

**T.C.  
BİNGÖL ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ŞEBEKEDEN BAĞIMSIZ TEK-FAZLI FV EVİRİCİ YAPILARINDA İKİ  
AŞAMALI TOPOLOJİYE SAHİP BİR DÖNÜŞTÜRÜCÜ İÇERİSİNDE  
KULLANILAN KONTROLÖRLERİN KARŞILAŞTIRILMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Ömer KORKUTATA**

**YENİLENEBİLİR ENERJİ SİSTEMLERİ ANA BİLİM DALI**

**TEZ DANIŞMANI  
Doc. Dr. Ahmet GÜNER**

**BİNGÖL-2023**

## ÖNSÖZ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, alıntı yapılan kaynaklara eksiksiz atıf yapıldığını, referansların tam olarak belirtildiğini ve ayrıca bu tezin Bingöl Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlandığını bildiririm.

Yüksek Lisans süresince ders aldığım tüm Bingöl Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği öğretim üyelerine paylaştıkları kıymetli bilgiler için şükranlarımı sunuyorum.

Son olarak tez çalışmalarını süresince yardımlarını ve bilgi birikimini esirgemeyen, çalışmaların tamamlanabilmesi için gerekli desteği veren değerli hocam Doc. Dr. Ahmet GÜNER'e teşekkür ederim.

**ÖMER KORKUTATA**  
**Bingöl 2023**

# İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ.....	i
İÇİNDEKİLER.....	ii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	iv
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	vi
TABLolar LİSTESİ.....	xi
ÖZET.....	xii
ABSTRACT.....	xiii
1. GİRİŞ.....	1
2. KAYNAK ÖZETLERİ.....	5
3. MATERYAL VE YÖNTEM.....	11
3.1. FV Güneş Paneli.....	12
3.2. Maksimum Güç Noktası Takibi.....	14
3.2.1. Değıştir ve Gözle Algoritması.....	15
3.2.2. Artan İletkenlik Algoritması.....	17
3.3. Yükselten Dönüşürücü.....	18
3.4. Darbe Genişlik Modülasyonu.....	19
3.5. H Köprülü Evirici.....	20
3.6. Lyapunov Fonksiyonu.....	21
3.6.1. Lyapunov Fonksiyonunun Matematiksel Tanımı.....	23
3.7. Geri Adımlamalı Kontrol.....	30
3.7.1. Geri Adımlamalı Kontrolün Avantajları.....	33
3.7.2. Geri Adımlamalı Kontrolün Dezavantajları.....	33
3.7.3. Yükselten Dönüşürücü Dinamik Modeli ve Geri Adımlamalı Kontrolün Tasarımı.....	34
3.7.4. LC Filtreli Evirici Devresi Dinamik Modeli ve Geri Adımlamalı Kontrolün Tasarımı.....	38
3.8. Bulanık Mantık Kontrol.....	42
3.8.1. Bulanıklaştırma (Fuzzification).....	45

3.8.2. Çıkarım Motoru (Inference Engine).....	46
3.8.3. Durulaştırma (Defuzzification).....	47
3.8.4. Bulanık Mantık Kontrolünün Avantajları.....	48
3.8.5. Bulanık Mantık Kontrolünün Dezavantajları.....	48
4. BULGULAR VE TARTIŞMA.....	49
4.1. Yükselten Dönüştürücünün İşinim Değerlerine Göre Giriş-Çıkış Değişimi..	51
4.2. D&G Algoritmasının Yükselten Dönüştürücüye Uygulanması.....	54
4.3. Geri Adımlamalı Kontrolün Yükselten Dönüştürücüye Uygulanması.....	63
4.4. Bulanık Mantık Kontrolün Yükselten Dönüştürücüye Uygulanması.....	73
4.5. Geri Adımlamalı Kontrollü Tek Fazlı H Köprü Eviricinin Analizi.....	83
4.6. Şebekeden Bağımsız FV Sistemde Geri Adımlamalı Kontrolün Yükselten Dönüştürücülü Tek Fazlı H Köprülü Eviriciye Uygulanması.....	95
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	102
KAYNAKÇA.....	103
ÖZGEÇMİŞ.....	107

## SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

FV	: Fotovoltaik
MGNT	: Maksimum güç noktası takibi
DC	: Doğru akım
AC	: Alternatif akım
V	: Gerilim
I	: Akım
P	: Güç
A	: Amper
C	: Kapasitör
L	: İndüktör
$\dot{\alpha}$	: Türev
MGN	: Maksimum güç noktası
D&G	: Değiştir & Gözle algoritması
PID	: Oransal-İntegral-Türev
ms	: Milisaniye
SMC	: Kayan kipli kontrolör
ASMC	: Uyarlanabilir kayan kipli kontrolör
IPSM	: Geliştirilmiş desen arama yöntemi
PSO	: Parçacık sürü optimizasyonu
THB	: Toplam harmonik bozulma
kW	: Kilowatt
PI	: Oransal-İntegral
°C	: Santigrat
w/m <sup>2</sup>	: Watt/metre <sup>2</sup>
IBC	: Serpiştirmeli yükselten dönüştürücü
LC	: Alçak geçiren
q	: Elektron yükü
$\alpha$	: Alfa

K	: Boltzmann sabiti
$\eta$	: İdeal faktör
T	: Sıcaklık
$\Omega$	: Ohm
W	: Watt
D	: Görev döngüsü
$\infty$	: Sonsuz
grad	: Gradyan
Hz	: Hertz
kHz	: kiloHertz
DGM	: Darbe genişlik modülasyonu
PD	: Oransal-Türev
X	: Mesafe (Yol)
e	: Hata
z	: İzleme hatası
k	: Pozitif sabit
NB	: Negatif büyük
NS	: Negatif küçük
ZE	: Sıfır
PS	: Pozitif küçük
PB	: Pozitif büyük
AMY	: Alan merkezi yöntemi
MKY	: Maksimum kriter yöntemi

## ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 3.1.	Kontrolörlü FV sistem blok diyagramı.....	11
Şekil 3.2.	FV hücre eşdeğer devresi.....	12
Şekil 3.3.	Farklı güneş ışınım değerlerine sahip bir FV dizisinin V-P eğrileri.....	14
Şekil 3.4.	Farklı güneş ışınım değerlerine sahip bir FV dizisinin V-I eğrileri.....	14
Şekil 3.5.	D&G algoritmasının akış diyagramı.....	16
Şekil 3.6.	Artan iletkenlik algoritmasının akış diyagramı.....	17
Şekil 3.7.	Yükselten dönüştürücünün genel devre şeması.....	18
Şekil 3.8.	Yükselten dönüştürücünün anahtar açıkken genel devre şeması.....	19
Şekil 3.9.	Tek fazlı H köprü evirici devresi.....	20
Şekil 3.10.	Lyapunov fonksiyonun asimptotik gösterimi.....	24
Şekil 3.11.	Lyapunov fonksiyonun asimptotik gösterimi.....	25
Şekil 3.12.	DC-DC yükselten dönüştürücü devresi.....	26
Şekil 3.13.	Yükselten dönüştürücü devresi.....	34
Şekil 3.14.	Tek fazlı bir H köprülü eviricinin temel şeması.....	38
Şekil 3.15.	Bulanık mantık kontrolünün yapısı.....	42
Şekil 3.16.	Bulanık mantık sisteminin iç yapısı.....	43
Şekil 3.17.	Bulanık mantık kontrolünün genel algoritması.....	44
Şekil 3.18.	Üyelik fonksiyonu ve bulanık arayüz sistemi.....	46
Şekil 4.1.	Önerilen FV evirici sisteminin devresi.....	49
Şekil 4.2.	FV ışınım değerleri.....	51
Şekil 4.3.	Yükselten dönüştürücü giriş gerilimi.....	52
Şekil 4.4.	Yükselten dönüştürücü giriş akımı.....	52
Şekil 4.5.	Yükselten dönüştürücü giriş gücü.....	52
Şekil 4.6.	Yükselten dönüştürücü çıkış gerilimi.....	53
Şekil 4.7.	Yükselten dönüştürücü çıkış akımı.....	53
Şekil 4.8.	Yükselten dönüştürücü çıkış gücü.....	53
Şekil 4.9.	Yükselten dönüştürücüye uygulanan D&G algoritması.....	54
Şekil 4.10.	Senaryo 1 için FV ışınım değeri.....	54

Şekil 4.11.	Senaryo 1 için FV çıkış gerilimi.....	55
Şekil 4.12.	Senaryo 1 için FV çıkış akımı.....	55
Şekil 4.13.	Senaryo 1 için FV çıkış gücü.....	55
Şekil 4.14.	Senaryo 2 için FV ışıınım değerleri.....	56
Şekil 4.15.	Senaryo 2 için FV çıkış gerilimi.....	56
Şekil 4.16.	Senaryo 2 için FV çıkış akımı.....	57
Şekil 4.17.	Senaryo 2 için FV çıkış gücü.....	57
Şekil 4.18.	Senaryo 3 için FV ışıınım değerleri.....	57
Şekil 4.19.	Senaryo 3 için FV çıkış gerilimi.....	58
Şekil 4.20.	Senaryo 3 için FV çıkış akımı.....	58
Şekil 4.21.	Senaryo 3 için FV çıkış gücü.....	59
Şekil 4.22.	Senaryo 4 için FV ışıınım değerleri.....	59
Şekil 4.23.	Senaryo 4 için FV çıkış gerilimi.....	60
Şekil 4.24.	Senaryo 4 için FV çıkış akımı.....	60
Şekil 4.25.	Senaryo 4 için FV çıkış gücü.....	60
Şekil 4.26.	Senaryo 5 için FV ışıınım değerleri.....	61
Şekil 4.27.	Senaryo 5 için FV çıkış gerilimi.....	61
Şekil 4.28.	Senaryo 5 için FV çıkış akımı.....	62
Şekil 4.29.	Senaryo 5 için FV çıkış gücü.....	62
Şekil 4.30.	Yükselten dönüştürücüye uygulanan D&G algoritmalı geri adımlamalı kontrolör.....	63
Şekil 4.31.	Yükselten dönüştürücüye uygulanan geri adımlamalı kontrolün blok diyagramı.....	64
Şekil 4.32.	Senaryo 1 için FV ışıınım değeri.....	64
Şekil 4.33.	Senaryo 1 için FV çıkış gerilimi.....	65
Şekil 4.34.	Senaryo 1 için FV çıkış akımı.....	65
Şekil 4.35.	Senaryo 1 için FV çıkış gücü.....	65
Şekil 4.36.	Senaryo 2 için FV ışıınım değerleri.....	66
Şekil 4.37.	Senaryo 2 için FV çıkış gerilimi.....	66
Şekil 4.38.	Senaryo 2 için FV çıkış akımı.....	67
Şekil 4.39.	Senaryo 2 için FV çıkış gücü.....	67
Şekil 4.40.	Senaryo 3 için FV ışıınım değerleri.....	67
Şekil 4.41.	Senaryo 3 için FV çıkış gerilimi.....	68



Şekil 4.42.	Senaryo 3 için FV çıkış akımı.....	68
Şekil 4.43.	Senaryo 3 için FV çıkış gücü.....	69
Şekil 4.44.	Senaryo 4 için FV ışıınım değerleri.....	69
Şekil 4.45.	Senaryo 4 için FV çıkış gerilimi.....	70
Şekil 4.46.	Senaryo 4 için FV çıkış akımı.....	70
Şekil 4.47.	Senaryo 4 için FV çıkış gücü.....	70
Şekil 4.48.	Senaryo 5 için FV ışıınım değerleri.....	71
Şekil 4.49.	Senaryo 5 için FV çıkış gerilimi.....	71
Şekil 4.50.	Senaryo 5 için FV çıkış akımı.....	72
Şekil 4.51.	Senaryo 5 için FV çıkış gücü.....	72
Şekil 4.52.	Yükselten dönüştürücüye uygulanan bulanık mantık kontrolü.....	73
Şekil 4.53.	Bulanık mantık kontrolünün blok diyagramı.....	73
Şekil 4.54.	Senaryo 1 için FV ışıınım değeri.....	74
Şekil 4.55.	Senaryo 1 için FV çıkış gerilimi.....	74
Şekil 4.56.	Senaryo 1 için FV çıkış akımı.....	75
Şekil 4.57.	Senaryo 1 için FV çıkış gücü.....	75
Şekil 4.58.	Senaryo 2 için FV ışıınım değerleri.....	75
Şekil 4.59.	Senaryo 2 için FV çıkış gerilimi.....	76
Şekil 4.60.	Senaryo 2 için FV çıkış akımı.....	76
Şekil 4.61.	Senaryo 2 için FV çıkış gücü.....	77
Şekil 4.62.	Senaryo 3 için FV ışıınım değerleri.....	77
Şekil 4.63.	Senaryo 3 için FV çıkış gerilimi.....	78
Şekil 4.64.	Senaryo 3 için FV çıkış akımı.....	78
Şekil 4.65.	Senaryo 3 için FV çıkış gücü.....	78
Şekil 4.66.	Senaryo 4 için FV ışıınım değerleri.....	79
Şekil 4.67.	Senaryo 4 için FV çıkış gerilimi.....	79
Şekil 4.68.	Senaryo 4 için FV çıkış akımı.....	80
Şekil 4.69.	Senaryo 4 için FV çıkış gücü.....	80
Şekil 4.70.	Senaryo 5 için FV ışıınım değerleri.....	80
Şekil 4.71.	Senaryo 5 için FV çıkış gerilimi.....	81
Şekil 4.72.	Senaryo 5 için FV çıkış akımı.....	81
Şekil 4.73.	Senaryo 5 için FV çıkış gücü.....	82
Şekil 4.74.	Geri adımlamalı kontrollü H köprülü evirici devresi.....	83

Şekil 4.75.	Tek fazlı H köprü eviriciye uygulanan geri adımlamalı kontrolün blok diyagramı.....	83
Şekil 4.76.	Evirici çıkış gerilimi.....	84
Şekil 4.77.	Evirici çıkış akımı.....	84
Şekil 4.78.	Evirici çıkış gerilimi.....	85
Şekil 4.79.	Evirici çıkış akımı.....	85
Şekil 4.80.	Evirici çıkış gerilimi.....	86
Şekil 4.81.	Evirici çıkış akımı.....	86
Şekil 4.82.	Evirici çıkış gerilimi.....	87
Şekil 4.83.	Evirici çıkış akımı.....	87
Şekil 4.84.	Evirici çıkış gerilimi.....	88
Şekil 4.85.	Evirici çıkış akımı.....	88
Şekil 4.86.	Evirici çıkış gerilimi.....	89
Şekil 4.87.	Evirici çıkış akımı.....	89
Şekil 4.88.	Evirici çıkış gerilimi.....	90
Şekil 4.89.	Evirici çıkış akımı.....	90
Şekil 4.90.	Evirici çıkış gerilimi.....	91
Şekil 4.91.	Evirici çıkış akımı.....	92
Şekil 4.92.	Evirici çıkış gerilimi.....	92
Şekil 4.93.	Evirici çıkış akımı.....	93
Şekil 4.94.	Evirici çıkış gerilimi.....	93
Şekil 4.95.	Evirici çıkış akımı.....	94
Şekil 4.96.	Şebekeden bağımsız geri adımlamalı kontrollü yükselten dönüştürücüye uygulanan MGNT algoritması ile tek fazlı FV evirici devresi.....	95
Şekil 4.97.	Senaryo 1 için FV ışıınım değeri.....	96
Şekil 4.98.	Senaryo 1 için evirici çıkış gerilimi.....	96
Şekil 4.99.	Senaryo 1 için evirici çıkış akımı.....	96
Şekil 4.100.	Senaryo 2 için FV ışıınım değerleri.....	97
Şekil 4.101.	Senaryo 2 için evirici çıkış gerilimi.....	97
Şekil 4.102.	Senaryo 2 için evirici çıkış akımı.....	97
Şekil 4.103.	Senaryo 3 için FV ışıınım değerleri.....	98
Şekil 4.104.	Senaryo 3 için evirici çıkış gerilimi.....	98

Şekil 4.105. Senaryo 3 için evirici çıkış akımı.....	98
Şekil 4.106. Senaryo 4 için FV ışıınım değerleri.....	99
Şekil 4.107. Senaryo 4 için evirici çıkış gerilimi.....	99
Şekil 4.108. Senaryo 4 için evirici çıkış akımı.....	99
Şekil 4.109. Senaryo 5 için FV ışıınım değerleri.....	100
Şekil 4.110. Senaryo 5 için evirici çıkış gerilimi.....	100
Şekil 4.111. Senaryo 5 için evirici çıkış akımı.....	100

## TABLULAR LİSTESİ

Tablo 3.1.	FV dizisinin parametreleri.....	13
Tablo 3.2.	Bulanık kurallar.....	46
Tablo 4.1.	Sistem elementlerinin parametreleri.....	50
Tablo 4.2.	Tüm sistemin iki kademesinin farklı güneş ışıınımmı değerleri altında verimliliği.....	101

# ŞEBEKEDEN BAĞIMSIZ TEK-FAZLI FV EVİRİCİ YAPILARINDA İKİ AŞAMALI TOPOLOJİYE SAHİP BİR DÖNÜŞTÜRÜCÜ İÇERİSİNDE KULLANILAN KONTROLÖRLERİN KARŞILAŞTIRILMASI

## ÖZET

Son yıllarda güneş, rüzgâr, hidroelektrik, biyokütle ve biyogaz gibi temiz enerji kaynakları kullanılarak dünyadaki çevre kirliliğinin nasıl azaltılacağına yönelik birçok araştırma yapılmıştır. Bu nedenle, fosil yakıtlarının tüketimi azaltılarak hidroelektrik, güneş, rüzgâr, jeotermal ve dalga enerjisi gibi temiz ve yenilenebilir enerji kaynaklarına yönelinmektedir. Yenilenebilir enerji kaynaklarından en önemlilerinden birisi ve tükenmeyen tek enerji kaynağı olan güneş, hiçbir atığı olmayan temiz bir enerji kaynağıdır. İhtiyaç duyulan hemen hemen her yerde güneş enerjisinden yararlanmak mümkündür. Güneş enerjisi, sayısız avantajından dolayı birçok alanda kullanılmaktadır. Kullanım alanlarından en yaygını Fotovoltaik (FV) sistemlerdir. FV sistemler, şebekeye bağlı ve şebekeden bağımsız sistemler olarak iki gruba ayrılmaktadır. Bu çalışmada şebekeden bağımsız tek fazlı bir FV sistem incelenmiştir. Bu sistemde FV panel dizisi ile yük arasında iki güç elektroniği dönüştürücüsü bulunmaktadır. Her iki dönüştürücüde birer kontrolör ile kontrol edilmektedir. Birincisi, farklı ışınım ve sıcaklık değerleri için yükselten dönüştürücünün çıkışında elde edilen maksimum güç noktasını takip etmesi amacıyla ve ikincisi, yükün farklı değerleri için eviricinin çıkışındaki alternatif gerilimin minimum harmonik bozulmaya ve kararlı genlik değerine sahip olmasını sağlamak amacıyla kullanılmıştır. Yükselten dönüştürücünün kontrolü için üç farklı kontrol yapısı kullanılmıştır. Bunlar, geleneksel yöntemlerden değiştir ve gözle algoritması, akıllı yöntemlerden bulanık mantık yöntemi ve doğrusal olmayan yöntemlerden geri adımlamalı kontrolör yöntemidir. Evirici çıkışındaki yük değişiminde çıkış gerilimi ile istenilen değer arasındaki hatayı ortadan kaldırmak amacıyla geri adımlamalı kontrolörü kullanılarak kontrol edilmiştir. Performans karşılaştırması için şebekeden bağımsız tek-fazlı FV sistemin MATLAB/Simulink benzetimi yapılmıştır. Benzetimler kullanılarak farklı ışınım durumları ve yük değişimleri için kullanılan kontrolör yapıları karşılaştırılmış ve performans sonuçları ayrıntılı bir şekilde sunulmuştur. Benzetim sonuçları, geri adımlamalı kontrolörlü FV sistemin yüksek verimliliğe, kararlı genlikte ve düşük harmonik bozulmaların olduğu çıkış gerilimine sahip olduğunu göstermiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Yenilenebilir enerji, Güneş enerjisi, Geri adımlamalı kontrol, MGNT, D&G, Bulanık mantık kontrolü.

# COMPARISON OF CONTROLLERS USED IN A CONVERTER WITH TWO-STAGE TOPOLOGY IN STANDALONE SINGLE-PHASE PV INVERTER STRUCTURES

## ABSTRACT

In recent years, there have been many studies on how to reduce environmental pollution in the world by using clean energy sources such as solar, wind, hydroelectric, biomass and biogas. For this reason, the consumption of fossil fuels is reduced and the focus is on clean and renewable energy sources such as hydroelectric, solar, wind, geothermal and wave energy. The sun, one of the most important renewable energy sources and the only inexhaustible energy source, is a clean energy source that does not contain any waste. It is possible to utilize solar energy almost everywhere where it is needed. Solar energy is used in many areas due to its numerous advantages. The most common areas of use are PV systems. PV systems are divided into two groups as grid-connected and off-grid mode systems. In this study, a single-phase PV system with off-grid mode was examined. In this system, there are two power electronic converters between the PV panel array and the load. Both converters are controlled by a controller. The first one was used to ensure that the power at the output of the boost converter follows the maximum power point for different irradiance and temperature values and the second one is used to ensure that the alternating voltage at the output of the inverter has minimum harmonic distortion and stable amplitude for different values of the load. Three different control structures were used for the control of the boost converter. These are perturbation and observation algorithm from traditional methods, fuzzy logic method from intelligent methods and backstepping controller method from nonlinear methods. It was controlled using a backstepping controller in order to eliminate the error between the output voltage and the desired value during the load change at the inverter output. MATLAB/Simulink simulations of the standalone single-phase PV system are performed for performance comparison. Using the simulations, the controller structures used for different irradiance conditions and load variations are compared and the performance results are presented in detail. The simulation results show that the PV system with backstepping controller has high efficiency, stable amplitude and output voltage with low harmonic distortion.

**Keyword:** Renewable energy, Solar energy, Backstepping control, MPPT, P&O, Fuzzy logic Controller.

## 1. GİRİŞ

Enerji, bir ülkenin yaşam standardının yükseltilmesinde önemli bir role sahiptir. Bir ülkenin ekonomik büyümesi de enerji durumuna bağlıdır. Dünyada nüfusun her geçen gün artıyor olması, doğal olarak enerji talebini de artırmaktadır. Dünya enerji talebindeki artışla birlikte yenilenebilir enerji kullanımı da yaygınlaşmıştır. Fosil yakıtlar, kömür, uranyum, petrol, gaz vb. kaynaklar sınırlı olduğundan dolayı alternatif enerji kaynaklarına ihtiyacımız vardır. Günümüzde, fosil yakıtlara dayalı elektrik üretim istasyonu ve diğer uygulamaların kullanımından kaynaklanan karbondioksit ve diğer sera gazlarının çevreye zararlı etkisi oldukça artmıştır [1]. Artan zararlı etkenlerden dolayı temiz ve yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanım alanları son yıllarda oldukça artmıştır.

Günümüzde teknolojik gelişmeler, fosil yakıtı dayalı olan enerji kullanımı, atmosferde oluşan sera etkisi, sanayileşme ve dünya nüfusundaki artış, enerjiye olan talebi hızla arttırdığı için güneş, rüzgâr, jeotermal, hidroelektrik, biyokütle ve biyogaz gibi yenilenebilir enerji kaynakları kullanılarak, dünyada çevre kirliliğini en aza indirmek, temiz ve sürdürülebilir bir yaşam için araştırmacılar tarafından birçok çalışma yapılmaktadır. Günümüzdeki enerji sorunu karşısında önem kazanan yenilenebilir enerji kaynakları, üretim koşulları elverişli bölgelerde lokal gereksinimlere cevap verebilecek nitelikte görünmektedir. Dünyada fosil yakıtların tüketimi azaltılarak temiz, yerli ve yenilenebilir kaynaklara yönelinmelidir. Yenilenebilir teknolojiler, temiz enerji kaynakları olarak kabul edilir, bu kaynakların optimal kullanımı, çevresel etkileri en aza indirir, minimum ikincil atık üretir ve mevcut ve gelecekteki ekonomik ve sosyal ihtiyaçlara göre sürdürülebilirdir. Yenilenebilir enerjiler, çevresel sorunları ve enerji sürdürülebilirliğine ilişkin endişeleri ele almanın en iyi ve en etkili yolu gibi görünmektedir. Yenilenebilir enerjilerin büyük çoğunluğu doğrudan veya dolaylı olarak güneşten elde edilmektedir. Güneş, sadece FV sistemlere bir kaynak değil diğer birçok yenilenebilir enerjinin ve insanların temel enerji kaynağıdır.

Güneş enerjisi sürdürülebilir, uygun maliyetli, bolluğu, çok yönlülüğü ve arazi kullanımı açısından minimum çevresel etkiye sahip uygulama kolaylığı vb. sayısız avantajından

dolayı en çekici yenilenebilir enerji kaynaklarından biri olarak ortaya çıkmıştır. Güneş panellerinin tarımda, endüstride, günlük kullanım malzemelerinde ve enerji santrallerinde kullanılabileceği gibi günümüzde en çok binalarda tercih edildiği rahatça görülebilir. Güneşten direkt olarak yararlanan FV paneller son yıllarda oldukça popüler olmuştur ve birçok alanda kullanılmaktadır. FV piller, en yaygın kullanılan yenilenebilir enerji kaynağı olarak kabul edilir. Küçük güç uygulamaları için basit kurulum ve düşük maliyet sunar [2]. FV güç, yarı iletken malzemeler kullanarak güneş ışığını doğrudan elektriğe dönüştüren bir FV sistem tarafından üretilen elektrik gücünü ifade eder. Fotonlardan oluşan güneş ışığı, FV modüllerin yüzeyine çarptığında, malzemedeki elektronların uyarılmasına ve bir elektrik akımı akışı oluşturmasına neden olduğunda FV gücü üretilir. Bu elektrik enerjisi evlere, iş yerlerine ve diğer elektrikli cihazlara güç sağlamak da dahil olmak üzere çeşitli uygulamalar için kullanılabilir. FV sistemi birkaç FV güneş hücresinden oluşur. Santralin kapasitesine veya üretilen elektrik miktarına bağlı olarak bir grup modül seri veya paralel bağlanarak bir dizi oluşturulabilir. Modüllerin aynı üreticiler tarafından veya aynı malzemelerden oluşturulmuş olmasına rağmen performans özellikleri farklıdır ve genel sistem performansı, bireysel bileşenlerin verimliliğine veya performansına bağlı olarak değişir. FV sisteminin bileşenleri arasında bir akü şarj kontrol cihazı, bir evirici, bir MGNT kontrol cihazı ve bazı düşük gerilim şalt cihazları bulunur.

FV güç sistemleri genel olarak işlevsel ve operasyonel gereksinimlerine, bileşen konfigürasyonlarına ve ekipmanın diğer güç kaynaklarına ve elektrik yüklerine nasıl bağlandığına göre sınıflandırılır [3]. İki ana kategoride sınıflandırılırlar, bunlar, şebekeye bağlı sistemler ve şebekeden bağımsız sistemlerdir. Şebekeye bağlı FV sistemi [4], elektrik şebekesine bağlanan, elektrik üreten bir güneş FV sistemidir. Şebekeye bağlı FV sistemler, üretilen elektriğin akülerde depolanması yerine direkt olarak üretim yerinde tüketilmesi prensibine dayalı çalışmaktadır. Şebekeden bağımsız FV sistemleri ise [5], elektrik şebekesinden bağımsız çalışacak şekilde tasarlanmıştır ve genellikle belirli DC veya AC elektrik yüklerini besleyecek şekilde tasarlanıp boyutlandırılır. Şebekeden bağımsız FV sistemler, elektrik şebekesine bağlanmadan FV panellerle üretilen elektriğin akülerde depolanması ve depolanan bu elektriğin de eviriciler ile AC enerjiye dönüştürülüp kullanıldığı bir sistemdir. Şebekeden bağımsız FV sistemler genellikle yalıtımlı yükler veya evsel sistemler için kullanılır. Projelendirme yapılırken üretilmesi istenilen ya da ihtiyaç



olan enerji miktarı tespit edilir. Kurulum ilk başta maliyetli olsa da birkaç yıl içerisinde yatırılan finansmanı amorti edecektir.

Günümüzde FV panellerden elde edilen verimler %17.4-24 civarındadır. Güneş enerjisi sisteminin verimliliği, Maksimum Güç Noktası Takibi (MGNT) algoritması kullanılarak güçlendirici veya eviricinin tasarımını ve topolojisini iyileştirerek yükseltilebilir [6]. FV panellerde üretimin daha verimli hale getirilmesi konusunda araştırmacılar tarafından birçok çalışma yapılmıştır. Enerjinin üretilmesinin yanı sıra verimli olması da önemlidir. Güneş panellerinin verimlerini artırmanın en önemli basamaklarından biri FV panelden elde edilecek maksimum gücün sürekli takip edilmesidir. FV dizisi, MGNT olarak adlandırılan bu maksimum noktayı izlemek için belirli bir algoritma kullanarak maksimum gücü üretmektedir. FV güç üretimi, hava koşullarına ve güneş ışınımına bağlıdır, bu nedenle doğrusal olmayan FV hücre çıkışının yükleri beslemesi için kontrol edilmesi gerekir ve çıkışı çalışma koşullarına göre değişir [7]. Bir FV sistemin verimliliğini esas olarak üç faktör belirler. Bunlar FV panelinin verimliliği, evirici verimliliği ve MGNT algoritmasının verimliliğidir. FV panelinin ve eviricinin verimliliğinin artırılması bu alanda yapılan teknolojik gelişmelere bağlıdır. MGNT algoritmasının verimliliği ise yeni kontrol algoritmalarının geliştirilmesiyle daha kolay ve daha ucuz olmaktadır [8-9].

FV güneş enerjisi, FV gücün yüke aktarımını maksimuma çıkarma probleminde her zaman sıkıntı yaşar. Bunun nedeni FV hücrelerinin elektriksel özelliklerinin doğrusal olmayan doğasından kaynaklanmaktadır. Bu özellikler, sıcaklık ve güneş ışınımı gibi çevresel koşullara göre değişmektedir. Sonuç olarak FV sistemlerinden maksimum verimin elde edilmesi büyük önem taşımaktadır. Bununla birlikte, FV sisteminin çalışma koşulları zamanla sürekli olarak değiştiğinden, bu değişimlere karşı FV sistemin MGN'de çalışabilmesi için MGNT teknikleri kullanılmaktadır. Literatürde çok sayıda MGNT tekniği mevcuttur. Sistem yakınsama hızı, karmaşıklık düzeyi, gerekli sensörler, etkinlik aralığı, maliyet, uygulama yöntemi, donanım gereksinimleri ve diğer bazı yönler gibi çeşitli farklı özelliklere dayalı olarak birbirinden farklı olan çok sayıda MGNT algoritması geliştirilmiş ve incelenmiştir. Değişen ortam şartlarında bu algoritmaların performanslarını artırmak için çeşitli iyileştirmeler önerilmektedir [10].

FV sistemlerde MGNT uygulaması için en yaygın kullanılan algoritmalar değiştir ve gözle (D&G) algoritması ve artan iletkenlik algoritması yöntemleridir. MGNT'nin temel amacı, sistemi çeşitli çevresel koşullar altında FV panellerden maksimum elde edilen güçte çalışmaya zorlamaktır. Normal bir FV modülü, 25 °C hücre sıcaklığında ölçüldüğünde yaklaşık 17 V maksimum güç gerilimiyle güç üretir ancak çok sıcak bir günde yaklaşık 15 V'a düşebilir ve çok soğuk bir günde 18 V'a yükselebilir. MGNT'nin ardındaki temel fikir, değişen çevresel koşullar altında FV modüllerden en fazla gücü ve verimi elde etmektir [11-12].

FV sistemlerde, geleneksel MGNT için kullanılan kontrolörlerin yeterince kararlı çalışmaları, düşük hız ve verimlilik gibi dezavantajları nedeniyle MGNT için farklı kontrolörler seçilmiştir [13-14]. Bu çalışmada, şebekeden bağımsız tek fazlı FV sistemin kontrolüne yönelik analizler ve karşılaştırmalar yapılmıştır. İlk olarak, farklı kontrolörlerin kullanıldığı DC-DC yükselten (boost) dönüştürücü ve H köprü eviricili bir sistem modellenmesi ve tasarımı sunulmuştur. Şebekeden bağımsız tek fazlı FV sistemlerde, farklı ışınım değişim koşulları için D&G algoritması, bulanık mantık yöntemi ve geri adımlamalı kontrol ile hem DC-DC yükselten dönüştürücü çıkışında maksimum güç noktasının elde edilmesi ve sonrasında takibine yönelik hem de evirici çıkışındaki gerilim değeri ile istenilen gerilim değeri arasındaki hatayı tespit edip sonrasında hatanın sıfıra yaklaşmasını sağlayacak bir geri adımlamalı kontrol yapısı uygulanarak sistemin ne kadar kararlı, verimli ve kısa sürede hızlı dinamik tepki verdiği gösterilmiştir.

Tez çalışması beş bölümden oluşmaktadır. Birinci bölüm olan giriş kısmında yenilenebilir enerji kaynaklarının ve güneş enerjisinin önemi hakkında kısa bilgi verilmiştir. İkinci bölümde tez çalışmamızın konusuyla ilişkili literatürde yapılan çalışmalar hakkında bir literatür özeti sunulmuştur. Üçüncü bölümde tezimizde kullandığımız güneş enerji sisteminin modeli sunulmuş ve daha sonra ayrı ayrı her bir birim ve kontrolörler hakkında bilgiler verilmiştir. Dördüncü bölümde benzetim modeli ile elde edilen sonuçlar verilmiş ve birbirleriyle karşılaştırılarak yorumlanmıştır. Beşinci bölümde elde edilen sonuçlar hakkında bilgiler ve ileride bu konuda yapılacak çalışmalar için öneriler sunulmuştur.

## 2. KAYNAK ÖZETLERİ

Omar Diouri ve arkadaşlarının çalışmasında, şebekeden bağımsız transformatörsüz, tek fazlı bir FV sistem tasarlanmıştır. Sistem, doğrusal olmayan geri adımlamalı kontrolü kullanan bir DC-DC yükselten dönüştürücü ve bir eviriciden oluşmaktadır. Çalışmada, geri adımlamalı kontrolör Lyapunov fonksiyonuna dayalı tasarım kriterleri nedeniyle doğrusal olmayan sistemler için kararlı ve verimli olduğu gösterilmiştir. Benzetim sonuçları, ışınlım değişimlerine ve ani yük değişimlerine karşı sistemin kararlılık ve performans açısından etkili olduğunu ortaya koymaktadır [15].

Marouane El Azzaoui ve arkadaşlarının çalışmasında, şebekeye bağlı bir rüzgâr/FV hibrit enerji sistemi incelenmiştir. Sistem, rüzgâr enerji sistemi ve bir FV sistemi olmak üzere iki alt sistemden oluşmaktadır. Rüzgâr enerji sistemi, DC bara gerilimi ile bağlı iki dönüştürücü içerir ve bu dönüştürücülerin kontrolü için doğrusal olmayan geri adımlamalı kontrol tekniği kullanılmıştır. DC bara, her iki alt sistem tarafından üretilen enerjiyi toplar. FV enerji sistemi ise MGNT yöntemiyle kontrol edilen DC-DC yükselten dönüştürücüden oluşur ve elde edilen güç şebekeye aktarılır. Çalışma, sistemde üretilen gücün rüzgâr hızına ve ışınlım değişimlerine karşı sağlamlığını vurgulamaktadır. Benzetim sonuçları, rüzgâr hızı ve ışınlım değişimlerine karşı sistemin ne kadar performanslı olduğunu göstererek, sistemin kararlılık ve sağlamlık açısından etkili olduğunu ortaya koymaktadır [16].

Manal Kouhi ve arkadaşlarının çalışması, güneş FV modülüne dayalı bir sistemde maksimum güç elde etmeyi ve bir DC-DC yükselten dönüştürücü için D&G algoritmasına dayalı geri adımlamalı kontrolü mümkün kılan bir yaklaşım sunmaktadır. Çalışmanın temel amacı, maksimum gücü hızlı bir şekilde belirleyerek en uygun FV modül çalışma noktasını elde etmektir. Geri adımlamalı kontrol kullanılarak bu FV modülünün kararlılık, doğruluk ve dinamik hız açısından olumlu sonuçlar verdiği gösterilmiştir [17].

Kamran Ali ve arkadaşlarının çalışmasında, şebekeden bağımsız bir FV dizisinden maksimum gücü elde etmek için DC-DC azaltan-yükselten dönüştürücü kullanılarak robust integral geri adımlamalı kontrolüne dayalı hibrit bir MGNT kontrol yaklaşımı önerilmiştir.

Kontrol şeması, gerçek zamanlı referans tepe güç gerilimini üreten ilk döngüden ve bu değeri kullanarak güç dönüştürücüsünün görev oranını ayarlayarak FV sistemini optimize eden ikinci döngüden oluşmaktadır. Yüksek performans ve kararlılık gösteren bu kontrolör, diğer kontrol yöntemleriyle karşılaştırıldığında üstün izleme performansı sergilemektedir [18].

Boudia Assam ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada, DC-DC dönüştürücüye bağlı güneş modülü kullanılarak FV sistemin performansını iyileştirmek için MGNT'li geri adımlamalı kontrolör uygulanmıştır. Geri adımlamalı kontrolör ve D&G algoritması arasında karşılaştırmalı bir analiz yapılmış ve karşılaştırmalı analiz sonuçları önerilen geri adımlamalı kontrolörün, etkinliğini D&G MGNT'ye kıyasla kanıtlamıştır. Bu çalışmada elde edilen benzetim sonuçları, geri adımlamalı kontrolün kararlılık, tepki süresi ve salınımları en aza indirgeyerek yüksek performansı ile her sıcaklık veya ışınım değişikliğinde maksimum noktayı nasıl sağlayabildiğini göstermektedir [19].

Omar Diouri ve arkadaşları, H-köprülü tek fazlı eviricinin modellemesini yaparak evirici çıkışındaki hata ile istenen değer arasındaki farkı düzeltmek amacıyla doğrusal olmayan bir geri adımlamalı kontrolör tasarlamışlardır. LC filtreli evirici matematiksel olarak modellenmiş ve geri adımlamalı denetleyici tasarlanmıştır. Kontrolörün kararlılığı, Lyapunov'un kararlılık teorisi kullanılarak doğrulanmıştır. Sonuç olarak, önerilen geri adımlamalı kontrolör, kararlı bir sinüzoidal çıkış gerilimi sağlayarak düşük toplam harmonik bozulma elde etmektedir [20].

Rong-Jong Wai ve arkadaşları, şebekeden bağımsız ve şebekeye bağlı güç kaynağı işlevlerine sahip yüksek performanslı bir evirici için geri adımlamalı kontrol tasarımı geliştirmişlerdir. Şebekeye bağlı güç kaynağı modunda, çıkış akımının genliği ve yönü kontrol edilerek güç yönetimi amaçlarına ulaşılmıştır. Önerilen geri adımlamalı kontrol tabanlı yüksek performanslı evirici, şebekeden bağımsız güç kaynağı modunda düşük toplam harmonik bozulmaya sahip çıkış gerilimi ve şebekeye bağlı güç kaynağı modunda yüksek güç faktörüne sahip çıkış akımı ile yüksek performanslı güç kalitesi sunmaktadır. Geri adımlamalı kontrol tabanlı eviricinin yüksek performanslı güç kalitesi, deneysel sonuçlarla doğrulanmıştır. Ayrıca, önerilen geri adımlamalı kontrolün performansı, diğer kontrol yöntemleriyle karşılaştırmalı olarak analiz edilip gösterilmiştir [21].

O. Fatih Keçecioğlu ve arkadaşlarının çalışması, şebekeden bağımsız bir FV sisteminin MGNT için geliştirilmiş bir hibrit akıllı kontrolör tasarımını önermektedir. Bu hibrit akıllı kontrol yapısı, artan iletkenlik yöntemi ve bulanık mantık denetleyicisi entegrasyonunu içermektedir. Önerilen hibrit akıllı kontrolör, çevresel koşullardaki ani değişimlerin belirsizlikleriyle başa çıkma konusunda iyi bir performans sunmaktadır. Gerçek bir güneş FV tesisi verileri kullanılarak Matlab/Simulink'te oluşturulan bir benzetim modeli ile önerilen kontrolörün performansı değerlendirilmiştir. Benzetim sonuçları, önerilen hibrit akıllı kontrolörün, geleneksel MGNT yöntemiyle karşılaştırıldığında güneş işınımı ve panel sıcaklık değerimleri gibi değerimlere karşı maksimum güç noktasını takip etme konusunda oldukça başarılı bir performans sergilediğini göstermektedir [22].

B. Krishna Naick ve arkadaşları, şebekeden bağımsız mevcut bir yüke belirli bir süre boyunca ek bir yükün devreye alınması ve şebekeye bağlı çalışma modunda FV sistem ile şebeke arasındaki yük paylaşımını incelemek için MGNT kontrolüne sahip yükselten dönüştürücü ve farklı kontrol yapılarının kullanıldığı eviriciye sahip FV sisteminin benzetimini yapmışlardır. Çalışma, ıkış gerilimini düzenlemek için oransal-integral kontrolör ve bulanık mantık kontrolörü ile iki aşamalı konfigürasyona sahip güneş FV sistemine odaklanmaktadır. FV sisteminin davranışı, öngörülen bir süre boyunca ek bir yükün devreye alınmasıyla gözlemlenmiştir. Çalışmada, güneş FV sisteminin farklı çalışma koşulları altındaki performansı ve buna ilişkin güç eğrileri detaylı bir şekilde sunulmuştur. Bulgular, bulanık mantık kontrolünün oransal-integrale göre daha iyi performans sergilediğini göstermektedir [23].

Hussain A. Attia ve Fernando delAma Gonzalo'nun çalışması, kırsal veya uzak bölgelere şebeke hizmetinin ulaşma zorlukları nedeniyle, şebekeden bağımsız FV güç sistemlerinin bu alanlara elektrik sağlamak için uygun bir alternatif olduğunu vurgulamaktadır. Çalışma, bulanık mantık kontrolüyle yönetilen azaltan-yükselten DC-DC dönüştürücülü FV sisteminden maksimum verim ve performans elde etmek amacıyla tasarlanmıştır. Kontrolör, evresel koşullardaki değerikliğin neden olduğu DC bara gerilimindeki dalgalanmayı düzenler. Bu alışma, temel olarak FV sisteminin DC tarafının tasarım ve performans analizini ele almaktadır. MATLAB/Simulink sonuçları aracılığıyla değerlendirilen sistem performansı, kırsal bireysel bağımsız bina uygulamaları için umut verici bir sistem olduğunu göstermektedir [24].

Murat Bayram'ın çalışmasında, mevcut MGNT yöntemlerinin gerçek zamanlı olarak performansları incelenmiş ve mevcut yöntemlerdeki matematiksel modellerin karmaşıklığından kaynaklanan hataların giderilebilmesi için, bulanık mantık tabanlı bir MGNT yöntemi önerilmiştir. Bu çalışmada, bulanık mantık tabanlı ve gerçek zamanlı olarak çalışan bir MGNT yöntemi, deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. MGNT yöntemlerinin benzetim çalışmaları MATLAB/Simulink ortamında yapılmış, benzetim sonuçları ile gerçek zamanlı deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır. Bulanık mantık tabanlı MGNT yöntemi ile D&G ve Artan İletkenlik yöntemi karşılaştırılarak, elde edilen sonuçlar analiz edilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, bulanık mantık tabanlı MGNT yönteminin diğer yöntemlere göre daha hızlı ve daha verimli çalıştığı gözlemlenmiştir. Ayrıca benzetim çalışmalarıyla birlikte gerçek zamanlı uygulamaların da gerçekleştirilmesiyle, incelenen MGNT yöntemlerinin FV sistemlere kolaylıkla uygulanarak sistem verimini artıracağı görülmüştür [25].

Jaaffar J. Duair ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada, bir FV sisteminde MGNT için bir kontrolör tasarımının analizi ele alınmıştır. Çevresel koşulların değişimine hızlı tepki verebilen ve devre parametre değişikliklerinden etkilenmeyen bulanık Mamdani mantığı denetleyicisi, FV sisteminde maksimum gücü izlemek için kullanılmıştır. MATLAB/Simulink kullanılarak gerçekleştirilen çalışmada, kontrolörlü sistem farklı çevresel koşullara altında incelenmiştir. Benzetim sonuçları, aynı sistem tasarımı ve çevresel koşullar için D&G algoritması ile karşılaştırılmıştır. Önerilen kontrolörün, denetleyici etkinliğini %99'a kadar iyileştirdiği gösterilmiştir. Bu iyileştirme, performansı optimize etmiş, maliyetleri azaltmış, yükselticinin kayıplarını minimize etmiş ve güvenilirliği artırmıştır [26].

Fatah Yahiaoui ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada, bir bulanık mantık denetleyici tabanlı MGNT yöntemi, bir genetik algoritma ile optimize edilmiştir. Literatürdeki çalışmalar dikkate alındığında önerilen yöntemin klasik yöntemlere göre daha etkili olduğu gösterilmiştir. Bulanık denetleyici, FV sisteminin maksimum güç elde etme konusundaki yakınsama hızını artırmak için optimize edilmiştir. Önerilen teknik, değişken çevresel koşullarda oldukça faydalı olan global MGN'yi etkili bir şekilde takip edebilme yeteneğine sahiptir. Önerilen yöntem, hızlı değişen güneş ışınımı ve değişken direnç yükü için test

edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, önerilen yöntemin etkinliğini ve hızlı değişen yük koşullarının işlenmesindeki yüksek doğruluğunu göstermektedir [27].

Jyotheeswara Reddy ve Sudhakar Natarajan'nın yaptığı çalışma, şebekeden bağımsız FV sistem uygulamaları için yüksek gerilim kazançlı üç fazlı sarmaşık DC-DC yükseltici dönüştürücünün kullanımını ele almaktadır. FV sisteminde MGNT tekniği, FV panelinden gelen maksimum gücü izlemek için kullanılır. Farklı ışınım seviyelerinde FV panelinden maksimum gücü elde etmek için radyal temel fonksiyon ağı tabanlı MGNT algoritması geliştirilmiştir. Radyal tabanlı fonksiyon ağı MGNT denetleyicili yükselten dönüştürücünün çıkış gücü, farklı ışınım seviyelerinde geleneksel D&G ve bulanık mantık tabanlı MGNT denetleyicileriyle karşılaştırılmıştır. D&G, bulanık mantık ve radyal tabanlı fonksiyon ağı MGNT algoritmalarının performans analizi MATLAB/Simulink kullanılarak yapılmıştır. Benzetim sonuçları, Radyal tabanlı fonksiyon ağı tabanlı MGNT kontrolörünün, D&G ve bulanık mantık kontrolörüne kıyasla MGN'yi daha hızlı ve verimli bir şekilde izleyebildiğini göstermektedir [28].

Jinsong He ve Xin Zhang'ın çalışması, LC filtreli üç fazlı bir evirici üzerine odaklanarak özellikle şebekeden bağımsız sıkça kullanılan bir sistemde geri adımlamalı kontrol ve PID kontrol yönteminin karşılaştırmalı bir analizini sunmaktadır. Çalışmada, LC filtreli evirici üzerinde geri adımlamalı kontrol ve PID kontrol yöntemi, sabit durum ve geçici durum performansları açısından incelenmiştir. Bu inceleme, referans sinyaliyle sabitlenen genlik ve frekansta sinüzoidal yük akımları üretebilmek amacıyla yapılmıştır. Çalışmada tasarlanan kontrol stratejileri, Matlab/Simulink ortamında uygulanmış ve dSPACE kontrol tabanlı prototip üzerinde donanım ile deneysel incelenmiştir [29].

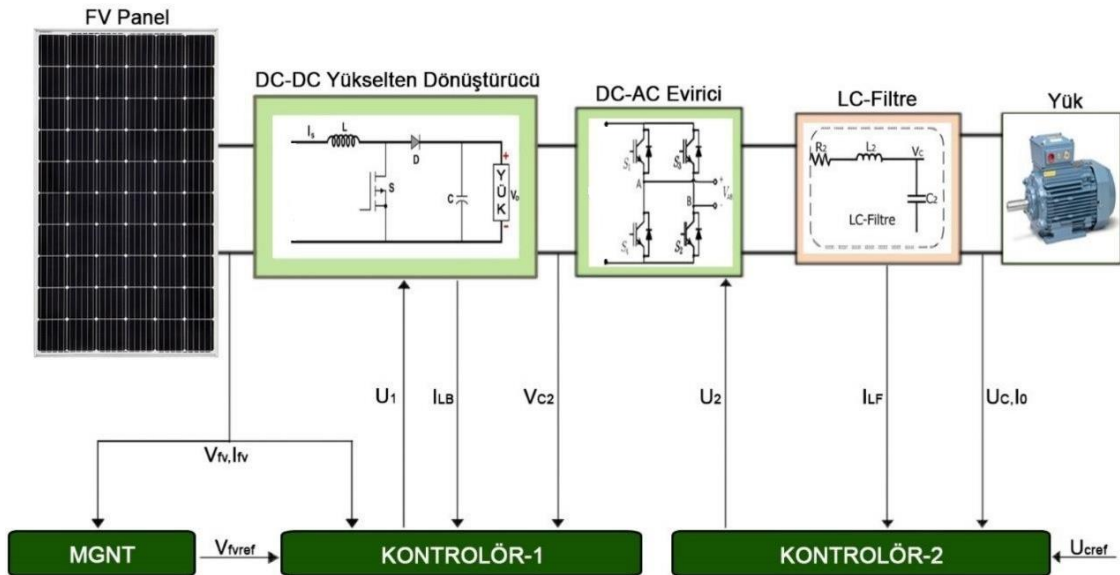
Omer Saleem ve arkadaşlarının çalışması, güneş ışınımı ve dış ortam sıcaklığındaki değişikliklere göre şebekeden bağımsız azaltan-yükselten dönüştürücülü bir FV sisteminden maksimum güç elde etmek için yeni bir uyarlanabilir kesir dereceli PID kontrolör önermektedir. Geleneksel kesir dereceli PID kontrolörler kaotik ve doğrusal olmayan özellikler sergileyen fiziksel sistemleri kontrol etme noktasında kullanılabilir. Bu nedenle çalışmada, Geleneksel bir kesir dereceli PID kontrolör, temel MGNT kontrolörü olarak görev yapmakta ve ihtiyaç duyulan referans gerilimini yeni kontrol mekanizması içerisinde ileri beslemeli bir sinir ağı kullanarak üretmektedir.

Önerilen kontrol yapısının etkinliği, MATLAB/Simulink ortamında benzetimler kullanılarak analiz edilmiştir. Benzetim sonuçları, önerilen MGNT kontrol şemasının değişen çevresel koşullar altında izleme doğruluğunda ortalama %25.4'lük ve geçici yanıt hızında %11.3'lük bir ortalama iyileşme sağladığını göstermektedir [30].



### 3. MATERYAL VE YÖNTEM

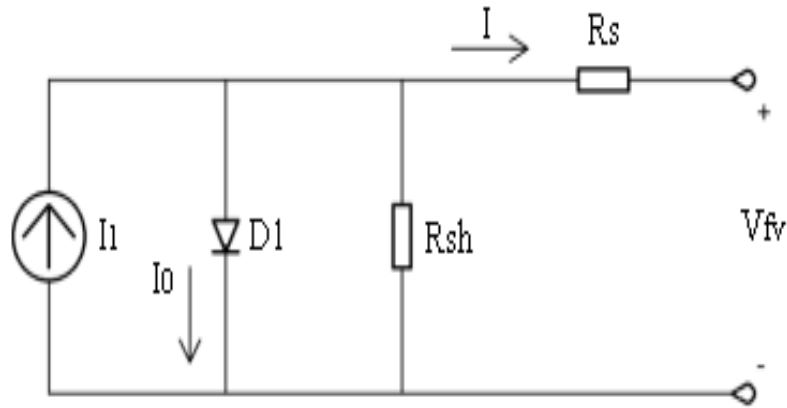
FV sistemler, şebekeye bağlı olmayan (standalone), melez ve şebekeye bağlı olan sistemler (on-grid) olarak sınıflandırılmaktadır. Bu çalışmada, şebekeden bağımsız tek fazlı bir FV sistem yapısının kontrolüne yönelik analizler ve karşılaştırmalar yapılmıştır. Amaçlanan yapı, iki alt bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde DC-DC yükselten dönüştürücü yapısı ve ikinci bölümde de tek fazlı H-köprü evirici yapısı bulunmaktadır. Birinci bölümde, transformatörün kullanılmasını önlemek için DC-DC yükselten dönüştürücü kullanan MGNT kontrolör yardımıyla, FV dizisinden maksimum gücün çok yüksek verimlilikle elde edilmesi ve hızlı dinamik tepkisini göstermek için kısa yanıt süresi olan iki ana amaca başarılı bir şekilde yanıt vermesi amaçlanmıştır. İkinci bölümde, evirici çıkışındaki gerilim değeri ile istenilen değeri arasındaki hatayı tespit edip kararlı bir sinüzoidal dalga biçimini elde etmek için hatanın sifıra yakınsamasını sağlayacak kontrol yapılarının farklı çevresel koşullar ve farklı yük durumlarına göre analizleri ve karşılaştırmaları yapılmıştır. Şekil 3.1’de sistemin genel blok diyagramı verilmiştir. Sistemin temel yapısı FV panel, yükselten dönüştürücü, H köprü evirici, MGNT ve kontrolörden oluşmaktadır.



Şekil 3.1. Kontrolörlü FV sistem blok diyagramı

### 3.1. FV Güneş Paneli

FV enerji, yarı iletken malzemeler kullanılarak güneş ışınlarından gelen fotonların elektriğe dönüştürülmesine dayanmaktadır. FV hücre, p-n yarı iletken malzemelerden yapılmıştır. Bu nedenle, FV hücrenin eşdeğer devre modeli Şekil 3.2’de gösterildiği gibi bir akım kaynağı, bir diyot ve biri seri biri de paralel olmak üzere iki dirençli elektronik elemanlardan oluşmaktadır.



Şekil 3.2. FV hücre eşdeğer devresi

$$I = I_1 - \left( I_0 \left( e^{\frac{q(V + R_s I)}{\eta K T}} - 1 \right) - \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \right) \quad (3.1)$$

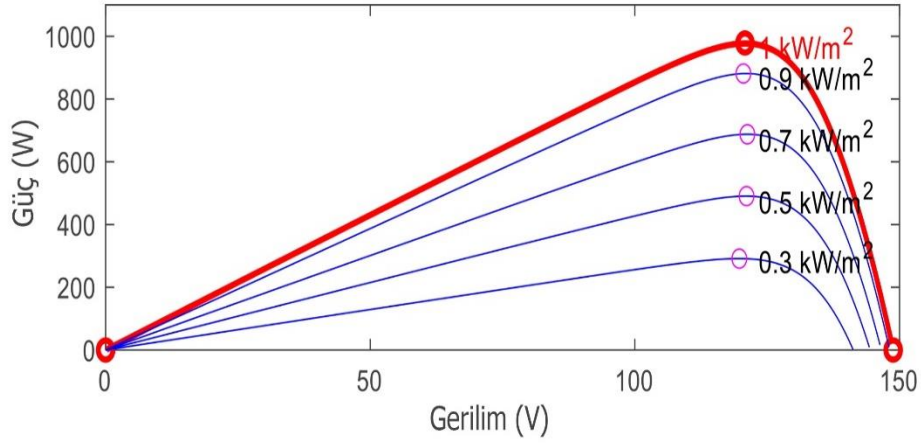
$V_{fv}$ , devrede FV hücresinin gerilimidir.  $I_1$  fotonlar tarafından üretilen ışık akımı ve  $I_0$  doyma akımıdır. Elektronun yükü  $q$ 'dur.  $K$ , Boltzmann sabitidir, ideal faktör  $\eta$ 'dir,  $T$  ise FV hücrenin sıcaklığıdır. Modeli kayıplarla ayarlamak için iki direnç kullanılmıştır. Ek olarak,  $R_s$  ohmik kayıpları temsil eder ve  $R_{sh}$  akım sızıntısını paralel bir şekilde modeller; her ikisi de  $\Omega$  cinsinden ölçülür.

Tablo 3.1. FV dizisinin parametreleri

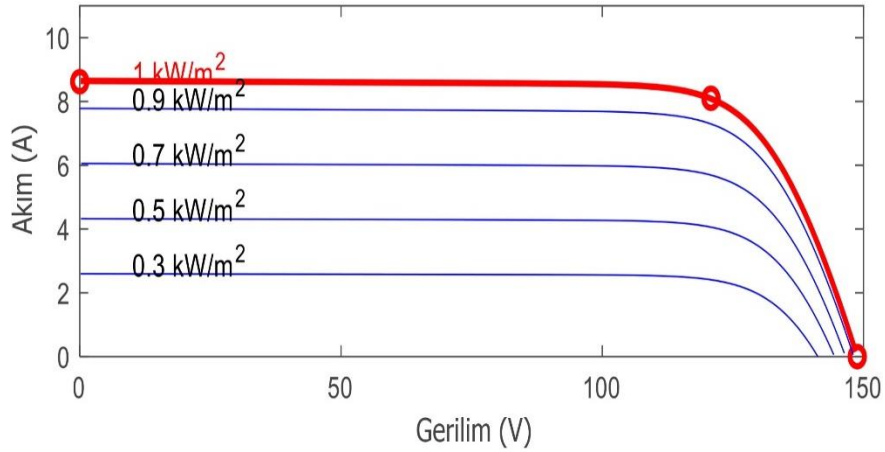
	<b>Tipik elektriksel özellikler</b>	<b>Değer</b>
<b>Modül verileri</b>	Modül başına maksimum güç ( $P_{max}$ )	244,72 W
	Modül başına hücre sayısı ( $N_{hücre}$ )	60
	Açık devre gerilimi ( $V_{OC}$ )	37,1 V
	Kısa devre akımı ( $I_{SC}$ )	8,61 A
	Maksimum güç noktasındaki gerilim ( $V_{mgn}$ )	30,4 V
	Maksimum güç noktasındaki akım ( $I_{mgn}$ )	8,05 A
	$V_{OC}$ Sıcaklık katsayısı	-0,36899%/°C
	$I_{SC}$ Sıcaklık katsayısı	0,086998%/°C
	<b>Dizi verileri</b>	Paralel diziler
Dizi başına seri bağlantılı modüller		4
FV dizisinin maksimum gücü		979 W
FV dizisinin maksimum güç noktasındaki gerilim		121,6 V
FV dizisinin maksimum güç noktasındaki akım		8,05 A

FV panelleri FV hücrelerinden oluşturur ve bu FV hücreler yalnızca birkaç watt güç sağlayabilmektedir. Bu nedenle, bir FV sistem, sırasıyla akımı ve gerilimi arttırmak için bir dizi FV hücrenin paralel ve seri olarak birbirine bağlantısı olan FV güneş panellerini kullanır. Ayrıca, büyük elektrik tesislerinde daha büyük güç değerleri elde etmek için, birkaç FV güneş panelinin paralel ve/veya seri bağlantısı gerekli olup, bu bağlantıya FV dizisi adı verilir. Bu çalışmada ele alınan FV güneş paneli monokristal 244,72 W olup, FV dizisinin toplam gücü 979 W'tır. Hem güneş modülünün hem de FV dizisinin elektriksel özellikleri Tablo 3.1'de listelenmiştir. Farklı güneş ışınımı ve sabit sıcaklık değerleri için kullanılan FV dizisiyle ilişkili V-P ve V-I eğrileri Şekil 3.3 ve 3.4'te gösterilmektedir.

FV dizisi, güneş ışınımı ve sıcaklık açısından belirli çevresel koşullara bağlı olarak farklı güç değerleri üretir. Ancak MGN olarak kabul edilen bir güç noktası vardır. Gölgelemenin ihmal edilebilir olduğu durumlarda, her eğri için yalnız bir MGN vardır. FV dizisi, genellikle MGNT olarak adlandırılan bu maksimumu izlemek için özel bir algoritma kullanarak maksimum gücü üretmektedir.



Şekil 3.3. Farklı güneş ışınım değerlerine sahip bir FV dizisinin V-P eğrileri



Şekil 3.4. Farklı güneş ışınım değerlerine sahip bir FV dizisinin V-I eğrileri

### 3.2. Maksimum Güç Noktası Takibi

MGNT, güneş enerjisi sistemlerinde ve bazı diğer enerji sistemlerinde kullanılan bir tekniktir. Temel amacı, bir enerji kaynağından elde edilen çıkış gücünü en büyük değerde tutabilmektir. FV güneş panelleri, güneşten gelen ışınımı elektrik enerjisine dönüştürerek bir çıkış gerilimi ve akımı üretir. Ancak, güneş ışınımının yoğunluğu ve açısı gibi çeşitli faktörler nedeniyle bu çıkış değerleri sürekli olarak değişebilir. MGNT, bu değişen koşullara göre çıkış gücünü optimize etmek için kullanılır [32].

MGNT, genellikle bir kontrol veya optimizasyon algoritması kullanılarak gerçekleştirilir.

MGNT algoritması, çıkış gücünü etkileyen değişkenlere duyarlıdır ve FV sistemin en iyi performansını sağlamak için çıkış gerilimi ve akımını sürekli olarak izler. MGNT algoritması, FV panelin çalışma noktasını sürekli olarak güncelleyerek MGN'yi bulmaya çalışır [33].

MGNT'nin kullanılması, güneş panelleri veya rüzgâr türbinleri gibi değişken güç kaynaklarının daha verimli kullanılmasına ve enerji sistemlerinin genel performansının artmasına yardımcı olmaktadır.

### 3.2.1. Değiştir ve Gözle Algoritması

FV panelinden maksimum güç ve verim elde etmek için birçok MGNT algoritması önerilmiş ve her biri farklı avantajlar ve dezavantajları içermektedir. Literatürde yaygın olarak kullanılan yöntemlerden birisi D&G algoritmasıdır.

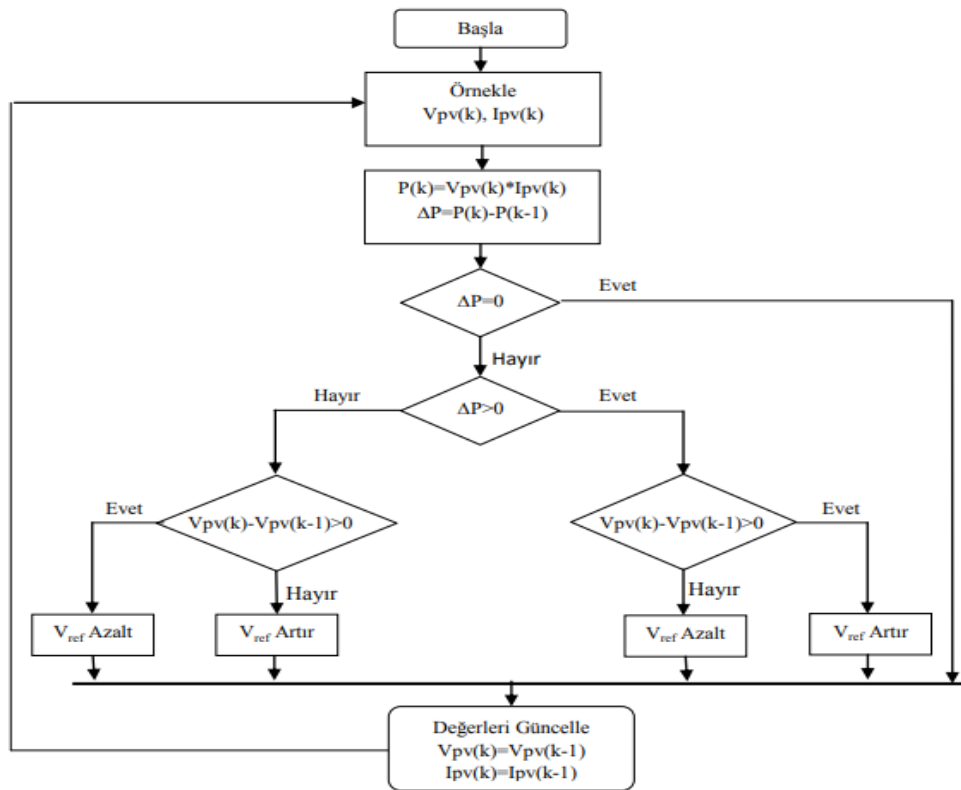
D&G algoritmasının avantajı basit ve uygulanmasının kolay olmasıdır. D&G, FV panel çıkış gücündeki değişimi gözlemleyerek DC-DC dönüştürücünün görev döngüsünü kontrol etmekle MGN'yi sağlamaktadır. Kontrol süreci şu işlem adımlarını içermektedir;

1. Kontrol sürecinin başlangıcında belirlenen çalışma noktasıyla FV panelin gerilim veya akım değerinde değişiklik gerçekleştirilerek FV sistemin çıkış gücü gözlemlenir.
2. Güncel çıkış gücü ile bir önceki çıkış güç değeri karşılaştırılır. Eğer güncel çıkış gücü büyükse, gerilim veya akım değeri aynı yönde değiştirilir (arttırılır veya azaltılır). Eğer güncel çıkış gücü küçükse, değişiklik ters yönde yapılır.
3. FV panelin gerilim veya akım değerindeki yapılan değişiklik ile sürekli olarak çıkış gücü gözlemlenir ve değiştirilir. Böylelikle FV panelin çıkış gücü MGN'ye yönlendirilmeye çalışılır.
4. MGN'ye ulaşıldığında, kontrol algoritması bu noktada salınmaya başlar. Yani, çıkış gücü etrafında küçük dalgalanmalar oluşmaya başlar.

D&G algoritmasının akış diyagramı Şekil 3.5'te gösterilmektedir. D&G algoritmasının performansını etkileyen iki önemli parametre bulunmaktadır. D&G algoritmasının

başlangıç noktası parametresi, MGN'ye ulaşma sürecini etkilemektedir. Başlangıçta yanlış bir başlangıç noktası seçmek, algoritmanın daha uzun sürede veya hatalı bir şekilde MGN'ye ulaşmasına neden olabilmektedir. Akım veya gerilim değerinde değişikliği sağlayan adım büyüklüğü parametresi, algoritmanın tepki hızını ve çıkış gücündeki dalgalanmaları etkiler. Örneğin, büyük bir adım büyüklüğünde MGN'ye hızlı bir yaklaşım sağlanırken aynı zamanda istemeyen büyük salınımlara neden olmaktadır [34].

D&G algoritmasının avantajlarında bahsedecek olursak, basit bir yapıya sahiptir ve uygulaması oldukça kolaydır. Bu hem tasarım hem de uygulama aşamalarında işleri daha basit bir hale getirmektedir. Kontrol sürecinde sadece çıkış gücünü gözlemlemesi ölçüm cihazlarındaki karmaşıklığı ve maliyeti azaltmaktadır. Basit ve uygulanabilir yapısından dolayı farklı uygulamalarda kullanılabilme esnekliğine sahiptir. Fakat D&G algoritmasının avantajları yanında başlangıç noktası hassasiyeti, sürekli salınım ve yerel MGN'ye takılma riski gibi dezavantajlara da sahiptir [35].



Şekil 3.5. D&G algoritmasının akış diyagramı

### 3.2.2. Artan İletkenlik Algoritması

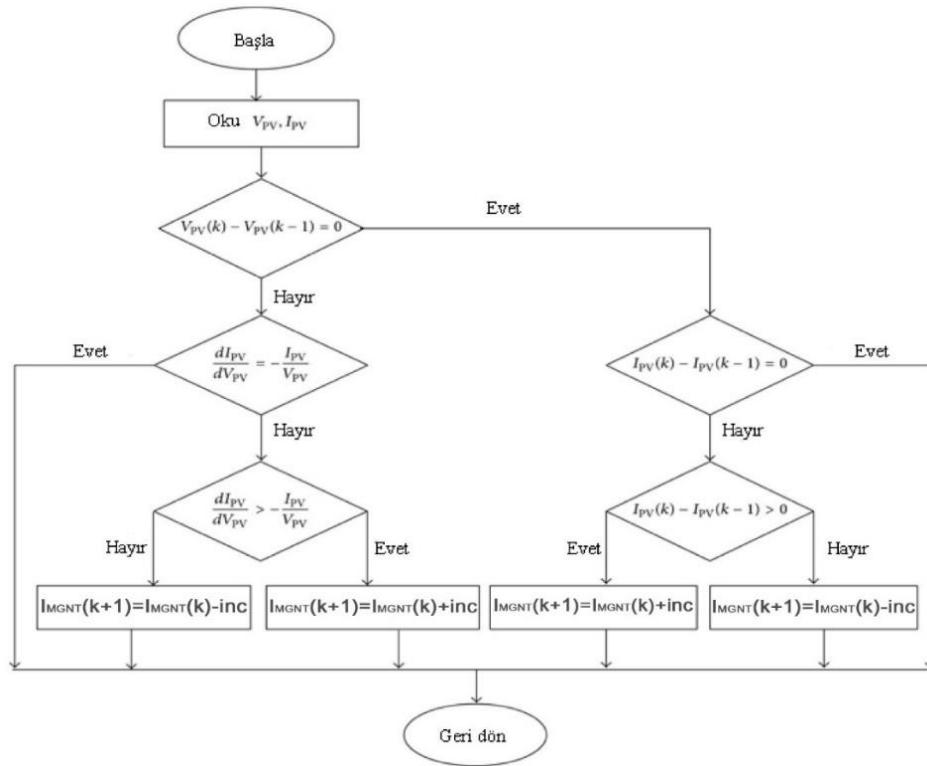
Artan iletkenlik algoritması, FV dizi güç eğrisinin eğiminin MGN'de sıfır olması, böylece  $P=VI$  ile  $\Delta P/\Delta V=0$  olması ilkesine dayanır.

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} \quad \text{Eğer } P = \text{MGN}, \quad (3.2)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} \quad \text{Eğer } P < \text{MGN}, \quad (3.3)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} \quad \text{Eğer } P > \text{MGN}, \quad (3.4)$$

MGN, anlık iletkenlik  $I/V$ 'yi artan iletkenlik  $\Delta I/\Delta V$  ile karşılaştırarak takip edilebilir. Algoritma,  $\Delta I/\Delta V = -I/V$  koşulu elde edilene kadar referansı artırır veya azaltır. Maksimum güce ulaşıldığında FV dizinin çalışması bu noktada sürdürülür.

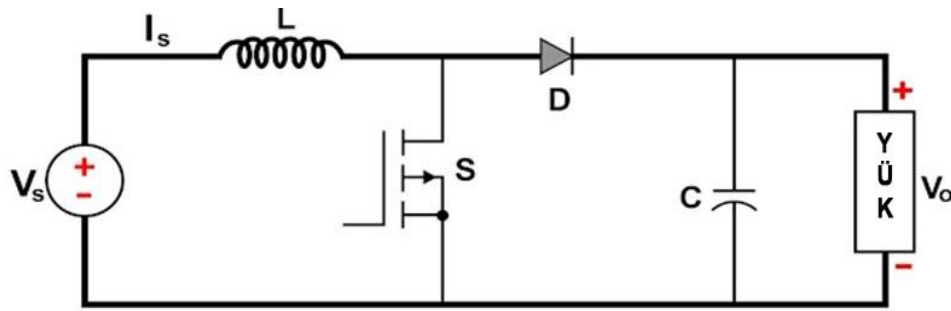


Şekil 3.6. Artan iletkenlik algoritmasının akış diyagramı

Etkili bir algoritmadır ve yüksek örnekleme oranları ve güç eğiminin hızlı hesaplanmasını gerektirir. İyi izleme verimliliği ve modül çalışma geriliminin salınım olmadan otomatik olarak ayarlanması gibi farklı avantajlar sunar. Artan iletkenlik algoritması, Şekil 3.6'da verilen akış şeması ile gösterilmektedir.

### 3.3. Yükselten Dönüştürücü

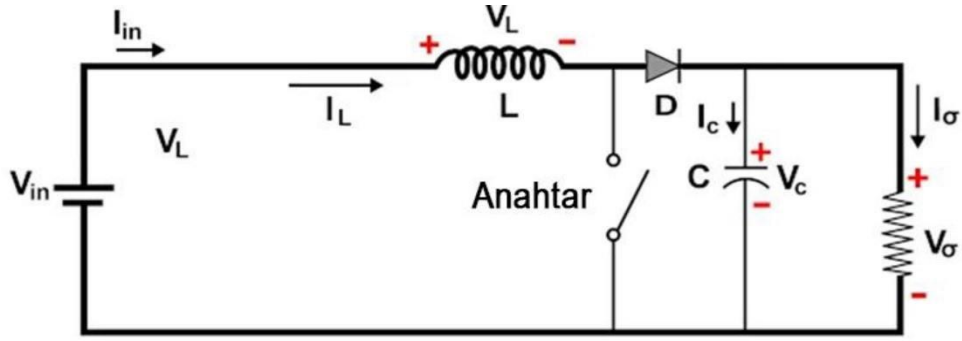
Yükselten dönüştürücünün geçmişi 1960'lara kadar uzanır ve başlangıçta bir uçaktaki elektronik sistemlere güç sağlamak için kullanılmıştır [36]. Yükselten dönüştürücü, bir indüktör, bir yarı iletken anahtar, bir diyot ve bir kapasitörden oluşur [37]. Yükselten dönüştürücü, giriş gerilimini yükseltmek için kullanılan bir tür DC-DC dönüştürücüdür. Bir yükselten dönüştürücünün genel devre şeması Şekil 3.7'de gösterilmektedir.



Şekil 3.7. Yükselten dönüştürücünün genel devre şeması [38]

Bir yükselten dönüştürücü kullanmanın ana avantajı, yüksek verimliliğidir. İyi tasarlanmışsa, giriş enerjisinin %99'a kadarı faydalı çıkış enerjisine dönüştürülebilir ve toplam verimlilik %99 olur. Yükselten dönüştürücü, anahtarlama prensibi kullanmaktadır. Bir anahtarlama elemanı ile kontrol edilen bir endüktans ve bir çıkış kondansatörü içerir. Anahtar, belirli bir frekansta açılıp kapanarak endüktanstaki enerjiyi biriktirir ve ardından çıkış kondansatörüne iletilir. Yani anahtarın kapalı durumunda, enerji bir manyetik alan içerisinde endüktansta depolanır. Endüktansta depolanan enerjiyi çıkış kondansatörüne iletmek için bir diyot kullanır. Diyot, enerjinin sadece bir yönde akmasını sağlar. Anahtar açık duruma geçtiğinde depolanan enerji çıkış kondansatörüne iletilir. Anahtarın açık olduğu durumda yükselten dönüştürücünün eş değer devresi Şekil 3.8'de gösterilmektedir.





Şekil 3.8. Yükselten dönüştürücünün anahtar açıkken genel devre şeması [38]

Yükselten dönüştürücü, düşük olan giriş gerilimini daha yüksek olan bir çıkış gerilimine çıkarmak için tasarlandığından dolayı özellikle taşınabilir cihazlarda veya batarya destekli sistemlerde kullanışlıdır. Çünkü bu tip sistemlerde genellikle düşük gerilimli bataryalar kullanılmaktadır. Yükselten dönüştürücülerde çıkış gerilimini kontrol etmek için anahtarlama elemanının açık kalma süresini gösteren görev döngüsü veya doluluk oranı (duty-cycle) olarak adlandırılan  $D$  parametresi kullanılmaktadır. Bu parametre, anahtarlama elemanının açık ve kapalı durumları arasındaki zaman oranını belirleyerek çıkış gerilimini kontrol eder. Yükselten dönüştürücüsünün görev döngü parametresi, aşağıdaki formülle hesaplanmaktadır,

$$D (\%) = \left( \frac{V_{out}}{V_{in}} - 1 \right) \times 100 \quad (3.5)$$

$V_{in}$  giriş gerilimini ve  $V_{out}$  çıkış gerilimini göstermektedir.  $D$  parametresinin kontrolü genellikle bir kontrolör ile yapılır. Geri beslemeli bir yapıya sahip olan bu kontrolör çıkış gerilimini sürekli olarak izler ve  $D$  parametresini değiştirerek çıkış gerilimini istenen değerde tutar.

### 3.4. Darbe Genişlik Modülasyonu

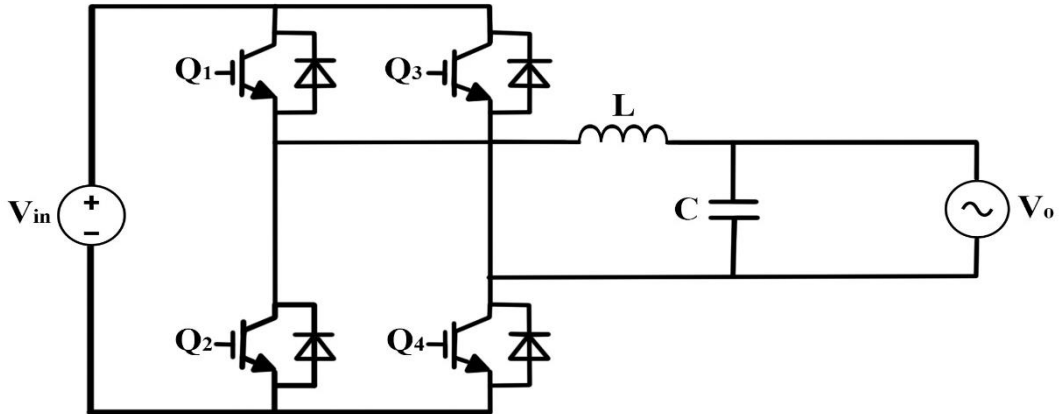
Darbe genişlik modülasyonu (DGM), elektrik yüklerini kontrol etmek ve enerji tasarrufu sağlamak için yaygın olarak kullanılan enerji tasarruflu bir tekniktir. DGM tekniğinde, bir DGM kontrolörü DGM sinyalini (dikdörtgen darbe dalgası) üretir. DGM sinyali, güç dönüştürücülerinde (AC-DC dönüştürücü, DC-DC dönüştürücü ve DC-AC dönüştürücü)

kullanılan yarı iletken anahtarları açık ve kapalı durumlara getirmek için kullanılır, böylece yüke verilen ortalama gücü kontrol eder.

Bir DGM sinyalinin görev döngüsü, sinyalin açık olacağı göreceli süre miktarıdır ve yüzde olarak ifade edilir. Eğer görev döngüsü %100 ise sinyal her zaman açık olacaktır. Eğer %50'ye düşürülürse, sinyal darbenin yarısı boyunca açık ve diğer yarısı boyunca kapalı olacaktır. Eğer görev döngüsü %0 ise sinyalin her zaman kapalı (topraklama) olduğu anlamına gelir.

### 3.5. H Köprülü Evirici

H-köprü evirici, bir doğru akım kaynağından alınan enerjiyi alternatif akım sinyaline dönüştüren bir tür güç elektroniği devresidir. H-köprü ismini, dört anahtar elemanının oluşturduğu bir köprü konfigürasyonundan almaktadır. Şekil 3.9'da gösterildiği gibi, anahtarlama elemanları birbirine zıt çiftler halinde konumlandırılmaktadır. Anahtarlama sürecinden sonra gelen LC filtre yapısı, uygun bir frekansta sinüzoidal bir dalga formunu elde etmeyi ve yük üzerindeki gerilim bozulmalarını minimize etmeyi sağlamaktadır.



Şekil 3.9. Tek fazlı H köprü evirici devresi

H-köprü eviricide anahtarlama elemanları iki çift halinde düzenlenirler ve her çift anahtarlama elemanı zıt yönlere doğru enerji akışını kontrol etmektedir. Anahtarlama döngüsü içerisinde anahtarlar belirli bir sıra ile açılıp kapanarak enerjinin akışını tersine çevrilmesine ve çıkışta alternatif akım dalga formunun oluşması sağlanmaktadır.

H-köprü evirici geniş bir uygulama yelpazesi ile güç elektroniği alanında önemli bir role sahiptir. Motor sürücüleri, kesintisiz güç kaynakları, güneş enerjisi sistemleri, rüzgâr türbinleri ve batarya destekli güç sistemleri gibi enerji dönüşümü ve kontrolü gerektiren birçok farklı sistemde kullanılmaktadır.

Ayrıca H-köprü evirici, yüksek kontrol kabiliyeti, geniş uygulama alanları ve DGM kontrol imkânı gibi avantajlara ve kompakt olmayan yapıları, yüksek güç kaybı, anahtarlama gürültüsü, yüksek maliyet gibi dezavantajlara sahiptir [39].

### 3.6. Lyapunov Fonksiyonu

Lyapunov tasarımı, 1982’de ortaya çıkmasından bu yana doğrusal olmayan kontrol sistemi tasarımı, kararlılık ve performans analizi için karmaşık sistemlerde günümüze kadar kullanılmıştır. Temel amacı, belirli bir Lyapunov aday fonksiyonunun türevinin negatif tanımlı fonksiyonunu bulup, bir kontrol yasası tasarlamaktır. Lyapunov fonksiyonları (Lyapunov’un kararlılık için ikinci yöntemi olarak da bilinir) dinamik sistem kararlılığı ve kontrol teorisinde çok önemli bir yere sahiptir. Kararlılığın belirlenmesinde sistemi yöneten diferansiyel denklemlerin sonucunun çözülmesi gerekmediğinden, genellikle doğrudan yöntem olarak anılır [40]. Lyapunov tasarımı, kararlılık ve performans analizi için çok güçlü bir araç olmasına rağmen, bir Lyapunov fonksiyonunun oluşturulması doğrusal olmayan sistemler için kolay olmayıp genellikle bir deneme-yanılma sürecidir ve sistematik eksiklikleri olup fonksiyonun seçilmesindeki zorluk nedeniyle sınırlı uygulanabilirliğe sahiptir. Tüm bunlara rağmen son yıllarda, Lyapunov tasarımının temel fikirlerine dayanan farklı doğrusal ve doğrusal olmayan sistem sınıfları için birçok etkili kontrol tasarımı yaklaşımı geliştirilmiştir. Karmaşık ve işin içinden çıkılamayacak sistemler için çok pratik bir yöntemdir ve hemen o karmaşık sistem hakkında bir fikre sahip olmamızı sağlar. Yani, Lyapunov fonksiyonun amacı karmaşık olan sistemi rahat bir şekilde sonuca götürerek sistem hakkında bilgi edinmemizi sağlar. Örneğin, sabit nokta olan  $x^*=0$  sistem için oldukça önemlidir çünkü bütün çözümler bu sabit noktaya yakınsamaktadır. Bu bilgiyi diferansiyel denklemini çözmeden bulmak istersek, Lyapunov fonksiyonunu kullanmamız gerekmektedir.

Lyapunov fonksiyonlarının belki de en önemli özelliği, dinamik bir sistemin kararlılık ve

yakınsama özelliklerini karakterize etme yetenekleridir. Özellikle, yukarıda özetlenen özellikleri karşılayan bir Lyapunov işlevi, bir sistemin belirli bir denge noktasına veya limit döngüsüne doğru yakınsayacağını garanti eder. Lyapunov fonksiyonları, çok çeşitli disiplinlerdeki uygulamalarla dinamik sistem teorisinde önemli bir araç haline gelmiştir.

Lyapunov fonksiyonunun avantajı, bir sistemin kararlı mı yoksa kararsız mı olduğunu belirlemek için kullanılabilir. Bu yöntemin avantajı  $x(t)$ 'nin gerçek çözümünü bilmemizi gerektirmemesidir. Dezavantajı ise kompleks matematiksel hesaplamalarda çok fazla türev alma işlemi olacağından hatalı hesap yapma olasılığı yüksektir. Lyapunov fonksiyonu, sabit katsayılı homojen otonom sistemler durumunda ikinci dereceden bir form olarak hesaplanabilir.

Lyapunov fonksiyonları, basit mekanik sistemlerden karmaşık biyolojik ağlara kadar olan kullanım alanlarına ek olarak, diğer alanların yanı sıra kontrol teorisi, robotik ve ekonomi alanlarında da kullanılmıştır. Mekanik sistemlerde, Lyapunov fonksiyonları bir sistemin farklı konfigürasyonlardaki kararlılığını belirlemek için kullanılabilir. Örneğin, bir sarkacın kararlılığını veya yörüngedeki bir uydunun kararlılığını analiz etmek için bir Lyapunov işlevi kullanılabilir. Biyolojik sistemlerde, Lyapunov fonksiyonları, hücre sinyal ağlarının davranışını incelemek için kullanılmıştır. Araştırmacılar, ağın dinamiklerini yakalayan bir Lyapunov işlevi oluşturarak, ağın farklı koşullarda kararlılığı ve sağlamlığı hakkında fikir edinebilir. Bu, özellikle yeni ilaçların ve terapilerin geliştirilmesinde yararlı olabilir. Robotikte, Lyapunov fonksiyonları, bir robot kolunun istenen bir konuma düzgün ve doğru bir şekilde hareket etmesini sağlayan kontrolörler tasarlamak için kullanılabilir. Kontrol teorisi, dinamik sistemler için kontrol sistemlerinin tasarımı ile ilgilenen bir mühendislik alanıdır. Lyapunov fonksiyonları, bozulmalar veya belirsizlikler karşısında bile kararlılık ve yakınsama özelliklerini garanti eden kontrol sistemlerini tasarlamak için kontrol teorisinde yaygın olarak kullanılır. Örneğin, bir odanın sıcaklığını düzenlemek için tasarlanmış bir kontrol sistemini düşünün. Lyapunov fonksiyonu, sistemin kararlılığını analiz etmek ve hava veya doluluk gibi dış etkenlerin varlığında bile odanın sıcaklığının istenen bir değere yaklaşmasını sağlayacak bir kontrolör tasarlamak için kullanılabilir. Sinir ağları ve makine öğreniminde Lyapunov fonksiyonları, makine öğrenimi alanında, özellikle sinir ağları bağlamında uygulanmıştır. Sinir ağları, görüntü tanıma, doğal dil işleme ve konuşma tanıma gibi makine öğrenimi uygulamalarında yaygın olarak kullanılan

bir doğrusal olmayan sistem sınıfıdır. Lyapunov fonksiyonları, sinir ağı modellerinin kararlılık ve yakınsama özelliklerini analiz etmek için kullanılabilir. Bu, özellikle modelin performansının ve sağlamlığının kritik olduğu uygulamalarda kullanışlıdır. Örneğin, el yazısı rakamları tanımak üzere eğitilmiş bir sinir ağını düşünün. Lyapunov işlevi, ağı kararlılığını analiz etmek ve ağı, gürültülü veya eksik verilerin varlığında bile rakamları doğru şekilde tanıyan bir çözüme yakınsamasını sağlayan bir eğitim algoritması tasarlamak için kullanılabilir. Bu çalışmalar, Lyapunov fonksiyonlarının kullanım alanlarına örnek gösterilebilir. Kontrol teorisi, optimizasyon, oyun teorisi ve makine öğrenimi dahil olmak üzere bilim ve mühendisliğin çeşitli alanlarında geniş bir uygulama yelpazesine sahiptirler [41].

### 3.6.1. Lyapunov Fonksiyonunun Matematiksel Tanımı

Bir Lyapunov fonksiyonu, bir denge noktasının kararlılığını kanıtlamak için kullanılabilen, faz uzayında tanımlanan skaler bir fonksiyondur. Lyapunov fonksiyonu yöntemi, çeşitli diferansiyel denklemlerin ve sistemlerin kararlılığını incelemek için uygulanır [42].

$$X' = f(X) \text{ or } \frac{dx_i}{dt} = f_i(x_1, x_2, \dots, x_n), i = 1, 2, \dots, n \quad (3.6)$$

$$X \equiv 0 \quad (3.7)$$

Bize sürekli türevlenebilir bir fonksiyon verildiğini varsayıyoruz.

$$V(X) = V(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (3.8)$$

Orijinin bir U komşusunda Tüm  $X \in U \setminus \{0\}$  için  $V(x) > 0$  olsun ve orijinde  $V(0) = 0$  olsun.

Örneğin, bu formların fonksiyonları

$$V(x_1, x_2) = ax_1^2 + bx_2^2, \quad V(x_1, x_2) = ax_1^2 + bx_2^4, \quad a, b > 0 \quad (3.9)$$

$V(x)$  fonksiyonunun t zamanına göre toplam türevini buluyoruz:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\partial V}{\partial x_1} \frac{dx_1}{dt} + \frac{\partial V}{\partial x_2} \frac{dx_2}{dt} + \dots + \frac{\partial V}{\partial x_n} \frac{dx_n}{dt} \quad (3.10)$$

Bu ifade, iki vektörün skaler (nokta) çarpımı olarak yazılabilir:

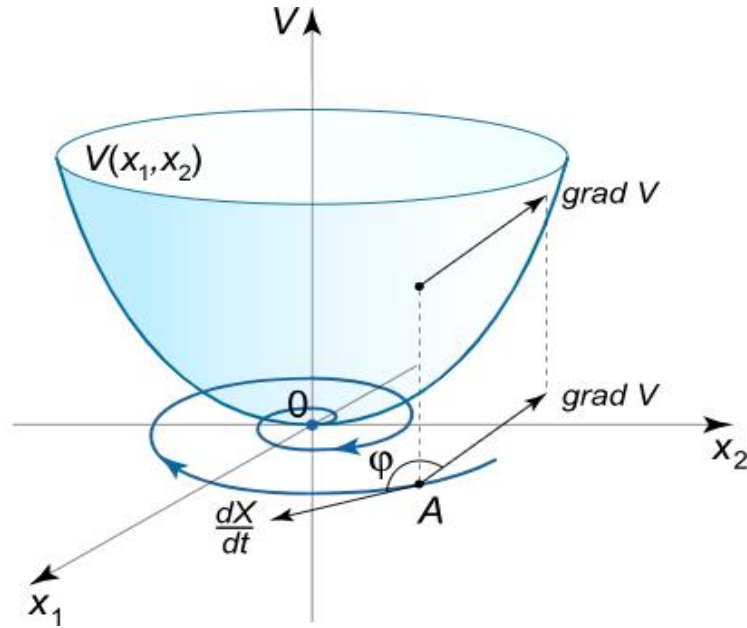
$$\frac{dV}{dt} = \left( \text{grad } V, \frac{dX}{dt} \right) \rightarrow \text{grad } V = \left( \frac{\partial V}{\partial x_1}, \frac{\partial V}{\partial x_2}, \dots, \frac{\partial V}{\partial x_n} \right) \frac{dX}{dt} = \left( \frac{dx_1}{dt}, \frac{dx_2}{dt}, \dots, \frac{dx_n}{dt} \right) \quad (3.11)$$

Burada ilk vektör  $V(X)$ 'in gradyanıdır, yani her zaman  $V(X)$ 'deki en büyük artışa yöneliktir. Tipik olarak,  $V(X)$  fonksiyonu orijinden uzaklaştıkça artar, yani  $|X| \rightarrow \infty$  sağlanır. Skaler çarpımdaki ikinci vektör hız vektörüdür. Herhangi bir noktada, faz yörüngesine teğettir.

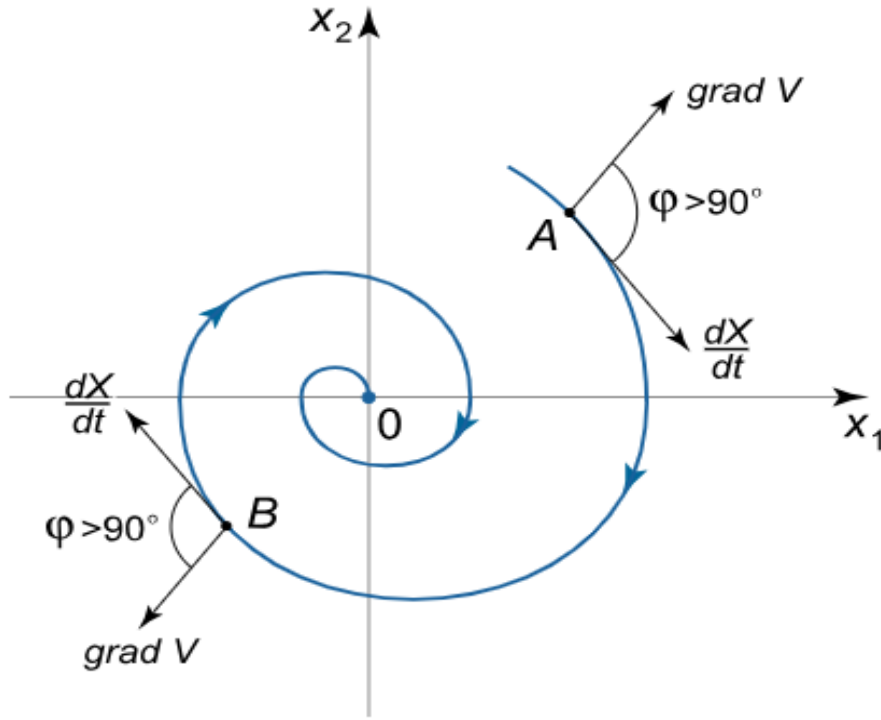
Orijinin  $U$  komşuluğunda  $V(X)$ 'in türevinin negatif olduğu durumu ele alalım:

$$\frac{dV}{dt} = \left( \text{grad } V, \frac{dX}{dt} \right) < 0 \quad (3.12)$$

Bu, gradyan vektörü ile hız vektörü arasındaki  $\alpha$  açısının  $90^\circ$ 'den büyük olduğu anlamına gelir. İki değişkenli bir fonksiyon için, Şekil 3.10 ve 3.11'de şematik olarak gösterilmiştir.



Şekil 3.10. Lyapunov fonksiyonunun asimptotik gösterimi



Şekil 3.11. Lyapunov fonksiyonunun asimptotik gösterimi

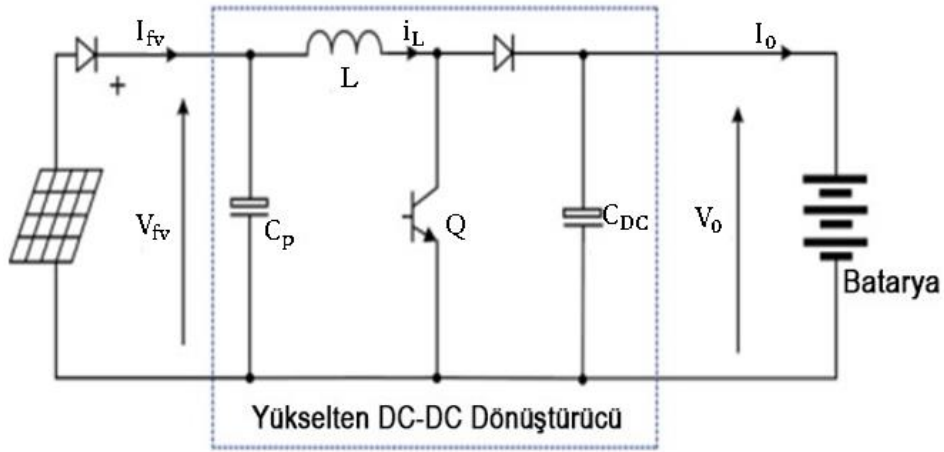
Özet olarak, bir faz yörüngesi boyunca türev  $\frac{dV}{dt}$  her yerde negatifse, o zaman yörünge orijine yönelir, yani sistem kararlıdır. Aksi takdirde,  $\frac{dV}{dt}$  türevi pozitif olduğunda yörünge orijinden uzaklaşır, yani sistem kararsızdır. Bir fonksiyonun Lyapunov fonksiyonu olması için 3 şart vardır [42].

- 1)  $V(x) = 0$  ancak ve ancak sıfır değerinde fonksiyon sıfır olacaktır.
- 2)  $V(x) > 0$  ancak ve ancak sıfırdan farklı diğer değerler için fonksiyon sıfırdan büyük olacaktır.
- 3)  $\dot{V}(x) = \frac{d}{dt}V(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial V}{\partial x_i} f_i(x) = \nabla V \cdot f(x) \leq 0$  tüm değerler için  $x \neq 0$  sıfırdan farklı diğer değerler için fonksiyonun türevi sıfırdan küçük (negatif) olacaktır.

Bu kuralları basit bir örnekle pekiştirelim.

Mesela örneğimizdeki  $\dot{x} = -x$  sistemi için, Lyapunov fonksiyonu olarak  $V(x) = x^2$ 'yi seçebiliriz, çünkü;

$$V(\dot{x}) = \frac{\partial V}{\partial x} \dot{x} = 2x \cdot (-x) = -2x^2 < 0 \quad \forall x \in \mathbb{R} \setminus \{0\} \quad (3.13)$$



Şekil 3.12. DC-DC yükselten dönüştürücü devresi

Şekil 3.12'deki DC-DC yükselten dönüştürücüde mosfet üzerinde kontrolör için uygun Lyapunov fonksiyonu belirlenip, matematiksel işlemlerin nasıl yapıldığı aşağıda adım adım anlatılmıştır.

Kirchhoff kanunları ile şekildeki devreden elde edilen diferansiyel denklemler aşağıdaki gibidir:

$$C_p \frac{dV_{fv}}{dt} = i_{fv} - i_L \quad (3.14)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{fv} - (1 - U)V_o \quad (3.15)$$

$x = [x_1 \ x_2]^T = [V_{fv} \ I_L]^T$  ve  $U \in \{0,1\}$  anahtarlama sinyali kontrolüdür.



$$C_p \frac{dx_1}{dt} = i_{fv} - x_2 \quad (3.16)$$

$$L \frac{dx_2}{dt} = x_1 - (1 - U)V_0 \quad (3.17)$$

Durum denklemlerinin düzenlenmiş hali aşağıdaki gibi olur.

$$\frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{C_p} i_{fv} - \frac{1}{C_p} x_2 \quad (3.18)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = \frac{1}{L} V_{fv} - \frac{1}{L} (1 - U)V_0 \quad (3.19)$$

Bu aşamadan sonra uygun Lyapunov fonksiyonu belirlenip sisteme uygulanacaktır.

Adım 1:

$$\text{İlk izleme hatası değişkeni: } z_1 = (x_1 - V_{fvref}) \quad (3.20)$$

(3.19) denklemindeki eşitlik kullanılarak, izleme hatası türevi aşağıdaki gibi yazılır.

$$\dot{z}_1 = (\dot{x}_1 - \dot{V}_{fvref}) = \frac{1}{C_p} (i_{fv} - x_2) - \dot{V}_{fvref} \quad (3.21)$$

Bu diferansiyel denkleme göre seçeceğimiz Lyapunov fonksiyonu:

$$V_1(z_1) = V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (3.22)$$

Denklem (3.21)'i kullanarak türev alırsak:

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 \cdot \left( \frac{1}{C_p} (i_{fv} - x_2) - \dot{V}_{fvref} \right) \quad (3.23)$$

Sistemin sanal kontrolü  $\alpha_1$ 'in, türevin sıfırdan küçük olması için mantıklı seçimi:

$$\dot{z}_1 = -k_1 z_1 \quad (3.24)$$

$$\dot{V}_1 = -k_1 z_1^2 \leq 0 \quad (3.25)$$

(3.19) Denklemi tanımlanan alt sistemin kararlılığı sağlanmış olur. Burada  $k_1$  pozitif sabittir ve bu, geri adımlamalı kontrolörünün bir tasarım parametresini temsil eder. Stabilizasyon fonksiyonu daha sonra şu şekilde tanımlanır:

$$\alpha_1 = i_{fv} + C_p(k_1 z_1 - V_{fvref} \dot{\phantom{V}}) \quad (3.26)$$

Bu nedenle, sistemin (3.21) denkleminde orijindeki asimptotik kararlılığı sağlanmış olur.

Adım 2:

$x_2$  durum değişkeni ile onun istenen değeri  $\alpha_1$  arasındaki farkı temsil eden ikinci hata değişkeni şu şekilde tanımlanır:

$$z_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (3.27)$$

Daha sonra hata uzayındaki  $(z_1, z_2)$  sistem denklemleri çıkarılır:

$$\dot{z}_1 = -\frac{1}{C_p}(\alpha_1 + z_2) + \frac{1}{C_p}i_{fv} - V_{fvref} \dot{\phantom{V}} \quad (3.28)$$

$$\dot{z}_2 = \frac{1}{L}(x_1 - (1 - u_1) \cdot V_0) - \dot{\alpha}_1 \quad (3.29)$$

Yeni Lyapunov fonksiyonu:

$$V_2(z_1, z_2) = V_1 + \frac{1}{2}z_2^2 \quad (3.30)$$

Lyapunov fonksiyonunun türevi alınırsa

$$\dot{V}_2(z_1, z_2) = \dot{V}_2 = z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2$$

$$\dot{V}_2(z_1, z_2) = z_1 \cdot \left(-\frac{1}{C_p} z_2 - k_1 z_1\right) + z_2 \cdot \left(\frac{1}{L}(x_1 - (1 - u_1) \cdot V_0) - \dot{\alpha}_1\right) \quad (3.31)$$

$$\dot{V}_2 = -k_1 z_1^2 + z_2 \left(-\frac{1}{C_p} z_1 + \frac{1}{L}(x_1 - (1 - u_1) \cdot V_0) - \dot{\alpha}_1\right)$$

Bu adımda aşağıdaki ifadeyi elde etmek için  $u_1$  komutu seçilir.

$$\left(-\frac{1}{C_p} z_1 + \frac{1}{L}(x_1 - (1 - u_1) \cdot V_0) - \dot{\alpha}_1\right) = -k_2 z_2 \quad (3.32)$$

Bu nedenle, geri adımlamalı kontrolör tarafından üretilecek olan  $u_1$  kontrol değişkenimizin ifadesi:

$$u_1 = 1 - \frac{1}{V_0} [x_1 - L\dot{\alpha}_1 - L\left(\frac{1}{C_p} z_1 - k_2 z_2\right)] \quad (3.33)$$

$k_2 > 0$  için Lyapunov fonksiyonunun türevini negatif yapmasına yol açar,

$$\dot{V}_2 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 \leq 0 \quad (3.34)$$

Bu matematiksel işlemlerin amacı, hata değişkenlerinin  $(z_1, z_2)$  asimptotik olarak orijine yakınsamasını sağlar, bu da  $x_2$ 'nin asimptotik olarak orijine  $V_{fvref}$ 'e yakınsadığını ima eder ve böylece FV dizisinden maksimum gücün üretilmesi işlemi gerçekleştirilir.  $u_1$ , yükselten dönüştürücüdeki güç transistörlerini kontrol etmek için uygun bir darbe genişlik modülasyonu (DGM) sinyali veren DGM jeneratörünün girişi olan görev döngüsüdür.  $V_1$  ve  $V_2$ 'nin türevleri negatif fonksiyonlar olduğu için  $z_1$  hatası sıfır olma eğilimindedir.

### 3.7. Geri Adımlamalı Kontrol

Bir aracın hızı veya elektrik sinyalleri gibi birçok fiziksel niceliğin bir üst sınırı vardır. Bu üst sınıra ulaşıldığında doğrusallık kaybolur. Termal, akışkan veya biyolojik sistemler gibi bazı sistemleri yöneten diferansiyel denklemler doğrusal değildir. Bu nedenle, bu tür sistemler için kontrolörleri analiz ederken ve tasarlarken doğrusal olmama durumlarını doğrudan dikkate almak avantajlıdır. Örneğin mekanik sistemler geri tepmeli olarak tasarlanabilir, bu, çok küçük bir sinyalin çıkış üretemeyeceğindedir (dişli kutularında). Ek olarak, birçok mekanik sistem doğrusal olmayan sürtünmeye tabidir. Pek çok pratik kontrol sisteminin parçası olan röleler doğası gereği doğrusal değildir. Son olarak, elektrikli makinelerdeki ve transformatörlerdeki ferromanyetik çekirdekler genellikle doğrusal olmayan mıknatıslanma eğrileri ve denklemleriyle tanımlanır. İşte bu doğrusal olmayan sistemler için kullanabileceğimiz, işimizi kolaylaştıracak en yaygın ve en önemli kontrolör yöntemlerinden birisi geri adımlamalı kontrolüdür.

Doğrusal olmayan sistemler, sistemin iç dinamiklerini dikkate almadan kararlılığı sağlamak için belirli teoriler ve yöntemler kullanır. Geri adımlamalı kontrol bu yöntemlerden birisidir. Geri adımlamalı, 1990 dolaylarında Petar V. Kokotovic ve diğer araştırmacılar tarafından özel bir doğrusal olmayan dinamik sistem sınıfı için dengeleyici kontrolörler tasarlamak için geliştirilmiş bir tekniktir. Bu sistemler, başka bir yöntem kullanılarak stabilize edilebilen indirgenemez bir alt sistemden yayılan alt sistemlerden inşa edilmiştir. Bu özyinelemeli yapı nedeniyle tasarımcı, tasarım sürecini bilinen kararlı sistemde başlatabilir ve her bir dış alt sistemi aşamalı olarak kararlı hale getiren yeni denetleyicileri geri alabilir. Nihai harici kontrole ulaşıldığında süreç sona erer. Bu nedenle, bu işlem geri adımlamalı olarak bilinir [43]. Geri adımlamalı kontrol, sistemi kontrol etmek için bir geri besleme kontrol yasasının tasarlandığı ve sistemin sağlamlığı ve kararlılığı gibi gerekli özelliklerin elde edildiği “Lyapunov” tabanlı bir sağlam kontrol tekniğidir. Bir başka deyişle geri adımlamalı kontrol yöntemi, bir kontrol Lyapunov fonksiyonunun seçimini bir geri besleme kontrolörünün tasarımına bağlayan ve sistemlerin global asimptotik kararlılığını garanti eden özyinelemeli bir tasarım prosedürüdür.

Özyinelemeli tasarım süreci, geri adımlamalı kontrolde temel bir kavramdır ve tasarım süreci, karmaşık sistemler için dengeleyici denetleyiciler tasarlamak için güçlü bir araçtır.

Belirsizlikler ve aksaklıklar olsa bile sistemin istikrarını sağlamak için sistematik ve titiz bir yaklaşım sağlar. Süreç, kontrol problemini daha basit alt sistemlere ayırmayı ve genel sistemin kararlılığını sağlayan her bir alt sistem için bir denetleyici tasarlamayı içerir.

Doğrusal olmayan sistemleri nasıl kontrol edebiliriz?

Doğrusal olmayan geri beslemeli sistemleri analiz etmek için geliştirilmiş farklı birçok teknik vardır:

- ▶ Fonksiyon yöntemini tanımlama.
- ▶ Faz düzlemi yöntemi.
- ▶ Lyapunov kararlılık analizi.
- ▶ Tekil pertürbasyon yöntemi.
- ▶ Popov kriteri ve mutlak kararlılık için daire kriteri.
- ▶ Merkez manifold teoremi.
- ▶ Küçük kazanç teoremi.
- ▶ Pasiflik analizi.

Tasarlanan bu sistemimiz için geri adımlamalı kontrolün olmazsa olmazı Lyapunov'un kararlılık analizini kullanacağız. Geri adımlamalı kontrol yöntemi Lyapunov'un ikinci metodu [44] olarak da bilinen kararlılık analiz yönteminin bir uyarlamasıdır. Geri adımlamalı kontrol yöntemi doğrusal ya da doğrusal olduğuna bakılmaksızın çoğu sisteme tatbik edilebilmektedir. Buradaki temel kısıt sistemin karmaşıklık düzeyidir. Sistem çok karmaşık olduğunda türev alımından kaynaklı olarak çok sayıda yerine koyma işlemi yapılması gerekir. Bu tür durumlarda tasarımcının hatalı hesaplama yapma olasılığı artar ancak bu tasarımın yapılmasına herhangi bir engel teşkil etmez [45-46].

Geri adımlamalı kontrol, doğrusal olmayan kontrol problemini bir dizi daha basit, tek girişli tek çıkışlı alt sistemlere bölen yinelemeli bir tasarım sürecidir. Her alt sistem, genel sistemin kararlılığını garanti eden bir Lyapunov işlevi tasarlayarak önceki alt sisteme yeni bir kontrol girişi ekler. Kontrol yasası daha sonra doğrusal olmayan sistemin kararlılığını ve performansını sağlayan Lyapunov denkleminin çözülmesiyle elde edilir. Geri adımlamalı kontrolün arkasındaki ana fikir, sistemi, geri beslemeli kontrolörün tasarım

sürecini kolaylaştıran kanonik bir forma dönüştürmektir. Geri adımlamalı kontrolün avantajlarından biri, geleneksel doğrusal kontrol yöntemleri kullanılarak kontrol edilmesi zor veya imkânsız olan doğrusal olmayan sistemler için kontrolör tasarımına izin vermesidir. Bunun nedeni, geri adımlamalı kontrolün belirsizlikler ve bozulmalar içeren karmaşık, doğrusal olmayan sistemleri idare edebilmesidir. Geri adımlamalı kontrolün diğer bir avantajı, sistem parametrelerindeki değişikliklere dayanıklı kontrolörler tasarlamak için kullanılabilmesidir. Bu önemlidir, çünkü birçok gerçek dünya sistemi zaman içinde değişen veya belirsizliğe maruz kalan parametrelere sahiptir [47].

Geri adımlamalı kontrol tekniği yenilenebilir enerji sistemlerinde, havacılık ve uzay mühendisliğinde, otomotiv kontrol sistemlerinde, robotik ve kimyasal süreçler gibi çeşitli endüstrilerde ve uygulamalarda kullanılmıştır. Teknik, uzay aracının tutumunu ve irtifasını kontrol etmek, arabalar için aktif süspansiyon sistemleri tasarlamak ve kimyasal reaktörleri stabilize etmek için uygulanmıştır. Geri adımlamalı kontrolün çok yönlülüğü, onu doğrusal olmayan sistemleri kontrol etmek için popüler bir seçim haline getirmiştir.

Havacılık ve uzay mühendisliğinde, geri adımlamalı kontrol, bozulmalar ve belirsizliklerin mevcudiyetinde tutumlarını ve irtifalarını koruyabilen uzay araçları için kontrolörler tasarlamak için kullanılmıştır. Bu önemlidir çünkü uzay aracı, küçük bozulmaların bile performansları üzerinde önemli bir etkiye sahip olabileceği sert ve öngörülemeyen bir ortamda çalışır. Otomotiv kontrol sistemlerinde, yolcular için sorunsuz ve konforlu bir sürüş sağlarken aynı zamanda aracın yol tutuşunu ve dengesini iyileştirebilen aktif süspansiyon sistemlerini tasarlamak için geri adımlamalı kontrol kullanılmıştır. Bu önemlidir, çünkü kötü tasarlanmış bir süspansiyon sistemi rahatsız sürüşlere, kötü yol tutuşa ve hatta kazalara yol açabilir. Robotikte, dinamik ve belirsiz ortamlarda karmaşık görevleri yerine getirebilen robotlar için kontrolörler tasarlamak için geri adımlamalı kontrol kullanılmıştır. Bu önemlidir çünkü robotlar, insanlarla etkileşime girmeleri gereken ve insanlar için gerçekleştirmesi zor veya tehlikeli olan görevleri yerine getirmeleri gereken uygulamalarda giderek daha fazla kullanılmaktadır. Kimyasal işlemlerde, kimyasal reaktörleri stabilize etmek ve kimyasal işlemlerin verimliliğini artırmak için geri adımlamalı kontrol kullanılmıştır. Bu önemlidir, çünkü kimyasal süreçler genellikle karmaşıktır ve doğrusal değildir ve küçük bozulmalar bile performansları üzerinde önemli bir etkiye sahip olabilir.

### 3.7.1. Geri Adımlamalı Kontrolün Avantajları

- Geri adımlamalı kontrolün ana avantajlarından biri, sistemdeki belirsizliklere ve bozulmalara karşı sağlamlığıdır. Kontrol yasası, sistemin yörüngesi boyunca azalan ve böylece sistemin kararlılığını garanti eden bir Lyapunov fonksiyonuna dayanmaktadır. Tekniğin sağlamlığı, onu sistem dinamiklerinin belirsiz olduğu veya sistemin davranışını etkileyen bozulmaların olduğu uygulamalar için uygun hale getirir.
- Sistemdeki karışıklık ve belirsizlikleri ne kadar zor olursa olsun rahatça kontrol edebilme yeteneğine sahiptir.
- Asimptotik yakınsama ile çok büyük ve karmaşık değerleri rahatça hesaplayabilir.
- Lyapunov tabanlı kararlılık ve tasarım prosedürü ile sistemin kararlılığını sürdürmesine yardımcı olur.

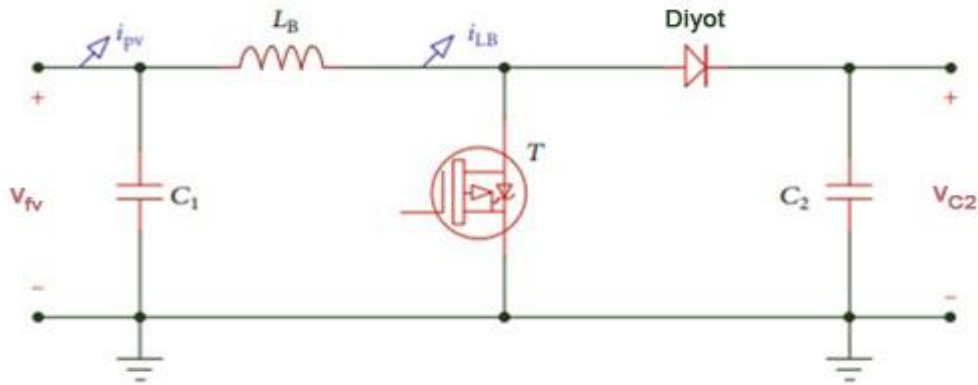
### 3.7.2. Geri Adımlamalı Kontrolün Dezavantajları

- Geri adımlamalı kontrolün dezavantajlarından biri, karmaşıklığı ve hesaplama zorluklarıdır. Teknik, bir Lyapunov fonksiyonunun tasarımı ve hesaplama açısından pahalı olabilecek her bir alt sistem için bir Lyapunov denkleminin çözümünü gerektirir. Özyinelemeli tasarım süreci ayrıca tekniği diğer kontrol tekniklerinden daha karmaşık hale getirir ve bu da bazı uygulamalarda dezavantaj olabilir. Tekniğin karmaşıklığı ve hesaplama zorlukları, onu gerçek zamanlı kontrolün gerekli olduğu veya hesaplama kaynaklarının sınırlı olduğu uygulamalar için uygun hale getirmez. Bununla birlikte, bilgi işlem teknolojisindeki gelişmeler, gerçek zamanlı uygulamalarda geri adımlamalı kontrolün uygulanmasını mümkün kılarak, daha geniş bir uygulama yelpazesi için daha erişilebilir hale getirmiştir.
- Tüm sistem durumları hakkında bilgiye ihtiyaç duyar.
- Sistem çok karmaşık olduğunda tasarımcının hatalı hesaplama yapma olasılığı artar.
- Çok yüksek büyüklüklerde, ilk başta kısa süreli kararsız bir kontrol sinyali üretir ancak sonrasında kararlı bir kontrol sinyali üretimiyle devam eder.
- Doğrusal olmayan sistem, özyinelemeli geri adımlama kontrol algoritmasını uygulamak için bir geri besleme formunda yazılmalıdır.

Sonuç olarak, geri adımlamalı kontrol, birçok avantajı ve dezavantajı olan güçlü bir kontrol tekniğidir. Belirsizliklere karşı sağlamlığı ve uyarlanabilirliği, onu çok çeşitli uygulamalar için uygun hale getirirken, karmaşıklığı ve hesaplama zorlukları bazı uygulamalarda dezavantaj olabilir. Bununla birlikte, teknik, çeşitli mühendislik uygulamalarında doğrusal olmayan sistemleri kontrol etmek için popüler bir seçim olmaya devam etmektedir.

### 3.7.3. Yükselten Dönüştürücü Dinamik Modeli ve Geri Adımlamalı Kontrolün Tasarımı

Sistemde kullanılan yükselten dönüştürücünün temel şeması Şekil 3.13'te gösterilmektedir.  $i_{fV}$  ve  $V_{fV}$ , sırasıyla FV dizisi tarafından FV akım ve FV gerilimidir.  $V_{fV}$ , MGN'ye ulaşmak için düzenlenmesi gereken parametredir.  $i_{LB}$  indüktör  $L_B$ 'deki akım ve  $V_{C2}$  yükseltici dönüştürücünün çıkış gerilimidir. Şekil 3.13'te yükselten dönüştürücü devresine bakarak Kirchoff teoremini uyguladığımızda (3.35) ve (3.36)'da gösterildiği gibi sistemin dinamik modelini temsil eder.



Şekil 3.13. Yükselten dönüştürücü devresi [15]

$$C_1 \frac{dV_{fV}}{dt} = i_{fV} - i_{LB} \quad (3.35)$$

$$L_B \frac{di_{LB}}{dt} = V_{fV} - (1 - u_1)V_{C2} \quad (3.36)$$



Sistem durumu olarak  $V_{fv}$  gerilimi ve yükselten dönüştürücünün sinyal kontrolü olarak  $u_1$  kontrol parametresi seçilerek,  $V_{fv}$  yerine  $x_1$ ,  $i_{LB}$  yerine  $x_2$  yazıp (3.35) ve (3.36)'daki denklem aşağıdaki gibi yeniden düzenlenebilir.

$$C_1 \dot{x}_1 = i_{fv} - x_2 \quad (3.37)$$

$$L_B \dot{x}_2 = x_1 - (1 - u_1) V_{C2} \quad (3.38)$$

Burada  $x$ , ikinci dereceden sistemin durum vektörüdür.  $x_1$  ve  $x_2$ , sırasıyla  $V_{fv}$  ve  $i_{LB}$ 'nin ortalama değeridir ve  $u_1$  kontrol yasasıdır [15].

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{C_1} i_{fv} - \frac{1}{C_1} x_2 \quad (3.39)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{L_B} x_1 - \frac{(1 - u_1)}{L_B} V_{C2} \quad (3.40)$$

Amaç, bir geri adımlamalı kontrolör kullanarak FV dizisi tarafından maksimum gücü üretmek için FV referans gerilimini izlemektir. Kontrol yasası, Lyapunov dinamik sistemlerinin kararlılık teorisine dayalı olarak üretilir. Bu nedenle  $e_1$  hatadır ve şu şekilde tanımlanır:

$$e_1 = x_1 - V_{fvref} \quad (3.41)$$

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{V}_{fvref} = \frac{1}{C_1} i_{fv} - \frac{1}{C_1} x_2 - \dot{V}_{fvref}$$

İlk Lyapunov işlevi  $V_1$  şu şekilde tanımlanır:

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (3.42)$$

$V_1$ 'in türevini alırsak:

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 \left( \frac{1}{C_1} \dot{i}_{fv} - \frac{1}{C_1} \dot{x}_2 - \dot{V}_{fvref} \right) \quad (3.43)$$

$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 < 0$ , ifadesini elde etmek için denklem (3.44)'e sahip olmak gerekir, burada  $k_1$  pozitif bir sabittir:

$$\frac{1}{C_1} \dot{i}_{fv} - \frac{1}{C_1} \dot{x}_2 - \dot{V}_{fvref} = -k_1 e_1 \quad (3.44)$$

Sistemin sanal kontrolü  $x_2^*$  aşağıdaki denkleme eşittir:

$$x_2^* = i_{fv} + C_1 k_1 e_1 - C_1 \dot{V}_{fvref} \quad (3.45)$$

Burada ikinci durum değişkeni  $x_2$  ile istenen değeri  $x_2^*$  arasındaki ikinci hata aşağıdaki gibi tanımlanır [15]:

$$e_2 = x_2 - x_2^* \quad (3.46)$$

$$x_2 = x_2^* + e_2 \quad (3.47)$$

Denklem (3.43)'teki  $V_1$ 'in türevinden,  $e_1$  hatasının türevinin ifadesi şu şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \frac{1}{C_1} \dot{i}_{fv} - \frac{1}{C_1} (\dot{x}_2^* + \dot{e}_2) - \dot{V}_{fvref} \\ &= \frac{1}{C_1} \dot{i}_{fv} - \frac{1}{C_1} \dot{x}_2^* - \frac{1}{C_1} \dot{e}_2 - \dot{V}_{fvref} \\ &= \frac{1}{C_1} \dot{i}_{fv} - \frac{1}{C_1} (\dot{i}_{fv} + C_1 k_1 \dot{e}_1 - C_1 \dot{V}_{fvref}) - \frac{1}{C_1} \dot{e}_2 - \dot{V}_{fvref} \end{aligned} \quad (3.48)$$

Bu nedenle, iki hatanın sistem denklemini

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 - \frac{1}{C_1} e_2 \quad (3.49)$$

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{x}_2^* = \frac{1}{L_B}x_1 - \frac{(1-u)}{L_B}V_{C2} - \dot{x}_2^* \quad (3.50)$$

İkinci bir Lyapunov fonksiyon adayı  $V_2$  seçilmesi

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (3.51)$$

Ve bu ifadenin türevi:

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_2\dot{e}_2 = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 \quad (3.52)$$

Denklem (3.52)'de (3.49) ve (3.50) denklemleri uygulanarak,  $V_2$ 'nin türevinin yeni ifadesinden bahsedilir:

$$\dot{V}_2 = e_1(-k_1e_1 - \frac{1}{C_1}e_2) + e_2(\frac{1}{L_B}x_1 - \frac{(1-u_1)}{L_B}V_{C2} - \dot{x}_2^*) \quad (3.53)$$

$$= -k_1e_1^2 + e_2(-\frac{1}{C_1}e_1 + \frac{1}{L_B}x_1 - \frac{(1-u_1)}{L_B}V_{C2} - \dot{x}_2^*)$$

$\dot{V}_2 = -k_1e_1^2 - k_2e_2^2 < 0$ , elde etmek için aşağıdakilere sahip olmak gerekir. (Burada  $k_1$  ve  $k_2$  iki pozitif sabittir)

$$-\frac{1}{C_1}e_1 + \frac{1}{L_B}x_1 - \frac{(1-u_1)}{L_B}V_{C2} - \dot{x}_2^* = -k_2e_2 \quad (3.54)$$

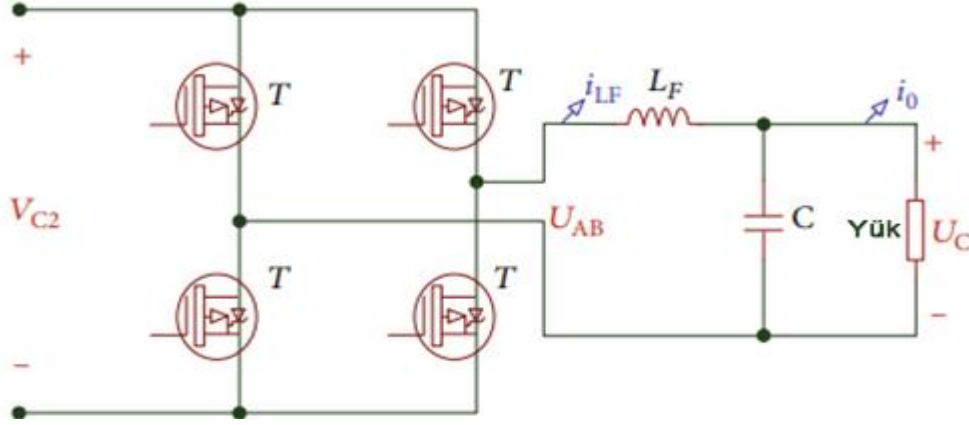
Yükselten dönüştürücü için “ $u_1$ ” e karşılık gelen kontrol yasası:

$$u_1 = 1 - \frac{1}{V_{C2}}[x_1 - L_B\dot{x}_2^* - L_B(\frac{1}{C_1}e_1 - k_2e_2)] \quad (3.55)$$

$u_1$ , yükselten dönüştürücüdeki güç transistörlerini kontrol etmek için uygun bir DGM sinyali veren DGM jeneratörünün girişi olan görev döngüsüdür.  $V_1$  ve  $V_2$ 'nin türevleri negatif fonksiyonlar olduğu için  $e_1$  hatası sıfır olma eğilimindedir [15].

### 3.7.4. LC Filtreli Evirici Dinamik Modeli ve Geri Adımlamalı Kontrolün Tasarımı

Sistemde kullanılan tek fazlı H köprülü evirici Şekil 3.14'te gösterilmektedir.  $V_{C2}$  DC (Doğru akım) gerilimidir.  $U_{AB}$  ve  $U_C$  sırasıyla filtrelemeden önceki ve filtrelemeden sonraki çıkış gerilimidir.  $i_{LF}$  indüktör  $L_F$ 'nin akımı ve  $i_0$  yükteki akımdır. Elektronik anahtarlar da uygulanan anahtarlama frekansı 20 kHz değerinde olup, eviricinin iyi bir çıkış gerilimi elde etmesi için sistemin 50 Hz olan frekansından önemli ölçüde yüksektir. Bu nedenle, gerilimler ve akımlar, kök ortalama kare (RMS) değerleri ile değiştirilir. Denklem (3.56) ve (3.57) sistem modelini temsil eder [15].



Şekil 3.14. Tek fazlı bir H köprü eviricinin temel şeması [15]

$$C \frac{dU_C}{dt} = i_{LF} - i_0 \quad (3.56)$$

$$L_F \frac{di_{LF}}{dt} = U_{AB} - U_C \quad (3.57)$$

Sistem durumu olarak  $U_C$  gerilimi ve eviricinin sinyal kontrolü olarak  $u_2$  kontrol parametresi seçilerek, (3.56) ve (3.57) denklemleri şu şekilde yeniden düzenlenebilir:

$$C \dot{x}_1 = x_2 - i_0 \quad (3.58)$$

$$L_F \dot{x}_2 = V_{C2} u_2 - x_1 \quad (3.59)$$

Burada  $x$ , ikinci dereceden sistemin durum vektörüdür.  $x_1$  ve  $x_2$  sırasıyla  $U_C$  ve  $i_{LF}$ 'nin ortalama değerleridir.  $u_2$  Kontrol yasasıdır.

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{C}x_2 - \frac{1}{C}i_0 \quad (3.60)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{V_{C2}}{L}u_2 - \frac{1}{L_F}x_1 \quad (3.61)$$

Amaç, kapalı çevrim bir regülasyona sahip olmak için geri adımlamalı bir kontrolör kullanarak yük terminallerinde sinüzoidal istenen çıkış gerilimine sahip olmaktır. Geri adımlamalı kontrolün tasarım tekniği, Lyapunov dinamik sistemlerinin kararlılık teorisine dayanmaktadır. Bu bölüm, çıkış gerilimini  $x_1$ 'i en düşük THB ve yüksek sağlamlık ile referans sinyali  $U_{cref}$ 'i izlemeye zorlamayı amaçlamaktadır. Bu nedenle,  $e_3$  hatadır ve şu şekilde tanımlanır [15]:

$$e_3 = U_{cref} - x_1 \quad (3.62)$$

Amaç sifıra eşit  $e_3$  elde etmektir.  $e_3$ 'ün türevi alınırsa,

$$\dot{e}_3 = \dot{U}_{cref} - \dot{x}_1 \quad (3.63)$$

$$\dot{e}_3 = \dot{U}_{cref} - \frac{1}{C}x_2 + \frac{1}{C}i_0 \quad (3.64)$$

Aşağıdaki Lyapunov adayını seçerek,

$$V_1 = \frac{1}{2}e_3^2 \quad (3.65)$$

$V_1$ 'in türevi:

$$\dot{V}_1 = e_3\dot{e}_3 = e_3\left(\dot{U}_{cref} - \frac{1}{C}x_2 + \frac{1}{C}i_0\right) \quad (3.66)$$

Tanımlanan ikinci hata bu şekildedir:

$$e_4 = \alpha - x_2 \quad (3.67)$$

$$x_2 = \alpha - e_4 \quad (3.68)$$

$e_4$ 'ün türevini aldığımızda:

$$\dot{e}_4 = \dot{\alpha} - \dot{x}_2 = \dot{\alpha} - \frac{V_{C2}}{L}u_2 + \frac{1}{L_F}x_1 \quad (3.69)$$

(3.66) ve (3.68) numaralı denklemlerden,

$$\dot{V}_1 = e_3(\dot{U}_{\text{cref}} + \frac{1}{C}i_0 + k_3e_3) \quad (3.70)$$

$\dot{V}_1 < 0$  elde etmek için, öyle bir  $\alpha$  seçelim ki:

$$\alpha = C(\dot{U}_{\text{cref}} + \frac{1}{C}i_0 + k_3e_3) \quad (3.71)$$

$k_3 > 0$  ise

$$\dot{V}_1 = e_3(\dot{U}_{\text{cref}} - \dot{U}_{\text{cref}} - \frac{1}{C}i_0 - k_3e_3 + \frac{1}{C}e_4 + \frac{1}{C}i_0)$$

$$\dot{V}_1 = e_3(-k_3e_3 + \frac{1}{C}e_4) \quad (3.72)$$

$$\dot{V}_1 = e_3\dot{e}_3$$

Bu yüzden,

$$\dot{e}_3 = -k_3e_3 + \frac{1}{C}e_4 \quad (3.73)$$

İkinci bir Lyapunov adayı seçersek,

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_4^2 \quad (3.74)$$

Ve türevi,

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_4\dot{e}_4 \quad (3.75)$$

(3.72) ve (3.73) numaralı denklemlere dayanarak,  $V_2$ 'yi alabiliriz.

$$\dot{V}_2 = -k_3e_3^2 + \frac{1}{C}e_3e_4 + e_4\dot{e}_4 \quad (3.76)$$

$$\dot{V}_2 = -k_3e_3^2 + e_4\left(\frac{1}{C}e_3 + \dot{e}_4\right)$$

Sonuç olarak (3.68) ve (3.76) numaralı denklemlerden  $V_2$ 'nin ifadesi:

$$\dot{V}_2 = -k_3e_3^2 + e_4\left(\frac{1}{C}e_3 + \dot{\alpha} - \frac{V_{C2}}{L_F}u_2 + \frac{1}{L_F}x_1\right) \quad (3.77)$$

(3.71) numaralı denklemden  $\alpha$ 'nın türevi:

$$\dot{\alpha} = C(U_{\text{cref}}'' + \frac{1}{C}\dot{i}_0 + k_3\dot{e}_3) \quad (3.78)$$

Bu nedenle,  $\dot{V}_2$ 'nin son ifadesi:

$$\dot{V}_2 = -k_3e_3^2 + z_2\left(\frac{1}{C}e_3 + CU_{\text{cref}}'' + \dot{i}_0 + Ck_3\dot{e}_3 - \frac{V_{C2}}{L_F}u_2 + \frac{1}{L_F}x_1\right) \quad (3.79)$$

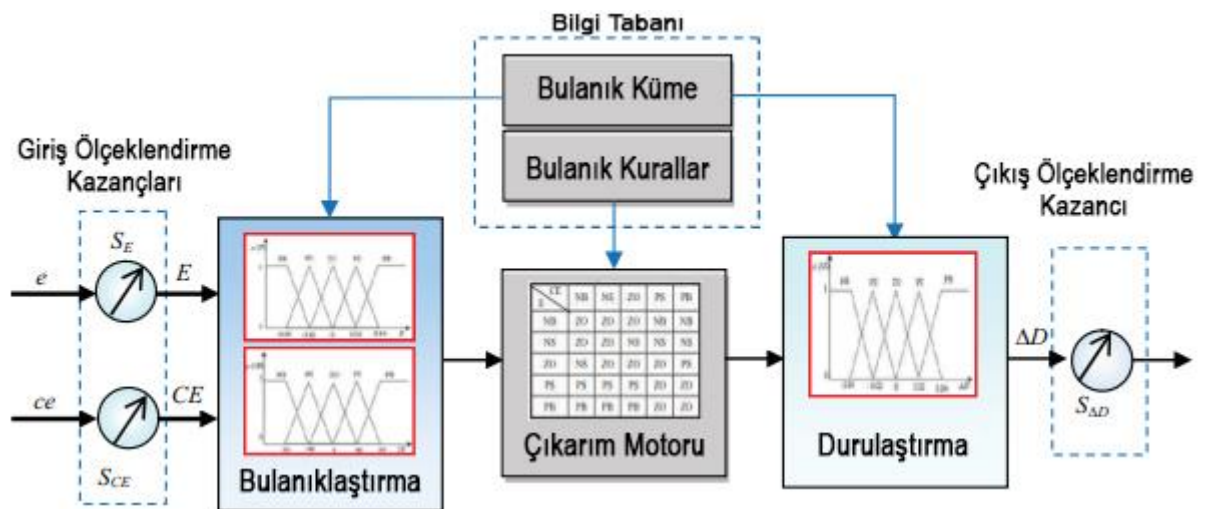
$\dot{V}_2 < 0$  elde etmek için, denklem (3.80)'de tanımlandığı gibi evirici için “ $u_2$ ” kontrol yasasını seçin, burada  $k_4 > 0$ :

$$u_2 = \frac{L_F}{V_{C2}}\left(\frac{1}{C}e_3 + CU_{\text{cref}}'' + \dot{i}_0 + Ck_3\dot{e}_3 + \frac{1}{L_F}x_1 + k_4e_4\right) \quad (3.80)$$

Bu kontrol yasasını bağımsız sistemdeki DGM eviricisine uygulayarak,  $V_1$  ve  $V_2$ 'nin türevleri negatif fonksiyonlar olduğundan  $e_3$  hatası sıfır olma eğilimindedir. Lyapunov teorisine göre, evirici için geri adımlamalı kontrolünün iyi stabilitesini sağlamak için  $k_3 > 0$  ve  $k_4 > 0$  seçilmelidir [15].

### 3.8. Bulanık Mantık Kontrol

Bulanık mantık, insan zekâsı ve insan düşüncesinin doğası üzerine yapılan çalışmalara dayalı bilgisayar programlarının geliştirilmesiyle ilgilenen bir mühendislik dalı olan yapay zekanın bir koludur [49]. Bulanık mantık, uzman sistemler ve süreç kontrolü için kullanılan kural tabanlı bir karar verme yöntemidir. Bulanık mantık denetleyici kesin olmayan girdilerle çalışır, doğrudan bir matematiksel modele ihtiyaç duymaz ve bir kümede kısmi üyeliğe sahip olması bakımından geleneksel mantıktan farklıdır.

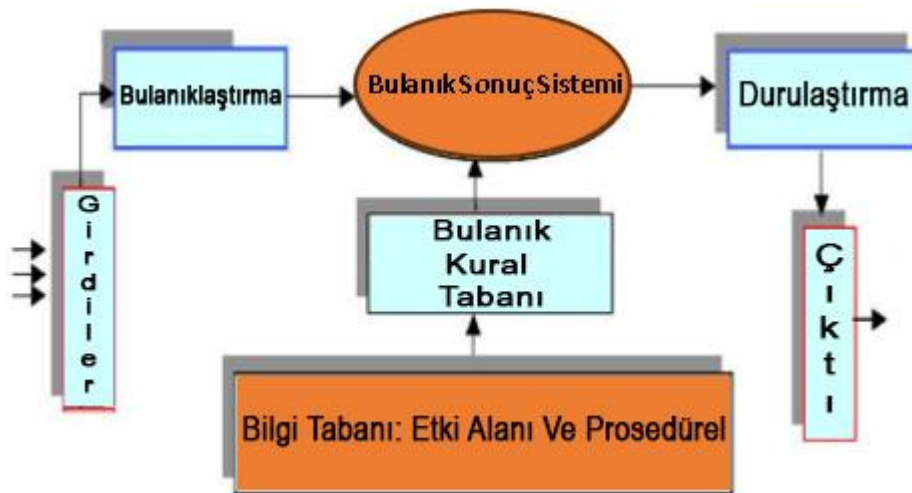


Şekil 3.15. Bulanık mantık kontrolünün yapısı [48]

Geleneksel mantık, bir değişkenin yalnızca bir kümede var olup diğerinde olmamasından oluşurken, bulanık mantıkta bir değişken, kısmi üyelikle birden fazla kümeden oluşur. Bulanık model, bulanık mantıkla ilişkili bir değişkenler sistemidir. Bulanık mantık denetleyicisi, bulanık sistemi kontrol etmek için giriş değişkenlerinin geçerli değerleri üzerine kurulu tanımlanmış kuralları kullanır. Bu model, dilsel değişken, üyelik fonksiyonları ve kurallar bölümlerinden oluşmaktadır. Dilsel değişkenler, kontrol edilecek sistemin giriş ve çıkış değişkenleri olarak tanımlanır. Bu denetleyici, en az bir giriş ve çıkış



değişkeni gerektirir. Dilsel tanımlar, dil değişkeninin değer kategorilerini temsil eder ve üyelik işlevleri, dilsel tanımlarına karşılık gelen sayısal işlevlerdir. Bir üyelik işlevi, bir dilsel değişkenin dilsel tanımları içindeki üyelik derecesini belirler. Kurallar, dilsel tanımlar üzerine inşa edilen girdi ve çıktı değişkenleri arasındaki ilişki olarak tanımlanır. Kural tabanları, bulanık sistem için kurallar kümesidir. Kural tabanı, kontrol stratejisine eşittir. Bulanık mantık, türetilmesi zor veya doğrusal olmayan birçok fiziksel sistemi kontrol etmek için kullanılan yapay zekâ kontrolüdür. Bulanık mantık sürecinde bulanıklaştırma, dilsel bir kontrol stratejisinin uygulanması ve bulanıklaştırmadan arındırma olmak üzere üç temel bölüm vardır [49].

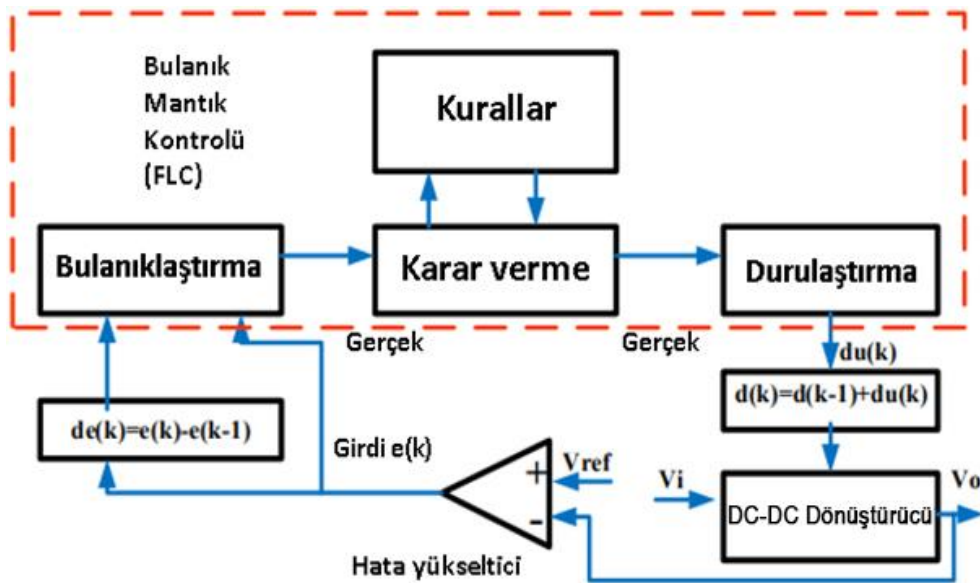


Şekil 3.16. Bulanık mantık sisteminin iç yapısı

Bulanık mantık kontrolü uygulaması, endüstriyel süreç kontrolünden biyomedikal enstrümantasyona ve menkul kıymetlere kadar uzanır. Bulaşık makineleri ve TV'ler gibi ev malzemelerinin geliştirilmesi ve endüstri uygulamaları dahil olmak üzere birçok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. Kontrol sistemlerinde bulanık mantık kullanımı da oldukça popüler olmuştur. Bulanık mantık kontrolü kullanımının artmasının nedeni, bilgiyi manipüle etmek için matematiksel form yerine dilsel bir form kullanabilme yeteneğidir. Bulanık mantık kontrolleri herhangi bir modele uyacak şekilde tasarlanmıştır ve bağımlı deterministik matematiksel modeller değildir. Ayrıca düşük maliyet ve kontrolün basitliği gibi başka avantajları da vardır, bu da bulanık mantık kontrolünü birçok kontrol sisteminde diğer klasik kontrolörlerden daha fazla kullanır hale getirir. Doğrusal olmayan sistemler için en önemli kontrol yöntemlerinden biridir. FV sisteminin doğrusal olmayan doğası, FV

dizisinin akımından ve gücünden açıkça anlaşılmaktadır ve dizinin terminal çalışma gerilimine bağlıdır. Ek olarak, MGN, güneşlenme seviyesi ve sıcaklığa göre değişir. Bu nedenle, MGNT kontrolü karmaşık bir problemdir. Bu problemlerin üstesinden gelmek için bulanık mantık denetleyici ile izleme kontrol sistemi önerilmiştir.

Bulanık mantık kontrolü, bulanık mantık parametre ayarı için uzman bilgisi gerektirir ve kontrolör ancak tasarımda yer alan uzmanlık kadar iyi olabilir. Oluşturulan kural tablosu tamamen tecrübe gerektirir ve deneme yanılma yoluyla uygulanabilir. Bulanık mantık, kesin olmayan ve belirsizliklerle yüzleşmek için bize sistem hakkında bazı avantajlar yaratır. Bulanık mantık kontrolü (i) bulanıklaştırma, (ii) bulanık kurallar ve (iii) durulaştırma olmak üzere üç bölüm içerir. Gerilim ve akım değerleri, üyelik fonksiyonları aracılığıyla ölçeklenir ve normalleştirilir. Üyelik işlevi değerleri, 5 bulanık alt küme kullanılarak dilsel değişkenlere atanır. NB (negatif büyük), NS (negatif küçük), ZE (sıfır), PS (pozitif küçük) ve PB (pozitif büyük). Burada uygulanan bulanık kontrol, üçgen üyelik fonksiyonlarını kullanır.



Şekil 3.17. Bulanık mantık kontrolünün genel algoritması

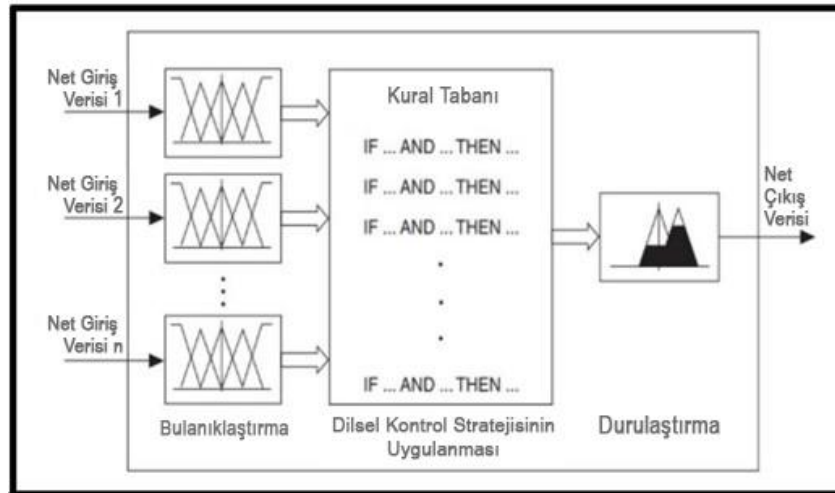
### 3.8.1. Bulanıklaştırma (Fuzzification):

Bulanıklaştırma, girdi dil değişkenlerinin sayısal girdi değerlerini üyelik fonksiyonlarına göre dilsel terimlere karşılık gelen tanımlara dönüştürme işlemidir. Bulanıklaştırma, gerçek değişkenlerden bulanık değişkenlere geçişi mümkün kılar. Bulanıklaştırma, net bir kümeyi bulanık kümeye veya bulanık kümeyi bulanık kümeye dönüştürme işlemi olarak tanımlanabilir. FV modülünün gerçek gerilimi (V) ve akımı (I) sürekli olarak ölçülebilir ve güç hesaplanabilir ( $P = V \times I$ ). Kontrol, önerilen denetleyicinin iki giriş değişkeniyle ilgili iki kriterin, yani bir k örnekleme anında E hatası (P-I karakteristiğinin eğimini temsil eder) ve bu hatanın değişimi (CE) ile ilgili iki kriterin karşılanmasına dayalı olarak belirlenir. E ve CE değişkeni aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$E(k) = \frac{P(k) - P(k-1)}{I(k) - I(k-1)} \quad (3.81)$$

$$CE(k) = E(k) - E(k-1) \quad (3.82)$$

$P(k)$  ve  $I(k)$ , sırasıyla FV panelin gücü ve akımıdır. Bu nedenle,  $E(k)$  girişi k anında çalışma noktasının P-I karakteristiği üzerinde MGN'nin solunda mı yoksa sağında mı olduğunu gösterirken,  $CE(k)$  girişi bu noktanın yer değiştirme yönünü ifade eder. DC-DC dönüştürücünün görev oranındaki değişim ( $\Delta D$ ) önerilen denetleyicinin çıkışı olarak kullanılmıştır. Bu nedenle çalışma noktasını eğimin sıfır olduğu optimal noktaya geri getirmek için  $E(k)$  eğimine göre bu görev oranı değiştirilerek kontrol yapılır. Şekil 3.15'te gösterildiği gibi, bulanık denetleyicinin giriş değişkenleri (E, CE), karşılık gelen ölçek kazançları ( $S_E$ ,  $S_{CE}$ ) ile çarpılarak gerçek sinyallerden (e, ce) türetilir ve ardından dilsel değişkenlere dönüştürülür. Temel bulanık altkümeyi kullanan PB (pozitif büyük), PS (pozitif küçük), ZE (sıfır), NS (negatif küçük), NB (negatif büyük) gibi. Şekil 3.18, girdi ve çıktı değişkenleri için beş temel bulanık alt kümenin üyelik derecelerini ve kural tabanını göstermektedir.



Şekil 3.18. Üyelik fonksiyonu ve bulanık arayüz sistemi

### 3.8.2. Çıkarım Motoru (Inference Engine):

Çıkarım motoru, bulanık çıktıları belirlemek için kuralları bulanık girdilere (bulanıklaştırma sürecinden üretilen girdilere) uygular. Bu nedenle, kuralların değerlendirilmesinden önce, karşılık gelen dilbilimsel (aktif veya tetiklenen kuralları belirlemek için gerekli olan) ve her kural için öncülün her bir bölümünün karşılanma derecesini elde etmek için kesin girdi değerleri bulanıklaştırılmalıdır [50]. Tablo 3.2’de, bulanık mantık kontrolüne örnek bir değişkenler tablosu verilmiştir. Matrisin tüm girişlerinin bulanık hata kümeleri (E), hata değişimi (CE) ve dönüştürücüye görev oranı değişimi (D) olduğu bulanık denetleyicinin kural tablosunu göstermektedir. Bu kural tablosu tamamen tecrübeye dayalı deneme yanılma yoluyla belirlenir.

Tablo 3.2. Bulanık Kurallar

E	CE				
	NB	NS	ZO	PS	PB
NB	ZO	ZO	NB	NB	NB
NS	ZO	ZO	NS	NS	NS
ZO	NS	ZO	ZO	ZO	PS
PS	PS	PS	PS	ZO	ZO
PB	PB	PB	PB	ZO	ZO

Tablo 3.2’de gösterildiği gibi, kuralların ana fikri, çalışma noktasının MGN’den konumuna bağlı olarak görev oranını artırarak veya azaltarak çalışma noktasını MG’ye getirmektir. Çalışma noktası MGN’den uzaksa, görev oranı büyük ölçüde artırılacak veya azaltılacaktır.

### 3.8.3. Durulaştırma (Defuzzification):

Durulaştırma, bir bulanık kümeyi kesin bir kümeye indirgeme veya bulanık bir üyeyi net bir üyeye dönüştürme işlemi olarak tanımlanabilir. Matematiksel olarak, durulaştırma işlemi aynı zamanda "yuvarlama" olarak da adlandırılır. Durulaştırma temelde kesin olmayan bir veriyi kesin veriye dönüştürür. Bununla birlikte, durulaştırmanın uygulanması, bulanıklaştırmaya kıyasla nispeten karmaşıktır. Durulaştırma, temelde bulanıklaştırmanın tersi bir işlemdir çünkü bulanık verileri net verilere dönüştürür. Bazı pratik uygulamalarda, net kontrol eylemlerinin kontrolü çalıştırması için durulaştırma işlemi gereklidir. DC-DC dönüştürücünün girişinde kesin bir D kontrol sinyali gerektirdiği göz önüne alındığında, bu bulanık bilginin deterministik bilgiye dönüştürülmesini öngörmek gerekir, bu dönüşüme durulaştırma denir. Durulaştırma normalde iki algoritma ile gerçekleştirilebilir. Alan Merkezi ve Maksimum Kriter Yöntemi. En çok kullanılan durulaştırma yöntemi, nihai birleşik bulanık kümenin ağırlık merkezinin belirlenmesi yöntemidir. Nihai birleştirilmiş bulanık küme, maksimum toplama yöntemi kullanılarak tüm kural çıktısı bulanık kümesinin birleşimiyle tanımlanır. Örneklenmiş bir veri temsili için, ağırlık merkezi (D) şu şekilde noktasal olarak hesaplanır:

$$\Delta D = \frac{\sum_{j=1}^n \mu(\Delta D_j) \cdot \Delta D_j}{\sum_{j=1}^n \mu(\Delta D_j)} \quad (3.83)$$

Görev oranı  $D(k)$  değişimi olan bulanık denetleyici çıkışı denklem (3.83) ile durulaştırıldıktan ve  $S_{\Delta D}$  kazancı ile ölçeklendirildikten sonra, şu şekilde gerçek görev oranı  $\Delta D(k)$ 'ye dönüştürülür:

$$D(k) = D(k - 1) + S_{\Delta D} \cdot \Delta D(k) \quad (3.84)$$

### 3.8.4. Bulanık Mantık Kontrolünün Avantajları:

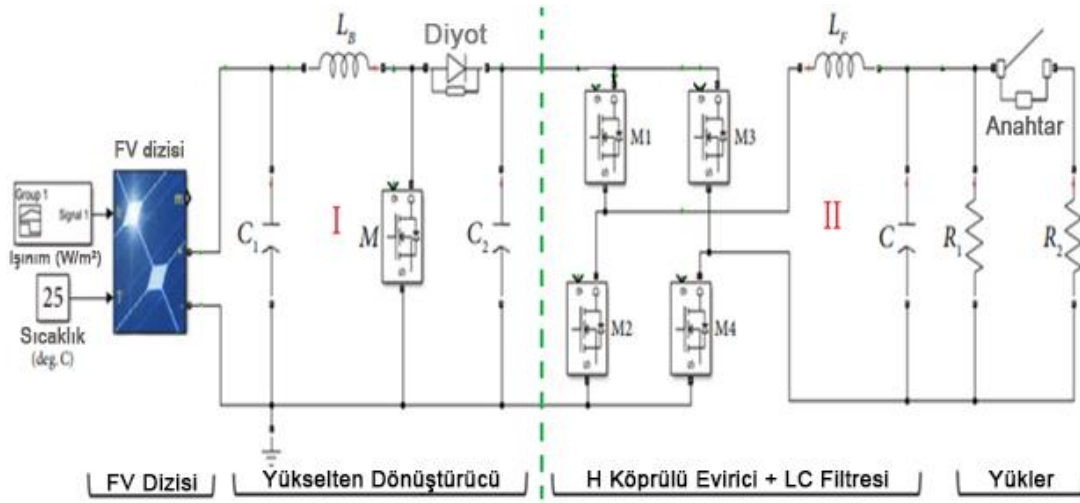
- Bir bulanık mantık kontrolü geliştirmek, performans açısından model tabanlı veya başka bir denetleyici geliştirmekten nispeten daha ucuzdur.
- Bulanık mantıklı kontrolörler, çok çeşitli çalışma koşullarını kapsama kapasiteleri nedeniyle PID denetleyicilerinden daha sağlamdır.
- Bulanık mantık kontrolleri özelleştirilebilir.
- Tümdengelimli insan düşüncesini taklit eder.
- Temel olarak Bulanık mantık kontrolü, insanların bildiklerinden sonuç çıkarmak için kullandıkları süreç olan tümdengelimli insan düşüncesini taklit etmek için tasarlanmıştır.
- Bulanık mantık kontrolü, geleneksel kontrol sisteminden daha güvenilirdir.
- Bulanık mantık, kontrol sisteminde uygulandığında daha fazla verimlilik sağlar.

### 3.8.5. Bulanık Mantık Kontrolünün Dezavantajları:

- Bulanık mantık kontrolünün uygulanması için bazen sistem hakkında çok fazla bilgiye ihtiyaç gerekir ve çözüme yönelik sistematik bir yaklaşım mümkün değildir.
- Bulanık mantık kontrolü, geçmiş verilerden çok daha küçük veya daha büyük programlar için kullanışlı değildir.
- Sistemin doğruluğu insanların bilgisine ve uzmanlığına bağlı olduğundan, bu bir dezavantajdır.
- Bu sistemler makine öğrenimi ve sinir ağı platformlarını tanıyamadığı için bu alanlarda kullanılamaz.
- Kurallar zamanla güncellenmelidir.

## 4. BULGULAR VE TARTIŞMA

Bu bölümde, D&G algoritması, geri adımlamal kontrol ve bulanık mantık kontrolünü içeren sistem, Şekil 4.1'deki ana devrenin I. kısmındaki yükselten dönüştürücüye uygulanmıştır. Bu kontrolörler, farklı güneş ışınımı değişimleri altında karşılaştırılmış ve detaylı MATLAB/Simulink modelleri ve grafikler kullanılarak elde edilen sonuçlarla birlikte hangi kontrolörün daha verimli, kararlı ve hızlı yanıt verdiği açıklanmıştır. Ardından, devrenin II. kısmında direnç, indüktör ve kapasitör değerleri değiştirilerek eviricinin çıkış gerilim ve akımındaki değişimler açıklanmıştır. Son olarak, devrenin bütünü ele alınarak geri adımlamal kontrol hem yükselten dönüştürücüye hem de H-köprü eviriciye uygulanmış ve yük üzerindeki değişimler benzetimlerle gösterilmiştir.



Şekil 4.1. Önerilen FV evirici sisteminin devresi

Şekil 4.1, Simulink platformunda benzetimi yapılan şebekeden bağımsız FV eviricinin devre şemasını göstermektedir. Benzetimin başlangıcında direnç  $R_1$ , FV dizisi tarafından üretilen güneş enerjisinin tek tüketicisidir. 0,65 saniye sonra, 0,1 saniye boyunca paralel olarak başka bir dirençli yük  $R_2$  eklenir. 0,75. saniyede  $R_2$ 'nin yükten bağlantısı kesilir ve tekrar yalnızca  $R_1$  bağlı kalır. Bu çalışmada kullanılan FV modülünün parametreleri Tablo 3.1'de listelenmiştir. Tüm sistem, Tablo 4.1'de listelenen sistem parametreleriyle test edilmiş ve doğrulanmıştır.

Tablo 4.1. Sistem elementlerinin parametreleri

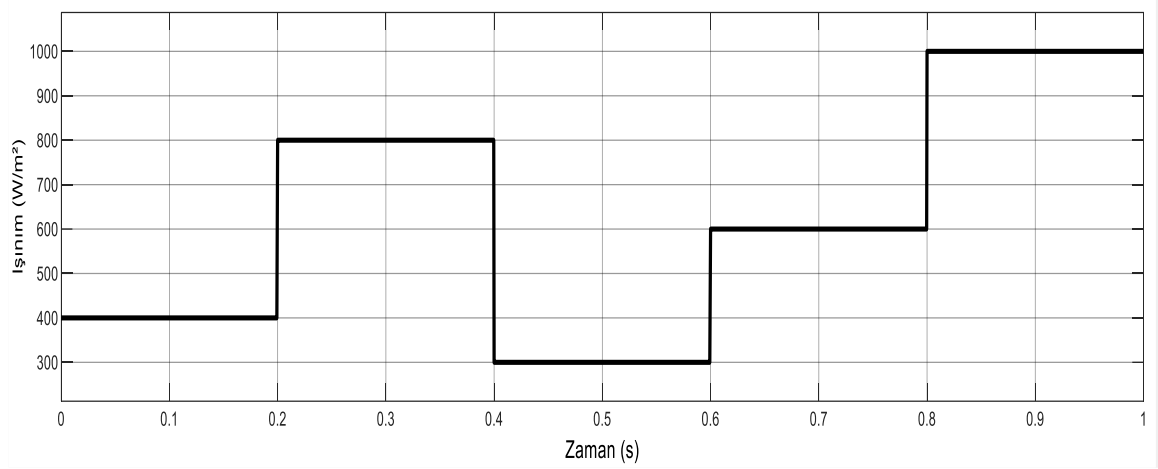
Parametre	Değer
$U_{\text{cref}}$ (RMS)	220 V
$F_{\text{DGM}}$	20 kHz
$f$	50Hz
$R_1$	100 $\Omega$
$R_2$	100 $\Omega$
Dengeleme (MGNT)	0,0005 V
$C$	47e - 6 F
$C_1$	100e - 6 F
$C_2$	100e - 6 F
$L_F$	4,7e - 3 H
$L_B$	3e - 3 H
$T$	25 °C
$k_1$	9000
$k_2$	9000
$k_3$	20000
$k_4$	30000
Örnekleme zamanı	1e - 6 s
Anahtar açık	0,65 – 0,75 s

Simulink'te hem yükselten dönüştürücü hem de evirici için kullanılan DGM blok tipi sırasıyla DGM jeneratörü DC-DC ve tek fazlı yarım köprüdür (2 darbe).  $u_2$  kontrol yasası olan evirici için giriş DGM jeneratörünün minimum ve maksimum değerleri sırasıyla -1 ve 1'dir.

Aynı sistemin farklı kontrolörlerle performansının test edilmesi için kısa sürede anlık ışınlam adım değerlerine sahip olmak amacıyla her 0,2 s'den sonra farklı değerlerle değiştirilir. Bu benzetim sırasında sıcaklık 25°C'de tutulur. D&G algoritması, Geri adımlamalı kontrol ve Bulanık mantık kontrolünün aynı ışınlamalara verdiği gerilim-zaman, akım-zaman, güç-zaman grafikleri aşağıda gösterilmiştir.



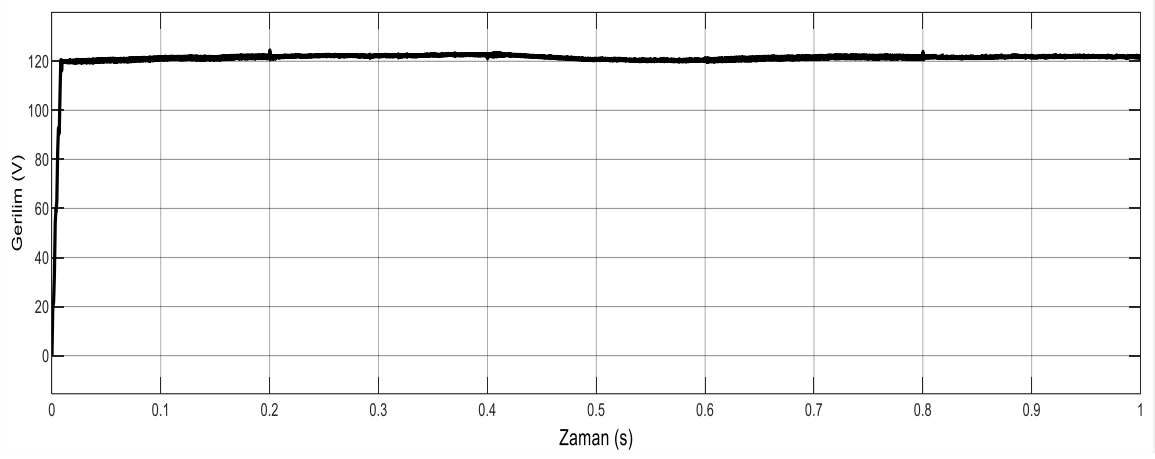
#### 4.1. Yükselten Dönüştürücünün Işınım Değerlerine Göre Giriş-Çıkış Değişimi



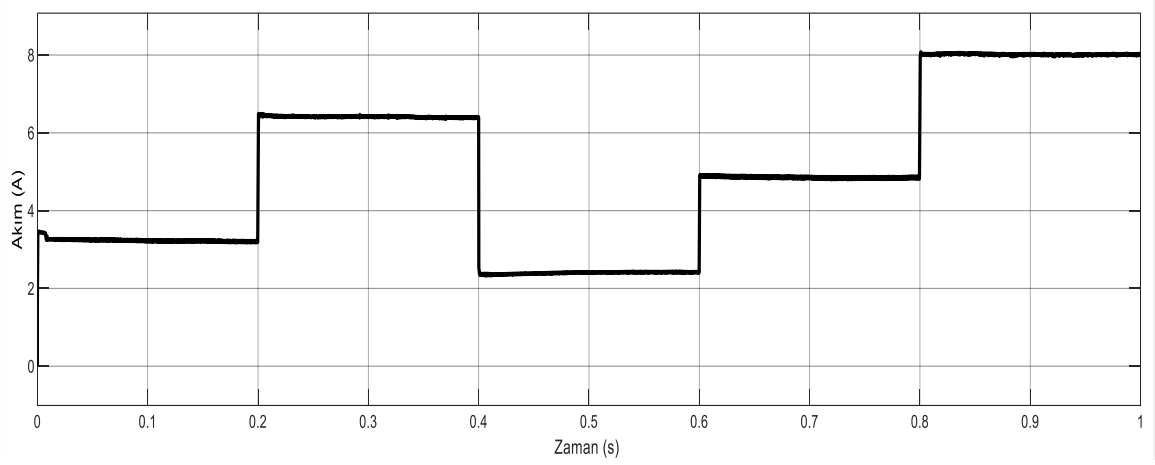
Şekil 4.2. FV ışınım değerleri

Şekil 4.2’de MATLAB/Simulink ortamında geri adımlamalı kontrolör kullanılarak yükselten dönüştürücülük bir sistemim benzetimi yapılmıştır. 0-1 saniye aralığındaki farklı ışınım değerlerine göre sistemin yükselten dönüştürücü üzerindeki giriş ve çıkış değerleri aşağıdaki grafiklerle karşılaştırılmıştır. Şekil 4.3, Şekil 4.4, Şekil 4.5 sırasıyla yükselten dönüştürücü giriş gerilimi, giriş akımı ve giriş gücüdür ve Şekil 4.6, Şekil 4.7, Şekil 4.8’de ise sırasıyla yükselten dönüştürücünün çıkış gerilimi, çıkış akımı ve çıkış gücüdür. Yükselten dönüştürücü devresinde çıkış gerilimi, giriş geriliminden daima büyük olmak durumundadır. Güç korunumu yasasından, devredeki giriş gücü ile çıkış gücü eşit olacağından çıkış akımı giriş akımından küçüktür.

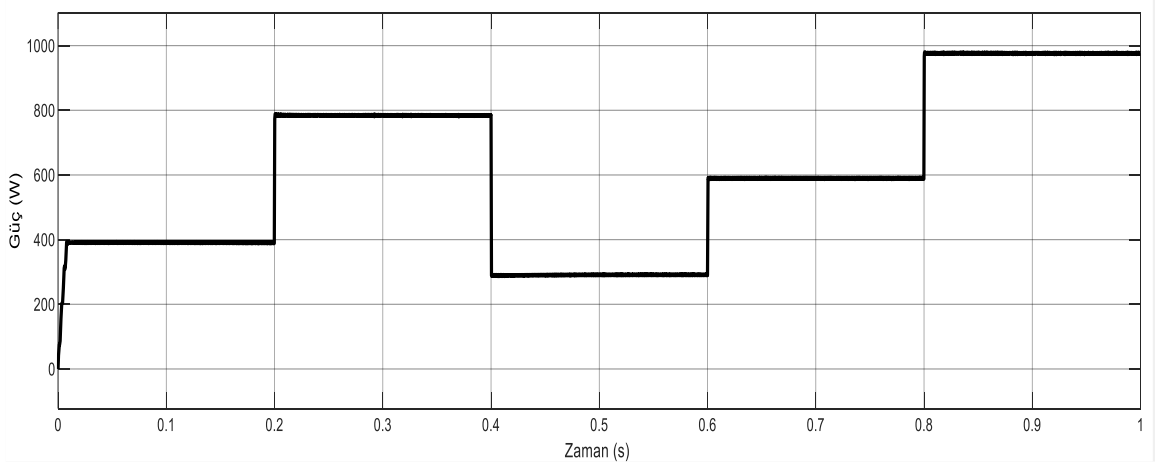
Aşağıdaki grafiklerden, yükselten dönüştürücünün giriş gücü ile çıkış gücü yaklaşık aynı değerlerde ve ışınım değerlerini yakın bir şekilde takip ettiği görülmüştür. Sistemde giriş gücü ile çıkış gücü aynı değerlerde olduğundan, giriş gerilimi 120 V civarlarında iken, çıkış geriliminin değişen ışınımlara göre aynı güç değerine ulaşmak için giriş gerilimine göre daha yüksek değerlere ulaşmıştır. Giriş akım değerlerinin ise çıkış akım değerlerine göre daha büyük olduğu görülmüştür.



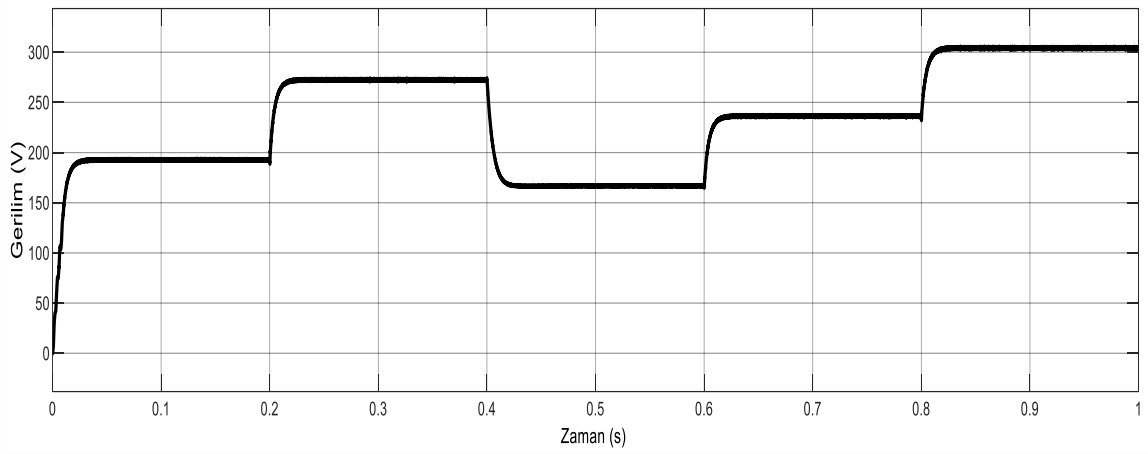
Şekil 4.3. Yükselten dönüştürücü giriş gerilimi



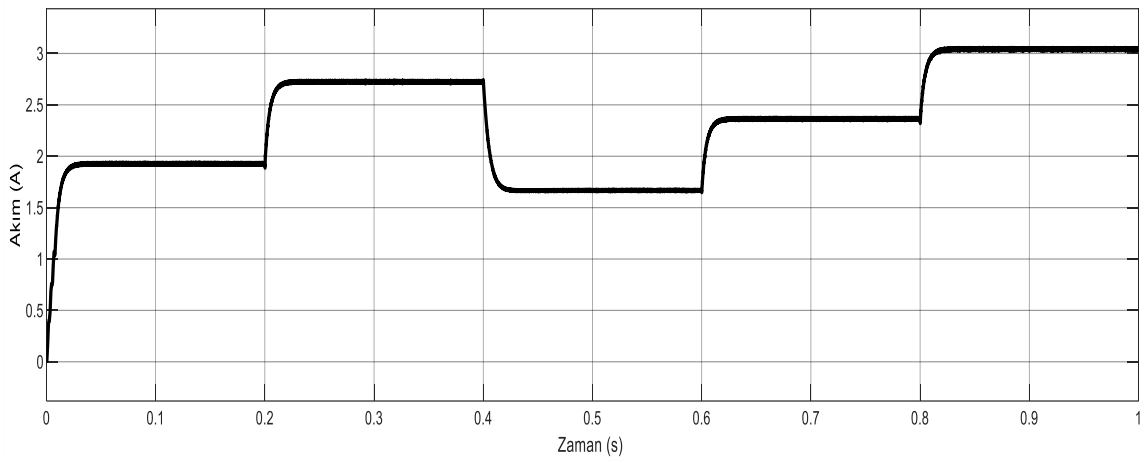
Şekil 4.4. Yükselten dönüştürücü giriş akımı



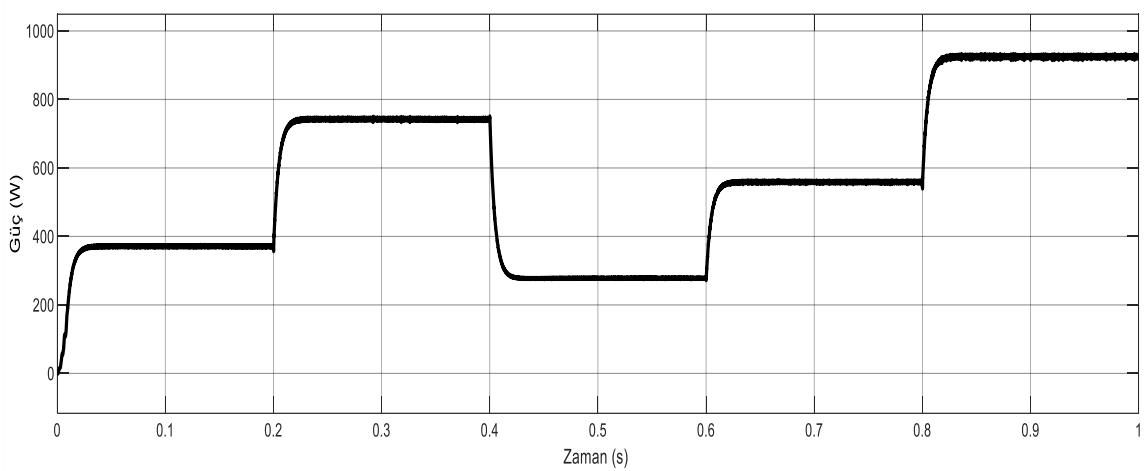
Şekil 4.5. Yükselten dönüştürücü giriş gücü



Şekil 4.6. Yükselten dönüştürücü çıkış gerilimi



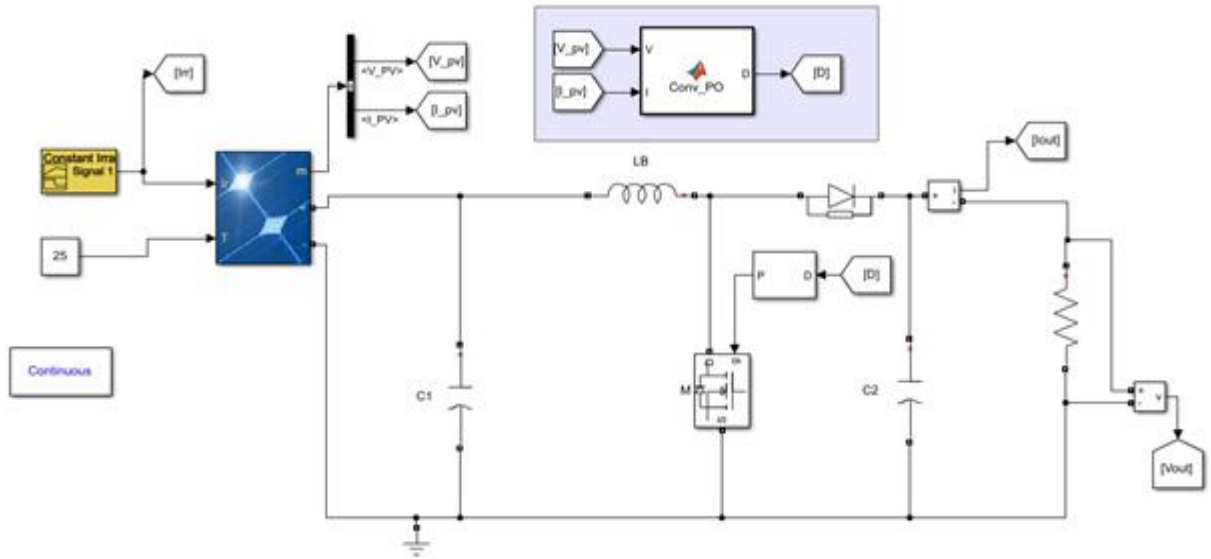
Şekil 4.7. Yükselten dönüştürücü çıkış akımı



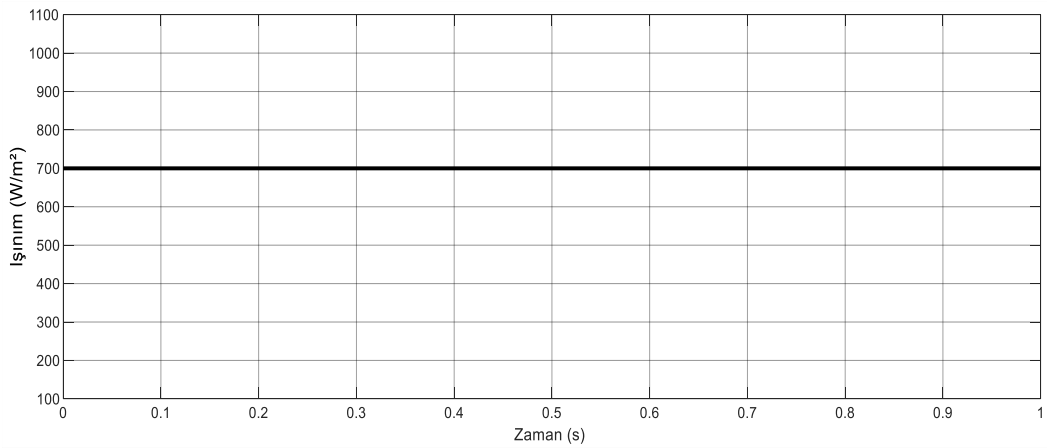
Şekil 4.8. Yükselten dönüştürücü çıkış gücü

## 4.2. D&G Algoritmasının Yükselten Dönüştürücüye Uygulanması

İlk olarak iki bölüme ayrılan sistemin birinci kısmı olan yükselten dönüştürücüye MATLAB/Simulink ortamında ayrı ayrı 5 farklı ışınım senaryoları ile D&G algoritmasını uygulayarak sistemin değişen ışınımlara bağlı olarak nasıl tepki verdiği grafikler ile gösterilmektedir. Simulinkte çizilen devre Şekil 4.9’da gösterilmektedir.

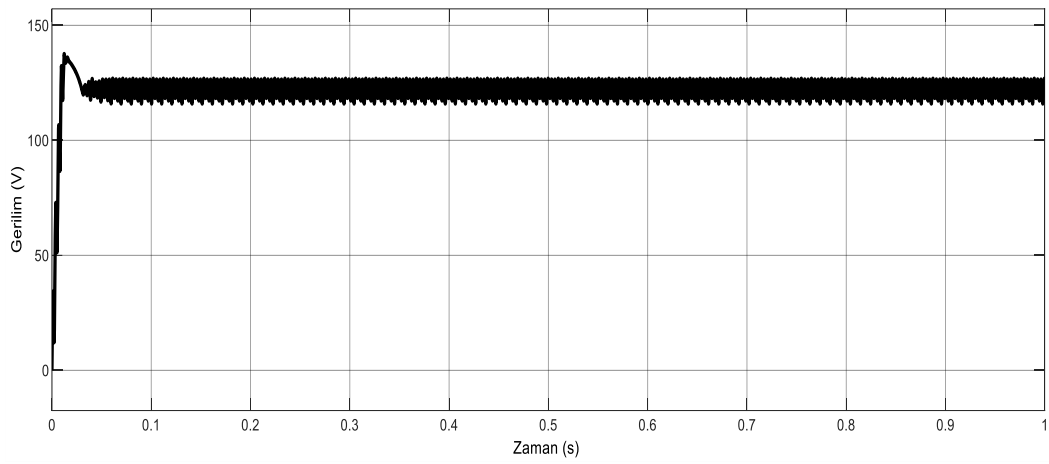


Şekil 4.9. Yükselten dönüştürücüye uygulanan D&G algoritması

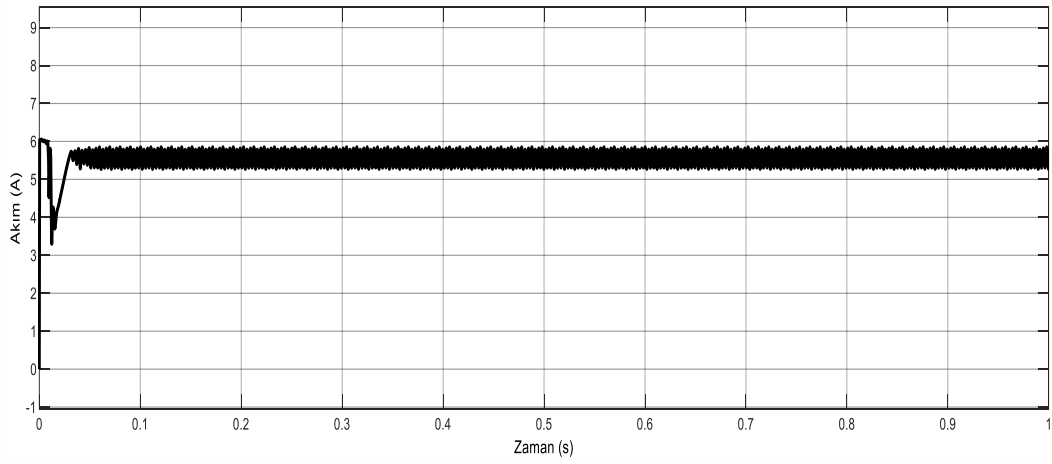


Şekil 4.10. Senaryo 1 için FV ışınım değeri

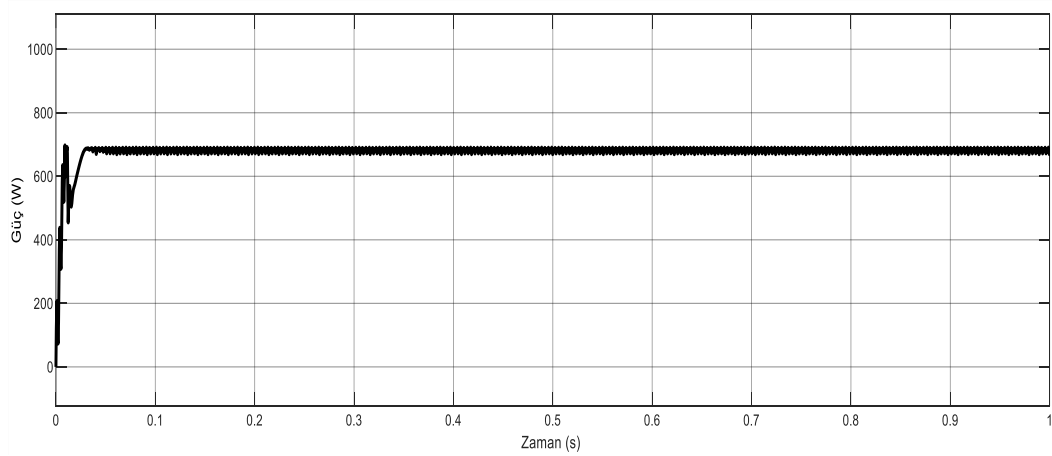
Şekil 4.10’da gösterilen 0-1 saniye aralığındaki sabit ışınım ( $700 \text{ W/m}^2$ ) değerine göre sistemin zamana göre gerilim-akım-güç grafikleri aşağıdaki gibidir.



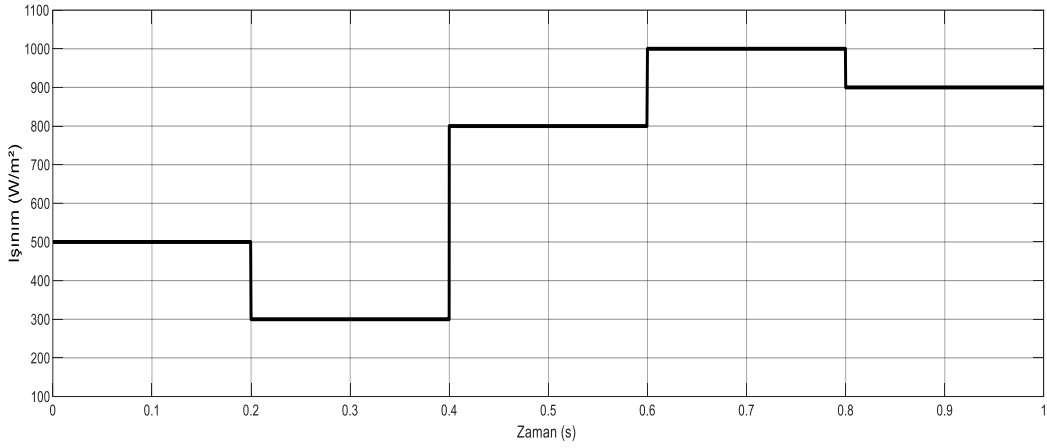
Şekil 4.11. Senaryo 1 için FV çıkış gerilimi



Şekil 4.12. Senaryo 1 için FV çıkış akımı

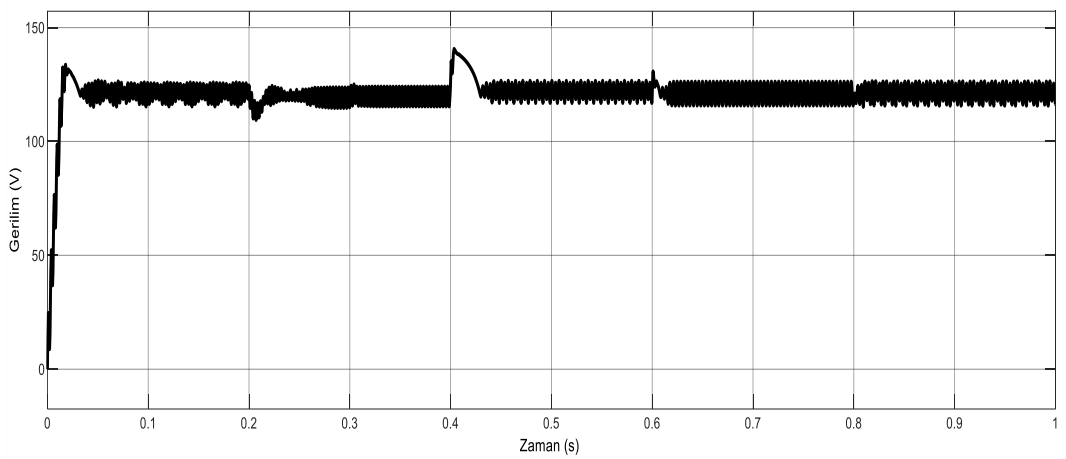


Şekil 4.13. Senaryo 1 için FV çıkış gücü

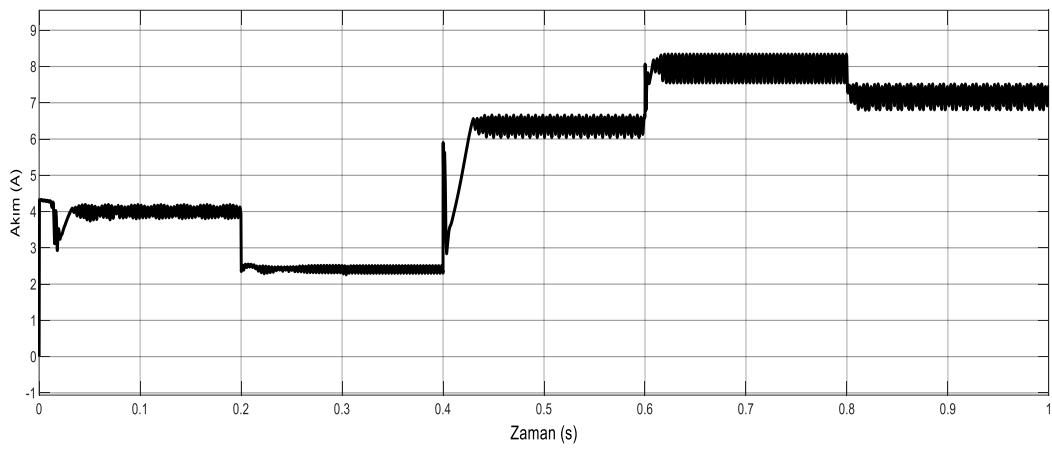


Şekil 4.14. Senaryo 2 için FV ışınım değerleri

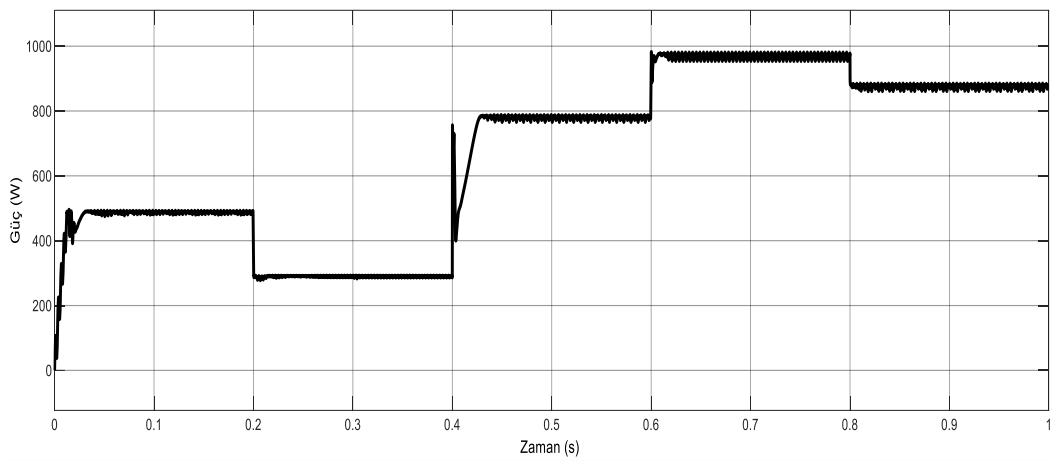
Şekil 4.14'te gösterilen 0-1 saniye aralığındaki farklı ışınım değerlerine göre sistemin zamana göre gerilim-akım-güç grafikleri aşağıdaki gibidir.



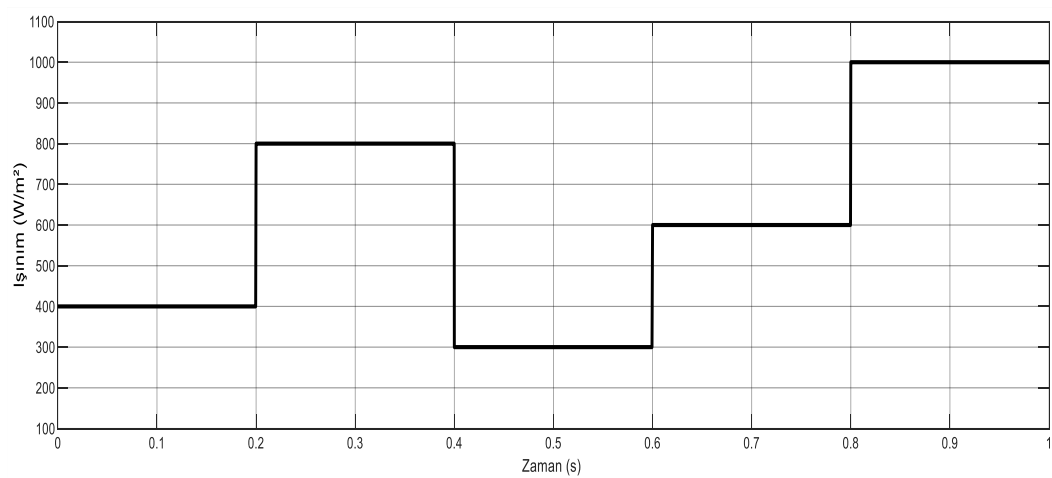
Şekil 4.15. Senaryo 2 için FV çıkış gerilimi



Şekil 4.16. Senaryo 2 için FV çıkış akımı

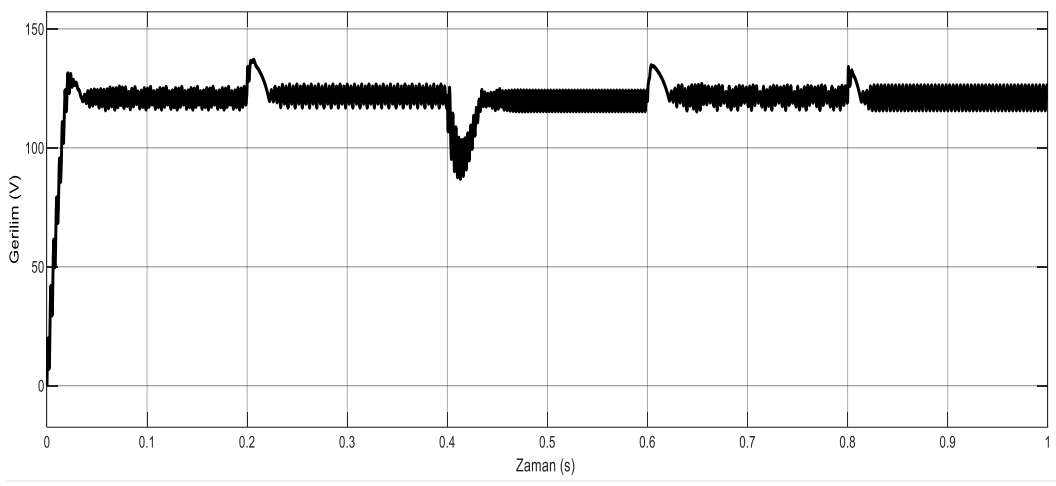


Şekil 4.17. Senaryo 2 için FV çıkış gücü

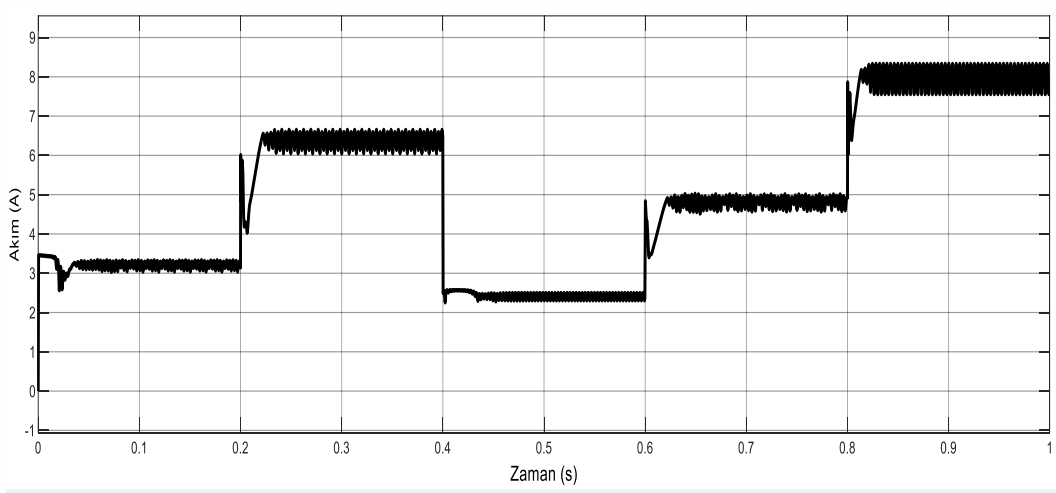


Şekil 4.18. Senaryo 3 için FV ışınım değerleri

Şekil 4.18’de gösterilen 0-1 saniye aralığındaki farklı ışınım değerlerine göre sistemin zamana göre gerilim-akım-güç grafikleri aşağıdaki gibidir.

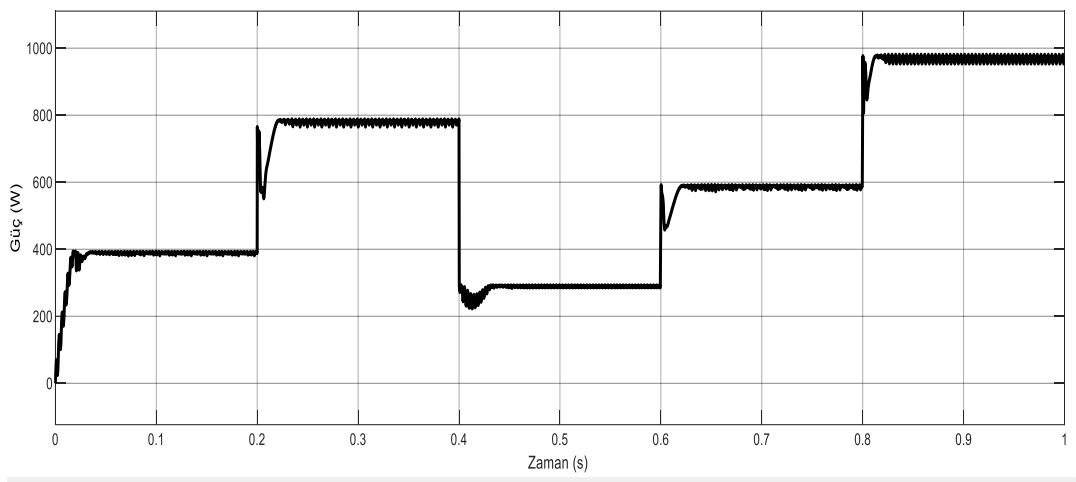


Şekil 4.19. Senaryo 3 için FV çıkış gerilimi

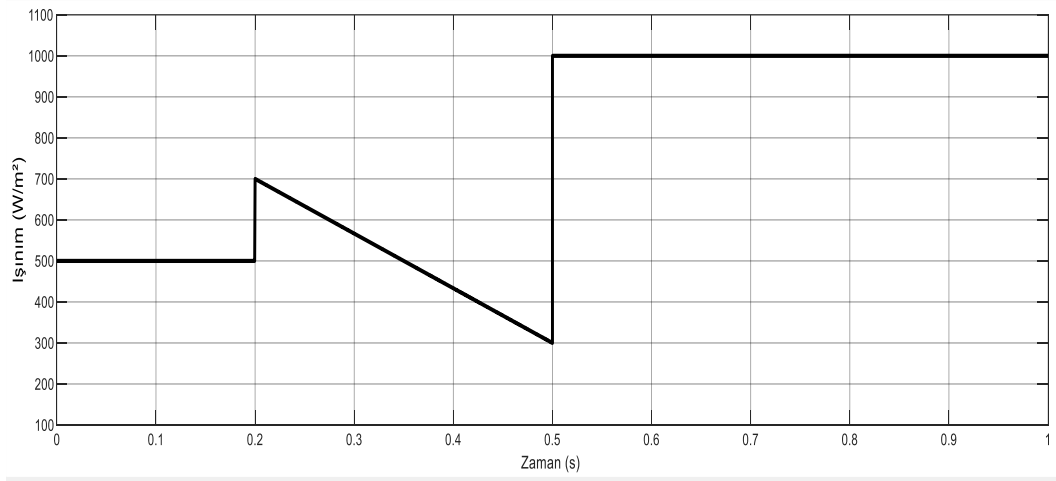


Şekil 4.20. Senaryo 3 için FV çıkış akımı



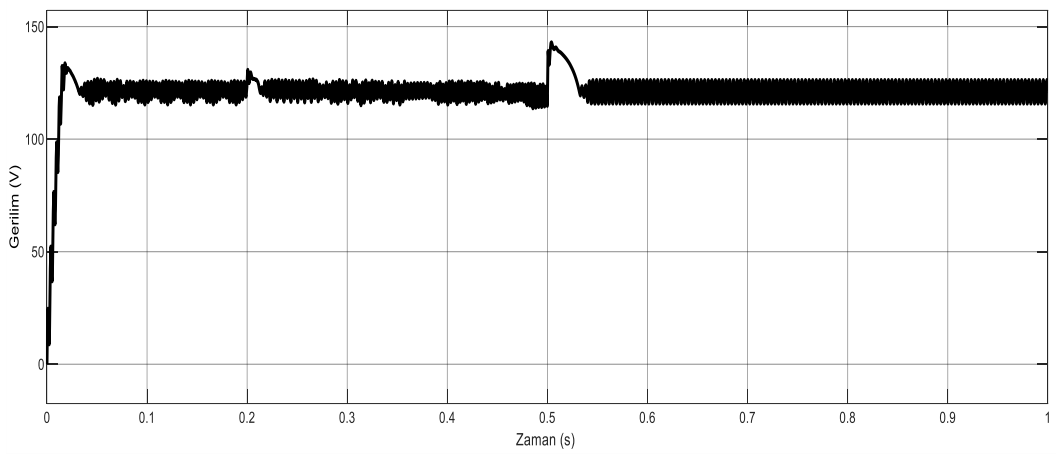


Şekil 4.21. Senaryo 3 için FV çıkış gücü

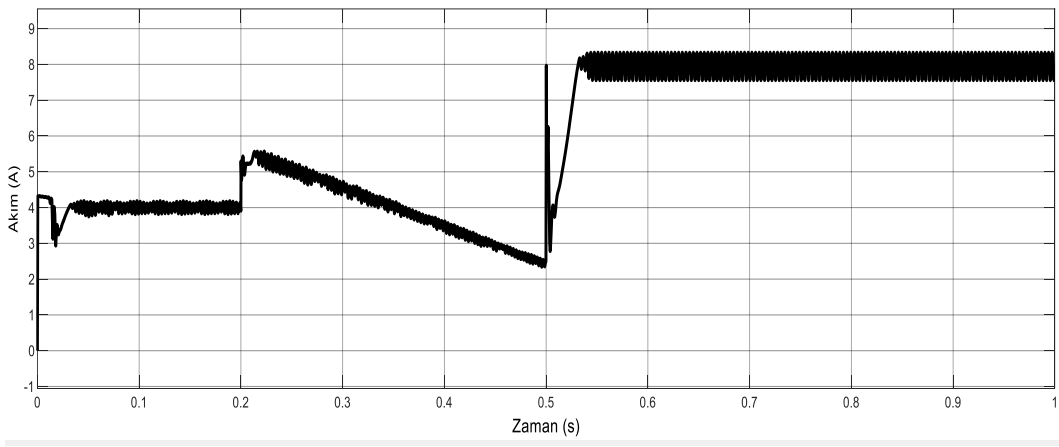


Şekil 4.22. Senaryo 4 için FV ışınlam değerleri

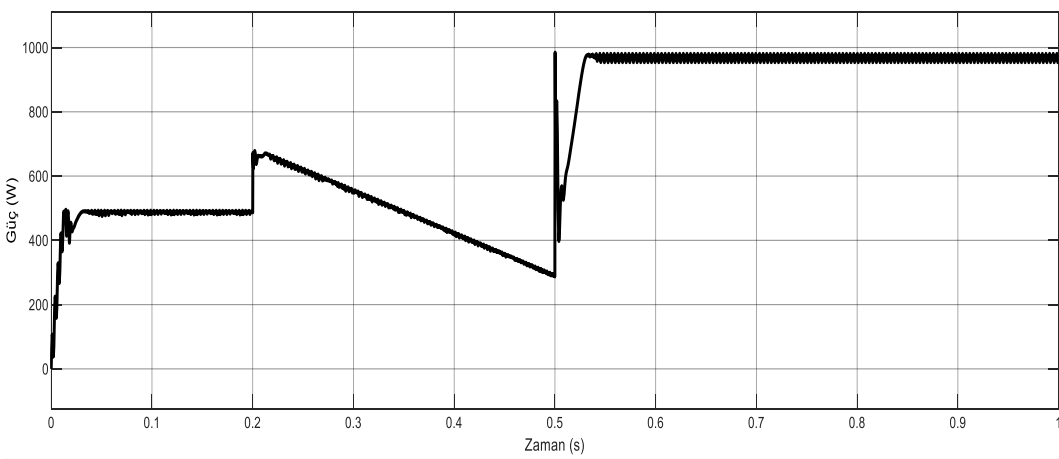
Şekil 4.22’de gösterilen 0-1 saniye aralığındaki farklı ışınlam değerlerine göre sistemin zamana göre gerilim-akım-güç grafikleri aşağıdaki gibidir.



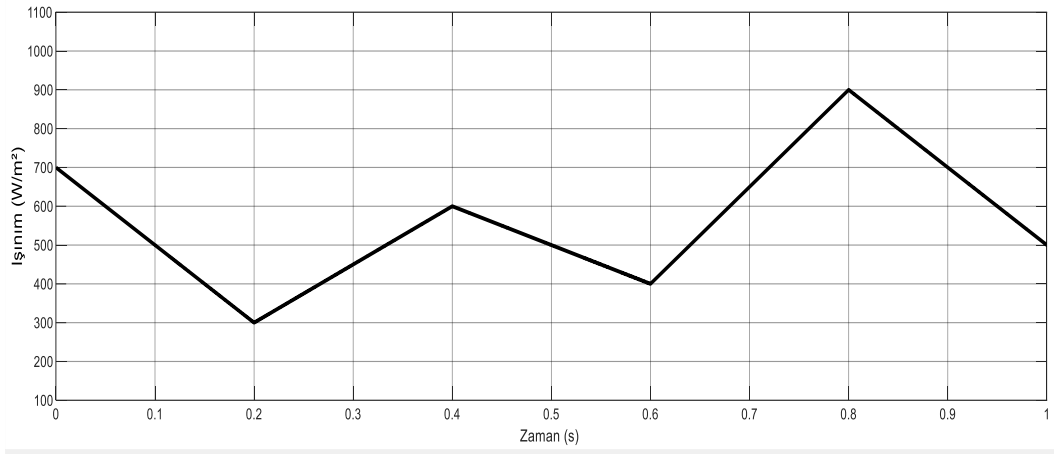
Şekil 4.23. Senaryo 4 için FV çıkış gerilimi



Şekil 4.24. Senaryo 4 için FV çıkış akımı

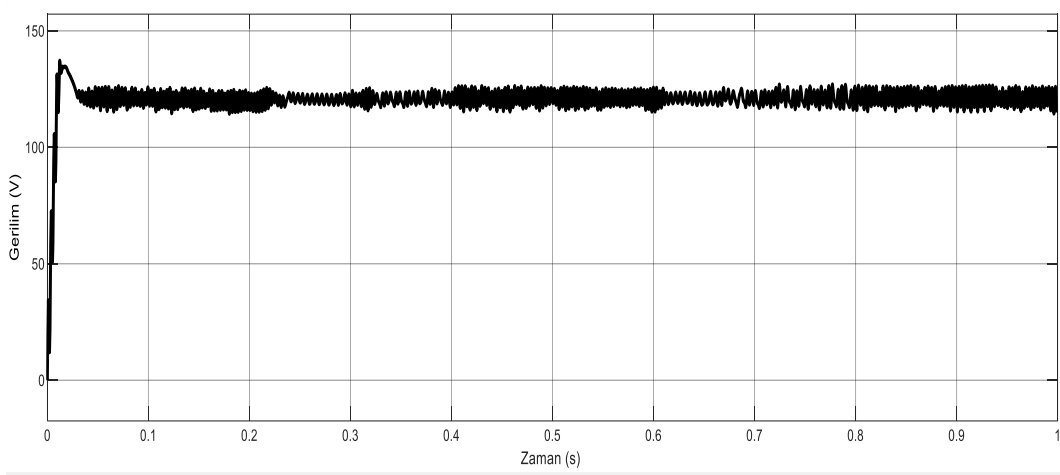


Şekil 4.25. Senaryo 4 için FV çıkış gücü

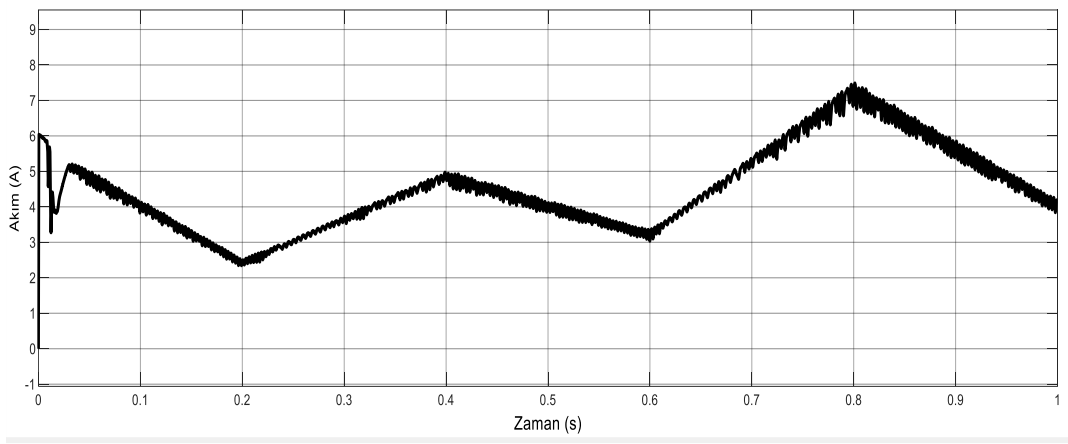


Şekil 4.26. Senaryo 5 için FV ışınım değerleri

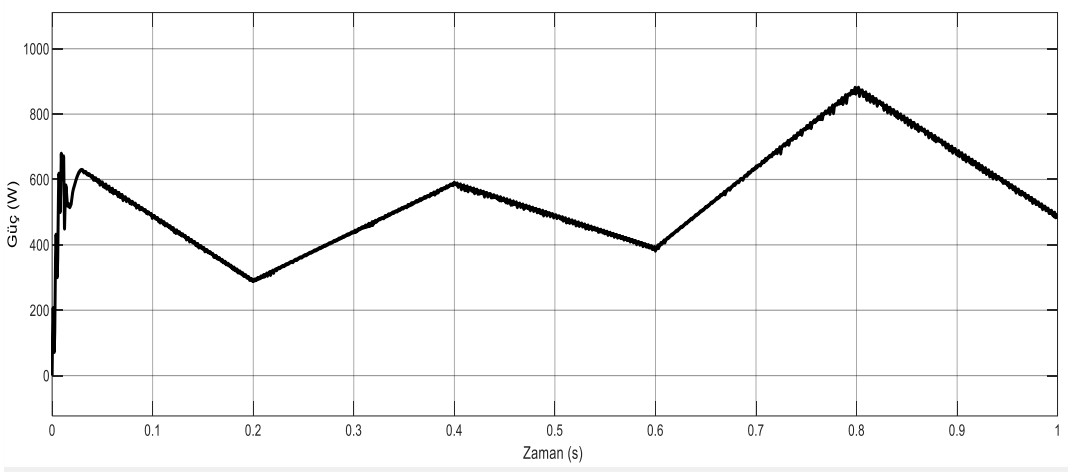
Şekil 4.26’da gösterilen 0-1 saniye aralığındaki farklı ışınım değerlerine göre sistemin zamana göre gerilim-akım-güç grafikleri aşağıdaki gibidir.



Şekil 4.27. Senaryo 5 için FV çıkış gerilimi



Şekil 4.28. Senaryo 5 için FV çıkış akımı



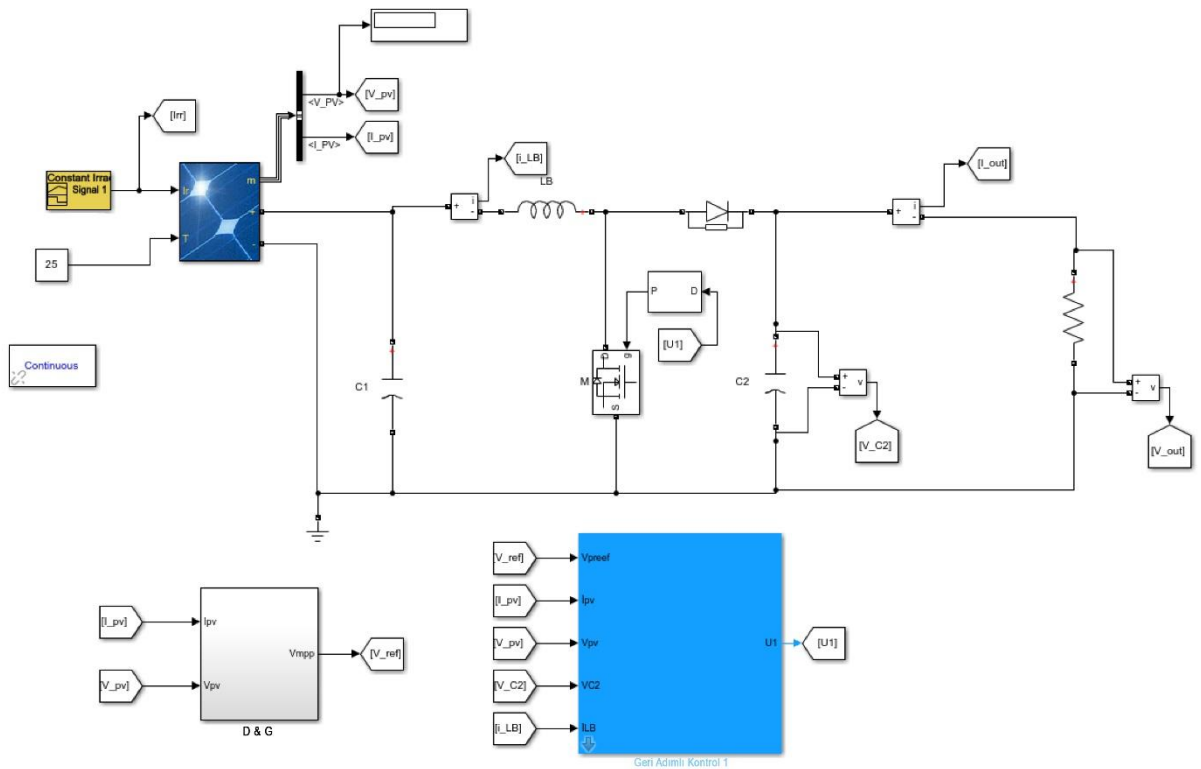
Şekil 4.29. Senaryo 5 için FV çıkış gücü

Sistemin ana mantığı, değişen ışınımlara karşı güç değerinin, MGN'yi en kısa sürede kararlı ve yakın bir şekilde takip edebilmesidir. Bunun için de sistem MGNT ile gerilimi ve akımı yükselterek veya azaltarak değişen ışınımlara karşı güç değerlerini ayarlamaya çalışır. Şekillerde görüldüğü üzere değişen senaryolara karşı yükselten dönüştürücüye uygulanan D&G algoritmasının FV çıkış gerilim grafiklerinde değişen şartlara karşı her ne olursa olsun gerilim değeri 120 V civarlarındadır ve gerilim değerlerinin çok kararlı olmadığı ve Şekil 4.11'de gösterildiği gibi FV dizinin çıkışındaki MGN değerinin değişiminden dolayı 120 V civarlarında salınım yaptığı görülmektedir. FV çıkış akım grafiklerinde ışınım değeri artınca sistemin güç değerini ayarlamak için akımın arttığı, ışınım değeri azalınca da akımın azaldığı görülmektedir. Akım değerlerinin çok kararlı

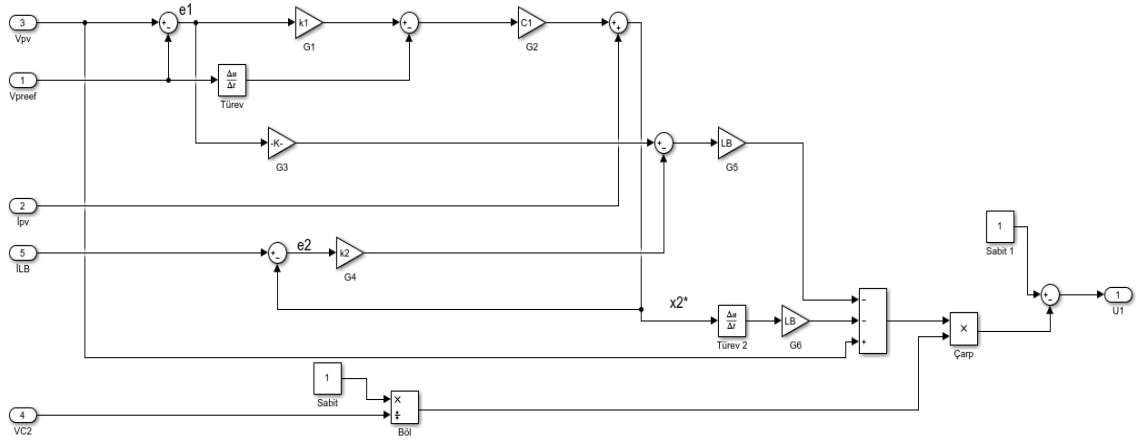
olmadığı ve salınımların fazla olduğu görülmektedir. FV çıkış güç grafiklerinde ise değişen ışınım değerlerini, sistem ilk başlarda büyük salınım yapsa da kısa sürede kendini toparlayıp o değerlere yakın takip edebilmektedir ancak genel olarak salınımların olduğu bir git-gelli dalgalar oluşmaktadır ve sistemin çok kararlı olmadığı görülmektedir.

### 4.3. Geri Adımlamalı Kontrolün Yükselten Dönüştürücüye Uygulanması

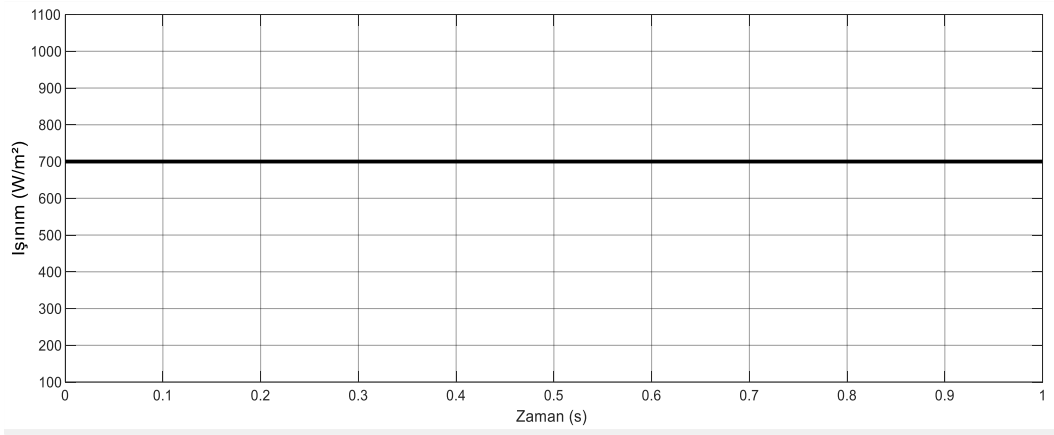
D&G algoritmasında kullanılan 5 farklı ışınım senaryosu ile sistemin nasıl çalıştığı yukarıdaki grafiklerde görülmektedir. Bu sisteme ek olarak, geri adımlamalı kontrol entegre edilmiştir. Sisteme eklenen geri adımlamalı kontrolün aynı parametrelerle nasıl çalıştığı aşağıdaki grafiklerde gösterilmektedir. Simulink ortamında çizilen devre Şekil 4.30'da ve yükselten dönüştürücüye uygulanan geri adımlamalı kontrolün iç tasarım blok diyagramı Şekil 4.31'de gösterilmektedir.



Şekil 4.30. Yükselten dönüştürücüye uygulanan D&G algoritmali geri adımlamalı kontrolör

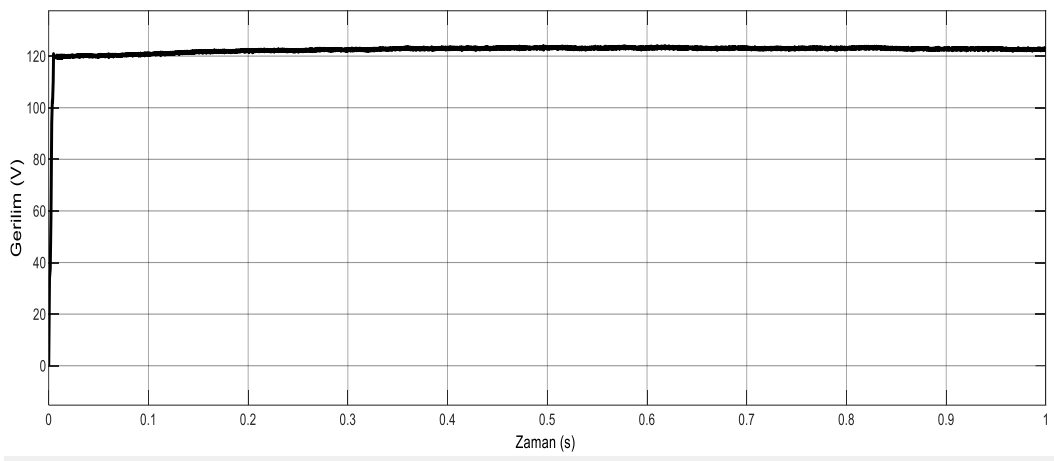


Şekil 4.31. Yükselten dönüştürücüye uygulanan geri adımlamalı kontrolün blok diyagramı

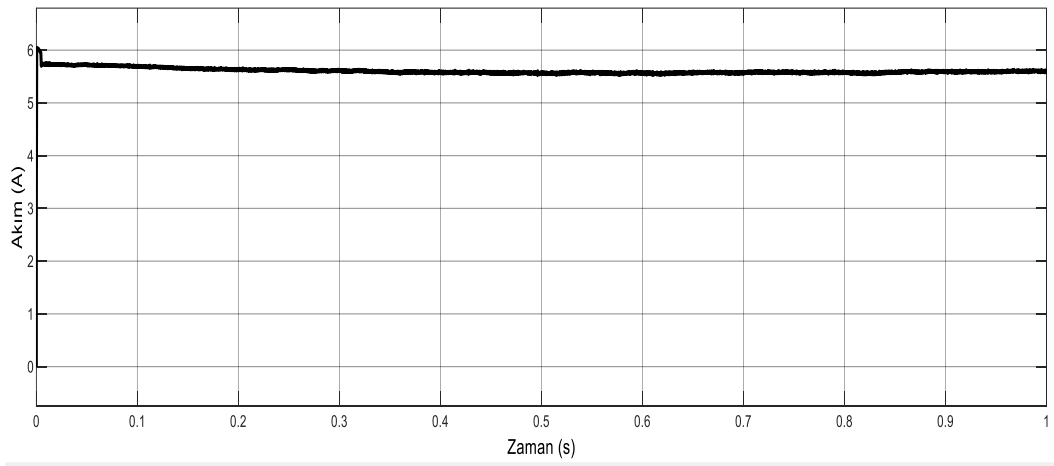


Şekil 4.32. Senaryo 1 için FV ışınım değeri

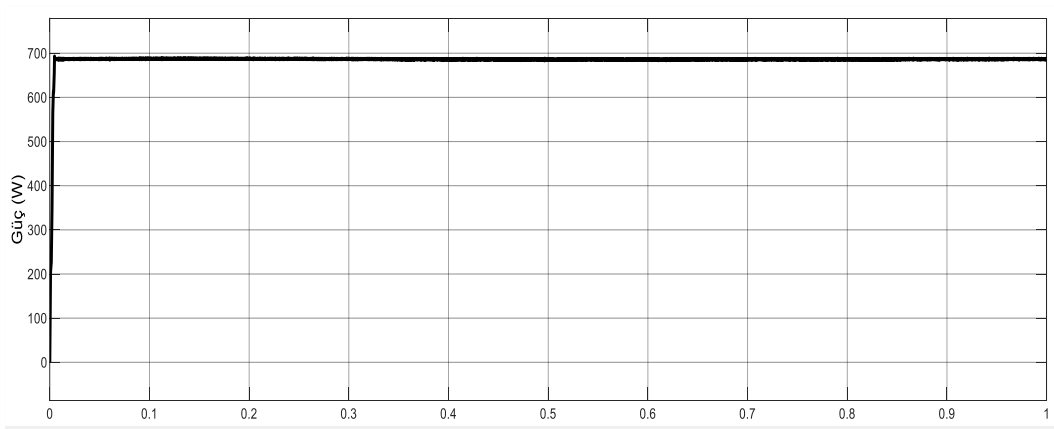
Şekil 4.32’de gösterilen 0-1 saniye aralığındaki sabit ışınım ( $700 \text{ W/ m}^2$ ) değerine göre sistemin zamana göre gerilim-akım-güç grafikleri aşağıdaki gibidir.



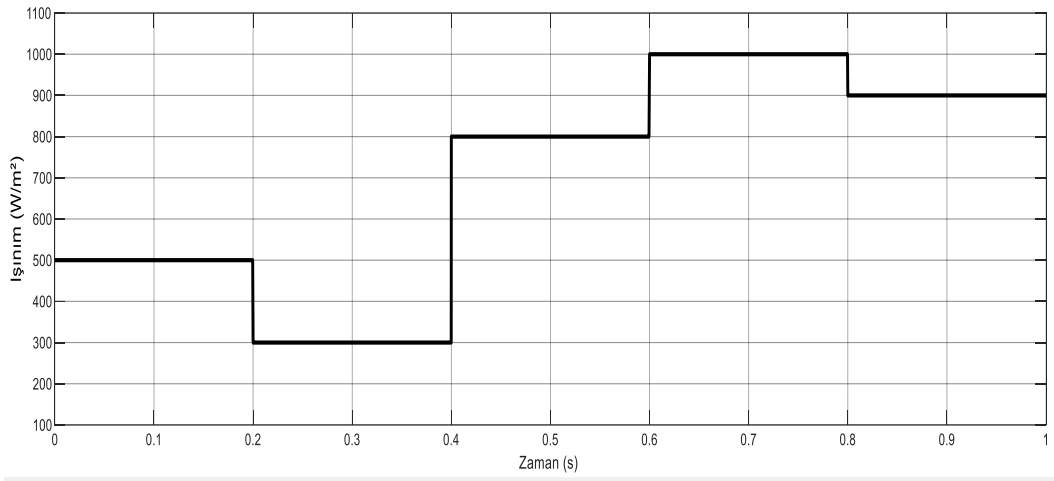
Şekil 4.33. Senaryo 1 için FV çıkış gerilimi



Şekil 4.34. Senaryo 1 için FV çıkış akımı

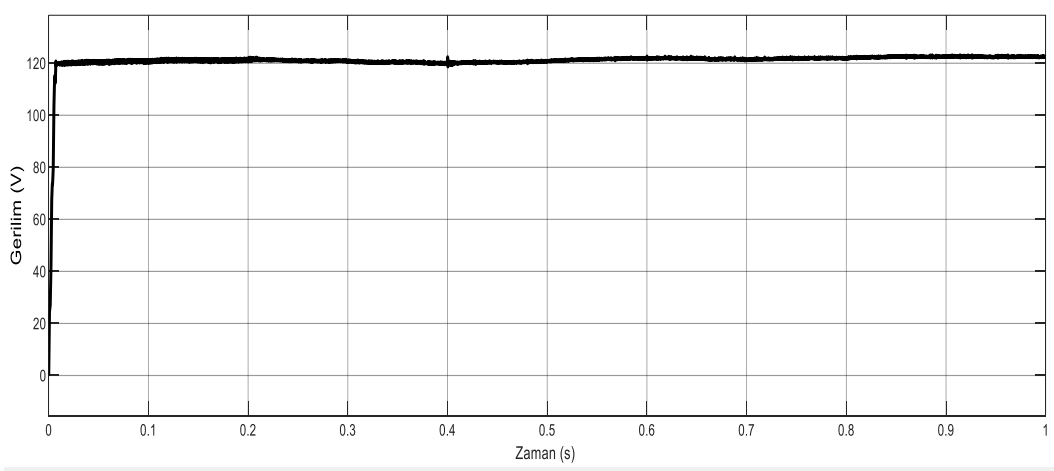


Şekil 4.35. Senaryo 1 için FV çıkış gücü



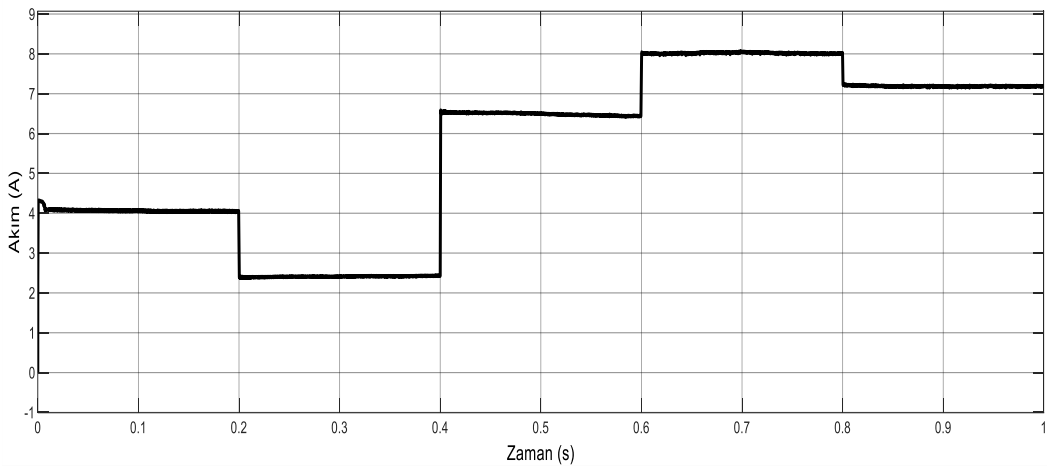
Şekil 4.36. Senaryo 2 için FV ışınım değerleri

Şekil 4.36'da gösterilen 0-1 saniye aralığındaki farklı ışınım değerlerine göre sistemin zamana göre gerilim-akım-güç grafikleri aşağıdaki gibidir.

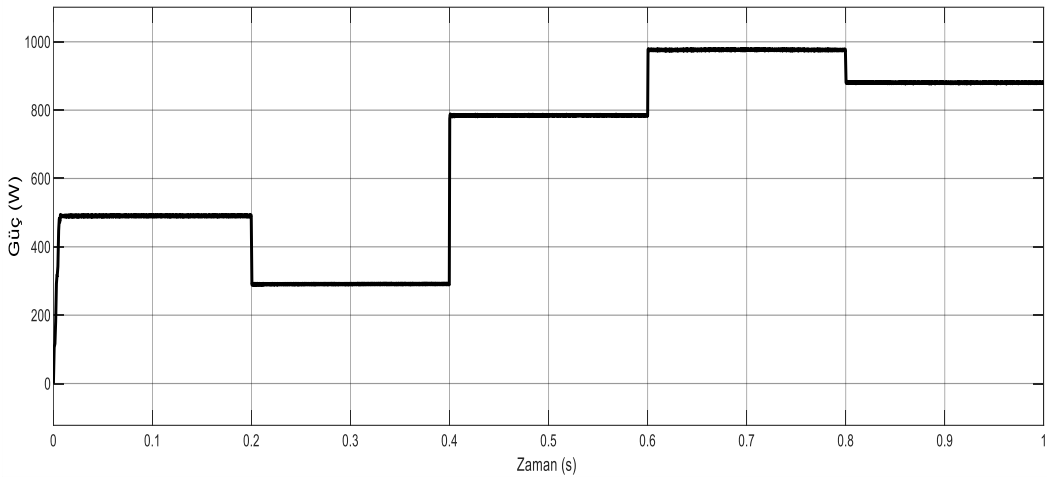


Şekil 4.37. Senaryo 2 için FV çıkış gerilimi

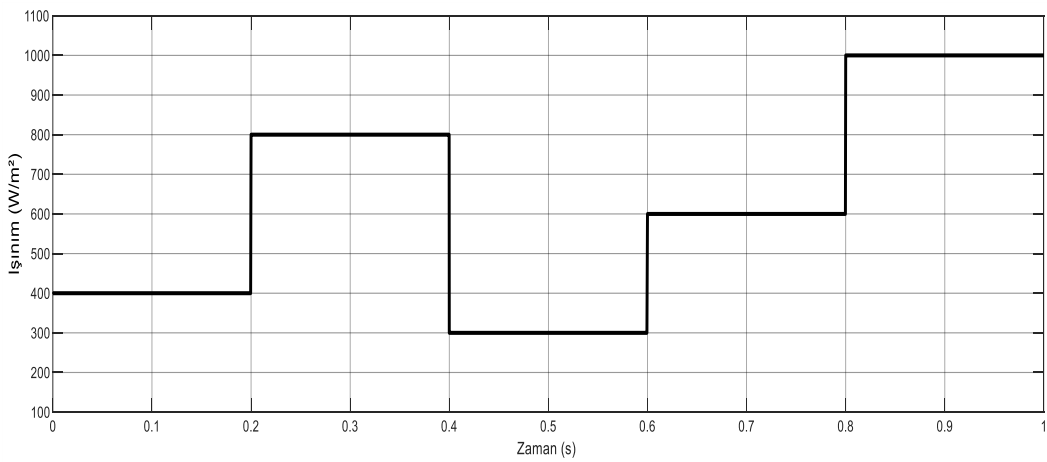




Şekil 4.38. Senaryo 2 için FV çıkış akımı

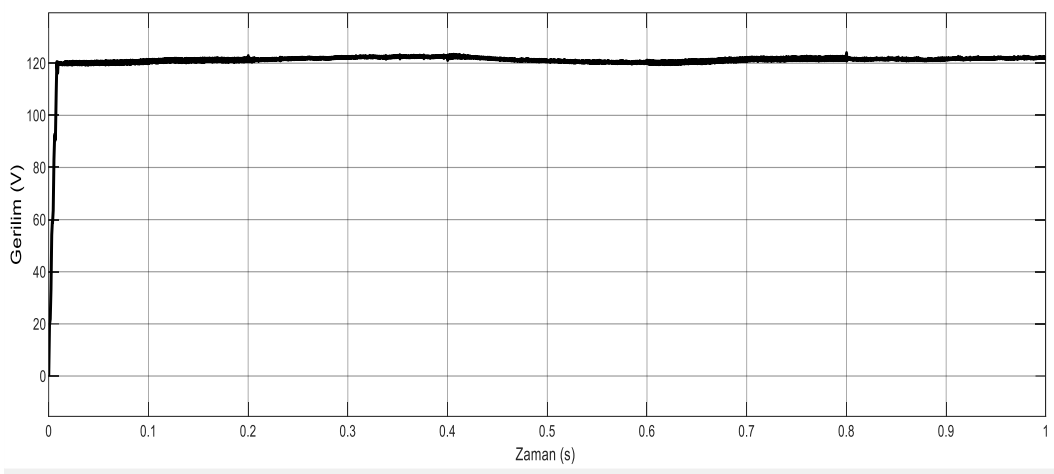


Şekil 4.39. Senaryo 2 için FV çıkış gücü

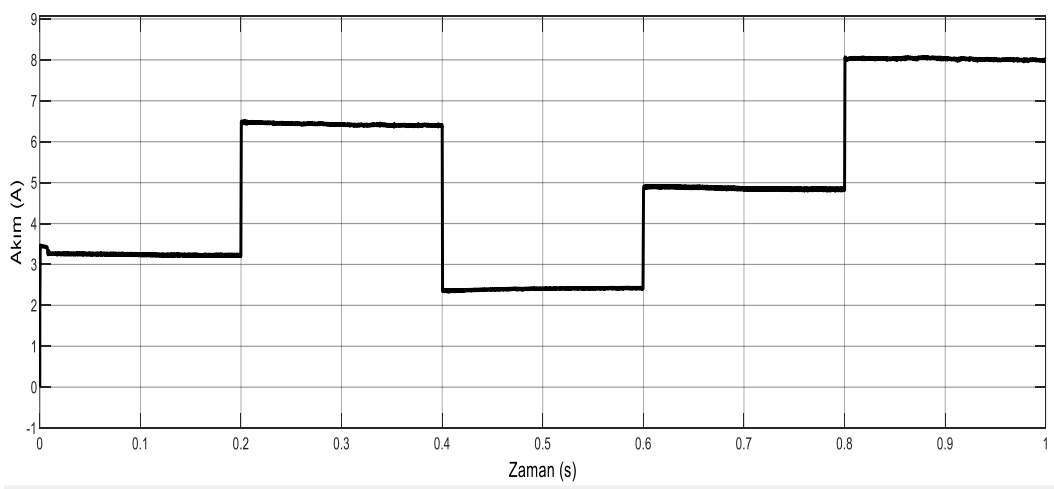


Şekil 4.40. Senaryo 3 için FV ışınım değerleri

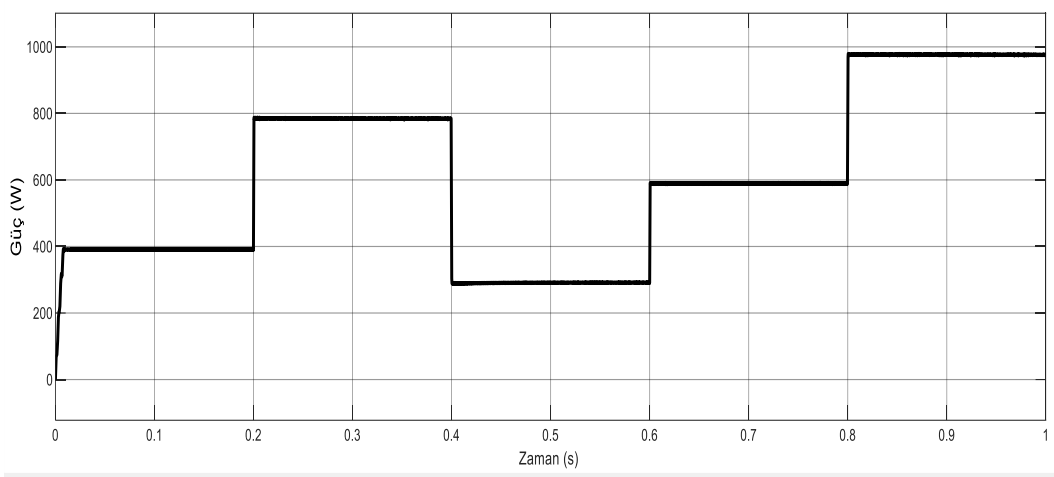
Şekil 4.40'da gösterilen 0-1 saniye aralığındaki farklı ışınım değerlerine göre sistemin zamana göre gerilim-akım-güç grafikleri aşağıdaki gibidir.



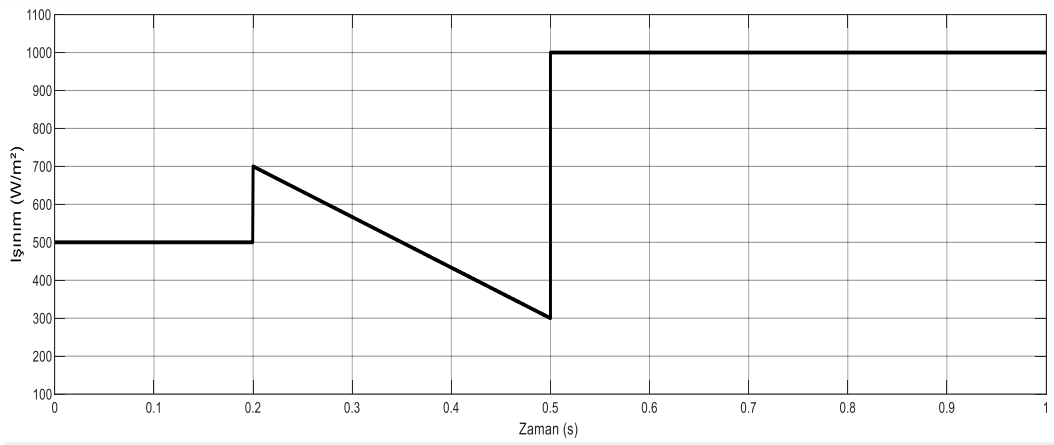
Şekil 4.41. Senaryo 3 için FV çıkış gerilimi



Şekil 4.42. Senaryo 3 için FV çıkış akımı

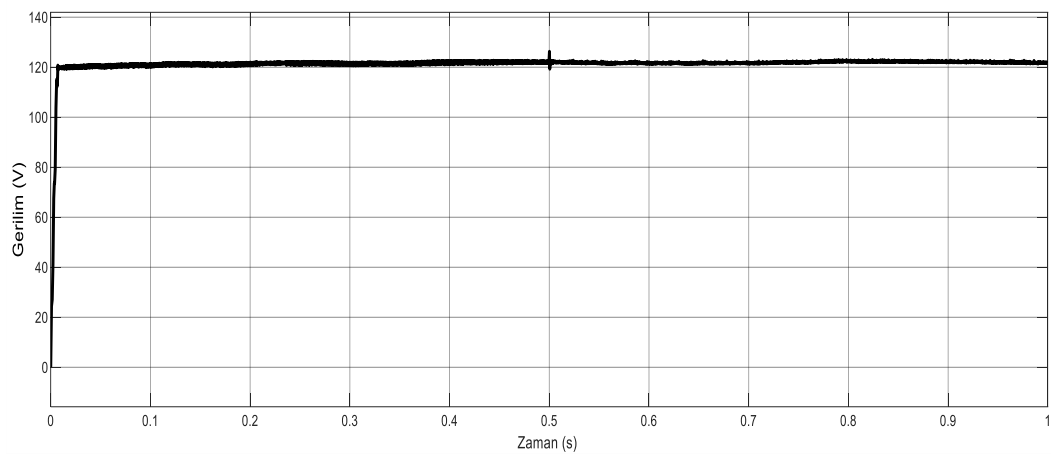


Şekil 4.43. Senaryo 3 için FV çıkış gücü

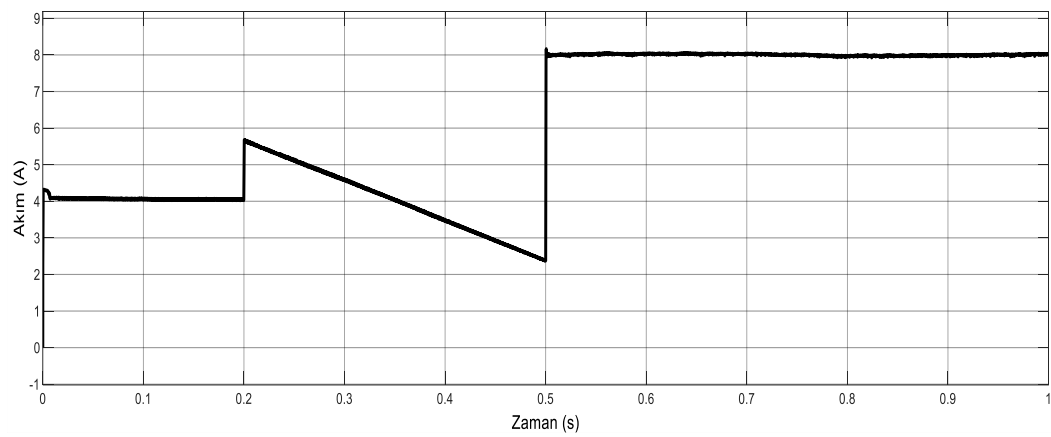


Şekil 4.44. Senaryo 4 için FV ışınım değerleri

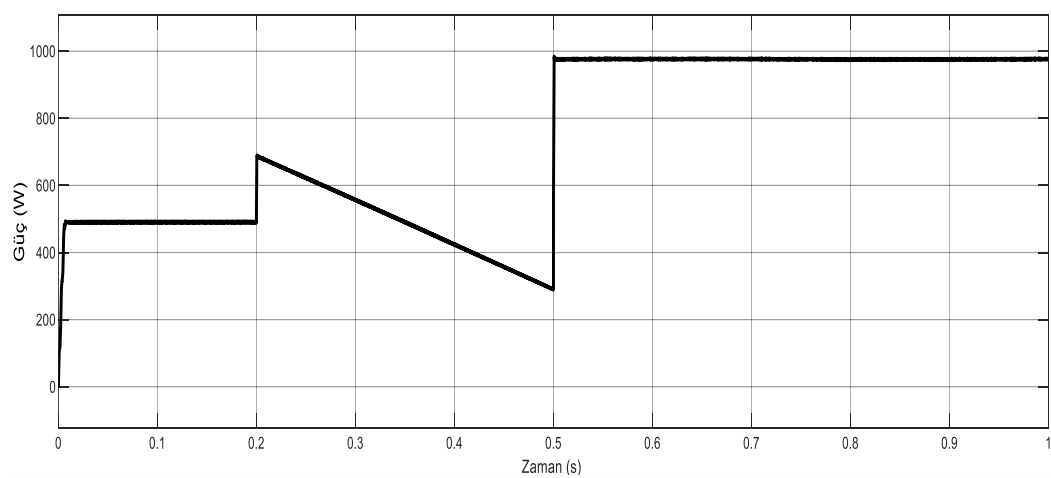
Şekil 4.44'te gösterilen 0-1 saniye aralığındaki farklı ışınım değerlerine göre sistemin zamana göre gerilim-akım-güç grafikleri aşağıdaki gibidir.



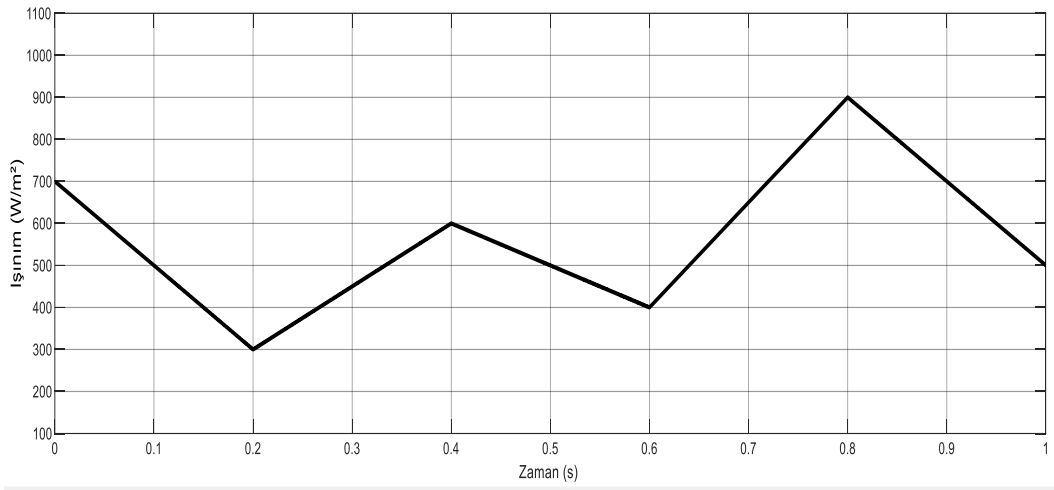
Şekil 4.45. Senaryo 4 için FV çıkış gerilimi



Şekil 4.46. Senaryo 4 için FV çıkış akımı

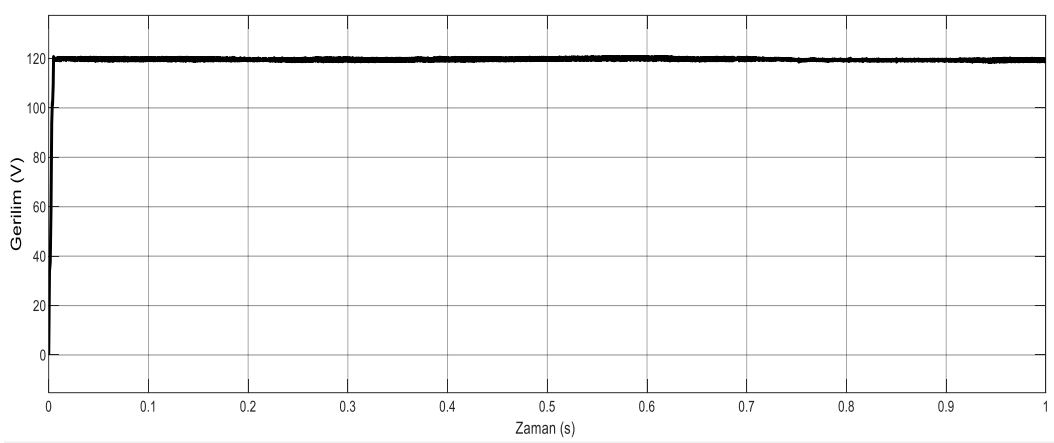


Şekil 4.47. Senaryo 4 için FV çıkış gücü

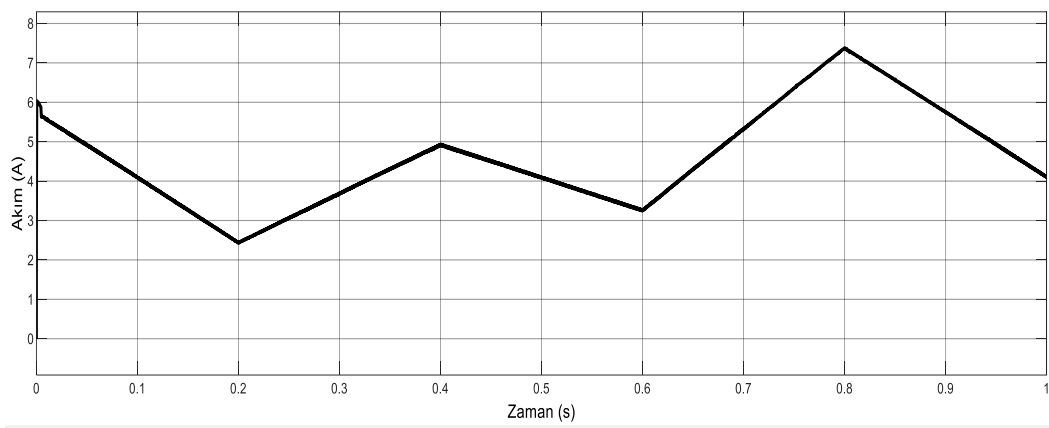


Şekil 4.48. Senaryo 5 için FV ışınım değerleri

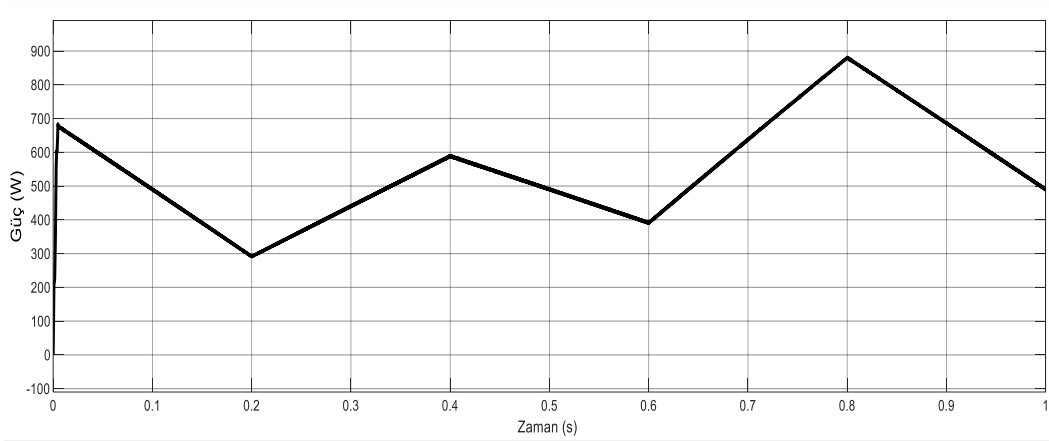
Şekil 4.48’de gösterilen 0-1 saniye aralığındaki farklı ışınım değerlerine göre sistemin zamana göre gerilim-akım-güç grafikleri aşağıdaki gibidir.



Şekil 4.49. Senaryo 5 için FV çıkış gerilimi



Şekil 4.50. Senaryo 5 için FV çıkış akımı

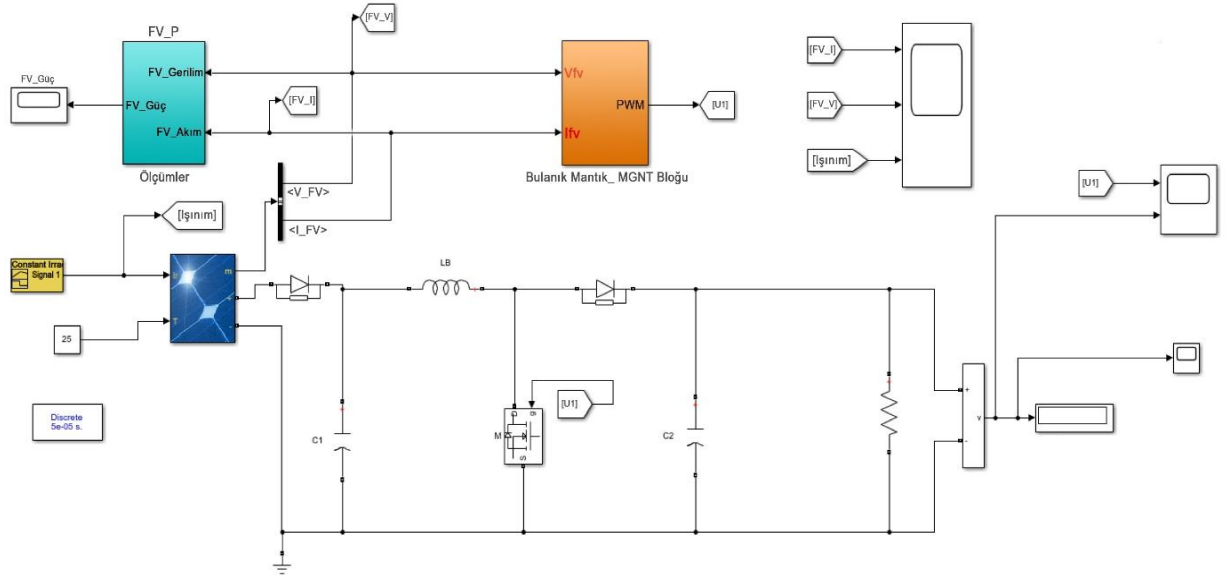


Şekil 4.51. Senaryo 5 için FV çıkış gücü

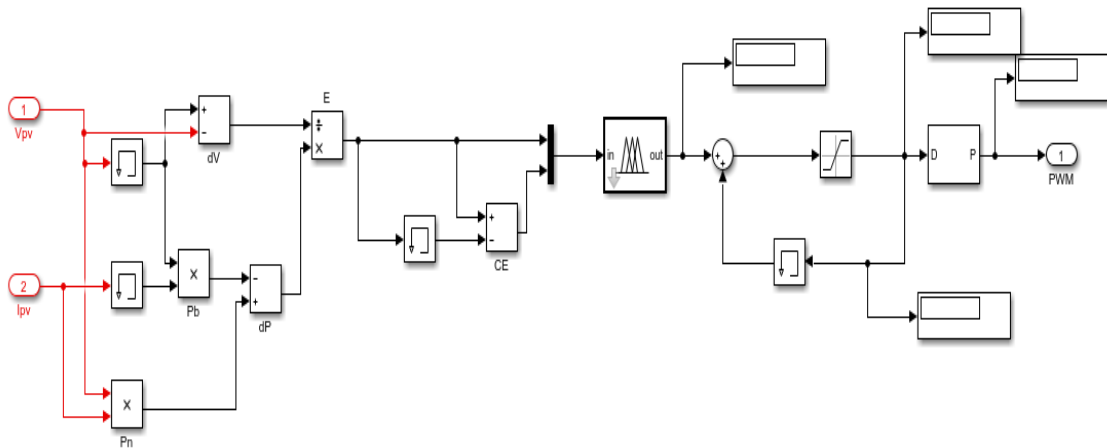
Şekillerde görüldüğü üzere değişen senaryolara karşı yükselten dönüştürücüye uygulanan D&G algoritmali geri adımlamalı kontrol FV çıkış gerilim grafiklerinde değişen şartlara ve ışınım değerlerine rağmen gerilim değeri hep 120 V civarlarındadır ve gerilim değerlerinin ne kadar kararlı olduğu ve 120 V civarlarında neredeyse hiç salınım yapmadığı görülmektedir. FV çıkış akım grafiklerinde, ışınım değeri artınca sistemin güç değerini ayarlamak için akımın arttığı, ışınım değeri azalınca da akımın azaldığı görülmektedir. Akım değerlerinin de gerilim gibi çok kararlı olduğu ve salınımların olmadığı görülmektedir. FV çıkış güç grafiklerinde ise senaryolarda sabit ışınım, aniden değişen ışınımlar, üçgensel aniden değişen ışınımlara rağmen sistemin her türlü şartlarda verdiği tepki aynı kararlılıkta ve ışınım değerine oldukça yakın değerlerde olduğu görülmektedir. Bu da geri adımlamalı kontrolün sistemi kısa sürede yanıt yeteneğiyle ne kadar çok kararlı ve ne kadar iyi çalıştığını grafiklerle kanıtlayarak bizlere göstermektedir.

#### 4.4. Bulanık Mantık Kontrolün Yükselten Dönüştürücüye Uygulanması

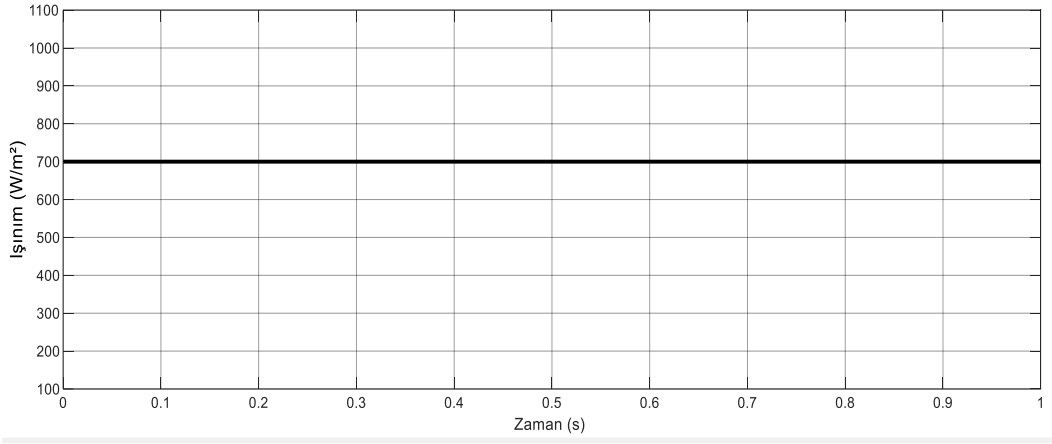
Yükselten dönüştürücüye uygulanan D&G algoritması ve geri adımlamalı kontrolü, 5 farklı ışınım senaryoları ile sistemin nasıl çalıştığı yukarıdaki grafiklerde görülmektedir. Aynı sisteme aynı ışınım değerleri ile bulanık mantık kontrolü uygulanmıştır. Sisteme eklenen bulanık mantık kontrolünün aynı parametrelerle nasıl çalıştığı aşağıdaki grafiklerde gösterilmektedir. Simulink ortamında çizilen devre Şekil 4.52'de ve yükselten dönüştürücüye uygulanan bulanık mantık kontrolünün iç tasarım blok diyagramı Şekil 4.53'te gösterilmektedir.



Şekil 4.52. Yükselten dönüştürücüye uygulanan bulanık mantık kontrolü

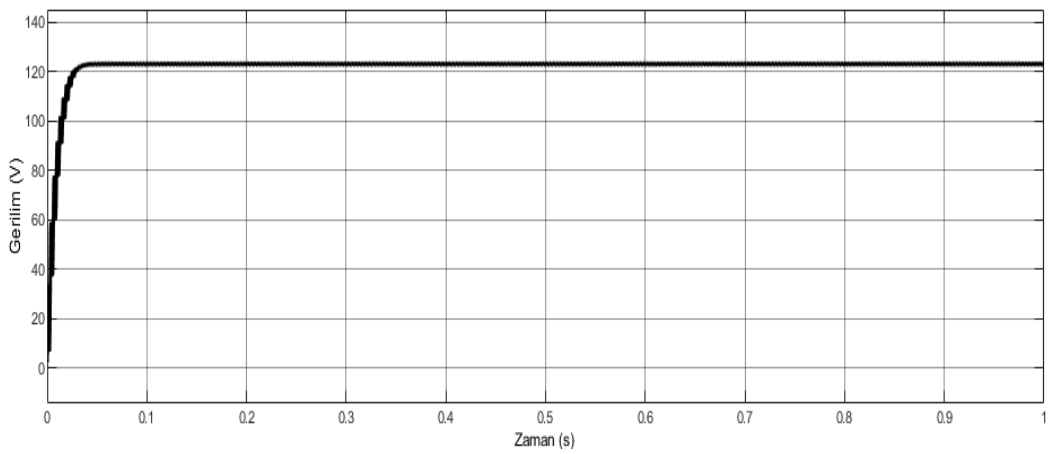


Şekil 4.53. Bulanık mantık kontrolünün blok diyagramı



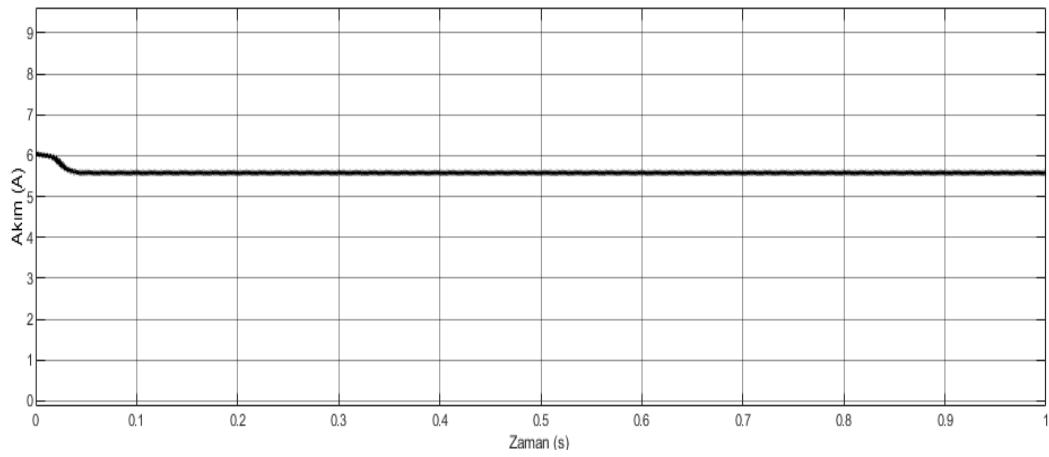
Şekil 4.54. Senaryo 1 için FV ışıınım değeri

Şekil 4.54’de gösterilen 0-1 saniye aralığındaki sabit ışıınım ( $700 W/ m^2$ ) değerine göre sistemin zamana göre gerilim-akım-güç grafikleri aşağıdaki gibidir.

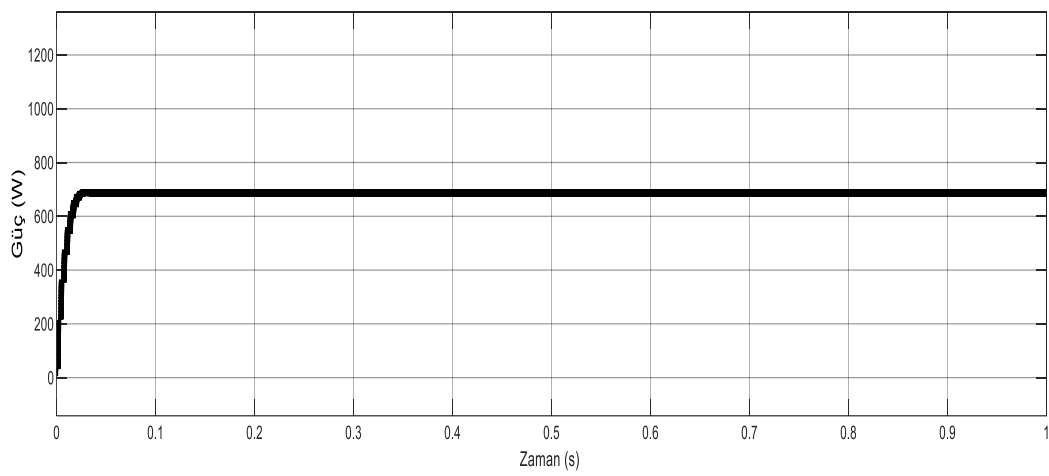


Şekil 4.55. Senaryo 1 için FV çıkış gerilimi

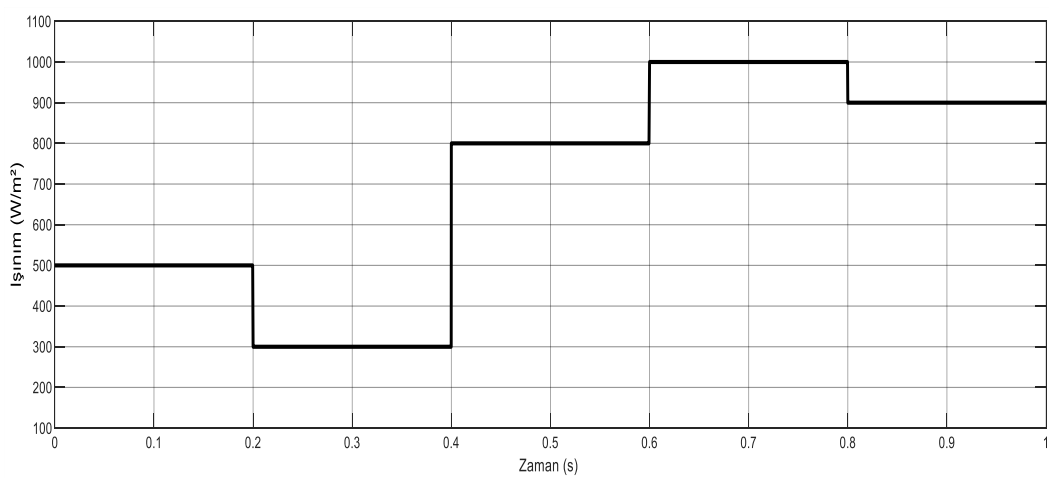




Şekil 4.56. Senaryo 1 için FV çıkış akımı

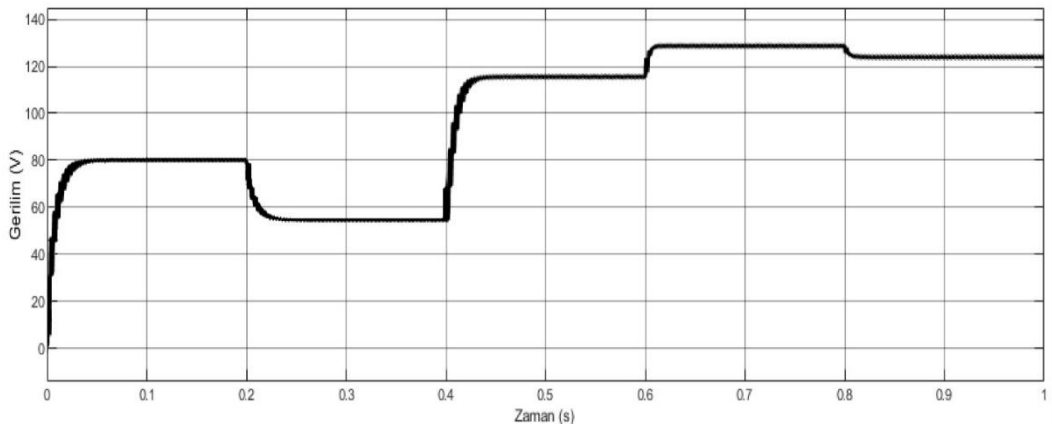


Şekil 4.57. Senaryo 1 için FV çıkış gücü

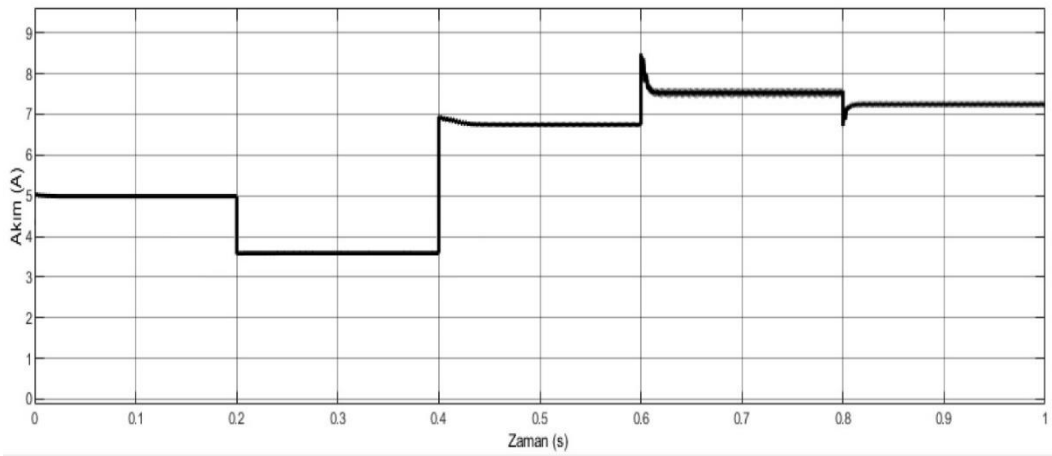


Şekil 4.58. Senaryo 2 için FV ışınlam değerleri

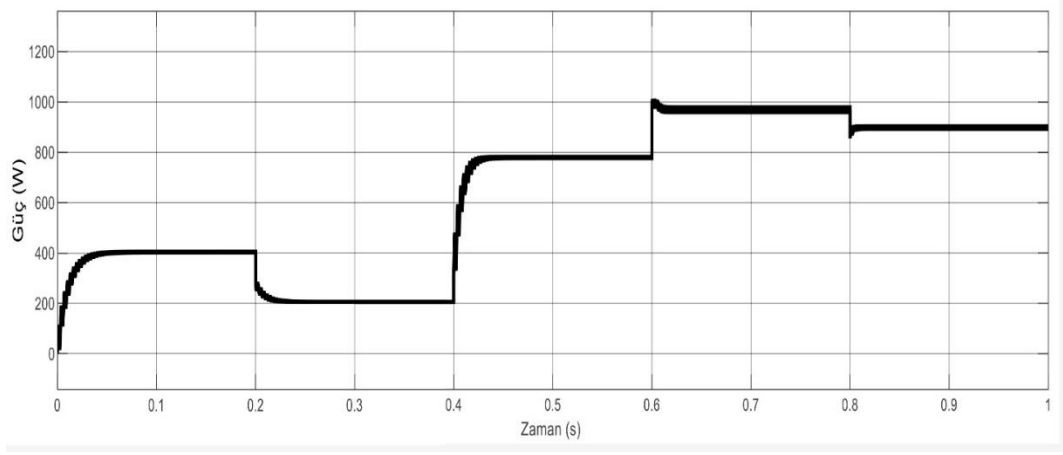
Şekil 4.58’de gösterilen 0-1 saniye aralığındaki farklı ışınım değerlerine göre sistemin zamana göre gerilim-akım-güç grafikleri aşağıdaki gibidir.



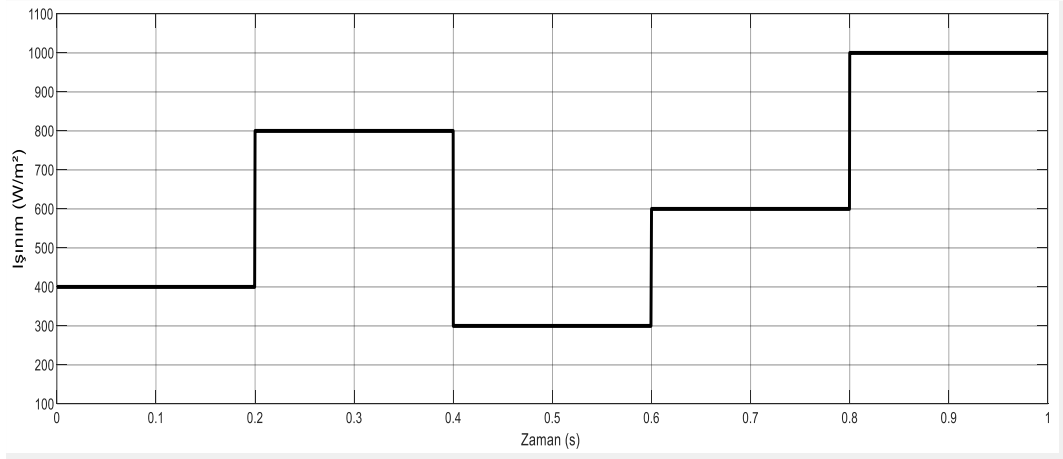
Şekil 4.59. Senaryo 2 için FV çıkış gerilimi



Şekil 4.60. Senaryo 2 için FV çıkış akımı

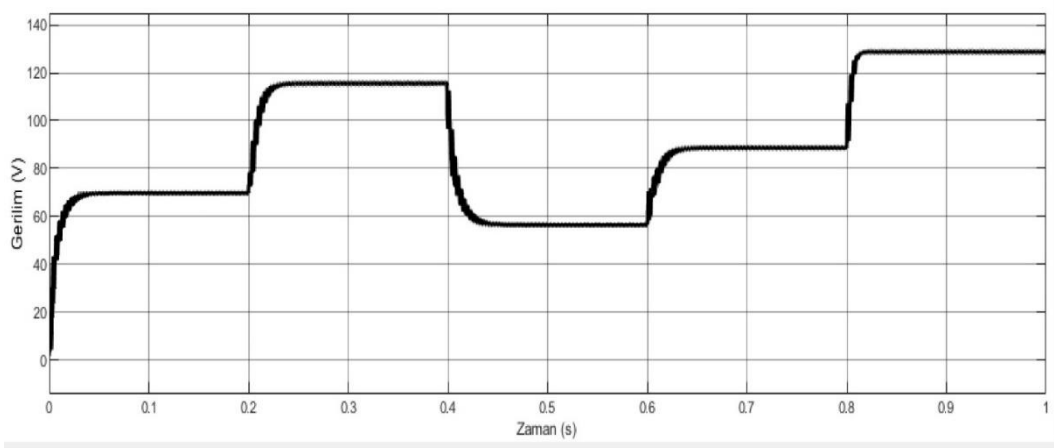


Şekil 4.61. Senaryo 2 için FV çıkış gücü

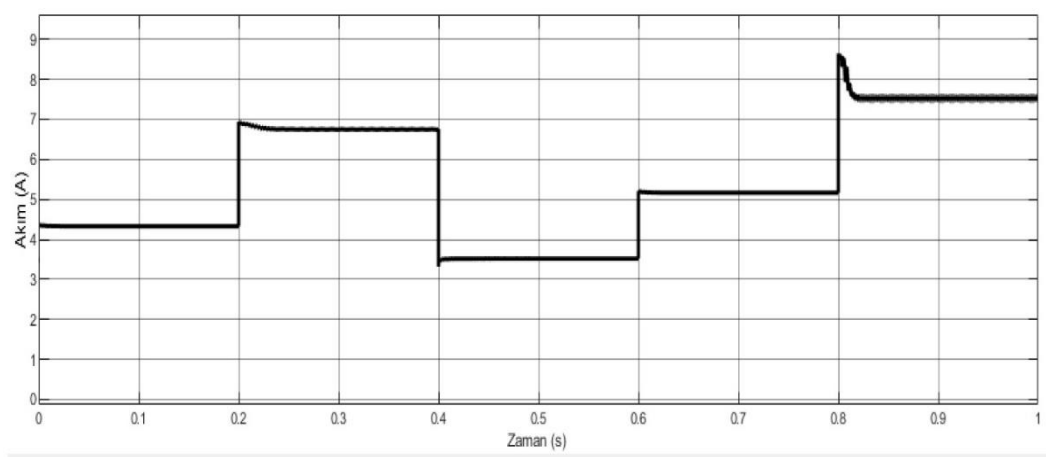


Şekil 4.62. Senaryo 3 için FV ışınlam değerleri

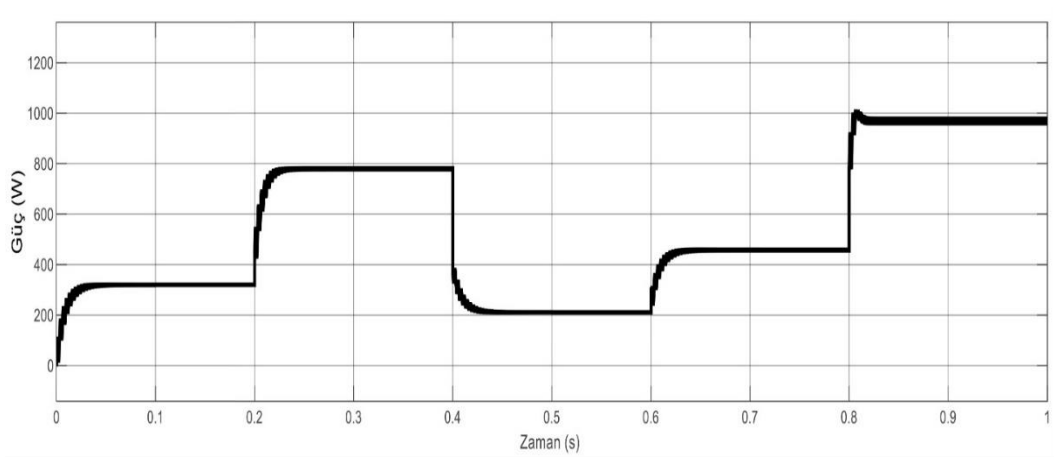
Şekil 4.62’de gösterilen 0-1 saniye aralığındaki farklı ışınlam değerlerine göre sistemin zamana göre gerilim-akım-güç grafikleri aşağıdaki gibidir.



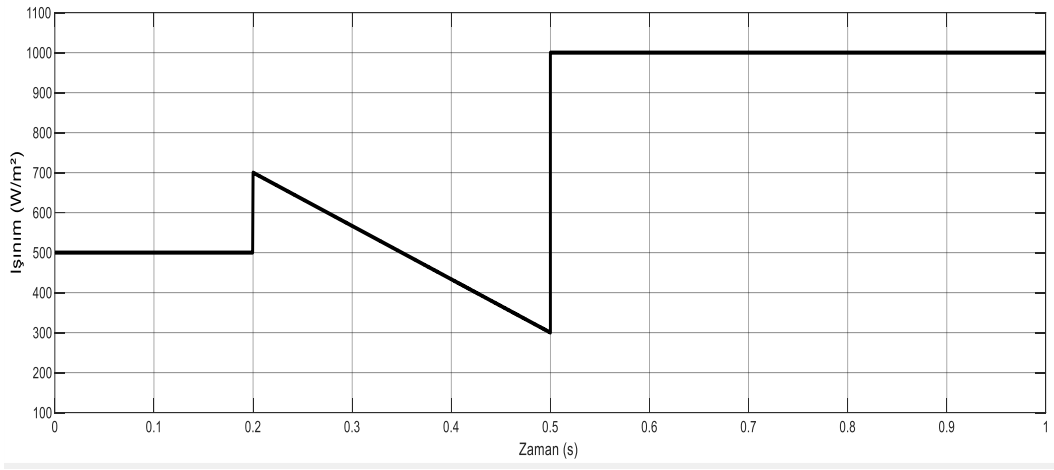
Şekil 4.63. Senaryo 3 için FV çıkış gerilimi



Şekil 4.64. Senaryo 3 için FV çıkış akımı

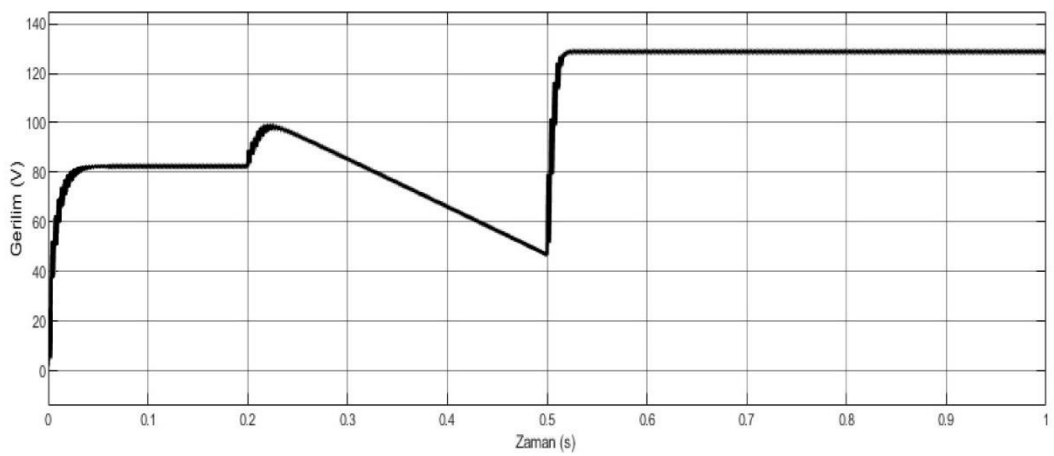


Şekil 4.65. Senaryo 3 için FV çıkış gücü

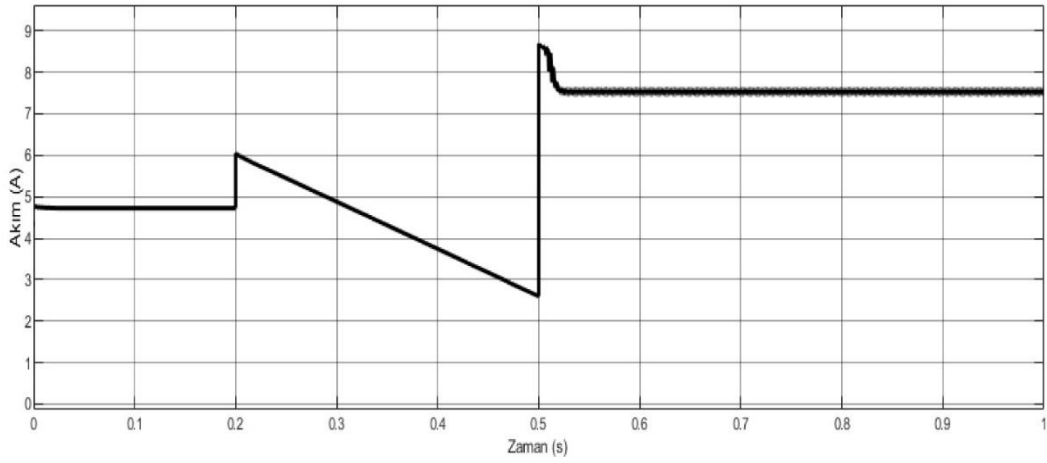


Şekil 4.66. Senaryo 4 için FV ışınım değerleri

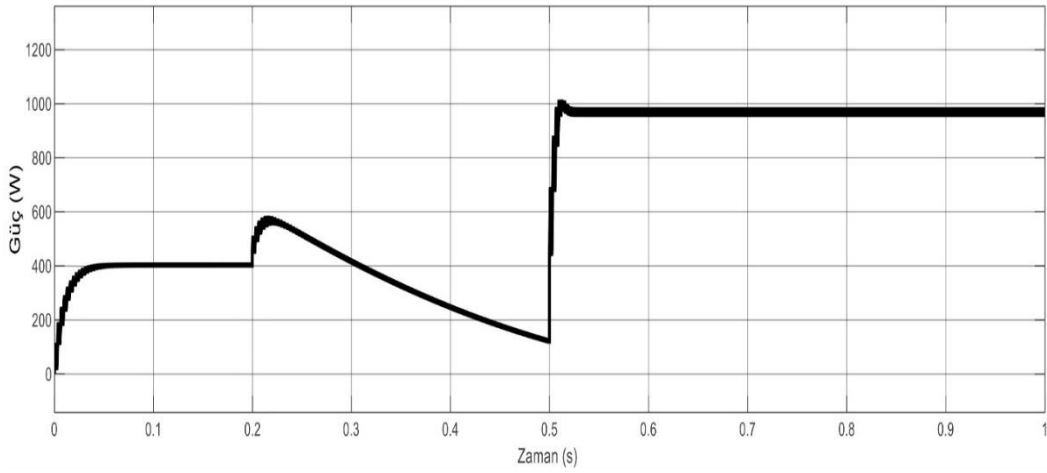
Şekil 4.66'da gösterilen 0-1 saniye aralığındaki farklı ışınım değerlerine göre sistemin zamana göre gerilim-akım-güç grafikleri aşağıdaki gibidir.



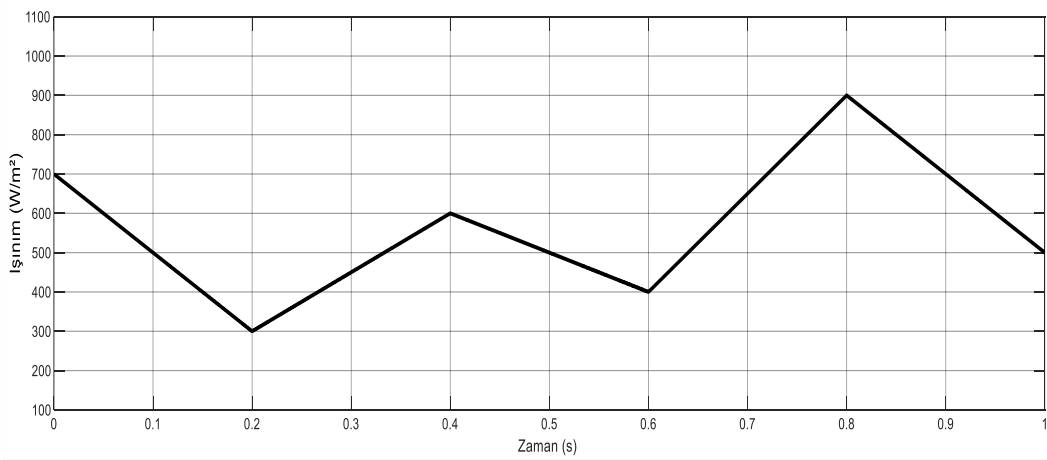
Şekil 4.67. Senaryo 4 için FV çıkış gerilimi



Şekil 4.68. Senaryo 4 için FV çıkış akımı

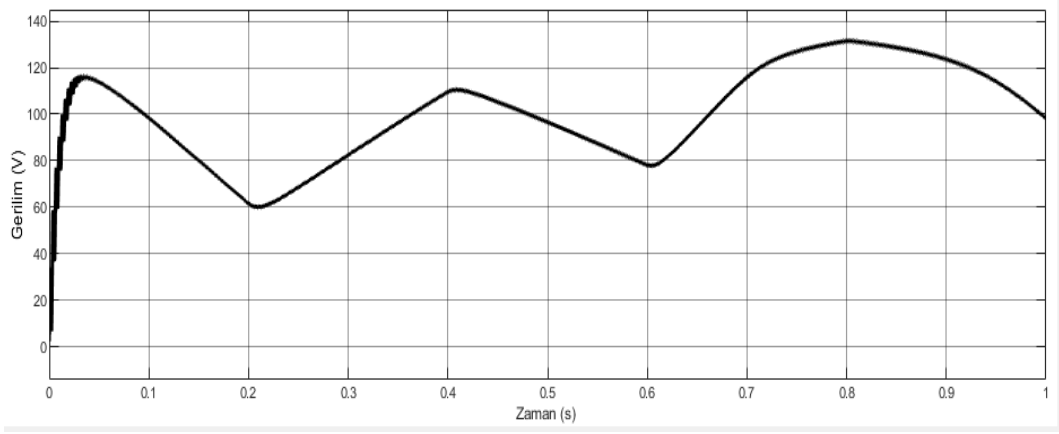


Şekil 4.69. Senaryo 4 için FV çıkış gücü

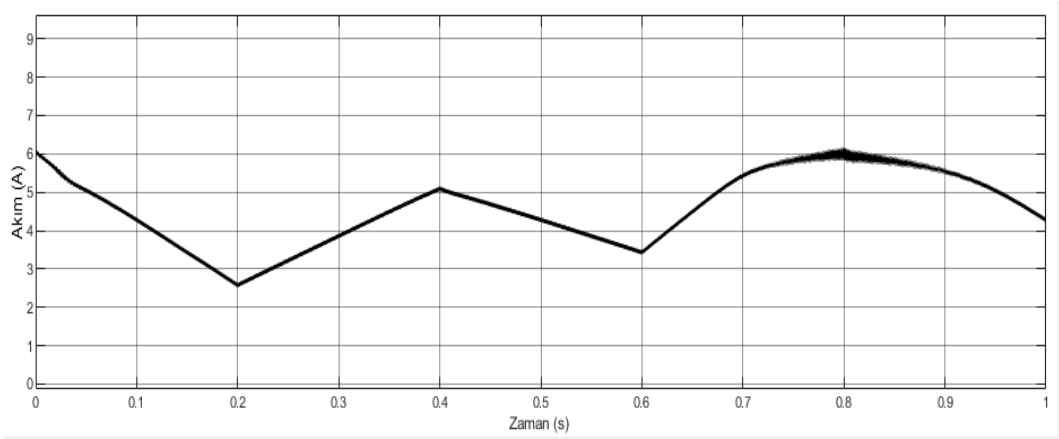


Şekil 4.70. Senaryo 5 için FV ışınım değerleri

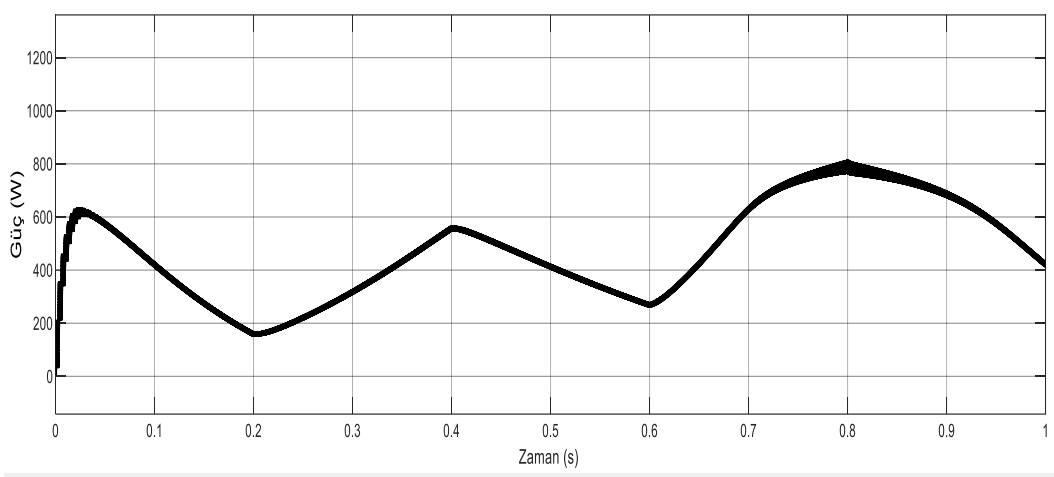
Şekil 4.70’de gösterilen 0-1 saniye aralığındaki farklı ışınım değerlerine göre sistemin zamana göre gerilim-akım-güç grafikleri aşağıdaki gibidir.



Şekil 4.71. Senaryo 5 için FV çıkış gerilimi



Şekil 4.72. Senaryo 5 için FV çıkış akımı



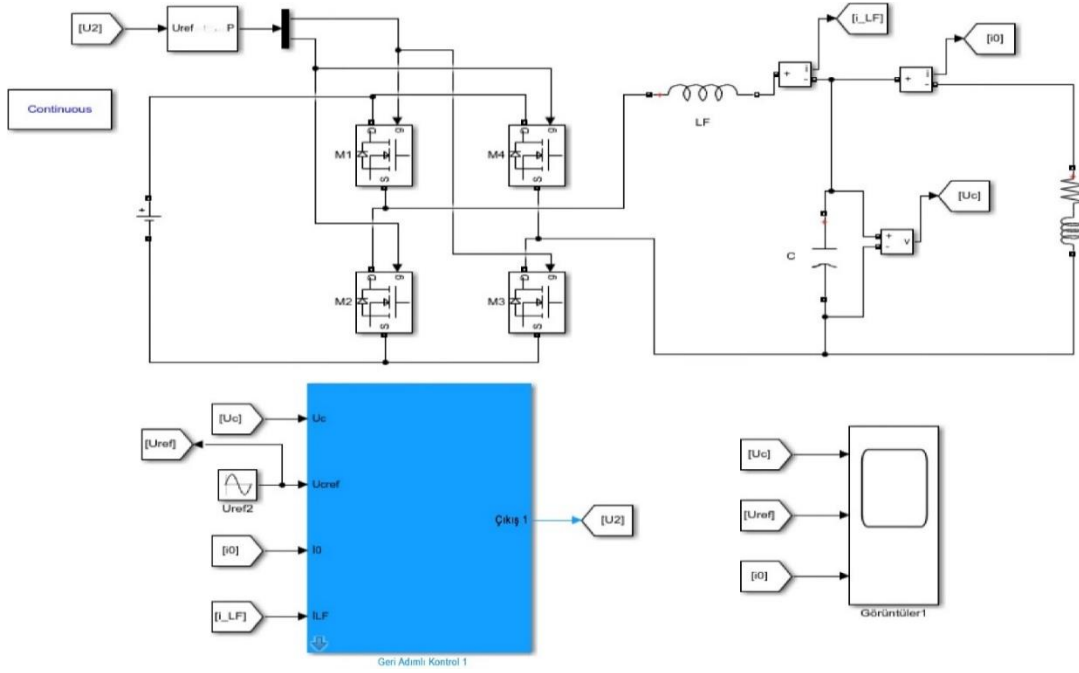
Şekil 4.73. Senaryo 5 için FV çıkış gücü

Şekillerde görüldüğü üzere değişen senaryolara karşı yükselten dönüştürücüye uygulanan bulanık mantık kontrolü, FV çıkış gerilim grafiklerinde değişen şartlara ve ışınım değerlerine karşı, D&G algoritmalı sistem ve D&G algoritmalı geri adımlamalı kontrol sisteminin aksine gerilim değeri sabit değildir ve ışınım grafiğine benzer grafik çizmektedir ve salınım oldukça azdır. FV çıkış akım grafiklerinde, ışınım değeri artınca sistemin güç değerini ayarlamak için akımın arttığı, ışınım değeri azalınca da akımın azaldığı görülmektedir ve ışınım değeri grafiğini anımsatan grafik çizmektedir. Akım değerlerinde de gerilim gibi salınımların çok küçük olduğu görülmektedir. FV çıkış güç grafiklerinde ise değişen ışınım değerlerine göre sistem farklı tepkiler vermektedir. Senaryo 1'deki gibi sabit ışınımına çok yakın bir değerde sistem gayet kararlı ve salınımı az tepki vermiştir. Senaryo 2 ve 3' deki ışınımlara göre sistemde ilk saniyelerde yaklaşık 100 W güç kaybı olsa da yaklaşık 0,4 saniye sonra sistem ışınım değerlerine yakın, kararlı ve salınımı az bir yol izlemektedir. Senaryo 4'e göre sistemin ani ışınım değerlerine karşı verdiği tepki ilk 0,5 saniyede yaklaşık 100 W güç kaybıyla devam etse de 0,5. saniyeden sonra sistemin kendini toparlayıp ışınım değerine yakın, kararlı ve salınımı az olarak devam eder. Senaryo 5'de ise ani değişen üçgensel ışınım değerlerine karşı sistemin verdiği tepki 1 saniye boyunca yaklaşık maksimum 100 Wattlık bir kayıp ile devam eder ancak sistem kararlı ve salınımı az olarak yol almaktadır. Bulanık mantık kontrolünde genel olarak bazı noktalarda güç kaybının olması, salınım ve kararlılık konusunda da D&G algoritmalı geri adımlamalı kontrollü sisteme göre daha kötü performans verdiği, D&G algoritmalı sisteme göre ise daha kararlı ve salınımı az olarak daha iyi performans verdiği grafiklerden görülmektedir.

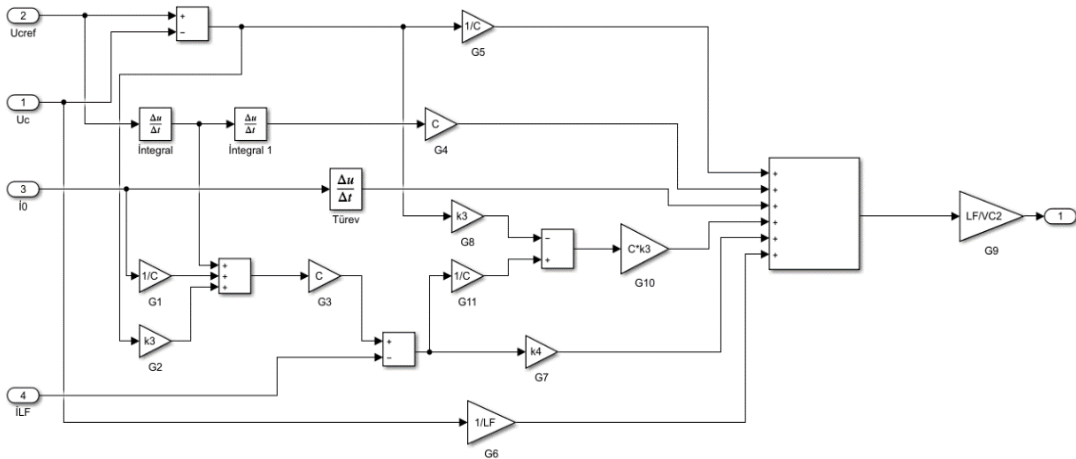


#### 4.5. Geri Adımlamalı Kontrollü Tek Fazlı H Köprü Eviricinin Analizi

Son olarak sistemin II. kısmı olan H köprülü evirici devresinin, sabit bir gerilim üzerinde indüktör, kapasitör ve direnç değerlerini değiştirerek sistemin çıkış gerilimindeki değişim grafikleri, akımdaki değişim grafikleri ve THB değişim değerleri aşağıda gösterilmektedir. Simulink ortamında çizilen devre Şekil 4.74'te ve H köprü eviriciye uygulanan geri adımlamalı kontrolün iç tasarım blok diyagramı Şekil 4.75'de gösterilmektedir.

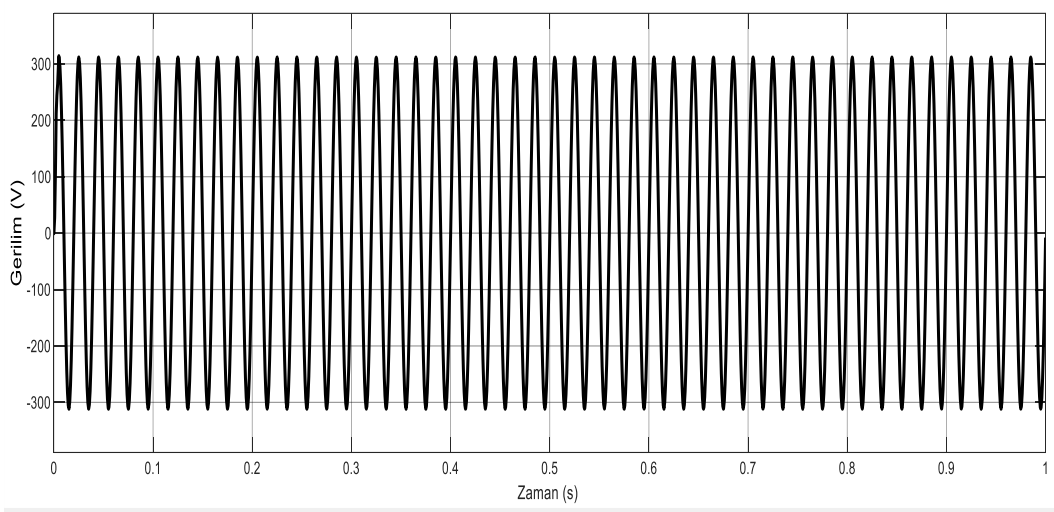


Şekil 4.74. Geri adımlamalı kontrollü H köprülü evirici devresi

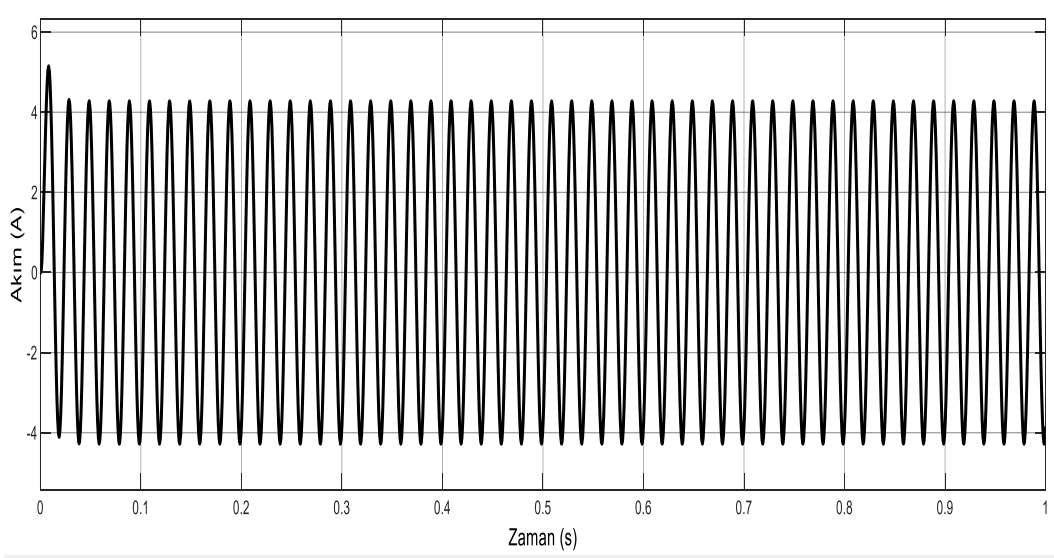


Şekil 4.75. Tek fazlı H köprü eviriciye uygulanan geri adımlamalı kontrolün blok diyagramı

Sabit DC gerilim 360 V'dir. Yükselten dönüştürücü-H köprülü evirici ana devremizin parametre değerlerine göre sistemin evirici çıkışındaki gerilim-akım grafikleri gösterilmektedir. Daha sonra bazı parametreleri değiştirerek sistemin nasıl tepki verdiği gösterilmiştir. Ana devrenin  $L_F$  değeri  $4,7e-3$ , C değeri  $0,768e-3$ , R değeri  $33 \Omega$  ve L değeri  $207e-3$ 'dür.



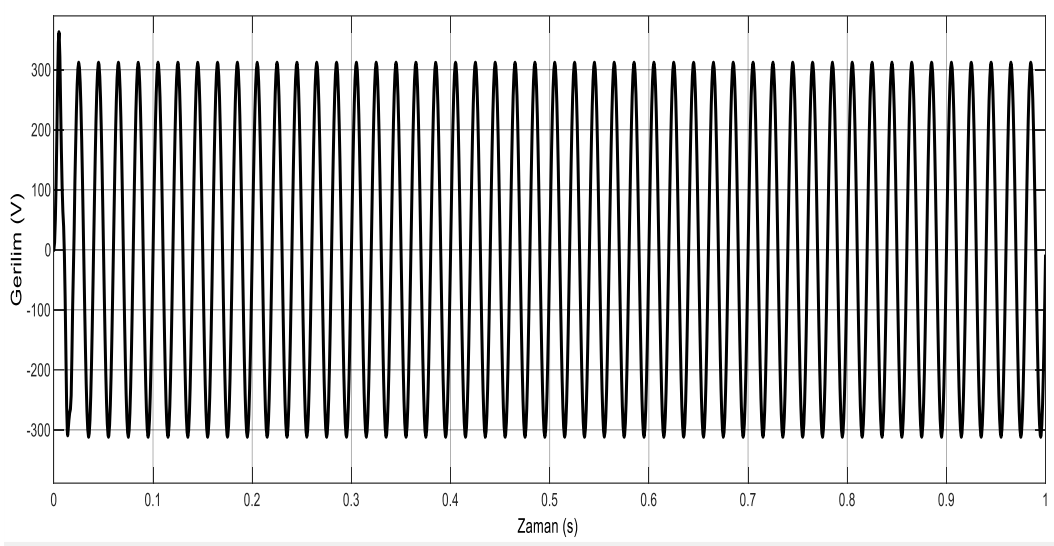
Şekil 4.76. Evirici çıkış gerilimi



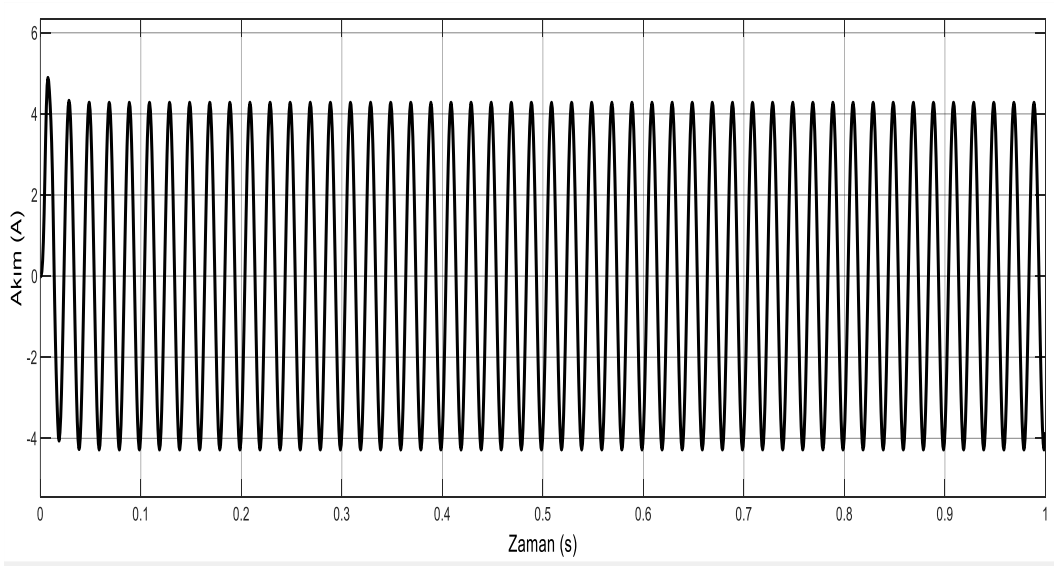
Şekil 4.77. Evirici çıkış akımı

Sistemin bu parametre değerleri için temel frekans (50 Hz) değeri 310,9 V, THB değeri ise %0,63 olarak çıkmaktadır.

Devrenin  $L_F$  değeri  $4,7e-3$ 'den  $10e-3$ 'e yükseltip, diğer değerler aynı kalırsa yani C değeri  $0,768e-3$ , R değeri  $33 \Omega$  ve L değeri  $207e-3$  iken oluşan gerilim-akım grafikleri aşağıdaki gibidir.



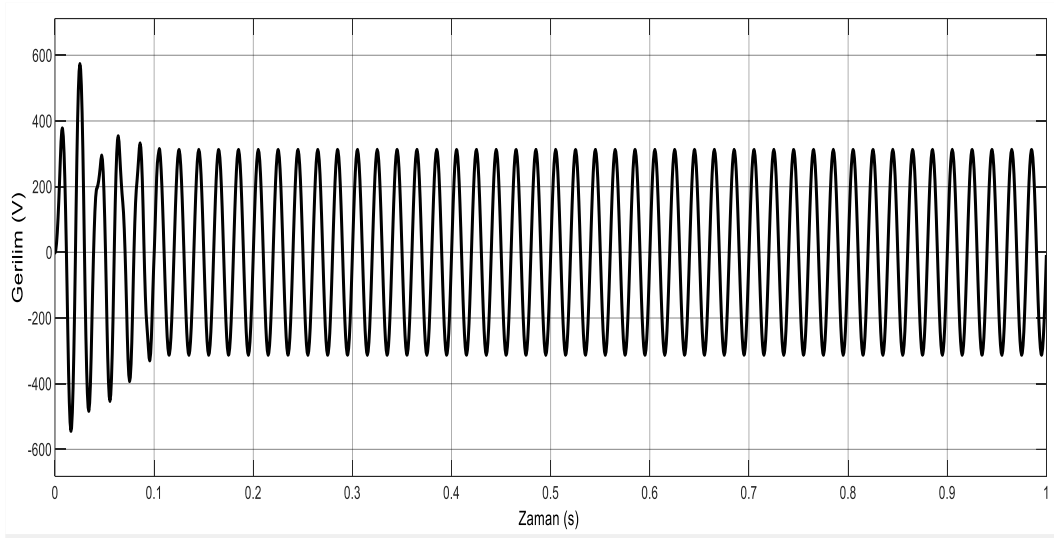
Şekil 4.78. Evirici çıkış gerilimi



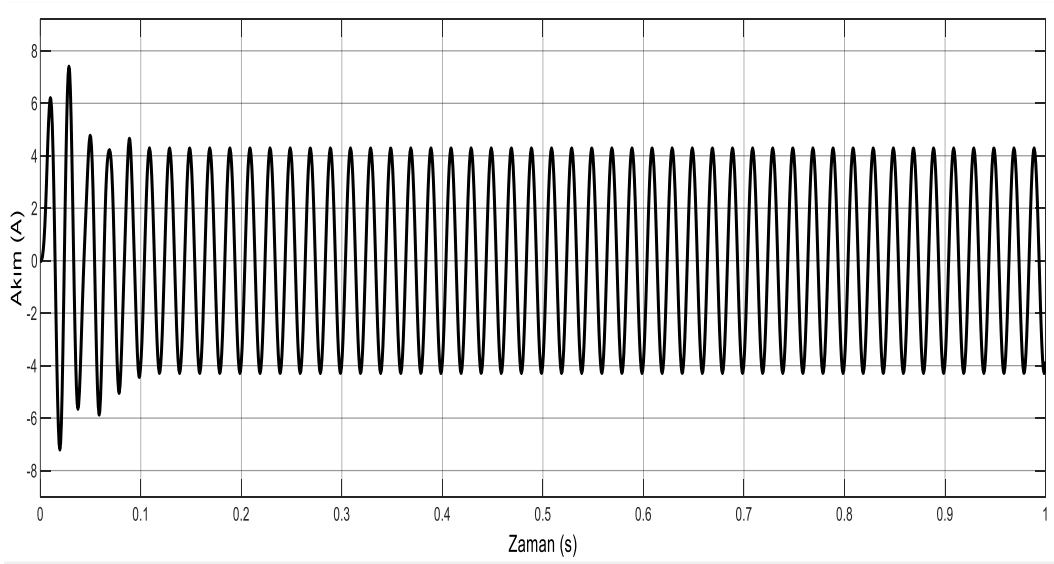
Şekil 4.79. Evirici çıkış akımı

Sistemde sadece indüktörün değeri  $4,7e-3$ 'den  $10e-3$ 'e yükseltildiğinde temel frekans (50 Hz) değeri 310,7 V, THB değeri ise %2,35'e yükselmiştir.

Devrenin  $L_F$  değeri  $10e-3$ 'den  $20e-3$ 'e yükseltilip, diğer değerler aynı kalırsa yani C değeri  $0,768e-3$ , R değeri  $33 \Omega$  ve L değeri  $207e-3$  iken oluşan gerilim-akım grafikleri aşağıdaki gibidir.



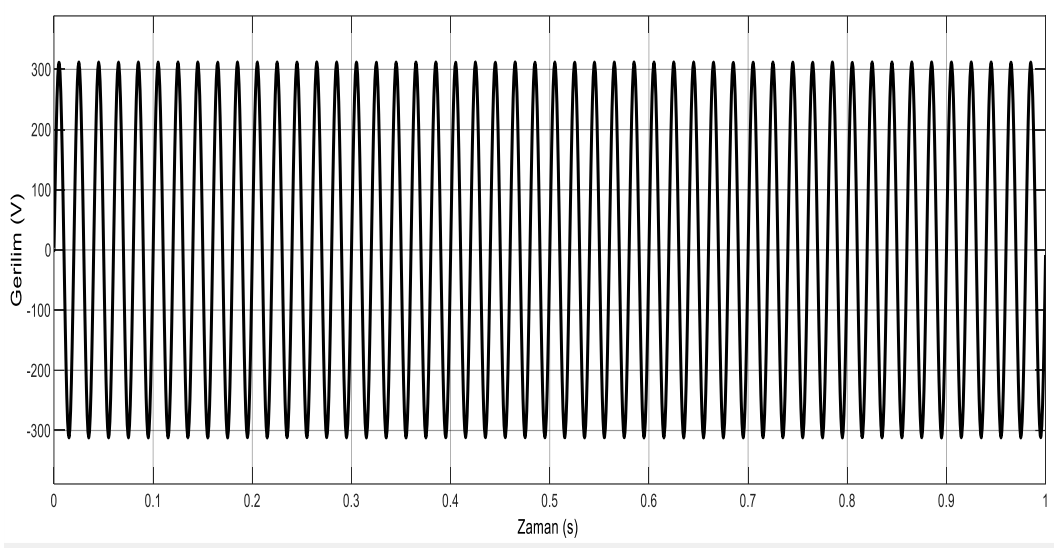
Şekil 4.80. Evirici çıkış gerilimi



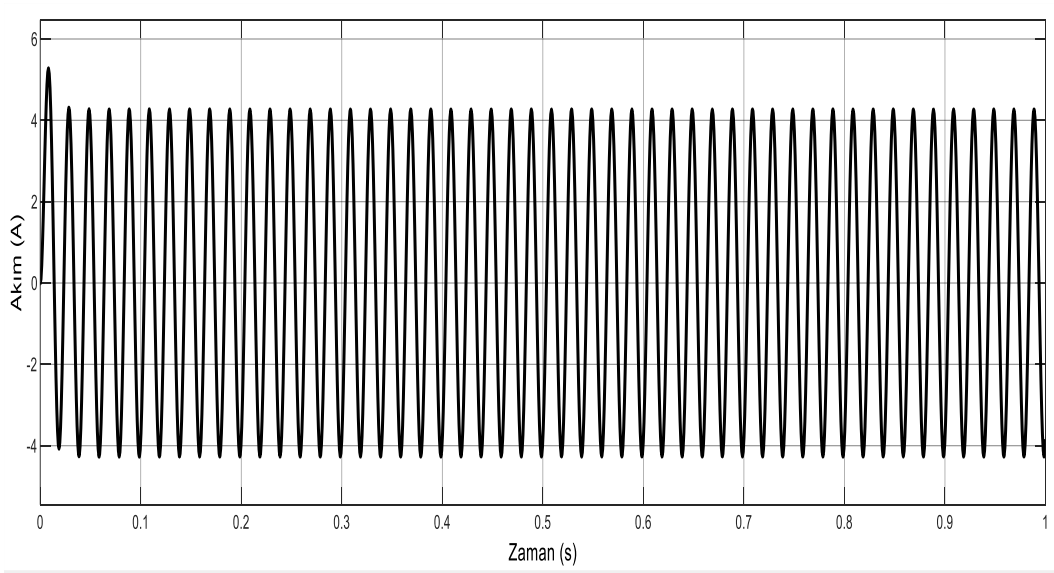
Şekil 4.81. Evirici çıkış akımı

Sistemde sadece indüktörün değeri  $10e-3$ 'den  $20e-3$ 'e yükseltildiğinde temel frekans (50 Hz) değeri hafif artarak 318,3 V olup, THB değeri ise %14,83'e yükselmiştir.

Devrenin  $L_F$  değeri  $20e-3$ 'den  $1.2e-3$ 'e düşürülüp, diğer değerler aynı kalırsa yani C değeri  $0,768e-3$ , R değeri  $33 \Omega$  ve L değeri  $207e-3$  iken oluşan gerilim-akım grafikleri aşağıdaki gibidir.



Şekil 4.82. Evirici çıkış gerilimi

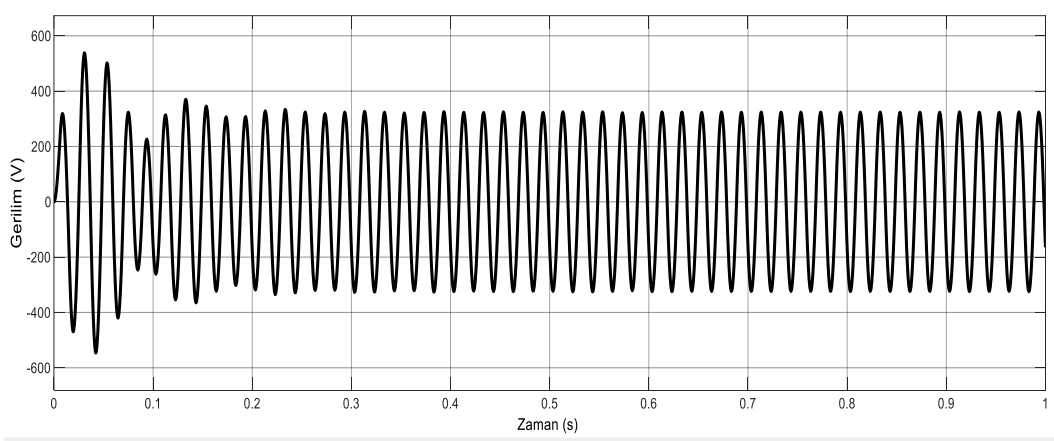


Şekil 4.83. Evirici çıkış akımı

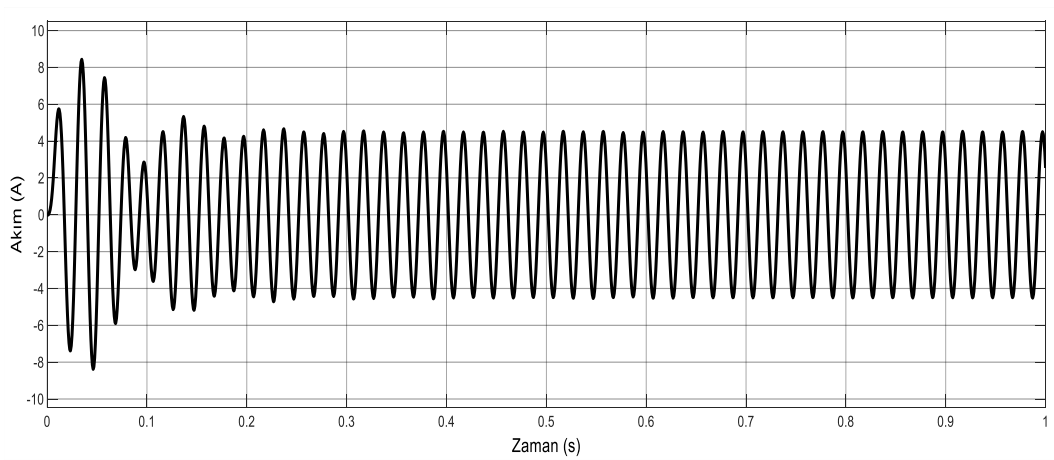
Sistemde sadece indüktörün değeri  $20e-3$ 'den  $1,2e-3$ 'e düşürüldüğünde temel frekans (50 Hz) değeri azalarak 310,5 V olup, THB değeri ise %0,15'e düşmüştür.

Yukarıdaki grafiklerden görüldüğü gibi ana devrenin parametreleri sistemi oldukça kararlı ve güzel çalıştırmaktadır. Akım ve gerilimde çok çok küçük salınımlar dışında kararlı olduğu ve THB değerinin oldukça düşük olduğu gözlemlenmiştir ve bu da sistemin kararlılığını kanıtlamaktadır. Diğer parametreler sabit kalıp,  $L_F$  değeri yükseldikçe çıkış gerilim gücü düşüp, akımın arttığı ancak her ikisinde de biraz daha fazla salınım olduğu ve THB değerinin de giderek arttığı gözlemlenmiştir.  $L_F$  değeri düşürülünce de sistemin gerilim ve akımda ufak değişimler ve THB değerinin daha da düştüğü gözlemlenmiştir.

$L_F$  değerinin değiştirilip gözlemlenen sonuçlar sonrasında bu sefer  $C$  değeri  $0,768e-3$ 'den  $5e-3$ 'e yükseltilip, diğer değerler aynı kalırsa yani  $L_F$  değeri  $4,7e-3$ ,  $R$  değeri  $33 \Omega$  ve  $L$  değeri  $207e-3$  iken oluşan gerilim-akım grafikleri aşağıdaki gibidir.



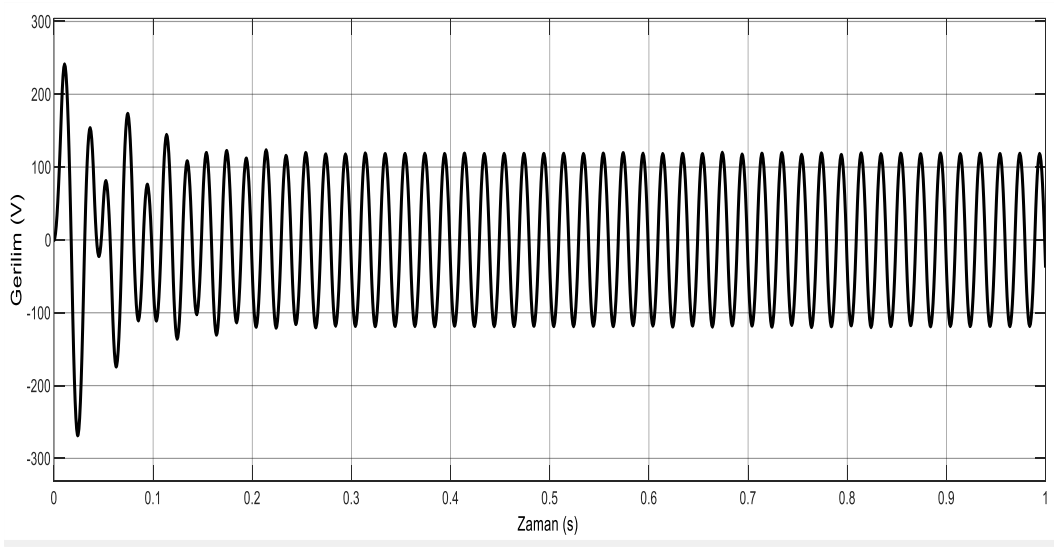
Şekil 4.84. Evirici çıkış gerilimi



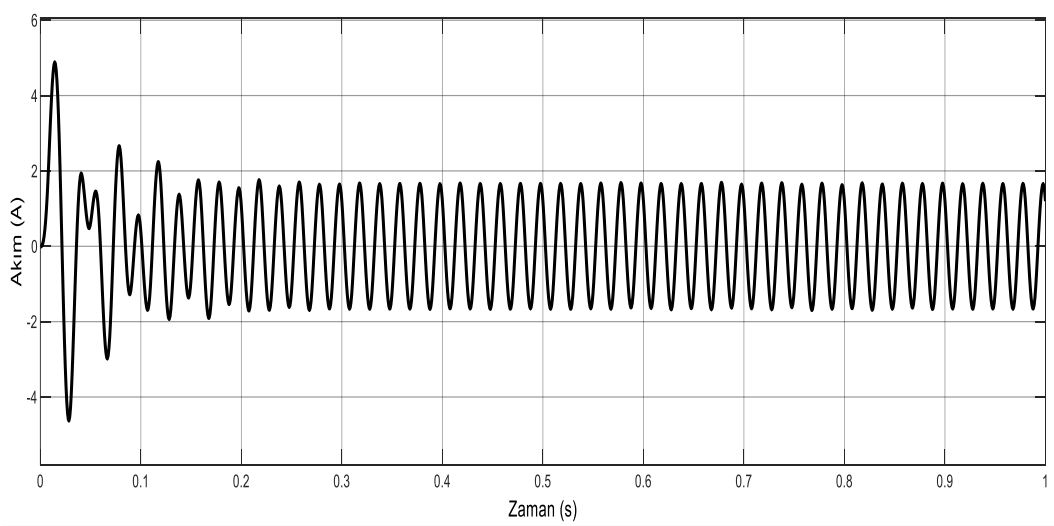
Şekil 4.85. Evirici çıkış akımı

Sistemde sadece kapasitörün değeri  $0,768e-3$ 'den  $5e-3$ 'e yükseltildiğinde temel frekans (50 Hz) değeri 322,7 V, THB değeri ise %10,52 olarak çıkmaktadır.

Devrenin C değeri  $5e-3$ 'den  $10e-3$ 'e yükseltilip, diğer değerler aynı kalırsa yani  $L_F$  değeri  $4,7e-3$ , R değeri  $33 \Omega$  ve L değeri  $207e-3$  iken oluşan gerilim-akım grafikleri aşağıdaki gibidir.

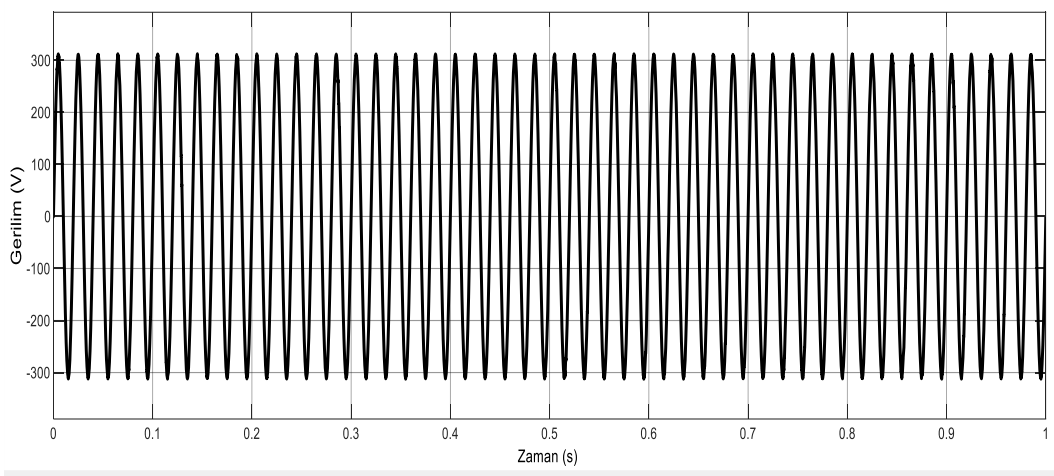


Şekil 4.86. Evirici çıkış gerilimi

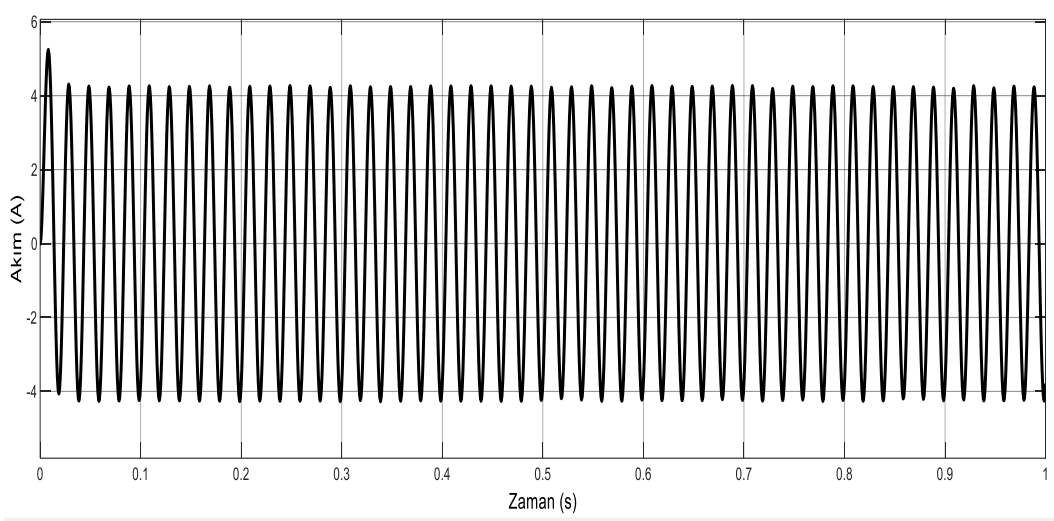


Şekil 4.87. Evirici çıkış akımı

Sistemde sadece kapasitörün değeri  $5e-3$ 'den  $10e-3$ 'e yükseltildiğinde temel frekans (50 Hz) değerinde çok büyük azalma gerçekleşerek 119,8 V olup, THB değeri ise %6,43'tür. Devrenin C değeri  $10e-3$ 'den  $0,1e-3$ 'e düşürülüp, diğer değerler aynı kalırsa yani  $L_F$  değeri  $4,7e-3$ , R değeri  $33 \Omega$  ve L değeri  $207e-3$  iken oluşan gerilim-akım grafikleri aşağıdaki gibidir.



Şekil 4.88. Evirici çıkış gerilimi



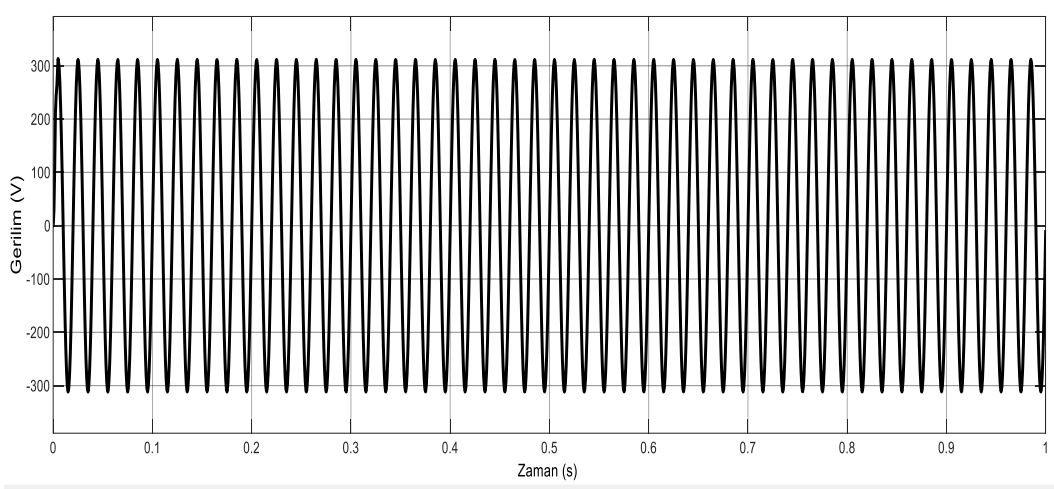
Şekil 4.89. Evirici çıkış akımı

Sistemde sadece kapasitörün değeri  $10e-3$ 'den  $0,1e-3$ 'e düşürüldüğünde temel frekans (50 Hz) değeri 308,9 V olup, THB değeri ise %1,03'tür.

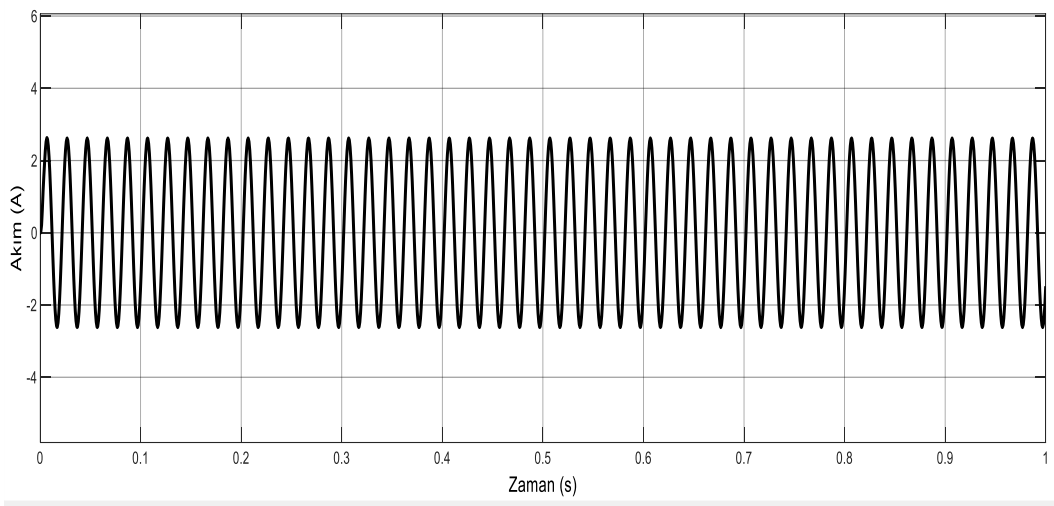


Kapasitör değerlerini değiştirdiğinde, yukarıdaki grafiklerden görüldüğü gibi akım ve gerilimde ilk saniyelerde çok küçük salınımlar dışında sonradan kendini toparlayıp kararlı olduğu ve akım ve gerilimde düşük değer değişiklikleri gözlemlenmiştir. Diğer parametreler sabit kalıp, C değerinin  $0,768 \times 10^{-3}$ 'den  $5 \times 10^{-3}$ 'e yükseltildiğinde ana sistemdeki THB değerinin %0,63'den %10,52'ye yükseldiği, 50 Hz'deki büyüklüğün de 310,9 V'den 322,7 V'ye çıktığı, C değerinin  $5 \times 10^{-3}$ 'den  $10 \times 10^{-3}$ 'e yükseltildiğinde THB değerinin %10,52'den %6,43 düştüğü ancak 50 Hz'deki büyüklüğü 310,9 V'den 119,8 V'a düştüğü gözlemlenmiştir bu da kapasitör değerinin arttıkça sistemin nasıl kararsız olduğunu göstermektedir. C değeri  $10 \times 10^{-3}$ 'den  $0,1 \times 10^{-3}$ 'e düşürülünce de sistemin gerilim ve akımda aynı şekilde ufak değişimler ve THB değerinin de %6,43'den %1,03' düştüğü ve 50 Hz'deki büyüklüğü 119,8 V'den 308,9 V'a yükselmiştir.

$L_F$  ve C değerlerinin ayrı ayrı değiştirilip gözlemlenen sonuçlar sonrasında bu sefer R değeri  $33 \Omega$ 'dan  $100 \Omega$ 'a yükseltildi, diğer değerler aynı kalırsa yani  $L_F$  değeri  $4,7 \times 10^{-3}$ , C değeri  $0,768 \times 10^{-3}$  ve L değeri  $207 \times 10^{-3}$  iken oluşan gerilim-akım grafikleri aşağıdaki gibidir.



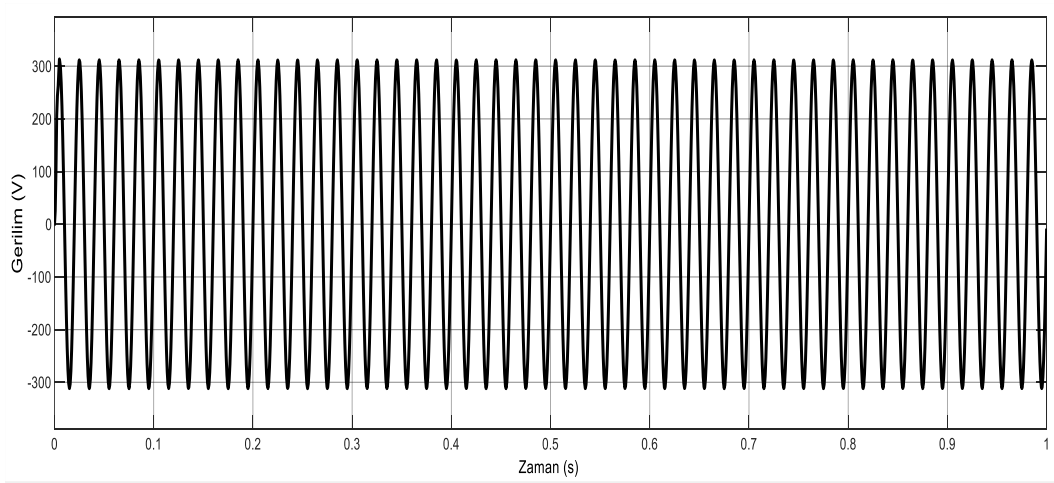
Şekil 4.90. Evirici çıkış gerilimi



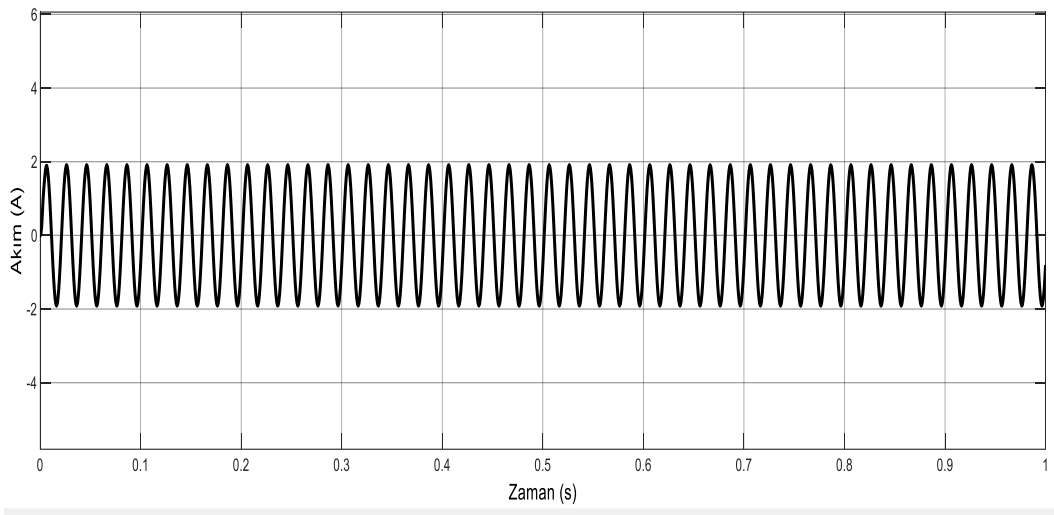
Şekil 4.91. Evirici çıkış akımı

Sistemde sadece direncin değeri  $33 \Omega$ 'dan  $100 \Omega$ 'a yükseltildiğinde temel frekans değerinde ve THB değerinde bir değişiklik olmadığı görülmüştür. Temel frekans (50 Hz) büyüklüğü 310,9 V, THB değeri ise %0,63'tür.

Devrenin R değeri  $100 \Omega$ 'dan  $150 \Omega$ 'a yükseltilip, diğer değerler aynı kalırsa yani  $L_F$  değeri  $4,7e-3$ , C değeri  $0,768e-3$  ve L değeri  $207e-3$  iken oluşan gerilim-akım grafikleri aşağıdaki gibidir.



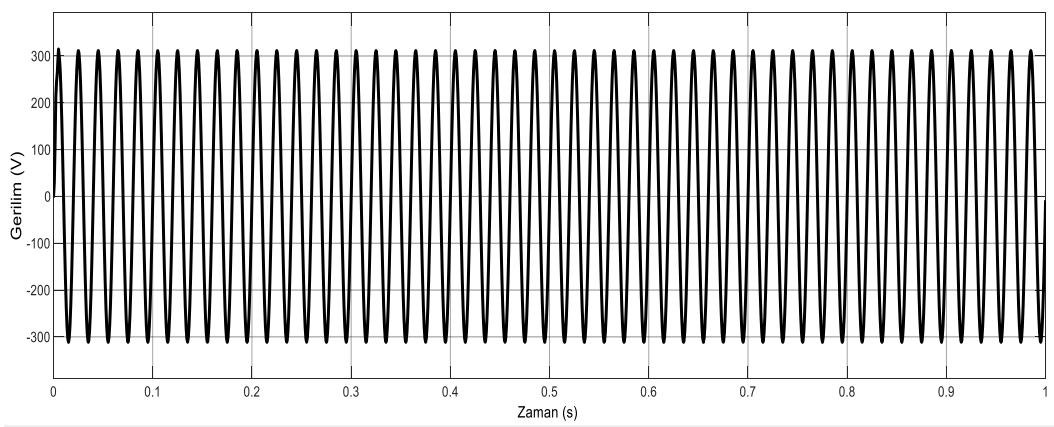
Şekil 4.92. Evirici çıkış gerilimi



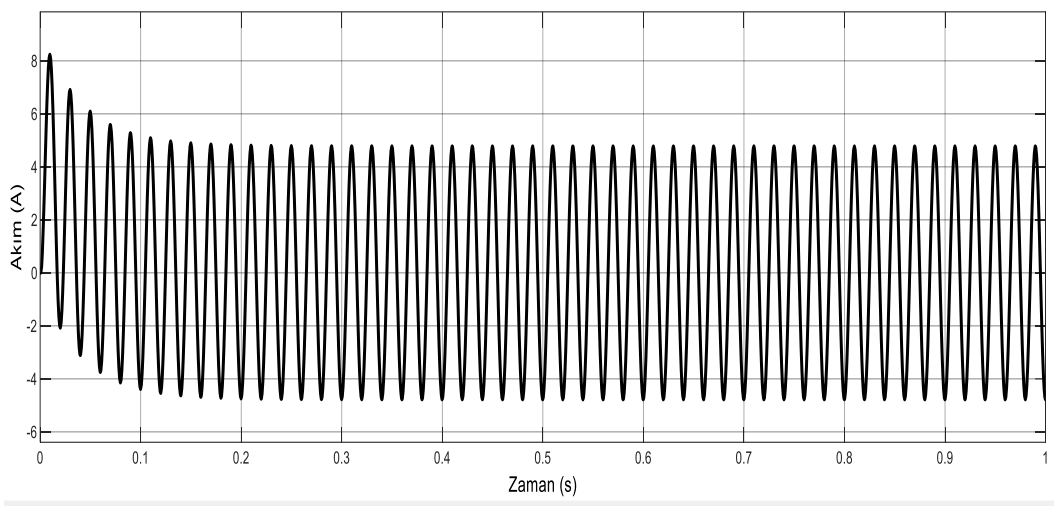
Şekil 4.93. Evirici çıkış akımı

Sisteminde sadece direncin değeri  $100 \Omega$ 'dan  $150 \Omega$ 'a yükseltildiğinde temel frekans değerinde ve THB değerinde yine bir değişiklik olmadığı görülmüştür. Temel frekans (50 Hz) büyüklüğü 310,9 V, THB değeri ise %0,63'tür.

Devrenin R değeri  $150 \Omega$ 'dan  $5 \Omega$ 'a düşürülüp, diğer değerler aynı kalırsa yani  $L_F$  değeri  $4,7e-3$ , C değeri  $0,768e-3$  ve L değeri  $207e-3$  iken oluşan gerilim-akım grafikleri aşağıdaki gibidir.



Şekil 4.94. Evirici çıkış gerilimi



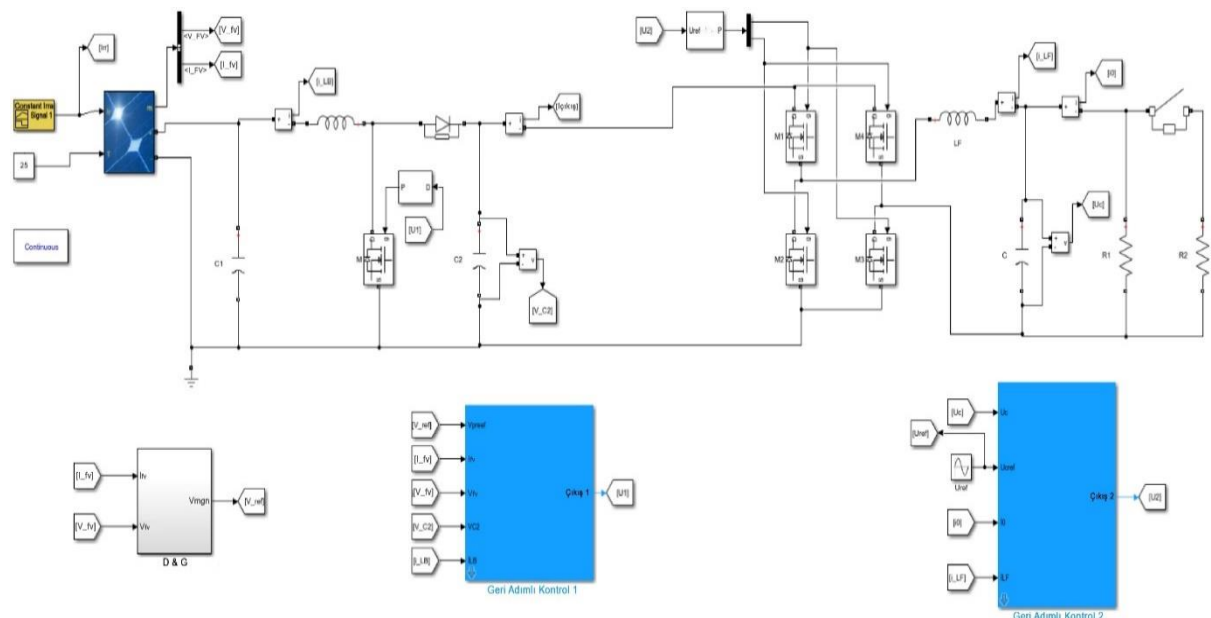
Şekil 4.95. Evirici çıkış akımı

Sistemde sadece direncin değeri  $150 \Omega$ 'dan  $100 \Omega$ 'a düşürüldüğünde aynı şekilde temel frekans (50 Hz) 310,8 V, THB değeri de %0,63'tür.

Direnç değerlerini değiştirdiğinde, yukarıdaki grafiklerden görüldüğü gibi akım ve gerilimde ilk saniyelerde çok küçük salınımlar dışında sonradan kendini toparlayıp kararlı olduğu ve akım ve gerilimde düşük değer değişiklikleri gözlemlenmiştir. Diğer parametreler sabit kalıp, R değeri yükseltildiğinde veya düşürüldüğünde temel frekans (50 Hz) büyüklüğünde ve THB değerinde herhangi bir değişiklik olmadığı gözlemlenmiştir bu da sistemin kararlılığına herhangi bir katkısı olmadığını kanıtlamaktadır.

#### 4.6. Şebekeden Bağımsız FV Sistemde Geri Adımlamalı Kontrolün Yükselten Dönüştürücülü Tek Fazlı H Köprülü Eviriciye Uygulanması

Yukarıda yükselten dönüştürücüye uygulanan MGNT'li geri adımlamalı kontrol sisteminin değişen şartlara rağmen ne kadar başarılı ve kararlı sonuçlar verdiği görülmektedir. D&G algoritmaları sisteme ve bulanık mantık kontrollü sisteme göre daha kararlı ve sağlam çalıştığı için aynı kontrolör ve aynı algoritma ile yükselten dönüştürücü devresine ek olarak tek fazlı H köprülü eviricili bir devre ile birleştirilerek, evirici üzerine de ayrı bir geri adımlamalı kontrol tasarlanıp modellenmiştir. Simulink ortamında çizilen devre Şekil 4.96'da gösterilmektedir.

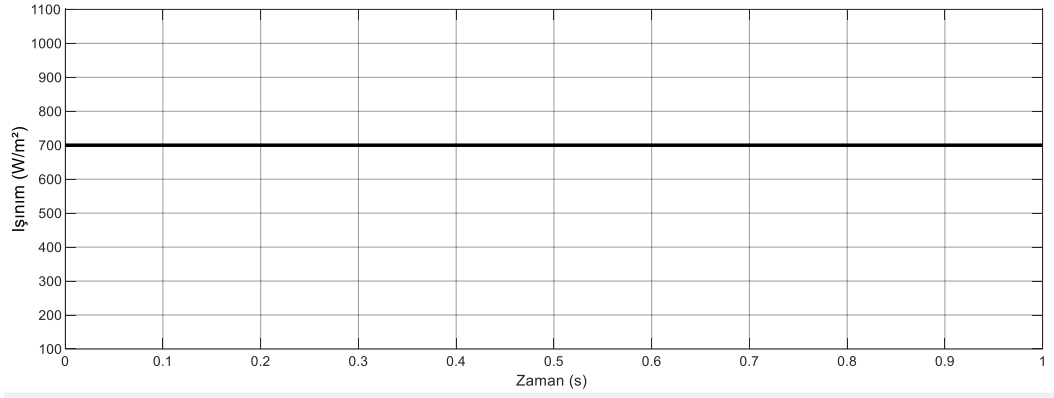


Şekil 4.96. Şebekeden bağımsız geri adımlamalı kontrollü yükselten dönüştürücüye uygulanan MGNT algoritması ile tek fazlı evirici devresi

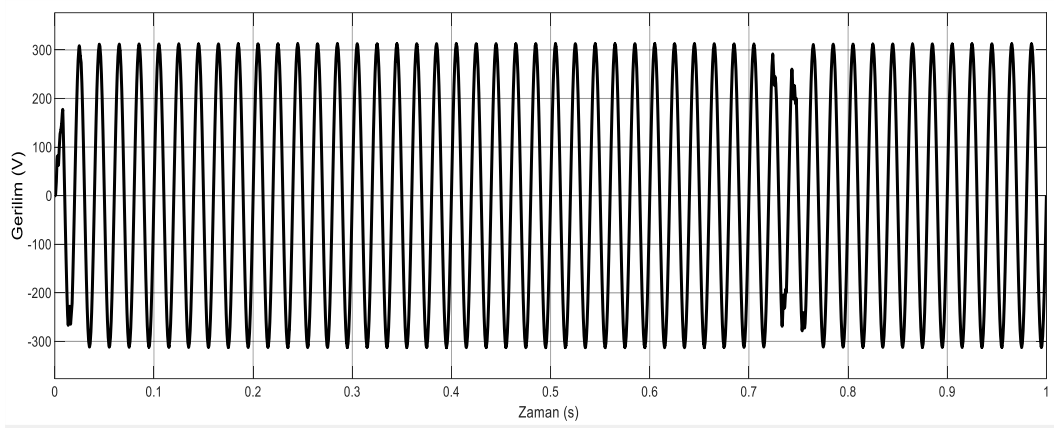
Sisteme aynı anda uygulanan geri adımlamalı kontrol I ve geri adımlamalı kontrol II, kontrol yasası denklemi bloklar halinde sunulabilir ve oluşturulan bu bloklarla diyagramların temeli tamamen matematiksel işleme dayalıdır.

D&G algoritmaları sisteme, yükselten dönüştürücülü geri adımlamalı kontrol ve bulanık mantıklı kontrol sistemlerine uygulanan 5 farklı güneş ışınım senaryosu bu sistem için de uygulanmıştır. Devrenin I. kısmı, yani yükselten dönüştürücü olan bölümün zamana bağlı gerilim-akım-güç grafikleri zaten yukarıda gösterilmektedir. Bu bölümde devrenin II.

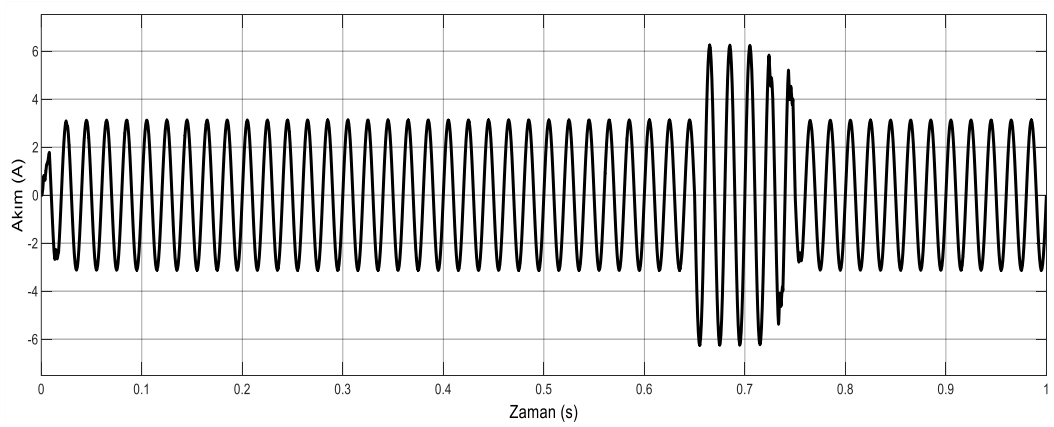
kısmı olan tek fazlı H köprülü eviricinin çıkışındaki gerilim ve akım sonuçlarının ışınımlara bağlı değişimi aşağıdaki grafiklerle gösterilmiştir.



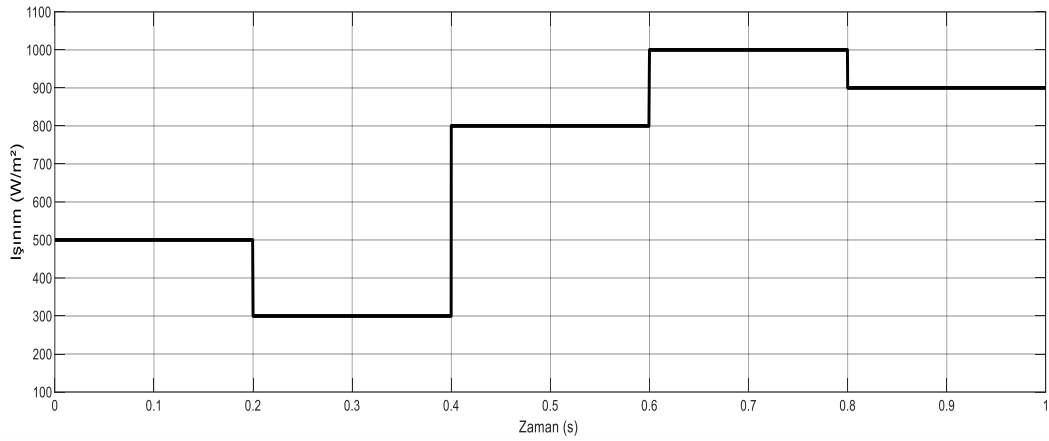
Şekil 4.97. Senaryo 1 için FV ışınım değeri



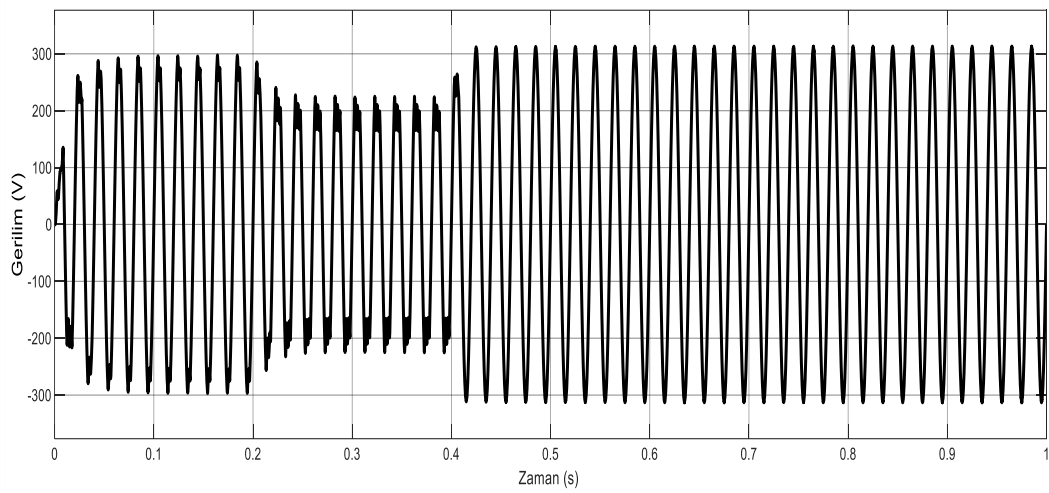
Şekil 4.98. Senaryo 1 için evirici çıkış gerilimi



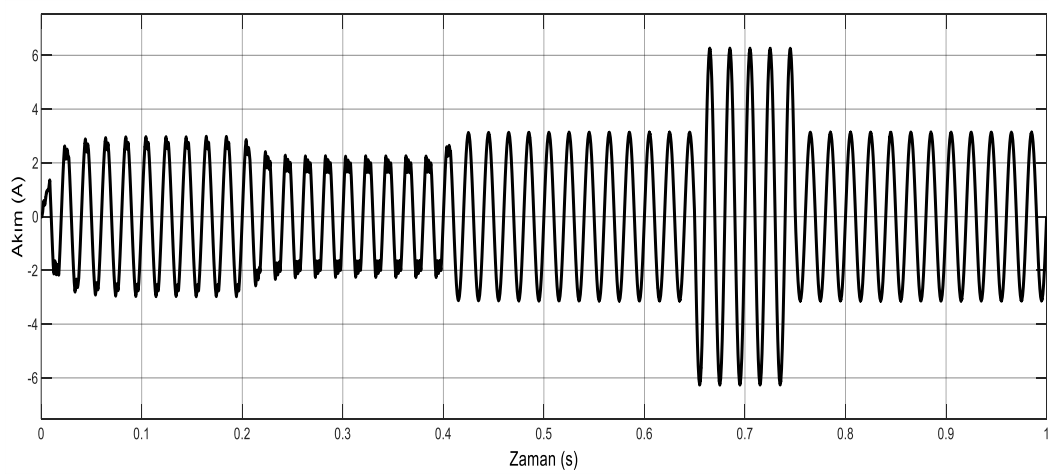
Şekil 4.99. Senaryo 1 için evirici çıkış akımı



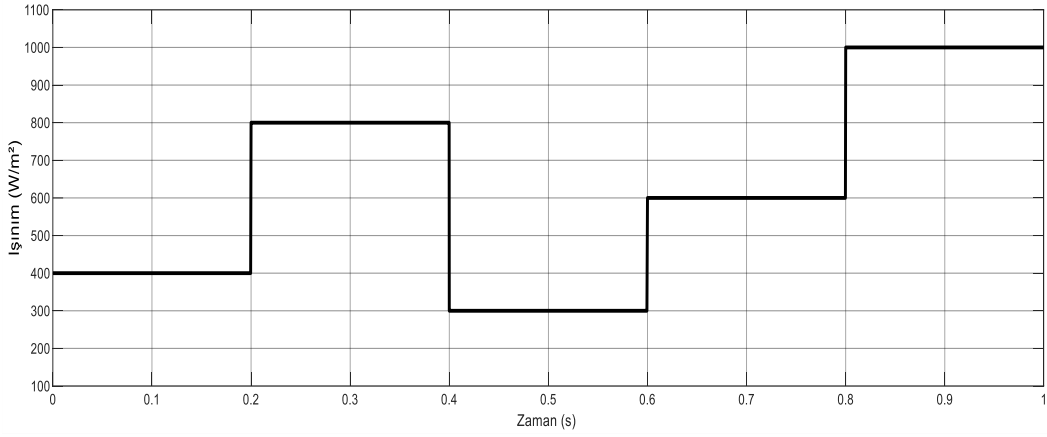
Şekil 4.100. Senaryo 2 için FV ışınım değerleri



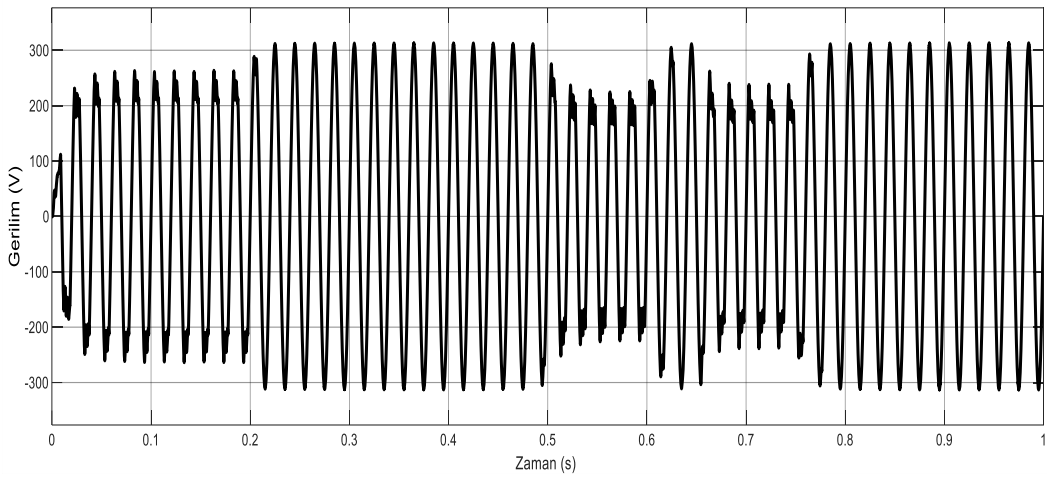
Şekil 4.101. Senaryo 2 için evirici çıkış gerilimi



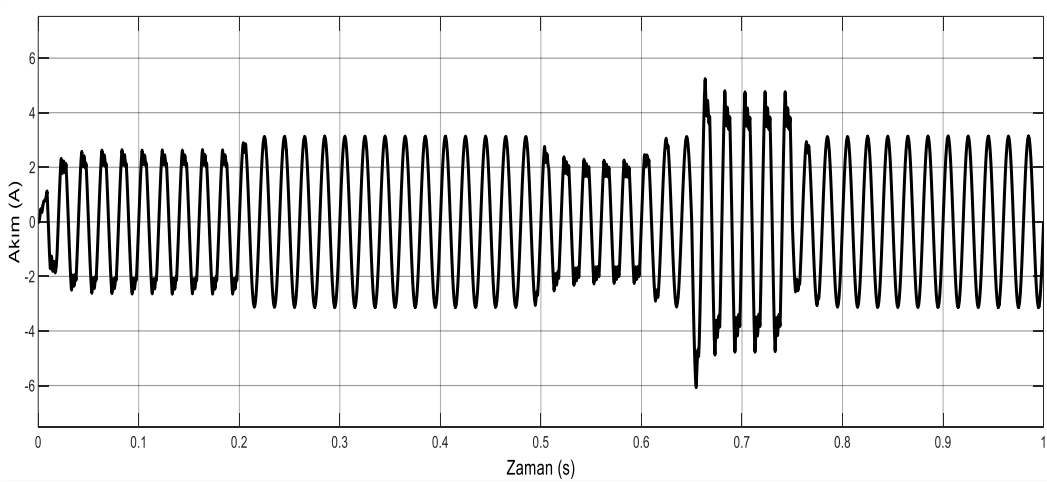
Şekil 4.102. Senaryo 2 için evirici çıkış akımı



Şekil 4.103. Senaryo 3 için FV ışınım değerleri

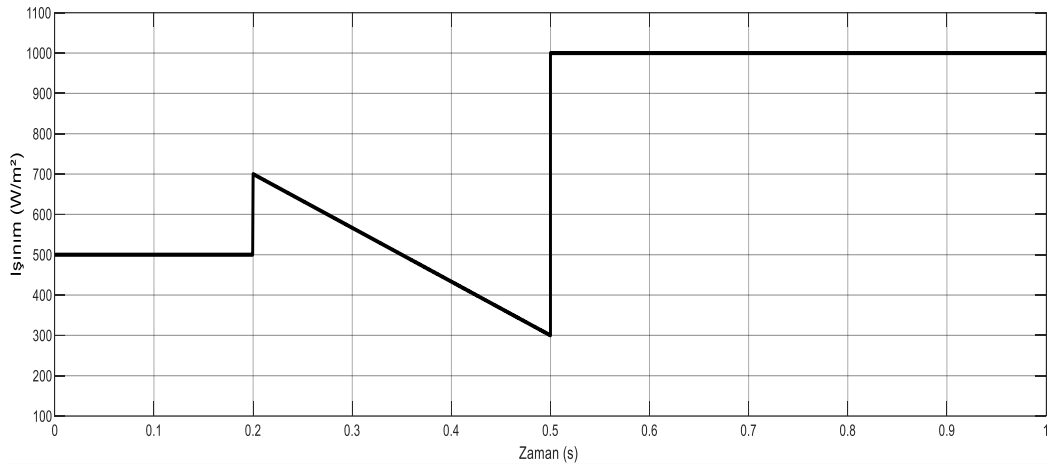


Şekil 4.104. Senaryo 3 için evirici çıkış gerilimi

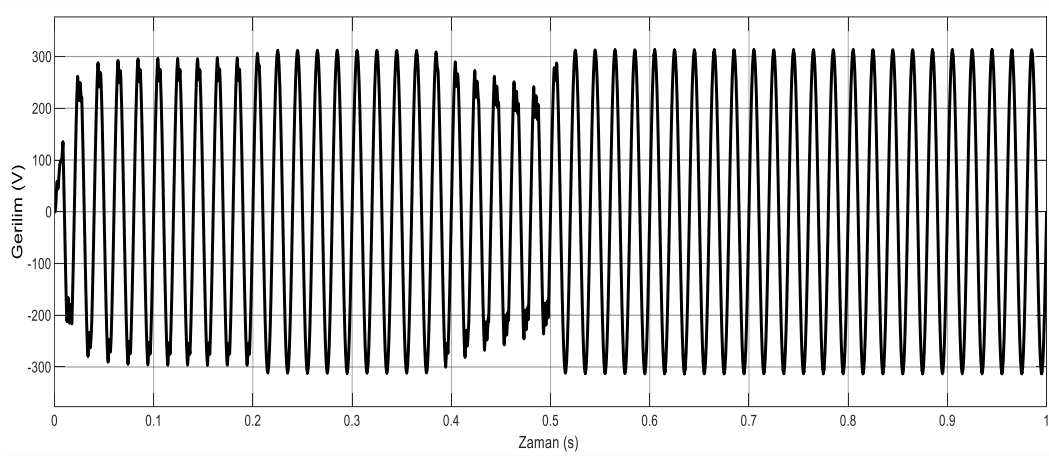


Şekil 4.105. Senaryo 3 için evirici çıkış akımı

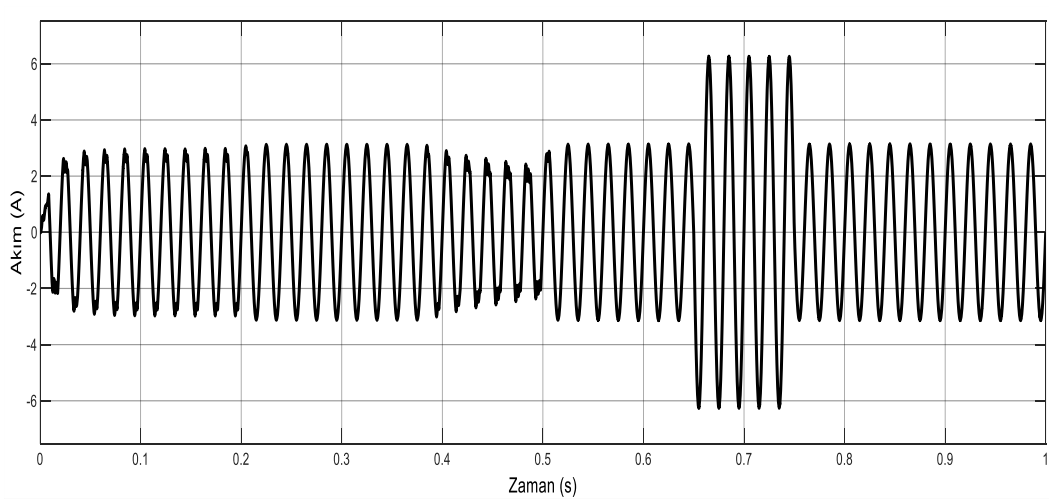




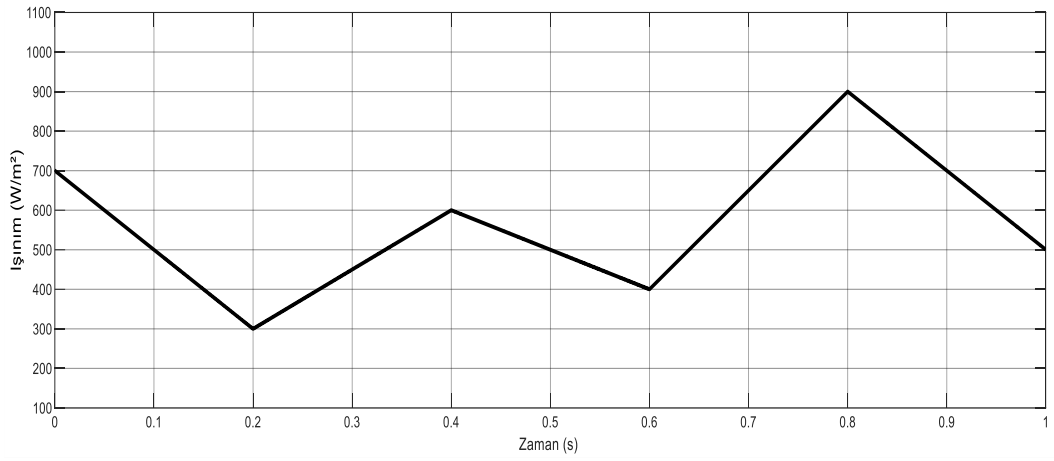
Şekil 4.106. Senaryo 4 için FV ışınım değerleri



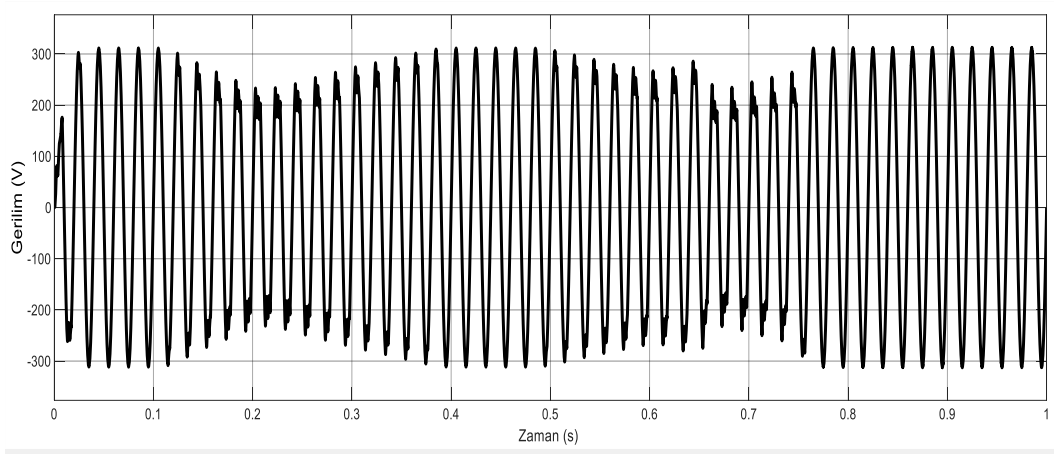
Şekil 4.107. Senaryo 4 için evirici çıkış gerilimi



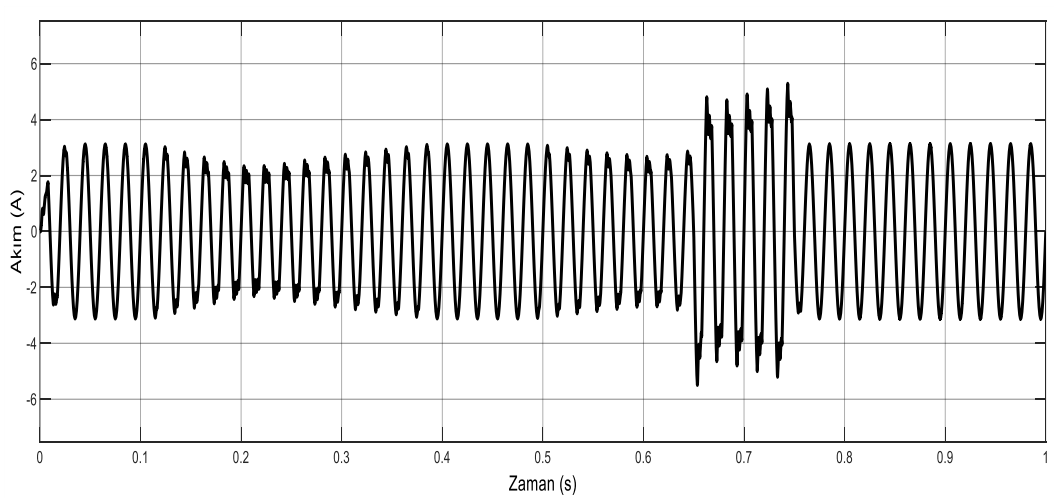
Şekil 4.108. Senaryo 4 için evirici çıkış akımı



Şekil 4.109. Senaryo 5 için FV ışınım değerleri



Şekil 4.110. Senaryo 5 için Evirici çıkış gerilimi



Şekil 4.111. Senaryo 5 için evirici çıkış akımı

Bu sistemde 0,65 saniye ile 0,75 saniye arasında anahtarlama devreye girerek 2. yükün sisteme dahil olmasını sağlar. Yukarıdaki grafiklerde de görüldüğü gibi, normalde tasarlanan sistemde evirici çıkış geriliminin yaklaşık 300 V ile -300 V arasında değişim göstermesi gerekmektedir, akımın ise 3 A ile -3 A arasında değişim göstermesi gerekmektedir. Bazı yerlerde değişen salınımların 1. nedeni sistemin  $300 \text{ W/m}^2$  altında iyi çalışmamasıdır ve 2. nedeni ise anahtarlanmanın devreye girmesi ile 0,65 ile 0,75 saniye arasında 2. direncin devreye girmesiyle akım değerinin o saniye aralığında artıp, gerilim değerinin de sistem sabit tutmaya zorlansa da sistemde ufak gerilim düşüklüğü, küçük dalgalanmalar ve kararsızlık meydana gelmiştir ancak sistem hemen toparlayıp iyi yanıt süresiyle mükemmel çalıştığını kanıtlamaktadır.

MGNT sisteminin verimliliği ve eviricinin verimliliği Tablo 4.2’de farklı güneş ışınımı değerlerinde belirtilmektedir. Farklı güneş ışınım seviyeleri için gösterildiği gibi, MGNT sistemindeki ilk kontrolörümüz, bahsedildiği gibi diğer çalışmalarla karşılaştırıldığında yüksek bir verimlilik yüzdesi ve gücü izlemek için iyi bir yöntem sunar. Evirici olan ikinci aşama için de iyi ve yüksek verimlilik sunar, ancak güneş ışınımının belirli bir sınırı vardır, burada evirici yüklerle yönelik iyi bir gerilim dalga biçimi oluşturamaz. Gösterildiği gibi,  $200 \text{ W/m}^2$ ’deki verimlilik kötüdür çünkü eviricinin giriş gücü, FV dizisi tarafından üretilmesi gereken eşik gücünden daha azdır. Sistem  $300 \text{ W/m}^2$  ile  $1000 \text{ W/m}^2$  arasında daha sağlam çalışmaktadır ve buna göre tasarlanmıştır.

Tablo 4.2. Tüm sistemin iki kademesinin farklı güneş ışınımı değerleri altında verimliliği

Güneş Işınımı ( $\text{W/m}^2$ )	MGNT’nin verimliliği (%)	Eviricinin verimliliği (%)
200	99,68	71,00
300	99,70	90,32
400	99,75	93,50
500	99,78	94,90
600	99,83	95,40
700	99,92	95,82
900	99,93	96,80
1000	99,96	96,88

## 5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada ilk olarak FV sistemli yükselten dönüştürücüye Matlab/Simulink ortamında MGNT yardımıyla yüksek verimlilik ve kararlılık elde etmek amacıyla D&G algoritması, geri adımlamalı kontrolü ve bulanık mantık kontrolü ayrı ayrı sisteme entegre edilip elde edilen sonuçlar sonrasında analizler yapılmıştır.

Yapılan analizler sonucunda en kararlı ve yüksek verimli çalışan sistem D&G algoritmalı geri adımlamalı kontrolü olmuştur. Sonrasında bulanık mantık kontrolünün de D&G algoritmasına göre daha verimli ve kararlı çalıştığı gözlemlenmiştir. Geri adımlamalı kontrolden alınan yüksek performans nedeniyle yükselten dönüştürücüye ek olarak yeniden modellenen şebekeden bağımsız tek fazlı yüksek performanslı bir FV H köprülü evirici sistemi ile birleştirilmiş sağlam bir geri adımlamalı kontrol şeması modellenmiştir.

Benzetim sonuçları, dönüştürücünün iki aşamasının, birincisi, %99,93 verimlilikle FV dizisinden maksimum gücün çıkarılması ve hızlı dinamik tepkiyi göstermek için 1 ms yanıt süresi olan iki temel hedefe başarılı bir şekilde yanıt verdiğini göstermektedir.

Transformatörün kullanımını önlemek için MGNT algoritmamız yükselten dönüştürücüyü kullanmaktadır. İkinci olarak, eviricinin çıkış geriliminin, THB'nin %0,63'ü ve sabit 50 Hz frekansı ile 220 V olan kararlı bir sinüzoidal dalga biçimini elde edilmiştir. Bu performans, hatanın sifira yakınsamasını sağlayarak referansı hızla takip edebilen doğrusal olmayan bir geri adımlamalı kontrolör kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bu FV evirici sistemi, güneş ışınımı  $300 \text{ W/m}^2$ 'den yüksek olduğu,  $1000 \text{ W/m}^2$ 'den düşük olduğu sürece AC yüküne yüksek kaliteli sinüzoidal güç sağlamaktadır.

Sonraki çalışmalarda, özellikle günümüzde zaten oldukça yaygınlaşan güneş enerji sistemlerinde daha zor şartlarda ve farklı ışınımlarda, daha kompleks sistemler için maksimum güç, maksimum verimlilik ve maksimum kararlılık için geri adımlamalı kontrolöre ve bulanık mantık kontrolörüne ek olarak farklı kontrolörler ile birleştirilerek hibrit sistem oluşturularak geniş kapsamlı çalışmalar gerçekleştirilebilir.

## KAYNAKÇA

- [1] Fontana C, Buja G, Bertoluzzo M, Kumar K, Qingsong Wang. Power and control characteristics of an isolated three-port DC-DC converter under DCM operations. IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, Italy, 2016; p. 4211-4216, doi: 10.1109/IECON.2016.7794126.
- [2] Muthurkrishan P, Dhanasekaran R. DC-DC Boost Converter for Solar Power Application. *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*. 2014; Vol. 68, no. 3, p. 630-636.
- [3] Messenger RA, Abtahi A. *Photovoltaic systems engineering*. CRC press; 2017.
- [4] Mehmood F, Ashraf N, Alvarez L, Malik TN, Qureshi HK, Kamal T. Grid integrated photovoltaic system with fuzzy based maximum power point tracking control along with harmonic elimination. *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, 2020; p. e3856.
- [5] Mehdipour C, Mohammadi F. Design and analysis of a stand-alone photovoltaic system for footbridge lighting. *Journal of Solar Energy Research*. 2019; vol. 4, no. 2, p. 85–91.
- [6] Piegari L, Rizzo R. Adaptive perturb and observe algorithm for photovoltaic maximum power point tracking. *IET Renewable Power Generation*. 2010; vol. 4, no. 4, p. 317–328, Jul. doi: 10.1049/ietrpg.2009.
- [7] Ponniran A, Fatah MSA. DC-DC Boost Converter design for Solar electric System. *International Conference on Instrumentation, Control and Automation Bandung, Indonesia*. 2009; p. 1-10.
- [8] Anil G, Murugan N, Ubaid M. PI Controller based MPPT for a PV System. *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering*. 2013; Volume 6, No. 5, p. 10-15.
- [9] Anto EK, Asumadu JA, Okyere PY. PID-based P&O MPPT Controller for Off grid Solar PV Systems Using Ziegler-Nichols Tuning Method to Step, Ramp and Impulse Inputs. *Journal of Multidisciplinary Engineering Science Studies (JMESS)*. 2016; Vol. 2 Issue 7, July.
- [10] Kurak E, Erdemir V, Dursun B. PV Sistemin için Maksimum Güç Noktası İzleyicisi Tasarımı ve Uygulaması. *Düzce Üniversitesi Bilim ve Teknoloji Dergisi*. 2016; 4, p. 581-592.
- [11] Sumathi S, Kumar LA, Surekha P. *Solar PV and Wind Energy Conversion Systems*. 2015; 10.007/978-3-319-14941-7.

- [12] Ahmad FF, Ghenai C, Hamid AK, Bettayeb M. Application of sliding mode control for maximum power point tracking of solar photovoltaic systems: A comprehensive review. 2020.
- [13] Tironi E, Corti M, Ubezio G. DC networks including multi-port DC/DC converters: Fault analysis, 2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC), Rome, 2015; p. 1109-1114.
- [14] Jafari M, Malekjamshidi Z, Lu DDC, Zhu J. Development of a Fuzzy-logic-Based Energy Management System for a Multi-Port Multi-Operation Mode Residential Smart Micro-grid, in IEEE Transactions on Power Electronics, 2019; vol. 34, no. 4, p. 3283-3301, doi: 10.1109/TPEL.2018.2850852.
- [15] Diouri O, Es-Sbai N, Errahimi F, Gaga A, Alaoui C. Modeling and Design of Single-Phase PV Inverter with MPPT Algorithm Applied to the Boost Converter Using Back-Stepping Control in Standalone Mode. 2019.
- [16] El Azzaoui M, Mahmoudi H, Boudaraia K. Backstepping Control of Wind and Photovoltaic Hybrid Renewable Energy System. International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDES) Vol. 7, No. 3, September 2016, p. 677 – 686 ISSN: 2088-8694.
- [17] Kouih M, Moutchou M, Ait Elmahjoub A. Maximum Power Extraction of Solar PV System Using DC-DC Buck Converter and Backstepping Control Based on P&O MPPT Algorithm. E3S Web of Conferences.2022; 336, 00046.
- [18] Ali K, Khan Q, Ullah S, Khan I, Khan L. Nonlinear robust integral backstepping based MPPT control for stand-alone photovoltaic system. 2020; PLoS ONE 15(5): e0231749. <https://doi.org/10.1371/journal.pone.0231749>.
- [19] Assam B, Abderrahim Z, Sabir M. Backstepping MPPT for Photovoltaic System. 2018.
- [20] Diouri O, Es-Sbai N, Errahimi F, Gaga A, Alaoui C. Control of single phase inverter using back-stepping in stand-alone mode. 2019.
- [21] Wai RJ, Lin CY, Wu WC. Huang HN. Design of backstepping control for high-performance inverter with stand-alone and grid-connected power-supply modes. IET Power Electronics, 2013; 6: 752-762. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2012.0579>
- [22] Kececioglu OF, Gani A, Sekkeli M. Improved hybrid intelligent controller design for MPPT of stand-alone PV System. 2019; e-ISSN 2587-1366.
- [23] Naick BK, Chatterjee TK, Chatterjee K. Fuzzy Logic Controller based PV System Connected in Standalone and Grid Connected Mode of Operation with Variation of Load. INTERNATIONAL JOURNAL of RENEWABLE ENERGY RESEARCH B.K. Naick et al., Vol. 7, No. 1, 2017.

- [24] Attia HA, Gonzalo F. Stand-alone PV system with MPPT function based on fuzzy logic control for remote building applications. *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)* Vol. 10, No. 2, June 2019; p. 842~851 ISSN: 2088-8694, DOI: 10.11591/ijpeds.v10.i2.pp842-85
- [25] Bayram M. Fotovoltaik Güç Sistemlerinde Maksimum Güç Noktasının Gerçek Zamanlı Olarak İzlenmesi. 2019.
- [26] Duair JJ, Majeed AI, Ali GM. Design of Maximum Power Point Tracker Controller for Boost Converter Photovoltaic Array System Based on Fuzzy Mamdani Logic. 2021.
- [27] Yahiaoui F, Chabour F, Guenounou O, Bajaj M, Bukhari SSH, Nazir MS, Pushkarna M, Eutyche D, Wapet M. An Experimental Testing of Optimized Fuzzy Logic-Based MPPT for a Standalone PV System Using Genetic Algorithms. 2022.
- [28] Reddy J, Natarajan S. Control and Analysis of MPPT Techniques for Standalone PV System with High Voltage Gain Interleaved Boost Converter. *Gazi University Journal of Science*. 2018; 31(2): 515-530.
- [29] He J, Zhang X. Comparison of the Back-Stepping and PID Control of the Three-phase Inverter with Fully Consideration of Implementation Cost and Performance. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 2018; 4(2): 82-89.
- [30] Saleem O, Ali S, Iqbal J. Robust MPPT Control of Stand-Alone Photovoltaic Systems via Adaptive Self-Adjusting Fractional Order PID Controller. *Energies*. 2023; 16(13):5039. <https://doi.org/10.3390/en16135039>
- [31] Alamir N, Ismeil MA, Orabi M. New MPPT technique using phase-shift modulation for LLC resonant micro-inverter. 2017; Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), 1465-1470.
- [32] Podder AK, Roy NK, Pota HR. MPPT methods for solar PV systems: a critical review based on tracking nature. *IET Renewable Power Generation*, 2019; 13: 1615-1632. <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2018.5946>
- [33] Pasra N, Suyanto H, Mauriraya KT. Analysis of Maximum Power Point Tracking (MPPT) Performance in DC/AC Inverter of On-Grid Solar Power Plant. *Proceedings of the 2nd International Seminar of Science and Applied Technology ISSAT 2021. Advances in Engineering Research*, volume 207, ISSN 2352-5401, doi: 10.2991/aer.k.211106.025.
- [34] Tapakis RD, Charalambides AG. Performance evaluation of a photovoltaic park in Cyprus using irradiance sensors. *Journal of Power Technologies*, 2014; Vol. 94(4), p. 296–305.
- [35] Dabra V, Paliwal KK, Sharma P, Kumar N. Optimization of photovoltaic power system: a comparative study. 2017; *Prot Control Mod Power Syst* 2, 3. <https://doi.org/10.1186/s41601-017-0036-2>
- [36] <https://components101.com/articles/boost-converter-basics-working-design>

- [37] Erickson RW, Maksimovic D. Fundamentals of power electronics. Springer Science & Business Media, 2007.
- [38] <https://eepower.com/technical-articles/dc-dc-converters-devices-for-converting-to-a-higher-voltage/#>
- [39] <https://www.electricaltechnology.org/2020/06/half-h-bridge-inverter-its-modes-of-operation-with-waveforms.html>
- [40] Ge SS, Hang CC, Lee TH, Zhang T. Lyapunov Design. 2001.
- [41] <https://www.collimator.ai/reference-guides/what-is-a-lyapunov-function#:~:text=History%20and%20development%20of%20Lyapunov,in%20the%20late%2019th%20century>
- [42] <https://math24.net/method-lyapunov-functions.html>
- [43] Ojha AV, Khandelwal A. Control of Non-Linear System Using Backstepping. IJRET: International Journal of Research in Engineering and Technology. 2015; eISSN: 2319-1163 | pISSN: 2321-7308.
- [44] Khalil HK, Grizzle J. Nonlinear systems, volume 3. 1996.
- [45] Krstic M., Kokotovic PV, Kanellakopoulos I. Nonlinear and adaptive control design, John Wiley & Sons, Inc. 1995.
- [46] Isidori A. Nonlinear Control Systems: An Introduction, Springer Science & Business Media. 2013.
- [47] <https://www.collimator.ai/reference-guides/what-is-backstepping-control>
- [48] Bendib B, Krimb F, Belmili H, Almi M.F, Boulouma S. Advanced Fuzzy MPPT Controller for a stand-alone PV system. 2014; Energy Procedia, 50, 383-392.
- [49] Kumar M, Kapoor SR, Nagar R, Verma A. Comparison between IC and Fuzzy Logic MPPT Algorithm Based Solar PV System using Boost Converter. 2015. International journal of advanced research in electrical, electronics and instrumentation engineering, 4, 4927-4939.
- [50] Abd El-Shafy AN, Fahmy FH, Abou El-Zahab EM. Maximum-power operation of a stand-alone PV system using fuzzy logic control. Int J Numer Model, 2002; 15: 385-98.



## ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler	
<b>Adı Soyadı:</b>	Ömer KORKUTATA
<b>Doğum tarihi:</b>	23.09.1996
<b>Doğum Yeri:</b>	BİNGÖL
<b>Uyruğu:</b>	T.C
<b>Adres:</b>	Bingöl/Merkez
<b>Tel:</b>	+90 531 827 7182
<b>E-mail:</b>	krkttomer@gmail.com
Eğitim	
<b>Lise:</b>	
<b>Lisans:</b>	
<b>Yüksek lisans:</b>	Yenilenebilir Enerji Ana Bilim Dalı/Bingöl Üniversitesi
Yabancı Dil Bilgisi	
<b>İngilizce:</b>	İyi