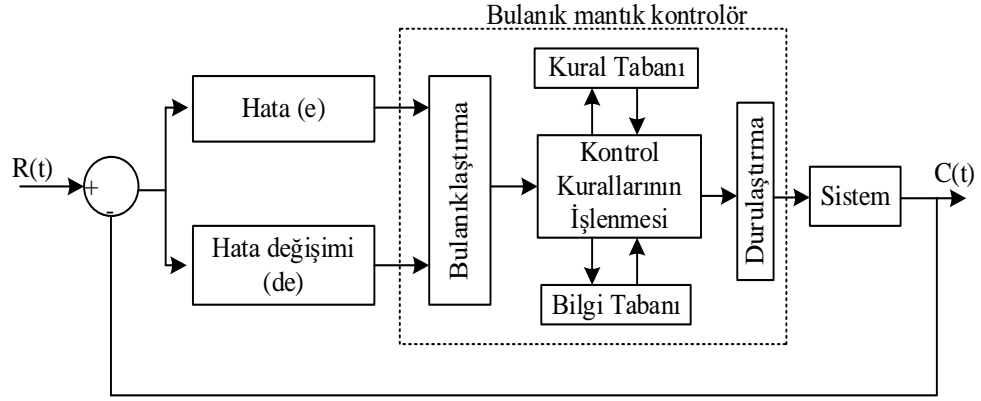
Şekil 4.5 ile görüldüğü gibi AS: 22 ile 30 arasında az sıcaklığı tanımlayan üyelik fonksiyonunu, OS: 28 ile 38 arasında orta sıcaklığı tanımlayan üyelik fonksiyonunu, BS: 35 ile 45 arasında büyük sıcaklığı tanımlayan üyelik fonksiyonunu ve ES: 42 ile 56 arasında en sıcaklığı tanımlayan üyelik fonksiyonunu ifade etmektedir.

4.3.3. Bulanık Mantık Yönteminde Dilsel Değişkenler

Günlük yaşantımızda sözel tabirleri sayısal değerlere göre daha çok kullanırız. Örnek verecek olursak otobüs yakında derken otobüsle bizim aramızdaki uzaklığın yakın olduğunu söylüyoruz. Buradan uzaklık terimi için 2 değere erişebiliriz: sayısal (100 m) veya dilsel (yakın veya uzak). Eğer sayısal değerler yerine cümleler veya kelimeler kullanılıyorsa bunlar dilsel değişkenler adını alır [109].

4.3.4. Bulanık Mantık Denetimi

Şekil 4.6 ile bulanık mantık denetleyicinin blok şeması verilmiştir. Bu şekil ile gösterildiği gibi bulanık kontrolör bulanıklaştırma arabirimi, karar verme ünitesi, durulaştırma arabirimi ve bilgi tabanı olmak üzere dört bileşenden oluşur ve hata (e) referans değer (R) ile o andaki değer farkına (c), hatadaki değişim (de) şimdiki hata (e(k)) ile önceki hatanın (e(k-1)) farkına eşittir [110].



Şekil 4.6. Bulanık mantık denetleyicinin blok şeması.

4.3.4.1. Kurallar Tabanı

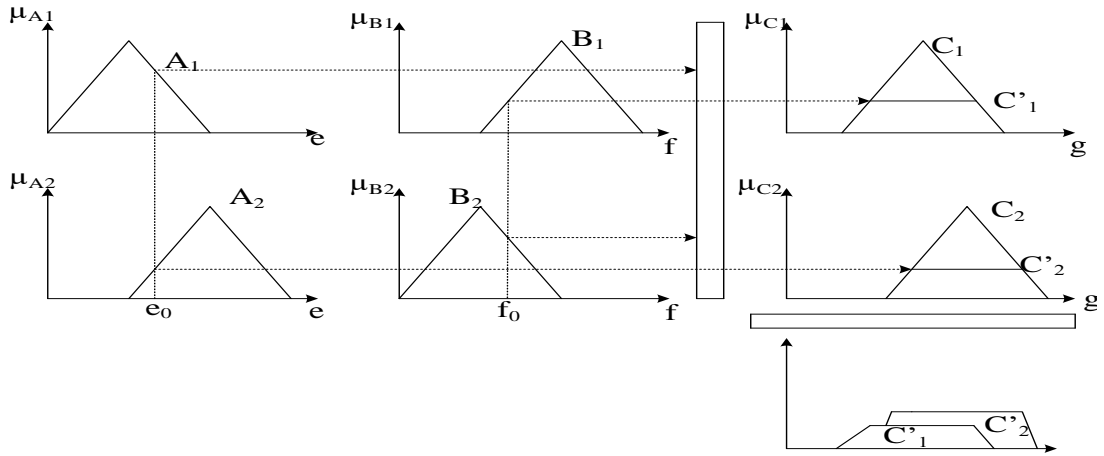
Bulanık bir “eğer-o” zaman kuralı, bir çıktı veya sonucu tanımlamak için dilsel değişkenler ve bulanık kümelerden oluşan bir koşulu birleştirir. Bu kuralın “eğer” kısmı koşullar hakkında bilgi verir ve o zaman kısmı koşullar sonucu bir çıktı veya sonuç içerir. Çizelge 4.1 ile kurallar tablosu ile ilgili klima sisteminin örneği verilmiştir. Bu çizelgede iki giriş bir çıkış mevcuttur ve bu girişler o anki sıcaklık (T) ile sıcaklığın o anki değişimini (ΔT), çıkış ise klimanın motorunun hızını temsil etmektedir. Ayrıca bu çizelge örneğin eğer T düşük, ΔT yüksek ise motorun hızı ortadır şeklinde dokuz tane kural içermektedir [111].

Çizelge 4.1. Bulanık kuralların bir örneği.

$\Delta T \backslash T$	DÜŞÜK	ORTA	YÜKSEK
DÜŞÜK	HIZLI	ORTA	ORTA
ORTA	HIZLI	YAVAŞ	YAVAŞ
YÜKSEK	ORTA	YAVAŞ	YAVAŞ

4.3.4.2. Bulanık Çıkarım ve Durulaştırma

Bulanık kurallar, bulanık operatör olarak tanımlanır ve problemin çözülmesi için bulanık operatör oldukça önemlidir. Bulanık operatörlerden en basit ve en çok kullanılan operatör MIN operatörüdür. İçlerinde en çok kullanılan Mamdani çıkarım mekanizması için Şekil 4.7 ile verilen kırpma (min.-maks.) çıkarımı uygundur. Bulanık çıkarım sonucu elde edilen bulanık sonucun değere dönüştürülmesi işlemine durulaştırma denir [112].



Şekil 4.7. Mamdani çıkarım yöntemi.

BÖLÜM 5

EVİRİCİ SİSTEM TASARIMI

Eviricinin verimli bir şekilde çalışması için giriş gerilimindeki dalgalanmaların Bölüm 2’de belirtildiği gibi Denklem 2.11 ile ifade edilen bağlaç kapasitör ile belirli bir seviyede tutulması gerekmektedir. Bu bağlamda belirli güç ve dalgalanma değeri için bir evin günlük enerji ihtiyacını karşılaması açısından her biri 250W’luk maksimum güç ve 30,7V’luk maksimum güç noktası için gerekli olan gerilim değerine sahip olan 14 adet seri bağlı FV panel kullanılmıştır. Sonuç olarak P_{MGN} , $f_{dalgalılık}$, V_{MGN} ve $V_{dalgalılık}$ değerleri sırasıyla 3503W, 100Hz, 429V ve 2V olması öngörülmesi durumunda gerekli olan bağlaç kapasitans değeri,

$$C_{bağlaç} = \frac{P_{MGN}}{2\pi f_{dalgalılık} V_{MGN} V_{dalgalılık}} = \frac{3503}{2 \times \pi \times 100 \times 429 \times 2} = 6,49 \text{ mF} \quad (5.1)$$

olarak hesaplanmıştır. FV panelden maksimum güç elde etmek için *P&O* yöntemi maksimum güç noktası takipçisi olarak kullanılmıştır. Ayrıca FV panellerden istenilen koşullarda elektrik enerjisi üretimi için önemli rol oynayan eviriciler olarak FV panelden elde edilen güç 10kW’tan düşük olduğu için MOSFET yarıiletken anahtar yapısına sahip tek fazlı tek aşamalı gerilim kaynaklı evirici kullanılmıştır. Eviricinin çıkışında sinüzoidal bir AA üretmek için LCL filtresi kullanılmıştır ve bu filtrenin parametreleri daha önce Bölüm 3’te belirtilen denklemlerden yararlanarak aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

Eviricinin gücü (P) 3503W, çıkış gerilimi (U_n) 220V olduğu için baz empedansı (Z_b) Denklem 3.6 ile ifade edilen eşitlikten yararlanılarak Denklem 5.2 ile hesaplanmıştır.

$$Z_b = \frac{V_n^2}{P_n} = \frac{220^2}{3503} = 13,82 \Omega \quad (5.2)$$

Filtre kondansatörünün (C_f) değerinin hesaplanması için baz kondansatör (C_b) değerinin hesaplanması gerekmektedir. C_b değeri Denklem 3.7 ile ifade edilen eşitlikten yararlanılarak Denklem 5.3 ile hesaplanmıştır.

$$C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} = \frac{1}{2\pi f_{\text{şebeke}} Z_b} = \frac{1}{2 \times \pi \times 50 \times 13,82} = 0,23 \text{ mF} \quad (5.3)$$

C_f değeri Denklem 3.8 ile ifade edildiği gibi C_b değerinin %5 'i kadar olmalıdır ve Denklem 5.4 ile gösterildiği gibi hesaplanmıştır.

$$C_f = 0,05 \times C_b = 0,05 \times 2,30 \times 10^{-4} = 11,518 \text{ } \mu\text{F} \quad (5.4)$$

Evirici çıkışındaki akım dalgalanması Denklem 3.10 ile ifade edilen eşitlikten yararlanılarak Denklem 5.5 ile hesaplanmıştır.

$$\Delta I_L = 0,01 \frac{P_n \sqrt{2}}{V_n} = 0,1 \times \frac{3503 \times \sqrt{2}}{220} = 2,2518 \text{ A} \quad (5.5)$$

LCL filtresinin evirici tarafında bulunan L_G bobininin endüktans değeri eviricinin anahtarlama frekansının 5kHz ve DA giriş gerilim kaynağının (V_{DA}) 429V seçilmesi halinde Denklem 3.9 ile ifade edilen eşitlikten faydalanılarak Denklem 5.6 ile hesaplanmıştır.

$$L_G = \frac{V_{DA}}{16 f_a \times \Delta I_{L-max}} = \frac{429}{16 \times 5 \times 10^3 \times 2,2518} = 2,4 \text{ mH} \quad (5.6)$$

LCL filtresinin şebeke tarafındaki L_G bobininin endüktans değeri Denklem 3.11 ile belirtilen eşitlikten faydalanılarak Denklem 5.7 ile hesaplanmıştır ve sönümlenme direncinin neden olduğu etkinin göz önüne alınması sonucu r değeri 1,2 alınmıştır.

$$L_C = r \times L_G = 1,2 \times 0,0024 = 2,9 \text{ mH} \quad (5.7)$$

Filtrenin tasarımı için son olarak filtrenin kararsız durumlarını ve salınımlarını azaltmak için sönümlenme direncinin (R_f) hesaplanması gerekmektedir. Fakat R_f 'nin

hesaplanması için öncelikle filtrenin rezonans frekansı ve açısal hızı Denklem 3.14 ve Denklem 3.13 ile belirtilen eşitliklerden yararlanılarak Denklem 5.8 ve Denklem 5.9 ile hesaplanmıştır.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_G + L_C}{L_G L_C C_f}} = \frac{1}{2\pi} \times \sqrt{\frac{2,4 \times 10^{-3} + 2,9 \times 10^{-3}}{2,4 \times 10^{-3} \times 2,9 \times 10^{-3} \times 1,1518 \times 10^{-5}}} = 1,30 \text{ kHz} \quad (5.8)$$

$$\omega_{res} = 2\pi f_{res} = 2 \times \pi \times 1,30 \times 10^3 = 8,18 \times 10^3 \text{ rad/s} \quad (5.9)$$

R_f değeri ise Denklem 3.12 ile belirtilen eşitlikten faydalanılarak Denklem 5.10 ile hesaplanmıştır.

$$R_f = \frac{1}{3\omega_{res} C_f} = \frac{1}{3 \times 8,18 \times 10^3 \times 1,1518 \times 10^{-5}} = 3,538 \Omega \quad (5.10)$$

LCL filtresinin devre yapısında bulunan devre elemanlarının parametrelerinin değerleri hesaplanmıştır ve aşağıda belirtilen Çizelge 5.1 ile verilmiştir.

Çizelge 5.1. LCL filtresinin devre yapısında bulunan devre elemanlarının parametreleri.

Parametreler	Değerleri
C_f	11,518 μF
L_G	2,4 mH
L_C	2,9 mH
R_f	3,538 Ω

Tasarlanan filtreden sonra tek fazlı gerilim kaynaklı şebeke bağlantılı evirici sisteminin veriminin ve filtrenin çıkışındaki akımın doğru elde edilmesi bakımından, kullanılacak olan kontrol yöntemlerinden biri olan karakteristik denklem ile PI kontrol yöntemi uygulanarak elde edilecek olan kontrolör katsayıları aşağıdaki adımlar izlenerek oluşturulacaktır.

1. adım olarak kontrol edilecek olan sistemin yani tasarlanan LCL filtresinin kapalı çevrim transfer fonksiyonu Denklem 3.5 ile belirtilen eşitlikten yararlanılarak Eşitlik 5.11 ile gösterildiği gibi hesaplanmıştır.

$$G_P(s) = \frac{C_f R_f s + 1}{L_G C_f L_C s^3 + C_f (L_G + L_C) R_f s^2 + (L_G + L_C) s} =$$

$$\frac{10^{-5}}{10^{-11}} \times \frac{1,1518 \times 3,538 \times s + 1}{2,4 \times 1,1518 \times 2,9 \times s^3 + 1,1518 \times 10^3 \times (2,4 + 2,9) \times 3,538 \times s^2 + 10^8 \times (2,4 + 2,9) \times s} =$$

$$\frac{4,077 \times 10^6 \times s + 1}{8,016 \times s^3 + 2,159 \times 10^4 \times s^2 + 5,3 \times 10^8 \times s} \quad (5.11)$$

Yukarıdaki denklem ile ifade edilen kapalı çevrim transfer fonksiyonu bundan sonra uygulanacak olan adımların daha kolay olması açısından Denklem 5.12 ile ifade edilecektir.

$$G_P(s) = \frac{4,077 \times 10^{-5} \times s + 1}{8,016 \times 10^{-11} \times s^3 + 2,159 \times 10^{-7} \times s^2 + 5,3 \times 10^{-3} \times s} \rightarrow \frac{as+1}{bs^3+cs^2+ds} \quad (5.12)$$

2. adım olarak kontrol edilecek olan sistem için istenilen kriterlerin belirlenmesi gerekmektedir. Bu doğrultuda aşım $M_p = \%8$, yerleşme zamanı birim basamak giriş için $\%2$ toleransına göre $t_s = 1,5s$ olarak belirlenmiştir.

3. adım olarak sönüm oranı (ζ) ve doğal açısal frekansı (ω_n) Denklem 4.6 ve Denklem 4.3 ile belirtilen eşitliklerden faydalanılarak Eşitlik 5.13 ve Eşitlik 5.14 ile gösterildiği gibi hesaplanmıştır.

$$\zeta = \sqrt{1 - \frac{1}{\left(\frac{\ln \frac{M_p}{100}}{\pi}\right)^2 + 1}} = \sqrt{1 - \frac{1}{\left(\frac{\ln \frac{M_p}{100}}{\pi}\right)^2 + 1}} = 0,6265 \quad (5.13)$$

$$t_s = \frac{4}{\zeta \omega_n} \rightarrow \omega_n = \frac{4}{t_s \zeta} = \frac{4}{1,5 \times 0,6262} = 4,2559 \text{ s} \quad (5.14)$$

4. adım olarak Denklem 4.5 ile ifade edilen eşitlikten yararlanılarak II. Dereceden örnek sistemin kontrol kutup kökleri Eşitlik 5.15 ile gösterildiği gibi hesaplanmıştır.

$$s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} = -0,6265 \times 4,2559 \pm j \times 4,2559 \times \sqrt{1-0,6265^2}$$

$$= -2,6667 \pm 3,3168j \quad (5.15)$$

5. adım olarak kontrol edilecek olan sistemin karakteristik denklemi Denklem 5.16 ile belirtildiği şekilde ifade edilmiştir.

$$1 + G_{PI}(s)G_P(s) = 0 \rightarrow 1 + \left(K_P + \frac{K_I}{s}\right) \left(\frac{as+1}{bs^3+cs^2+ds}\right) = 0 \quad (5.16)$$

6. adım olarak yukarıda elde edilen eşitlik sol tarafına bilinenler ve sağ tarafına ise bilinmeyenler olmak üzere Eşitlik 5.17 ile verildiği gibi düzenlenmiştir.

$$\left(K_P + \frac{K_I}{s}\right) \left(\frac{as+1}{bs^3+cs^2+ds}\right) = -1 \rightarrow \left(K_P + \frac{K_I}{s}\right) = \frac{-bs^3-cs^2-ds}{as+1} \quad (5.17)$$

7. adım olarak kontrol kutup kökü $s_1 = -2,6667 + 3,3168j$ Denklem 5.17 ile verilen eşitlikte yerine koyularak Eşitlik 5.18 elde edilmiştir.

$$\left(K_P + \frac{K_I}{(-2,6667+3,3168j)}\right) =$$

$$\frac{-(8,016 \times 10^{-11}) \times (-2,6667+3,3168j)^3 - (2,159 \times 10^{-7}) \times (-2,6667+3,3168j)^2 - 5,3 \times 10^{-3} \times (-2,6667+3,3168j)}{4,077 \times 10^{-5} \times (-2,6667+3,3168j) + 1}$$

$$= 0,0141 - 0,0175j \quad (5.18)$$

8. adım olarak Denklem 5.18 ile verilen eşitliğin her iki tarafı düzenlendikten sonra reel ve sanal kısımlar birbirine eşitlenerek Eşitlik 5.19 oluşturulmuştur.

$$\left(K_P + \frac{K_I}{(-2,6667+3,3168j)}\right) = 0,0141 - 0,0175j$$

$$\rightarrow \frac{(-2,6667K_P+K_I)+3,3168K_Pj}{(-2,6667+3,3168j)} = 0,0141 - 0,0175j$$

$$\rightarrow \underbrace{-2,6667K_P + K_I}_{reel\ kısım} + \underbrace{3,3168K_Pj}_{sanal\ kısım} = \underbrace{0,0204}_{reel\ kısım} + \underbrace{0,0934j}_{sanal\ kısım} \quad (5.19)$$

Son olarak Denklem 5.19 ile verilen eşitlik ile anlaşılacağı üzere kontrolör katsayıları $K_P = 0,0282$ ve $K_I = 0,0956$ olarak elde edilmiştir. Her üç yonteme ilişkin kontrolör katsayıları Çizelge 5.2 ile verilmiştir. Ayrıca BMK katsayıları dinamik olduğu için sadece algoritmaya verilen alt sınır ve üst sınır değerleri çizelgede sunulmuştur. Çalışma esnasında bu sınırlar arasında algoritmaya bağılı olarak kontrolör katsayıları değişiklik göstermektedir.

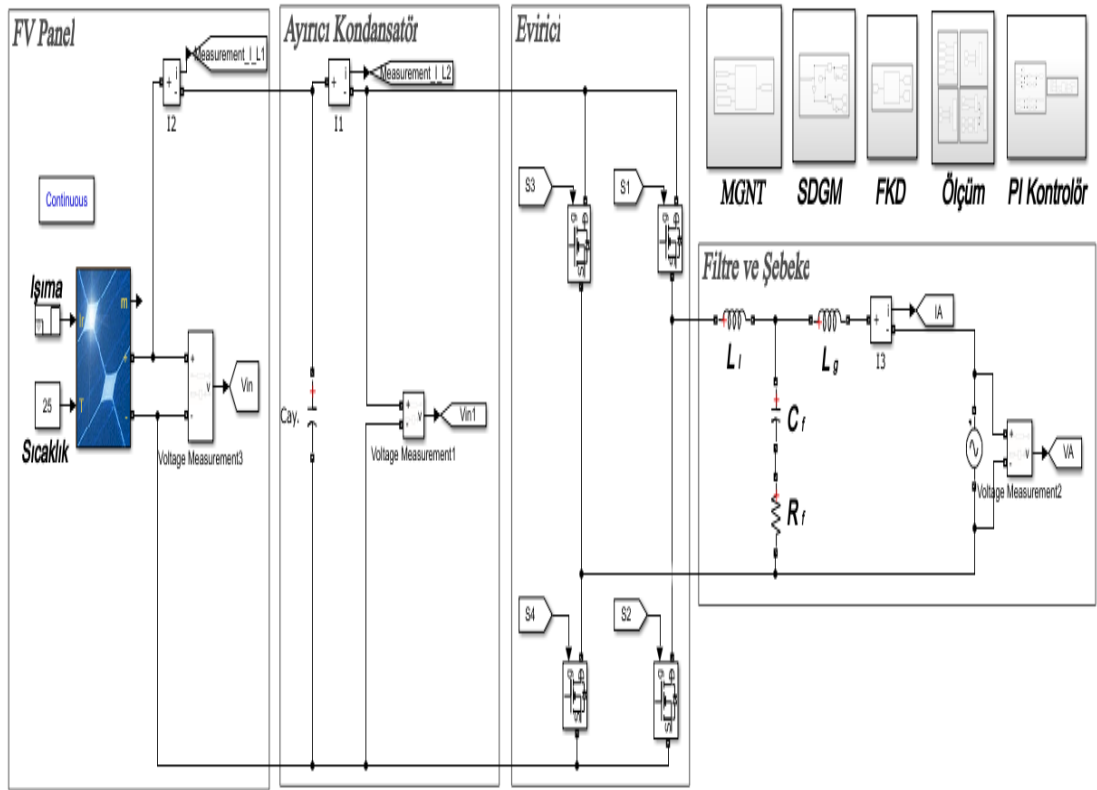
Çizelge 5.2. Üç yonteme ait kontrolör katsayıları.

Yöntemlere göre elde edilen kontrolör katsayıları	K_P	K_I
Karakteristik denklem yöntemi	0,0282	0,0956
PSO-PI yöntemi	0,0342	0,1235
BMK-PI yöntemi	0,02 – 0,04	0,07 – 0,13

BÖLÜM 6

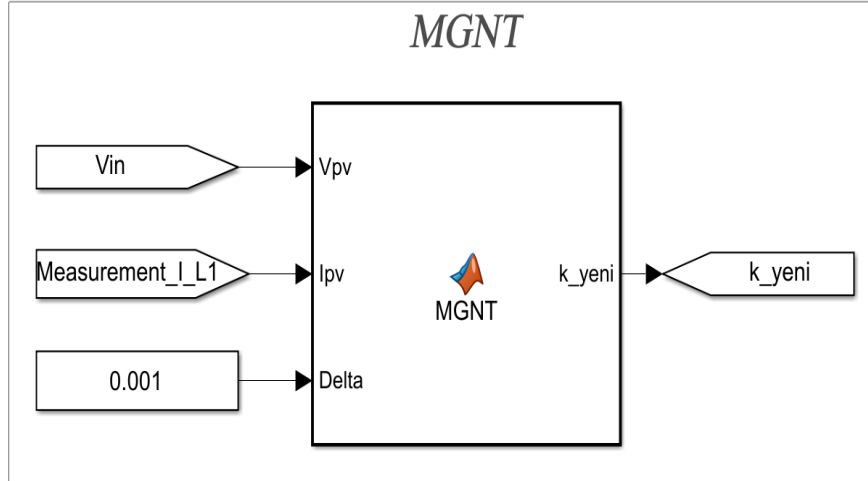
BENZETİM ÇALIŞMASI

Tasarlanmış olan tek fazlı gerilim kaynaklı şebeke bağlantılı evirici sistemi Matlab&Simulink programında farklı kontrol teknikleriyle gerçekleştirilmiştir. Evirici sistemin simulink modeli Şekil 6.1 ile verilmiştir.



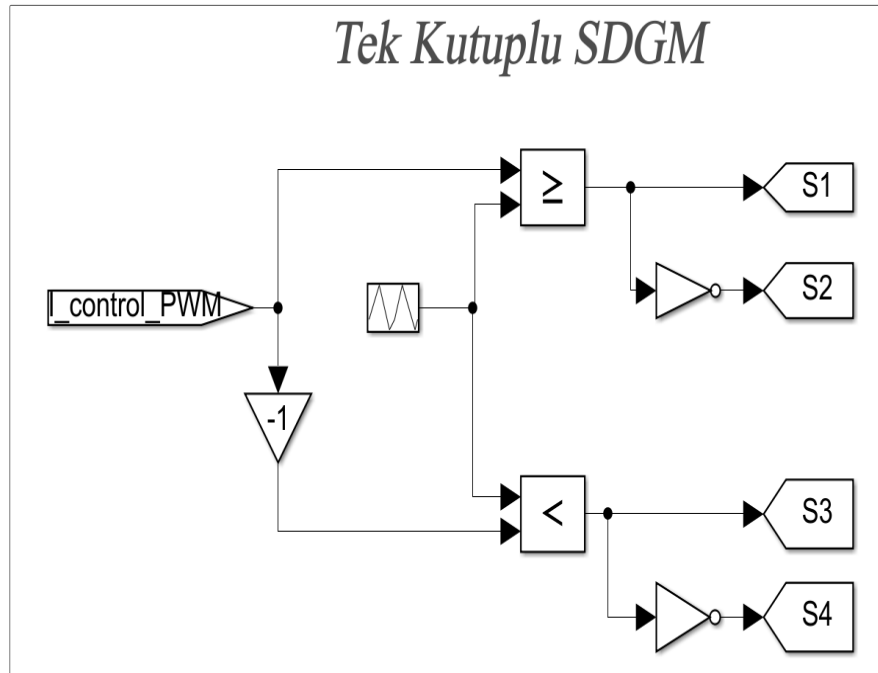
Şekil 6.1. Evirici sistemi simulink modeli.

MGNT alt sistemi içerisinde kullanılacak olan maksimum güç noktası takipçisini bulunmaktadır ve Şekil 6.2 ile gösterildiği gibi bu alt sistemde bulunan MATLAB function bloğu içerisinde D&G metodu mevcuttur.



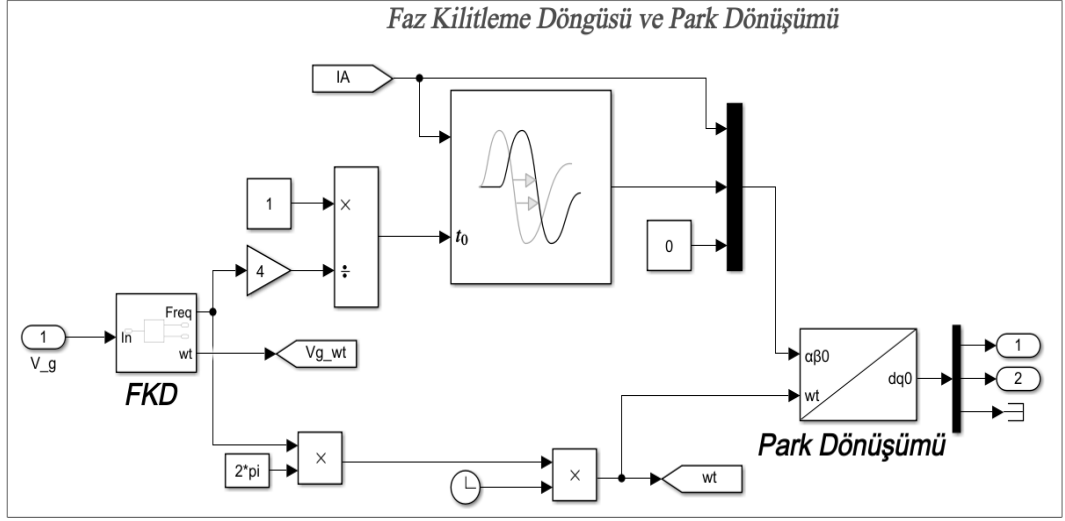
Şekil 6.2. MGNT alt sistemi simulink modeli.

SDGM alt sistemi içerisinde darbe genişlik modülasyonu bulunmaktadır ve bu alt sistemde Şekil 6.3 ile belirtildiği gibi tek kutuplu SDGM yöntemi mevcuttur.



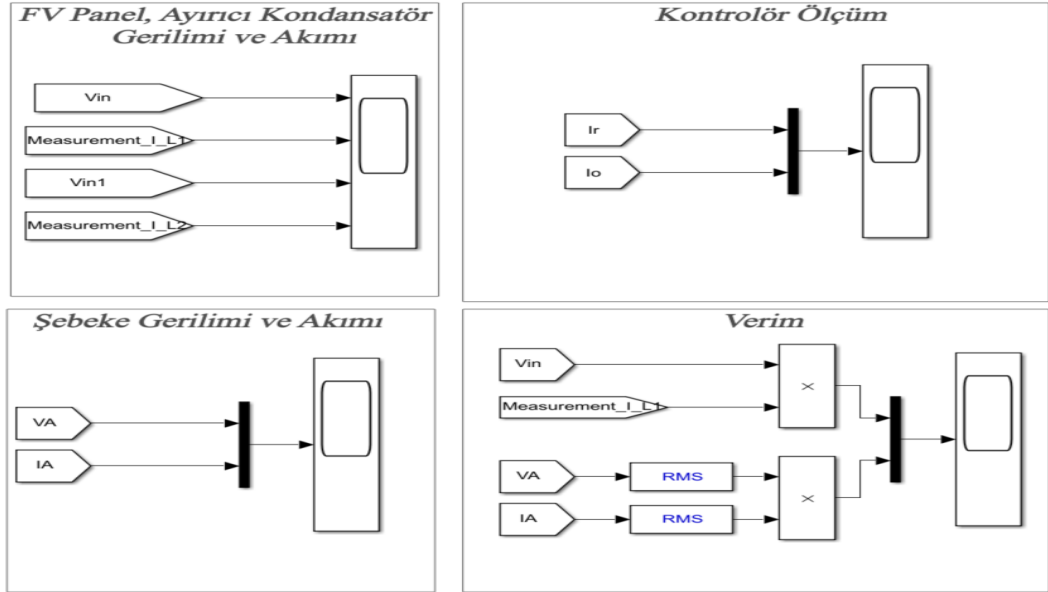
Şekil 6.3. SDGM alt sistemi simulink modeli.

FKD alt sistemi içerisinde Şekil 6.4 ile gösterildiği gibi kontrol edilecek akımı yani $\alpha\beta 0$ formundaki akımı $dq0$ formuna dönüştüren blok parametresi ve bu blok parametresi için gerekli olan $\alpha\beta 0$ formu için kullanılacak olan faz kilitleme döngüsü blok parametresi ile diğer blok parametreleri mevcuttur.



Şekil 6.4. FKD alt sistemi simulink modeli.

Ölçüm alt sistemi içerisinde Şekil 6.5 ile gösterildiği gibi evirici sisteminde ölçülen sinyallerin görüntü blok parametreleri mevcuttur.



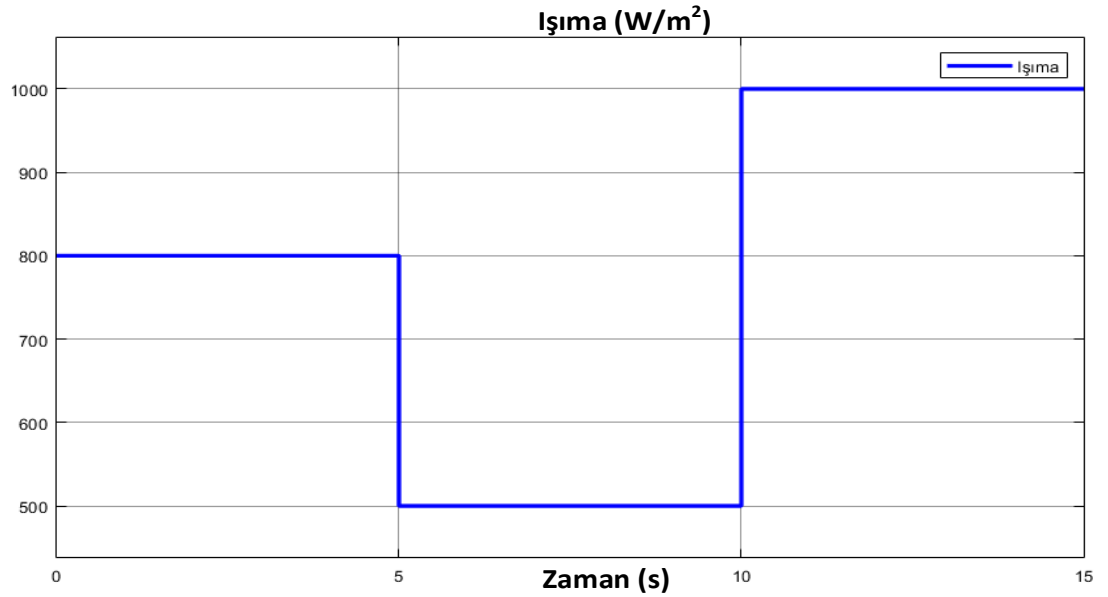
Şekil 6.5. Ölçüm alt sistemi simulink modeli.

PI kontrolör alt sistemi içerisinde evirici sisteminde şebeke akım kontrolünü gerçekleştiren PI Kontrolör ve akım kontrolörden geçtikten sonra $dq0$ formundaki akımı $\alpha\beta0$ formuna dönüştüren blok parametresi mevcuttur.

Tasarlanan evirici sisteminden sonra Şekil 6.6 ile gösterildiği gibi belirli zaman aralıklarında FV panele farklı değerde ışıma ve aynı zamanda kontrolöre sırasıyla karakteristik denklem ile PI, PSO-PI ve BMK-PI kontrol yöntemleri uygulanmıştır. Uygulanan her bir kontrol yöntemi sonucunda oluşturulan eviricinin çıkış akımı yani oluşturulan şebeke akımı harmoniğinin Çizelge 6.1 ile belirtilen uluslararası standartlarda (IEEE519) ifade edilen seviyenin altında olup olmadığını, oluşturulan evirici sisteminin veriminin hangi değerde olduğunun analizi yapılmış ve aşağıda detaylı bir şekilde belirtilmiştir.

Çizelge 6.1. IEEE519 THB standartları.

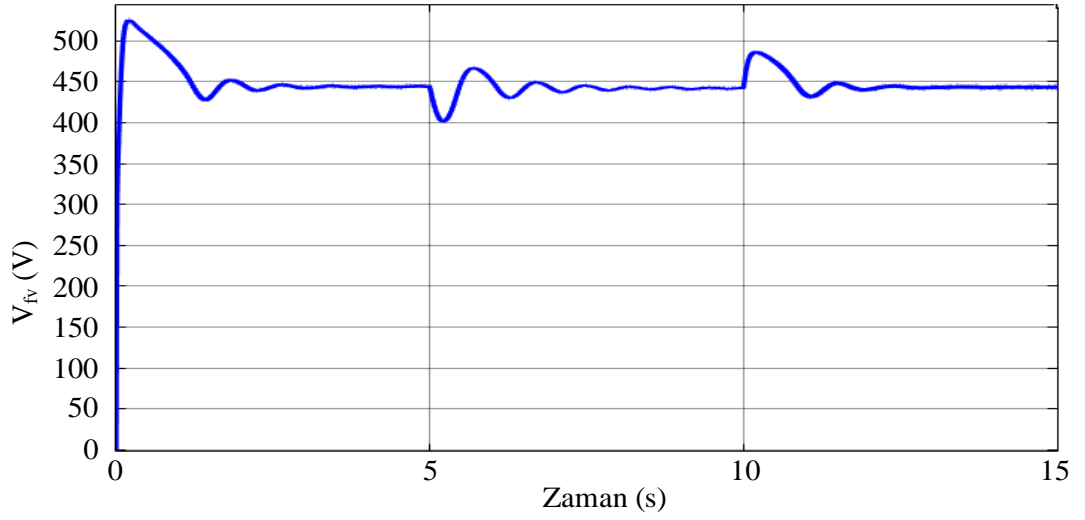
HARMONİK AKIM SINIRLARI						
Akım (A)	HARMONİK DERECESESİ					THB (%)
	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	
< 20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20 – 50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50 – 100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100 – 1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0



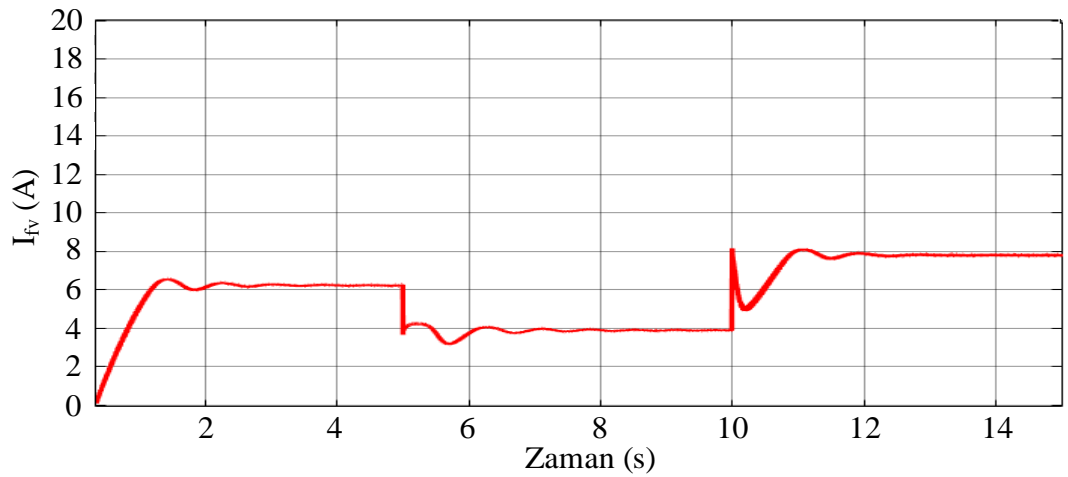
Şekil 6.6. Belirli zaman aralıklarında FV panele uygulanan farklı değerdeki ışıma grafiği.

6.1. KARAKTERİSTİK DENKLEM PI KONTROL YÖNTEMİ İLE EVİRİCİ SİSTEM TASARIMININ BENZETİM ÇALIŞMASI SONUÇLARI

Daha önceden Bölüm 5’te ifade edilen tasarım ve tasarım sonucu elde edilen kontrol katsayılarına sahip olan Karakteristik denklem ile PI kontrol yöntemi sisteme uygulanmıştır. Yapılan bu kontrol sonucunda FV panelden elde edilen gerilim ve akımın grafiği sırasıyla Şekil 6.7 ve Şekil 6.8 ile verilmiştir. Şekillerde gözüken aşımın sebebi D&G algoritmasından kaynaklanmaktadır. D&G algoritması arama bulma temelli bir algoritma olması sebebiyle aşımın nedeni olmaktadır.

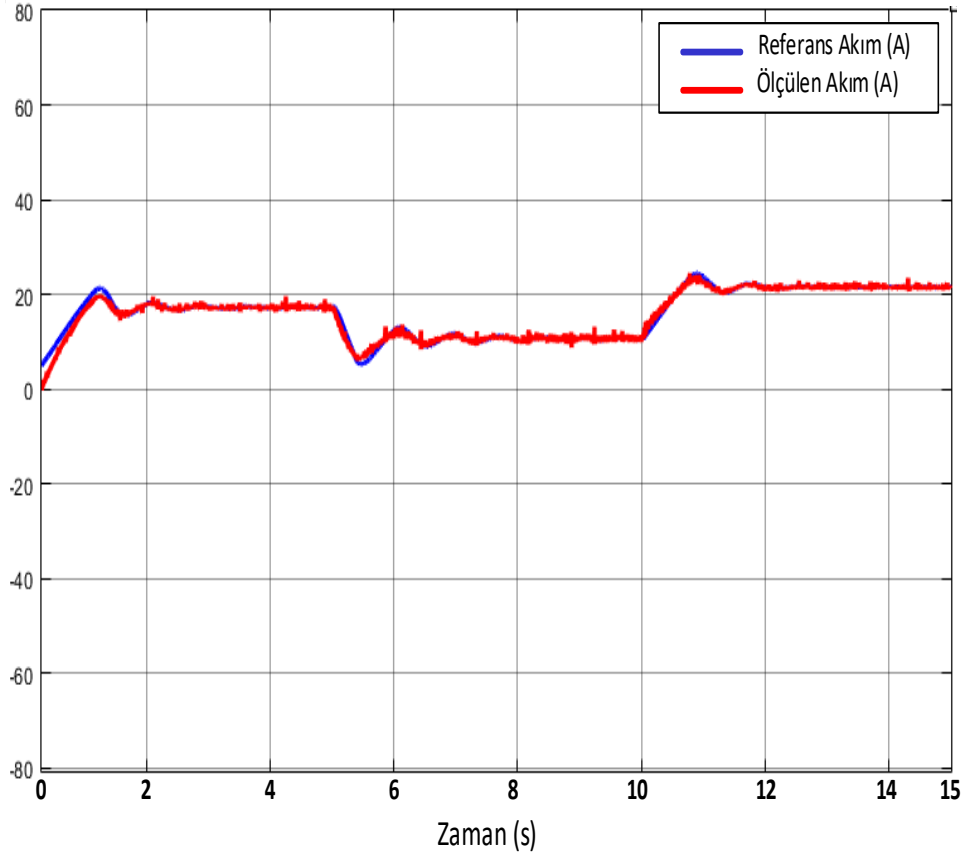


Şekil 6.7. Karakteristik PI kontrol ile FV panelden elde edilen gerilim grafiği.



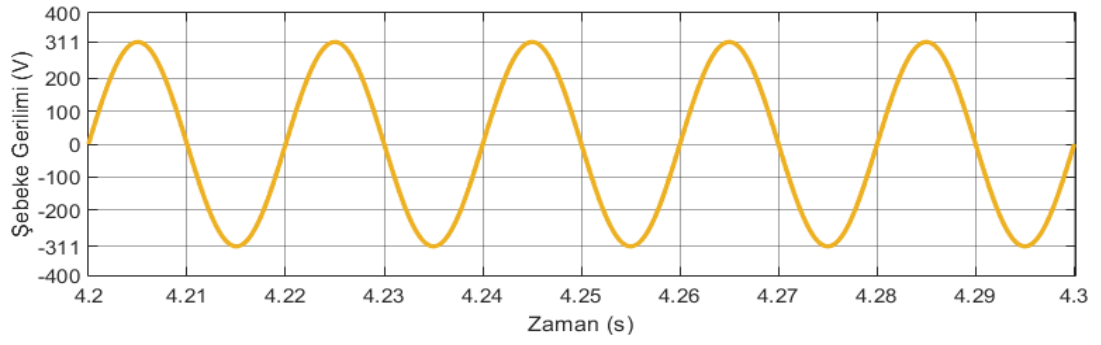
Şekil 6.8. Karakteristik PI kontrol ile FV panelden elde edilen akım grafiği.

Şebekeye verilen akımın q formundaki referans ve ölçülen akım grafiği Şekil 6.9 ile verilmiştir. Yukarıda belirtilen aynı sebepten dolayı yani D&G yönteminin kullanılmasından dolayı bu şekilde referans akımının ışınım sabit olmasına rağmen sabit olmadığını görüyoruz. Ayrıca D&G yönteminde bilindiği gibi arama-gözlem temelli bir yöntem olduğu için referans değerinin değiştiği gözlenmektedir. Aynı açıklama bundan sonraki verilmiş olan tüm grafikler için geçerlidir.

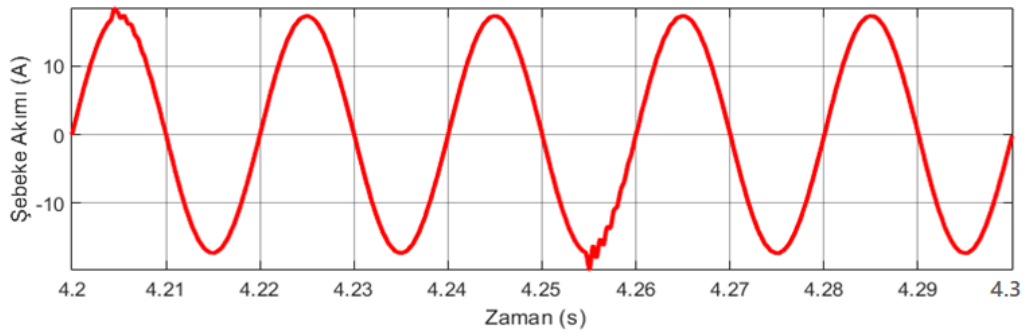


Şekil 6.9. Karakteristik PI kontrol ile istenilen referans ve ölçülen akımın sinyal görüntüsü.

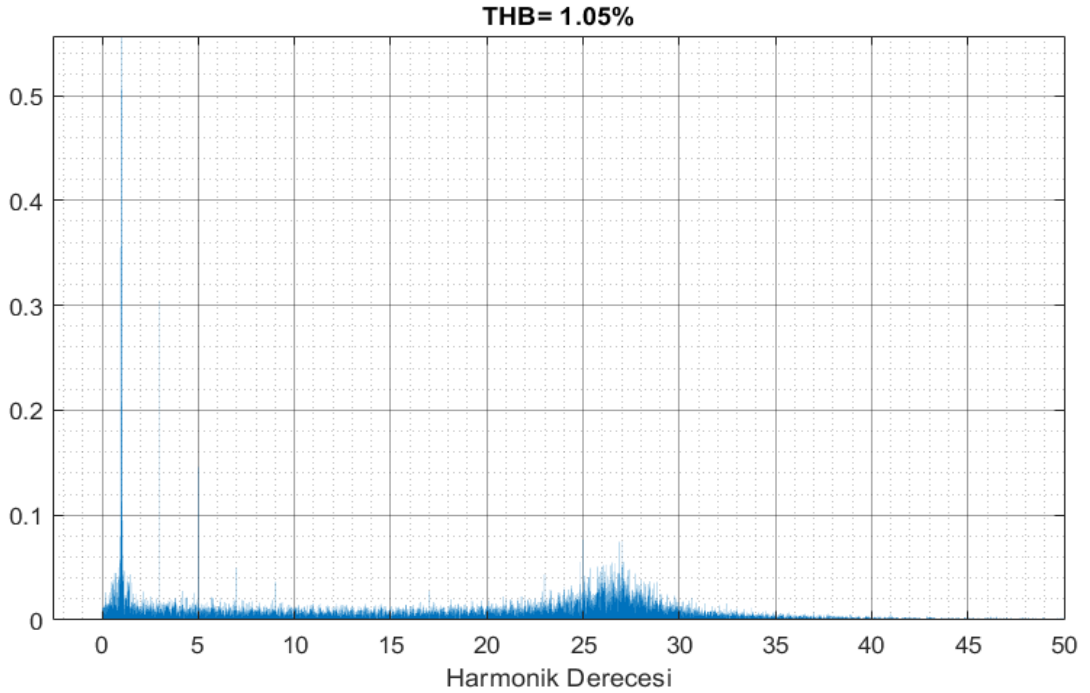
FV panele 0 ile 5 saniye arasında 800 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda evirici sisteminin çıkışında oluşan şebeke gerilimi ve akımının belirli zaman aralıklarındaki grafiği Şekil 6.10 ve Şekil 6.11 ile, meydana gelen şebeke akımının %1,05 THB değerine sahip olduğu grafik Şekil 6.12 ile verilmiştir.



Şekil 6.10. Karakteristik PI kontrol ile FV panele 800 W/m^2 ışınım uygulanması esnasında kontrol için gerekli olan şebeke gerilimi.

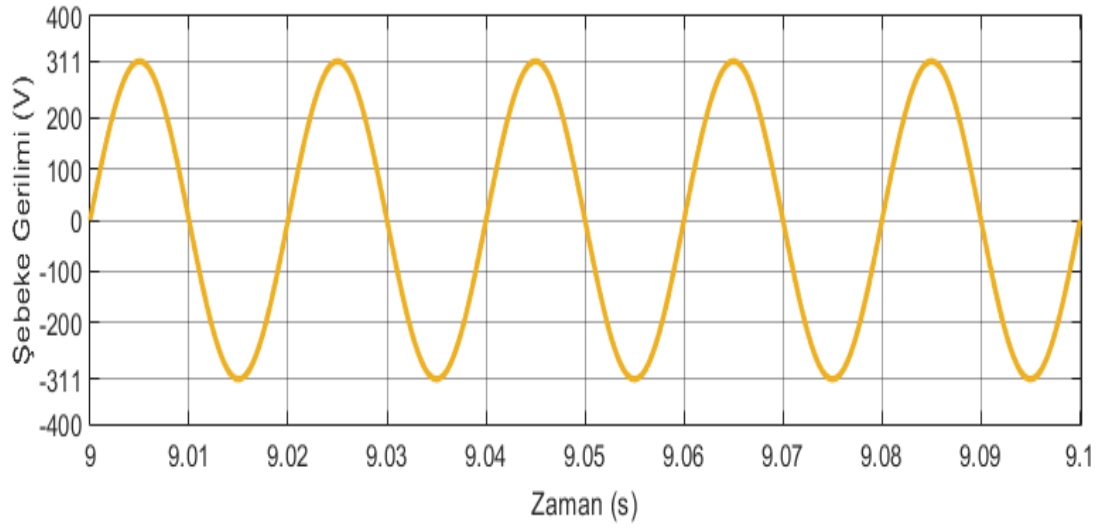


Şekil 6.11. Karakteristik PI kontrol ile FV panele 800 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımı.

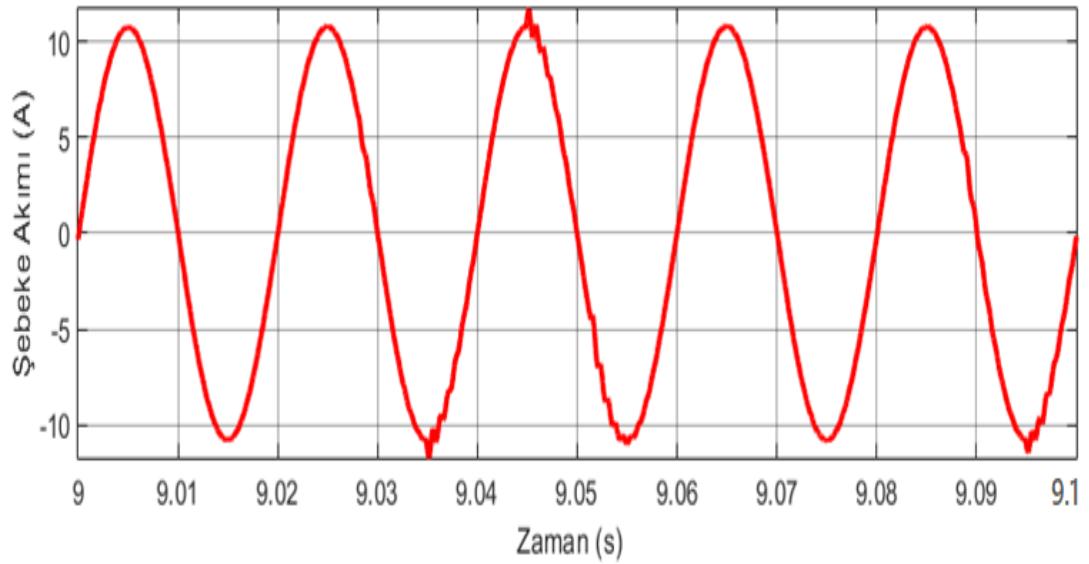


Şekil 6.12. Karakteristik PI kontrol ile FV panele 800 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımının THB değeri.

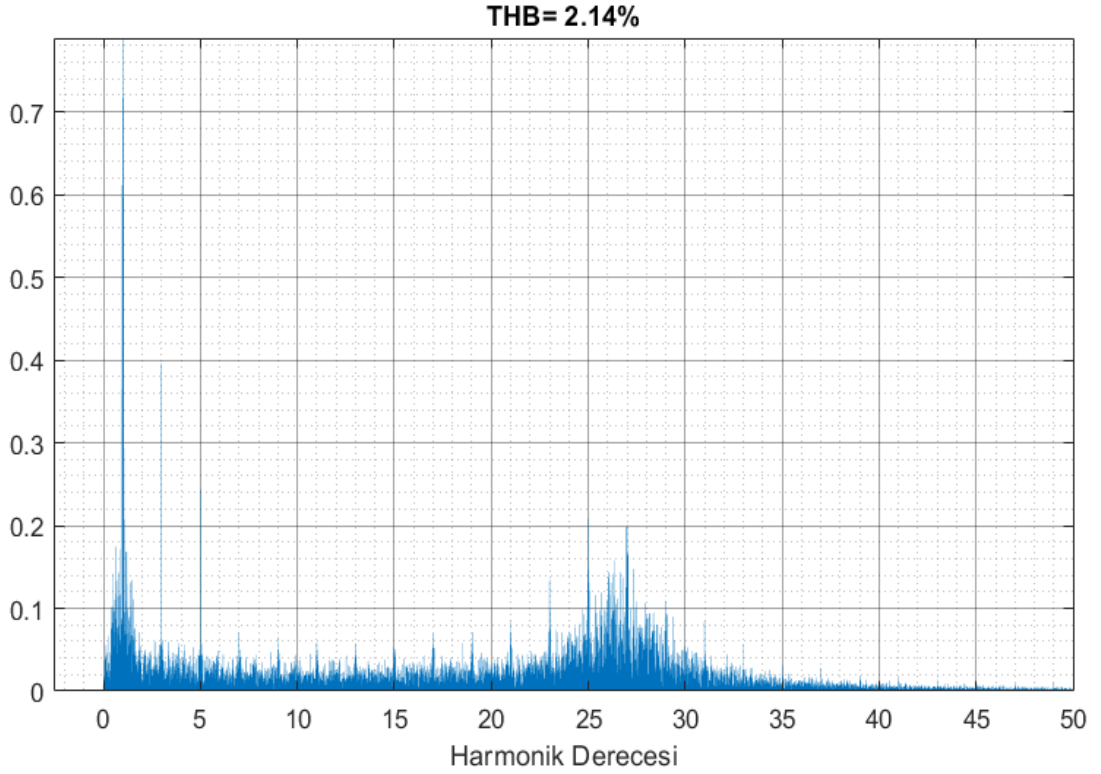
FV panele 5 ile 10 saniye arasında 500 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda evirici sisteminin çıkışında oluşan şebeke gerilimi ve akımının belirli zaman aralıklarındaki grafiği Şekil 6.13 ve Şekil 6.14 ile, meydana gelen şebeke akımının %2,14 THB değerine sahip olduğu grafik Şekil 6.15 ile verilmiştir.



Şekil 6.13. Karakteristik PI kontrol ile FV panele 500 W/m^2 ışınım uygulanması esnasında kontrol için gerekli olan şebeke gerilimi.

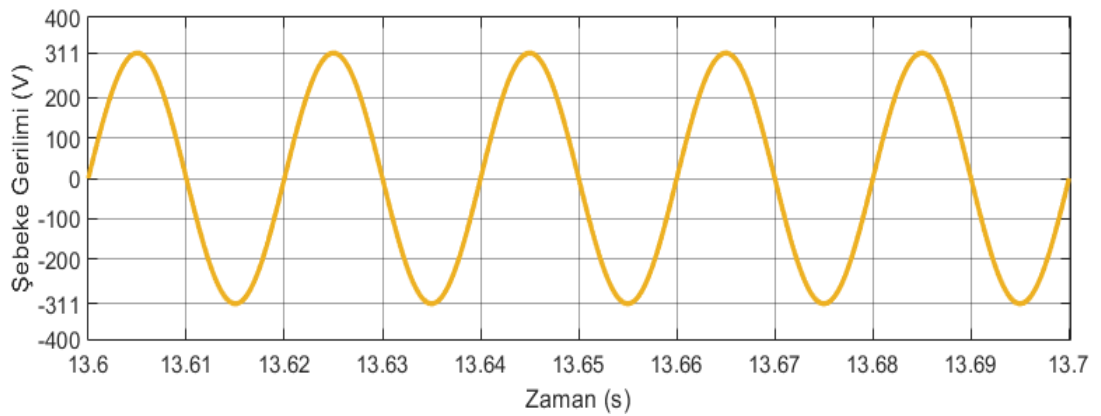


Şekil 6.14. Karakteristik PI kontrol ile FV panele 500 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımı.

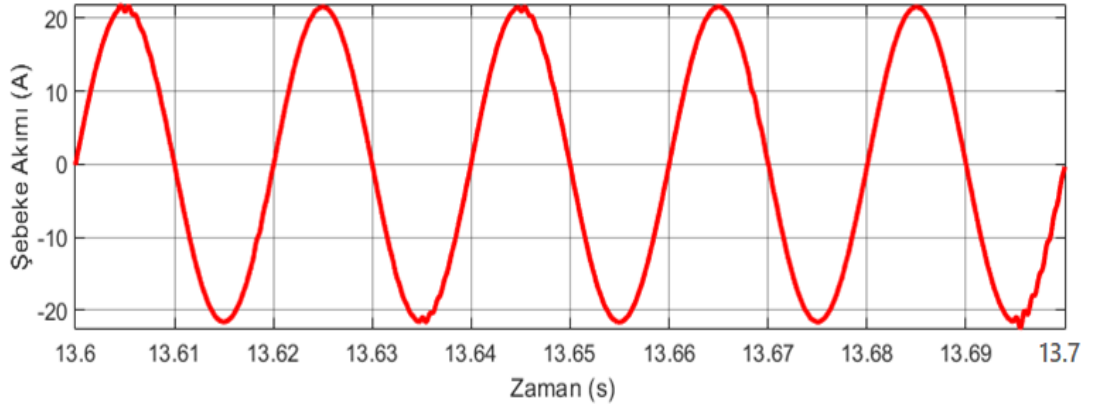


Şekil 6.15. Karakteristik PI kontrol ile FV panele 500 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımının THB değeri.

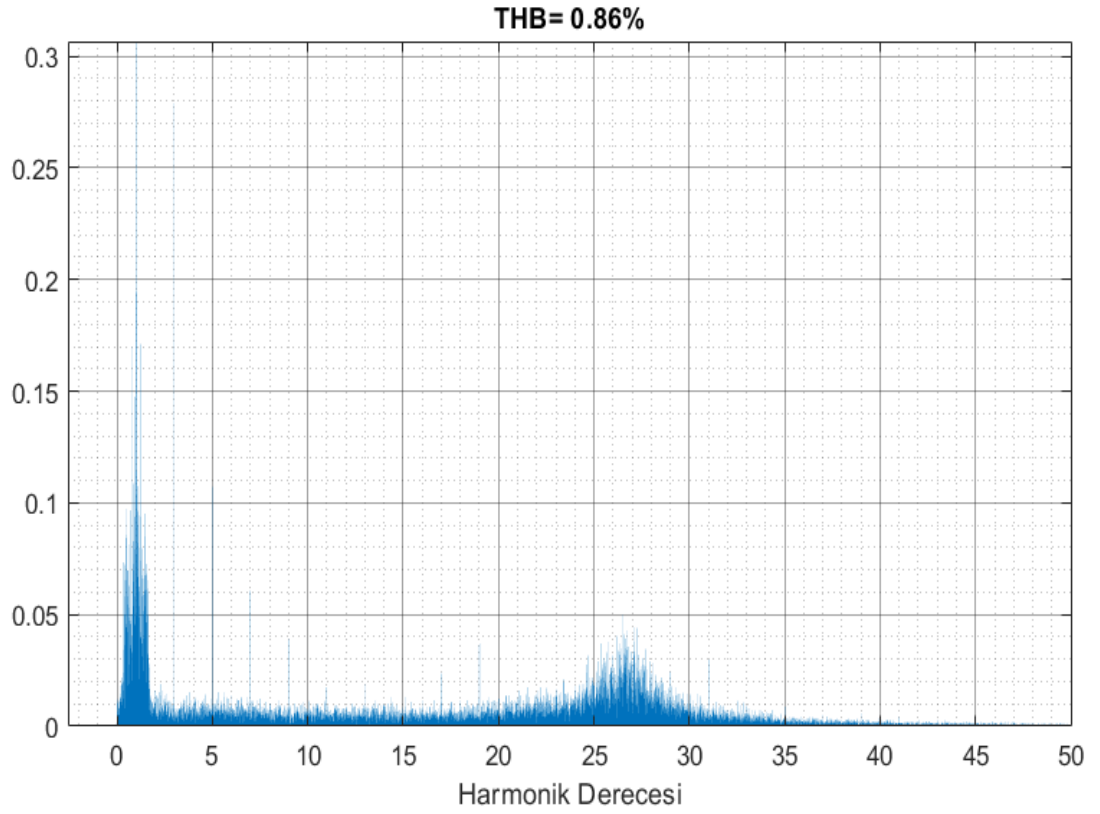
FV panele 10 ile 15 saniye arasında 1000 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda evirici sisteminin çıkışında oluşan şebeke gerilimi ve akımının belirli zaman aralıklarındaki grafiği Şekil 6.16 ve Şekil 6.17 ile, meydana gelen şebeke akımının %0,86 THB değerine sahip olduğu grafik Şekil 6.18 ile verilmiştir.



Şekil 6.16. Karakteristik PI kontrol ile FV panele 1000 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke gerilimi.



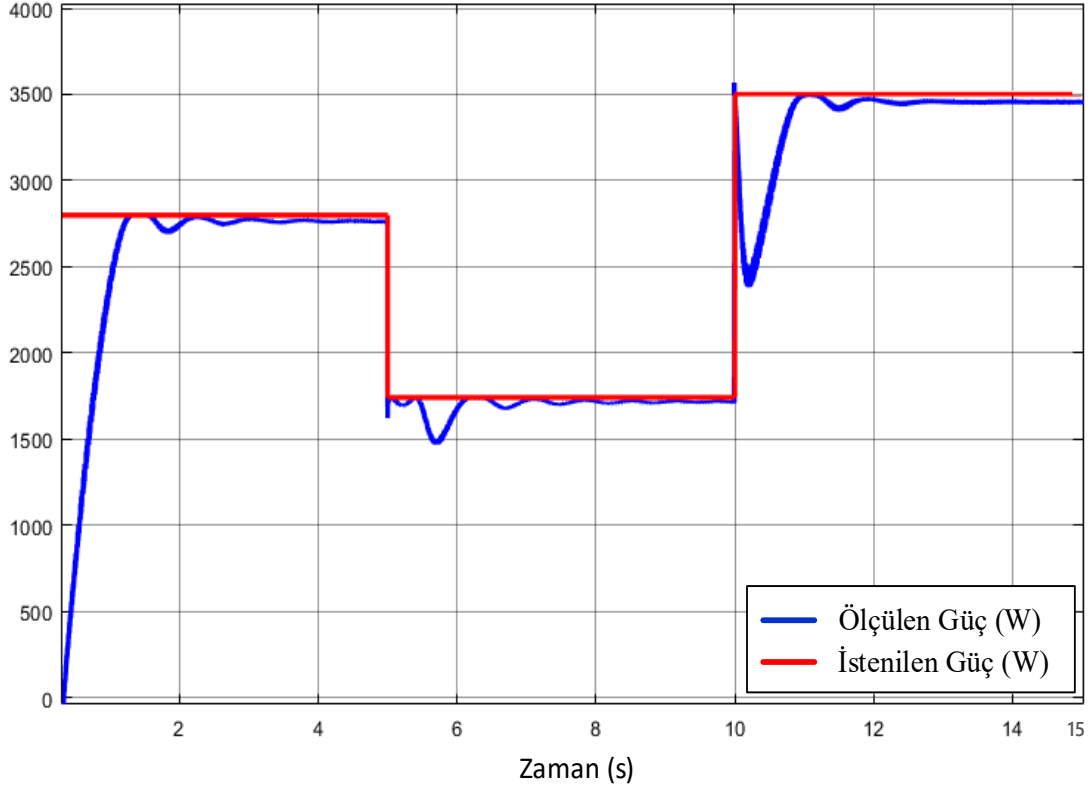
Şekil 6.17. Karakteristik PI kontrol ile FV panele 1000 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımı.



Şekil 6.18. Karakteristik PI kontrol ile FV panele 1000 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımının THB değeri.

Tasarlanan eviricinin 15 saniyeye kadar FV panelden istenilen ve elde edilen güç grafiği Şekil 6.19 ile verilmiştir. Bu grafikteki güç eğrisindeki dalgalanma D&G algoritmasından kaynaklanmaktadır. Yani sürekli olarak akım referansı algoritmaya bağlı olarak yenilenmektedir ve verilen yeni referansa göre kontrolör sistemi o noktaya

getirmeye çalışmaktadır. Halbuki güç referansı doğrudan panel özelliklerinden elde edilmiştir. Dolayısıyla bu grafiğe bakarak doğrudan kontrolör performansı hakkında bir şey söylemek doğru olmaz.



Şekil 6.19. Karakteristik PI kontrol yöntemi ile FV panelden istenilen ve elde edilen güç grafiği.

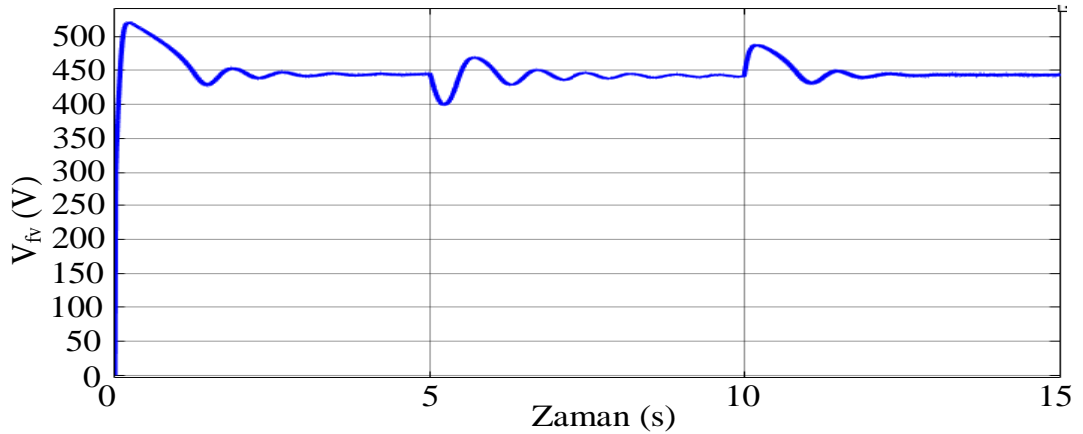
6.2. PSO-PI KONTROL YÖNTEMİ İLE EVİRİCİ SİSTEM TASARIMININ BENZETİM ÇALIŞMASI SONUÇLARI

PSO-PI kontrol yöntemiyle evirici sisteminin çıkışındaki akımı kontrol etmek için Matlab'da yazılım geliştirilmiş ve sistemin simulink modeli üzerinden hata değerlerinin, her iterasyon sonunda bir dosyaya kaydedilerek yazılıma bağlantısı sağlanmıştır.

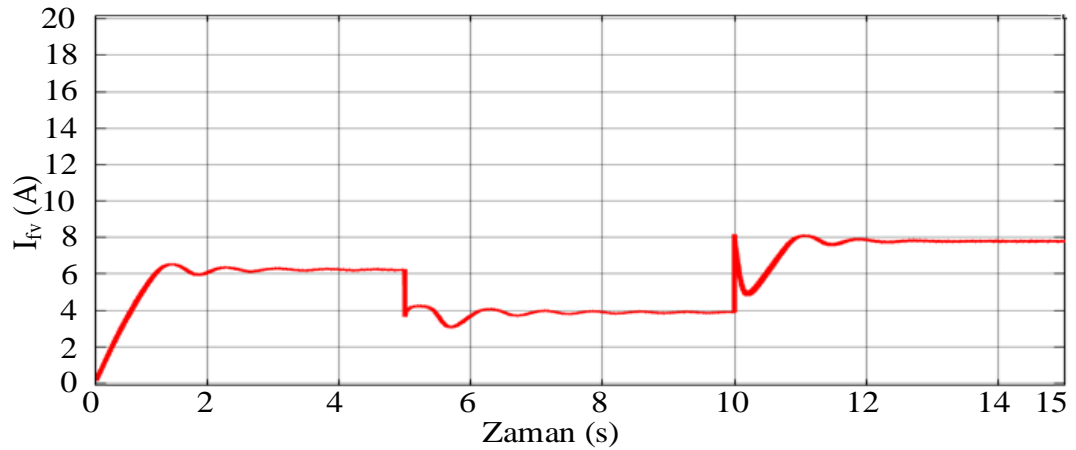
Matlab'deki yazılım içerisinde lokal ve global arama performanslarının dengeli olması için Eşitlik 4.18 ile belirtilen K katsayısı kullanılmış ve bu eşitlikte bulunan c_1 ile c_2 katsayıları 2,01 alınmıştır. Hızın güncellenmesi ile hızın sınırlandırılması için Eşitlik

4.18 ile Eşitlik 4.20 kullanılmış ve aynı zamanda hız sınırlandırması için k , 0,1 alınmıştır. Hedef fonksiyonu olarak Eşitlik 4.26 ile verilen HKT fonksiyonu kullanılmıştır. Son olarak parçacık sayısı 5, iterasyon sayısı 5 olarak alınmış ve yazılım üç sefer çalıştırılmış. Bu yazılımların sonucunda K_p ve K_I değerleri sırasıyla birinci denemede 0,0463 ve 0,1433, ikinci denemede 0,0342 ve 0,1235 ve üçüncü denemede 0,0335 ve 0,1533 olarak elde edilmiş ve bu üç denemenin arasında 2. denemede ki katsayıların sistemin THB ve verimi açısından daha iyi olduğu gözlenerek sisteme uygulanmıştır.

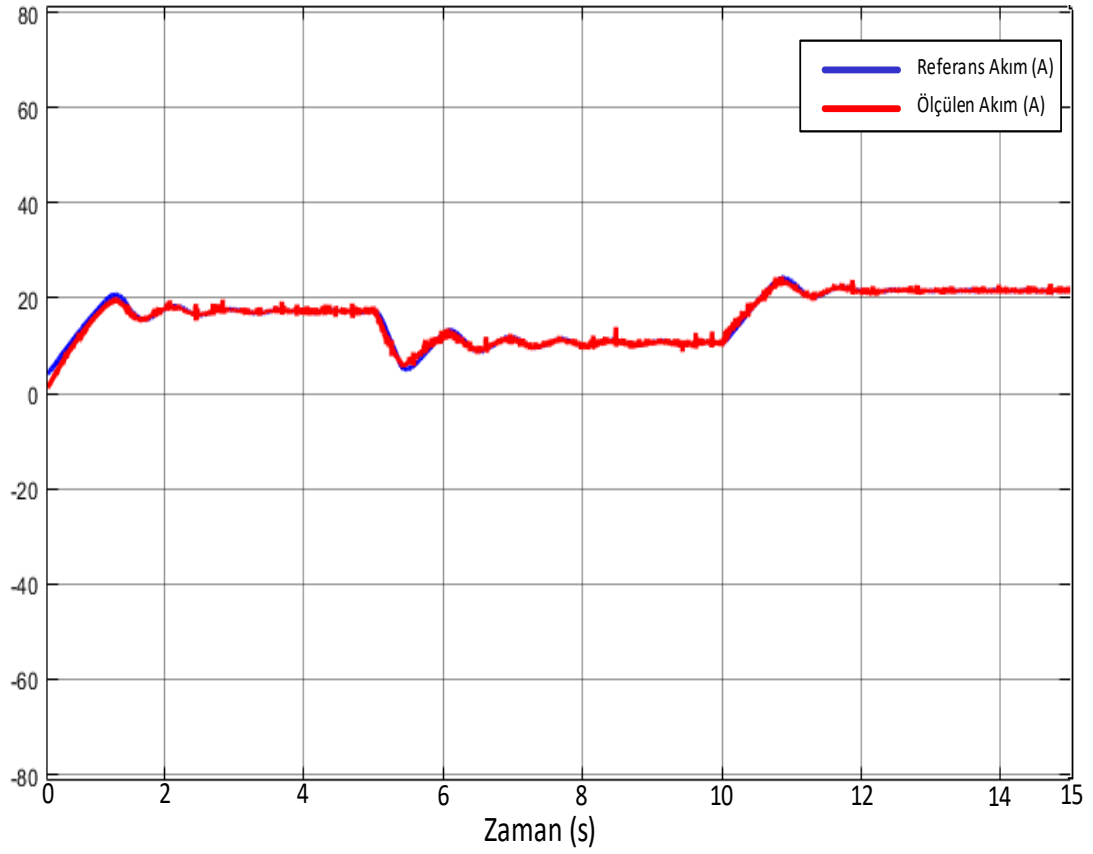
Yapılan bu kontrol sonucunda FV panelden elde edilen gerilim ve akımın grafiği sırasıyla Şekil 6.20 ve Şekil 6.21 ile verilmiştir. Şebekeye verilen akımın q formundaki referans ve ölçülen akım grafiği Şekil 6.22 ile verilmiştir.



Şekil 6.20. PSO-PI kontrol ile FV panelden elde edilen gerilim grafiği.

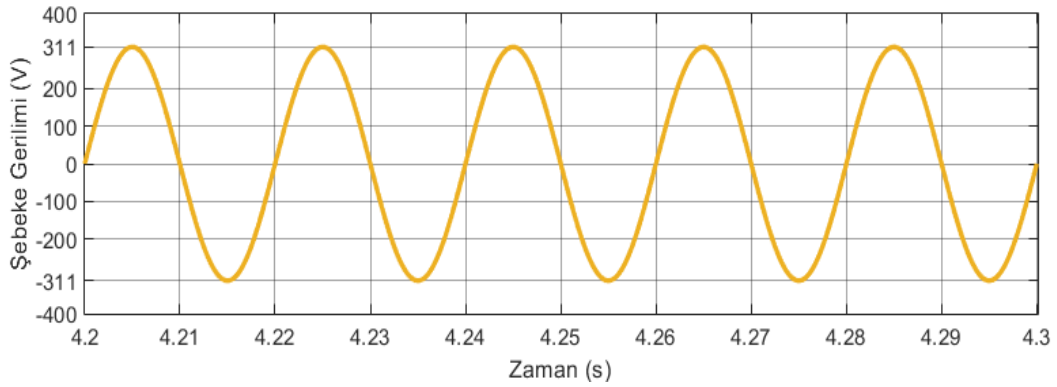


Şekil 6.21. PSO-PI kontrol ile FV panelden elde edilen akım grafiği.

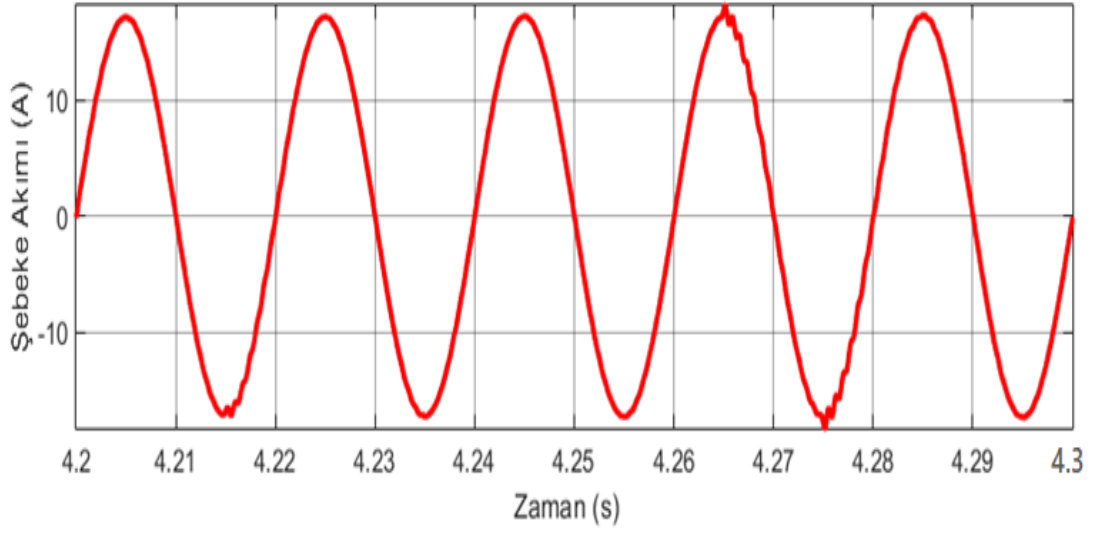


Şekil 6.22. PSO- PI kontrol ile istenilen referans ve ölçülen akımın sinyal görüntüsü.

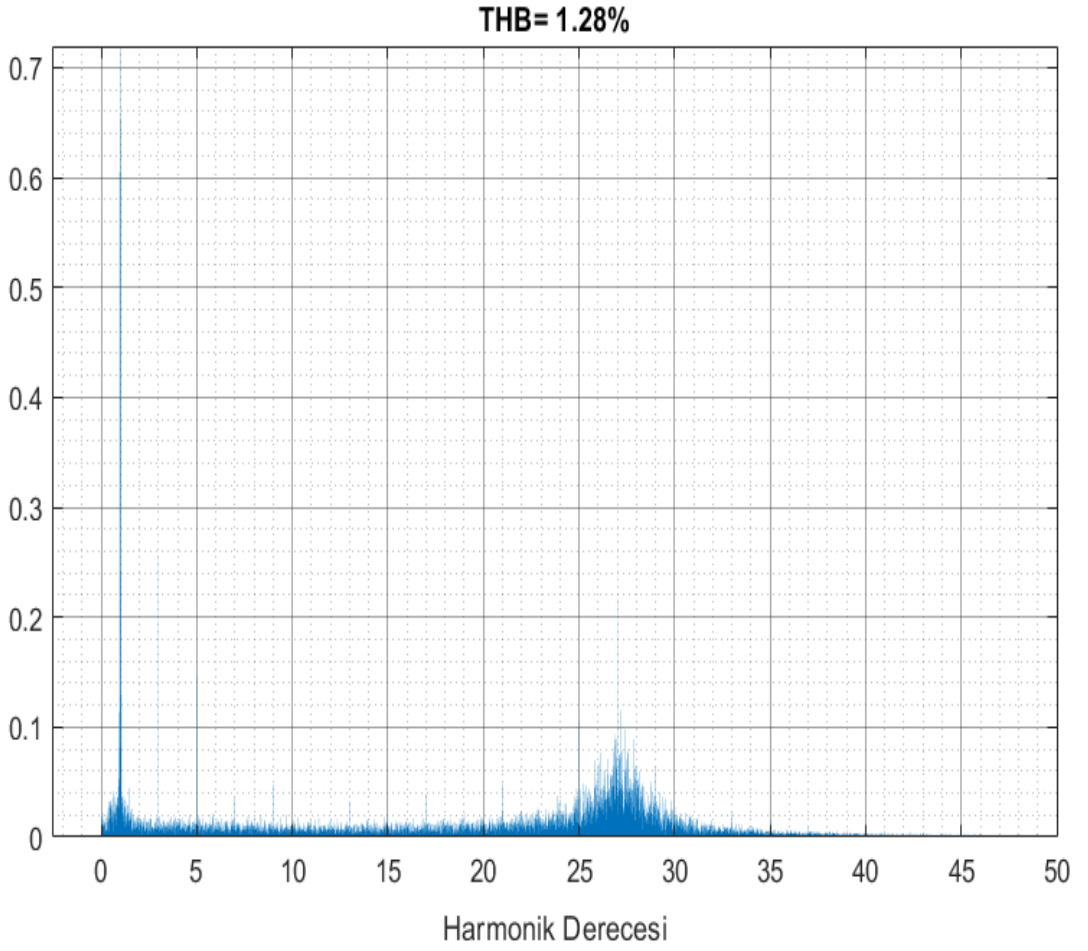
FV panele 0 ile 5 saniye arasında 800 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda evirici sisteminin çıkışında oluşan şebeke gerilimi ve akımının belirli zaman aralıklarındaki grafiği Şekil 6.23 ve Şekil 6.24 ile, meydana gelen şebeke akımının %1,28 THB değerine sahip olduğu grafik Şekil 6.25 ile verilmiştir.



Şekil 6.23. PSO-PI kontrol ile FV panele 800 W/m^2 ışınım uygulanması esnasında kontrol için gerekli olan şebeke gerilimi.

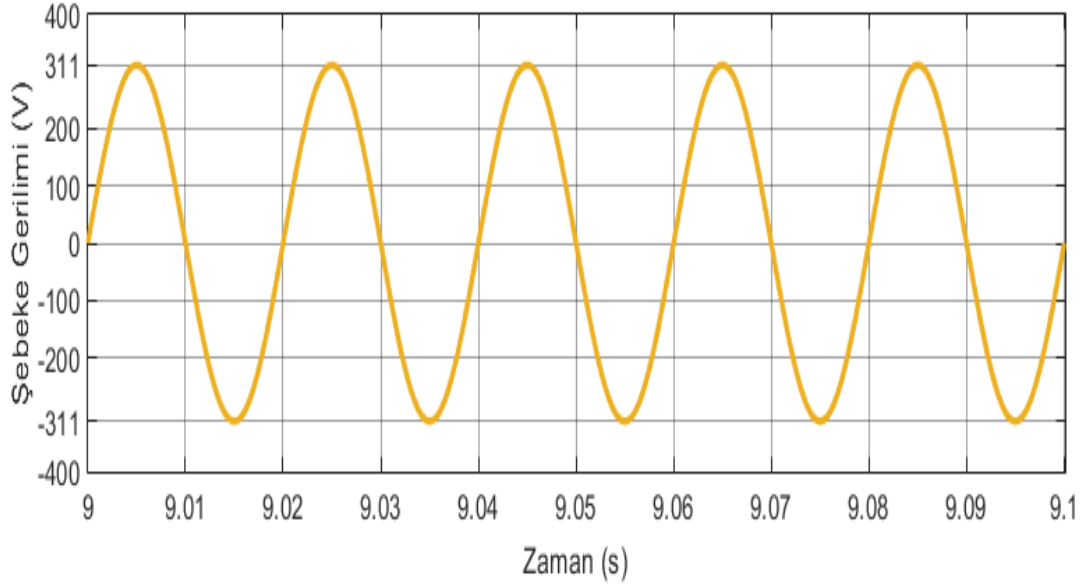


Şekil 6.24. PSO-PI kontrol ile FV panele 800 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımı.

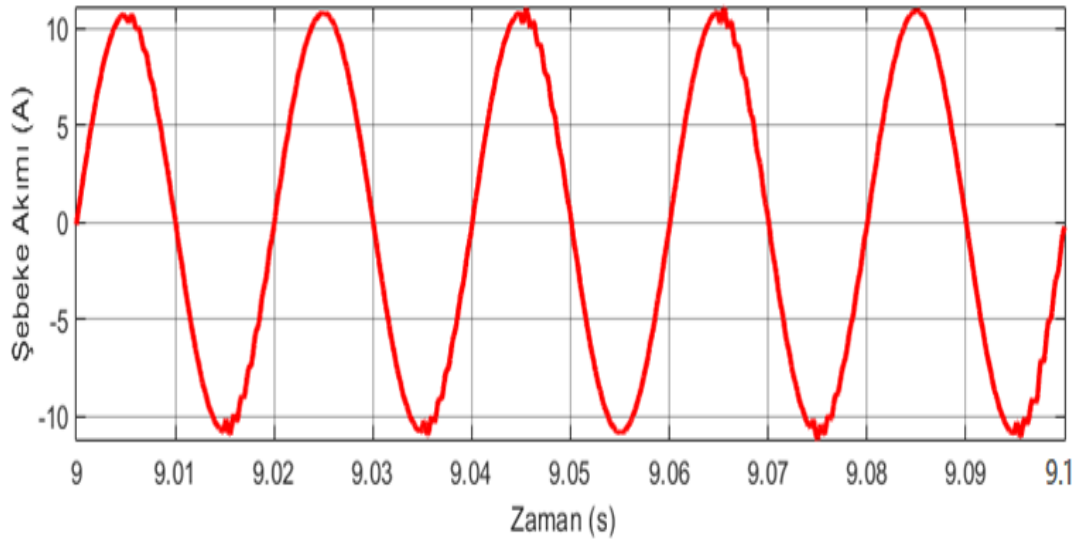


Şekil 6.25. PSO-PI kontrol ile FV panele 800 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımının THB değeri.

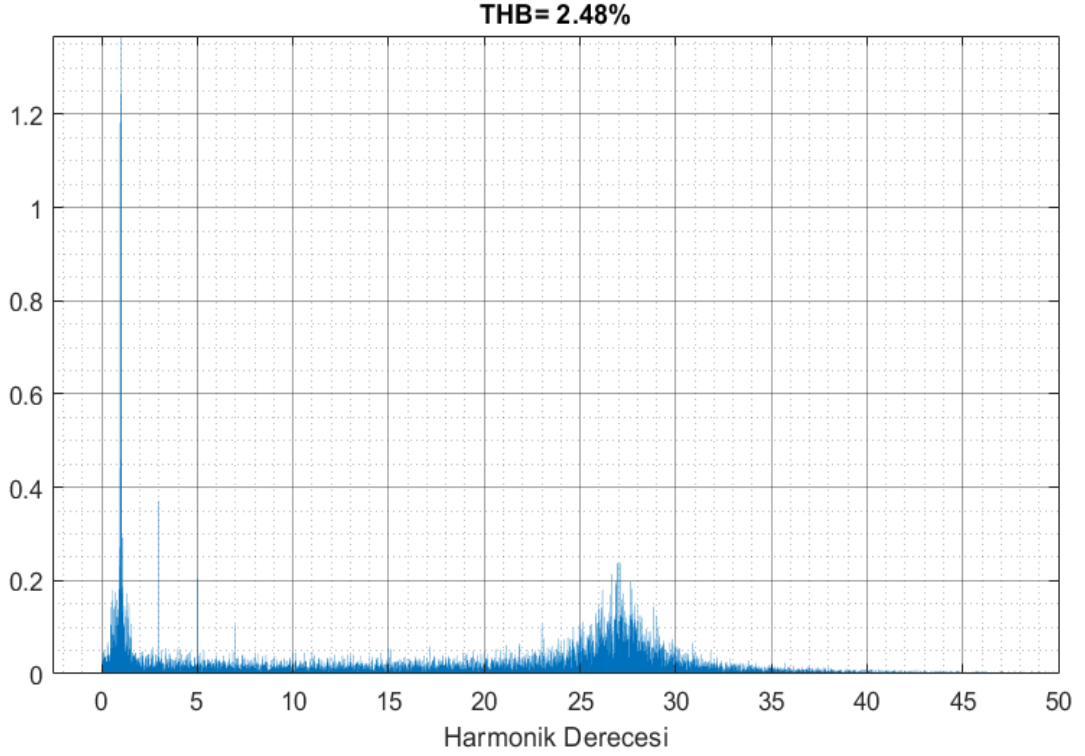
FV panele 5 ile 10 saniye arasında 500 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda evirici sisteminin çıkışında oluşan şebeke gerilimi ve akımının belirli zaman aralıklarındaki grafiği Şekil 6.26 ve Şekil 6.27 ile, meydana gelen şebeke akımının %2,48 THB değerine sahip olduğu grafik Şekil 6.28 ile verilmiştir.



Şekil 6.26. PSO-PI kontrol ile FV panele 500 W/m^2 ışınım uygulanması esnasında kontrol için gerekli olan şebeke gerilimi.

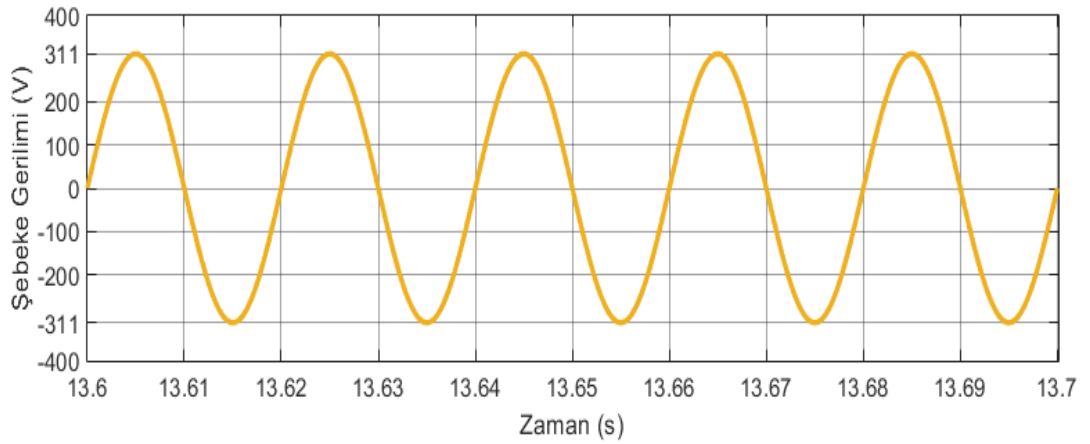


Şekil 6.27. PSO-PI kontrol ile FV panele 500 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımı.

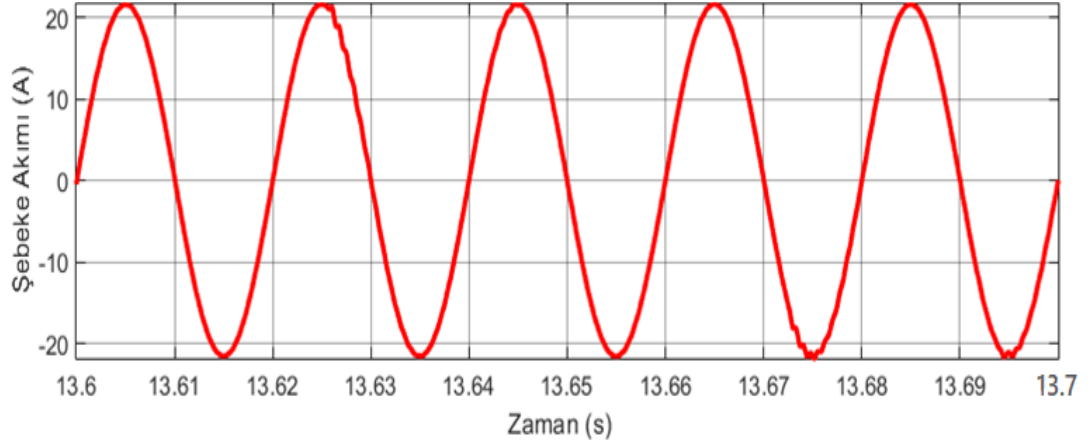


Şekil 6.28. PSO-PI kontrol ile FV panele 500 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımının THB değeri.

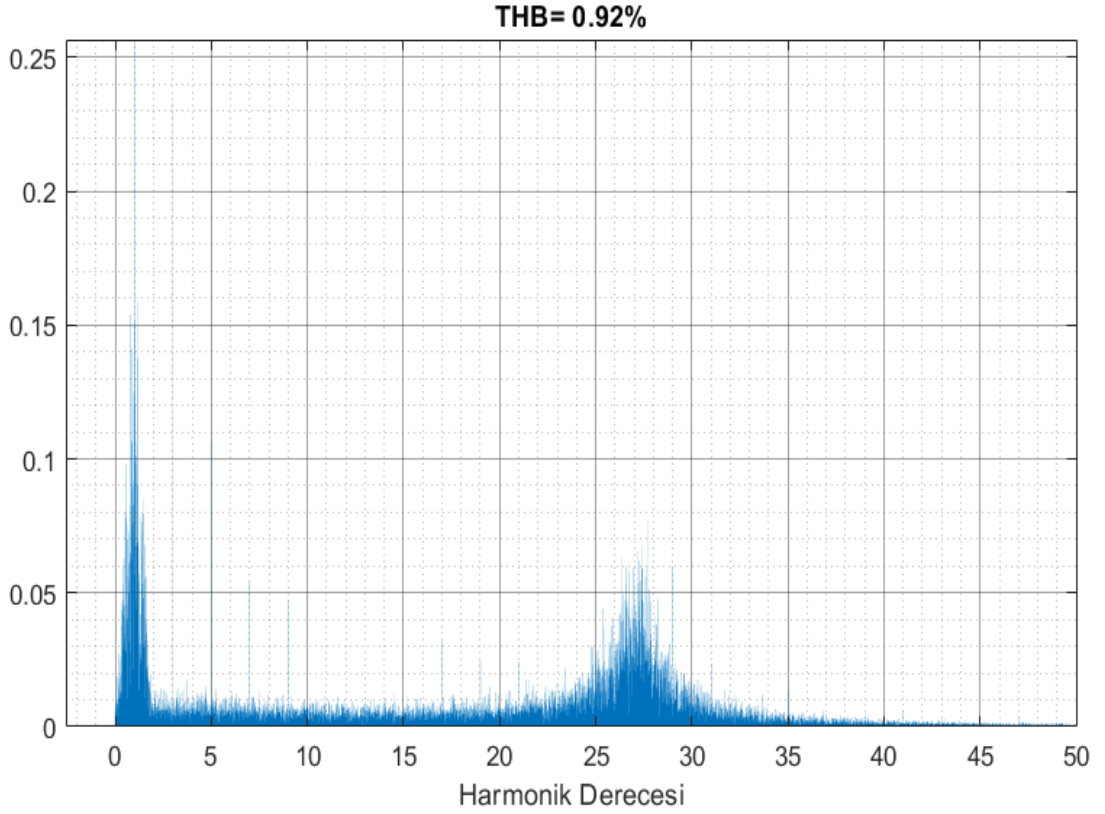
FV panele 10 ile 15 saniye arasında 1000 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda evirici sisteminin çıkışında oluşan şebeke gerilimi ve akımının belirli zaman aralıklarındaki grafiği Şekil 6.29 ve Şekil 6.30 ile, meydana gelen şebeke akımının %0,92 THB değerine sahip olduğu grafik Şekil 6.31 ile verilmiştir.



Şekil 6.29. PSO-PI kontrol ile FV panele 1000 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke gerilimi.

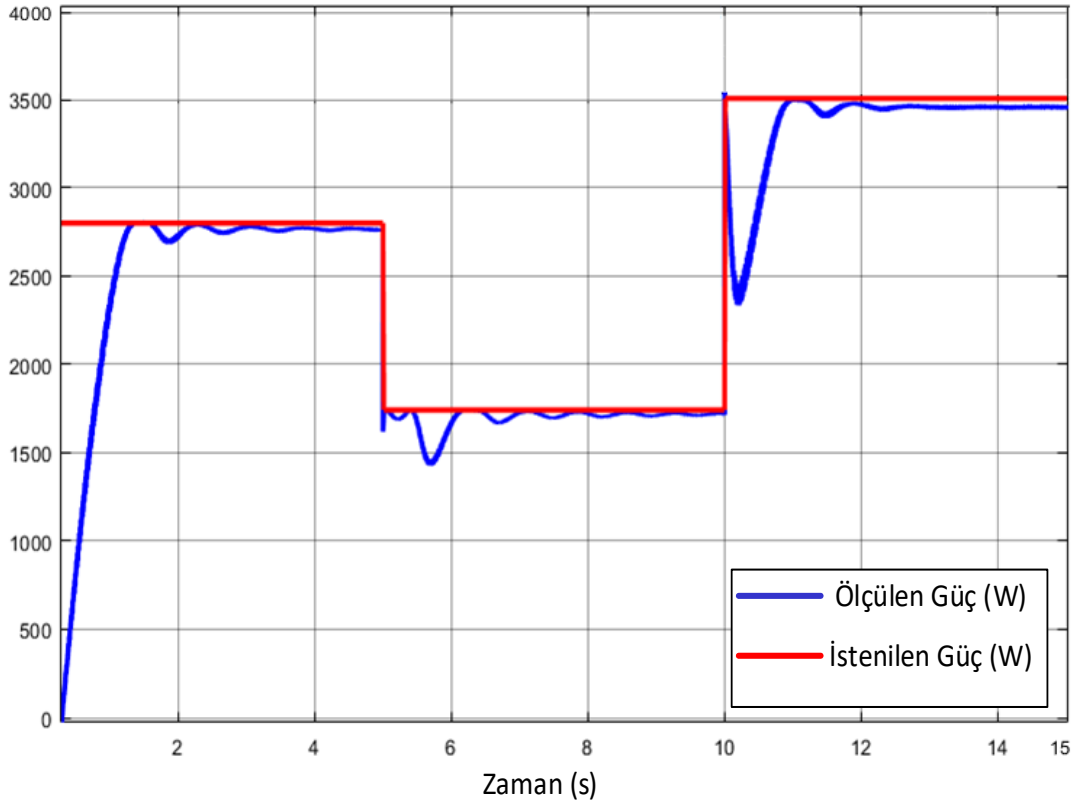


Şekil 6.30. PSO-PI kontrol ile FV panele 1000 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımı.



Şekil 6.31. PSO-PI kontrol ile FV panele 1000 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımının THB değeri.

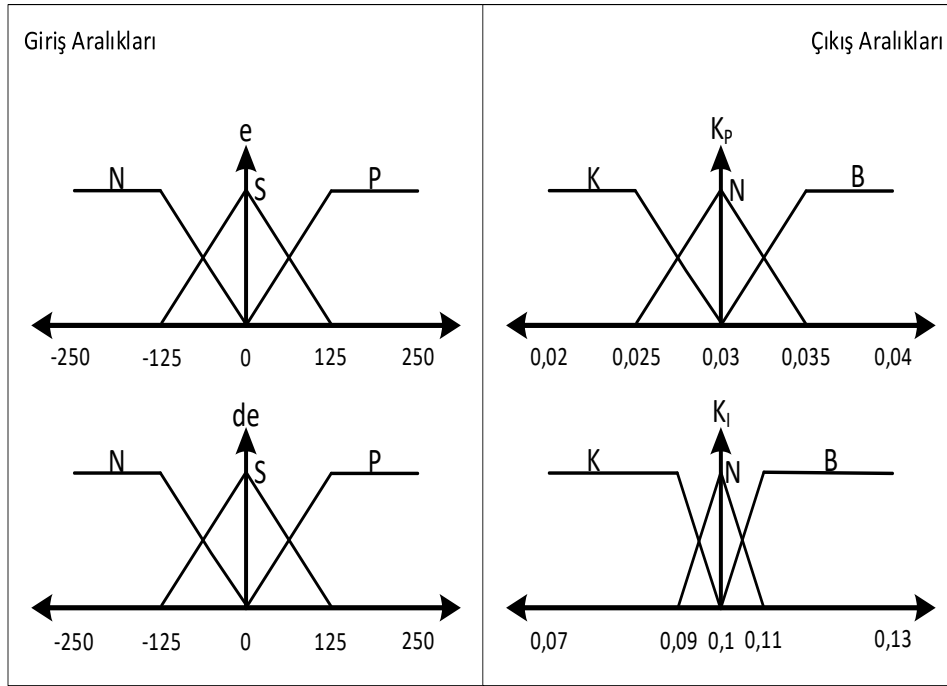
Tasarlanan eviricinin 15 saniyeye kadar FV panelden istenilen ve elde edilen güç grafiği Şekil 6.32 ile verilmiştir.



Şekil 6.32. PSO-PI kontrol yöntemi ile FV panelden istenilen ve elde edilen güç grafiği.

6.3. BMK-PI KONTROL YÖNTEMİ İLE EVİRİCİ SİSTEM TASARIMININ BENZETİM ÇALIŞMASI SONUÇLARI

Evirici sisteminin çıkışındaki akımı kontrol etmek için son olarak iki giriş ve iki çıkış değişkenine sahip olan BMK kontrolörü kullanılmıştır. Giriş değişkenleri sırasıyla isimleri; N (Negatif), S (Sıfır), P (Pozitif) 3 üyelik fonksiyonundan oluşturulmuştur. Bu üyelik fonksiyonlarından N ve P yamuk üyelik fonksiyonu olarak, S ise üçgen üyelik fonksiyonu olarak tercih edilmiştir. Çıkış değişkenleri sırasıyla isimleri; K (Küçük), N (Normal), B (Büyük) 3 üyelik fonksiyonundan oluşturulmuştur. Bu üyelik fonksiyonlarından K ve B yamuk üyelik fonksiyonu olarak, N ise üçgen üyelik fonksiyonu olarak tercih edilmiştir. Ayrıca Şekil 6.33 ile gösterildiği gibi giriş değerleri hata (e) ve hatanın değişimi (de), çıkış değerleri ise kontrolör katsayılarıdır (K_P, K_I).



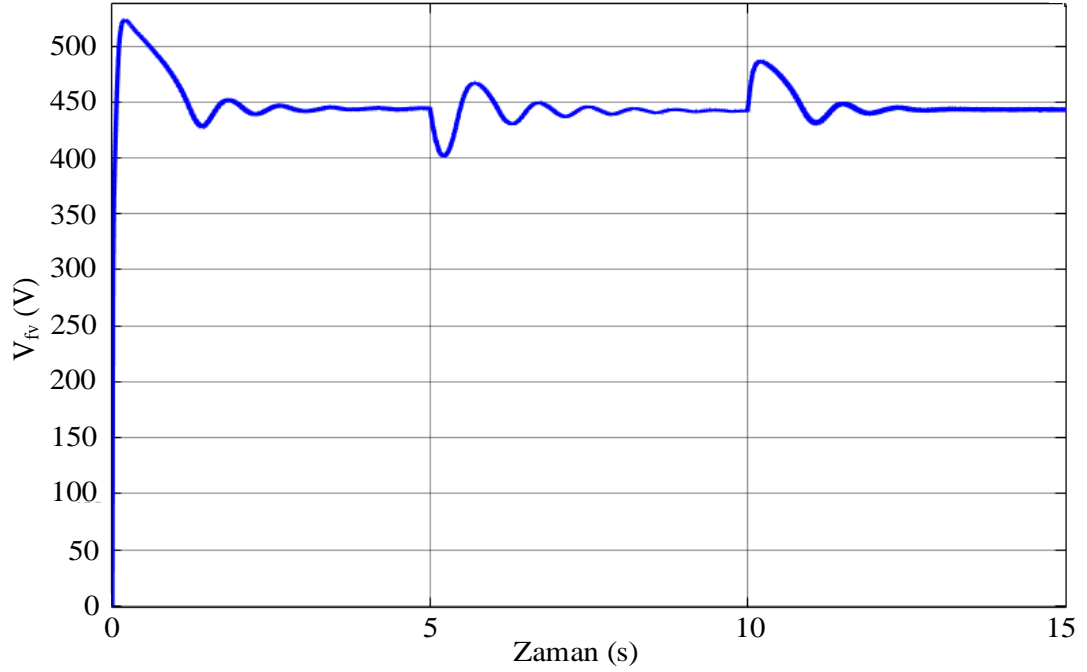
Şekil 6.33. BMK sisteminin giriş ve çıkış aralıkları.

Son olarak giriş sinyallerinin üyelik derecelerine göre, çıkış sinyallerinin üyelik dereceleri Çizelge 6.2 ile gösterildiği gibi belirlenmiş ve Mamdani çıkarımının kullanılmasıyla birlikte oluşturulan BMK-PI yöntemi sisteme uygulanmıştır.

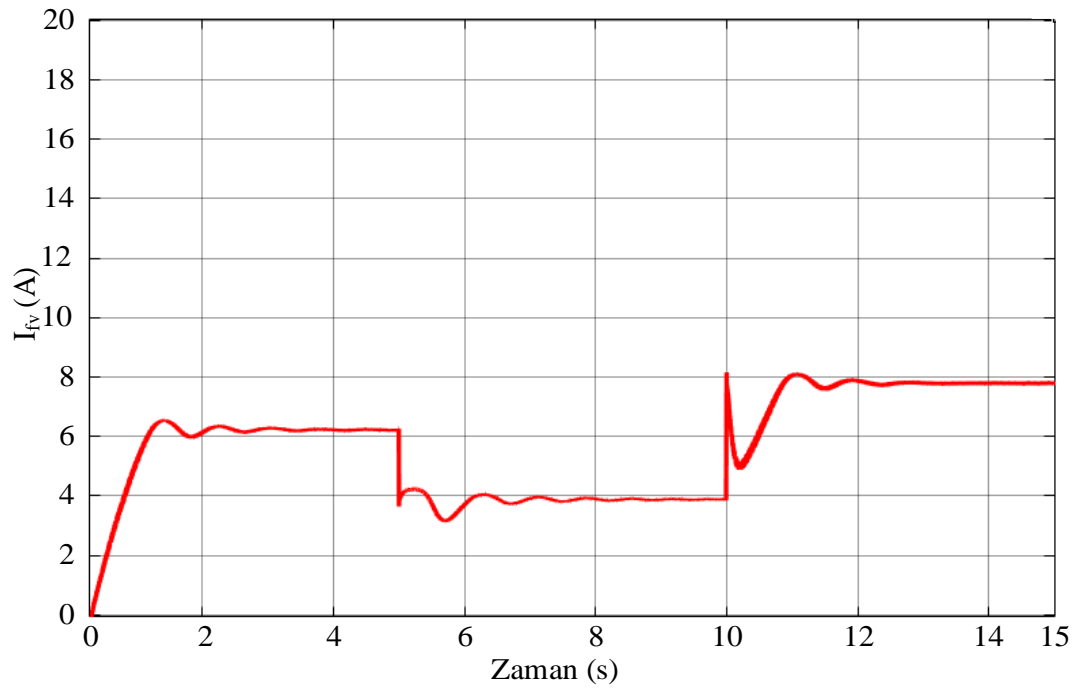
Çizelge 6.2. Bulanık mantık kontrolü için kurallar tablosu.

$e \backslash de$	N	S	P
N	B	B	N
S	B	N	K
P	N	K	K

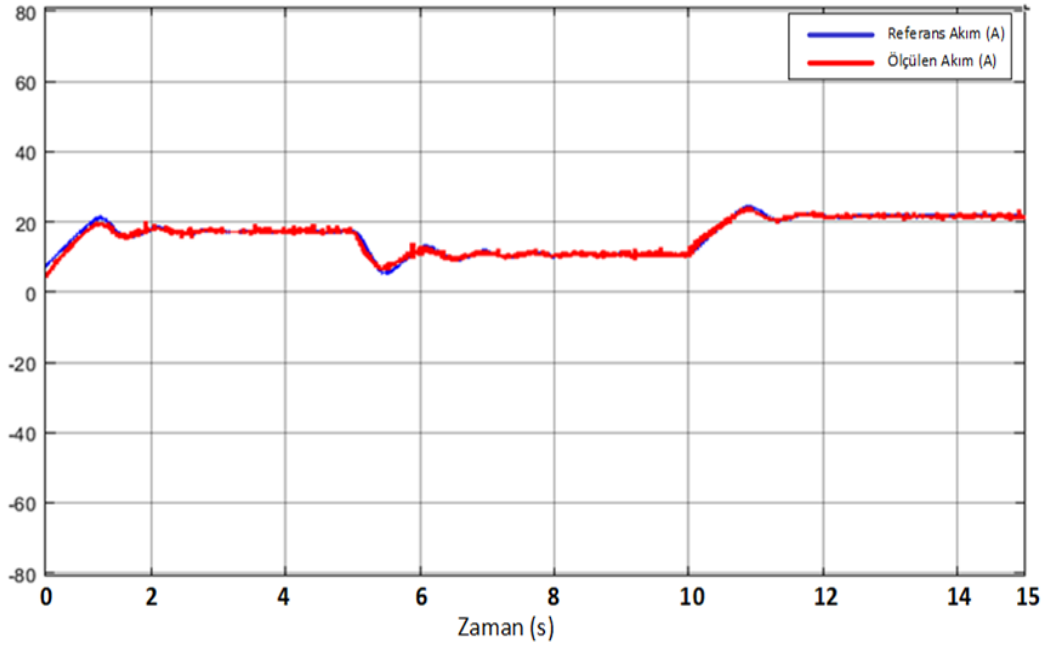
Yapılan bu kontrol sonucunda FV panelden elde edilen gerilim ve akımın grafiği sırasıyla Şekil 6.34 ve Şekil 6.35 ile verilmiştir. Şebekeye verilen akımın q formundaki referans ve ölçülen akım grafiği Şekil 6.36 ile verilmiştir.



Şekil 6.34. BMK-PI kontrol ile FV panelden elde edilen gerilim grafiği.

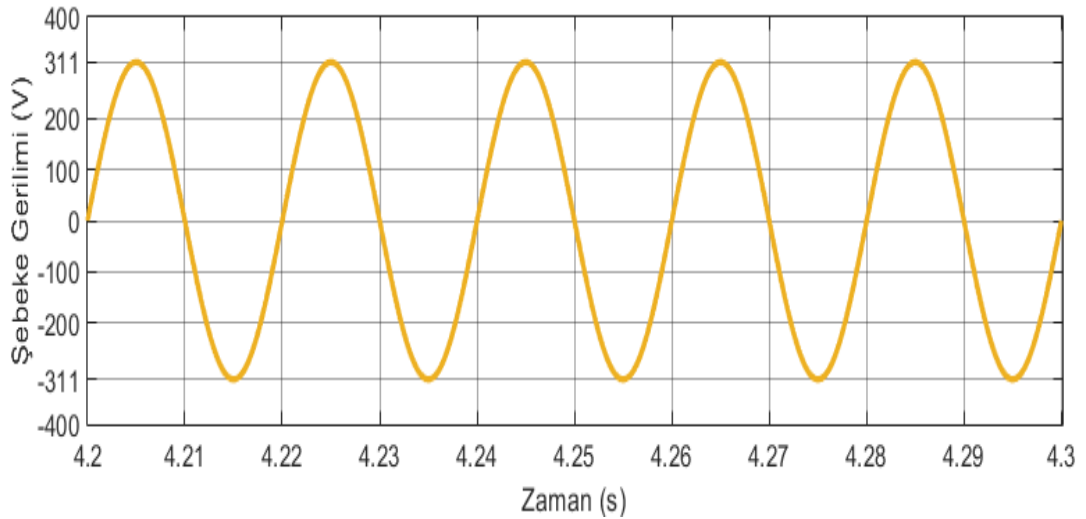


Şekil 6.35. BMK-PI kontrol ile FV panelden elde edilen akım grafiği.

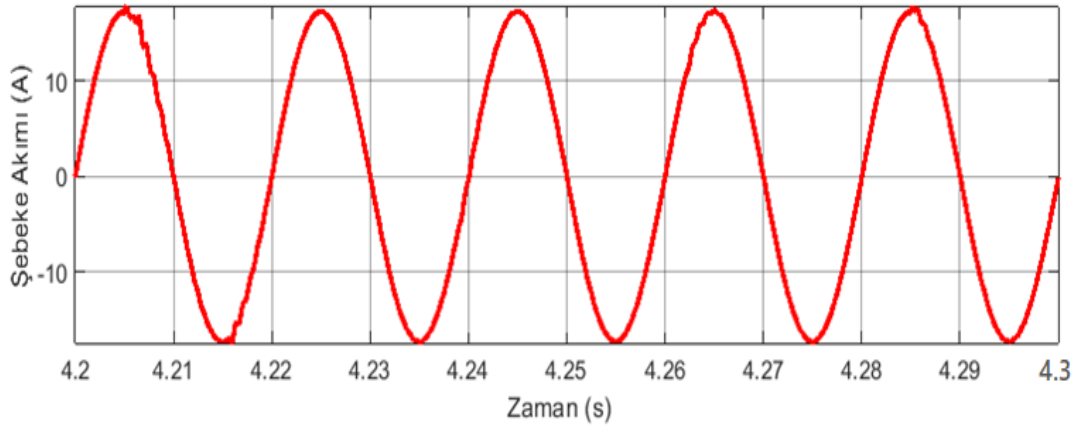


Şekil 6.36. BMK-PI kontrol ile istenilen referans ve ölçülen akımın sinyal görüntüsü.

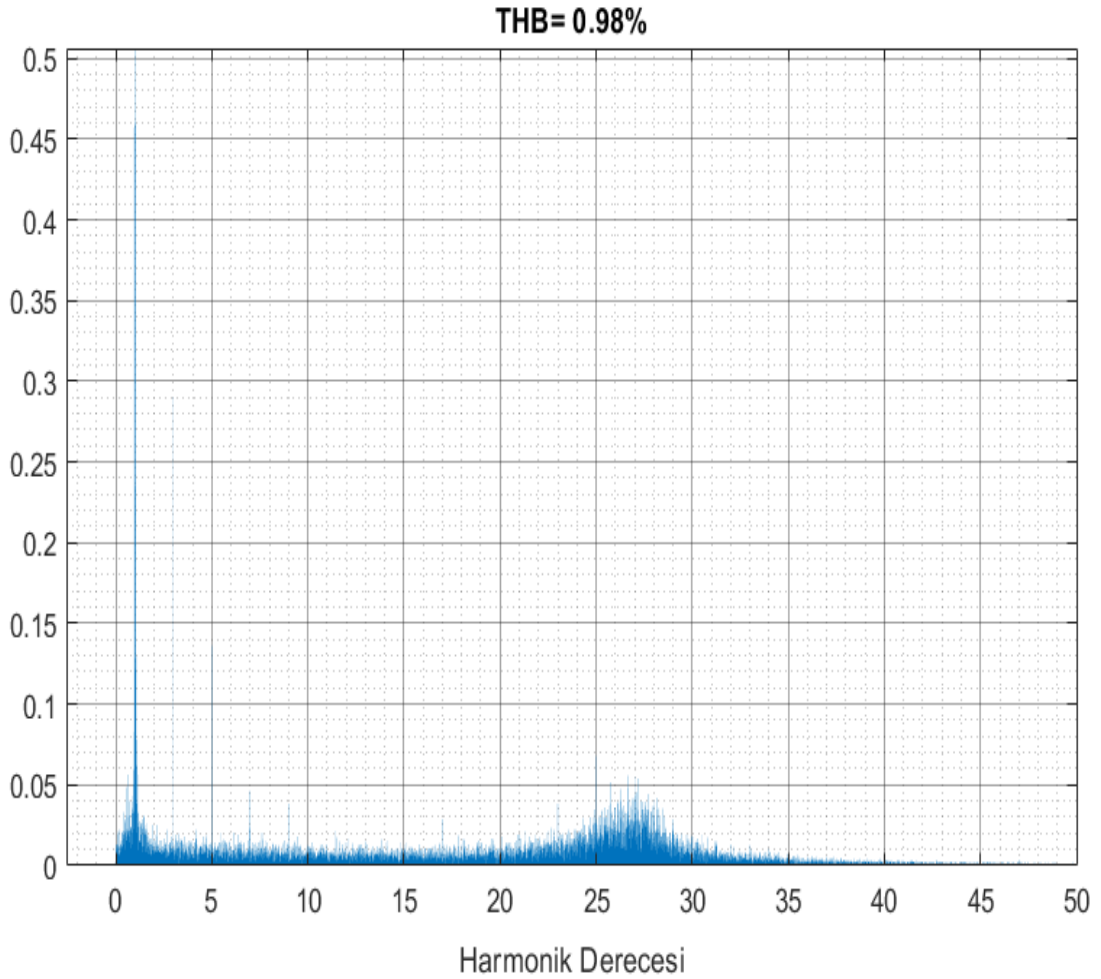
FV panele 0 ile 5 saniye arasında 800 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda evirici sisteminin çıkışında oluşan şebeke gerilimi ve akımının belirli zaman aralıklarındaki grafiği Şekil 6.37 ve Şekil 6.38 ile, meydana gelen şebeke akımının %0,98 THB değerine sahip olduğu grafik Şekil 6.39 ile verilmiştir.



Şekil 6.37. BMK-PI kontrol ile FV panele 800 W/m^2 ışınım uygulanması esnasında kontrol için gerekli olan şebeke gerilimi.

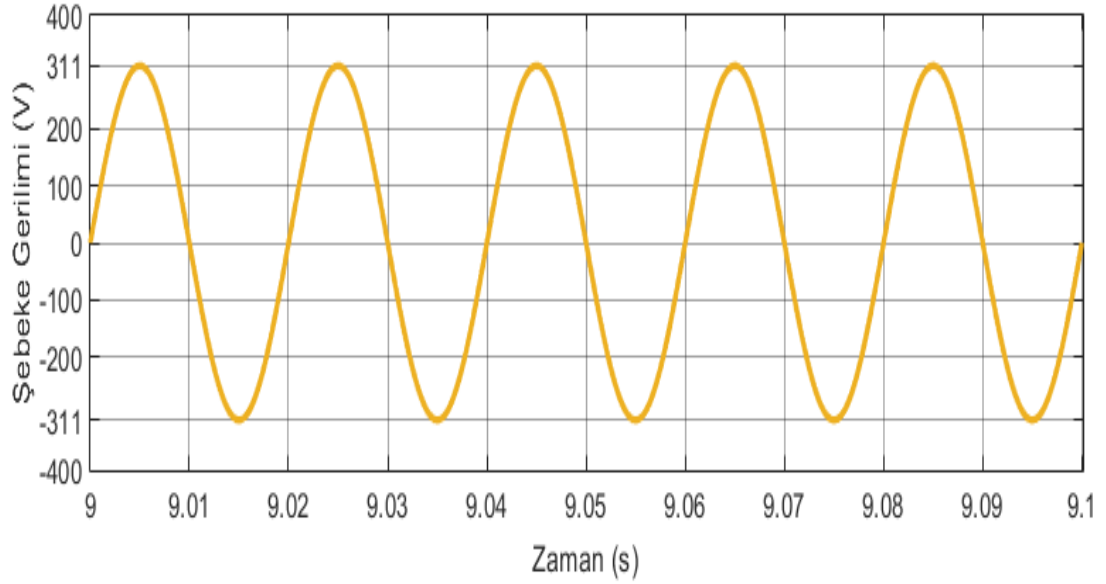


Şekil 6.38. BMK-PI kontrol ile FV panele 800 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımı.

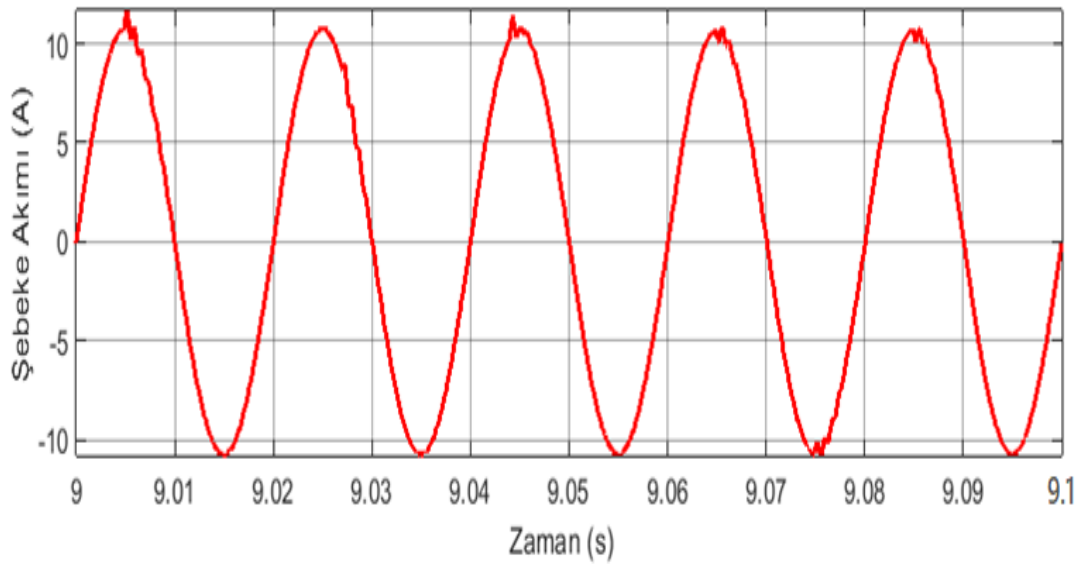


Şekil 6.39. BMK-PI kontrol ile FV panele 800 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımının THB değeri.

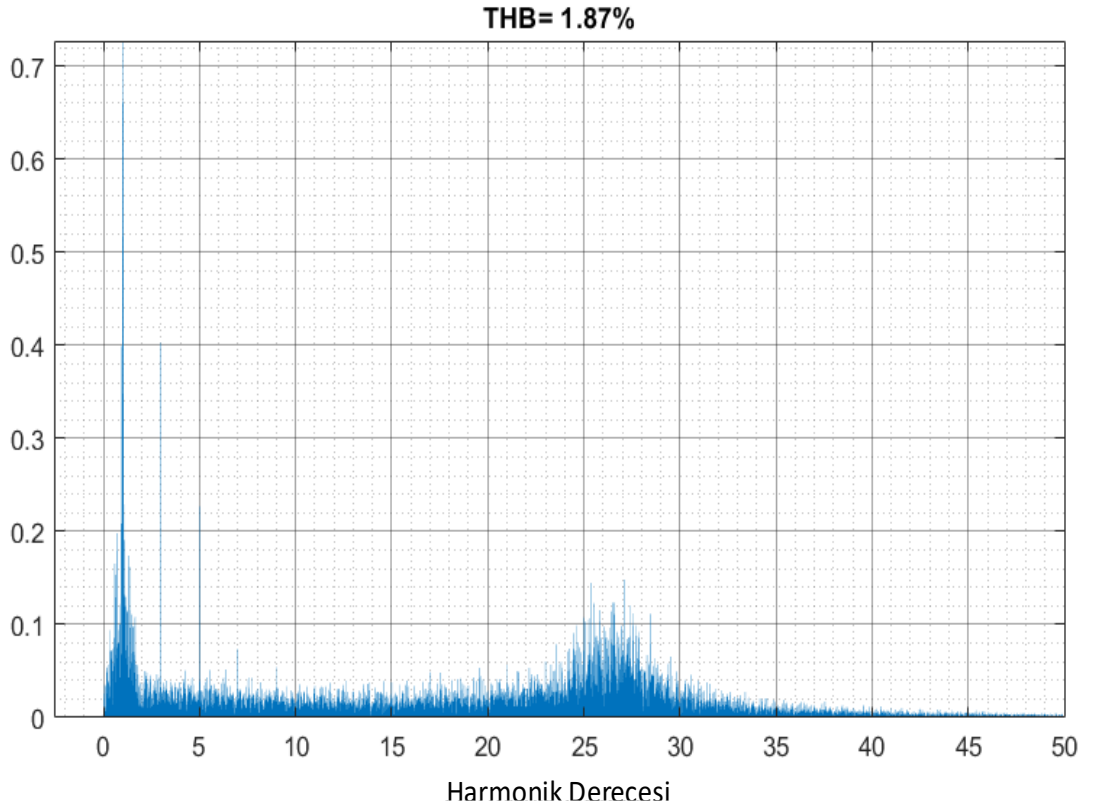
FV panele 5 ile 10 saniye arasında 500 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda evirici sisteminin çıkışında oluşan şebeke gerilimi ve akımının belirli zaman aralıklarındaki grafiği Şekil 6.40 ve Şekil 6.41 ile, meydana gelen şebeke akımının %1,87 THB değerine sahip olduğu grafik Şekil 6.42 ile verilmiştir.



Şekil 6.40. BMK-PI kontrol ile FV panele 500 W/m^2 ışınım uygulanması esnasında kontrol için gerekli olan şebeke gerilimi.

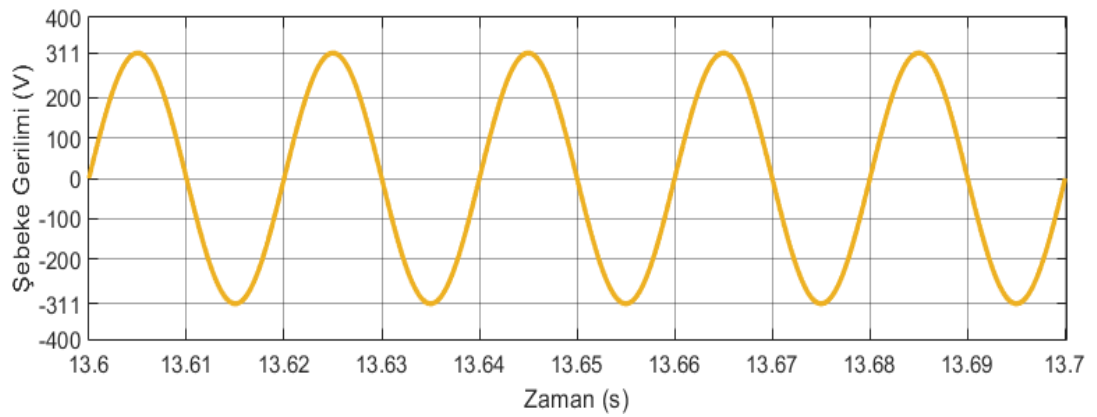


Şekil 6.41. BMK-PI kontrol ile FV panele 500 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımı.

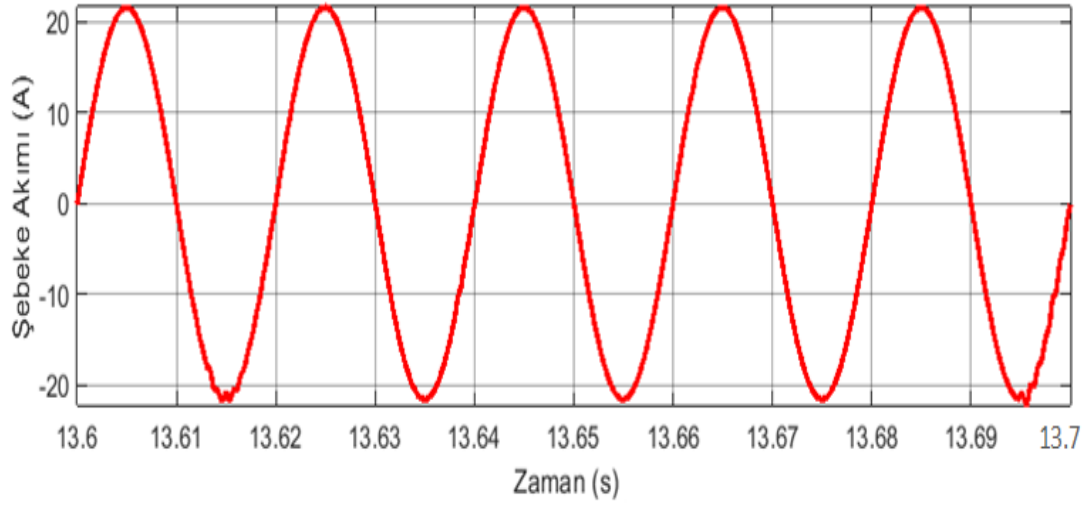


Şekil 6.42. BMK-PI kontrol ile FV panele 500 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımının THB değeri.

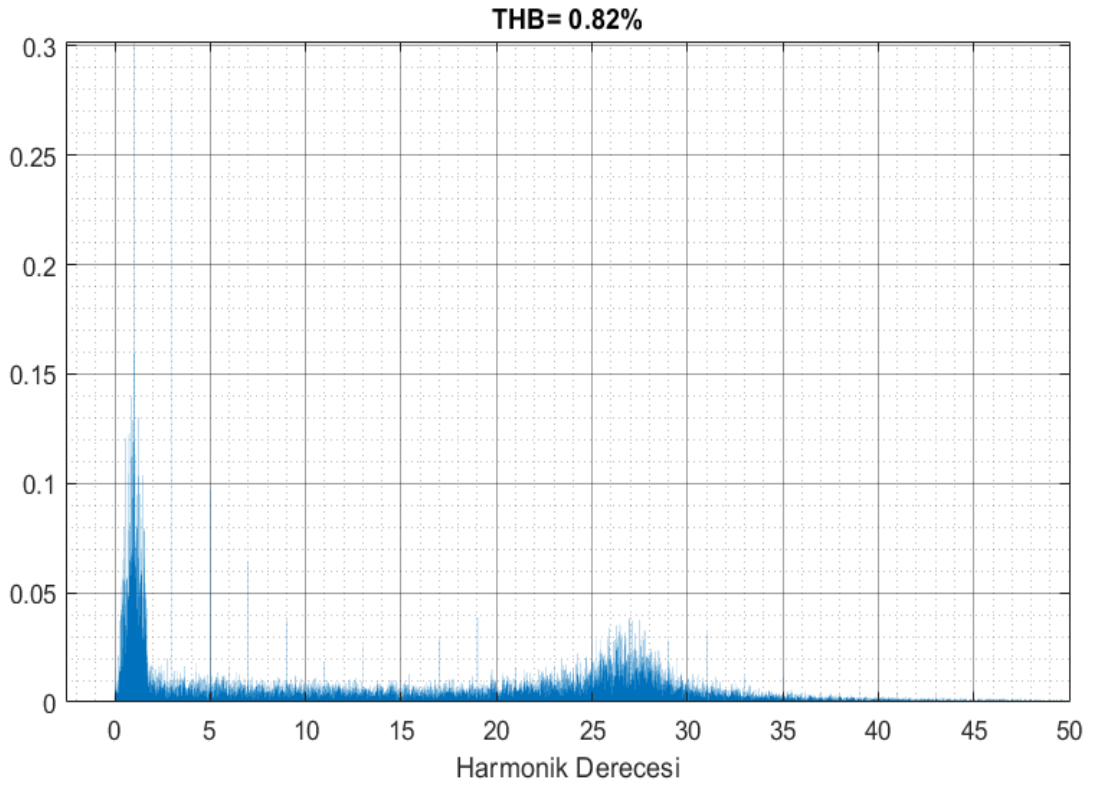
FV panele 10 ile 15 saniye arasında 1000 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda evirici sisteminin çıkışında oluşan şebeke gerilimi ve akımının belirli zaman aralıklarındaki grafiği Şekil 6.43 ve Şekil 6.44 ve meydana gelen şebeke akımının %0,82 THB değerine sahip olduğu grafik Şekil 6.45 ile verilmiştir.



Şekil 6.43. BMK-PI kontrol ile FV panele 1000 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke gerilimi.

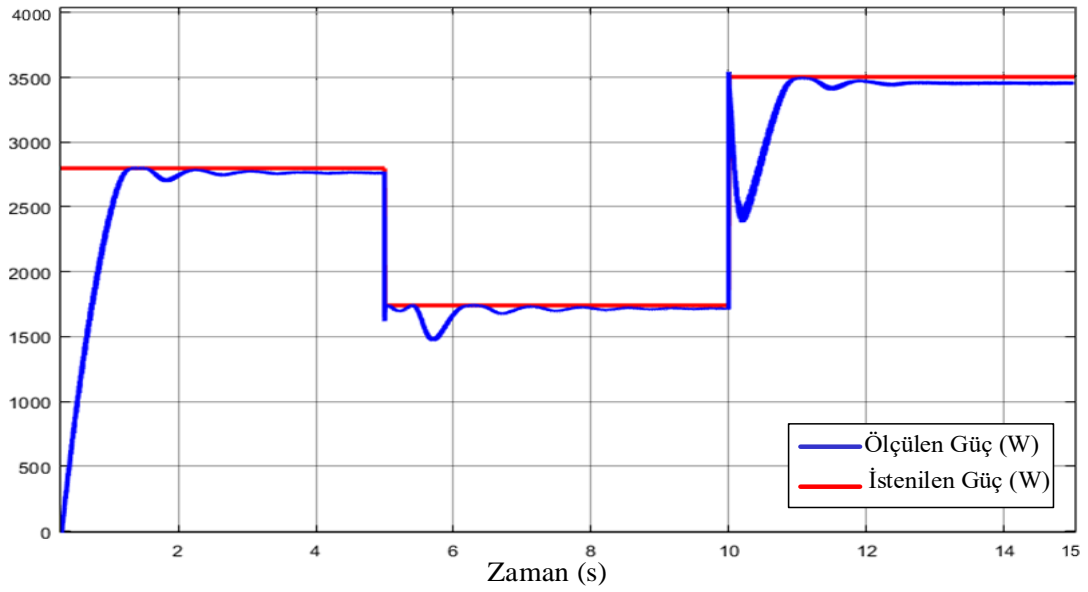


Şekil 6.44. BMK-PI kontrol ile FV panele 1000 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımı.



Şekil 6.45. BMK-PI kontrol ile FV panele 1000 W/m^2 ışınım uygulanması sonucunda elde edilen şebeke akımının THB değeri.

Tasarlanan eviricinin 15 saniyeye kadar FV panelden istenilen ve elde edilen güç grafiği Şekil 6.46 ile verilmiştir.



Şekil 6.46. BMK-PI kontrol yöntemi ile FV panelden istenilen ve elde edilen güç grafiği.

6.4. BENZETİM ÇALIŞMASININ SONUÇLARININ KARŞILAŞTIRILMASI

FV panele belirli saniye aralıklarında farklı ışınım uygulanması ile Karakteristik denklem ile PI, PSO-PI ve BMK-PI kontrol yöntemleri sisteme uygulanmıştır. Sistem sürekli hal değerine oturduktan sonra elde edilen şebeke akımının THB değeri Çizelge 6.3 ile verilmiştir. Bu çizelge ile BMK-PI kontrol yönteminin sisteme uygulanması halinde daha az THB değeri verdiği görülmüştür.

Çizelge 6.3. Elde edilen şebeke akımının THB değeri.

Işınım Miktarı	Zaman Aralıkları (s)	THB %		
		Karakteristik PI	PSO-PI	BMK-PI
800 W/m ²	2,7-5	1,05	1,28	0,98
500 W/m ²	8,5-10	2,14	2,48	1,87
1000 W/m ²	12,5-15	0,86	0,92	0,82

%2 kriterine göre sistemin FV panelden elde edilen güç açısından yerleşme zamanı Çizelge 6.4 ile karşılaştırmalı olarak belirtilmiştir. Bu çizelgeden anlaşılacağı gibi FV panele belirli saniye aralıklarında 800 W/m² ve 500 W/m² ışınım uygulanması ile Karakteristik denklem ile PI kontrol yönteminin sisteme uygulanması halinde ve aynı zamanda FV panele 1000 W/m² ışınım uygulanması ile PSO-PI PI kontrol yönteminin sisteme uygulanması halinde daha kısa sürede sürekli hale geçtiği gözlenmiştir.

Çizelge 6.4. Her üç yönteme ilişkin kontrolör performansı yerleşme zamanının karşılaştırılması.

Işınım Miktarı	Karakteristik PI	PSO-PI	BMK-PI
800 W/m ²	2,7127 s	2,7612 s	2,7226 s
500 W/m ²	3,2725 s	4,0211 s	3,2925s
1000 W/m ²	2,4024 s	2,3632 s	2,4526 s

%2 kriterine göre sistemin sürekli hal güç verimi Çizelge 6.5 ile karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Bu çizelge ile BMK-PI kontrol yönteminin sisteme uygulanması halinde FV panelin güç veriminin daha fazla olduğu gözlenmiştir.

Çizelge 6.5. Kontrol yöntemlerinin uygulanması ile FV panelin güç verimi karşılaştırması.

Işınım Miktarı	MGNT Verimi (%)		
	Karakteristik PI	PSO-PI	BMK-PI
800 W/m ²	%98,7771	%98,7996	%98,7885
500 W/m ²	%98,5481	%98,4537	%98,5526
1000 W/m ²	%98,6155	%98,6150	%98,6157

BÖLÜM 7

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında FV sistemler için kullanılan eviriciler, eviricilerin çıkış akımı harmoniklerinin Çizelge 6.1 ile belirtildiği gibi uluslararası standartlarda (IEEE519) belirtilen seviyenin altında olması için kullanılan filtreler ve sistemin FV panelden elde edilen güç veriminin yüksek olması ve istenilen akımın doğru elde edilmesi için kullanılacak olan kontrol yöntemleri hakkında araştırmalar yapılmıştır. FV panel çıkışı şebeke bağlantılı gerilim kaynaklı tek fazlı evirici için tasarlanmıştır. Eviricinin çıkışında LCL filtresi kullanılmıştır.

Yapılan benzetim çalışmasında çift kutuplu SDGM yöntemine göre evirici sisteminin çıkış akım harmoniğinin daha az olduğu ve sistem verimi daha iyi olduğu için tek kutuplu SDGM yöntemi uygulanmıştır. Daha sonra belirli zaman aralıklarında FV panele uygulanan ışınım miktarı sonucu istenilen şebeke akımının elde edilmesi için sırasıyla karakteristik denklem ile PI, PSO-PI ve BMK-PI kontrol tekniği eviriciler için uygulanmıştır.

Yapılan çalışmalar sonucunda tasarım kolaylığı açısından; PSO-PI yönteminin karakteristik denklem ile PI kontrol yöntemine göre, BMK-PI kontrol yönteminin PSO-PI kontrol yöntemine göre daha kolay metot oldukları gözlenmiştir. Ayrıca kullanılan kontrol yöntemlerinin tamamında çıkış akımı harmoniğinin uluslararası standartların altında olduğu ve bu kontrol yöntemlerinin arasında BMK ile PI kontrol tekniğinin kullanılması sonucu çıkış akım harmoniğinin daha az olduğu gözlenmiştir. Aynı zamanda bu tekniğin sisteme uygulanması halinde %2 kriterine göre FV panelden elde edilen gücün diğer kontrol yöntemlerine göre daha uzun sürede elde edilmesine rağmen, sürekli hal güç veriminin daha fazla olduğu gözlenmiştir.

Bu tez kapsamında MGNT algoritması olarak yalnızca D&G yöntemi kullanılmıştır. Yine sistemi maksimum güç referansına gitmeye zorlayacak olan kontrolör tipi olarak da doğrusal kontrol yöntemlerinden birisi olan PI kontrol yöntemi tercih edilmiştir. Gelecek çalışmalar açısından farklı MGNT yöntemlerinin uygulanması ya da literatürde gürbüz kontrol yöntemi diye bahsedilen doğrusal olmayan kontrol yöntemlerinden örneğin KKK gibi yöntemler uygulanarak hem THB bakımından hem de MGNT verimi bakımından daha iyi performans elde edilmesi sağlanabilir.

KAYNAKLAR

1. Rashid, M. H., “Power Electronics”, Çeviri Editörü/Editörleri, **Sedat Sünter**, Ankara, 283-284 (2016).
2. Eurostat, “Energy, Transport and environment statistics. 2019 edition”,*Christine Wirtz*, 220 (2019).
3. Lu, Y., “Advanced Grid-Tied Photovoltaic”, *University Of Canterbury*, (13A): 1–2 (2015).
4. BP, “Statistical Review of World Energy 2020 69th edition”, *BP Report*, London, 10-11 (2020).
5. İnternet: Müdürlüğü, E. İ. G., “T.C Enerji ve Tabii Kaynaklar Bakanlığı”, <https://www.enerji.gov.tr/tr-TR/Sayfalar/Elektrik> (2020).
6. Kılıç, F. Ç., “Güneş Enerjisi, Türkiye’deki Son Durumu ve Üretim Teknolojileri”, *Muhendis Ve Makina*, 56 (671): 28–40 (2015).
7. İnternet: Müdürlüğü, E. İ. G., “Türkiye Güneş Enerjisi Potansiyel Atlası (GEPA)”, <http://www.yegm.gov.tr/MyCalculator/Default.aspx> (2020).
8. İnternet: Müdürlüğü, E. İ. G., “T.C Enerji ve Tabii Kaynaklar Bakanlığı”, <https://www.enerji.gov.tr/tr-TR/Sayfalar/Gunes> (2020).
9. Ozcan, O. ve Ersoz, F., “Project and cost-based evaluation of solar energy performance in three different geographical regions of Turkey: Investment analysis application”, *Engineering Science And Technology, An International Journal*, 22 (4): 1098–1106 (2019).
10. Demiroren, A. ve Yilmaz, U., “Analysis of change in electric energy cost with using renewable energy sources in Gökceada, Turkey: An island example”, *Renewable And Sustainable Energy Reviews*, 14 (1): 323–333 (2010).
11. Saha, S., Sundarsingh, V. P., “Novel grid-connected photovoltaic inverter”, *IEEE Proceedings - Generation, Transmission And Distribution*, 143 (2): 219–224 (1996).
12. Barbosa, P. G., Rolim, L. G. B., Watanabe, E. H., ve Hanitsch, R., “Control strategy for grid-connected DC-AC converters with load power factor

- correction”, *IEE Proceedings: Generation, Transmission And Distribution*, 145 (5): 487–491 (1998).
13. Kazem Beck, M., “A comprehensive solar electric system for remote areas”, *Desalination*, 209 (1–3): 312–318 (2007).
 14. Hyosung Kim ve Kyoung-Hwan Kim, “Filter design for grid connected PV inverters”, *IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies*, Kore, 1070 - 1075 (2008).
 15. Ali, H. ve Khan, H. A., “Techno-economic evaluation of two 42 kWp polycrystalline-Si and CIS thin-film based PV rooftop systems in Pakistan”, *Renewable Energy*, 152: 347–357 (2020).
 16. Eltawil, M. A. ve Zhao, Z., “MPPT techniques for photovoltaic applications”, *Renewable And Sustainable Energy Reviews*, 25 (2013): 793–813 (2013).
 17. Karami, N., Moubayed, N., ve Outbib, R., “General review and classification of different MPPT Techniques”, *Renewable And Sustainable Energy Reviews*, 68 (2017): 1–18 (2017).
 18. Ezinwanne, O., Zhongwen, F., ve Zhijun, L., “Energy Performance and Cost Comparison of MPPT Techniques for Photovoltaics and other Applications”, *Energy Procedia*, 107 (September 2016): 297–303 (2017).
 19. Alik, R. ve Jusoh, A., “Modified Perturb and Observe (P&O) with checking algorithm under various solar irradiation”, *Solar Energy*, 148 (2017): 128–139 (2017).
 20. Motahhir, S., El Hammoumi, A., ve El Ghzizal, A., “The most used MPPT algorithms: Review and the suitable low-cost embedded board for each algorithm”, *Journal Of Cleaner Production*, 246 (2020): 118983 (2020).
 21. Yang, Y. ve Zhao, F. P., “Adaptive perturb and observe MPPT technique for grid-connected photovoltaic inverters”, *Procedia Engineering*, 23 (2011): 468–473 (2011).
 22. Sefa, İbrahim, Altın, N., “Güneş Pili İle Beslenen Şebeke Etkileşimli Eviricler - Genel Bir Bakış”, 24 (3): 409–424 (2009).
 23. Hirachi, K. ve Tomokuni, Y., “Improved control strategy to eliminate the harmonic current components for single-phase PWM current source inverter”, *INTELEC, International Telecommunications Energy Conference (Proceedings)*, 189–194 (1997).
 24. Cholewa, D., Mazgaj, W., Szular, Z., ve Woszczyzna, B., “Reduction of switching losses in three-phase three-level voltage source inverters”, *2018 14th Selected Issues of Electrical Engineering and Electronics (WZEE)*, Szczecin, 1-4 (2018).
 25. Espinoza, J. R., “15 - Inverters”, *Power Electronics Handbook (Third Edition)*,

Butterworth-Heinemann, Boston, 357–408 (2011).

26. Gao, D. (Zhiwei) ve Sun, K., “16 - DC–AC inverters”, *Electric Renewable Energy Systems*, *Academic Press*, Boston, 354–381 (2016).
27. Luo, F. L., Ye, H., ve Rashid, M., “Chapter 6 - Digitally Controlled DC/AC Inverters”, *Digital Power Electronics and Applications*, *Academic Press*, San Diego, 162–177 (2005).
28. Liao, Z., Cao, C., ve Qiu, D., “Analysis on topology derivation of single-phase transformerless photovoltaic grid-connect inverters”, *Optik*, 182 (December 2018): 50–57 (2019).
29. Azim, M. I., Hossain, M. M., Rana, M. M., ve Rahman, M. R., “Utilization of single phase inverters in Photovoltaic system”, *2014 International Conference on Electrical Engineering and Information & Communication Technology*, Dhaka, 1-5 (2014).
30. Prutianu, F. ve Popescu, V., “Control of single phase inverters for wind energy conversion using PWM techniques”, *9th International Symposium on Electronics and Telecommunications*, Timisoara, 95-98 (2010).
31. Khluabwannarat, P., Thammarat, C., Tadsuan, S., ve Bunjongjit, S., “An analysis of iron loss supplied by sinusoidal, square wave, bipolar PWM inverter and unipolar PWM inverter”, *International Power Engineering Conference, IPEC 2007*, Singapore, 1185-1190 (2007).
32. Gomes, C. C., Cupertino, A. F., ve Pereira, H. A., “Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on LCL filter: An overview”, *Renewable And Sustainable Energy Reviews*, 81 (2018): 116–135 (2018).
33. Kim, Y.-J. ve Kim, H., “Optimal design of LCL filter in grid-connected inverters”, *IET Power Electronics*, 12 (7): 1774–1782 (2019).
34. Rasekh, N. ve Hosseinpour, M., “LCL filter design and robust converter side current feedback control for grid-connected Proton Exchange Membrane Fuel Cell system”, *International Journal Of Hydrogen Energy*, 45 (23): 13055–13067 (2020).
35. Lo Calzo, G., Lidozzi, A., Solero, L., ve Crescimbeni, F., “LC Filter Design for On-Grid and Off-Grid Distributed Generating Units”, *IEEE Transactions On Industry Applications*, 51 (2): 1639–1650 (2015).
36. Jayalath, S. ve Hanif, M., “Generalized LCL-Filter Design Algorithm for Grid-Connected Voltage-Source Inverter”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 64 (3): 1905–1915 (2017).
37. Zeb, K., Uddin, W., Khan, M. A., Ali, Z., Ali, M. U., Christofides, N., ve Kim, H. J., “A comprehensive review on inverter topologies and control strategies for grid connected photovoltaic system”, *Renewable And Sustainable Energy Reviews*, 94 (2018): 1120–1141 (2018).

38. Athari, H., Niroomand, M., ve Ataei, M., “Review and Classification of Control Systems in Grid-tied Inverters”, *Renewable And Sustainable Energy Reviews*, 72 (2017): 1167–1176 (2017).
39. Mao, H., Yang, X., Chen, Z., ve Wang, Z., “A hysteresis current controller for single-phase three-level voltage source inverters”, *IEEE Transactions On Power Electronics*, 27 (7): 3330–3339 (2012).
40. Bao, X., Zhuo, F., Tian, Y., ve Tan, P., “Simplified feedback linearization control of three-phase photovoltaic inverter with an LCL filter”, *IEEE Transactions On Power Electronics*, 28 (6): 2739–2752 (2013).
41. He, N., Xu, D., Zhu, Y., Zhang, J., Shen, G., Zhang, Y., Ma, J., ve Liu, C., “Weighted average current control in a three-phase grid inverter with an LCL filter”, *IEEE Transactions On Power Electronics*, 28 (6): 2785–2797 (2013).
42. Kwak, S., Yoo, S. J., ve Park, J., “Finite control set predictive control based on Lyapunov function for three-phase voltage source inverters”, *IET Power Electronics*, 7 (11): 2726–2732 (2014).
43. Yang, F., Yang, L., ve Ma, X., “An advanced control strategy of PV system for low-voltage ride-through capability enhancement”, *Solar Energy*, 109: 24–35 (2014).
44. Wai, R. J., Chen, M. W., ve Liu, Y. K., “Design of adaptive control and fuzzy neural network control for single-stage boost inverter”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 62 (9): 5434–5445 (2015).
45. Ahmadi, S., Shokoohi, S., ve Bevrani, H., “A fuzzy logic-based droop control for simultaneous voltage and frequency regulation in an AC microgrid”, *International Journal Of Electrical Power And Energy Systems*, 64: 148–155 (2015).
46. Fu, X. ve Li, S., “Control of Single-Phase Grid-Connected Converters with LCL Filters Using Recurrent Neural Network and Conventional Control Methods”, *IEEE Transactions On Power Electronics*, 31 (7): 5354–5364 (2016).
47. Hemachandu, P. ve Reddy, V. C. V., “A Critical Evaluation of Advanced Multi-Carrier Modulation Scheme for 15-Level Inverter via PSO-PID Controller”, *Procedia Technology*, 23: 240–247 (2016).
48. Komurcugil, H., Ozdemir, S., Altin, N., ve Sefa, I., “Lyapunov-Function and Proportional-Resonant-Based Control Strategy for Single-Phase Grid-Connected VSI With LCL Filter”, *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 63 (5): 2218–2223 (2016).
49. Xu, Y. ve Jin, W., “A parameter identification model for the Photovoltaic grid-connected inverter”, *Optik*, 142 (2017): 23–32 (2017).
50. Kannan, C., Mohanty, N. K., ve Selvarasu, R., “A new topology for cascaded H-bridge multilevel inverter with PI and Fuzzy control”, *Energy Procedia*, 117:

917–926 (2017).

51. Wu, Z. qiang, Xu, C. hua, ve Yang, Y., “Adjustable PID control based on adaptive internal model and application in current shared control of multi inverters”, *Journal Of The Franklin Institute*, 354 (7): 2699–2711 (2017).
52. Nabgha, A. S. M. ve Ouassaid, M., “A fuzzy logic and sliding mode control for a grid-connected current source inverter photovoltaic system”, *Proceedings Of 2018 6th International Renewable And Sustainable Energy Conference, IRSEC 2018*, 1–6 (2018).
53. Yang, B., Yu, T., Shu, H., Zhu, D., Zeng, F., Sang, Y., ve Jiang, L., “Perturbation observer based fractional-order PID control of photovoltaics inverters for solar energy harvesting via Yin-Yang-Pair optimization”, *Energy Conversion And Management*, 171 (June): 170–187 (2018).
54. Kumar, N., Saha, T. K., ve Dey, J., “Control, implementation, and analysis of a dual two-level photovoltaic inverter based on modified proportional-resonant controller”, *IET Renewable Power Generation*, 12 (5): 598–604 (2018).
55. Ledesma, J. L. M., Castillo, O. C., Gonzalez, R. O., ve Rivas, J. J. R., “Power quality of single-phase standalone inverter with linear and nonlinear load”, *10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, Xi'an, 242-247 (2019).
56. Ngo, V. Q. B., Vu, V. H., Pham, V. T., Nguyen, H. N., Rodriguez-Ayerbe, P., Olaru, S., ve Do, H. T., “Lyapunov-Induced Model Predictive Power Control for Grid-Tie Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverter with Dead-Time Compensation”, *IEEE Access*, 7: 166869–166882 (2019).
57. Mohapatra, S. R. ve Agarwal, V., “Model Predictive Controller With Reduced Complexity for Grid-Tied Multilevel Inverters”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 66 (11): 8851–8855 (2019).
58. Bayhan, S., Seyedalipour, S. S., Komurcugil, H., ve Abu-Rub, H., “Lyapunov Energy Function Based Control Method for Three-Phase UPS Inverters With Output Voltage Feedback Loops”, *IEEE Access*, 7: 113699–113711 (2019).
59. Rey, J. M., Castilla, M., Miret, J., Camacho, A., ve Guzman, R., “Adaptive Slope Voltage Control for Distributed Generation Inverters With Improved Transient Performance”, *IEEE Transactions On Energy Conversion*, 34 (3): 1644–1654 (2019).
60. Parvez, M., Elias, M. F. M., Rahim, N. A., Blaabjerg, F., Abbott, D., ve Al-Sarawi, S. F., “Comparative Study of Discrete PI and PR Controls for Single-Phase UPS Inverter”, *IEEE Access*, 8: 45584–45595 (2020).
61. Bahrami, A., Narimani, M., Norambuena, M., ve Rodriguez, J., “Current Control of a Seven-Level Voltage Source Inverter”, *IEEE Transactions On Power Electronics*, 35 (3): 2308–2316 (2020).

62. Zhang, H., Xian, J., Shi, J., Wu, S., ve Ma, Z., “High Performance Decoupling Current Control by Linear Extended State Observer for Three-Phase Grid-Connected Inverter with an LCL Filter”, *IEEE Access*, 8: 13119–13127 (2020).
63. Hernández-Callejo, L., Gallardo-Saavedra, S., ve Alonso-Gómez, V., “A review of photovoltaic systems: Design, operation and maintenance”, *Solar Energy*, 188 (March): 426–440 (2019).
64. AL-Rousan, N., Isa, N. A. M., ve Desa, M. K. M., “Advances in solar photovoltaic tracking systems: A review”, *Renewable And Sustainable Energy Reviews*, 82 (September 2017): 2548–2569 (2018).
65. Fares, M. A., Atik, L., Bachir, G., ve Aillerie, M., “Photovoltaic panels characterization and experimental testing”, *Energy Procedia*, 119: 945–952 (2017).
66. Rasool, F., Drieberg, M., Badruddin, N., ve Mahinder Singh, B. S., “PV panel modeling with improved parameter extraction technique”, *Solar Energy*, 153 (2017): 519–530 (2017).
67. Anand, Amit, Akella, A. K., “Modelling and Analysis of Single Diode Photovoltaic Module using MATLAB/Simulink”, *Int. Journal Of Engineering Research And Applications*, 6 (3): 29–34 (2016).
68. Hejri, M. ve Mokhtari, H., “On the Comprehensive Parametrization of the Photovoltaic (PV) Cells and Modules”, *IEEE Journal Of Photovoltaics*, 7 (1): 250–258 (2017).
69. Patel, G. R., Patel, D. B., ve Paghdal, K. M., “Analysis Of P&O MPPT Algorithm For PV System”, *International Journal of Electrical and Electronics Engineering (IJEEE)*, 5 (6): 1–10 (2016).
70. Li, H., Yang, D., Su, W., Lu, J., ve Yu, X., “An Overall Distribution Particle Swarm Optimization MPPT Algorithm for Photovoltaic System under Partial Shading”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 66 (1): 265–275 (2019).
71. Reza Reisi, A., Hassan Moradi, M., ve Jamasb, S., “Classification and comparison of maximum power point tracking techniques for photovoltaic system: A review”, *Renewable And Sustainable Energy Reviews*, 19 (2013): 433–443 (2013).
72. Bharath, K. R. ve Suresh, E., “Design and implementation of improved fractional open circuit voltage based maximum power point tracking algorithm for photovoltaic applications”, *International Journal Of Renewable Energy Research*, 7 (3): 1108–1113 (2017).
73. Shebani, M. M., Iqbal, T., ve Quaicoe, J. E., “Comparing bisection numerical algorithm with fractional short circuit current and open circuit voltage methods for MPPT photovoltaic systems”, *2016 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, Ottawa, 1-5 (2016).

74. Sher, H. A., Murtaza, A. F., Noman, A., Addoweesh, K. E., Al-Haddad, K., ve Chiaberge, M., “A New Sensorless Hybrid MPPT Algorithm Based on Fractional Short-Circuit Current Measurement and P&O MPPT”, *IEEE Transactions On Sustainable Energy*, 6 (4): 1426–1434 (2015).
75. Kumari, J. S., Babu, C. S., ve Yugandhar, J., “Design and Analysis of Open Circuit Voltage Based Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic System”, *International Journal of Research and Reviews in Electrical and Computer Engineering (IJRRECE)*, 2 (1): 62-68 (2011).
76. John, R., Mohammed, S. S., ve Zachariah, R., “Variable step size Perturb and observe MPPT algorithm for standalone solar photovoltaic system”, *2017 IEEE International Conference on Intelligent Techniques in Control, Srivilliputhur*, 1-6 (2018).
77. Sera, D., Mathe, L., Kerekes, T., Spataru, S. V., ve Teodorescu, R., “On the perturb-and-observe and incremental conductance mppt methods for PV systems”, *IEEE Journal Of Photovoltaics*, 3 (3): 1070–1078 (2013).
78. Kamran, M., Mudassar, M., Fazal, M. R., Asghar, M. U., Bilal, M., ve Asghar, R., “Implementation of improved Perturb & Observe MPPT technique with confined search space for standalone photovoltaic system”, *Journal Of King Saud University - Engineering Sciences*, (2018).
79. Loukriz, A., Haddadi, M., ve Messalti, S., “Simulation and experimental design of a new advanced variable step size Incremental Conductance MPPT algorithm for PV systems”, *ISA Transactions*, 62: 30–38 (2016).
80. Putri, R. I., Wibowo, S., ve Rifa’i, M., “Maximum power point tracking for photovoltaic using incremental conductance method”, *Energy Procedia*, 68: 22–30 (2015).
81. Hu, H., Harb, S., Kutkut, N., Batarseh, I., ve Shen, Z. J., “A review of power decoupling techniques for microinverters with three different decoupling capacitor locations in PV systems”, *IEEE Transactions On Power Electronics*, 28 (6): 2711–2726 (2013).
82. Zhang, Y., Xiong, J., He, P., ve Wang, S., “Review of power decoupling methods for micro-inverters used in PV systems”, *Chinese Journal Of Electrical Engineering*, 4 (4): 26–32 (2019).
83. Dumais, Alex, Kalyanaraman, S., “Grid-Connected Solar Microinverter Reference Design”, *Euphytica*, 213 (7): 1–54 (2017).
84. Ankit, Sahoo, S. K., Sukchai, S., ve Yanine, F. F., “Review and comparative study of single-stage inverters for a PV system”, *Renewable And Sustainable Energy Reviews*, 91 (2018): 962–986 (2018).
85. Jana, J., Saha, H., ve Das Bhattacharya, K., “A review of inverter topologies for single-phase grid-connected photovoltaic systems”, *Renewable And Sustainable Energy Reviews*, 72 (October 2016): 1256–1270 (2017).

86. Nwaigwe, K. N., Mutabilwa, P., ve Dintwa, E., “An overview of solar power (PV systems) integration into electricity grids”, *Materials Science For Energy Technologies*, 2 (3): 629–633 (2019).
87. Siwakoti, Y. P., Forouzesh, M., ve Ha Pham, N., “Power Electronics Converters—An Overview”, *Control of Power Electronic Converters and Systems*, *Elsevier*, 3–29 (2018).
88. Chen, M., Xu, D., Zhang, T., Shi, K., He, G., ve Rajashekara, K., “A Novel DC Current Injection Suppression Method for Three-Phase Grid-Connected Inverter Without the Isolation Transformer”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 65 (11): 8656–8666 (2018).
89. Molina, M. G., “Modelling and Control of Grid-connected Solar Photovoltaic Systems”, *Renewable Energy - Utilisation and System Integration*, *InTech*, 53–83 (2016).
90. Aboadla, E. H. E., Khan, S., Habaebi, M. H., Gunawan, T., Hamidah, B. A., ve Yaacob, M. Bin, “Effect of modulation index of pulse width modulation inverter on Total Harmonic Distortion for Sinusoidal”, *2016 International Conference on Intelligent Systems Engineering (ICISE)*, Islamabad, 192-196 (2016).
91. Soomro, J., Memon, T. D., ve Shah, M. A., “Design and analysis of single phase voltage source inverter using Unipolar and Bipolar pulse width modulation techniques”, *2016 International Conference on Advances in Electrical, Electronic and Systems Engineering (ICAEES)*, Putrajaya, 277-282 (2016).
92. Kareem Z. Mansoor, A. ve G. Abdullah, A., “Analysis and Simulation of Single Phase Inverter Controlled By Neural Network”, *AL-Rafdain Engineering Journal (AREJ)*, 20 (6): 1–14 (2012).
93. El Wahid Hamza, K. A., Hassaine, L., ve Cherif, L., “LCL filter design with passive damping for photovoltaic grid connected systems”, *2015 6th International Renewable Energy Congress (IREC)*, Sousse, 1-4 (2015).
94. Kahlane, A.E.W.H, Hassaine, L., Kherchi, M., “LCL filter design for photovoltaic grid connected systems”, *Revue des Energies Renouvelables SIENR*, Algeria, 227-232 (2014).
95. Gökbulut, M., “Otomatik Kontrol Sistemleri”, *Firat Üniversitesi*, Elazığ (2019).
96. Fatih, M., “Pid kontrolör ile tasarim”, *Hitit Üniversitesi*, Çorum(2014) .
97. Özdemir, A., “Otomatik Kontrol Ders Notları“, *Sakarya Üniversitesi*, Sakarya (2014) .
98. Matos, J., Faria, R. P. V., Nogueira, I. B. R., Loureiro, J. M., ve Ribeiro, A. M., “Optimization strategies for chiral separation by true moving bed chromatography using Particles Swarm Optimization (PSO) and new Parallel PSO variant”, *Computers And Chemical Engineering*, 123: 344–356 (2019).

99. Družeta, S., Ivić, S., Grbčić, L., ve Lučin, I., “Introducing languid particle dynamics to a selection of PSO variants”, *Egyptian Informatics Journal*, 21 (2020): 119–129 (2019).
100. Wu, D., Jiang, N., Du, W., Tang, K., ve Cao, X., “Particle Swarm Optimization with Moving Particles on Scale-Free Networks”, *IEEE Transactions On Network Science And Engineering*, 7 (1): 497–506 (2020).
101. Li, J., Zhang, J., Jiang, C., ve Zhou, M., “Composite Particle Swarm Optimizer with Historical Memory for Function Optimization”, *IEEE Transactions On Cybernetics*, 45 (10): 2350–2363 (2015).
102. Hu, M., Wu, T., ve Weir, J. D., “An Adaptive Particle Swarm Optimization With Multiple Adaptive Methods”, *IEEE Transactions On On Evolutionary Computation*, 17 (5): 705–720 (2013).
103. Del Valle, Y., Venayagamoorthy, G. K., Mohagheghi, S., Hernandez, J. C., ve Harley, R. G., “Particle swarm optimization: Basic concepts, variants and applications in power systems”, *IEEE Transactions On Evolutionary Computation*, 12 (2): 171–195 (2008).
104. Gaing, Zve-Lee, Member, I., “A Particle Swarm Optimization approach for optimum design of PID controller for nonlinear systems”, *IEEE Transactions On Energy Conversion*, 19 (2): 384–391 (2004).
105. Adel, T. ve Abdelkader, C., “A Particle Swarm Optimization approach for optimum design of PID controller for nonlinear systems” , **2013 International Conference on Electrical Engineering and Software Applications**, Hammamet, 1-4 (2013).
106. Mostafa, S. A., Mustapha, A., Mohammed, M. A., Ahmad, M. S., ve Mahmoud, M. A., “A fuzzy logic control in adjustable autonomy of a multi-agent system for an automated elderly movement monitoring application”, *International Journal Of Medical Informatics*, 112 (2018): 173–184 (2018).
107. Arpacı, G. N., “PV Sistemler İçin Değiştir & Gözle, Bulanık Mantık Ve Anfis Tabanlı MPPT Kontrolör Tasarımı Ve Karşılaştırılması”, Yüksek Lisans Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 41–42 (2019).
108. Karakuz, V. C., “Hava Aracı Tasarım Projeleri İş Yükünün Bulanık Mantık İle Tahmin Edilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, *Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 45–46 (2019).
109. Karaca, A., “Bulanık Mantık Esaslı Karar Destek Sistemi İle Robot Elin Kuvvet Kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, *İskenderun Teknik Üniversitesi Mühendislik Ve Fen Bilimleri Enstitüsü*, İskenderun, 52–55 (2019).
110. Şenöz, E. R., “Bir Piezo-Kiriş Yapının Aktif Titreşim Kontrolünde Bulanık Mantık Denetleyicinin Gürbüzlük Performansının Kütle Konumu Değişikliği İle Değerlendirilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, *Master Of Science In Aerospace Engineering Department*, Ankara, 74–75 (2019).

111. Kocabaş, A., “PV Paneller İçin Bulanık Mantık Tabanlı Maksimum Güç Noktası İzleyicisi Tasarımı Ve Optimize Edilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, **Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Trabzon, 43–45 (2017).
112. Arslan, M., “Öğretmen Performanslarının Bulanık Mantık Yöntemi İle Değerlendirilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, **Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi Eğitim Bilimleri Enstitüsü**, Van, 36–38 (2019).

EK AÇIKLAMALAR A.

PSO İLE PI KONTROL TEKNİĞİ İÇİN MATLAB KODU


```

% PSO ile PI kontrol
clc
clear all
% PSO Algoritma
N = 2;% parametre sayisi,PI % D
M = 5;% parçacık sayısı % kuş sayısı
T = 7; % iterasyon sayısı
x_min = [0 0];
x_max = [0.3 1];
for dd = 1:N
v_max(1,dd) = (x_max(1,dd)-x_min(1,dd))*0.10; %hızın maksimum değerini atıyor
v_min(1,dd) = -v_max(1,dd);%hızın minimum değerini atıyor
end
c1 = 2.01;
c2 = 2.01;
F=c1+c2;
K = 2/abs(2-F-sqrt(F^2-4*F));
for m = 1:M,
    for n = 1:N,
        x1(m,n)= x_min(1,n)+(x_max(1,n)-x_min(1,n))*rand(1,1);
        v(m,n) = 0;
    end
    fx = zeros(M,1);
    fp = zeros(M,1);
    p = x1;
    fg = 0;
end
t1=1;
while t1 <= T,
    r1 = rand(1,1);
    r2 = rand(1,1);
%*****
    for j = 1:M,

```

```

    Kp=x1(j,1);
    Ki=x1(j,2);
sim('PV_akim_uni_PSO_PI');
SSE = 0;
    for k = 1: length(Hata)-1,
        SSE = SSE+(Hata(k)^2); % hatanın kareleri toplami
    end
    fx(j) = 1/SSE;
% *****
    if fp(j) < fx(j),
        fp(j) = fx(j);
        for q = 1:N,
            p(j,q) = x1(j,q);
        end
    end
% *****
    if fg < fp(j),
        fg = fp(j);
        for r = 1:N,
            g(1,r) = p(j,r);
        end
    end
% *****
    for y = 1:M,
        for z = 1:N,
v_yn(y,z)=K*(v(y,z)+c1*r1*(p(y,z)-x1(y,z))+c2*r2*(g(1,N)-x1(y,z))) ;
            if v_yn(y,z) > v_max(1,z),
                v_yn(y,z) = v_max(1,z);
            end
            if v_yn(y,z) < v_min(1,z),
                v_yn(y,z) = v_min(1,z);
            end
        end
    end

```

```

x_yn(y,z) = x1(y,z)+v_yn(y,z); %SYF 28 3.16.DENKLEM
if x_yn(y,z) > x_max(1,z),
    x_yn(y,z) = x_max(1,z);
end
if x_yn(y,z) < x_min(1,z),
    x_yn(y,z) = x_min(1,z);
end
x1(y,z) = x_yn(y,z);
v(y,z) = v_yn(y,z);
end
end
%*****
t1=t1+1;
end
sonuc = g
Kp=g(1);
Ki=g(2);

```

EK AÇIKLAMALAR B.

MATLAB FUNCTION BLOĞUNDA BULUNAN MATLAB KODU

```

function k_yeni = MGNT(Vpv,Ipv,Delta)
persistent Vold Pold k_old
if isempty(Vold)
    Vold=0;
    Pold=0;
    k_old=0;
end
    P=Vpv*Ipv;
    if P ~= Pold
        if P > Pold
            if Vpv ~= Vold
                if Vpv > Vold
                    k_old=k_old-Delta;
                else
                    k_old=k_old+Delta;
                end
            end
        else
            if Vpv ~= Vold
                if Vpv > Vold
                    k_old=k_old+Delta;
                else
                    k_old=k_old-Delta;
                end
            end
        end
    end
    Vold=Vpv;
    Pold=P;
    k=k_old;
    k_yeni=k;
end

```

ÖZGEÇMİŞ

Ekrem DEMİR 1992 yılında Zonguldak'ta doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Zonguldak'ta tamamladı. 2011 yılında Sakarya Üniversitesi, Elektronik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde öğrenim görmeye başladı ve 2015 yılında buradan mezun oldu. 2018 Ağustos ayında ise Karabük Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'ne Araştırma Görevlisi olarak atandı ve halen burada çalışmaya devam etmektedir.

ADRES BİLGİLERİ

Adres : Karabük Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi
Balıklar kayası Mevki / KARABÜK

Tel : +90 370 433 7050 (Dahili: 3834)

E-posta : edemir@karabuk.edu.tr