

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**FOTOVOLTAİK MODÜLLERDE MAKSİMUM GÜÇ
TAKİBİ İÇİN DÖNÜŞTÜRÜCÜ VE ALGORİTMİK
YÖNTEMLERİN İNCELENMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Okan GÜNGÖR

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ**

Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRİK

Danışman : Prof. Dr. Ayhan ÖZDEMİR

Aralık 2018

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**FOTOVOLTAİK MODÜLLERDE MAKSİMUM GÜÇ
TAKİBİ İÇİN DÖNÜŞTÜRÜCÜ VE ALGORİTMİK
YÖNTEMLERİN İNCELENMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Okan GÜNGÖR

Enstitü Anabilim Dalı : **ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ**

Enstitü Bilim Dalı : **ELEKTRİK**

Bu tez 21.12.2018 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği / oyçokluğu ile kabul edilmiştir.

Prof. Dr.
Ayhan ÖZDEMİR
Jüri Başkanı

Prof. Dr.
Abdullah Ferikoğlu
Üye

Doç. Dr.
Yılmaz Uyaroğlu
Üye

BEYAN

Tez içindeki tüm verilerin akademik kurallar çerçevesinde tarafımdan elde edildiğini, görsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uygun şekilde sunulduğunu, kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapılmadığını, başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunulduğunu, tezde yer alan verilerin bu üniversite veya başka bir üniversitede herhangi bir tez çalışmasında kullanılmadığını beyan ederim.

Okan GÜNGÖR

21.12.2018

TEŞEKKÜR

Bu tez çalıőmamda beni yönlendiren, karőılaőtıđım zorlukları bilgi ve tecrübesiyle aőmamda yardımcı olan danıőmanım Prof. Dr. Ayhan zdemir'e en içten duygularımınla teşekkür ederim.

Tezimin her aőamasında beni yalnız bırakmayan aileme sonsuz sevgi ve saygılarımı sunarım.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ	v
ŞEKİLLER LİSTESİ	vi
TABLolar LİSTESİ	ix
ÖZET	x
SUMMARY	xi

BÖLÜM 1.

GİRİŞ.....	1
1.1. Tez İçeriği	1
1.2. Pv Panel	1
1.3. Fotovoltaik Panellerin Matematiksel Modeli.....	3
1.3.1. Radyasyon değişiminin güneş hücrelerine etkisi.....	6
1.3.2. Sıcaklık değişiminin güneş hücrelerine etkisi.....	9

BÖLÜM 2.

MPPT ALGORİTMALARI	11
2.1. Mppt Algoritmalarının Genel Yapısı.....	11
2.2. On-line Teknikler	12
2.3.1. Değiştir ve gözle algoritması	12
2.3.2. Artımsal iletkenlik algoritması	14
2.3.2. Hibrit-Ic algoritması	16
2.2. Off-line Teknikler	20
2.3.1. Sabit gerilim metodu	21
2.3.2. Sabit akım metodu	21

BÖLÜM 3.

MPPT İÇİN DÖNÜŞTÜRÜCÜ SEÇİMİ.....	22
3.1. Genel Yapı	22
3.2. Cuk Dönüştürücü	22
3.3. Boost Dönüştürücü	31
3.4. Dönüştürücü Seçiminde Dikkat Edilecek Hususlar	36

BÖLÜM 4.

MPPT İÇİN YAPAY ZEKA YÖNTEMLERİ.....	38
4.1. Biyolojik Sürü Algoritmaları	38
4.2. Bulanık Mantık	39
4.2.1. Bulanık ve klasik kümeler.....	39
4.2.2. Bulanık kümelerde mantıksal işlemler.....	40
4.2.3. Bulanık mantığın çalışma prensibi.....	42
4.3. Yapay Sinir Ağları	51
4.3.1. Verilerin toplanması.....	52
4.3.2. Ağ yapısının seçilmesi ve ağı eğitilmesi.....	53
4.3.3. Ağı testi	57
4.4. Adaptif Ağ Tabanlı Bulanık Çıkarım Sistemi.....	58

BÖLÜM 5.

KARŞILAŞTIRMALI BENZETİM ÇALIŞMALARI	63
5.1. On-line Mppt Algoritmaları.....	63
5.2. Cuk ve Boost Dönüştürücüler.....	64
5.3. Sezgisel Algoritmalar Tabanlı Mppt	67
5.4. Hibrit-Ic ve Anfis Tabanlı Mppt.....	69
5.5. Değişken Ortam Şartlarında Hibrit-Ic ve Ysa Tabanlı Mppt.....	71

BÖLÜM 6.

TARTIŞMA VE SONUÇLAR.....	72
---------------------------	----

KAYNAKLAR	73
-----------------	----

ÖZGEÇMİŞ	76
----------------	----

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

ANFIS	: Adaptive-Network Based Fuzzy Inference System
D	: Duty Cycle
BM	: Bulanık Mantık
IC	: Incremental Conductance
MPP	: Maximum Power Point
MPPT	: Maximum Power Point Tracking
PID	: Proportional-Integral-Derivative
PNO	: Perturb & Observation
PSO	: Particle Swarm Optimization
PV	: Photovoltaic
YSA	: Yapay Sinir Ağı

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. Pv hücre, Pv modül , Pv panel , Pv dizi ve Pv santral	2
Şekil 1.2. En yaygın hücre çeşitleri.....	3
Şekil 1.3. Pv hücre kısa devre durumu.....	6
Şekil 1.4. Pv hücre açık devre durumu	7
Şekil 1.5. Değişken şartlarda panelin gerilim-akım karakteristiği.....	8
Şekil 1.6. Değişken şartlarda panelin gerilim-akım karakteristiği.....	10
Şekil 2.1. Panel PxV eğrisi üzerinde çalışma bölgesi	12
Şekil 2.2. Kontrol değişkeni panel çıkış akımı olması halinde Pno akış şeması	13
Şekil 2.3. Kontrol değişkeni görev süresi olması halinde Pno akış şeması	14
Şekil 2.4. Ic yöntemi akış şeması	16
Şekil 2.5. Hibrit-Ic yönteminin çalışma mantığı.....	17
Şekil 2.6. Hibrit-Ic algoritması akış şeması	18
Şekil 2.7. eIc üyelik fonksiyonu.....	18
Şekil 2.8. $\Delta d(k - 1)T$ üyelik fonksiyonu	19
Şekil 2.9. $\Delta d(k)T$ üyelik fonksiyonu	19
Şekil 2.10. Bulanık mantık kural tabanı.....	20
Şekil 2.11. Bulanık mantık kuralları yardımıyla oluşturulan yüzey	20
Şekil 3.1. Cuk dönüştürücü	22
Şekil 3.2. Cuk dönüştürücü iletim durumunda.....	24
Şekil 3.3. Cuk dönüştürücü kesim durumunda	25
Şekil 3.4. Boost dönüştürücü	31
Şekil 3.5. Boost dönüştürücü iletim durumunda dTs.....	32
Şekil 3.6. Boost dönüştürücü kesim durumunda $(1 - d)Ts$	32
Şekil 3.7. $I_{sc}V_{oc}$ eğrisi	36
Şekil 4.1. Sıcaklık kümesinin gösterimi-(a) klasik küme-(b) bulanık küme.....	40
Şekil 4.2. Bulanık kümesi için üyelik fonksiyonları	40

Şekil 4.3. Veyalama ye ait grafiksel gösterimi	41
Şekil 4.4. Veleme ye ait grafiksel gösterimi	41
Şekil 4.5. Tümlemeye ait grafiksel gösterimi	41
Şekil 4.6. Bulanık mantık genel şeması	42
Şekil 4.8. Trapezoidal üyelik fonksiyonu.....	43
Şekil 4.9. Çan biçimli üyelik fonksiyonu.....	44
Şekil 4.10. Mamdani bulanık model	45
Şekil 4.11. Sugeno bulanık modelin işleyişi	46
Şekil 4.12. İki araç için bulanık mantık	46
Şekil 4.13. Hız.....	47
Şekil 4.14. Mesafe.....	47
Şekil 4.15. İvme	47
Şekil 4.16. Mamdani bulanık model işleyişi	49
Şekil 4.17. Radyasyon.....	50
Şekil 4.18. Sıcaklık	50
Şekil 4.19. Akım referansı.....	50
Şekil 4.20. Bulanık mantık üç-boyutlu görseli.....	51
Şekil 4.21. Biyolojik sinir ağı	51
Şekil 4.22. Yapay sinir ağının yapısı	52
Şekil 4.23. Çok katmanlı ağ yapısı.....	53
Şekil 4.25. İterasyon sayısına karşılık hata	58
Şekil 4.26. Anfis mimarisi.....	59
Şekil 4.27. Anfis radyasyon için üyelik fonksiyonu	60
Şekil 4.28. Anfis sıcaklık için üyelik fonksiyonu	60
Şekil 4.29. Anfis kural tablosu	61
Şekil 4.30. Anfis ile oluşturulan ağ	61
Şekil 5.1. Hibrit- Ic algoritması devre şeması.....	63
Şekil 5.2. Basamak radyasyon değişimi.....	64
Şekil 5.3. On-line algoritmaların zamana karşı dönüştürücü çıkış gücü eğrisi.....	64
Şekil 5.4. Mppt blok şeması	65
Şekil 5.5. Basamak radyasyon değişimi.....	65
Şekil 5.6. Basamak referans akımı değişimi	66

Şekil 5.7. Boost ve Cuk dönüştürücüleri için panel çıkış akımı değişimi.....	66
Şekil 5.8. Değişik şartlarda Boost ve Cuk dönüştürücünün güç değişimi	67
Şekil 5.9. Ysa tabanlı Mppt devre şeması	67
Şekil 5.10. Basamak radyasyon değişimi.....	68
Şekil 5.11. Ysa, Bm ve Anfis yardımıyla üretilen referans akım eğrisi	68
Şekil 5.12. Ysa, Bm ve Anfis güç değişimi eğrisi.....	69
Şekil 5.13. Basamak radyasyon değişimi.....	69
Şekil 5.14. Basamak sıcaklık değişimi.....	69
Şekil 5.15. Değişik şartlarda Cuk dönüştürücü çıkış gücü eğrisi.....	70
Şekil 5.16. Değişik şartlarda Cuk dönüştürücü çıkış gücü eğrisi.....	70
Şekil 5.17. Basamak radyasyon değişimi.....	71
Şekil 5.18. Değişken ortam şartlarında çıkış gücü eğrisi	71

TABLULAR LİSTESİ

Tablo 1.1. Kullanılan panel karakteristiği	5
Tablo 2.1. Bulanık mantık kural tablosu	19
Tablo 4.1. Kural tablosu	48
Tablo 4.2. Kural tablosu	49
Tablo 4.3. Biyolojik sinir yapısı ile yapay sinir ağı arasındaki ilişki.....	52

ÖZET

Anahtar kelimeler: Uyarlamalı Ağ Tabanlı Bulanık Çıkarım Sistemi, Maksimum Güç Noktası İzleyici, Yapay Sinir Ağı, Bulanık Mantık

Güneş ışığını elektrik enerjisine dönüştüren fotovoltaik hücrelerin verim artırma çalışmaları güncel olarak devam etmektedir. Verim, hücrelerden oluşan modül için dönüştürücü tercihinden, seçilen MPPT algoritmalarının değişken şartlardaki (ortam kirliliği, panel verimi, radyasyon değişimi, sıcaklık değişimi, gölgelenme) performansından etkilenmektedir. Bu sebeple literatürde, güneş panellerinden gelen maksimum gücü elde etmek için pek çok algoritma ve dönüştürücü incelenmiştir. Bu tez çalışması da güneş panellerinden maksimum gücü çekip ve takip etmek için kapsamlı bir şekilde algoritmik yöntemleri ve donanımsal yapıları incelemiştir. Algoritmik yöntemlerde: PNO, IC, Hibrit-IC, BM, YSA, ANFIS tabanlı MPPT algoritmalar ele alınmıştır. Donanımsal yapılarda: Cuk ve Boost dönüştürücüler incelenmiştir. Yapılan benzetim çalışmaları ışığında da elde edilen çıktılar hakkında sonuçlar değerlendirilmiştir.

INVESTIGATION OF CONVERTER AND ALGORITHMIC METHODS FOR MAXIMUM POWER TRACKING IN PHOTOVOLTAIC MODULES

SUMMARY

Keywords: Adaptive-Network Based Fuzzy Inference System, Maximum Power Point Tracking, Artificial Neural Network, Fuzzy Logic

Efforts to improve the efficiency of photovoltaic cells, which convert sunlight into electricity, are ongoing. The efficiency is influenced by the converter preference for the module which consist of cells and the performance of the selected MPPT algorithms under varying conditions (environmental pollution, panel yield, radiation change, temperature change, shading). For this reason, many algorithms and converters are investigated on the literature to obtain the maximum power from solar panels. This thesis study have comprehensively investigated the algorithmic methods and hardware structures to obtain and track the maximum power from the solar panels too. At algorithmic methods: PNO, IC, Hybrid-ICBM, ANN, ANFIS based MPPT algorithms have been investigated. At hardware structures: Cuk and Boost converters have been investigated. The results about the output that was obtained by the light of the studies which was simulated have been evaluated.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

1.1. Tez İçeriği

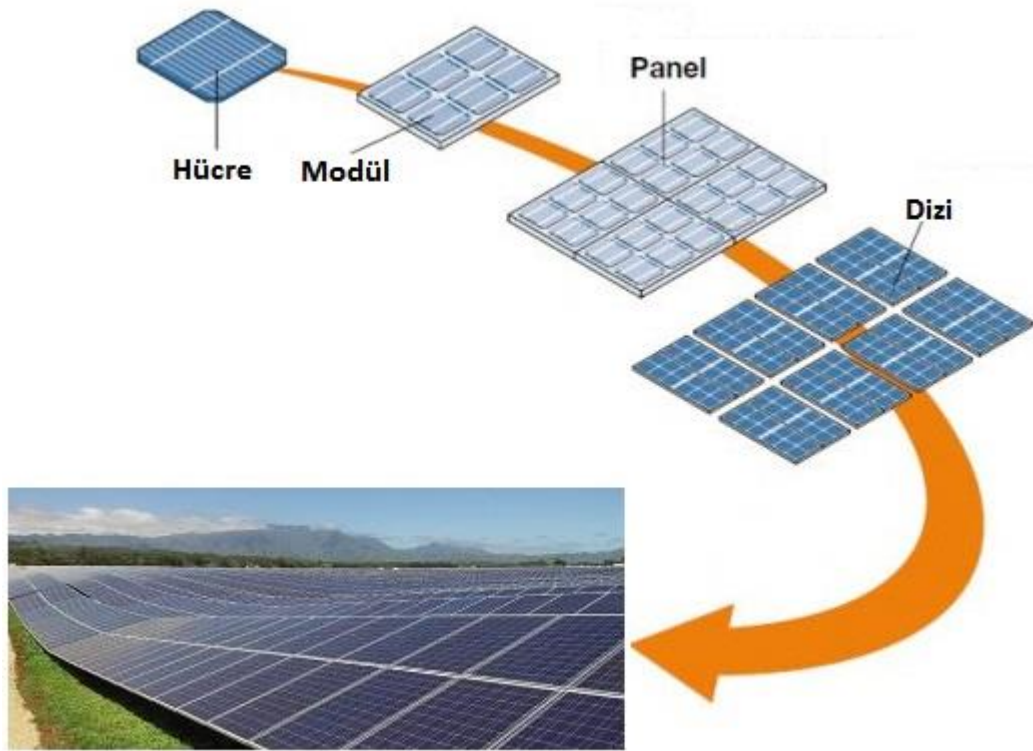
Çalışmamızın birinci bölümünde fotovoltaik paneller hakkında genel bilgiler verilmektedir. İkinci bölümde bölümde klasik olarak literatürde çok sık kullanılan MPPT algoritmaları incelenmiş olup mevcut hibrit yönteme katkı sağlanmıştır. Üçüncü bölümde Boost ve Cuk dönüştürücülerin fotovoltaik panel uygulamalarındaki performansları karşılaştırılmaktadır. Dördüncü bölümde MPPT algoritmalarında kullanılan yapay zeka teknikleri irdelenmiştir. Beşinci bölümde önceki bölümlerde incelenmiş olan MPPT algoritmaları ve bazı dönüştürücü çeşitlerinin farklı yük, değişken radyasyon, değişken sıcaklık, değişken çevre şartları altında karşılaştırmalı olarak benzetim çalışması yapılmaktadır. Altıncı bölümde yapılan çalışmalar ışığında çıkarımlarda bulunulmuştur.

1.2. Pv Panel

Hızla artan dünya nüfusu mevcut enerji kaynaklarını aynı hızla tüketmektedir. Bazı ülkeler bu sorunla başa çıkmak için yeni enerji kaynaklarına yönelmiştir. Bu kaynakların başında da ucuz olması ve uzun ömrü nedeniyle güneş en ön plana çıkanlarındandır.

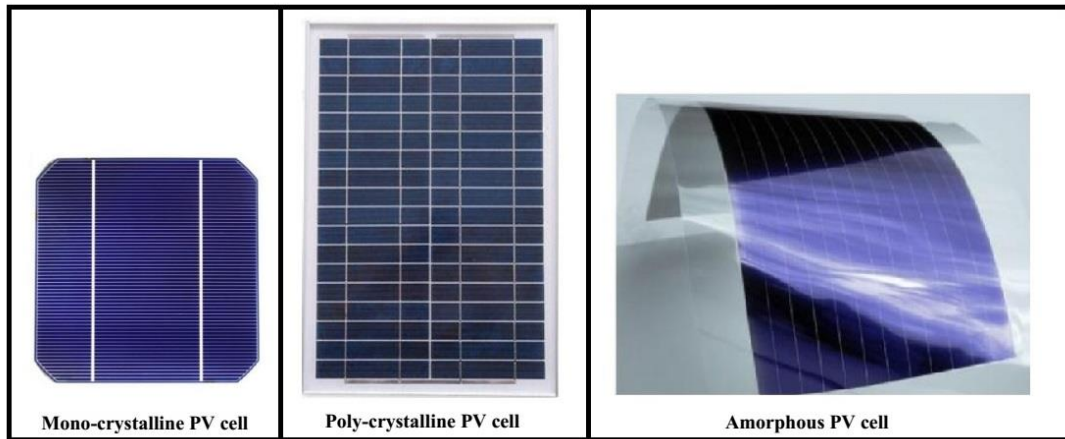
Enerji kaynaklarını elektrik enerjisine çevirmek için bazı çevirim santralleri kurulması gerekir. Örneğin doğal gaz enerjisinden elektrik üretmek için doğal gaz çevrim santralleri kurulur. Aynı şekilde elektrik enerjisinden enerji üretilmek istenirse fotovoltaik hücrelerden oluşan güneş santralleri kurulmaktadır.

Fotovoltaik hücreler PV güç sistemlerinin en küçük yapı taşıdır. Bir PV hücresi tarafından üretilebilecek güç yüzey alanının küçüklüğünden dolayı çok azdır ve PV hücreler 2W'dan daha az ve yaklaşık 0.5V dc üretir [1]. Üretilen gücü artırmak için fotovoltaik hücreler birleştirilerek PV modülleri oluşturulur. Modüllerden ihtiyaca göre seri veya paralel bağlanarak yüksek güçlerde fotovoltaik paneller elde edilir. Fotovoltaik hücre, modül, panel ve diziler arasındaki farklılıklar aşağıdaki Şekil 1.1.'de gösterilmektedir.



Şekil 1.1. Pv hücre, Pv modül , Pv panel , Pv dizi ve Pv santral

Fotovoltaik hücreler farklı şekillerde üretilmektedirler. Mono kristal, poly kristal ve amorphous hücreler en yaygınlarıdır. Mono kristal fotovoltaik hücrelerin verimi %26.7 ve çok saf silikondan oluşmaktadır. Polykristal hücreler %22.3 bir verime sahiptir ve ayrıca da multikristal hücreler olarak da adlandırılmaktadır. İnce film hücrelerin verimi %10.5 verime sahiptir ve amorphous silikondan oluşmaktadır [2].



Şekil 1.2. En yaygın hücre çeşitleri

Hücre verimi artırma çalışmalarında Almanya'nın ünlü Fraunhofer ISE enstitüsü, Fransa'nın CEA-Leti enstitüsü ve Soitec güneş pillerinin verimliliğini %46'ya çıkardıklarını duyurmuştur [3].

1.3. Fotovoltaik Panellerin Matematiksel Modeli

PV hücrelerin matematiksel eşdeğer modeli bir foto akım kaynağı ile paralel bağlanmış bir diyottan oluşmaktadır. Hücre çıkış akımı:

$$I = I_{ph} - I_0 \left\{ e^{\frac{qV_d}{akT}} - 1 \right\} \quad (1.1)$$

Fotovoltaik hücrelerin bir araya getirilmesiyle fotovoltaik modül meydana gelmektedir. Seri direnç R_s ve paralel direnç R_p ' yi içeren tek diyot modelinden oluşan fotovoltaik modül için çıkış akımı:

$$I = I_{ph} - I_0 \left\{ e^{\frac{V+IR_s}{aV_T}} - 1 \right\} - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (1.2)$$

$$V_T = \frac{N_s k T}{q} \quad (1.3)$$

Foto akım:

$$I_{ph} = [I_{ph.STC} + K_1(\Delta T)] \times \frac{G}{G_{STC}} \quad (1.4)$$

Sızıntı akımı:

$$I_0 = \frac{I_{sc.STC} + K_1 \Delta T}{\exp\left[\frac{(V_{oc.STC} + K_V \Delta T) / a V_T}{V_T}\right] - 1} \quad (1.5)$$

Fotovoltaik modüllerin bir araya getirilmesiyle fotovoltaik panel oluşmaktadır. Fotovoltaik modüller seri halde bağlanırsa akım aynı kalırken gerilim artmakta, paralel bağlanırsa gerilim sabit kalırken akım artmaktadır. Panel çıkış akımı:

$$I = I_{ph} N_{pp} - I_0 N_{pp} \left[\exp\left[\frac{V + R_s \left[\frac{N_{ss}}{N_{pp}} \right] I}{V_t a N_{ss}} \right] - 1 \right] - \frac{V + I R_s \left[\frac{N_{ss}}{N_{pp}} \right]}{R_p \left[\frac{N_{ss}}{N_{pp}} \right]} \quad (1.6)$$

Yukarıda bulunan denklemler kaynaktan [4] alınmıştır.

Tablo 1.1. Kullanılan panel karakteristiği

Standart şartlarda fotovoltaik modüllerin elektriksel performansı (*STC)	Değerler
Maksimum güç (P_{max})	87.35 W
Maksimum güç noktasındaki gerilim (V_{mpp})	17.4V
Maksimum güç noktasındaki akım (I_{mpp})	5.02A
Açık devre gerilimi (V_{oc})	21.7V
Kısa devre akımı (I_{sc})	5.34A
V_{oc} için sıcaklık sabitesi	$-8.21 \times 10^{-2} V/C^{\circ}$
I_{sc} için sıcaklık sabitesi	$2.12 \times 10^{-3} A/C^{\circ}$
Modül başına hücre sayısı	36

Denklemlerde kullanılan kısaltmalar:

G : Mevcut şartlar altındaki solar radyasyon ($\frac{W}{m^2}$),

G_{STC} : STC'de radyasyon,

N_{pp} : Paralel bağlı modül sayısı,

N_{ss} : Seri bağlı modül sayısı,

N_s : Seri bağlı hücre sayısı,

$I_{SC_{STC}}$: STC'de kısa devre akımı,

K_1 : Kısa devre sıcaklık katsayısı,

dT : Sıcaklık değişimi ($T_M - T_{STC}$),

V_T : Sıcaklık gerilim eşdeğeri,

k : Boltzman sabiti,

q : Bir elektronun sahip olduğu yük,

I_0 : Sızıntı akımı,

V_d : Diyot gerilimi,

a : Diyot idealite faktörü,

E_{G0} : Silikon için bant genişliği,

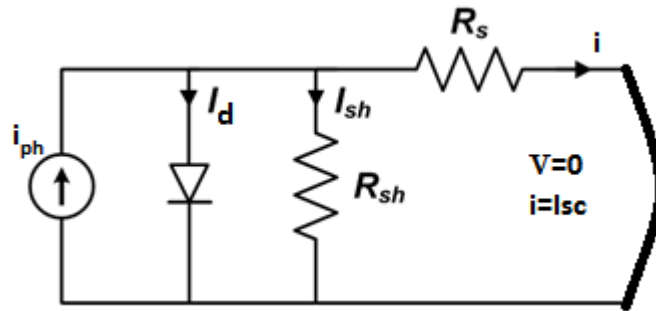
m, n : Yarı iletken cinsine göre değişen sabitler,

STC'de radyasyon 1000 W/m^2 ve sıcaklık 25 C° alınmaktadır [5].

Fotovoltaik paneller hücrelerden oluştuğu için fotovoltaik hücrelerin yapısını bilmek çok önemlidir. Aşağıda fotovoltaik hücrelerin radyasyon ve sıcaklığa göre davranışı incelenmektedir.

1.3.1. Radyasyon değişiminin güneş hücrelerine etkisi

Radyasyon değişiminin hücrenin akımına karşı etkisini gözlemleyebilmek için hücrenin çıkışı kısa devre edilmektedir. Bu sayede hücrenin kısa devre akımı bulunabilmektedir.



Şekil 1.3. Pv hücre kısa devre durumu

$$i = i_p - I_0 \left\{ e^{\frac{V+iR_s}{nV_T}} - 1 \right\} - \frac{V+iR_s}{R_{sh}} \quad (1.7)$$

Hücre uçlarının kısa devre edilmesi nedeniyle ($V=0$ ve $i = I_{SC}$):

$$I_{SC} = i_p - I_0 \left\{ e^{\frac{V+iR_s}{nV_T}} - 1 \right\} - \frac{0+I_{sc}R_s}{R_{sh}} \quad (1.8)$$

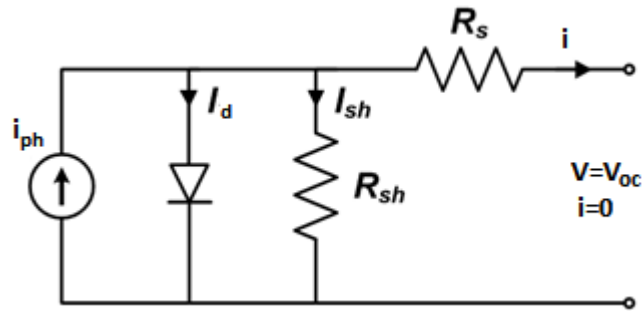
R_{sh} değeri R_s 'ye oranla çok büyük olduğundan dolayı ihmal edilmektedir.

$$I_{SC} = i_p - I_0 \left\{ e^{\frac{V+iR_s}{nV_T}} - 1 \right\} \quad (1.9)$$

$$I_{SC} = \left(I_{SC_{STC}} + K_1(dT) \right) \frac{G}{G_{STC}} - I_0 \left\{ e^{\frac{V+iR_s}{nV_T}} - 1 \right\} \quad (1.10)$$

Radyasyon değişikliğinin olması durumunda I_{SC} (hücre kısa devre akımı) artışı radyasyon artışı ile doğru orantılı olarak artmaktadır.

Radyasyon değişiminin, hücrenin çıkış gerilimine etkisini incelemek için hücre uçları açık devre yapılmaktadır.



Şekil 1.4. Pv hücre açık devre durumu

$$0 = i_p - I_0 \left\{ e^{\frac{V_{oc}}{nV_T}} - 1 \right\} - \frac{V_{oc}}{R_{sh}} \quad (1.11)$$

R_{sh} çok yüksek (teorik olarak sonsuz) bir değere sahip olması nedeniyle denklem (1.12) kabulü yapılmıştır.

$$\left(\frac{V_{oc}}{R_{sh}} = 0 \right) \quad (1.12)$$

$$i_p = I_0 e^{\frac{V_{oc}}{nV_T}} - I_0 \quad (1.13)$$

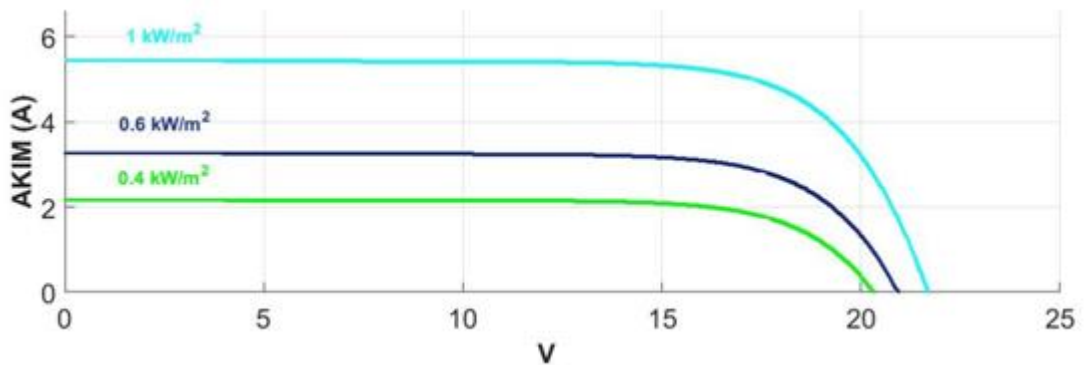
$$i_p + I_0 = I_0 e^{\frac{V_{oc}}{nV_T}} \quad (1.14)$$

$$V_{oc} = nV_T \ln \left(\frac{i_p + I_0}{I_0} \right) \quad (1.15)$$

i_p yerine yazılırsa:

$$V_{oc} = nV_T \ln \left(\frac{\left(I_{SC_{STC}} + K_1(dT) \right) \frac{G}{G_{STC}} + I_0}{I_0} \right) \quad (1.16)$$

Radyasyon değişimi hücrenin I_{SC} akımını lineer bir şekilde artırırken V_{oc} gerilimini logaritmik bir şekilde artırmaktadır. Buradan anlaşılacağı üzere radyasyon değişimi güneş panelinin çıkış akımını gerilimine oranla daha yüksek bir oranda değiştirmektedir. Şekil 1.5.'de sabit sıcaklık, değişken radyasyon için panelin gerilim-akım karakteristiği sunulmuştur.



Şekil 1.5. Değişken şartlarda panelin akım-gerilim karakteristiği

1.3.2. Sıcaklık değişiminin güneş hücrelerine etkisi

Sıcaklık değişiminin hücrenin akımına karşı etkisini gözlemleyebilmek için hücrenin çıkışı kısa devre edilmektedir.

$$I_{SC} = \left(I_{SC_{STC}} + K_1(dT) \right) \frac{G}{G_{STC}} \quad (1.17)$$

Yukarıda elde edilen denklemde görüldüğü üzere I_{SC} akımı sıcaklık ile doğru orantılı bir biçimde artmaktadır.

Sıcaklığın hücrenin gerilimine etkisini gözlemlemek amacıyla radyasyon değişimindeki gibi hücrenin çıkışı açık devre konumuna getirilmektedir. Denklemde hesaplama kolaylığı bakımından I_0 , i_p 'ye oranla çok düşük olduğundan ihmal edilmektedir.

$$\frac{V_{oc}}{nV_T} = \ln \left(\frac{i_p}{I_0} \right) \quad (1.18)$$

Elde edilen bu denklemde her iki tarafın sıcaklığa göre türev alınmaktadır.

$$\frac{d}{dT} \left(\frac{V_{oc}}{nV_T} \right) = \frac{d}{dT} \{ \ln(i_p) - \ln(I_0) \} \quad (1.19)$$

Sıcaklık değişimiyle fotovoltaik hücrenin akımının değişimi, I_0 akımındaki değişime göre panelin K_1 faktörünün küçüklüğü nedeniyle daha az olacağı için ihmal edilmektedir.

$$\frac{d}{dT} (\ln(i_p)) = 0 \quad (1.20)$$

$$I_0 = KT^m e^{\frac{-V_{GO}}{nV_T}} \quad \left\{ V_{go} = \frac{E_{go}}{q} \right\} \quad (1.21)$$

$$\ln(I_0) = \ln(T^m) + \ln(K) - \frac{V_{GO}}{nV_T} \quad \left\{ V_T = k \frac{T}{q} = \frac{T}{11600} \right\} \quad (1.22)$$

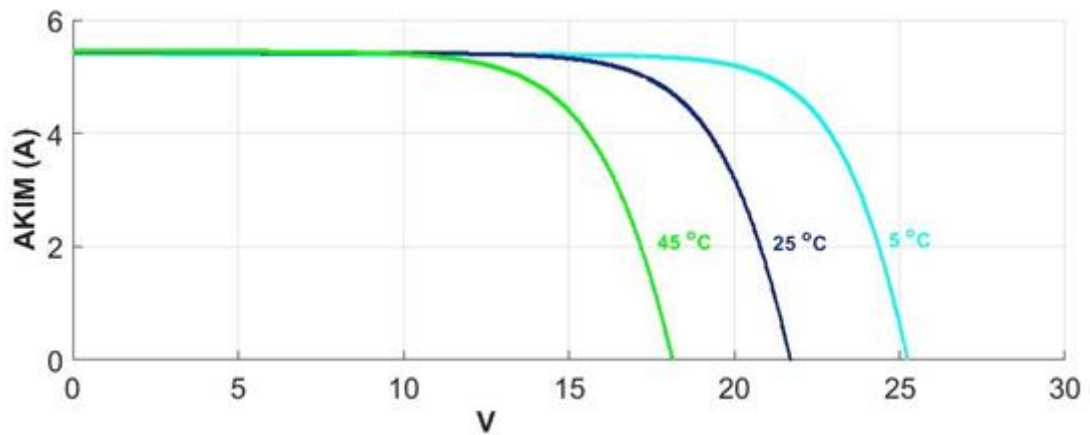
$$\frac{d}{dT}(\ln(I_0)) = \frac{m}{T} + 0 + \frac{V_{GO}11600}{nT^2} \quad (1.23)$$

$$\frac{d}{dT} \left(\frac{V_{oc}}{nV_T} \right) = - \left(\frac{m}{T} + \frac{V_{GO}11600}{nT^2} \right) \quad (1.24)$$

$$\frac{-V_{oc}}{nTV_T} + \frac{1}{nV_T} \left(\frac{dV_{oc}}{dT} \right) = - \left(\frac{m}{T} + \frac{V_{GO}}{nTV_T} \right) \quad (1.25)$$

$$\frac{dV_{oc}}{dT} = \frac{V_{oc} - (V_{GO} + mnV_T)}{T} \quad (1.26)$$

Sıcaklığın artması, fotovoltaik hücrenin açık devre geriliminin değişimi ile ters orantılı olduğu denklem (1.26)'da gösterilmektedir. Şekil 1.6.'da değişken sıcaklık, sabit radyasyon için panelin gerilim-akım karakteristiği sunulmuştur.



Şekil 1.6. Değişken şartlarda panelin akım-gerilim karakteristiği

BÖLÜM 2. MPPT ALGORİTMALARI

2.1. Mppt Algoritmalarının Genel Yapısı

Güneş enerjisi sistemlerinin kurulumu pahalı ve güneş panellerinin verimi düşüktür. Bu nedenle PV panellerden maksimum verimde faydalanmamız gerekmektedir. Bu bölümde PV panelin akım ve gerilimini giriş olarak kabul eden MPPT algoritmaları ve MPPT hakkında bilgi sunulacaktır.

Güneş panellerinden maksimum güç çekmek için dönüştürücü ve panel iç dirençlerinin eşit olması gerekmektedir. Bunu yapmak ise yük direncini dönüştürücü yardımıyla panel iç direncine eşitlemekle mümkün olmaktadır. Eğer panel uçlarına MPPT algoritmalarını kullanmadan rastgele bir yük bağlanırsa bir miktar güç çekilebilmektedir. Buna ilaveten belirli radyasyon ve sıcaklıkta, panel iç direncine eşit bir yük bağlanırsa panelden maksimum güç de çekilebilmektedir. Ancak değişken ortam şartlarında (radyasyon, sıcaklık vd.) bir değişim olması durumunda panelden maksimum güç çekilmesi imkansız hale gelmektedir. Bu nedenle dönüştürücüler kullanılmaktadır. Dönüştürücülerin görev süresini MPPT algoritmalarını kullanarak, panel iç direncini dönüştürücünün giriş eşdeğer direncine eşitlemeye çalışılmaktadır. Böylelikle değişken şartlarda MPP takibi yapılabilmektedir.

Literatürde pek çok MPPT tekniği kullanılmıştır. Bu teknikler on-line ve off-line yöntemler olarak sınıflandırılmaktadır.

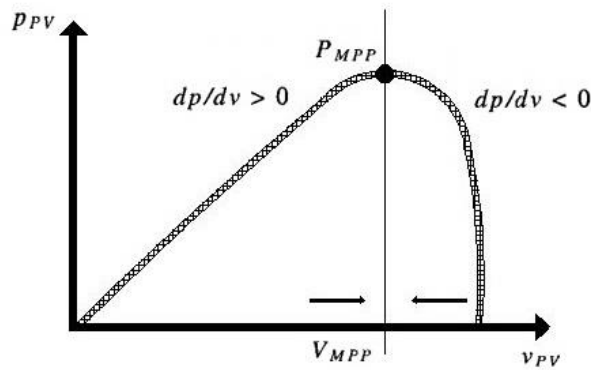
2.2. On-line Teknikler

On-line teknikler, panelin çıkışa aktardığı gücü eski panel çıkış gücüyle kıyaslayarak referans sinyalinin maksimum güç noktasına doğru yönlendirmektedir. Bu teknikte yer alan PNO, IC ve Hibrit-IC algoritmaları sırasıyla aşağıda sunulmuştur.

2.2.1. Değiştir ve gözle algoritması

PNO algoritmasında referans olarak seçilecek kontrol değişkeni gerilim, akım veya görev süresidir. Eğer kontrol değişkeni olarak görev süresi seçilirse matematiksel bir modelleme işlemi yapılmadan dönüştürücü doğrudan kontrol edilebilmektedir. Kontrol değişkeni olarak akım veya gerilim seçilirse kontrolcü tasarımına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu şekildeki kontrole de dolaylı kontrol adı verilmiştir.

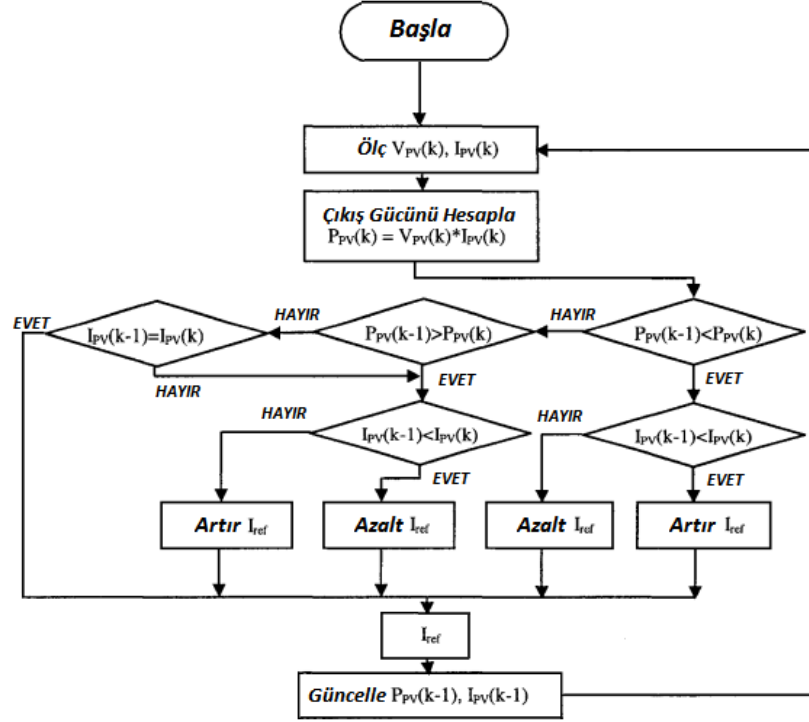
Aşağıdaki şekilde görüldüğü üzere eğer panel çıkış gerilimi gözlenir ve de $\frac{dP}{dV} > 0$ olursa MPP'nin sol yanında konumlanılmaktadır. MPP noktasına ulaşabilmek için panel referans gerilimi artırılmalıdır. Eğer $\frac{dP}{dV} < 0$ olursa MPP'nin sağ yanında konumlanmış bulunmaktadır. PNO algoritması MPP noktasına ulaşabilmek için panel referans gerilimi azaltılmalıdır.



Şekil 2.1. Panel PxV eğrisi üzerinde çalışma bölgesi

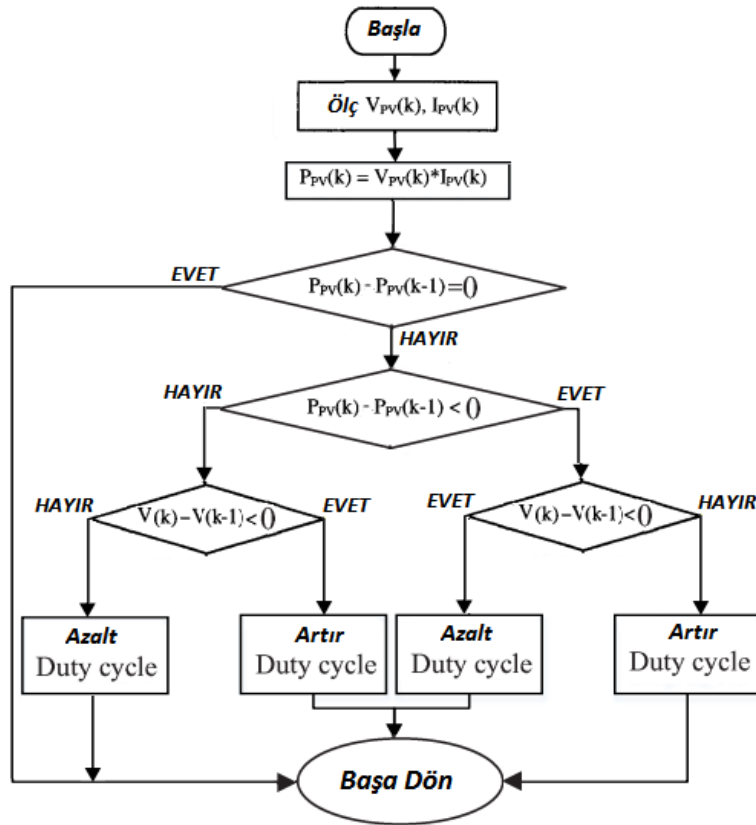
Kontrol değişkeni olarak panel referans akımı seçilirse panelin panel çıkış gücü, panel akımının artmasıyla artıyorsa bir gözlem adımlık panel referans akımı

artırılmalıdır. Aksi bir durumda ise panel referans akımı bir gözlem adımlık azaltılarak MPP bulunması hedeflenilmektedir.



Şekil 2.2. Kontrol değişkeni panel çıkış akımı olması halinde PNO akış şeması [6]

Kontrol değişkeni olarak görev süresi seçilmesi durumunda panel çıkış gücü ve gerilimi eski hesaplanan panel çıkış gücü ve geriliminden büyük olursa gözlem yönü değiştirilmeden MPPT yapılmalıdır. Ters durumda ise gözlem yönü değiştirilmelidir. Aşağıdaki akış tablosu ile bu durum anlatılmaktadır.



Şekil 2.3. Kontrol değişkeni görev süresi olması halinde PNO akış şeması [6]

PNO algoritmasında güç artıyorsa gözlem yönü doğru yönde, azalıyorsa gözlem yönü ters yöndedir. Bu sebeple PNO algoritması tepe tırmanma algoritması (HC) olarak da literatürde bilinmektedir [6].

2.2.2. Artımsal iletkenlik algoritması

IC yöntemini, PNO yönteminin farklı bir yaklaşımı olarak da düşünülebilir. PNO algoritmasında P-V karakteristiğinin eğimi MPP' de sıfırdır.

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (2.1)$$

Zincir kuralı uygulanır:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(I*V)}{dV} = \frac{V*dI}{dV} + \frac{I*dV}{dV} \quad (2.2)$$

$$\frac{dP}{dV} = V*\frac{dI}{dV} + I \quad (2.3)$$

MPP 'de

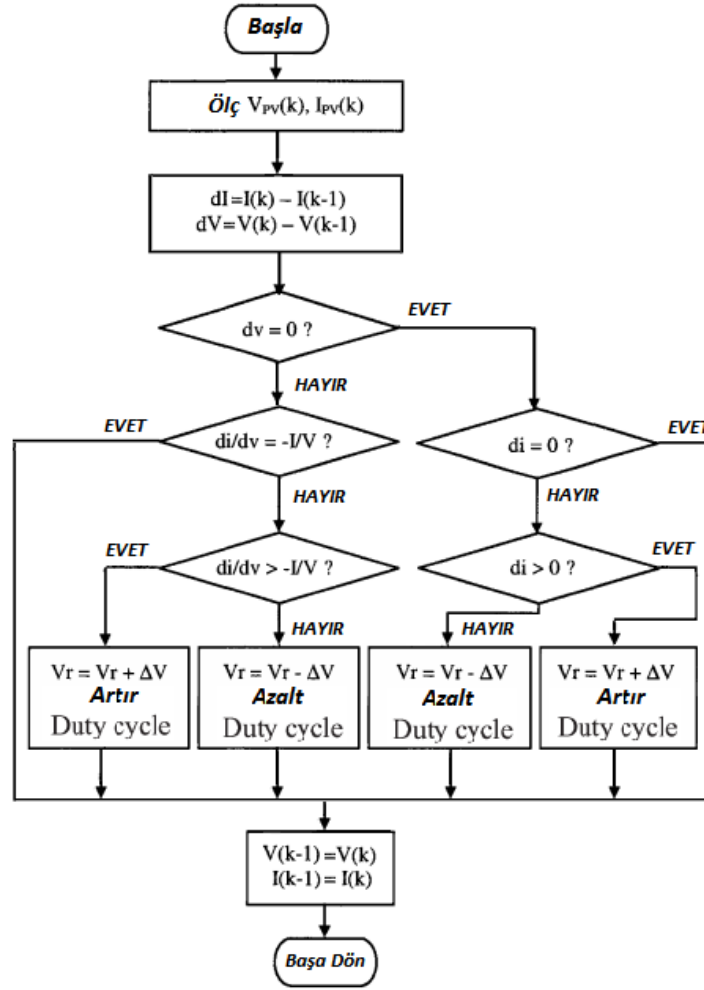
$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (2.4)$$

$$\frac{dI}{dV} + \frac{I}{V} = 0 \quad (2.5)$$

Artımsal iletkenlik yönteminin temel fikri yukarıdaki işlemlerden gelmektedir [7]. Pratik uygulamalarda ($\frac{dP}{dV} = 0$) nadiren gerçekleşmektedir. Bu sebeple MPPT yöntemlerinin hassasiyetine bağlı olarak eğimin sıfır olduğu nokta küçük bir hata payı ile bulunabilmektedir [8].

$$\frac{dI}{dV} + \frac{I}{V} = e \quad (2.6)$$

Hata (e) genellikle deneme yanılma yöntemiyle sabit bir biçimde belirlenmektedir [9]. Belirlenen hata büyük olursa MPP çabuk bulunabilirken, sürekli durumda salınım yapılmaktadır. Hatanın küçük olması durumunda maksimum güç noktasına ulaşmakta gecikilirken, sürekli durumda daha az salınım oluşmaktadır. IC yönteminde de kontrol değişkeni olarak akım, gerilim veya görev süresi seçilebilir. Aşağıda verilen akış şeması ayrıntılı bir biçimde IC yönteminin çalışma mantığını sunmuştur.



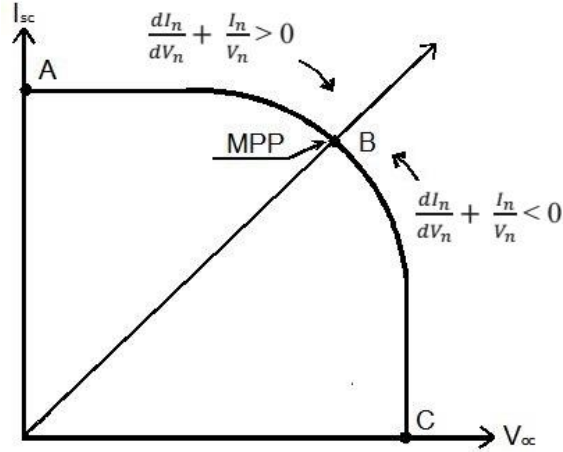
Şekil 2.4. IC yöntemi akış şeması [6]

2.2.3. Hibrit-IC algoritması

Yukarıda PNO ve IC gibi sabit adım aralıklarına sahip algoritmalar anlatılmıştır. Her iki algoritma da adım aralığı büyütülürse değişken şartlarda MPP çabuk bulunabilmektedir. Ancak MPP' de yüksek salınım yapılmaktadır. Eğer aralık küçük seçilirse bu sefer de MPP'e ulaşmakta gecikmeler ve güç kayıpları yaşanmaktadır.

Literatürde MPPT algoritmalarının performansı değerlendirilirken MPP noktasını bulmaktaki sürati ve MPP' de yapmış olduğu düşük salınımlar dikkate alınmaktadır. Bu bilgiler ışığında eğer klasik yöntemler (IC ve PNO) sabit adım aralıkları yerine, değişken durumlarda yüksek adım ve MPP' de düşük adımlar kullanacak şekilde yeniden tasarlanarak performanslarının geliştirilebileceği öngörülebilir.

Çalışmada IC yöntemini geliştirmek amacıyla literatürde de tercih edildiği gibi BM yöntemi kullanılmıştır [10,11]. BM matematiksel modele ihtiyaç duymaksızın uzman bilgisi tabanlı çalışan bir yapay zeka tekniğidir [12,13]. Bu bölümde IC yönteminin adım aralıkları Bulanık Mantık ile değişken hale getirilmiştir. Bulanık Mantık yöntemine dördüncü bölümde ayrıntılı bir şekilde yer verilmektedir.



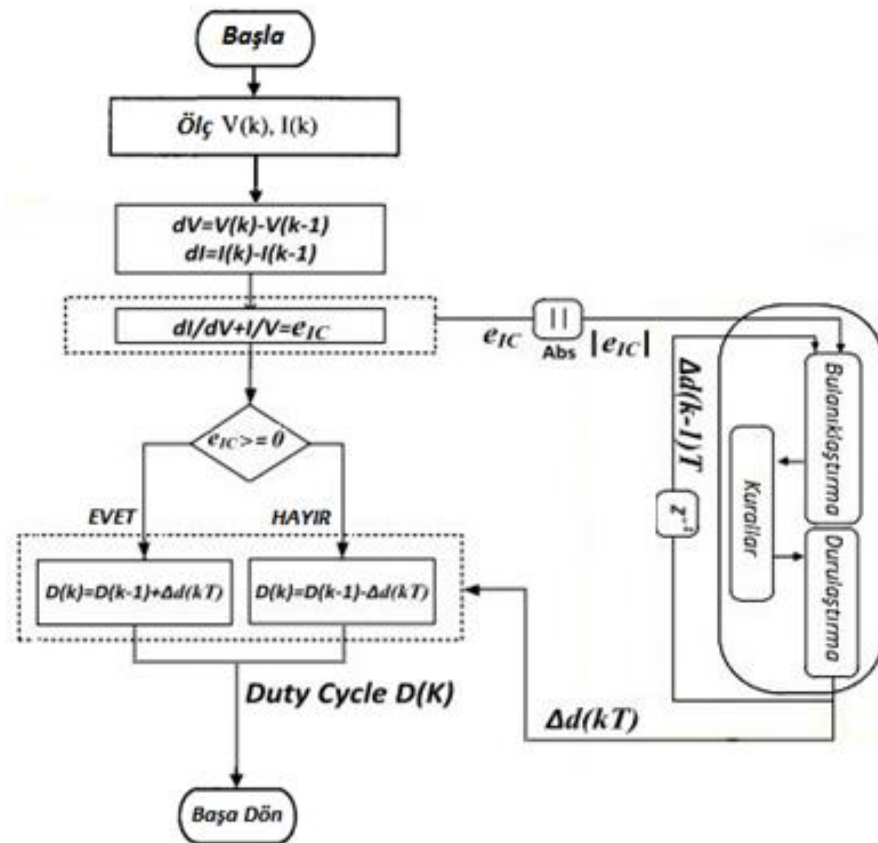
Şekil 2.5. Hibrit-IC yönteminin çalışma mantığı

Şekilde de görüldüğü üzere eğer:

$\frac{dI}{dV} = 0$ olursa MPP noktasındadır. Görev süresinde değişiklik yapılmamalı.

$\frac{dI}{dV} + \frac{I}{V} > 0$ olursa eğer MPP'nin sol noktasındadır. Görev süresi artırılmalı.

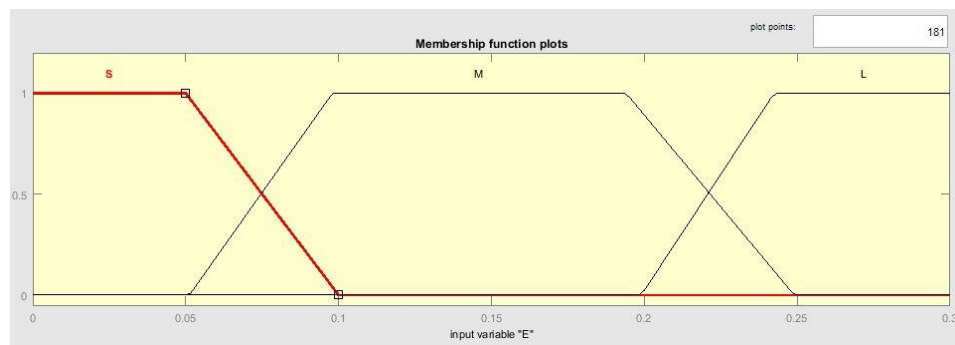
$\frac{dI}{dV} + \frac{I}{V} < 0$ olursa eğer MPP'nin sağ noktasındadır. Görev süresi azaltılmalı [14].

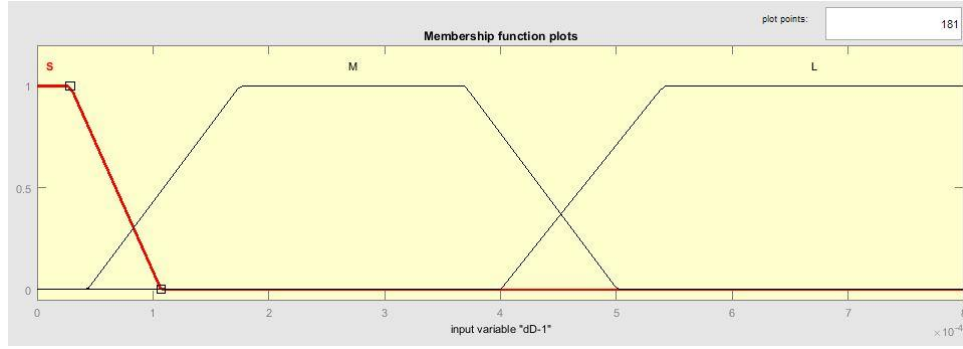
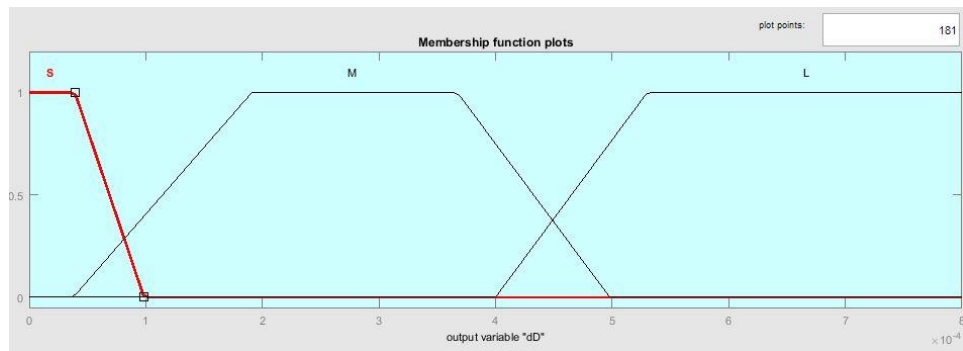


Şekil 2.6. Hibrit-IC algoritması akış şeması

BM görev süresindeki değişimi kontrol etmektedir. Bulanık Mantık giriş olarak e_{IC} ve bir önceki görev süresi değişim değerini alıp çıkışa da görev süresi değişimini vermektedir.

Bulanık mantık üyelik fonksiyonları:

Şekil 2.7. e_{IC} üyelik fonksiyonu

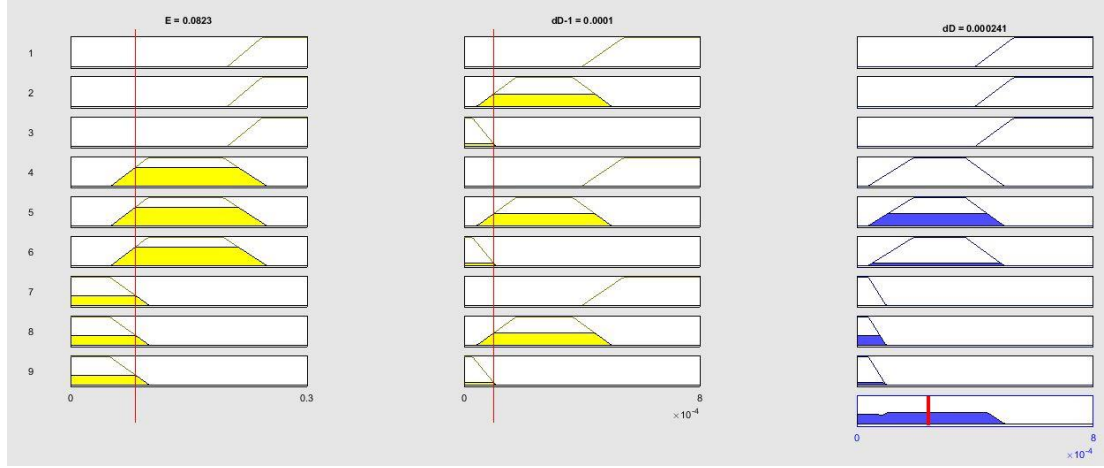
Şekil 2.8. $\Delta d(k-1)T$ üyelik fonksiyonuŞekil 2.9. $\Delta d(k)T$ üyelik fonksiyonu

Bulanık Mantık kural tablosu: Giriş olarak kabul edilen dilsel değerlerin çıkış olarak hangi dilsel değere karşılık geldiğini gösteren bir tablodur. Bu sebeple bir kural tablosu oluşturulmalıdır.

Tablo 2.1. Bulanık mantık kural tablosu

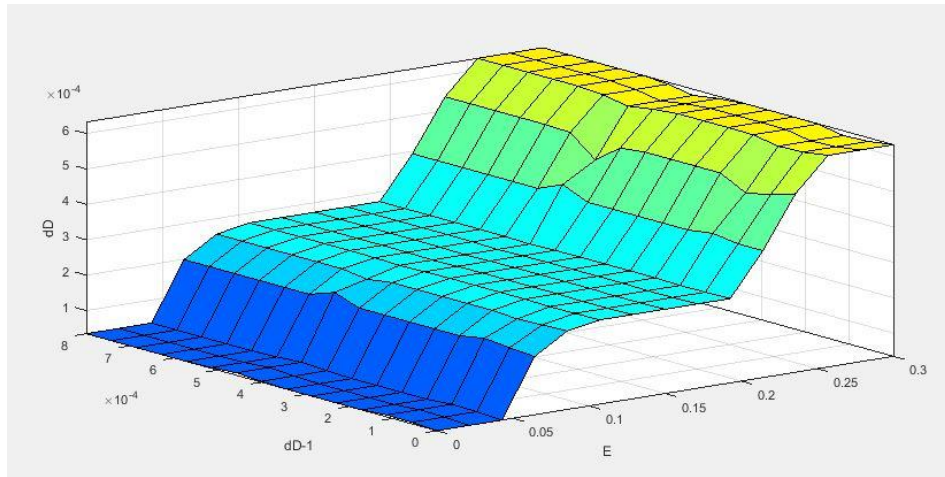
$e_{IC} / \Delta d(k-1)T$	S	M	L
S	S	M	L
M	S	M	L
L	S	M	L

Oluşturulan bu tablo sayesinde iki bulanık giriş bir adet bulanık çıkışa karşılık gelir. Durulaştırma işlemi yardımıyla da çıkışa bir sayısal değer aktarılır.



Şekil 2.10. Bulanık mantık kural tabanı

Şekil 2.10. kuralları yardımıyla oluşturulan üç boyutlu görsel aşağıda (Şekil 2.11.) sunulmuştur. Bu işlemler sonucunda MPP'deki görev süresi elde edilmiştir.



Şekil 2.11. Bulanık mantık kuralları yardımıyla oluşturulan yüzey

2.3. Off-line Teknikler

Bu bölüm tezde çalışma kapsamı dışında olup literatür bilgisi amaçlı verilmiştir. Off-line teknikler panellerin parametrelerinin (panel radyasyon seviyesi, panel sıcaklığı, panel kısa devre akımı ve panel açık devre gerilimi) detaylı bir şekilde önceden tespiti odaklı çalışır [6]. Yapay zeka teknikleri de bu başlık altında yer almaktadır. Yapay zeka teknikleriyle MPP takibi dördüncü bölümde detaylı bir

şekilde incelenmektedir. Klasik metotlar içindeki off-line yöntemler sabit gerilim ve sabit akım yöntemleri olarak iki başlıkta toplayabiliriz.

2.3.1. Sabit gerilim metodu

Değişken radyasyonlarda panel açık gerilim değeri ile V_{MPP} değeri arasında lineer bir ilişki olduğu mantığıyla çalışan bir metottur. V_{MPP}/V_{OC} oranı solar hücre parametrelerine bağlıdır. Bu oran genelde %76 olarak alınmaktadır. Bu oran sayesinde ölçülen V_{OC} geriliminden V_{MPP} gerilimi bulunarak MPPT yapılır [15].

2.3.2. Sabit akım metodu

Sabit akım metodu sabit gerilim yöntemine benzerdir. Modül kısa devre akımı (I_{SC}) ile I_{MPP} akımı arasında belirli bir oran bulunduğu prensibiyle çalışır [16].

$$I_{MPP} = k * I_{SC} \quad (2.7)$$

“k” sabiti farklı paneller için farklı değerler almaktadır. Literatürde yapılan çalışmalarda “k” sabiti genel olarak 0.71 ile 0.78 arasında değerler almaktadır. “k” sabitinin yardımıyla I_{MPP} bulunarak MPPT yapılmaktadır.

Yukarıda anlatılan off-line teknikler (sabit akım yöntemi ve sabit gerilimler yöntemi) sistem çalışırken panelin açık devre gerilimini ve kısa devre akımını ölçmekte gecikmektedir. Bu sebeplerden dolayı çok düşük güçlü uygulamalarda kullanılmaktadır [17].

On-line teknikler başlığı altında toplanan tekniklerin de adım aralıklarının sabit olması nedeniyle problemler yaşandığı yukarıda belirtilmişti. Bu eksikliği ortadan kaldırmak için IC algoritmasını bulanık mantıkla birleştirerek daha güçlü bir algoritma oluşturulmuştur. Bu algoritma sayesinde IC yönteminin adım aralıkları değişken hale getirilerek IC ve PNO algoritmalarından çok daha güçlü bir yöntem olduğu beşinci bölümde yapılmış olan benzetim çalışmalarında gösterilmiştir.

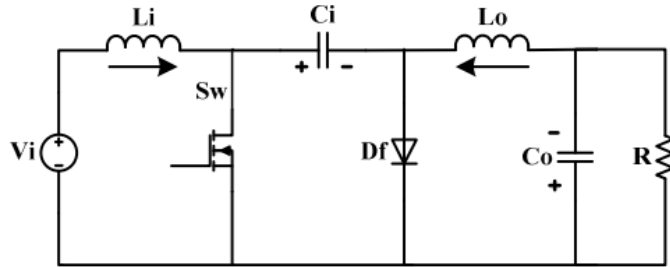
BÖLÜM 3. MPPT İÇİN DÖNÜŞTÜRÜCÜ SEÇİMİ

3.1. Genel Yapı

Bu bölümde PV uygulamalarında çok sık kullanılan Boost ve Cuk dönüştürücülerinin matematiksel modelleri çıkartılıp, doğrudan performans karşılaştırmaları yapılarak dönüştürücü seçiminde dikkat edilecek hususlar incelenmiştir. Modele dayalı sürekli durum için PID kontrolör tasarımı yapılmıştır.

3.2. Cuk Dönüştürücü

Cuk dönüştürücü ise temel olarak ikişer adet bobin ve kondansatör, bir adet diyot ve bir anahtarlama elemanının bir araya gelmesiyle oluşmaktadır. Cuk dönüştürücü, çıkış gerilimini giriş geriliminin polaritesine göre ters çevirerek çıkışa iletir.



Şekil 3.1. Cuk dönüştürücü

Dönüşüm oranı:

$$V_o = -\frac{DV_{in}}{1-D} \quad (3.1)$$

$$I_o + I_{Lo} = 0 \quad (3.2)$$

$$I_{Lo} = -I_o = -\frac{V_o}{R} = \frac{D}{1-D} \frac{V_{in}}{R} \quad (3.3)$$

Giriş ve çıkış arasındaki güç dengesinden denklem (3.4) elde edilmektedir.

$$V_{in} I_{Li} = V_o I_o = \frac{V_o^2}{R} = \frac{D^2}{(1-D)^2} \frac{V_{in}^2}{R} \quad (3.4)$$

$$I_{Li} = \frac{D^2}{(1-D)^2} \frac{V_{in}}{R} \quad (3.5)$$

Giriş ve çıkış dirençleri arasındaki ilişki denklem (3.5) yardımıyla denklem (3.6) 'daki gibi gösterilebilir.

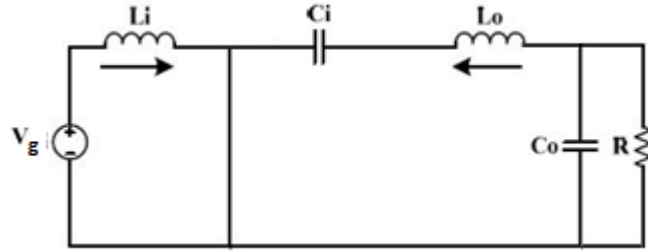
$$R_{opt} = R_L \left(\frac{1-D}{D} \right)^2 \quad (3.6)$$

Bu bölümün sonunda denklem (3.6) yardımıyla görev süresi-yük direnci arasındaki ilişki gösterilmiştir.

Cuk dönüştürücü matematiksel modeli çıkartılmasında bobin, kondansatör ve direnç akımının, uygulanan gerilim ile orantılı bir şekilde değiştiği için lineer devre elemanları olarak işlevlerini yerlerine getirmektedirler. Bu elemanlar lineer diferansiyel denklemler kullanarak modellenilir ve Laplace dönüşümü yardımıyla çözülebilir. Ancak diyot ve anahtarlama elemanları non-lineer devre elemanlarıdır. Bu nedenle kontrol etmek için lineerleştirme yapılmak zorundadır [18]. Bu bilgiler ışığında ilk aşamada Cuk dönüştürücünün iki farklı anahtarlama durumuna göre diferansiyel denklemleri elde edilmiştir. Sürekli hal ortalama değer yaklaşımı kullanılarak Cuk dönüştürücü modeli durum uzay denklemleri vektör matris

formunda yazılmıştır. Kontrolcü tasarımında belirlenen çalışma noktası için Cuk dönüştürücünün küçük işaret modeli kullanılmıştır. Bu modelin elde edilmesi aşağıda anahtarlama durumlarına göre verilmiştir.

Cuk dönüştürücü iletim durumunda:



Şekil 3.2. Cuk dönüştürücü iletim durumunda dT_s

$$L_i \frac{di_{Li}}{dt} = V_g \quad (3.7)$$

$$L_o \frac{di_{Lo}}{dt} = -V_{Ci} - V_{Co} \quad (3.8)$$

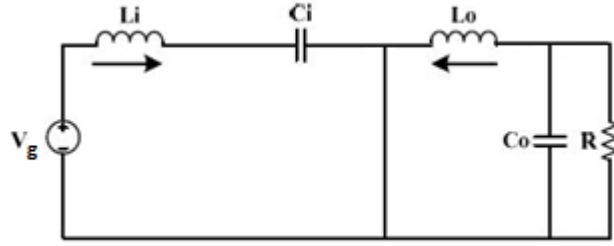
$$C_i \frac{dV_{Ci}}{dt} = i_{Lo} \quad (3.9)$$

$$C_o \frac{dV_{Co}}{dt} = i_{Lo} - \frac{V_{Co}}{R} \quad (3.10)$$

Yukarıda bulunan denklemleri vektör matris şeklinde yazarak denklem (3.11) elde edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Li} \\ \dot{i}_{Lo} \\ \dot{v}_{Ci} \\ \dot{v}_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/L_o & -1/L_o \\ 0 & 1/C_i & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_o & 0 & -1/RC_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Li} \\ i_{Lo} \\ v_{Ci} \\ v_{Co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_i \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [v_g] + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1/C_o \end{bmatrix} [i_z] \quad (3.11)$$

Cuk dönüştürücü kesim durumunda:



Şekil 3.3. Cuk dönüştürücü kesim durumunda $(1-d)T_s$

$$L_i \frac{di_{Li}}{dt} = V_g - V_{ci} \quad (3.12)$$

$$L_o \frac{di_{Lo}}{dt} = -V_{Co} \quad (3.13)$$

$$C_i \frac{dV_{Ci}}{dt} = i_{Li} \quad (3.14)$$

$$C_o \frac{dV_{Co}}{dt} = i_{Lo} - \frac{V_{Co}}{R} \quad (3.15)$$

Yukarıda bulunan denklemleri vektör matris şeklinde yazarak denklem (3.16) elde edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Li} \\ \dot{i}_{Lo} \\ \dot{v}_{Ci} \\ \dot{v}_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_i & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L_o \\ 1/C_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_o & 0 & -1/RC_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Li} \\ i_{Lo} \\ v_{Ci} \\ v_{Co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_i \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [v_g] + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1/C_o \end{bmatrix} [i_z] \quad (3.16)$$

Cuk dönüştürücünün anahtar kesim ve iletim durumları için yukarıda verilen durum denklemleri birleştirilerek ortalama geniş sinyal modeli elde edilir.

$$\begin{aligned}
A &= A_1 d + A_2 (1-d) \\
B &= B_1 d + B_2 (1-d) \\
C &= C_1 d + C_2 (1-d) \\
D &= D_1 d + D_2 (1-d)
\end{aligned} \tag{3.17}$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{i}_{Li} \\ \dot{i}_{L0} \\ v_{Ci} \\ v_{C0} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\left(\frac{1-d}{L_i}\right) & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{d}{L_0} & \frac{-d+d-1}{L_0} \\ \frac{1-d}{C_i} & \frac{d}{C_i} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{d+1-d}{C_0} & 0 & \frac{-d+d-1}{RC_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Li} \\ i_{L0} \\ v_{Ci} \\ v_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L_i} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [v_g] + \begin{bmatrix} \frac{1-d}{L_i} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [v_g] \\
+ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -d/C_0 \end{bmatrix} [i_z] + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ d-1/C_0 \end{bmatrix} [i_z]
\end{aligned} \tag{3.18}$$

Elde edilen ortalama geniş sinyal modeli sürekli hal (D) ve küçük işaret (\hat{d}) modelinden oluşmaktadır. Burada sürekli hal durumu için, ortalama geniş sinyal modelinde d'leri D' ye dönüştürüp ve diğer bütün değişkenleri büyük işaretler ile temsil ederek elde edilmektedir. Durum denklemleri aşağıdaki formda yazılır.

$$\dot{X} = AX + BU \tag{3.19}$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{I}_{Li} \\ \dot{I}_{L0} \\ \dot{V}_{Ci} \\ \dot{V}_{C0} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\left(\frac{1-D}{L_i}\right) & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{D}{L_0} & -\frac{1}{L_0} \\ \frac{1-D}{C_i} & \frac{D}{C_i} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & \frac{-1}{RC_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Li} \\ I_{L0} \\ V_{Ci} \\ V_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g \\ I_z \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.20}$$

Çıkış denklemi:

$$y = CX + D \quad (3.21)$$

Girişin doğrudan çıkışa etkisi olmadığı için $D=0$ alınmaktadır.

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ I_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Li} \\ I_{L0} \\ V_{Ci} \\ V_{C0} \end{bmatrix} + D \quad (3.22)$$

Küçük işaret modeline ulaşmak için hem sistemin sürekli durum işaretini hem de küçük işaret modelini ekleyerek denklem (3.30) elde edilmektedir.

$$d = D + \hat{d} \quad (3.23)$$

$$v_{C0} = V_{C0} + \hat{v}_{C0} \quad (3.24)$$

$$v_{Ci} = V_{Ci} + \hat{v}_{Ci} \quad (3.25)$$

$$v_g = V_g + \hat{v}_g \quad (3.26)$$

$$i_z = I_z + \hat{i}_z \quad (3.27)$$

$$i_{Li} = I_{Li} + \hat{i}_{Li} \quad (3.28)$$

$$i_{L0} = I_{L0} + \hat{i}_{L0} \quad (3.29)$$

Geniş sinyal modelinde küçük işaret ve sürekli durum sabitleri yerlerine koyulur:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{Li} + \hat{i}_{Li} \\ \dot{I}_{L0} + \hat{i}_{L0} \\ \dot{V}_{Ci} + \hat{v}_{Ci} \\ \dot{V}_{C0} + \hat{v}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D + \hat{d} - 1}{L_i} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-D - \hat{d}}{L_0} & -\frac{1}{L_0} \\ \frac{-D - \hat{d} + 1}{C_i} & \frac{D + \hat{d}}{C_i} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & -\frac{1}{RC_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Li} + \hat{i}_{Li} \\ I_{L0} + \hat{i}_{L0} \\ V_{Ci} + \hat{v}_{Ci} \\ V_{C0} + \hat{v}_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g + \hat{v}_g \\ I_Z + \hat{i}_Z \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Geniş sinyal modelindeki durum değişkenleri $\dot{i}_{L1}, \dot{i}_{L2}, v_{Ci}, v_{C0}$ ve giriş değişkenleri v_g, i_Z, d çalışma noktasındaki ortalama değer ve etrafındaki salınımlardan oluşan iki bileşenden oluşmaktadır.

Bu matristen (3.30) küçük sinyal modeli elde etmek için,

$$1- AX + BU = 0$$

2-İki küçük işaretin çarpımının sıfır olduğu

kabulleri yapılmıştır [19].

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{Li} \\ \dot{\hat{i}}_{L0} \\ \dot{\hat{v}}_{Ci} \\ \dot{\hat{v}}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_i} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{D}{L_0} & -\frac{1}{L_0} \\ \frac{1-D}{C_i} & \frac{D}{C_i} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & -\frac{1}{RC_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Li} \\ I_{L0} \\ V_{Ci} \\ V_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g \\ I_Z \end{bmatrix}}_{AX+BU=0} +$$

$$\begin{aligned}
& \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{\hat{d}}{L_i} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\hat{d}}{L_0} & 0 \\ -\frac{\hat{d}}{C_i} & \frac{\hat{d}}{C_i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_0 \begin{bmatrix} \hat{i}_{Li} \\ \hat{i}_{L0} \\ \hat{v}_{Ci} \\ \hat{v}_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_i} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{D}{L_0} & -\frac{1}{L_0} \\ \frac{1-D}{C_i} & \frac{D}{C_i} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & -\frac{1}{RC_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Li} \\ \hat{i}_{L0} \\ \hat{v}_{Ci} \\ \hat{v}_{C0} \end{bmatrix} + \\
& \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{\hat{d}}{L_i} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\hat{d}}{L_0} & 0 \\ -\frac{\hat{d}}{C_i} & \frac{\hat{d}}{C_i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Li} \\ I_{L0} \\ V_{Ci} \\ V_{C0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_g \\ \hat{i}_z \end{bmatrix} \quad (3.31)
\end{aligned}$$

Yukarıda verilen denklem (3.31), vektör matris formunda ifade edilebilmesi için kabuller göz önünde bulundurularak aşağıda yeniden düzenlenmiştir.

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{Li} \\ \hat{i}_{Li} \\ \dot{\hat{i}}_{L0} \\ \hat{i}_{L0} \\ \dot{\hat{v}}_{Ci} \\ \hat{v}_{Ci} \\ \dot{\hat{v}}_{C0} \\ \hat{v}_{C0} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_i} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{D}{L_0} & -\frac{1}{L_0} \\ \frac{1-D}{C_i} & \frac{D}{C_i} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & -\frac{1}{RC_0} \end{bmatrix}}_{A\hat{x}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Li} \\ \hat{i}_{L0} \\ \hat{v}_{Ci} \\ \hat{v}_{C0} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{V_{Ci}}{L_i} \\ -\frac{V_{Ci}}{L_0} \\ \frac{-I_{Li} + I_{L0}}{C_i} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_1\hat{u}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_2\hat{u}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{RC_0} \end{bmatrix}}_{B_3\hat{u}} \begin{bmatrix} \hat{v}_g \\ \hat{i}_z \end{bmatrix} \quad (3.32)
\end{aligned}$$

$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B\hat{u}$ durum denklemi elde edilmiştir. Görev süresi \hat{d} , panel çıkış gerilimi \hat{v}_g , bozucu yük akım \hat{i}_z olmak üzere üç adet giriş işareti vardır. Kontrolör tasarımında çalışma noktası için panel çıkışı gerilimi ve yük akım değişimleri sıfır alınır.

Çıkış denklemi :

$$\hat{y} = C \hat{x} + D \hat{u} \quad (3.33)$$

Girişin doğrudan çıkışa etkisi olmadığı için $D = 0$ alınmaktadır.

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_0 \\ \hat{i}_i \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{C \hat{x}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Li} \\ \hat{i}_{L0} \\ \hat{v}_{Ci} \\ \hat{v}_{C0} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}}_{D \hat{u}} \quad (3.34)$$

PID kontrolör tasarımı transfer fonksiyonuna dayalı yapılacağından Cuk dönüştürücünün transfer fonksiyonu durum denklemlerinin katsayılar matrisleri kullanılarak elde edilmiştir.

$$\frac{\hat{i}_i}{\hat{d}} = C [sI - A]^{-1} [B] = \frac{9200s^3 + 9.232e08s^2 + 2.185e12s + 3.103e15}{s^4 + 1e05s^3 + 2.023e08s^2 + 2.269e11s + 1.171e14} \quad (3.35)$$

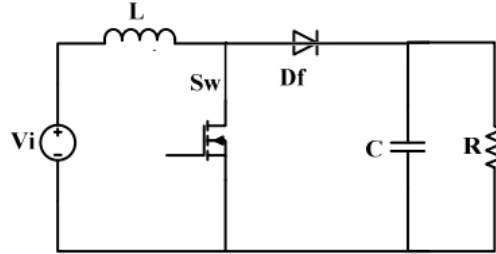
PID tasarımı yöntemleri bu çalışmanın kapsamı dışında olduğundan Matlab ara yüz tasarımları kullanılarak PID katsayıları elde edilmiş ve aşağıda verilmiştir.

$$K_p = 0.074, K_i = 39.9, K_d = 4.19e-06 \quad (3.36)$$

3.3. Boost Dönüştürücü

Boost dönüştürücüler bir adet bobin, bir adet kondansatör, bir adet diyot ve bir anahtarlama elemanından meydana gelir. Boost dönüştürücü, giriş gerilimini artırarak çıkışa iletir. Çıkış gerilimi giriş geriliminden daha büyük ve çıkış akımı giriş

akımından daha küçük olan bir dönüştürücüdür. Devre şeması aşağıdaki şekilde gösterilmiştir.



Şekil 3.4. Boost dönüştürücü

Dönüşüm oranı:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_o} = \frac{1}{1-D} \quad (3.37)$$

Denklem (3.37) den denklem (3.38),(3.39) elde edilir.

$$V_{in} = V_o(1-D) \quad (3.38)$$

$$I_{in} = \frac{I_o}{1-D} \quad (3.39)$$

Denklem (3.49),(3.50)' den dönüştürücü giriş direnci ile yük direnci arasındaki ilişki:

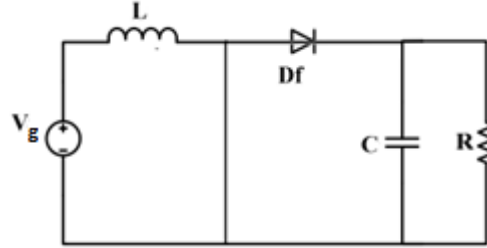
$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{V_o(1-D)}{(I_o/(1-D))} = \left(\frac{V_o}{I_o}\right)(1-D)^2 = R_o(1-D)^2 \quad (3.40)$$

Denklem (3.40) sadeleştirilirse:

$$R_{opt} = R_L(1-D)^2 \quad (3.41)$$

Boost dönüştürücünün matematiksel modelini bulmak amacıyla anahtarlama durumları aşağıda verilmiştir.

Boost dönüştürücü iletim durumunda:



Şekil 3.5. Boost dönüştürücü iletim durumunda dT_s

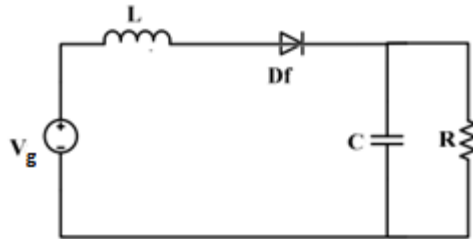
$$L \frac{di_L}{dt} = V_g \quad (3.42)$$

$$C \frac{dV_C}{dt} = -\frac{1}{R} V_C - i_z \quad (3.43)$$

Yukarıda bulunan denklemleri vektör matris ($\dot{x} = A_1 x + B_1 u$) şeklinde yazarak denklem 3.56 elde edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} [V_g] + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/C \end{bmatrix} [i_z] \quad (3.44)$$

Boost dönüştürücü kesim durumunda:



Şekil 3.6. Boost dönüştürücü kesim durumunda $(1 - d)T_s$

$$L \frac{di_L}{dt} = V_g \quad (3.45)$$

$$C \frac{dV_C}{dt} = -\frac{1}{R}V_C + i_L - i_Z \quad (3.46)$$

Yukarıda bulunan denklemleri vektör matris ($\dot{x} = A_2x + B_2u$) şeklinde yazarak denklem 3.61 elde edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} [V_g] + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/C \end{bmatrix} [i_Z] \quad (3.47)$$

Boost dönüştürücünün anahtar kesim ve iletim durumları için yukarıda verilen durum denklemleri birleştirilerek ortalama geniş sinyal modeli elde edilmektedir.

$$\begin{aligned} A &= A_1d + A_2(1-d) \\ B &= B_1d + B_2(1-d) \\ C &= C_1d + C_2(1-d) \\ D &= D_1d + D_2(1-d) \end{aligned} \quad (3.48)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L} \\ \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_g \\ i_Z \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

Elde edilen ortalama geniş sinyal modeli sürekli hal (D) ve küçük işaret (\hat{d}) modelinden oluşmaktadır. Burada sürekli hal durumu için, ortalama geniş sinyal modelinde d'leri D' ye dönüştürüp ve diğer bütün değişkenleri büyük işaretler ile temsil ederek elde edilmektedir.

$$v_c = V_c + \hat{v}_c \quad (3.50)$$

$$i_L = I_L + \hat{i}_L \quad (3.51)$$

$$i_z = I_z + \hat{i}_z \quad (3.52)$$

$$d = D + \hat{d} \quad (3.53)$$

$$v_g = V_g + \hat{v}_g \quad (3.54)$$

Geniş sinyal modelinde küçük işaret ve sürekli durum sabitleri yerlerine koyulur:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_L + \hat{i}_L \\ \dot{V}_C + \hat{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-D+\hat{d}}{L} \\ \frac{1-D+\hat{d}}{C} & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L + \hat{i}_L \\ V_C + \hat{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g + \hat{v}_g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_z + \hat{i}_z \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Geniş sinyal modelindeki durum değişkenleri ve giriş değişkenleri, çalışma noktasındaki ortalama değer ve etrafındaki salınımlardan oluşan iki bileşenden oluşmaktadır.

Bu matrizen (3.55) küçük sinyal modeli elde etmek için,

$$1 - AX + BU = 0$$

2-İki küçük işaretin çarpımının sıfır olduğu

kabulleri yapılmıştır [19].

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_L + \hat{i}_L \\ \dot{V}_C + \hat{v}_C \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g \\ I_z \end{bmatrix}}_{AX+BU=0} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{\hat{d}}{L} \\ \frac{\hat{d}}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_C \end{bmatrix}}_0 +$$

$$\begin{bmatrix} 0 & -\frac{\hat{d}}{L} \\ \frac{\hat{d}}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_z \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

Yukarıda verilen denklem (3.56), vektör matris formunda ifade edilebilmesi için kabuller göz önünde bulundurularak aşağıda yeniden düzenlenmiştir.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_L \\ \dot{\hat{v}}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & \frac{V_C}{L} \\ 0 & -\frac{1}{C} & -\frac{\hat{i}_z}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_g \\ \hat{i}_z \\ \hat{d} \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B\hat{u}$ durum denklemi elde edildi. Görev süresi \hat{d} , panel çıkış gerilimi \hat{v}_g , bozucu yük akım \hat{i}_z olmak üzere üç adet giriş işareti vardır. Kontrolör tasarımında çalışma noktası için panel çıkışı gerilimi ve yük akım değişimleri sıfır alınır.

Çıkış denklemi:

$$\hat{y} = C\hat{x} + D\hat{u} \quad (3.58)$$

Girişin doğrudan çıkışa etkisi olmadığı için $D=0$ alınmaktadır.

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_0 \\ \hat{i}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_C \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

PID kontrolör tasarımı transfer fonksiyonuna dayalı yapılacağından Boost dönüştürücünün transfer fonksiyonu durum denklemlerinin katsayılar matrisleri kullanılarak elde edilmiştir.

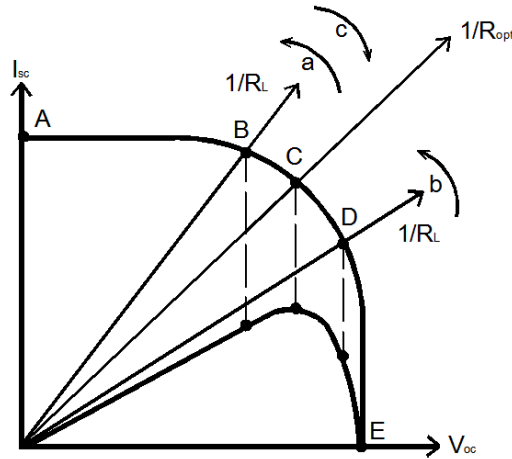
$$\frac{\hat{i}_d}{\hat{d}} = C[sI - A]^{-1}[B] = \frac{1.477e04s + 1.182e07}{s^2 + 400s + 693842} \quad (3.60)$$

PID tasarımı yöntemleri bu çalışmanın kapsamı dışında olduğundan Matlab ara yüz tasarımları kullanılarak PID katsayıları elde edilmiş ve aşağıda verilmiştir.

$$K_p = 0.0105, K_i = 16.2, K_d = 1.69e-06 \quad (3.61)$$

3.4. Dönüştürücü Seçiminde Dikkat Edilecek Hususlar

Panellerden maksimum gücün çekilebilmesi için panel iç direnciyle dönüştürücü giriş eşdeğer direnci eşitlenmeye çalışılır. Bu amaçta panel iç direnci (R_{opt}) belirli bir radyasyon ve sıcaklık için sabit olduğundan R_L yük direncinin bağlı olduğu dönüştürücüde görev süresi kontrol edilerek dönüştürücünün giriş eşdeğer direnci R_{opt} 'a eşitlenmeye çalışılır. Aşağıda Boost ve Cuk dönüştürücülerin çeşitli büyüklükteki rezistif yüklerde MPP'ye erişimleri incelenmiştir.



Şekil 3.7. $I_{sc} \times V_{oc}$ eğrisi

Boost dönüştürücü: Görev süresi sıfır olursa eğer yük direnci bulunduğu noktadadır. Görev süresi bir olursa yük direnci A noktasındadır. Eğer yük direnci panel iç direncinden küçük olursa Şekil 3.7.'de görülen doğrunun eğimi panel iç iletkenliğini

temsil eden eğrinin eğiminden daha yüksek bir değerdedir (C noktasından a yönündedir. Örnek olarak B noktası olabilir.). Görev süresi kontrolüyle yalnız A-B noktaları arasında a ve c yönünde kontrol sağlanabilir. Ancak MPP C noktası olması sebebiyle MPP bulunamaz.

Cuk dönüştürücü: Görev süresi sıfır olursa eğer yük direnci E noktasındadır. Görev süresi bir olursa yük direnci A noktasındadır. C noktası A ile E noktaları arasında olduğu için bütün yüklerde Cuk dönüştürücü MPP'yi bulabilir.

BÖLÜM 4. MPPT İÇİN YAPAY ZEKA YÖNTEMLERİ

Yapay zeka, insanoğlunun zekasını elektronik cihazlarda sanal olarak oluşturarak, belirli kıstaslarda elektronik cihazların öğrenme kabiliyetini kazanmasını hedefler. Aynı şekilde bu çalışmada da bir adet fotovoltaik paneli sanal olarak modelleyerek MPPT yapılmaktadır. Literatürde başlıca kullanılan yapay zeka teknikleri: Biyolojik Sürü Algoritmaları, Bulanık Mantık ve Yapay Sinir Ağları'dır.

4.1. Biyolojik Sürü Algoritmaları

Biyolojik sürü algoritmaları denince Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) en başta gelenidir. PSO pek çok alanda kullanıldığı gibi MPP takibinde de kullanılmaktadır. PSO algoritması sürülerden oluşmaktadır. PSO algoritmasında sürünün her bir üyesine parçacık adı verilir. PSO tabanlı maksimum güç takibinde her bir görev süresi parçacık olarak alınır. Literatürde üç görev süresi (parçacık) alınır [20,21,22]. Her bir parçacığın hızı ve konumu vardır. Her bir görev süresi sırayla dönüştürücüye gönderilerek güç ölçümü yapılır. Her üç ölçümde bir, parçacık hızı ve pozisyonları güncellenmektedir. Sürü sürekli olarak en iyi parçacığın bulunduğu konuma gitmeye çalışır [21]. MPP'de üç görev süresi de aynı noktada buluşur. Radyasyon değişimi olduğu taktirde hız ve konumlar ilk halini alarak yeni MPP noktasını aramaya başlar [22]. Ancak bu algortmada başlangıç değeri olarak alınan üç parçacığın konumu çok önemlidir. Eğer MPP noktasına uzak üç adet görev süresi seçilir veya PSO parametreleri hatalı belirlenirse, klasik PSO algoritması PNO algoritmasından daha kötü çalışabilmektedir [22].

MPPT yapılırken panelin gölgeleme durumunda MPP'yi bulmak amacıyla PSO tercih edilmiştir. PSO algoritmasında üç farklı görev süresi bilgisi toplandığı için herhangi bir görev süresi yerel maksimum noktasında çalışsa bile diğer görev süreleri

sayesinde genel maksimum bulunabilmektedir. Çalışmamız panel gölgelemesi odaklı bir çalışma olmadığı için bu algoritma literatür bilgisi amaçlı sunulmuştur.

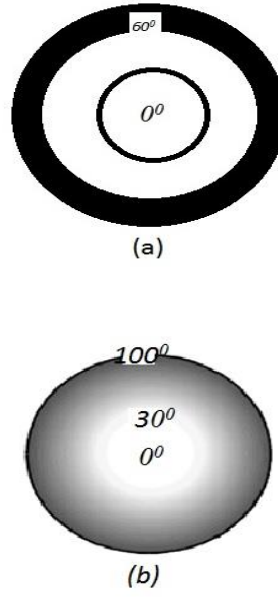
4.2. Bulanık Mantık

Sözcük anlamıyla bulanık, belirsizliği ifade etmek için kullanılır. Bu amaçla Bulanık Mantık sözel ifadeler yardımıyla belirsizlikler üzerinden hedefe ulaşmaya çalışır. Kesinliklerin yerine belirsizlikleri kullanarak hedefe ulaşan Bulanık Mantık bu yönüyle diğer yapay zeka yöntemlerinden ayrışır.

4.2.1. Bulanık ve klasik kümeler

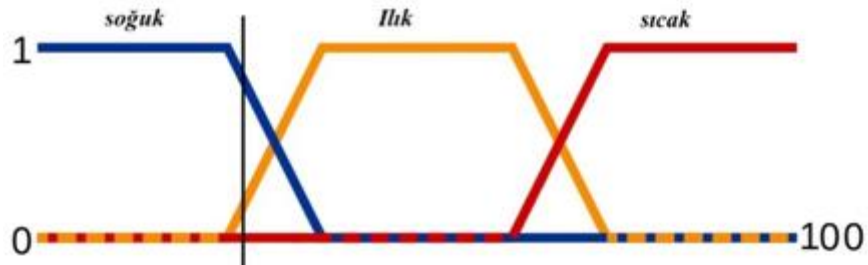
BM bulanık küme ve alt kümelerden oluşur. Klasik Mantık'ta bir sistem var ya da yok mantığıyla çalışır. Bulanık Varlık Kümesi'nde ise her bir varlığın üyelik derecesi vardır. Üyelik dereceleri (0,1) aralığında bir değerdir ve üyelik fonksiyonu genel olarak $\mu_A(x)$ ile temsil edilir.

Bulanık küme'nin üyelik fonksiyonunun tanım kümesindeki bütün elemanları, çoğunlukla birim aralık olarak kabul edilen bir aralığa atanır [23]. Şekil 4.1.(a)'da su sıcaklığı için klasik ve bulanık kümeler gösterilmiştir. Şekillerde siyah renk tonu sıcaklık düzeyini belirtmektedir. Şekil 4.1.(a)'daki klasik kümeye göre 60 ve üzerinde olanlar sıcak, 60'dan küçük olanlar sıcak değildir. Oysa Şekil 4.1.(b)'de sadece sıcak 60'ın üzerinde olanlar değil, 30 ile 100 arasında olanlar da sıcaklık kümesine dahildir.



Şekil 4.1. Sıcaklık kümesinin gösterimi-(a) klasik küme-(b) bulanık küme

Sıcaklık kümesinin üyelik fonksiyonları Şekil 4.2.'de gösterildiği gibi temsil edilebilirler.

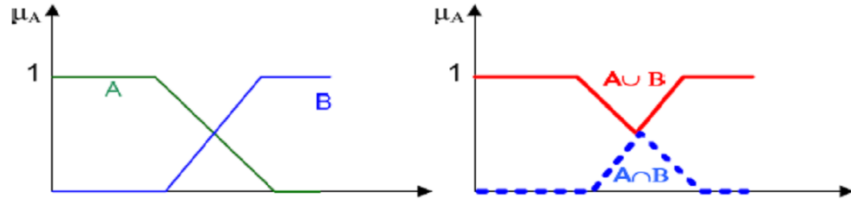


Şekil 4.2. Bulanık kümesi için üyelik fonksiyonları

4.2.2. Bulanık kümelerde mantıksal işlemler

Birleşim (Veyalama): $\mu_{\tilde{A}}(x)$ ve $\mu_{\tilde{B}}(x)$ sırasıyla \tilde{A} ve \tilde{B} kümelerinin üyelik fonksiyonlarıdır. Bu kümelerin üyelik fonksiyonlarının birleşimi durumunda üyelik fonksiyonlarının maksimum değerleri alınır [24].

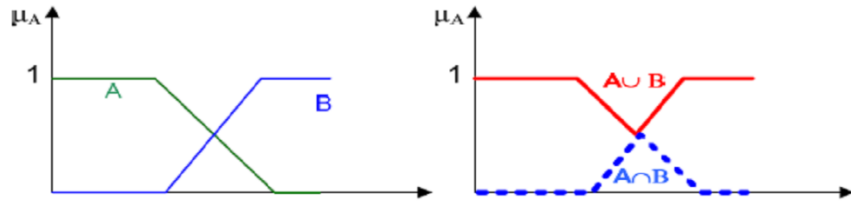
$$\mu_{\tilde{A} \cup \tilde{B}}(x) = \max(\mu_{\tilde{A}}(x), \mu_{\tilde{B}}(x)) \quad (4.1)$$



Şekil 4.3. Veyalama ye ait grafiksel gösterimi

Kesişim (Veleme): $\mu_{\tilde{A}}(x)$ ve $\mu_{\tilde{B}}(x)$ sırasıyla \tilde{A} ve \tilde{B} kümelerinin üyelik fonksiyonlarıdır. Bu kümelerin üyelik fonksiyonlarının kesişimi durumunda üyelik fonksiyonlarının minimum değerleri alınır [24].

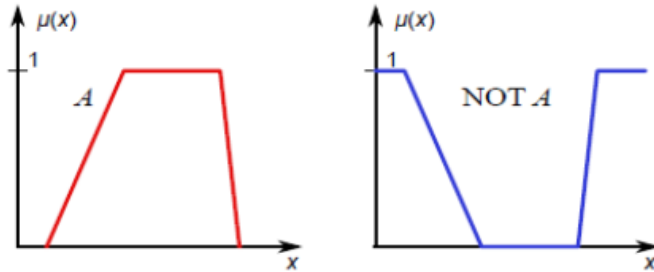
$$\mu_{\tilde{A} \cap \tilde{B}}(x) = \min(\mu_{\tilde{A}}(x), \mu_{\tilde{B}}(x)) \quad (4.2)$$



Şekil 4.4. Veleme ye ait grafiksel gösterimi

Tümeleme (Değilleme):

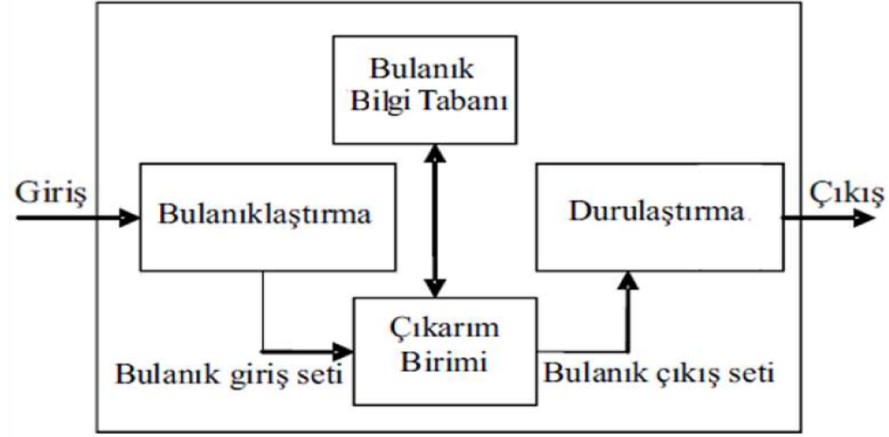
$$\mu_{\tilde{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (4.3)$$



Şekil 4.5. Tümelemeye ait grafiksel gösterimi [24]

4.2.3. Bulanık mantığın çalışma prensibi

Bulanık mantığın genel şeması Şekil 4.6.'daki gibidir.



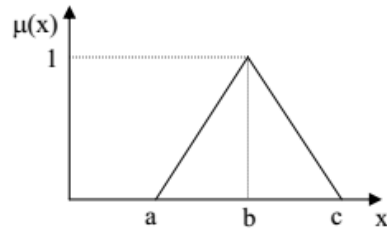
Şekil 4.6. Bulanık mantık genel şeması

Bulanıklaştırma: Gerçek değerleri değişik üyelik fonksiyonları (trapezoidal, üçgen ve çan biçimli üyelik fonksiyonu) kullanarak bulanık değerlere çevirir.

Bulanık kümelerde, üyelik büyüklükleri arasındaki değişimler yumuşak ve devamlıdır. Bir nesnenin üyelik seviyesi 0 ile 1 arasında değişir. Nesnenin üyelik seviyesi 0 olursa bulanık küme üyesi değil, bir olursa kümenin tam üyesidir.

Uygulamalarda yaygın olarak kullanılan üyelik fonksiyonları: Üçgen üyelik fonksiyonu, yamuk üyelik fonksiyonu, çan biçimli üyelik fonksiyonu [25].

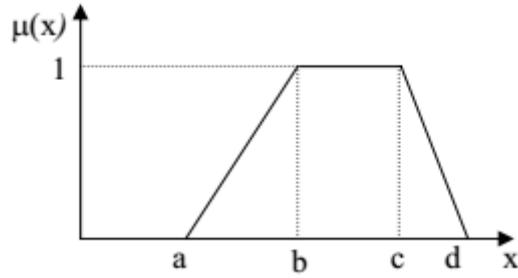
Üçgen üyelik fonksiyonu: Şekil 4.7.'de a, b, c bir üçgen üyelik fonksiyonun parametreleridir.



Şekil 4.7. Üçgen üyelik fonksiyonu

$$f(x,a,b,c) = \begin{cases} 0, & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b}, & b \leq x \leq c \\ 0, & c \leq x \end{cases} \quad (4.4)$$

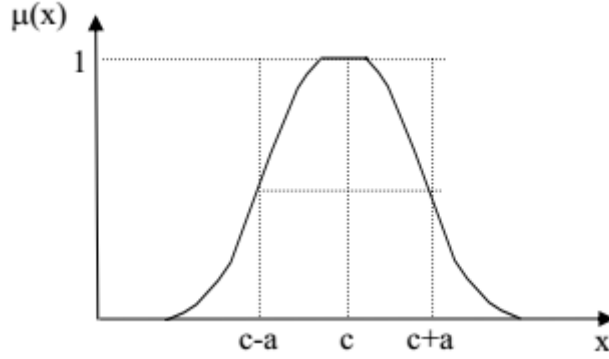
Trapezoidal (yamuk) üyelik fonksiyonu: Şekil 4.8.'de a,b,c,d bir Trapezoidal (yamuk) üyelik fonksiyonun parametreleridir.



Şekil 4.8. Trapezoidal üyelik fonksiyonu

$$f(x,a,b,c) = \begin{cases} 0, & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b \\ 1, & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c}, & c \leq x \leq d \\ 0, & d \leq x \end{cases} \quad (4.5)$$

Çan biçimli üyelik fonksiyonu: Şekil 4.9. a,b,c bir çan biçimli üyelik fonksiyonun parametreleridir.



Şekil 4.9. Çan biçimli üyelik fonksiyonu

$$f(x, a, b, c) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x-c}{a} \right|^{2b}} \quad (4.6)$$

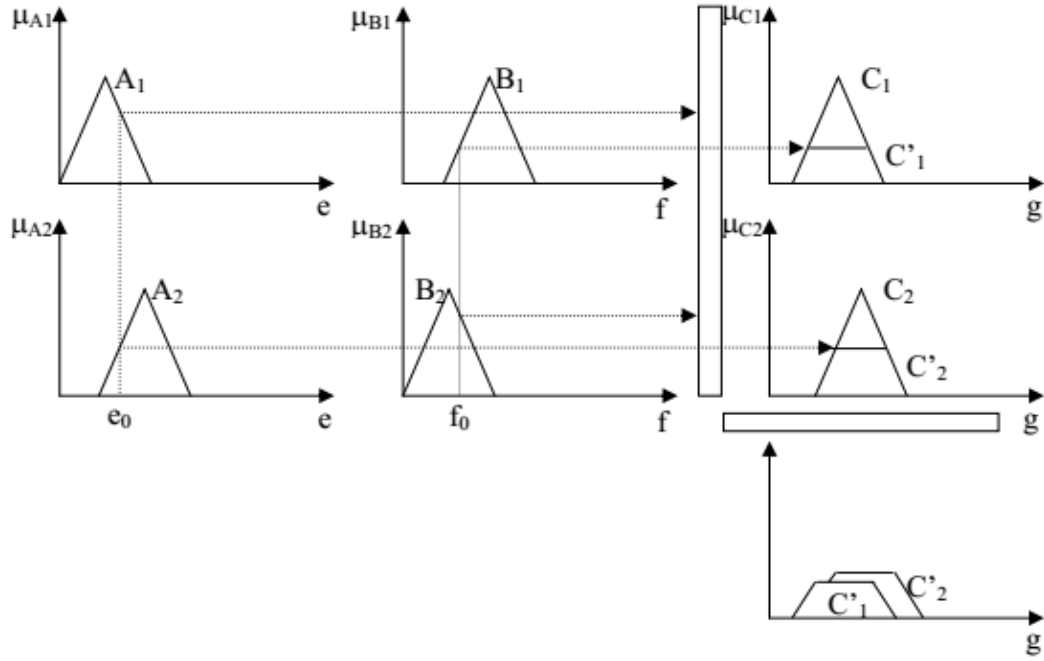
Kural Tabanı: Kural tablosunun yer aldığı ve verilerin saklandığı kısımdır. Bir bulanık mantık kuralı şu şekilde ifade edilir: Eğer a F ise, o halde b K dır.

Çıkarım Birimi: Girdiler ve kuralları değerlendirip sonuç elde etmektedir. Çıkarım modeli için birçok yöntem mevcuttur. Bunların arasında en yaygın kullanılan yöntemler Mamdani ve Sugeno yöntemleridir.

Mamdani: A_i, B_i, C_i sırasıyla $i=1,2$, $e \in E$, $f \in F$ ve $g \in G$ için E,F ve G' de yazılarak iki adet bulanık kural aşağıdaki gibi yazılabilir.

Eğer $e \in A_1$ ve $f \in B_1$ ise $g \in C_1$

Eğer $e \in A_2$ ve $f \in B_2$ ise $g \in C_2$



Şekil 4.10. Mamdani bulanık model [26]

Şekil 4.10.'da sunulan Mamdani çıkarım yönteminin, koşul bölümünde minimum operatörü ve iki kuralın bir araya getirilmesi esnasında ise maksimum operatörü kullanılmıştır.

Sugeno: Sugeno bulanık çıkartım sistemini Takagi, Sugeno ve Kang geliştirilmiştir [23]. Bu çıkartım yönteminde bulanık kural yapısı aşağıdaki biçimdedir.

Eğer $e \in A$ ve $f \in B$ ise $g = f(e, f)$

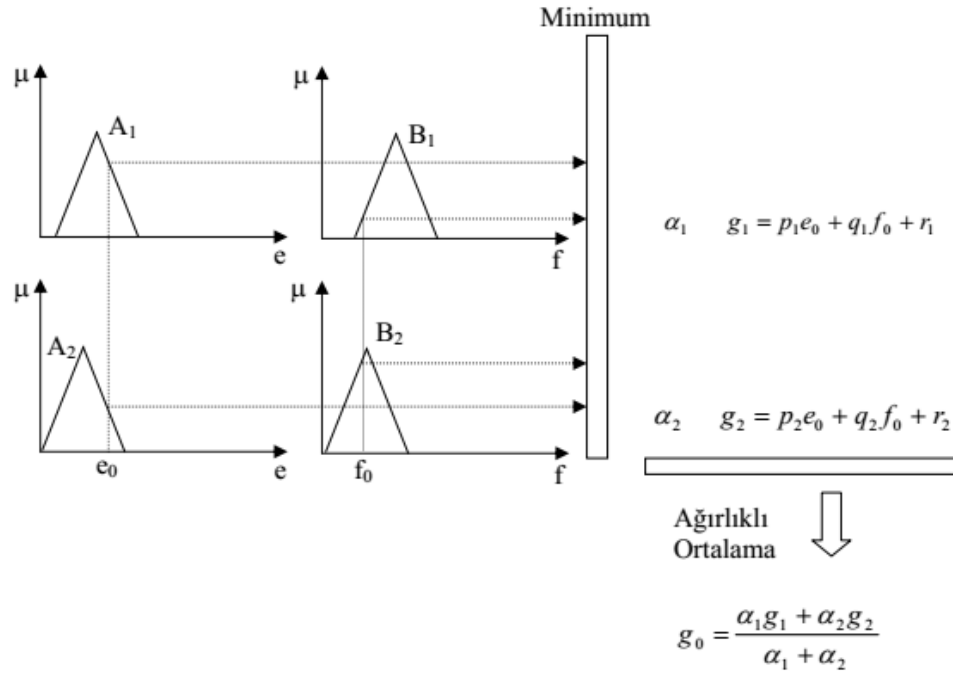
A ve B koşul bölümündeki kümeler, $g = f(e, f)$ çıkış verileridir. Bu çıkartım sisteminde $f(e, f)$ birinci mertebeden ise “ birinci mertebe Sugeno modeli ”, sabit ise “ sıfırıncı mertebe Sugeno modeli ” denilmektedir.

Birinci mertebeden Sugeno bulanık modeli için:

Eğer $e \in A_1$ ve $f \in B_1$ ise $g_1 = p_1 e + q_1 f + r_1$

Eğer $e \in A_2$ ve $f \in B_2$ ise $g_2 = p_2 e + q_2 f + r_2$

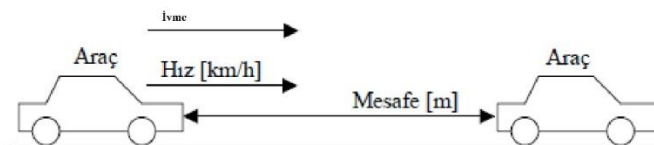
Şekil 4.11.'de her bir kural kesin bir çıktı vermektedir. Kurallardan gelen kesin çıktılar ağırlıklı ortalama yöntemiyle sayısal değerlere çevrilerek çıkışa aktarılır. Sugeno ile Mamdani bulanık çıkartım yöntemleri arasındaki en büyük fark Sugeno yönteminin sayısal çıktılar vermesidir.



Şekil 4.11. Sugeno bulanık modelin işleyişi [26]

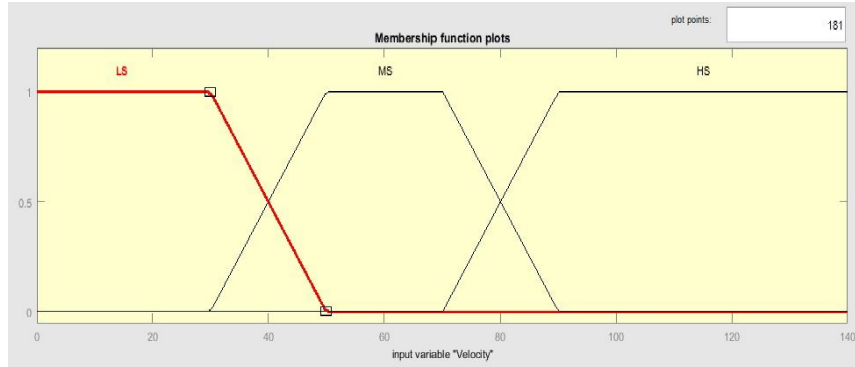
Durulaştırma: İşlemler sonucunda, elde edilen bulanık sonuçları sayısal değerlerine çevirir. Durulaştırma için birçok yöntem mevcuttur. Bunlardan en yaygın kullanılan yöntemler: En büyük üyelik ilkesi, sentroid, ağırlıklı ortalama, ortalama en büyük üyelik yöntemleridir. Bu bölümde BM hakkında sunulan şekil (Şekil 4.10.) (Şekil 4.11.) ve denklemler Sakarya Üniversitesi Dr. Ali GÜLBAĞ'ın doktora tezinden faydalanılarak sunulmuştur.

Örnek1: İki aracın hız kontrolü BM yardımıyla aşağıda sunulmuştur.

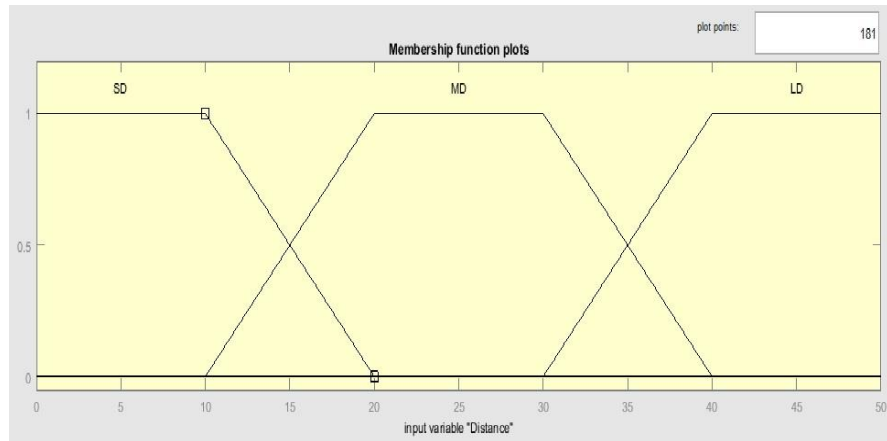


Şekil 4.12. İki araç için bulanık mantık

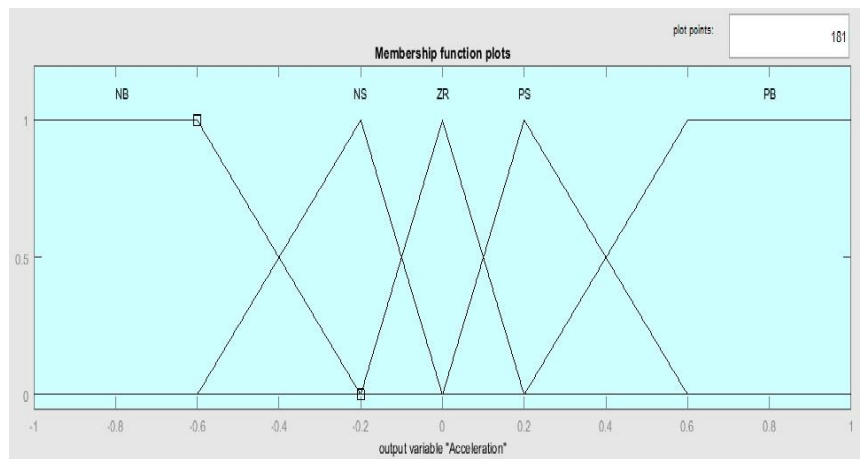
Bulanıklaştırma:



Şekil 4.13. Hız [high speed (hs), medium speed (ms), low speed (ls)]



Şekil 4.14. Mesafe [long distance (ld), medium distance (md), small distance (sd)]



Şekil 4.15. İvme [big (bn), small negative (sn), zero (zr), small (sp), big positive (bp)]

Kural Tabanı:

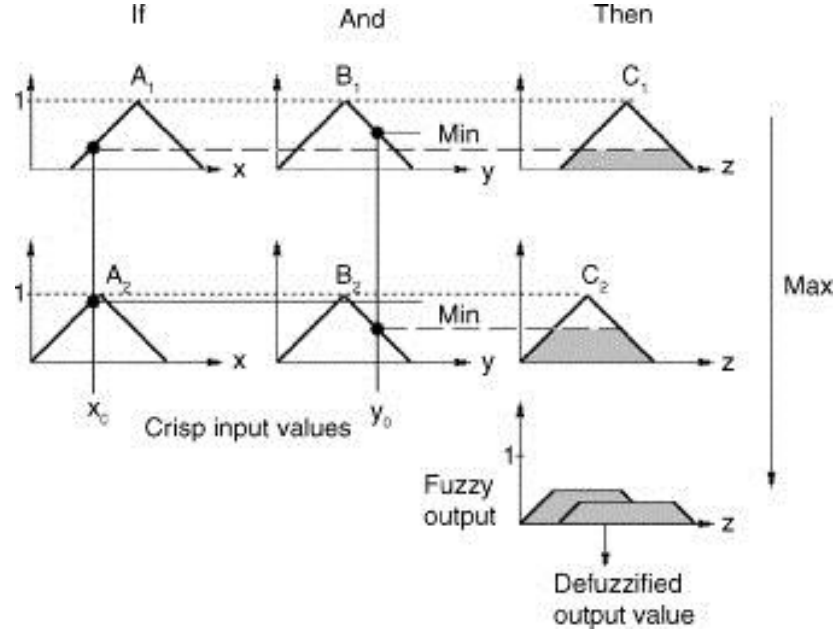
Tablo 4.1. Kural tablosu

HIZ(V)/MESAFE(D)	SD	MD	LD
LS	ZR	PS	PB
MS	NS	ZR	PB
HS	NB	NS	ZR

1. kural → Eğer hız düşük (LS) ise ve Mesafe az (SD) ise o halde ivme (ZR)
2. kural → Eğer hız düşük (LS) ise ve Mesafe normal (MD) ise o halde ivme (PS)
3. kural → Eğer hız düşük (LS) ise ve Mesafe çok (LD) ise o halde ivme (PB)
4. kural → Eğer hız normal (MS) ise ve Mesafe az (SD) ise o halde ivme (NS)
5. kural → Eğer hız normal (MS) ise ve Mesafe normal (MD) ise o halde ivme (ZR)
6. kural → Eğer hız normal (MS) ise ve Mesafe çok (LD) ise o halde ivme (PB)
7. kural → Eğer hız yüksek (HS) ise ve Mesafe az (SD) ise o halde ivme (NB)
8. kural → Eğer hız yüksek (HS) ise ve Mesafe normal (MD) ise o halde ivme (NS)
9. kural → Eğer hız yüksek (HS) ise ve Mesafe çok (LD) ise o halde ivme (ZR)

Çıkarım Birimi:

Hız düşük (LS) ve Mesafe az (SD) o halde ivme (ZR)



Şekil 4.16. Mamdani bulanık model işleyişi [26]

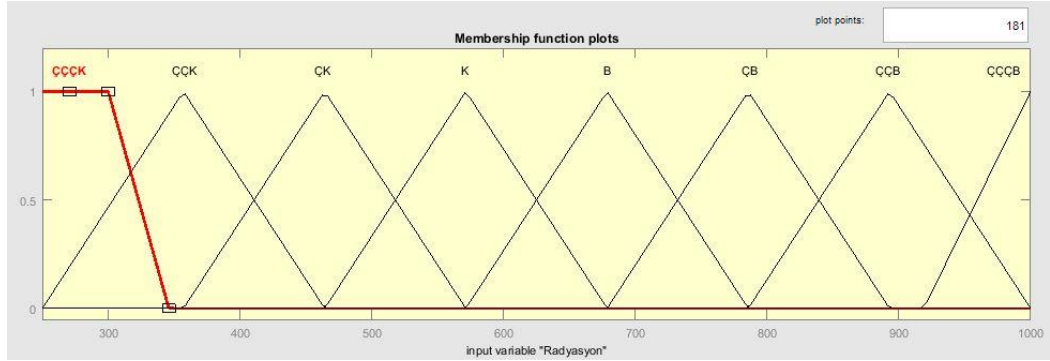
Durulaştırma: Ağırlıklı ortalama yöntemi yardımıyla, bulanık ifadelerden oluşan sözel ifadeleri sayısal değerlere dönüştürerek ivme değeri bulunmaktadır.

Örnek 2: BM yardımıyla maksimum güç takibi de yapılabilir. Bu örnekte giriş olarak radyasyon ve sıcaklık kullanılarak, kontrolcü için MPP'deki akım üretilmektedir. Çalışma, üçgen üyelik fonksiyonu ile Tablo 4.2.'deki kural tablosunu kullanarak, Mamdani bulanık çıkarım yöntemiyle gerçekleştirilmiştir.

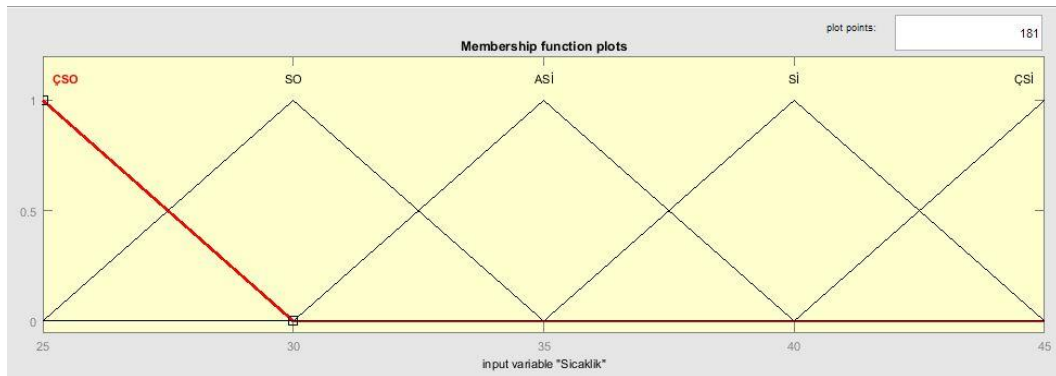
Tablo 4.2. Kural tablosu

Rad/Sıc	ÇSO	SO	ASİ	Sİ	ÇSİ
ÇÇÇK	OK	ÇÇK	ÇÇK	ÇÇK	ÇÇK
ÇÇK	OOK	OOK	OK	OK	ÇÇK
ÇK	OOK	OOK	OOK	OOK	OK
K	ZZ	ZZ	ZZ	OOK	OOK
B	B	B	B	ZZ	ZZ
ÇB	OB	OB	OB	OB	B
ÇÇB	ÇB	ÇB	ÇB	ÇB	ÇB
ÇÇÇB	ÇÇB	ÇÇB	ÇÇB	ÇÇB	ÇB

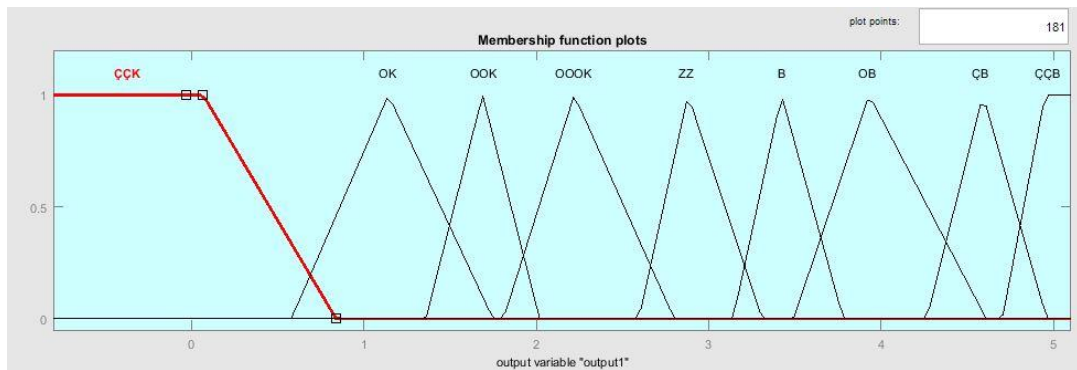
MPP'deki akım değerini, sıcaklık ve radyasyon değerlerini sözel ifadelere dönüştürmek için üçgen üyelik fonksiyonları yardımıyla bulanıklaştırma işlemi yapılmıştır. Aşağıda bu çalışmada kullanılan BM üyelik fonksiyonları sunulmuştur.



Şekil 4.17. Radyasyon

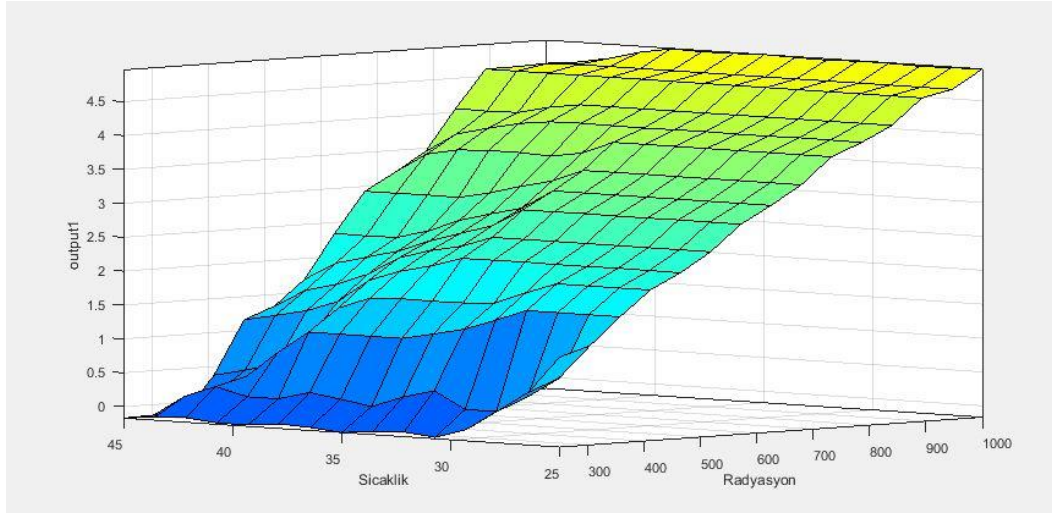


Şekil 4.18. Sıcaklık



Şekil 4.19. Akım referansı

Bulanık mantık ile oluşturulan üç boyutlu görseli aşağıda (Şekil 4.20.) sunulmuştur.

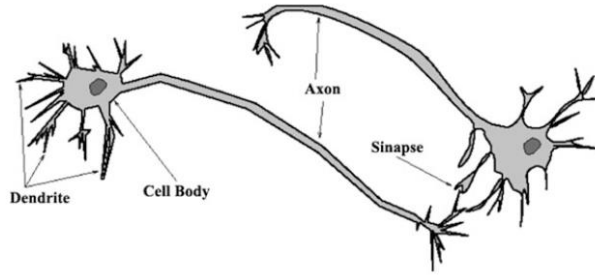


Şekil 4.20. Bulanık mantık üç-boyutlu görseli

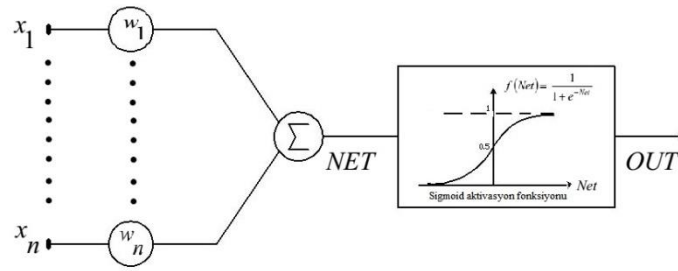
Ağırlıklı ortalama yöntemi yardımıyla, bulanık ifadelerden oluşan sözel ifadeleri sayısal değerlere dönüştürerek durulaştırma işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu işlemler sonucunda MPP'deki akım değeri elde edilmiştir.

4.3. Yapay Sinir Ağları

İnsan beyni milyarlarca birbiriyle bağlantılı nöronların oluşturduğu karmaşık bir ağ yapısından oluşur. Her bir nöron elektriksel sinyaller sayesinde birbiriyle haberleşerek gereken işlemleri yerine getirmektedir. YSA, insan beyninin bilgi işlem yapısından esinlenerek geliştirilmiş bir bilgi işlem teknolojisidir.



Şekil 4.21. Biyolojik sinir ağı



Şekil 4.22. Yapay sinir ağının yapısı

Tablo 4.3. Biyolojik sinir yapısı ile yapay sinir ağı arasındaki ilişki

Biyolojik Sinir Sistemi	Yapay Sinir Sistemi
Dentrit	Toplama Fonksiyonu(Σ)
Hücre Gövdesi	Aktivasyon Fonksiyonu(Sigmoid,Tan- sigmoid)
Aksonlar	Yapay Nöron Çıktıları (OUT)
Sinapslar	Ağırlıklar (W)

x_n : Nöron girişlerini temsil eder

w_n : Ağırlıkları temsil eder

$$NET = w_1 x_1 + \dots + w_n x_n = \sum_{j=1}^n w_j x_j$$

Yapay Sinir Ağları'nda nöronların çıkış genliğini $[0,1]$ veya $[-1,1]$ değerleri aralığına yerleştirmek için aktivasyon fonksiyonları kullanılmaktadır. Bir fonksiyonun aktivasyon fonksiyonu olarak seçilebilmesi için süreklilik göstermesi ve türevinin alınabilir olması gerekir. Yukarıdaki şekilde bulunan Sigmoid fonksiyonu en yaygın kullanılan aktivasyon fonksiyonu çeşididir. Sigmoid fonksiyonunun türevinin kolay alınabilir olması gerekçesiyle çok katmanlı bir ağı eğitilmesinin gösteriminde de aktivasyon fonksiyonu olarak seçilmiştir.

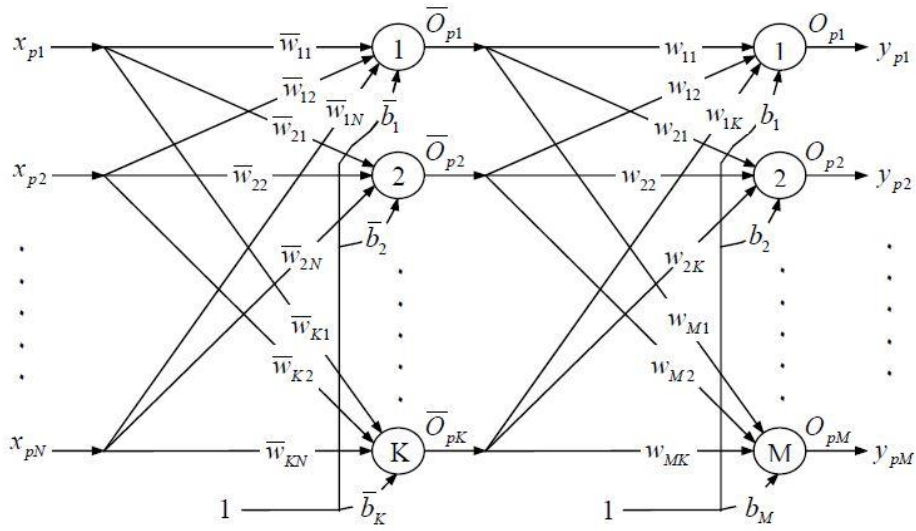
4.3.1. Verilerin toplanması

Yapay sinir ağlarında ilk adım problem ile ilgili eski verilerin toplanmasıdır. Tez çalışmamızda radyasyon, sıcaklık ve bu değerlerde maksimum noktadaki akım değeri

ağı eğitmek için alınmıştır.

4.3.2. Ağ yapısının seçilmesi ve ağı eğitilmesi

YSA'nın tek katmanlı yapısı doğrusal problemleri çözebilmektedir. Ancak tek katmanlı ağlar lineer olmayan problemleri çözememektedir. Bu sebeple çok katmanlı ağlar oluşturulmuştur. Çok katmanlı bir ağı eğitilmesi kademeli olarak aşağıda sunulmuştur.



Şekil 4.23. Çok katmanlı ağ yapısı [26]

Toplam hata:

$$E = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^M (t_{pm} - O_{pm})^2 \quad (4.7)$$

Çıkış katman çıkışları:

$$O_{pm} = f \left(\sum_{n=1}^N (w_{mk} O_{pk}^-) + b_m \right) \quad \left(NET_M = \left(\sum_{n=1}^N (w_{mk} O_{pk}^-) + b_m \right) \right) \quad (4.8)$$

Ara katman çıkışları:

$$O_{pk}^- = f\left(\sum_{n=1}^N (w_{kn}^- x_{pn}) + b_k^-\right) \quad \left(\text{NET}_k = \left(\sum_{n=1}^N (w_{kn}^- x_{pn}) + b_k^-\right)\right) \quad (4.9)$$

$$O_{p1}^- = f\left((w_{11}^- x_{p1} + \dots + w_{1N}^- x_{pN}) + b_1^-\right) \quad (4.10)$$

Çok katmanlı ağ yapısında ara katman ile çıkış katmanında bir aktivasyon fonksiyonu bulunmaktadır. Aktivasyon fonksiyonu olarak sigmoid fonksiyonu türevi:

$$f = 1/(1 + e^{(-x)}) \quad (4.11)$$

$$f' = \frac{-1 + 1 + e^x}{1 + e^{-x}} = \frac{-1}{(1 + e^{-x})^2} + \frac{-1}{1 + e^{-x}} \quad (4.12)$$

$$f' = f(1 - f) \quad (4.13)$$

Çıktı katmanı ile gizli katman arasındaki ağırlık düzeltmesi:

$$\Delta w_{mk} = -n \frac{dE}{dw_{mk}} = -n \frac{dE}{dO_{pm}} \frac{dO_{pm}}{dw_{mk}} \quad (4.14)$$

Hatanın O_{pm} göre türev:

$$\frac{dE}{dO_{pm}} = -n \frac{1}{2} 2(t_{pm} - O_{pm})(-1) \quad (4.15)$$

$$\frac{dO_{pm}}{dw_{mk}} = \frac{dO_{pm}}{dNET_m} \frac{dNET_m}{dw_{mk}} \quad (4.16)$$

$$\frac{dO_{pm}}{dNET_m} = O_{pm} (1 - O_{pm}) \quad (\text{NET}_m \text{ de\u0131işken}) \quad (4.17)$$

$$\frac{dNET_m}{dw_{mk}} = O_{pk}^- \quad (4.18)$$

İşlemlerin hepsi birleştirilirse:

$$\Delta w_{mk} = n(t_{pm} - O_{pm}) O_{pm} (1 - O_{pm}) O_{pk}^- \quad (4.19)$$

Yerel minimumlara düşmeyi engellemek amacıyla bir momentum katsayısıyla çarpılması sonucu:

$$\Delta w_{mk}(t+1) = n(t_{pm} - O_{pm}) O_{pm} (1 - O_{pm}) O_{pk}^- + \Delta w_{mk}(t)\rho \quad (4.20)$$

Çıktı katmanı ile gizli katman arasındaki ağırlıkları güncellemiş olduk. Çıktı katmanı ile gizli katman arasındaki biasların düzeltilmesi:

$$\Delta b_m = -n \frac{dE}{db_m} = \frac{dE}{dO_{pm}} \frac{dO_{pm}}{db_m} \quad (4.21)$$

$$\frac{dO_{pm}}{db_m} = \frac{dO_{pm}}{dNET_m} \frac{dNET_m}{db_m} = (O_{pm} (1 - O_{pm})) (1) \quad (4.22)$$

$$\frac{dE}{dO_{pm}} = -n \frac{1}{2} (t_{pm} - O_{pm}) (-1) \quad (4.23)$$

Denklemlerin birleştirilmesi:

$$\Delta b_m(t+1) = n(t_{pm} - O_{pm}) O_{pm} (1 - O_{pm}) + \Delta b_m(t)\rho \quad (4.24)$$

Çıktı katmanı ile gizli katman arasındaki biaslar düzeltildi. Ara katman ile girdi katmanının ağırlıklarının güncellenmesi:

$$\Delta w_{kn}^- = -n \frac{dE}{dw_{kn}^-} = -n \frac{dE}{dO_{pm}} \frac{dO_{pm}}{dw_{kn}^-} = -n \frac{1}{2} 2(t_{pm} - O_{pm})(-1) \left(\frac{dO_{pm}}{dw_{kn}^-} \right) \quad (4.25)$$

$$\Delta w_{kn}^- = n \sum_{m=1}^M \left(\frac{dO_{pm}}{dO_{pk}^-} \right) \left(\frac{dO_{pm}}{dw_{kn}^-} \right) (t_{pm} - O_{pm}) \quad (4.26)$$

$$\Delta w_{kn}^- = n \sum_{m=1}^M \left(\frac{dO_{pm}}{dNET_m} \right) \left(\frac{dNET_m}{dO_{pk}^-} \right) \left(\frac{dO_{pk}^-}{dNET_k} \right) \left(\frac{dNET_k}{dw_{kn}^-} \right) (t_{pm} - O_{pm}) \quad (4.27)$$

Elde edilen değerler yerlerine yazılması:

$$\Delta w_{kn}^- = n \sum_{m=1}^M O_{pm} (1 - O_{pm}) w_{mk} O_{pk}^- (1 - O_{pk}^-) x_{pn} (t_{pm} - O_{pm}) \quad (4.28)$$

$$\Delta w_{kn}^- (t+1) = n \sum_{m=1}^M O_{pm} (1 - O_{pm}) w_{mk} O_{pk}^- (1 - O_{pk}^-) (t_{pm} - O_{pm}) x_{pn} + \Delta w_{kn}^- (t) \rho \quad (4.29)$$

Ara katman ile girdi katmanının ağırlıklarının güncellendi. Ara katman ile girdi katmanının biasların güncellenmesi:

$$\Delta b_k = -n \frac{dE}{db_k} = -n \frac{dE}{O_{pm}} \frac{O_{pm}}{dNET_m} \frac{dNET_m}{dO_{pk}^-} \frac{dO_{pk}^-}{dNET_k} \frac{dNET_k}{db_k} \quad (4.30)$$

$$n \frac{dE}{O_{pm}} = n (t_{pm} - O_{pm}) \quad (4.31)$$

$$\frac{O_{pm}}{dNET_m} = O_{pm} (1 - O_{pm}) \quad (4.32)$$

$$\frac{dNET_m}{dO_{pk}^-} = w_{mk} \quad (4.33)$$

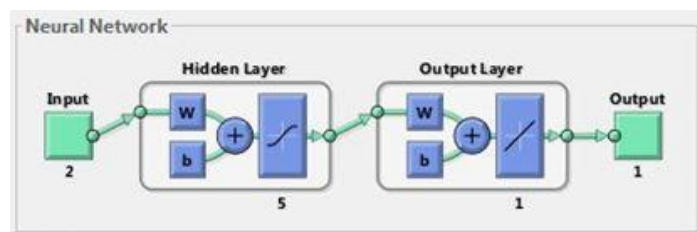
$$\frac{dO_{pk}^-}{dNET_k} = O_{pk}^- (1 - O_{pk}^-) \quad (4.34)$$

$$\frac{dNET_k}{db_k} = 1 \quad (4.35)$$

Denklemlerin birleştirilmesi:

$$\Delta b_k(t+1) = n(t_{pm} - O_{pm}) O_{pm} (1 - O_{pm}) w_{mk} (O_{pk}^- (1 - O_{pk}^-)) + \Delta b_k(t) \phi \quad (4.36)$$

İşlemler geri yayılım algoritmasının sigmoid aktivasyon fonksiyonu yardımıyla çok katmanlı bir ağın bias ve ağırlık değerlerinin güncellenmesini matematiksel olarak göstermektedir. Hangi eğitim algoritmasının kullanılacağı ve kaç katmanlı bir ağ oluşturulacağı tecrübe ile belirlenmektedir. Bu bölümde geri yayılım algoritmasında ağırlıkların ve biasların güncellenme denkelmlerinin çıkartılmasında Sakarya Üniversitesi Dr. Ali GÜLBAĞ'ın doktora tezi ve ders notlarından faydalanılmıştır.

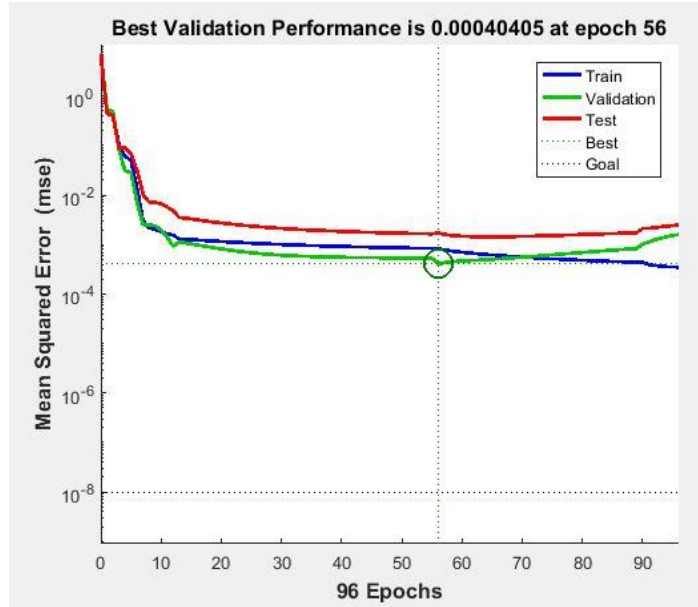


Şekil 4.24. Mppt için çalışılan ağ yapısı

4.3.3. Ağın testi

Toplanan verilerin bir kısmı eğitim için bir kısmı ağın testi için ayrılmaktadır. Çalışmamızda toplanan verilerin %70 eğitim için %30 test için ayrılmıştır. Ağın test

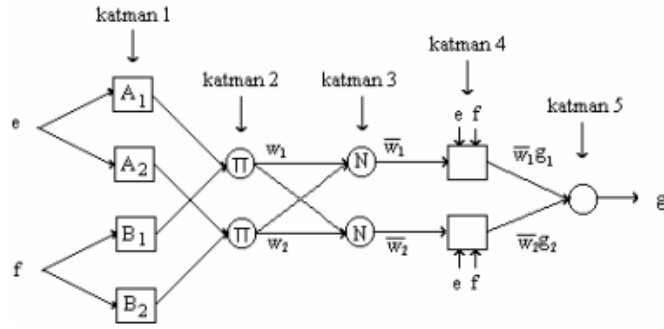
edilmesindeki amaç dizayn edilen YSA'nın eğitimi bittikten sonra performansını ölçmektir.



Şekil 4.25. İterasyon sayısına karşılık hata

4.4. Adaptif Ağ Tabanlı Bulanık Çıkarım Sistemi

Yapay sinir ağlarının paralel hesaplayabilme ve öğrenme kabiliyeti ile bulanık mantığın çıkarım özelliğini kullanan hibrit bir yapay zekâ metodudur [27]. İlk olarak Jang (1993) tarafından önerilmiştir [28]. Genelde bulanık mantığa aktarılan insanın bilgisi tam sonucu vermeyebilir. Bu yüzden bulanık mantığın parametrelerinin optimum değerleri bulunmalıdır. ANFIS'in temel amacı girdi-çıkı veri setlerini kullanarak, bir öğrenme algoritması uygulayarak eşdeğer FIS parametrelerinin optimum değerlerini belirlemektir [29]. Hedef çıkış ve gerçek çıkış farkı (hata), ANFIS tarafından minimize edilerek parametrelerin optimizasyonu gerçekleştirilir. ANFIS modeli temel yapısı beş katmandan oluşan iki girişli bir çıkışlı yapı sırasıyla Bulanıklaştırıcı Katmanı, Kural Katmanı, Normalizasyon Katmanı, Berraklaştırıcı Katman ve Toplam Katmanı olarak aşağıda tanımlanmaktadır. Şekil 4.26. ANFIS mimarisini temsil etmektedir.



Şekil 4.26. Anfis mimarisi [26]

$O_{1,i}$: 1 katmanındaki i düğümünün çıkışı.

Katman 1: Bulanıklaştırma katmanı olarak adlandırılır. Burada, her bir düğümün çıkışı, giriş değerlerine ve kullanılan üyelik fonksiyonuna bağlı olan üyelik derecelerinden oluşmaktadır.

$$O_{1,i} = \mu_{A_i}(e), i = 1,2 \text{ ya da } O_{1,i} = \mu_{B_{i-2}}(f), i=3,4 \text{ tür.} \quad (4.37)$$

Katman 2: Bu katmandaki düğümler π şeklindedir. Bu düğüm, düğüme gelen sinyallerin çarpımını çıkışa aktarır.

$$O_{2,i} = w_i = \mu_{A_i}(e) \cdot \mu_{B_i}(e) \quad (4.38)$$

Katman 3: Normalizasyon katmanı olarak adlandırılır.

$$O_{3,i} = \bar{w}_i = \frac{w_i}{w_1 + w_2}, i = 1,2. \quad (4.39)$$

Katman 4: Adaptif bir düğümdür. \bar{w}_i , katman 3'ün çıkışı, $\{p_i, q_i, r_i\}$ katmandaki düğümlerin parametreleri.

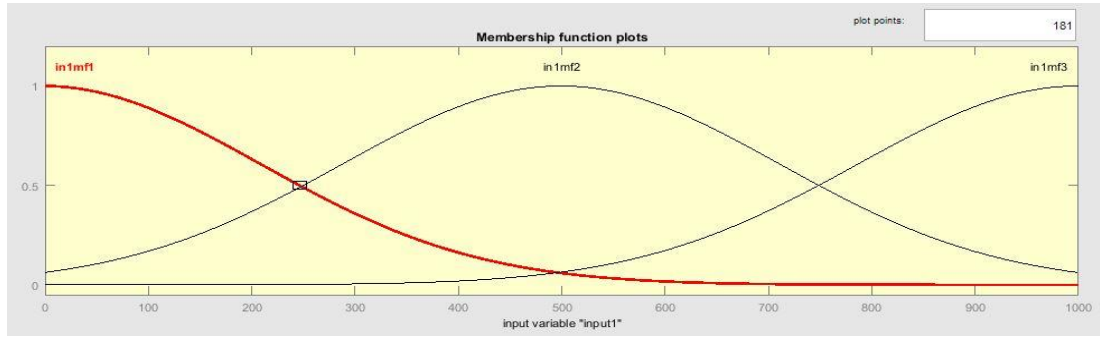
$$O_{4,i} = \bar{w}_i \cdot g_i = \bar{w}_i(p_i e + q_i f + r_i) \quad (4.40)$$

Katman 5: Kendisine gelen girişlerin hepsini toplayarak çıkışa aktaran bir katmandır.

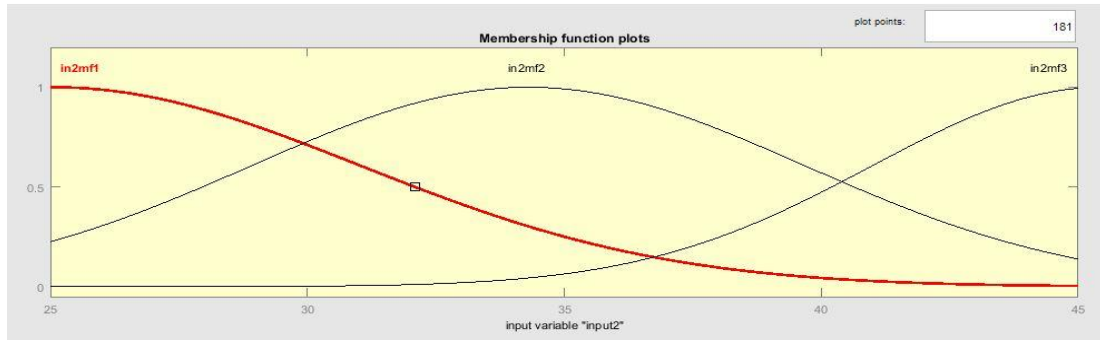
$$O_{5,i} = \sum_i \bar{w}_i \cdot g_i \quad (4.41)$$

Bu işlemlerin sonunda Sugeno bulanık çıkarım yöntemi yardımıyla adaptif bir ağ yapısı elde edilmiştir [23].

MPPT için ANFIS yöntemiyle eğitilen her giriş için üyelik fonksiyonları Şekil 4.27. ve 4.28.'de gösterilmektedir.

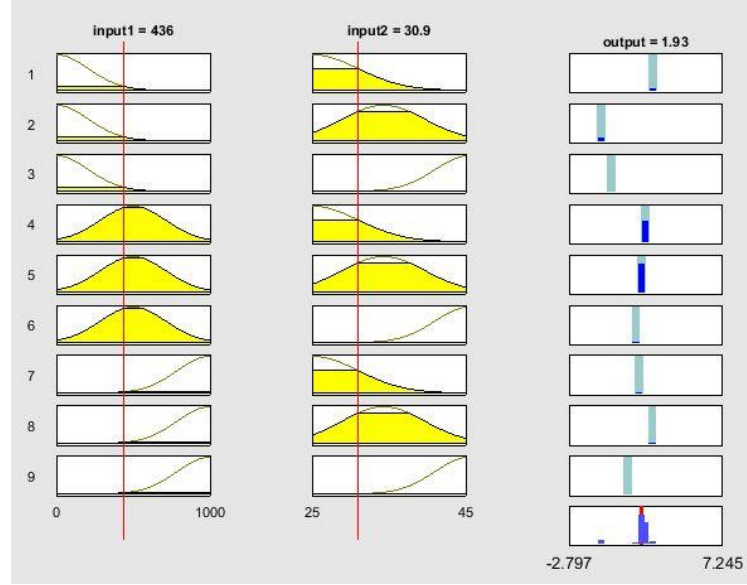


Şekil 4.27. Anfis radyasyon için üyelik fonksiyonu



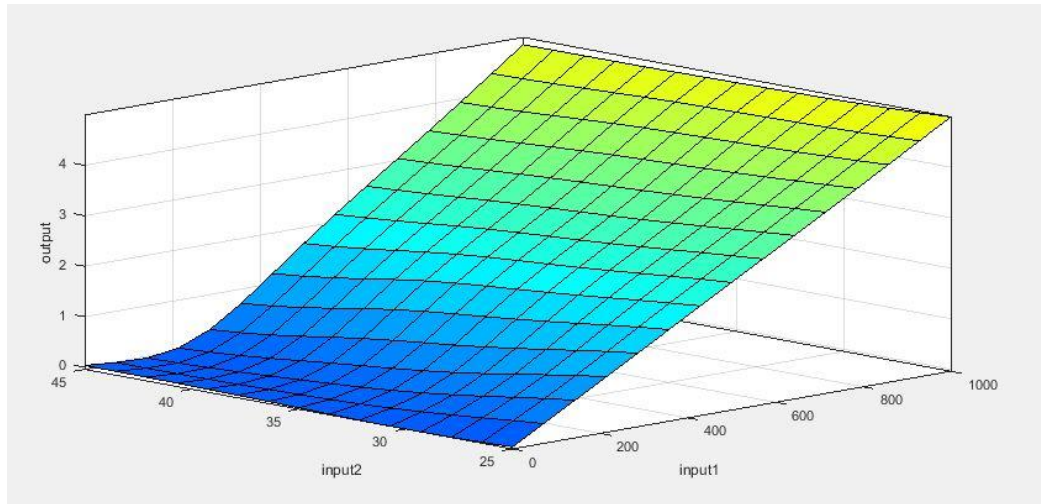
Şekil 4.28. Anfis sıcaklık için üyelik fonksiyonu

Şekil 4.29'da belirli bir çalışma sıcaklığı ve radyasyon değeri için bulanık kuralın çıktısını göstermektedir. Altı giriş üyelik fonksiyonundan dokuz adet bulanık kuralı üretilmektedir.



Şekil 4.29. Anfis kural tablosu

KC85t-Kyocera marka fotovoltaik modüle ait olan radyasyon, sıcaklık ve bu değerlerde maksimum noktadaki akımların toplanarak, ANFIS yardımıyla oluşturulan ağı üç boyutlu görseli Şekil 4.30.'da sunulmuştur.



Şekil 4.30. Anfis ile oluşturulan ağ

ANFIS, BM ve YSA gibi yapay zeka yöntemlerini kullanarak I_{mpp} bulunmuştur. Bu yöntemler karşılaştırıldığında her üç yönteminde birbirlerine çok yakın ve yüksek performanslar sergilediği görülmüştür. Ancak BM uygulamalarında ilgili

parametrelerin belirlenmesinde uzman bilgisine aşırı gereksinim duyulmasından dolayı sistem veriminin diğer yapay zeka yöntemlerinden düşük olabileceği Şekil 5.11. ve Şekil 5.12.'de gösterilmiştir.

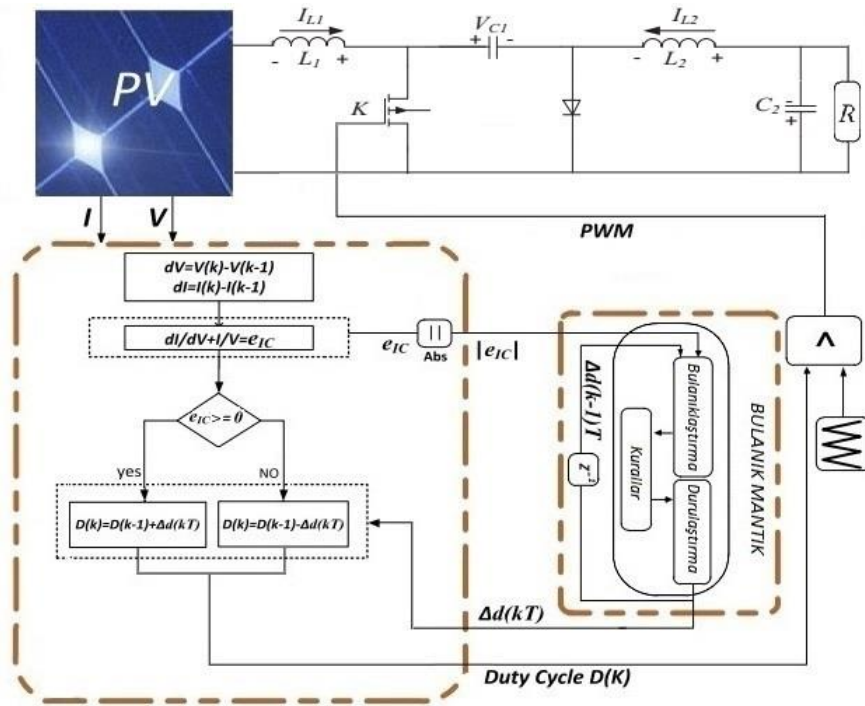
ANFIS ve YSA' da seçilen sıcaklıklarda ($25C^{\circ}$ - $45C^{\circ}$, $5C^{\circ}$ değişimle) ve radyasyonlarda ($1000W/m^2$ - $50W/m^2$, $50W/m^2$ değişimle) toplam 100 adet veri kullanılmıştır.

BÖLÜM 5. KARŞILAŞTIRMALI BENZETİM ÇALIŞMALARI

Bu bölümde önceki bölümlerde teorik olarak anlatılan kısımların uygulamaları sunulmaktadır.

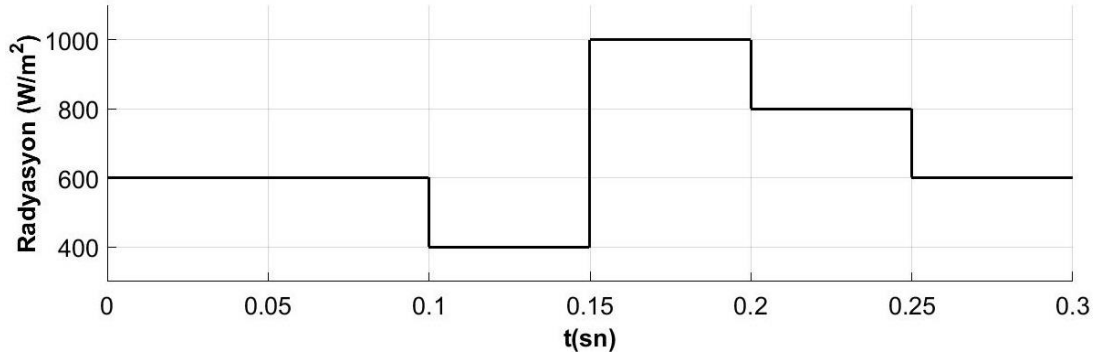
5.1. On-line Mpp't Algoritmaları

İkinci bölümde teorik olarak anlatılmış olan on-line teknikler için değişken radyasyon (600W/m^2 , 400W/m^2 , 1000W/m^2 , 800W/m^2 , 600W/m^2) sabit sıcaklık (25C^0) ve farklı yükler (20Ω , 50Ω) için Şekil 5.3.'de güç- zaman eğrisi sunulmuştur ve on-line tekniklerden Hibrit-IC yönteminin devre şeması Şekil 5.1.'de gösterilmektedir.



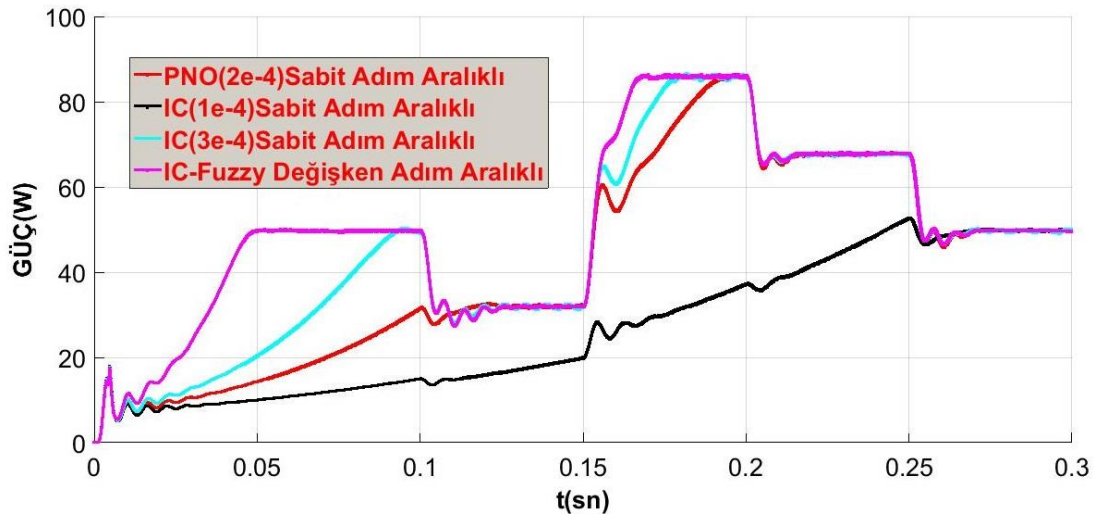
Şekil 5.1. Hibrit- IC algoritması devre şeması

Şekil 5.1.'de uygulanan radyasyon değeri Şekil 5.2.'de gösterilmiştir.



Şekil 5.2. Basamak radyasyon değeri

Sabit adım aralıklı IC, PNO algoritmaları ve Hibrit-IC algoritmasının zamana karşı dönüştürücü çıkış gücü değeri eğrisi aşağıda (Şekil 5.3.) gösterilmiştir.

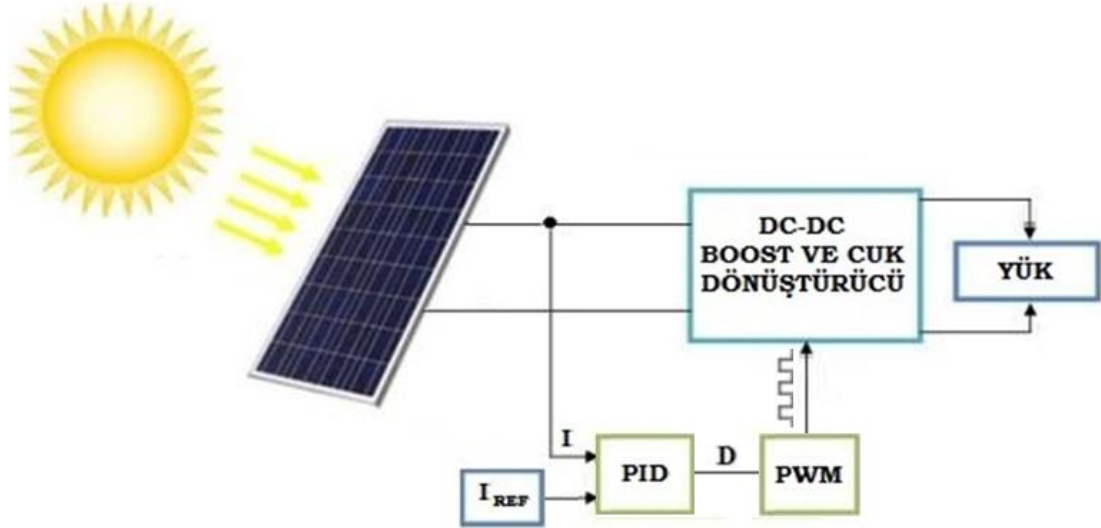


Şekil 5.3. On-line algoritmaların zamana karşı dönüştürücü çıkış gücü eğrisi

5.2. Cuk ve Boost Dönüştürücüler

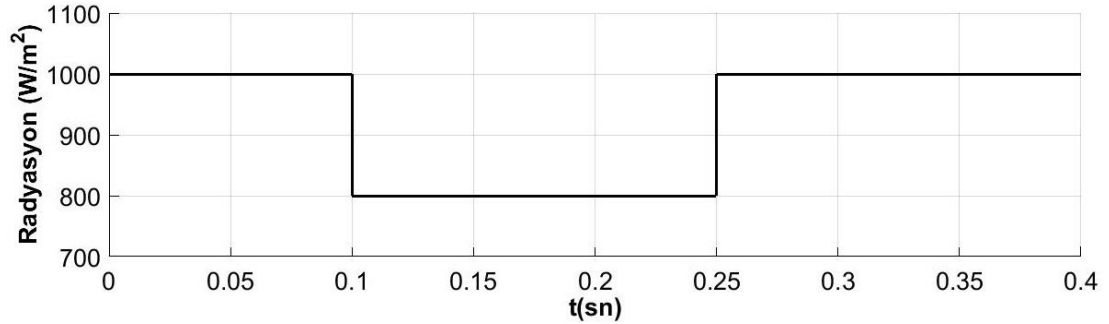
Üçüncü bölümde Cuk ve Boost dönüştürücülerin matematiksel modelinin çıkartılması ve ardından değişik yükler karşısında dönüştürücülerin MPP bulma yetenekleri incelenmiştir. Bu bilgileri temel alarak bu bölümde Boost ve Cuk dönüştürücülerinin 2.5Ω ve 10Ω değerlerindeki yükler bağlanarak değişken

radasyon ($1000\text{W}/\text{m}^2$, $800\text{W}/\text{m}^2$, $1000\text{W}/\text{m}^2$) ve sabit sıcaklıktaki (25C°) performansları incelenmektedir. Benzetim çalışmasında kullanılan Boost ve Cuk dönüştürücülerine ait blok şema Şekil 5.4.'de verilmiştir.



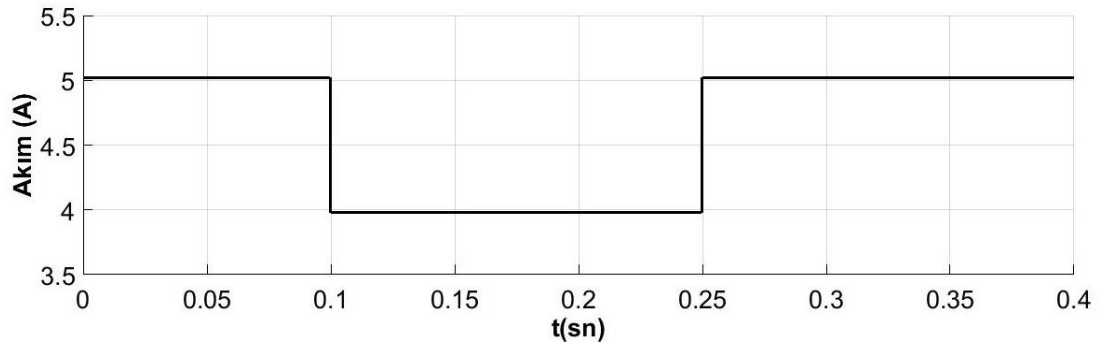
Şekil 5.4. MPPT blok şeması

Şekil 5.4.'de uygulanan radyasyon değeri Şekil 5.5.'de gösterilmiştir.



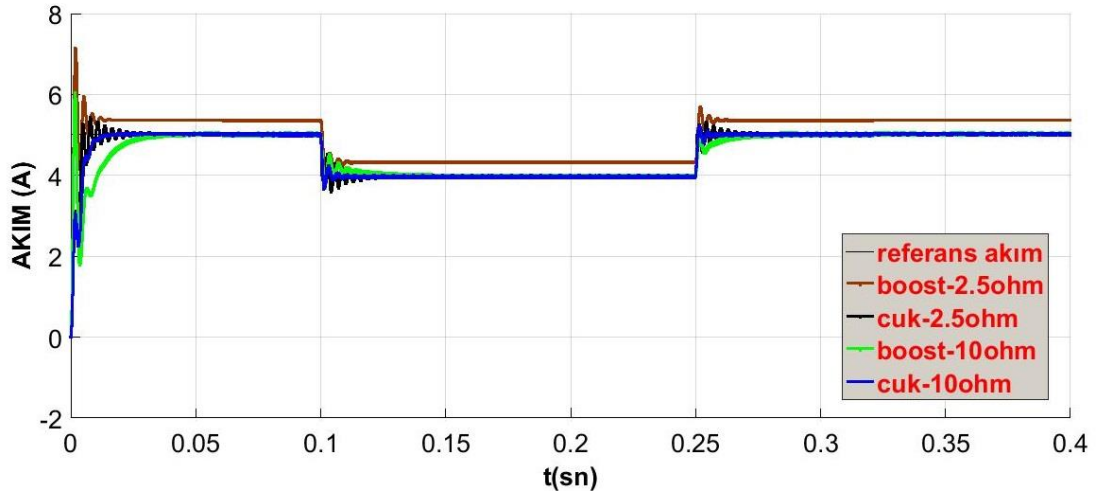
Şekil 5.5. Basamak radyasyon değişimi

Dönüştürücü performanslarının incelenmesinde MPPT algoritmaları kullanılmaksızın PID kontrolör için ihtiyaç duyulan referans akım (Şekil 5.6.) doğrudan verilmiştir.



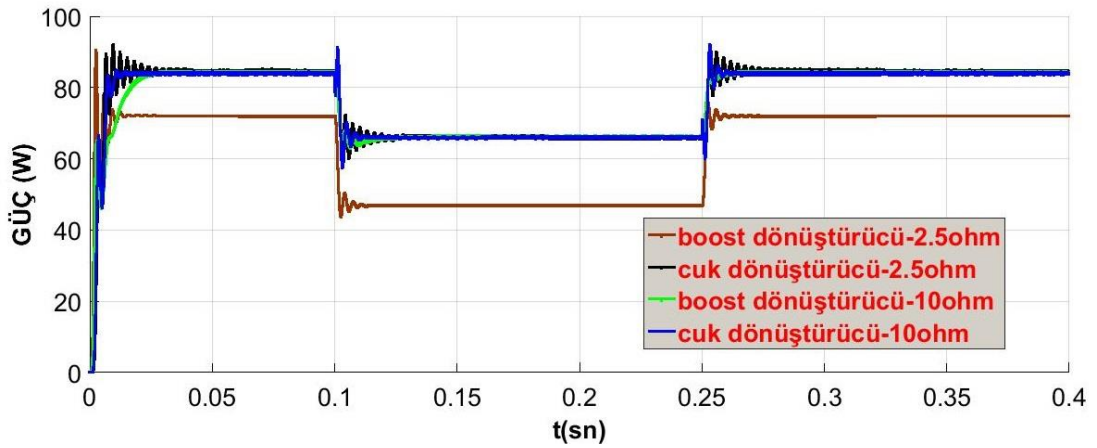
Şekil 5.6. Basamak referans akımı değişimi

Farklı radyasyon ve yük durumlarında Boost ve Cuk dönüştürücüleri için, panel çıkış akımının değişim eğrisi (Şekil 5.7.) aşağıda sunulmuştur.



Şekil 5.7. Boost ve Cuk dönüştürücüleri için panel çıkış akımı değişimi

Farklı radyasyon ve yük durumlarında Boost ve Cuk dönüştürücülerinin çıkış gücü değişimi eğrisi (Şekil 5.8.) aşağıda gösterilmiştir.

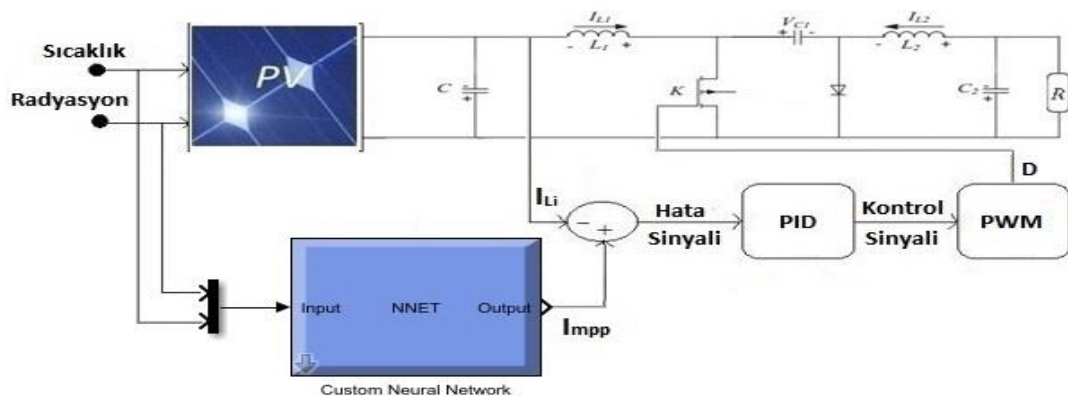


Şekil 5.8. Değişik şartlarda Boost ve Cuk dönüştürücünün güç değişimi

5.3. Sezgisel Algoritmalar Tabanlı Mppt

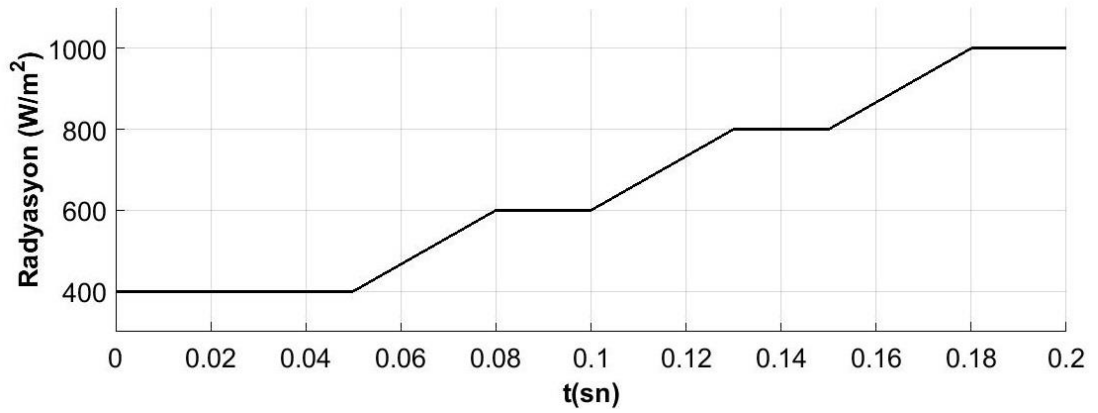
Dördüncü bölümde sezgisel yöntemler hakkında genel bilgiler sunulurken, BM, YSA ve ANFIS tabanlı olarak MPPT için referans akım üretilmesine dair bilgiler verilmiştir. Bu bilgileri temel alarak bu bölümde benzetim çalışması yapılmıştır.

Şekil 5.9.'da YSA tabanlı bir şekilde referans akım üretilerek MPPT yapılması ile ilgili devre şemasının gösterilmektedir. ANFIS ve BM yöntemleri de aynı devre şemasını kullanmaktadır. BM, YSA ve ANFIS tabanlı değişken radyasyon, sabit sıcaklık ve yükler için yapılan MPPT'ye ait dönüştürücü çıkışı güç-zaman eğrisi Şekil 5.12.'de gösterilmektedir.



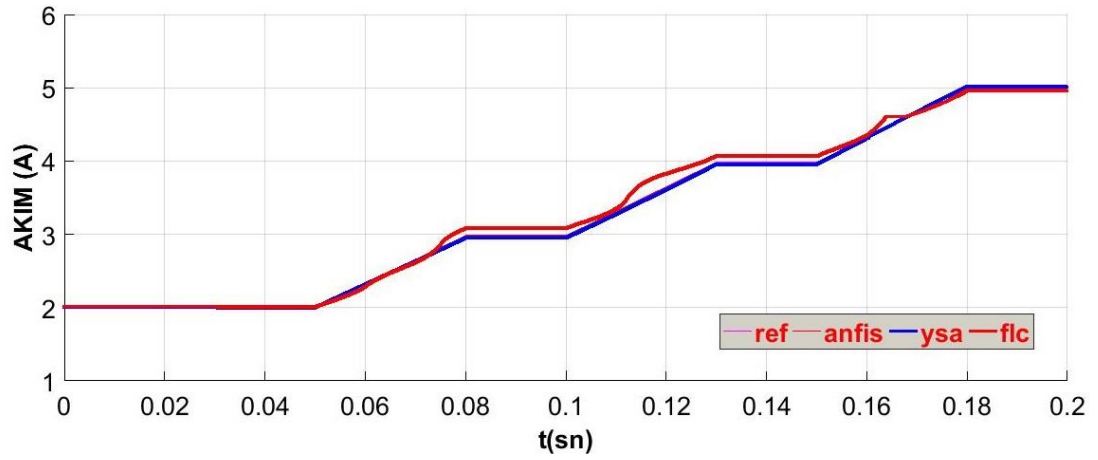
Şekil 5.9. Ysa tabanlı Mppt devre şeması

Şekil 5.9' da uygulanan radyasyon değeri Şekil 5.10.'da gösterilmiştir.



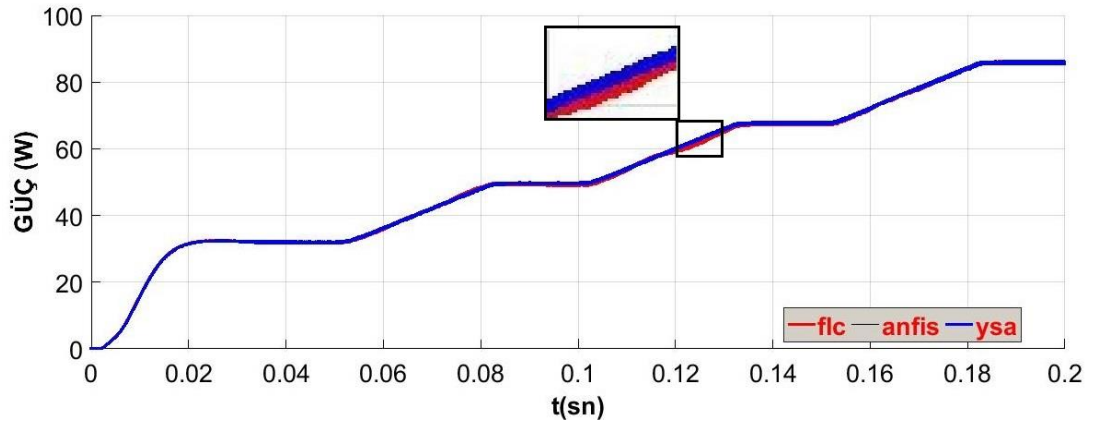
Şekil 5.10. Basamak radyasyon değişimi

Şekil 5.11.'de YSA, BM ve ANFIS yardımıyla üretilen referans akım eğrisi sunulmuştur.



Şekil 5.11. YSA, BM ve ANFIS yardımıyla üretilen referans akım eğrisi

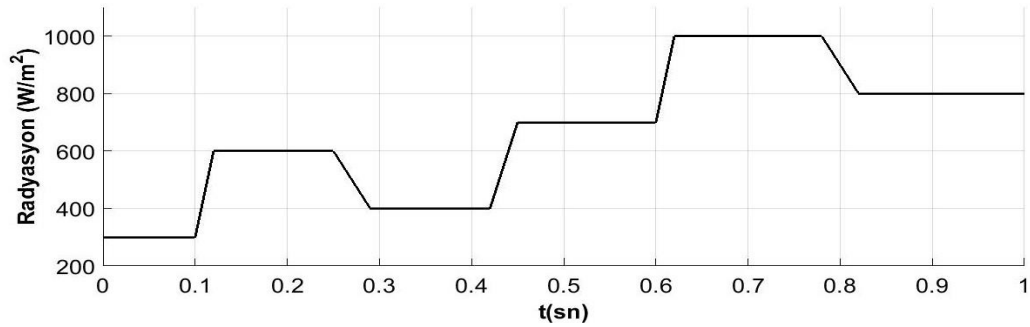
Sabit yük, sabit sıcaklık ve değişken radyasyon durumlarında dönüştürücü çıkış gücü eğrisi Şekil 5.12.' de gösterilmektedir.



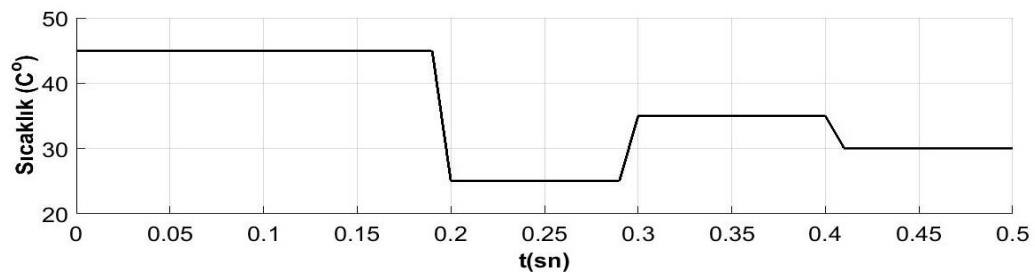
Şekil 5.12. Ysa, Bm ve Anfis güç değişimi eğrisi

5.4. Hibrit-IC ve Anfis Tabanlı Mppt

MPPT algoritmalarının incelendiği ikinci bölümde algoritmalar iki gruba ayrılmıştı. On-line gruba dahil olan Hibrit-IC algoritması ile off-line gruba dahil olan ANFIS algoritmasının karşılaştırmalı olarak değişken radyasyon (Şekil 5.13.), değişken sıcaklık (Şekil 5.14.) ve yük durumları için performans analizleri aşağıda sunulmuştur.

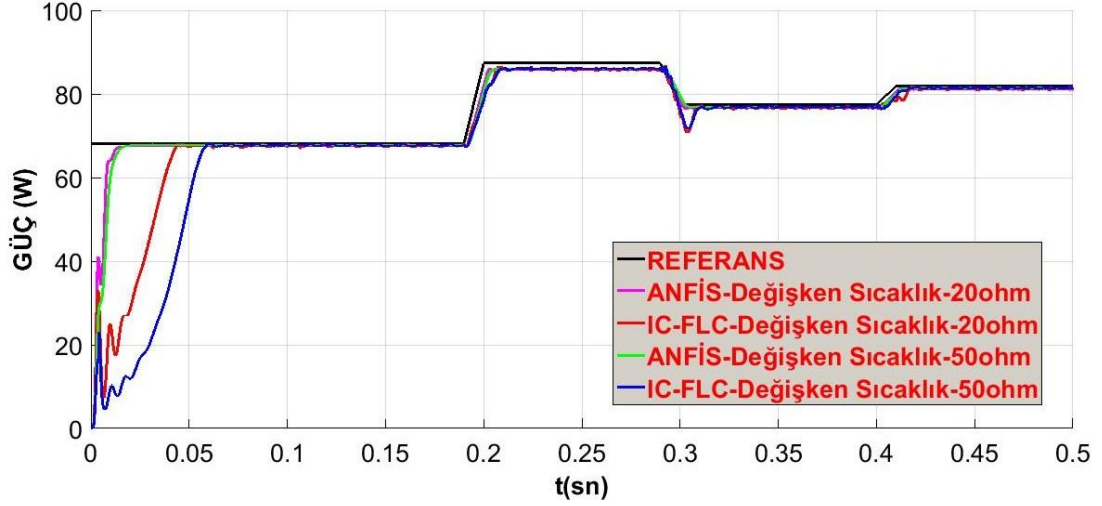


Şekil 5.13. Basamak radyasyon değişimi



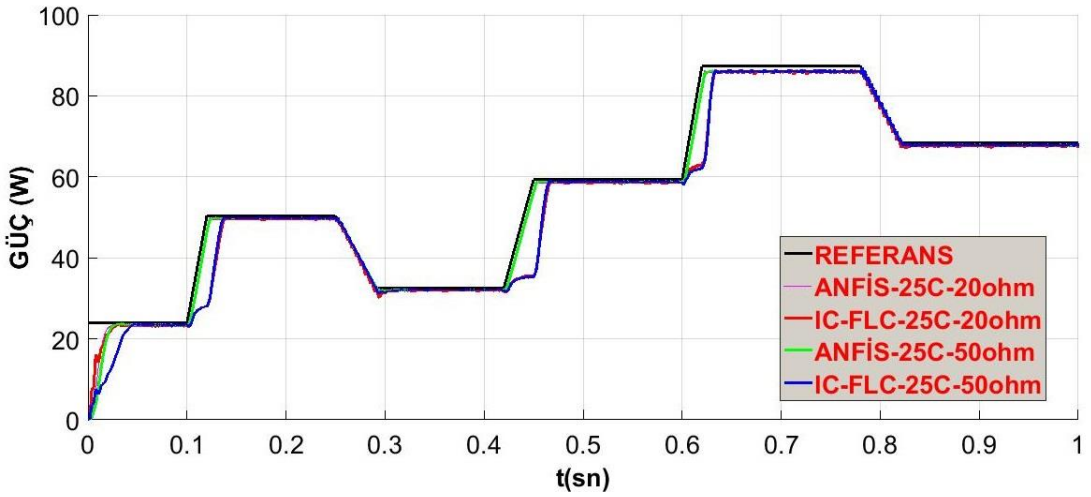
Şekil 5.14. Basamak sıcaklık değişimi

Farklı yük, değişken sıcaklık ve sabit radyasyon durumlarında Cuk dönüştürücü çıkış gücü değişimi eğrisi Şekil 5.15.'de gösterilmektedir.



Şekil 5.15. Değişik şartlarda Cuk dönüştürücü çıkış gücü eğrisi

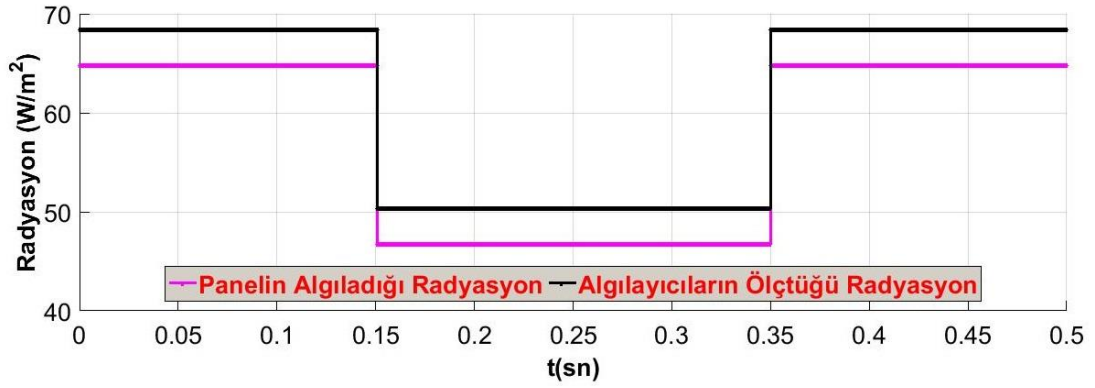
Farklı yük, sabit sıcaklık ve değişken radyasyon durumlarında Cuk dönüştürücü çıkış gücü eğrisi Şekil 5.16.'da gösterilmektedir.



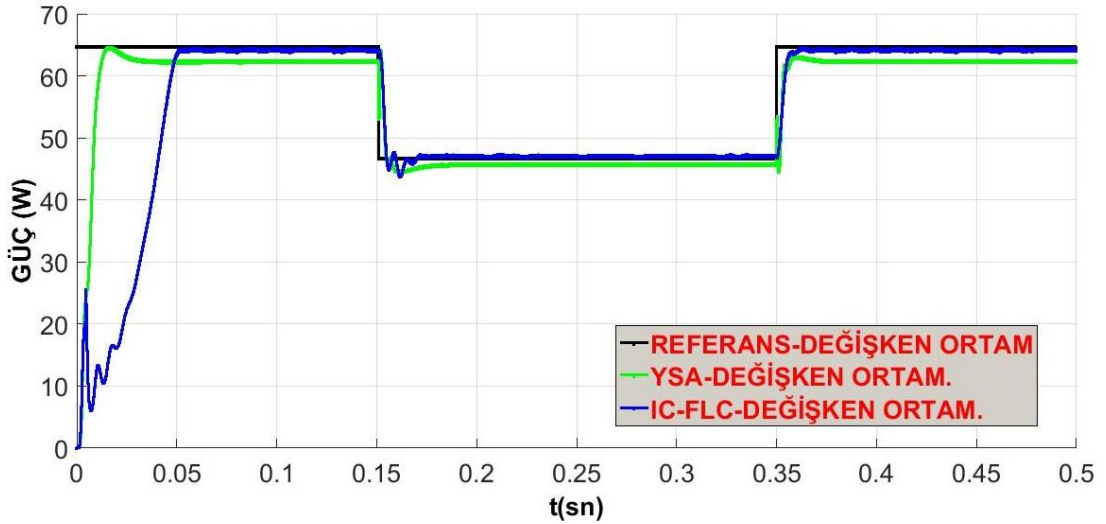
Şekil 5.16. Değişik şartlarda Cuk dönüştürücü çıkış gücü eğrisi

5.5. Değişken Ortam Şartlarında Hibrit-İc ve Ysa Tabanlı Mppt

On-line ve off-line algoritmalarından olan, sırasıyla Hibrit-İC ve YSA yönteminin ön görülemeyecek durumlarda performans karşılaştırması Şekil 5.18.'deki grafikte gösterilmektedir. Senaryo olarak algılayıcıların ölçtüğü radyasyon (800W/m^2 - 600W/m^2 - 800W/m^2) ile fotovoltaik panelin algıladığı radyasyon (760W/m^2 - 570W/m^2 - 760W/m^2) arasında %5 oranında bir fark olacak şekilde (Şekil 5.17.) ve sabit sıcaklık (25C°), sabit yük (50Ω) altında Şekil 5.18.'deki eğri elde edilmiştir.



Şekil 5.17. Basamak radyasyon değişimi



Şekil 5.18. Değişken ortam şartlarında Cuk dönüştürücü çıkış gücü eğrisi

BÖLÜM 6. TARTIŞMA VE SONUÇLAR

Benzetim sonuçları ışığında Boost dönüştürücünün MPPT uygulamalarında çalışabilmesi için, bağlanan yük direnci panel iç direncinden büyük olması gerekmektedir. Cuk dönüştürücü ise her türlü yükte MPPT yapabilmektedir (Şekil 5.8.). Bu nedenle maliyet bakımından pahalı olmasına rağmen MPPT uygulamalarında Cuk dönüştürücünün Boost dönüştürücüden daha avantajlı olduğu sonucuna ulaşılmıştır.

Normal şartlarda farklı sezgisel yöntemler kullanılarak yapılan MPPT' nin (Şekil 5.12.), klasik MPPT algoritmalarından çok yüksek performans gösterdiği görülmüştür (Şekil 5.15., Şekil 5.16.).

Ancak uygulamalarda kirlilik gibi değişik şartlar altında MPP takibi için ölçülen sıcaklık ve radyasyon için hesap edilen çekilebilecek maksimum güç ile panelden çekilebilen maksimum güç arasında fark oluşmaktadır, daha az olmaktadır (Şekil 5.18.). Fotovoltaik panellerin yıllar içinde verimlerinin düşmesi nedeniyle de ilk kurulumdaki belirli radyasyon ve sıcaklıklarda sisteme verebildikleri güç azalmaktadır. Bu sebeplerden dolayı ön görülmeyecek değişimlere karşı ağ tabanlı geliştirilecek olan MPPT algoritmalarının verimlerinin düşük olması doğaldır. Ancak hibrit tabanlı MPPT algoritması Şekil 5.18.'de de görüldüğü üzere hesap edilen çekilebilecek maksimum güç ile panelden çekilen güç %98.8 civarındadır.

Yapılan çalışma ile giriş değişkeni akım ve gerilim olan Hibrit-IC algoritmasının sıcaklık ve radyasyon girişli sezgisel yöntemler tabanlı geliştirilen MPPT algoritmalarına göre değişen şartlarda daha başarılı olduğu ve MPPT uygulamalarında Cuk dönüştürücünün her türlü yük koşulunda çalışabilmesi nedeniyle Boost dönüştürücüye kıyasla daha üstün olduğu sonucuna ulaşılmıştır.

KAYNAKLAR

- [1] Anku1, N. E. L., Adu-Gyamfi, D., Kankam, A., Takyi, A., Amponsah, R., A Model for Photovoltaic Module Optimisation. *Journal of Mechanical Engineering and Automation*, Vol. 5, pp. 72-79, 2015.
- [2] Shirguppi, R. N., Kulkarni, S. G., Joshi, A. N., A survey on the evolution of solar cell materials. *International Journal Of Advance Research, Ideas And Innovations In Technology*, Vol. 4, 2018.
- [3] <http://www.rechargenews.com/solar/862960/fraunhofer-cea-leti-soitec-develop-46-percent-efficiency-cpv-cell.>, Erişim Tarihi: 12.06.2018.
- [4] Bouraiou, A., Hamouda, M., Chakerb, A., Sadoka, M., Mostefaouia, M., Lachtara, S., Modeling and Simulation of Photovoltaic Module and Array based on One and Two Diode Model Using Matlab/Simulink. *International Conference on Technologies and Materials for Renewable Energy, Environment and sustainability*, Vol.74, pp. 864-877, 2015.
- [5] Pandiarajan, N., Muthu, R., Mathematical Modelling of Photovoltaic Module with Simulink. *IEEE, International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*, pp. 72-79, 2011.
- [6] Liu, X., An Improved Perturbation And Observation Maximum Power Point Tracking Algorithm For Pv Panels, *Concordia University Montreal*, June 2004.
- [7] Kuo, Y. C., Liang, T. J., Chen, J. F., Novel Maximum-Power-Point-Tracking Controller for Photovoltaic Energy Conversion System. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 48, pp. 594 - 601, 2001.
- [8] Hussein, K.H., Muta, I., Hoshino, T., Osakada, M., Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions. *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, Vol. 142, pp. 59–64, 1995.

- [9] Safari,A., Mekhilef, S., Simulation and hardware implementation of incremental conductance mppt with direct control method using cuk converter.IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 58, pp. 1154 - 1161, 2011.
- [10] Radjai, T., Rahmani, L., Gaubert, P., Gassab, S., Fuzzy Logic Variable Step of P&O MPPT with Direct Control Method Using Cuk Converter, ELECTRIMACS, pp. 324-329, 2014.
- [11] Macaulay, J., Zhou, Z., A Fuzzy Logical-Based Variable Step Size P&O MPPT Algorithm for Photovoltaic System. Energies, Vol-11, pp. 1340, 2018.
- [12] Singh,S., Mathew L., Shimi S.L., Design and Simulation of Intelligent Control MPPT Technique for PV Module Using MATLAB/ SIMSCAPE. International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, Vol. 2 , pp. 4554 – 4566, 2013.
- [13] Nabipour, M., Razaz, M., Seifossadat S.G.H., Mortazavi, S.S., A new MPPT scheme based on a novel fuzzy approach. Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol. 74, pp.1147–1169, 2017.
- [14] Chung, T. M., Daniyal, H., Sulaiman, M.H., Bakar M.S., Comparative Study of P&O And Modified Incremental Conductanca Algorithm In solar Maximum Power Point Tracking. The Clean Energy and Technology Conference, pp. 1-6, 2016.
- [15] Enslin, J. H. R., Wolf, M. S., Snyman, D. B., Sweigers, W., Integrated Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Converter. IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 44, pp.769-773, 1997.
- [16] Noguchi, T., Togashi, S., Nakamoto, R., Short-Current Pulse-Based MaximumPower-Point Tracking Method for Multiple Photovoltaic-and-Converter Module System. IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 49, pp. 217- 223, 2002.
- [17] Esram, T., Chapman, P. L., Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 22, pp. 439 - 449, 2007.
- [18] Middlebrook, R. D., Cuk, S., A General Unified Approach to Modeling Switching-Converter Power Stages. International Journal of Electronics,Vol. 42, pp. 521-550, 1977.
- [19] Forsyth, A.J., Mollov, S.V., Modelling and control of DC-DC converters. IEEE Power Engineering Journal, pp. 229-236, 1998.

- [20] Chen, L.-R., Tsai, C.-H., Lin, Y.-L., Lai, Y.-S., A Biological Swarm Chasing Algorithm for Tracking the PV Maximum Power Point. IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 25, pp.484 - 493, 2010.
- [21] Ishaque, K., Salam, Z., A review of maximum power point tracking techniques of PV system for uniform insolation and partial shading condition. Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol. 19, pp. 475 - 488, 2013.
- [22] Koad, R. B. A., Zobaa, A. F., El-Shahat, A., A Novel MPPT Algorithm Based on Particle Swarm Optimization for Photovoltaic Systems. IEEE Transactions On Sustainable Energy, Vol. 8, pp. 468-476, 2017.
- [23] Altaş,İ.H., Bulanık Mantık: Bulanıklılık Kavramı. Enerji, Elektrik, Elektromekanik-3e, Bilesim yayıncılık A.Ş., Vol. 62, p.p. 80-85, 1999.
- [24] Kocabaş,A., Design and optimization of a fuzzy logic based maximum power point tracker for pv panel. Karadeniz Technical University, Electrical-Electronics Engineering Department, Master Of Science Thesis, 2017.
- [25] Abduljabar, J.S., Bulanık mantık yöntemleri kullanılarak gazlı içeceklerde karbondioksit kontrolü. Ankara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Yüksek Lisans Tezi, 2011.
- [26] Gülbağ,A., Yapay sinir ağı ve bulanık mantık tabanlı algoritmalar ile uçucu organik bileşiklerin miktarsal tayini. Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümü, Doktora Tezi, 2006.
- [27] Demirel Ö.,Kakilli A., Tektaş M., Anfis Ve Arma Modelleri İle Elektrik Enerjisi Yük Tahmini. Gazi Üniv. Müh. Mim. Fak. Der, Vol. 25, pp. 601-610, 2010.
- [28] Balin, A., Baraçlı, H., A Fuzzy Multi-Criteria Decision Making Methodology Based Upon The Interval Type-2 Fuzzy Sets For Evaluating Renewable Energy Alternatives In Turkey. Technological and Economic Development of Economy, Vol. 23, pp. 742-763, 2017.
- [29] Takagi, T., Sugeno, M., Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. IEEE Transactions On Systems, Man, And Cybernetics, Vol. Smc-15, pp. 116–132,1985.

ÖZGEÇMİŞ

2014 yılında Süleyman Demirel Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümün'de lisans eğitimini bitirmiştir. Sakarya Üniversitesi Mühendislik fakültesinde yüksek lisans eğitimine devam etmektedir.