

**PDM KONTROLLÜ REZONANS
DÖNÜŞTÜRÜCÜLÜ MPPT İÇEREN BİR FAZLI
ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİNİN
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**



**2018
DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

Akif KARAFİL

**PDM KONTROLLÜ REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLÜ MPPT İÇEREN BİR
FAZLI ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Akif KARAFİL

Karabük Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında

Doktora Tezi

Olarak Hazırlanmıştır

KARABÜK

Kasım 2018

Akif KARAFİL tarafından hazırlanan “PDM KONTROLLÜ REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLÜ MPPT İÇEREN BİR FAZLI ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ” başlıklı bu tezin Doktora Tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Doç. Dr. Selim ÖNCÜ

Tez Danışmanı, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı



Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir. 05/11/2018

Ünvanı, Adı SOYADI (Kurumu)

İmzası

Başkan : Prof. Dr. İbrahim SEFA (GÜ)



Üye : Doç. Dr. Selim ÖNCÜ (KBÜ)



Üye : Prof. Dr. Güngör BAL (GÜ)



Üye : Doç. Dr. Selim BÖREKÇİ (AKDÜ)



Üye : Dr. Öğr. Üyesi Ahmet Hayrettin YÜZER (KBÜ)



...../...../2018

KBÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu, bu tez ile, Doktora derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Filiz ERSÖZ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü V.





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

Akif KARAFİL

ÖZET

Doktora Tezi

PDM KONTROLLÜ REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLÜ MPPT İÇEREN BİR FAZLI ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Akif KARAFİL

Karabük Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı:

Doç. Dr. Selim ÖNCÜ

Kasım 2018, 143 sayfa

Bu tez çalışmasında, pals yoğunluk modülasyonu (PDM) kontrollü yüksek frekanslı rezonans dönüştürücü ile fotovoltaik (PV) panellerden elde edilen maksimum güç bir fazlı eviriciyle şebekeye aktarılmaktadır. Sistemde yer alan rezonans dönüştürücü ve bir fazlı evirici devrelerinin analizi, tasarımı, benzetimi ve uygulaması gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan rezonans dönüştürücü, PDM kontrol yöntemi ile farklı güneş ışınım koşulları için rezonans frekansında çalıştırılarak maksimum güç noktası takibi (MPPT) yapılmaktadır. Rezonans frekansında uygun anahtarlama koşulları sürekli takip edilip yumuşak anahtarlama sağlanarak anahtarlama kayıpları azaltılmaktadır. PV simülatör kullanılarak 600 W'lık sistemde MPPT dönüştürücüsü 100 kHz üzerinde çalıştırılarak deneysel sonuçlar alınmıştır. İlk olarak, PV sistemin her güç noktasında faz kilitlemeli döngü (PLL) tekniği kullanılarak sıfır akım anahtarlama (ZCS) koşulları sağlanmış olup güç takibinin yapılabilmesi için PDM ile kontrol edilen izoleli tam köprü seri rezonans DA-DA güç dönüştürücünün

uygulaması gerçekleştirilmiştir. PV panellerdeki maksimum gücün takip edilebilmesi için değiştir-gözle (P&O) algoritması kullanılmıştır.

PV panellerden elde edilen maksimum gücü LCL filtreli evirici ile bir fazlı şebekeye aktarılmaktadır. Bir fazlı şebeke etkileşimli eviricinin kontrolünde basit olması sebebiyle endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılan oransal integral (PI) denetleyici tercih edilmiştir. Hem rezonans dönüştürücü hem de bir fazlı şebeke etkileşimli evirici tek bir dijital sinyal işlemcisi (DSP) zerinden kontrol edilmiştir. Böylelikle maliyet ve sistem karmaşıklığı azaltılır.

Anahtar Sözcükler : PV sistemler, rezonans dönüştürücü, sıfır akım anahtarlama, PDM, MPPT, bir fazlı şebeke etkileşimli evirici.

Bilim Kodu : 905.1.033

ABSTRACT

Ph. D. Thesis

IMPLEMENTATION OF SINGLE PHASE GRID CONNECTED INVERTER WITH PDM CONTROLLED RESONANT CONVERTER MPPT

Akif KARAFİL

Karabük University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Thesis Advisor:

Assoc. Prof. Dr. Selim ÖNCÜ

November 2018, 143 pages

In this study, the maximum power obtained from photovoltaic (PV) panels by pulse density modulation (PDM) controlled high frequency resonant converter was transferred to the grid by a single phase inverter. The resonant converter and the single phase inverter circuits used in the system were analyzed, designed, simulated and implemented. The designed resonant converter was operated at resonant frequency for different solar radiation conditions using PDM control method, and therefore the maximum power point was tracked (MPPT). Soft switching was achieved by continuously tracking the appropriate switching conditions at the resonant frequency, which reduced the switching losses. In the 600 W power system, MPPT converter operated over 100 kHz using a PV simulator and therefore the experimental results were obtained. Firstly, zero current switching (ZCS) conditions were achieved by using phase locked loop (PLL) technique at each power point of the PV system and the application of an isolated full bridge series resonant DC-DC

power converter controlled by PDM was carried out to track the power. The maximum power tracking in the PV panels was achieved using the perturb and observe (P&O) algorithm.

The maximum power obtained from the PV panels was transferred to the single phase grid by a LCL filter inverter. Proportional integral (PI) controller, which is used widely in industrial applications due to its simplicity, was preferred in the control of single phase grid connected inverter. Both the resonant converter and the single phase grid connected inverter were controlled by a single digital signal processor (DSP). Thus, cost and system complexity were reduced.

Key Word : PV systems, resonant converter, zero current switching, PDM, MPPT, single phase grid connected inverter.

Science Code : 905.1.033

TEŞEKKÜR

Bu tez alıőmasının danıőmanlıęını üstlenerek gerek konu seçimi gerek alıőmalarımın planlanmasında, araştırılmasında, yürütülmesinde ve oluşumunda ilgi ve desteğini esirgemeyen, yönlendirme ve bilgilendirmeleriyle çalıőmamı bilimsel temeller ışığında őekillendiren sayın hocam Doç. Dr. Selim ÖNCÜ'ye sonsuz teőekkürlerimi sunarım.

Yapılan deneysel çalıőmama proje katkısı ile destek sağlayan Karabük Üniversitesi Bilimsel Araőtırma Projeleri Koordinasyon Birimi Başkanlığı'na (KBU-BAP-15/2-DR-005 nolu proje) teşekkür ederim.

Tez izleme komitesinde görev alarak görüő ve önerileri ile katkı sağlayan değerli hocalarım Prof. Dr. Güngör BAL ve Dr. Öğr. Üyesi Ahmet Hayrettin YÜZER'e teőekkürlerimi sunarım. Bu zorlu süreçte hiçbir yardımını esirgemeyen her zaman yanımda olan değerli dostum Öğr. Gör. Dr. Harun ÖZBAY'a desteklerinden dolayı teşekkür ederim. PV simülatör konusunda yardımcı olan Bilecik şeyh Edebali Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği hocalarından Dr. Öğr. Üyesi Gürhan ERTAŐGIN ve deneylerimi gerçekleőtirdięim laboratuvarı kullanıma aan Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'ne teşekkür ederim.

Bu aőamalara gelmemde büyük emeği olan anneme ve babama, bu zorlu süreçte hoőgörüsü, sabrı ve desteği için eőim Burcu KARAFİL'e sonsuz teşekkür ederim. Laboratuvarda geçirdiğim zamanlarda ilgilenemediğim oğlum Abdullah Emir'den ve kızım Ayőe İpek'ten özür dilerim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
KABUL.....	ii
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	vi
TEŞEKKÜR.....	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xii
ÇİZELGELER DİZİNİ	xvi
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xvii
BÖLÜM 1	1
GİRİŞ	1
BÖLÜM 2	7
GÜNEŞ ENERJİSİ VE PV ENERJİ DÖNÜŞÜMÜ.....	7
2.1. GÜNEŞ ENERJİSİ.....	7
2.2. PV HÜCRENİN MATEMATİKSEL MODELİ	8
2.3. SICAKLIK VE GÜNEŞ IŞINIM DEĞİŞİMLERİNİN PV PANEL GÜCÜ ÜZERİNE ETKİLERİ.....	11
2.4. MPPT SİSTEMİNİN YAPISI.....	13
2.4.1. MPPT Metotları	13
2.4.1.1. P&O Metodu	14
2.4.1.2. IC Metodu	15
BÖLÜM 3	18
PDM KONTROLLÜ TAM KÖPRÜ DA-DA SERİ REZONANS GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜ	18
3.1. YUMUŞAK ANAHTARLAMA	18
3.2. SERİ REZONANS DA-DA GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜ	21

	<u>Sayfa</u>
3.3. KONTROL YÖNTEMLERİ.....	27
3.3.1. PDM Kontrol	29
3.3.2. Güç Analizi.....	33
3.3.3. PLL Kontrol.....	35
3.5. PDM KONTROLLÜ SERİ REZONANS DEVRESİNİN BENZETİM SONUÇLARI	37
3.5.1. MATLAB Analiz Sonuçları	37
3.5.2. Devrenin PSIM Benzetimi.....	42
3.6. REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLÜ MPPT SİSTEMİ	48
BÖLÜM 4	51
BİR FAZLI ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİ SİSTEMİNİN ANALİZİ VE KONTROLÜ.....	51
4.1. BİR FAZLI ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİ	51
4.1.1. Evirici Filtresinin Belirlenmesi.....	52
4.1.2. Filtre Parametrelerinin Hesabı.....	53
4.2. EVİRİCİ KONTROL METODLARI.....	57
4.2.1. PI Kontrol Parametrelerinin Belirlenmesi	58
4.2.2. Belirlenen Kontrol Parametrelerinin Analizi.....	66
4.3. BİR FAZLI ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİ DENETLEYİCİSİ.....	68
4.3.1. T/4 Gecikmeli PLL Yapısı.....	68
4.3.2. Aktif-Reaktif Güç Kontrolü.....	70
BÖLÜM 5	72
PDM KONTROLLÜ MPPT İLE ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİ SİSTEMİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ.....	72
5.1. SERİ REZONANS GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRE	74
5.1.1. PDM Lojik Devre Kartı	74
5.1.2. PLL Kartı.....	76
5.1.3. Yüksek Frekans Elemanlarının Hesabı.....	78
5.1.4. Giriş Kondansatörü Ve Yük Direnci	80
5.1.5. Anahtar Ve Sürücü Elemanlar	81
5.2. ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİ DEVRE	84

	<u>Sayfa</u>
5.2.1. LCL Filtre	84
5.2.2. İzolasyon Transformatörü.....	85
5.2.3. Anahtar Ve Sürücü Elemanları	86
5.2.4. Koruma Kartı	86
5.3. KONTROL KARTI.....	88
5.4. AKIM-GERİLİM ÖLÇÜM KARTLARI.....	88
BÖLÜM 6	92
SİSTEMİN BENZETİM VE UYGULAMA SONUÇLARI	92
6.1. PDM KONTROLLÜ MPPT SİSTEMİNİN BENZETİM VE UYGULAMA SONUÇLARI	93
6.1.1. Benzetim Sonuçları.....	93
6.1.2. Uygulama Sonuçları	100
6.2. BİR FAZLI ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİ DEVRESİNİN BENZETİM VE UYGULAMA SONUÇLARI	105
6.2.1. Bir Fazlı Şebeke Etkileşimli Evirici Devresinin Benzetim Sonuçları ..	105
6.2.2. Bir Fazlı Şebeke Etkileşimli Evirici Devresinin Uygulama Sonuçları.	109
6.3. PDM KONTROLLÜ MPPT İLE BİR FAZLI ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİNİN BENZETİM VE UYGULAMASI.....	111
6.3.1. Sistemin Benzetim Sonuçları.....	112
6.3.2. Sistemin Uygulama Sonuçları	119
BÖLÜM 7	124
SONUÇLAR	124
KAYNAKLAR	127
EK AÇIKLAMALAR A. MATLAB KODLARI	140
ÖZGEÇMİŞ	143

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 2.1. Atmosfer dışı güneş ışınımının yıllık değişimi.	8
Şekil 2.2. PV hücrenin tek diyotlu eşdeğer devresi.	9
Şekil 2.3. 25 °C sıcaklıkta PV panel karakteristiği.	12
Şekil 2.4. 50 °C sıcaklıkta PV panel karakteristiği.	12
Şekil 2.5. P&O algoritmasının akış şeması.	14
Şekil 2.6. IC metodunun çalışma eğrisi.	15
Şekil 2.7. IC metodunun akış şeması.	16
Şekil 3.1. Sert anahtarlama ve anahtarlama kayıpları.	18
Şekil 3.2. Yumuşak anahtarlama.	19
Şekil 3.3. Rezonans dönüştürücü blok şeması.	20
Şekil 3.4. Seri rezonans DA-DA güç dönüştürücü devresi.	21
Şekil 3.5. Tam köprü seri rezonans evirici devre şeması.	22
Şekil 3.6. PDM anahtarlama şekilleri.	29
Şekil 3.7. a) Mod I, b) Mod II, c) Mod III.	31
Şekil 3.8. PDM tekniğinin kontrol prensibi.	32
Şekil 3.9. PLL kontrol devresinin blok diyagramı.	36
Şekil 3.10. Frekans değişimine bağlı olarak devrenin endüktif reaktans, kapasitif reaktans, empedans ve rms akım değişim eğrileri.	38
Şekil 3.11. Farklı direnç değerlerine göre kalite faktör değişim eğrileri.	39
Şekil 3.12. Devrenin band genişliği.	40
Şekil 3.13. MATLAB programından elde edilen a) rezonans akımı ve b) kondansatör gerilim eğrileri.	41
Şekil 3.14. Devrenin PSIM programındaki şeması.	42
Şekil 3.15. Kapı sürme sinyallerini gösteren blok şeması.	43
Şekil 3.16. PDM anahtarlama şekilleri.	45
Şekil 3.17. D=1/16 iken devredeki a) rezonans akımı ve b) kondansatör gerilimi.	46
Şekil 3.18. D=8/16 iken devredeki a) rezonans akımı ve b) kapı-kaynak gerilimi ve kondansatör gerilimi.	47
Şekil 3.19. D=16/16 iken devredeki a) rezonans akımı ve b) kapı-kaynak gerilimi ve kondansatör gerilimi.	48
Şekil 3.20. PDM kontrollü MPPT sisteminin blok şeması.	49

Şekil 3.21. PI kontrollü P&O MPPT algoritmasının akış şeması.	50
Şekil 3.22. PI kontrollü P&O MPPT algoritmasının blok diyagramı.	50
Şekil 4.1. Bir fazlı şebeke etkileşimli evirici devresinin blok şeması.	51
Şekil 4.2. LCL filtreli bir fazlı evirici.	54
Şekil 4.3. Evirici kontrol metodları.	57
Şekil 4.4. LCL filtreli bir fazlı şebeke etkileşimli eviricinin PI kontrol döngüsü. ...	58
Şekil 4.5. Değişen K_p değerlerine göre sıfır ve kutuplar.	59
Şekil 4.6. Değişen K_p değerlerine göre kontrol döngüsünün basamak cevabı.	60
Şekil 4.7. Değişen K_p değerlerine göre kontrol döngüsünün kök-yer eğrisi.	60
Şekil 4.8. Değişen K_i değerlerine göre kontrol döngüsünün sıfır ve kutuplar.	61
Şekil 4.9. K_i değişimine göre kontrol döngüsünün basamak cevabı.	61
Şekil 4.10. K_i değişimine göre kontrol döngüsünün kök-yer eğrisi.	62
Şekil 4.11. K_c değişimlerine göre kontrol döngüsünün sıfır ve kutupları.	62
Şekil 4.12. K_c değişimine göre kontrol döngüsünün basamak cevabı.	63
Şekil 4.13. K_c değişimine göre kontrol döngüsünün kök-yer eğrisi.	63
Şekil 4.14. Sönümlenme oranı ile doğal frekans arasındaki ilişki.	65
Şekil 4.15. Hesaplanan kontrol parametrelerine göre sıfır ve kutuplar.	66
Şekil 4.16. Hesaplanan kontrol parametrelerine göre sistemin basamak cevabı.	67
Şekil 4.17. Hesaplanan kontrol parametrelerine göre sistemin kök-yer eğrisi.	67
Şekil 4.18. Hesaplanan kontrol parametrelerine göre sistemin bode diyagramı.	68
Şekil 4.19. Reel ve ortogonal sinyaller ile birlikte d-q eksen takımının vektörel gösterimi.	69
Şekil 4.20. α - β dönüşümü ve T/4 gecikmeli PLL yapısının blok diyagramı.	69
Şekil 4.21. Bir fazlı şebeke etkileşimli eviricinin kontrol blok şeması.	70
Şekil 5.1. PDM kontrollü MPPT ile şebeke etkileşimli evirici sistemin blok şeması.	73
Şekil 5.2. Tasarlanan PDM lojik devre şeması.	74
Şekil 5.3. Tasarlanan PDM kartları.	75
Şekil 5.4. PLL devre şeması.	76
Şekil 5.5. Tasarlanan PLL devre kartının a) test düzeneği ve b) osiloskop görüntüsü.	77
Şekil 5.6. Transformatorün eşdeğer devresi.	80
Şekil 5.7. Rezonans dönüştürücüye ait bir kanalın MOSFET sürme devre şeması.	82
Şekil 5.8. Tam köprü anahtarları ve sürücü devresi.	82

Şekil 5.9. Tam köprü rezonans devresi için tasarlanan ölü zaman devre şeması.	83
Şekil 5.10. Rezonans devresi için tasarlanan ölü zaman devre kartı.	84
Şekil 5.11. Filtre bobinleri a) $L_i=3,25$ mH ve b) $L_g=2,5$ mH.	85
Şekil 5.12. Filtre kondansatörü ve kullanılan sönümlenme direnci.	85
Şekil 5.13. Koruma kartının lojik devre şeması.	87
Şekil 5.14. Tasarlanan koruma kartı.	87
Şekil 5.15. TMS320F28335 DSP kontrol kartı.	88
Şekil 5.16. Akım-gerilim ölçme sensör devresinin şeması.	89
Şekil 5.17. Tasarlanan akım-gerilim ölçme sensör kartı.	89
Şekil 5.18. a) Kaydırma devresi ve b) DA sinyalinin ölçeklendirme devresi.	90
Şekil 5.19. Hata sinyal devre şeması.	91
Şekil 5.20. Evirici devresi için tasarlanan kartlar.	91
Şekil 6.1. PV simülatör.	92
Şekil 6.2. PV simülatör ara yüz ekran görüntüsü.	92
Şekil 6.3. Tam köprü seri rezonans dönüştürücülü MPPT devresinin blok şeması.	94
Şekil 6.4. Tam köprü seri rezonans dönüştürücülü devrenin PSIM ekran görüntüsü.	94
Şekil 6.5. PDM kontrollü P&O MPPT algoritması ile güç takibi.	95
Şekil 6.6. 100 W/m^2 , PWM, kapı-kaynak gerilimi, V_{AB} gerilimi ve rezonans akımı.	96
Şekil 6.7. 100 W/m^2 ışınımında sıfır akım anahtarlama.	97
Şekil 6.8. 500 W/m^2 , PWM, kapı-kaynak gerilimi, V_{AB} gerilimi ve rezonans akımı.	98
Şekil 6.9. 500 W/m^2 ışınımında sıfır akım anahtarlama.	99
Şekil 6.10. 1000 W/m^2 , kapı-kaynak gerilimi, V_{AB} gerilimi ve rezonans akımı.	99
Şekil 6.11. 1000 W/m^2 ışınımında sıfır akım anahtarlama.	100
Şekil 6.12. Tam köprü seri rezonans devresinin deney düzeneği.	101
Şekil 6.13. 100 W/m^2 ışınımında simülatörden elde edilen değerlerin ekran görüntüsü.	101
Şekil 6.14. 100 W/m^2 , kapı-kaynak gerilimi (CH1), V_{AB} gerilimi (CH2), rezonans akımı (CH3) ve yük üzerindeki gerilim (CH4).	102
Şekil 6.15. 500 W/m^2 ışınımında simülatörden elde edilen değerlerin ekran görüntüsü.	103
Şekil 6.16. 500 W/m^2 , kapı-kaynak gerilimi (CH1), V_{AB} gerilimi (CH2), rezonans akımı (CH3) ve yük üzerindeki gerilim (CH4).	103

Şekil 6.17. 1000 W/m ² ışınımında simülatörden elde edilen değerlerin ekran görüntüsü.	104
Şekil 6.18. 1000 W/m ² , kapı-kaynak gerilimi (CH1), V _{AB} gerilimi (CH2), rezonans akımı (CH3) ve yük üzerindeki gerilim (CH4).	104
Şekil 6.19. Tasarlanan bir fazlı evirici sisteminin yapısı ve kontrol blok şeması.	105
Şekil 6.20. Bir fazlı şebeke etkileşimli evirici devresinin PSIM ekran görüntüsü. .	106
Şekil 6.21. Şebekeye aktarılan akım ve gerilimin benzetim sonuçları.	107
Şekil 6.22. 400 W güçte evirici akımı ve geriliminin THD ve güç faktörü değerleri.	108
Şekil 6.23. 600 W güçte evirici akımı ve geriliminin THD ve güç faktörü değerleri.	108
Şekil 6.24. Bir fazlı şebeke etkileşimli evirici devresinin deney düzeneği.	109
Şekil 6.25. Şebekeye aktarılan akım ve gerilimin deneysel sonuçları.	110
Şekil 6.26. Sistemin blok şeması.	111
Şekil 6.27. Benzetim programında düzenlenen PLL bloğu.	112
Şekil 6.28. Tasarlanan PDM MPPT li bir fazlı evirici sistemin benzetim devresi. .	113
Şekil 6.29. Maksimum güç takibi.	114
Şekil 6.30. Farklı güç değerlerinde sıfır akım anahtarlama.	115
Şekil 6.31. Bara geriliminin değişimi.	115
Şekil 6.32. Farklı güç değerleri için evirici çıkış akımı ve gerilimi.	116
Şekil 6.33. 750 W/m ² ışınımında evirici akımının THD ve güç faktörü değerleri.	117
Şekil 6.34. 1000 W/m ² ışınımında evirici akımının THD ve güç faktörü değerleri. ..	118
Şekil 6.35. PV panel gücü, MPPT algoritmalı güç ve sistemin çıkış gücü.	118
Şekil 6.36. Sistemin deney düzeneği.	119
Şekil 6.37. 750 W/m ² ışınımında simülatörden elde edilen değerlerin ekran görüntüsü. .	120
Şekil 6.38. 750 W/m ² , kapı-kaynak gerilimi (CH1), V _{AB} gerilimi (CH2), rezonans akımı (CH3) ve DA bara gerilimi (CH4).	120
Şekil 6.39. 750 W/m ² güneş ışınımında şebekeye aktarılan akım ve gerilim.	121
Şekil 6.40. 1000 W/m ² ışınımında simülatörden elde edilen değerlerin ekran görüntüsü.	121
Şekil 6.41. 1000 W/m ² , kapı-kaynak gerilimi (CH1), V _{AB} gerilimi (CH2) ve rezonans akımı (CH3).	122
Şekil 6.42. 1000 W/m ² güneş ışınımında şebekeye aktarılan akım ve gerilim.	122

ÇİZELGELER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1. PV paneline ait katalog değerleri.....	11
Çizelge 2.2. P&O ve IC metotlarının avantajları ve dezavantajları.....	17
Çizelge 3.1. PWM dönüştürücü ile rezonans dönüştürücünün avantajları ve dezavantajları.....	20
Çizelge 3.2. Anahtarlama modları.....	31
Çizelge 4.1. Evirici devresi için gerekli olan parametre değerleri.....	54

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

SİMGELER

L	: rezonans bobini
C	: rezonans kondansatörü
G	: güneş ışınım miktarı
G_{on}	: atmosfer dışına gelen güneş ışınımı miktarı
G_r	: referans güneş ışınım miktarı
G_{sc}	: güneş sabiti
n	: gün sayısı
R_s	: seri direnç
R_p	: paralel direnç
K_i	: kısa devre akımının sıcaklık katsayısı
T_c	: fotovoltaik hücre sıcaklığı
T_r	: referans sıcaklık
k	: boltzman sabiti
q	: elektrik yükü
I_{ph}	: fotovoltaik akım
I_{sc}	: kısa devre akımı
I_D	: diyot akımı
I_{mp}	: fotovoltaik panelin maksimum akımı
I_{pv}	: fotovoltaik panel akımı
ΔI	: akımdaki değişim
i	: rezonans akımı
ΔI_L	: bobin akımındaki dalgalanma oranı
I_g	: şebeke akımı
I_α	: alfa ekseni akımı
I_β	: beta ekseni akımı
V_{mp}	: fotovoltaik panelin maksimum gerilimi

V_{oc} : fotovoltaik panelin açık devre gerilimi
 V_{pv} : fotovoltaik panel gerilimi
 ΔV : gerilimdeki değişim
 V_{ref} : referans gerilim
 V_{AB} : evirici çıkış gerilimi
 V_g : şebeke gerilimi
 V_{DA} : DA bara gerilimi
 V_{i^*} : denetleyici çıkış gerilimi
 V_α : alfa ekseni gerilimi
 V_β : beta ekseni gerilimi
 V_d : d ekseni gerilimi
 V_q : q ekseni gerilimi
 P_m : fotovoltaik panelin maksimum gücü
 ΔP : güçteki değişim
 P_n : evirici çıkış gücü
 P_{ref} : referans aktif güç
 P_{cmd} : istenilen aktif güç
 Q_{ref} : referans reaktif güç
 Q_{cmd} : istenilen reaktif güç
 f : şebeke frekansı
 f_c : frekans yakalama aralığı
 f_r : rezonans frekansı
 f_s : anahtarlama frekansı
 f_{sw} : bir fazlı evirici devresinin anahtarlama frekansı
 f_{res} : filtre devresindeki rezonans frekansı
 ω : şebeke açısal hızı
 ω_r : rezonans açısal hızı
 ω_s : anahtarlama açısal hızı
 ω_d : sönümlü salınım açısal hızı
 ω_{res} : filtre devresindeki rezonans açısal hızı
 K : sabit değer
 k : kuplaj katsayısı
 K_p : oransal kazanç

K_i : integral kazancı
 K_c : kontrol kazancı
 C_f : filtre kondansatörü
 C_{DA} : DA bara kondansatörü
 C_{pv} : fotovoltaik panel uçlarına bağlanan kondansatör
 L_i : evirici tarafındaki filtre bobini
 L_g : şebeke tarafındaki filtre bobini
 L_1 : transformatörün primer sargı endüktansı
 L_2 : transformatörün sekonder sargı endüktansı
 L_{11} : transformatörün primer kaçak endüktansı
 L_{22} : transformatörün sekonder kaçak endüktansı
 L_m : transformatörün mıknatıslanma endüktansı
 n_1 : transformatörün primer sarım sayısı
 n_2 : transformatörün sekonder sarım sayısı
 R' : etkin direnç
 R_o : yük direnci
 R_{sd} : sönümleme direnci
 N : rezonans saykıl sayısı
 T : periyot
 T_r : rezonans periyodu
 D : pals yoğunluğu
 X_C : kapasitif reaktans
 X_L : endüktif reaktans
 Z_o : karakteristik empedansı
 Q : kalite faktörü
 BW : band genişliği
 α : sönümleme katsayısı
 ζ : sönümleme oranı
 δ : dalma derinliği
 ρ : iletkenin öz direnci
 μ : manyetik geçirgenlik
 τ : zaman sabiti

KISALTMALAR

AA	: Alternatif Akım
ADC	: Analog Digital Converter (Analog Dijital Dönüştürücü)
AM	: Air Mass (Hava Kütle)
DA	: Doğru Akım
DSP	: Digital Signal Processor (Dijital Sinyal İşlemcisi)
EMI	: Electromagnetic Interference (Elektromanyetik Girişim)
FF	: Flip Flop
PV	: Photovoltaic (Fotovoltaik)
HF	: High Frequency (Yüksek Frekans)
IC	: Incremental Conductance (Artan İletkenlik)
LPF	: Low Pass Filter (Alçak Geçiren Filtre)
MPP	: Maximum Power Point (Maksimum Güç Noktası)
MPPT	: Maximum Power Point Tracker (Maksimum Güç Noktası Takibi)
P	: Proportional (Oransal)
PD	: Proportional Derivative (Oransal Türev)
PDM	: Pulse Density Modulation (Puls Yoğunluk Modülasyonu)
PI	: Proportional Integral (Oransal İntegral)
PID	: Proportional Integral Derivative (Oransal İntegral Türev)
PISO	: Parallel Input Serial Output (Paralel Giriş Seri Çıkış)
PLL	: Phase Locked Loop (Faz Kilitlemeli Döngü)
P&O	: Perturb & Observe (Değiştir-Gözle)
PR	: Proportional Resonant (Oransal Rezonans)
PWM	: Pulse Width Modulation (Puls Genişlik Modülasyonu)
SRC	: Series Resonant Converter (Seri Rezonans Dönüştürücü)
STC	: Standart Test Condition (Standart Test Koşulları)
THD	: Total Harmonic Distortion (Toplam Harmonik Bozulma)
VCO	: Voltage Controlled Oscillator (Gerilim Kontrollü Osilatör)
ZCS	: Zero Current Switching (Sıfır Akım Anahtarlama)
ZVS	: Zero Voltage Switching (Sıfır Gerilim Anahtarlama)

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Teknolojik gelişmelerle birlikte her geçen gün makineleşmenin artması enerji tüketiminin de artmasına neden olmaktadır. Enerjinin büyük bir kısmı petrol, doğal gaz, kömür gibi fosil kökenli yakıtlardan karşılanmaktadır. Fakat fosil kökenli yakıtların yakın gelecekte tükenecek olmasının yanı sıra bu yakıtların yanması sonucu açığa çıkan zararlı gazların neden olduğu çevre kirliliği ile ekolojik dengenin bozulması tüm canlıları olumsuz şekilde etkilemektedir. Bu olumsuz etkilerin giderilerek dünyanın artan enerji ihtiyacının temiz, ekonomik ve güvenli bir biçimde karşılanabilmesi için rüzgar, güneş, jeotermal, biyokütle gibi yenilenebilir enerji kaynaklarına olan ilgi artmıştır [1,2].

Güneş enerjisinin temiz, tükenmez ve kullanımının kolay olması onu diğer yenilenebilir enerji kaynakları arasında daha cazip hale getirmektedir. PV sistemler vasıtası ile güneşten, elektrik enerjisi elde edilir [3,4]. PV sistemler, PV panellerden ve dönüştürücü (DA-DA, DA-AA) devrelerinden oluşmaktadır. PV panellerde kullanılan yarı iletken malzemeler ile güneş ışığı doğrudan elektrik enerjisine dönüştürülür. Üretilen elektrik enerjisi çalışma durumuna göre dönüştürücü devreler ile akülere, yüke veya şebekeye aktarılır. Sistemde kullanılan DA-DA dönüştürücü ile PV panellerden elde edilen gücün maksimum seviyede olması sağlanır. DA-DA dönüştürücünden elde edilen güç istenirse DA-AA dönüştürücü (evirici) ile alternatif akıma dönüştürülerek yüke veya şebekeye aktarılabilir [5-7].

PV panellerin çıkış gücü değişen çevre koşullarına (sıcaklık, gölgeleme, güneş ışınım seviyesi vb.) bağlı olarak sürekli değişmektedir. Bu durumda PV panellerden elde edilen güç de değişmektedir. Değişen çevre koşullarına göre PV panellerin çıkış gücünün sürekli olarak maksimum seviyede kalabilmesi için sistemde bir MPPT tekniğinin kullanılması gerekir [8-11].

Literatürde maksimum güç noktasının (MPP) tespit edilip takip edilebilmesinde kullanılan birçok MPPT tekniğinin olduğu görülmektedir. Fakat bu metotlar içerisinde değiştir-gözle (P&O) ve artan iletkenlik (IC) metotları verimlerinin yüksek, yapılarının basit ve uygulanmalarının kolay olmasından dolayı en çok kullanılan metotlardır [12-14].

Sistemde yer alan DA-DA dönüştürücünün boyutunun küçük, hafif ve yüksek verimlilikte olması istenir. Dönüştürücünün yüksek verimde çalıştırılabilmesi için anahtarlama kayıplarının da düşük olması gerekir. Fakat anahtarlama esnasında güç anahtarından geçen akım ile anahtar uçlarındaki gerilimden herhangi birisinin sıfır olmamasından kaynaklanan duruma sert anahtarlama tekniği denir. Sert anahtarlama ile oluşan yüksek anahtarlama kayıpları, DA-DA dönüştürücülerin çalışma frekansını sınırlandırırken düşük verimliliğe neden olmakta ve anahtarların zorlanmasına yol açmaktadır. Aynı zamanda anahtarlama anında oluşan yüksek akım ve gerilim sıçramalarından dolayı elektromanyetik girişim (EMI) artmaktadır [15-17]. Bu problemlerin çözümü için yumuşak anahtarlama tekniği kullanılabilir. Bu şekilde dönüştürücünün yüksek frekanslarda çalışması da sağlanarak devrede daha küçük pasif elemanlar ve soğutucular kullanılır. Bu da devrenin hacminin küçülerek maliyetin azalmasını sağlar.

Yumuşak anahtarlama, dönüştürücü devreye eklenen bobin (L) ve kondansatör (C) elemanları ile gerçekleştirilir. Elde edilen dönüştürücüye rezonans dönüştürücü denilmektedir [17-19]. Rezonans tip DA-DA dönüştürücü anahtarlama devresi, rezonans kondansatörü (C), rezonans bobini (L) ve doğrultma devresinden oluşmaktadır. Rezonans güç dönüştürücüler arasında yer alan seri rezonans dönüştürücü (SRC) bir rezonans kondansatörü ve bir rezonans bobinin seri bağlanmasıyla oluşturulur. SRC devresinin anahtarlama frekansı, rezonans frekansına eşit olduğundan devrenin empedansı minimum değerde olur. Bu durumda gerilim kazancı 1'dir. Bu yüzden SRC devresinin tasarımı kolaydır çünkü devre tek bir rezonans noktası üzerine dizayn edilir. Rezonans dönüştürücü devrelerinde uygun kontrol yönteminin belirlenmesi ise oldukça önemlidir. Belirlenen kontrol yöntemi ile yumuşak anahtarlama sağlanarak anahtarlama kayıplarının ve EMI'nin azaltılması gerekir [20-22].

Dönüştürücü devrenin güç kontrolünde frekans kontrolü, pals genişlik modülasyonu (PWM), faz kaydırma ve bara gerilim kontrolü vb. birçok kontrol yöntemi kullanılmaktadır. Bu kontrol yöntemlerinde yumuşak anahtarlama bütün güç değerleri için garanti edilememektedir [23].

PV sistemlerde panellerin üretebileceği güç her an aynı olmadığı için rezonans dönüştürücü ile sabit çalışma frekansında çalışarak maksimum güç noktasının takip edilebilmesi mümkün olmamaktadır. Rezonans dönüştürücülü devrelerde her güç noktasında yumuşak anahtarlama koşullarının sağlanarak güç takibinin yapılabilmesi için PDM kontrolü kullanılır. PDM kontrolü ile ihtiyaç duyulan çıkış gücü değeri, rezonans frekansında çalışan dönüştürücünün belirli kontrol palslerinin silinmesi ile kademeli olarak gerçekleştirilmektedir. Ayrıca bu kontrol yönteminde frekans sabit tutularak geniş aralıkta güç kontrolü sağlanabilmektedir [23-27].

Sistemde kullanılan rezonans dönüştürücü ile PV panellerden elde edilen maksimum güç şebeke etkileşimli evirici ile şebekeye aktarılabilir. Şebeke etkileşimli eviricilerde, şebekeye aktarılan temel frekans akımının THD değerinin uluslararası standartlar IEC 61727 ve IEEE 1547'ye göre % 5'in altında olması gerekmektedir. Bu standartlara uyularak akımın şebekeye aktarılabilmesi için eviricinin çıkışında mutlaka bir filtre kullanılmalı ya da tasarım buna göre yapılmalıdır [28,29]. En yaygın kullanılan filtre çeşidi LCL filtre olup, diğer filtre çeşitlerine göre boyutu küçük ve maliyeti daha düşüktür [30].

Şebeke etkileşimli eviricilerde kontrol sistemi ile gerilim, akım ve güç gibi parametreler kontrol edilebilir. Bu parametrelerin kontrolünde kullanılan birçok kontrol yöntemi yer almaktadır [31]. Fakat kontrol ünitesinin dinamiklerini etkilemeden PV sistemlerle birlikte kullanılan eviricilerin akım kontrolünde genellikle PI ve oransal rezonans (PR) denetleyiciler tercih edilir. [32,33].

Literatür incelendiğinde bu konulara ilişkin gerek ülkemizde gerekse yurt dışında çeşitli çalışmalar olduğu görülmektedir. Ülkemizde yapılan bazı temel çalışmalar ise şu şekildedir:

Ahmetcan URALCAN çalışmasında, PV uygulamalar için 250 W gücünde bir fazlı mikro evirici tasarlayarak benzetim ve deneysel çalışmaları gerçekleştirmiştir. Tasarlanan devre, tam köprü seri rezonans devresi olup devrede yumuşak anahtarlama tekniği kullanılmıştır. Devrede tam köprü anahtarların değişken frekansta ve ZCS tekniği kullanılarak anahtarlanmasıyla çıkışta AA elde edilmiştir. Anahtarların iletimde kalma süresi rezonans akımının periyoduna göre belirlenmiştir. Anahtarlama frekansı tam yükte 180 kHz'e kadar çıkartılarak % 90 verim elde edilmiştir. Sistemde herhangi bir MPPT metodu kullanılmamıştır [34]. Erdem ASA çalışmasında, D-sınıfı seri rezonans evirici devresinin kontrolünü PLL tekniği ile gerçekleştirmiştir. Sistemdeki rezonans kol üzerindeki akım ve gerilim sinyallerinin sıfır geçişlerini bir algılama devresi ile mikrodenetleyiciye aktarmıştır. Bu sinyaller, kullanılan PLL kontrol algoritması ile değerlendirilerek sistemin rezonans frekansında sıfır akımda anahtarlama yapması sağlanmıştır [35]. Necmi ALTIN çalışmasında, bir fazlı şebeke etkileşimli bir evirici tasarlamıştır. Eviricinin şebekeye aktardığı akımın denetlenmesinde bulanık sinirsel denetim yöntemi kullanılmıştır. Ayrıca PI, bulanık mantık, bulanık PI ve bulanık sinirsel denetimli şebeke etkileşimli eviricilerin MATLAB benzetim sonuçları elde edilerek aralarında kıyaslama yapılmıştır [36]. Bilgehan KIRIMER çalışmasında, flyback tabanlı 2,5 kW gücünde bir PV evirici tasarımının benzetim ve deneysel çalışmalarını gerçekleştirmiştir. P&O MPPT algoritması kullanmış ve MPPT verimini % 99 olarak ölçmüştür. Aynı zamanda şebeke akımının THD değerini % 1,73, güç faktörünü ise 0,99 ölçerek şebekeye aktarılan gücün başarı ile gerçekleştirildiğini göstermiştir [37].

Bu konulara ilişkin yurt dışında yapılan bazı temel çalışmaların ise şu şekilde olduğu görülmektedir:

H. Fujita ve H. Akagi çalışmalarında 4 kW gücünde 450 kHz frekansta tam köprü seri rezonans eviricinin PLL tabanlı 16'lı PDM tekniği ile güç kontrolünü sağlamışlardır. Yapılan bu çalışma, indüksiyon eritme uygulamaları için gerçekleştirilmiştir [23]. Benzer bir çalışma V. Esteve ve arkadaşları tarafından 50 kW gücünde 150 kHz frekansta indüksiyon ısıtma uygulamaları için yapılmıştır [24]. H. Li ve arkadaşları yaptıkları çalışmada maksimum verim elde etmek amacıyla 50 W gücünde kablosuz güç aktarım sistemi için PDM tekniği kullanmışlardır. PDM

tekniki ile değişik yükler için 0,5 m mesafeden güç aktarmışlar ve % 70'ten daha büyük bir verim elde etmişlerdir [25]. Y. H. Liu [38] ve S. Borekci [39] çalışmalarında aydınlatma sisteminde kullanılan dimmer devresinin kontrolünü PDM tekniği ile gerçekleştirmişlerdir. O. Koudriavtsev ve arkadaşları deşarj tipi ozonizer uygulamasında PDM tekniği kullanmışlardır [40]. L. Korošec ve arkadaşları yaptıkları çalışmada 100 W gücünde ada modunda çalışan PDM'li mikro evirici tasarlayarak deneysel çalışmalarını gerçekleştirmişlerdir. Devre flyback dönüştürücü, dekuplaj devresi ve tam köprü evirici olmak üzere üç kısımdan oluşmaktadır. Dekuplaj ve tam köprü evirici devrelerinin kontrolü PDM tekniği ile gerçekleştirilmiştir. Sistemde herhangi bir MPPT metodu kullanılmamıştır [41]. M. Fan ve arkadaşları yaptıkları çalışmada raylı taşıtlarda endüktif güç aktarımı yapabilmek için PDM tekniği kullanmışlardır. Aynı zamanda çalışmada faz kaydırma kontrol tekniği ile PDM kontrol tekniği karşılaştırılmıştır. PDM kontrol ile toplam verimlilik % 74,2 bulunurken faz kaydırma kontrol tekniği ile % 4 daha düşük verim elde edilmiştir [42]. S. Jiang ve arkadaşları çalışmalarında, yükseltici (boost) çift yönlü yarım köprü DA/DA dönüştürücü kullanmışlardır. Boost dönüştürücü ile çift yönlü yarım köprü birleştirilmiştir. Yüksek verimlilik sağlamak için sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) tekniği kullanılmıştır. Tam köprü bir fazlı PWM evirici, LCL filtresi ile birlikte şebekeye senkronize olmuş ve akım şebekeye aktarılmıştır. Sistemde MPPT algoritması olarak değişken basamak boyu kullanılmıştır [43]. B. York çalışmasında, PV uygulamalarda kullanılmak üzere 250 W gücünde geleneksel sürekli iletim modlu boost dönüştürücü ile seri rezonans dönüştürücüyü birleştirerek (birleşik boost rezonans dönüştürücü) yumuşak anahtarlama tekniği kullanarak deneysel bir çalışma gerçekleştirmiştir. Çalışmada P&O MPPT metodu kullanılmış olup sistemin verimi % 96,8 olarak bulunmuştur [44].

Yapılan incelemede çalışmaların MPPT algoritması, PDM kontrol, yumuşak anahtarlama, seri rezonans dönüştürücü ve bir fazlı şebeke etkileşimli evirici vb. konular üzerine yoğunlaştığı görülmektedir.

Bu bilgiler doğrultusunda yapılan bu tez çalışmasında PV panellerden elde edilen elektrik enerjisini bir fazlı şebekeye aktaracak yüksek frekanslı seri rezonans

dönüştürücülü MPPT sistemi, PDM kontrol tekniği kullanılarak tasarlanmış, benzetim ve deneysel çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Çalışma iki dönüştürücünün kaskad bağlanması ile oluşturulmuştur. Birinci dönüştürücüde tam köprü seri rezonans dönüştürücü yer almaktadır. PV paneller için farklı güneş ışınım koşullarında rezonans frekansında çalışabilen seri rezonans dönüştürücünün kontrolü, PLL tabanlı 16 PDM'li MPPT kontrolü ile gerçekleştirilmiştir. PV panel gücü toplam 600 W olup deneysel çalışmalar PV panel karakteristiğine göre çıkış verebilen güç kaynağı (PV simülatör) ile gerçekleştirilmiştir. Simülatör ile akım, gerilim, güç, MPPT verimi ve maksimum güç noktasının izlenebilmesi sağlanarak elde edilen veriler kaydedilmiştir. PV panellerden elde edilen çıkış gücünün sürekli olarak maksimum seviyede kalabilmesi için MPPT metodu olarak yapısı ve yazılımının basit, veriminin yüksek olması nedeniyle P&O algoritması tercih edilmiştir. PLL tekniği ile seri rezonans kol üzerindeki akım sinyalinin sıfır geçişleri algılanarak dönüştürücünün sıfır akım anahtarlama şartlarında çalışması sağlanmıştır. 16 PDM'li P&O MPPT ile anahtarlama frekansında ve anahtarın iletim süresinde herhangi bir değişiklik yapılmadan PV panellerin gücüne göre iletim palslerinin bazıları silinerek güç kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sistemde rezonans frekansı 100 kHz üzeri olarak belirlenmiştir. İkinci dönüştürücüde ise şebeke etkileşimli bir fazlı evirici yer almaktadır. Bu tez çalışmasında standartlara uyularak akımın şebekeye aktarılabilmesi için evirici çıkışında LCL filtre kullanılmıştır. Evirici akım kontrolünde, PI kontrolör kullanılmıştır. PI akım kontrollü LCL filtreli bir fazlı şebeke etkileşimli eviricinin analiz çalışmaları yapılarak benzetim ve deneysel çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Bir fazlı eviricinin anahtarlama frekansı 10 kHz olarak belirlenmiştir. Tam köprü seri rezonans dönüştürücü kısım ile bir fazlı şebeke etkileşimli evirici kısım birleştirilerek çalışmanın tümüne ait benzetim ve deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Sistemde her iki dönüştürücünün kontrolü için bir adet TMS320F28335 DSP kullanılmıştır.

BÖLÜM 2

GÜNEŞ ENERJİSİ VE PV ENERJİ DÖNÜŞÜMÜ

2.1. GÜNEŞ ENERJİSİ

Enerji sektörü, ülkelerin ekonomik yapılarının gelişmesinde önemli bir paya sahiptir. Bununla birlikte enerji ihtiyacının karşılanması amacıyla kullanılan fosil kökenli yakıtların maliyetlerinin her geçen gün artması ve çevreye vermiş olduğu tahribat etkileri de yadsınamaz derecede büyüktür. Bundan dolayı ekonomik, tükenmez ve temiz enerji kaynakları olan yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımının artırılması oldukça önemlidir. Son dönemdeki yatırımlarla birlikte yenilenebilir enerji kaynakları arasında yer alan güneş ve rüzgar enerjisinin kullanımı, diğer yenilenebilir enerji kaynaklarına göre daha ön plana çıkmaktadır. Nükleer ve jeotermal enerji hariç diğer tüm enerji kaynaklarının ana kaynağı güneştir. Yenilenebilir enerji kaynakları arasında yer alan güneş enerji sistemleri temiz, kullanımı kolay ve kurulumu basit olan sistemlerdir [4,45].

Dünyanın kendi eksenini etrafında dönmesi ve güneş çevresindeki eliptik yörüngesi nedeniyle güneş ışınlarının yeryüzüne düşme açısı yıl boyunca değişiklik gösterir. Atmosfer dışındaki bir metrekarelik alana gelen güneş ışınım değeri Dünya Işınım Merkezi'ne göre 1367 W/m^2 olup sabittir. Buna güneş sabiti denir. Atmosfer dışı güneş ışınım şiddetinin yıl boyunca değişimi Eşitlik 2.1 ile hesaplanmaktadır [46].

$$G_{on} = G_{sc} \cdot \left[1 + 0,033 \cdot \cos \left(\frac{360 \cdot n}{365} \right) \right] \quad (2.1)$$

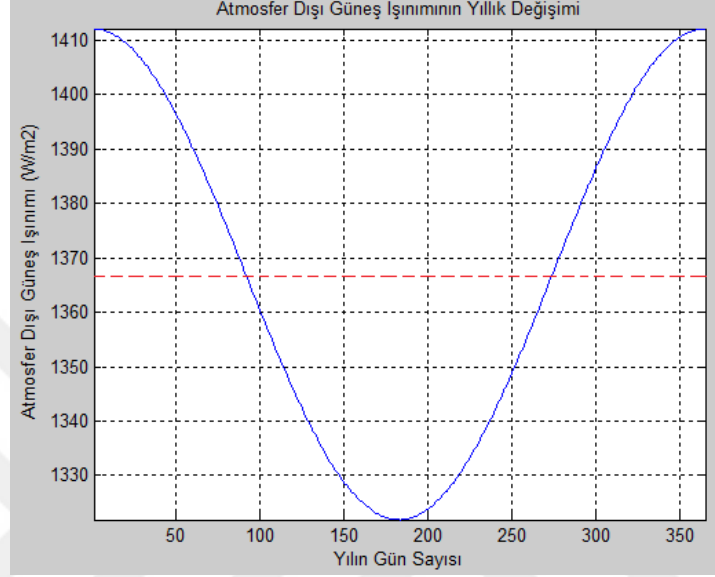
Burada;

G_{on} : Atmosfer dışına gelen güneş ışınımı (W/m^2)

G_{sc} : Güneş sabiti (1367 W/m^2)

n : Gün sayısı (1 Ocaktan itibaren yılın gün sayısı)

Atmosfer dışı güneş ışınım şiddetinin yıl boyunca değişimi Şekil 2.1’de gösterilmiştir.



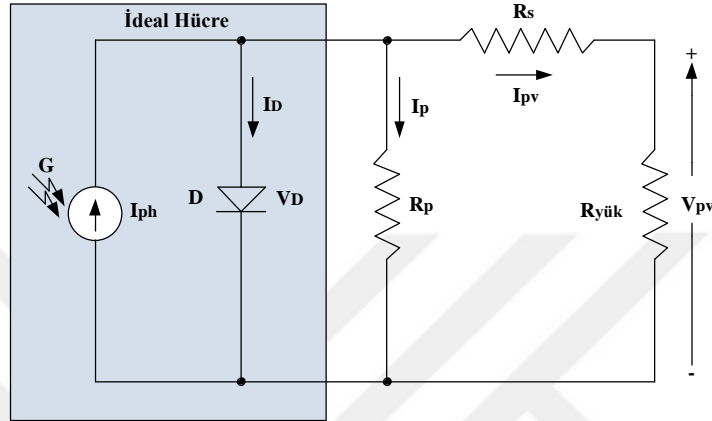
Şekil 2.1. Atmosfer dışı güneş ışınımının yıllık değişimi.

Ortalama atmosfer dışı güneş ışınım değeri kesikli çizgi ile gösterilmiş olup 1367 W/m² dir. Fakat yeryüzüne ulaşan güneş ışınlarının bir kısmı atmosfer ve bulutlar tarafından tutularak geri yansıtılır. Dünyaya ulaşan güneş ışınım miktarı, atmosfer dışı güneş ışınım miktarına nazaran daha az olup ülkelerin coğrafi konumuna göre değişim göstermektedir [46-48].

2.2. PV HÜCRENİN MATEMATİKSEL MODELİ

PV hücre, güneş ışığını doğrudan doğruya elektrik enerjisine dönüştüren en küçük birimdir. PV hücrelerin seri-paralel birleştirilmesi ile de istenilen akım, gerilim ve güç değerlerinde PV panel elde edilir. Güneş ışığı, farklı enerjilere sahip fotonlardan meydana gelmiştir. Bu fotonlar, PV panele çarptığında fotonların bir kısmı geri yansırken bir kısmı PV panel tarafından emilir. Belirli bir enerjiye sahip olan bu elektronlar dış devreye bağlanan yük üzerinden devresini tamamlar. Böylece, güneş ışığı elektrik enerjisine dönüşmüş olur [49-51]. PV hücreden elde edilecek enerjinin

incelenebilmesi için hücrenin eşdeğer matematiksel modelinin çıkarılması gerekir. PV hücrenin akım-gerilim (I-V) karakteristiği doğrusal değildir ve karanlıkta PV hücrenin I-V karakteristiği diyota benzer. PV hücre eşdeğer devresi akım kaynağı, akım kaynağına paralel bağlı direnç ve diyot ile seri bağlı dirençten oluşur. PV hücrenin tek diyotlu eşdeğer devresi Şekil 2.2’de gösterilmiştir.



Şekil 2.2. PV hücrenin tek diyotlu eşdeğer devresi.

Hücredeki kayıplar seri (R_s) ve paralel direnç (R_p) ile gösterilir. Akım kaynağı ise güneş ışınım şiddeti (G) ile orantılı PV akım (I_{ph}) meydana getirir. PV akımın değeri, Eşitlik 2.2 ile hesaplanır.

$$I_{ph} = \left[I_{sc} + K_i \cdot (T_c - T_r) \right] \cdot \frac{G}{G_r} \quad (2.2)$$

Burada;

I_{ph} : PV hücrenin fotovoltajik akımı

I_{sc} : 25 °C ve 1000 W/m² deki kısa devre akımı

K_i : Kısa devre akımının sıcaklık katsayısı (0,0017 A/°C)

T_c : PV hücre sıcaklığı (Kelvin cinsinden)

T_r : Referans sıcaklık (25 °C için 298,15 °K)

G : W/m² deki güneş ışınım miktarı

G_r : Referans güneş ışınım miktarı (1000 W/m²)

olarak ifade edilir. Şekil 2.2’de gösterilen diyot akımı (I_D) ise diyot gerilimine (V_D) ve ters doyma akımına (I_o) bağlıdır. Diyot akımı, Eşitlik 2.3 ile hesaplanır.

$$I_D = I_o \cdot \left(e^{\frac{q \cdot V_D}{A \cdot k \cdot T_c}} - 1 \right) \quad (2.3)$$

Burada;

q: Elektrik yükü ($1,602 \times 10^{-19}$ C)

k: Boltzman sabiti ($1,3806505 \times 10^{-23}$ J/K)

A: Diyotun kalite faktörü

Paralel dirençten geçen akımın denklemini Eşitlik 2.4 ile bulunur.

$$I_p = \frac{V_D}{R_p} = \frac{V_{pv} + I_{pv} \cdot R_s}{R_p} \quad (2.4)$$

PV hücrenin çıkış akımını ve gerilimi Eşitlik 2.5 ve 2.6 ile hesaplanır.

$$I_{pv} = I_{ph} - I_D - I_p \quad (2.5)$$

$$V_{pv} = V_D - I_{pv} \cdot R_s \quad (2.6)$$

2.3 ve 2.4 nolu denklemler Eşitlik 2.5’te yerine yazılacak olunursa;

$$I_{pv} = I_{ph} - I_o \cdot \left[e^{\left(\frac{q \cdot (V_{pv} + I_{pv} \cdot R_s)}{A \cdot k \cdot T_c} \right)} - 1 \right] - \frac{V_{pv} + I_{pv} \cdot R_s}{R_p} \quad (2.7)$$

Şekil 2.2’de verilen PV hücrenin matematiksel modeli elde edilir [49,52,53].

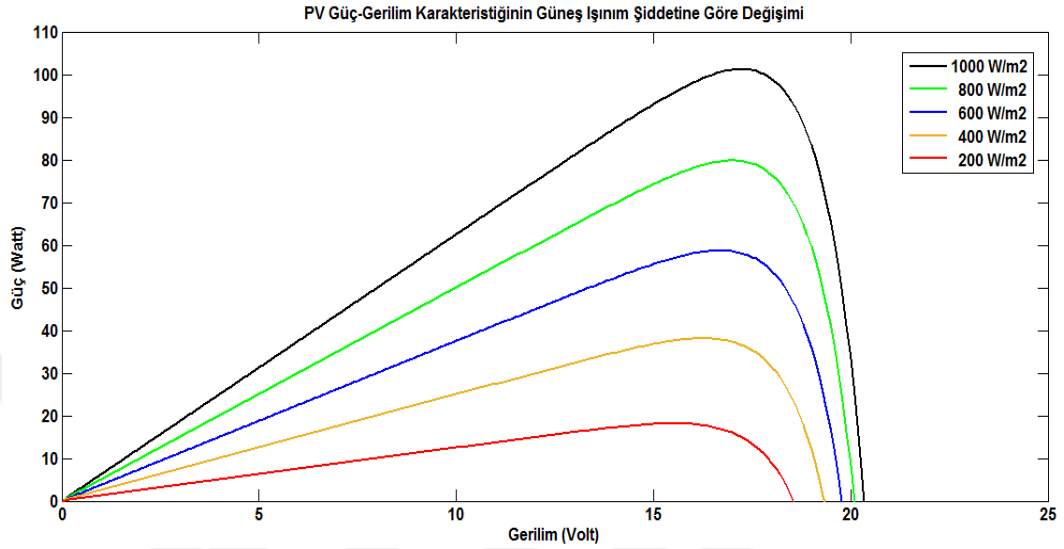
2.3. SICAKLIK VE GÜNEŞ IŞINIM DEĞİŞİMLERİNİN PV PANEL GÜCÜ ÜZERİNE ETKİLERİ

PV panel, panel yapısındaki yarı iletken malzemeye bağlı olarak güneş enerjisini düşük verimle elektrik enerjisine dönüştürür. Düşük verimliliğe sahip PV panellerin verimini etkileyen birçok faktör yer almaktadır. Bunlar; panel eğim açısı, gölgelenme, tozlanma, güneş ışınım şiddeti, sıcaklık ve diğer kayıplardır [54,55]. Bu faktörler arasında yer alan güneş ışınım şiddeti ve sıcaklık, atmosferik şartlara bağlı olarak sürekli değiştiği için panel verimini önemli ölçüde etkilemektedir. Bu nedenle güneş ışınım şiddeti ve sıcaklığın panel verimine olan etkisinin bilinmesi gerekmektedir. Fakat PV panel üretici firmaları kataloglarında, laboratuvar ortamlarında gerçekleştirilen testler sonucu elde edilen panel elektriksel değerlerini Standart Test Koşulları (STC) adı altında 1000 W/m² güneş ışınım şiddeti, 25 °C hücre sıcaklığı ve 1,5 hava kütle oranı (A.M.) olarak vermektedir. STC dışındaki değişimlerde PV panelin elektriksel değerleri bilinmemektedir. Buna karşın, değişen atmosferik şartlarda PV panelin elektriksel değerlerinin bilinmesi gerekir [56,57]. Bu nedenle kullanılacak PV panelin eşdeğer devre modeli oluşturularak panelin elektriksel değerleri STC dışındaki atmosferik şartlarda analiz edilmelidir. Bu amaçla deneysel çalışmalarda kullanılan Perlight marka PLM-100P/12 100 W gücündeki polikristal yapıya sahip PV panelin eşdeğer devre modeli, MATLAB programı kullanılarak modellenmiştir. PV paneline ait katalog değerleri Çizelge 2.1’de verilmiştir.

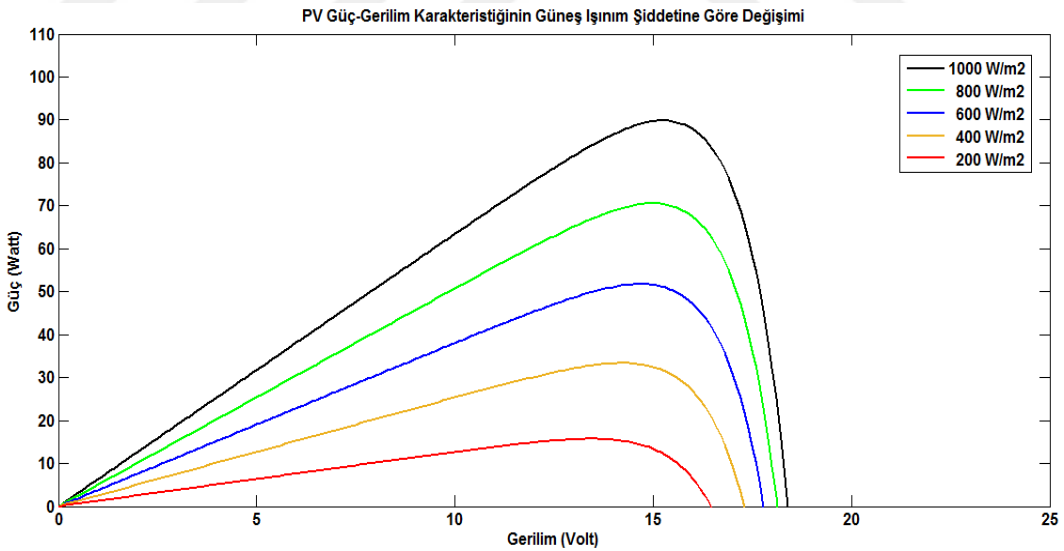
Çizelge 2.1. PV paneline ait katalog değerleri.

PV Panelin Elektriksel ve Mekaniksel Özellikleri	Sayısal Değerler
Maksimum Panel Gücü (P_m)	100 W \pm %3
Maksimum Gerilimi (V_{mp})	17,7 V
Maksimum Akımı (I_{mp})	5,65 A
Açık Devre Gerilimi (V_{oc})	22 V
Kısa Devre Akımı (I_{sc})	6,21 A
Panel Verimliliği (%)	15,3
Hücre Sayısı	36 (4x9) Adet
Çalışma Sıcaklığı	-40 °C...+85 °C

Kullanılan matematiksel model ve bu modelin MATLAB programında analiz edilmesiyle PV panelin 25 ve 50 °C sıcaklıklarda ve 200, 400, 600, 800 ve 1000 W/m² lik güneş ışınım şiddeti için güç-gerilim (P-V) karakteristikleri elde edilmiştir.



Şekil 2.3. 25 °C sıcaklıkta PV panel karakteristiği.



Şekil 2.4. 50 °C sıcaklıkta PV panel karakteristiği.

Elde edilen benzetim sonuçlarına göre güneş ışınım şiddetinin düşmesi ve sıcaklığın artması, PV panellerden elde edilen gücü düşürmektedir. Bu sonuçlar, PV paneller ile yapılan deneysel çalışmalarda deney esnasında PV panellerin sıcaklığının ve o andaki güneş ışınım miktarının bilinmesinin önemli olduğunu göstermektedir.

2.4. MPPT SİSTEMİNİN YAPISI

PV panellerin çıkış gücünün sürekli olarak en yüksek seviyede tutulması işlemi MPPT algoritmaları ile gerçekleştirilir. MPPT, PV paneldeki maksimum gücü izleyen ve maksimum gücü yakalayan tamamen elektronik bir sistemdir. MPPT algoritma mantığında giriş gerilimi ve akımının sürekli olarak izlenmesi, eş zamanlı olarak güçte meydana gelen değişikliklerin hesaplanması ve MPP'nin elde edilebilmesi için gerekli adımların oluşturulması yer alır [58,59].

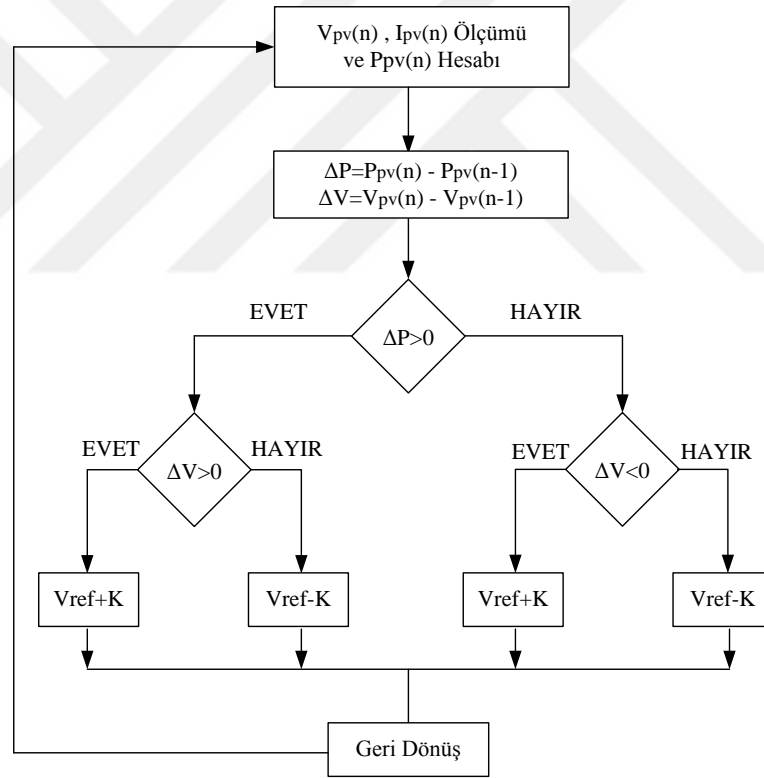
MPPT sistemi, güç ve kontrol birimi olmak üzere iki temel kısımdan oluşur. Güç devresi, PV panelin çıkış akım/gerilimini uygun olan farklı doğru akım/gerilim değerine dönüştüren DA-DA güç dönüştürücüdür. Kontrol birimi ise PV sistemin çıkış gücünün en yüksek seviyede tutulması için gerekli olan ölçme ve aritmetik işlemleri yapıp DA-DA dönüştürücüyü kontrol eden mikroişlemcili devredir. Bu kısımda PV panel gücü ölçülerek mikroişlemciye geri besleme sağlanır. Güç dönüştürücünün çalışma noktası MPP'nin elde edilmesi için değiştirilir. Güç ölçümlerine göre değişim yönü ve değeri belirlenir. Akım/gerilim algılayıcı, optik yalıtım devresi, güç anahtarı sürücüsü vb. devreler ise MPPT sisteminin içinde bulunan diğer birimlerdir [60,61].

2.4.1. MPPT Metotları

Literatürde MPP'nin belirlenip takip edilebilmesinde kullanılan birçok MPPT tekniği bulunmaktadır. Ancak bu teknikler dört ana grupta sınıflandırılabilir. Bunlar; doğrudan hesaplama metotları, akıllı metotlar, artan iletkenlik metodu ve değiştir-gözle metodudur. Doğrudan hesaplama metotları (sabit gerilim metodu, sabit akım metodu, doğrusal akım kontrolü vb.) MPP belirleme sürecini basitleştirmek için yaklaşım metotlarını kullanır. Bu metotlarda MPP'nin doğruluğu düşüktür [21]. Akıllı metotlar (bulanık mantık kontrolü, yapay sinir ağları vb.) ise geniş veri tabanından elde edilen uzman bilgisine dayanır. Bu metotlar ile etkili MPPT yapılabilir. Fakat bu metotların PV paneline bağımlı olması ve veri işleme süreçlerinin zaman alması en önemli dezavantajlarıdır. Bütün bu olumsuzluklardan dolayı bu iki grupta yer alan teknikler daha az kullanılmaktadır [62].

2.4.1.1. P&O Metodu

P&O metodunda değişim, kontrol parametresine uygulandığında PV panel gücü ölçülür ve daha önce ölçülmüş olan PV panel gücü ile kıyaslanır. Eğer güç artıyorsa bir sonraki PV panel gücünü elde etmek için aynı yönde değişim uygulanır. Aksi durumda zıt yönde bir değişim uygulanır. Bu şekilde sistemin çalışma noktası MPP'ye doğru hareket eder ve sabit durum koşulunda MPP etrafında salınım yapar. P&O MPPT algoritması, güce göre gerilim ya da güce göre akım değişimi esas alınarak da uygulanabilir. Güçteki değişimlerin karşılaştırılması sonucunda MPP'ye ulaşmayı sağlayacak bir sonraki değişim belirlenir. Şekil 2.5'te algoritmanın akış şeması gösterilmiştir.



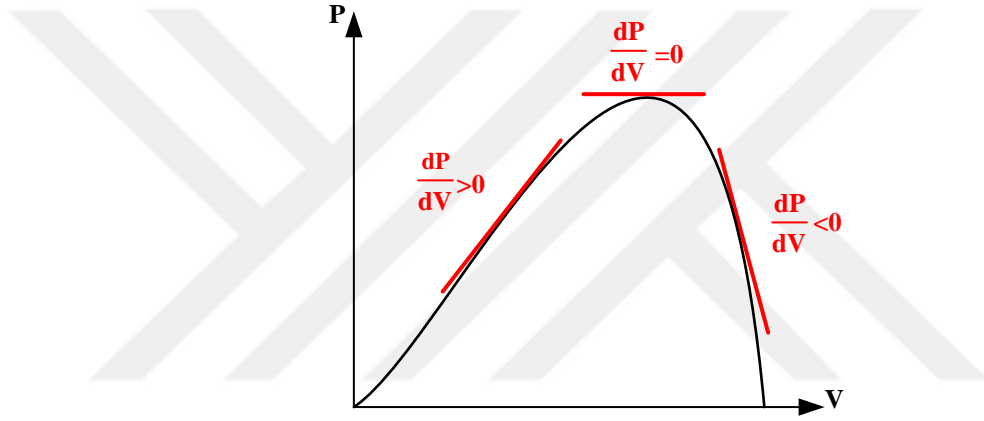
Şekil 2.5. P&O algoritmasının akış şeması.

PV sistemin çalışma gerilimi ΔV 'de yapılacak küçük bir artışla değiştirilir. Bu durumda ΔP 'de değişiklik olur. Eğer ΔP pozitif ise çalışma geriliminde yapılacak değişikliğin artışla aynı yönde olması gerekir. Eğer ΔP negatif ise elde edilen sistemin çalışma noktası MPP'den uzaklaşır ve çalışma gerilimi artışın tersi yönünde

hareket eder. Değişikliklerden önceki ve sonraki çıkış gerilim veya güç değişiklikleri gözlemlenerek bir sonraki basamakta değişimin artırılması veya azaltılmasına karar vermek için referans değer ile kıyaslanır. MPPT için en iyi bilinen kontrol metodu referans geriliminin ayarlanmasıdır [63-66].

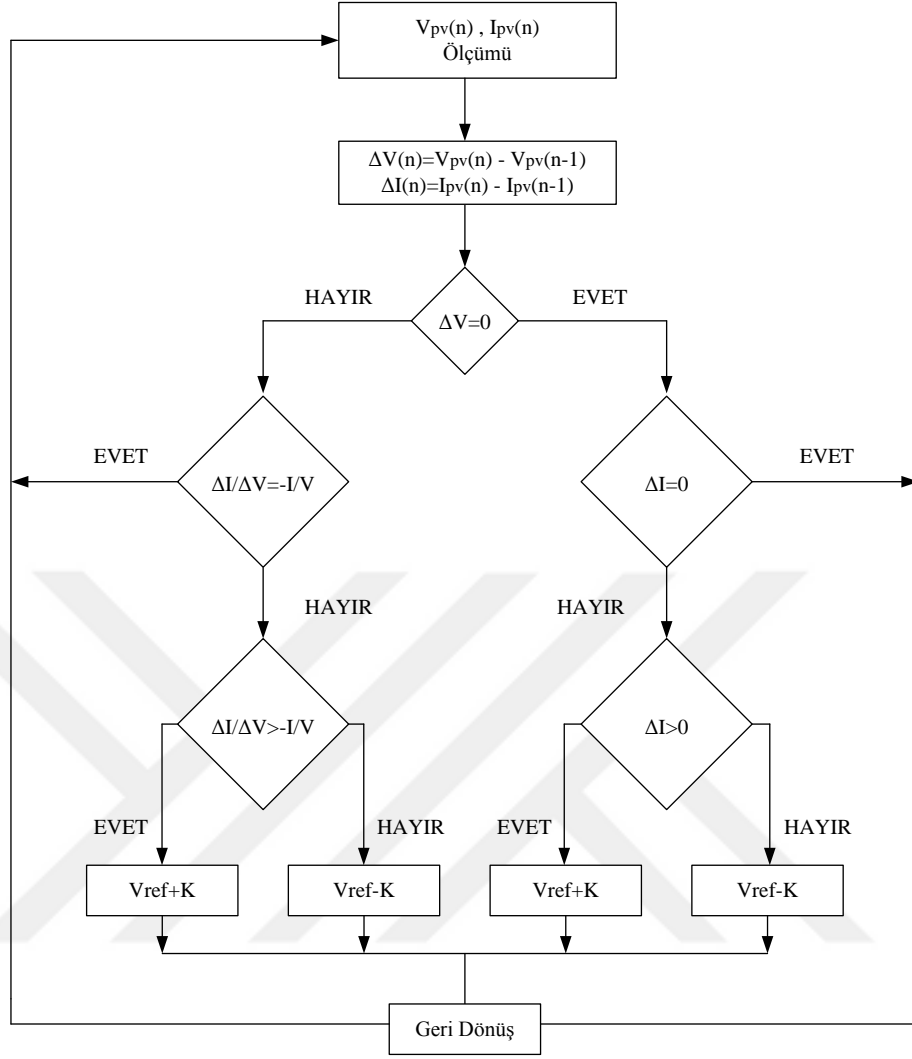
2.4.1.2. IC Metodu

IC metodunun çalışma koşulunu gösteren P-V karakteristiği Şekil 2.6'da gösterilmiştir.



Şekil 2.6. IC metodunun çalışma eğrisi.

IC metodunda anlık gerilimin ayarlanması MPP gerilimine göre yapılır. MPP gerilimi ise PV panelin iletkenliğine bağlıdır. Bu metodun temel mantığı, PV panel P-V karakteristik eğrisi eğiminin MPP'de sıfır ($dP/dV=0$), MPP'nin solunda sıfırdan büyük ($dP/dV>0$) ve MPP'nin sağında sıfırdan küçük ($dP/dV<0$) olmasıdır. IC MPPT algoritmasının akış şeması Şekil 2.7'de gösterilmiştir.



Şekil 2.7. IC metodunun akış şeması.

İlk olarak PV panelin akım ve gerilim değerleri ölçülür. Daha sonra anlık akım $I_{pv}(n)$ ve gerilim $V_{pv}(n)$ değerleri ele alınarak gerilim değişikliğinin (ΔV) sıfır olup olmadığına bakılır. Eğer ΔV sıfır ise, akımdaki değişikliğin (ΔI) sıfır olup olmadığına bakılır. Hem ΔV hem de ΔI sıfırsa, PV panel MPP’de çalışıyor demektir. Bu durumda herhangi bir değişiklik yapılmaz. Eğer ΔI pozitif ise V_{ref} ’e sabit bir K değeri eklenir. Eğer ΔI negatif ise V_{ref} ’ten sabit bir K değeri çıkarılır. Bu ayarlama PV panel giriş geriliminin MPP gerilimine doğru ilerlemesi amacıyla yapılır. Buna karşın, ΔV sıfır değilse $\Delta I/\Delta V$ ’nin $-1/V$ ’ye eşit olup olmadığına bakılır. Eşitlik olması durumunda herhangi bir değişiklik yapılmaz. Bu durumda MPP elde edilmiştir. Eğer $\Delta I/\Delta V$, $-1/V$ ’den büyükse V_{ref} ’e sabit bir K değeri eklenir. Eğer küçükse V_{ref} ’ten sabit bir K değeri çıkarılır [67,68].

P&O metodunda, MPP'nin elde edilip edilmediğini belirlemek için değiştirme doğrudan kıyaslanır. IC metodunda ise $\Delta P/\Delta V$ dolaylı olarak kıyaslanır. Bu durum, P&O ile IC metotları arasında yer alan farklılıklardan biridir. Çizelge 2.2'de P&O ile IC metotlarının avantajları ve dezavantajları yer almaktadır [69,70].

Çizelge 2.2. P&O ve IC metotlarının avantajları ve dezavantajları.

P&O METODU		IC METODU	
AVANTAJLARI	DEZAVANTAJLARI	AVANTAJLARI	DEZAVANTAJLARI
Yapısı ve yazılımı basittir.	Ani değişen hava şartlarında MPP yapamaz.	Dinamik takibi yüksektir.	Yapısı ve yazılımı karmaşıktır.
Verimi yüksektir.	Kısmi gölgelenmede MPP yapamaz.	Verimi yüksektir. Ani değişen hava şartlarından etkilenmez.	

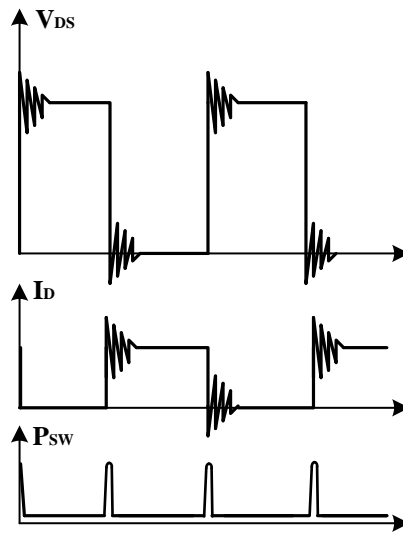
Yazılımı ve yapısının basit olmasının yanı sıra veriminin yüksek olması nedeniyle bu tez çalışmasının deneysel çalışmalarında P&O MPPT algoritması tercih edilmiştir.

BÖLÜM 3

PDM KONTROLLÜ TAM KÖPRÜ DA-DA SERİ REZONANS GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜ

3.1. YUMUŞAK ANAHTARLAMA

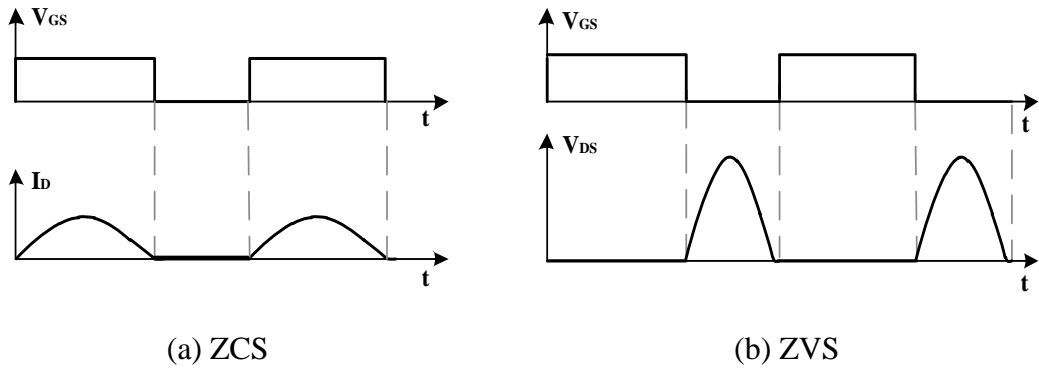
Anahtarlama, güç elemanının iletim ve kesime girme işlemidir. Anahtarlama kaybı ise anahtarlama durumunda yarı iletken anahtarın üzerinden geçen akım ve uçları arasındaki gerilimin çarpımı sonucu oluşan anlık güç kaybının ortalamasıdır. Geleneksel PWM dönüştürücülerde güç anahtarının akım ve gerilimi kare dalga şeklinde olur. Bu durum iletim ve kesim anında oluşan kayıpları arttırmaktadır. Bu kayıp, anahtarlama frekansı ile doğru orantılıdır. Yüksek anahtarlama kayıpları ve anahtar zorlanmaları, PWM dönüştürücülerin en yaygın problemleridir. Bu sebeple PWM anahtarlama koşullarına “sert anahtarlama” da denilir. Şekil 3.1’de PWM dönüştürücüde sert anahtarlama koşulları ve anahtarlama kayıpları gösterilmiştir [17,71].



Şekil 3.1. Sert anahtarlama ve anahtarlama kayıpları.

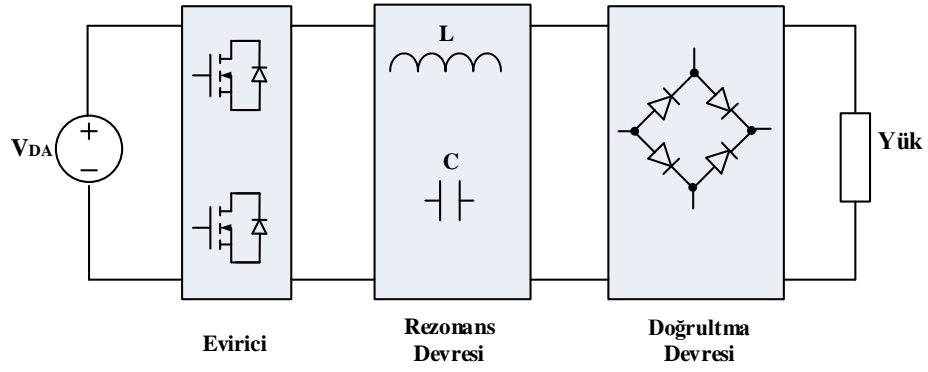
Yüksek anahtarlama kayıpları, DA-DA dönüştürücülerin çalışma frekansını sınırlandırırken düşük verimliliğe neden olmakta ve anahtarın zorlanmasına yol açmaktadır. Ayrıca anahtarlama işlemi sırasında oluşan büyük sıçrama akım ve gerilim değerleri yüksek değerli EMI gürültülerine neden olur. Bu gürültüler eş zamanlı olarak çalışan elektronik cihazların sinyallerini bozar. Dönüştürücülerin düşük frekansta çalıştırılması, pasif devre elamanlarının boyutlarının büyümesine; yani devrenin hacminin artmasına neden olur. Buna bağlı olarak devrenin maliyeti de artar [72-74].

Bu problemlerin çözümü için “yumuşak anahtarlama” tekniği kullanılabilir. Yumuşak anahtarlama tekniği, ZVS ve ZCS olmak üzere iki gruba ayrılır. Şekil 3.2 (a)'da ZCS tekniği ile güç anahtarından geçen akım ve kontrol sinyalinin dalga şekilleri, Şekil 3.2 (b)'de ZVS tekniği ile güç anahtarı uçlarındaki gerilim ve kontrol sinyalinin dalga şekilleri verilmiştir. Her iki anahtarlama tekniği PWM anahtarlamaya kıyasla daha az kayıplı anahtarlama geçişi sağlamaktadır. Çünkü iletimden kesime ve kesimden iletime geçiş esnasında anahtar akımı veya geriliminden bir tanesi sıfır yapılmaktadır. Dolayısıyla anahtarlama anında güç kaybı sıfır olmaktadır [17,75].



Şekil 3.2. Yumuşak anahtarlama.

Yumuşak anahtarlama tekniği, dönüştürücü devreye eklenen L ve C elemanları ile gerçekleştirilmektedir. L ve C elemanları eklenerek elde edilen dönüştürücüye “rezonans güç dönüştürücü” denilmektedir. Rezonans güç dönüştürücü; PWM dönüştürücüye rezonans devresinin eklenmesiyle oluşan DA-DA veya DA-AA güç dönüştürücüdür. Şekil 3.3'te rezonans DA-DA dönüştürücü blok şeması verilmiştir.



Şekil 3.3. Rezonans dönüştürücü blok şeması.

Evirici, akım beslemeli olabileceği gibi şekilde görüldüğü gibi gerilim beslemeli de olabilir. Evirici devresindeki güç anahtarlarının belirli sıra ile anahtarlanmasıyla evirici çıkışında kare dalga gerilim şekli elde edilir. Devredeki L ve C elemanları (rezonans devresi) ile üretilen kare dalga gerilimden sinüsoidal yük akımı/gerilimi dalga şeklinin alınması sağlanır. Bu durumda rezonans devresi, kare dalga sinyaline ait istenmeyen harmonikleri süzen bir filtre görevi görmektedir. Çıkışta doğru gerilim gerekli ise sinüsoidal gerilim, yüksek frekans doğrultma devresi ile doğrultularak çıkışa aktarılır. Uygun gerilim dönüştürme oranı ve elektriksel izolasyon için yüksek frekanslı transformatör kullanılabilir [17,76-78].

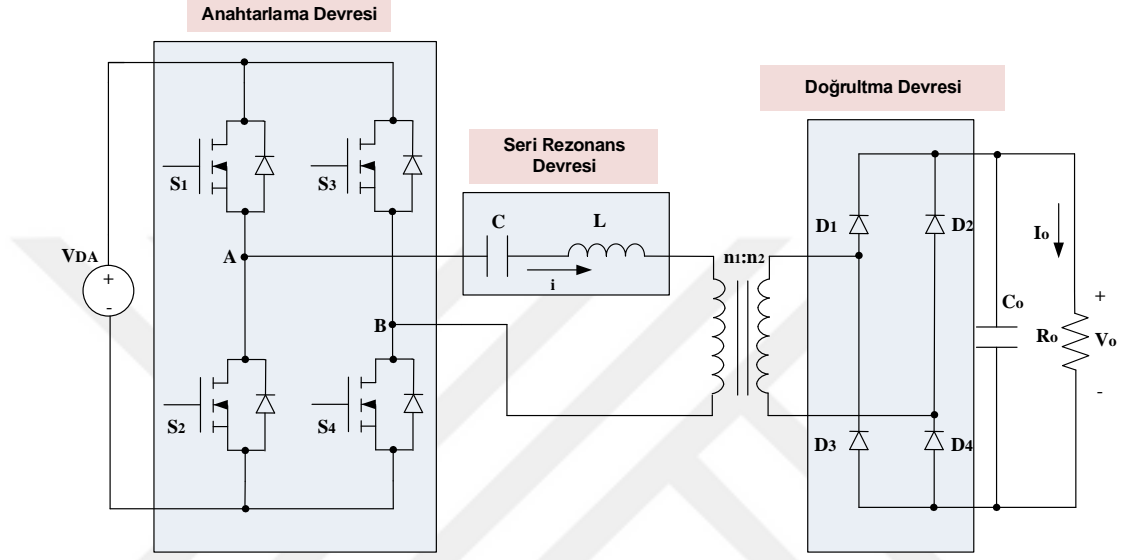
Yüksek güçte sert anahtarlamalı PWM dönüştürücünün ve rezonans dönüştürücünün avantajları ve dezavantajları Çizelge 3.1’de verilmiştir [79].

Çizelge 3.1. PWM dönüştürücü ile rezonans dönüştürücünün avantajları ve dezavantajları.

<i>PWM GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜ</i>		<i>REZONANS GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜ</i>	
<i>AVANTAJLARI</i>	<i>DEZAVANTAJLARI</i>	<i>AVANTAJLARI</i>	<i>DEZAVANTAJLARI</i>
Basit kontrol. Sabit frekans.	Yüksek anahtarlama kaybı. Sınırlı çalışma frekansı. Büyük hacim. Düşük verim.	Düşük anahtarlama kaybı. Yüksek çalışma frekansı. Düşük hacim ve maliyet. Yüksek verim.	Değişken frekans kontrolü Yüksek anahtar akımı ve gerilimi.

3.2. SERİ REZONANS DA-DA GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Şekil 3.4'te seri rezonans DA-DA güç dönüştürücü devresi görülmektedir. Seri rezonans DA-DA güç dönüştürücündeki rezonans devresi bir rezonans kondansatörü ve bir rezonans bobinin seri bağlanmasıyla oluşturulmuştur.



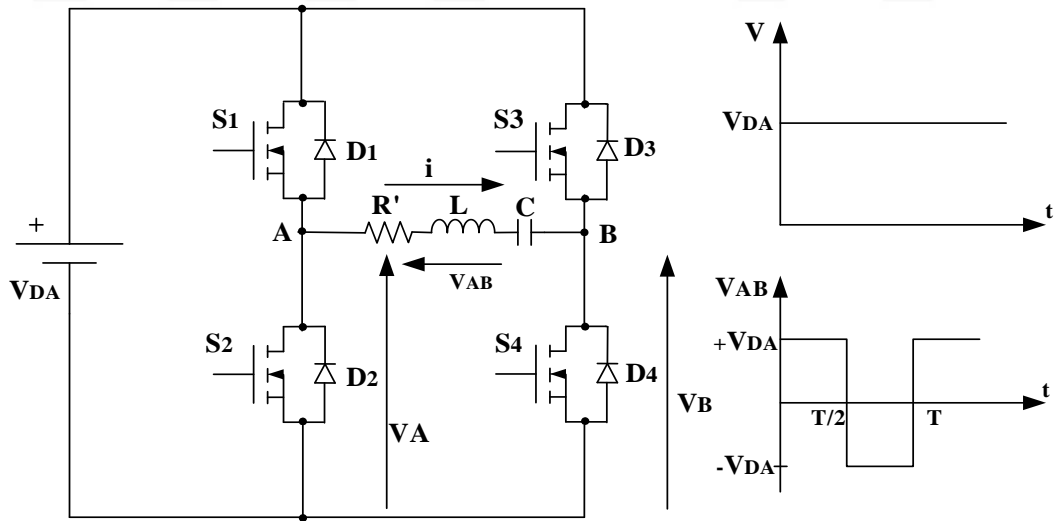
Şekil 3.4. Seri rezonans DA-DA güç dönüştürücü devresi.

Seri rezonans DA-DA güç dönüştürücünün anahtarlama frekansı, rezonans frekansına eşit olduğunda devrenin empedansı minimum değerde olur. Anahtarlama frekansı, rezonans frekansının üzerinde olduğunda devre endüktif özellik gösterir ve anahtar sıfır gerilim ile iletme girer. ZVS bölgesinde, anahtarlama kayıpları düşüktür ve EMI azalır. Anahtarlama frekansı, rezonans frekansının altında olduğunda ise devre kapasitif özellik gösterir. Bu durumda anahtar sıfır akım ile kesime geçer. Fakat bu bölgede dönüştürücü, sert anahtarlama olarak çalışır ve anahtarlama kayıpları yeterince azaltılamaz. Burada anahtarlama açılma hızının (ω_s) rezonans açılma hızına (ω_r) göre durumu neticesinde yük empedansı da değişim gösterir. $\omega_s < \omega_r$ ise devre omik kapasitif, $\omega_s = \omega_r$ ise devre omik, $\omega_s > \omega_r$ ise devre omik endüktif karakteristiktir. Dikkat edilirse $\omega_s = \omega_r$ durumunda devrenin reaktif empedans bileşeni sıfırdır ve yüke transfer edilebilecek en yüksek güç, bu frekansta aktarılır. Aynı zamanda anahtarların üretmiş olduğu kare dalga alternatif gerilim ve yük akımı aynı fazlıdır.

Seri rezonans DA-DA güç dönüştürücünün avantajları şunlardır; anahtarlama kayıpları ve ZVS'de EMI düşüktür. Bu da verimliliği artırır. Yüksek frekansta çalışıldığı için manyetik elemanların boyutu da azalır. MOSFET'in güç anahtarı olarak kullanıldığı seri rezonans DA-DA güç dönüştürücü devresinin tasarımı kolaydır. Çünkü devre tek bir rezonans noktası üzerine tasarlanır. Dezavantajları ise seri rezonans DA-DA güç dönüştürücü devrelerde giriş geriliminin dar bir aralıkta olması ve düşük yük veya yüksüz durumlarda çıkışı regüle edememesidir [17,80,81].

Yumuşak anahtarlama tekniğinin avantajları nedeniyle deneysel çalışmalarda PWM dönüştürücü devresi yerine rezonans dönüştürücü devresi tercih edilmiştir. PV sistemin yüksüz veya düşük yük ile çalışma durumu istenmediği/oluşmadığı için MPPT, tam köprü seri rezonans dönüştürücü ile gerçekleştirilmiştir.

Seri rezonans DA-DA güç dönüştürücünün eşdeğer AA (seri rezonans evirici) devre şeması Şekil 3.5'te gösterilmiştir. Eşdeğer devre, bir doğru gerilim kaynağı ve dört adet MOSFET güç anahtarından oluşmuştur.



Şekil 3.5. Tam köprü seri rezonans evirici devre şeması.

S_1 ve S_4 anahtarları aynı anda ilettime geçirildiğinde giriş gerilimi yük uçlarında olur. S_2 ve S_3 anahtarları aynı anda ilettime geçirildiğinde ise yük uçlarındaki gerilim $-V_{DA}$ değerindedir. S_2 ve S_4 anahtarları iletimde iken yük uçlarındaki gerilim sıfırdır [17,21].

Devrenin analizinde dikkat edilmesi gereken kısım, yük direncinin etkin direnç değerine dönüştürülmesidir. Etkin direnç değeri aşağıdaki eşitlik ile bulunur [75].

$$R' = \frac{8 \cdot \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2}{\pi^2} \cdot R_o \quad (3.1)$$

Burada; R' etkin direnç, R_o yük direnci, n₁ transformatörün primer sarım sayısı ve n₂ ise transformatörün sekonder sarım sayısını göstermektedir. Devrenin temel eşitlikleri olan rezonans frekansı (f_r), karakteristik empedans (Z_o), anahtarlama açılma hızı (ω_s), rezonans açılma hızı (ω_r) ve devre empedansı (Z) sırası ile aşağıda verilmiştir.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.2)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.3)$$

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (3.4)$$

$$\omega_r = 2\pi f_r \quad (3.5)$$

$$Z = R' + j(\omega_s \cdot L - \frac{1}{\omega_s \cdot C}) \quad (3.6)$$

Seri rezonans DA-DA güç dönüştürücü devrenin matematiksel analizini basitleştirmek için aşağıda verilen varsayımlar kabul edilmiştir:

1. Devre, kararlı durum koşullarında çalışmaktadır,
2. Tüm devre elemanları idealdir [17,21].

S₁ ve S₄ anahtarları iletimde iken temel kesitleme denklemi [82];

$$i_{R'} = i_L \rightarrow i_L = i_C \rightarrow C \frac{dv_C}{dt} = i_L \rightarrow \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} i_L \quad (3.7)$$

şeklindedir. Temel çevre denklemi;

$$-V + v_{R'} + v_L + v_C = 0 \quad (3.8)$$

$$R' i_L + L \frac{di_L}{dt} + v_C = V \quad (3.9)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = v_L \rightarrow L \frac{di_L}{dt} = V - v_{R'} - v_C \rightarrow \frac{di_L}{dt} = -\frac{R'}{L} i_L - \frac{1}{L} v_C + \frac{1}{L} V \quad (3.10)$$

şeklindedir. Durum denklemi matrisi;

$$\dot{X} = A.X + B.E \quad (3.11)$$

$$X(t) = \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix} \rightarrow \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R'}{L} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix}}_B V \quad (3.12)$$

bulunur. Buradan durum geçiş matrisi elde edilerek öz ve zorlanmış çözüm yazılır.

$$\phi(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[(sI - A)^{-1} \right] = \mathcal{L}^{-1} \left[\left(s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R'}{L} \end{bmatrix} \right)^{-1} \right] \quad (3.13)$$

$$\phi(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[\begin{bmatrix} s & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & s + \frac{R'}{L} \end{bmatrix}^{-1} \right] \quad (3.14)$$

$$\begin{bmatrix} v_{C1} \\ i_{L1} \end{bmatrix} = \phi(t) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \int_0^t \phi(t - \tau) \begin{bmatrix} 0 \\ V \end{bmatrix} d\tau \quad (3.15)$$

Rezonans kondansatörünün gerilimi Eşitlik 3.16 ile bulunur [83].

$$v_C(t) = V - e^{-\alpha t} \left[K_2 \cdot \sin(\omega_d t + \theta) + K_1 \cdot \cos(\omega_d t + \theta) \right] \quad (3.16)$$

Burada, ω_d katsayısı sönümlü salınım açısal hız olup rezonans açısal hızına ve sönümleme katsayısına bağlıdır. Devrenin gerilim denkleminin karakteristik kökleri rezonans açısal hızına (doğal frekans, ω_r) ve sönümleme katsayısına (α) bağlıdır. Bu katsayılar aşağıdaki eşitlikler ile bulunur.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.17)$$

$$\alpha = \frac{R'}{2L} \quad (3.18)$$

$$\omega_d = \sqrt{\omega_r^2 - \alpha^2} \quad (3.19)$$

Devrede $\alpha < \omega_r$ durumu sönümlü salınım durumudur. Kökler karmaşık eşleniktir ($s_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_d$). Elektrik enerjisi kondansatör ve bobin arasında gidip gelir. Devredeki dirençten dolayı enerji ısıya dönüşür. RLC devreden geçen akım, sönümlü salınım durumundadır ve Eşitlik 3.20 ile bulunur.

$$i(t) = (A_1 \sin \omega_d t + A_2 \cos \omega_d t) + B \quad (3.20)$$

Burada A_1 ve A_2 başlangıç koşullarıdır. B değeri ise bobin akımının kararlı durum çözümüdür. A_1 ve A_2 değerleri Eşitlik 3.21 ve 3.22'den bulunur.

$$A_1 = \frac{V - R' I_o}{L \omega_d} + \frac{\alpha I_o}{\omega_d} \quad (3.21)$$

$$A_2 = I_o \quad (3.22)$$

A katsayısı ve θ açısı Eşitlik 3.23 ve 3.24'ten hesaplanır.

$$A = \sqrt{A_1^2 + A_2^2} \quad (3.23)$$

$$\theta = \tan^{-1} (A_2 / A_1) \quad (3.24)$$

Rezonans kondansatörünün gerilim eşitliğindeki K_1 ve K_2 katsayıları ise Eşitlik 3.25 ve 3.26'dan bulunur.

$$K_1 = - \frac{A \omega_d}{C (\omega_d^2 + \alpha^2)} \quad (3.25)$$

$$K_2 = - \frac{A \alpha}{C (\omega_d^2 + \alpha^2)} \quad (3.26)$$

Devrede bobin akımının ve kondansatör geriliminin tepe değerleri Eşitlik 3.27 ve 3.28'deki gibi hesaplanır [83].

$$I_m = \frac{M}{Z_o} e^{\left(-\frac{\pi - \beta}{2Q} \right)} \quad (3.27)$$

$$V_{cm} = V + M e^{\left(-\frac{\pi - \beta}{2Q} \right)} \quad (3.28)$$

Burada Q , bobinin kalite faktörüdür ve diğer ilişkili formüllerle birlikte aşağıdaki eşitlikler ile hesaplanır [22,83-85].

$$Q = \frac{\omega_r L}{R'} = \frac{1}{\omega_r C R'} = \frac{1}{R'} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.29)$$

$$M = \sqrt{\left[(I_o Z_o)^2 + V^2 \right]} \quad (3.30)$$

$$\beta = \tan^{-1} \left(\frac{I_o Z_o}{V} \right) \quad (3.31)$$

S_2 ve S_3 anahtarları iletimde iken durum değişkeni [82];

$$X(t) = \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix} \rightarrow \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R'}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} (-V) \quad (3.32)$$

$$\phi(t) = \mathcal{F}^{-1} \left[(sI - A)^{-1} \right] = \mathcal{F}^{-1} \left[\left(s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R'}{L} \end{bmatrix} \right)^{-1} \right] \quad (3.33)$$

$$\begin{bmatrix} v_{C2} \\ i_{L2} \end{bmatrix} = \phi(t) \begin{bmatrix} v_{C1} \\ i_{L1} \end{bmatrix} + \int_0^t \phi(t-\tau) \begin{bmatrix} 0 \\ -V \end{bmatrix} d\tau \quad (3.34)$$

elde edilir. S_2 ve S_4 anahtarları iletimde iken durum değişkeni [82];

$$X(t) = \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix} \rightarrow \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R'}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$\phi(t) = \mathcal{F}^{-1} \left[(sI - A)^{-1} \right] = \mathcal{F}^{-1} \left[\left(s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R'}{L} \end{bmatrix} \right)^{-1} \right] \quad (3.36)$$

$$\begin{bmatrix} v_{C3} \\ i_{L3} \end{bmatrix} = \phi(t) \begin{bmatrix} v_{C2} \\ i_{L2} \end{bmatrix} + \int_0^t \phi(t-\tau) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} d\tau \quad (3.37)$$

bulunur.

3.3. KONTROL YÖNTEMLERİ

Dönüştürücülerin kontrolünde birçok kontrol yöntemi (PWM, frekans, faz kaydırma vb.) kullanılmaktadır. Bu kontrol yöntemleri incelendiğinde birbirlerine kıyasla çeşitli avantajları ve dezavantajları olduğu görülmektedir.

Bara gerilim kontrolü tekniğinde, evirici girişinde yer alan bir kısıyıcı veya kontrollü doğrultucu ile evirici giriş gerilimi ayarlanarak seri rezonans eviricinin güç kontrolü

gerçekleştirilmektedir. Bara gerilim kontrolünün en önemli dezavantajı yüksek güç uygulamalarında harmonik üretmeleridir. Harmoniklerin düşürülmesi için on iki darbeli doğrultucular kullanılmaktadır [86,87].

PWM kontrol yönteminde güç kontrolü, eviricideki anahtarların iletimde kalma süresi değiştirilerek gerçekleştirilir. Eviricideki anahtarların görev oranı değiştirilerek gücün % 0'dan % 100'e kadar kontrol edilebilmesi sağlanmaktadır. Fakat her güç noktasında rezonans sağlanamadığından sistemin verimi düşüktür. Ayrıca bu kontrolün dezavantajlarından biri de görev oranının düşürülmesiyle rezonans akımındaki harmoniklerin arttırmasıdır [88,89].

Frekans kontrolünde, anahtarın iletimde veya kesimde kalma süreleri sabit tutularak anahtarlama frekansı değiştirilir. Seri rezonans evirici devresinde çalışma frekansı, rezonans frekansından uzaklaştıkça devre akımı da azalır. Bu durumda anahtarlama kayıpları da artar [90].

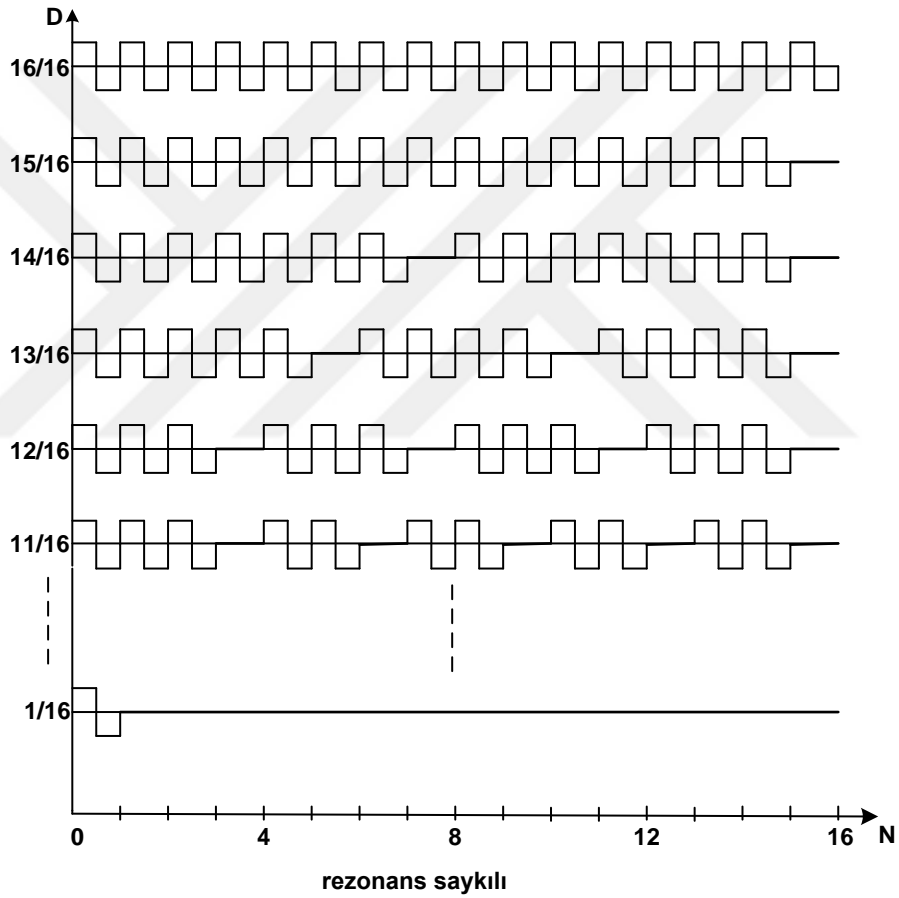
Faz kaydırma kontrol yönteminde güç kontrolü, her iki köprü ayağının anahtarlama durumlarının kontrolü ve aralarındaki faz kaymasının ayarlanmasıyla gerçekleştirilir. Faz değişimi 0^0 ile 180^0 arasında değişirken güç % 0 ile % 100 arasında değişebilir. Fakat bu yöntemde her güç seviyesinde yumuşak anahtarlama sağlanamaz [91,92].

Bu kontrol yöntemlerinde anahtarlama kaybı ve EMI, geniş aralıkta güç kontrolünün yapılamayarak yumuşak anahtarlamanın sağlanamaması ve sabit frekansta çalışılmama gibi problemler yer alır. PV panellerin üretebileceği güç her an aynı olmadığı için bu kontrol yöntemleri ile rezonans dönüştürücünün sabit çalışma frekansında çalışması mümkün değildir. PV sistemin her güç noktasında yumuşak anahtarlama koşulları sağlanarak rezonans dönüştürücünün sabit çalışma frekansında güç kontrolü yapılabilmesi için PDM kontrol tekniği kullanılabilir.

3.3.1. PDM Kontrol

PDM kontrol tekniği, bir komut dizisidir. Anahtarlama frekansında ve anahtarın iletim süresinde herhangi bir değişiklik yapılmadan komut dizilerine göre iletim palslerinin bazıları silinerek güç kontrolü yapılmaktadır. Silinen iletim pals sayısı arttıkça dönüştürücünün çıkış gücü düşmektedir [23,24,26].

Şekil 3.6’da $N=16$ için PDM anahtarlama şekilleri gösterilmiştir.

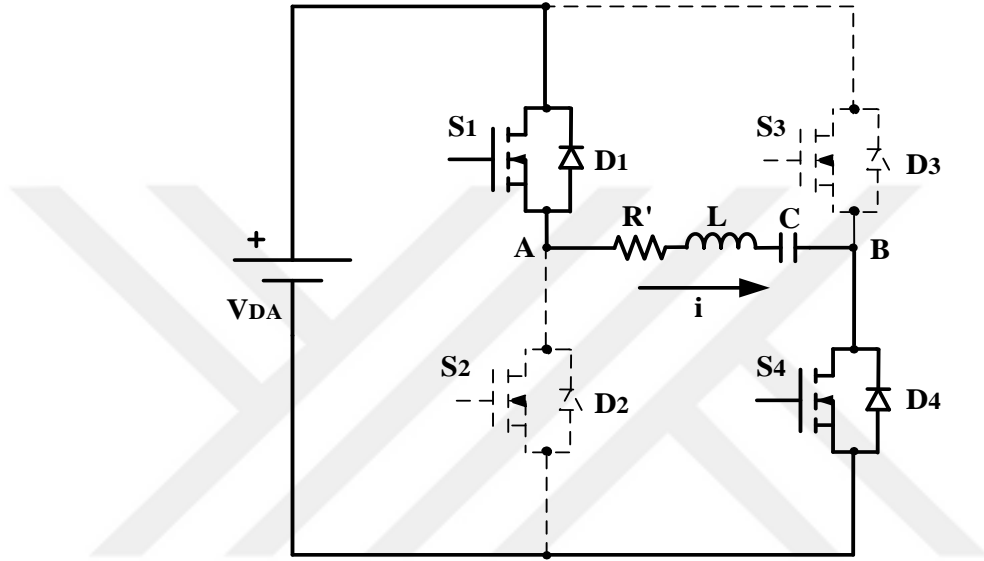


Şekil 3.6. PDM anahtarlama şekilleri.

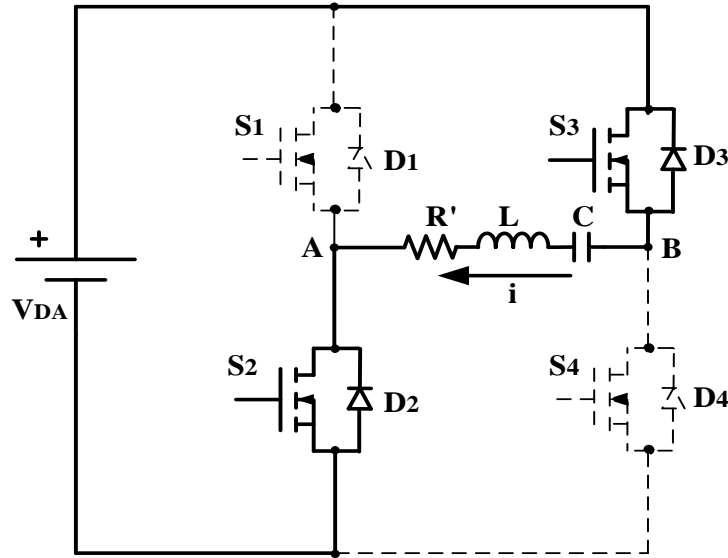
PDM için 16 satır farklı seviyeleri ifade etmektedir. Satırlar, evirici anahtarlarını kontrol etmek için oluşturulan 16 rezonans döngüsünü göstermektedir. Her döngünün süresi de rezonans periyot süresine eşittir ($T=NT_p$). Maksimum PDM uzunluğu $N=16$ seçildiğinde pals yoğunluğu D , $1/16$ ’dan $16/16$ ’ya kadar değişim

gösterir. 1/16 durumunda en düşük güç elde edilirken 16/16 durumunda ise maksimum güç sağlanmaktadır [26,93,94].

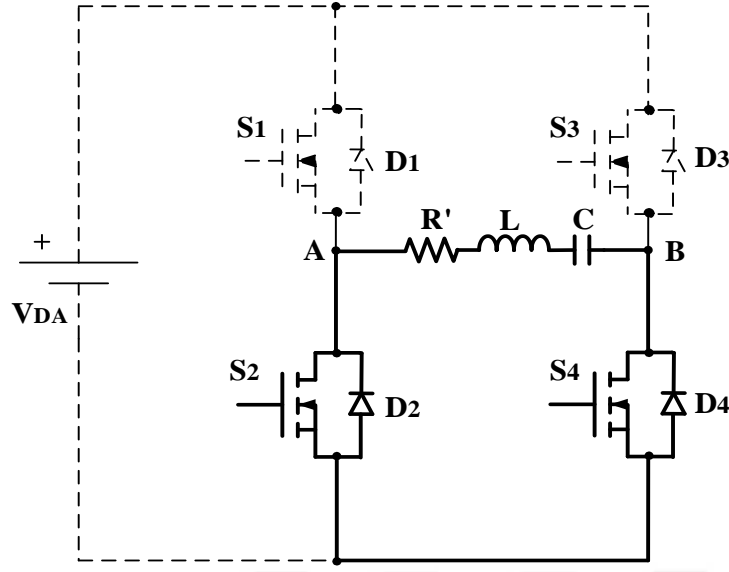
PDM kontrollü eviricinin çalışma frekansı ve giriş gerilimi sabit olmasına rağmen çıkış gücünün ayarlanabilmesi için evirici üç anahtarlama modunda çalışmaktadır. Bu anahtarlama modları ve devrenin çalışma durumu Şekil 3.7’de verilmiştir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 3.7. a) Mod I, b) Mod II, c) Mod III.

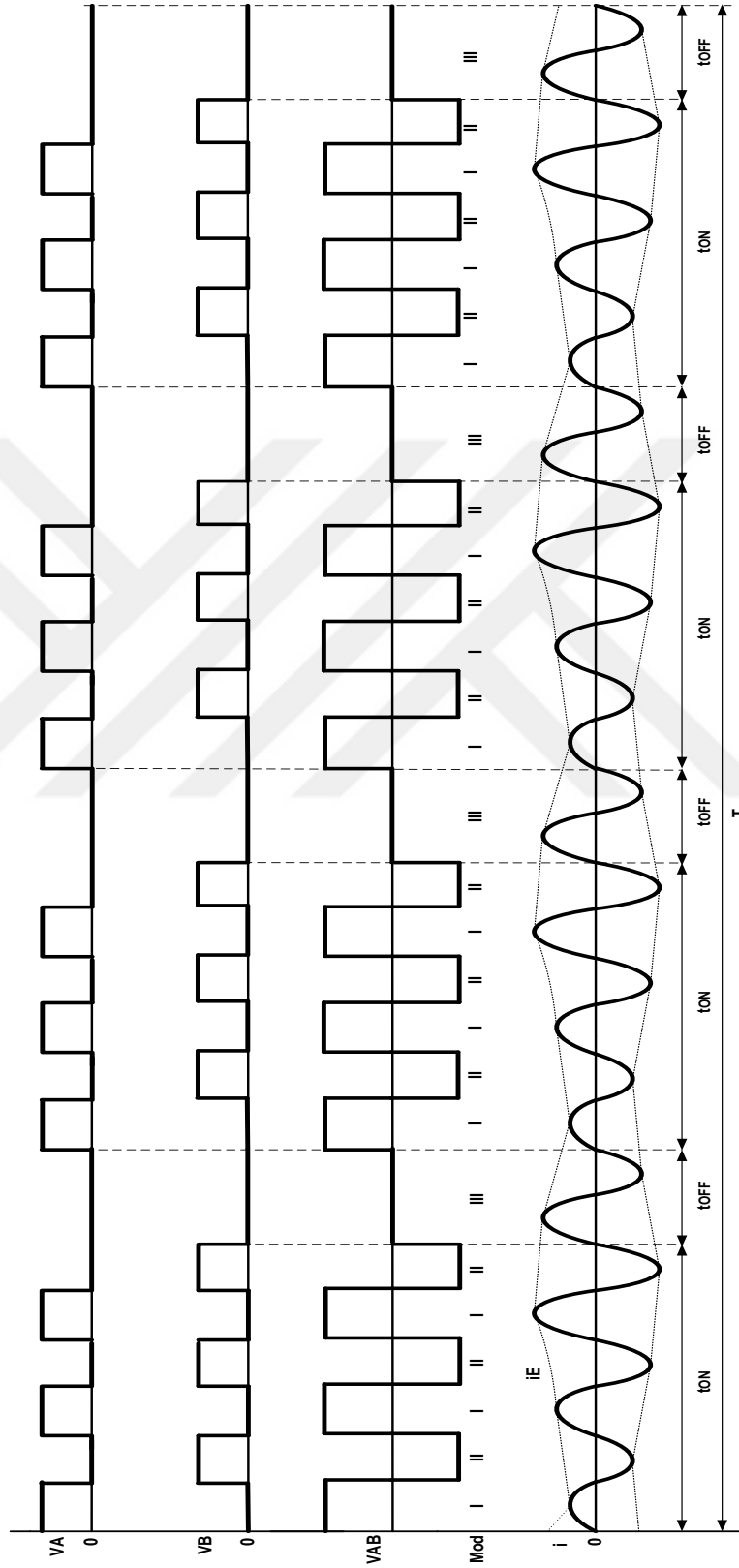
Mod I durumunda S_1 ve S_4 , Mod II durumunda ise S_2 ve S_3 anahtarları iletimdedir. Mod III durumunda ise evirici çıkış gerilimi (V_{AB}) sıfırdır. Bu modda S_2 anahtarı iletimde iken D_4 diyotu üzerinden, S_4 anahtarı iletimdeyken D_2 diyotu üzerinden geçen akım sönümlü salınım şeklindedir. Anahtarlama modları ve anahtarların konumları Çizelge 3.2’de gösterilmiştir.

Çizelge 3.2. Anahtarlama modları.

Anahtarlama Modları	Açık	Kapalı
Mod I	S_2 ve S_3	S_1 ve S_4
Mod II	S_1 ve S_4	S_2 ve S_3
Mod III	S_1 ve S_3	S_2 ve D_4 S_4 ve D_2

Mod I durumunda evirici çıkış gerilimi $V_{AB}=+V_{DA}$ değerinde, Mod II durumunda ise $V_{AB}=-V_{DA}$ değerindedir. Mod III durumunda ise yük kaynaktan kesildiği için evirici çıkış gerilimi $V_{AB}=0$ olur. Dolayısıyla depo edilen akım yük üzerinden harcanır. Bu çalışma durumu, seri RLC devrenin doğal çalışma durumudur. Bu modda, akım sönümlü salınım şeklindedir. Eğer Q kalite faktörü büyük seçilirse akım sıfıra düşmeden sönümlü salınım şeklinde kalır [93,95].

PDM tekniğinin kontrol prensibi Şekil 3.8’de gösterilmiştir.



Şekil 3.8. PDM tekniğinin kontrol prensibi.

Şekilde görüldüğü üzere üç rezonans saykılında eviriciye V_{DA} değerinde kare dalga gerilim (Mod I ve Mod II çalışma) uygulanır. Dördüncü saykılıda iletim palsy silinerek eviriciye sıfır gerilim (Mod III çalışma) uygulanmaktadır. Dört rezonans saykılına bakıldığında eviricinin çıkış gerilimi periyodik dalga formu şeklindedir. Tam güç çalışma ile kıyaslandığında ortalama çıkış gücü $3/4$ tür. Yani eviricinin çıkış gücü, kare dalga gerilim palsy yoğunluğunun ayarlanmasıyla kontrol edilmektedir.

Anahtarların açık ve kapalı kalma süreleri aşağıdaki eşitlikler ile hesaplanır.

$$T = NT_r = t_{on} + t_{off} \quad (3.38)$$

$$t_{on} = N_1 T_r \quad (3.39)$$

$$t_{off} = N_2 T_r \quad (3.40)$$

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (3.41)$$

Burada; N rezonans saykıl sayısını, N_1 normal rezonans saykıl sayısını, N_2 ise kontrol edilen (silinen palsy) rezonans saykıl sayısını göstermektedir [23,24,96].

3.3.2. Güç Analizi

PDM kontrol tekniği, kalite faktörü 1 'den büyük ($Q \gg 1$) olan seri rezonans devresine uygulandığında rezonans akımı sinüsoidal formda olur. Şekil 3.8'de rezonans akımı (i) ve dış kısımdaki i_E akımı gösterilmiştir. Bu durumda rezonans akımı ve i_E akım ifadeleri yazıldığında;

$$i(t) = i_E(t) \sin \omega_r t \quad (3.42)$$

$$i_E(t) = A(1 - e^{-\alpha t}) + B \quad 0 < t < t_{on} \quad (3.43)$$

$$i_E(t) = C e^{-\alpha(t-t_{on})} \quad t_{on} < t < T \quad (3.44)$$

elde edilir. A , B ve C katsayıları bulunacak olunursa;

$$t = 0 \quad i_E(0) = I_{\min} = B \quad (3.45)$$

$$t = \infty \quad i_E(\infty) = I = A + B \quad (3.46)$$

$$t = t_{on} \quad i_E(t_{on}) = C \quad (3.47)$$

elde edilir. Eşitlik 3.45, 3.46 ve 3.47 kullanılarak i_E akımı yazıldığında eşitlikler şu şekilde;

$$i_E(t) = I(1 - e^{-\alpha t}) + I_{\min}e^{-\alpha t} \quad 0 < t < t_{on} \quad (3.48)$$

$$i_E(t) = i_E(t_{on})e^{-\alpha(t-t_{on})} \quad t_{on} < t < T \quad (3.49)$$

olur. I akımı maksimum akım $t_{on}/T = 1$ olduğu durum olup, bu durum Mod I ve Mod II çalışma durumudur. I_{\min} değeri ise $t=0$ durumunda gerçekleşir. Ortalama çıkış gücü;

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_{AB}(t)i(t)dt \quad (3.50)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} v_{AB}(t)i(t)dt \quad (3.51)$$

eşitlikleri ile yazılabilir. Ortalama güç aşağıdaki eşitlik ile de ifade edilebilir.

$$P = \frac{4V_{DA}}{T\pi} \int_0^{t_{on}} i_E(t) \sin^2 \omega_r t dt \quad (3.52)$$

Eşitlik 3.48 ve 3.49'dan yararlanarak güç;

$$P = P_{max} \left[\frac{t_{on}}{T} + \frac{\tau}{T} \left(\frac{1 - e^{-\alpha t_{on}}}{1 - e^{-\alpha T}} \right) \left(e^{-\alpha t_{on}} - e^{-\alpha T} \right) \right] \quad (3.53)$$

$$P_{max} = \frac{2}{\pi} V_{DA} I \cos \phi \quad (3.54)$$

şeklinde yazılabilir. Maksimum güç için $t_{on}/T=1$ olmalıdır. Burada; τ zaman sabiti, ϕ ise faz açısıdır. Faz açısı, rezonans akımı ile temel kare dalga gerilim arasındaki açıdır. Zaman sabiti ve faz açısı sırasıyla aşağıdaki eşitlikler ile hesaplanır [18,96].

$$\tau = \frac{2L}{R'} \quad (3.55)$$

$$\phi = \arctan \left[Q \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right] \right] \quad (3.56)$$

Rezonans frekansında faz açısı 0° dir. PDM periyodu ($T=NTr$), zaman sabitinden çok çok küçük ise ($T \ll \tau$) rezonans akımının genliği pals yoğunluğu ile orantılıdır. Bu durumda çıkış gücü ve pals yoğunluğu arasındaki ilişki yazılırsa;

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} P = P_{max} D^2 \quad (3.57)$$

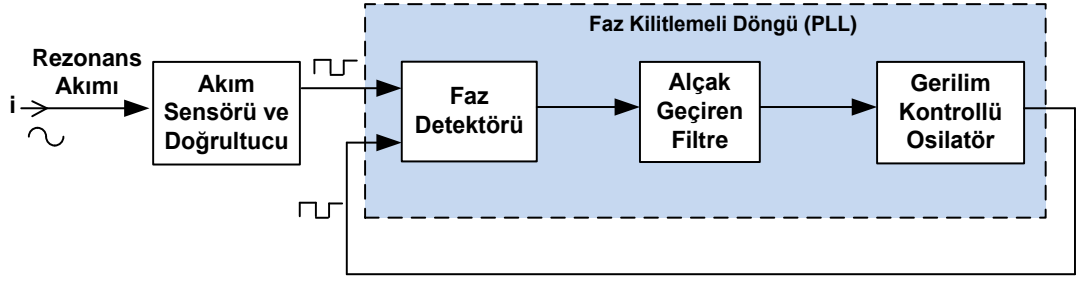
elde edilir. Eğer PDM periyodu ($T=NTr$), zaman sabitinden çok çok büyük ise ($T \gg \tau$) çıkış gücü;

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} P = P_{max} D \quad (3.58)$$

olur [23,93,96].

3.3.3. PLL Kontrol

Giriş sinyali ve çıkış sinyalinin fazını kilitleyen kontrol sistemine PLL kontrol tekniği denir. PLL tekniği ile rezonans kol üzerindeki akım sinyalinin sıfır geçişleri algılanarak sistemin rezonans frekansında kilitlenmesi ve bu şekilde rezonans frekansının hızlı bir şekilde takip edilebilmesi sağlanmaktadır. Bu sayede rezonans frekansında sıfır geçiş noktaları algılanarak yumuşak anahtarlama koşulları elde edilmektedir. PLL kontrol devresinin blok diyagramı Şekil 3.9'da gösterilmiştir.



Şekil 3.9. PLL kontrol devresinin blok diyagramı.

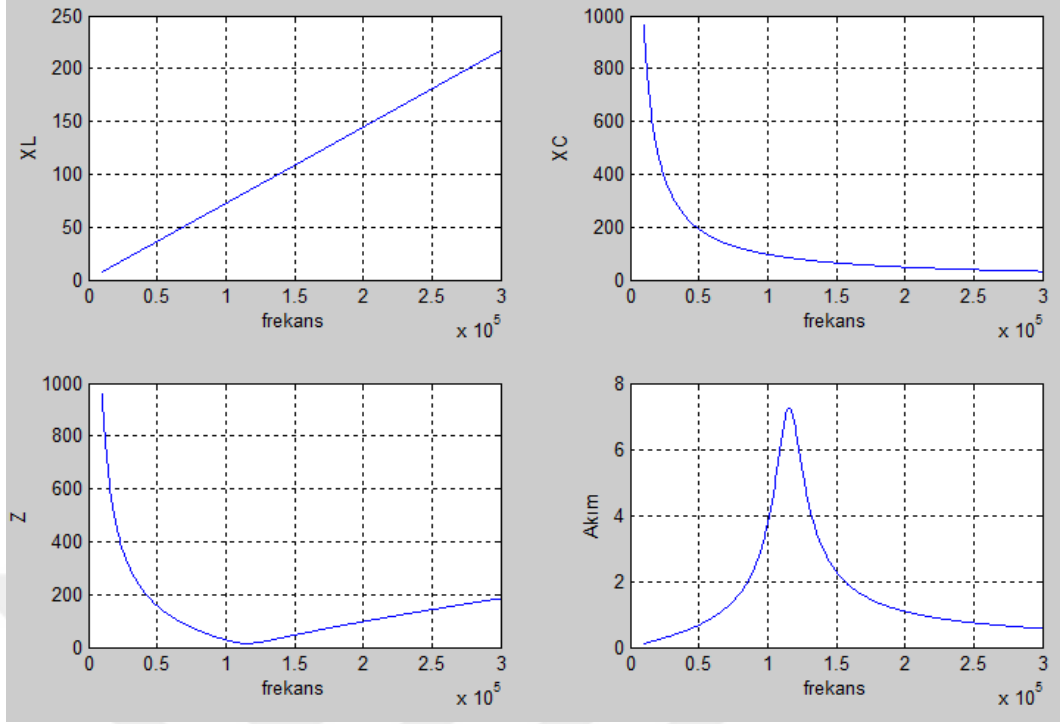
Sistemde PLL kontrol tekniğinin kullanılmaması durumunda ise rezonans frekansı yakalanamayacağından PDM kontrol ve yumuşak anahtarlama da sağlanamaz. Bu yüzden sistemde rezonans frekansının yakalanabilmesi için PLL kontrol tekniği kullanılmalıdır. PDM kontrol devresi ile birlikte kullanılan PLL kontrol devresi iki bölümden oluşmaktadır. Birinci bölüm PLL kontrol devresi, ikinci bölüm ise PDM kontrol devresidir. Birinci bölüm rezonans akımı (i) ile evirici çıkış gerilim (V_{AB}) fazının kilitletiği PLL devresidir. PLL devresi üç kısımdan oluşur. Bunlar sırasıyla faz detektörü, alçak geçiren filtre (LPF) ve gerilim kontrollü osilatördür (VCO). PLL devresinin çalışma mantığı kısaca şu şekildedir: ilk kısım olan faz detektöründe, akım sinyali fazı ve VCO çıkış sinyali fazı karşılaştırılıp bir hata sinyali elde edilir. Faz detektöründen çıkan hata sinyali ikinci kısım olan filtreden geçirilerek son kısımda yer alan VCO'ya uygulanır. Akım sinyalinin frekansı ve VCO çıkışından elde edilen sinyalin frekansı birbirine eşit ise faz farkı sıfırdır, yani belirlenen frekansta kilitleme gerçekleştirilmiştir. PLL devresinin son kısmı olan VCO çıkış sinyali ve üçgen generatör bir karşılaştırıcı ile karşılaştırılarak PWM palsleri elde edilir. PLL devresi ile elde edilen PWM sinyali, PDM kontrol kartının giriş sinyalini oluşturmaktadır. Frekansı değiştirilebilen bu sinyal, kontrol devresinin ikinci bölümünde yer alan PDM lojik devresindeki frekans bölücüye ve paralel giriş seri çıkış (PISO) kaydırmalı kaydediciye uygulanır. Kaydedici için gerekli olan paralel girişler, 16 PDM palsleri olup DSP'nin dijital çıkışından sağlanır [35,93].

3.5. PDM KONTROLLÜ SERİ REZONANS DEVRESİNİN BENZETİM SONUÇLARI

Devreye ait eşitlikler dikkate alınarak devrenin parametreleri hesap edilmiştir. Devrenin giriş gerilimi PV panellerden (altı adet seri bağlı) sağlandığı için PV panellerin maksimum güçteki gerilim değeri 106 V'tur. Dönüştürücünün yük direnci yaklaşık olarak PV sistemin direnç değerine eşit bir değerde olmalıdır. Bu yük direncinin değeri 18 Ω olarak hesap edilmiştir. Eşitlik 3.1'den faydalanılarak etkin direnç değeri $R'=14,6 \Omega$ olarak hesaplanmıştır. Devrenin rezonans frekansının 100 kHz ve üzeri değerde olacağı düşünülerek hesaplama yapılmıştır. Devrenin rezonans parametrelerinin hesaplanabilmesi için bilinmesi gereken en önemli parametrelerden biri de kalite faktörüdür. Rezonans akımının sıfıra düşmeden sönümlü salınım şeklinde kalması kalite faktörünün yeterince büyük olmasına bağlıdır. Yapılan bu çalışmada, konu ile ilgili bazı temel çalışmalar incelenmiş ve kalite faktörünün beş ve üzeri değerde olmasının yeterli olacağı kabul edilmiştir [23,24,97]. Bu değerlere göre rezonans bobini ve kondansatör değerleri Eşitlik 3.29'dan faydalanılarak hesap edilmiştir. Rezonans bobini $L=115 \mu\text{H}$, kondansatör ise $C=16,46 \text{ nF}$ seçilerek analiz ve benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Bu parametre değerlerine göre rezonans frekansı $f_r=116 \text{ kHz}$ ve kalite faktörü $Q=5,72$ olarak hesaplanmıştır. Eşitliklere göre $\alpha=63478,2 \text{ rad/s}$, $\omega_r=726835,55 \text{ rad/s}$, $\omega_d=724058,3 \text{ rad/s}$ ve $Z_o=83,586 \Omega$ olarak hesaplanmıştır.

3.5.1. MATLAB Analiz Sonuçları

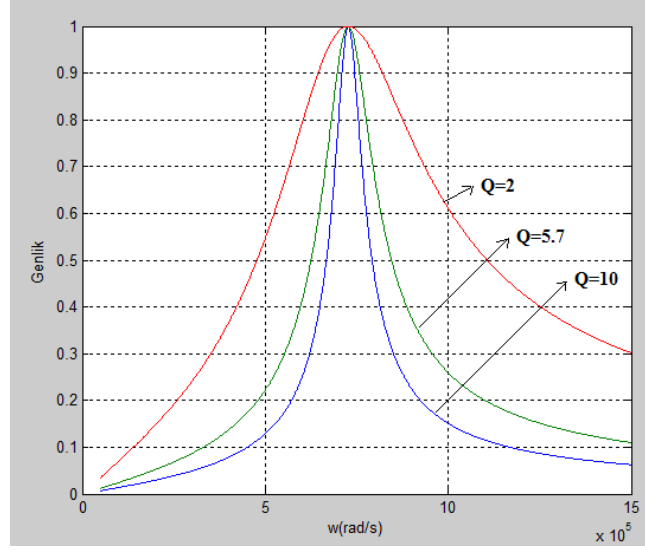
MATLAB programında yapılan yazılım ile devrenin belirlenen parametre değerlerine göre frekans değişiminin devre üzerindeki etkileri incelenmiştir. Devrenin frekans değişimine göre endüktif reaktans, kapasitif reaktans, empedans ve rms akım değişim eğrileri Eşitlikler 3.4, 3.6 ve 3.27'den yararlanılarak Şekil 3.10'daki gibi elde edilmiştir.



Şekil 3.10. Frekans değişimine bağlı olarak devrenin endüktif reaktans, kapasitif reaktans, empedans ve rms akım değişim eğrileri.

Şekil 3.10’da 116 kHz frekansta empedansın en düşük değerde olduğu, akımın ise en büyük değerde olduğu görülmektedir. Bu değer rezonans frekansı olup aynı zamanda endüktif ve kapasitif reaktansların birbirine eşit olduğu frekans değeridir.

Seri RLC devrelerinde kalite faktörünü etkileyen parametrelerden biri de etkin direnç değeridir. Direnç değeri düştükçe kalite faktörü artarken, direnç değerinin artması kalite faktörünü düşürmektedir. Farklı direnç değerlerine ($R_1=8,3 \Omega$ $Q=10$, $R_2=14,6 \Omega$ $Q=5,7$, $R_3=41,8 \Omega$ $Q=2$) göre kalite faktörünün değişim eğrileri Şekil 3.11’de verilmiştir.



Şekil 3.11. Farklı direnç değerlerine göre kalite faktör değişim eğrileri.

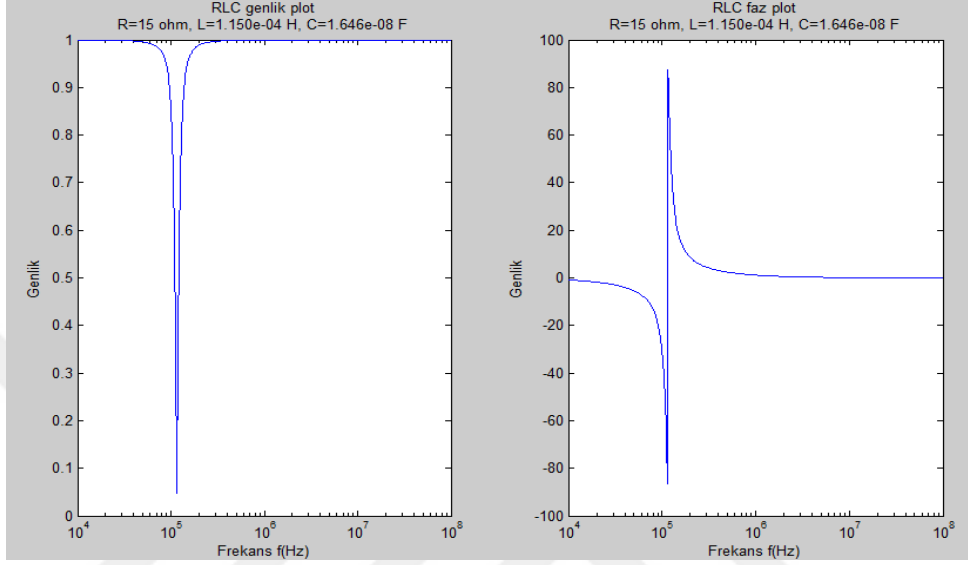
Eğrilerden de görüleceği üzere direnç değeri düştükçe kalite faktörü artmaktadır ($R_1=8,3 \Omega$ $Q=10$). Direnç değeri arttıkça da kalite faktörü düşmektedir ($R_3=41,8 \Omega$ $Q=2$). Kalite faktörünün büyük olması devrenin seçiciliğinin daha iyi olduğunu göstermektedir. Kalite faktörünün düştüğü eğri yayvan bir eğri şeklindedir. Bu da devrenin geniş frekans aralığında çalıştığını gösterir.

Belirlenen kalite faktörüne göre devrenin band genişliği ve band genişliğine karşılık gelen alt ve üst kesim frekans değerleri belirlenmelidir. Üst ve alt kesim frekansının farkına rezonans devresinin frekans band genişliği denir. Band genişliği devrenin frekans aralığının belirlenmesinde kullanılan bir ölçüttür. Band genişliği dar ise devre daha küçük bir frekans bandını seçmektedir. Devre, band genişliği içerisinde kalan frekansları, diğer frekanslardan daha iyi ayırmaktadır. Band genişliğinin dışına çıkıldıkça devre akımı düşer. Band genişliği (BW) Eşitlik 3.59'dan hesaplanır [84].

$$BW = \frac{R'}{L} \quad (3.59)$$

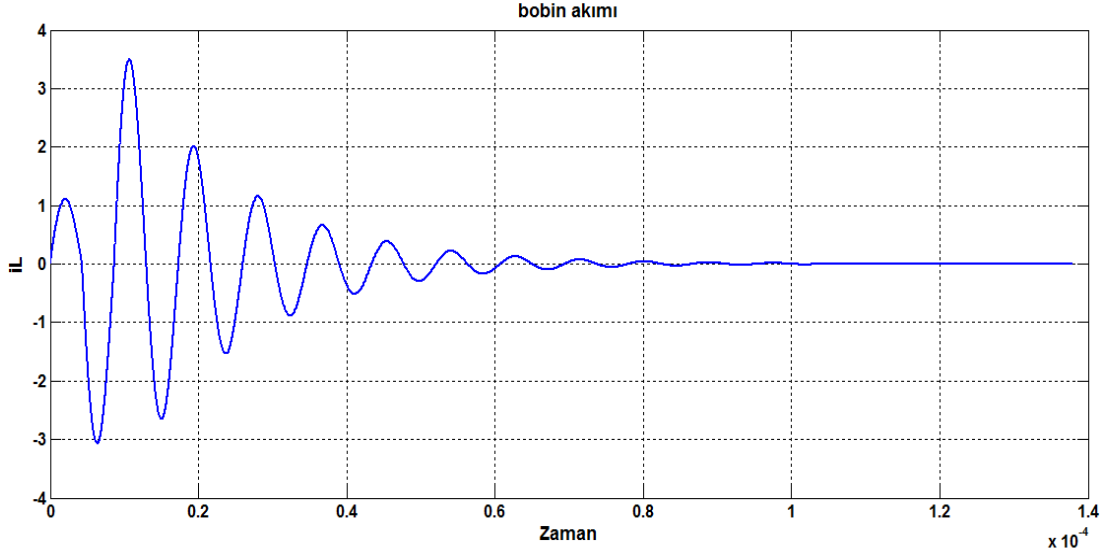
Eşitlik 3.59'dan faydalanılarak MATLAB yazılımı ile devrenin band genişliği 125500 rad/s, alt kesim frekansı 106016,8 Hz ve üst kesim frekansı 126222,8 Hz olarak hesaplanmıştır. Frekans aralıklarına karşılık gelen direnç değerleri de (sınır değerler) belirlenmelidir. Buna göre, devrenin alt sınır direnç değeri $R_{alt}=13,4393 \Omega$,

üst sınır direnç değeri ise $R_{üst}=16 \Omega$ olarak bulunmuştur. Bu veriler devrenin band genişliğinin küçük olduğunu göstermektedir. Bu durumda devrenin seçiciliğinin iyi olduğu görülmektedir. Şekil 3.12’de devrenin frekansa bağlı genlik ve faz çizimi gösterilmiştir.

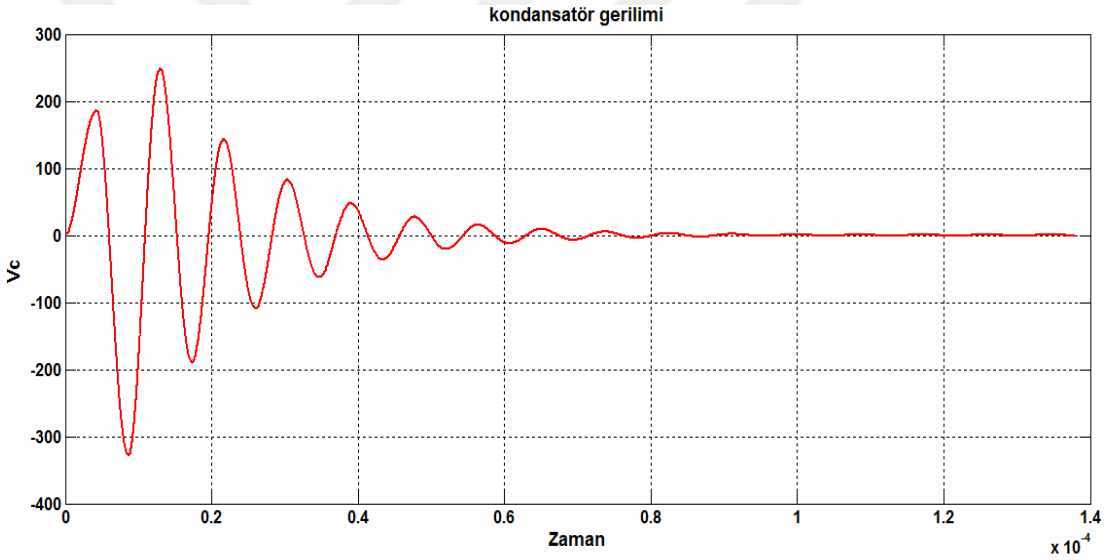


Şekil 3.12. Devrenin band genişliği.

Seri rezonans DA-DA güç dönüştürücü eşdeğer AA devresinin rezonans akımı ve kondansatör gerilimi, Ek A’da verilen MATLAB kodları kullanılarak PDM 1/16 için analiz edilmiş ve elde edilen eğriler Şekil 3.13’te gösterilmiştir. Aynı zamanda programda yarım ve tam periyottaki akım ve gerilim değerleri (Eşitlik 3.16 ve 3.20 kullanılarak) hesaplanmıştır. MATLAB programında elde edilen değerler ile matematiksel olarak hesaplanan değerler karşılaştırılmıştır.



(a)



(b)

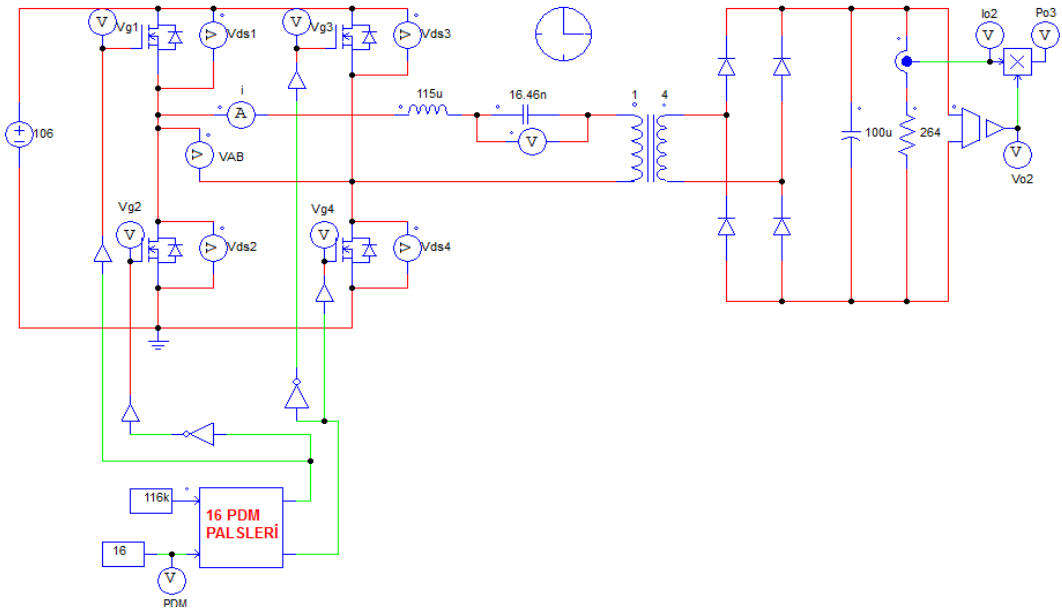
Şekil 3.13. MATLAB programından elde edilen a) rezonans akımı ve b) kondansatör gerilim eğrileri.

MATLAB programında hesaplatılan değerlere göre yarım periyotta $V_{c01}=186,4628$ V, $i_{01}=0,0202$ A, tam periyotta $V_{c02}=328$ V, $i_{02}=0,0712$ A olarak bulunmuştur. Rezonans akımının rms değeri programda 0,7881 A hesaplatılmıştır. Matematiksel analizlerde ise yarım periyot için $V_{c1}=186,46$ V, $i_{L1}=0,02$ A, tam periyot için $V_{c2}=328,06$ V ve $i_{L2}=0,072$ A olarak hesaplanmıştır. Yine matematiksel analizlere

göre ilk yarım periyot için akımın tepe değeri $I_m=1,105$ A, tam periyot için $I_m=3,13$ A bulunmuştur.

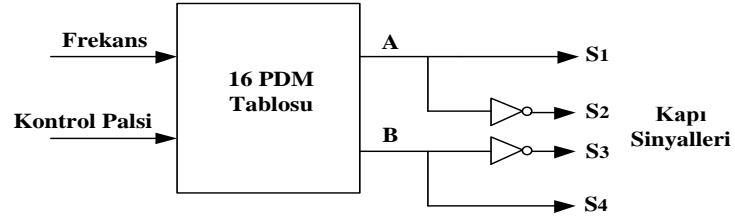
3.5.2. Devrenin PSIM Benzetimi

Yapılan matematiksel analizlere ve MATLAB programında yapılan yazılım ile elde edilen sonuçlara göre seri rezonans DA-DA güç dönüştürücü devrenin PSIM programında benzetimi gerçekleştirilmiştir. PDM tablosunun test edilmesi amacıyla MPPT algoritması olmadan frekans ve kontrol pulsü dışarıdan girilerek (manuel) devrenin PSIM programındaki benzetimleri yapılmış olup ekran görüntüsü Şekil 3.14'te gösterilmiştir.



Şekil 3.14. Devrenin PSIM programındaki şeması.

Devrenin anahtarlama sinyallerinin elde edilebilmesi için 16 döngülü ($N=16$) PDM tablosu PSIM 10.0 programında basitleştirilmiş C bloğu içerisine yazılmıştır. Kapı sürme sinyallerinin blok şeması Şekil 3.15'te verilmiştir.



Şekil 3.15. Kapı sürme sinyallerini gösteren blok şeması.

PDM tablosunun çıkışından elde edilecek A ve B sinyallerini oluşturan 0 ve 1 bitleri, aşağıdaki gibi C bloğu içerisine yazılmıştır.

A sinyali için;

A1 = [10];

B1 = [1000];

C1 = [1010101010101010001010101010101010101000];

D1 = [101010100010101010101000101010101000];

E1 = [10101000101010001010100010101000];

F1 = [10101000101000101000101000101000];

G1 = [10100010100010001010001010001000];

H1 = [10001000100010100010001000101000];

I1 = [10001000100010001000100010001000];

K1 = [10001000100010001000100010000000];

L1 = [10001000100000001000100010000000];

M1 = [00001000100000001000100000001000];

N1 = [10000000100000001000000010000000];

O1 = [10000000001000000000100000000000];

P1 = [10000000000000000010000000000000];

R1 = [10000000000000000000000000000000];

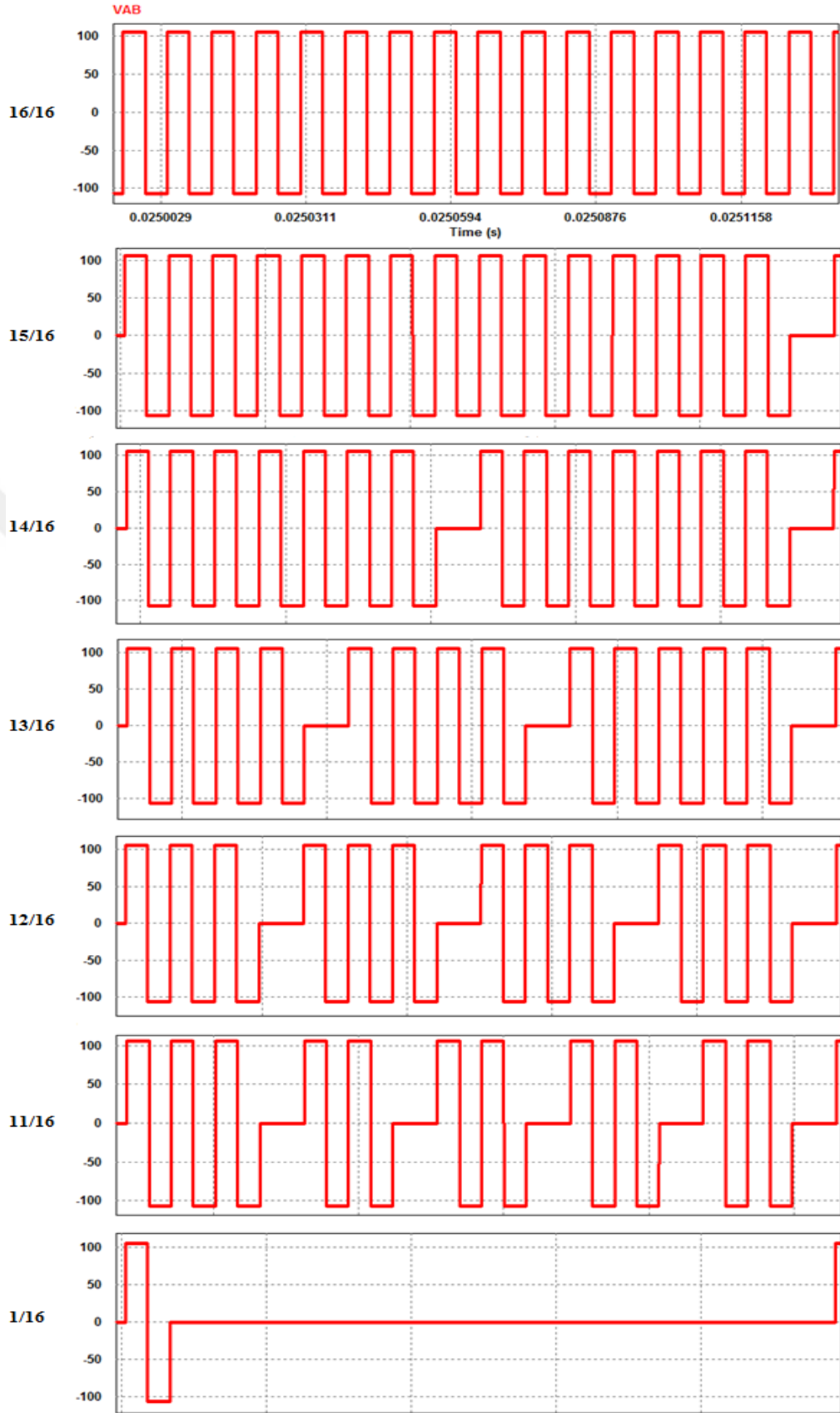
B sinyali için;

A2 = [10];

B2 = [101010101010101010101010101010101011];

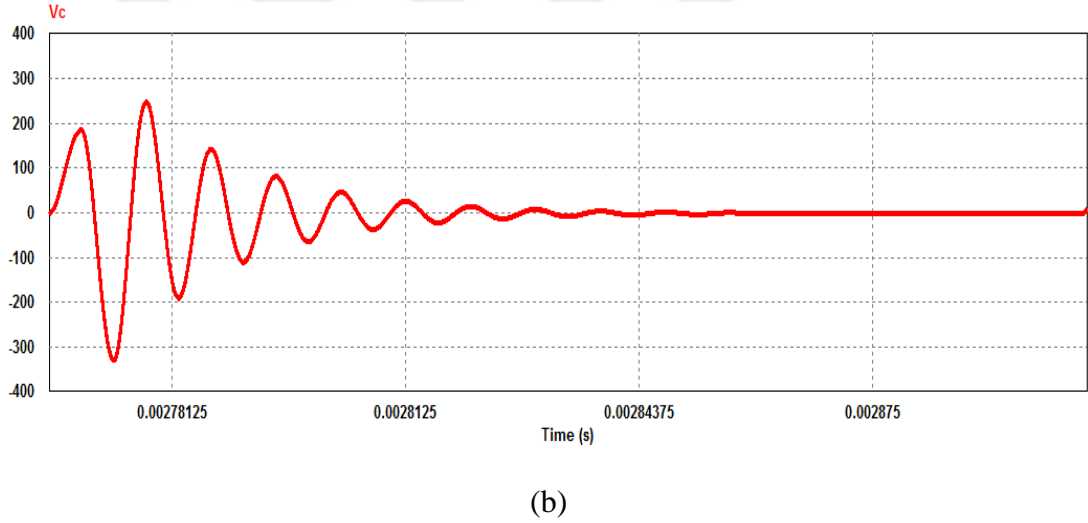
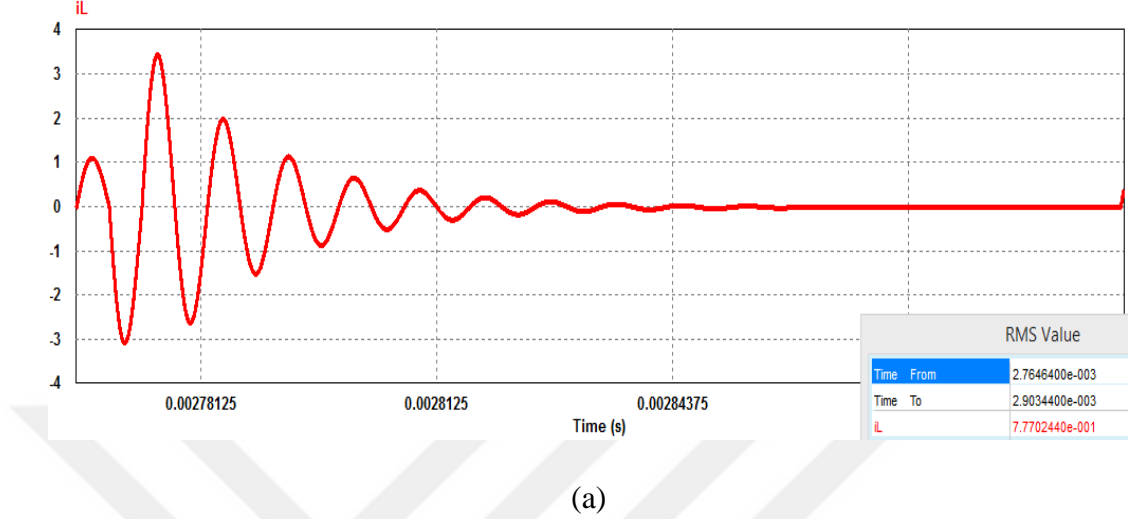
C2 = [10101010101010111010101010101011];
D2 = [10101010111010101010111010101011];
E2 = [10101011101010111010101110101011];
F2 = [10101011101011101011101011101011];
G2 = [10101110101110111010111010111011];
H2 = [10111011101110101110111011101011];
I2 = [10111011101110111011101110111011];
K2 = [10111011101110111011101110111111];
L2 = [10111011101111111011101110111111];
M2 = [11111011101111111011101111111011];
N2 = [10111111101111111011111110111111];
O2 = [101111111101111111101111111111];
P2 = [101111111111111101111111111111];
R2 = [101111111111111111111111111111];

Devrenin rezonans frekansı olan 116 kHz frekans değeri sabit olarak girilerek hazırlanan 16 PDM tablosunun doğru şekilde çalışıp çalışmadığı kontrol palsleri değiştirilerek test edilmiştir. Aynı zamanda devreden geçen akım ve kondansatör gerilim değerleri de incelenmiştir. Elde edilen PDM anahtarlama şekilleri sırasıyla Şekil 3.16’da gösterilmiştir.



Şekil 3.16. PDM anahtarlama şekilleri.

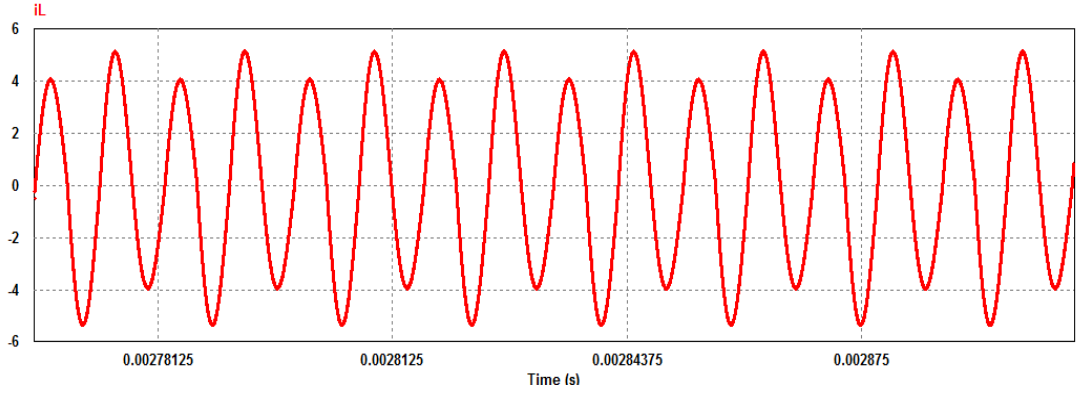
Benzetim çalışmasında, PDM $D=1/16$ yapılarak devrenin rezonans akımı ve kondansatör üzerindeki gerilim değerleri Şekil 3.17’de gösterilmiştir.



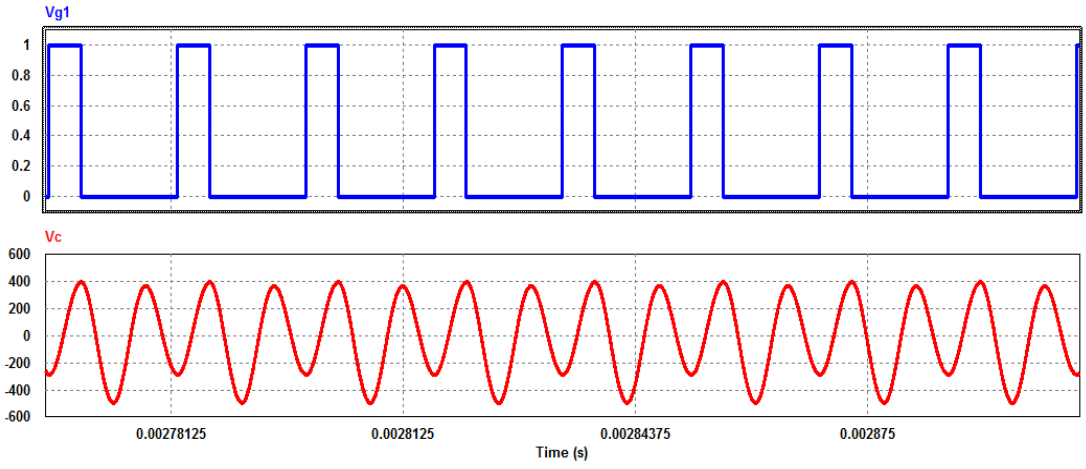
Şekil 3.17. $D=1/16$ iken devredeki a) rezonans akımı ve b) kondansatör gerilimi.

PSIM benzetim çalışmasından PDM $1/16$ için devreden geçen rezonans akımının rms değeri 0,77 A ve ilk yarım periyotta akımın tepe değeri 1,1 A olarak bulunmuştur.

PDM $8/16$ için devrenin rezonans akımı ve kondansatör gerilim eğrileri Şekil 3.18’de verilmiştir.



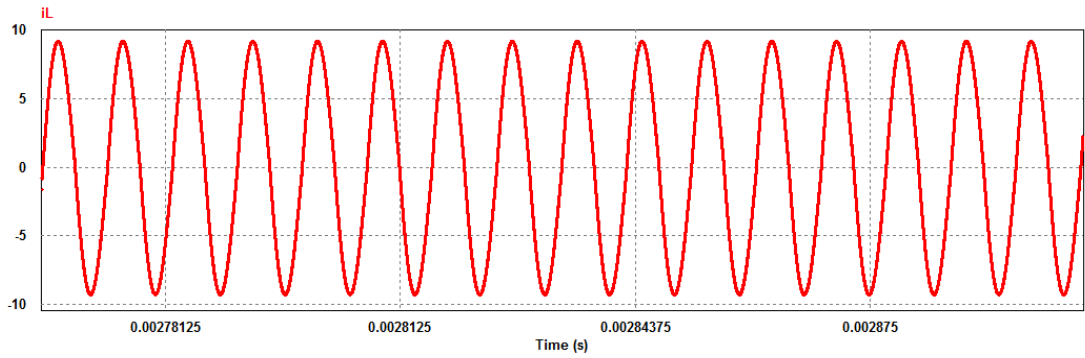
(a)



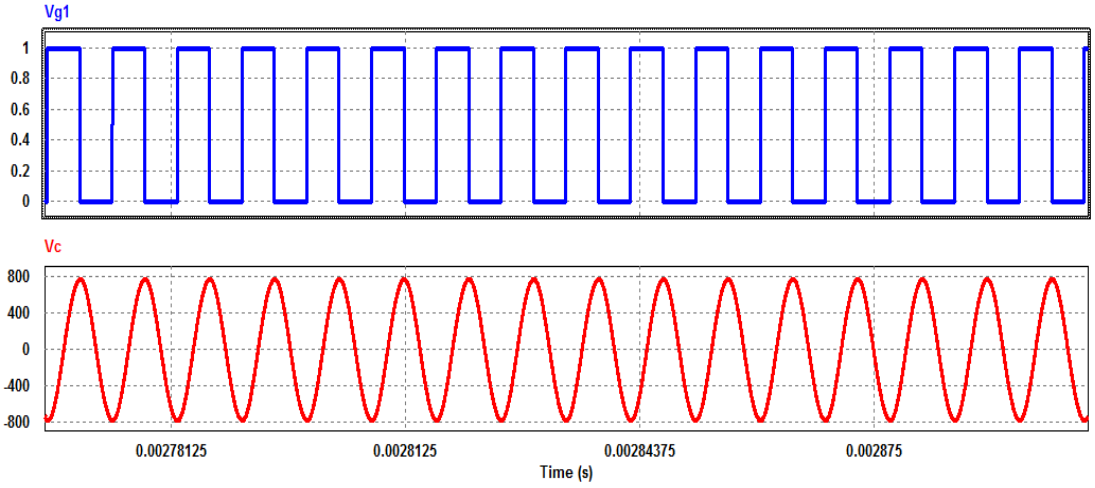
(b)

Şekil 3.18. $D=8/16$ iken devredeki a) rezonans akımı ve b) kapı-kaynak gerilimi ve kondansatör gerilimi.

PDM 16/16 için devrenin rezonans akımı ve kondansatör gerilim eğrileri Şekil 3.19'da verilmiştir.



(a)



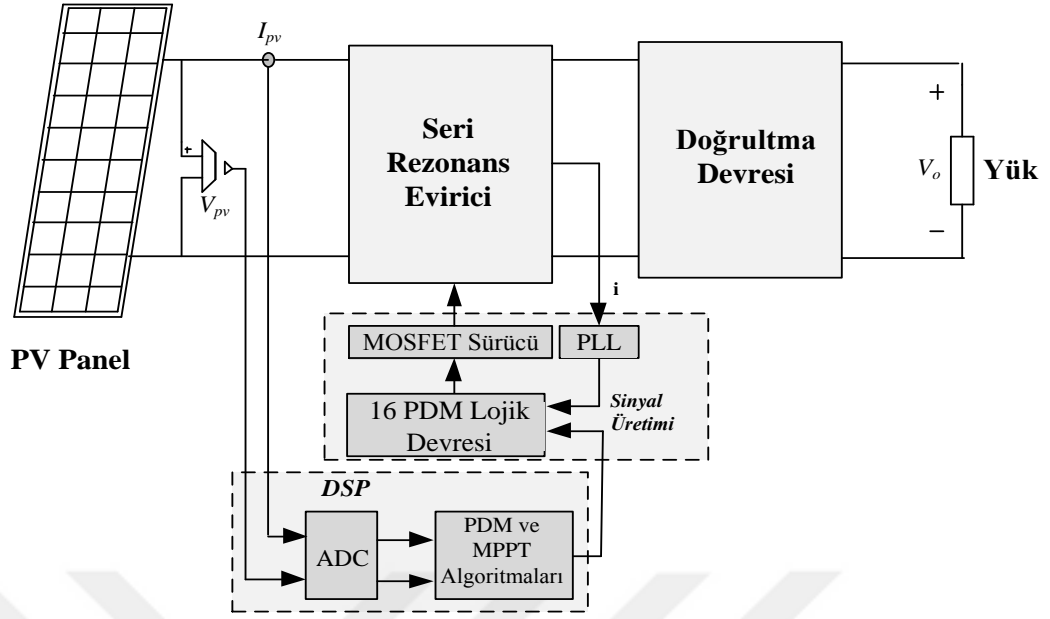
(b)

Şekil 3.19. $D=16/16$ iken devredeki a) rezonans akımı ve b) kapı-kaynak gerilimi ve kondansatör gerilimi.

Devrenin matematiksel, MATLAB ve PSIM programlarındaki analiz çalışmalarından elde edilen sonuçlar birbirine yakın bulunmuştur. Elde edilen değerlere göre yapılan çalışmaların birbiri ile tutarlı olduğu görülmüştür. Bunun sonucunda devrenin deneysel çalışmalarında kullanılmak üzere elemanların seçimi, hesabı ve tasarımı gerçekleştirilmiştir.

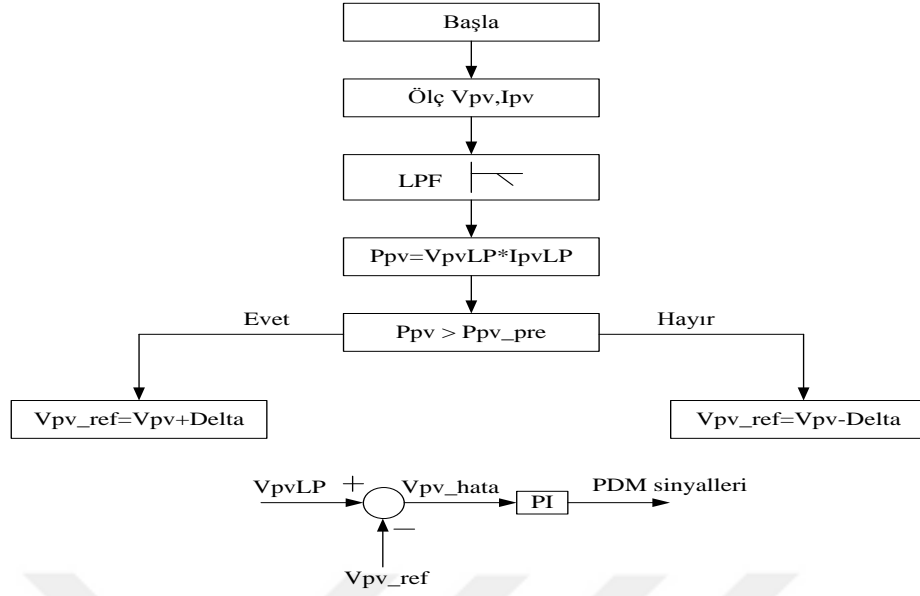
3.6. REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLÜ MPPT SİSTEMİ

Tasarımı ve uygulaması gerçekleştirilen PDM kontrollü MPPT sisteminin blok şeması Şekil 3.20’de verilmiştir.



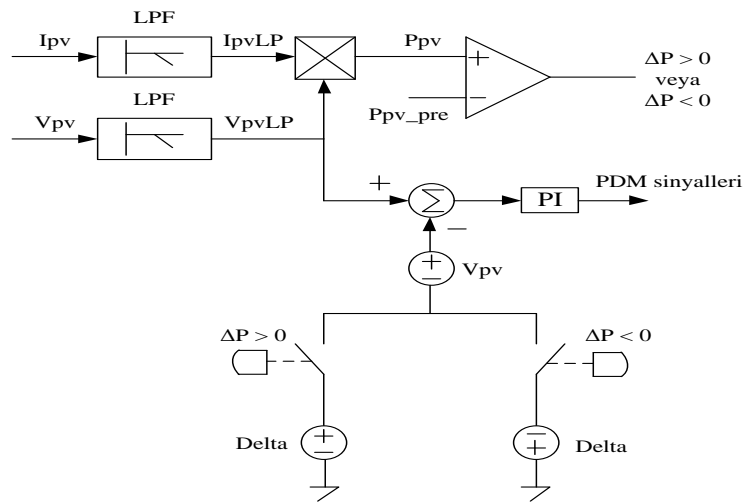
Şekil 3.20. PDM kontrollü MPPT sisteminin blok şeması.

Puls yoğunluğunun değişimi, PV panellerinden alınan güç miktarının değişimine bağlıdır. Silinen iletim puls sayısı arttıkça güç düşmektedir. Hem 16 döngülü PDM tablosu hem de PI kontrollü P&O MPPT algoritması PSIM programının içerisinde yer alan basitleştirilmiş C bloğu içerisine yazılmıştır. PDM tekniğine uyarlanmış ve küçük adımlı referans gerilim metoduna göre ayarlanan PI kontrollü P&O MPPT algoritmasının akış şeması Şekil 3.21’de gösterilmiştir. PI kontrollü P&O MPPT algoritması, güç değişimine göre referans gerilimin ayarlanmasıyla gerçekleştirilmiştir. PV panellerden ölçülen akım ve gerilim değerlerinde parazitler olabilir. Bu parazitlerin ortadan kaldırılarak MPP’nin doğru bir şekilde takip ettirilebilmesi için sistemde alçak geçiren filtre kullanılmıştır. PV panellerden ölçülüp filtreden geçirilen akım ve gerilim değerleri çarpılarak güç bilgisi elde edilmiş ve bir önceki güç değeri ile kıyaslanmıştır. Eğer hem güç hem de gerilim artmışsa, puls yoğunluk oranı arttırılmıştır. Eğer hem güç hem de gerilim azalıyorsa yine puls yoğunluk oranı arttırılmıştır. Buna karşın, güç veya gerilimden biri azalıyor diğeri artıyor ise puls yoğunluğu azaltılarak maksimum güç noktası takip ettirilmiştir. Böylece PV panelden elde edilecek olan maksimum güç, PDM kontrol yöntemi ile sağlanarak yüke maksimum güç transferi yapılmıştır.



Şekil 3.21. PI kontrollü P&O MPPT algoritmasının akış şeması.

PI kontrollü P&O MPPT algoritmasının blok diyagramı Şekil 3.22’de verilmiştir. Pals yoğunluğunun artması veya azalması, güç değişimine bağlı olarak referans gerilimin ayarlanması ile gerçekleştirilmiştir. Filtreden geçirilen PV gerilimi ile elde edilen referans gerilim (V_{pv_ref}) değerinin farkı hata değerini verir. Hata gerilim değeri de PI kontrolörden geçirilerek PDM sinyalleri oluşturulur. Eğer güç değişimi sıfırdan büyükse V_{pv} değerine belirlenen delta değeri ilave edilerek pals yoğunluğu artırılır. Güç değişimi sıfırdan küçükse V_{pv} değerinden delta değeri çıkartılarak pals yoğunluğu azaltılır.



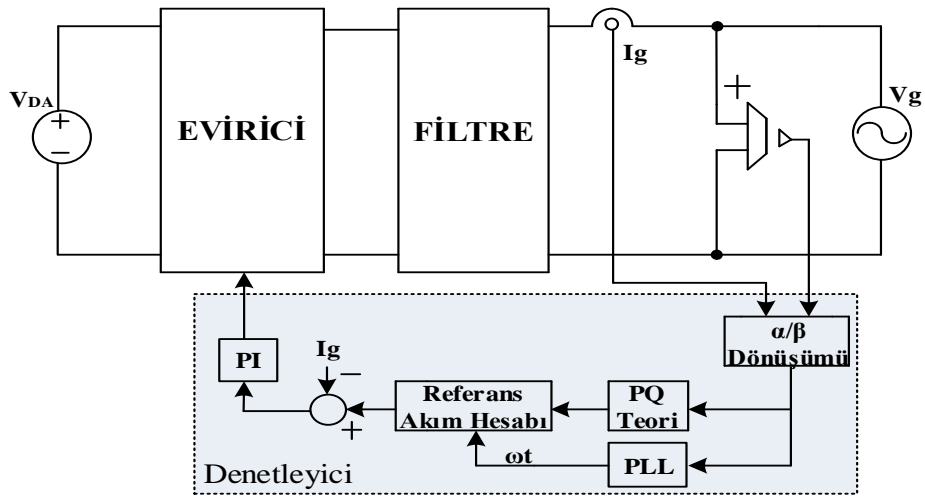
Şekil 3.22. PI kontrollü P&O MPPT algoritmasının blok diyagramı.

BÖLÜM 4

BİR FAZLI ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİ SİSTEMİNİN ANALİZİ VE KONTROLÜ

4.1. BİR FAZLI ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİ

PV sistem uygulamalarında iki farklı modda çalışan eviriciler kullanılmaktadır. Bunlar; ada modu çalışan eviriciler ve şebeke etkileşimli eviricilerdir. Ada modu çalışmada evirici PV sistemin ürettiği doğru gerilimi alternatif gerilime çevirir ve bununla sadece yükleri besler, yani şebekeye bağlantı söz konusu değildir. Enerjinin devamlılığı için genellikle bir akü grubu kullanılır. Şebeke etkileşimli eviriciler şebeke ile paralel çalışmakta ve enerji kaynağının ürettiği enerjiyi şebekeye aktarabilme yeteneğine sahiptirler. İhtiyaç fazlası olan enerji şebekeye aktarılabilmesi için verimli bir çalışma sağlarlar. Şebeke etkileşimli eviriciler doğru gerilimi alternatif gerilime çevirmekle birlikte şebeke geriliminin frekansı ve genliği ile senkronize olarak çalışırlar [98,99]. Bir fazlı şebeke etkileşimli evirici devresinin blok şeması Şekil 4.1’de gösterilmiştir.



Şekil 4.1. Bir fazlı şebeke etkileşimli evirici devresinin blok şeması.

Bir eviricinin şebeke ile senkronize şekilde çalışabilmesi için eviricide bulunması gereken özellikler şunlardır;

1. Eviricinin şebekeye aktardığı akım sinüs şeklinde olup akımın harmonikleri yönetmeliklerde belirtilen sınır değerleri içinde olmalıdır.
2. Güç faktörü 1'e yakın olmalıdır.
3. Eviricideki anahtarların yüksek frekansta anahtarlanması nedeniyle oluşan radyo girişimi kontrol altına alınmalıdır.
4. Şebekenin enerjisi kesildiğinde evirici şebekeden ayrılmalıdır.
5. Sistemin yüksek verimlilikte olabilmesi için eviricinin PV panellerden her zaman maksimum güç çekebilmesi gerekir [100,101].

4.1.1. Evirici Filtresinin Belirlenmesi

Şebeke etkileşimli eviricilerde, şebekeye aktarılan temel frekans akımının THD değeri IEC 61727, IEEE 1547-2003 ve IEEE 929-2000 uluslararası standartlara göre % 5'in altında olması gerekir. Bu standartlara uyularak akımın şebekeye aktarılabilmesi için eviricinin çıkışında mutlaka bir filtre kullanılmalıdır. Evirici çıkış filtreleri L, LC, LCL ve LLCL olmak üzere dört grupta incelenebilir [28,29].

Filtrelerin birbirlerine göre avantajları ve dezavantajları bulunmaktadır. L filtrenin transfer fonksiyon çözümü ve tasarımı diğer filtrelere göre kolaydır. L filtrede endüktans değeri küçük seçilirse eviricinin anahtarlama frekansının yüksek olması gerekir. Bu da sistemin donanımsal (anahtar elemanlar, sürücü vb.) olarak maliyetini artırır ve yapımını zorlaştırır. Bu dezavantajların giderilebilmesi için filtre endüktans değerinin artırılması gerekir. Fakat filtrenin büyük bir endüktansa sahip olması sistemin hantallaşmasını sağlamakla birlikte maliyetini de düşürmez. Aynı zamanda L filtre ile uluslararası standart değerlerinin elde edilmesi oldukça zordur [31,102,103]. Sistemde filtre boyutunun düşürülerek maliyetin azaltılması LC ve LCL filtreleri ile gerçekleştirilebilir. Ayrıca L filtreye göre daha düşük THD değerleri elde edilir.

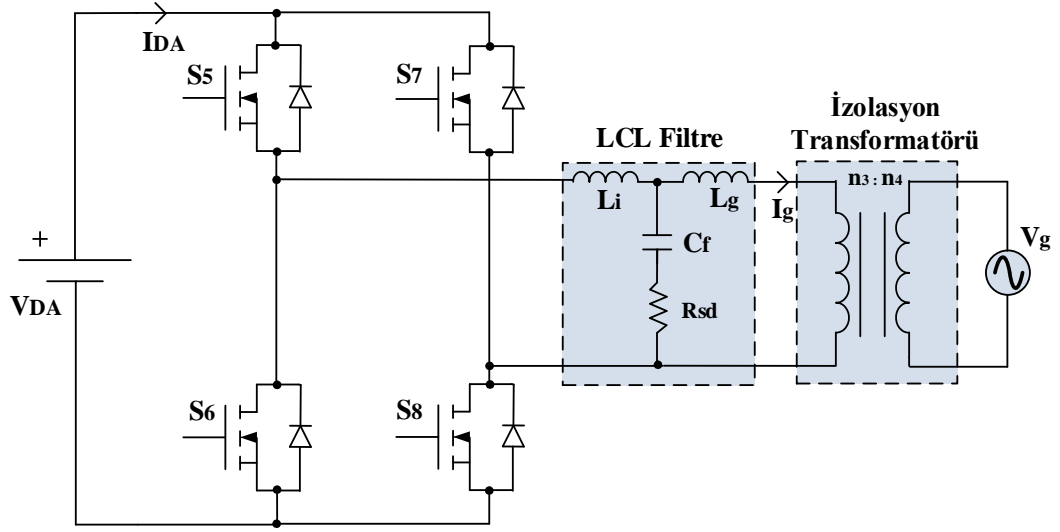
LC filtre, ikinci dereceden bir filtre olup genellikle güç kaynağı ve şebekeden bağımsız sistemlerde tercih edilmektedir. Şebekeye bağlı sistemlerde kullanılan LC filtrede bazı problemler oluşur. Bunlardan biri LC filtrede kondansatör, bobine paralel bağlandığından yüksek frekanslarda düşük empedans elde edilse dahi yüksek frekans harmoniklerin geçmesidir. Bu da yüksek ani akımların oluşmasına neden olur. Diğer bir problem ise şebekenin kendi endüktansının LC filtreye seri bağlı olmasıdır. Dolayısıyla sisteme LC filtre bağlanmış olsa dahi aslında LCL filtre durumu oluşur. Bu yüzden LC filtrenin şebekeye bağlı bir şekilde analizinin ve tasarımının yapılması zordur [104-106].

En yaygın kullanılan filtre çeşidi LCL filtredir. Bu filtre üçüncü dereceden bir filtre olup, diğer filtre çeşitlerine göre daha küçük boyutta ve maliyeti daha düşüktür. Fakat LCL filtrede kullanılan C kondansatörü, güç faktörünün düşmesine neden olur. Güç faktörünün 1'e yakın olması isteniyorsa C kondansatörünün değeri Eşitlik 4.5'teki hesaplanan değere yakın olmalıdır [36]. Ayrıca LCL filtrenin parametrelerinin belirlenmesi daha karmaşıktır. Örneğin L filtre için sadece akımın dalgalanma miktarı önemli iken LCL filtrede akımın dalgalanma oranı, rezonans frekansı, güç değerleri vb. kısımlar parametrelere etki eder. Bununla birlikte sistemin kararlı halde kalabilmesi için parametrelerin doğru bir şekilde hesaplanması gerekir [107-109].

LLCL filtre ile maliyet ve boyut en düşük düzeyde olup harmonikler daha iyi filtre edilir. Fakat sistemin kararlı hal durumunda kalması oldukça zordur [110,111].

4.1.2. Filtre Parametrelerinin Hesabı

Bir fazlı şebeke etkileşimli evirici tasarımı için sistemin kararlı hal durumunda kalabilmesi, maliyet ve boyut gibi faktörler düşünüldüğünde en uygun filtre çeşidinin LCL filtre olduğu görülmektedir. LCL filtreli bir fazlı şebeke etkileşimli eviricinin bağlantı şeması Şekil 4.2'de gösterilmiştir.



Şekil 4.2. LCL filtreli bir fazlı evirici.

LCL filtre parametrelerini belirlemeden önce bir fazlı eviricinin parametrelerinin belirlenmesi gerekir. Çalışmada kullanılan parametre değerleri aşağıdaki tabloda yer almaktadır.

Çizelge 4.1. Evirici devresi için gerekli olan parametre değerleri.

Evirici Parametreleri	
Parametre	Değer
Şebeke Gerilimi (V_g)	110 V
Eviricinin Çıkış Gücü (P_n)	600 W
DA Bara Gerilimi (V_{DA})	400 V
Şebeke Frekansı (f)	50 Hz
Anahtarlama Frekansı (f_{sw})	10 kHz

İlk hesaplanması gereken parametre, evirici tarafındaki bobinin (L_i) endüktans değeridir. Bunun için şebekeye aktarılan maksimum akımının % 20 dalgalanma oranı (a) ile akım değişimi;

$$\Delta I_{L-\max} = a \cdot \frac{P_n \sqrt{2}}{V_g} \quad (4.1)$$

formülü ile bulunur. Filtre devresinin empedans ve kapasite değerleri Eşitlik 4.2 ve 4.3 ile hesaplanır.

$$Z_b = \frac{V_g^2}{P_n} \quad (4.2)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_n \cdot Z_b} \quad (4.3)$$

Evirici tarafındaki bobinin endüktans değeri;

$$L_i = \frac{V_{DA}}{16 \cdot f_{sw} \cdot \Delta I_{L-max}} \quad (4.4)$$

formülü ile bulunur [112,113]. Filtre kondansatörünün değeri belirlenirken idealde bulunan C_b değerinin % 5'i alınır. Fakat filterinin endüktif reaktansını kompanse edebilmesi için % 5'ten daha büyük bir faktör (k) seçilebilir. Bu durumda filtre kondansatörü;

$$C_f = k \times C_b \quad (4.5)$$

formülü ile hesaplanır [107]. Şebeke tarafındaki bobinin endüktans değeri (L_g) belirlenirken şebeke ile evirici tarafındaki bobinler arasında bir ilişki vardır. Bu ilişki değeri "r" katsayısı ile gösterilir. Bu değer $0 < r \leq 1$ aralığındadır. Bu katsayı değeri yüksek güç uygulamalarında 1 alınabilir. Fakat şebeke etkileşimli eviricilerde, şebeke tarafındaki endüktans değeri de düşünülerek daha küçük bir katsayısı belirlenebilir. Bu durumda L_g değeri;

$$L_g = r \cdot L_i \quad (4.6)$$

formülü ile bulunur [112-114]. Eşitlikler yardımıyla $L_i=3,24$ mH, $C_f=7,892$ μ F ve $L_g=0,972$ mH olarak hesaplanmıştır. LCL filtrenin parametreleri belirlendikten sonra rezonans frekansı hesaplanabilir. Rezonans frekansı, anahtarlama frekansından

düşüktür. Çünkü LCL filtrenin anahtarlama frekansı içerisinde filtreleme görevini yerine getirebilmesi gerekir. Rezonans frekansı;

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_i + L_g}{L_i \cdot L_g \cdot C_f}} \quad (4.7)$$

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_i + L_g}{L_i \cdot L_g \cdot C_f}} \quad (4.8)$$

formülü ile hesaplanır. Aynı zamanda rezonans frekansı Eşitlik 4.9'da gösterilen aralıklarda yer almalıdır [113,114].

$$10 f < f_{res} < 0,5 f_{sw} \quad (4.9)$$

Osilasyonların azaltılması ve filtrenin kararsız hal durumunun engellenebilmesi için kondansatöre seri bir direnç bağlanır. Bu çözüme “pasif sönümleme” denir. Basit ve güvenilir bir çözüm olmasına rağmen ısı kayıplarının artmasından dolayı filtre verimini düşürür. Pasif sönümleme yüksek güç uygulamaları için önemli miktarda güç kaybı oluştururken, düşük güç uygulamaları için oluşan güç kaybı ihmal edilebilir. Sönümleme direnci (R_{sd}) Eşitlik 4.10'daki gibi hesaplanır [103,113-116].

$$R_{sd} \geq \frac{1}{3 \cdot \omega_{res} \cdot C_f} \quad (4.10)$$

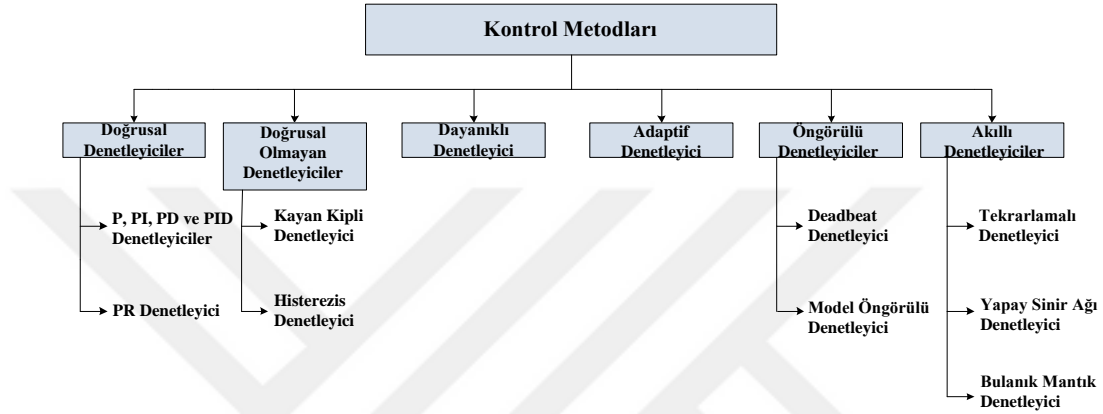
DA bara tarafına bağlanacak kondansatörün değeri aşağıdaki eşitlik ile hesaplanır [117,118].

$$C_{DA} \geq \frac{P_n}{2 \cdot \omega_n \cdot V_{DA} \cdot 0,1 \cdot V_{DA}} \quad (4.11)$$

Tasarlanan sistemde sönümleme direnci olarak 4,7 Ω 50 W değerinde alüminyum direnç, DA barası için 1000 μ F 450 V değerinde kutuplu kondansatör kullanılmıştır.

4.2. EVİRİCİ KONTROL METODLARI

Şebeke etkileşimli eviricilerde kontrol sistemi ile gerilim, akım ve güç gibi parametreler kontrol edilebilir. Bu parametrelerin kontrolü için birçok kontrol metodu yer almaktadır. Genel olarak kullanılan denetleyiciler altı kategoriye ayrılmıştır. Şekil 4.3'te kullanılan kontrol metodları gösterilmiştir [31,119].



Şekil 4.3. Evirici kontrol metodları.

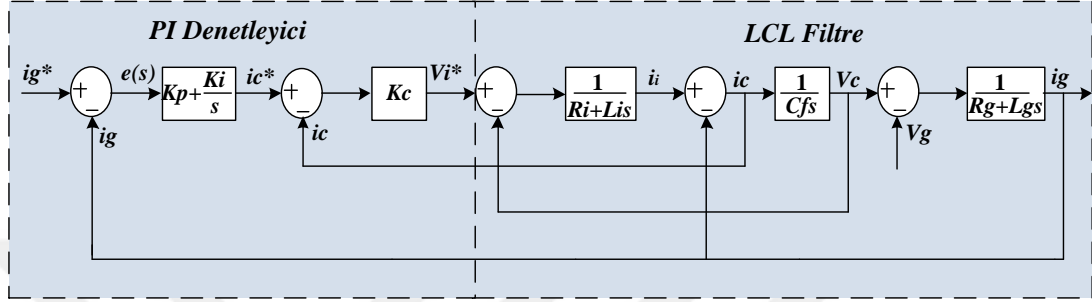
Doğrusal denetleyiciler, geleneksel geri bildirim kontrol teorisi ile analiz edilir ve tasarlanır. Diğer denetleyiciler, iyi bir dinamik tepki gösterirler ancak sistemde bir zaman gecikmesi oluştururlar. Bu yüzden çoğunlukla doğrusal kontrol teknikleri tercih edilir. Doğrusal akım kontrol teknikleri arasında PI ve PR en çok kullanılanlardır. Özellikle PI denetleyici, basit olması nedeniyle endüstriyel uygulamalarda da çokça kullanılmaktadır. PI denetleyicinin transfer fonksiyonu Eşitlik 4.12'de gösterilmiştir.

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.12)$$

Burada, K_p oransal ve K_i ise integral kazanç değerlerini gösterir [120-123].

4.2.1. PI Kontrol Parametrelerinin Belirlenmesi

Bir fazlı şebeke etkileşimli eviricinin denetleyici ve LCL filtre analizinin gerçekleştirilebilmesi için sistemin transfer fonksiyonunun çıkartılması gerekir. Şekil 4.4'te sistemin blok şeması verilmiştir.



Şekil 4.4. LCL filtreli bir fazlı şebeke etkileşimli eviricinin PI kontrol döngüsü.

Blok şeması PI denetleyici ve LCL filtreden oluşmaktadır. V_i^* denetleyici çıkışıdır. Kontrol döngü analizine, Mason kazanç formülü uygulanarak açık ve kapalı döngü transfer fonksiyonları aşağıdaki gibi elde edilir [124].

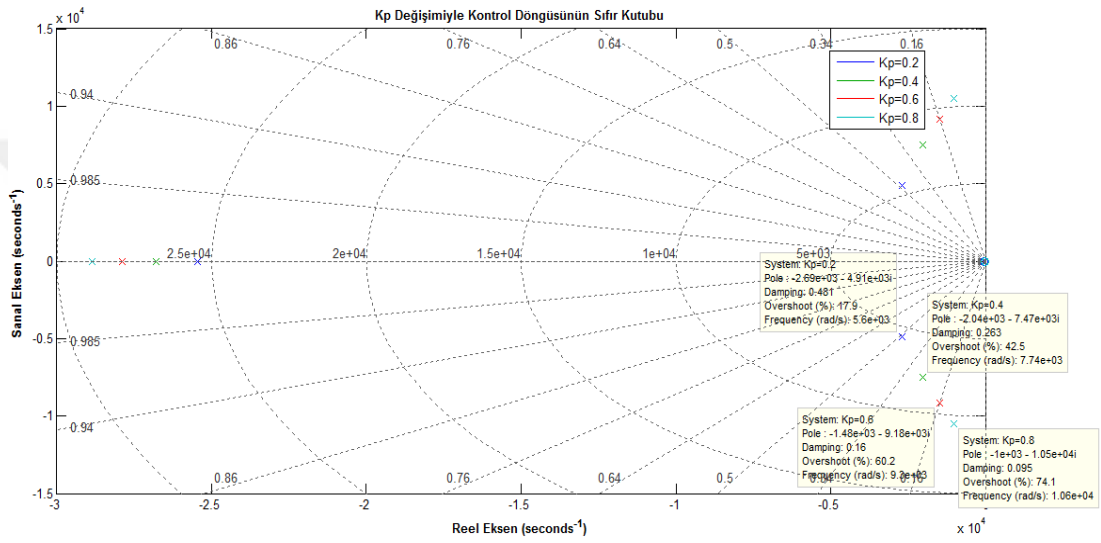
$$G_o(s) = \frac{i_g}{i_g^* - i_g} = \frac{A_0 s + A_1}{B_0 s^4 + B_1 s^3 + B_2 s^2 + B_3 s} \quad (4.13)$$

$$G_c(s) = \frac{i_g}{i_g^*} = \frac{A_0 s + A_1}{B_0 s^4 + B_1 s^3 + B_2 s^2 + (B_3 + A_0)s + A_1} \quad (4.14)$$

Burada, $A_0=K_p.K_c$, $A_1=K_i.K_c$, $B_0=L_i.L_g.C_f$, $B_1=R_{L_i}.L_g.C_f+R_{L_g}.L_i.C_f+L_g.C_f.K_c$, $B_2=L_i+L_g+R_{L_i}.R_{L_g}.C_f+R_{L_g}.C_f.K_c$, $B_3=R_{L_i}+R_{L_g}$ şeklinde bulunur.

LCL filtre parametreleri, Eşitlikler 4.4, 4.5 ve 4.6'dan yararlanılarak evirici tarafındaki endüktans değeri $L_i=3,24$ mH, şebeke tarafındaki endüktans değeri $L_g=0,972$ mH ve kondansatör değeri $C_f=7,892$ μ F olarak bulunmuştu. Evirici ve şebeke tarafındaki bobinlerin dirençleri $R_{L_i}=R_{L_g}=0,01$ Ω olarak eşit alınmıştır. Sönümlenme direnci, kontrol parametrelerinin belirlenmesinde ihmal edilmiştir. PI denetleyicide oransal değer (K_p), integral değeri (K_i) ve sistemin kontrol kazancı (K_c)

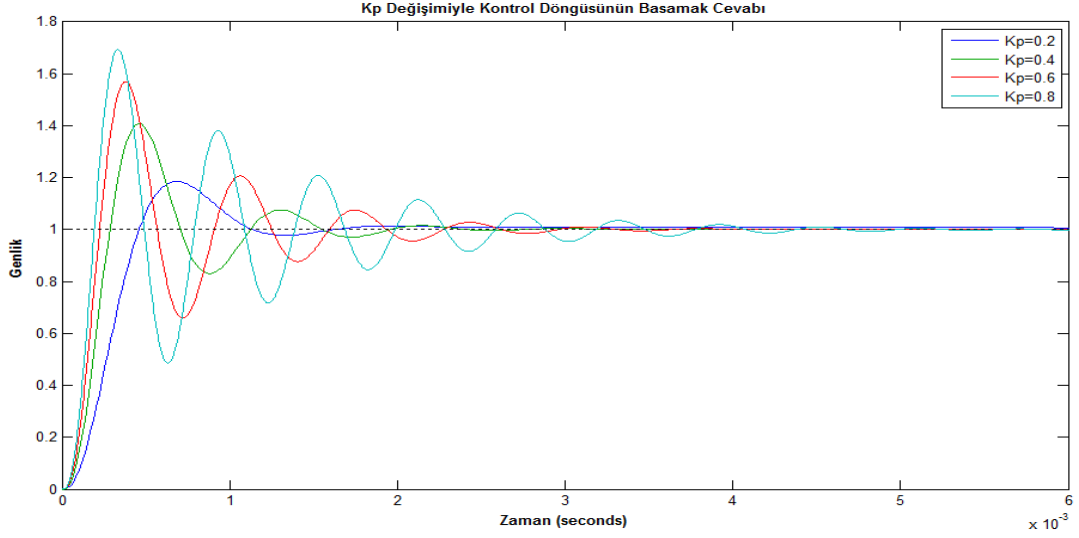
ile gösterilmiştir. Sistemdeki oransal, integral ve kazanç değerlerinin sistem üzerindeki etkileri MATLAB programında yapılan yazılımlar ile incelenmiştir. Oransal, integral ve kazanç değerleri değiştirilerek sırasıyla sistemin sıfır ve kutupları, basamak cevabı ve kök-yer eğrileri elde edilmiştir. Öncelikle $K_i=10$, $K_c=100$ ve K_p değerleri 0,2-0,4-0,6 ve 0,8 olacak şekilde değiştirilmiş ve sistemin analizi yapılmıştır. Şekil 4.5'te farklı K_p değerlerine göre sıfır ve kutuplar gösterilmiştir.



Şekil 4.5. Değişen K_p değerlerine göre sıfır ve kutuplar.

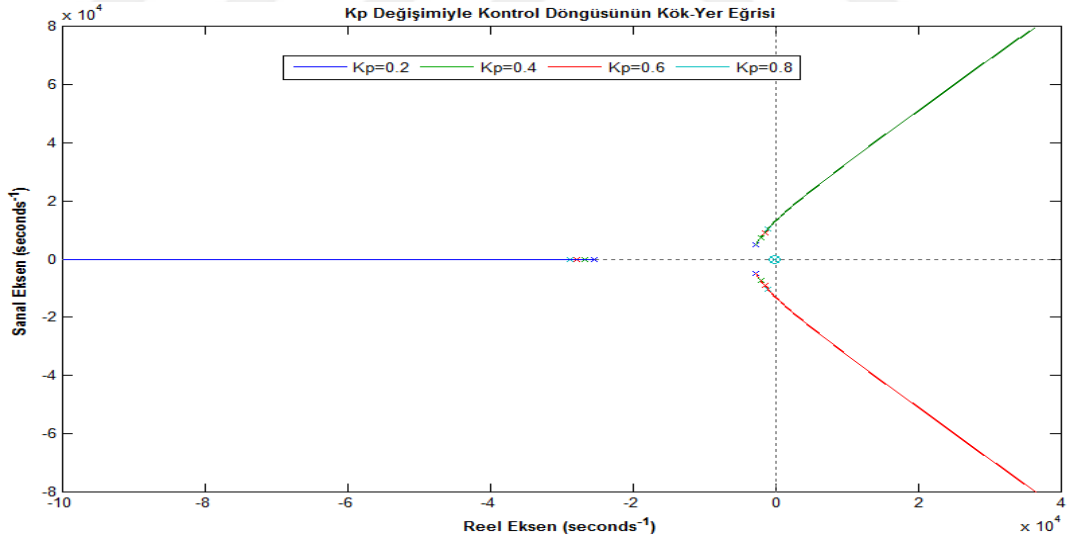
Şekil 4.5'ten de görüleceği üzere sıfır ve kutuplar s düzleminin solunda yer almaktadır. Kökler "X" ile sıfırlar ise "0" ile gösterilmektedir. K_p 'nin artmasıyla kutup 1 sanal eksene doğru hareket eder. Kutup 2 ve 3 sanal eksene yakındır. Fakat bu durum sistemin kararlı durumda kalmasını zorlaştırır. Kutup 4 ise sıfıra yakındır.

K_p değerlerinin değişimine bağlı olarak sistemin basamak cevabı ve kök-yer eğrisi Şekil 4.6 ve 4.7'de verilmiştir.



Şekil 4.6. Değişen K_p değerlerine göre kontrol döngüsünün basamak cevabı.

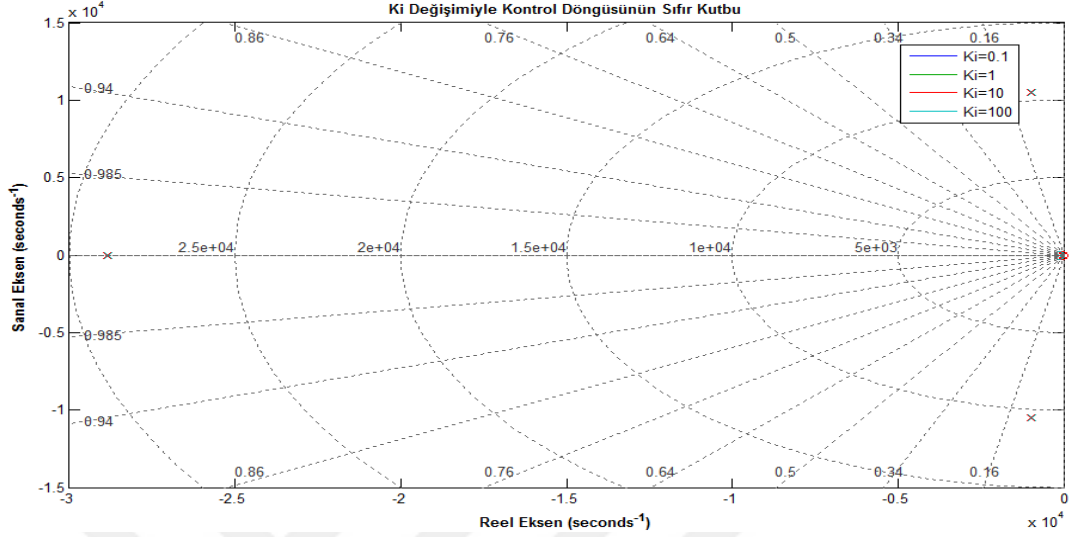
Sistemin basamak cevabı incelendiğinde K_p değerinin büyük seçilmesi sistemin hem oturma zamanını hem de salınımını arttırmıştır. Bu yüzden sistem için K_p değerinin küçük seçilmesi uygun olacaktır.



Şekil 4.7. Değişen K_p değerlerine göre kontrol döngüsünün kök-yer eğrisi.

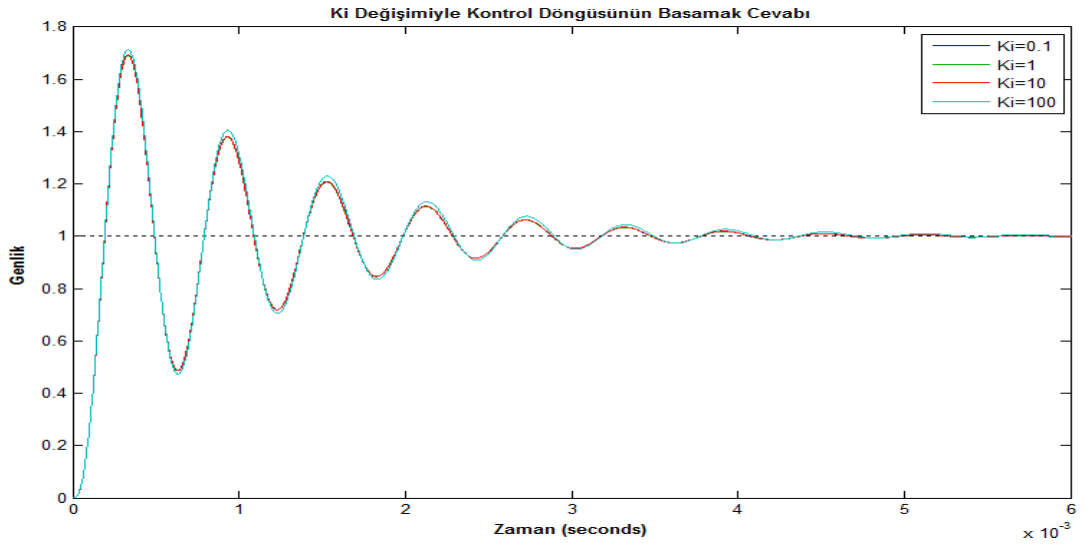
Kök-yer eğrisi, sistemin köklerinin s düzlemindeki yerini gösteren grafikdir. K_p değeri değiştirilerek sistemin kutuplarının nasıl hareket ettiği Şekil 4.7'de görülmektedir. Şekilden de görüleceği üzere K_p değerinin artması kutupların sanal değerlerini sağ yarı düzleme doğru hareket ettirir. Bu durum, sistemi kararsızlığa

doğru iter. $K_p=0,2$, $K_c=100$ ve K_i değerleri ise sırasıyla 0,1-1-10-100 olarak değiştirilmiştir. Sıfır ve kutuplar Şekil 4.8’de gösterilmiştir.

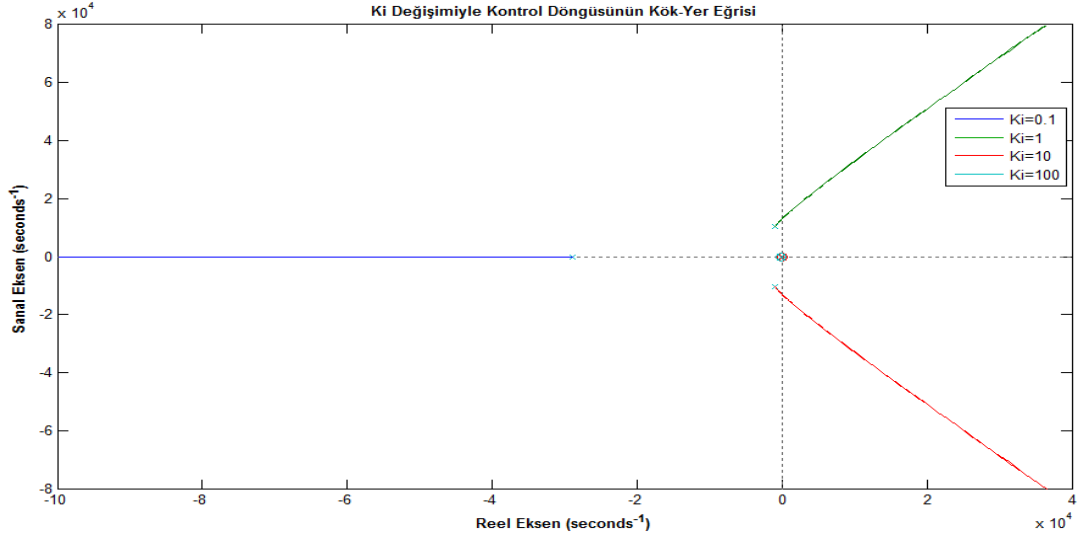


Şekil 4.8. Değişen K_i değerlerine göre kontrol döngüsünün sıfır ve kutuplar.

Şekil 4.8 incelendiğinde kutuplar s düzleminin solunda yer almaktadır. Bu durum sistemin kararlı olduğunu göstermektedir. Şekil 4.9’da K_i değişimlerine göre sistemin basamak cevabı görülmektedir. K_i değerlerinin değişimi, sistemin oturma süresini ve salınımı gok fazla değiştirmemiştir.

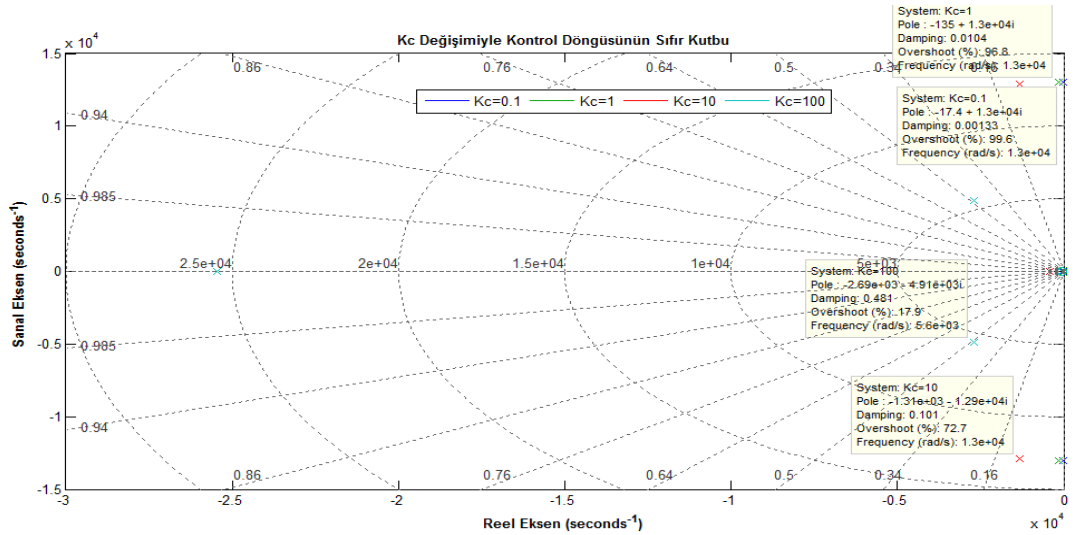


Şekil 4.9. K_i değişimine göre kontrol döngüsünün basamak cevabı.



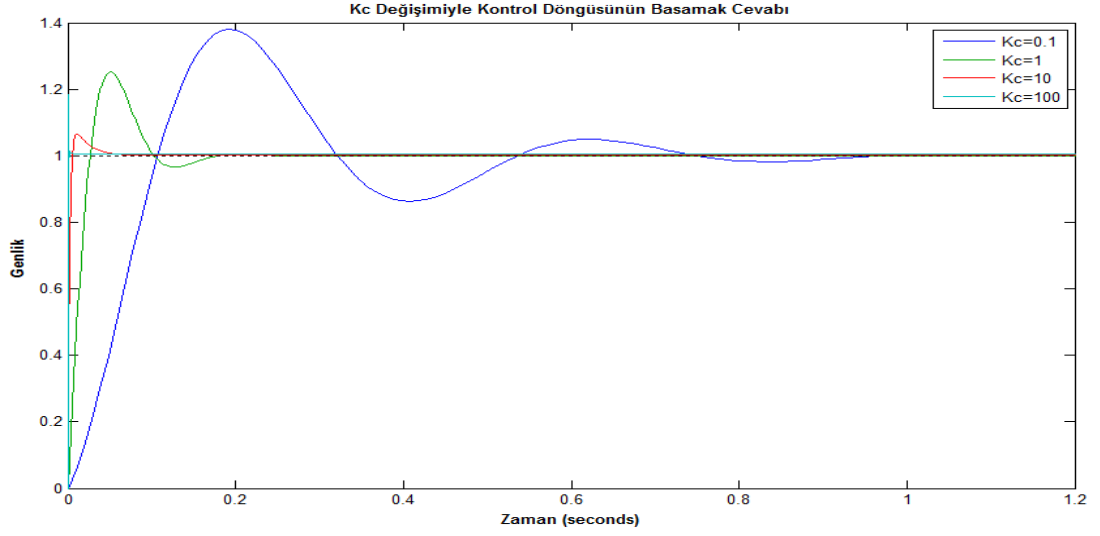
Şekil 4.10. K_i değişimine göre kontrol döngüsünün kök-yer eğrisi.

K_i değerlerinin değişimi kutupların kök-yer eğrisindeki konumunu çok fazla etkilememiştir. Bu durum K_i değerlerinin değişiminin, sistemi etkilemediğini göstermektedir. Son olarak K_c değerinin etkisini incelemek amacıyla $K_p=0,2$, $K_i=10$ ve K_c değerleri ise sırasıyla, 0,1-1-10-100 olarak seçilmiştir. Sıfır ve kutuplar Şekil 4.11’de gösterilmiştir.



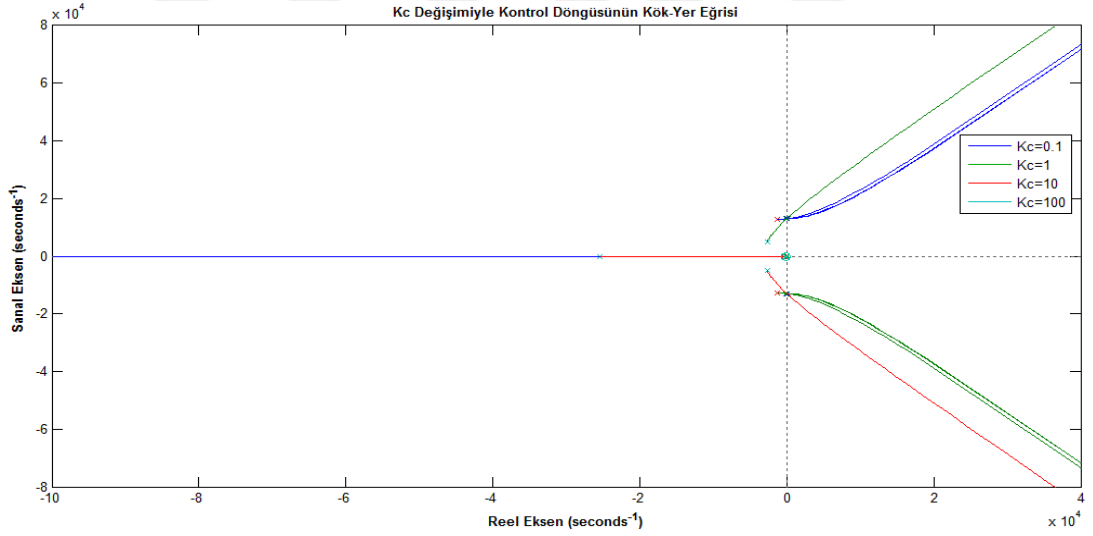
Şekil 4.11. K_c değişimlerine göre kontrol döngüsünün sıfır ve kutupları.

K_c değerlerinin değişimine bağlı olarak sistemin basamak cevabı ve kök-yer eğrisi sırasıyla Şekil 4.12 ve Şekil 4.13’te görülmektedir.



Şekil 4.12. K_c değişimine göre kontrol döngüsünün basamak cevabı.

K_c değeri arttıkça sistemin oturma zamanı ve salınımı azalmıştır. K_c değeri 100 olduğunda sistem kararlı durumdadır.



Şekil 4.13. K_c değişimine göre kontrol döngüsünün kök-yer eğrisi.

Kutup 4 ile sıfır hemen hemen aynı noktalarda bulunduğundan kutup 4 ihmal edilebilir. Bu durumda, Eşitlik 4.13 ve 4.14'te verilen transfer fonksiyonları tekrar düzenlenerek sistemin açık ve kapalı döngü transfer fonksiyonları;

$$\frac{B_3}{B_0} - \frac{A_1}{A_0} \left(\frac{B_2}{B_0} - \frac{A_1}{A_0} \left(\frac{B_1}{B_0} - \frac{A_1}{A_0} \right) \right) = 0 \quad (4.15)$$

$$G_0(s) = \frac{A_0/B_0}{s^3 + \left(\frac{B_1}{B_0} - \frac{A_1}{A_0} \right) s^2 + \left(\frac{B_2}{B_0} - \frac{A_1}{A_0} \left(\frac{B_1}{B_0} - \frac{A_1}{A_0} \right) \right) s} \quad (4.16)$$

$$G_c(s) = \frac{A_0/B_0}{s^3 + \left(\frac{B_1}{B_0} - \frac{A_1}{A_0} \right) s^2 + \left(\frac{B_2}{B_0} - \frac{A_1}{A_0} \left(\frac{B_1}{B_0} - \frac{A_1}{A_0} \right) \right) s + \frac{A_0}{B_0}} \quad (4.17)$$

elde edilir. Sönümlenme oranı (ζ) ve doğal frekans (ω) sisteme dahil edildiğinde karakteristik denklem;

$$D(s) = (s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2)(s + m\zeta\omega) \quad (4.18)$$

olur. Eşitlik 4.17 ve 4.18 karşılaştırıldığında aşağıdaki denklemler elde edilir:

$$\frac{B_1}{B_0} - \frac{A_1}{A_0} = (2 + m)\zeta\omega \quad (4.19)$$

$$\frac{B_2}{B_0} - \frac{A_1}{A_0} \left(\frac{B_1}{B_0} - \frac{A_1}{A_0} \right) = (1 + 2m\zeta^2)\omega^2 \quad (4.20)$$

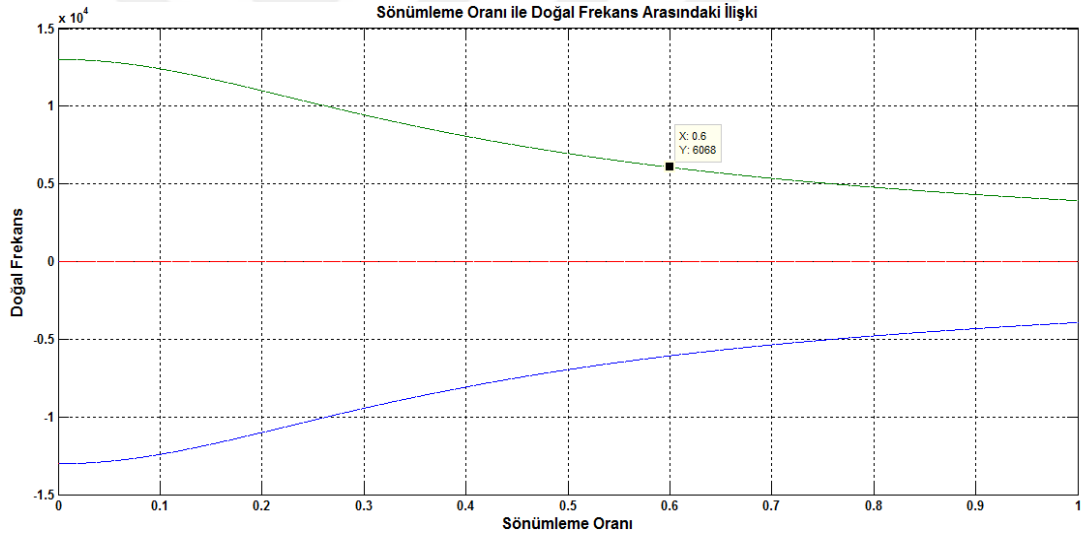
$$\frac{A_0}{B_0} = m\zeta\omega^3 \quad (4.21)$$

Eşitlikler 4.15, 4.19, 4.20 ve 4.21'in çözümünün yapılabilmesi için ζ , ω ve m 'den birisini serbest bir parametre olarak ayarlamak gerekir. Eğer ω serbest bir parametre olarak ayarlanıp, ζ ve m de uygun değerlerde seçilmezse doğal frekans değeri, filtre rezonans frekansının yakınında bir değerde olur. ζ , ω ve m arasındaki ilişkiyi gösterebilmek için aşağıdaki denklem elde edilebilir [124].

$$(2 + m)\zeta B_3 - (2m\zeta^2 + 1)\omega B_2 + (2m\zeta^2 + 1)^2 \omega^3 B_0 = 0 \quad (4.22)$$

Burada, B_0 ve B_3 sabittir. B_2 yaklaşık olarak $L_i + L_g$ 'dir. Çünkü $L_i + L_g$ değeri genlik olarak $R_{L_g} \cdot C_f$ 'den daha büyüktür. Dolayısıyla B_2 değeri sabit olarak kabul edilebilir.

Öncelikle kutup 1 ve 2'nin daha baskın, kutup 4'ün ise baskın olmaması için $m=5$ seçilmiştir. İkinci mertebeden bir sistemde sönümlenme oranı $0 < \zeta < 1$ arasında ise sisteme birim basamak girişi uygulandığında cevap sönümlü titreşim şeklindedir. $\zeta=0$ olduğunda cevap sönümsüz titreşimli iken, $\zeta=1$ olduğunda ise cevap titreşimsizdir. Sönümlenme oranının 0,5 ile 0,8 değerlerine karşılık gelen sönümlü titreşim şeklindeki cavabı, sönümsüz titreşimli veya titreşimsiz sisteme göre daha hızlıdır. Bu yüzden uygun sönümlenme oranı değerinin seçilmesi önemlidir. Sistemde sönümlenme oranı değeri 0,6 olarak belirlenmiştir [124,125]. Belirlenen sönümlenme oranına göre doğal frekans değeri hesaplanmıştır. Sönümlenme oranı ile doğal frekans arasındaki ilişki Şekil 4.14'te çizdirilmiştir. Belirlenen sönümlenme oranı ($\zeta=0,6$) ve bu sönümlenme oranına karşılık gelen doğal frekans değeri ($\omega=6068$) çizim üzerinde gösterilmiştir. Bu çizim Eşitlik 4.22'den faydalanılarak gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.14. Sönümlenme oranı ile doğal frekans arasındaki ilişki.

Denetleyici parametrelerini (K_p , K_i ve K_c) belirleyebilmek için, sönümlenme oranı ve doğal frekans değerleri Eşitlikler 4.15, 4.19, 4.20 ve 4.21'de yerine yazıldığında kontrol parametre değerleri hesaplanır.

$$K_c = \frac{\frac{(R_{L_i} + R_{L_g})}{(2m\zeta^2 + 1)} + (m + 2)\zeta\omega(L_i L_g C_f) - (R_{L_i} L_g C_f + R_{L_g} L_g C_f)}{L_g C_f} \quad (4.23)$$

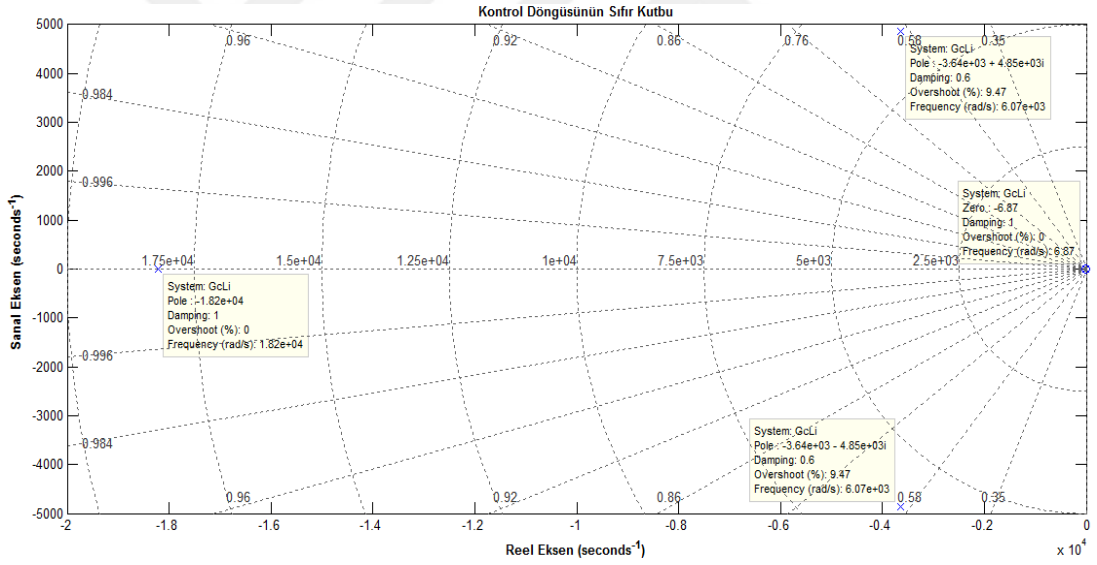
$$K_p = \frac{L_i L_g C_f m \zeta \omega^3}{K_c} \quad (4.24)$$

$$K_i = \left(\frac{R_{L_i} L_g C_f + R_{L_g} L_i C_f + L_g C_f K_c}{L_i L_g C_f} - (2 + m) \zeta \omega \right) K_p \quad (4.25)$$

Sönümlenme oranı değeri $\zeta=0,6$ ve doğal frekans değeri $\omega=6068$ rad/s olduğunda kontrol parametreleri $K_c=82,61$, $K_p=0,202$ ve $K_i=1,387$ olarak hesaplanmıştır.

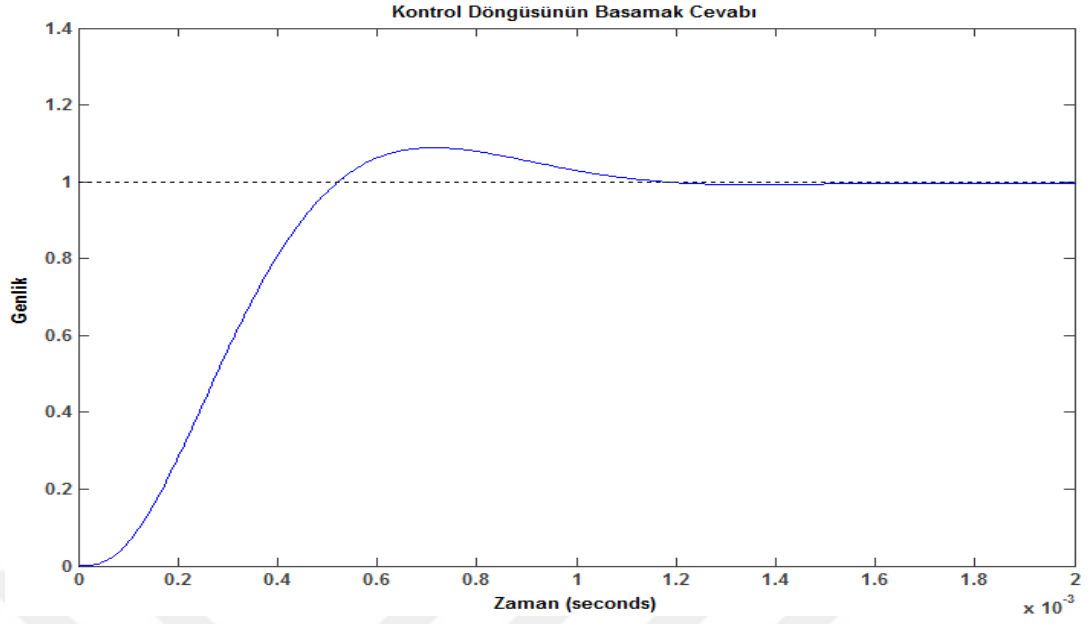
4.2.2. Belirlenen Kontrol Parametrelerinin Analizi

Hesaplanan kontrol parametrelerine göre sistemin sıfır ve kutupları, basamak cevabı ve kök-yer eğrileri elde edilmiştir.



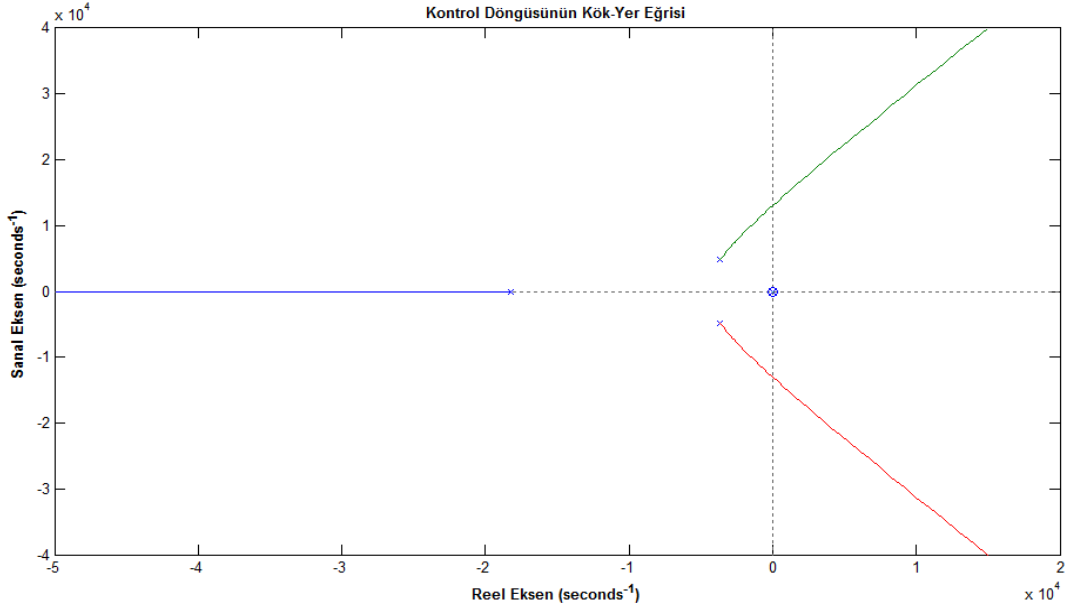
Şekil 4.15. Hesaplanan kontrol parametrelerine göre sıfır ve kutuplar.

Şekil 4.15'te hesaplanan kontrol parametrelerine göre sistemin sıfır ve kutuplarının yeri ve değeri şekil üzerinde gösterilmiştir. Şekilden de görüleceği üzere sıfır ve kutuplar s düzleminin solunda yer almaktadır. Bu da sistemin kararlı olduğunu göstermektedir.



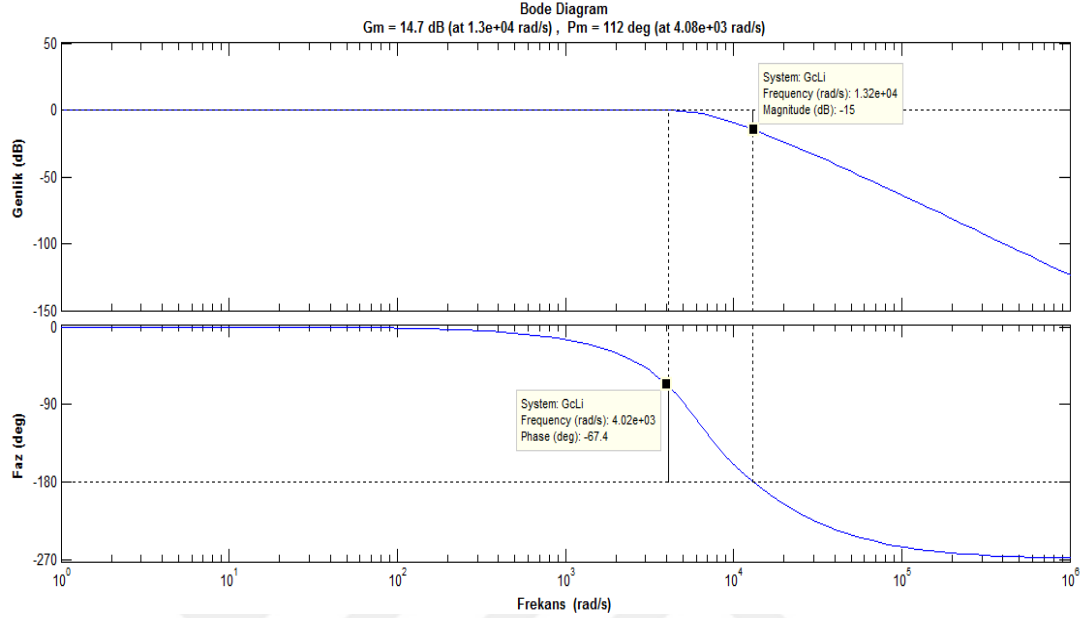
Şekil 4.16. Hesaplanan kontrol parametrelerine göre sistemin basamak cevabı.

Şekil 4.16'dan da görüleceği üzere sistemin kararlı hale gelmesi yaklaşık 1,2 ms'dir. Bu süre sistemin hızlı bir şekilde kararlı hale geçtiğini göstermektedir.



Şekil 4.17. Hesaplanan kontrol parametrelerine göre sistemin kök-yer eğrisi.

Kök-yer eğrisinden de görüleceği üzere kökler s düzlemi solunda yer almaktadır. Bu durum belirlenen parametrelere göre sistemin kararlı bir şekilde çalıştığını göstermektedir.



Şekil 4.18. Hesaplanan kontrol parametrelerine göre sistemin bode diyagramı.

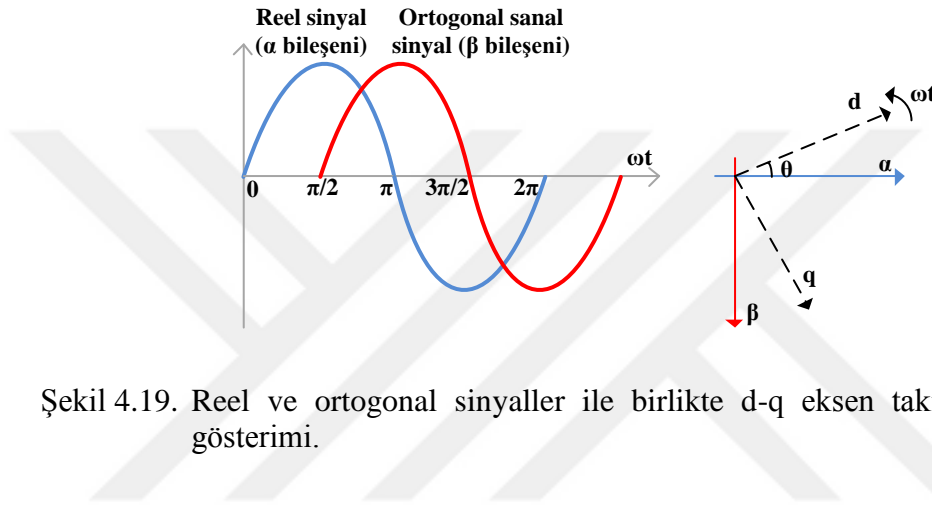
Bode diyagramından da görüleceği üzere hesaplanan kontrol parametrelerine göre köşe (kırılma) frekansı 4080 rad/s, faz marjini 112° ve genlik marjini 14,7 dB. Eğer bode diyagramında kazanç marjini 0 dB altında ve faz marjini -180° nin üzerinde ise kapalı döngü sistemi kararlıdır [126,127]. Bu durumda belirlenen kontrol parametrelerine göre sistemin kararlı olduğu anlaşılmaktadır.

4.3. BİR FAZLI ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİ DENETLEYİCİSİ

4.3.1. T/4 Gecikmeli PLL Yapısı

Şebeke etkileşimli eviricilerde şebeke ile senkronizasyonun sağlanabilmesi için faz kilitleme döngüsünün (PLL) kullanılması gerekmektedir. PLL algoritması ile şebeke frekansının kontrolü sağlanmaktadır. Eviricilerde birçok PLL algoritması kullanılmaktadır. T/4 gecikmeli PLL, bir fazlı uygulamalarda faz açısının çıkarılması için kullanılacak algoritmalarından biridir. T/4 gecikmeli PLL algoritmasında α - β ve d-q eksen takımlarına ihtiyaç vardır [128-130]. Öncelikle PLL algoritmasının

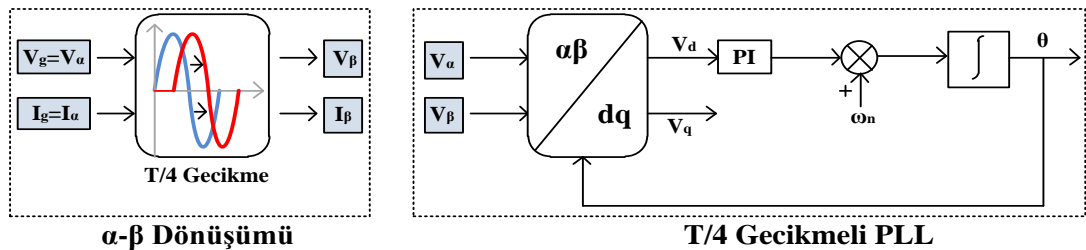
oluşturulabilmesi için α - β eksen takımının elde edilmesi gerekir. Üç fazlı sistemlerden sabit iki faz (α - β) elde etmek kolaydır. Fakat bir fazlı sistemlerde zaman eksenli akım veya gerilimin ortogonal sinyali elde edilemez. Bu yüzden yapay bir ortogonal sinyal elde edilmesi gerekir. Ortogonal sanal sinyalin (β bileşeni) elde edilebilmesi için α bileşeni $\pi/2$ kaydırılması gerekir. Bu durumda iki bileşen elde edilir. Bunlardan; α bileşeni reel, β bileşeni ise sanal eksendedir. Reel ve sanal sinyaller ile birlikte d-q eksen takımı Şekil 4.19'da verilmiştir [33,131].



Şekil 4.19. Reel ve ortogonal sinyaller ile birlikte d-q eksen takımının vektörel gösterimi.

Sistemde T/4 gecikmesi kullanılarak ortogonal sinyal elde edilmiştir. Burada, şebeke gerilimi (V_g) V_α olarak alınmaktadır. V_β ise $\pi/2$ kaydırılarak elde edilmektedir. T/4 gecikmeli PLL devresinde α - β 'nin Park dönüşümü ile d-q eksen takımına dönüştürülmesi için Eşitlik 4.26'dan yararlanılmıştır [132]. Şekil 4.20'de α - β dönüşümü ve T/4 gecikmeli PLL yapısı gösterilmiştir.

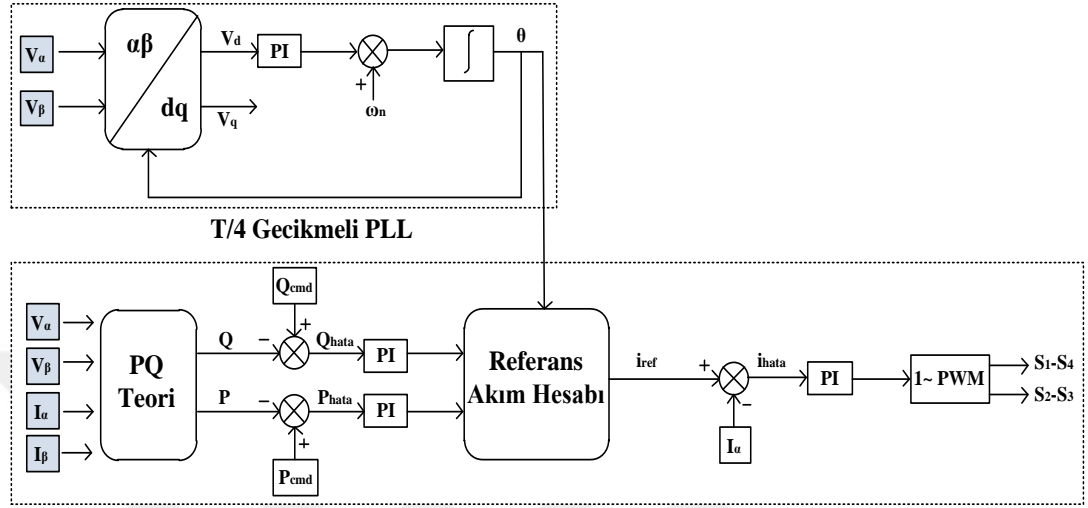
$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (4.26)$$



Şekil 4.20. α - β dönüşümü ve T/4 gecikmeli PLL yapısının blok diyagramı.

4.3.2. Aktif-Reaktif Güç Kontrolü

Tasarlanan sistemin kontrol blok şeması Şekil 4.21’de gösterilmiştir.



Şekil 4.21. Bir fazlı şebeke etkileşimli eviricinin kontrol blok şeması.

Burada, V_α , V_β , I_α ve I_β değerleri kullanılarak aktif-reaktif güç (PQ teori) hesabı yapılmıştır. Hesaplanan güç değerleri Eşitlik 4.27’de verilmiştir.

$$P = \frac{1}{2}(V_\alpha \times I_\alpha + V_\beta \times I_\beta) \quad (4.27)$$

$$Q = -\frac{1}{2}(V_\alpha \times I_\beta + V_\beta \times I_\alpha)$$

Elde edilen güç değerleri, istenilen güç değerleri (P_{cmd} ve Q_{cmd}) ile kıyaslanarak hata değerleri elde edilmiştir. Referans akım hesabında kullanılan referans güç değeri (P_{ref}), istenilen güç değerine (P_{cmd}) eşittir ($P_{ref}=P_{cmd}$). Bu çalışmada reaktif güç kontrolü yapılmadığından Q_{cmd} sıfır olarak alınmıştır.

Elde edilen güç hata değerleri PI denetleyicisinden geçirilmiş ve PLL algoritmasından elde edilen ωt formüllere dahil edilerek referans akım hesabı yapılmıştır. Referans akım formülü aşağıdaki eşitlikler kullanılarak bulunmuştur [133].

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{Q_{ref}}{P_{ref}} \right) \quad (4.28)$$

$$I_g = \frac{P_{ref}}{V_q \cos \phi} \quad (4.29)$$

$$i_{ref} = \sqrt{2} I_g \sin(\omega t - \phi) \quad (4.30)$$

Elde edilen referans akımı, I_α akım değerinden çıkartılarak hata akımı elde edilmiştir. Hata akımı, PI akım denetleyicisinden geçirilerek anahtar sinyalleri oluşturulmuştur.

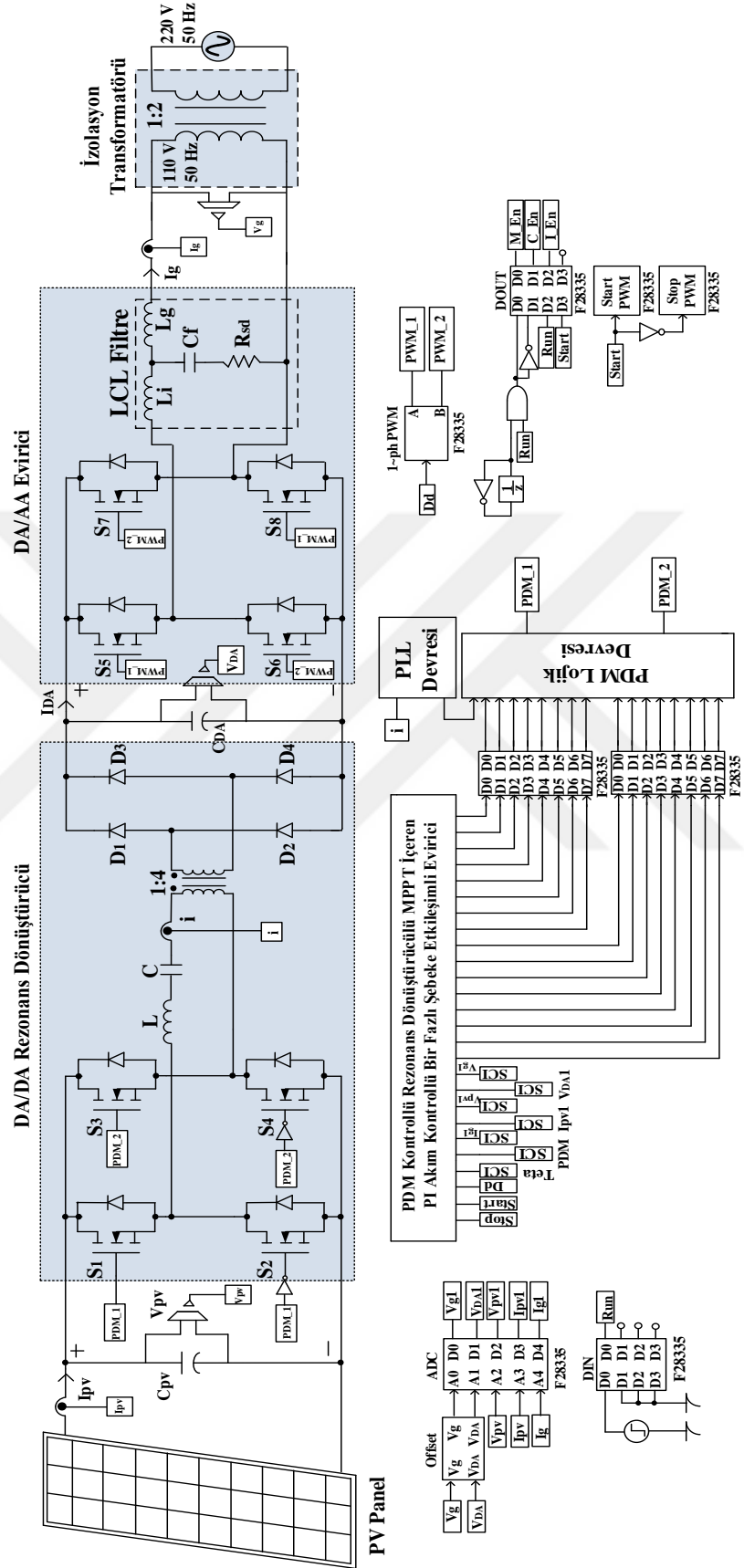


BÖLÜM 5

PDM KONTROLLÜ MPPT İLE ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİ SİSTEMİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

PV panel gücü toplamı 600 W olan farklı güneş ışınım değerlerinde PDM kontrol tekniği ile rezonans frekansında çalışan tam köprü seri rezonans güç dönüştürücünün matematiksel ve benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Seri rezonans güç dönüştürücünün analizinde, sistemin rezonans frekansı 100 kHz üzeri olarak belirlenmiştir. PV panelin değişen tüm güç koşulları için seri rezonans dönüştürücünün, PLL tekniği ile rezonans frekansında kilitlenerek sıfır akım anahtarlama şartlarında çalışması tasarlanmıştır. Farklı güneş ışınım koşullarında, değişen PV panel gücünün maksimum değerinde kalabilmesi için sistemde MPPT metodu olarak P&O algoritması tercih edilmiştir. PV panellerinden elde edilen enerjinin bir fazlı şebekeye aktarılabilmesi için eviricinin PI denetleyici ve LCL filtre parametreleri benzetim programında analiz edilmiştir. PI akım kontrollü bir fazlı şebeke etkileşimli eviricinin anahtarlama frekansı 10 kHz olarak belirlenmiş olup bu frekans değerine göre analiz çalışmaları gerçekleştirilmiştir.

Bu bölümde, analizleri yapılan tam köprü seri rezonans güç dönüştürücü ve bir fazlı şebeke etkileşimli evirici devrelerinin deneysel çalışmalarında kullanılacak olan elemanların seçimi ve tasarımı gerçekleştirilmiştir. PDM kontrollü rezonans dönüştürücülü MPPT ile bir fazlı şebeke etkileşimli evirici sisteminin blok şeması Şekil 5.1’de verilmiştir.

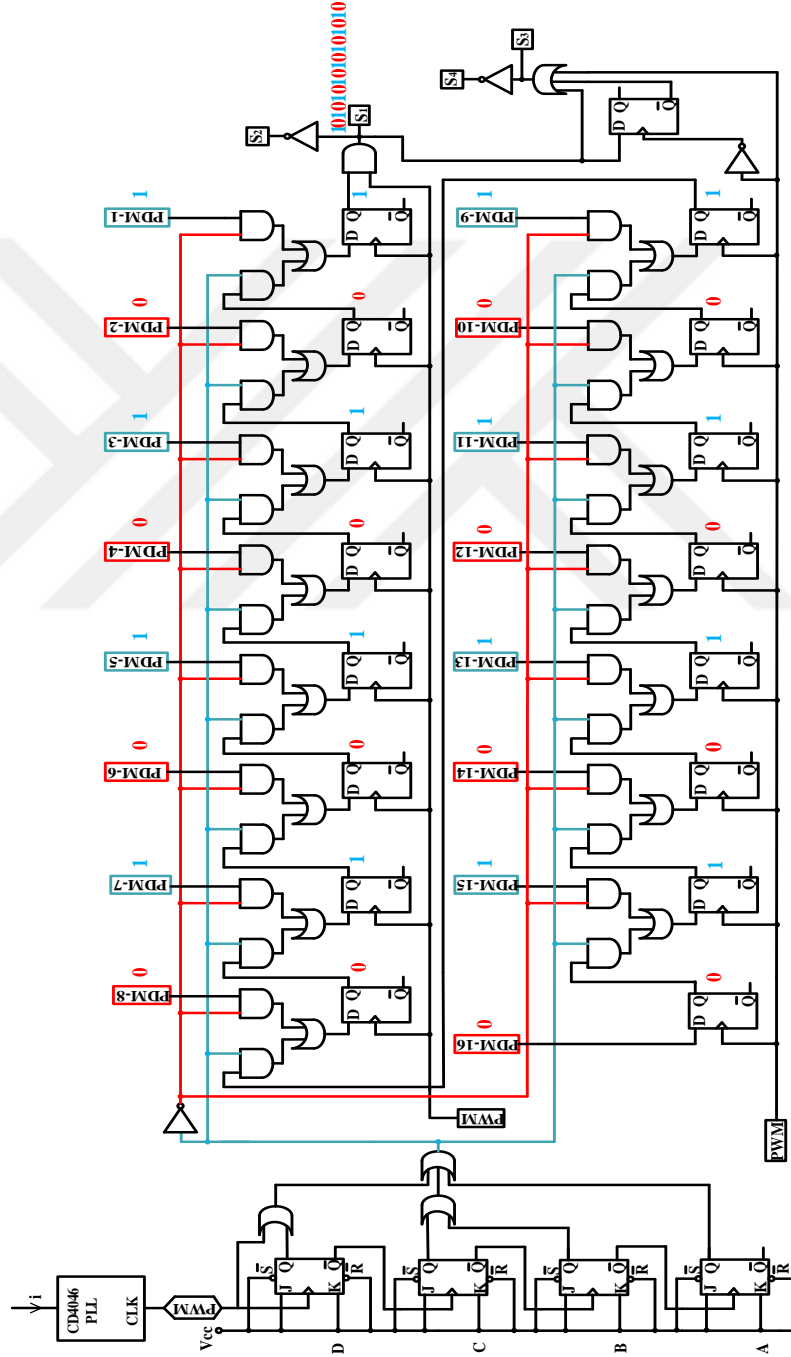


Şekil 5.1. PDM kontrollü MPPT ile şebeke etkileşimli evirici sistemin blok şeması.

5.1. SERİ REZONANS GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRE

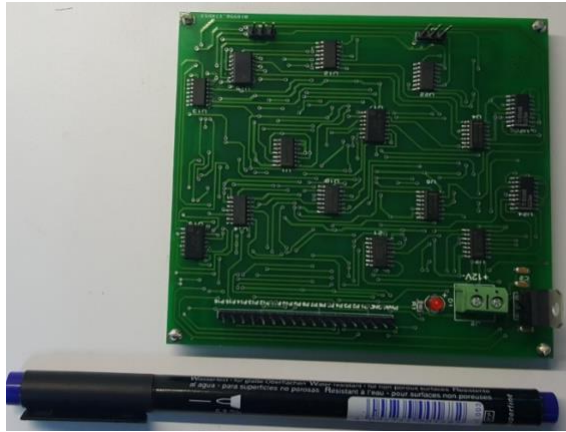
5.1.1. PDM Lojik Devre Kartı

Tasarlanan PDM lojik devre şeması Şekil 5.2’de verilmiştir.



Şekil 5.2. Tasarlanan PDM lojik devre şeması.

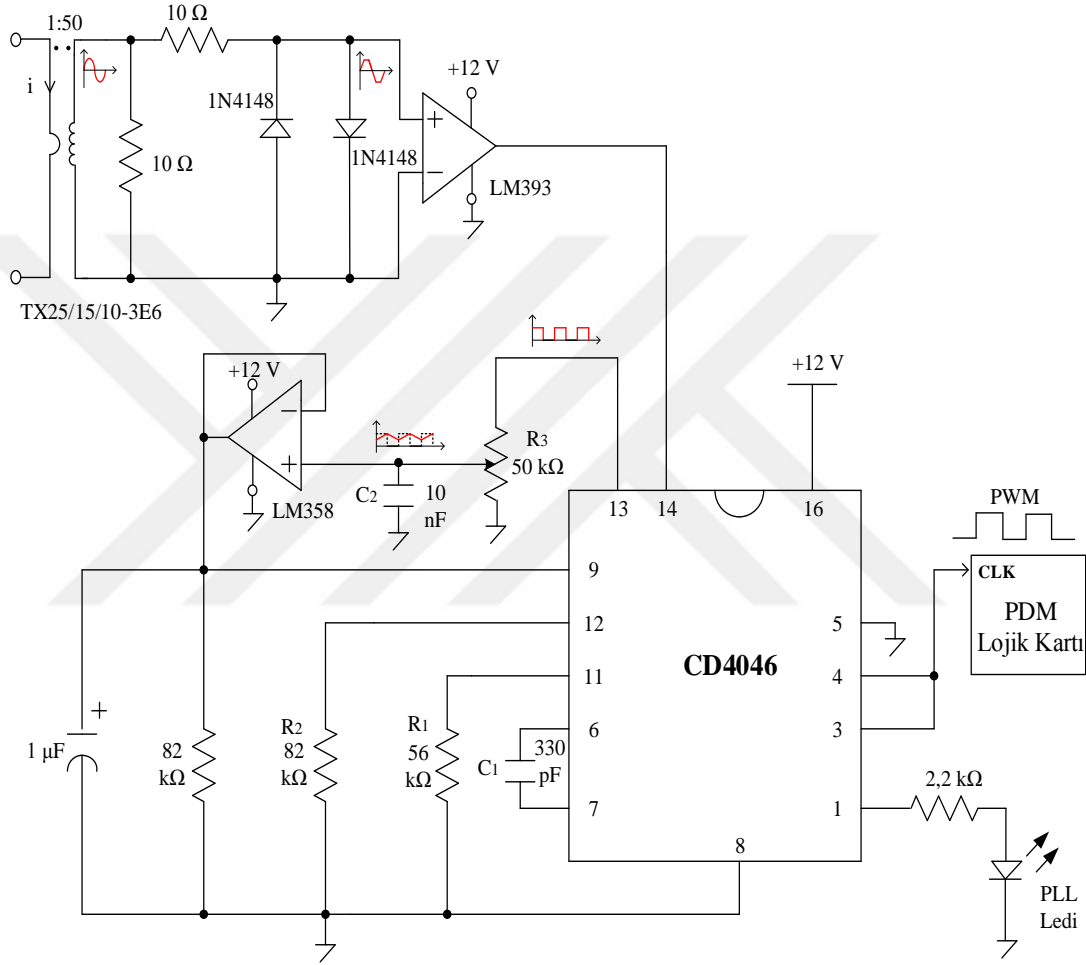
Sistemde MPPT algoritmasına göre PDM sinyalleri oluşturulmuştur. PDM sinyallerine göre devrenin anahtarlama sinyallerinin hızlı bir şekilde oluşturulabilmesi için bir PDM lojik devre kartı tasarlanmıştır. PDM lojik devre kartı iki kısımdan oluşmaktadır. İlk kısım frekans bölücü devre kısmıdır. Kullanılan JK flip floplar (FF) ile frekans bölücü devre tasarımı gerçekleştirilmiştir. İkinci kısımda ise paralel giriş seri çıkış (PISO) kaydırmalı kaydedici kullanılmıştır. MPPT algoritması ile birlikte tablo halinde hazırlanan (dizi halinde yazılan) PDM sinyalleri D tipi FF'lere paralel olarak girmektedir. Seri çıkıştaki bilgi, devrenin tek bacaktaki üst anahtarın (S_1) PDM sinyalidir. Üst anahtarın sinyali NOT lojik kapısına sokularak çıkışından alt anahtarın (S_2) sinyali elde edilir. Seri bilginin elde edilebilmesi için burada FF'lerin saat pals girişleri paralel olarak bağlandığından devre senkron olarak çalışmaktadır. Devrenin ikinci bacaktaki üst (S_3) ve alt (S_4) anahtarları için gerekli olan PDM sinyalleri D flip flop ve NOT lojik kapısı kullanılarak elde edilmiştir. PDM lojik devresinde frekans bölücü olarak iki adet JK flip flop entegresi (74LS76) kullanılmıştır. Devrede PISO kaydırmalı kaydedici için dokuz adet D tipi flip flop entegresi (CD4013), dokuz adet AND lojik entegresi (74HC08), altı adet OR lojik entegresi (74HC32) ve iki adet NOT lojik entegresi (74HC04) olmak üzere toplam yirmi sekiz adet entegre kullanılmıştır. Tasarlanan PDM lojik kartları Şekil 5.3'te gösterilmiştir.



Şekil 5.3. Tasarlanan PDM kartları.

5.1.2. PLL Kartı

Devrenin rezonans frekansına kilitlemesini sağlayan devre PLL devresidir. PLL devresi için paket entegre olan CD4046 kullanılmıştır. PLL devresine ait şema Şekil 5.4'te gösterilmiştir.



Şekil 5.4. PLL devre şeması.

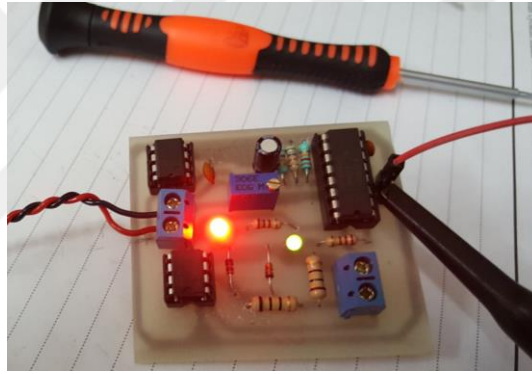
Rezonans frekansında kilitleme işleminin gerçekleştirilebilmesi için devre akımının algılanması gerekir. Bu amaçla devre akımını algılamak için Ferroxcube TX25/15/10-3E6 toroid üzerine 1:50 oranında sarılarak imal edilmiş akım transformatörü kullanılmıştır. Algılanan devre akımının frekansı, PDM kartındaki frekans girişine bağlanmıştır. PLL devre kartında direnç ve kondansatör değerleri ayarlanarak devrenin 90-180 kHz arasındaki frekans değerlerinde tarama yapması sağlanmıştır. Frekans tarama aralığı için aşağıdaki formüller kullanılmıştır.

$$2f_c \approx \frac{1}{\tau_1} \sqrt{\frac{2\pi f_L}{\tau_1}} \quad (5.1)$$

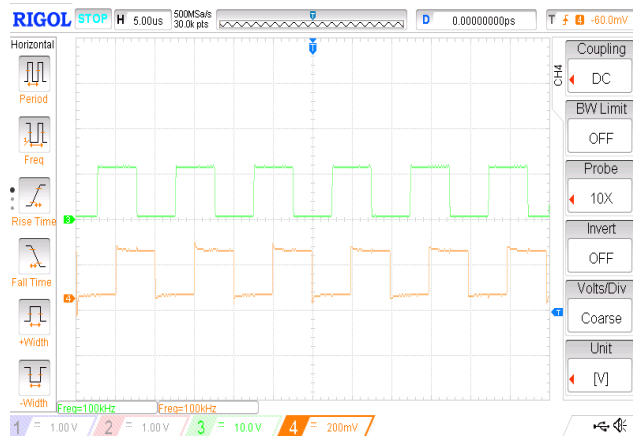
$$\tau_1 = R_3 \cdot C_2 \quad (5.2)$$

$$2f_L = f_{\max} - f_{\min} \quad (5.3)$$

Burada; f_c ve f_L frekans yakalama aralığıdır. $2f_c$, başlangıçta kilitleme yokken PLL'in kilitleneceği frekans yakalama bölgesidir. $2f_L$ ise başlangıçta kilitli iken PLL'in kilitli kalacağı frekans kilit bölgesidir. Yakalama ve kilit bölgeleri birbirlerine eşittir [134]. Tasarlanan PLL devre kartının test deney düzeneği ve devrenin rezonans frekansında kilitlenmesini sağlayacak olan sinyalin osiloskop görüntüleri Şekil 5.5'te verilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 5.5. Tasarlanan PLL devre kartının a) test düzeneği ve b) osiloskop görüntüsü.

5.1.3. Yüksek Frekans Elemanlarının Hesabı

Yüksek frekans (HF) bobin ve transformatörün hesabı için deri etkisi ve dalma derinliği konularının bilinmesi gerekir. Yüksek frekans etkisi ile oluşan deri etkisi ve buna bağlı olan dalma derinliği bobin ve transformatör hesabında kullanılmıştır. Bobine yüksek frekanslı bir alternatif akım uygulandığında etrafında değişken bir manyetik alan oluşur. Fakat manyetik alanın malzeme içerisinde oluşturduğu fuko (girdap) akımları dağılımı düzgün değildir. Çünkü iletken merkezinin daha fazla manyetik kuvvet çizgisi tarafından kesilmesinden dolayı iletken merkezi, yüzeyine göre daha yüksek reaktansa sahiptir. Bu da iletkenin dış yüzeyindeki akım dağılımının maksimum olmasını sağlarken iletkenin merkezine doğru üstel bir şekilde azalmasına neden olur. Manyetik akının iletken yüzeyinden geçmesi halinde akımın erişebileceği derinliğe “deri etkisi” denir. Deri etkisi nedeniyle iletkenin etkin direnci artmaktadır. İletkenin yüzeyinden merkezine doğru azalan akım yoğunluğunun yüzeydeki değerinin % 36,78’ine (1/e) düştüğü derinliğe “dalma derinliği” denir. Dalma derinliği uygulanan frekansa, iletkenin öz direncine ve manyetik geçirgenliğine bağlıdır. Dalma derinliği;

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \quad (5.4)$$

formülü ile bulunur. Burada δ dalma derinliği (m), ρ iletkenin öz direnci ($\Omega.m$), f frekans (Hz), μ manyetik geçirgenliği ifade eder. Bakır için 60 °C sıcaklıktaki öz direnç değeri $1,99.10^{-8} \Omega.m$ ve bağıl manyetik geçirgenlik 1 alındığında mm cinsinden dalma derinliği formülü;

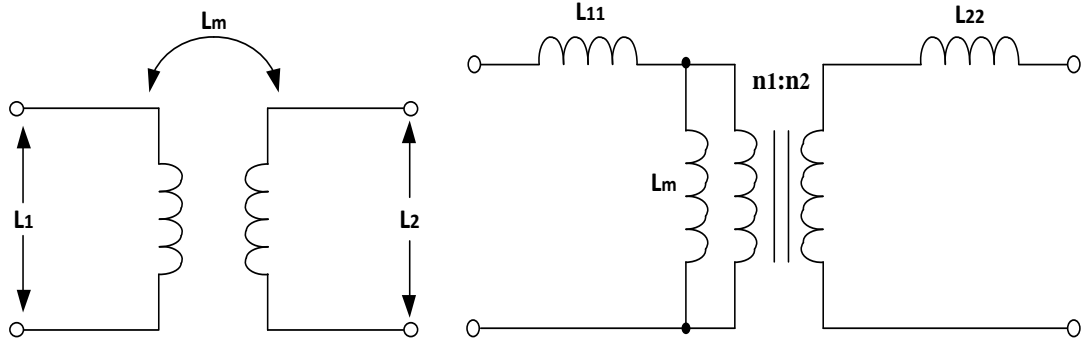
$$\delta = \frac{72}{\sqrt{f}} \quad (5.5)$$

şeklinde olur. Eşitlik 5.5’ten de görüleceği üzere dalma derinliği iletkenin öz direnci ile doğru orantılı, manyetik geçirgenlik ve frekans ile ters orantılıdır. Frekans arttıkça dalma derinliği küçülerek akım daha çok dış yüzeyde yoğunlaşır [83,135,136].

Yapılan çalışmada rezonans devresinden yüksek frekanslı bir akım geçmektedir. Bu akım seviyesine ve frekansına uygun bobin ve kondansatör seçilmelidir. Yüksek frekanslarda ferrit nüvelerin kayıpları demir nüvelere kıyasla daha düşüktür. Bu yüzden tasarımda bobinin nüvesi olarak E55 3C90 ferrit nüve tercih edilmiştir. Bobinden geçen yüksek frekanslı akım, deri etkisi nedeniyle kablonun dış yüzeyini kullanır. Bundan dolayı kablonun dış yüzey alanı geniş olmalıdır. Rezonans bobininin tasarımında yüksek frekanslı akımı daha az kayıpla iletilebilmek için dış yüzeyi geniş litz kablosu kullanılmasının uygun olacağı belirlenmiştir. Litz kablosu, çok sayıda dış yüzeyi emaye kaplı bakır tellerin örgü şeklinde bir araya getirilmesiyle oluşturulmuş yüksek frekans kablosudur. Yapılan çalışmada 0,40 mm çaplı on iki adet emaye kaplı bakır teller bir araya getirilerek litz kablosu oluşturulmuştur. Elde edilen litz kablosundan nüve üzerine on sekiz siper sarılarak 115 µH değerinde rezonans bobini elde edilmiştir.

Deney düzeneğinde kullanılan rezonans kondansatörlerinin de yüksek frekanslı akım ve gerilime dayanabilmesi gerekir. Yapılan deneysel çalışmada, 1600 V 8,23 nF değerinde kutupsuz MKP tipi kondansatörler kullanılmıştır. Rezonans kondansatörünün oluşturulabilmesi için toplam sekiz adet kondansatör iki grup şeklinde tasarlanmıştır. Her bir grupta yer alan dört adet kondansatör birbirlerine paralel olarak bağlanmıştır. Daha sonra bu iki kondansatör grubu birbirine seri bağlanarak 16,46 nF değerinde rezonans kondansatörü elde edilmiştir.

Transformatörün nüvesi EE 55/25 3C90 ferrit nüve olup çalışma frekansı 100-180 kHz aralığında ve dönüştürme oranı 1:4 tür. Transformatörün primer sarımı için 1 mm çapında dört adet (4x1) emaye kaplı bakır tel bir araya getirilerek yirmi altı siper sarım yapılmıştır. Sekonder sarım için 1 mm çaplı bakır tellerden yüz dört siper sarım yapılmıştır. Transformatörünün endüktansları DE-6000 marka bir LCRmetre yardımı ile ölçülmüştür. Parametre değerleri; primer endüktansı $L_1=1,636$ mH ve sekonder endüktansı $L_2=27,1$ mH olarak ölçülmüştür. Transformatörünün ölçülen bu endüktansları ile transformatörün diğer bilinmesi gereken mıknatıslanma endüktansı, ortak endüktans, primer ve sekonder kaçak endüktanslarının matematiksel hesaplama ile bulunması mümkündür. Bir transformatörün eşdeğer devresi Şekil 5.6'da verilmiştir.



Şekil 5.6. Transformatörün eşdeğer devresi.

Transformatörün eşdeğer devresi incelendiğinde L_{11} primer tarafındaki kaçak endüktansı, L_{22} sekonder tarafındaki kaçak endüktansı, L_m ise mıknatıslanma endüktansını göstermektedir. Bu endüktans değerlerinin bulunabilmesi için;

$$k = \frac{L_m}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (5.6)$$

formülleri kullanılır. Burada k kuplaj katsayısını göstermektedir [137,138]. Transformatörün kuplaj katsayısı 0,995 ve mıknatıslanma endüktansı $L_m=1,627$ mH hesaplanmıştır.

5.1.4. Giriş Kondansatörü Ve Yük Direnci

Devrenin girişinde gerilim dalgalanmalarını önleyecek ve PV panellerden maksimum gücün çekilmesini sağlayacak bir depolama kondansatörüne ihtiyaç duyulmaktadır. Giriş kondansatörünün değeri;

$$C_{pv} = \frac{P_m}{2 \cdot \pi \cdot f_{dalğ} \cdot V_{mp} \cdot V_{dalğ}} \quad (5.7)$$

şeklinde bulunur. Burada; P_m , PV panellerinden alınan maksimum gücü, $f_{dalğ}$ dalgalanma frekansını, V_{mp} maksimum güçte çalışırken elde edilen maksimum gerilimi, $V_{dalğ}$ gerilim dalgalanmasını göstermektedir [139]. Eşitlik 5.7 kullanılarak

devrenin giriş kondansatörü hesaplanmış ve devrede 470 µF 250 V değerinde kutuplu kondansatör kullanılmıştır.

Transformatörlü tam köprü seri rezonans dönüştürücü devresi için yük direnç hesabı yapılırken transformatörün dönüştürme oranı dikkate alınmalıdır. Bu durumda yük direnci;

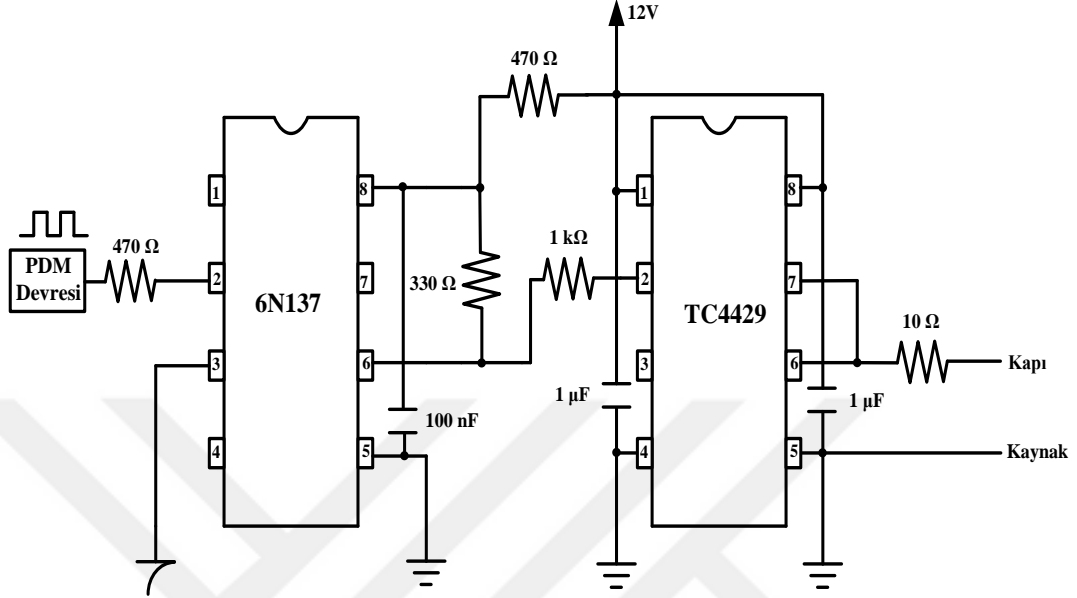
$$R_o = \frac{R \cdot \pi^2}{8 \cdot \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2} \quad (5.8)$$

formülü ile hesaplanır. 33 Ω 100 W gücünde sekiz adet alüminyum direnç seri bağlanarak 264 Ω yük direnci elde edilmiştir.

5.1.5. Anahtar Ve Sürücü Elemanlar

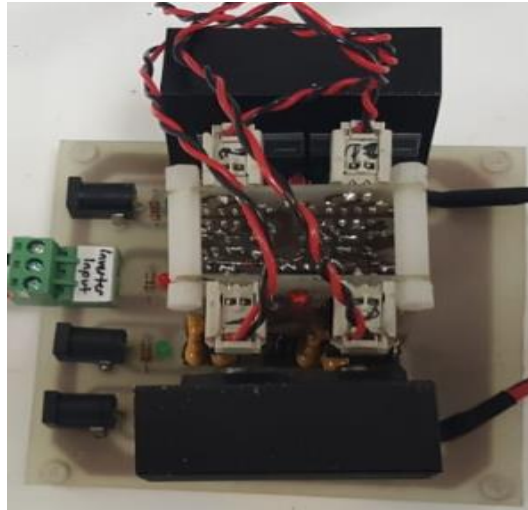
Tam köprü seri rezonans dönüştürücü devresi için anahtarlama frekansı 116 kHz olarak belirlenmiştir. Belirlenen bu yüksek frekansta anahtarlama yapılabilmesi için uygun MOSFET anahtarları seçilmelidir. Yarı iletken seçiminde dikkat edilecek en önemli hususların başında anahtarın hızı ve iletim direnci gelmektedir. Bir diğer önemli husus ise anahtarların dayanabileceği akım ve gerilim değerlerinin uygun olarak seçilmesidir. Sistemdeki tam köprü topolojisinde MOSFET'lerin dayanma gerilimleri minimum giriş gerilim değeri kadar olmalıdır. Devrede anahtarların üzerinde görülecek gerilim değerinin daha büyük olacağı göz önünde bulundurulmalıdır. Bu yüzden devrede International Rectifier firmasına ait IRFP 260N kodlu 200 V, 50 A, 0,04 Ω iletim direncine sahip dört adet MOSFET [140] kullanılmıştır. IRFP 260N MOSFET için TC4429 sürücü entegresi [141] kullanılmıştır. Bu sürücü entegresine genliği yükseltilmiş ve kontrol devresinden izole edilmiş PWM sinyali, 6N137 optokuplör [142] tarafından sağlanmıştır. Sürme işleminin gerçekleştirilmesinde dört kanalın ayrı ayrı kontrol edilebilmesi için dört adet sürücü entegresi ve dört adet optokuplör kullanılmıştır. Dört ayrı kanalın sürücü beslemesi, alt MOSFETlerden kaynaklanan ortak nötrden dolayı üç adet 12 V 1 A

değerindeki güç kaynağı ile sağlanmıştır. Rezonans dönüştürücüye ait bir kanalın MOSFET sürme devre şeması Şekil 5.7’de gösterilmiştir.



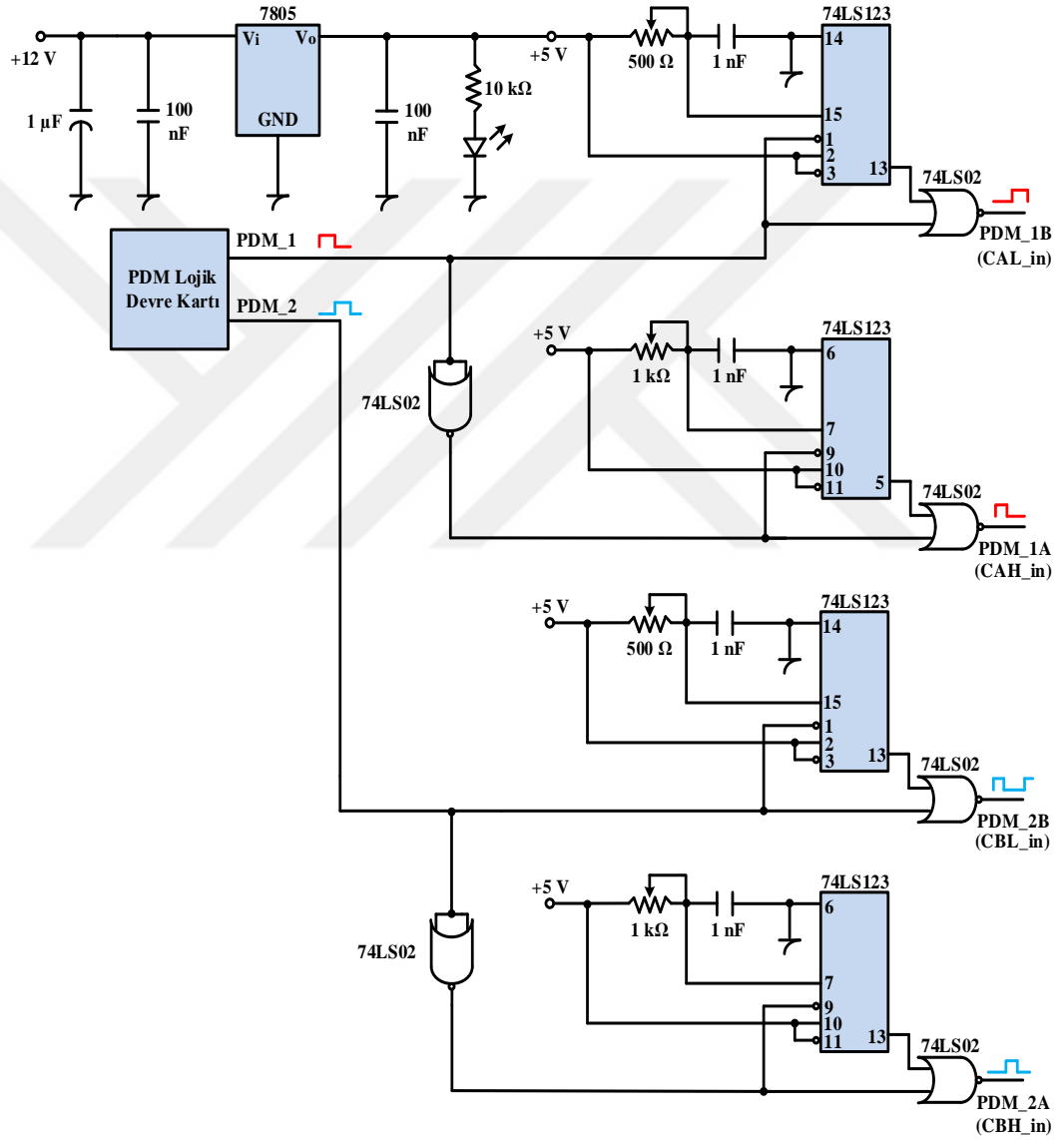
Şekil 5.7. Rezonans dönüştürücüye ait bir kanalın MOSFET sürme devre şeması.

Şekil 5.8’de tasarlanan sistemin sürme devresi ve kullanılan anahtarlama elemanları görülmektedir.



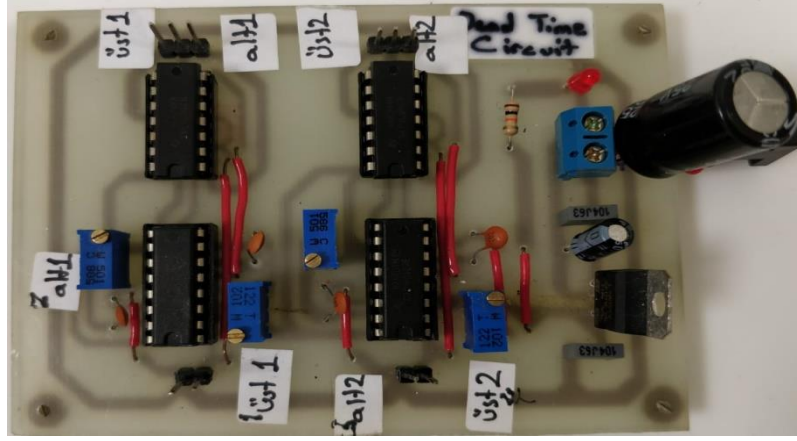
Şekil 5.8. Tam köprü anahtarları ve sürücü devresi.

Tam köprü seri rezonans devresinde iki bacakta toplam dört adet MOSFET anahtar elemanı bulunmaktadır. Aynı bacakta yer alan üst ve alt MOSFET anahtar elemanlarına gelen kapı sinyallerinin çakışık olmaması gerekir. Aksi takdirde anahtar elemanlar bundan zarar görür. Bu yüzden üst ve alt anahtar arasında ölü zaman bırakmak gerekmektedir. Tam köprü rezonans devresi için tasarlanan ölü zaman devre şeması Şekil 5.9'da verilmiştir.



Şekil 5.9. Tam köprü rezonans devresi için tasarlanan ölü zaman devre şeması.

Şekil 5.10'da tam köprü rezonans devresi için tasarlanan ölü zaman devre kartı ve kullanılan devre elemanları görülmektedir.



Şekil 5.10. Rezonans devresi için tasarlanan ölü zaman devre kartı.

Doğrultma devresinde kullanılan diyotların seçiminde çıkış rms akımı ve diyotlar üzerinde oluşacak gerilim değerleri dikkate alınarak devre için uygun diyotlar seçilmiştir. Transformatörün dönüştürme oranı 1:4 olduğundan sekonder tarafındaki akım değeri düşük, gerilim değeri ise yüksektir. Bu akım ve gerilim değerleri göz önünde bulundurularak devrede IXYS DSEI60-12A diyotları kullanılmıştır. Bu diyotların gerilim değeri 1200 V, akımı 52 A olup ters toparlanma süresi 40 ns mertebesinde olan hızlı diyotlar sınıfındadır [143].

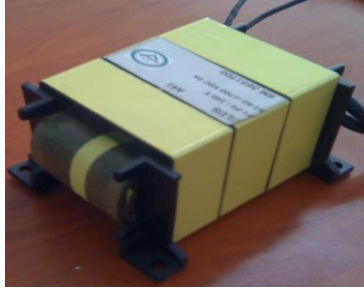
5.2. ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİ DEVRE

Bu bölümde, Şekil 4.2’de bağlantı şeması verilen LCL filtreli bir fazlı şebeke etkileşimli eviriciye ait filtre elemanlarının, koruma-kontrol kartlarının, akım-gerilim ölçüm kartlarının, anahtar ve sürücü elemanlarının tasarımı yapılmıştır.

5.2.1. LCL Filtre

Matematiksel hesaplamaları yapılarak analiz çalışmaları gerçekleştirilen LCL filtrenin parametreleri uygulama için $L_f=3,25$ mH, $C_f=8$ μ F ve $L_g=2,5$ mH olacak şekilde tasarlanmıştır. İleriki çalışmalarda yüksek güç uygulamaları yapılacağı düşünülerek şebeke tarafındaki filtre bobinin endüktans değeri artırılmıştır. LCL filtre bobinlerinin tasarımında ferrit nüveler tercih edilmiştir. Ferrit nüveler, düşük nüve kayıplarına ve yüksek geçirgenliğe sahiptir [144]. Tasarlanan evirici ve şebeke

tarafındaki filtre bobinleri Kool M μ malzemesinden yapılan E80 ferrit nüvelere bakır folyo sarım yapılarak imal ettirilmiştir. Evirici ve şebeke tarafındaki filtre bobinleri Şekil 5.11’de verilmiştir.



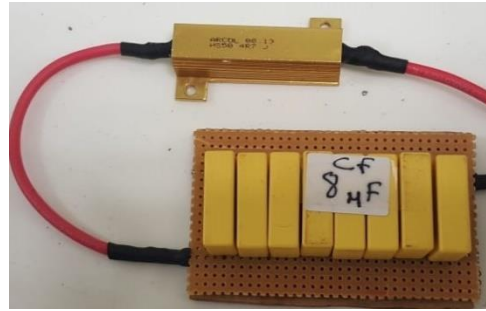
(a)



(b)

Şekil 5.11. Filtre bobinleri a) $L_i=3,25$ mH ve b) $L_g=2,5$ mH.

Filtre kondansatörü için $1 \mu\text{F}$ 275 V AA değerine sahip MKP tipi kondansatör kullanılmıştır. 8 adet kondansatör paralel bağlanarak toplam $8 \mu\text{F}$ değerinde filtre kondansatörü elde edilmiştir. Elde edilen filtre kondansatörü ile birlikte kullanılan sönümlenme direnci ($4,7 \Omega$ 50 W) Şekil 5.12’de gösterilmiştir.



Şekil 5.12. Filtre kondansatörü ve kullanılan sönümlenme direnci.

5.2.2. İzolasyon Transformatorü

Sistemde AA şebeke gerilim seviyesinin deneysel çalışma aşaması için yüksek olması ve bu gerilim seviyesinin kişinin çalışma güvenliği açısından tehlike oluşturması nedeniyle AA şebeke geriliminin düşük değerlerde tutulması düşünülmüştür. Bu amaçla devrede güvenlik dikkate alınarak 2 kVA gücünde

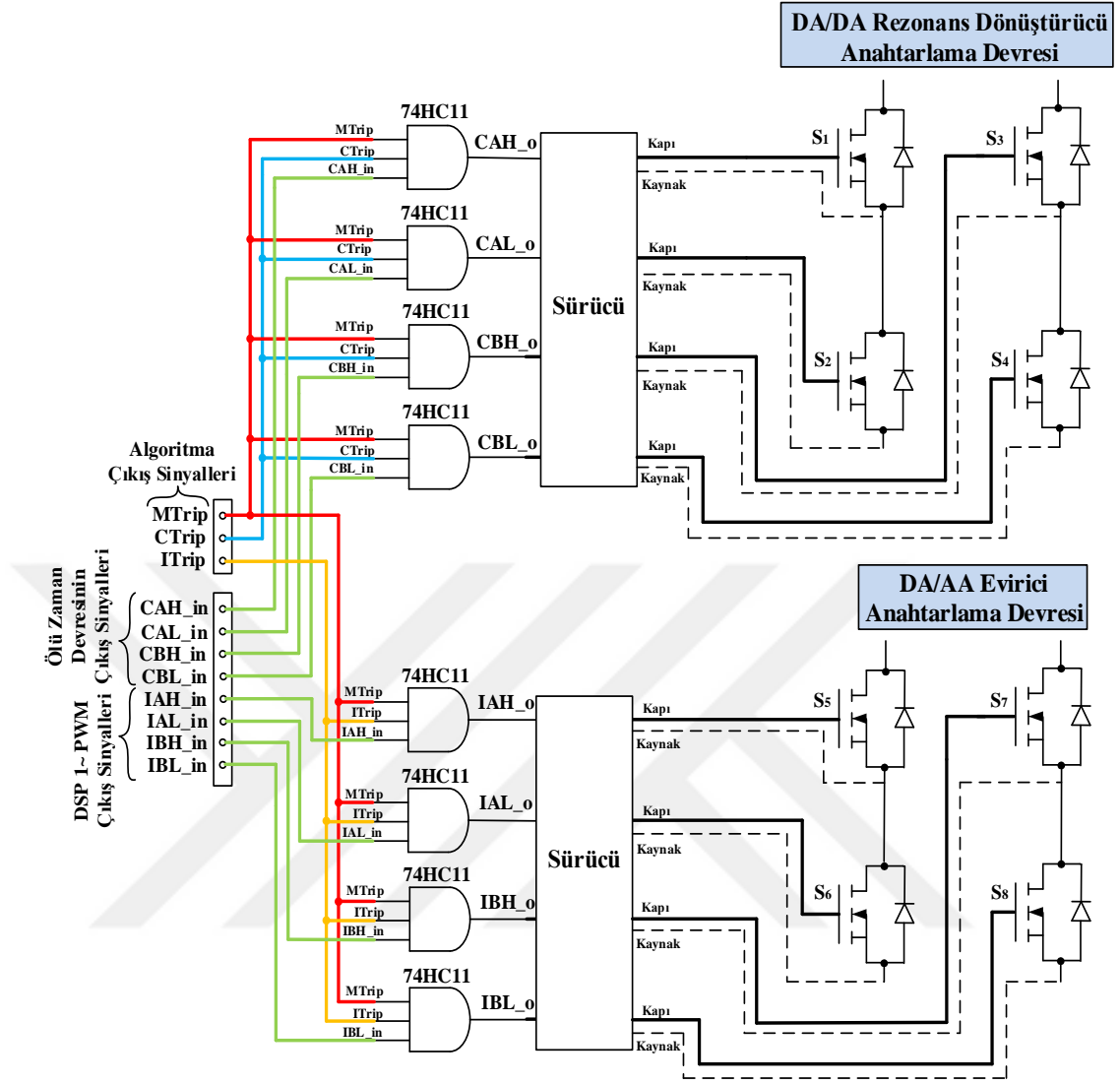
izolasyon transformatörü kullanılmıştır. İzolasyon transformatörünün primer gerilimi 110 V sekonder gerilim değeri ise 220 V (1:2 oranı) olacak şekilde imal ettirilmiştir.

5.2.3. Anahtar Ve Sürücü Elemanları

Bir fazlı evirici devresi için tam köprü topolojisi kullanılmıştır. Evirici devresindeki gerilimin yüksek olması nedeniyle International Rectifier firmasının IRFP 460N kodlu 500 V, 20 A, 0,27 Ω iletim direncine sahip MOSFETleri kullanılmıştır [145]. IRFP 460N MOSFET için TC4429 sürücü entegresi kullanılmıştır. Bu sürücü entegresine genliği yükseltilmiş ve kontrol devresinden izole edilmiş PWM sinyali, 6N137 optokuplör tarafından sağlanmıştır. MOSFET sürme devre şeması Şekil 5.7'deki sürme devresi ile aynıdır.

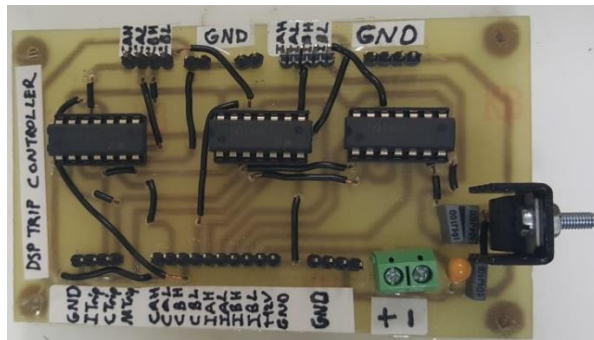
5.2.4. Koruma Kartı

Herhangi bir nedenle bara geriliminin yüksek veya akımın şebekeye aktarılamayacak kadar düşük seviyelerde olmaması gerekir. Aynı zamanda PV panel gücünün düşük olması durumunda şebekeye akım aktarılamayabilir. Tüm bu olumsuzlukların oluşması durumunu göz önünde bulundurarak lojik devreden oluşan bir koruma kartı tasarlanmıştır. Bu koruma kartı, başlama butonuna basıldığında ve bara gerilimi ile PV panel güç değeri belirlenen sınır değerlerinde ise algoritma içine yazılan yazılımla sistemin çalışmasına izin verir. Öncelikle başlama butonuna basıldığında "MTrip" sinyali ile DA-DA rezonans dönüştürücünün "CTrip" sinyali aktif olur ve rezonans dönüştürücünün anahtarlama çıkış sinyalleri (CAH_o, CAL_o, CBH_o ve CBL_o) sürücüye gönderilerek dönüştürücü çalıştırılır. Bara gerilimi ve güç belirlenen sınır değerlerine ulaştığında "ITrip" sinyali aktif olur ve eviricinin anahtarlama çıkış sinyalleri (IAH_o, IAL_o, IBH_o ve IBL_o) sürücüye gönderilerek evirici devresinin çalışması sağlanır. Belirlenen sınır değerlerine ulaşılmaması ya da bu değerlerin aşılması durumunda sistem algoritmasından gelen sinyal (MTrip pasif) ile sistemin çalışması otomatik olarak durdurulur. Bu sayede hem DSP kartı korunur hem de sistemin sınır değerlerini aşmaması sağlanır. Koruma kartının lojik devre şeması Şekil 5.13'te verilmiştir.



Şekil 5.13. Koruma kartının lojik devre şeması.

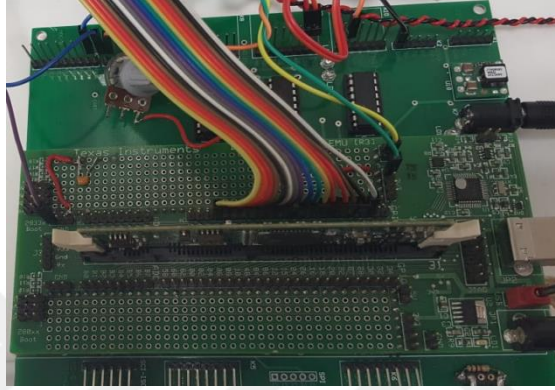
Tasarlanan lojik koruma kartı Şekil 5.14'te gösterilmiştir.



Şekil 5.14. Tasarlanan koruma kartı.

5.3. KONTROL KARTI

Devrede kullanılan kontrol kartı ile tasarlanan tüm sistemin (hem dönüştürücü hem de bir fazlı evirici kısmı) denetimi gerçekleştirilmiştir. Sistemde, Texas Instruments firmasına ait TMS320F28335 DSP kontrol kartı tercih edilmiştir. Şekil 5.15'te deneysel çalışmalarda kullanılan TMS320F28335 DSP kontrol kartı görülmektedir.



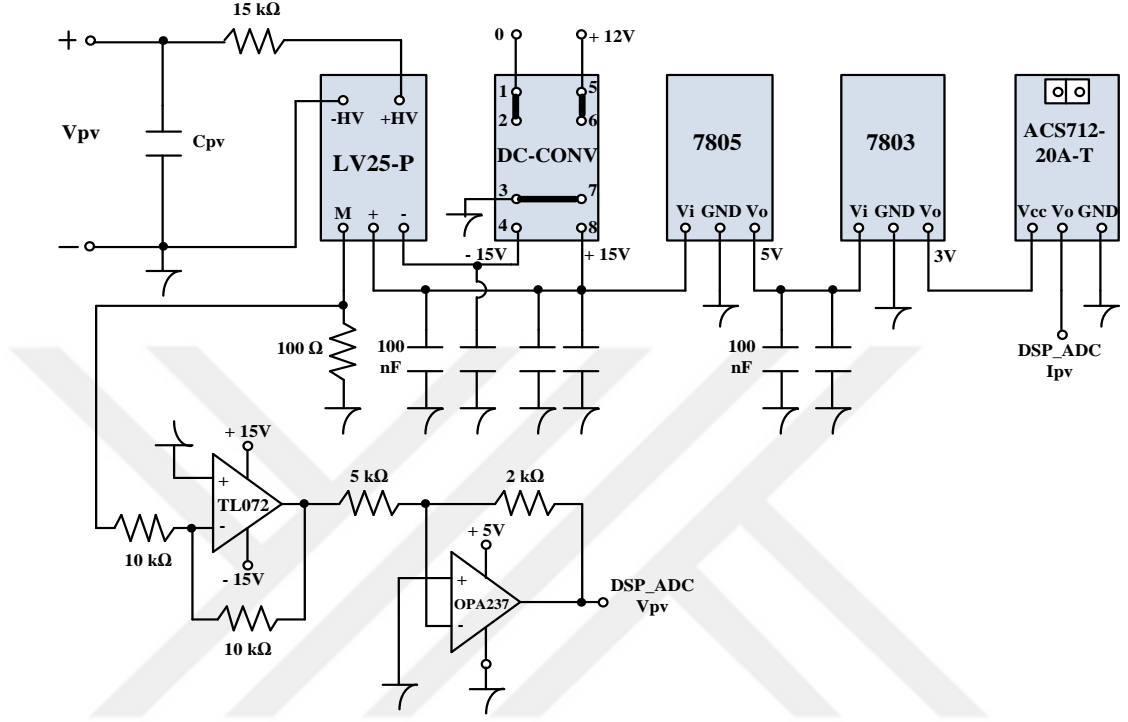
Şekil 5.15. TMS320F28335 DSP kontrol kartı.

Seçilen bu kontrol kartı, 150 MHz hızda işlem yapabilme kapasitesinde olup 32 bittir. Kartın ADC (analog dijital dönüştürücü) modülünde 8 girişli iki bağımsız alt modülden oluşan toplam 16 ADC kanalı vardır. ADC modülü, örneklenen değeri 12 bitlik sayısal değere çevirmektedir. ADC kanalları 0-3 V sinyal gerilim aralığında lineerdir. Kart, altı adet bağımsız ePWM modülüne sahiptir. Her bir PWM modülünün iki adet çıkış kanalı (ePWMxA ve ePWMxB) vardır [146].

5.4. AKIM-GERİLİM ÖLÇÜM KARTLARI

Devrenin giriş (besleme) kısmında yer alan PV panellerden maksimum gücün çekildiğinin belirlenebilmesi için girişteki akım ve gerilimin ölçülmesi gerekir. Bu yüzden devrede akım ve gerilim sensörleri olarak ACS712 ve LV25-P hall etkili sensörler kullanılmıştır. Temel olarak çalışma prensibi giriş akımı ile orantılı çıkış akımı üretmeleridir. Çıkış akımı, çıkış direnci ile gerilime dönüştürülüp kullanılmaktadır. Allegro firmasının ürettiği ACS712-20A-T akım algılayıcı ± 20 Ampere kadar olan akımları ölçebilmektedir [147]. Ölçümleri 100 mV/A analog

gerilim olarak verir. LV25-P gerilim algılayıcısı hall etkisi yöntemi ile AA ve DA gerilimleri izoleli olarak ölçebilmektedir [148]. Akım-gerilim ölçme sensör devresinin şeması Şekil 5.16’da verilmiştir.



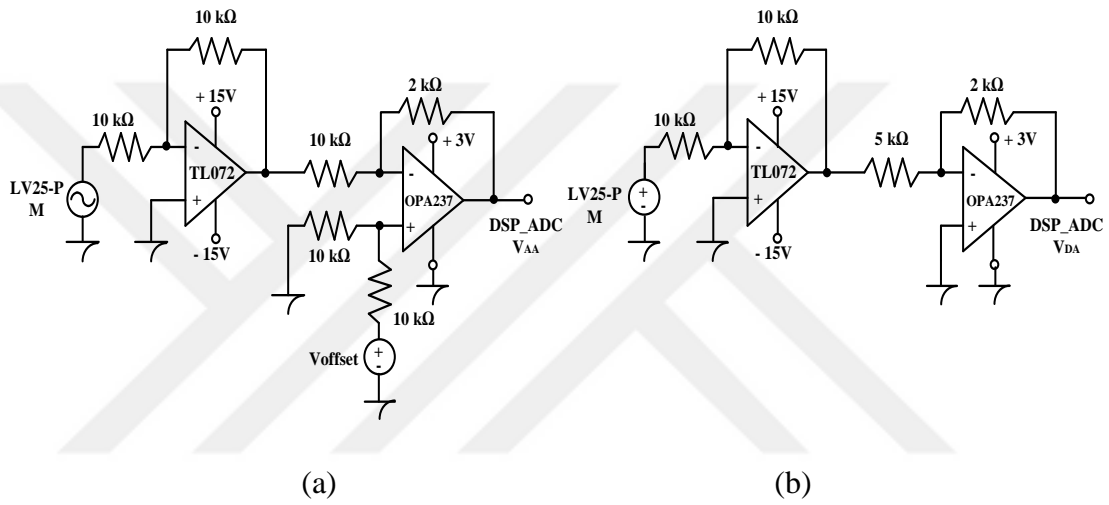
Şekil 5.16. Akım-gerilim ölçme sensör devresinin şeması.

Sistemin giriş kısmında yer alan PV panellerin akım ve geriliminin ölçülebilmesi için tasarlanan sensör kartı Şekil 5.17’de gösterilmiştir.



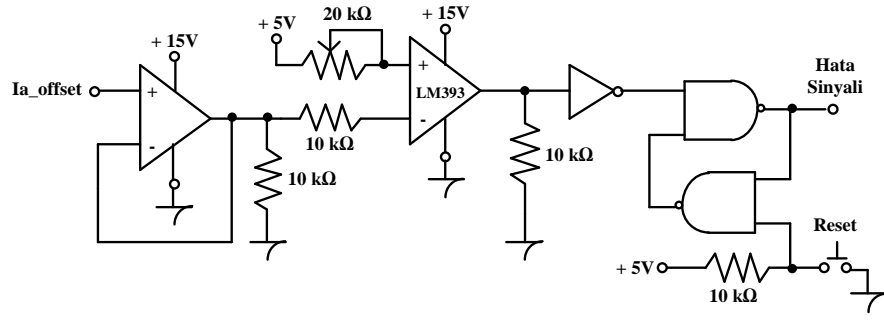
Şekil 5.17. Tasarlanan akım-gerilim ölçme sensör kartı.

Bir fazlı evirici devresinde şebekeye aktarılan akımın ve şebeke geriliminin ölçülmesi gerekir. Bu yüzden devrede akım ve gerilim sensörleri olarak ACS756SCA-050B ve LV25-P hall etkili sensörler kullanılmıştır. Devrede akım algılayıcısı olarak Allegro firmasının ürettiği ± 50 A kadar olan akımları ölçebilen ACS756SCA-050B kullanılmıştır [149]. DSP’de pozitif 0-3 V olan analog sinyaller dijital sinyallere dönüştürülmektedir. Bu yüzden AA sinyalinin negatif alternansı sıfır ekseninin üzerine kaydırılması (offset) gerekir. Şekil 5.18 (a)’da kaydırma devresi (b)’de DA sinyali için kullanılan ölçeklendirme devre şeması görülmektedir.



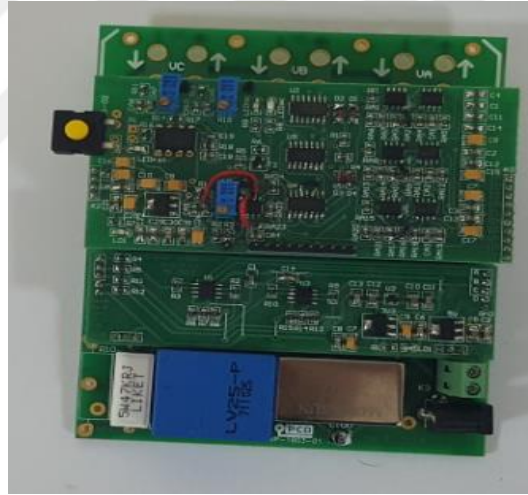
Şekil 5.18. a) Kaydırma devresi ve b) DA sinyalinin ölçeklendirme devresi.

Hata sinyali kartı, bir fazlı şebeke etkileşimli evirici devresinde oluşabilecek aşırı akım ve gerilime karşı hata sinyali üreterek MOSFET sürücülerin sinyalini kesmektedir. Sensörlerden gelen sinyal değeri ile üst sınır değeri olarak belirlenen sinyal değeri karşılaştırılır. Belirlenen sınır değeri geçildiğinde hata sinyali üretilir. Böylece anahtar elemanlara ve sürücülere zarar verilmeden sistemin güvenli bir şekilde çalışması sağlanır. Şekil 5.19’da hata sinyali devre şeması verilmiştir.



Şekil 5.19. Hata sinyal devre şeması.

Bir fazlı şebeke etkileşimli evirici devresi için tasarlanan kaydırma devresi, ölçeklendirme devresi ve akım-gerilim okuma kartları birbirlerine geçmeli olarak tasarlanmıştır. Bütün kartların bir arada olduğu devre kart düzeneği Şekil 5.20'de gösterilmiştir.

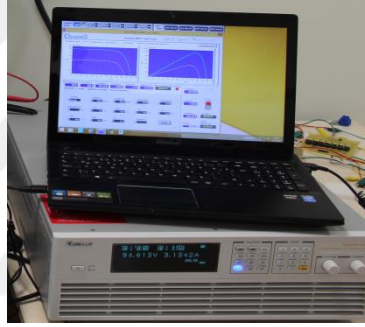


Şekil 5.20. Evirici devresi için tasarlanan kartlar.

BÖLÜM 6

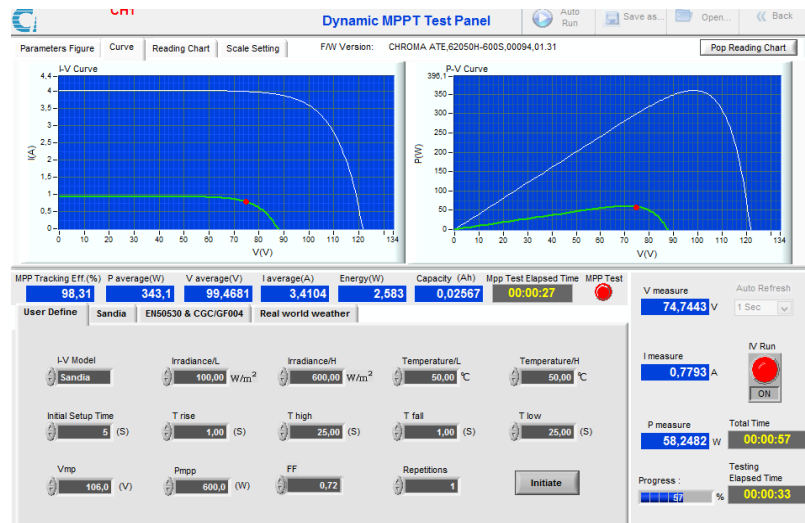
SİSTEMİN BENZETİM VE UYGULAMA SONUÇLARI

Sistemde güneşin olmadığı vakitlerde deneysel çalışmaların devam ettirilebilmesi ve MPPT işleminin ne ölçüde gerçekleştirilebildiğini tespit edebilmek amacıyla Chroma 62050H-600S marka 5 kW gücünde bir PV simülatör kullanılmıştır. Sistemde kullanılan PV simülatör Şekil 6.1’de yer almaktadır.



Şekil 6.1. PV simülatör.

Değişik değerlerde simülatörden elde edilen görüntüler Şekil 6.2’de gösterilmiştir.



Şekil 6.2. PV simülatör ara yüz ekran görüntüsü.

PV simülator arayüzü sayesinde sistemin MPP’de olup olmadığı ve MPPT algoritmasının dinamik yapısı da gözlemlenebilmektedir. Ayrıca, MPPT algoritmasının takip verimi, panel akım, gerilim ve güç gibi değerlerin gözlemlenerek kayıt altına alınabilmesi sağlanmaktadır.

MPPT algoritmasının takip verimi, sabit çevre koşullarında (güneş ışınımı, hücre sıcaklığı vb.) MPP’yi arama ve yakalama yeteneği olarak açıklanır. MPPT verimi aşağıdaki eşitlik ile hesaplanır.

$$\eta_{MPPT} = \frac{P_{PV}}{P_{MPP}} \cdot 100 \quad (6.1)$$

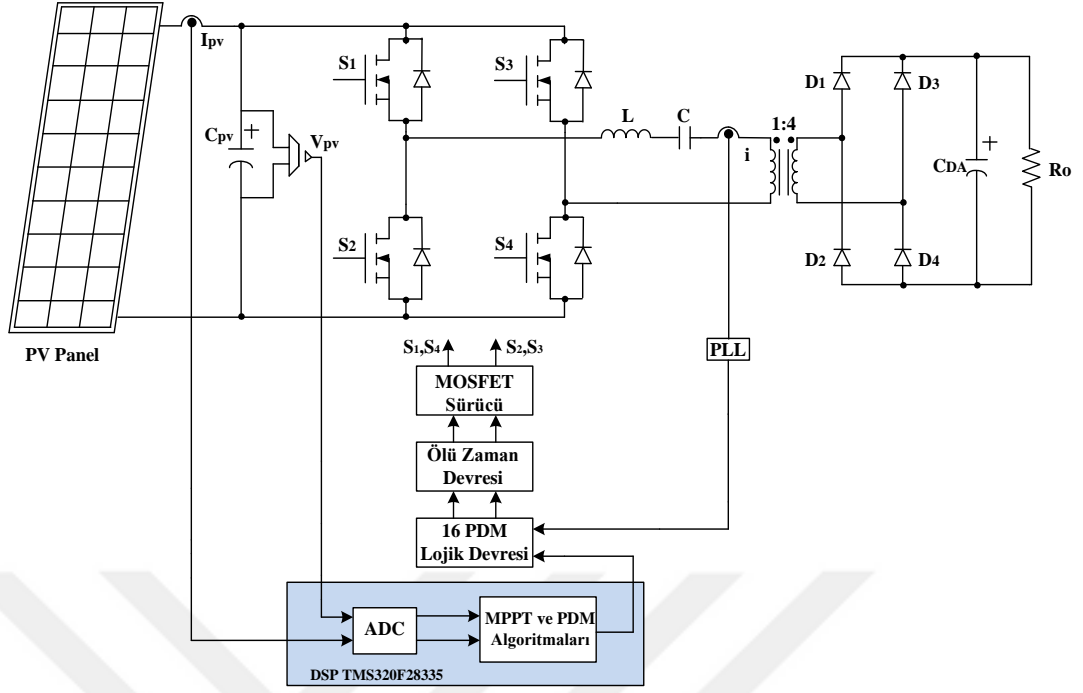
Burada P_{PV} , MPPT algoritma takibine göre PV simülatorün (programlanabilir güç kaynağının) çıkış gücüdür. P_{MPP} ise sabit çevre koşullarında PV panelin üretebileceği maksimum güçtür [65,150,151].

6.1. PDM KONTROLLÜ MPPT SİSTEMİNİN BENZETİM VE UYGULAMA SONUÇLARI

Tasarlanan sistemin benzetim çalışmaları PSIM 10.0 programında gerçekleştirilmiştir. Sistemin kontrolü için gerekli olan kodlar basitleştirilmiş C bloğu içerisine yazılarak DSP için gerekli olan gömülü kodlar üretilmiştir. Bu yazılımda üretilen gömülü kodlar Code Composer Studio ile işlemciye yüklenmiştir. Benzetim sonuçları tamamlandıktan sonra uygulama sonuçları elde edilmiştir.

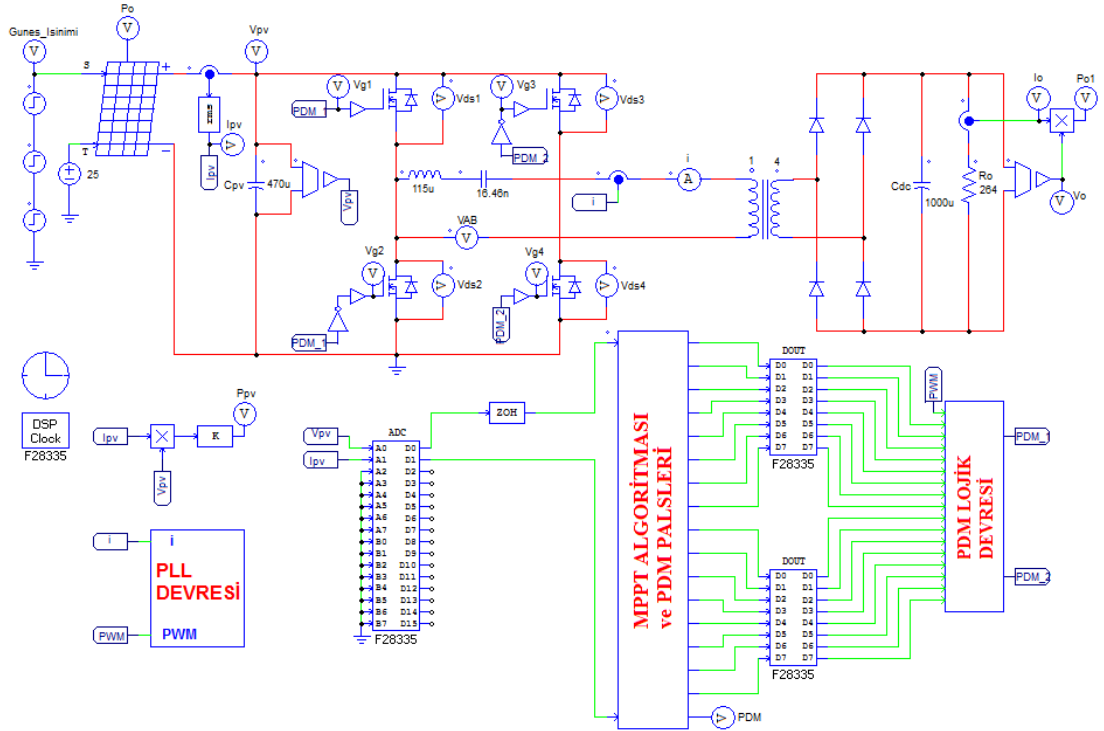
6.1.1. Benzetim Sonuçları

PDM kontrollü tam köprü seri rezonans dönüştürücülü MPPT devresinin blok şeması Şekil 6.3’te gösterilmiştir.



Şekil 6.3. Tam köprü seri rezonans dönüştürücülü MPPT devresinin blok şeması.

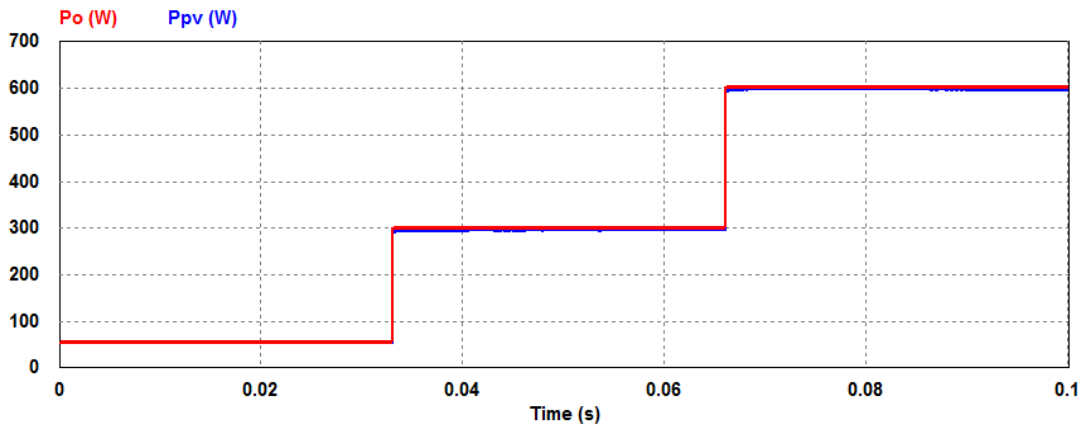
PDM kontrollü tam köprü seri rezonans dönüştürücülü MPPT devresinin PSIM programındaki ekran görüntüsü Şekil 6.4'te verilmiştir.



Şekil 6.4. Tam köprü seri rezonans dönüştürücülü devrenin PSIM ekran görüntüsü.

PV paneller için farklı güneş ışınım koşullarında rezonans frekansında çalışabilen seri rezonans dönüştürücünün kontrolü, yeni bir yöntem olan PLL tabanlı 16 PDM'li PI kontrollü P&O MPPT algoritması ile gerçekleştirilmiştir. Başlangıçta PV panelin akımı ve gerilimi ölçülerek algoritmada güç değeri hesaplanır ve kontrol sinyalinin pals yoğunluğu artırılır. Yeni ölçülen güç ve gerilim değerleri, bir önceki değerler ile kıyaslanır. Eğer hem güç hem de gerilim artmışsa pals yoğunluk oranı artırılır. Eğer hem güç hem de gerilim azalıyor ise yine pals yoğunluk oranı artırılır. Şayet güç veya gerilimden biri azalıyor diğeri artıyor ise bu durumda pals yoğunluğu azaltılarak maksimum güç noktası takip ettirilir. Böylece PV panelden elde edilecek olan maksimum güç PDM kontrol yöntemi ile sağlanarak yüke maksimum güç transferi sağlanır. Anahtarlama frekansında ve anahtarın iletim süresinde herhangi bir değişiklik yapılmadan PV panelin giriş gücüne göre iletim palslerinin bazıları silinerek güç kontrolü yapılmaktadır.

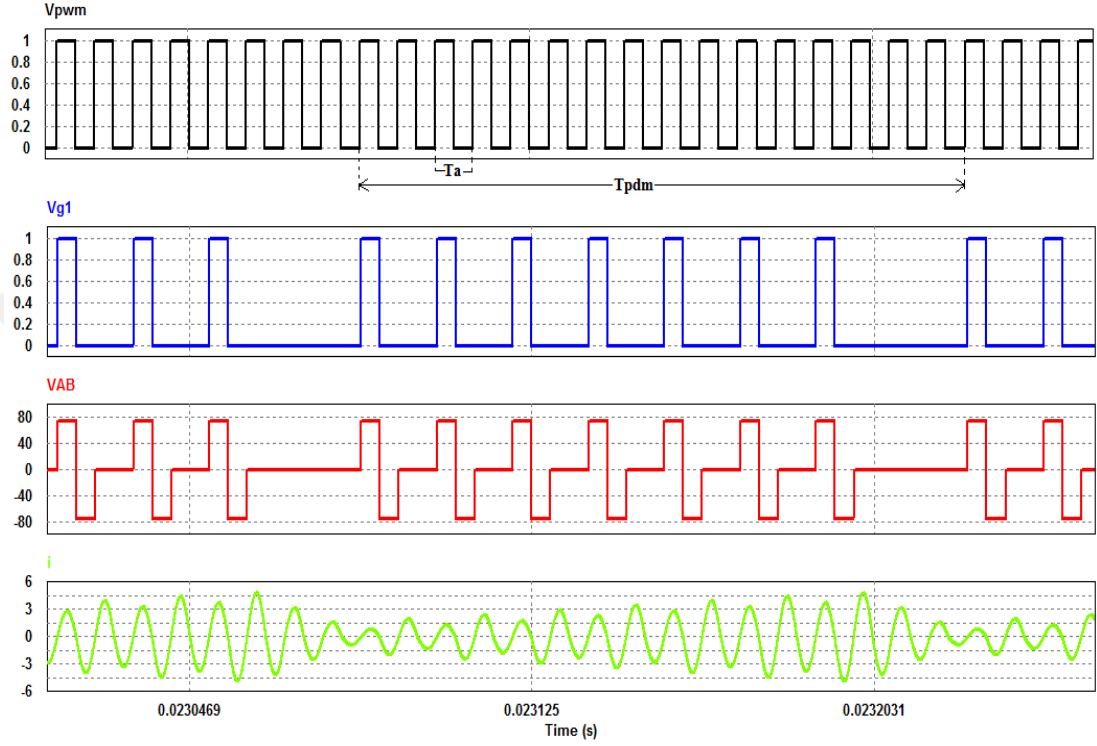
Benzetim çalışmasında güneş ışınım şiddeti 100, 500 ve 1000 W/m² olacak şekilde değiştirilmiştir. PSIM programında güneş ışınım şiddeti hızlı bir şekilde değiştirilerek PDM kontrollü P&O MPPT algoritmasının maksimum güç takibi yapıp yapmadığı incelenmiştir. Benzetim çalışmasında teorik PV panel gücü (P_o) ve elde edilen PV panel gücü (P_{pv}) gösterilerek güç takip değişimi Şekil 6.5'te gösterilmiştir.



Şekil 6.5. PDM kontrollü P&O MPPT algoritması ile güç takibi.

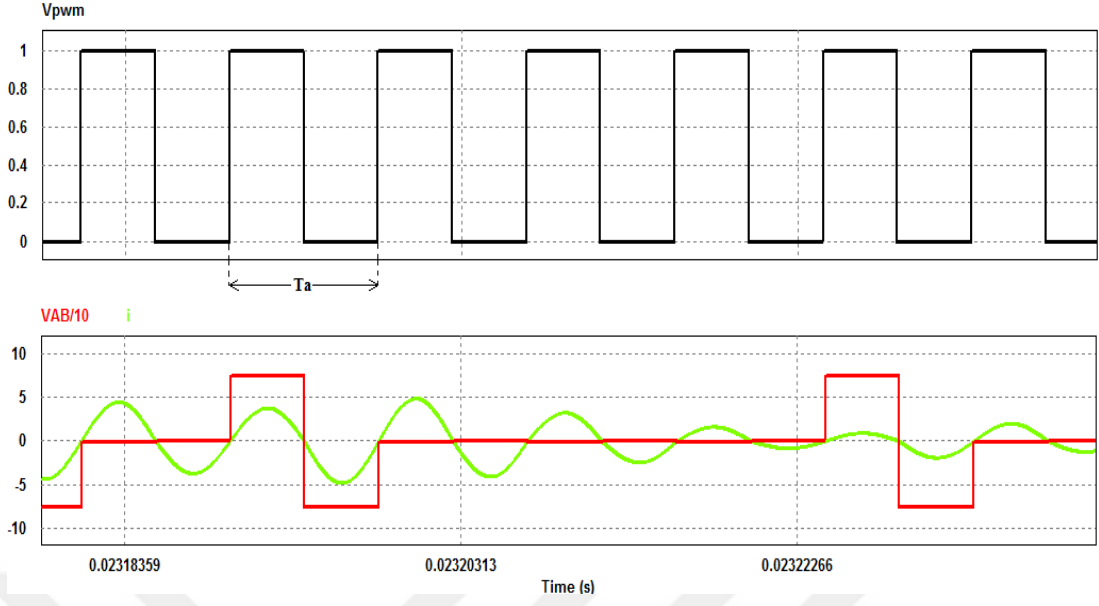
100 W/m² deki güneş ışınımında PV panellerden maksimum güç elde edebilmek için pals yoğunluk oranının 7/16 olması gerektiği bulunmuştur. Şekil 6.6'da da görüleceği üzere PV panelin ihtiyaç duyduğu güç değerine göre 9 adet kontrol pulsü

silinerek panellerin MGN'de çalışması sağlanmıştır. Aynı zamanda sıfır akım anahtarlama da gerçekleştirilmiştir. Bu güneş ışınım seviyesinde yapılan ölçümlerde PWM sinyali, MOSFET anahtar kapı-kaynak gerilimi, evirici çıkış gerilimi (V_{AB}) ve rezonans akımının (i) benzetim sonuçları Şekil 6.6'da gösterilmiştir.

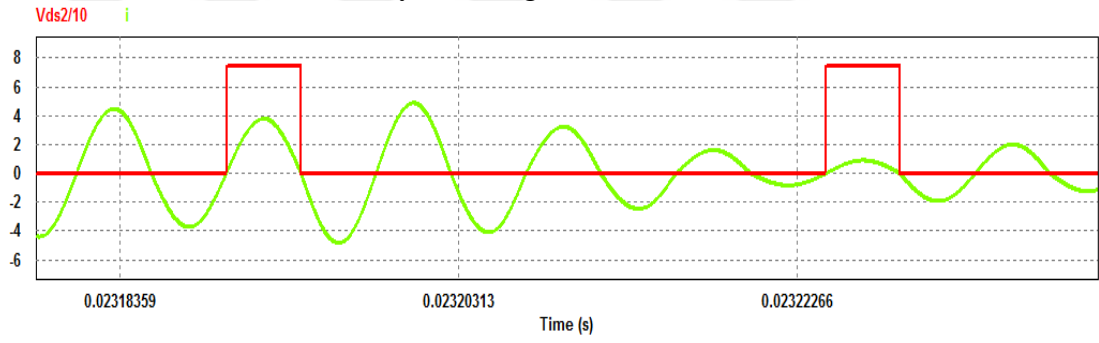


Şekil 6.6. 100 W/m^2 , PWM, kapı-kaynak gerilimi, V_{AB} gerilimi ve rezonans akımı.

Şekil 6.7'de sıfır akımda anahtarlama yapıldığını gösteren benzetim görüntüleri verilmiştir.



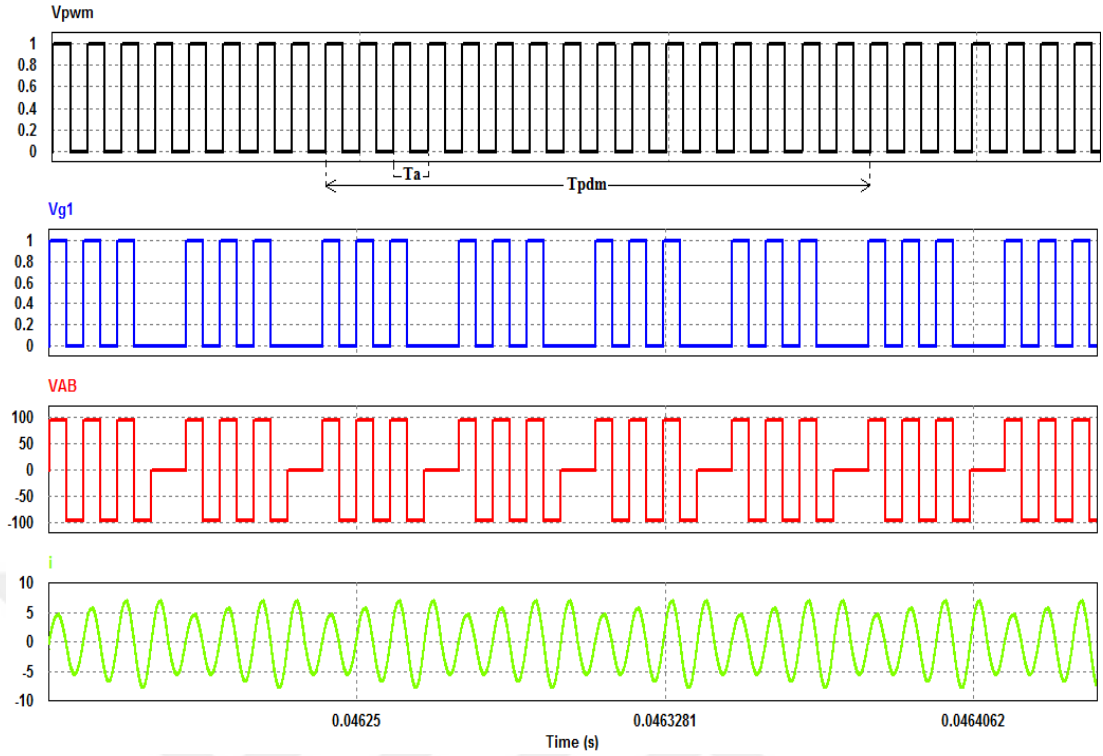
a) PWM sinyali, V_{AB} gerilimi ve rezonans akımı



b) anahtarın akaç-kaynak gerilimi ve rezonans akımı

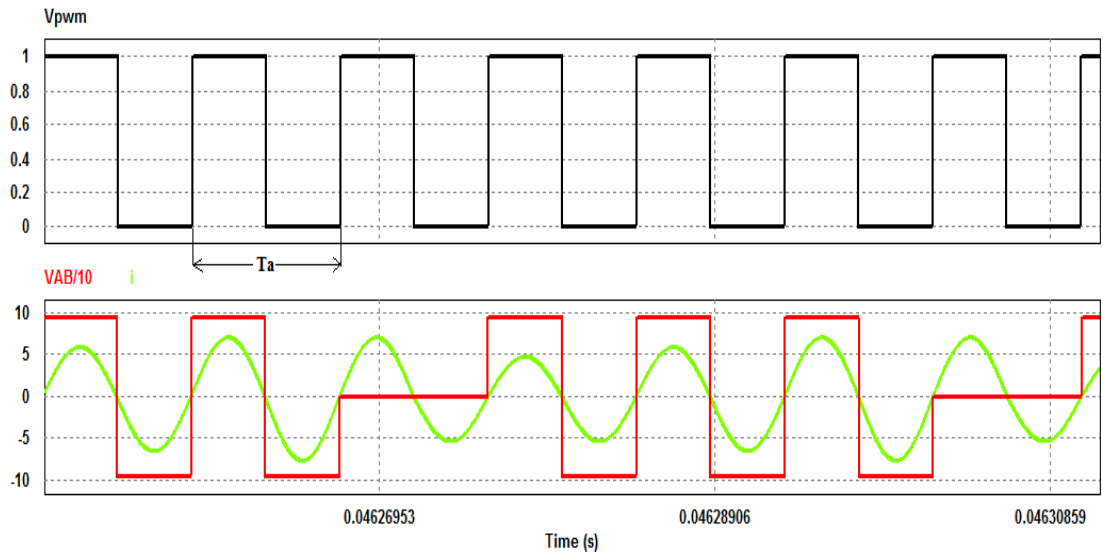
Şekil 6.7. 100 W/m^2 ışınlımda sıfır akım anahtarlama.

500 W/m^2 deki güneş ışınlımında PV panellerden maksimum güç elde edebilmek için pals yoğunluk oranı 12/16 bulunmuştur. Şekil 6.8'de de görüleceği üzere PV panelin ihtiyaç duyduğu güç değerine göre 4 adet kontrol pulsü silinerek panellerin MGN'de çalışması sağlanmıştır. Bu güneş ışınlım seviyesinde yapılan ölçümlerde MOSFET anahtarın kapı-kaynak gerilimi, evirici çıkış gerilimi (V_{AB}) ve rezonans akımının (i) benzetim sonuçları Şekil 6.8'de gösterilmiştir.

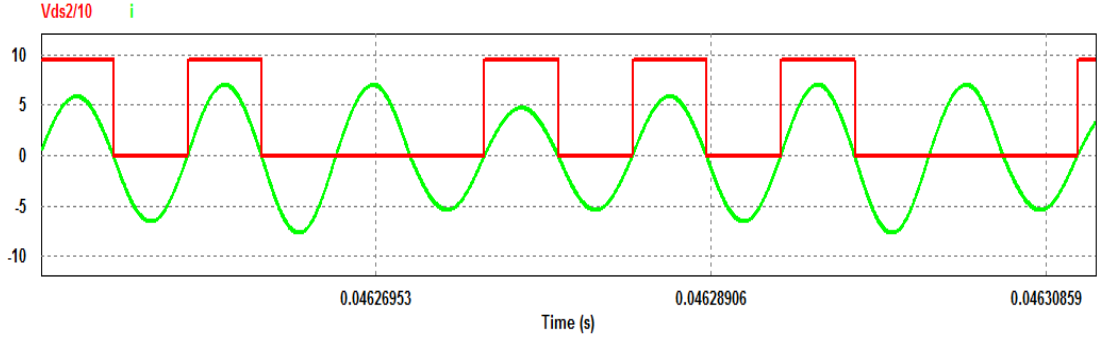


Şekil 6.8. 500 W/m^2 , PWM, kapı-kaynak gerilimi, V_{AB} gerilimi ve rezonans akımı.

Şekil 6.9'da sıfır akımda anahtarlama yapıldığını gösteren benzetim görüntüleri verilmiştir.



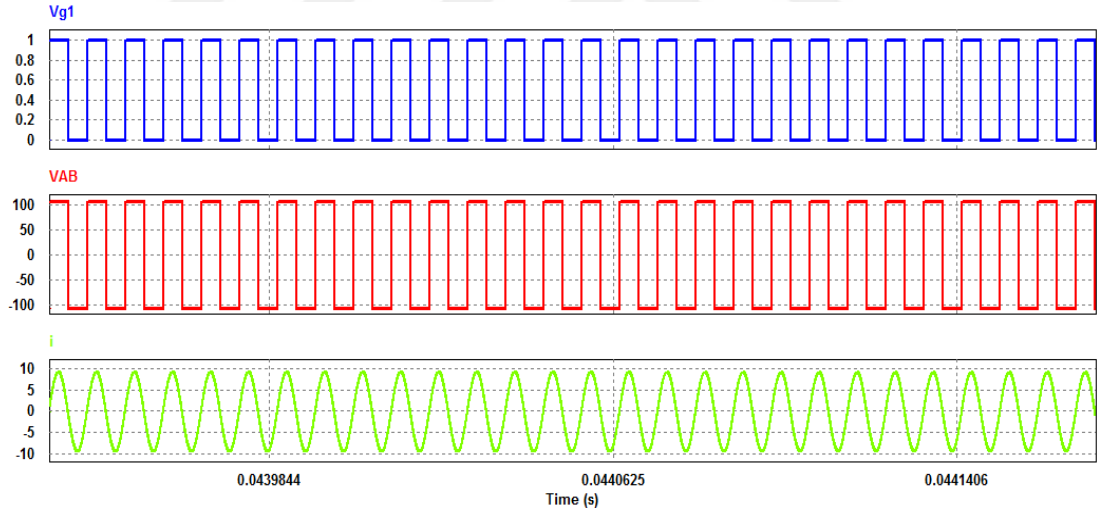
a) PWM sinyali, V_{AB} gerilimi ve rezonans akımı



b) anahtarın akaç-kaynak gerilimi ve rezonans akımı

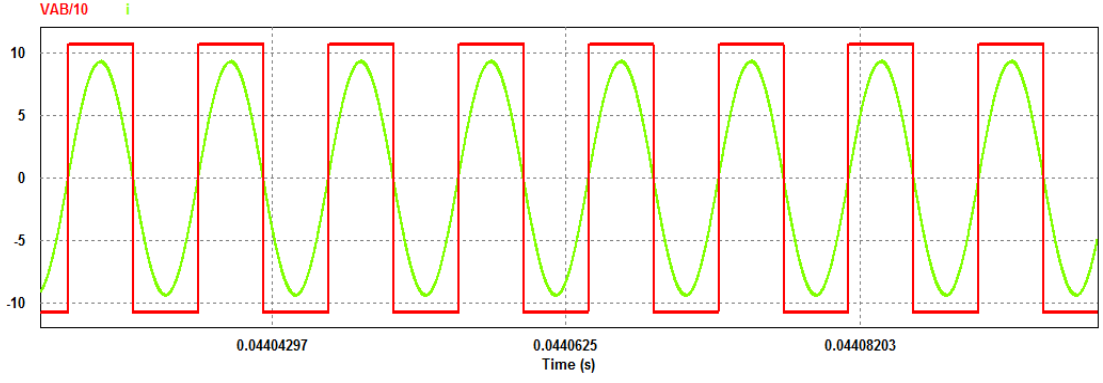
Şekil 6.9. 500 W/m² ışınımında sıfır akım anahtarlama.

1000 W/m² deki güneş ışınımında PV panellerden maksimum güç elde edebilmek için puls yoğunluk oranı 16/16 bulunmuştur. Bu güneş ışınım seviyesinde yapılan ölçümlerde MOSFET anahtarın kapı-kaynak gerilimi, evirici çıkış gerilimi (V_{AB}) ve rezonans akımının (i) benzetim sonuçları Şekil 6.10'da gösterilmiştir.

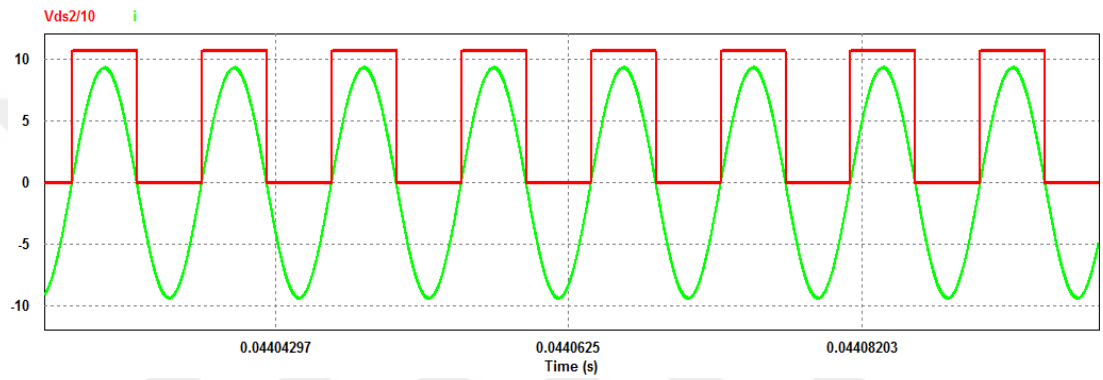


Şekil 6.10. 1000 W/m², kapı-kaynak gerilimi, V_{AB} gerilimi ve rezonans akımı.

Şekil 6.11'de sıfır akımda anahtarlama yapıldığını gösteren benzetim görüntüleri verilmiştir.



a) 1000 W/m^2 , V_{AB} gerilimi ve rezonans akımı

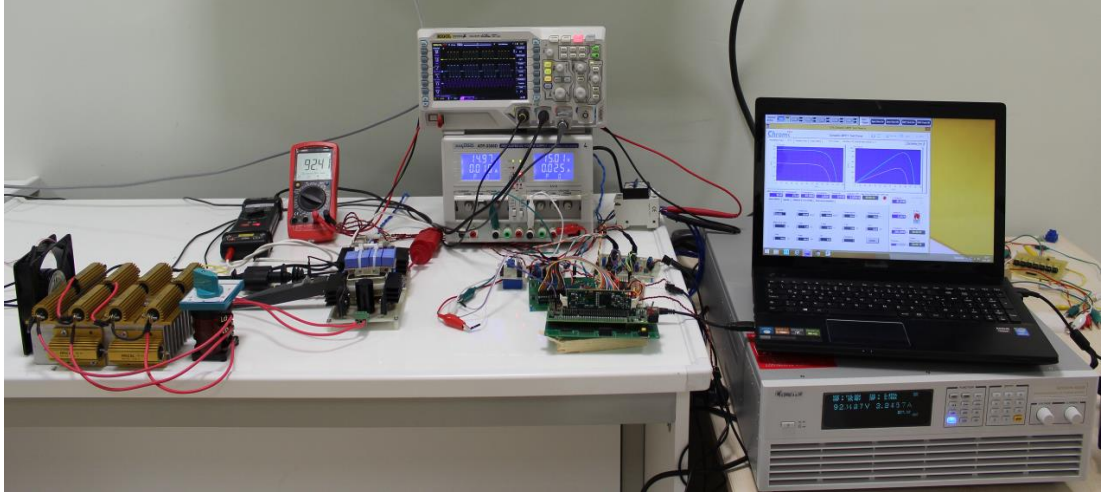


b) 1000 W/m^2 , anahtarın akaç-kaynak gerilimi ve rezonans akımı.

Şekil 6.11. 1000 W/m^2 ışınımında sıfır akım anahtarlama.

6.1.2. Uygulama Sonuçları

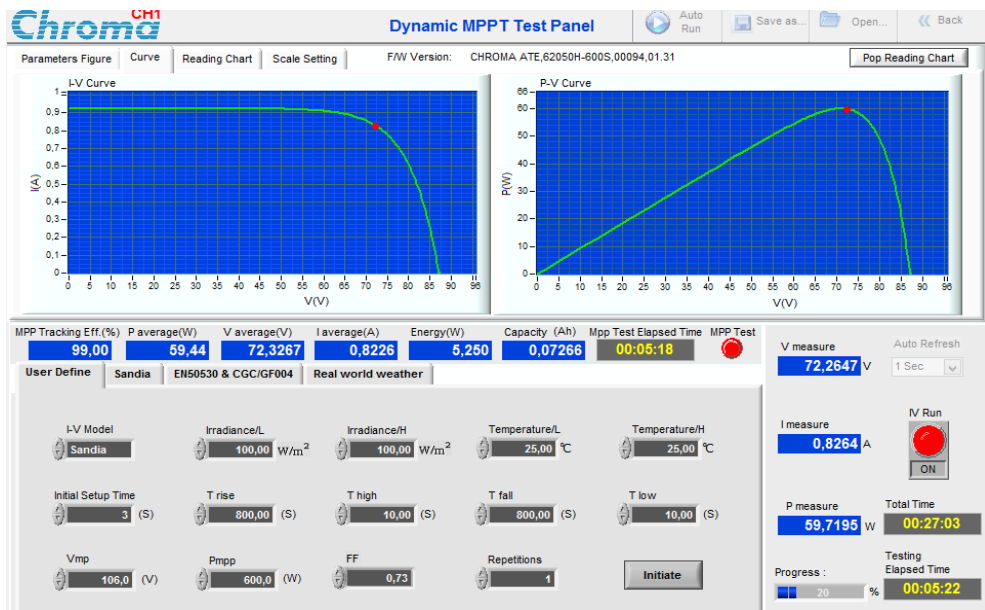
PDM kontrollü tam köprü seri rezonans dönüştürücülü MPPT devresinin deney düzeneği Şekil 6.12’de verilmiştir.



Şekil 6.12. Tam köprü seri rezonans devresinin deney düzeneği.

Deneyde yüksek frekanslı rezonans akımının ölçülebilmesi için Tektronix firmasının P6021 AA probu kullanılmıştır. Deneyde hem AA hem de DA gerilimlerinin ölçülebilmesi için Pintek DP-100 marka yüksek gerilim probu kullanılmıştır. Dönüştürücü devresinin sinyallerinin ölçülmesinde Rigol DS1074Z marka osiloskop kullanılmıştır.

100 W/m² güneş ışınım seviyesinde PV simülatöründen elde edilen değerlerin ekran görüntüsü Şekil 6.13'te gösterilmiştir.



Şekil 6.13. 100 W/m² ışınımında simülatörden elde edilen değerlerin ekran görüntüsü.

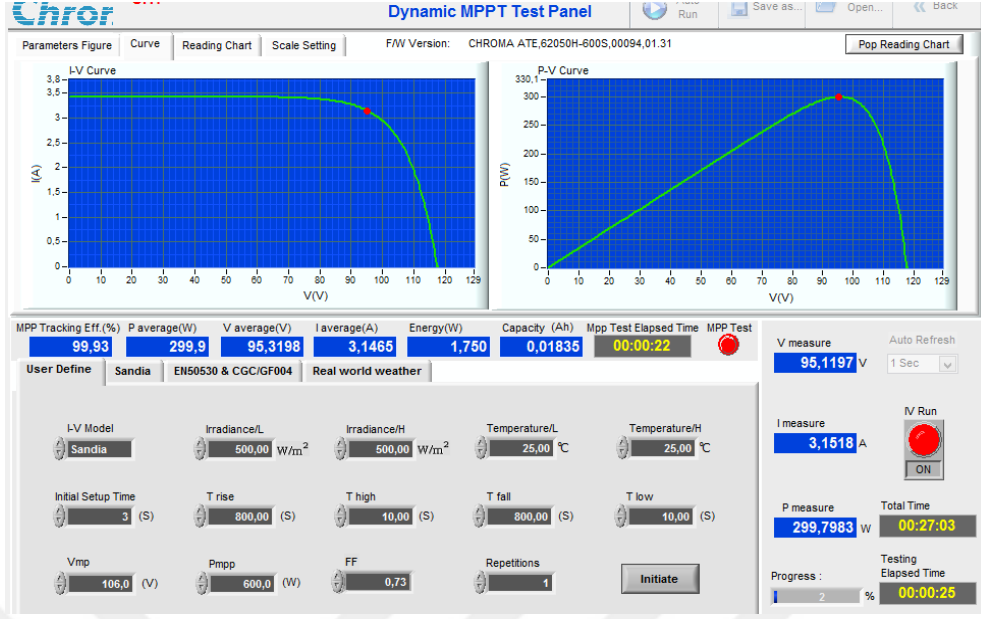
Ekran görüntüsündeki kırmızı nokta o anda PV simülörün vermiş olduğu akım, gerilim ve güç değerlerini göstermektedir. Aynı zamanda maksimum güç noktasının takip edilip edilmediğini de göstermektedir. Ekran görüntüsünde de görüleceği üzere PV simülörden 72,2647 V gerilim, 0,8264 A akım ve 59,7195 W güç çekilmiştir. Bu şartlarda MPPT verimi % 99'dur. Bu güneş ışınım seviyesinde yapılan ölçümlerde anahtarın kapı-kaynak gerilimi, evirici çıkış gerilimi (V_{AB}), rezonans akımı ve yük üzerindeki gerilimin osiloskop görüntüleri Şekil 6.14'te verilmiştir.



Şekil 6.14. 100 W/m^2 , kapı-kaynak gerilimi (CH1), V_{AB} gerilimi (CH2), rezonans akımı (CH3) ve yük üzerindeki gerilim (CH4).

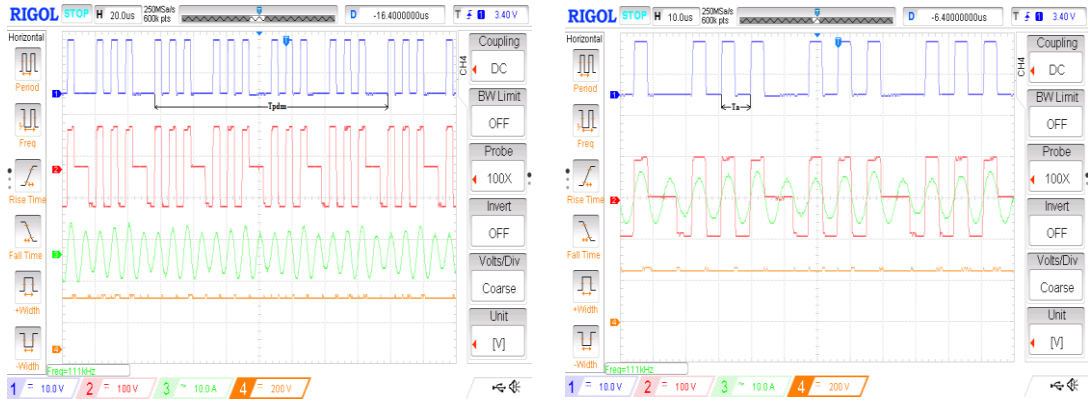
Yapılan ölçümlerden de görüleceği üzere 100 W/m^2 güneş ışınımında maksimum güç elde edebilmek için puls yoğunluk oranının $7/16$ olduğu görülmektedir. Maksimum güç aktarılırken yumuşak anahtarlama koşulu da sağlanmaktadır.

500 W/m^2 güneş ışınım seviyesinde PV simülöründen elde edilen değerlerin ekran görüntüsü Şekil 6.15'te gösterilmiştir.



Şekil 6.15. 500 W/m² ışınımında simütörden elde edilen değerlerin ekran görüntüsü.

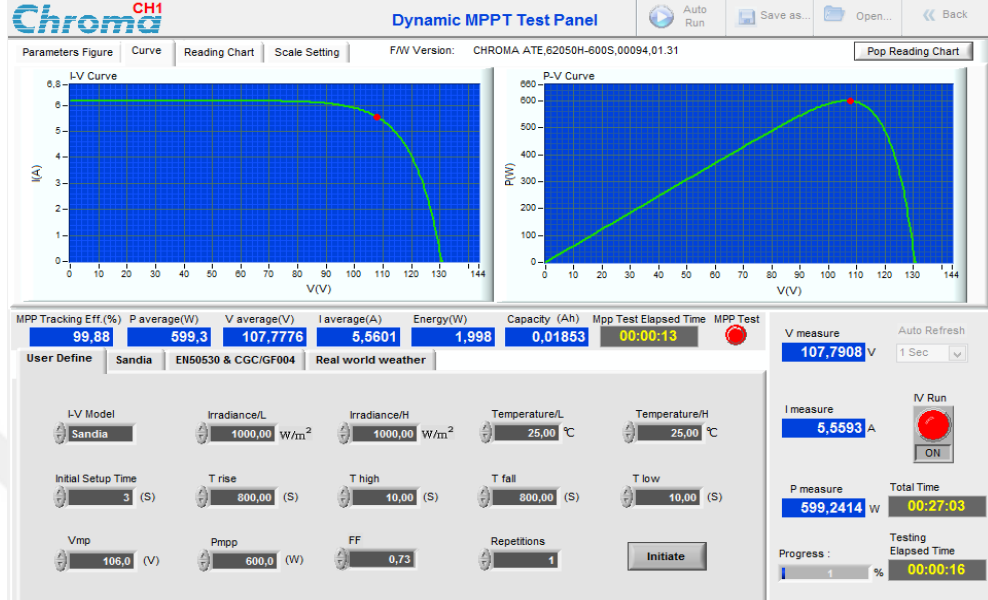
Ekran görüntüsünde de görüleceği üzere PV simütörden 95,1197 V gerilim, 3,1518 A akım ve 299,7983 W güç çekilmiştir. Bu şartlarda MPPT verimi % 99,93'tür. Bu güneş ışınım seviyesinde yapılan ölçümlerde anahtarın kapı-kaynak gerilimi, evirici çıkış gerilimi (V_{AB}), rezonans akımı ve yük üzerindeki gerilimin osiloskop görüntüleri Şekil 6.16'da verilmiştir.



Şekil 6.16. 500 W/m², kapı-kaynak gerilimi (CH1), V_{AB} gerilimi (CH2), rezonans akımı (CH3) ve yük üzerindeki gerilim (CH4).

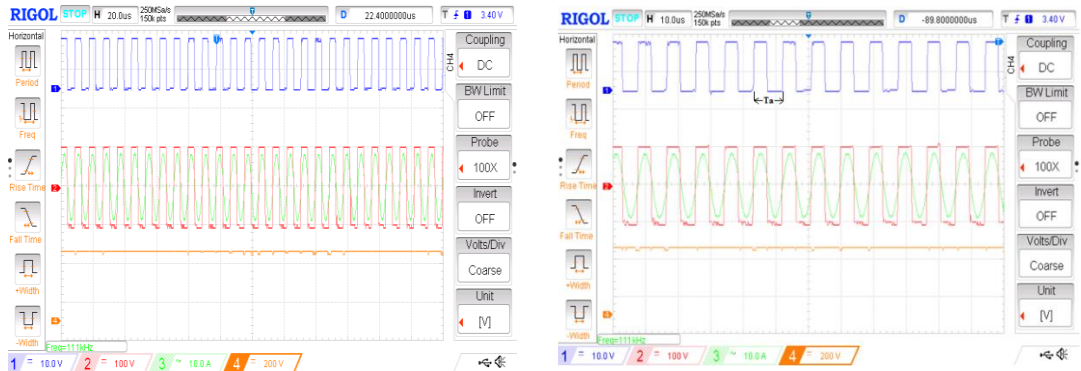
Yapılan ölçümlerden de görüleceği üzere 500 W/m² güneş ışınımında maksimum güç elde edebilmek için pals yoğunluk oranının 12/16 olduğu görülmektedir. Maksimum güç aktarılırken yumuşak anahtarlama koşulu da sağlanmaktadır.

1000 W/m² güneş ışınım seviyesinde PV simülatöründen elde edilen değerlerin ekran görüntüsü Şekil 6.17’de gösterilmiştir.



Şekil 6.17. 1000 W/m² ışınımında simülatörden elde edilen değerlerin ekran görüntüsü.

Ekran görüntüsünde de görüleceği üzere PV simülatörden 107,7908 V gerilim, 5,5593 A akım ve 599,2414 W güç çekilmiştir. Bu şartlarda MPPT verimi % 99,88’dir. Bu güneş ışınım seviyesinde yapılan ölçümlerde anahtarın kapı-kaynak gerilimi, evirici çıkış gerilimi (V_{AB}), rezonans akımı ve yük üzerindeki gerilimin osiloskop görüntüleri Şekil 6.18’de verilmiştir.

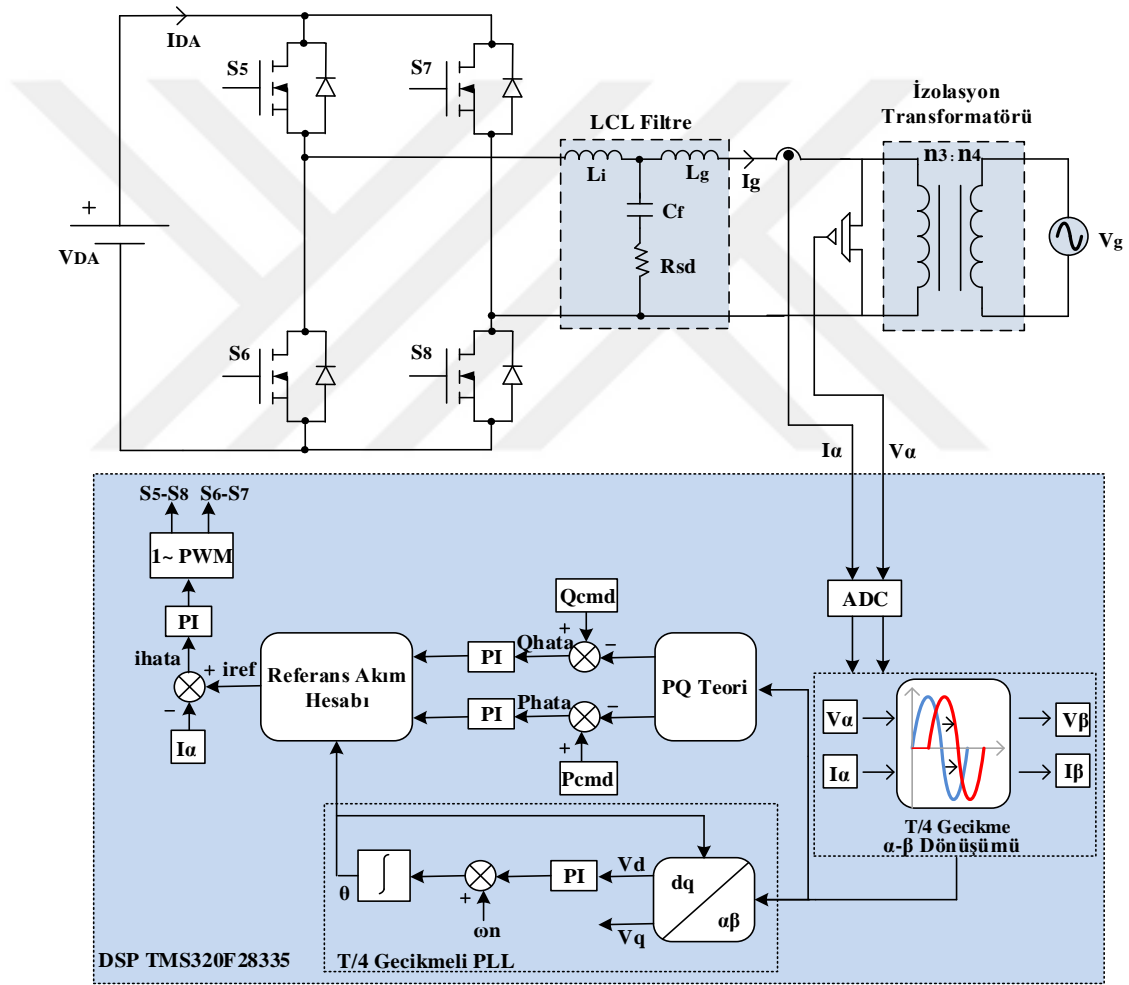


Şekil 6.18. 1000 W/m², kapı-kaynak gerilimi (CH1), V_{AB} gerilimi (CH2), rezonans akımı (CH3) ve yük üzerindeki gerilim (CH4).

Yapılan ölçümlerden de görüleceği üzere 1000 W/m^2 güneş ışınımında maksimum gücün elde edebilmesi için pals yoğunluk oranının 16/16 olduğu görülmektedir.

6.2. BİR FAZLI ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİ DEVRESİNİN BENZETİM VE UYGULAMA SONUÇLARI

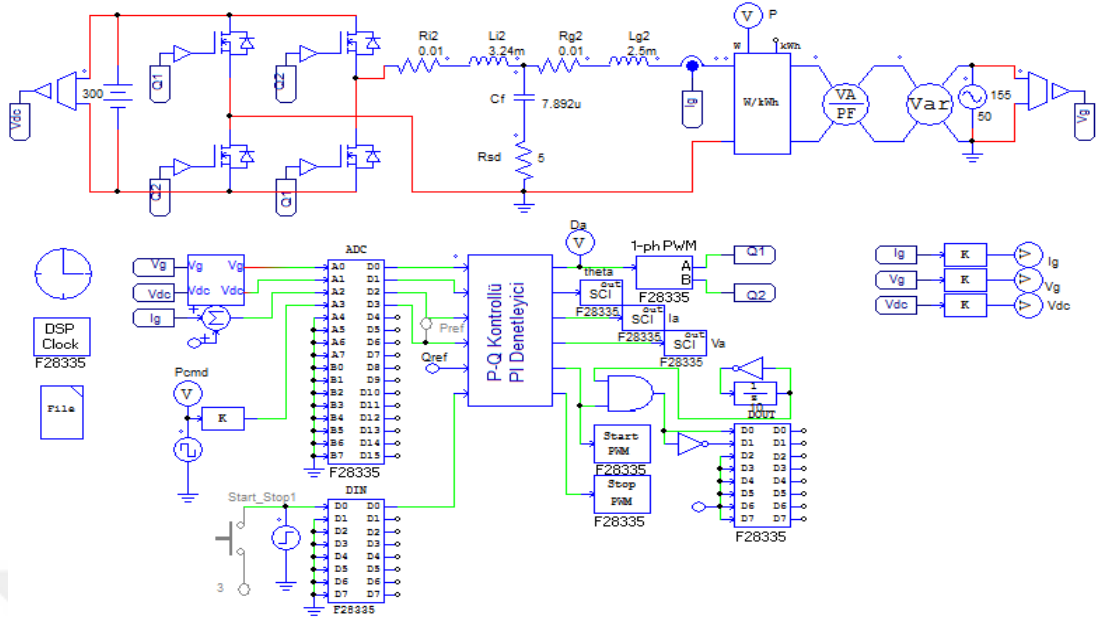
Tasarlanan PI akım kontrollü bir fazlı şebeke etkileşimli eviricinin yapısı ve kontrol blok şeması Şekil 6.19'da verilmiştir.



Şekil 6.19. Tasarlanan bir fazlı evirici sisteminin yapısı ve kontrol blok şeması.

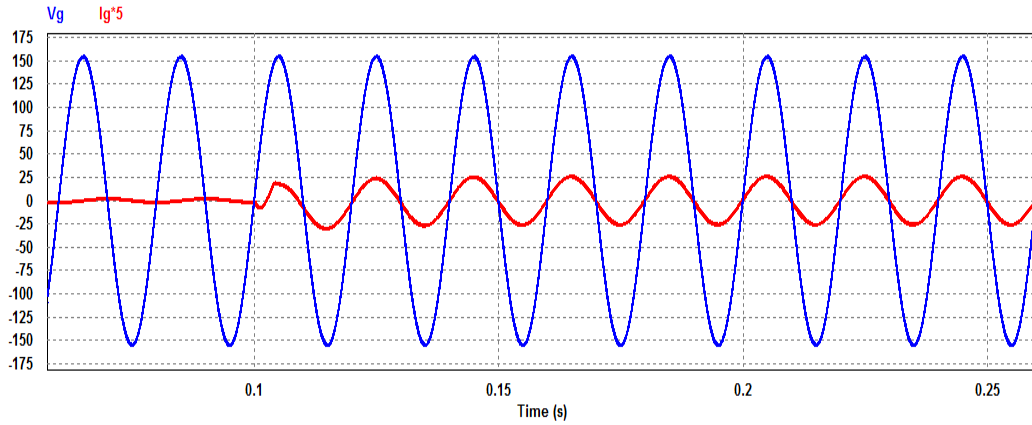
6.2.1. Bir Fazlı Şebeke Etkileşimli Evirici Devresinin Benzetim Sonuçları

Tasarlanan bir fazlı şebeke etkileşimli evirici devresinin PSIM programındaki ekran görüntüsü Şekil 6.20'de gösterilmiştir.

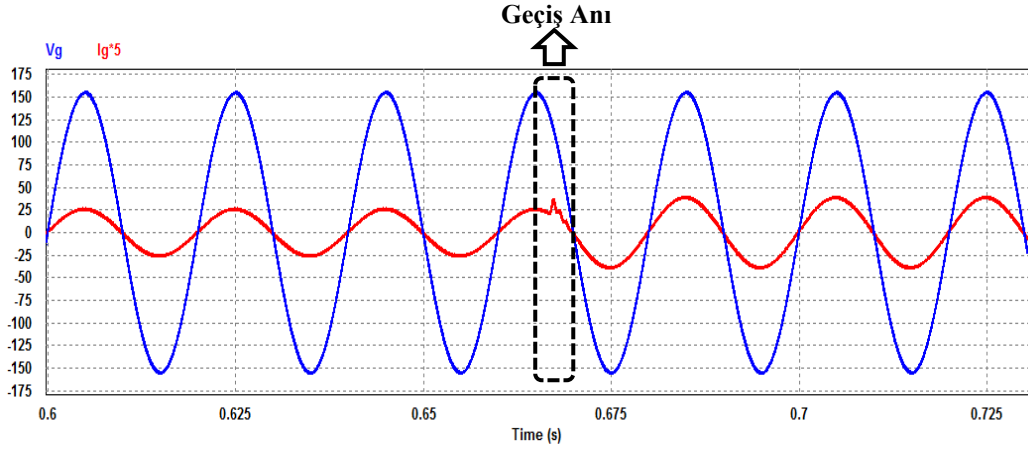


Şekil 6.20. Bir fazlı şebeke etkileşimli evirici devresinin PSIM ekran görüntüsü.

Devrenin giriş gerilim değeri 300 V DA olup 110 V 50 Hz AA şebekeye aktif güç aktarılmıştır. Şebekeye aktarılan akım ve gerilimin dalga şekillerinin benzetim sonuçları Şekil 6.21’de verilmiştir.



a) Şebekeye 400 W güç transfer edilen benzetim sonucu

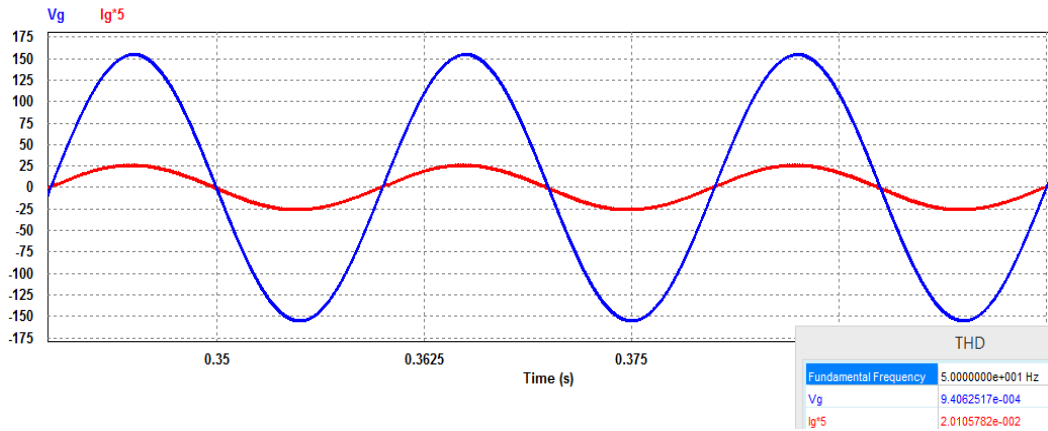


b) Transfer edilen gücün 400 W'tan 600 W'a geçişi

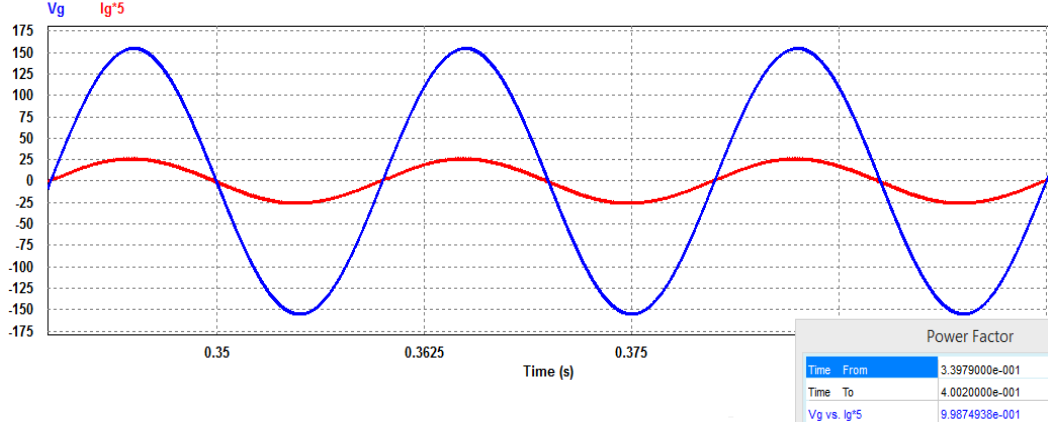
Şekil 6.21. Şebekeye aktarılan akım ve gerilimin benzetim sonuçları.

Şekillerden de görüleceği üzere şebekeye 400 W aktif güç aktarılırken şebeke akımının tepe değeri yaklaşık 5,1 A iken 600 W güç aktarıldığında ise akımın tepe değeri yaklaşık olarak 7,7 A çıkmaktadır. Şebeke geriliminin tepe değeri ise 155 V'tur. Benzetim sonucundan da farkedileceği üzere güç değişiminde şebeke akımının geçiş anı oldukça düzgündür. Bu da PI akım denetleyicinin dinamik bir şekilde çalıştığını göstermektedir.

Şebekeye aktarılan akım ve gerilimin THD ve güç faktörü değerleri Şekil 6.22 ve Şekil 6.23'te gösterilmiştir.

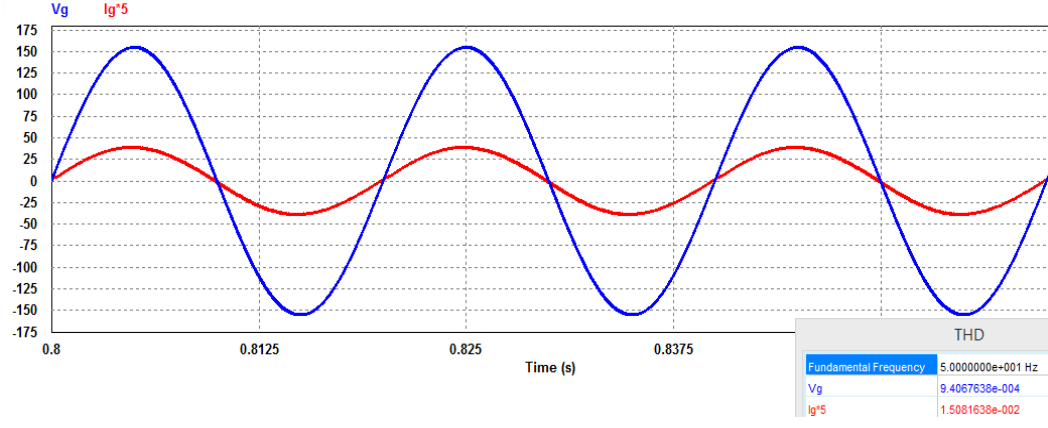


a) 400 W güçte şebekeye aktarılan akım ve gerilimin THD değerleri

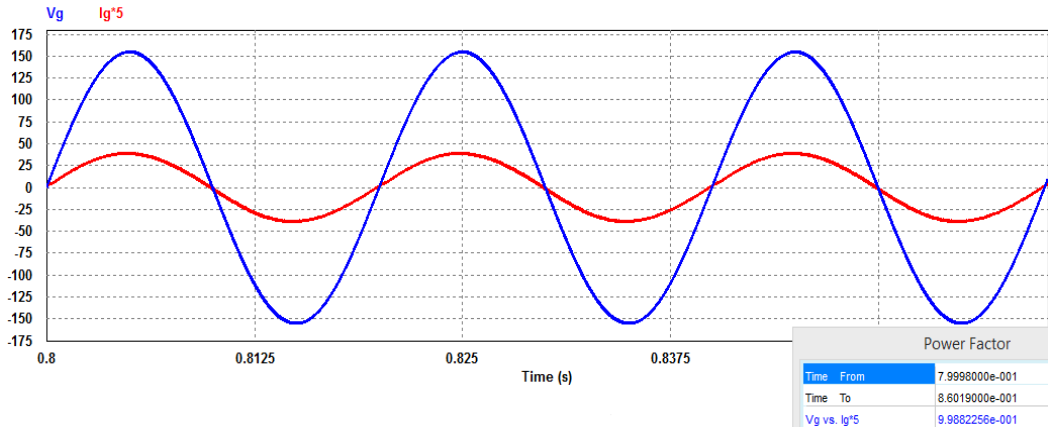


b) 400 W güçte şebekeye aktarılan akım ve gerilimin güç faktörü değeri

Şekil 6.22. 400 W güçte evirici akımı ve geriliminin THD ve güç faktörü değerleri.



a) 600 W güçte şebekeye aktarılan akım ve gerilimin THD değerleri



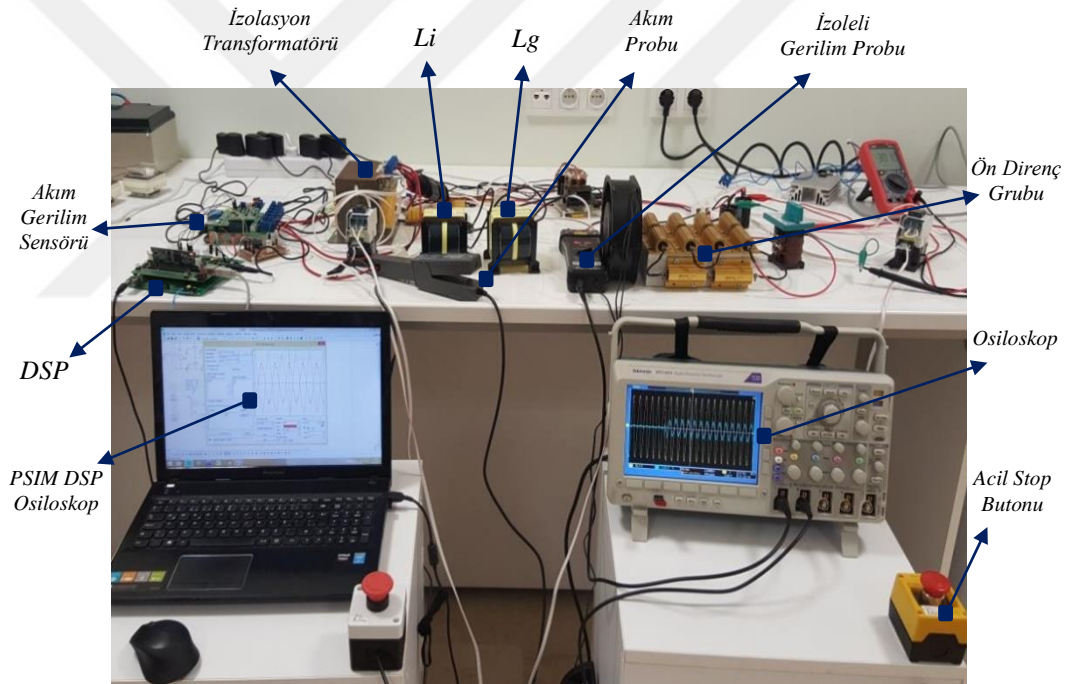
b) 600 W güçte şebekeye aktarılan akım ve gerilimin güç faktörü değeri

Şekil 6.23. 600 W güçte evirici akımı ve geriliminin THD ve güç faktörü değerleri.

Benzetim sonuçlarına göre, 400 W gücün şebekeye aktarıldığı andaki akımın THD değeri % 2,01 iken güç faktörü değeri 0,99 olarak bulunmuştur. 600 W güçte şebekeye aktarılan akımın THD değeri % 1,50 iken güç faktörü değeri ise 0,99'dur. Elde edilen benzetim sonuçlarına göre akımın THD değeri % 5'in altında bulunurken güç faktörü değeri ise 1'e yakın (IEC 61727, IEEE 1547-2003 ve IEEE 929-2000 gibi uluslararası standartların belirlemiş olduğu sınırlar içinde) bulunmuştur.

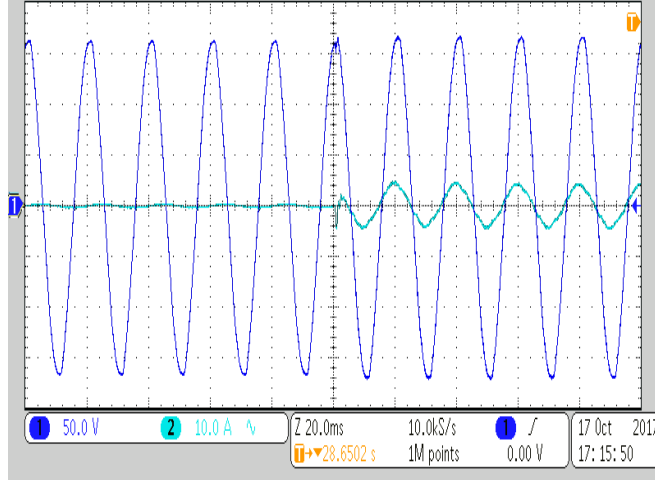
6.2.2. Bir Fazlı Şebeke Etkileşimli Evirici Devresinin Uygulama Sonuçları

Bir fazlı şebeke etkileşimli evirici devresinin deney düzeneği Şekil 6.24'te gösterilmiştir.

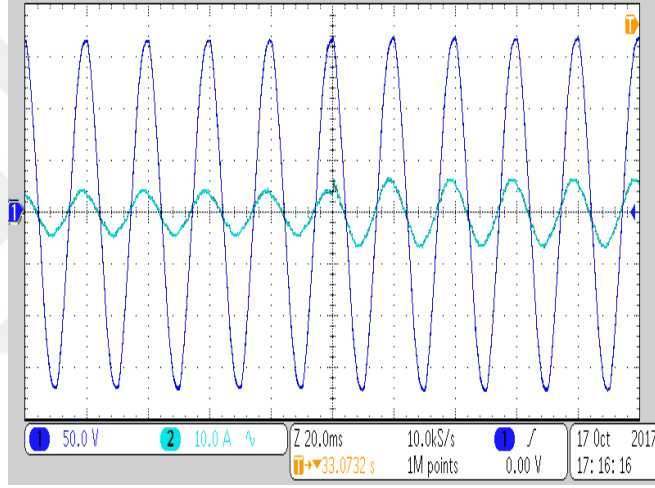


Şekil 6.24. Bir fazlı şebeke etkileşimli evirici devresinin deney düzeneği.

Devrenin girişi için gerekli olan gerilim değeri Ametek SGI 800/13 marka ayarlı DA güç kaynağı kullanılarak 300 V değerine ayarlanmıştır. Deneyde şebeke akımının ölçülebilmesi için Fluke 80i-110s akım probu kullanılmıştır. Bir fazlı evirici devresinin sinyallerinin ölçülmesinde Tektronix DPO 3054B marka osiloskop kullanılmıştır. 300 V giriş gerilimli, 400 W aktif güç değerinde 110 V 50 Hz AA şebeke bağlantısı yapılan deneyin osiloskop görüntüleri Şekil 6.25'te verilmiştir.



a) Şebekeye 400 W güç transfer edilmeye başlandığı an



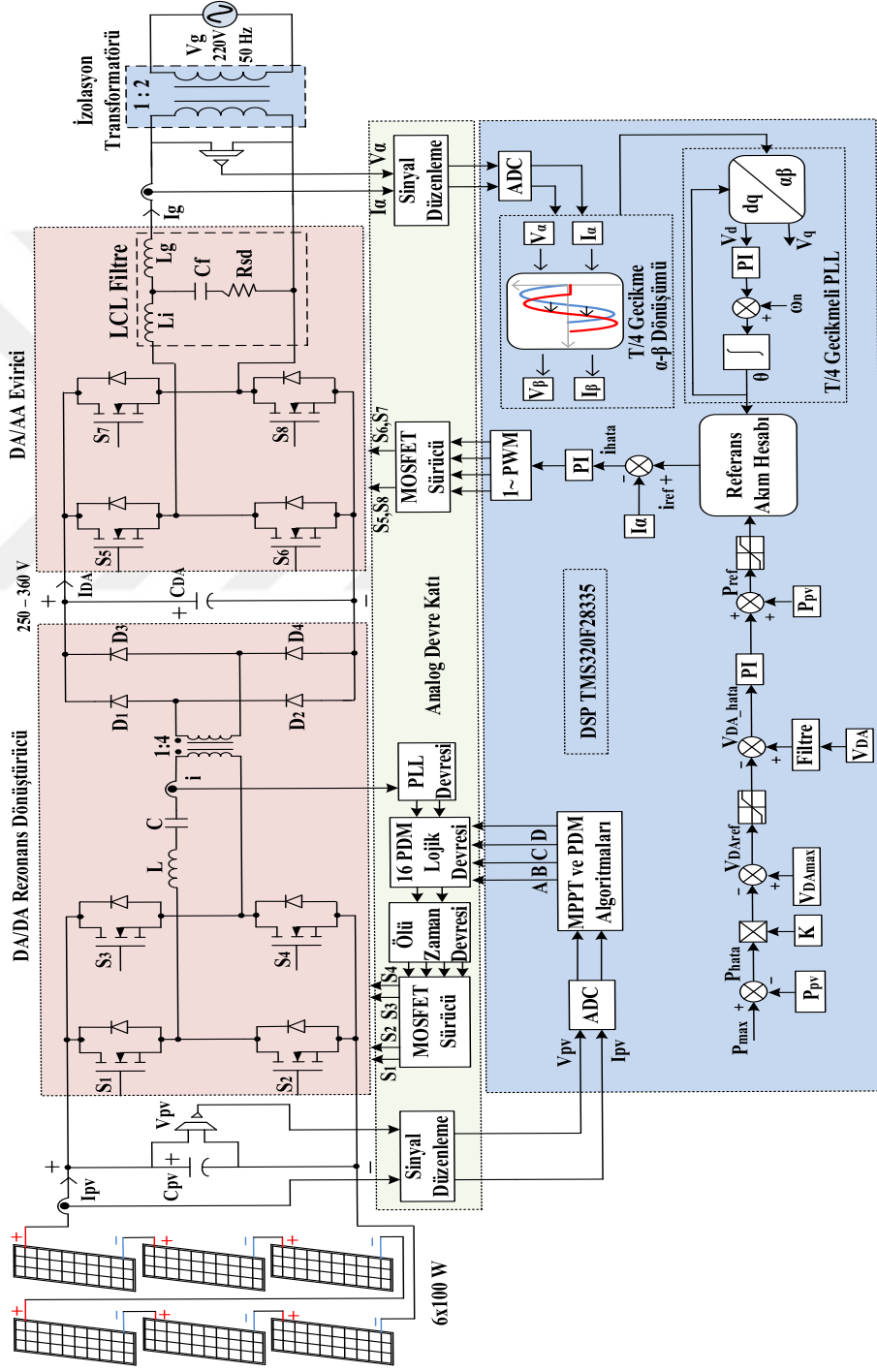
b) Transfer edilen gücün 400 W'tan 600 W'a geçişi

Şekil 6.25. Şebekeye aktarılan akım ve gerilimin deneysel sonuçları.

Deneysel ve benzetim çalışmaları sonucu elde edilen değerler birbirine yakındır. Şekil 6.25'de görüldüğü üzere sistem, belirli bir zaman diliminden sonra istenilen güce ulaşmıştır. Şekillerden de görüleceği üzere şebekeye 400 W aktif güç aktarılırken şebeke akımının tepe değeri yaklaşık 5 A iken 600 W güç aktarıldığında ise akımın tepe değeri yaklaşık olarak 7,5 A çıkmaktadır. Şebeke geriliminin tepe değeri ise 155 V'tur. Yapılan deneysel çalışmada osiloskop görüntüsünden de görüleceği üzere güç değişiminde şebeke akımının geçiş anı oldukça düzdür. Dolayısıyla kullanılan PI akım denetleyicinin dinamik bir şekilde çalıştığı görülmüştür.

6.3. PDM KONTROLLÜ MPPT İLE BİR FAZLI ŞEBEKE ETKİLEŞİMLİ EVİRİCİNİN BENZETİM VE UYGULAMASI

Şekil 6.26’da rezonans dönüştürücü kısmı ile bir fazlı şebeke etkileşimli evirici kısmı birleştirilerek çalışmanın tümüne ait sistemin blok şeması gösterilmiştir.

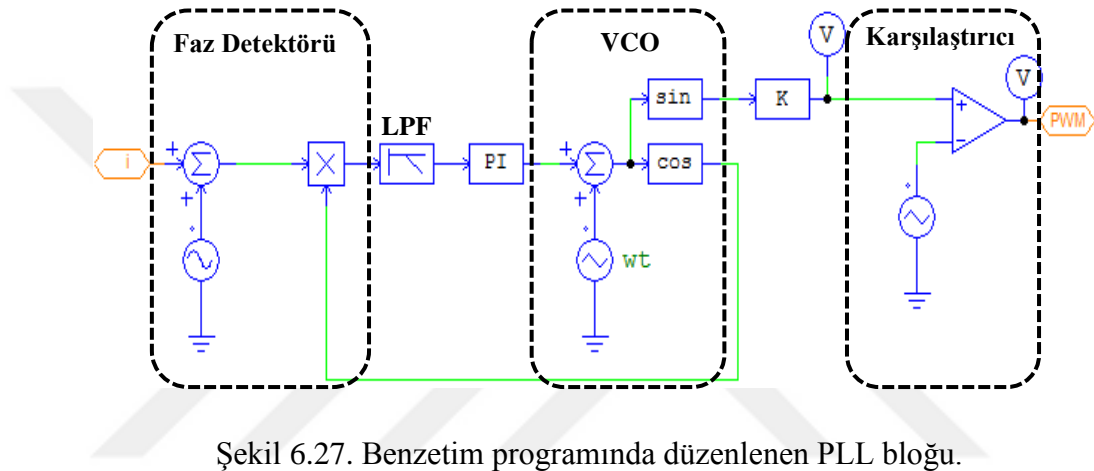


Şekil 6.26. Sistemin blok şeması.

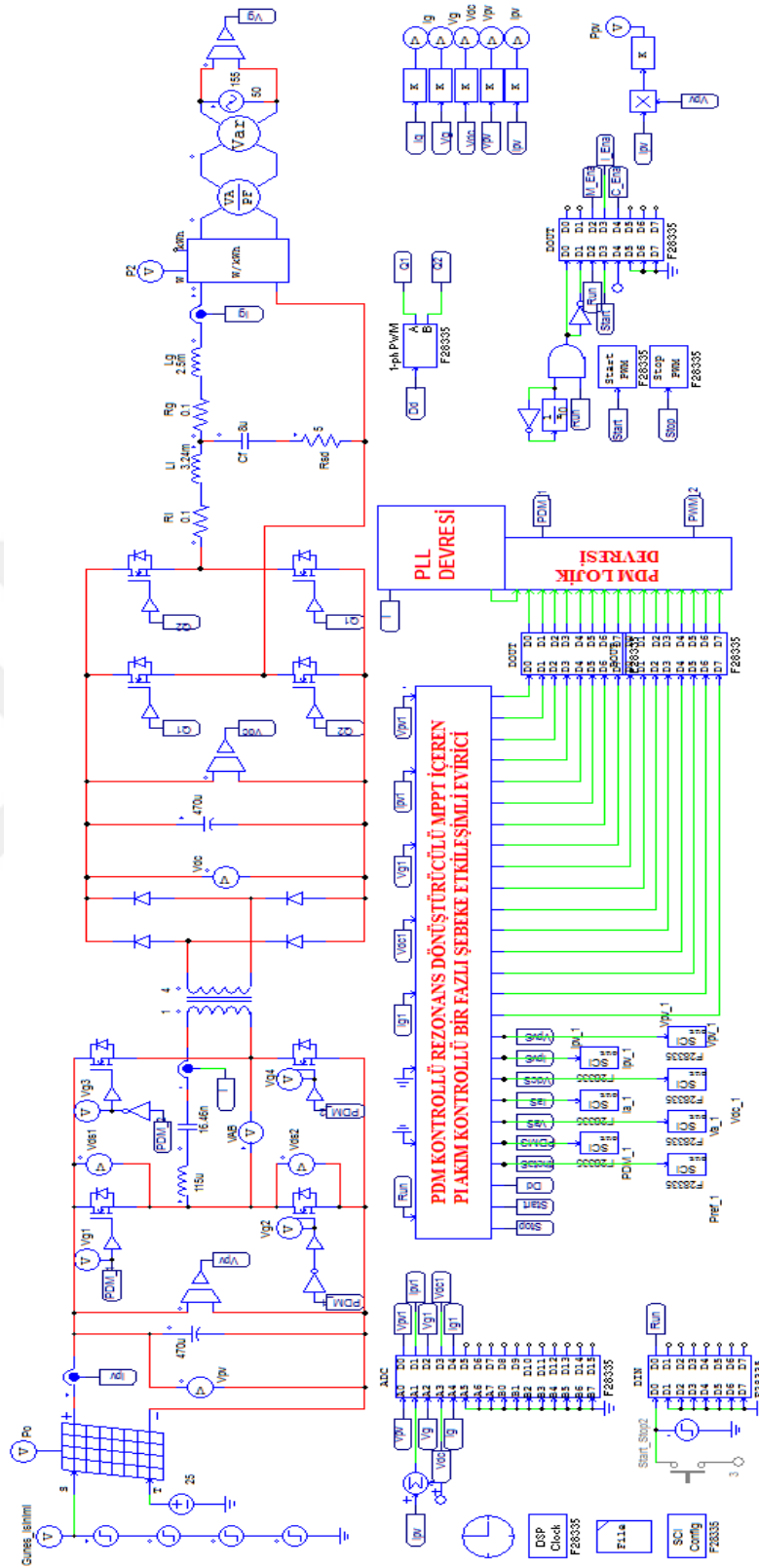
Daha önce ayrı ayrı performansları test edilen PDM kontrollü MPPT ve bir fazlı evirici, bu kısımda kaskad bağlantılı olarak birlikte test edilerek benzetim ve deneysel sonuçları sunulmuştur.

6.3.1. Sistemin Benzetim Sonuçları

Şekil 6.27’de PSIM benzetim programında düzenlenen PLL bloğu, Şekil 6.28’de ise sistemin ekran görüntüsü verilmiştir.

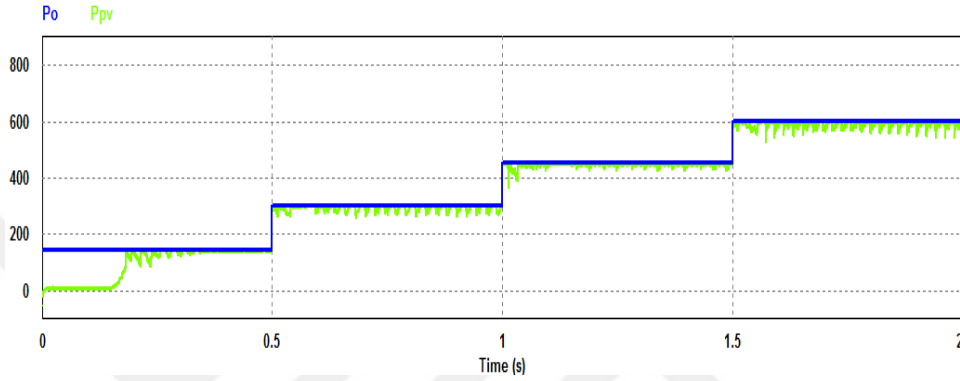


MPPT algoritması ile çalışan rezonans güç dönüştürücünün çıkışında 250-360 V doğru gerilim bara, bir fazlı şebeke etkileşimli eviricinin besleme gerilimini oluşturmaktadır. MPPT, PDM kontrol ve PI kontrollü eviricinin denetimi bir adet DSP ile gerçekleştirilmektedir. Sistemde bara gerilimi ve PV panellerden elde edilen güç belirlenen alt sınır değerlerine ulaştığında PV panellerden elde edilen güç şebekeye aktarılmaktadır. Algoritma içerisine bara gerilimi ve PV panellerden elde edilen güç için üst sınır değerleri de girilmiştir. Bu üst sınır değerleri aşıldığında sistem durdurulmaktadır.



Şekil 6.28. Tasarlanan PDM MPPT li bir fazlı evirici sistemin benzetim devresi.

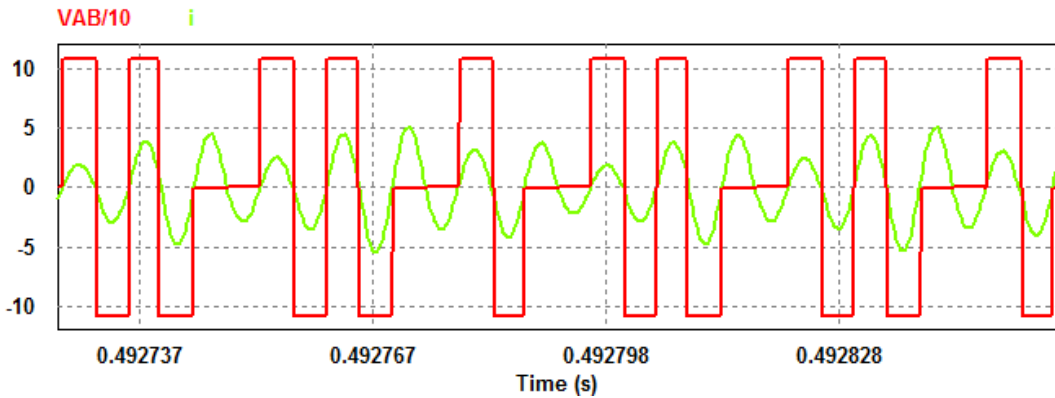
Benzetim çalışmasında devrenin girişinde yer alan PV panellerin güneş ışınımları sırasıyla 250-500-750 ve 1000 W/m² değerlerinde olacak şekilde ayarlanmıştır. Güneş ışınım seviyesinin kademeli değişimine bağlı olarak maksimum gücün izlendiği benzetim sonucu Şekil 6.29’da verilmiştir. Benzetim çalışmasında teorik PV panel gücü (P_o) ve teorik gücü takip eden PV panel gücü (P_{pv}) olarak gösterilmiştir.



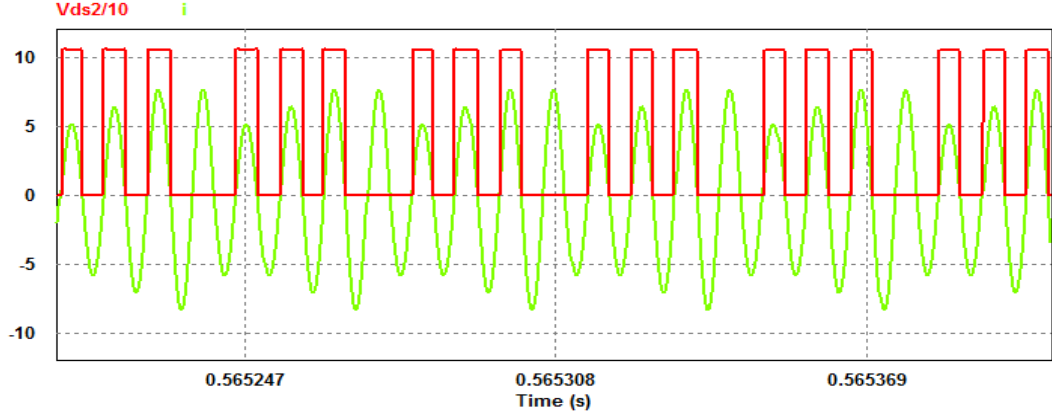
Şekil 6.29. Maksimum güç takibi.

Şekil 6.29’deki maksimum güç takibi benzetim sonucu incelendiğinde algoritmanın MPP’yi yakalama süresinin 0,25 s olduğu görülmektedir.

Devrede PV panellerden maksimum güç çekilirken rezonans dönüştürücü devresi yumuşak anahtarlama durumundadır. Farklı ışımaya değerleri için rezonans dönüştürücü devresinin ZCS ile çalışmaya devam ettiğini gösteren benzetim sonuçları Şekil 6.30’da verilmiştir.



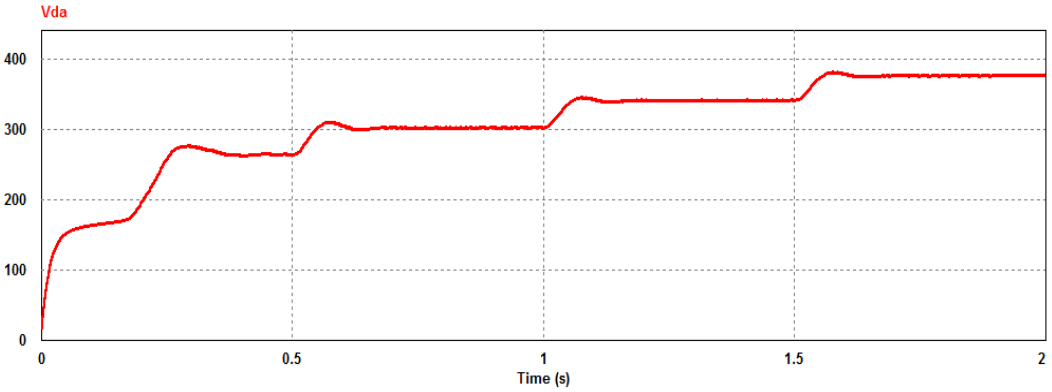
a) 250 W/m² güneş ışınımında rezonans akımı ve V_{AB} gerilimi



b) 500 W/m^2 ışınımında rezonans akımı ve anahtarın akça-kaynak gerilimi

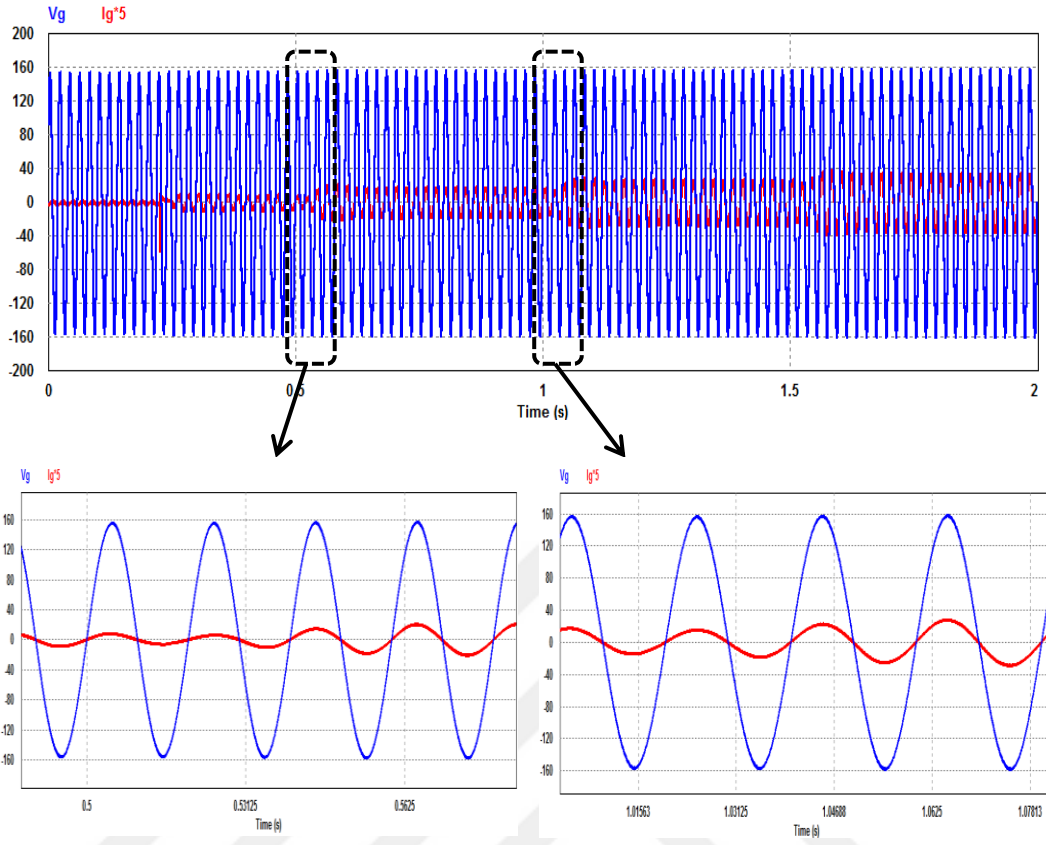
Şekil 6.30. Farklı güç değerlerinde sıfır akım anahtarlama.

Güneş ışınımının değişimine bağlı olarak bara gerilimindeki değişim Şekil 6.31’de verilmiştir.



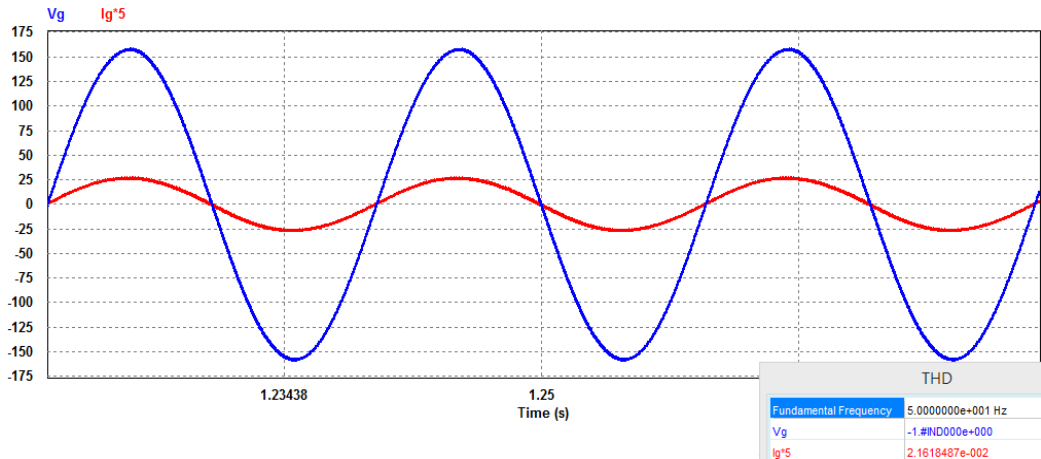
Şekil 6.31. Bara geriliminin değişimi.

Güneş ışınımının değişimine bağlı olarak PV panellerinden elde edilen maksimum güç $110 \text{ V } 50 \text{ Hz}$ AA şebekeye aktif güç olarak aktarılmıştır. $250\text{-}500\text{-}750$ ve 1000 W/m^2 güneş ışınım değerlerinde şebekeye aktarılan akım ve gerilimin dalga şekilleri Şekil 6.32’de gösterilmiştir.

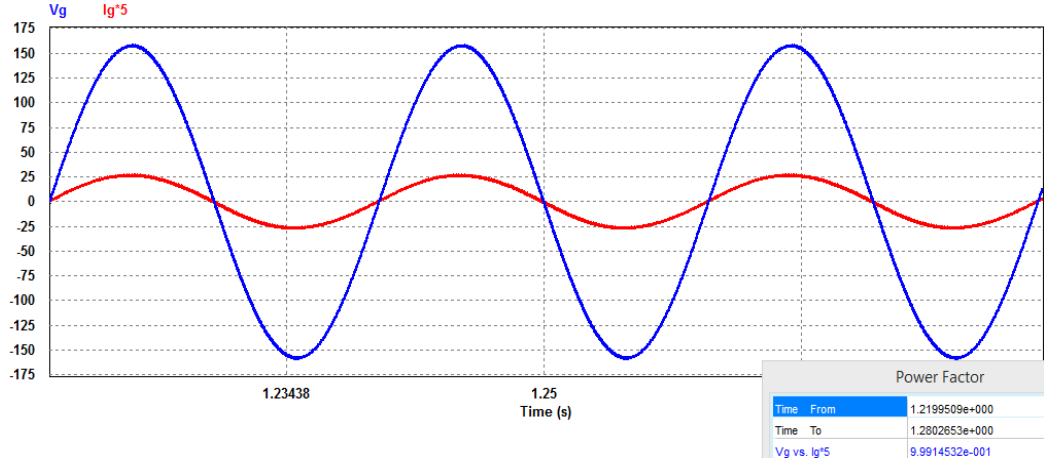


Şekil 6.32. Farklı güç değerleri için evirici çıkış akımı ve gerilimi.

750 W/m² güneş ışınımında şebekeye aktarılan akım ve gerilimin THD ve güç faktörü değerleri Şekil 6.33'te verilmiştir.



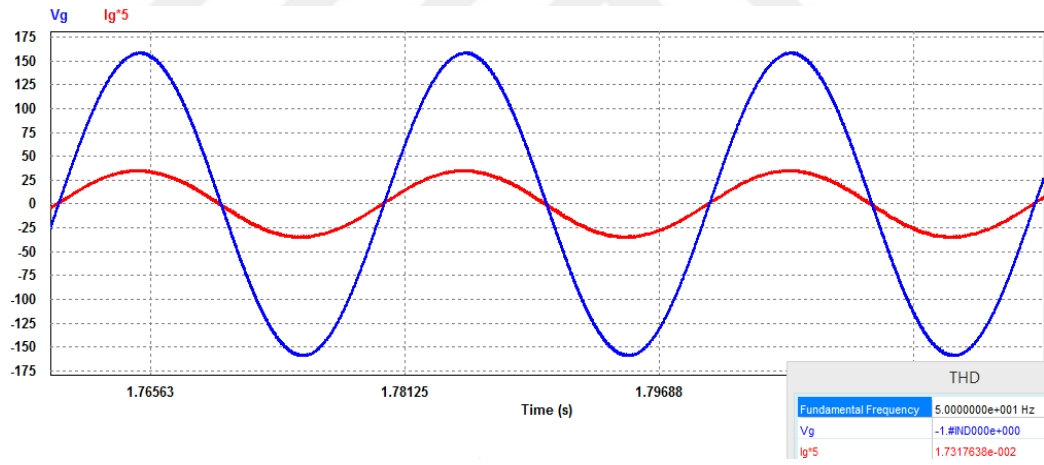
a) 750 W/m² ışınımında şebekeye aktarılan akımın THD değeri



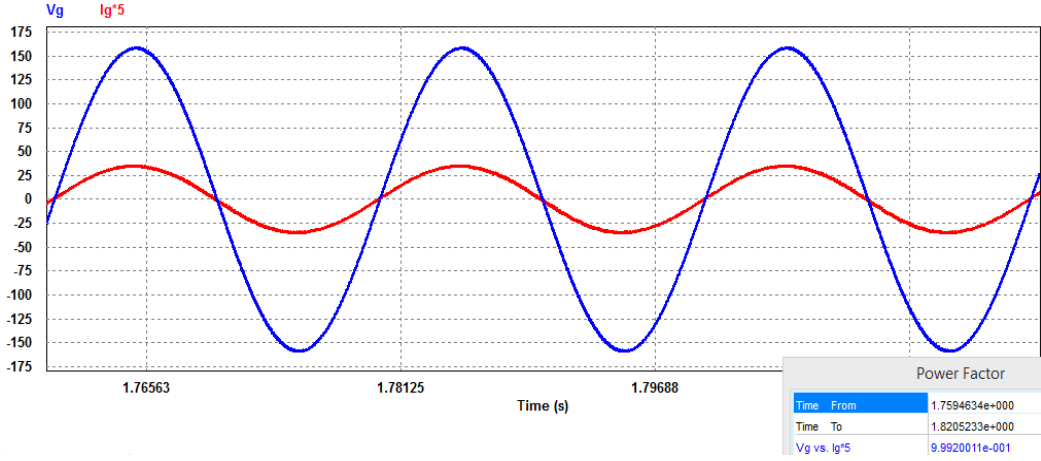
b) 750 W/m^2 ışınımında şebekeye aktarılan akım ve gerilimin güç faktörü değeri

Şekil 6.33. 750 W/m^2 ışınımında evirici akımının THD ve güç faktörü değerleri.

1000 W/m^2 güneş ışınımında şebekeye aktarılan akım ve gerilimin THD ve güç faktörü değerleri Şekil 6.34'te verilmiştir.



a) 1000 W/m^2 ışınımında şebekeye aktarılan akımın THD değeri

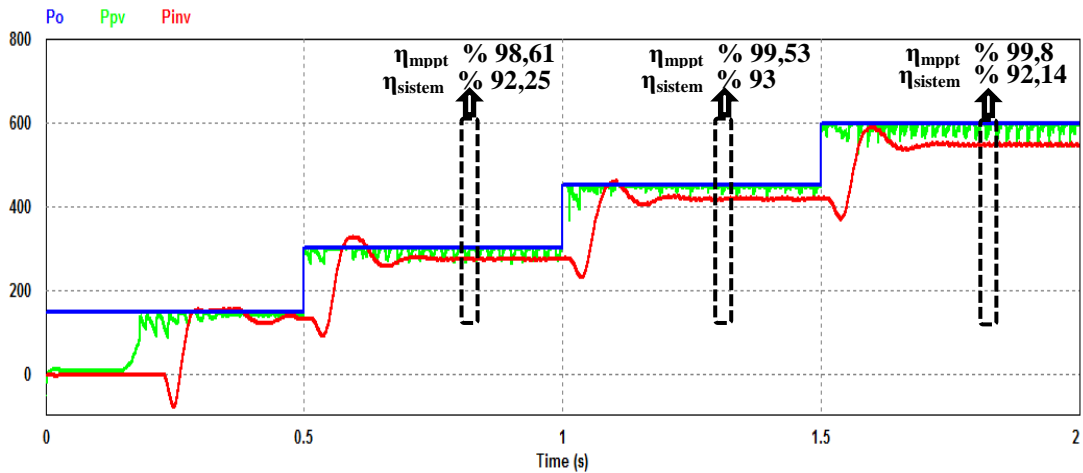


b) 1000 W/m^2 ışınımında şebekeye aktarılan akım ve gerilimin güç faktörü değeri

Şekil 6.34. 1000 W/m^2 ışınımında evirici akımının THD ve güç faktörü değerleri.

Benzetim sonuçlarına göre, 750 W/m^2 güneş ışınımında PV panellerinden elde edilen enerjinin şebekeye aktarıldığı andaki akımın THD değeri % 2,16 iken güç faktörü değeri 0,99 olarak bulunmuştur. 1000 W/m^2 güneş ışınımında PV panellerinden elde edilen enerjinin şebekeye aktarıldığı andaki akımın THD değeri % 1,73 iken güç faktörü değeri ise 0,99'dur. Elde edilen benzetim sonuçlarına göre akımın THD değeri % 5'in altında bulunurken güç faktörü değeri ise 1'e yakın bulunmuştur.

Şekil 6.35'te PV panel gücü (mavi renk), bu gücün PI kontrollü P&O MPPT algoritması ile takip ettirildiği güç değeri (yeşil renk) ve sistemin çıkış gücü (kırmızı renk) verilmiştir.



Şekil 6.35. PV panel gücü, MPPT algoritmali güç ve sistemin çıkış gücü.

Benzetim sonuçlarının deneysel değerlerle benzer olabilmesi için sistemde kullanılan bütün elemanların katalog değerleri bulunarak benzetimde bu değerler kullanılmıştır. Başka bir ifadeyle, hiçbir eleman ideal olarak kabul edilmeyip kullanılan elemanların direnç, gerilim vb. değerleri katalog bilgilerinden yararlanarak düzenlenmiştir. Şekil 6.35'teki benzetim sonucuna göre, 500 W/m^2 ışınımında sistemin oturmuş olduğu zaman diliminden alınan örnekte MPPT verimi % 98,61 bulunurken rezonans dönüştürücünün verimi ise % 96,6 bulunmuştur. 750 W/m^2 ışınımında alınan örnekte MPPT verimi % 99,53 bulunurken sistemin verimi % 93'tür. 1000 W/m^2 ışınımında ise MPPT verimi 99,8 iken sistem verimi % 92,14 bulunmuştur. Hem literatür hem de ticari ürün örnekleri incelendiğinde sistem veriminin uygun olduğu görülmektedir [21,43,100,101,152].

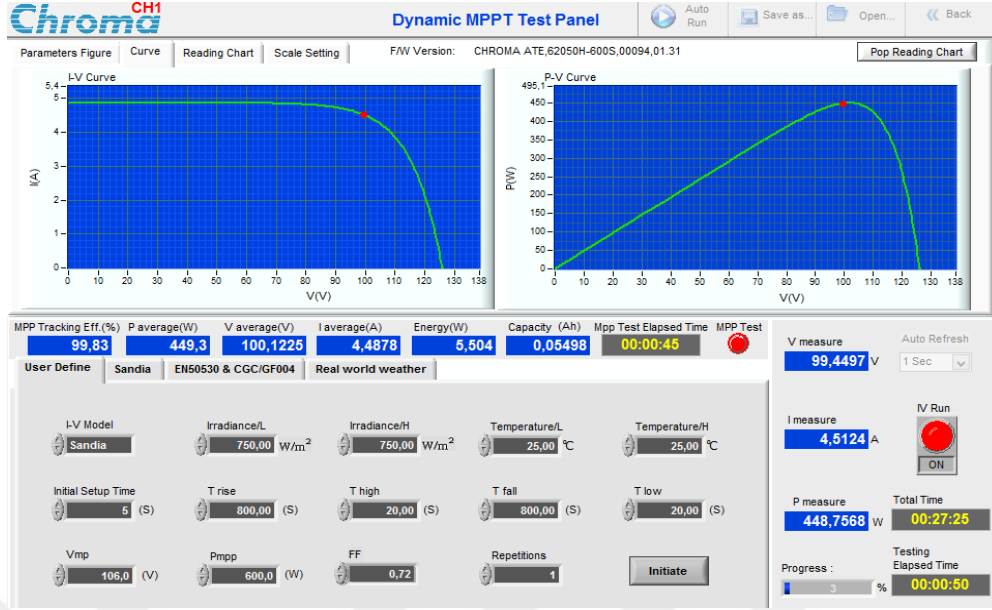
6.3.2. Sistemin Uygulama Sonuçları

Rezonans dönüştürücülü MPPT ile bir fazlı şebeke etkileşimli evirici devresinin deney düzeneği Şekil 6.36'da gösterilmiştir.



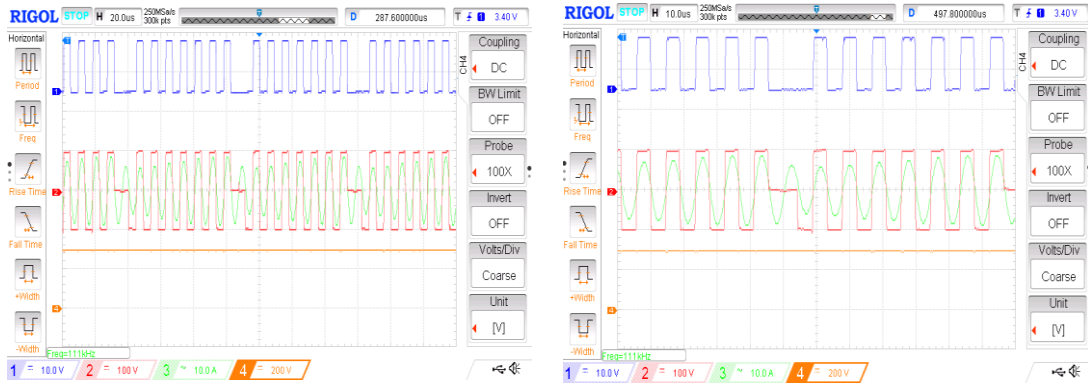
Şekil 6.36. Sistemin deney düzeneği.

750 W/m^2 güneş ışınımında PV simülatöründen elde edilen değerlerin ekran görüntüsü Şekil 6.37'de gösterilmiştir.



Şekil 6.37. 750 W/m^2 ışınımında simülatörden elde edilen değerlerin ekran görüntüsü.

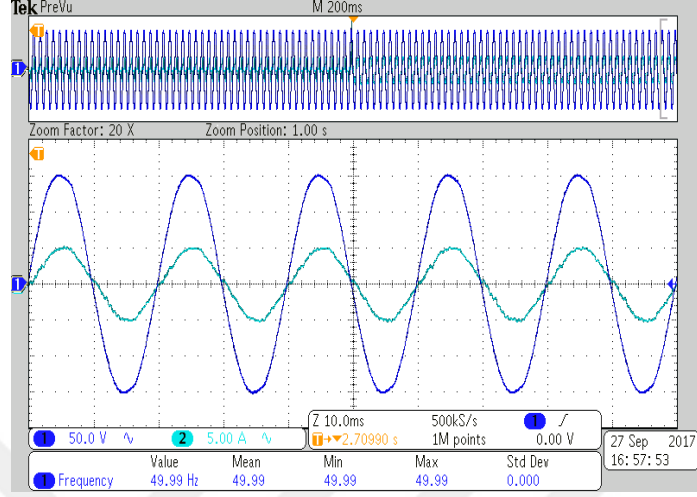
Ekran görüntüsünde de görüleceği üzere MPPT verimi % 99,83'tür. Bu güneş ışınım seviyesinde yapılan ölçümlerde anahtarın kapı-kaynak gerilimi, evirici çıkış gerilimi (V_{AB}), rezonans akımı ve DA bara geriliminin osiloskop görüntüleri Şekil 6.38'de verilmiştir.



Şekil 6.38. 750 W/m^2 , kapı-kaynak gerilimi (CH1), V_{AB} gerilimi (CH2), rezonans akımı (CH3) ve DA bara gerilimi (CH4).

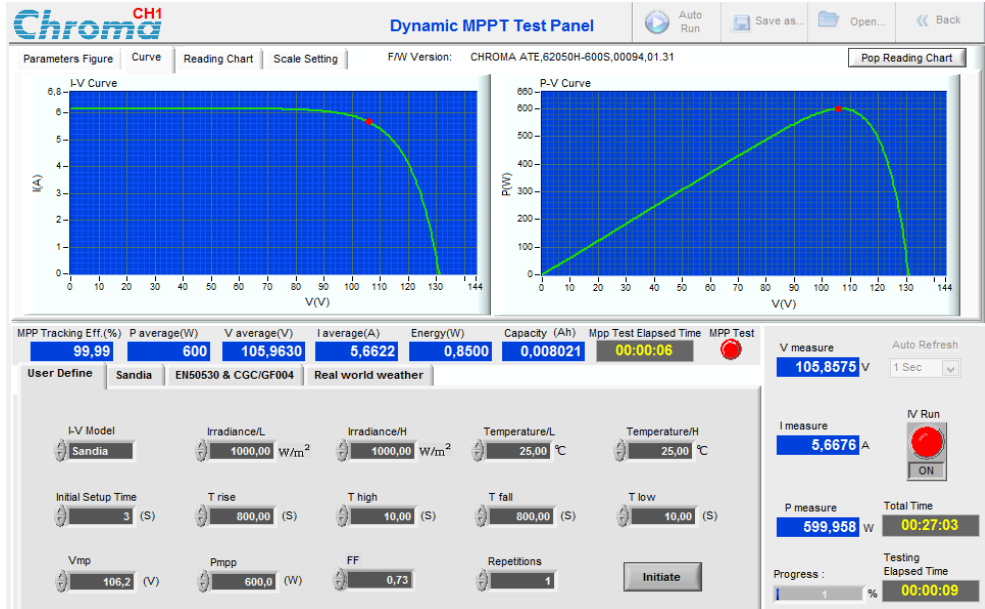
Yapılan ölçümlerden de görüldüğü üzere 750 W/m^2 güneş ışınımında maksimum gücün elde edilebilmesi için puls yoğunluk oranı 14/16'dır. Aynı zamanda 10 A akım, 100 V anahtar gerilimi ile 111 kHz'de ve sıfır akımda anahtarlanmaktadır. Dönüştürücünün verimi % 96,57 olarak hesaplanmıştır. PV panellerden elde edilen

gücün şebekeye aktarıldığı anda şebekeden ölçülen akım ve gerilimin osiloskop görüntüsü Şekil 6.39’da verilmiştir.



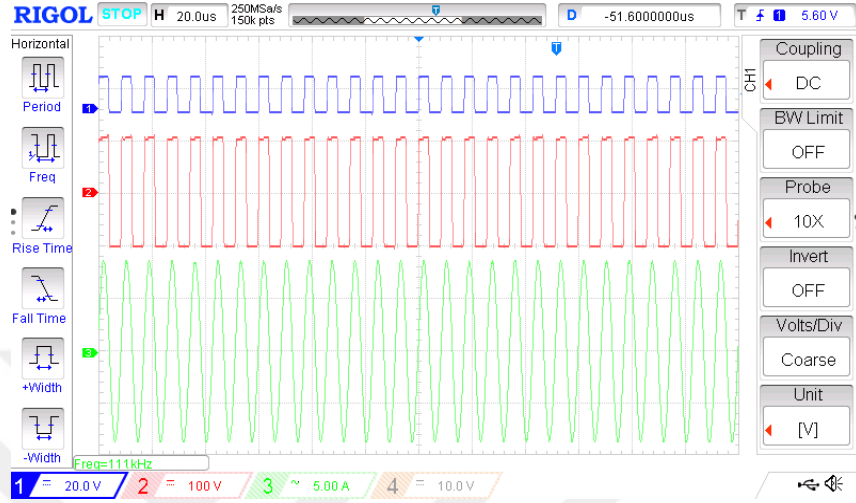
Şekil 6.39. 750 W/m^2 güneş ışınımında şebekeye aktarılan akım ve gerilim.

750 W/m^2 güneş ışınımında şebekeye aktarılan akımın etkin değeri 3,72 A iken gerilimin etkin değeri ise 112 V ölçülmüştür. 1000 W/m^2 güneş ışınımında PV simülöründen elde edilen değerlerin ekran görüntüsü Şekil 6.40’ta gösterilmiştir.



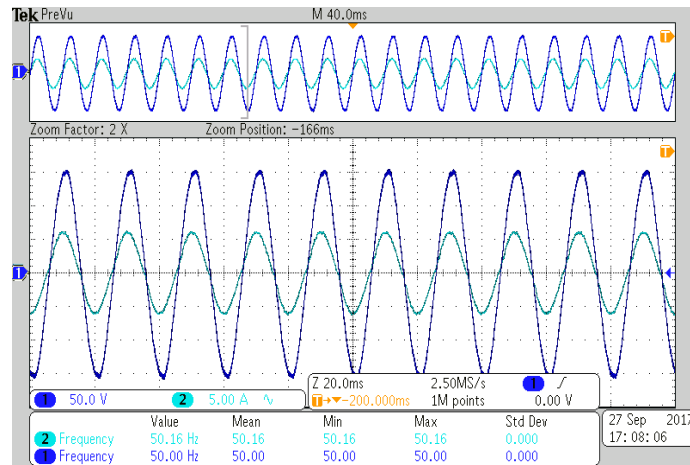
Şekil 6.40. 1000 W/m^2 ışınımında simülöründen elde edilen değerlerin ekran görüntüsü.

Ekran görüntüsünde de görüleceği üzere MPPT verimi % 99,9'dur. Bu güneş ışınım seviyesinde yapılan ölçümlerde anahtarın kapı-kaynak gerilimi, evirici çıkış gerilimi (V_{AB}) ve rezonans akımının osiloskop görüntüsü Şekil 6.41'de verilmiştir.



Şekil 6.41. 1000 W/m^2 , kapı-kaynak gerilimi (CH1), V_{AB} gerilimi (CH2) ve rezonans akımı (CH3).

Şekilde 6.41'de 5 A akım, 100 V anahtar gerilimi ile 111 kHz'de ve sıfır akımda anahtarlanmaktadır. Dönüştürücünün verimi % 94,17 olarak hesaplanmıştır. Yapılan deneysel çalışmalarda rezonans dönüştürücü anahtarlarının sıcaklığı lazerli infrared temassız ısı ölçer ile ölçülmüş ve $28 \text{ }^\circ\text{C}$ geçmediği görülmüştür. PV panellerden elde edilen gücün şebekeye aktarıldığı anda şebekeden ölçülen akım ve gerilimin osiloskop görüntüsü Şekil 6.42'de verilmiştir.



Şekil 6.42. 1000 W/m^2 güneş ışınımında şebekeye aktarılan akım ve gerilim.

Deneysel ve benzetim çalışmalarından da görüleceği üzere PV panellerden elde edilen elektrik enerjisi PDM kontrol yöntemi kullanılarak yüksek frekanslı rezonans dönüştürücü MPPT sistem ile bir fazlı şebekeye aktarılmıştır.



BÖLÜM 7

SONUÇLAR

Ülkelerin ekonomik gelişimlerini etkileyen en önemli parametrelerden biri de enerji sektörüdür. Hem konutlarda hem de sanayi alanında kullanılan elektrik enerjisi ülkelerin ekonomik yapılarını önemli ölçüde etkilemektedir. Kendi enerjisini kendi karşılayan ülkelerin ekonomik yapıları daha güçlü olmakla birlikte dışa bağımlılıkları da azalmaktadır. Bu anlamda dünyada elektrik enerjisinin elde edilebilme şekilleri giderek çeşitlenmektedir. Günümüzde kömür, petrol, doğal gaz gibi yakın zamanda tükenen fosil kökenli yakıtların dışında su, rüzgar, güneş gibi tükenmez ve temiz olan yenilenebilir enerji kaynakları da kullanılarak elektrik enerjisi elde edilebilmektedir. Bu doğrultuda özellikle rüzgar ve güneş gibi yenilenebilir enerji kaynaklarına yönelik yapılan teşvik ve yatırımlar bu sektöre olan ilgiyi arttırmıştır. Bunun sonucunda rüzgardan ve güneşten elektrik enerjisinin elde edilmesi daha cazip hale gelmiştir.

Ülkemizde ise hemen hemen bütün bölgelerde yıl boyunca güneş ışınım miktarının yüksek olduğu görülmektedir. Bu durum güneşten elektrik enerjisinin elde edilebilmesini mümkün kılmaktadır. PV sistemler; güneş tarlaları, konutlar, sulama sistemleri, askeri uygulamalar gibi birçok alanda kullanılmaktadır. Özellikle yönetmeliklerde yapılan değişikliklerle konut çatılarına yerleştirilen PV paneller ile konutların günlük elektrik enerji ihtiyaçları karşılanmaktadır. Üretilen enerjinin fazlası ise şebekeye aktarılmaktadır. Bu da verimli çalışmayı artırarak bu sistemlerin amorti sürelerini kısaltmaktadır.

Bu çalışmada, farklı güneş ışınım koşullarında sürekli olarak MPP'de çalışan PV panellerden alınan enerji bir fazlı şebekeye aktarılmıştır. PV panellerden elde edilen enerji çevre ve yük koşullarına göre sürekli olarak değişmektedir. Bu yüzden 600 W PV panel çıkışının mümkün olabilen en yüksek seviyede olabilmesi amacıyla

dönüştürücülü MPPT kullanılmıştır. Dönüştürücülerin kontrolünde genellikle PWM tekniği kullanılmaktadır. PWM anahtarlama dönüştürücülerde sert anahtarlama durumu olduğundan anahtarlama kayıpları artmakta ve buna bağlı olarak çalışma frekansı sınırlandırılmaktadır. Ayrıca anahtarlama anında oluşan yüksek akım ve gerilim sıçramalarından dolayı elektromanyetik girişimler oluşmaktadır. Çalışmada, geleneksel PWM anahtarlama dönüştürücülerde oluşan sert anahtarlama koşulları ve kısıtlı olan çalışma frekansının yükseltilebilmesi amacıyla PDM kontrollü rezonans dönüştürücülü MPPT tasarlanarak uygulaması gerçekleştirilmiştir. MPPT algoritmasına göre ihtiyaç duyulan güç değeri, rezonans frekansında çalışan dönüştürücünün PDM tekniği ile kontrol pulslerinin bazıları silinerek güç kontrolü gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen sistem ile sıfır akım anahtarlama koşulları oluşturularak 100 kHz üzeri frekanslarda çalışılmıştır. MPPT algoritması olarak yazılımı basit, güvenilirliği ve verimi yüksek olan P&O metodu tercih edilmiştir. Sistemde kullanılan PV simülatör ayarlanarak değişik güneş ışınım değerlerinde laboratuvar ortamında PDM kontrollü seri rezonans dönüştürücülü MPPT test edilmiştir. MPPT algoritma takip veriminin $\eta_{MPPT} = \% 99$ ve üzeri olduğu gözlemlenerek kaydedilmiştir.

PV panellerden elde edilen maksimum güç uluslararası standartların (IEC 61727, IEEE 1547-2003 ve IEEE 929-2000 gibi) belirlemiş olduğu sınırlar (şebeke frekans aralığı, akımın maksimum THD değeri vb.) dâhilinde bir fazlı şebekeye aktarılmıştır. Şebekeye aktarılan akımın yönetmeliklerde belirtilen sınır değerlerinde kalabilmesi için evirici çıkışında LCL filtre kullanılmıştır. Şebeke gerilimi ile aynı fazda ve frekansta sinüsoidal akımların şebekeye aktarılabilmesi için T/4 gecikmeli PLL, denetleyici olarak ise PI akım denetleyicisi kullanılmıştır. PI akım kontrollü bir fazlı şebeke etkileşimli eviricinin analiz çalışmaları gerçekleştirildikten sonra benzetim çalışmaları yapılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre devrenin tasarımı yapılarak deneysel çalışmaları gerçekleştirilmiştir.

Son olarak rezonans dönüştürücü ile bir fazlı evirici kaskad bağlanarak sistemin benzetim ve uygulama sonuçları elde edilmiştir. Rezonans dönüştürücülü MPPT ile bir fazlı şebeke etkileşimli evirici tasarımının yapıldığı bu çalışmada şu sonuçlar elde edilmiştir;

1. Tasarılan seri rezonans dönüştürücüde MPP takibi sürekli rezonans frekansında çalışarak gerçekleştirilmiştir. PLL tekniği ile tüm ışım koşullarında sıfır geçiş noktaları algılanarak sıfır akım anahtarlama korunmuştur.
2. Rezonans dönüştürücüde, PDM kontrol algoritmasının MPPT performansına etkisi incelenmiştir. Farklı güneş ışınım koşullarında sabit frekansta çalıştırılan dönüştürücünün P&O MPPT algoritma takip verimliliğinin yüksek olduğu görülmüştür.
3. Yumuşak anahtarlama neticesinde rezonans dönüştürücü seçilen 100 kHz üzeri frekansta düşük anahtarlama stresi ile çalıştırılmıştır. Anahtarlama kayıplarının azaltılması ile dönüştürücünün yüksek frekansta çalışması sağlanmıştır. Yüksek frekansta çalışmasıyla pasif devre elemanlarının boyutları dolayısıyla devrenin hacmi küçültülmüştür.
4. LCL filtreli bir fazlı evirici devresinde, şebeke gerilimi ile aynı fazda ve frekansta sinüsoidal akımların şebekeye aktarılmasında T/4 gecikmeli PLL ve PI akım denetleyicisi kullanılmıştır.
5. Rezonans dönüştürücülü MPPT ile bir fazlı evirici kaskad bağlanarak PV panellerde üretilen enerji şebekeye aktarılmıştır.

Bundan sonraki akademik çalışmalarda P&O MPPT algoritması dışında diğer MPPT algoritmaları PDM kontrollü rezonans dönüştürücüye uygulanarak test edilebilir. Farklı rezonans dönüştürücü topolojisi ve farklı PDM teknikleri kullanılabilir. Tasarılan sistemde bir fazlı eviricinin akım denetleyicisi değiştirilerek sistemin test edilmesi mümkündür.

KAYNAKLAR

1. Şener, Ş. E. C., Sharp, J. L., and Anctil, A., “Factors impacting diverging paths of renewable energy: A review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81 (P2): 2335-2342 (2018).
2. Tsai, S. B., Xue, Y., Zhang, J., Chen, Q., Liu, Y., Zhou, J., and Dong, W., “Models for forecasting growth trends in renewable energy”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 77 (1): 1169-1178 (2017).
3. Nadia, A. R., Isa, N. A. M., and Desa, M. K. M., “Advances in solar photovoltaic tracking systems: A review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 82 (1): 2548-2569 (2017).
4. Ozbay, H., Karafil, A., Onal, Y., Kesler, M., and Parmaksiz, H., “The monitoring of monthly, seasonal and yearly optimum tilt angles by Raspberry Pi card for Bilecik city, Turkey”, *Energy Procedia*, 113 (1): 311-318 (2017).
5. Keyrouz, F., “Enhanced bayesian based MPPT controller for PV systems”, *IEEE Power and Energy Technology Systems Journal*, 5 (1): 11-17 (2018).
6. Wang, Y., and Ren, B., “Fault ride-through enhancement for grid-tied PV systems with robust control”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65 (3): 2302-2312 (2018).
7. Das, M., and Agarwal, V., “Novel high-performance stand-alone solar PV system with high-gain high-efficiency dc–dc converter power stages”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51 (6): 4718-4728 (2015).
8. Ghasemi, M. A., Ramyar, A., and Iman-Eini, H., “MPPT method for PV systems under partially shaded conditions by approximating I–V curve”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65 (5): 3966-3975 (2018).
9. Abdelmoaty, A. A., Al-Shyoukh, M., Hsu, Y. C., and Fayed, A. A., “A MPPT circuit with 25 μ W power consumption and 99.7% tracking efficiency for PV systems”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 64 (2): 272-282 (2017).
10. Al-Dhaifallah, M., Nassef, A. M., Rezk, H., and Nisar, K. S., “Optimal parameter design of fractional order control based INC-MPPT for PV system”, *Solar Energy*, 159 (1): 650-664 (2018).
11. Armghan, H., Ahmad, I., Armghan, A., Khan, S., and Arsalan, M., “Backstepping based non-linear control for maximum power point tracking in photovoltaic system”, *Solar Energy*, 159 (1): 134-141 (2018).

12. Bounechba, H., Bouzid, A., Snani, H., and Lashab, A., "Real time simulation of MPPT algorithms for PV energy system", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 83 (1): 67-78 (2016).
13. Koad, R. B., Zobaa, A. F., and El-Shahat, A., "A novel MPPT algorithm based on particle swarm optimization for photovoltaic systems", *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 8 (2): 468-476 (2017).
14. Sera, D., Mathe, L., Kerekes, T., Spataru, S. V., and Teodorescu, R., "On the perturb-and-observe and incremental conductance MPPT methods for PV systems", *IEEE Journal of Photovoltaics*, 3 (3): 1070-1078 (2013).
15. Dujic, D., Steinke, G. K., Bellini, M., Rahimo, M., Storasta, L., and Steinke, J. K., "Characterization of 6.5 kV IGBTs for high-power medium-frequency soft-switched applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29 (2): 906-919 (2014).
16. Babaei, E., Abbasnezhad, A., Sabahi, M., and Hosseini, S. H., "Analysis and design of a soft-switching boost DC/DC converter", *IET Power Electronics*, 10 (11): 1353-1362 (2017).
17. Rashid, M. H., "Power Electronics Handbook Devices, Circuits, and Applications 3rd ed.", *Elsevier*, Oxford, 409-453 (2011).
18. Kazimierczuk, M. K., and Czarkowski, D., "Resonant Power Converters", *John Wiley & Sons*, New York, 1-4, 160-194 (2012).
19. Steigerwald, R. L., "Power electronic converter technology", *Proceedings of the IEEE*, 89 (6): 890-897 (2001).
20. Fang, X., "Analysis and design optimization of resonant DC-DC converters", PhD Thesis, *University of Central Florida College of Engineering and Computer Science*, Florida, 7-14 (2012).
21. Zhang, Q., "Optimization and design of photovoltaic micro-inverter", Ph. D. Thesis, *University of Central Florida College of Engineering and Computer Science*, Florida, 19-52 (2013).
22. Alonso, J. M., Perdigão, M. S., Vaquero, D. G., Calleja, A. J., and Saraiva, E. S., "Analysis, design, and experimentation on constant-frequency DC-DC resonant converters with magnetic control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27 (3): 1369-1382 (2012).
23. Fujita, H., and Akagi, H., "Pulse-density-modulated power control of a 4 kW, 450 kHz voltage-source inverter for induction melting applications", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32 (2): 279-286 (1996).
24. Esteve, V., Sanchis-Kilders, E., Jordán, J., Dede, E. J., Cases, C., Maset, E., Ejea, J. B., and Ferreres, A., "Improving the efficiency of IGBT series-resonant

- inverters using pulse density modulation”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58 (3): 979-987 (2011).
25. Li, H., Fang, J., Chen, S., Wang, K., and Tang, Y., “Pulse density modulation for maximum efficiency point tracking of wireless power transfer systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (6): 5492-5501 (2018).
 26. Oncu, S., and Karafil, A., “Pulse density modulation controlled converter for PV systems”, *International Journal of Hydrogen Energy*, 42 (28): 17823-17830 (2017).
 27. Oncu, S., ve Sazak, B. S., “Tek anahtarlı inverterde bazı kontrol palslerinin silinmesiyle güç kontrolü”, *Gazi Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi*, 21 (1): 123-127 (2006).
 28. Jana, J., Saha, H., and Bhattacharya, K. D., “A review of inverter topologies for single-phase grid-connected photovoltaic systems”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 72 (1): 1256-1270 (2017).
 29. Büyük, M., Tan, A., Tümay, M., & Bayındır, K. Ç., “Topologies, generalized designs, passive and active damping methods of switching ripple filters for voltage source inverter: A comprehensive review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 62 (1): 46-69 (2016).
 30. Channegowda, P., and John, V., “Filter optimization for grid interactive voltage source inverters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57 (12): 4106-4114 (2010).
 31. Athari, H., Niroomand, M., and Ataei, M., “Review and classification of control systems in grid-tied inverters”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 72 (1): 1167-1176 (2017).
 32. Cha, H., Vu, T. K., and Kim, J. E., “Design and control of proportional-resonant controller based photovoltaic power conditioning system”, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, San Jose, 2198-2205 (2009).
 33. Çelik, D., ve Meral, M. E., “Şebekeye bağlı SOGI-PLL tabanlı tek fazlı eviricinin PR ve HCC ile güç kontrolü”, *Yüzüncü Yıl Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 20 (1-2): 10-21 (2015).
 34. Uralcan, A., “Fotovoltaik uygulamalar için yumuşak anahtarlmalı tam köprü seri rezonant evirici tasarımı ve gerçekleştirilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, *Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 1-68 (2014).
 35. Asa, E., “PLL kontrol tekniği ile rezonans evirici tasarımı”, Yüksek Lisans Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 1-107 (2009).

36. Altın, N., “Bulanık sinirsel denetimli şebeke etkileşimli evirici tasarımı ve gerçekleştirilmesi”, Doktora Tezi, **Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Ankara, 1-167 (2009).
37. Kırimer, B., “Fotovoltaik uygulamalar için sarmaşık yapıli Flyback dönüştürücü tabanlı bir evirici tasarımı ve uygulaması”, Yüksek Lisans Tezi, **Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Eskişehir, 1-100 (2016).
38. Liu, Y. H., “Design and implementation of an FPGA-based CCFL driving system with digital dimming capability”, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 54 (6): 3307-3316 (2007).
39. Borekci, S., “Dimming electronic ballasts without striations”, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 56 (7): 2464-2468 (2009).
40. Koudriavtsev, O., Wang, S., Konishi, Y., and Nakaoka, M., “A novel pulse-density-modulated high-frequency inverter for silent-discharge-type ozonizer”, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 38 (2): 369-378 (2002).
41. Korošec, L., Konjedic, T., Truntič, M., Rodič, M., and Milanovič, M., “Field programmable gate array-based control method for a pulse density modulated microinverter operating in island mode”, **IET Power Electronics**, 9 (14): 2621-2630 (2016).
42. Fan, M., Shi, L., Yin, Z., and Li, Y., “A novel pulse density modulation with semi-bridgeless active rectifier in inductive power transfer system for rail vehicle”, **CES Transactions on Electrical Machines and Systems**, 1 (4): 397-404 (2017).
43. Jiang, S., Cao, D., Li, Y., and Peng, F. Z., “Grid-connected boost-half-bridge photovoltaic microinverter system using repetitive current control and maximum power point tracking”, **IEEE Transactions on Power Electronics**, 27 (11): 4711-4722 (2012).
44. York, B., “An isolated micro-converter for next-generation photovoltaic infrastructure”, Ph. D. Thesis, **Virginia Polytechnic Institute and State University**, Virginia, 1-157 (2013).
45. Madeti, S. R., and Singh, S. N., “Online modular level fault detection algorithm for grid-tied and off-grid PV systems”, **Solar Energy**, 157 (1): 349-364 (2017).
46. Duffie J. A., and Beckman W. A., “Solar Engineering of Thermal Processes 4th ed.”, **John Wiley & Sons**, New Jersey, 5-63 (2013).
47. Karafil, A., Ozbay, H., Kesler, M., and Parmaksiz, H., “Calculation of optimum fixed tilt angle of PV panels depending on solar angles and comparison of the results with experimental study conducted in summer in Bilecik, Turkey”, **IEEE**

9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), Bursa, 971-976 (2015).

48. Karafil, A., Ozbay, H., and Kesler, M., “Temperature and solar radiation effects on photovoltaic panel power”, *Journal of New Results in Science*, 5 (12): 48-58 (2016).
49. Karafil A., Özbay H., ve Kesler M., “Sıcaklık ve güneş ışınım değişimlerinin fotovoltaiik panel gücü üzerindeki etkilerinin simülasyon analizi”, *EEB 2016 Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Sempozyumu*, Tokat, 106-111 (2016).
50. Chaibi, Y., Salhi, M., El-jouni, A., and Essadki, A., “A new method to extract the equivalent circuit parameters of a photovoltaic panel”, *Solar Energy*, 163 (1): 376-386 (2018).
51. Sampaio, P. G. V., and González, M. O. A., “Photovoltaic solar energy: conceptual framework”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 74 (1), 590-601 (2017).
52. Villalva, M. G., and Gazoli, J. R., “Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24 (5): 1198-1208 (2009).
53. Lineykin, S., Averbukh, M., and Kuperman, A., “An improved approach to extract the single-diode equivalent circuit parameters of a photovoltaic cell/panel”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 30 (1), 282-289 (2014).
54. Rahman, M. M., Hasanuzzaman, M., and Rahim, N. A., “Effects of various parameters on PV-module power and efficiency”, *Energy Conversion and Management*, 103 (1): 348-358 (2015).
55. Fouad, M. M., Shihata, L. A., and Morgan, E. I., “An integrated review of factors influencing the performance of photovoltaic panels”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 80 (1): 1499-1511 (2017).
56. Elibol, E., Özmen, Ö. T., Tutkun, N., and Köysal, O., “Outdoor performance analysis of different PV panel types”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 67 (1): 651-661 (2017).
57. Barth, N., Jovanovic, R., Ahzi, S., and Khaleel, M. A., “PV panel single and double diode models: Optimization of the parameters and temperature dependence”, *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 148 (1): 87-98 (2016).
58. Yilmaz, U., Kircay, A., and Borekci, S., “PV system fuzzy logic MPPT method and PI control as a charge controller”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81 (1): 994-1001 (2018).

59. Huynh, D. C., and Dunnigan, M. W., "Development and comparison of an improved incremental conductance algorithm for tracking the MPP of a solar PV panel", *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 7 (4): 1421-1429 (2016).
60. Abuzed, S. A., Foster, M. P., and Stone, D. A., "Variable PWM step-size for modified Hill climbing MPPT PV converter", *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, Manchester, 1-6 (2014).
61. Soon, T. K., and Mekhilef, S., "A fast-converging MPPT technique for photovoltaic system under fast-varying solar irradiation and load resistance", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 11 (1): 176-186 (2015).
62. Zhang, Q., Hu, C., Chen, L., Amirahmadi, A., Kutkut, N., Shen, Z. J., and Batarseh, I., "A center point iteration MPPT method with application on the frequency-modulated LLC microinverter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29 (3): 1262-1274 (2014).
63. Eltawil, M. A., and Zhao, Z., "MPPT techniques for photovoltaic applications", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 25 (1): 793-813 (2013).
64. De Brito, M. A. G., Galotto, L., Sampaio, L. P., e Melo, G. D. A., and Canesin, C. A., "Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60 (3): 1156-1167 (2013).
65. Subudhi, B., & Pradhan, R., "A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems", *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 4 (1): 89-98 (2013).
66. Koutroulis, E., Kalaitzakis, K., and Voulgaris, N. C., "Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16 (1): 46-54 (2001).
67. Özbay, H., Karafil, A., Öncü, S., and Kesler, M., "PSIM simulation of flyback converter for P&O and IC MPPT algorithms", *European Journal of Engineering and Natural Sciences*, 2 (1): 204-209 (2017).
68. Zakzouk, N. E., Elsharty, M. A., Abdelsalam, A. K., Helal, A. A., and Williams, B. W., "Improved performance low-cost incremental conductance PV MPPT technique", *IET Renewable Power Generation*, 10 (4): 561-574 (2016).
69. Ram, J. P., Babu, T. S., and Rajasekar, N., "A comprehensive review on solar PV maximum power point tracking techniques", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 67 (1): 826-847 (2017).
70. Boukenoui, R., Ghanes, M., Barbot, J. P., Bradai, R., Mellit, A., and Salhi, H., "Experimental assessment of maximum power point tracking methods for photovoltaic systems", *Energy*, 132 (1): 324-340 (2017).

71. Wang, C., Yang, L., Wang, Y., and Chen, B., "A 1-kW CLTCL resonant DC-DC converter with restricted switching loss and broadened voltage range", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33 (5): 4190-4203 (2018).
72. Lin, B. R., "Hybrid soft switching converter for DC grid applications", *Electric Power Systems Research*, 150 (1): 84-95 (2017).
73. Elmaguiri, O., Giri, F., and El Fadil, H., "Robust control of series resonant DC-to-DC power converters", *IFAC Proceedings Volumes*, 42 (9): 284-289 (2009).
74. Oncu, S., and Nacar, S., "Soft switching maximum power point tracker with resonant switch in PV system", *International Journal of Hydrogen Energy*, 41 (29): 12477-12484 (2016).
75. Giri, F., El Maguiri, O., El Fadil, H., and Chaoui, F. Z., "Nonlinear adaptive output feedback control of series resonant DC-DC converters", *Control Engineering Practice*, 19 (10): 1238-1251 (2011).
76. Outeiro, M. T., Buja, G., and Czarkowski, D., "Resonant power converters: An overview with multiple elements in the resonant tank network", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 10 (2): 21-45 (2016).
77. Chuang, Y. C., Ke, Y. L., Chuang, H. S., and Chen, J. T., "A novel loaded-resonant converter for the application of DC-to-DC energy conversions", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48 (2): 742-749 (2012).
78. Hossain, M. Z., and Rahim, N. A., "Recent progress and development on power DC-DC converter topology, control, design and applications: A review", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81 (1): 205-230 (2018).
79. Steigerwald, R. L., De Doncker, R. W., and Kheraluwala, H., "A comparison of high-power DC-DC soft-switched converter topologies", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32 (5): 1139-1145 (1996).
80. Gopiyani, A., Shah, M. T., and Patel, V., "Topology selection, design and simulation of 300W resonant DC-DC converter", *International Journal on Emerging Technologies*, 1 (1): 57-60 (2010).
81. Grajales, L., "Analysis and design of a 500 kHz series resonant inverter for induction heating applications", Ph. D. Thesis, *Virginia Polytechnic Institute and State University*, Virginia, 1-134 (1995).
82. Efe, M. Ö., "Devre Analizi II", *Seçkin Yayıncılık*, Ankara, 9-21 (2011).
83. Öncü, S., "Bir fazlı yüksek verimli ev tipi bir indüksiyon ısıtma sistemi", Yüksek Lisans Tezi, *Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Denizli, 8-40 (2005).

84. Nahvi, M., and Edminister, J. A., "Schaum's Outline of Theory and Problems of Electric Circuits 4th ed.", **McGraw-Hill**, New York, 161-310 (2003).
85. Nilsson, J. W., and Riedel, S. A., "Electric Circuits 8th ed.", Köksal, A., **Prentice Hall**, New Jersey, 284-321 (2008).
86. Su, Z. J., and Lai, Y. S., "On-line DC-link voltage control of LLC resonant converter for server power applications", **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, Pittsburgh, 5422-5428 (2014).
87. Kowstubha, P., Krishnaveni, K., and Reddy, K. R., "Review on different control strategies of LLC series resonant converters", **IEEE International Conference Advances in Electrical Engineering (ICAEE)**, Vellore, 1-4 (2014).
88. Tsai, M. T., and Chu, C. L., "Power control strategies evaluation of a series resonant inverter for atmosphere plasma applications", **IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**, Seoul, 632-637 (2009).
89. Park, N. J., Lee, D. Y., and Hyun, D. S., "A power-control scheme with constant switching frequency in class-D inverter for induction-heating jar application", **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 54 (3): 1252-1260 (2007).
90. Kazimierczuk, M. K., and Wu, C., "Frequency-controlled series-resonant converter with synchronous rectifier", **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, 33 (3): 939-948 (1997).
91. Calleja, H., and Pacheco, J., "Frequency spectra of pulse-density modulated waveforms", **VII IEEE International on Power Electronics Congress (CIEP)**, Acapulco, 223-228 (2000).
92. Lo, Y. K., Lin, C. Y., Hsieh, M. T., and Lin, C. Y., "Phase-shifted full-bridge series-resonant DC-DC converters for wide load variations", **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 58 (6): 2572-2575 (2011).
93. Karafil, A., Ozbay, H., and Oncu, S., "Power control of resonant converter MPPT by pulse density modulation", **IEEE 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)**, Bursa, 360-364 (2017).
94. Leung, H. Y., McCormick, D., Budgett, D. M., and Hu, A. P., "Pulse density modulated control patterns for inductively powered implantable devices based on energy injection control", **IET Power Electronics**, 6 (6): 1051-1057 (2013).
95. Karafil, A., Ozbay, H., and Oncu, S., "PDM-IC MPPT controlled series resonant converter for PV generation systems", **6th International Conference on Advanced Technology & Sciences (ICAT)**, Riga, 152-155 (2017).
96. Essadaoui, J., Sicard, P., Ngandui, E., and Cheriti, A., "Power inverter control for induction heating by pulse density modulation with improved power factor",

IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE), Montreal, 515-520 (2003).

97. Martin Segura, G., “Induction heating converter’s design, control and modeling applied to continuous wire heating”, Ph. D. Thesis, *Universitat Politècnica de Catalunya*, Barcelona, 34-39 (2012).
98. Morita, H., Shimizu, T., Kimura, G., Ohsawa, H., and Sano, S., “The zero-voltage-switching converter connected with the battery and the solar cell as DC sources”, *IEEE 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON'94)*, Bologna, 464-468 (1994).
99. Kjaer, S. B., Pedersen, J. K., and Blaabjerg, F., “A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41 (5): 1292-1306 (2005).
100. Kouro, S., Leon, J. I., Vinnikov, D., and Franquelo, L. G., “Grid-connected photovoltaic systems: An overview of recent research and emerging PV converter technology”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 9 (1): 47-61 (2015).
101. Sefa, İ., and Altın, N., “Güneş pili ile beslenen şebeke etkileşimli eviriciler-genel bir bakış”, *Journal of the Faculty of Engineering & Architecture of Gazi University*, 24 (3): 409-424 (2009).
102. Karabacak, M., Kılıç, F., Saraçoğlu, B., Boz, A. F., ve Ferikoğlu, A., “Şebeke bağlantılı eviriciler için LLCL filtre tasarımı; detaylı bir performans analizi”, *Politeknik Dergisi*, 19 (3): 251-260 (2016).
103. Lahlou, T., Abdelrahem, M., Valdes, S., and Herzog, H. G., “Filter design for grid-connected multilevel CHB inverter for battery energy storage systems”, *IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Anacapri, 831-836 (2016).
104. Husev, O., Chub, A., Romero-Cadaval, E., Roncero-Clemente, C., and Vinnikov, D., “Voltage distortion approach for output filter design for off-grid and grid-connected PWM inverters”, *Journal of Power Electronics*, 15 (1): 278-287 (2015).
105. Wang, T. C., Ye, Z., Sinha, G., and Yuan, X., “Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter”, *IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference (PESC'03)*, Acapulco, 779-784 (2003).
106. Cha, H., and Vu, T. K., “Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected Photovoltaic inverter”, *IEEE Twenty-Fifth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Palm Springs, 1659-1665 (2010).

107. Reznik, A., Simões, M. G., Al-Durra, A., and Muyeen, S. M., "LCL filter design and performance analysis for grid-interconnected systems", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50 (2): 1225-1232 (2014).
108. Afzal, R., Jamil, M., Waqas, A., Nawaz, A., Ali, M. A., and Mailk, M. H., "Design and analysis of second order passive filters for grid connected inverter with series and parallel damping resistors", *Indian Journal of Science and Technology*, 9 (21): 1-5 (2016).
109. Channegowda, P., and John, V., "Filter optimization for grid interactive voltage source inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57 (12): 4106-4114 (2010).
110. Wu, W., He, Y., and Blaabjerg, F., "An LLCL power filter for single-phase grid-tied inverter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27 (2): 782-789 (2012).
111. Buyuk, M., Inci, M., and Tumay, M., "Performance evaluation of LLCL filter for active power filter", *IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*, Florence, 1-4 (2016).
112. Ardashir, J. F., Sabahi, M., Hosseini, S. H., Blaabjerg, F., Babaei, E., and Gharehpetian, G. B., "A single-phase transformerless inverter with charge pump circuit concept for grid-tied PV applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64 (7): 5403-5415 (2017).
113. Bauer, J., "Single phase voltage source inverter photovoltaic application", *Acta Polytechnica*, 50 (4): 7-11 (2010).
114. Kantar, E., Usluer, S. N., and Hava, A. M., "Design and performance analysis of a grid connected PWM-VSI system", *IEEE 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, Bursa, 157-161 (2013).
115. Mahlooji, M. H., Mohammadi, H. R., and Rahimi, M., "A review on modeling and control of grid-connected photovoltaic inverters with LCL filter", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81 (1): 563-578 (2018).
116. Lee, J. Y., Cho, Y. P., Kim, H. S., and Jung, J. H., "Design methodology of passive damped LCL filter using current controller for grid-connected three-phase voltage-source inverters", *Journal of Power Electronics*, 18 (4): 1178-1189 (2018).
117. Liu, H., "Control Design of a Single-Phase DC/AC Inverter for PV Applications", M. Sc. Thesis, *Electrical Engineering University of Arkansas*, Fayetteville, 12-20 (2016).
118. Zong, X., "A single phase grid connected DC/AC inverter with reactive power control for residential PV application" M. Sc. Thesis, *Applied Science*

Graduate Department of Electrical and Computer Engineering University of Toronto, Toronto, 18-24 (2011).

119. Arulkumar, K., Vijayakumar, D., and Palanisamy, K., “Recent advances and control techniques in grid connected PV system–A review”, *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*, 6 (3): 1037-1049 (2016).
120. Saxena, N., Singh, B., and Vyas, A. L., “Single-phase solar PV system with battery and exchange of power in grid-connected and standalone modes”, *IET Renewable Power Generation*, 11 (2): 325-333 (2017).
121. Selvaraj, J., and Rahim, N. A., “Multilevel inverter for grid-connected PV system employing digital PI controller”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56 (1): 149-158 (2009).
122. Saranya, S. N., Sivakumar, V. M., Thirumarimurugan, M., and Sowparnika, G. C., “An analysis on modeling and optimal control of the heat exchangers using PI and PID controllers”, *IEEE 4th International Conference on Advanced Computing and Communication Systems (ICACCS)*, Coimbatore, 1-8 (2017).
123. Sowjanya, L., “Improved control strategy of grid interactive inverter system with LCL filter using active and passive damping methods”, M. Sc. Thesis, *Department of Electrical Engineering National Institute of Technology, Rourkela*, 12-16 (2014).
124. Liu, F., Zhou, Y., Duan, S., Yin, J., Liu, B., and Liu, F., “Parameter design of a two-current-loop controller used in a grid-connected inverter system with LCL filter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56 (11): 4483-4491 (2009).
125. Yüksel, İ., “Otomatik Kontrol Sistem Dinamiği Ve Denetim Sistemleri, MATLAB İle Genişletilmiş 7. Basım”, *Nobel Yayın Dağıtım*, Ankara, 67-70 (2011).
126. Gao, Y. G., Jiang, F. Y., Song, J. C., Zheng, L. J., Tian, F. Y., and Geng, P. L., “A novel dual closed-loop control scheme based on repetitive control for grid-connected inverters with an LCL filter”, *ISA Transactions*, 74 (1): 194-208 (2018).
127. Pradhan, R., Majhi, S. K., Pradhan, J. K., and Pati, B. B., “Antlion optimizer tuned PID controller based on Bode ideal transfer function for automobile cruise control system”, *Journal of Industrial Information Integration*, 9 (1): 45-52 (2018).
128. Ciobotaru, M., Teodorescu, R., and Blaabjerg, F., “Control of single-stage single-phase PV inverter”, *EPE Journal*, 16 (3): 20-26 (2006).
129. Nayak, S., Gurunath, S., and Rajasekar, N., “Advanced single-phase inverse park PLL with tuning of PI controller for improving stability of grid utility

- using soft computing technique”, *Online International Conference on Green Engineering and Technologies (IC-GET)*, Coimbatore, 1-5 (2016).
130. Yang, Y., and Blaabjerg, F., “Synchronization in single-phase grid-connected photovoltaic systems under grid faults”, *IEEE 3rd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Aalborg, 476-482 (2012).
 131. Roncero-Clemente, C., Husev, O., Romero-Cadaval, E., Zakis, J., Vinnikov, D., and Milanés-Montero, M. I., “Simulation study of the grid-connected single-phase impedance-sourced NPC inverter with different control methods”, *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Seville, 2949-2954 (2015).
 132. Yang, Y., Blaabjerg, F., and Zou, Z., “Benchmarking of grid fault modes in single-phase grid-connected photovoltaic systems”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 49 (5): 2167-2176 (2013).
 133. Kisacikoglu, M. C., Kesler, M., and Tolbert, L. M., “Single-phase on-board bidirectional PEV charger for V2G reactive power operation”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, 6 (2): 767-775 (2015).
 134. İnternet: Datasheet, “CD4046B”, <http://www.ti.com/lit/an/scha002a/scha002a.pdf> (2018).
 135. Yıldız, M. N., “Hibrid kaynaktan beslenebilen indüksiyonla su ve bina ısıtma sisteminin tasarımı ve performans analizi”, Doktora Tezi, *Ege Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İzmir, 37-80 (2005).
 136. Emanet, H., “Yüksek frekanslı manyetik malzemelerde deri ve yaklaşım etkisi sonucu oluşan iletken kayıplarının hesaplanması”, Doktora Tezi, *İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 3-31 (2001).
 137. Moradewicz, A. J., and Kazmierkowski, M. P., “Contactless energy transfer system with FPGA-controlled resonant converter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57 (9): 3181-3190 (2010).
 138. Zainol, M. Z., Rahim, N. A., and Selvaraj, J., “Design and analysis of contactless transformer using series resonant converter”, *Przegład Elektrotechniczny*, 89 (5): 192-195 (2013).
 139. Joshi, M., Agarwal, V., Shinde, S., and Birari, R., “A low cost bi-directional grid tied solar PV microinverter”, *IEEE 43rd Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, Portland, 1819-1824 (2016).
 140. İnternet: Datasheet, “IRFP260N”, <http://www.vishay.com/docs/91215/91215.pdf> (2018).

141. Internet: Datasheet, “TC4429”, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21419D.pdf> (2018).
142. Internet: Datasheet, “6N137”, <http://www.vishay.com/doc?84732> (2018).
143. Internet: Datasheet, “DSEI 60-12A”, <http://ixapps.ixys.com/datasheet/93023.pdf> (2018).
144. Beres, R., Wang, X., Blaabjerg, F., Bak, C. L., Matsumori, H., and Shimizu, T., “Evaluation of core loss in magnetic materials employed in utility grid AC filters”, *IEEE 31st Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, California, 3051-3057 (2016).
145. Internet: Datasheet, “IRFP460”, <http://www.vishay.com/doc?91237> (2018).
146. Internet: Datasheet, “TMS320F28335”, <http://www.ti.com/lit/gpn/tms320f28235> (2018).
147. Internet: Datasheet, “ACS712-20A-T”, <http://www.allegromicro.com/~media/files/datasheets/acs712-datasheet.ashx> (2018).
148. Internet: Datasheet, “LV25-P”, http://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lv_25-p.pdf (2018).
149. Internet: Datasheet, “ACS756SCA-050B”, <http://www.allegromicro.com/~Media/Files/Datasheets/ACS756-Datasheet.ashx> (2018).
150. Hohm, D. P., and Ropp, M. E., “Comparative study of maximum power point tracking algorithms”, *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, 11 (1): 47-62 (2003).
151. Valentini, M., Raducu, A., Sera, D., and Teodorescu, R., “PV inverter test setup for European efficiency, static and dynamic MPPT efficiency evaluation”, *IEEE 11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, Brasov, 433-438 (2008).
152. Li, Q., and Wolfs, P., “A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different DC link configurations”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23 (3): 1320-1333 (2008).



EK AÇIKLAMALAR A.

MATLAB KODLARI

```

clc; clear;
L=115*10^-6; R=14.6; C=16.46*10^-9; V=106; ton=4.31*10^-6; i01=0; i02=0;
i03=0; Vco1=0; Vco2=0; Vco3=0; to=L/R; alfa=R/(2*L); omegar=1/sqrt(L*C);
omegad=sqrt(omegar^2-alfa^2); T=2*ton;
for i=1:1:1;
t1=0:0.01*10^-6:ton;
Vc1=(Vco3*exp(-alfa*(t1)).*(0.0876*sin(omegad*(t1))+cos(omegad*(t1))))+(i03*
exp(-alfa*(t1)).*(-0.012*sin(omegad*(t1))))+(V)-(exp(-alfa*(t1)).*(V*cos(omegad*
(t1)))+(9.292*sin(omegad*(t1)))));

Vco1=(Vco3*exp(-alfa*(ton)).*(0.0876*sin(omegad*(ton))+cos(omegad*(ton))))+
(i03*exp(-alfa*(ton)).*(-0.012*sin(omegad*(ton))))+(V)-(exp(-alfa*(ton)).*(V*cos
(omegad*(ton)))+(9.292*sin(omegad*(ton)))));

t2=0:0.01*10^-6:ton;
i1=(Vco3*exp(-alfa*(t2)).*(-0.012*sin(omegad*(t2))))+(i03*exp(-alfa*(t2)).*(-
0.0876*sin(omegad*(t2))+cos(omegad*(t2))))+(exp(-alfa*(t2)).*(1.273*sin(omegad
*(t2)))));

i01=(Vco3*exp(-alfa*(ton)).*(-0.012*sin(omegad*(ton))))+(i03*exp(-alfa*(ton)).*(-
0.0876*sin(omegad*(ton))+cos(omegad*(ton))))+(exp(-alfa*(ton)).*(1.273*sin
(omegad*(ton)))));

t3=ton:0.01*10^-6:T;
Vc2=(Vco1*exp(-alfa*(t3-ton)).*(0.0876*sin(omegad*(t3-ton))+cos(omegad*(t3-
ton))))+(i01*exp(-alfa*(t3-ton)).*(-0.012*sin(omegad*(t3-ton))))+(-V)+(exp(-alfa*
(t3-ton)).*(V*cos(omegad*(t3-ton)))+(9.292*sin(omegad*(t3-ton)))));

Vco2=(Vco1*exp(-alfa*ton).*(0.0876*sin(omegad*ton)+cos(omegad*ton)))+(i01*
exp(-alfa*ton).*(-0.012*sin(omegad*ton)))+((-V)+(exp(-alfa*(ton)).*(V*cos
(omegad*ton)))+(9.292*sin(omegad*ton)))));

t4=ton:0.01*10^-6:T;

```

```
i2=(Vc01*exp(-alfa*(t4-ton)).*(-0.012*sin(omegad*(t4-ton)))+(i01*exp(-alfa*(t4-
ton)).*(-0.0876*sin(omegad*(t4-ton))+cos(omegad*(t4-ton)))+(exp(-alfa*(t4-ton)).
*(-1.273*sin(omegad*(t4-ton))));
```

```
i02=(Vc01*exp(-alfa*(ton)).*(-0.012*sin(omegad*(ton)))+(i01*exp(-alfa*(ton)).*(-
0.0876*sin(omegad*(ton))+cos(omegad*(ton)))+(exp(-alfa*(ton)).*(-1.273*sin
(omegad*(ton))))
```

```
end
```

```
c=(i1.^2);
```

```
d=(i2.^2);
```

```
top1=sum(c);
```

```
top2=sum(d);
```

```
Irms=sqrt((top1+top2)/13792)
```

```
P=Irms^2*R
```

```
%plot(t1,Vc1,'r')
```

```
plot(t2,i1,'b'),grid,xlabel('Zaman'),ylabel('iL')
```

```
title('bobin akımı')
```

```
%plot(t1,Vc1,'r'),grid,xlabel('Zaman'),ylabel('Vc')
```

```
%title('kondansatör gerilimi')
```

```
hold
```

```
%plot(t3,Vc2,'r')
```

```
plot(t4,i2,'b')
```

```
%plot(t5,Vc3,'r')
```

ÖZGEÇMİŞ

Akif KARAFİL 1983 yılında Bursa'da doğdu; ilk ve orta öğrenimini Bursa'nın İnegöl ilçesinde tamamladı. İnegöl Dörtçelik Anadolu Teknik Lisesi Elektrik Bölümü'nden 2001 yılında mezun oldu. Aynı yıl Ege Üniversitesi Ege Meslek Yüksekokulu Elektrik Programı'nda öğrenimine başlayıp 2003 yılında program birincisi olarak mezun oldu. 2004 yılında dikey geçiş ile Dicle Üniversitesi Batman Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Öğretmenliği Bölümü'nü kazanarak öğrenimini devam ettirdi. 2006 yılında Marmara Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Öğretmenliği Bölümü'ne yatay geçiş yaptı ve 2007 yılında bölüm birincisi olarak mezun oldu. Aynı yıl Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisans öğrenimine başladı. 2008 yılında Giresun Üniversitesi Şebinkarahisar Meslek Yüksekokulu'nda Öğretim Görevlisi olarak göreve başladı. 2011 yılında yüksek lisans programından mezun olduktan sonra Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi Meslek Yüksekokulu'nda Öğretim Görevlisi olarak görevini devam ettirdi ve aynı yıl Karabük Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda doktora öğrenimine başladı. Halen Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi Meslek Yüksekokulu'nda çalışmaya devam eden Akif KARAFİL evli ve iki çocuk babasıdır.

ADRES BİLGİLERİ

Adres : Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi
Meslek Yüksekokulu Elektrik ve Enerji Bölümü
Gülümbe kampüsü / BİLECİK
Tel : (536) 836 9318
E-posta : akif.karafil@bilecik.edu.tr