



**T.C.**  
**İSKENDERUN TEKNİK ÜNİVERSİTESİ**  
**MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ŞEBEKEYE BAĞLI FOTOVOLTAİK SİSTEMLERDEKİ DOĞRU  
AKIM BAĞ KAPASİTÖRÜ ÜZERİNDEKİ AKIM BASKISININ  
AZALTILMASI**

**Arzu TÜRKSOY**

**ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**HATAY**

**TEMMUZ-2017**

T.C.  
İSKENDERUN TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ŞEBEKEYE BAĞLI FOTOVOLTAİK SİSTEMLERDEKİ DOĞRU  
AKIM BAĞ KAPASİTÖRÜ ÜZERİNDEKİ AKIM BASKISININ  
AZALTILMASI

Arzu TÜRKSOY

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HATAY

TEMMUZ-2017



**KOD: 58**

**T.C. İSKENDERUN TEKNİK ÜNİVERSİTESİ MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**2017**

T.C.  
İSKENDERUN TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

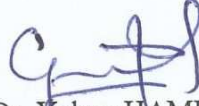
**ŞEBEKEYE BAĞLI FOTOVOLTAİK SİSTEMLERDEKİ DOĞRU AKIM  
BAĞ KAPASİTÖRÜ ÜZERİNDEKİ AKIM BASKISININ AZALTILMASI**

Arzu TÜRKSOY

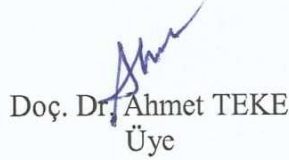
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

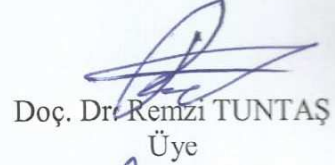
Doç. Dr. Yakup HAMEŞ ve 2. Danışman Doç. Dr. Ahmet TEKE danışmanlığında hazırlanan bu tez 26/07/2017 tarihinde aşağıdaki jüri üyeleri tarafından OYBİRLİĞİ ile kabul edilmiştir.



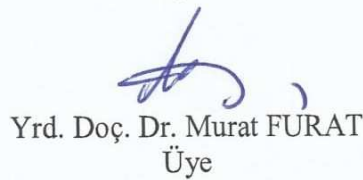
Doç. Dr. Yakup HAMEŞ  
Başkan



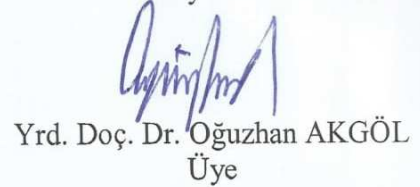
Doç. Dr. Ahmet TEKE  
Üye



Doç. Dr. Remzi TUNTAŞ  
Üye



Yrd. Doç. Dr. Murat FURAT  
Üye



Yrd. Doç. Dr. Oğuzhan AKGÖL  
Üye

Kod No: 58

Doç. Dr. Mustafa DEMİRCİ  
Enstitü Müdürü

Not: Bu tezde kullanılan özgün ve başka kaynaktan yapılan bildirişlerin, çizelge, şekil ve fotoğrafların kaynak gösterilmeden kullanımı, 5846 sayılı Fikir ve Sanat Eserleri Kanunundaki hükümlere tabidir.

26.07.2017

## TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını ve tez üzerinde Yükseköğretim Kurulu tarafından hiçbir değişiklik yapılamayacağı için tezin bilgisayar ekranında görüntülendiğinde asıl nüsha ile aynı olması sorumluluğunun tarafıma ait olduğunu beyan ederim.

**Arzu TÜRKSÖY**

## ÖZET

### ŞEBEKEYE BAĞLI FOTOVOLTAİK SİSTEMLERDEKİ DOĞRU AKIM BAĞ KAPASİTÖRÜ ÜZERİNDEKİ AKIM BASKISININ AZALTILMASI

Bu yüksek lisans çalışmasında, şebekeye bağlı fotovoltaik sistemlerde gerilim kayanıklı eviriciler için enerji depolama elemanı olarak kullanılan DA bağı kapasitörü üzerindeki akım ve gerilim dalgalanmalarının sebepleri incelendi. Fotovoltaik enerji sisteminin önemli bir bileşeni olan eviricilerin kontrolü için gerekli yapılar analiz edildi. Evirici çalışabilmesi için gerekli olan tetikleme sinyallerinin üretimi yeni bir darbe genişlik modülasyonu yöntemi ile gerçekleştirildi. Bu yeni modülasyon tekniğinin DA bağı kapasitörü üzerindeki akım dalgalanmaları üzerindeki etkileri incelendi. Yeni yöntem ile literatürde var olan farklı bir darbe genişlik modülasyonu tekniği, benzetim ortamında gerçekleştirilerek her iki metodun fotovoltaik enerji sistemine ve şebekeye olan etkileri simülasyon sonuçları ile ortaya koyulmuştur.

2017, 56 sayfa

**Anahtar kelimeler:** Fotovoltaik enerji, gerilim kaynaklı evirici, darbe genişlik modülasyonu, DA-bağı kapasitörü, akım baskısı

## ABSTRACT

### REDUCTION OF CURRENT RIPPLES ON DC-LINK CAPACITORS IN GRID CONNECTED PHOTOVOLTAIC SYSTEMS

In this MSc thesis, the causes of current and voltage fluctuations on the DC-link capacitor were investigated in the grid connected photovoltaic systems, which are used as energy storage elements for voltage source inverters. Prior to the introduction of methods for reducing these fluctuations, the necessary structures for controlling inverters, an important component of the photovoltaic energy system, were addressed. The generation of the trigger signals required for the inverter to operate is accomplished by a new pulse width modulation method. By using the new method, a pulse width modulation technique which is exist in the literature is compared and simulated results of the effects of both methods on the photovoltaic energy system and the grid are realized in the simulation environment.

2017, 56 pages

**Keywords:** PV energy, voltage source inverter, pulse width modulation, DC-link capacitor, current suppression

## TEŞEKKÜR

Tez konusunun belirlenmesinde, araştırılması ve yazımı sırasında sahip olduğu bilgi birikimi ve tecrübesi ile çalışmayı yönlendiren ve her türlü yardımı esirgemeyen saygıdeğer danışmanım Doç. Dr. Yakup HAMEŞ ve 2. Danışmanım Doç. Dr. Ahmet TEKE'ye sonsuz saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmam süresince destek ve yardımlarını esirgemeyen İskenderun Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim elemanı olan eşim Arş. Gör. Ömer TÜRKSÖY'a çok teşekkür ederim.

Eğitim hayatım boyunca desteklerini esirgemeyen aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.





## İÇİNDEKİLER

ÖZET .....	I
ABSTRACT .....	II
TEŞEKKÜR .....	III
İÇİNDEKİLER.....	IV
ÇİZELGELER DİZİNİ .....	V
ŞEKİLLER DİZİNİ .....	VI
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ .....	VIII
1. GİRİŞ .....	1
1.1. PV modülün Eşdeğer Devresi ve Matematiksel Modeli.....	6
2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR.....	8
3. MATERYAL ve YÖNTEM.....	10
3.1. Fotovoltaik Modül Doğrulaması .....	10
3.2. DA-DA Yükselten Dönüştürücü Tasarımı.....	12
3.3. Maksimum Güç Noktası İzleme Algoritmasının Tasarımı.....	13
3.4. Gerilim Kaynaklı Evirici Tasarımı .....	15
3.5. Harmonik Filtre Tasarımı .....	17
3.6. Evirici Kontrolü.....	18
3.6.1. Senkron Referans Çerçevesi (SRF).....	20
3.6.2. Tetikleme Sinyallerinin Üretilmesi.....	26
3.7. Geliştirilen DGM Yöntemi .....	28
4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA .....	36
4.1. Geleneksel SDGM Tekniği Kullanılan PV Sistem .....	39
4.2. Geliştirilen DGM Tekniği Kullanılan PV Sistem .....	44
5. SONUÇ VE ÖNERİLER .....	50
KAYNAKLAR.....	52
ÖZGEÇMİŞ.....	56

## ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1. SunPower SPR-305E-WHT-D Marka Güneş Paneli Üretici Elektriksel Verisi.....	10
Çizelge 3.2. GKE Anahtarlama Durumları.....	16
Çizelge 3.3. Sektörler ve Referans Gerilim Durumları.....	29
Çizelge 3.4. SDGM’de Bir Anahtarlama Süresince Anahtarlama Durumlarının Sektörlere ve Bölgelere Göre Durumu.....	33
Çizelge 4.1. MATLAB/Simulink Simülasyon Parametreleri.....	36
Çizelge 4.2. Sistem Parametreleri.....	37
Çizelge 4.3. Sistem Kontrolör Parametreleri.....	37
Çizelge 4.3. Uygulanan DGM Tekniklerinin Karşılaştırılması.....	50



## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Şebekeye bağlı fotovoltaik sistem.....	1
Şekil 1.2. PV sistem devre topolojileri: a) tek kademeli, b) iki kademeli, c) çok kademeli .....	2
Şekil 1.3. Evirici yapıları a)akım kaynaklı evirici b) gerilim kaynaklı evirici.....	5
Şekil 1.4. Tek diyotlu fotovoltaik hücre eşdeğer devresi.....	6
Şekil 3.1. Standart test koşullarındaki Akım-Gerilim karakteristiği (SunPower SPR-305E-WHT-D).....	11
Şekil 3.2. PV dizi çıkış güç grafiği .....	11
Şekil 3.3. PV dizi çıkış gerilim grafiği .....	12
Şekil 3.4. DA-DA yükselten (boost) dönüştürücü.....	12
Şekil 3.5. INC algoritması akış diagramı .....	14
Şekil 3.6. Altı-darbeleri GKE eşdeğer devresi .....	15
Şekil 3.7. L Filtre Devre Şeması.....	17
Şekil 3.8. Evirici Kontrol Mekanizması.....	19
Şekil 3.9. DA Gerilim Kontrolü .....	23
Şekil 3.10. PLL devre şeması .....	24
Şekil 3.11. Akım Döngüsü .....	25
Şekil 3.12. Altı Darbeleri Evirici.....	26
Şekil 3.13. Üç Fazlı Evirici Modeli İçin SDGM .....	27
Şekil 3.14. Sinüzoidal Referans Sinyalleri ve 60° periyodları.....	29
Şekil 3.15 (a) $V_{ra} > V_{rc} > V_{rb}$ Durumunda Referans Sinyallerin Durumu; (b) Evirici Anahtarlarının Durumu; (c) Evirici Giriş Sinyalinin Dalga formu .....	30
Şekil 3.16. Evirici Akımının Yakınlaştırılmış Hali .....	31
Şekil 3.17. 30° - 90° Arasındaki Sektörün Bir Anahtarlama Periyodundaki (a) Referansların Görünümü (b) SDGM Dalga Formu .....	32
Şekil 3.18. Evirici, Dönüştürücü ve Kapasitör Akım Bileşenleri.....	33
Şekil 3.19. Geliştirilen DGM'nin Akış Diyagramı.....	35
Şekil 4.1. Şebekeye Bağlı PV Sistemin MATLAB/Simulink Modeli .....	38
Şekil 4.2. Işınım Seviyeleri .....	39
Şekil 4.3. Maksimum Güç Noktası Gerilimi.....	40
Şekil 4.4. Geleneksel SDGM Kullanıldığında PV Panel Çıkış Gücü.....	40
Şekil 4.5. Değişken Işınım Değerlerinde DA Gerilimi.....	41
Şekil 4.6. Çıkış Gücü .....	41
Şekil 4.7. Evirici Çıkış Akımı .....	42
Şekil 4.8. Şebekeye Aktarılan Akımın THD Değeri .....	42
Şekil 4.9. DA Kapasitörü Üzerindeki Akımın Frekans Spektrumu .....	43
Şekil 4.10. Sistemin Şebeke Senkronizasyonu.....	43
Şekil 4.11. Birim Güç Faktöründe Çalışma .....	44
Şekil 4.12. Panel Çıkış Gücü.....	44
Şekil 4.13. Değişken Işınım Değerlerindeki DA Gerilimi.....	45
Şekil 4.14. Çıkış Gücü .....	45
Şekil 4.15. Şebekeye Aktarılan Akımın THD Değeri .....	46
Şekil 4.16. Sistemin Şebeke Senkronizasyonu.....	46
Şekil 4.17. Birim Güç Faktöründe Çalışma .....	47
Şekil 4.18. DA Bağ Kapasitörü Üzerindeki Akımın Frekans Spektrumu .....	47

Şekil 4.19. Geleneksel SDGM’da Kapasitör Akım Formu.....	48
Şekil 4.20. Geliştirilen SDGM’de Kapasitör Akım Formu.....	48
Şekil 4.21. Geleneksel SDGM’da 60° Periyotta Kapasitör Akımı.....	49
Şekil 4.22. Geliştirilen SDGM’da 60° Periyotta Kapasitör Akımı .....	49



## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

### SİMGELER

G	: Işınım (Watt/m <sup>2</sup> )
$i_{kap}$	: Kapasitör Akımı
$i_d$	: Dönüştürücü Akımı
$i_{ev}$	: Evirici Akımı
$i_{a,b,c}$	: Faz Akımları
$I_{ph}$	: Işık Akımı (Amper)
$I_d$	: Diyot Akımı (Amper)
$I_0$	: Diyot Ters Saturasyon Akımı(Amper)
k	: Boltzman Sabiti
$K_p$	: Oransal Kazanç
$K_i$	: İntegral Kazanç
$m_a$	: Modülasyon Katsayısı
$R_s$	: Seri Direnç (ohm)
$R_p$	: Paralel Direnç (ohm)
T	: Sıcaklık (° C)
q	: Elektron Şarj Sabiti
$V_{da\_ref}$	: Referans Doğru Akım Gerilimi
$V_{LL}$	: Hatlar Arası Gerilim
$V_{ra}$	: A fazı Referans Gerilimi
$V_{rb}$	: B fazı Referans Gerilimi
$V_{rc}$	: C fazı Referans Gerilimi
$V_{oc}$	: Açık Devre Gerilimi (Volt)
$V_t$	: Birleşim Terminal Gerilimi (Volt)

### KISALTMALAR

AA	: Alternatif Akım
AKE	: Akım kaynakli evirici
DA	: Doğru Akım
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
FLL	: Frekans Kenetleme Döngüsü
INC	: Artan İletkenlik (Incremental Conductance)
GKE	: Gerilim Kaynaklı Evirici
MGNİ	: Maksimum Güç Noktası İzleme
PI	: Oransal İntegral (Proportional-Integral)
PLL	: Faz Kanetleme Döngüsü (Phase Locked Loop)
PV	: Fotovoltaik
SRF	: Senkron Referans Çerçevesi (Synchronous Reference Frame)
STC	: Standart Test Koşulları

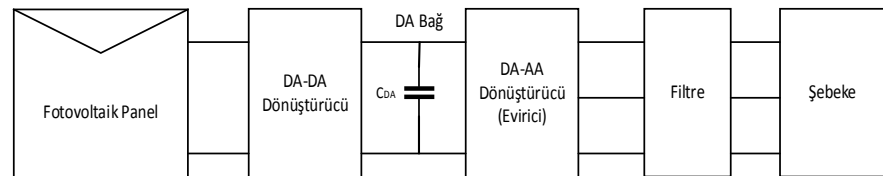
## 1. GİRİŞ

Son yıllarda hızla artan enerji talebiyle birlikte, enerji kaynaklarının çeşitliliği ve bu kaynakların verimli kullanımı önemli hale gelmektedir. Fosil yakıtların tükenmesi, dahası bu yakıtların çevre kirliliği, sera gazı emisyonu gibi olumsuz etkilere neden olması bizleri alternatif enerji kaynaklarına yönlendirmektedir. Bu sebeple yenilenebilir enerji teknolojileri, hem artan enerji talebini karşılamak hem de sürdürülebilir temiz enerji sağlamak için hızlı bir gelişim göstermektedir. Güneş enerjisinden elektrik üretimine dayanan fotovoltaik sistemler, sürdürülebilirlik, güvenilirlik, doğa dostu ve sonsuz enerji kaynağı olması gibi üstünlük sağlayan avantajları bakımından en önemli yenilenebilir enerji kaynaklarından biridir.

Fotovoltaik (PV) paneller güneş enerjisini elektrik enerjisine dönüştüren bir katmandır (Bellia ve ark., 2014). PV paneller çok sayıdaki güneş hücrelerinin elektriksel olarak birbirine bağlanmasıyla oluşmaktadır. Güneş pilleri, temel olarak iki yarı iletken malzeme tabakasıyla oluşturulmuş yapılar olup ve bu yapıların üzerine düşen güneş ışığının emilimiyle elektrik enerjisi üretilmektedir (Rasool ve ark., 2017). Birçok avantajlarının yanında, PV panellerin kurulum maliyetlerinin yüksek ve verimlerinin düşük olması PV enerji sistemlerinin en önemli problemleri olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu sebeple, PV hücre verimini artırmak için birçok çalışma yapılmaktadır.

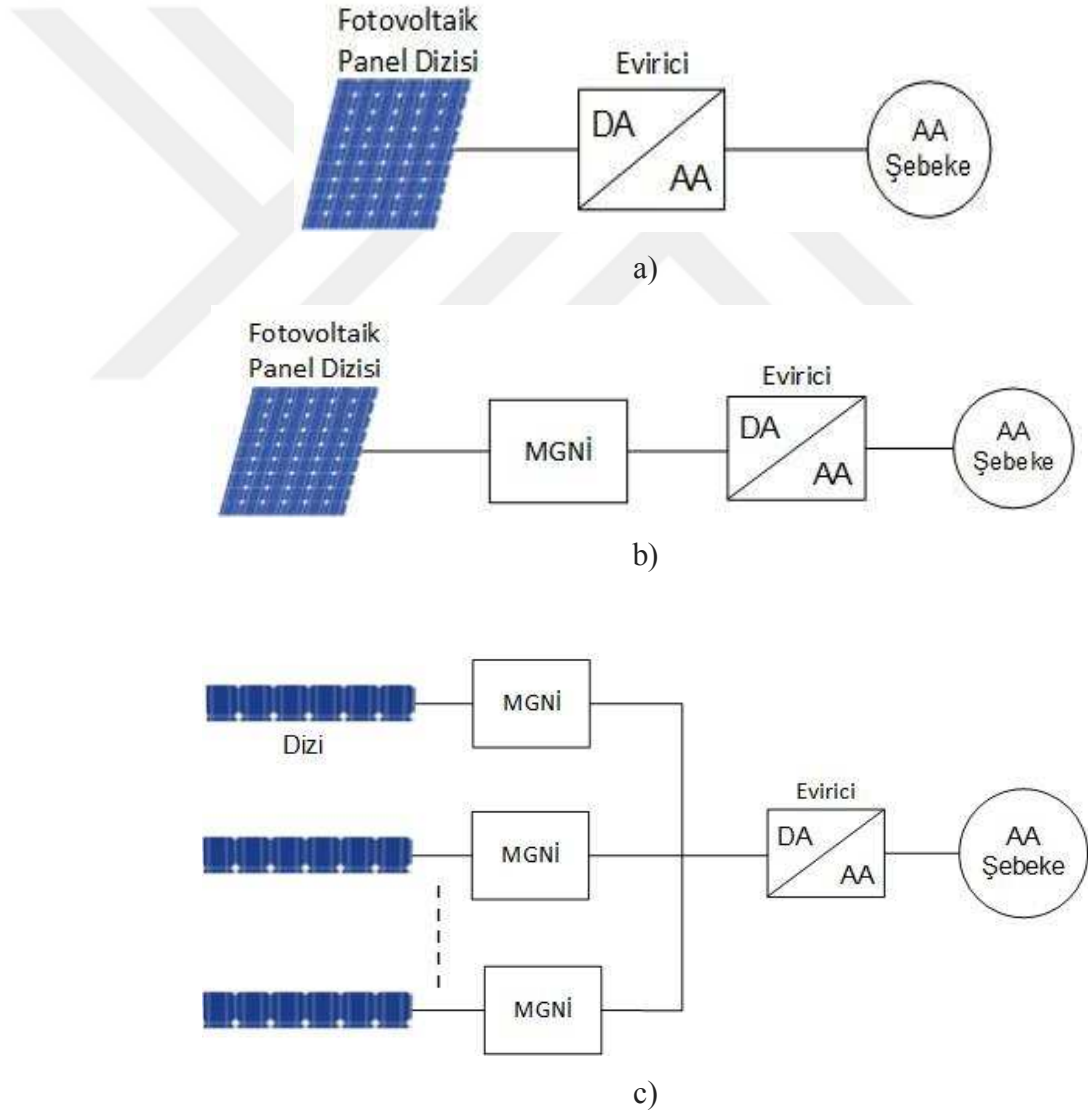
Fotovoltaik enerji sistemlerinin, dağıtılmış enerji üretiminde şebekeye bağlı veya şebekeden bağımsız olarak iki farklı uygulama şekli bulunmaktadır. Şebekeden bağımsız sistemler yerel yükleri (şebekeden uzak) beslemek için kullanılırken, şebekeye bağlı sistemler ise sadece yerel yükleri beslemekle kalmaz, aynı zamanda şebekeye de bağlıdır. Dünyada kurulu olan toplam PV sistemlerin yaklaşık olarak %75'i şebekeye bağlı olarak bulunmaktadır (Yuan ve Zhang, 2006).

Şebekeye bağlı PV sistemler genel olarak; PV paneller, DA-DA dönüştürücü, DA bağ kapasitörü, DA-AA dönüştürücü (evirici) ve filtreden oluşmaktadır. Şebekeye bağlı fotovoltaik sistem Şekil 1.1.'de görülmektedir.



Şekil 1.1. Şebekeye bağlı fotovoltaik sistem

Fotovoltaik sistemlerin devre topolojileri güç katmanlarının sayısına göre, tek kademeli (single stage), iki kademeli (dual stage) ve çok kademeli (multi-stage) olmak üzere 3 sınıfa ayrılmıştır. Tek kademeli topoloji için, maksimum güç noktası izleme ve kontrol döngüleri (akım ve gerilim kontrol döngüleri) tek aşamada ele alınır. Çift kademeli topolojiler için; MGNI kontrolü, PV paneller ve evirici arasında bulunan DA-DA dönüştürücü tarafından yapılır ve eviriciye akım ve gerilim kontrol döngüleri uygulanmaktadır. Çok kademeli yapılar için ise, bir DA-DA dönüştürücü, her PV dizinin maksimum güç noktası izleme kontrolünü üstlenir ve bir evirici iki katmanlı yapıda olduğu gibi, kontrol döngülerini yönetmektedir (Martins, 2013). Bu yapılar Şekil 1.2.'de görüldüğü gibidir.



Şekil 1.2. PV sistem devre topolojileri: a) tek kademeli, b) iki kademeli, c) çok kademeli

PV sistemlerin güç üretiminin iyileştirilmesi ve PV panellerden şebekeye maksimum gücün aktarılması, PV hücrenin veriminin artırılması kadar önemli bir konudur. Her bir PV modül güneş ışınımına ve çevresel faktörlere bağlı olarak değişen yani doğrusal olmayan bir güç çıkışına sahiptir. Fotovoltaik modüllerin doğrusal olmayan akım-gerilim karakteristiği ve değişen atmosferik koşullarda farklı bir maksimum güç noktasına sahip olması sebebiyle elde edilebilecek panel çıkış gücünün takip edilmesi oldukça zor bir durumdur. Bu sebeple, tüm çevre koşullarında, PV panel çıkışının yük ile eşleştirmek ve PV paneli maksimum güç noktasında çalıştırmak için birçok MGNİ teknikleri kullanılmaktadır. Bu MGNİ teknikleri tüm PV sistemin verimini artırmanın en etkili ve ekonomik yoludur (Salam ve ark., 2013). Hata ve Gözlem (P&O), Artan İletkenlik (INC), Sabit Gerilim Algoritması (CV), yapay sinir ağları tabanlı MGNİ tekniği, bulanık mantık tabanlı MGNİ teknikleri gibi literatürde birçok maksimum güç noktası izleme yöntemi vardır (Dolara ve ark., 2009; Sivachandran ve ark., 2015). Bu yöntemlerin karmaşıklık, verim, maksimum güç noktasını izleme hızı, izleme kesinliği gibi farklı üstünlükleri bulunmaktadır.

Fotovoltaik enerji gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının çoğu, çıkışında doğru akım üretmeleri sebebiyle, birçok durumda gücün kaynaktan yüke aktarılması için DA-DA dönüştürücüler kullanılmaktadır. DA-DA dönüştürücüler, PV dizi ile evirici arasında, PV dizi çıkış gerilim seviyesini belli bir gerilim seviyesine ayarlayan ve PV çıkış parametrelerini kullanarak bir kontrol algoritması aracılığıyla MGNİ sürecinin çalışmasını sağlayan PV sistem uygulamalarının önemli bir bileşenidir. DA-DA dönüştürücüler, PV paneller ile yük arasında empedans eşleştiren bir birim olarak kullanılmaktadır. Dönüştürücünün görev oranını (Duty Cycle) kontrol edilerek, dönüştürücünün giriş empedansı PV panelinin çıkış empedansına eşit hale getirilir ve yük eşleştirmesi sağlanır. Dönüştürücünün görev oranını değiştirmek için uygun algoritmayla birlikte bir MGNİ denetleyicisi kullanılır. Akım ve voltaj sensörleri, panel voltajı ve akım değerini ölçer ve bu verileri maksimum güç noktasını belirlemek için MGNİ kontrol denetleyicisine gönderir (Jain ve Agarwal, 2007). Uygun MGNİ kontrolcüsüyle birlikte genel olarak düşüren, yükselten, düşüren-yükselten, CUK, SEPIC, flyback gibi dönüştürücüler kullanılmaktadır. Singh (2017) tarafından bu dönüştürücüler, mimarileri, giriş ve çıkış akım dalgalanmaları, güç transferi için kullanılan pasif elemanların sayısı, karmaşıklık, sürücü devre ihtiyaçları, PV panel ve

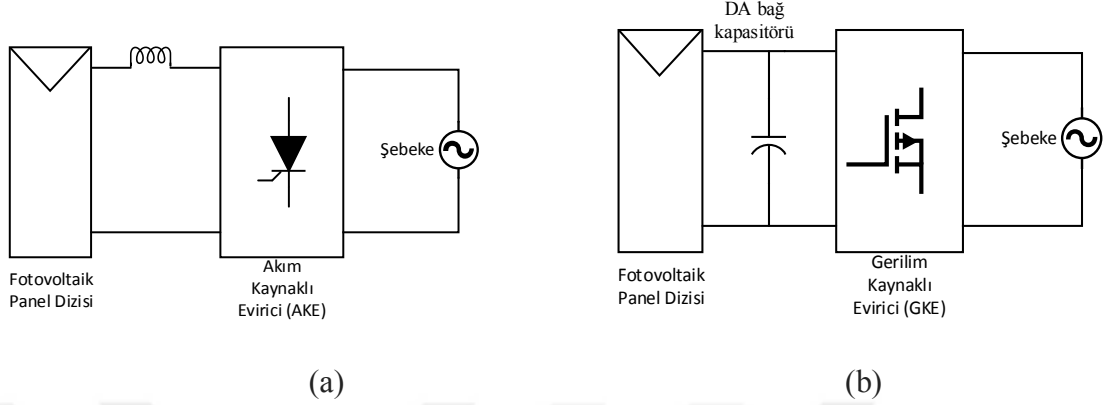


statik kazanç boyunca minimum ve maksimum kazanç bakımından birbirleriyle karşılaştırılması gerçekleştirilmiştir. Düşüren-yükselten, CUK ve SEPIC dönüştürücüler, giriş voltajından daha yüksek bir çıkış gerilimi sağlar ve PV eğrisinin her yerinde maksimum güç noktasını izleyebilir. Düşüren, yükselten, düşüren-yükselten dönüştürücüler diğer dönüştürücü topolojilerine kıyasla daha az karmaşık bir yapıya sahiptir. Düşüren, yükselten, düşüren-yükselten dönüştürücülerin maliyeti CUK ve SEPIC dönüştürücülerine kıyasla daha azdır. Fakat düşüren ve düşüren-yükselten dönüştürücü için sürücü devresinin maliyeti, yükselten, Cuk ve SEPIC dönüştürücülerinden daha fazladır (Singh, 2017).

Şebekeye bağlı yenilenebilir enerji sistemlerinde sistemin şebekeye uyumlu hale getirilebilmesi önemli problemlerden bir diğeridir. Bu problemin çözülmesi için bir ara birime ihtiyaç duyulmaktadır. Bu ara birim; PV paneller çıkışında doğru akım (DA) üreten hücrelerden oluştuğu için, PV dizilerinden gelen çıkış akımını şebekeyle frekans uyumunu sağlayarak şebekeye senkronize edilmiş bir sinüzoidal dalga biçimine çeviren DA-AA dönüştürücüler diğer bir adıyla eviricilerdir. Şebekeye bağlı eviriciler genel olarak Şebeke Komütasyonlu (doğal komütasyonlu, line commutated) ve Zorlamalı Komütasyonlu (self-commutated) olmak üzere iki gruba ayrılmaktadır. Akımın bir anahtarlama elemanından kontrollü bir şekilde diğerine transfer edildiği zorlamalı komütasyonlu evirici tipleri, MOSFET, IGBT gibi kapı uçlarındaki potansiyel, açma ve kapatma işlemlerinin her ikisinin de kontrol edilebildiği anahtarlama cihazının kullanılmasıyla karakterize edilir. Bu eviriciler, çıkışta bir AA dalga formu üretmek için bir darbe genişliği modülasyonu (DGM) anahtarlama tekniği kullanmaktadır.

Zorlamalı komütasyonlu eviriciler DA giriş tarafındaki akım ve gerilimin dalga şekline bağlı olarak Gerilim Kaynaklı Eviriciler (GKE) ve Akım Kaynaklı Eviriciler (AKE) olmak üzere iki kategoriye ayrılırlar. Şekil 1.3.'de bu evirici yapılarına ait şekiller görülmektedir. AKE'lerde, giriş tarafı bir DA akım kaynağıdır, giriş akımı aynı polariteyi tutar ve dolayısıyla evirici üzerinden ortalama güç akışı yönü, giriş voltajının kutupsallığı ile saptanır ve çıkış tarafında, sabit genlik ve değişken genişliğe sahip olan AA akım dalga formu elde edilebilir. AKE 'nin DA giriş tarafı, tipik olarak, mevcut sürekliliği koruyan nispeten büyük bir bobine seri bağlıdır. Tam tersi olarak, GKE'de giriş tarafı bir DA voltaj kaynağıdır, giriş voltajı aynı polariteyi tutar, evirici aracılığıyla ortalama güç akışı yönü giriş DA akımının kutupsallığı ile belirlenir. Çıkış tarafında bir

sabit genlik ve değişken genişliğe sahip AA voltaj dalga biçimi elde edilebilir. Bir GKE'nin DA giriş tarafındaki terminaleri, bir gerilim kaynağına benzeyen nispeten büyük bir kapasitör (DA bağ kapasitörü) ile paralel bağlıdır (Jana ve ark., 2017).



Şekil 1.3. Evirici yapıları a)akım kaynaklı evirici b) gerilim kaynaklı evirici

DA bağ kapasitörleri üç fazlı gerilim kaynaklı eviricilerde enerji depolama elemanı olarak kullanılmaktadır. Akım dalgalanmasından kaynaklanan baskı ancak kapasitör boyutunun artırılması ile önlenemediğinden, bu kapasitörlerin büyük, ağır ve pahalı olması gibi dezavantajları bulunmaktadır. Bu nedenle, DA bağ kapasitörlerinin küçültülmesi, düşük maliyetli evirici sistemlerinin geliştirilmesi için çok önemli bir adımdır. En uygun küçülmenin sağlanması için, kapasitör üzerindeki akım baskısının (dalgalanmanın) hesaplanmasında kesin bir metodun geliştirilmesi ve bu akım baskısını azaltacak evirici kontrol ve modülasyon (DGM) tekniklerinin iyileştirilmesi kapasitör boyutunu azaltmanın alternatifini oluşturur.

Kapasitör akımını oluşturan iki akım bileşeni bulunmaktadır. Bunlar DA-DA dönüştürücünün çıkış akımı ve evirici giriş akımıdır. Dolayısıyla, kapasitör üzerindeki akım dalgalanmalarının iki sebebi bulunmaktadır. Dalgalanmaların azaltılması, DA-DA dönüştürücü akımı ya da evirici akımının dalga formunda yapılabilecek iyileştirmelere bağlıdır. DA-DA dönüştürücü tarafında yapılabilecek iyileştirmeler MGNİ performansı ile ilişkili iken, evirici giriş akımında yapılacak iyileştirmeler şebekenin de sisteme olan etkisi sebebiyle daha karmaşık yapıdadır.

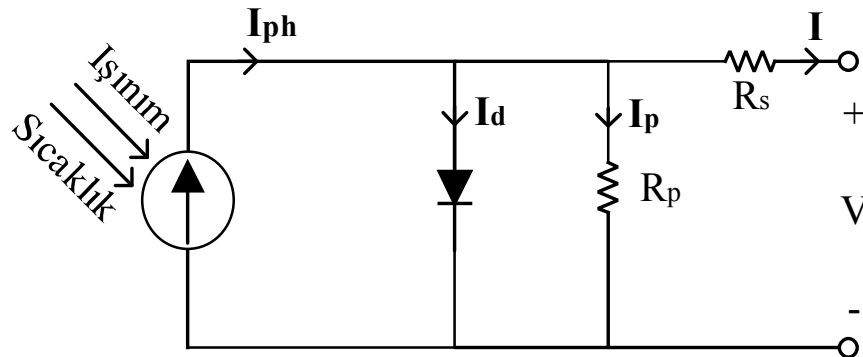
Bu tezin amacı, eviricinin AA üretiminde gerekli olan tetikleme sinyallerinin üretilmesi için yeni bir DGM tekniği geliştirilmesine dayalı olarak DA bağ kapasitörü üzerindeki akım baskısını azaltmak ve geliştirilen bu tekniğin şebekeye aktarılan akımın harmonik bileşenlerinin etkisini analiz etmektir. Bunun için ele alınan şebekeye bağlı üç

fazlı iki katmanlı fotovoltaik sistem, kontrol metotlarıyla birlikte benzetim ortamında gerçekleşmiş, geliştirilen DGM geleneksel yapıdaki sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SDGM) ile karşılaştırılarak bu metodun DA bağ kapasitörü üzerindeki akım harmoniklerine ve tüm sistemin verimine olan etkisi ortaya koyulmuştur.

### 1.1.PV modülün Eşdeğer Devresi ve Matematiksel Modeli

Bir fotovoltaik hücrenin fiziksel davranışını anlamak, performans analizini ve performans tahminlemesini yapabilmek için, birkaç farklı elektriksel bileşenleri temel olarak elektriksel eşdeğer devre modeli tasarlamak en önemli yöntemdir. Fotovoltaik modüllerin performansı büyük oranda güneş ışınımı ve dönüşüm verimine bağlıdır. Dönüşüm verimi, hava sıcaklığı, rüzgâr hızı, panel eğimi, elektriksel yük, gölge etkisi gibi birçok faktörden etkilenmektedir. Fakat verim, güneş ışınımı, silikon plakaların sıcaklığı ve elektriksel yük faktörlerinden büyük oranda etkilenmektedir.(Brano ve ark., 2010).

Fotovoltaik modeller farklı parametrelere bağlı olarak elde edilmektedir. Beş parametreye dayalı modeller; ışık akımı, diyot ters satürasyon akımı, seri direnç, paralel direnç ve ideallik faktörünü içermektedir. Daha basit yapıya sahip olan modellerde paralel direnç çok büyük kabul edilerek ihmal edilmiştir. Bunun yanında, literatürde tek diyotlu ve iki diyotlu modeller mevcuttur. Fakat, tek diyotlu modeller daha basit olması, devre parametrelerinin kolay hesaplanması gibi birçok avantaja sahiptir (Villalva ve ark., 2009 ; Patel ve Agarval, 2008). Tek diyotlu fotovoltaik hücrenin eşdeğer devresi Şekil 1.4.'de gösterilmektedir.



Şekil 1.4. Tek diyotlu fotovoltaik hücre eşdeğer devresi

Fotovoltaik hücrelerin akım-gerilim karakteristiğinin matematiksel tanımı tek diyotlu model temel alınarak aşağıdaki lineer olmayan denklem gruplarıyla hesaplanmaktadır. Kirchoff kanunları uygulandığında hücrenin terminal akımı Denklem (1.1)'de ifade edilmiştir (Chenni ve ark., 2007).

$$I = I_{ph} - I_d - I_p \quad (1.1)$$

Diyot akımı ve paralel direç üzerindeki akımlar yerine yazıldığında,

$$I = I_{ph} - I_0 \left[ \exp\left(\frac{V + I.R_s}{N_s.V_t}\right) - 1 \right] - \frac{V + I.R_s}{R_p} \quad (1.2)$$

elde edilir. “ $I_{ph}$ ” ışık akımı, “ $I_0$ ” diyot ters saturasyon akımı, “ $R_s$ ” fotovoltaik modülün seri direnci, “ $R_p$ ” fotovoltaik modülün paralel direnci olarak belirtilmektedir.

$V_t$  birleşim termal gerilimi olarak ifade edilir ve denklem (1.3)'de gibi hesaplanır.

$$V_t = \frac{A.k.T_{STC}}{q} \quad (1.3)$$

Işık akımı ışınım ve sıcaklığa bağlı olarak yazılır ve denklem (1.4)'deki gibi hesaplanır.

$$I_{ph} = \frac{G}{G_{STC}} (I_{SC,STC} + \mu_{SC} \cdot (T - T_{STC})) \quad (1.4)$$

Denklem (1.5)'de verilen diyot saturasyon akımı da denklem (1.2)'de yerine yazılarak bir fotovoltaik hücrenin terminal akımı hesaplanmaktadır.

$$I_0 = I_{SC,STC} \exp\left(\frac{-V_{OC,STC}}{N_s.V_t}\right) \left(\frac{T}{T_{STC}}\right)^3 \exp\left[\left(\frac{q\varepsilon_g}{A.k}\right) \left(\frac{1}{T_{STC}} - \frac{1}{T}\right)\right] \quad (1.5)$$

“ $k$ ” Boltzmann sabiti, “ $q$ ” elektron şarj sabiti, “ $I_{SC,STC}$ ” standart test koşullarındaki (STC) kısa devre akımı, “ $V_{OC,STC}$ ” STC'deki açık devre gerilimi, “ $T_{STC}$ ” STC'deki sıcaklık, “ $G_{STC}$ ” STC'deki ışınım miktarı, “ $N_s$ ” seri bağlı hücre sayısı olarak ifade edilmektedir.

## 2.ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

Boumaaraf ve ark. (2015) iki seviyeli evirici ile üç seviyeli nötr nokta sıkıştırırmalı (NPC) gerilim kaynaklı evirici şebekeye bağlı fotovoltaik sistemde kullanılarak sistemin performansı karşılaştırılmıştır. Ayrıca, yapay sinir ağları tabanlı bir MGNİ tekniği geliştirilmiş ve bulanık mantık denetleyicisiyle veri setleri üretilmiştir. İki seviyeli eviricilerin aksine, NPC eviricilerin çıkış dalga formunun daha az harmonik bozulmasının olması, birim güç faktörü ve yüksek verimli güç çıkışı elde edilmesi aynı zamanda topraklanmış orta noktası sayesinde PV panel terminallerindeki dalgalanmayı en aza indirmesi yönleriyle PV eviriciler için iyi bir seçim olduğu ortaya koyulmuştur.

Chatterjee ve ark. (2017) şebekeye bağlı fotovoltaik sistemin her aşamasını incelemiş, hibrit yapıdaki MGNİ metotlarının; dayanıklılık, maksimum güç noktasını izleme verimi, salınım oranı gibi birçok yönden daha iyi bir performansa sahip olduğu sonucuna varılmıştır. Farklı şebeke senkronizasyon teknikleri gözden geçirilerek, farklı faz kenetleme döngüsü PLL (Phase Locked Loop) teknikleri, FLL (Frequency Locked Loop) tabanlı senkronizasyonla karşılaştırılmış FLL'in hesaplama karmaşıklığı daha az olduğu görülmüştür. Fotovoltaik uygulamalarda tetikleme sinyallerinin üretilmesi sırasında kullanılan birçok modülasyon tekniklerinden, anahtarlama kayıpları açısından uzay vektör darbe genişlik modülasyonunun daha iyi sonuca sahip olduğu ifade edilmiştir.

MGNİ metotları fotovoltaik dizinin çıkışından alınan akım gerilim bilgileriyle DA-DA dönüştürücüler için görev oranını belirleyerek sistemin maksimum güç noktasında çalışmasını sağlar. Hata ve Gözlem (P&O) ucuz ve basit olması sebebiyle literatürde yaygın olarak kullanılan MGNİ algoritmasıdır. Değişken hava koşullarında maksimum güç noktasındaki salınımların azaltılması için yapılan yenilikler algoritmanın yavaşlamasına ve veriminin azalmasına neden olmuştur (Bendib ve ark.,2015). Kandemir ve ark. (2017); Liu ve ark.(2008) P&O metoduna çalışma mantığı olarak benzerlik gösteren artan iletken (INC) algoritması, maksimum noktanın takibindeki kesinliği artırmak ve ani değişen hava koşullarına P&O metodunun yetersiz kalmasının getirdiği dezavantaja çözüm olarak geliştirildiğini belirtmişlerdir. Balamurugan ve ark. (2017); Joshi ve ark. (2016) öğrenme, fikir iletme gibi insan davranışına sahip olan

bilgisayar sistemlerinin tasarlanmasıyla ilgili bir alan olan; yapay sinir ağıları, genetik algoritma ve bulanık mantık gibi yapay zekâ ile hesaplama metotları kullanılarak geliştirilen MGNİ algoritmaları, geleneksel metotların yetersiz kaldığı kısmi gölgelenme durumlarında; hız, yakınsama ve kesinlik gibi önemli durumlara çözüm sağladığını ifade etmişlerdir.

Özbay ve ark. (2017) şebekeye bağlı fotovoltaik sistem için altı darbeli evirici buna seri bağlı yükselten DA-DA dönüştürücüsünü kullanarak bir güç devresi elde etmişlerdir. Bu güç devresinde, şebeke için faz açısı izleme ya da dönen koordinat dönüşümüne ihtiyaç duymayan kayan kipli kontrol ve doğrudan güç kontrolüne dayalı aktif reaktif güç denetleyicisi geliştirilerek, geçici ve kalıcı hal durumlarında geleneksel denetleyicilerle cevap süresi bakımından kıyaslandığında daha iyi sonuçlar elde edildiğini belirtmişlerdir. Ayrıca, şebeke geriliminin açısal bilgisine ihtiyaç duymaması sistemin hızlı işlemesini ve şebekeye aktarılan akımın daha az harmoniğe sahip olmasını sağlamıştır.

Anahtarlama frekansını artırarak mevcut toplam harmonik bozulmayı (THD) azaltmak en yaygın kullanılan yöntemlerden biridir fakat bu yöntem beraberinde anahtarlama kayıplarını getirir. Tran ve ark. (2016), değişken anahtarlama döngüsü tekniği kullanılarak üretilen DGM'nin akım harmoniklerini sabit anahtarlama döngüsüne sahip geleneksel metotlara göre azalttığını göstermiştir. Akım THD'sindeki bu azalma filtre boyutunu ve sistemin toplam maliyetini azalttığını ifade edilmiştir.

### 3.MATERYAL VE YÖNTEM

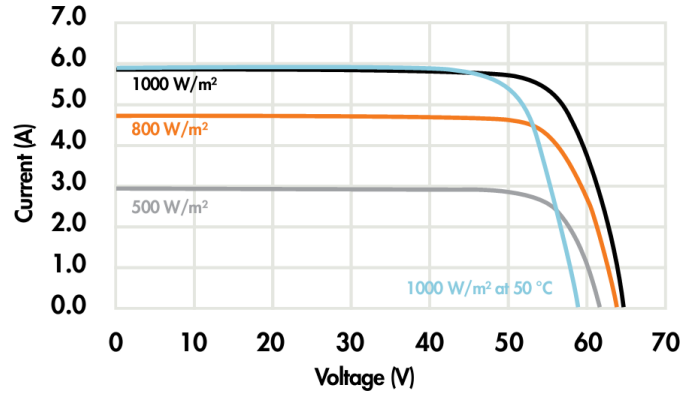
Bu tez çalışmasında 100 kW şebekeye bağlı fotovoltaik sistemin modellenmesi MATLAB/Simulink benzetim ortamında gerçekleştirilmiştir. Sistem mimarisinde; Fotovoltaik panel dizisi, yükselten DA-DA dönüştürücüsü, gerilim kaynaklı altı darbeli evirici, LC harmonik filtre bileşenleri bulunmaktadır. Yükselten dönüştürücü için tetikleme sinyallerinin üretimi ve üretilen maksimum gücün şebekeye aktarılması için bir MGNİ algoritması sistem kontrolünün bir parçası olarak uygulanmıştır. Devrenin şebekeye senkronize olabilmesi için; gerilim ve akımın anlık değerlerinin ölçülmesi, referans sinyallerinin üretimi, DC link kontrolü ve evirici tetikleme sinyallerinin üretimi dört aşamadan oluşan bir kontrol stratejisi ile gerçekleştirilmiştir. İlk aşamada literatürde var olan tetikleme sinyal üretimi için kullanılan bir metot olan Sinüzoidal DGM kullanılarak DA bağ kapasitörü üzerindeki akımın harmonikleri incelenmiş ve ikinci aşamada sisteme geliştirilen yeni bir DGM tekniği uygulanmıştır. Geleneksel DGM ile geliştirilen modülasyon tekniklerinin sonuçları karşılaştırılmıştır.

#### 3.1.Fotovoltaik Modül Doğrulaması

Gerçekleştirilen sistemde, fotovoltaik dizinin modellenmesi için MATLAB/Simulink kütüphanesinde bulunan ve tek diyotlu PV hücrenin gömülü olduğu 'PV array' bloğu kullanıldı. Çizelge 3.1.'de verilen modül özelliklerine sahip, SunPower SPR-305E-WHT-D marka güneş panelinden, 5 modülün seri olduğu dizi ile bu dizilerin 66 tanesinin paralel bağlanarak oluşturulan 100 kW'lık fotovoltaik güneş enerji sistemi simüle edilmiştir. Bu panel tipine ait akım-gerilim karakteristiği Şekil 3.1.'de verilmektedir.

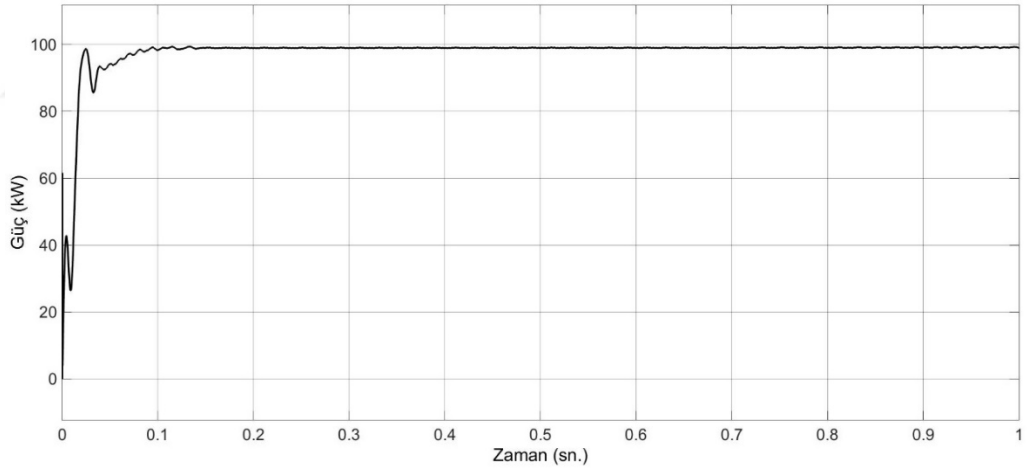
Çizelge 3.1. SunPower SPR-305E-WHT-D Marka Güneş Paneli Üretici Elektriksel Verisi

Modül hücre sayısı	96
Modülün maksimum gücü	305.226 W
Standart test koşullarında modül açık devre gerilimi	64.2 V
Standart test koşullarında modül kısa devre akımı	5.96 A
Maksimum güç noktasındaki gerilim	54.7 V
Maksimum güç noktasındaki akım	5.58 A



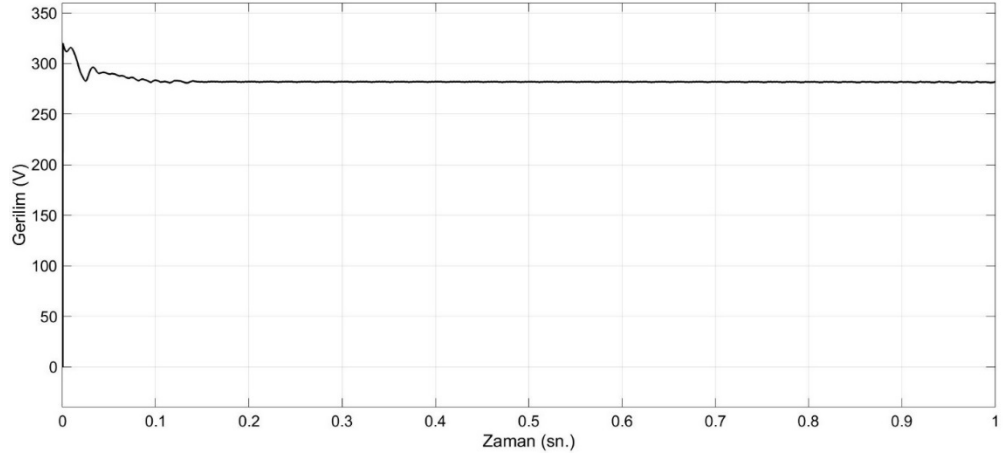
Şekil 3.1. Standart test koşullarındaki Akım-Gerilim karakteristiği (SunPower SPR-305E-WHT-D)

MGNİ algoritmasının devrede olduğu ve standart test koşullarında ( $25^{\circ}\text{C}$ ,  $1000\text{ W/m}^2$ ) fotovoltaik sistem gücü  $66 \cdot 5 \cdot 305.2 = 100.7\text{ kW}$ , PV panel terminal uçlarındaki gerilim  $5 \cdot 54.7 = 273.5\text{ V}$  'tur. PV dizinin çıkış güç ve gerilim grafikleri Şekil 3.2. ve Şekil 3.3.'de verilmektedir.



Şekil 3.2. PV dizi çıkış güç grafiği

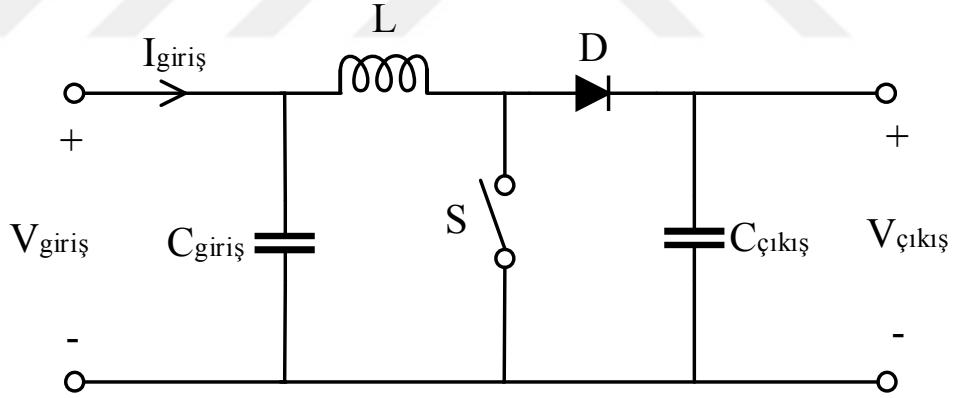




Şekil 3.3. PV dizi çıkış gerilim grafiği

### 3.2.DA-DA Yükselten Dönüştürücü Tasarımı

Fotovoltaik dizinin maksimum çalışma noktasını sağlamak için, DA-DA dönüştürücü çeşitlerinden yükselten (boost) dönüştürücü tipi tasarlanmıştır. Çıkış gerilimin giriş geriliminden yüksek olduğu yükselten tip DA-DA dönüştürücüler, Şekil 3.4.'da görüldüğü gibi bobin, kapasitör, diyot ve bir anahtarlama elemanından oluşmaktadır.



Şekil 3.4. DA-DA yükselten (boost) dönüştürücü

Genel olarak çalışma prensibi, anahtarlama elemanın iletimde ya da kesimde olmasına dayanır. Anahtar iletimdeyken bobin içinde akım endüklenir ve bobin enerji depolar. Kesimdeyken endüklenen bu akım diyot üzerinden geçerek kapasitansa oradan yüke doğru akar. Bobin tekrar deşarj olur ve kaynak gerilimiyle bobin gerilimi aynı polariteye sahip olarak gerilim seviyesi yükseltilmiş olur.

Çıkış ve giriş dalga formlarında meydana gelen dalgalanmalar, dönüştürücü elemanlarının ömrünü ve tüm sistemin verimini etkileyen önemli bir faktördür. Bu

nedenle, DA-DA dönüştürücülerde bobin ve kapasite seçimi önemli bir aşamadır. Akım dalgalanmalarının sınır değerleri %10, gerilim dalgalanmaları için bu değer %1 'dir. Tasarlanan sistemde DA-DA dönüştürücü anahtarlama frekansı ( $f_s$ ) 5 kHz, istenen çıkış gerilimi ( $V_0$ ) 725 V, dönüştürücü giriş gerilimi ( $V_g$ ) (fotovoltaik dizi çıkış gerilimi) 267-275 V aralığında olup gerekli olan bobin değeri aşağıdaki denklemler kullanılarak hesaplanmıştır (Mohamed ve ark., 2013).

Maksimum çıkış akımı  $I_{0\_max}$  Denklem (3.1)'de ifade edilmiştir;

$$I_{0\_max} = \frac{P_0}{V_0} \quad (3.1)$$

Çıkış direncinin minimum değeri Denklem (3.2)'de belirtilmiştir;

$$R_0 = \frac{V_0}{I_{0\_max}} \quad (3.2)$$

DA-DA dönüştürücünün tetiklenmesi için gerekli olan görev oranlarının, maksimum ve minimum değerleri Denklem (3.3) ve Denklem (3.4)'de elde edilmiştir;

$$D_{max} = \frac{V_0 - V_{g\_min}}{V_0} \quad (3.3)$$

$$D_{min} = \frac{V_0 - V_{g\_max}}{V_0} \quad (3.4)$$

Yukarıdaki değerlere göre gerekli olan minimum bobin değeri Denklem (3.5) ile hesaplanır.

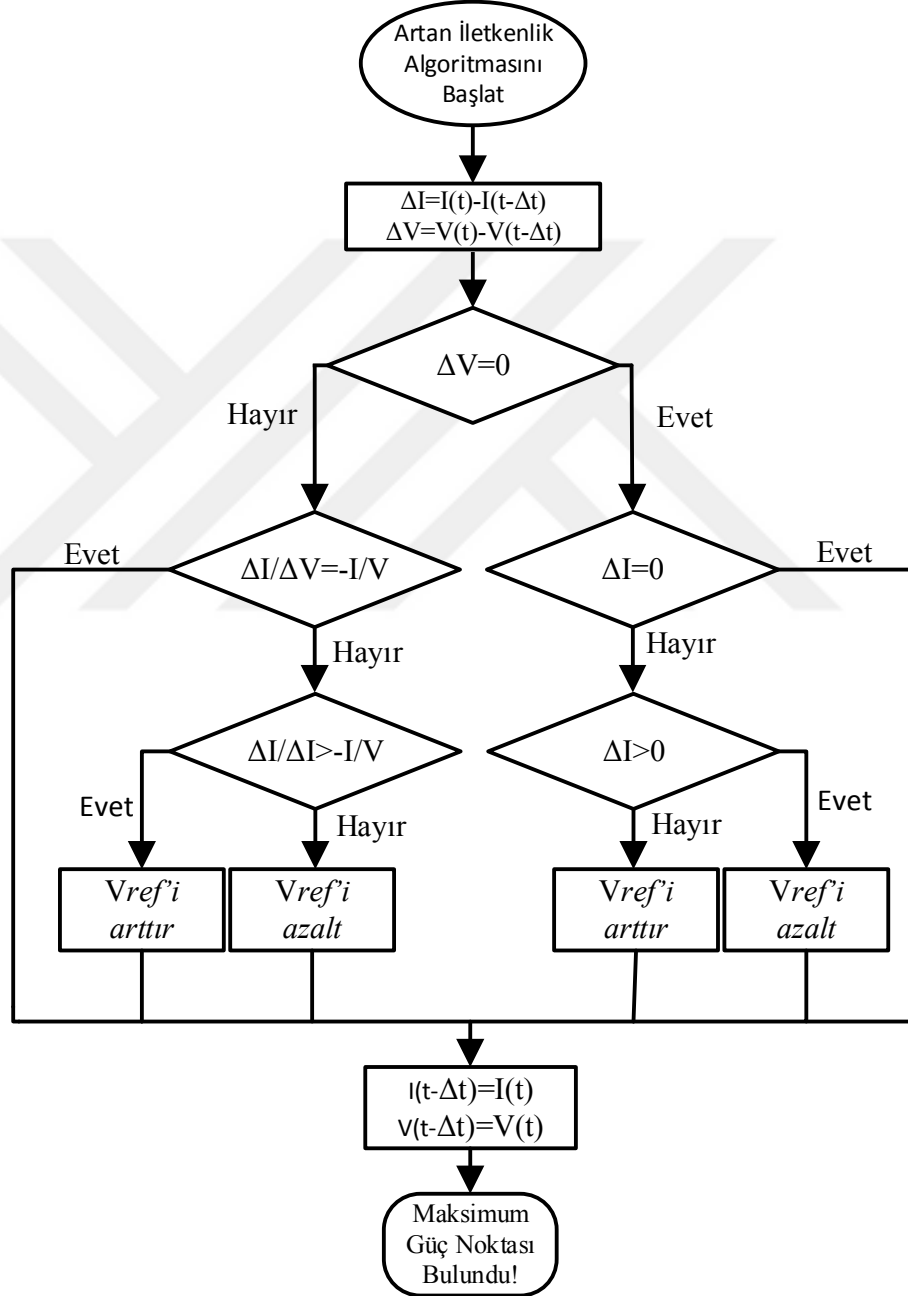
$$L = \frac{V_{g\_min} D_{max}}{f_s \Delta I} \quad (3.5)$$

Yukarıdaki denklemlere göre, maksimum çıkış akımı  $I_{0\_max} = 138.8$  A,  $D_{max} = 0.63$ ,  $\Delta I = 13.8$  olarak hesaplanmıştır. Bu durumda dönüştürücü için gerekli olan bobinin minimum değeri 2.42 mH olarak belirlenmiştir. Sistem tasarlanırken kullanılan bobin bu değerden yüksek seçilmelidir.

### 3.3. Maksimum Güç Noktası İzleme Algoritmasının Tasarımı

Değişken ışınım ve sıcaklık değerlerinde, fotovoltaik kaynak çıkışında gücün ve gerilimin maksimum seviyede tutulması için MGNİ algoritması olan Artan İletkenlik

(INC) tekniği MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Bu metod, PV panelin çıkış güç karakteriştiğini dikkate alır. ıkış gücünün gerilime göre türevine bakarak sistemin maksimum güç noktasına göre hangi konumda çalıştığına karar verir (Koutroulis ve Blaabjerg, 2012; Kandemir ve ark.,2017). INC algoritmasına ait akış diagramı Şekil 3.5.'de verilmiştir.



Şekil 3.5. INC algoritması akış diagramı

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = 0 \quad (3.6)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}, \text{ maksimum güç noktasında}$$

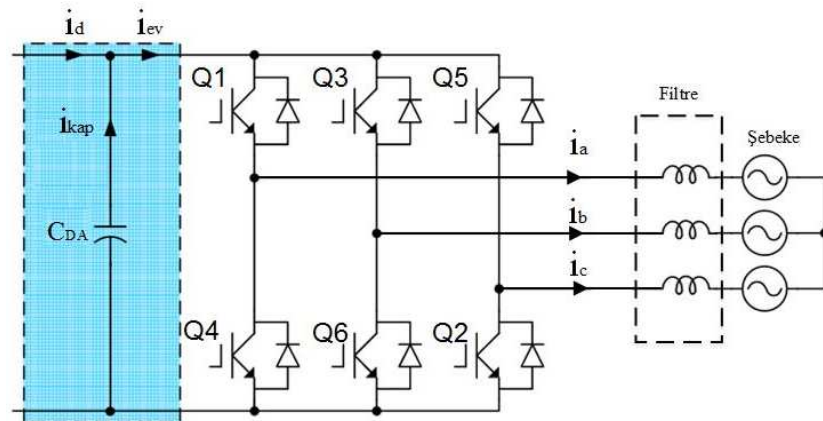
$$\frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V}, \text{ maksimum güç noktasının solunda}$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V}, \text{ maksimum güç noktasının sağında}$$

Denklem (3.6)'ya göre gücün gerilime göre türevi sıfır olduğunda sistem maksimum güç noktasında çalışıyor demektir. Algoritma bunu algılar ve gerilimdeki artmayı durdurur. Bu türev değeri sıfırdan küçük olduğunda sistem maksimum güç noktasının solundadır ve gerilim artırılır. Eğer sıfırdan küçükse gerilim azaltılarak sistemin MGN'de çalışması sağlanır (Esrām ve Chapman, 2007).

#### 3.4. Gerilim Kaynaklı Evirici Tasarımı

Eviriciler, doğru akım gerilimini alternatif gerilime çeviren devrelerdir. GKE girişinde bulunan DA bağ kapasitörü sayesinde enerjilenir. Bu tez çalışmasında, Şekil 3.6.'de gösterilen iki seviyeli altı darbeleri GKE kullanılmıştır.



Şekil 3.6. Altı-darbeleri GKE eşdeğer devresi

AA elde edilmesi için belli bir kontrol algoritmasıyla elde edilen 6 adet kapı sinyaline ihtiyaç vardır. 180-Derece iletim ile üretilen kontrol işaretleri transistör kapılarına uygulanmaktadır. 180-Derece iletimde her bir transistör  $180^\circ$  iletir. Ve herhangi bir anda üç transistör iletimdedir.  $S_1$  anahtarı iletimdeyken  $a$  noktası DA gerilim kaynağının pozitif ucuna bağlanmaktadır,  $S_4$  anahtarı iletime geçtiğinde  $a$  noktası DA geriliminin negatif terminaline bağlanır. Bu şekilde oluşturulan sekiz farklı anahtarlama durumu Çizelge 3.2’de gösterilmiştir.

Çizelge 3.2. GKE Anahtarlama Durumları

Durum	Durum#	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$
Q1, Q2 ve Q6 kapalı Q4, Q5 ve Q3 açık	1	$V_{da}$	0	$V_{da}$
Q2, Q3 ve Q1 kapalı Q5, Q6 ve Q4 açık	2	0	$V_{da}$	$V_{da}$
Q3, Q4 ve Q2 kapalı Q6, Q1 ve Q5 açık	3	$V_{da}$	$V_{da}$	0
Q4, Q5 ve Q3 kapalı Q1, Q2 ve Q6 açık	4	$V_{da}$	0	$V_{da}$
Q5, Q6 ve Q4 kapalı Q2, Q3, Q1 açık	5	0	$V_{da}$	$V_{da}$
Q6, Q1 ve Q5 kapalı Q3, Q4 ve Q2 açık	6	$V_{da}$	$V_{da}$	0
Q1, Q3 ve Q5 kapalı Q4, Q6 ve Q2 açık	7	0	0	0
Q4, Q6 ve Q2 kapalı Q1, Q3 ve Q5 açık	8	0	0	0

Çıkışta bulunan üç faz akımlar, aralarında  $120^\circ$  faz farkı bulunan anahtarlama fonksiyonuna sahiptir. Her bacaktaki anahtarlar düzgün bir şekilde işleyen denetleyici sayesinde tetiklenir. Bir evirici tasarlanırken önemli iki aşama vardır. Bunlar;

- DA akım bağ kapasitörünün seçimi
- Referans DA gerilim değerinin belirlenmesidir.

DA akım bağ kapasitörü evirici için sabit bir DA-bağ gerilimi sağlar. Ayrıca bu kontrol edilen bu gerilim aktif güç akışını kontrol ederek kaynaktan şebekeye maksimum gücün aktarılmasını sağlar.

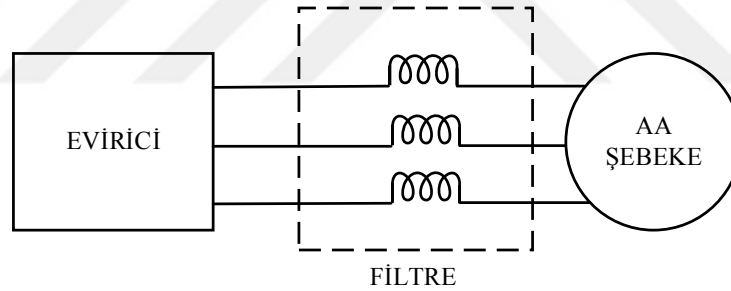
DA referans gerilim seviyesi Denklem (3.7) kullanılarak belirlenmiştir. Bu hesaplamada belirtilmek istenen DA referans geriliminin, şebekenin fazlar arası geriliminin tepe değerinden daha büyük değerde olması gerektirir. Aksi takdirde, üretilen gücün şebekeye aktarılması gerçekleşmez.

$$V_{da\_ref} = \frac{2\sqrt{2}V_{LL}}{\sqrt{3}m_a} \quad (3.7)$$

Burada  $V_{LL}$  fazlar arası gerilim,  $m_a$  modülasyon katsayısıdır. Kurulan sistemde;  $V_{LL}=400$  V ve  $m_a=1$ ' dir.  $V_{da\_ref}$  değeri 725V olarak kabul edilmiştir

### 3.5.Harmonik Filtre Tasarımı

Evirici çıkış filtresi, eviricinin şebeke tarafında gerilim ve akım harmoniklerini sınırlamak ve daha düzgün bir çıkış elde etmek için gerekli olan güç katmanıdır (Rahman ve Varma, 2011).



Şekil 3.7. L Filtre Devre Şeması

Kullanım basitliği sebebiyle kullanım alanı geniş olan L filtre tasarlanırken, akım dalgalanmalarının tepe değeri en önemli kriterdir. Akım dalgalanmaları hesaplanırken yüksüz koşul göz önüne alınır ve indüktör direncinin ihmal edilebilir olduğu varsayılır. Bu durumda evirici referans gerilimi kaynak gerilimine eşittir. Böylece, gerekli olan bobin değeri Denklem 3.8'de belirtildiği gibi hesaplanmıştır (Chaoui ve ark., 2008).

$$L = \frac{V_{da}}{6f_s \Delta_{ph(p-p)_{max}}} \quad (3.8)$$

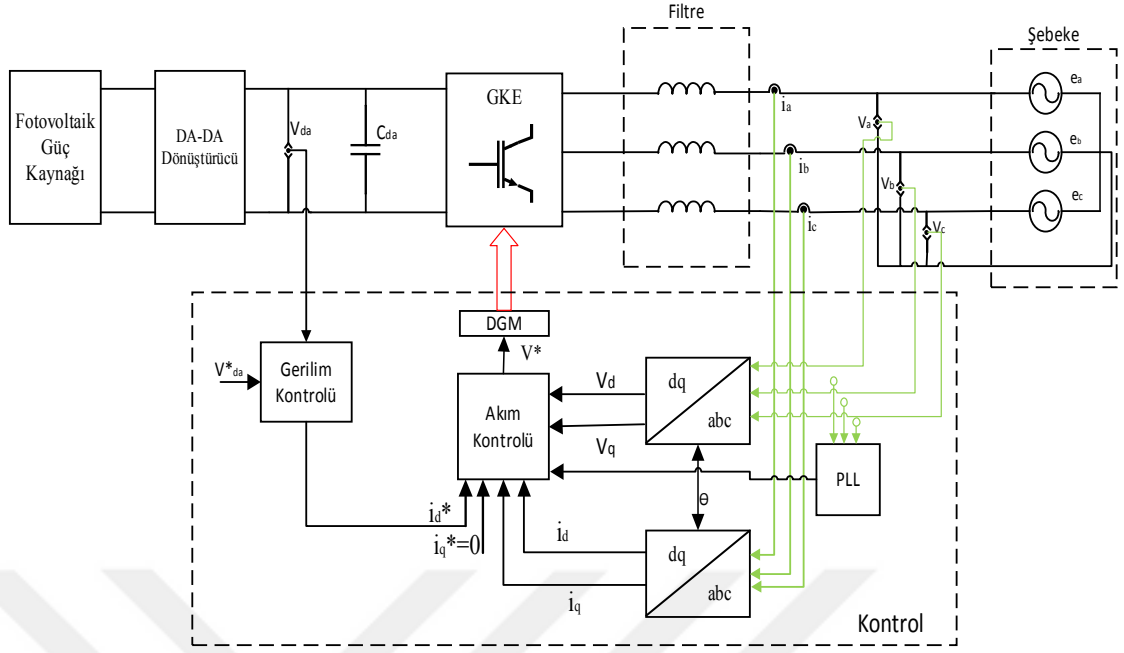
$V_{da}$ , evirici kaynak gerilimini (DA bağ kapasitörü üzerindeki gerilimi),  $\Delta_{ph(p-p)_{max}}$ , kompanze edilmiş akımın tepe değerinin %15'ini ,  $f_s$ , evirici anahtarlama frekansını ifade etmektedir. Burada  $V_{da}=725V$ ,  $\Delta_{ph(p-p)_{max}} = 24A$ ,  $f_s = 2500Hz$  olması durumunda filtre bobin değeri 2 mH olarak hesaplanmıştır.

### 3.6.Evirici Kontrolü

Bir eviricinin temel işlevi fotovoltaiik panelden aldığı enerjiyi minimum kayıpla şebekeye aktarmaktır. Bu enerji transferi sırasında IEEE-1547 gibi standartların talep ettiği g¼c kalitesini sağlaması gerekmektedir. B¼ylece şebekeye aktarılan akımın hangi oranda harmonik bileşenlere sahip olması gerektiği belirtilir. şebekeye enjekte edilen akım, eviricinin DA gerilimine ve mod¼lasyon tekniğine doğrudan bağlıdır. Bu sebeple DA geriliminin b¼y¼kl¼ę¼ ve bu gerilimin kontrol¼ gerekmektedir (Ahmad ve Singh, 2017). Diğer yandan, bu akımın standartlarda belirtildiği şekliyle şebeke gerilimiyle eşzamanlı olması gerekmektedir. Bu sebeple, evirici kontrol¼ için kullanılan metod, sistem tasarımının en önemli parçasıdır. Bir evirici kontrol sistemi;

- şebeke senkronizasyonu
- DA gerilim kontrol¼
- Akım kontrol¼

Olmak üzere üç aşamada gerçekleştirilmektedir. Bu aşamalar şekil 3.8' de ¼zetlenmiřtir.



Şekil 3.8. Evirici Kontrol Mekanizması

### Üç faz PV Sistemin Matematiksel Modeli

Bobin akımı ve kapasitör gerilimi dikkate alınarak Şekil 3.8'deki şebekeye bağlı üç fazlı PV sistemin uzay durum ifadeleri Denklem 3.9'daki gibi olmaktadır (Mahmud ve ark., 2012).

$$\begin{cases} \dot{i}_a = -\frac{R}{L}i_a - \frac{1}{L}e_a + \frac{V_{da}}{3L}(2Q_1 - Q_3 - Q_5) \\ \dot{i}_b = -\frac{R}{L}i_b - \frac{1}{L}e_b + \frac{V_{da}}{3L}(-Q_1 + 2Q_3 - Q_5) \\ \dot{i}_c = -\frac{R}{L}i_c - \frac{1}{L}e_c + \frac{V_{da}}{3L}(-Q_1 - Q_3 + 2Q_5) \end{cases} \quad (3.9)$$

$Q_1, Q_2, Q_3$  gerilim kaynaklı eviricinin her bir fazının anahtarlama fonksiyonu ifade etmektedir.

Kirchoff Gerilim Kanunu DA bağ kapasitörünün bulunduğu düğüme uygulandığında, kapasitör üzerindeki gerilimin uzay durum denklemi elde edilir.

$$V_{da} = \frac{1}{C_{da}}(i_d - i_e) \quad (3.10)$$



Anahtarlama ve iletim kayıpları ihmal edildiğinde evirici giriş akımı Denklem (3.11)'deki gibi ifade edilir.

$$i_{ev} = Q_1 i_a + Q_3 i_b + Q_5 i_c \quad (3.11)$$

Denklem 3.11'deki kapasitör gerilimi tekrar düzenlendiğinde Denklem 3.12 elde edilmektedir.

$$\dot{V}_{da} = \frac{1}{C_{da}} i_d - \frac{1}{C_{da}} (Q_1 i_a + Q_3 i_b + Q_5 i_c) \quad (3.12)$$

Denklem (3.9) ve (3.12)'a bakıldığında sistem, anahtarlama fonksiyonları ( $Q_1, Q_2, Q_3$ ) ve  $i_d$  dönüştürücü akımından dolayı zamanla değişen ve lineer olmayan bir yapıya sahiptir.

### 3.6.1. Senkron Referans Çerçevesi (SRF)

Şebekeye bağlı fotovoltaik sistemlerde, sistemin performansı büyük ölçüde, kompanze edilmiş referans akımlarının doğru bir şekilde hesaplanmasına bağlıdır. Referans akımlar üretildikten sonra uygun bir kontrolcüyle her faz için referans gerilimler oluşturulur. Bu referans gerilimler modülasyon bölümünde yarıiletken anahtarların kapı sinyallerini üretmek için kullanılmaktadır. Üç fazlı bir eviricinin aktif ve reaktif güç akışının kontrolü, senkron referans çerçevesi (SRF) tekniği kullanılarak gerçekleştirilmiştir. DQ kontrolü olarak da adlandırılan SRF tekniği, şebeke akım ve voltaj dalga formlarının, şebeke voltajıyla aynı anda dönen bir referans çerçevesine dönüştürülmesi mantığına dayanır (Aralkumar ve ark., 2015; Athari ve ark., 2017). Bu yeni oluşan referans çerçeveleri d ve q eksenleri olarak adlandırılırlar. Akım vektörleri senkron bir şekilde dönen d-q referans çerçevesine dönüştürülmesiyle AA parametreleri DA parametrelerine çevrilmiş olur. Fakat AA harmonik bileşenleri belirtilen açısız frekansla dönmeye devam eder.

Üç faz  $V_a, V_b, V_c$  gerilim ve  $I_a, I_b, I_c$  akım vektörlerine Denklem (3.13) ve (3.14) da verilen dönüşüm metodu uygulanarak üç faz akım ve gerilimleri (abc) iki boyutlu (dq) dönen çerçevesine dönüştürülmektedir.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - 120^\circ) & -\sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - 120^\circ) & -\sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$V_d$  ve  $I_d$  üç faz gerilim ve akımlarının doğrudan (direct) bileşenini ifade ederken,  $V_q$  ve  $I_q$  dördün (quadrature) bileşenini ifade etmektedir. Şebeke voltajının temel frekans faz bilgisi olarak belirtilen  $\theta$  faz açısı, faz kilitli döngü devresinden elde edilir.

Bu bilgilerle, güç sisteminin matematiksel modellemesi için, Denklem (3.9) ve (3.12)'a dq dönüşüm uygulandığında SRF'de üç faz sistemin çıkış akım ifadeleri Denklem (3.15)'daki gibidir.

$$\begin{cases} \dot{I}_d = -\frac{R}{L} I_d + \omega I_q - \frac{1}{L} E_d + \frac{V_{da}}{L} S_d \\ \dot{I}_q = -\frac{R}{L} I_q - \omega I_d - \frac{1}{L} E_q + \frac{V_{da}}{L} S_q \\ \dot{V}_{da} = \frac{1}{C_{da}} \dot{i}_d - \frac{1}{C_{da}} I_d S_d - \frac{1}{C_{da}} I_q S_q \end{cases} \quad (3.15)$$

Burada  $E_d$  ve  $E_q$  şebeke geriliminin direct ve quadrature bileşenlerini  $I_d$  ve  $I_q$  ise evirici çıkış akımının direkt ve quadrature bileşenlerini ifade etmektedir.

Bu modelde  $S_d$  ve  $S_q$  giriş kontrol parametrelerini  $I_d$  ve  $V_{da}$  çıkış değişkenlerini ifade etmektedir.  $I_q = 0$  sistemin şebekeye reaktif akım aktarmaması için olması istenen değerdir.

Sistemin şebekeye aktardığı aktif ve reaktif güç, Denklem 3.16'deki gibi elde edilir.

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}(E_d I_d + E_q I_q) \\ Q = \frac{3}{2}(E_d I_q + E_q I_d) \end{cases} \quad (3.16)$$

Şebekeye bağlı üç faz PV sistemlerin kıyaslanmasında kullanılan lineer ve dinamik denklem gruplarını yazmak için, şebekenin toplam endüktansı ve evirici çıkış filtresi birlikte eklenerek, eşdeğer R direnci ile seri bağlı bir bobin olarak modellenir. Buna ek olarak, sistemin dengeli olduğu yani  $i_a + i_b + i_c = 0$  olduğu kabul edilirse, gerilimin direct ve quadrature bileşenleri  $V_d$  ve  $V_q$  ifadeleri Denklem 3.17'deki gibi olur.

$$\begin{cases} V_d = V_{da} S_d \\ V_q = V_{da} S_q \end{cases} \quad (3.17)$$

Eğer lineer olmayan bağlı terimler,  $LwI_d$  ve  $LwI_q$ , akım kontrol döngüsünde (Şekil 3.11'de gösterilen) ileri besleme ile telafi edilirse, denklem 3.16'daki akım denklemleri zamanla değişmeyen lineer bir denklem olarak Denklem 3.18'deki gibi tekrar yazılabilir.

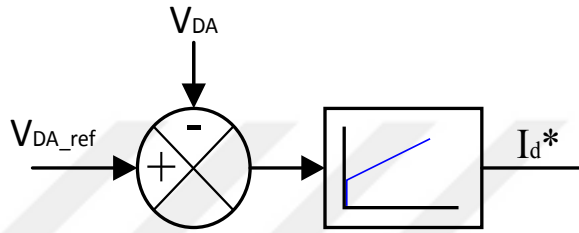
$$\begin{cases} \dot{I}_d = -\frac{R}{L} I_d - \frac{1}{L} E_d + \frac{V_d}{L} \\ \dot{I}_q = -\frac{R}{L} I_q - \frac{1}{L} E_q + \frac{V_q}{L} \\ \dot{V}_{da} = \frac{1}{C_{da}} i_d - \frac{1}{C_{da}} I_d S_d - \frac{1}{C_{da}} I_q S_q \end{cases} \quad (3.18)$$

Akım ve gerilim denklemlerinin ayrıklaştırılması ile çıkış filtresi için transfer fonksiyonu, Denklem 3.19'de elde edilmektedir.

$$G_{AA}(s) = \frac{V_d - E_d}{I_d} = \frac{V_q - E_q}{I_q} = \frac{1}{sL + R} \quad (3.19)$$

## DA Gerilim Kontrolü

DA-gerilim kontrol devresinin ana işlevi, DA bağ kapasitörü üzerindeki gerilimi belirlenen bir değere ayarlamak ve akım kontrol döngüsünde kullanılmak üzere referans akımın oluşturulmasını sağlamaktır. DA gerilim kontrolü için, akım kontrol döngüsünün  $d$  eksenini için bir referans akım oluşturmaktadır. DA geriliminin referans değeri DA bağ kapasitörü üzerindeki gerilimin gerçek değeriyle karşılaştırılır ve elde edilen hata sinyali Şekil 3.9’da gösterildiği gibi bir PI denetleyiciden geçirilir. PI denetleyici çıkışındaki sinyal aktif güç kontrolünü sağlayan  $d$  akımının referans değerini belirtmektedir.

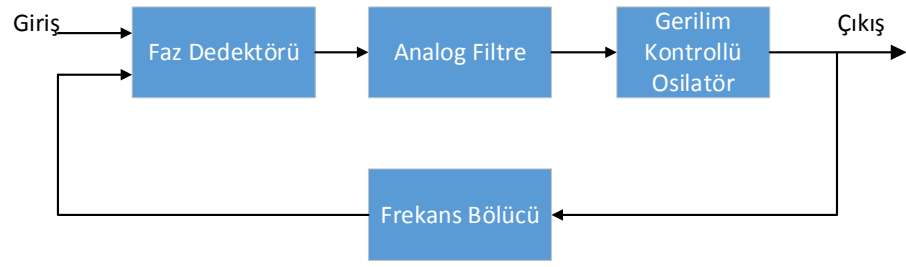


Şekil 3.9. DA Gerilim Kontrolü

### Şebeke Senkronizasyonu

Evirici kontrolünü etkileyen diğer önemli bileşen ise SRF kontrol yönteminde, kontrol sistemi için şebeke geriliminin frekans ve faz bilgisinin elde edilmesidir. Bu bilgi parçalarının, sistemi dengeye getirmek yani evirici çıkış akımının şebeke gerilimiyle senkronize etmek, sistemin maksimum güç üretmesini ve sistemi en uygun noktada çalışabilmesini sağlamak için akım ve gerilim kontrol döngülerinde kullanılması gerekmektedir.

Literatürde verilen bir sinyalin faz bilgisini elde etmek için kullanılan birçok yöntem bulunmaktadır. Bunlardan en yaygın kullanılanı faz kenetleme döngüsü olan PLL’dir. Bu çalışmada, PLL tekniğine dayalı şebeke senkronizasyonu gerçekleştirilmiştir. Temel bir PLL devresi genellikle; faz detektörü, döngü filtresi ve voltaj kontrollü osilatör olmak üzere üç bileşenden meydana gelmektedir. Bir PLL devresine ait şema Şekil 3.10’da görülmektedir.



Şekil 3.10. PLL devre şeması

PLL negatif bir geri besleme döngüsü kullanmaktadır. Şebeke geriliminin faz açısı ile evirici çıkış akımının faz açısı arasındaki fark sıfır olduğunda PLL döngüsü çalışmaya başlar ve şebeke akımının  $d$  bileşeni  $V_d=0$  olur. PLL algoritması diğer faz izleme algoritmalarına göre harmonik ve bozucu etkilere karşı daha dayanıklıdır. Bu gibi avantajları sebebiyle kullanım alanları geniştir.

### Akım Kontrol Döngüsü

Akım kontrolü; güç kalitesinin iyileştirilmesi, eviricinin kararlılık performansı, yüksek akımın eviriciye verebileceği zararların önlenmesi ve bu fonksiyonların sürekliliği için SRF kontrol stratejisi içerisinde uygulanan kontrol bölümlerinden biridir. Akım kontrolcüsü, referans akım bileşenlerinden referans gerilimlerin oluşturulmasını kontrol eder. Bu sebeple, akım kontrolü için öncelikle  $I_d^*, I_q^*$  referans akım bileşenlerinin oluşturulması gerekmektedir. Çünkü akımın  $d$  bileşeni olan  $I_d$  kendi referans bileşeni  $I_d^*$ 'nin üretilmesiyle kontrol edilir ve bu akım DA bara geriliminin düzenlenmesini ve aktif güç aktarımının gerçekleştirilmesini sağlamaktadır.  $I_q$  ise  $I_q^*$  referans akımı ile kontrol edilir ve reaktif akımın düzenlenmesini gerçekleştirmektedir.  $I_d^*$ 'nin üretilmesi için, bir oransal-integral (PI) kontrolcüsüne ihtiyaç duyulmaktadır. PID kontrolcülerin bu sistemlerde kullanılmama sebebi türevsel (D) parametrenin, ani değişen koşullarda kontrol sinyalini yüksek oranda etkileyerek sisteme aynı zaman periyodunda cevap veremeyip çıkışta büyük osilasyonlara neden olmasıdır.

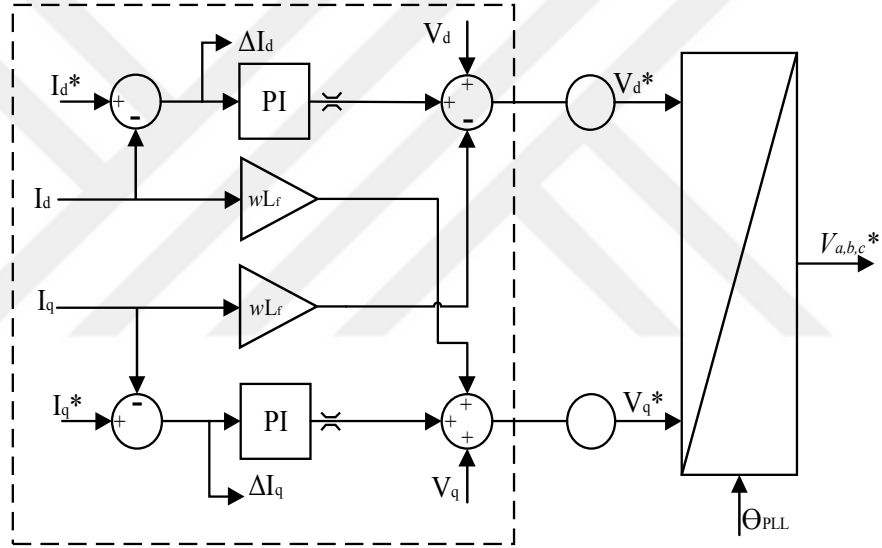
Bu kontrolcüye ait matematiksel ifade Denklem (3.20)'de ifade edilmektedir.

$$I_d^* = K_{p1}(V_{dc}^* - V_{dc}) + K_{i1} \int (V_{dc}^* - V_{dc}) dt \quad (3.20)$$

Burada,  $V_{dc}^*$ , DA geriliminin referans değerini gösterirken  $K_p$  ve  $K_i$  değerleri sırasıyla PI kontrolcünün oransal ve integral kazançlarını ifade etmektedir. Doğru akım referansının üretilmesi için kazanç değerlerinin uygun değerlere ayarlanması gerekmektedir.

$I_q^*$  ise reaktif akımının referans değerini ifade eder ve şebekeye aktarılan reaktif gücün minimum olması için bu değerın sıfıra eşit olması gerekmektedir.

Şekil 3.11’de ayrıntılı olarak gösterilen akım kontrol döngüsünün ana fonksiyonu, referans akımlarından darbe genişlik modülasyonu için gereken  $V_d^*$  ve  $V_q^*$  referans gerilimlerin üretilmesini sağlamaktır.



Şekil 3.11. Akım Döngüsü

Referans akımlarından referans gerilimlerinin oluşturulması dq referans çerçevesinde Denklem (3.21) ve (3.22) ile ifade edilmektedir.

$$V_d^* = V_d - L\omega I_q + H_d(s)(I_d^* - I_d) \quad (3.21)$$

$$V_q^* = V_q + L\omega I_d + H_q(s)(I_q^* - I_q) \quad (3.22)$$

Bu denklemde  $H_d(s)$  ve  $H_q(s)$  kontrol parametrelerini, L filtre empedansını ifade etmektedir.

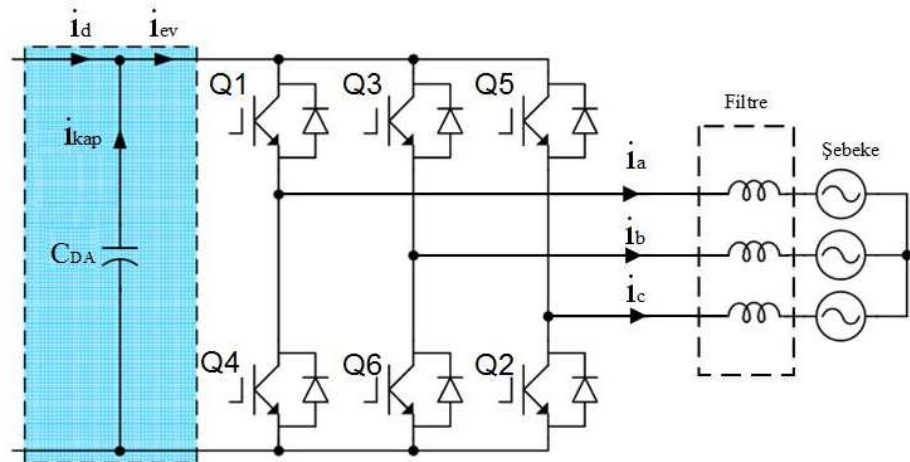
### 3.6.2. Tetikleme Sinyallerinin Üretilmesi

Evirici anahtarlarının tetiklenmesi için gerekli olan sinyaller, SRF kontrol stratejisinde akım döngüsünün çıkışında üretilen referans gerilimlerinin farklı modülasyon teknikleriyle kontrol edilmesiyle elde edilirler.

Bu tez çalışmasında literatürde var olan Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM) ile geliştirilen DGM tekniği MATLAB/Simulink ortamında kurulan, daha önceki bölümlerde sistem ekipmanlarının tanıtıldığı, şebekeye bağlı fotovoltaik sistemlerde altı darbeli eviricinin tetiklenmesi için kullanılmıştır. Bu bölümde SDGM ve geliştirilen DGM sisteme uygulanma yöntemi ayrıntılı bir şekilde anlatılmaktadır.

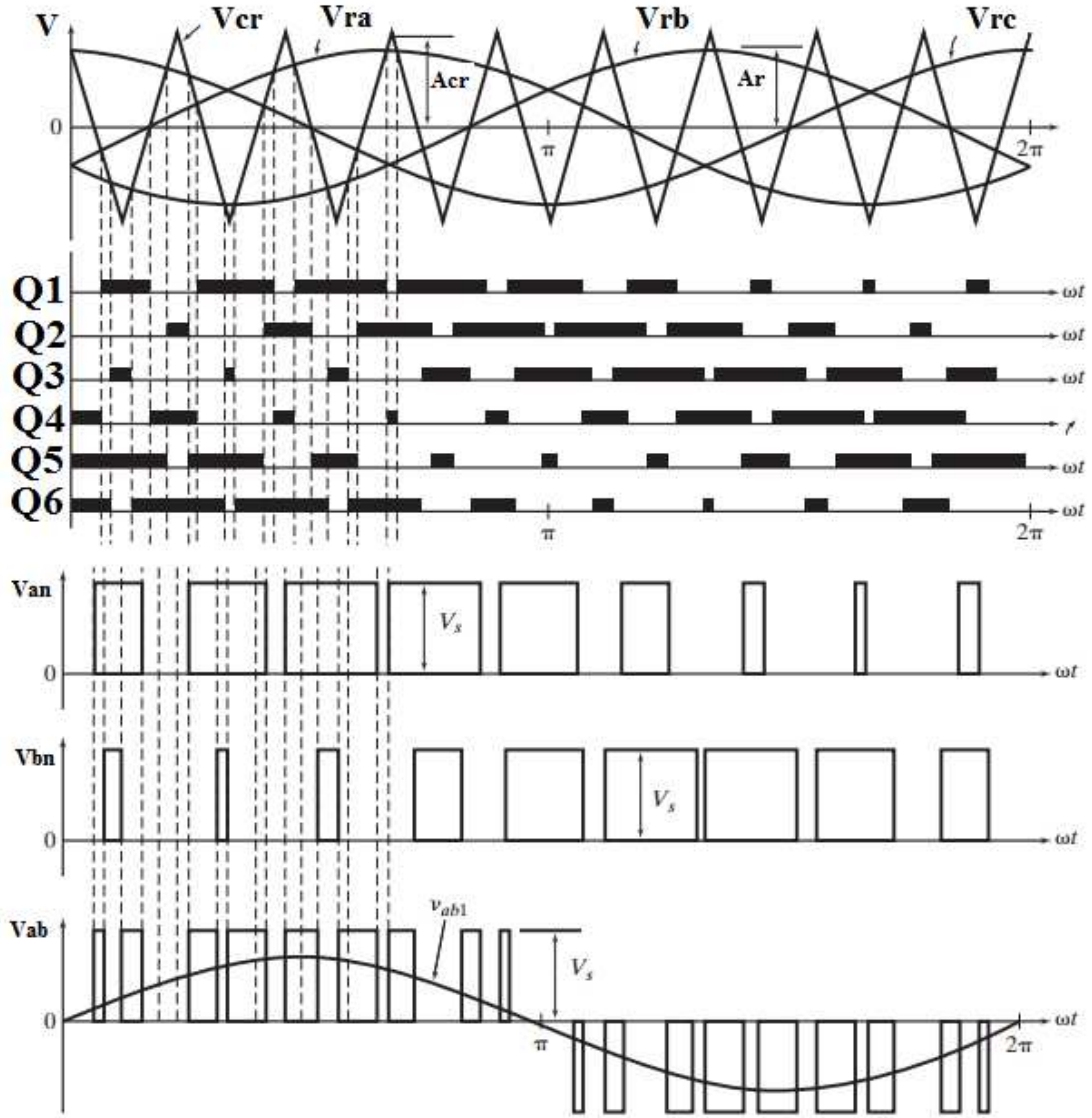
#### Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu

SDGM, aralarında  $120^\circ$  faz farkı bulunan  $V_{ra}$ ,  $V_{rb}$ ,  $V_{rc}$  sinüzoidal referans sinyalleri ile yüksek frekanslı üçgen taşıyıcı sinyalin karşılaştırılması ile elde edilmektedir. Referans sinyallerinin frekansı evirici çıkışında üretilen gerilimin frekansı ile aynıdır. Şekil 3.12’de görülen evirici modelindeki aynı faz üzerindeki iki anahtar birbirleriyle tersinir çalışmaktadır. Yani Q1 üst anahtarı açık iken Q4 alt anahtarı kapalı durumdadır. Bu durum b fazı ve c fazı için de geçerlidir. Herhangi bir anda sadece 3 anahtar iletimdedir ve bunların karşısındaki anahtarlar açık durumdadır. Gerçekleşebilecek anahtar durumları evirici tasarımı bölümünde Çizelge 3.2’de gösterilmektedir.



Şekil 3.12. Altı Darbeli Evirici

SDGM tekniğine göre Q1 anahtarı, a fazının referans sinyalinin taşıyıcı sinyalden büyük olduğu süre boyunca iletimdedir. Bu referans gerilimi taşıyıcı sinyalden küçük olduğu süre boyunca Q1 anahtarı açılır ve karşı anahtarı olan Q4 iletime geçer. Şekil 3.13'de SDGM için sinyallerin karşılaştırılması ve buna bağlı olarak üretilen anahtarların durumları gösterilmektedir.



Şekil 3.13. Üç Fazlı Evirici Modeli İçin SDGM



### 3.7. Geliştirilen DGM Yöntemi

Bu modülasyon yöntemi gerçekleştirilirken DA bağ kapasitörü üzerindeki akım dalgalanmaları dikkate alınmıştır. Kapasitör üzerindeki akım  $i_{kap}$ , evirici akımı  $i_{ev}$  ile DA-DA dönüştürücü çıkış akımı  $i_d$  arasındaki farka eşittir. Buradan anlaşılacağı gibi  $i_{kap}$  akımının dalgalanmaları belirtilen bu iki akımdan etkilenmektedir. Buna göre  $i_d$  ile  $i_{ev}$  arasındaki fark en aza indirildiğinde teorik olarak kapasitör üzerindeki akım  $i_{kap}$  minimum olacak, üzerindeki akım dalgalanmaları da buna bağlı olarak en aza indirgenmiş olacaktır. Böylelikle, gerekli olan DA bağ kapasitörünün boyutu azalacak ve daha az fiyata, daha uzun ömürlü kapasitör kullanımı sağlanacaktır. Bu akımlar arasındaki farkın azaltılması için  $i_d$  ya da  $i_{ev}$  akımının dalga formalarının incelenerek bu akımların formalarının birbirlerine benzetilmesi gerekmektedir. DA-DA dönüştürücünün anahtarlama elemanın anahtarlama fonksiyonuna bağlı olan  $i_d$  akımının dalga formu, MGNİ algoritmasından gelen ve dönüştürücünün anahtarlama sinyali olan görev oranının değiştirilmesine bağlıdır. Diğer akım bileşeninin dalga formu ise  $i_{ev}$  evirici anahtarlarına gönderilen tetikleme sinyallerine bağlı olduğu Denklem (3.23) deki açıkça görülmektedir.

$$i_{ev} = Q_1 i_a + Q_3 i_b + Q_5 i_c \quad (3.23)$$

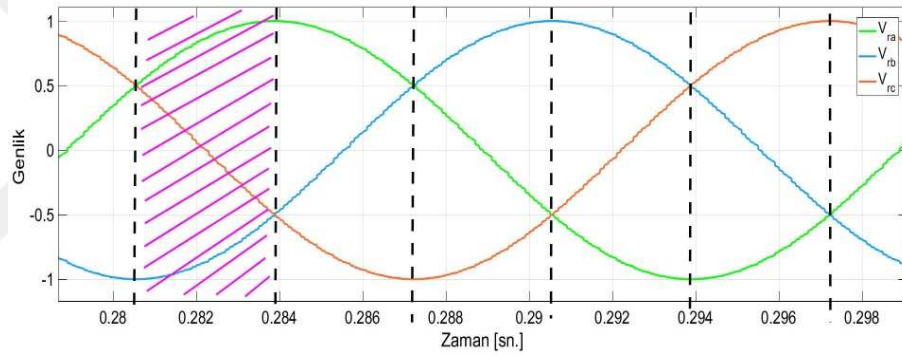
Burada,  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  evirici çıkış akımlarını ifade etmektedir.

Bu tezde yeni yöntemin uygulanabilmesi için, evirici giriş akımı  $i_{ev}$  göz önünde bulundurularak, bu akımın dalga formu  $i_{kap}$  üzerinde akım dalgalanmalarının olduğu anlarda, eviricinin anahtar durumlarının değiştirilmesi ile  $i_d$  akım formuna yaklaştırılmıştır.

Yöntem uygulanırken, referans sinyallerinin  $360^\circ$  derecelik bir periyodu Şekil 3.14'deki gibi  $60^\circ$ 'lik periyotlara (sektör) bölünerek analiz edilmiştir. Çizelge 3.3'de her sektördeki referans gerilimlerinin durumları belirtilmektedir.

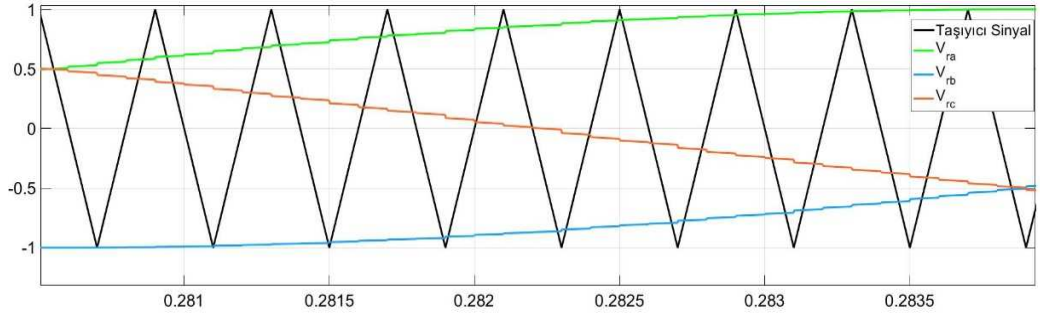
Çizelge 3.3. Sektörler ve Referans Gerilim Durumları

SEKTÖR	REFERANS GERİLİM DURUMLARI
30°–90°	$V_{ra} > V_{rc} > V_{rb}$
90°–150°	$V_{ra} > V_{rb} > V_{rc}$
150°–210°	$V_{rb} > V_{ra} > V_{rc}$
210°–270°	$V_{rb} > V_{rc} > V_{ra}$
270°–330°	$V_{rc} > V_{rb} > V_{ra}$
330°–360° 0°–30°	$V_{rc} > V_{ra} > V_{rb}$

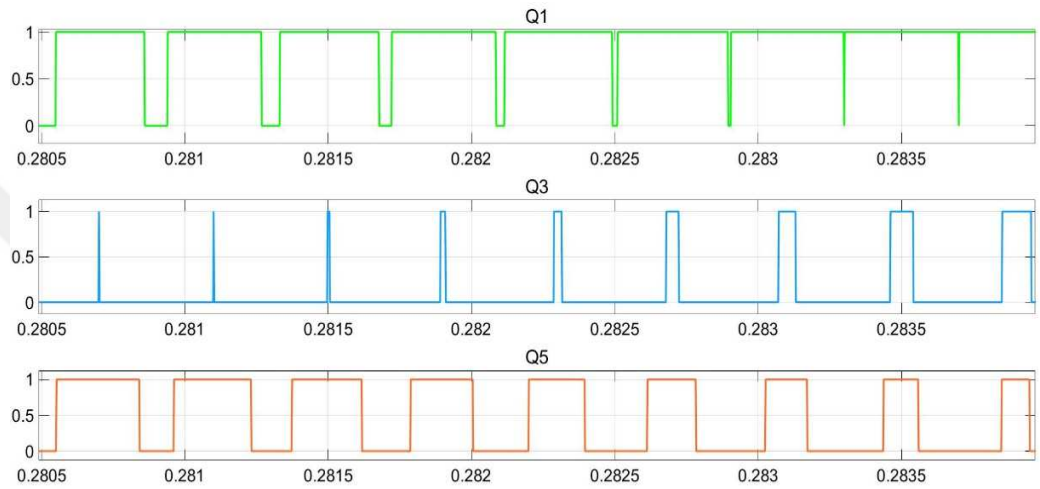


Şekil 3.14. Sinüzoidal Referans Sinyalleri ve 60° periyodları

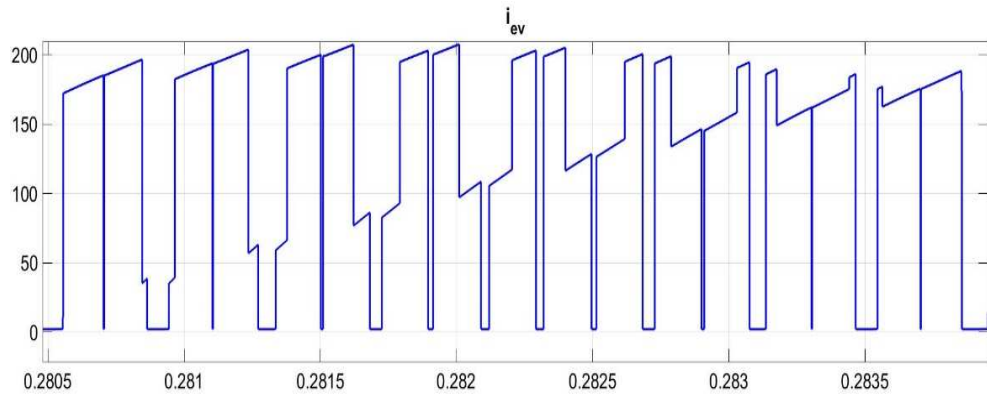
Örneğin,  $V_{ra}$  sinyali referans alındığında şekilde taralı olarak gösterilen 30° ile 90° arasındaki 60° lik sektörde  $V_{ra} > V_{rc} > V_{rb}$  olduğu görülmektedir (Şekil 3.15 (a)). Bu sektör için, Şekil 3.15 (b)'de eviricinin Q1, Q3, Q5 anahtarlama sinyalleri, bu anahtarlama sinyallerine göre oluşan evirici giriş akımının dalga şekli Şekil 3.15 (c)'de gösterilmektedir.



(a)



(b)

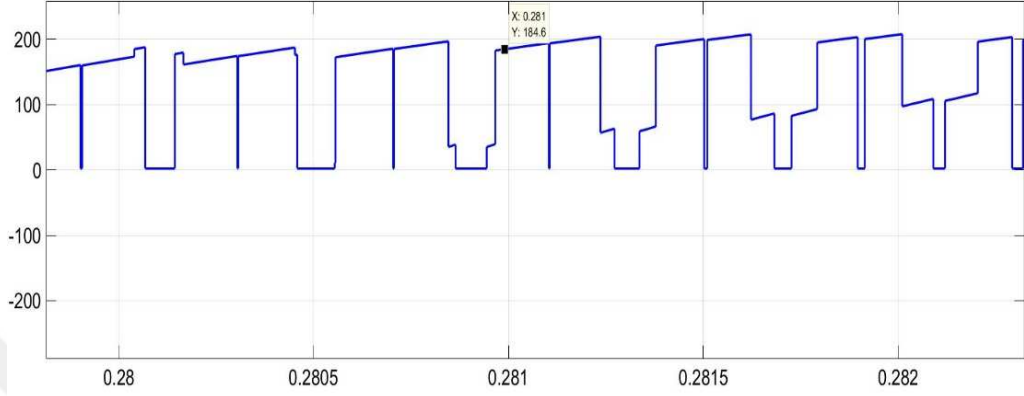


(c)

Şekil 3.15 (a)  $V_{ra} > V_{rc} > V_{rb}$  Durumunda Referans Sinyallerin Durumu; (b) Evirici Anahtarlarının Durumu; (c) Evirici Giriş Sinyalinin Dalga formu

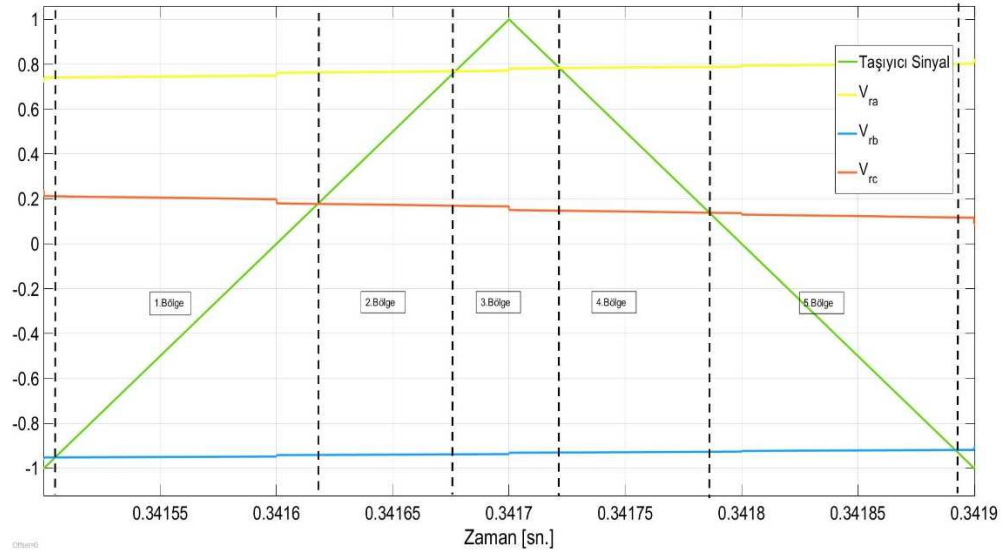
Şekil 3.15'e göre, 0.281 sn.'de Q1, Q5 iletimde, Q3 anahtarı ise kesimdedir. Yani Q1=1, Q5=1 ve Q3=0 durumundadır. Buna göre Denklem (3.23)'deki evirici akımının

değeri  $i_a + i_c$  olmaktadır. Evirici çıkış akımının o anki değerinin  $i_a = 40.8 \text{ A}$ ,  $i_c = 143.6 \text{ A}$  olduğu, buna bağlı olarak  $i_{ev} = 184.4 \text{ A}$  olarak hesaplanmıştır. Evirici akım grafiği yaklaştırılıp elde edilen Şekil 3.16’da bu değer grafiğe sağlandığı görülmektedir.

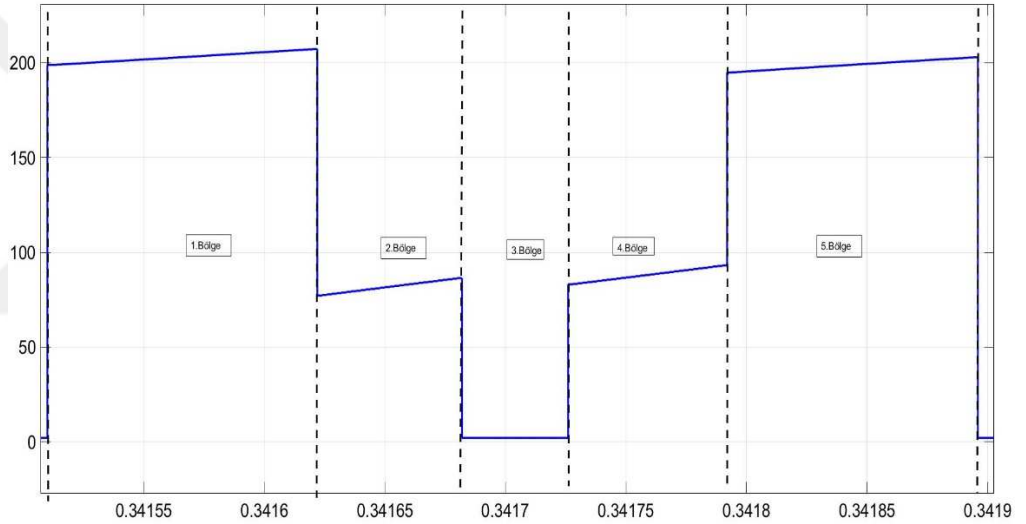


Şekil 3.16. Evirici Akımının Yakınlaştırılmış Hali

Geliştirilen darbe genişlik modülasyonu uygulanmadan önce, Şekil 3.14’de gösterilen  $60^\circ$ ’lik her sektörde bir üçgen taşıyıcı sinyalin periyodu boyunca  $i_{ev}$  akımının dalga formu incelenmiş ve anahtarların durumlarına bakılmıştır. Örnek olarak, Şekil 3.17’de taralı sektörün geleneksel SDGM’ye göre, bir anahtarlama periyodu boyunca evirici akımının dalga formu ayrıntılı olarak gösterilmiştir. Bu şekil ile birlikte bir anahtarlama periyodu bölgelere ayrılarak akımın sıfır ve sıfırdan farklı olan süreleri ve bu sürelerde anahtarlama durumları daha kolay incelenmesi sağlanarak yeni DGM’yi uygularken kolaylık sağlanması amaçlanmıştır.



(a)



(b)

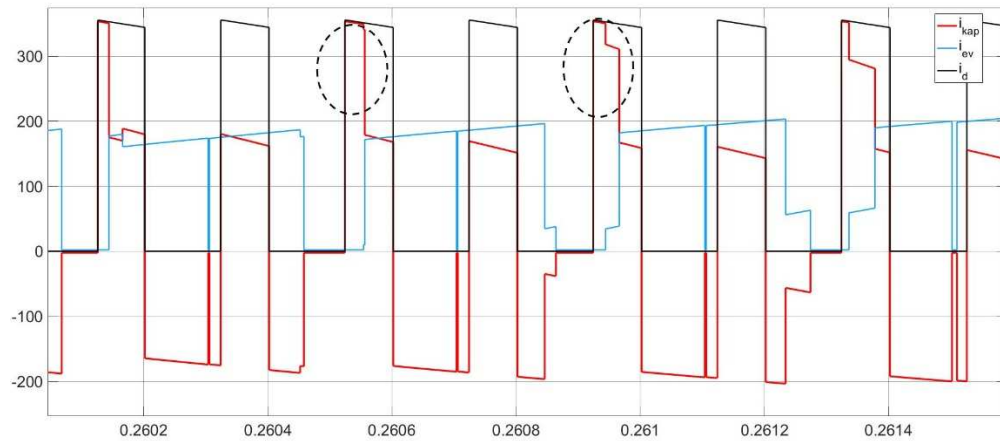
Şekil 3.17.  $30^\circ - 90^\circ$  Arasındaki Sektörün Bir Anahtarlama Periyodundaki (a) Referansların Görünümü (b) SDGM Dalga Formu

Böylece, Denklem (3.23) göz önünde bulundurulduğunda  $30^\circ - 90^\circ$  arasındaki sektör referans alındığında, 1. ve 5. Bölgede  $i_{ev}$  maksimum değerinde olup değeri,  $i_a + i_c$  'dir. 2. ve 4. bölgelerde değeri  $i_a$  olmaktadır. 3. bölgede ise bu akımın değeri sıfıra eşit olmaktadır. Çizelge 3.4'deki anahtar durumlarının sektörler ve bu sektörlerdeki akımın bir anahtarlama süresinin bölgelerine göre durumları, yani iletimde ve kesimde olma halleri belirtilmektedir. Bu anahtar durumları her sektör için akımın sıfırdan farklı olduğu durumlarda hangi değere eşit olduğunu bulmamızı sağlamaktadır.

Çizelge 3.4. SDGM’de Bir Anahtarlama Süresince Anahtarlama Durumlarının Sektörlere ve Bölgelere Göre Durumu

Sektör	1.Bölge			2.Bölge			3.Bölge			4.Bölge			5.Bölge		
	Q <sub>1</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>5</sub>	Q <sub>1</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>5</sub>	Q <sub>1</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>5</sub>	Q <sub>1</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>5</sub>	Q <sub>1</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>5</sub>
30° -90°	1	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	1
90° -150°	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	1	0	0
150° -210°	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0
210° -270°	0	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	0	1	0
270-330°	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1
0° -30°	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	1	0	1	1
330° -360°	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	1	0	1	1

Yeni yöntem uygulanmadan önce, geleneksel yöntemle yapılan simülasyon çalışmasında elde edilen evirici akımı gözlemlenip dönüştürücü akımı ile karşılaştırılıp incelenmiş ve kapasitör akımının hangi durumlarda akım dalgalanmalarının daha büyük olduğu tespit edilmiştir. Şekil 3.18’e bakıldığında bu üç akıma ait grafiklerin verilmiş olduğu,  $i_{kap}$  üzerindeki akımın tepe değerinin  $i_d$  ve  $i_{ev}$  akımları arasındaki farkın artmasıyla arttığı görülmüştür.



Şekil 3.18. Evirici, Dönüştürücü ve Kapasitör Akım Bileşenleri

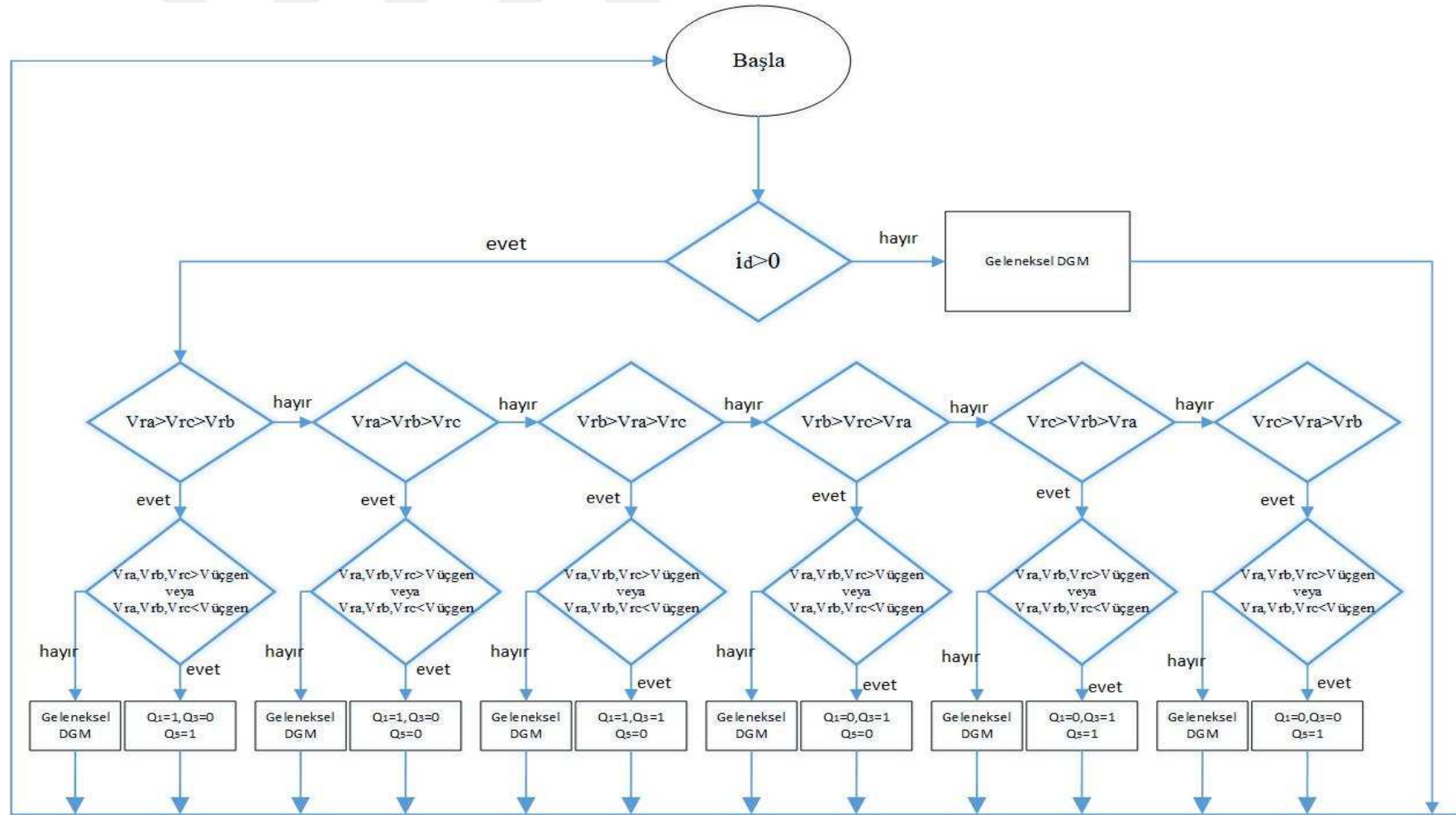
Bu durumda şekilde daire içine alınarak gösterilmiş olan kapasitör akım dalgalanmalarını en aza indirmek için geliştirilen DGM tekniği uygulanırken,  $i_d$  akımının sıfırdan farklı olduğu süre boyunca;

1.  $i_{ev}$  akımı bulunduğu sektör içerisinde o an için olabileceği maksimum değerinde ise, bu süre boyunca tetikleme sinyallerine müdahale edilmemelidir.
2.  $i_{ev}$  akımının da sıfır olduğu tüm durumlarda,  $i_{ev}$  akımı alabileceği maksimum değeri elde etmek için tetikleme sinyallerine müdahale edilmelidir.

Böylece dönüştürücü ve evirici akımları birbirine yaklaştırılarak kapasitör üzerinden geçen akım en az seviyeye indirilebilecektir. Bu DGM tekniği için algoritma yazılırken geleneksel metotla üretilen akım şekilleri göz önünde bulundurulmuş ve bütün sektörlerde evirici akımının hangi anahtar durumlarında maksimum değere ulaştığı tespit edilmiştir. Aynı zamanda,  $i_{ev}$  akımı eviricinin Q1,Q3,Q5 ya da Q4,Q6,Q2 anahtarlarının aynı anda iletimde veya kesimde olmasıyla sıfır değerini aldığı Çizelge 3.4’de de belirtilmiştir.

Şekil 3.19’de geliştirilen modülasyon tekniğinin çalışma prosedürüne ait akış diagramı gösterilmektedir. Buna göre,

- İlk olarak dönüştürücü akımının sıfırdan farklı olup olmadığı kontrol edilmiş.
- $I_d$  akımı sıfırdan büyük ise, referans gerilimlere bakılarak akımın hangi sektörde olduğu tespit edilmiş.
- Sektörlere göre eğer evirici akımı sıfır ise anahtar durumları akımı maksimum yapacak şekilde değiştirilmiş değilse geleneksel metot uygulanarak döngüden çıkılmıştır.



Şekil 3.19. Geliştirilen DGM'nin Akış Diyagramı



#### 4.ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA

Bu bölümde, Bütün PV güç sistemi simüle edilmiş, en yaygın kullanılan darbe genişlik modülasyonu olan SDGM tekniği ve önerilen DGM tekniği gösterilmiş ve sonuçlar tartışılmıştır. Simülasyon MATLAB/Simulink benzetim pogramının Simspace toolbox 'ı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Kurulan PV güç sistemi, 1000 W/m<sup>2</sup>, 900 W/m<sup>2</sup> ve 820 W/m<sup>2</sup> güneş ışınımı için test edilmiş ve sistemin değişken hava koşullarında verdiği tepki gözlemlenmiştir. Bunun için bir toolboxda bulunan “signal builder” bloğu kullanılmıştır.

Bu simülasyon çalışmasının en önemli yönü değişken hava koşullarında sistemin kararlı çalışarak, DA-bağ kapasitörü üzerindeki akımın, evirici anahtarlama frekansı olan 2.5 kHz seviyelerinde harmonik genliğinin azaltılmasıdır. Bu azalma kapasitör üzerindeki güç kayıplarını azaltarak sistem verimini olumlu etkilemiştir. Bu yöndeki sonuçlar tablolarda ve grafiklerde açıkça görülmektedir.

Güç sistemine ait paramereler Çizelge 4.1 ve Çizelge 4.2’de listelenmiştir.

Çizelge 4.1. MATLAB/Simulink Simülasyon Parametreleri

<b>Simülasyon Türü</b>	Discrete
<b>Güç Devresi Örnekleme Süresi</b>	2 $\mu$ sn
<b>Kontrol Devresi Örnekleme süresi</b>	100 $\mu$ sn
<b>Simülasyon Süresi</b>	5 sn

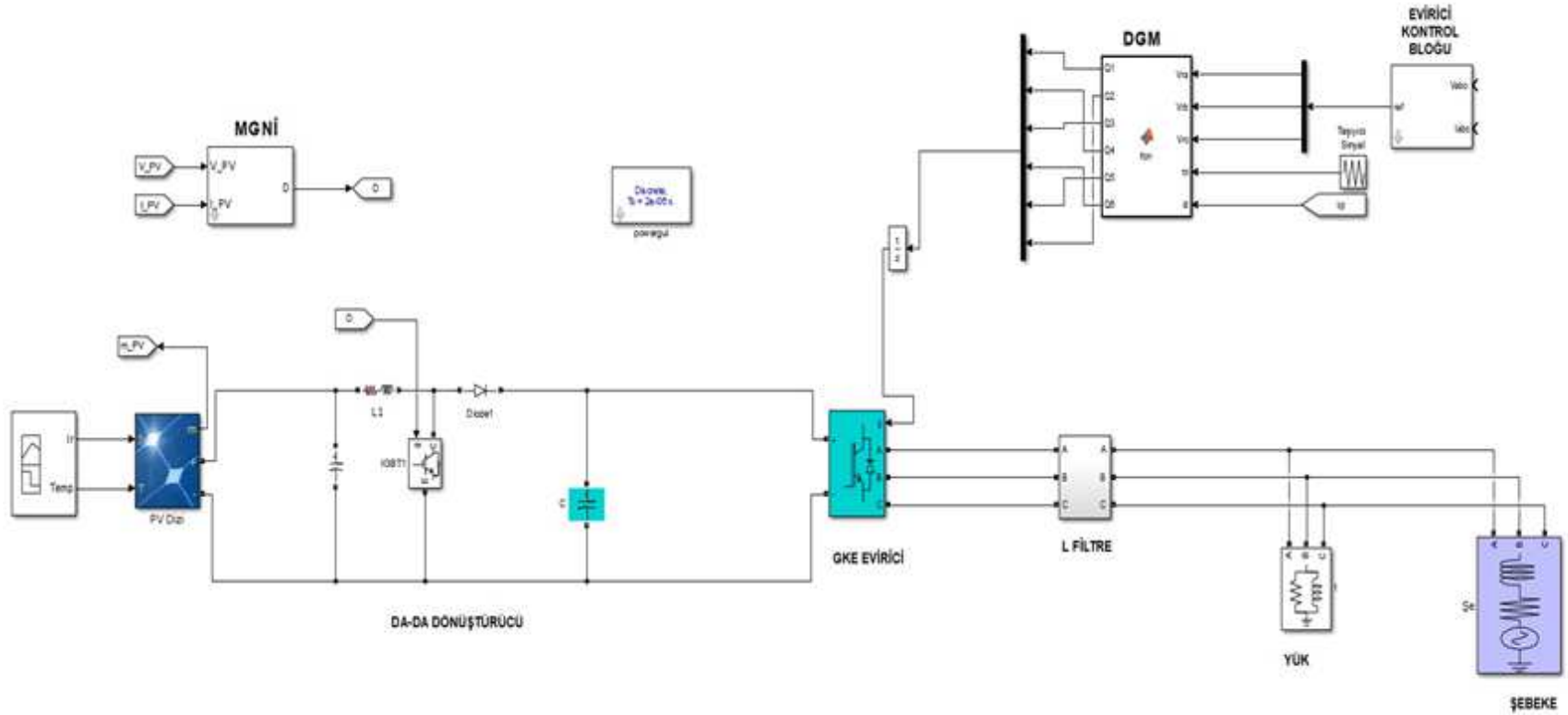
Çizelge 4.2. Sistem Parametreleri

<b>Temel Frekans</b>	50 Hz
<b>PV Panel Çıkış Gerilimi</b>	267-275 V
<b>Lineer Yük</b>	P=100 kW, Q=10 kVAR
<b>DA Gerilimi</b>	725 V
<b>DA Kapasitörü</b>	2 mF
<b>Anahtarlama Frekansı</b>	Dönüştürücü=5 kHz, Evirici=2.5 kHz
<b>L filtre</b>	2 mH
<b>R filtre</b>	0.02 ohm
<b>L dönüştürücü</b>	2 mH

Çizelge 4.3. Sistem Kontrolör Parametreleri

<b>DA Gerilimi PI Kontrolcü Parametreleri</b>	
<b>Oransal Kazanç (<math>K_p</math>)</b>	0.5
<b>Integral Kazancı (<math>K_i</math>)</b>	1.2
<b>Akım Döngüsü PI Kontrolcü Parametreleri</b>	
<b>Oransal Kazanç (<math>K_p</math>)</b>	0.3
<b>Integral Kazancı (<math>K_i</math>)</b>	20

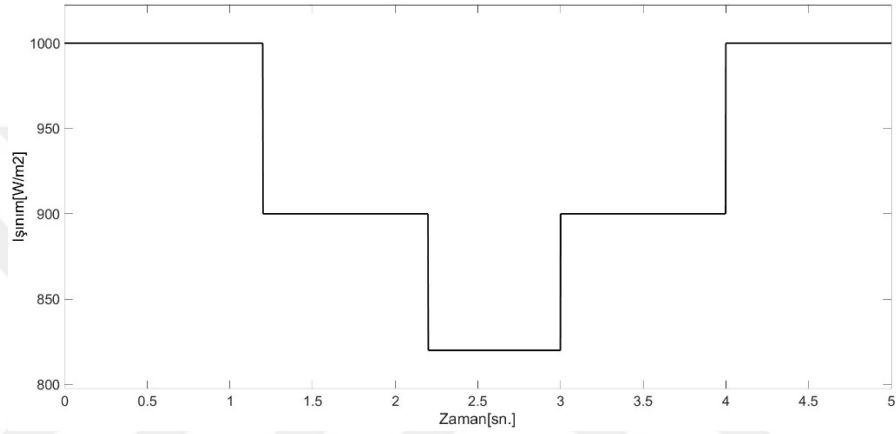
Bu tez çalışmasında, simüle edilen şebekeye bağlı PV sistemin MATLAB/Simulink programında tasarlanan güç devresi Şekil 4.1’de gösterilmektedir.



Şekil 4.1. Şebekeye Bağlı PV Sistemin MATLAB/Simulink Modeli

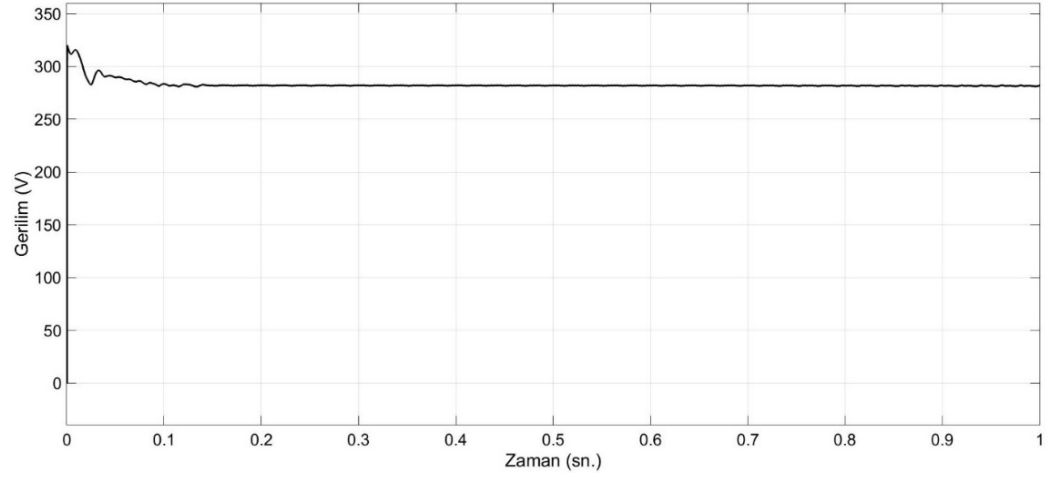
#### 4.1. Geleneksel SDGM Tekniği Kullanılan PV Sistem

Simülasyon,  $t=0$  sn.'dan  $t=5$  sn.'ye kadar çalıştırılmıştır. Standart test koşullarında ( $1000 \text{ W/m}^2$  ve  $25^\circ\text{C}$ ) DA referans gerilim değeri sağladığı görülmüştür. Sinyal jeneratörü kullanılarak atmosferik koşullar (ışınım) değıştirilmiştir. Başlangıçta  $1000 \text{ W/m}^2$  olan ışınım sonra  $900 \text{ W/m}^2$  ve  $820 \text{ W/m}^2$  düşürülmüş sonrasında bu ışınım seviyeleri tekrar  $900 \text{ W/m}^2$  sonra  $1000 \text{ W/m}^2$ 'ye yükseltilmiştir (Şekil 4.2).

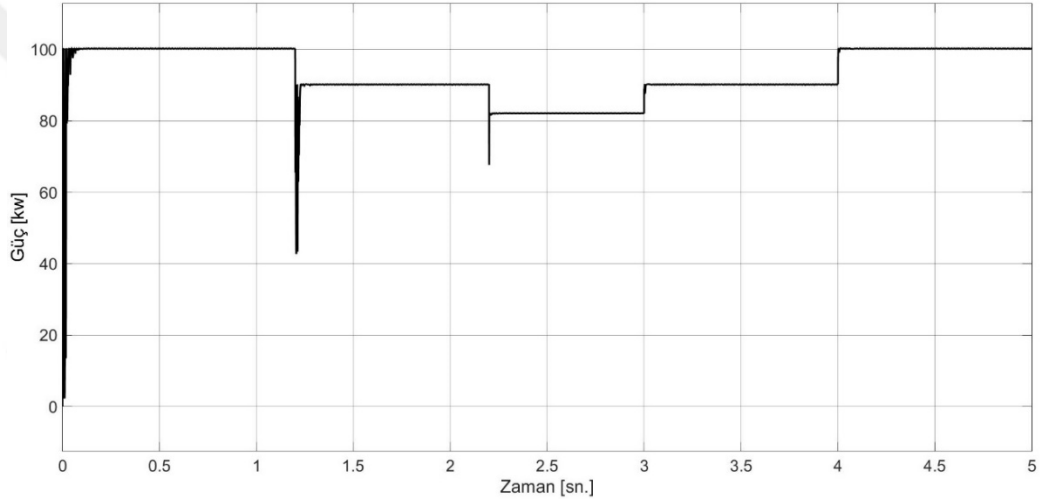


Şekil 4.2. Işınım Seviyeleri

Bu durumda DA-DA dönüştürücü MGNİ algoritmasıyla birlikte gerilim değeriindeki farklılıkları kompanze etmiş ve maksimum güç noktasını izlemiştir. Işınımdaki değışikliklere karşı Şekil 4.3'de görüldüğü gibi maksimum güç noktasındaki gerilim sabit kalmış fakat PV panelden alınan güç maksimum noktada tutulamamıştır (Şekil 4.4). Çünkü ışınımın değışmesi PV panelin maksimum gücü sağlamasını engellemektedir.

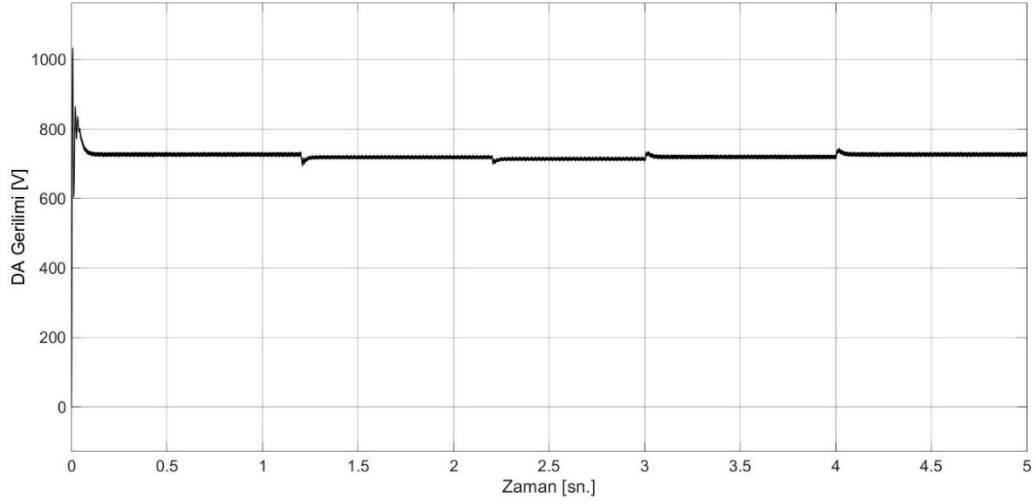


Şekil 4.3. Maksimum Güç Noktası Gerilimi



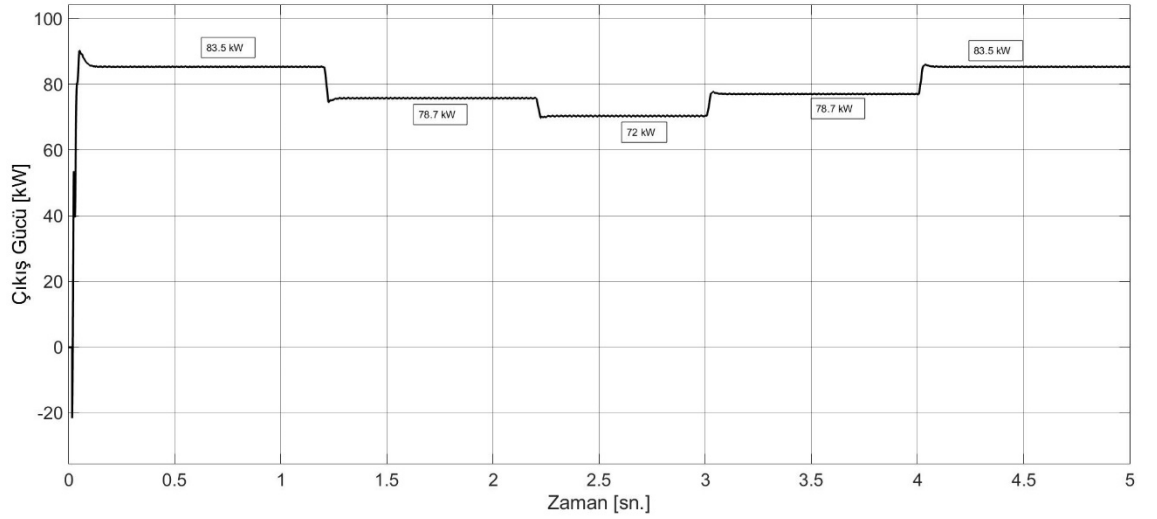
Şekil 4.4. Geleneksel SDGM Kullanıldığında PV Panel Çıkış Gücü

Işınım değerindeki değişimler DA gerilim seviyesini değiştirmektedir. Bu sebeple DA gerilim kontrolcüsünün yardımıyla, DA akım bağ kapasitörü üzerindeki voltaj hemen hemen referans değeri olan 725V seviyelerinde tutulmuştur (Şekil 4.5). Üzerindeki gerilim dalgalanmaları da DA gerilim seviyesinin % 10'unun altında tutulmuştur.



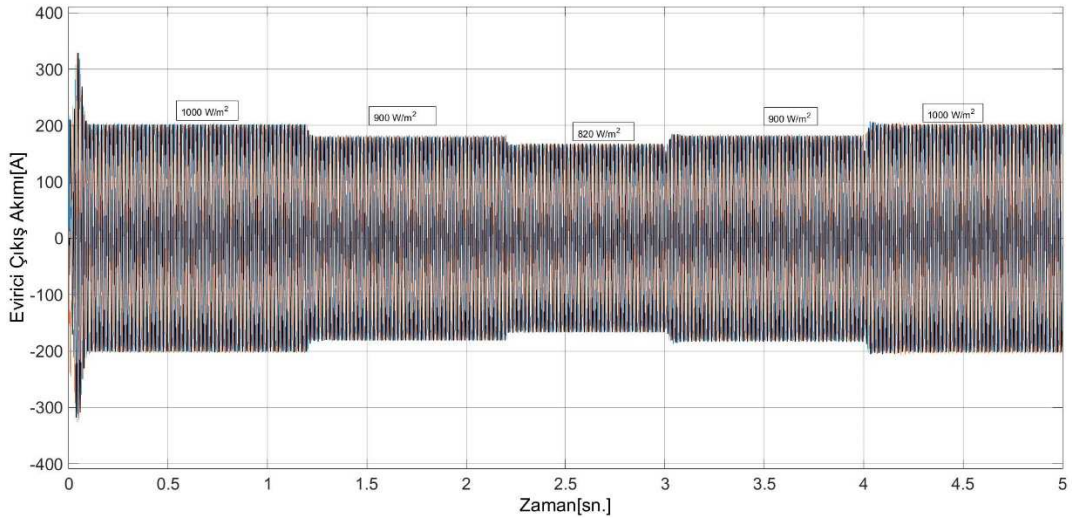
Şekil 4.5. Değişken Işınım Değerlerinde DA Gerilimi

Şebekeye aktarılan aktif güç Şekil 4.6'de gösterilmektedir. Güç değişimlerinin sebebi, ışınımın azalıp tekrar yükselmesine bağlı olarak giriş gücünde azalmalara ve artmalara neden olmasındır.



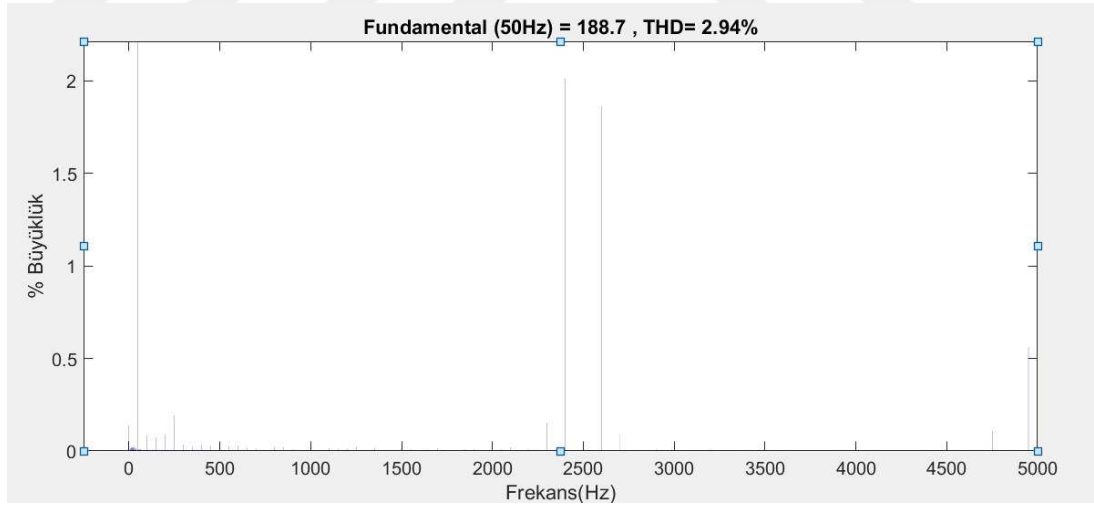
Şekil 4.6. Çıkış Gücü

Evirici çıkış akımının değişen ışınım koşullarıyla birlikte gösterdiği değişim Şekil 4.7'de gösterilmektedir.



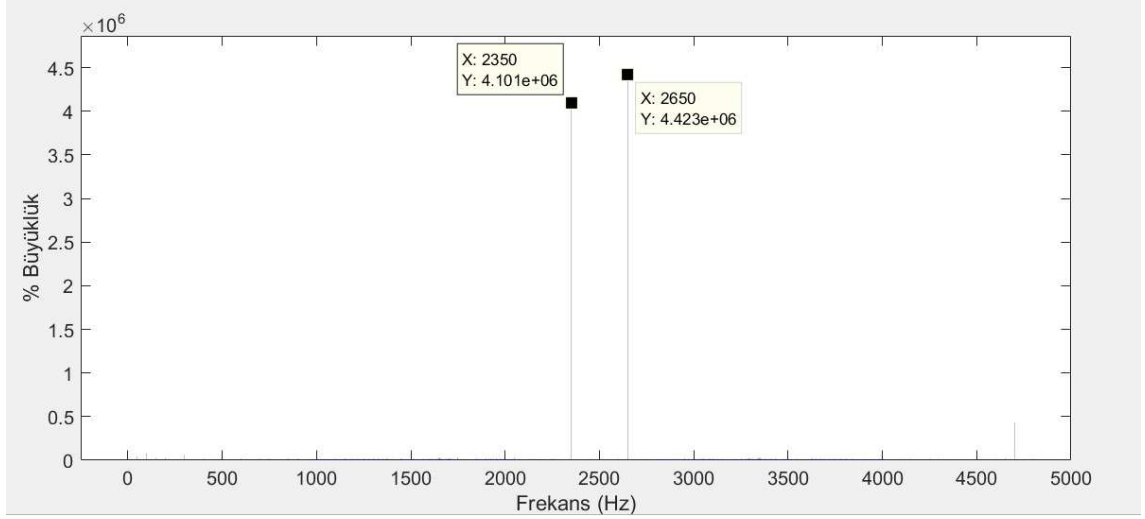
Şekil 4.7. Evirici Çıkış Akımı

Şebekeye aktarılan akımın THD değeri %5'in altında olmak zorundadır. Geleneksel DGM tekniği kullanılarak kontrol edilen bu sistemde THD değeri %5'in altında olduğu görülmüştür (Şekil 4.8).



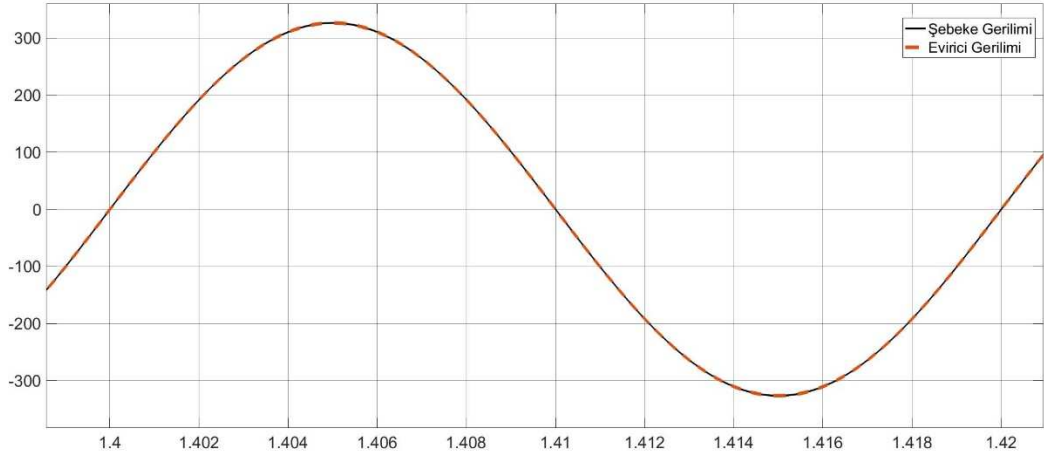
Şekil 4.8. Şebekeye Aktarılan Akımın THD Değeri

Bu geleneksel SDGM tekniğinde, DA bağ kapasitörü üzerindeki akımın frekans spektrumu çıkartılmış ve Şekil 4.9'da görüldüğü gibi evirici anahtarlama frekansı olan 2500 Hz'in her iki tarafındaki harmoniklerin değeri gösterilmektedir.



Şekil 4.9. DA Kapasitörü Üzerindeki Akımın Frekans Spektrumu

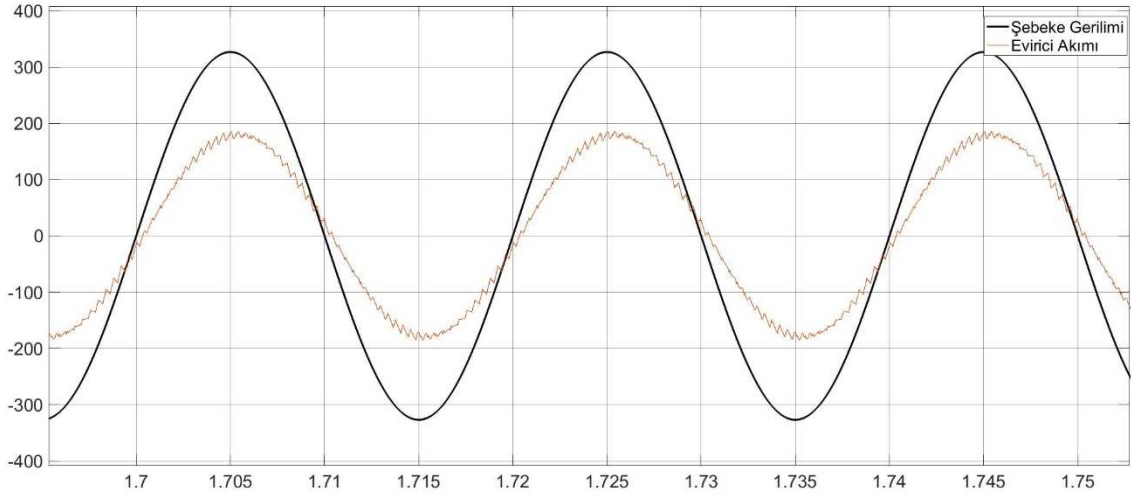
Sistemin şebeke ile senkronize olduğunu evirici çıkış gerilimi ile şebeke akımı aynı simülasyon görüntüsünde çizdirilmiştir. Bu iki gerilimin üst üste çakışması sistemin şebekeyle senkronize olduğunu göstermektedir (Şekil 4.10).



Şekil 4.10. Sistemin Şebeke Senkronizasyonu

Sistemin birim güç faktöründe çalıştığını göstermek için evirici gerilim ve akımı aynı grafik üzerinde çizdirilmiş ve bu sinyallerin aynı faz açısına sahip olduğu görülmüştür (Şekil 4.11).



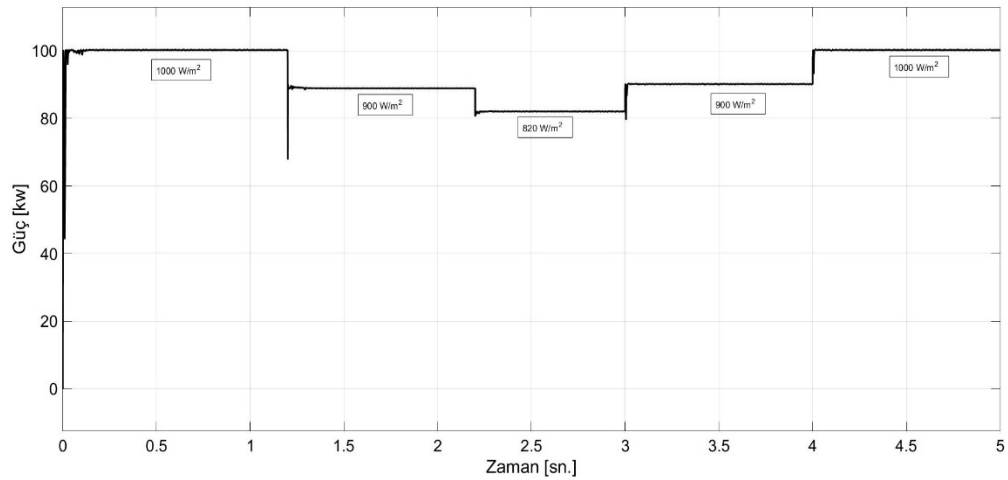


Şekil 4.11. Birim Güç Faktöründe Çalışma

#### 4.2. Geliştirilen DGM Tekniği Kullanılan PV Sistem

Simülasyon,  $t=0$  sn.'dan  $t=5$  sn.'ye kadar çalıştırılmıştır. Sistemin DA referans geriliminde çalıştığı ve panel çıkışında maksimum gücün elde edildiği görülmüştür. Işınım seviyeleri geleneksel metotta olduğu gibi  $1000 \text{ W/m}^2$  olan ışınım sonra  $900 \text{ W/m}^2$  ve  $820 \text{ W/m}^2$  düşürülmüş sonrasında bu ışınım seviyeleri tekrar  $900 \text{ W/m}^2$  sonra  $1000 \text{ W/m}^2$ 'ye yükseltilmiştir.

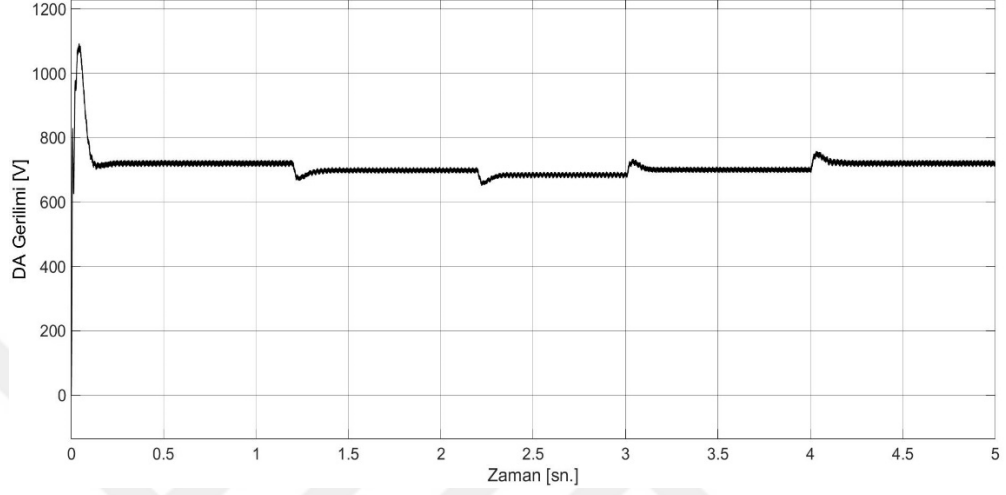
Sistemin standart test koşullarındaki çıkış güç değeri olan  $100 \text{ kW}$  MGNİ algoritmasıyla elde edilmiş ve sisteme her koşulda maksimum gücün aktarımı sağlanmıştır. Farklı ışınım koşullarındaki panel çıkış gücü Şekil 4.12'de gösterilmektedir.



Şekil 4.12. Panel Çıkış Gücü

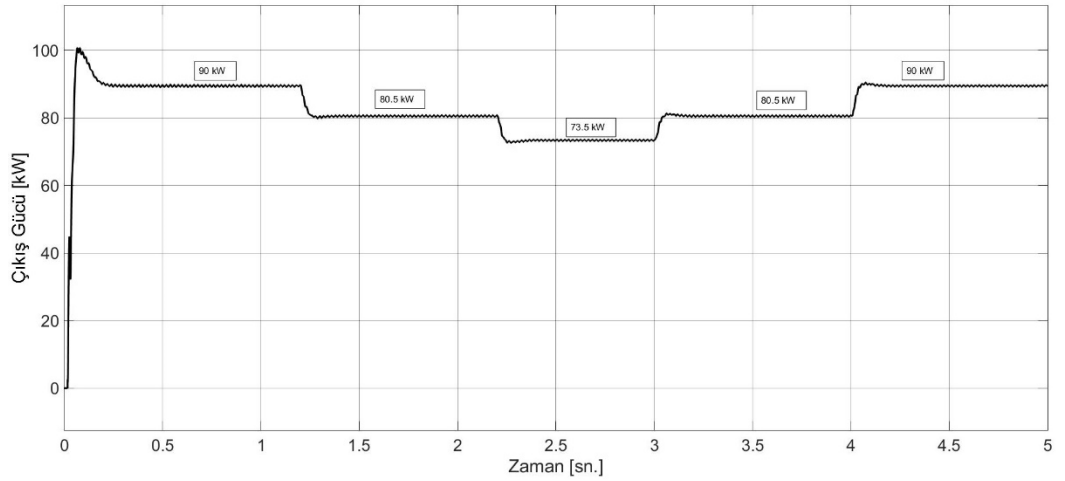
Modülasyon tekniğinin MGNİ üzerinde etkisi olmadığı Şekil 4.4 ile karşılaştırma yapıldığında anlaşılmaktadır.

DA gerilim değerinin 725 V seviyesinde sabit tutulduğu Şekil 4.13’de gösterilmektedir.



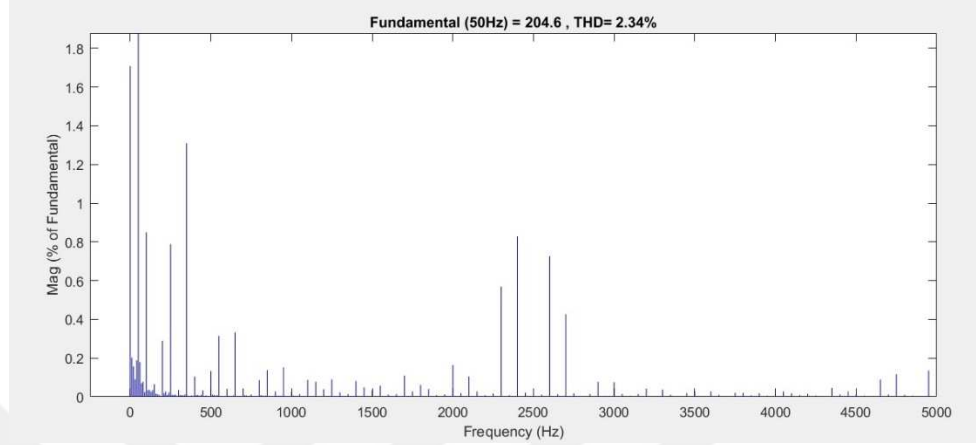
Şekil 4.13. Değişken Işınım Değerlerindeki DA Gerilimi

Şebekeye aktarılan aktif güç ve evirici çıkış akımı sırasıyla Şekil 4.13’de gösterilmiştir.



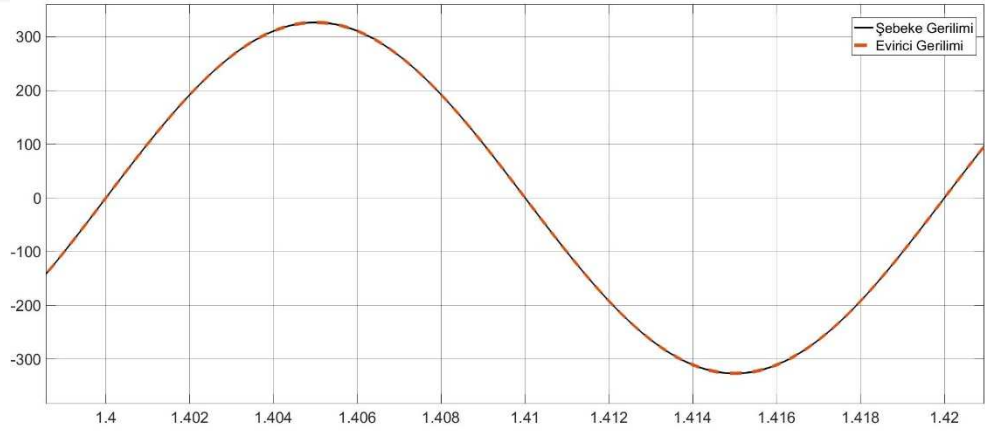
Şekil 4.14. Çıkış Gücü

Bu çıkış akımının THD değeri standartlarda belirtildiği gibi %5'in altında olmak zorundadır. Bu yeni modülasyon tekniği ile bu değer %5'in altında tutulmuştur (Şekil 4.15).

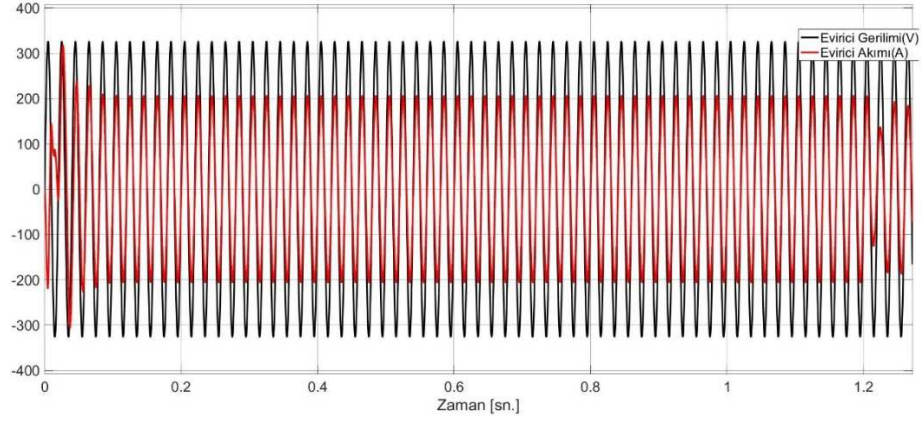


Şekil 4.15. Şebekeye Aktarılan Akımın THD Değeri

Sistemin şebeke ile senkronize olduğu ve sistemin birim güç faktöründe çalıştığı sırasıyla Şekil 4.16 ve Şekil 4.17'da gösterilmektedir.

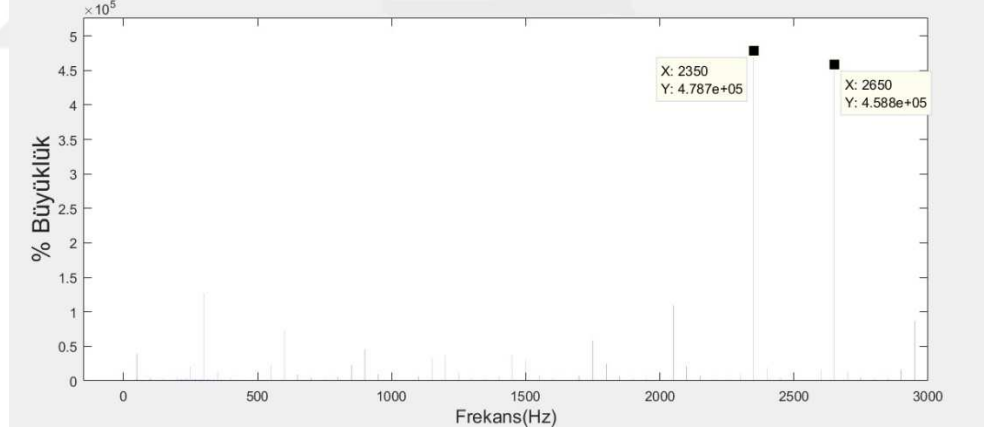


Şekil 4.16. Sistemin Şebeke Senkronizasyonu



Şekil 4.17. Birim Güç Faktöründe Çalışma

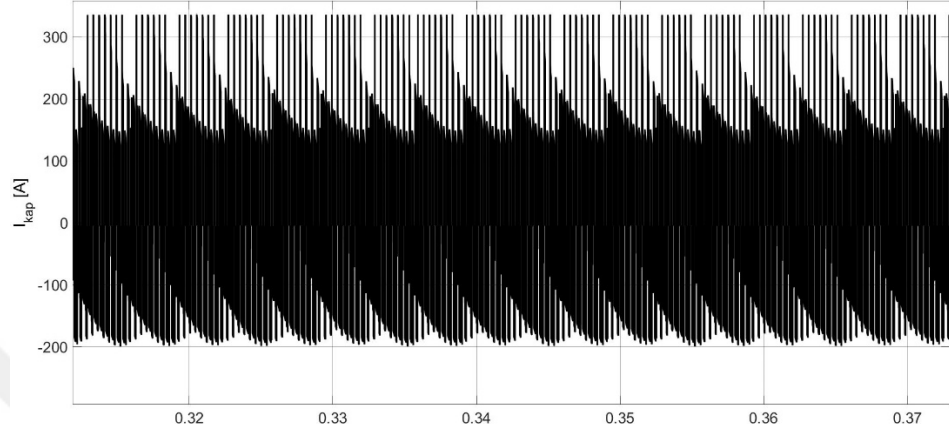
Bu geliştirilen DGM yönteminin asıl amacı DA bağ kapasitörleri üzerindeki akımın baskılanması olduğunu belirtmiştik. Şekil 4.18 akımın her bir frekanstaki genlikleri hesaplanmış ve evirici anahtarlama frekansı olan 2500 Hz'in iki tarafındaki frekans değerlerinde, akım harmoniklerinde Şekil 4.9'daki geleneksel metot ile karşılaştırıldığında önemli bir azalma olduğu gözlemlenmiştir.



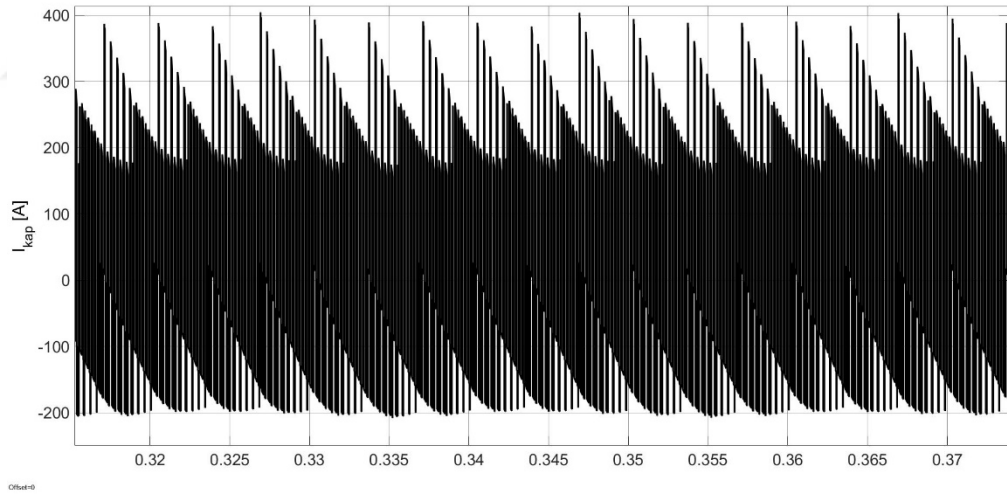
Şekil 4.18. DA Bağ Kapasitörü Üzerindeki Akımın Frekans Spektrumu

DA bağ kapasitörü üzerindeki akımının DGM periyodundaki ortalama değeri sabit DA geriliminde ve dengeli yük sistemlerinde sabit bir değere karşılık gelir. Böylece her iki yöntemde de kapasitör akımının ortalama değeri değişmemekte ve 50 A olarak sabit kalmaktadır. Seçilen DGM yöntemi ile daha düşük rms değerine sahip harmonik akım oluşturulması kapasitörün ısınma problemlerini azaltarak daha düşük kapasitansa sahip DA kapasitörünün kullanılmasını sağlayabilmektedir.

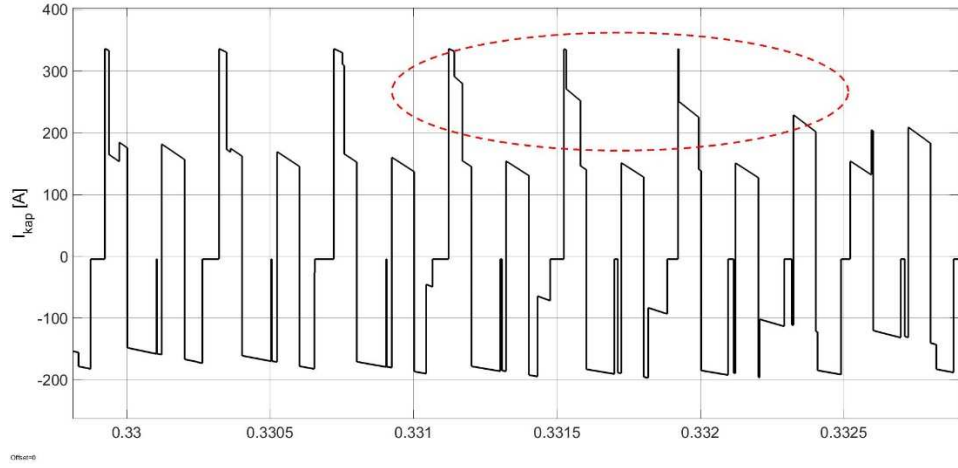
Harmonik spektrumlarla kapasitör akımının sahip olduğu harmoniklerin değeri verilmişti. Şimdi, Şekil 4.19 ve 4.20’de bu akımın dalga şekilleri sırasıyla geleneksel ve geliştirilen SDGM için verilmiş ve sonrasında; Şekil 4.21 ve Şekil 4.22’de bir  $60^\circ$ ’lik DGM periyodunda akımın harmonik bileşenleri ayrıntılı olarak gösterilmiştir.



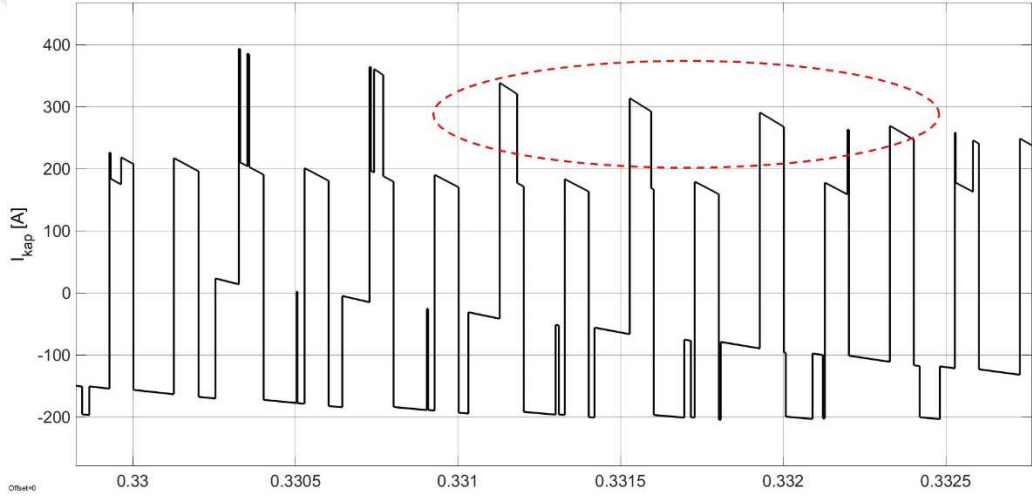
Şekil 4.19. Geleneksel SDGM’de Kapasitör Akım Formu



Şekil 4.20. Geliştirilen SDGM’de Kapasitör Akım Formu



Şekil 4.21. Geleneksel SDGM’da 60° Periyotta Kapasitör Akımı



Şekil 4.22. Geliştirilen SDGM’da 60° Periyotta Kapasitör Akımı

Şekil 4.21 ve Şekil 4.22’de görüldüğü üzere çember içinde belirtilen bölgeler akımın harmonik bileşenlerinin tepe değerini göstermektedir. Geleneksel metotta bu değer 6 adet anahtarlama periyodu boyunca 300 A üzeri olduğu görülmektedir. Geliştirilen SDGM tekniğinde ise harmonikli akımın ilk 3 anahtarlama periyodundan sonra 300 A değerinin altında olduğu görülmüştür.

## 5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında iki kademeli şebekeye bağlı fotovoltaik sistemlerde evirici tetikleme için gerekli olan DGM tekniği geliştirilmiştir. Modülasyon tekniği geliştirilirken DA kapasitörü üzerindeki akım dalgalanmaları göz önünde bulundurulmuştur. Şebekeye bağlı sistem; DA-DA dönüştürücü, 3 fazlı DA-AA dönüştürücüsü (evirici) L harmonik filtre ve sistem kontrolcülerinden oluşmaktadır. Geliştirilen SDGM tekniği evirici kontrol mekanizması ile birleştirilmiş ve sonuçlar literatürde var olan geleneksel SDGM tekniği ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre kapasitör üzerindeki akımın harmonik spektrumu incelendiğinde evirici anahtarlama frekansının iki tarafında da etkili iyileştirmeler sağlanmıştır. Bu da, DA bağ kapasitörü üzerinde daha az gücün harcandığını göstermektedir. Böylece kullanılan kapasitörün boyutları küçültülerek sistem daha kararlı hale getirilebilmektedir. Ayrıca, geliştirilen DGM tekniği ile PV sistemin farklı ışınım değerlerinde şebekeye aktardığı güç, kapasitör üzerindeki akım harmoniklerinde meydana gelen azalmalar ile daha da artırılmış ve kaliteli bir çıkış akımı sağlanmıştır. Çizelge 5.1’de her iki sistem karşılaştırılmış ve DGM teknikleri arasındaki farklılıklar ortaya koyulmuştur.

Çizelge 5.1. Uygulanan DGM Tekniklerinin Karşılaştırılması

	Geleneksel SDGM Tekniği			Geliştirilen DGM Tekniği		
<b>2.5 Khz’in Yakınında Kapasitör Akım Harmonikleri</b>	4.423 × 10 <sup>6</sup>			4.588 × 10 <sup>5</sup>		
<b>Evirici Çıkış Akımındaki Bozulma (%THD)</b>	2.94			2.34		
<b>Evirici Çıkış Gücü (kW)</b>	<b>1000 W/m<sup>2</sup></b>	<b>900 W/m<sup>2</sup></b>	<b>820 W/m<sup>2</sup></b>	<b>1000 W/m<sup>2</sup></b>	<b>900 W/m<sup>2</sup></b>	<b>820 W/m<sup>2</sup></b>
	83.5	78.7	72	90	80.5	73.5

Bu tezden elde edilen sonuçlar aşağıda verilmiştir.

- Literatürde varolan taşıyıcı temelli (SPWM) ve SVPWM tekniğine alternatif bir modülasyon tekniği önerilmiştir.
- Simülasyon sonuçlarından, modellenen sistemdeki PV panel çıkış gerilim ve güç değerleri panelin verilen özellikleri ile uyduğu gösterilmiştir.

- Simülasyon sonuçları; geliştirilen DGM'nin, geleneksel SDGM kullanılan evirici kontrolüne göre kapasitör üzerindeki akım baskısını azaltmak için daha iyi performans gösterdiği harmonik spektrum grafiğinde gösterilmiştir.
- Akım ve DA gerilim kontrolcülerine olan ihtiyaç ve evirici giriş geriliminin sabit tutulmasındaki amaç açıkça belirtilmiştir.
- Literatürde bulunan geleneksel DGM tekniği ile yapılan çalışmalara göre; evirici anahtarlama frekansında kapasitör akımının harmonik bileşenleri yaklaşık olarak 10 kat zayıflatılmıştır.
- Evirici çıkış akımının temel frekansa bağlı olarak hesaplanan THD değeri %2.94'den %2.34'e düşürülmüştür.
- Şebekeye aktarılan güç, 1000 W/ m<sup>2</sup> ışınım değerinde %7.78 artırılmıştır.

Gelecekte yapılabilecek çalışmalar için önerilen aşağıdaki gibi özetlenebilir.

- Gelişmiş MGNİ yöntemleri kullanılarak tüm sistemin verimi artırılabilir.
- LC, LCL gibi farklı filtre tiplerinin sisteme entegrasyonu sağlanarak sisteme olan etkileri gözlemlenebilir.
- Akım ve gerilim döngüleri DGM'nin performansını etkileyen önemli bir unsur olması sebebiyle bu kontrolcüler geliştirilip eviricinin anahtarlama kayıpları indirgenebilir.
- DGM yöntemlerinin evirici anahtarlama kayıplarına olan etkisinden dolayı farklı tipte evirici topolojileri kullanılarak geliştirilen DGM'nin verimi daha da artırılabilir.
- Kapasitör üzerindeki dalgalanmaları baskılamak için, DA-DA dönüştürücü tetikleme sinyallerinin üretiminde yenilikler yapılabilir.



## KAYNAKLAR

- Ahmad, Z., and Singh, S. N., 2017. Comparative analysis of single phase transformerless inverter topologies for grid connected PV system. **Solar Energy**, 149: 245-271.
- Arulkumar, K., Vijayakumar, D., & Palanisamy, K., 2015. Modeling and control strategy of three phase neutral point clamped multilevel PV inverter connected to the grid. **Journal of Building Engineering**, 3: 195-202.
- Athari, H., Niroomand, M., ve Ataei, M., 2017. Review and Classification of Control Systems in Grid-tied Inverters. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 72: 1167-1176.
- Balamurugan, M., Sahoo, S. K., ve Sukchai, S., 2016. Application of soft computing methods for grid connected PV system: A technological and status review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**.
- Bellia, H., Youcef, R. ve Fatima, M., 2014. A detailed modeling of photovoltaic module using MATLAB. **NRIAG Journal of Astronomy and Geophysics**, 3 (1): 53-61.
- Bendib, B., Belmili, H. ve Krim, F., 2015 . A survey of the most used MPPT methods: Conventional and advanced algorithms applied for photovoltaic systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 45, 637-648.
- Boumaaraf, H., Talha, A., ve Bouhali, O., 2015. A three-phase NPC grid-connected inverter for photovoltaic applications using neural network MPPT. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 49, 1171-1179.
- Brano, V.L., Orioli, A., Ciulla, G. ve Gangi, A.D., 2010. An improved five parameter model for photovoltaic modules. **Solar Energy Materials & Solar Cells**, 94: 1358-1370.
- Chatterjee, S., Kumar, P. ve Chatterjee, S., 2017. A techno-commercial review on grid connected photovoltaic system. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.06.045>.
- Chenni, R., Makhlof, M., Kerbache, T. ve Bouzid, A., 2007. A detailed modeling method for photovoltaic cells. **Energy**, 32: 1724-1730.

- Chaoui, A., Gaubert, J.P., Krim, F. ve Rambault, L., 2008. On the Design of Shunt Active Filter for Improving Power Quality, **IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, 31-37.
- Dolara, A., Faranda, R. ve Leva, S., 2009. Energy Comparison of Seven MPPT Techniques for PV Systems. **J. Electromagnetic Analysis & Applications**, 3: 152-162.
- Esrar T. ve Chapman P.L., 2007. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. **IEEE Transactions On Energy Conversion**, 22(2): 439-449.
- Hassaine, L., Olias, E., Quintero, J., and Salas, V., 2014. Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 30, 796-807.
- Jain, S. and Agarwal, V., 2007. Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems. **IET Electric Power Application**, 1(5): 753-762.
- Jana, J., Saha, H. ve Bhattacharya, K.D., 2017. A review of inverter topologies for single-phase grid-connected photovoltaic systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 72: 1256-1270.
- Joshi, P., & Arora, S. (2016). Maximum power point tracking methodologies for solar PV systems—A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**.
- Kandemir, E., Cetin, N. S., & Borekci, S., 2017. A comprehensive overview of maximum power extraction methods for PV systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 78, 93-112.
- Koutroulis, E., ve Blaabjerg, F., 2012. A new technique for tracking the global maximum power point of PV arrays operating under partial-shading conditions. **IEEE Journal of Photovoltaics**, 2(2): 184-190.
- Liu, F., Duan, S., Liu, F., Liu, B. ve Kang, Y., 2008. A variable step size INC MPPT method for PV systems. **IEEE Transactions on industrial electronics**, 55(7): 2622-2628.
- Mahmud, M. A., Pota H. ve Hossain, M. J., 2012. Dynamic stability of three-phase grid-connected photovoltaic system using zero dynamic design approach. **IEEE Journal of Photovoltaics**, 2(4): 564–571,.

- Martins, D. C., 2013. Analysis of a three-phase grid-connected PV power system using a modified dual-stage inverter. **International Scholarly Research Notices (ISRN) Renewable Energy**, 1–18.
- Mohamed, K. H., Ibrahim, T. B. and Saad, N.B., 2013. Boost Converter Design with Stable Output Voltage for Wave Energy Conversion System. **International Journal of Information Technology and Electrical Engineering**, 2(1): 10-15.
- Özbay, H., Öncü, S. and Kesler, M., 2017. SMC-DPC based active and reactive power control of grid-tied three phase inverter for PV systems. <https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2017.04.020>.
- Patel, H., Agarwal, V., 2008. MATLAB-Based Modeling to Study the Effects of Partial Shading on PV Array Characteristics. **IEEE Transactions On Energy Conversion**, 23(1).
- Rahman, S.A ve Varma, R.K., 2011. PSCAD/EMTDC model of a 3-phase grid connected photovoltaic solar system. **In Proc. 2011 North American Power Symposium**, 1-7.
- Rasool, F., Drieberg, M., Bedruddin N. and Singht, B.S.M., 2017. PV panel modeling with improved parameter extraction technique. **Solar Energy**, 153: 519-530.
- Salam, Z., Ahmed, J., Merugu, B.S., 2013. The Application of Soft Computing Methods for MPPT of PV System: A Technological and Status Review. **Applied Energy**, 107: 135-148.
- Singh, S. N., 2017. Selection of non-isolated DC-DC converters for solar photovoltaic system. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 76: 1230-1247.
- Sivachandran, P., Lakshmi, D. and Janani, R., 2015. Survey of maximum power point tracking techniques in solar PV system under partial shading conditions. **ARNP Journal of Engineering and Applied Sciences**, 10(1): 256 –264.
- Tran, Q. T., Truong, A. V., & Le, P. M., 2016. Reduction of harmonics in grid-connected inverters using variable switching frequency. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, 82, 242-251.
- Villalva, M. G., Gazoli, J. R., Filho, E. R., 2009. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 24(5).

Yuan, X. and Zhang, Y., 2006. Status and opportunities of photovoltaic inverters in grid-tied and micro-grid systems. **Proceedings of CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)**, 1: 1-4.



## ÖZGEÇMİŞ

1990 yılında Hassa'da doğdu. İlkokul ve Ortaokulu Hassa'da, lise eğitimini Batman Anadolu Lisesinde tamamladı. Çukurova Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümüne 2008 yılında girdi ve 2013 yılında mezun oldu. 2014 yılından beri İskenderun Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde Araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır.

