



**T.C.**  
**BANDIRMA ONYEDİ EYLÜL ÜNİVERSİTESİ**  
**LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ**  
**ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**DOKTORA TEZİ**

**ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN GÜNEŞ ENERJİLİ**  
**KABLOSUZ ŞARJ İSTASYONU TASARIMI VE**  
**GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

**Cem KUTLU**  
**205213002**

**Tez Danışmanı: Doç. Dr. Harun ÖZBAY**

**Bandırma, 2025**

**T.C.**  
**BANDIRMA ONYEDİ EYLÜL ÜNİVERSİTESİ**  
**LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ**  
**ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**DOKTORA TEZİ**

**ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN GÜNEŞ ENERJİLİ**  
**KABLOSUZ ŞARJ İSTASYONU TASARIMI VE**  
**GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

**Cem KUTLU**  
**205213002**

**Tez Danışmanı: Doç. Dr. Harun ÖZBAY**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih:

Tezin Savunulduğu Tarih:

**Bandırma, 2025**

## DOKTORA TEZİ ONAYI

Bandırma Onyedli Eylöl Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliğı Anabilim Dalı, Elektrik Elektronik Mühendisliğı Programı'nda Doktora öğrencisi Cem KUTLU tarafından, Doç. Dr. Harun ÖZBAY danışmanlığında hazırlanan “Elektrikli Araçlar için Güneş Enerjili Kablosuz Şarj İstasyonu Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi” başlıklı tez, aşağıda isimleri yer alan jüri üyeleri tarafından 16/12/2025 tarihinde yapılan Tez Savunma Sınavında oyçokluğu/oybirliğı ile başarılı bulunmuş ve Doktora Tezi olarak kabul edilmiştir.

|                               | Unvan Ad-Soyad              | İmza |
|-------------------------------|-----------------------------|------|
| Jüri Başkanı (Tez danışmanı): | Doç. Dr. Harun ÖZBAY        |      |
| Jüri Üyeleri :                | Prof. Dr. Bilal GÜMÜŞ       |      |
|                               | Doç. Dr. S. Berat EFE       |      |
|                               | Doç. Dr. Adem DALCALI       |      |
|                               | Dr. Öğr. Üyesi Akif KARAFİL |      |

## ETİK BEYAN SAYFASI

T.C.

Bandırma Onyediy Eylöl Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Müdürlüğü'ne,

Bu tez çalışmasının özgün olduğunu, hazırlanması sürecinde bilimsel etik kurallara uygun davrandığımı, bana ait olmayan tüm veri, düşünce ve sonuçları kaynak göstererek kullandığımı ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi beyan ederim.

Tezin Adı: Elektrikli Araçlar için Güneş Enerjili Kablosuz Şarj İstasyonu Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi

Adı Soyadı: Cem KUTLU

Savunma Tarihi: 16/12/2025

## ÖZET

### ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN GÜNEŞ ENERJİLİ KABLOSUZ ŞARJ İSTASYONU TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Cem KUTLU

12, 2025

Bu tez çalışmasında, fotovoltaik (Photovoltaic – PV) enerji kaynaklarının çevresel koşullara bağlı olarak değişken karakteristiği ile elektrikli araçlar (Electric Vehicles – EV) gibi bataryalı sistemlerin kablosuz şarj gereksinimlerini bir araya getiren, güneş enerjili bir kablosuz şarj istasyonu tasarlanmış ve deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Çalışmanın temel amacı, sistemin değişken atmosferik koşullarda dahi Maksimum Güç Noktasını (Maximum Power Point – MPP) kararlı bir şekilde takip etmesini sağlarken, aynı zamanda rezonans tankı üzerindeki anahtarlama kayıplarını minimize edecek en uygun modülasyon stratejisini belirlemektir. Bu kapsamda, güç kontrolü ve Maksimum Güç Noktası İzleme (Maximum Power Point Tracking – MPPT) algoritması için Darbe Yoğunluk Modülasyonu (Pulse Density Modulation – PDM) ile literatürde dönüştürücü verimliliğini artırdığı bilinen Geliştirilmiş Darbe Yoğunluk Modülasyonu (Enhanced Pulse Density Modulation – EPDM) ve İyileştirilmiş Darbe Yoğunluk Modülasyonu (Improved Pulse Density Modulation – IPDM) yöntemleri karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir. Sistemin elektromanyetik ve devre düzeyindeki tasarımı Ansys Maxwell 3D ve PSIM ortamlarında gerçekleştirilmiş; deneysel doğrulamalar ise 85 kHz rezonans frekansında çalışan, STM32 tabanlı sayısal kontrol birimi ile sürülen ve 1 kW güç seviyesine ölçeklenmiş bir laboratuvar prototipi üzerinde yapılmıştır. Deneysel çalışmalarda, farklı güneş ışıınım koşullarını temsil etmek üzere programlanabilir bir PV simülatörü kullanılmış ve elektrikli araç batarya şarj davranışını temsil edebilmek amacıyla RC tabanlı bir yük modeli uygulanmıştır. Elde edilen deneysel sonuçlar, düşük ve orta ışıınım seviyelerinde ( $250 \text{ W/m}^2$ – $500 \text{ W/m}^2$ ) IPDM yönteminin, rezonans akım zarfını daha kararlı tutarak PDM ve EPDM yöntemlerine kıyasla daha yüksek ortalama güç aktarımı ve sistem verimi sağladığını göstermektedir. Işıınım seviyesinin artması ve sistemin yüksek güç bölgesinde çalışması durumunda ( $750 \text{ W/m}^2$ – $1000 \text{ W/m}^2$ ) ise, darbe yoğunluğunun yükselmesiyle birlikte tüm modülasyon yöntemlerinin anahtarlama davranışlarının fiziksel olarak birbirine yakınsadığı ve toplam sistem veriminin yaklaşık %92 seviyesinde benzer değerler aldığı gözlemlenmiştir. Bu bulgular, IPDM yaklaşımının özellikle değişken çevresel koşullar altında MPPT kararlılığı ve enerji aktarım sürekliliği açısından avantaj sağladığını, buna karşın yüksek güç seviyelerinde modülasyon yöntemleri arasındaki performans farklarının doğal olarak azaldığını ortaya koymaktadır.

**Anahtar Kelimeler:** PDM, Elektrikli Araçlar, Fotovoltaik Sistemler, WPT, MPPT, Rezonans Dönüştürücüler.

## ABSTRACT

### DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A SOLAR-POWERED WIRELESS CHARGING STATION FOR ELECTRIC VEHICLES

Cem KUTLU

12, 2025

In this thesis, a solar-powered wireless charging station is designed and experimentally implemented by integrating the environmentally dependent, time-varying characteristics of photovoltaic (PV) energy sources with the wireless charging requirements of battery-based systems such as electric vehicles (EVs). The primary objective of the study is to ensure stable tracking of the maximum power point (MPP) under variable atmospheric conditions, while simultaneously identifying an optimal modulation strategy capable of minimizing switching losses in the resonant tank. Within this scope, Pulse Density Modulation (PDM) is comparatively analyzed alongside Enhanced Pulse Density Modulation (EPDM) and Improved Pulse Density Modulation (IPDM), which have been reported in the literature to improve converter efficiency, for use in power control and Maximum Power Point Tracking (MPPT) algorithms. The electromagnetic and circuit-level design of the system is carried out using Ansys Maxwell 3D and PSIM simulation environments, while experimental validation is performed on a laboratory-scale prototype operating at an 85 kHz resonant frequency, controlled by an STM32-based digital control unit, and scaled to a power level of 1 kW. In the experimental studies, a programmable PV simulator is employed to represent different solar irradiance conditions, and an RC-based load model is implemented to emulate the charging behavior of an electric vehicle battery. The experimental results demonstrate that, under low and medium irradiance levels ( $250 \text{ W/m}^2$ – $500 \text{ W/m}^2$ ), the IPDM method provides higher average power transfer and system efficiency compared to PDM and EPDM by maintaining a more stable resonant current envelope. As the irradiance level increases and the system operates in the high-power region ( $750 \text{ W/m}^2$ – $1000 \text{ W/m}^2$ ), the switching behaviors of all modulation methods are observed to physically converge due to the increased pulse density, resulting in similar overall system efficiencies of approximately 92%. These findings indicate that the IPDM approach offers advantages in terms of MPPT stability and energy transfer continuity under variable environmental conditions, while performance differences among modulation methods naturally diminish at high power levels.

**Keywords:** Pulse Density Modulation (PDM), Electric Vehicles, Photovoltaic Systems, Wireless Power Transfer (WPT), MPPT, Resonant Converters.

## ÖNSÖZ

Bu tez çalışması, Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü tarafından belirlenen akademik standartlar çerçevesinde hazırlanmıştır. Çalışmamın her aşamasında bilgi ve deneyimlerini benimle paylaşarak yönlendiren, katkılarıyla bu çalışmanın şekillenmesinde önemli rol oynayan danışmanım Doç. Dr. Harun ÖZBAY’a teşekkürlerimi sunarım.

Araştırma süresince akademik katkılarını esirgemeyen başta tez izleme komitesi hocalarım Doç. Dr. S. Berat EFE ve Dr. Öğr. Üyesi Akif KARAFİL olmak üzere tüm öğretim üyelerine, idari süreçlerde destek sağlayan Enstitü personeline, ayrıca çalışma ortamını kolaylaştıran tüm kurum görevlilerine minnettarlığımı ifade ederim.

Çalışmanın yürütülmesi sürecinde sabır ve anlayışları ile her zaman yanımda olan aileme de teşekkür etmeyi bir borç bilirim.

Cem KUTLU

Bandırma, Aralık 2025

## İÇİNDEKİLER

|                                                               |      |
|---------------------------------------------------------------|------|
| DOKTORA TEZİ ONAYI.....                                       | iii  |
| ETİK BEYAN SAYFASI .....                                      | iv   |
| ÖZET.....                                                     | v    |
| ABSTRACT .....                                                | vi   |
| ÖNSÖZ .....                                                   | vii  |
| İÇİNDEKİLER .....                                             | viii |
| TABLolar LİSTESİ.....                                         | xi   |
| ŞEKİLLER LİSTESİ .....                                        | xii  |
| KISALTMALAR LİSTESİ.....                                      | xvi  |
| 1. GİRİŞ .....                                                | 1    |
| 1.1. Literatür Özeti .....                                    | 2    |
| 1.2. Problemin Tanımı.....                                    | 13   |
| 1.3. Çalışmanın Amacı ve Kapsamı .....                        | 14   |
| 1.4. Tezin Organizasyonu.....                                 | 15   |
| 2. ELEKTRİKLİ ARAÇLAR VE ŞARJ SİSTEMLERİ.....                 | 16   |
| 2.1. Elektrikli Araçların Gelişimi .....                      | 16   |
| 2.1.1. Küresel Elektrikli Araç Pazarı ve Trendler.....        | 17   |
| 2.2. Elektrikli Araç Türleri ve Sınıflandırması.....          | 18   |
| 2.2.1. Batarya Elektrikli Araçlar (BEV) .....                 | 18   |
| 2.2.2. Hibrit Elektrikli Araçlar (HEV).....                   | 19   |
| 2.2.3. Şarj Edilebilir Hibrit Elektrikli Araçlar (PHEV) ..... | 19   |
| 2.2.4. Yakıt Hücreli Elektrikli Araçlar (FCEV).....           | 20   |
| 2.3. Şarj Yöntemleri .....                                    | 21   |
| 2.3.1. Kablolu Şarj Sistemleri.....                           | 22   |
| 2.3.2. AC Şarj Seviyeleri .....                               | 22   |
| 2.3.3. DC Hızlı Şarj (DC Fast Charging - DCFC).....           | 23   |
| 2.3.4. Kablosuz Şarj Sistemleri.....                          | 24   |
| 2.3.5. Statik ve Dinamik Kablosuz Şarj.....                   | 24   |
| 2.3.6. Kablosuz Şarjın Avantaj ve Dezavantajları .....        | 26   |

|        |                                                              |    |
|--------|--------------------------------------------------------------|----|
| 2.4.   | Kablosuz Şarj Standartları.....                              | 26 |
| 2.4.1. | SAE J2954 Standardı.....                                     | 27 |
| 2.4.2. | IEC 61980 Standardı.....                                     | 27 |
| 2.4.3. | Diğer Standartlar ve Güvenlik Limitleri.....                 | 28 |
| 3.     | FOTOVOLTAİK SİSTEMLER VE MPPT.....                           | 30 |
| 3.1.   | Fotovoltaik Hücre Yapısı ve Çalışma Prensibi.....            | 30 |
| 3.1.1. | Eşdeğer Devre Modellemesi.....                               | 31 |
| 3.2.   | PV Modül Karakteristikleri.....                              | 33 |
| 3.2.1. | I-V ve P-V Karakteristikleri.....                            | 33 |
| 3.2.2. | Sıcaklık ve Işınım Etkisi.....                               | 35 |
| 3.3.   | Maksimum Güç Noktası İzleme (MPPT).....                      | 37 |
| 3.3.1. | MPPT Tekniklerinin Sınıflandırılması.....                    | 38 |
| 3.3.2. | Değiştir ve Gözle (Perturb and Observe - P&O) Yöntemi.....   | 39 |
| 3.3.3. | Artımsal İletkenlik (Incremental Conductance - IncCond)..... | 40 |
| 3.3.4. | Diğer Yöntemler.....                                         | 41 |
| 4.     | SERİ REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ VE KONTROL YÖNTEMİ.....            | 42 |
| 4.1.   | Rezonans Dönüştürücülerin Temelleri.....                     | 42 |
| 4.1.1. | Rezonans Dönüştürücülerin Çalışma Dinamiği.....              | 43 |
| 4.1.2. | Rezonans Frekansı ve Kalite Faktörü.....                     | 43 |
| 4.1.3. | Empedans Karakteri ve Frekans Tepkisi.....                   | 45 |
| 4.1.4. | Akım ve Gerilim İlişkisi.....                                | 46 |
| 4.2.   | Tam Köprü Seri Rezonans Evirici.....                         | 47 |
| 4.2.1. | Matematiksel Modelleme ve Transfer Fonksiyonu Analizi.....   | 49 |
| 4.2.2. | Normalize Edilmiş Kazanç ve Güç Analizi.....                 | 50 |
| 4.3.   | Yumuşak Anahtarlama.....                                     | 52 |
| 4.3.1. | Sıfır Gerilim Anahtarlama (ZVS).....                         | 53 |
| 4.3.2. | Sıfır Akım Anahtarlama (ZCS).....                            | 54 |
| 4.4.   | Darbe Yoğunluk Modülasyonu (PDM) Kontrol Yöntemi.....        | 55 |
| 4.4.1. | Düzensiz (Irregular) PDM.....                                | 55 |
| 4.4.2. | Çalışma Prensibi.....                                        | 56 |
| 4.4.3. | Geliştirilmiş Darbe Yoğunluk Modülasyonu (EPDM).....         | 60 |
| 4.4.4. | İyileştirilmiş Darbe Yoğunluk Modülasyonu (IPDM).....        | 61 |
| 5.     | WPT İÇİN BOBİN TASARIMI.....                                 | 64 |

|        |                                                         |     |
|--------|---------------------------------------------------------|-----|
| 5.1.   | Kablosuz Güç Aktarımında Bobin Yapıları .....           | 64  |
| 5.1.1. | Dairesel (Circular) Bobinler .....                      | 65  |
| 5.1.2. | Dikdörtgen Bobinler .....                               | 66  |
| 5.1.3. | DD ve DDQ Bobinler .....                                | 66  |
| 5.2.   | Endüktif Güç Aktarım Sistem Analizi .....               | 68  |
| 5.3.   | Kablosuz Güç Aktarımı için Dairesel Bobin Tasarımı..... | 70  |
| 5.3.1. | Tasarım Parametreleri.....                              | 71  |
| 5.3.2. | Elektriksel Parametreler.....                           | 72  |
| 5.3.3. | Benzetim Çalışması .....                                | 73  |
| 5.3.4. | Tasarlanan Bobinin Verim Testi.....                     | 76  |
| 5.4.   | Bobinlerin Fiziksel Tasarımları.....                    | 78  |
| 5.4.1. | Deri Etkisi ve İletken seçimi.....                      | 78  |
| 5.4.2. | Bobin Geometrik Parametreleri .....                     | 80  |
| 6.     | SİSTEMİN BENZETİMİ VE DENEYSEL UYGULAMALARI .....       | 87  |
| 6.1.   | PDM Kontrollü Rezonans Evirici Benzetimi .....          | 87  |
| 6.2.   | Mikrodenetleyici İle Pdm Üretim Testi.....              | 98  |
| 6.3.   | Uygulama Aşamaları Ve Deney Sonuçları.....              | 101 |
| 6.3.1. | Deneysel Test Prosedürü ve Çalışma Parametreleri .....  | 103 |
| 6.3.2. | Deneysel Sonuçlar ve Tartışma .....                     | 105 |
| 6.3.3. | 250 W/m <sup>2</sup> ışıınım değeri için sonuçlar.....  | 106 |
| 6.3.4. | 500W/m <sup>2</sup> ışıınım değeri için sonuçlar.....   | 111 |
| 6.3.5. | 750 W/m <sup>2</sup> ışıınım değeri için sonuçlar.....  | 116 |
| 6.3.6. | 1000 W/m <sup>2</sup> ışıınım değeri için sonuçlar..... | 121 |
| 7.     | SONUÇ .....                                             | 127 |
|        | KAYNAKÇA.....                                           | 131 |
|        | ÖZGEÇMİŞ .....                                          | 145 |

## TABLolar LİSTESİ

|                                                                                                          |     |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Tablo 2.1 Elektrikli Araç Türlerinin Karşılaştırılması.....                                              | 21  |
| Tablo 2.2 Başlıca Kablosuz Şarj Standartlarının Karşılaştırmalı Analizi.....                             | 29  |
| Tablo 3.1 PV Hücre Matematiksel Model Parametreleri.....                                                 | 32  |
| Tablo 3.2 Tipik bir monokristal Silisyum PV modülünün sıcaklık katsayıları ve parametre değişimleri..... | 37  |
| Tablo 3.3 MPPT Algoritmalarının Karşılaştırmalı Analizi.....                                             | 39  |
| Tablo 4.1 PDM, EPDM ve IPDM için $N=8$ 'de $T_{on\_max}$ ve $T_{off\_max}$ değerleri .                   | 63  |
| Tablo 5.1 Farklı Bobin Geometrilerinin Karşılaştırılması .....                                           | 67  |
| Tablo 5.2 $N = 17$ , $Z_{dist} = 150mm$ , $D_{out} = 500mm$ için ferritin kuplaja etkisi.....            | 71  |
| Tablo 5.3 Tasarım başlangıç parametreleri.....                                                           | 74  |
| Tablo 5.4 Farklı $N$ değerleri için yinleme sonuçları $Z_{dist} = 100mm$ .....                           | 76  |
| Tablo 5.5 Üretilen Prototip Bobinlerin Geometrik Parametreleri.....                                      | 81  |
| Tablo 5.6 Bobin Endüktans Değerlerinin Simülasyon ve Deneysel Tasarım Karşılaştırması.....               | 86  |
| Tablo 6.1 Simülasyon sonuçları.....                                                                      | 98  |
| Tablo 6.2 $250W/m^2$ ışıınım değerinde elde edilen bulgular.....                                         | 109 |
| Tablo 6.3 $500W/m^2$ ışıınım değerinde elde edilen bulgular.....                                         | 115 |
| Tablo 6.4 $750W/m^2$ ışıınım değerinde elde edilen bulgular.....                                         | 120 |
| Tablo 6.5 $1000W/m^2$ ışıınım değerinde elde edilen bulgular .....                                       | 125 |
| Tablo 6.6 Deneysel çalışma sonuçlarına göre yöntemlerin verim karşılaştırması.                           | 126 |

## ŞEKİLLER LİSTESİ

|                                                                                                                                                                |    |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Şekil 3.1 PV hücrenin parazitik dirençleri içeren tek diyotlu eşdeğer devre modeli.                                                                            | 31 |
| Şekil 3.2 PV hücresinin I-V ve P-V karakteristik eğrileri .....                                                                                                | 34 |
| Şekil 3.3 Sabit sıcaklık (25°C) için farklı ışıınım değerlerinde PV modülünün I-V ve P-V karakteristik eğrileri.....                                           | 35 |
| Şekil 3.4 Farklı sıcaklık değerlerinde PV modülünün I-V ve P-V karakteristik eğrileri. ....                                                                    | 36 |
| Şekil 3.5 Geleneksel P&O Algoritmasının Akış Diyagramı.....                                                                                                    | 40 |
| Şekil 4.1 Tam köprü seri rezonans inverter ve anahtarlama modları a)eşdeğer devre b)Mod I c)Mod II d)Mod III .....                                             | 47 |
| Şekil 4.2 $f_s < f_r$ , $f_s = f_r$ ve $f_s > f_r$ için tam köprü SRI'daki gerilim ve akım dalga biçimleri.....                                                | 48 |
| Şekil 4.3 Gerilim kazancının normalize frekansa göre değişimi .....                                                                                            | 51 |
| Şekil 4.4 Sert anahtarlama anında gerilim-akım ve güç kaybı grafikleri.....                                                                                    | 52 |
| Şekil 4.5 Yumuşak anahtarlama anında gerilim-akım grafiği .....                                                                                                | 53 |
| Şekil 4.6 N=8 için düzensiz PDM darbe ve akım dalga biçimleri .....                                                                                            | 56 |
| Şekil 4.7 N=8 için EPDM darbe ve akım dalga biçimleri .....                                                                                                    | 60 |
| Şekil 4.8 N=8 için IPDM darbe ve akım dalga biçimleri.....                                                                                                     | 61 |
| Şekil 4.9 N=8 ve PD=0,625 için sırasıyla PDM, EPDM ve IPDM darbe ve akım dalga biçimleri.....                                                                  | 62 |
| Şekil 5.1 WPT sistemi için ferrit ekranlı bobin yapıları a) Bi-polar ped b) Dairesel bobin c) Solenoid bobin d) Kare bobin e) DD bobin f) DDQ bobin [139]..... | 64 |
| Şekil 5.2 Kablosuz güç aktarım sisteminin devre modeli .....                                                                                                   | 68 |
| Şekil 5.3 Seri-seri komoanzasyonlu WPT sisteminin eşdeğer devresi. ....                                                                                        | 69 |
| Şekil 5.4 Dairesel alıcı-verici bobin örnekleri a) çekirdeksiz bobin çifti b) ferrit çubuklu bobin çifti c) ferrit plakalı bobin çifti.....                    | 70 |
| Şekil 5.5 Dairesel bobinin YZ düzlemi kesiti .....                                                                                                             | 71 |
| Şekil 5.6 Bobin tasarımı için optimizasyon akış diyagramı.....                                                                                                 | 74 |
| Şekil 5.7 Bobin verim testi için eşdeğer devre modeli.....                                                                                                     | 76 |
| Şekil 5.8 (a) Eşdeğer WPT devresinin iletilen ve alınan güç değerleri (b) Tasarlanan alıcı-verici bobinlerin zaman-verim grafiği .....                         | 77 |

|                                                                                                               |     |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Şekil 5.9 Tasarlanan bobinlerin frekans-verim grafiği. ....                                                   | 77  |
| Şekil 5.10 Sarım kalıbı için oluşturulan klavuz çizgiler. ....                                                | 81  |
| Şekil 5.11 Ferrit çubukların fiziksel gösterimi ve Ansys Maxwell 3D tasarımı.....                             | 82  |
| Şekil 5.12 Alıcı-verici bobinlerin Ansys Maxell 3D ve fiziksel tasarımları.....                               | 83  |
| Şekil 5.13 Bobinlerin FEA için oluşturulan ağ yapısı.....                                                     | 83  |
| Şekil 5.14 Simülasyonun kurulum ve gerçekleştirilme aşaması.....                                              | 84  |
| Şekil 5.15 Bobin endüktans değerlerinin simülasyon ve deneysel sonuçları .....                                | 85  |
| Şekil 5.16 Ferrit çubuklar eklendikten sonra tekrarlanan analiz ve ölçüm sonuçları                            | 85  |
| Şekil 5.17 Bağlaşım katsayısının a) ferrit çekirdeksiz b) ferrit çekirdek ile değişimi                        | 86  |
| Şekil 6.1 PDM kontrollü WPT sisteminin tasarımı .....                                                         | 87  |
| Şekil 6.2 PDM kontrollü WPT sisteminin PSIM devresi .....                                                     | 88  |
| Şekil 6.3 Klasik PDM ile $50\Omega$ yük durumu için elde edilen sonuçlar .....                                | 89  |
| Şekil 6.4 Klasik PDM ile $100\Omega$ yük durumu için elde edilen sonuçlar .....                               | 90  |
| Şekil 6.5 Klasik PDM ile $150\Omega$ yük durumu için elde edilen sonuçlar .....                               | 91  |
| Şekil 6.6 EPDM ile $50\Omega$ yük durumu için elde edilen sonuçlar .....                                      | 92  |
| Şekil 6.7 EPDM ile $100\Omega$ yük durumu için elde edilen sonuçlar .....                                     | 93  |
| Şekil 6.8 EPDM ile $150\Omega$ yük durumu için elde edilen sonuçlar .....                                     | 94  |
| Şekil 6.9 IPDM ile $50\Omega$ yük durumu için elde edilen sonuçlar .....                                      | 95  |
| Şekil 6.10 IPDM ile $100\Omega$ yük durumu için elde edilen sonuçlar .....                                    | 96  |
| Şekil 6.11 IPDM ile $150\Omega$ yük durumu için elde edilen sonuçlar .....                                    | 97  |
| Şekil 6.12 Sürücü ve sensör alt devreleriyle birlikte evirici ve kontrol kartı<br>simülasyon devresi. ....    | 99  |
| Şekil 6.13 Proteus ortamında elde edilen seri rezonans evirici çıkış gerilim-akım<br>grafikleri.....          | 100 |
| Şekil 6.14 Mosfet sürücü devre tasarımı ve devre kartı.....                                                   | 101 |
| Şekil 6.15 Tam köprü seri rezonans evirici devre tasarımı ve devre kartı.....                                 | 101 |
| Şekil 6.16 Gerilim-Akım sensör devre tasarımı ve devre kartı.....                                             | 102 |
| Şekil 6.17 Güç katının ve kontrol yapısının fiziksel gösterimi .....                                          | 102 |
| Şekil 6.18 PV entegreli PDM-MPPT kotrollü WPT sistemi prototipi.....                                          | 103 |
| Şekil 6.19 $250W/m^2$ ışıınım değerinde Düzensiz PDM için MPPT verimi .....                                   | 106 |
| Şekil 6.20 $250W/m^2$ ışıınım değerinde Düzensiz PDM için evirici çıkış gerilim-<br>akım dalga formları ..... | 107 |

|            |                                                                                                          |     |
|------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Şekil 6.21 | 250W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde EPDM için MPPT verimi.....                                         | 107 |
| Şekil 6.22 | 250W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde EPDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları.....           | 108 |
| Şekil 6.23 | 250W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde IPDM için MPPT verimi.....                                         | 108 |
| Şekil 6.24 | 250W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde IPDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları.....           | 109 |
| Şekil 6.25 | 500W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde Düzensiz PDM için MPPT verimi .....                                | 112 |
| Şekil 6.26 | 500W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde Düzensiz PDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları .....  | 112 |
| Şekil 6.27 | 500W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde EPDM için MPPT verimi.....                                         | 113 |
| Şekil 6.28 | 500W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde EPDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları.....           | 113 |
| Şekil 6.29 | 500W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde IPDM için MPPT verimi.....                                         | 114 |
| Şekil 6.30 | 500W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde IPDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları.....           | 114 |
| Şekil 6.31 | 750W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde düzensiz PDM için MPPT verimi .....                                | 117 |
| Şekil 6.32 | 750W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde düzensiz PDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları .....  | 117 |
| Şekil 6.33 | 750W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde EPDM için MPPT verimi.....                                         | 118 |
| Şekil 6.34 | 750W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde EPDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları.....           | 118 |
| Şekil 6.35 | 750W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde IPDM için MPPT verimi.....                                         | 119 |
| Şekil 6.36 | 750W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde IPDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları.....           | 119 |
| Şekil 6.37 | 1000W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde düzensiz PDM için MPPT verimi.....                                | 122 |
| Şekil 6.38 | 1000W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde düzensiz PDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları ..... | 122 |
| Şekil 6.39 | 1000W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde EPDM için MPPT verimi .....                                       | 123 |
| Şekil 6.40 | 1000W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde EPDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları .....         | 123 |
| Şekil 6.41 | 1000W/m <sup>2</sup> ışınlım değerinde IPDM için MPPT verimi .....                                       | 124 |

Şekil 6.42  $1000W/m^2$  ışı nım değ erinde IPDM iç in evirici ç ıkış gerilim-akım dalga formları..... 124



## KISALTMALAR LİSTESİ

|       |                                                                                 |
|-------|---------------------------------------------------------------------------------|
| BEV   | : Batarya Elektrikli Araçlar (Battery Electric Vehicles)                        |
| BMS   | : Batarya Yönetim Sistemi (Battery Management System)                           |
| CC    | : Sabit Akım (Constant Current)                                                 |
| CCS   | : Kombine Şarj Sistemi (Combined Charging System)                               |
| CV    | : Sabit Gerilim (Constant Voltage)                                              |
| DC    | : Doğru Akım (Direct Current)                                                   |
| DCFC  | : DC Hızlı Şarj (DC Fast Charging)                                              |
| DIPS  | : Diferansiyel İndüktif Konumlandırma Sistemi                                   |
| D-WPT | : Dinamik Kablosuz Güç Aktarımı                                                 |
| EMI   | : Elektromanyetik Girişim (Electromagnetic Interference)                        |
| EMF   | : Elektromanyetik Alan (Electromagnetic Field)                                  |
| EPDM  | : Geliştirilmiş Darbe Yoğunluk Modülasyonu (Enhanced Pulse Density Modulation)  |
| EV    | : Elektrikli Araç (Electric Vehicle)                                            |
| EVSE  | : Elektrikli Araç Tedarik Ekipmanı (Electric Vehicle Supply Equipment)          |
| FCEV  | : Yakıt Hücresel Elektrikli Araçlar (Fuel Cell Electric Vehicles)               |
| FEA   | : Sonlu Elemanlar Analizi (Finite Element Analysis)                             |
| FLC   | : Bulanık Mantık Kontrolü (Fuzzy Logic Control)                                 |
| FOD   | : Yabancı Cisim Algılama (Foreign Object Detection)                             |
| HEV   | : Hibrit Elektrikli Araçlar (Hybrid Electric Vehicles)                          |
| ICE   | : İçten Yanmalı Motor (Internal Combustion Engine)                              |
| IPDM  | : İyileştirilmiş Darbe Yoğunluk Modülasyonu (Improved Pulse Density Modulation) |
| IPT   | : İndüktif Güç Aktarımı (Inductive Power Transfer)                              |
| LOD   | : Canlı Organizma Algılama (Living Object Detection)                            |
| MPPT  | : Maksimum Güç Noktası İzleme (Maximum Power Point Tracking)                    |
| P&O   | : Değiştir ve Gözle (Perturb and Observe)                                       |
| PDM   | : Darbe Yoğunluk Modülasyonu (Pulse Density Modulation)                         |

|       |                                                                                |
|-------|--------------------------------------------------------------------------------|
| PHEV  | : Şarj Edilebilir Hibrit Elektrikli Araçlar (Plug-in Hybrid Electric Vehicles) |
| PLL   | : Faz Kilitli Döngü (Phase Locked Loop)                                        |
| PV    | : Fotovoltaik (Photovoltaic)                                                   |
| PWM   | : Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)                          |
| S-WPT | : Statik Kablosuz Güç Aktarımı                                                 |
| V2G   | : Araçtan Şebekeye (Vehicle to Grid)                                           |
| WPT   | : Kablosuz Güç Aktarımı (Wireless Power Transfer)                              |
| ZCS   | : Sıfır Akımda Anahtarlama (Zero Current Switching)                            |
| ZVS   | : Sıfır Gerilimde Anahtarlama (Zero Voltage Switching)                         |

## 1. GİRİŞ

Küresel enerji talebindeki artış ve fosil yakıt rezervlerinin hızla tükenmesi, modern toplumları sürdürülebilir ve alternatif enerji kaynaklarına yönelmek zorunda bırakmıştır. Bu enerji darboğazına ek olarak, konvansiyonel içten yanmalı motorlu araçların neden olduğu karbon emisyonları, iklim değişikliği ve hava kirliliği gibi küresel çevre sorunlarının başlıca tetikleyicisi haline gelmiştir. Ulaştırma sektörü, dünya genelindeki sera gazı emisyonlarının yaklaşık %23'ünden sorumlu tutulmakta olup, bu oranın azaltılması Paris Anlaşması gibi uluslararası mutabakatların çevresel hedeflerine ulaşılması açısından kritik bir öneme sahiptir [1].

Bu bağlamda, elektrikli araçlar (electric vehicles – EV), karbon ayak izini azaltma potansiyeli ve enerji verimliliği avantajlarıyla, ulaştırma sektörünün karbonsuzlaştırılması sürecinde en etkili çözüm olarak öne çıkmaktadır [2]. Ancak, elektrikli araç teknolojisinin geniş kitlelerce benimsenmesi ve ticari bir başarıya ulaşması, yalnızca batarya ve araç teknolojilerindeki ilerlemelere değil, aynı zamanda kullanıcı ihtiyaçlarını karşılayabilecek, güvenli, erişilebilir ve verimli şarj altyapılarının geliştirilmesine de sıkı sıkıya bağlıdır [3].

Elektrikli araçların enerji şebekesine entegrasyonu, modern güç sistemleri için hem büyük bir fırsat hem de yönetilmesi gereken bir zorluk teşkil etmektedir. Özellikle elektrikli araç sayısının artmasıyla birlikte şebeke üzerinde oluşan ek yük talebi, dağıtım sistemlerinde kararlılık sorunlarına yol açabilmektedir. Bu durum, şebekeden bağımsız veya şebeke destekli yenilenebilir enerji kaynaklarının, özellikle PV sistemlerin şarj istasyonlarına entegre edilmesini zorunlu kılmıştır [4]. Güneş enerjisinden elde edilen gücün verimli bir şekilde yönetilmesi ve elektrikli araçlara aktarılması, enerji maliyetlerini düşürürken çevresel sürdürülebilirliği de desteklemektedir.

Bu noktada, şarj işleminin kullanıcı müdahalesi gerektirmeyen, konforlu ve güvenli bir hale getirilmesi amacıyla WPT teknolojileri araştırmacıların yoğun ilgisini çekmektedir. Güneş enerjisi destekli kablosuz şarj sistemleri, "menzil kaygısı" (range anxiety) sorununa çevre dostu bir çözüm sunarken, otonom sürüş teknolojileriyle de tam bir uyum sergilemektedir [5].

Bu tez çalışması, PV sistemlerden elde edilen enerjinin elektrikli araçlara kablosuz olarak aktarılmasında verimliliği maksimize etmek amacıyla, PDM kontrollü MPPT tekniği ile WPT sistemini ve analizini ele almaktadır. PDM kontrol tekniği, rezonans dönüştürücülerde sağladığı yumuşak anahtarlama (soft switching) yeteneği ve geniş güç kontrol aralığı ile sistem verimliliğini artırma potansiyeline sahiptir. Tez kapsamında, güneş enerjili kablosuz şarj sistemlerinin temel bileşenleri, kontrol stratejileri ve entegrasyon zorlukları incelenerek, literatürdeki mevcut boşlukları dolduracak yenilikçi bir sistem tasarımı sunulması hedeflenmiştir.

### 1.1. Literatür Özeti

Elektrikli araç teknolojilerinin gelişimi, batarya kimyasından güç elektroniğine, şebeke entegrasyonundan kontrol algoritmalarına kadar geniş bir yelpazede yürütülen akademik ve endüstriyel çalışmalarla ivme kazanmıştır. Bu alandaki literatür incelendiğinde, araştırmaların özellikle şarj teknolojilerinin standartlaşması, verimliliğin artırılması ve kullanıcı deneyiminin iyileştirilmesi üzerine yoğunlaştığı görülmektedir.

Elektrikli araçların şarj altyapısı, temel olarak fiziksel temas gerektiren iletken (kablolu) şarj sistemleri ve manyetik alan aracılığıyla enerji transferi sağlayan kablosuz şarj sistemleri olmak üzere iki ana ekseninde gelişmektedir. Uluslararası standartlar, bu teknolojilerin güvenliği, uyumluluğu ve performansı için belirleyici bir çerçeve çizmektedir. Örneğin, IEC 61851 standardı, elektrikli araç şarjı için dört temel mod tanımlayarak sektörün küresel ölçekte standartlaşmasına öncülük etmiştir [6]. Bu modlar, standart ev prizlerinden yapılan yavaş şarj işlemlerinden (Mod 1 ve 2), özel donanım gerektiren AC hızlı şarj (Mod 3) ve yüksek güçlü DC hızlı şarj (Mod 4) istasyonlarına kadar çeşitlilik göstermektedir [7]. Özellikle DC hızlı şarj istasyonları, batarya dolum süresini 20 ila 40 dakika aralığına indirerek, elektrikli araçların uzun mesafe seyahatlerinde kullanılabilirliğini artırmakta ve kullanıcıların şarj süresiyle ilgili endişelerini hafifletmektedir [8].

Şarj altyapısının yaygınlaşmasıyla birlikte, farklı üreticilerin cihazları arasındaki uyumluluk sorunu da önem kazanmıştır. Bu kapsamda IEC 62196 standardı, şarj konektörleri ve kablolarının fiziksel özelliklerini belirlerken, ISO 15118 standardı elektrikli araç ile şarj istasyonu (EVSE) arasındaki iletişim protokollerini

düzenlemektedir [9]. ISO 15118, özellikle "Tak ve Şarj Et" teknolojisi ve Araçtan Şebekeye (V2G) uygulamaları için gerekli olan yüksek seviyeli iletişimi sağlayarak, akıllı şarj yönetiminin temelini oluşturmaktadır [10]. V2G teknolojisi, elektrikli araçların sadece enerji tüketen bir yük olarak değil, aynı zamanda şebekeye enerji geri besleyebilen mobil bir enerji depolama birimi olarak işlev görmesine olanak tanımaktadır. Bu teknoloji, yenilenebilir enerji kaynaklarının kesintili doğasından kaynaklanan dengesizliklerin yönetilmesinde ve şebeke kararlılığının sağlanmasında önemli bir potansiyel barındırmaktadır [11].

Ancak, kablolu şarj sistemlerinin getirdiği fiziksel bağlantı zorunluluğu, kablo kirliliği, konektörlerin aşınması ve olumsuz hava koşullarında güvenlik riskleri gibi dezavantajlar, araştırmacıları daha kullanıcı dostu ve güvenli alternatiflere yöneltmiştir. Bu arayışın bir sonucu olarak, WPT teknolojisi, elektrikli araç şarjı için gelecek vadeden bir çözüm olarak literatürde geniş yer bulmaya başlamıştır. WPT sistemleri, temel olarak elektromanyetik indüksiyon prensibine dayanmakta olup, verici ve alıcı bobinler arasında herhangi bir fiziksel temas olmaksızın enerji transferini gerçekleştirmektedir [12]. Bu teknoloji, sunduğu kullanım kolaylığı, estetik avantajlar ve özellikle otonom araçlar için insan müdahalesine gerek duymadan otomatik şarj imkânı sunması nedeniyle modern ulaşım vizyonunun ayrılmaz bir parçası olarak değerlendirilmektedir.

İndüktif Güç Aktarımı (IPT) olarak da bilinen bu yöntem, rezonans frekansında çalışan manyetik kuplaj devreleri sayesinde, hava aralığı üzerinden yüksek verimlilikle güç aktarımı sağlayabilmektedir [13]. Literatürdeki çalışmalar, WPT sistemlerinin verimliliğini etkileyen en önemli faktörlerin bobin tasarımı, hizalama toleransı, hava aralığı mesafesi ve kullanılan kompanzasyon topolojileri olduğunu göstermektedir. Sistemin reaktif güç ihtiyacını karşılamak ve güç transfer kapasitesini artırmak amacıyla verici ve alıcı taraflarda çeşitli rezonans devreleri kullanılmaktadır.

WPT sistemlerinde kullanılan kompanzasyon topolojileri, sistemin çıkış karakteristiklerini ve verimliliğini doğrudan belirleyen kritik bir tasarım parametresidir. Literatürde en yaygın olarak incelenen temel topolojiler Seri-Seri (SS), Seri-Paralel (SP), Paralel-Seri (PS) ve Paralel-Paralel (PP) yapılarıdır. Özellikle Seri-Seri (SS) kompanzasyon topolojisi, verici tarafındaki rezonans frekansının yük değişimlerinden ve manyetik kuplaj katsayısından bağımsız olması nedeniyle

elektrikli araç şarj uygulamalarında sıklıkla tercih edilmektedir [13], [14]. Bu özellik, batarya şarj işlemi sırasında yük empedansının sürekli değiştiği dinamik koşullarda bile sistemin kararlı bir şekilde çalışmasını ve rezonans frekansının sabit kalmasını sağlamaktadır. Ayrıca, SS topolojisi, basit yapısı ve kontrol kolaylığı ile de öne çıkmaktadır.

Bununla birlikte, yüksek güç seviyelerinde ve hizalama hatalarının olduğu durumlarda verimliliği artırmak için daha karmaşık topolojiler de geliştirilmiştir. Örneğin, Çift Taraflı LCC (Double-sided LCC) kompanzasyon topolojisi, hem verici hem de alıcı tarafta ek bobin ve kapasitörlerin kullanılmasıyla oluşturulur. Vu ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada, bu topolojinin elektrikli araç bataryalarının şarj karakteristiklerine uygun olarak, frekans kontrolüne gerek duymadan hem Sabit Akım (CC) hem de Sabit Gerilim (CV) çıkışı sağlayabildiği gösterilmiştir [13]. Bu yetenek, batarya yönetim sisteminin (BMS) karmaşıklığını azaltırken şarj verimliliğini optimize etmektedir.

Bununla birlikte, seçilen kompanzasyon topolojilerinin teorik başarımı, pratikte manyetik kuplajı sağlayan bobin yapısının fiziksel tasarımına ve geometrik özelliklerine önemli ölçüde bağlıdır. Bobin tasarımı; sistemin endüktansını, kalite faktörünü ve en önemlisi verici ile alıcı arasındaki kuplaj katsayısını belirleyen kritik bir faktör olarak kabul edilmektedir [15]. Yang ve arkadaşları, yüksek bir kuplaj katsayısının sistem verimliliğini doğrudan artırdığını vurgulayarak, ferrit çekirdek kullanımının manyetik alan dağılımını optimize ettiğini ve elektromanyetik sızıntıyı azalttığını belirtmişlerdir [15]. Literatürde bobin geometrileri üzerine yapılan karşılaştırmalı analizlerde, dairesel ve dikdörtgen yapılar öne çıkmaktadır. Power ve arkadaşları tarafından dairesel bobinlerin şarj düzleminde manyetik alanın düzgün dağılımını sağlamada başarılı olduğu ve bu yapıların parametrik optimizasyon algoritmalarıyla kolayca modellenbildiği ortaya koyulmuştur [16]. Öte yandan, Bentalhik ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada, dikdörtgen (planar) bobinlerin özellikle hizalama toleransı açısından elektrikli araç şarjına daha uygun olduğu ve Genetik Algoritma (GA) kullanılarak optimize edildiğinde, hizalama hatası durumlarında dahi yüksek aktarım verimliliği sağladığı gösterilmiştir [17]. Sistemin güç yoğunluğunu artırmak amacıyla, Qiang ve arkadaşları spiral ve dikdörtgen bobinlerin hibrit kombinasyonlarını önermiş [18], Huang ve arkadaşları ise Sonlu

Elemanlar Analizi (Finite Element Analysis – FEA) kullanarak manyetik alanın 3 boyutlu modellenmesinin önemini vurgulamışlardır [19]. Ayrıca, yüksek güçlü uygulamalar için Solouma ve arkadaşları tarafından geliştirilen üç fazlı bobin yapıları [20] ve Liu ve arkadaşları tarafından sunulan modüler çoklu verici-alıcı mimarileri [21], sistemin güç kapasitesini artırmada etkili çözümler sunmaktadır. Bobin yapılarındaki bu optimizasyon çalışmaları, araçların hareket halindeyken enerji almasını hedefleyen dinamik sistemlerin de temelini oluşturmaktadır.

Bobin tasarımı ve kompanzasyon ağlarının yanı sıra, WPT sistemlerinin performansını etkileyen bir diğer önemli unsur da kullanılan güç elektroniği dönüştürücülerinin tasarımı ve kontrolüdür. Yüksek frekanslı rezonans eviriciler, DC kaynağından alınan enerjiyi yüksek frekanslı AC akıma dönüştürerek verici bobini besler. Bu süreçte oluşan anahtarlama kayıplarını minimize etmek, sistemin toplam verimliliği için hayati önem taşımaktadır. Bu amaçla, literatürde Yumuşak Anahtarlama (Soft Switching) teknikleri üzerine yoğun çalışmalar yapılmaktadır. Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS) ve Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS) teknikleri, anahtarlama anındaki gerilim veya akımı sıfıra indirerek güç kayıplarını ve elektromanyetik girişimi (EMI) önemli ölçüde azaltmaktadır [22]. Li ve arkadaşları, PDM kontrol tekniği ile birleştirilmiş ZVS tam köprü dönüştürücülerin, WPT sistemlerinde tüm güç seviyelerinde yumuşak anahtarlama özelliğini koruyabildiğini ve böylece yüksek verimlilik sağladığını rapor etmiştir [22]. Bu tür gelişmiş kontrol stratejileri, WPT sistemlerinin sadece laboratuvar ortamında değil, gerçek dünya koşullarında da ticarileşebilmesi için gerekli teknik altyapıyı oluşturmaktadır.

Elektrikli araçların şarj altyapısında WPT teknolojilerinin sağladığı kolaylıkların yanı sıra, bu sistemlerin enerji kaynağının sürdürülebilirliği de kritik bir tasarım parametresidir. Bu bağlamda, PV sistemlerin şarj istasyonlarına entegrasyonu, karbon emisyonlarını minimize etme hedefinin merkezinde yer almaktadır. Ancak, güneş enerjisi sistemlerinde panellerden elde edilen güç, ışıınım şiddeti ve ortam sıcaklığı gibi atmosferik koşullara bağlı olarak anlık değişimler göstermektedir. PV panellerin akım-gerilim (I-V) karakteristikleri doğrusal olmayan bir yapı sergilediğinden, panelden her an maksimum gücün çekilebilmesi için MPPT tekniklerinin kullanılması zorunludur [23]. MPPT algoritmaları, kaynak tarafındaki

değişkenliği kompanse ederek yük tarafına (bu çalışmada WPT ünitesine) kararlı ve optimize edilmiş bir güç akışı sağlamayı hedefler.

Literatürde bu amaçla geliştirilmiş, karmaşıklık, maliyet, yakınsama hızı ve izleme yeteneği açısından farklılık gösteren çok sayıda kontrol yöntemi bulunmaktadır [24]. Geleneksel MPPT yöntemleri arasında endüstriyel uygulamalarda en sık karşılaşılanlar, Değiştir ve Gözlemler (Perturb and Observe - P&O) ve Artan İletkenlik (Incremental Conductance - IncCond) algoritmalarıdır. P&O algoritması, panel gerilimini periyodik olarak değiştirerek güçteki değişimi gözlemler ve bu değişime göre çalışma noktasını ayarlar. Basit yapısı ve düşük işlemci yükü nedeniyle yaygın olarak tercih edilse de, ani ışıınım değişimlerinde hatalı izleme yapabilmesi ve kararlı durumda maksimum güç noktası etrafında sürekli salınım yapması (oscillation) en büyük dezavantajlarıdır [25]. Femia ve arkadaşları, P&O yönteminin parametrelerinin dönüştürücünün dinamik davranışına göre optimize edilmesinin, bu negatif etkileri sınırlamak ve sistem verimliliğini artırmak için kritik olduğunu vurgulamışlardır [26]. Benzer şekilde, Artan İletkenlik yöntemi, panelin anlık iletkenliği ile artan iletkenliğini karşılaştırarak tepe noktasını belirler. Mei ve arkadaşları tarafından önerilen değişken adım boyutlu Artan İletkenlik yöntemi, sabit adım boyutlu geleneksel yöntemlere kıyasla hem izleme hızını artırmış hem de kararlı durumdaki dalgalanmaları önemli ölçüde azaltmıştır [27].

Bununla birlikte, PV sistemlerin performansını en çok etkileyen durumlardan biri "kısmi gölgeleme" (partial shading) sorunudur. Kısmi gölgeleme altında, PV dizisinin güç-gerilim (P-V) eğrisinde birden fazla yerel maksimum nokta oluşur. Geleneksel algoritmalar genellikle ilk karşılaştıkları yerel tepe noktasına takılarak, küresel maksimum güç noktasını (Global Maximum Power Point - GMPP) kaçırma eğilimindedir. Bu sorunu aşmak için son yıllarda yapay zeka ve metasezgisel optimizasyon tabanlı hibrit algoritmalar literatürde öne çıkmaktadır. Bataineh tarafından yapılan çalışmada, Bulanık Mantık Kontrolü (FLC) ve hibrit algoritmaların, zorlu hava koşulları altında geleneksel yöntemlere göre daha üstün bir izleme performansı sergilediği gösterilmiştir [28]. Ayrıca, Eze ve arkadaşları tarafından 2025 yılında yapılan güncel bir araştırmada, makine öğrenmesi ve genetik algoritmalarla desteklenen yapay zeka tabanlı MPPT kontrolörlerinin, sistemin uyarlanabilirliğini ve verimliliğini önemli ölçüde artırdığı rapor edilmiştir [29]. Sinir ağı tabanlı yaklaşımlar

da, özellikle hızlı değişen meteorolojik koşullar altında sistem parametrelerini öğrenerek izleme verimliliğini iyileştirmektedir [30].

Güneş enerjisi sistemlerinden elde edilen bu optimize edilmiş gücün, kablosuz şarj sistemindeki rezonans devresine ve nihayetinde elektrikli araç bataryasına aktarılması sürecinde kullanılan güç elektroniği dönüştürücülerinin kontrol stratejisi, sistemin toplam verimliliğini belirleyen en önemli unsurdur. Bu noktada, yüksek frekanslı rezonans eviricilerin kontrolünde PDM tekniği, geleneksel Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) yöntemine güçlü bir alternatif olarak literatürde yerini almıştır. PDM, çıkış gücünü kontrol etmek amacıyla sabit bir frekans ve darbe genişliğinde üretilen darbe dizisinin yoğunluğunu değiştiren bir tekniktir. Lu ve arkadaşları, PDM tekniğinin rezonans dönüştürücülerde kullanıldığında, anahtarlama kayıplarını minimize ettiğini ve DC bara üzerinde büyük depolama kapasitelerine olan ihtiyacı azalttığını belirtmişlerdir [31].

PDM kontrol tekniğinin en belirgin avantajı, Yumuşak Anahtarlama (Soft Switching) yeteneğini geniş bir güç aralığında koruyabilmesidir. Sandali ve Chérity'nin çalışmasına göre, PDM kontrolü, Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS) ve Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS) teknikleriyle birleştirildiğinde, anahtarlama anındaki gerilim veya akımı sıfırlayarak anahtarlama kayıplarını neredeyse ortadan kaldırmaktadır [32]. Geleneksel PWM yönteminde, güç seviyesi düştüğünde yumuşak anahtarlama koşullarının kaybedilmesi ve verimliliğin düşmesi sıkça karşılaşılan bir sorundur. Ancak PDM, darbe atlama (pulse skipping) prensibiyle çalıştığı için, düşük güç seviyelerinde bile rezonans tankının doğal salınımını bozmadan yumuşak anahtarlama koşullarını sürdürebilmektedir. Bu özellik, sistemin termal yönetimini kolaylaştırmakta ve elektromanyetik girişim (EMI) seviyelerini azaltarak sistem tasarımı basitleştirmektedir [32].

PDM tekniğinin uygulanmasında, darbe desenlerinin (patterns) dağılımı da sistem performansı üzerinde etkilidir. Karafil ve arkadaşları tarafından yapılan bir çalışmada, düzenli ve düzensiz PDM desenlerinin rezonans dönüştürücü üzerindeki etkileri incelenmiş; düzensiz PDM desenlerinin (irregular patterns), çıkış akımındaki dalgalanmayı azalttığı ve harmonik bozulmayı düşürdüğü tespit edilmiştir [33]. Bu bulgular, özellikle hassas yüklerin beslendiği ve güç kalitesinin önemli olduğu elektrikli araç şarj uygulamaları için PDM tekniğinin uygunluğunu desteklemektedir.

Li ve arkadaşları tarafından yürütülen bir başka çalışmada ise, PDM kontrolünün WPT sistemlerinde verici tarafındaki gerilim ve güç regülasyonu için kullanıldığı ve diğer Maksimum Verimlilik Noktası İzleme (MEPT) yöntemlerinin dezavantajlarını ortadan kaldırdığı vurgulanmıştır [34]. Elektrikli araç bataryalarının şarj sürecinde ihtiyaç duyulan Sabit Akım (CC) ve Sabit Gerilim (CV) modları arasındaki geçişlerin yönetilmesinde de PDM tabanlı kontrol stratejileri başarılı sonuçlar vermektedir. Wang ve arkadaşları tarafından tasarlanan kapalı çevrim PDM kontrollü bir WPT sistemi, batarya şarjının farklı aşamalarında (CC ve CV) hızlı tepki süresi ve kararlı bir çıkış sağlamayı başarmıştır [35].

WPT sistemlerinde PDM kullanımı, sadece verimlilik artışı sağlamakla kalmayıp, aynı zamanda çıkış regülasyonunda da esneklik sunmaktadır. Esteve ve arkadaşları, sundukları 'Geliştirilmiş (Enhanced) PDM' tekniğinin evirici davranışını optimize ettiğini ve özellikle yüksek frekanslı indüksiyon uygulamalarında akım dalgalanmalarını minimize ettiğini göstermiştir [36]. EPDM tekniğinin sağladığı bu iyileştirmeye ek olarak, son dönemde literatürde 'İyileştirilmiş (Improved) PDM' (IPDM) olarak adlandırılan ve özellikle hafif yük koşullarındaki performans sorunlarını hedefleyen yeni stratejiler geliştirilmiştir. Sheng ve Shi, klasik PDM tekniklerinin hafif yüklerde ciddi akım dalgalanmalarına (fluctuation) ve akım süreksizliğine neden olduğunu, bunun da Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS) kararlılığını bozduğunu belirtmişlerdir [37],[38]. Bu sorunu aşmak için önerdikleri harmonik tabanlı IPDM stratejisi, anahtarlama dizisindeki temel dalga ve sıfır durumlarını harmonik darbelerle değiştirerek enerji transferini zamana daha homojen bir şekilde yaymayı hedeflemektedir. Yapılan analizler, IPDM tekniğinin hafif yüklerde çıkış akımı dalgalanma katsayısını %15 ila %62 oranında azalttığını ve sistem verimliliğini artırdığını ortaya koymuştur [37],[38]. Ancak araştırmacılar, ağır yük durumlarında klasik PDM'in daha düşük dalgalanma sunduğunu, bu nedenle yük durumuna göre PDM ve IPDM arasında geçiş yapan hibrit bir yapının en ideal çözüm olduğunu vurgulamışlardır. Nitekim bu tez çalışmasının nihai amacı da, klasik PDM'in yanı sıra yukarıda değinilen EPDM ve IPDM yöntemlerinin kablosuz güç transferinde MPPT algoritmasıyla birleştirilmesi ile performans değerlendirmelerini sağlamak ve en verimli kontrol yöntemini tespit etmektir.

PV sistemlerin doğrusal olmayan güç çıkış karakteristikleri ile WPT sistemlerinin rezonans gereksinimlerini tek bir potada eriten hibrit yapılar, modern güç elektroniği araştırmalarının odak noktası haline gelmiştir. Bu kapsamda, PDM kontrollü MPPT stratejileri, güneş panellerinden elde edilen değişken DC gücün, yüksek frekanslı AC güce dönüştürülerek kablosuz olarak aktarılmasında verimliliği maksimize eden en etkili yöntemlerden biri olarak öne çıkmaktadır. Karafil tarafından yapılan kapsamlı bir çalışmada, PV entegrasyonlu rezonans dönüştürücülerde PDM kontrolünün uygulanabilirliği incelenmiş ve bu yöntemin, panelden çekilen maksimum gücün yüke aktarılmasında yüksek başarı sağladığı rapor edilmiştir [39]. Güncel bir çalışmada ise Unal ve arkadaşları, Düzensiz PDM'nin PV destekli bir WPT sisteminde MPPT tasarımı için etkin bir şekilde kullanılabileceğini ve sistem verimliliğini artırdığını deneysel olarak doğrulamışlardır [40]. Bu entegre yaklaşım, değişken güneş ışınlamı altında bile sistemin kararlı bir çıkış gücü sağlamasına olanak tanıyarak, batarya şarj sürecinin kesintiye uğramasını engellemektedir.

PDM tekniğinin başarısı, büyük ölçüde uygulanan darbe desenlerinin yapısına bağlıdır. Literatürde "düzenli" (regular) ve "düzensiz" (irregular) PDM desenlerinin sistem performansı üzerindeki etkileri karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir. Düzensiz PDM desenlerinin rezonans akımındaki harmonik bozulmayı (THD) önemli ölçüde azalttığını ve endüktif yüklerde daha pürüzsüz bir güç akışı sağladığını gösterilmiştir [33]. Harmonik bileşenlerin azaltılması, WPT sistemlerinde verici ve alıcı bobinlerdeki demir ve bakır kayıplarını doğrudan düşürdüğü için sistemin ısıl yönetimi açısından da kritik bir avantaj sağlamaktadır. Ayrıca, Pimentel ve arkadaşları, PDM tekniğinin güç dağıtım hatları üzerindeki istenmeyen etkileri azalttığını ve geleneksel kontrol yöntemlerine kıyasla çok daha düşük elektromanyetik girişim (EMI) ürettiğini vurgulamışlardır [41].

Sistem verimliliği açısından bakıldığında, PDM kontrolünün özellikle hafif yük koşullarında (light load conditions) geleneksel yöntemlere göre üstünlüğü belirgindir. WPT sistemlerinde, batarya doluluk oranı arttıkça çekilen akım azalır ve sistem hafif yük durumuna geçer. Geleneksel Faz Kaydırma (Phase Shift - PS) kontrolünde, bu durum genellikle sert anahtarlama (hard switching) geçiş ve verim kaybına neden olur. Ancak Fan ve arkadaşları tarafından yapılan deneysel çalışmada, PDM kontrol ile tasarlanan bir WPT sisteminin, PS kontrolüne kıyasla hafif yükte %4

daha iyi verimlilik sağladığı gösterilmiştir [42]. Benzer şekilde, Ogura ve arkadaşları, basit kayıpsız endüktif snubber devreleri ile desteklenen seri yüklü rezonans eviricilerin, Sıfır Akım Anahtarlama (ZCS) tabanlı PDM şeması altında çalıştırıldığında, yüksek frekanslı uygulamalarda işlevselliği ve verimliliği önemli ölçüde iyileştirdiğini belirtmişlerdir [43]. Bu çalışmalar, PDM'in geniş yük aralığında yumuşak anahtarlama yeteneğini koruyarak enerji kayıplarını minimize ettiğini kanıtlar niteliktedir.

Rezonans dönüştürücü tasarımı, bu kontrol stratejilerinin fiziksel altyapısını oluşturur. Yüksek frekanslı uygulamalarda Seri Rezonans Dönüştürücüler (SRC), güvenilirlikleri ve maliyet etkinlikleri nedeniyle yaygın olarak tercih edilmektedir. Özbay, seri rezonans eviricilerin, PDM gibi gelişmiş kontrol teknikleri ile birleştirildiğinde indüksiyon ısıtma ve güç aktarımı uygulamalarında yüksek performans sunduğunu göstermiştir [44]. Ancak, çok yüksek anahtarlama frekanslarında (multi-MHz seviyeleri) dijital kontrolün getirdiği zorluklar da mevcuttur. Tschirhart ve Jain, değişken frekanslı PDM (VF-PDM) kontrolünün, ultra yüksek frekanslı rezonans dönüştürücülerde hızlı geçici tepki ve minimal filtre kapasitansı ile doğal olarak kararlı bir çalışma sağladığını rapor etmişlerdir [45]. Bu tür yüksek frekanslı tasarımlar, pasif bileşenlerin boyutunu küçülterek WPT sistemlerinin güç yoğunluğunu artırma potansiyeline sahiptir. Ayrıca, Yenil ve Çetin tarafından önerilen LC/S kompanzasyonlu ve yarı aktif doğrultucu (SAR) bir WPT sisteminde, iyileştirilmiş bir PDM kontrolü kullanılarak çıkış regülasyon performansının artırıldığı gösterilmiştir [46].

Tüm bu avantajlarına rağmen, PDM kontrollü sistemlerin tasarımında aşılması gereken bazı zorluklar da bulunmaktadır. Özellikle Sabit Gerilim (CV) yüküne sahip sistemlerde, PDM'in doğası gereği uyguladığı "darbe atlama" stratejisi, sistemde düşük frekanslı salınımlara (oscillations) neden olabilmektedir. Zhou ve arkadaşları, atlanan gerilim darbelerinin sistemin zayıf sönümlü modlarını uyarabildiğini ve bunun sonucunda çıkışta ciddi gerilim dalgalanmaları meydana gelebileceğini ortaya koymuşlardır [47]. Bu salınımlar, batarya ömrünü olumsuz etkileyebileceği için sönümleme mekanizmalarının ve kontrol algoritmalarının bu duruma göre optimize edilmesi gerekmektedir. Bir diğer önemli sorun ise sistemin başlangıç (start-up) aşamasında yaşanan ani akım artışlarıdır (inrush current). Herasymenko ve

Pavlovskiy, PDM kontrollü seri rezonant dönüştürücüler için geliştirdikleri yumuşak başlatma (soft start-up) stratejisi ile başlangıç anındaki gerilim ve akım streslerini azaltmayı başarmışlardır [48]. Bu tür koruma ve stabilizasyon stratejileri, PDM kontrollü MPPT sistemlerinin laboratuvar ortamından ticari ürünlere dönüşebilmesi için hayati önem taşımaktadır.

Rezonans dönüştürücülerin donanım tasarımı ve modülasyon tekniklerinin ötesinde, sistemin dinamik performansını belirleyen asıl unsur, uygulanan kapalı çevrim kontrol stratejileridir. Özellikle PV sistemlerin stokastik doğası ve WPT sistemlerinin değişken yük parametreleri (hizalama bozuklukları, batarya iç direncinin değişimi vb.) göz önüne alındığında, geleneksel Oransal-İntegral (PI) denetleyicilerin yetersiz kaldığı durumlar ortaya çıkmaktadır. Bu belirsizliklerin yönetilmesi amacıyla literatürde Bulanık Mantık Kontrolü (Fuzzy Logic Control - FLC) tabanlı yaklaşımlar öne çıkmaktadır. Vishnuram ve Ramasamy, AC-AC rezonans dönüştürücülerde belirsizliklerin azaltılması için geliştirdikleri bulanık mantık tabanlı PDM şemasının, yük değişimlerine karşı dinamik tepkiyi iyileştirdiğini ve zaman alanında çok daha kararlı bir güç kontrolü sağladığını göstermişlerdir [49]. Bulanık mantık kontrolü, matematiksel modellemenin zor olduğu doğrusal olmayan sistemlerde sağladığı esneklik ile MPPT uygulamalarında da sıkça tercih edilmektedir. Abdourraziq ve arkadaşları, mikrodenetleyici tabanlı PV sistemlerinde Tek Sensörlü Bulanık Mantık Kontrolü (SSFLC) kullanarak, sistem maliyetini düşürürken MPPT verimliliğini artırmayı başarmışlardır [50]. Bu yaklaşım, özellikle maliyet hassasiyeti yüksek olan elektrikli araç şarj istasyonlarının ticarileşmesi açısından önemli bir potansiyel sunmaktadır. Benzer şekilde, Nasser ve arkadaşları, bulanık mantık destekli MPPT algoritmalarının, hızlı değişen atmosferik koşullar altında PV panelinden elde edilen gücün dinamik performansını geleneksel yöntemlere göre belirgin şekilde iyileştirdiğini rapor etmişlerdir [51].

Son yıllarda, işlemci kapasitelerinin artmasıyla birlikte, Model Öngörücü Kontrol (Model Predictive Control - MPC) stratejileri de güç elektroniği uygulamalarında kendine yer bulmuştur. MPC, sistemin gelecek durumlarını tahmin ederek, tanımlanan bir maliyet fonksiyonunu (cost function) minimize eden optimal anahtarlama durumunu seçer. Karami ve arkadaşları, seri-seri (SS) kompanzasyonlu endüktif güç aktarımı sistemlerinde, Sonlu Kontrol Seti Model Öngörücü Kontrol

(FCS-MPC) stratejisini uygulayarak, sabit gerilim yüküne sahip elektrikli araç bataryaları için hassas bir güç regülasyonu sağlamışlardır [52]. Abdel-Rahim ve arkadaşları ise MPC tabanlı sensör sayısı azaltılmış bir MPPT sisteminin, modifiye edilmiş SEPIC dönüştürücülerde PV dönüşüm verimliliğini artırdığını ve ısıtım değişimlerine çok hızlı tepki verdiğini ortaya koymuşlardır [53]. MPC'nin bu öngörü yeteneği, PDM kontrolünün darbe yoğunluğunu belirleme sürecine entegre edildiğinde, sistemin geçici hal tepkisini hızlandırmakta ve kararlı hal hatasını minimize etmektedir.

Rezonans dönüştürücülerin verimli çalışabilmesi için anahtarlama frekansının rezonans frekansını takip etmesi zorunludur. Ancak, WPT sistemlerinde verici ve alıcı bobinler arasındaki mesafenin değişmesi veya manyetik alan etkileşimleri, rezonans frekansında kaymalara neden olabilir. Bu sorunu aşmak için Faz Kilitli Döngü (Phase Locked Loop - PLL) yapıları PDM kontrolü ile entegre edilmektedir. Nagarajan ve Sathi, PLL tabanlı bir PDM şemasının, indüksiyon ısıtma uygulamalarında geniş ve düzgün bir güç kontrolü sağladığını belirtmişlerdir [54]. Özbay ve arkadaşları tarafından geliştirilen Kaymalı Mod (Sliding Mode) PLL-PDM kontrolcüsü ise, sistem parametrelerindeki belirsizliklere rağmen anahtarlama kayıplarını ve elektromanyetik girişimi (EMI) azaltarak rezonans takibini başarıyla gerçekleştirmiştir [55]. Chang tarafından yapılan bir çalışmada ise, yüksek performanslı saf sinüs invertörler için geliştirilen sağlam ve akıllı kaymalı mod MPPT kontrolcüsünün, PV uygulamalarında sistem kararlılığını artırdığı gösterilmiştir [56].

Literatürde ayrıca, kablosuz şarjın bir alternatifi veya tamamlayıcısı olarak "Batarya Değişim" (Battery Swapping) sistemleri de tartışılmaktadır. Neroni ve arkadaşları, batarya paylaşım modellerinin simülasyonunu yaparak, bu yöntemin şarj süresini ortadan kaldırdığını ancak yüksek altyapı maliyeti ve batarya standardizasyonu gerektirdiğini belirtmişlerdir [57]. Adegbohun ve arkadaşları ise otonom batarya değişim istasyonlarının, menzil kaygısı ve şebeke güvenilirliği gibi sorunlara pratik çözümler sunduğunu ifade etmişlerdir [58]. Ancak, kablosuz şarj teknolojisinin (WPT) batarya değişim sistemlerine göre en büyük avantajı, mekanik hareketli parçalara ihtiyaç duymaması ve kullanıcı müdahalesi gerektirmeyen tam otonom bir yapı sunmasıdır. Bu avantaj gelişen dinamik şarj çalışmaları ile menzil problemini büyük oranda çözebilme potansiyeli taşımaktadır.

## 1.2. Problemin Tanımı

Elektrikli araçların yaygınlaşmasıyla birlikte artan enerji talebi ve şarj altyapısı ihtiyacı, literatür özetinde detaylandırıldığı üzere çok boyutlu mühendislik problemlerini beraberinde getirmektedir. Mevcut çalışmalar incelendiğinde, güneş enerjili kablosuz elektrikli araç şarj sistemlerinin tasarımı konusunda ilerlemeler kaydedilmiş olsa da sistemin verimliliğini ve kararlılığını sınırlayan temel sorunlar ve literatürde henüz doldurulmamış boşluklar mevcuttur.

Birinci temel problem, PV sistemlerin değişken ve kesintili güç çıkışı ile WPT sistemlerinin rezonans kararlılığı gereksinimi arasındaki dinamik uyumsuzluktur. PV panellerinden elde edilen güç, anlık ısıtım ve sıcaklık değişimlerine bağlı olarak dalgalanmaktadır. Geleneksel MPPT algoritmaları, bu dalgalanmaları yönetmeye çalışırken, WPT sisteminin giriş empedansında değişikliklere neden olmakta, bu da rezonans devresinin verimlilikten uzaklaşmasına (detuning) ve güç transfer kapasitesinin düşmesine yol açmaktadır [59], [60].

İkinci problem, bu uyumsuzluğu gidermek için kullanılan modülasyon tekniklerinin az olmasıdır. Literatürde düzensiz PDM tekniği, PV entegreli sistemlerde kullanılsa da [40] düzensiz PDM ile özellikle hafif yüklerde veya düşük ısıtım seviyelerinde oluşan yüksek akım dalgalanması (ripple), batarya şarj verimliliğini ve MPPT izleme başarısını olumsuz etkilemektedir. İndüksiyon ısıtma uygulamasında kullanılan "Geliştirilmiş PDM" (Enhanced PDM - EPDM) [36] ve şebeke beslemeli WPT için uygulanmış olan "İyileştirilmiş PDM" (Improved PDM - IPDM) [38] gibi tekniklerin, akım dalgalanmasını azalttığı bilinmektedir. Ancak, bu gelişmiş tekniklerin, girişi sürekli değişken olan (PV kaynaklı) ve MPPT algoritması ile denetlenen bir kablosuz şarj sisteminde nasıl bir performans göstereceği literatürde henüz tanımlanmamış bir problemidir. Mevcut çalışmaların, bu teknikleri sadece sabit bir DC kaynak veya şebeke altında incelemiş olması, PV entegrasyonu açısından bir belirsizlik yaratmaktadır.

Sonuç olarak; PV kaynaklı bir WPT sisteminde, klasik PDM'nin yarattığı dalgalanma sorununu çözecek, aynı zamanda MPPT başarısını ve batarya şarj verimliliğini artıracak en uygun modülasyon stratejisinin ne olduğu, literatürdeki karşılaştırmalı analiz eksikliği nedeniyle belirsizliğini korumaktadır.

### 1.3. Çalışmanın Amacı ve Kapsamı

Bu tez çalışmasının temel amacı, elektrikli araçların şarj altyapısında yenilenebilir enerji entegrasyonunu ve enerji verimliliğini arttıran, PDM kontrollü ve PV destekli bir WPT sistemi tasarlamak ve gerçekleştirmek olup, PV panelden çekilen gücü ve WPT verimliliğini eşzamanlı olarak maksimize edecek en uygun PDM stratejisini belirlemektir.

Bu bağlamda tezin özgün değeri; literatürde farklı amaçlarla kullanılan EPDM ve IPDM tekniklerini, ilk kez PV-MPPT entegreli bir WPT sistemine uyarlayarak, Düzensiz PDM ile performanslarını karşılaştırmasıdır.

Bu çerçevede çalışmanın kapsamı ve sınırları şu şekildedir:

- Modülasyon Tekniklerinin MPPT Başarımı Üzerine Etkisi: PDM, EPDM ve IPDM tekniklerinin, PV panelinin MPP izleme yetenekleri analiz edilecektir. MPPT algoritmasının izleme verimliliği üzerindeki etkileri karşılaştırmalı olarak incelenecektir.
- RC Batarya Modeli ile Sistem Analizi: Elektrikli araç bataryasının şarj sırasındaki dinamik davranışını temsil etmek üzere, bir direnç ve kapasitör grubundan oluşan eşdeğer RC batarya modeli kullanılacaktır. Bu model üzerinden, sabit yük koşullarında her üç modülasyon tekniğinin WPT aktarım verimliliği analiz edilecektir.
- Verimlilik Odaklı Karşılaştırma: Çalışma kapsamında harmonik analiz (THD vb.) kapsam dışı bırakılmış olup, odak noktası sistemin enerji verimliliğidir. Üç farklı PDM stratejisi için; hem PV panelinden çekilen gücün maksimizasyonu (MPPT verimi) hem de rezonans devresi üzerinden yüke aktarılan gücün oranı (WPT verimi) temel performans kriteri olarak ele alınacaktır.
- Boşluk Doldurma ve Özgün Katkı: Tez, EPDM ve IPDM tekniklerinin sadece şebeke beslemeli sistemlerde değil, yenilenebilir enerji kaynaklı ve MPPT denetimli sistemlerdeki uygulanabilirliğini kanıtlayarak literatürdeki bu boşluğun doldurulması hedeflenmiştir.

#### 1.4. Tezin Organizasyonu

Bu tez çalışması, giriş ve sonuç bölümleri dahil olmak üzere toplam yedi bölümden oluşmaktadır. Çalışmanın içeriği ve bölümlerin organizasyonu aşağıda özetlenmiştir:

**Birinci Bölümde;** konunun genel çerçevesini çizen literatür özeti sunulmuş, çalışmanın temelini oluşturan problem tanımlanmış ve tezin amacı ile kapsamı detaylandırılmıştır.

**İkinci Bölümde;** elektrikli araç teknolojilerinin tarihsel gelişimi, küresel pazar trendleri ve araç sınıflandırmaları ele alınmıştır. Kablosuz güç aktarımında kullanılan uluslararası standartlar ve güvenlik limitleri üzerinde durulmuştur.

**Üçüncü Bölümde;** önerilen sistemin enerji kaynağını oluşturan PV sistemlerin yapısı ve çalışma prensipleri irdelenmiştir. PV modüllerin eşdeğer devre modellemesi, I-V ve P-V karakteristikleri incelenmiş ve Maksimum Güç Noktası İzleme (MPPT) teknikleri açıklanmıştır.

**Dördüncü Bölümde;** sistemin güç elektroniği altyapısını oluşturan tam köprü seri rezonans dönüştürücü ve kontrol yöntemi teorik olarak analiz edilmiştir. Rezonans dönüştürücülerin çalışma dinamiği detaylandırılmıştır. Tezin odak noktalarından biri olan PDM kontrol yöntemi; Düzensiz PDM, EPDM ve IPDM başlıkları altında sunulmuştur.

**Beşinci Bölümde;** WPT sisteminin kritik bileşenlerinden biri olan bobin tasarımı ele alınmıştır. Sistem için optimum dairesel bobin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan bobinin elektriksel parametreleri, benzetim çalışmaları ve verim testleri bu bölümde sunulmuştur.

**Altıncı Bölümde;** önerilen sistemin simülasyonu ve deneysel uygulama sonuçlarına yer verilmiştir. PDM kontrollü rezonans eviricinin benzetim çalışmaları yapılmış, mikrodenetleyici tabanlı sinyal üretimi test edilmiştir. Kurulan deneysel düzenek üzerinde farklı ışınlam seviyeleri için sistem performansı analiz edilmiş ve elde edilen sonuçlar tartışılmıştır.

**Yedinci Bölümde;** tez çalışmasından elde edilen tüm bulgular genel bir perspektifle değerlendirilmiş ve ulaşılan sonuçlar özetlenmiştir.

## 2. ELEKTRİKLİ ARAÇLAR VE ŞARJ SİSTEMLERİ

### 2.1. Elektrikli Araçların Gelişimi

Elektrikli araçların tarihi, günümüzden çok daha eskiye dayanmaktadır. İlk elektrikli araç örnekleri 19. yüzyılın başlarında ortaya çıkmıştır. 1828 yılında Macaristan'da Ányos Jedlik küçük ölçekli bir elektrikli araba modeli geliştirmiştir. Daha sonra 1835'te Hollandalı Sibrandus Stratingh ve Christopher Becker küçük ölçekli elektrikli bir araba inşa etmişlerdir [61].

1890'lı yıllar elektrikli araçların altın çağı olarak kabul edilmektedir. Bu dönemde, elektrikli araçlar içten yanmalı motor teknolojisine sahip araçlarla rekabet edebilir durumdaydı. Elektrikli araçlar, sessiz çalışmaları, titreşim ve duman üretmemeleri nedeniyle şehir içi ulaşımında tercih ediliyordu. 1900 yılında Amerika Birleşik Devletleri'nde satılan araçların %28'i elektrikli, %40'ı buharlı ve sadece %22'si benzinliydi [62].

Ancak 1910'lu yıllardan itibaren elektrikli araçların popülaritesi hızla azalmaya başlamıştır. Bunun başlıca nedenleri arasında Henry Ford'un seri üretim teknikleriyle benzinli araçları daha uygun fiyatlı hale getirmesi, elektrikli marş motorunun icadıyla benzinli araçların kullanım kolaylığının artması ve petrol fiyatlarının düşük olması sayılabilir. Ayrıca batarya teknolojisindeki sınırlamalar, elektrikli araçların menzilini kısıtlamaktaydı. 1920'li yılların sonunda elektrikli araçlar neredeyse tamamen piyasadan silinmiştir [61], [62].

Elektrikli araçlar, 1960'lı ve 1970'li yıllardaki petrol krizleri sırasında tekrar ilgi görmeye başlamış, ancak batarya teknolojisindeki yetersizlikler nedeniyle yaygınlaşamamıştır. Modern elektrikli araç çağı ise 1990'lı yılların ortalarında başlamıştır. 1996 yılında General Motors'un piyasaya sürdüğü EV1, seri üretilen ilk modern elektrikli araç olarak kabul edilmektedir [63].

2000'li yıllarda, özellikle küresel ısınma ve çevre kirliliği konusundaki endişelerin artmasıyla birlikte elektrikli araçlara olan ilgi önemli ölçüde artmıştır. Tesla Motors'un 2008 yılında piyasaya sürdüğü Roadster ve ardından 2012'deki Model S, elektrikli araçların yüksek performans ve uzun menzil sunabileceğini kanıtlamıştır. 2010 yılında Nissan Leaf'in piyasaya sürülmesiyle birlikte elektrikli araçlar kitle pazarına girmeye başlamıştır [64].

### 2.1.1. Küresel Elektrikli Araç Pazarı ve Trendler

Elektrikli araç pazarı son yıllarda hızlı bir büyüme göstermiştir. 2010 yılında dünya genelinde yalnızca birkaç bin elektrikli araç satılırken, bu sayı 2023 yılında 14 milyonu, 2024 yılında 17 milyonu aşmıştır. 2025 yılında da 20 milyonu aşması beklenmektedir [65], [66].

Çin, küresel elektrikli araç pazarının lideridir. 2023 yılında Çin'de 8,1 milyon yeni elektrikli araç kaydı yapılmış ve bu, bir önceki yıla göre %35'lik bir artışı temsil etmektedir. Çin, 2023 yılında dünya genelindeki elektrikli araç satışlarının yaklaşık %60'ını oluşturmuştur [65].

Avrupa, elektrikli araç benimsemesinde ikinci büyük pazardır. 2023 yılında Avrupa'da 3,2 milyon yeni elektrikli araç kaydı yapılmış ve bu, bir önceki yıla göre %20'lik bir artışı temsil etmektedir. Norveç, elektrikli araç sayısında dünya lideridir, 2023 yılında yeni araç satışlarının %93'ü elektrikli araçlardan oluşmuştur [66].

Amerika Birleşik Devletleri'nde 2023 yılında 1,4 milyon yeni elektrikli araç satılmış ve pazar payı %10'u aşmıştır. Ancak 2024 yılında büyüme hızı yavaşlamış ve önceki yıla göre sadece %10'luk bir artış görülmüştür [66].

Uluslararası Enerji Ajansı (IEA) projeksiyonlarına göre, eğer son yıllardaki büyüme trendi devam ederse, 2030 yılına kadar yeni araç satışlarının yaklaşık %60'ı elektrikli araçlardan oluşabilir [67].

Elektrikli araç pazarının büyümesini destekleyen ana faktörler şunlardır:

- Batarya maliyetlerinde hızlı düşüş (%89 azalma, 2010-2023)
- Artan model çeşitliliği
- Daha sıkı emisyon düzenlemeleri
- Hükümet teşvikleri ve politikaları
- Şarj altyapısının genişlemesi
- Artan tüketici farkındalığı

Modern elektrikli araçlarda önemli teknolojik gelişmeler yaşanmaktadır;

Batarya Teknolojisi: Lityum-demir-fosfat (LFP) bataryalar pazar payını artırmaktadır (%40'ın üzerinde, 2023). Katı hal bataryaları ve sodyum-iyon bataryaları gelecekteki önemli gelişmeler olarak değerlendirilmektedir [68].

Şarj Teknolojisi: 800 V yüksek gerilim mimarileri yaygınlaşmaktadır. Ultra hızlı şarj sistemleri (350 kW+) geliştirilmektedir. Kablosuz şarj teknolojisi standartlaşma sürecindedir [69].

Elektrik Motorları: Nadir toprak elementi içermeyen motorlar geliştirilmektedir. Entegre motor-inverter tasarımları yaygınlaşmaktadır [70].

Araç-Şebeke Entegrasyonu (V2G): Çift yönlü şarj teknolojileri geliştirilmektedir. Elektrikli araçlar mobil enerji depolama üniteleri olarak değerlendirilmektedir [71].

## **2.2. Elektrikli Araç Türleri ve Sınıflandırması**

Elektrikli araçlar, tahrik sistemi konfigürasyonlarına göre dört ana kategoriye ayrılmaktadır: Batarya Elektrikli Araçlar (BEV), Hibrit Elektrikli Araçlar (HEV), Şarj Edilebilir Hibrit Elektrikli Araçlar (PHEV) ve Yakıt Hücreli Elektrikli Araçlar (FCEV) [72], [73].

### **2.2.1. Batarya Elektrikli Araçlar (BEV)**

Batarya elektrikli araçlar, tamamen elektrik enerjisiyle çalışan ve herhangi bir içten yanmalı motora sahip olmayan araçlardır. Bu araçlar, enerjilerini yalnızca şarj edilebilir batarya paketlerinden alırlar ve bir veya daha fazla elektrik motoruyla tahrik edilirler [74].

BEV'lerin temel bileşenleri şunlardır:

- Yüksek gerilimli batarya paketi (tipik olarak 200-800 V arası)
- Elektrik motoru (genellikle AC senkron veya asenkron motor)
- Güç elektroniği dönüştürücüsü (inverter)
- Şarj sistemi (on-board veya off-board şarj cihazı)
- Batarya yönetim sistemi (BMS)
- Regeneratif frenleme sistemi

BEV'lerin başlıca avantajları arasında sıfır emisyon, düşük işletme maliyeti, yüksek verim (tipik olarak %80-90), düşük gürültü ve titreşim, anlık yüksek tork üretimi ve az bakım gerektirme bulunmaktadır [75]. Dezavantajları ise sınırlı menzil (tipik olarak 150-500 km), uzun şarj süresi, yüksek başlangıç maliyeti ve şarj altyapısı gereksinimi olarak sayılabilir.

2024 yılı itibarıyla, BEV teknolojisi önemli gelişmeler kaydetmiştir. Modern BEV'ler, 400-800 V yüksek gerilim mimarileri kullanarak daha hızlı şarj ve daha verimli güç dağıtımı sağlamaktadır. Tesla Model 3, Nissan Leaf, Chevrolet Bolt, BMW i3 ve Volkswagen ID serileri en yaygın BEV örnekleri arasındadır [65].

### 2.2.2. Hibrit Elektrikli Araçlar (HEV)

Hibrit elektrikli araçlar, içten yanmalı motor (ICE) ve elektrik motorunun birlikte kullanıldığı araçlardır. HEV'lerde batarya paketi, sadece rejeneratif frenleme ve içten yanmalı motordan gelen enerji ile şarj edilir; harici bir güç kaynağından şarj edilemez [76].

HEV'ler konfigürasyonlarına göre üç ana kategoriye ayrılır:

**Seri Hibrit:** Bu konfigürasyonda, içten yanmalı motor sadece bir jeneratörü çalıştırır ve jeneratör ürettiği elektriği elektrik motoruna veya bataryaya gönderir. Tekerlekler sadece elektrik motoru tarafından tahrik edilir. Bu sistemde ICE asla doğrudan tekerlekleri sürmez [77].

**Paralel Hibrit:** Bu sistemde hem içten yanmalı motor hem de elektrik motoru tekerlekleri doğrudan tahrik edebilir. Güç aktarma organı her iki güç kaynağını da birleştirir. Toyota Prius bu konfigürasyonun en bilinen örneğidir [78].

**Seri-Paralel Hibrit (Power-split):** Bu ileri düzey konfigürasyon, gezegen dişli mekanizması kullanarak ICE ve elektrik motorunun gücünü birleştirir. Sistem, koşullara bağlı olarak seri veya paralel modda çalışabilir [77].

HEV'lerin avantajları arasında geliştirilmiş yakıt ekonomisi (%20-35 arası yakıt tasarrufu), azaltılmış emisyonlar, rejeneratif frenleme özelliği ve şarj altyapısına ihtiyaç duymaması bulunmaktadır. Dezavantajları ise karmaşık tahrik sistemi, yüksek bakım maliyeti ve daha ağır araç ağırlığıdır [76].

### 2.2.3. Şarj Edilebilir Hibrit Elektrikli Araçlar (PHEV)

Şarj edilebilir hibrit elektrikli araçlar, HEV'lerin geliştirilmiş versiyonu olarak düşünülebilir. PHEV'ler hem içten yanmalı motor hem de elektrik motoru içerir, ancak HEV'lerden farklı olarak harici bir güç kaynağından şarj edilebilen daha büyük kapasiteli batarya paketlerine sahiptir [79].

PHEV'lerin temel özellikleri:

- Daha büyük batarya kapasitesi (tipik olarak 8-20 kWh)

- Harici şarj yeteneği (seviye 1, 2 veya DC hızlı şarj)
- İki çalışma modu: Tamamen elektrikli mod (EV modu) ve hibrit mod
- Elektrik modu menzili: tipik olarak 30-80 km arası

PHEV'ler genellikle önce batarya enerjisini kullanarak tamamen elektrikli modda çalışır. Batarya şarjı belli bir seviyenin altına düştüğünde veya yüksek güç talebi olduğunda, araç hibrit moda geçerek içten yanmalı motoru devreye sokar [80].

PHEV'lerin avantajları arasında kısa mesafeler için sıfır emisyonlu sürüş, uzun mesafeler için menzil kaygısı olmaması, geliştirilmiş yakıt ekonomisi ve esneklik bulunmaktadır. Dezavantajları ise yüksek başlangıç maliyeti, ağır araç ağırlığı, karmaşık tahrik sistemi ve optimal faydayı elde etmek için düzenli şarj gereksinimi olarak sayılabilir [79], [81].

Mitsubishi Outlander PHEV, Chevrolet Volt, BMW i3 REx ve Toyota Prius Prime, PHEV kategorisindeki popüler örneklerdir.

#### **2.2.4. Yakıt Hücreli Elektrikli Araçlar (FCEV)**

Yakıt hücreli elektrikli araçlar, hidrojen yakıtı kullanarak elektrik üreten ve bu elektrikle çalışan araçlardır. FCEV'ler teknik olarak bir elektrikli araç türüdür, ancak enerjilerini bataryadan değil yakıt hücresinden alırlar [77].

FCEV'lerin temel bileşenleri:

- Proton değişim membranlı yakıt hücresi (PEMFC)
- Yüksek basınçlı hidrojen tankları (tipik olarak 350-700 bar)
- Elektrik motoru
- Küçük kapasiteli batarya (güç dengeleme için)
- Güç elektroniği sistemi

FCEV'lerde hidrojen yakıt hücresinde oksijen ile reaksiyona girer ve bu reaksiyon sonucunda elektrik, ısı ve su üretilir. Üretilen elektrik doğrudan elektrik motorunu besler. Fazla enerji küçük bir bataryada depolanabilir ve rejeneratif frenleme sırasında toplanan enerji bu bataryada saklanır [82].

FCEV'lerin avantajları:

- Sıfır emisyon (sadece su buharı)
- Hızlı yakıt ikmali (3-5 dakika)
- Uzun menzil (400-650 km)

- Yüksek enerji yoğunluğu
- FCEV'lerin dezavantajları:
- Sınırlı hidrojen altyapısı
- Yüksek yakıt hücresi maliyeti
- Hidrojen üretimi ve dağıtımının karmaşıklığı
- Genel sistemin düşük verimliliği

Toyota Mirai, Hyundai Nexo ve Honda Clarity Fuel Cell, FCEV kategorisindeki başlıca örneklerdir [81], [82].

Elektrikli araç türlerinin temel özellikleri Tablo 2.1’de karşılaştırılmıştır [72], [73], [83].

Tablo 2.1 Elektrikli Araç Türlerinin Karşılaştırılması

| Özellik             | BEV               | HEV                 | PHEV                   | FCEV                          |
|---------------------|-------------------|---------------------|------------------------|-------------------------------|
| Güç Kaynağı         | Sadece Batarya    | ICE + Küçük Batarya | ICE + Orta Boy Batarya | Yakıt Hücresi + Küçük Batarya |
| Harici Şarj         | Gerekli           | Yok                 | Gerekli                | Yok (H <sub>2</sub> ikmali)   |
| Batarya Kapasitesi  | 40-100 kWh        | 1-2 kWh             | 8-20 kWh               | 1-2 kWh                       |
| Elektrikli Menzil   | 200-500 km        | 1-3 km              | 30-80 km               | 400-650 km                    |
| Toplam Menzil       | 200-500 km        | 800-1200 km         | 500-900 km             | 400-650 km                    |
| Emisyon             | Sıfır (lokal)     | Düşük               | Çok Düşük              | Sıfır                         |
| Şarj/Dolum Süresi   | 30 dak - 8 saat   | -                   | 1-4 saat               | 3-5 dakika                    |
| Verim               | %80-90            | %35-45              | %50-65                 | %40-60                        |
| İşletme Maliyeti    | Çok Düşük         | Orta                | Düşük                  | Yüksek                        |
| Başlangıç Maliyeti  | Yüksek            | Orta                | Yüksek                 | Çok Yüksek                    |
| Altyapı Gereksinimi | Şarj İstasyonları | Yok                 | Şarj İstasyonları      | H <sub>2</sub> İstasyonları   |
| Teknoloji Olgunluğu | Yüksek            | Çok Yüksek          | Yüksek                 | Orta                          |

### 2.3. Şarj Yöntemleri

Elektrikli araçların yaygınlaşmasıyla birlikte şarj altyapısı kritik bir öneme sahip olmuştur. Şarj yöntemleri temelde iki ana kategoriye ayrılmaktadır: kablolu (iletken) şarj sistemleri ve kablosuz şarj sistemleri.

### 2.3.1. Kablolu Şarj Sistemleri

Kablolu şarj sistemleri, elektrik enerjisinin fiziksel bir bağlantı aracılığıyla araç bataryasına aktarıldığı geleneksel şarj yöntemidir. Bu sistemler, güç seviyelerine ve uygulama modlarına göre sınıflandırılmaktadır [84].

### 2.3.2. AC Şarj Seviyeleri

Seviye 1 Şarj (AC Level 1); Standart ev tipi prizlerden (120 V AC) gerçekleştirilen en düşük güç seviyeli şarj yöntemidir. Bu seviye, özel ekipman gerektirmeden mevcut elektrik altyapısı kullanılarak şarj imkanı sağlar [85].

Teknik Özellikler:

- Gerilim: 120 V AC (tek fazlı)
- Akım: 12-16 A (devre kesici ile sınırlandırılmış)
- Maksimum Güç: 1,4-1,9 kW
- Şarj Hızı: Yaklaşık 5-8 km menzil/saat
- Tam Şarj Süresi (BEV): 40-50 saat (boştan %80'e)
- Tam Şarj Süresi (PHEV): 5-6 saat

Seviye 1 şarj, genellikle gece boyunca evde şarj için kullanılmaktadır ve günlük kısa mesafeli sürüşler için yeterli olmaktadır.

Seviye 2 Şarj (AC Level 2); En yaygın kullanılan AC şarj yöntemidir ve hem konut hem de ticari alanlarda yaygın olarak bulunmaktadır. Bu seviye, daha yüksek gerilim ve akım sağlayarak şarj süresini önemli ölçüde azaltmaktadır [86].

Teknik Özellikler:

- Gerilim: 208-240 V AC (tek veya üç fazlı)
- Akım: 12-80 A (tipik 30-40 A)
- Maksimum Güç: 3,3-19,2 kW (tipik 7-11 kW)
- Şarj Hızı: Yaklaşık 25-40 km menzil/saat
- Tam Şarj Süresi (BEV): 4-10 saat (boştan %80'e)
- Tam Şarj Süresi (PHEV): 1-2 saat

Seviye 2 şarj için özel ekipman (EVSE - Electric Vehicle Supply Equipment) gerekmektedir. Bu sistemde, şebeke AC gücü aracın içindeki on-board şarj cihazına (OBC) gönderilir ve burada DC'ye dönüştürülerek bataryayı şarj eder [87].

SAE J1772 standardı, Kuzey Amerika'da seviye 1 ve 2 şarj için kullanılan temel konektör tipidir. Avrupa'da ise IEC 62196-2 Tip 2 (Mennekes) konektörü standart olarak kabul edilmiştir [88].

Seviye 2 şarj sisteminin temel bileşenleri:

- EVSE ünitesi (şarj istasyonu)
- J1772 veya Tip 2 konektörü
- İletişim kontrol hatları (CP - Control Pilot, PP - Proximity Pilot)
- Güvenlik devreleri ve röle sistemi
- Topraklama sistemi

### 2.3.3. DC Hızlı Şarj (DC Fast Charging - DCFC)

DC hızlı şarj, aracın on-board şarj cihazını atlayarak doğrudan bataryaya DC güç sağlayan yüksek güçlü şarj yöntemidir. Bu sistemde, AC'den DC'ye dönüşüm şarj istasyonunda gerçekleştirilir ve bu sayede çok daha yüksek güç seviyeleri elde edilebilir [89].

DC Seviye 1:

- Gerilim: 50-1000 V DC
- Akım: Maksimum 80 A
- Maksimum Güç: 50-80 kW
- Şarj Hızı: Yaklaşık 100-150 km menzil/saat
- %80 Şarj Süresi: 30-60 dakika

DC Seviye 2 (Ultra Hızlı Şarj):

- Gerilim: 50-1000 V DC
- Akım: Maksimum 400 A
- Maksimum Güç: 150-400 kW
- Şarj Hızı: 300-600 km menzil/saat
- %80 Şarj Süresi: 15-30 dakika

DC hızlı şarj teknolojisi, otoyol koridorları boyunca ve şehir içi hızlı şarj ihtiyacı için kritik öneme sahiptir. Ancak, yüksek akım ve güç seviyeleri nedeniyle batarya üzerinde ek termal stres oluşturabilir [90].

DC hızlı şarj konektör standartları [91]:

- CCS (Combined Charging System): Kuzey Amerika'da CCS1, Avrupa'da CCS2 olarak kullanılmaktadır. Bu sistem, AC ve DC şarjı tek bir konektörde birleştirmektedir.
- CHAdeMO: Japonya kökenli bu standart, özellikle Nissan, Mitsubishi ve Toyota araçlarında kullanılmaktadır. 3.0 versiyonu (ChaoJi) 500 kW'a kadar güç desteği sunmaktadır.
- GB/T: Çin'de kullanılan ulusal standart olup, hem AC hem de DC şarj için farklı konektörler içermektedir .
- NACS (North American Charging Standard): Tesla tarafından geliştirilen ve 2024 yılında SAE J3400 standardı olarak kabul edilen bu sistem, hem AC hem de DC şarjı tek bir kompakt konektörde birleştirmektedir.

#### 2.3.4. Kablosuz Şarj Sistemleri

Kablosuz güç aktarımı, fiziksel bir konektör olmaksızın elektrik enerjisinin aktarılmasını sağlayarak, kullanım kolaylığı, güvenlik ve otonom araçlarla uyumluluk gibi önemli avantajlar sunmaktadır [92].

WPT, elektromanyetik alanlar aracılığıyla gerçekleştirilmektedir. İki ana kategori bulunmaktadır [93]:

Yakın Alan (Near-Field) Teknolojileri:

- İndüktif Güç Aktarımı (IPT)
- Kapasitif Güç Aktarımı (CPT)
- Rezonant İndüktif Güç Aktarımı (RIPT)

Uzak Alan (Far-Field) Teknolojileri:

- Mikrodalga Güç Aktarımı
- Lazer Güç Aktarımı

Elektrikli araç şarjı için sadece yakın alan teknolojileri kullanılmaktadır, çünkü bu yöntemler enerjiyi küçük bir bölgede yoğunlaştırmakta ve yüksek verimlilik sağlamaktadır [94].

#### 2.3.5. Statik ve Dinamik Kablosuz Şarj

Statik Kablosuz Şarj (S-WPT):

Araç park halindeyken gerçekleştirilen kablosuz şarj yöntemidir. Temel bileşenler:

- Yer Montajı (GA - Ground Assembly):
  - Primer bobin (verici bobin)
  - Kompanzasyon devresi
  - Yüksek frekanslı inverter
  - Güç elektroniği kontrol ünitesi
- Araç Montajı (VA - Vehicle Assembly):
  - Sekonder bobin (alıcı bobin)
  - Kompanzasyon devresi
  - Doğrultucu ve filtre
  - Batarya şarj kontrol ünitesi

Statik kablosuz şarj için tipik parametreler [91]:

- Hava aralığı: 100-250 mm
- İşletme frekansı: 79-90 kHz (SAE J2954 standardına göre)
- Güç seviyeleri: 3,7 kW (WPT1), 7,7 kW (WPT2), 11 kW (WPT3)
- Verim: %85-93%
- Hizalama toleransı:  $\pm 100-150$  mm

Dinamik Kablosuz Şarj (D-WPT):

Araç hareket halindeyken yol yüzeyine gömülü bobinler aracılığıyla gerçekleştirilen şarj yöntemidir. Bu teknoloji henüz geliştirme aşamasında olup, bazı pilot uygulamalar mevcuttur [95].

Dinamik kablosuz şarj sisteminde, yol boyunca belirli aralıklarla yerleştirilmiş verici bobinler bulunmaktadır. Araç bu bobinlerin üzerinden geçerken, sadece araç altındaki bobinler aktifleştirilmekte ve enerji aktarımı gerçekleştirilmektedir [96].

Dinamik WPT'nin avantajları:

- Daha küçük batarya kapasitesi gereksinimi
- Menzil kaygısının ortadan kalkması
- Sürekli şarj imkanı

Zorlukları:

- Yüksek altyapı maliyeti
- Karmaşık kontrol sistemleri
- Hizalama ve yüksek hızda verimlilik sorunları

#### 2.3.6. Kablosuz Şarjın Avantaj ve Dezavantajları

Avantajlar :

- Kullanım Kolaylığı: Fiziksel konektör bağlantısı gerektirmez, park etmek şarj için yeterlidir.
- Güvenlik: Açıkta kalan elektrik bağlantıları olmadığından elektrik çarpması riski yoktur. Yağmur, kar gibi hava koşullarından etkilenmez.
- Otonom Araçlarla Uyumluluk: Sürücü müdahalesi gerektirmeden otonom şarj mümkündür.
- Aşınma ve Yıpranma Olmaması: Mekanik konektör aşınması, kablo hasarı gibi sorunlar yoktur.
- Estetik: Kablo ve konektörlerin görünürlüğü ortadan kalkar.

Dezavantajlar :

- Düşük Verim: Kablolu şarja göre %5-10 daha düşük verim (%85-93 vs %95-98).
- Yüksek Maliyet: Hem araç hem de altyapı tarafında ek ekipman gereksinimi.
- Hizalama Gereksini: Optimal güç aktarımı için doğru hizalama kritiktir.
- Elektromanyetik Alan (EMF) Emisyonu: İnsan sağlığı ve elektronik cihazlar için EMF maruziyet standartlarına uyum gereksinimi.
- Yabancı Nesne Algılama (FOD): Metal nesnelerin bobinler arasında ısınma riski.

#### 2.4. Kablosuz Şarj Standartları

WPT teknolojisinin laboratuvar ortamından ticari pazara başarılı bir şekilde entegre edilebilmesi, küresel ölçekte kabul görmüş standartların varlığına bağlıdır. Farklı üreticilere ait araçların ve şarj istasyonlarının uyumlu çalışabilmesi (interoperability), elektromanyetik uyumluluk (EMC), insan sağlığı için güvenli elektromanyetik alan (EMF) limitleri ve minimum verimlilik hedefleri, uluslararası standardizasyon kuruluşları (SAE, IEC, ISO) tarafından belirlenmiştir [92].

#### 2.4.1. SAE J2954 Standardı

Amerikan Otomotiv Mühendisleri Birliği (SAE) tarafından geliştirilen SAE J2954 standardı, hafif ticari ve binek elektrikli araçlar (Light-Duty Vehicles) için kablosuz güç aktarımının "anayasası" olarak kabul edilir. 2020 yılında yayınlanan ilk tam sürümü ve 2024 güncellemeleri ile, 11 kW'a kadar olan şarj sistemleri için frekans bandını, güç sınıflarını ve hizalama toleranslarını kesinleştirmiştir[91] .

Teknik Spesifikasyonlar: SAE J2954, tüm WPT sistemlerinin 85 kHz nominal frekansında (izin verilen bant genişliği: 81,38 kHz – 90,00 kHz) çalışmasını zorunlu kılar. Bu frekans bandı, uluslararası telekomünikasyon düzenlemeleriyle çatışmayan ve otomotiv ortamında harmonik girişimin yönetilebilir olduğu bir aralıktır.

Standart, güç seviyelerine (WPT Classes) ve araç altı hava aralığına (Z-Classes) göre bir sınıflandırma matrisi sunar:

- Güç Sınıfları :
  - WPT1: Maksimum 3,7 kVA (Giriş) / 3,3 kW (Çıkış)
  - WPT2: Maksimum 7,7 kVA (Giriş) / 7,0 kW (Çıkış)
  - WPT3: Maksimum 11,1 kVA (Giriş) / 11,0 kW (Çıkış)
  - *(Planlanan WPT4 sınıfı 22 kW gücü hedeflemektedir).*
- Hava Aralığı Sınıfları (Z-sınıfları):
  - Z1: 100 mm – 150 mm
  - Z2: 140 mm – 210 mm
  - Z3: 170 mm – 250 mm

SAE J2954, sistemin şebekeden bataryaya (grid-to-battery) tam yük verimliliğinin >%85 olmasını şart koşar. Ayrıca, hizalama için Diferansiyel İndüktif Konumlandırma Sistemi (DIPS) adı verilen, düşük güçlü bir manyetik alan işareti kullanarak aracın şarj pedi üzerine hassas bir şekilde park etmesini sağlayan bir metodoloji tanımlar.

#### 2.4.2. IEC 61980 Standardı

Uluslararası Elektroteknik Komisyonu (IEC) tarafından yayınlanan IEC 61980 serisi, elektrikli araçların kablosuz şarjı için tedarik cihazı (Supply Device) tarafına odaklanan kapsamlı bir standartlar bütünüdür. SAE J2954 ile büyük ölçüde harmonize

edilmiştir ancak kapsamı daha geniştir ve ağır vasıtaları da içine alacak şekilde genişletilmektedir [91]

Standart üç ana bölümden oluşur:

- IEC 61980-1: Genel gereksinimler (Güvenlik, şebeke bağlantısı, çevresel koşullar).
- IEC 61980-2: Sistem performansı ve haberleşme protokolleri (ISO 15118 ile entegrasyon).
- IEC 61980-3: Spesifik güç aktarım teknolojileri (Manyetik alan kablosuz güç aktarımı - MF-WPT).

IEC 61980'in en kritik katkısı, Yabancı Cisim Algılama (Foreign Object Detection - FOD) ve Canlı Organizma Algılama (Living Object Detection - LOD) güvenlik protokolleridir. Pedler arasına giren metalik cisimlerin (bozuk para, anahtar vb.) manyetik indüksiyonla aşırı ısınarak yangın riski oluşturmasını engellemek için sistemin milisaniyeler içinde gücü kesmesi zorunludur.

#### 2.4.3. Diğer Standartlar ve Güvenlik Limitleri

Küresel pazarda SAE ve IEC dışında, bölgesel ve tamamlayıcı standartlar da mevcuttur. Ayrıca, insan sağlığı üzerindeki etkiler için maruziyet limitleri kritik bir tasarım kısıtıdır.

- ISO 19363: Araç tarafı (On-board) WPT bileşenlerinin güvenlik ve performans gereksinimlerini tanımlar. IEC 61980 (altyapı tarafı) ile tamamlayıcı niteliktedir
- GB/T 38775: Çin pazarı için geliştirilen ulusal standarttır. SAE J2954 ile benzerlik gösterse de haberleşme protokolleri ve bazı test prosedürlerinde farklılıklar içerir. Dünyanın en büyük EV pazarı olması nedeniyle, global üreticiler için bağlayıcıdır.
- ICNIRP Kılavuzları (EMF Güvenliği): Uluslararası İyonlaştırıcı Olmayan Radyasyondan Korunma Komisyonu (ICNIRP), insan vücudunun maruz kalabileceği maksimum manyetik alan şiddetini belirler. ICNIRP 2010 yönergelerine göre, genel halk için referans seviyesi 27  $\mu$ T (mikro-Tesla) olarak sınırlandırılmıştır. Tasarlanan WPT sisteminin, araç içinde ve çevresinde (yandan 20-30 cm uzaklıkta) bu limitin altında kalması, aktif ekranlama (active shielding) veya pasif alüminyum plakalarla sağlanmalıdır [97].

Standartların genel kapsamlarının karşılaştırılması Tablo 2.2'de sunulmuştur.

Tablo 2.2 Başlıca Kablosuz Şarj Standartlarının Karşılaştırmalı Analizi

|                  | <b>SAE J2954</b>            | <b>IEC 61980</b>        | <b>GB/T 38775 (Çin)</b> |
|------------------|-----------------------------|-------------------------|-------------------------|
| Kapsam           | Sistem (Araç + Altyapı)     | Altyapı (Supply Device) | Sistem                  |
| Frekans Bandı    | 81,38 – 90,00 kHz           | 79 - 90 kHz             | 79 - 90 kHz             |
| Haberleşme       | DSRC / Wi-Fi (IEEE 802.11n) | ISO 15118 / Wi-Fi       | 2,4 GHz / Özel Protokol |
| Güvenlik         | Zorunlu                     | Zorunlu                 | Zorunlu                 |
| Maks. Verimlilik | > %85 (WPT1-3)              | Tanımlı değil           | > %85 - %90             |
| Hızalama Yöntemi | Manyetik (DIPS)             | Çeşitli                 | Video / Manyetik        |
| EMF Limiti       | ICNIRP                      | ICNIRP                  | GB 8702                 |



### 3. FOTOVOLTAİK SİSTEMLER VE MPPT

Enerji üretiminde karbon ayak izinin azaltılması hedefi doğrultusunda, PV enerji dönüşüm sistemleri, elektrikli araç şarj altyapılarının entegrasyonunda en stratejik yenilenebilir enerji kaynağı olarak öne çıkmaktadır. Bu bölümde, önerilen kablolu şarj sisteminin güç kaynağını oluşturan PV modüllerin fiziksel temelleri, yarı iletken fiziğine dayalı çalışma prensipleri ve kontrol sistemi tasarımına (MPPT) temel teşkil edecek matematiksel modellemeleri kapsamlı bir şekilde analiz edilmiştir.

#### 3.1. Fotovoltaik Hücre Yapısı ve Çalışma Prensibi

PV hücreler, güneşten gelen elektromanyetik radyasyon enerjisini (fotonları), atomik düzeyde gerçekleşen elektronik geçişler vasıtasıyla doğrudan elektrik akımına dönüştüren yarı iletken tabanlı cihazlardır. Bu dönüşüm süreci, kuantum mekaniği prensipleriyle açıklanan fotovoltaik etki mekanizmasına dayanır. Endüstriyel uygulamalarda en yaygın kullanılan malzeme, kararlı kristal yapısı ve geniş rezervleri nedeniyle Silisyumdur (Si) [98].

Bir PV hücresinin temel yapı taşı, periyodik tablonun IV. grubunda yer alan silisyum atomlarının, farklı değerlik elektronlarına sahip elementlerle katılanması (doping) sonucu oluşturulan P-N eklem yapısıdır.

Bu iki yarı iletken malzeme fiziksel olarak birleştirildiğinde, ara yüzeyde difüzyon yoluyla yük taşıyıcılarının yer değiştirmesi gerçekleşir. N bölgesindeki serbest elektronlar P bölgesine, P bölgesindeki delikler ise N bölgesine geçer. Bu rekombinasyon süreci sonucunda, eklem bölgesinde (junction) mobil yük taşıyıcılarından arındırılmış, iyonize atomlardan oluşan bir fakirleşmiş bölge meydana gelir. Bu bölgede oluşan iç elektrik alan, fotovoltaik dönüşümün itici gücünü oluşturur [99].

Yarı iletken malzemelerin en temel karakteristik özelliği, elektronların bulunabileceği Değerlik Bandı (Valence Band) ile İletim Bandı (Conduction Band) arasında, elektronların bulunmasının yasak olduğu bir yasak enerji aralığına sahip olmalarıdır. Silisyum için bu değer oda sıcaklığında yaklaşık 1,12 eV seviyesindedir [100]

Güneş ışığı hücre yüzeyine çarptığında, enerjisi  $E_{ph} = h \times v$  olan fotonlar malzeme tarafından soğurulur. Burada  $h$  Planck sabiti,  $v$  ise fotonun frekansdır.

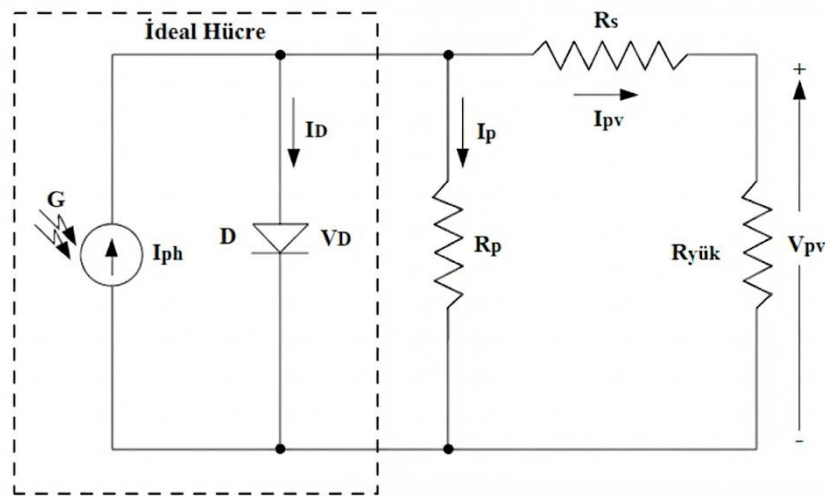
Soğurulan fotonun enerjisi, malzemenin yasak enerji aralığından büyükse, değerlik bandındaki bir elektron bu enerjiyi alarak iletim bandına uyarılır. Bu olay sonucunda, bir adet serbest elektron ve değerlik bandında bir adet serbest delik, yani bir Elektron-Delik Çifti (EHP) üretilmiş olur [101].

Fakirleşmiş bölgedeki iç elektrik alan, bu çiftleri birbirinden ayırarak elektronları N-bölgesine, deşikleri ise P-bölgesine sürükler. Eğer hücrenin uçlarına harici bir yük bağlanırsa, bu yük taşıyıcılar bir dış devre üzerinden akarak doğru akım oluşturur [102].

### 3.1.1. Eşdeğer Devre Modellemesi

Literatürde "Tek Diyotlu Model" (Single Diode Model - SDM) ve "Çift Diyotlu Model" (Double Diode Model - DDM) olmak üzere iki temel yaklaşım bulunmaktadır. DDM, düşük ışıyım seviyelerinde uzay yükü bölgesindeki rekombinasyon kayıplarını daha iyi temsil etse de getirdiği hesaplama yükü ve parametre çıkarma zorluğu nedeniyle, güç elektroniği uygulamalarında genellikle SDM tercih edilmektedir.

SDM, basitliği ve doğruluğu arasındaki denge nedeniyle bu tez çalışmasında referans model olarak kabul edilmiştir. Şekil 3.1'de gösterilen bu model; ışıyımına bağlı ideal bir akım kaynağı ( $I_{ph}$ ), P-N eklemine temsil eden ters paralel bir diyot, malzemenin omik kayıplarını temsil eden bir seri direnç ( $R_s$ ) ve kaçak akımları (leakage currents) temsil eden bir paralel dirençten ( $R_p$ ) oluşur [103].



Şekil 3.1 PV hücrenin parazitik dirençleri içeren tek diyotlu eşdeğer devre modeli.

Kirchhoff Akım Yasası (KCL) bu devreye uygulandığında, PV hücresinin çıkış akımını ( $I_{pv}$ ) Denklem (3.1) ile ifade edilir:

$$I_{pv} = I_{ph} - I_d - I_p \quad (3.1)$$

Burada  $I_d$  diyot üzerinden geçen akımı,  $I_p$  ise şönt direnç üzerinden akan sızıntı akımını ifade eder. Shockley ideal diyot denklemi ve Ohm yasası kullanılarak bu ifade genişletildiğinde, bir PV hücresinin akım-gerilim (I-V) karakteristiğini tanımlayan transandantal (kapalı) denklem elde edilir:

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0 \left[ \exp \left( \frac{q (V_{pv} + I_{pv} R_s)}{n k T} \right) - 1 \right] - \frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{R_p} \quad (3.2)$$

Denklem (3.2)'de yer alan parametrelerin tanımları ve fiziksel anlamları Tablo 3.1'de detaylandırılmıştır.

Tablo 3.1 PV Hücre Matematiksel Model Parametreleri

| Sembol   | Parametre            | Fiziksel Anlamı ve Önemi                                                                                              |
|----------|----------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $I_{ph}$ | Foto-Akım (A)        | Gelen ışınım miktarı ile doğru orantılı olarak üretilen kaynak akımıdır.                                              |
| $I_0$    | Ters Doyum Akımı (A) | Yarı iletken malzemenin difüzyon özelliklerine ve sıcaklığa son derece duyarlı kaçak akımıdır.                        |
| $n$      | İdeallik Faktörü     | Diyotun ideal davranıştan sapmasını gösterir ( $1 \leq n \leq 2$ ). Üretim teknolojisine bağlıdır.                    |
| $R_s$    | Seri Direnç (Ohm)    | Metal kontak dirençleri ve yarı iletken hacim direncini temsil eder. I-V eğrisinin eğimini gerilim ekseninde etkiler. |
| $R_p$    | Paralel Direnç (Ohm) | Kristal kusurları ve kenar kaçaklarını temsil eder. I-V eğrisinin eğimini akım ekseninde etkiler.                     |
| $q$      | Elektron Yüğü        | $1,602 \times 10^{-19}$ C                                                                                             |
| $k$      | Boltzmann Sabiti     | $1,380 \times 10^{-23}$ J/K                                                                                           |
| $T$      | Hücre Sıcaklığı (K)  | Mutlak sıcaklık (Kelvin).                                                                                             |

Modelin en kritik bileşeni olan foto-akım, çevresel koşullara doğrudan bağlıdır. Işınım şiddeti ( $G$ ) ve hücre sıcaklığı ( $T$ ) değişimlerinin  $I_{ph}$  üzerindeki etkisi Denklem (3.3) ile formüle edilir [104]:

$$I_{ph} = [I_{scSTC} + K_i (T - T_{STC})] \left( \frac{G}{G_{STC}} \right) \quad (3.3)$$

Burada  $I_{scSTC}$ , Standart Test Koşullarında (STC: 1000 W/m<sup>2</sup>, 25°C) ölçülen kısa devre akımını;  $K_i$  ise üretici veri sayfasında (datasheet) belirtilen kısa devre akım sıcaklık katsayısını (A/K) temsil eder. Denklemden de görüleceği üzere, foto-akım ışınlımla lineer bir ilişkiye sahipken, sıcaklıkla çok küçük bir artış göstermektedir.

Hücresinin açık devre gerilimini ( $V_{oc}$ ) belirleyen en önemli parametre ters doyum akımıdır.  $I_0$ , sıcaklığa ve malzemenin yasak bant enerjisine ( $E_g$ ) bağlı olarak üstel bir değişim gösterir. Bu durum, sıcaklık arttığında PV panel veriminin neden düştüğünün matematiksel kanıtıdır ve Denklem (3.4) ile modellenir [105]

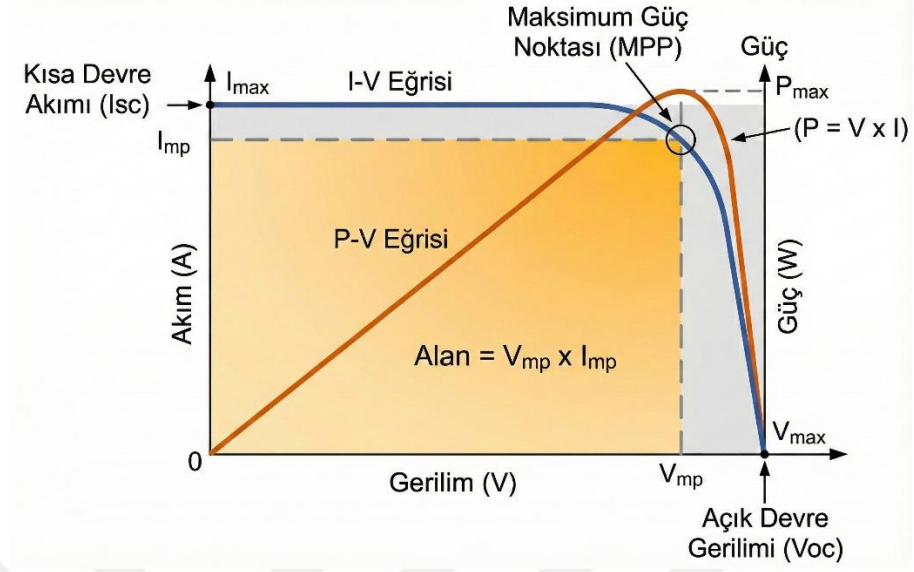
$$I_0 = I_{0STC} \left( \frac{T}{T_{STC}} \right)^3 \exp \left[ \left( \frac{q}{n} \frac{E_g}{k} \right) \left( \left( \frac{1}{T_{STC}} \right) - \left( \frac{1}{T} \right) \right) \right] \quad (3.4)$$

### 3.2. PV Modül Karakteristikleri

Tek bir PV hücre, fiziksel yapısı gereği oldukça düşük güç (yaklaşık 1-3 Watt) ve düşük gerilim (yaklaşık 0,5 – 0,6 V) üretir. Elektrikli araç şarjı gibi kW seviyesinde güç gerektiren uygulamalarda, istenilen gerilim ve akım seviyelerine ulaşmak için hücreler seri ve paralel bağlanarak PV Modülleri (Panelleri) oluşturulur. Bu bölümde, sistem tasarımının temel girdilerini oluşturan modül çıkış karakteristikleri, performans parametreleri ve çevresel faktörlerin (sıcaklık ve ışınlım) sistem dinamiği üzerindeki etkileri matematiksel olarak analiz edilmiştir.

#### 3.2.1. I-V ve P-V Karakteristikleri

Bir PV modülünün elektriksel davranışı, doğrusal olmayan (non-linear) bir karakteristiğe sahiptir. Bu davranış, üreticiler tarafından standart test koşulları (STC) altında sağlanan Akım-Gerilim (I-V) ve Güç-Gerilim (P-V) eğrileri ile tanımlanır. Şekil 3.2’de verilen bu eğriler üzerinde, MPPT algoritmasının (PDM kontrolcüsünün) yakalaması ve takip etmesi gereken üç kritik çalışma noktası bulunmaktadır [106].



Şekil 3.2 PV hücresinin I-V ve P-V karakteristik eğrileri

- Kısa Devre Akımı ( $I_{sc}$ ): Modül uçlarının kısa devre edildiği ( $V = 0$ ) andaki akımdır. Teorik olarak modülden alınabilecek maksimum akım değeridir ve ışıyım şiddeti ile doğrudan orantılıdır.
- Açık Devre Gerilimi ( $V_{oc}$ ): Modül uçlarının açık olduğu ( $I = 0$ ) andaki gerilimdir. Modülden alınabilecek maksimum gerilim değeridir ve sıcaklıkla ters orantılıdır.
- Maksimum Güç Noktası (MPP): I-V eğrisinin "diz" (knee) noktası olarak adlandırılan, modülden çekilen gücün en yüksek olduğu ( $P_{max}$ ) noktadır.

Bir PV modülünün kalitesini ve performansını belirleyen en önemli parametrelerden biri Doldurma Faktörü (Fill Factor - FF)'dür. FF, gerçek I-V eğrisinin, teorik dikdörtgen alana oranıdır ve modülün ideal diyot davranışına ne kadar yaklaştığını gösterir. Doldurma faktörü aşağıdaki Denklem (3.5) ile hesaplanır:

$$FF = \frac{V_{mpp} \cdot I_{mpp}}{V_{oc} \cdot I_{sc}} \quad (3.5)$$

Burada  $V_{mpp}$  ve  $I_{mpp}$ , sırasıyla maksimum güç noktasındaki gerilim ve akım değerleridir. Modern ticari silisyum modüllerde FF değeri tipik olarak 0,75 ile 0,85 arasında değişmektedir. Yüksek FF değeri, modülün seri iç direncinin  $R_s$  düşük, paralel kaçak direncinin ( $R_p$ ) ise yüksek olduğunu gösterir ki bu durum yüksek verimlilik için istenen bir özelliktir [107].

Denklem (3.6) ile verilen ve modülün enerji dönüşüm verimliliği olan  $\eta_{pv}$ , modül yüzeyine düşen toplam güneş enerjisinin elektriksel güce dönüştürülebilen oranını ifade eder:

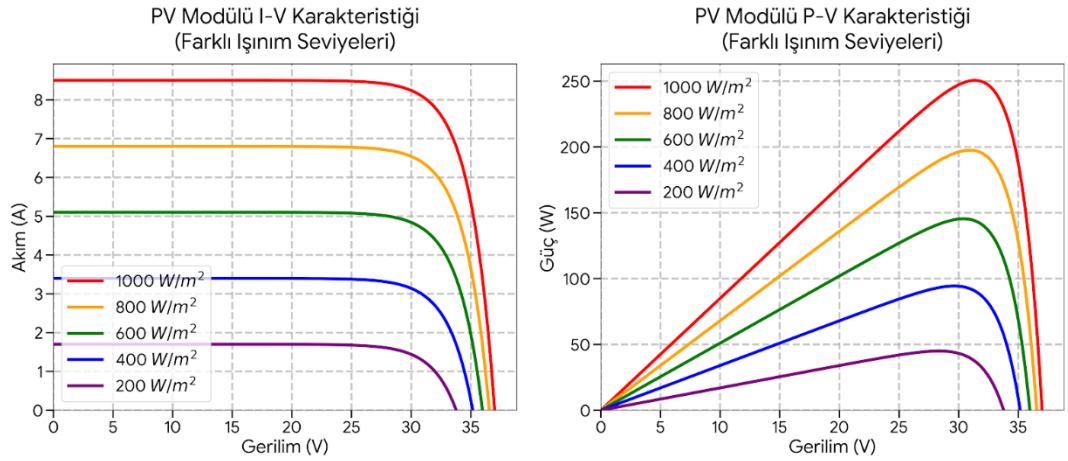
$$\eta_{pv} = \frac{P_{max}}{P_{in}} = \frac{V_{oc} \cdot I_{sc} \cdot FF}{G \cdot A_{mod}} \quad (3.6)$$

Bu denklemde:

- $P_{max}$ : Maksimum çıkış gücü (Watt)
- $P_{in}$ : Giriş güneş gücü (Watt)
- $G$ : Işınım şiddeti ( $W/m^2$ )
- $A_{mod}$ : Modülün toplam yüzey alanı ( $m^2$ )

### 3.2.2. Sıcaklık ve Işınım Etkisi

PV paneller gün boyunca değişken ışıınım ve sıcaklık koşullarına maruz kalmaktadır ve bu değişimler, modülün I-V karakteristiğini ve dolayısıyla Maksimum Güç Noktasının (MPP) yerini anlık olarak değiştirir. Farklı ışıınım seviyelerine göre MPP noktasının değişimini gösteren karakteristik eğrileri Şekil 3.3'te verilmektedir.



Şekil 3.3 Sabit sıcaklık (25°C) için farklı ışıınım değerlerinde PV modülünün I-V ve P-V karakteristik eğrileri.

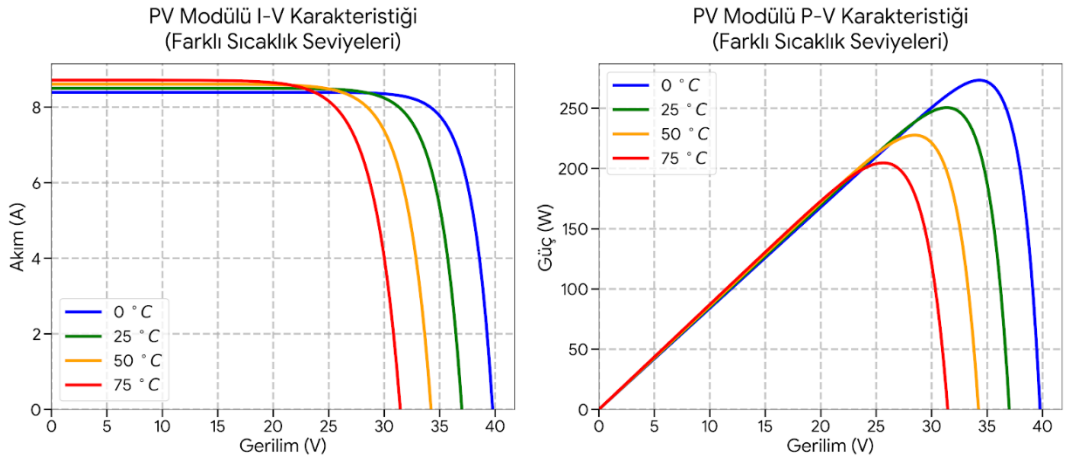
PV sistemlerin elektriksel davranışı, çevresel koşulların özellikle güneş ışıınım şiddetinin ( $G$ ) ve sıcaklığın ( $T$ ) değişimiyle doğrudan ilişkilidir. Güncel literatürdeki çalışmalar, PV modüllerin modellenmesinde genellikle Tek Diyotlu Modelin (Single

Diode Model - SDM) referans alındığını ve ışıınım şiddetinin, modeldeki akım üretim parametrelerini lineer, gerilim parametrelerini ise logaritmik olarak etkilediğini doğrulamaktadır.

Güneş ışıınının artması, foto-üretim sürecini hızlandırarak kısa devre akımını ( $I_{sc}$ ) lineer (doğrusal) bir şekilde artırır. Buna karşılık, açık devre gerilimindeki ( $V_{oc}$ ) artış logaritmik ve ihmal edilebilir düzeydedir. Işıınıma bağlı akım değişimi Denklem (3.7) ile verilmektedir [108]:

$$I_{sc(G)} = I_{sc,ref} \cdot \left( \frac{G}{G_{ref}} \right) \quad (3.7)$$

Burada  $G_{ref}$ , referans ışıınım şiddetidir ( $1000 \text{ W/m}^2$ ).



Şekil 3.4 Farklı sıcaklık değerlerinde PV modülünün I-V ve P-V karakteristik eğrileri.

Sıcaklık etkisi, PV sistem verimliliğini düşüren en kritik faktördür. Sıcaklık arttığında, silisyumun yasak bant aralığı daralır; bu durum akımda çok küçük bir artışa neden olsa da diyot ters doyum akımının üstel artışı nedeniyle açık devre geriliminde ciddi bir düşüşe yol açar. Sıcaklığın akım, gerilim ve güç üzerindeki etkisi Şekil 3.4 ile verilen grafikte gösterilmektedir.

Akım – Gerilim Grafiği :

- Gerilim Değişimi: Sıcaklık arttıkça, panelin açık devre gerilimi belirgin bir şekilde düşer. Grafikte eğrilerin sağ tarafının sola (düşük gerilime) doğru kaydığını görülmektedir.

- Akım Değişimi: Sıcaklık arttıkça kısa devre akımı çok hafif bir şekilde artar (band aralığı daraldığı için). Ancak bu artış o kadar küçüktür ki grafikte neredeyse üst üste binen çizgiler olarak görülür veya çok az fark edilir.

P-V Grafiği :

- Güç Kaybı: Sıcaklık artışı, çıkış gücünde ciddi bir düşüşe neden olur. Akımdaki o küçük artış, gerilimdeki büyük düşüşü telafi edemez.
- 0°C eğrisi en yüksek tepe noktasına (maksimum güce) sahipken, 75°C eğrisi çok daha düşük bir tepe noktasına sahiptir. Bu da güneş panellerinin soğuk ve güneşli havalarda daha verimli çalıştığını göstermektedir.

Sıcaklığa bağlı gerilim ve akım değişimleri, üretici veri sayfalarında verilen sıcaklık katsayıları ( $\alpha$  ve  $\beta$ ) kullanılarak aşağıdaki gibi ifade edilir [109].

$$I_{sc(T)} = I_{sc,ref} \cdot [1 + \alpha \cdot (T - T_{ref})] \quad (3.8)$$

$$V_{oc(T)} = V_{oc,ref} \cdot [1 + \beta \cdot (T - T_{ref})] \quad (3.9)$$

Tablo 3.2 Tipik bir monokristal Silisyum PV modülünün sıcaklık katsayıları ve parametre değişimleri

| Parametre           | Sembol    | Değişim Yönü<br>(Sıcaklık Artışıyla) | Tipik Katsayı<br>Değeri |
|---------------------|-----------|--------------------------------------|-------------------------|
| Kısa Devre Akımı    | $I_{sc}$  | Artar (Çok az)                       | +0,05% / °C             |
| Açık Devre Gerilimi | $V_{oc}$  | Azalı (Belirgin)                     | -0,33% / °C             |
| Maksimum Güç        | $P_{max}$ | Azalı                                | -0,40% / °C             |

Tablo 3.2'den de görüleceği üzere, sıcaklıktaki her 1°C'lik artış, panelin çıkış gücünde yaklaşık %0,4'lük bir kayba neden olmaktadır. Örneğin, yaz aylarında panel sıcaklığının 65°C'ye ulaştığı bir senaryoda (referans sıcaklık 25°C alındığında), nominal güce kıyasla yaklaşık %16'lık bir güç kaybı yaşanması kaçınılmazdır.

### 3.3. Maksimum Güç Noktası İzleme (MPPT)

PV sistemlerin verimliliğini belirleyen en kritik faktör, kaynağın (PV modül) karakteristik empedansı ile yükün empedansı arasındaki uyumsuzluktur. Bölüm 3.2'de detaylandırılan ve lineer olmayan I-V karakteristikleri gereği, bir PV modülün

üretebileceği maksimum güç ( $P_{max}$ ), sabit bir noktada değil, ışıınım (G) ve sıcaklık (T) gibi değişken çevresel parametrelere bağlı olarak sürekli hareket eden bir yörünge üzerindedir. Bu nedenle, PV kaynağı ile yük arasına yerleştirilen (bu çalışmada PDM kontrollü rezonans devresi) MPPT denetleyicisi, temelinde dinamik bir "Empedans Uygunlaştırma" (Impedance Matching) devresidir.

Maksimum Güç Transferi Teoremi uyarınca, bir DC kaynaktan yüke maksimum gücün aktarılabilmesi için yük direncinin ( $R_L$ ), kaynağın iç direncine ( $R_S$ ) eşit olması gerekmektedir ( $R_S = R_L$ ). PV sistemlerde, kaynağın "karakteristik direnci" ( $R_{opt}(T)$ ) o anki maksimum güç noktasındaki gerilim ve akım oranı ile Denklem (3.10)'daki gibi tanımlanır.

$$R_{opt(G,T)} = \frac{V_{mpp(G,T)}}{I_{mpp(G,T)}} \quad (3.10)$$

Eğer yük empedansı  $R_L$ ,  $R_{opt}$  değerinden farklıysa, sistem verimsiz bir çalışma noktasında çalışacaktır. MPPT algoritmasının görevi, DC-DC dönüştürücünün veya eviricinin anahtarlama oranını değiştirerek, PV panelin terminallerinde gördüğü efektif yük direncini, panelin optimum direncine eşitlemektir.

### 3.3.1. MPPT Tekniklerinin Sınıflandırılması

Literatürde MPPT teknikleri; kontrol değişkeninin türüne, sensör gereksinimine, analog/dijital uygulama biçimine ve yakınsama hızına göre kategorize edilir [110]. Bu sınıflandırma, günümüzde algoritmaların karmaşıklık düzeyine göre üç ana başlıkta toplanmaktadır:

- Çevrimdışı (Offline) / Model Tabanlı Yöntemler: PV panelin önceden bilinen matematiksel veya fiziksel model verilerine ( $V_{oc}$ ,  $I_{sc}$  katsayıları) dayanır. Gerçek zamanlı geri besleme sınırlıdır.
- Çevrimiçi (Online) / Tepkisiz Yöntemler: Anlık akım ve gerilim ölçümlerine dayanarak, model bilgisinden bağımsız olarak MPP'yi ararlar. P&O ve Artımsal İletkenlik bu grubun en baskın üyeleridir.
- Hibrit ve Akıllı (Soft Computing) Yöntemler: Bulanık Mantık (FLC), Yapay Sinir Ağları (ANN) ve Evrimsel Algoritmalar (PSO, GA) bu gruptadır.

Özellikle parçalı gölgelenme (Partial Shading) durumunda oluşan çoklu tepe noktalarının tespiti için kullanılırlar.

Tablo 3.3 MPPT Algoritmalarının Karşılaştırmalı Analizi

| MPPT Tekniği | Algoritma Tipi | Yakınsama Hızı | Osilasyon (MPP'de) | Sensör Sayısı | Karmaşıklık | Maliyet |
|--------------|----------------|----------------|--------------------|---------------|-------------|---------|
| P&O          | Online         | Orta/Hızlı     | Var                | 2 (V, I)      | Düşük       | Düşük   |
| IncCond      | Online         | Orta           | Yok (Teorik)       | 2 (V, I)      | Orta        | Orta    |
| FOCV         | Offline        | Hızlı          | Yok                | 1 (V)         | Çok Düşük   | Düşük   |
| FSCI         | Offline        | Hızlı          | Yok                | 1 (I)         | Çok Düşük   | Düşük   |
| Fuzzy Logic  | Akıllı         | Hızlı          | Ayarlanabilir      | 2 (V, I)      | Yüksek      | Yüksek  |
| PSO          | Akıllı         | Yavaş          | Var                | 2 (V, I)      | Çok Yüksek  | Yüksek  |

Tablo 3.3'te, literatürdeki yaygın MPPT yöntemlerinin, bu tez çalışmasının gereksinimleri (Hız, Kararlılık, Karmaşıklık) bağlamında karşılaştırmalı analizi sunulmuştur.

Bu tez çalışmasında tasarlanan kablosuz EV şarj sistemi, değişken ışınım koşullarında dahi sağlam ve hızlı tepki veren bir kontrolör gerektirmektedir. Bu nedenle, düşük işlemci yükü ve kanıtlanmış başarısı nedeniyle, Değiştir ve Gözle (P&O) yöntemi temel alınmış ve PDM modülasyonuna uyarlanmıştır.

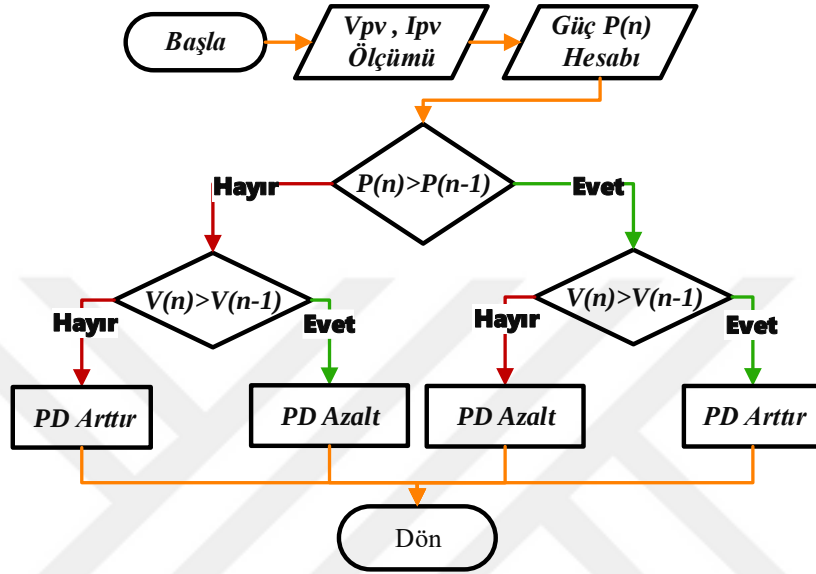
### 3.3.2. Değiştir ve Gözle (Perturb and Observe - P&O) Yöntemi

P&O algoritması, PV sistemlerde en yaygın kullanılan, uygulaması en sade ancak optimizasyonu dikkat gerektiren iteratif bir yöntemdir. Yöntem, PV dizisinin terminal geriliminde (veya doğrudan görev döngüsünde) kasıtlı bir bozunum (perturbation) yaratılması ve bunun sonucunda güçte meydana gelen değişimin gözlemlenmesi prensibine dayanır.

P-V karakteristiğinin türev analizi yapıldığında, MPP noktası ( $P_{mpp}$ ) eğimin sıfır olduğu tekil noktadır. Algoritmanın çalışma mantığı şu türev ilişkilerine dayanır.

- $dP / dV > 0$  : Çalışma noktası MPP'nin solundadır (Eğim pozitif). Gücü artırmak için gerilim artırılmalıdır.
- $dP / dV < 0$  : Çalışma noktası MPP'nin sağındadır (Eğim negatif). Gücü artırmak için gerilim azaltılmalıdır.
- $dP / dV \approx 0$  : Sistem MPP noktasındadır.

Eğer güç artıyorsa ( $\Delta P > 0$ ), bir önceki adımın yönü doğrudur ve aynı yönde devam edilir. Eğer güç azalıyorsa ( $\Delta P < 0$ ), bir önceki adım hatalıdır ve yön tersine çevrilir. P&O algoritmasının akış diyagramı Şekil 3.5'te verilmiştir.



Şekil 3.5 Geleneksel P&O Algoritmasının Akış Diyagramı

Geleneksel P&O algoritmasının en büyük zayıflığı, atmosferik koşulların (ışınımın) hızla değiştiği durumlarda ortaya çıkan "sürüklenme" (drift) problemidir. Işınım seviyesinin  $G1$ 'den  $G2$ 'ye ( $G2 > G1$ ) hızla arttığı ve algoritmanın bir önceki adımda gerilimi arttırdığı ( $\Delta V > 0$ ) bir senaryoda için, normal şartlarda, MPP'nin sağındayken gücün azalması ve algoritmanın geri dönmesi gerekir. Ancak ışınım artışı nedeniyle, çalışma noktası MPP'den uzaklaşsa bile ölçülen güç artabilir. Bu durum, ışınım artışı durana kadar sistemin MPP'den uzaklaşmasına ve ciddi enerji kaybına neden olur [26], [106].

### 3.3.3. Artımsal İletkenlik (Incremental Conductance - IncCond)

Artımsal İletkenlik yöntemi, P&O'nun kararlı haldeki salınım sorununu teorik olarak ortadan kaldırmak amacıyla geliştirilmiştir. Temel prensibi, PV panelin P-V eğrisinin türevinin sifıra eşitlenmesidir. Maksimum güç noktasında (MPP) eğim sıfır olduğundan ( $dP/dV = 0$ ):

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (3.11)$$

Denklem (3.11)'deki  $dI/dV$  terimi "artımsal iletkenlik" (incremental conductance),  $I/V$  terimi ise "anlık iletkenlik" (instantaneous conductance) olarak adlandırılır. Algoritma bu iki değeri sürekli karşılaştırır:

- $dI/dV > -I/V$  : Eğim pozitifdir (MPP'nin solu),  $V$  artırılmalıdır.
- $dI/dV < -I/V$  : Eğim negatiftir (MPP'nin sağı),  $V$  azaltılmalıdır.
- $dI/dV = -I/V$  : MPP'ye ulaşılmıştır.

Artımsal İletkenlik yönteminin en büyük avantajı, MPP'ye ulaştığında (sabit ışınım altında) salınımı tamamen durdurmasıdır. Ayrıca ani ışınım değişimlerinde türev tabanlı karar verdiği için P&O'ya göre yön bulma konusunda daha başarılıdır. Ancak,  $dI$  ve  $dV$  terimlerinin paydada sıfıra yakınsaması (bölme hatası riski) ve türev işleminin gürültüye olan hassasiyeti, dijital uygulama karmaşıklığını artırmaktadır [111].

### 3.3.4. Diğer Yöntemler

P&O ve Artımsal İletkenlik haricinde, spesifik uygulama alanları bulan diğer yöntemler kısaca şunlardır:

**Sabit Gerilim ve Akım:** PV panellerin  $V_{mpp}$  değerinin, açık devre gerilimi  $V_{oc}$  ile yaklaşık lineer bir ilişkisi olduğu ( $V_{mpp} \approx k * V_{oc}, k \approx 0,76$ ) kabulüne dayanır. Sensör maliyeti düşüktür ancak  $V_{oc}$  ölçümü için devrenin periyodik olarak açılması (yük akışının kesilmesi) gerekir. Bu durum kesintisiz şarj gerektiren EA uygulamaları için tercih edilmez [112].

**Bulanık Mantık ve Yapay Zeka Tabanlı Yöntemler:** Kesin matematiksel modeller yerine, "Eğer... İse..." (If-Then) kural tabanlarına dayanan Bulanık Mantık Denetleyicileri (FLC), non-lineer sistemlerde yüksek performans gösterir. Giriş değişkeni olarak genellikle Hata ( $E = dP/dV$ ) ve Hata Değişimi (CE) kullanılır. Yapay Sinir Ağları (ANN) ve Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) gibi yöntemler ise özellikle kısmi gölgelenme (Partial Shading) durumunda oluşan lokal maksimumlardan kurtulup global maksimumu bulmak için etkilidir. Ancak bu yöntemlerin gerektirdiği yüksek işlemci gücü ve bellek ihtiyacı, gömülü sistem maliyetini artırmaktadır [113].

## 4. SERİ REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ VE KONTROL YÖNTEMİ

### 4.1. Rezonans Dönüştürücülerin Temelleri

WPT sistemlerinin gelişiminde, güç dönüştürücülerinin verimliliği kritik bir tasarım parametresi olarak öne çıkmaktadır. Geleneksel darbe genişlik modülasyonu (PWM) tabanlı dönüştürücülerin yüksek anahtarlama kayıpları sorunu, özellikle yüksek frekanslı uygulamalarda sistem performansını sınırlandırmaktadır [114]. Bu sınırlamanın üstesinden gelmek için rezonans dönüştürücüler, güç elektroniği alanında önemli bir araştırma ve uygulama konusu haline gelmiştir. Rezonans dönüştürücülerin temel avantajı, güç anahtarlama elemanlarının sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) veya sıfır akım anahtarlama (ZCS) koşullarında çalıştırılabilmesi ve böylece anahtarlama kayıplarının minimize edilmesidir [115], [116].

PWM kontrollü geleneksel dönüştürücülerde anahtarlama kayıpları, anahtarın açılıp kapanması sırasında hem gerilim hem de akımın eşzamanlı olarak sıfırdan farklı değerlerde bulunmasından kaynaklanmaktadır. Bu durum, özellikle yüksek frekanslarda, toplam sistem kayıplarının önemli bir bölümünü oluşturmaktadır. Rezonans dönüştürücüler ise bobin ve kapasitörden oluşan rezonans tankı adı verilen LC devresi aracılığıyla akım ve gerilim dalga şekillerini sinüzoidal hale getirerek yumuşak anahtarlama koşullarını sağlamaktadır [117]. Bu yaklaşım, anahtarlama kayıplarını önemli ölçüde azaltmakta ve yüksek frekanslı çalışma imkanı sunmaktadır.

Rezonans dönüştürücülerin sınıflandırılması, reaktif elemanların bağlantı topolojilerine göre yapılmaktadır. Seri rezonans dönüştürücüler (SRC), rezonans bobini ve kapasitörünün seri bağlantısına dayanırken, paralel rezonans dönüştürücüler (PRC) bu elemanların paralel konfigürasyonunu kullanmaktadır [118]. Hibrit yapılar olan seri-paralel rezonans dönüştürücüler (SPRC) ve yüksek dereceli LCC ile LLC topolojileri, üç veya daha fazla reaktif eleman içererek daha gelişmiş performans karakteristikleri sunmaktadır [119]. Kablosuz elektrikli araç şarj uygulamalarında, seri rezonans dönüştürücülerin basit yapısı, geniş güç aralığında yüksek verimlilik sağlaması ve kontrol kolaylığı nedeniyle yaygın olarak tercih edildiği literatürde rapor edilmektedir [120],[121].

#### 4.1.1. Rezonans Dönüştürücülerin Çalışma Dinamiği

Seri rezonans dönüştürücülerin çalışma prensibi, LC rezonans tankının karakteristik frekansı olan doğal rezonans frekansında veya bu frekansa yakın bir frekansta sistemin çalıştırılmasına dayanmaktadır. Rezonans frekansında, indüktif ve kapasitif reaktanslar birbirini kompanse ederek devre empedansının minimum değere ulaşmasını sağlamakta ve sistemde yalnızca rezistif bileşen dominant hale gelmektedir. Bu durum, güç faktörünün maksimize edilmesi ve reaktif güç akışının minimize edilmesi açısından kritik önem taşımaktadır [122].

Rezonans dönüştürücülerin sağladığı avantajlar, modern güç elektroniği uygulamalarında bu topolojilerin tercih edilme sebeplerini açıkça ortaya koymaktadır. Yumuşak anahtarlama mekanizması sayesinde anahtarlama kayıplarının minimize edilmesi, yalnızca enerji verimliliği açısından değil, aynı zamanda termal yönetim ve sistem güvenilirliği açısından da önemli faydalar sağlamaktadır. Yüksek frekanslı çalışma kabiliyeti, pasif komponentlerin fiziksel boyutlarının küçültülmesine olanak tanıyarak güç yoğunluğunun artırılmasını mümkün kılmaktadır [123]. Elektromanyetik girişim (EMI) seviyelerinin düşük olması, özellikle otomotiv ve medikal uygulamalarda kritik bir gerekliliktir. Ayrıca, geniş yük aralığında yüksek verimlilik sağlanması ve güç anahtarları üzerindeki gerilim ve akım streslerinin azaltılması, sistemin operasyonel kararlılığını ve ömrünü olumlu yönde etkilemektedir [124].

Bununla birlikte, rezonans dönüştürücülerin tasarımında dikkate alınması gereken bazı zorluklar da mevcuttur. Yük regülasyonu için genellikle geniş bir çalışma frekansı aralığına ihtiyaç duyulmakta ve bu durum kontrol karmaşıklığını artırmaktadır. Sistem, yük ve giriş gerilimi değişimlerine karşı hassasiyet gösterebilmekte ve rezonans elemanlarının tasarımı kritik önem arz etmektedir. Kontrol devresi karmaşıklığı, özellikle dinamik yük koşullarında hızlı tepki gerektiren uygulamalarda ek zorluklar yaratabilmektedir [125].

#### 4.1.2. Rezonans Frekansı ve Kalite Faktörü

Seri RLC devresinin rezonans frekansı, indüktif ve kapasitif reaktansların büyüklükçe eşit olduğu frekans değeri olarak tanımlanmaktadır. Bu kritik frekans değerinde, devre empedansı minimum değerine ulaşmakta ve güç transferi maksimize

olmaktadır. Rezonans açısal frekansı  $\omega_0$  ve rezonans frekansı  $f_0$  arasındaki ilişki Denklem (4.1) ve Denklem (4.2) ile ifade edilmektedir:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.12)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.2)$$

Burada  $L$  rezonans indüktansını,  $C$  rezonans kapasitansını,  $\omega_0$  rezonans açısal frekansını (rad/s) ve  $f_0$  rezonans frekansını (Hz) temsil etmektedir.

Rezonans devresinin performansını karakterize eden en temel parametrelerden biri kalite faktörüdür (Q-faktör). Kalite faktörü, rezonans devresinde depolanan enerji ile bir periyot boyunca kayıp edilen enerji arasındaki oranı ifade etmekte ve devrenin seçicilik özelliğini belirlemektedir [126]. Matematiksel olarak kalite faktörü Denklem (4.3) ile ifade edilmektedir.

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} = \left(\frac{1}{R}\right) \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.3)$$

Bu denklemde  $R$ , devrenin toplam seri direncini temsil etmektedir. Yüksek  $Q$  değeri, devrenin düşük kayıplı olduğunu ve keskin rezonans karakteristiğine sahip olduğunu göstermektedir. WPT sistemlerinin tasarımında,  $Q$  değerleri tipik olarak 5 ile 20 arasında seçilmekte olup, bu aralık verimlilik ve bant genişliği arasında optimum dengeyi sağlamaktadır [127]. Kalite faktörü ile rezonans devresinin 3-dB bant genişliği (BW) arasındaki ilişki Denklem (4.4) ile ifade edilmektedir:

$$BW = \frac{f_0}{Q} \quad (4.4)$$

Bu ilişki, yüksek  $Q$  değerinin dar bant genişliğine karşılık geldiğini ve dolayısıyla frekans stabilitesinin önemini vurgulamaktadır. Dar bant genişliği, sistemin rezonans frekansı etrafında yüksek seçicilik göstermesini sağlarken, frekans kontrolünün hassasiyetini de artırmaktadır [128].

#### 4.1.3. Empedans Karakteri ve Frekans Tepkisi

Seri RLC devresinin toplam empedansı, frekansın fonksiyonu olarak kompleks düzlemde Denklem (4.5) ile ifade edilmektedir:

$$Z(j\omega) = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (4.5)$$

Empedansın büyüklüğü ve faz açısı sırasıyla Denklem (4.6) ve Denklem (4.7) ile verilir.

$$|Z(j\omega)| = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad (4.6)$$

$$\varphi(\omega) = \arctan\left(\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}\right) \quad (4.7)$$

Rezonans frekansında ( $\omega = \omega_0$ ), indüktif reaktans ( $\omega L$ ) ve kapasitif reaktans ( $1/(\omega C)$ ) birbirini tam olarak kompanze etmekte ve empedans minimum değerine ulaşmaktadır.

$$Z(j\omega_0) = R \quad (4.8)$$

Bu kritik noktada devre Denklem (4.8)'de görüleceği üzere tamamen rezistif davranış sergilemekte ve faz açısı sıfır olmaktadır ( $\varphi = 0^\circ$ ). Akım ve gerilimin faz uyumu, maksimum güç transferini sağlamakta ve reaktif güç akışı minimize olmaktadır.

Normalize edilmiş frekans kavramının ( $\omega_n = \omega/\omega_0$ ) Denklem (4.9) ile tanıtılmasıyla, empedans ifadesi daha genel bir forma dönüştürülebilmektedir:

$$\frac{Z(j\omega)}{R} = 1 + jQ\left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right) \quad (4.9)$$

Bu normalize edilmiş ifade, empedansın frekansa ve kalite faktörüne bağlılığını daha açık bir şekilde ortaya koymakta ve farklı rezonans devrelerinin karşılaştırılmasını kolaylaştırmaktadır. Farklı Q değerleri için normalize edilmiş empedans ve faz açısının frekansa göre değişimi, rezonans devresinin seçicilik karakteristiğini ve frekans tepkisini belirlemektedir [129].

#### 4.1.4. Akım ve Gerilim İlişkisi

Seri rezonans devresine sinüzoidal bir gerilim  $V(t) = V_0 \sin(\omega t)$  uygulandığında, devreden geçen akımın frekans domenindeki ifadesi Denklem (4.10) ile verilebilir.

$$I(j\omega) = \frac{V(j\omega)}{Z(j\omega)} = \frac{V_0}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \quad (4.10)$$

Akımın etkin değeri Denklem (4.11)'de gösterildiği gibi olur.

$$I_{rms} = \frac{V_{rms}}{|Z(j\omega)|} = \frac{V_{rms}}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (4.11)$$

Rezonans frekansında akım maksimum değerine ulaşmakta ve Denklem (4.12)'de görüldüğü üzere yalnızca direnç tarafından sınırlandırılmaktadır:

$$I_{max} = I_{rms(\omega_0)} = \frac{V_{rms}}{R} \quad (4.12)$$

Bobin ve kondansatör üzerindeki gerilimler, frekans domeninde Denklem (4.13) ve Denklem (4.14) ile tanımlanır.

$$V_{L(j\omega)} = j\omega L \cdot I(j\omega) \quad (4.13)$$

$$V_{C(j\omega)} = \left(\frac{1}{j\omega C}\right) \cdot I(j\omega) \quad (4.14)$$

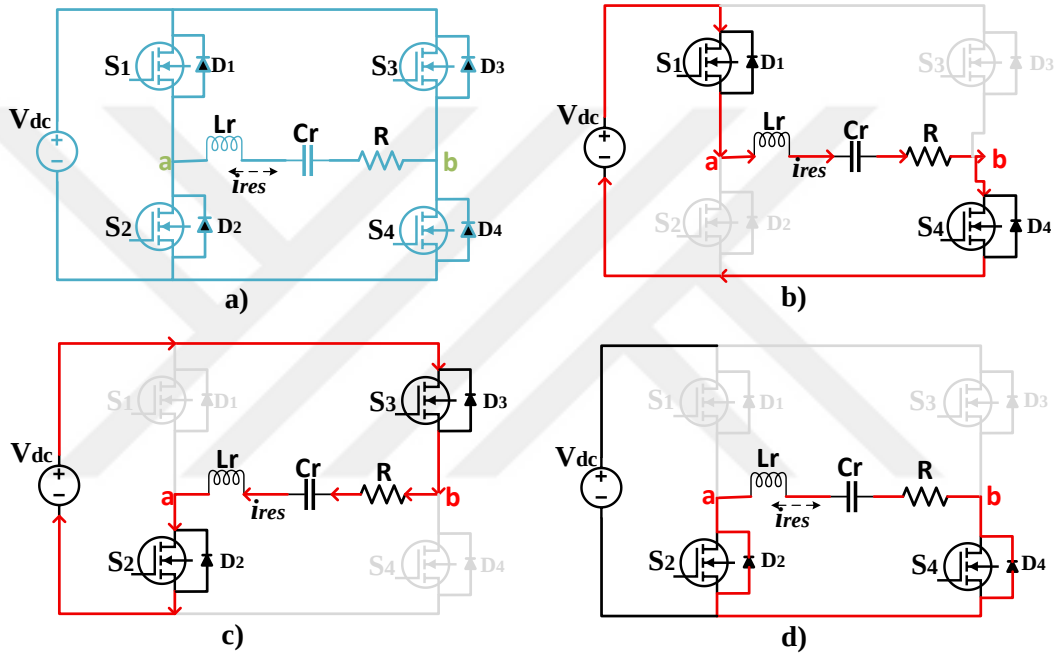
Rezonans frekansında bu gerilimlerin büyüklükleri Denklem (4.15) ile verilir.

$$|V_L| = |V_C| = \omega_0 L \cdot I_{max} = Q \cdot V_{rms} \quad (4.15)$$

Denklem (4.15), rezonans devresinde reaktif elemanlar üzerindeki gerilimlerin giriş geriliminin Q katına ulaşabileceğini göstermektedir. Bu gerilim yükseltme etkisi, eleman seçiminde ve yalıtım tasarımında kritik bir faktör olarak dikkate alınmalıdır. Özellikle yüksek Q değerlerinde, kompanzasyon kondansatörleri üzerindeki gerilim stresi önemli seviyelere ulaşabilmekte ve bu durum uygun gerilim sınıfına sahip komponentlerin seçimini gerektirmektedir [130].

## 4.2. Tam Köprü Seri Rezonans Evirici

WPT sistemlerinde yaygın olarak kullanılan evirici topolojilerinden biri olan tam köprü (full-bridge) yapısı, yüksek güç uygulamalarında tercih edilmektedir. Devre modeli ve çalışma modları Şekil 4.1’de gösterilen tam köprü seri rezonans evirici, dört adet güç anahtarı (genellikle MOSFET veya IGBT) ve seri rezonans tankından oluşmaktadır [131].

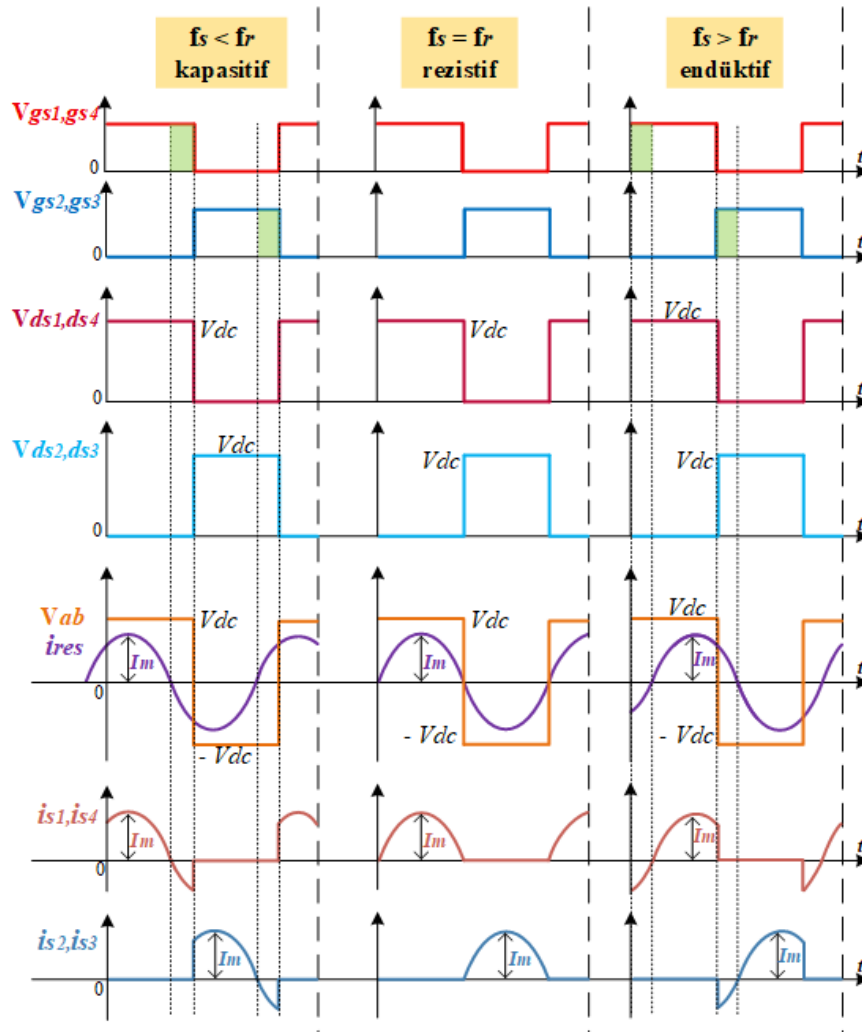


Şekil 4.1 Tam köprü seri rezonans inverter ve anahtarlama modları a) eşdeğer devre b) Mod I c) Mod II d) Mod III

Devrenin 3 farklı çalışma modu bulunmaktadır. İlk modda  $S_1$  ve  $S_4$  anahtarları iletimdeyken, çıkışta  $V_{DC}$  gerilimi elde edilir. İkinci modda  $S_2$  ve  $S_3$  anahtarları iletimdeyken, çıkışta  $-V_{DC}$  gerilimi elde edilir. Üçüncü ve son modda ise  $S_2$  ve  $S_4$  anahtarları iletimdedir ve giriş-çıkış arasında bir bağlantı olmadığı için çıkış sıfırdır. Bu modda akım,  $S_2$  ve  $S_4$  anahtarlarına bağlı olan  $D_2$  ve  $D_4$  diyotları üzerinden sönmülenerak devreyi tamamlar [44]. Rezonans elemanlarının depo ettiği enerji, etkin direnç üzerinden harcanır. Bu yüzden akım sönümlü salınım şeklindedir. Akımın sönümlü salınım şeklinde kalması kalite faktörünün yeterince büyük seçilmesine bağlıdır. [39]

Eviricinin gerilim ve akım dalga formları Şekil 4.2’de gösterilmiştir. İncelenen  $S_1$  ve  $S_2$  anahtarları, anahtarlama frekansı  $f_s$ ’de uygulanan, üst üste binmeyen kapı gerilimleri  $V_{gs1}$  ve  $V_{gs2}$  ile sürülmektedir.

Rezonans frekansını temsil eden  $f_r$  değerinin altında ( $f_s < f_r$ ) veya üstünde ( $f_s > f_s$ ) çalışıldığında, her bir MOSFET’in, anahtar akımının negatif olduğu zaman aralığında (yeşil gölgeli bölge), sırasıyla kapalı ya da iletimde olması gerekmektedir. Bu zaman aralığında anahtar akımı, antiparalel diyot üzerinden akabilmektedir [116].



Şekil 4.2  $f_s < f_r$ ,  $f_s = f_r$  ve  $f_s > f_r$  için tam köprü SRI'daki gerilim ve akım dalga biçimleri

Anahtarlama frekansının rezonans frekansının altına düşmesi durumunda rezonans tank devresi kapasitif bir davranış sergiler. Buna karşılık anahtarlama frekansı rezonans frekansını aştığında devre endüktif karakter gösterir. Bu değişim,

yumuşak anahtarlama koşullarının dışına çıktığını gösterir ve buna bağlı olarak kayıpların artmasına ve verimin düşmesine yol açar.

Anahtarlamanın rezonans frekansında gerçekleştirilmesi durumunda ise rezonans tankının empedansı sıfıra düşer ve rezonans akımı maksimum değerine ulaşır. Rezonans elemanlarında depolanan enerji, etkin direnç tarafından tüketilir ve bu durum sönümlü bir salınım akımının oluşmasına neden olur. Bu akım formunun korunabilmesi, yeterli büyüklükte bir kalite faktörünün seçilmesine bağlıdır [116].

İnverter çıkış gerilimi  $V_{ab}$ ,  $+V_{DC}$  ve  $-V_{DC}$  değerleri arasında kare dalga formunda değişmektedir. Kare dalga gerilimin Fourier serisi açılımı kullanılarak harmonik içeriği Denklem (4.16) ile analiz edilebilmektedir:

$$v_{ab(t)} = \frac{\sum_{n=1,3,5,\dots,\infty} (4V_{DC})}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (4.16)$$

Yüksek kalite faktörüne sahip rezonans devrelerinde, yüksek mertebeden harmonikler rezonans tankı tarafından etkin bir şekilde süzülmemekte ve sadece temel harmonik bileşen önem kazanmaktadır. Temel harmonik genliği Denklem (4.17) ile verilir.

$$V_1 = \frac{4V_{DC}}{\pi} \approx 1,273V_{DC} \quad (4.17)$$

Temel harmonik yaklaşımı (First Harmonic Approximation - FHA) metodolojisi kullanılarak, evirici Denklem (4.18)'deki gibi çıkışı sinüzoidal bir gerilim kaynağı olarak modellenenilmekte ve analiz basitleştirilebilmektedir [116]:

$$v_{(ab,1)(t)} = \frac{4V_{DC}}{\pi} \sin(\omega t) \quad (4.18)$$

#### 4.2.1. Matematiksel Modelleme ve Transfer Fonksiyonu Analizi

Tam köprü seri rezonans invertörün detaylı analizi için eşdeğer devre modeli kullanılmaktadır. Bu modelde  $V_{DC}$  DC bara gerilimini,  $L_r$  rezonans bobinini,  $C_r$  rezonans kondansatörünü,  $R_{eq}$  yükün AC eşdeğer direncini ve  $i_r(t)$  rezonans akımını temsil etmektedir. Kirchhoff gerilim kanununun uygulanmasıyla rezonans tankı için diferansiyel Denklem (4.19) elde edilir.

$$v_{ab}(t) = L_r \frac{di_r}{dt} + \left( \frac{1}{C_r} \right) \int i_r dt + R_{eq} i_r \quad (4.19)$$

Laplace dönüşümünün uygulanmasıyla denklem (4.20) sağlanır

$$V_{ab}(s) = I_r(s) \left[ sL_r + \frac{1}{sC_r} + R_{eq} \right] \quad (4.20)$$

Frekans domeninde akım ifadesi Denklem (4.21) ile ifade edilir.

$$I_r(j\omega) = \frac{V_{ab}(j\omega)}{\left[ j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r} + R_{eq} \right]} \quad (4.21)$$

Temel harmonik yaklaşımı kullanılarak kararlı durum akımının etkin değeri Denklem (4.22) ile verilir.

$$I_{rms} = \frac{\frac{V_1}{\sqrt{2}}}{\sqrt{\left[ R_{eq}^2 + \left( \omega L_r - \frac{1}{\omega C_r} \right)^2 \right]}} \quad (4.22)$$

Kare dalga gerilimin temel harmonik genliği yerine konulduğunda Denklem (4.23) elde edilir.

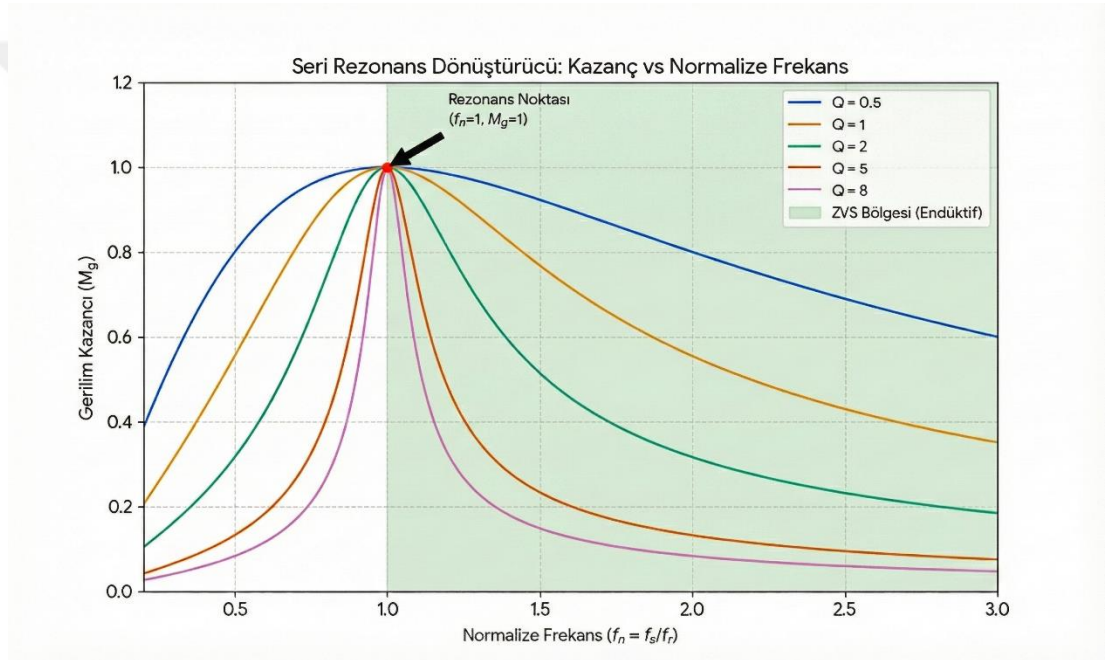
$$I_{rms} = \frac{2\sqrt{2}V_{DC}}{\pi \sqrt{\left[ R_{eq}^2 + \left( \omega L_r - \frac{1}{\omega C_r} \right)^2 \right]}} \quad (4.23)$$

#### 4.2.2. Normalize Edilmiş Kazanç ve Güç Analizi

Evirici performansının sistematik analizi için normalize edilmiş parametreler tanımlanmaktadır. Normalize edilmiş frekans  $f_n = f/f_0 = \omega/\omega_0$  ve karakteristik empedans  $Z_0 = \sqrt{L_r/C_r}$  kavramları, sistemin genelleştirilmiş analizini mümkün kılmaktadır. Normalize edilmiş yük direnci  $R_n = R_{eq}/Z_0$  olarak tanımlandığında, gerilim kazancı Denklem (4.24) ifade edilir.

$$M = \frac{V_{out}}{V_{DC}} = \frac{R_n}{\sqrt{\left[ R_n^2 + \left( f_n - \frac{1}{f_n} \right)^2 \right]}} \quad (4.24)$$

Bu ifade, farklı yük değerleri için gerilim kazancının normalize edilmiş frekansa göre değişimini karakterize etmektedir ve Şekil 4.3 ile gösterilmektedir. Rezonans frekansında ( $f_n = 1$ ) maksimum kazanç elde edilmekte ve bu değer yük direncine bağlı olmaktadır.



Şekil 4.3 Gerilim kazancının normalize frekansa göre değişimi

Evirici çıkış gücü, akımın karesi ile yük direncinin çarpımı olarak Denklem (4.25) ile tanımlanabilir.

$$P_{out} = I_{rms}^2 R_{eq} = \frac{8V_{DC}^2 R_{eq}}{\pi^2 \left[ R_{eq}^2 + \left( \omega L_r - \frac{1}{\omega C_r} \right)^2 \right]} \quad (4.25)$$

Rezonans frekansında ise maksimum çıkış gücü Denklem (4.26)'ya dönüşür.

$$P_{out,max} = \frac{8V_{DC}^2}{\pi^2 R_{eq}} \quad (4.26)$$

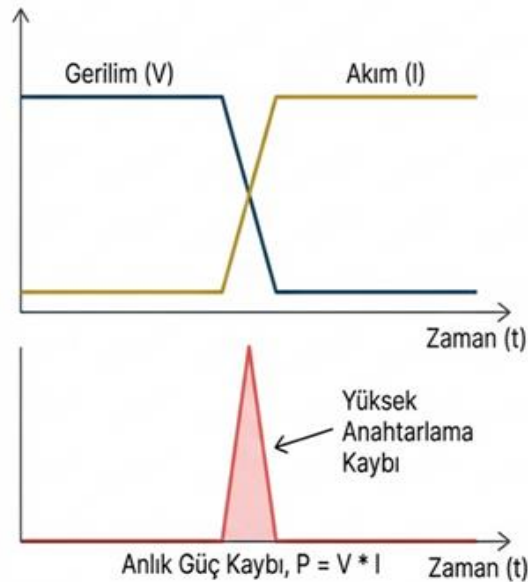
İnverter verimi, çıkış gücü ile anahtarlama ve iletim kayıplarının toplamının oranı olarak Denklem (4.27) ile hesaplanmaktadır:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{sw} + P_{cond}} \quad (4.13)$$

Burada  $P_{sw}$  anahtarlama kayıplarını ve  $P_{cond}$  iletim kayıplarını temsil etmektedir. Yumuşak anahtarlama koşullarının sağlanmasıyla  $P_{sw}$  terimi önemli ölçüde azaltılabilmekte ve yüksek verimlilik elde edilebilmektedir.

### 4.3. Yumuşak Anahtarlama

Geleneksel güç dönüştürücülerinde kullanılan sert anahtarlama yaklaşımında, yarı iletken anahtarların iletim ve kesim geçişleri sırasında gerilim ve akım dalga şekillerinin örtüşmesi kaçınılmazdır. Bu durum Şekil 4.4'te gösterilmiştir ve anahtarlama frekansı arttıkça belirginleşen güç kayıplarına, yarı iletkenler üzerinde yüksek anlık elektriksel ve termal strese ve elektromanyetik girişim seviyelerinin yükselmesine yol açmaktadır.



Şekil 4.4 Sert anahtarlama anında gerilim-akım ve güç kaybı grafikleri

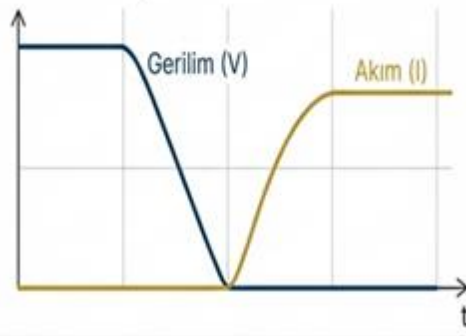
Bu kısıtların aşılabilmesi amacıyla geliştirilen yumuşak anahtarlama teknikleri, rezonans karakterli LC devrelerin kullanımıyla anahtarlama geçişlerinin akımın veya gerilimin sıfıra yakın olduğu anlarda gerçekleştirilmesini sağlayarak anahtarlama

kayıplarını önemli ölçüde azaltmayı ve yüksek frekanslarda dahi verimli çalışmayı mümkün kılmayı hedeflemektedir.

Ayrıca yüksek güç yoğunluklu enerji dönüşüm sistemlerinde, parazitik elemanların (MOSFET çıkış kapasitansları  $C_{oss}$ , transformator kaçak endüktansları  $L_k$ ) etkileri de anahtarlama frekansının artmasıyla birlikte baskın hale gelir. Tam köprü seri rezonans inverter topolojisinde, tüm bu etkilerin yönetimi "Yumuşak Anahtarlama" (Soft-Switching) teknikleri ile sağlanır.

#### 4.3.1. Sıfır Gerilim Anahtarlama (ZVS)

Sıfır gerilim anahtarlama (Zero Voltage Switching - ZVS), Şekil 4.5'te gösterildiği gibi, güç anahtarının drain-source gerilimi sıfır olduğunda anahtarın açılması prensibine dayanmaktadır. Bu teknik, özellikle MOSFET anahtarlarda önemli avantajlar sağlamakta ve anahtarın çıkış kapasitansında depolanan enerjinin boşaltılmasını gerektirmektedir [132]. ZVS koşulunun sağlanması için, anahtarlama anından önce anahtarın paralel kapasitansı tam olarak boşaltılmalıdır. Bu durum, genellikle rezonans tankı akımının yönünü değiştirmesiyle gerçekleşmektedir.



Şekil 4.5 Yumuşak anahtarlama anında gerilim-akım grafiği

ZVS, anahtar iletme geçmeden önce, anahtar uçlarındaki gerilimin ( $V_{ds}$ ) harici bir devre elemanı (genellikle rezonans tankı akımı) tarafından sıfıra çekilmesi prensibine dayanır. SRC için bu durum, normalize frekansın  $f_n > 1$  olduğu endüktif bölgede mümkündür.

ZVS geçişinin başarısı veya başarısızlığı, teorik olarak ölü zaman ( $t_{dead}$ ) aralığındaki yük değişimi dinamiklerine bağlıdır. Anahtarların kapalı olduğu bu aralıkta, rezonans tankı bir akım kaynağı gibi davranarak köprü bacaklarının orta noktasındaki eşdeğer kapasitansı ( $C_{eq} = 2C_{oss}$ ) şarj/deşarj eder.

Bu aralıkta rezonans akımı  $i_r(t)$  yaklaşık olarak sabit kabul edilirse ( $I_{off}$ ),  $C_{oss}$  üzerindeki gerilim değişimi diferansiyel olarak Denklem (4.28) ile ifade edilir [133].

$$C_{eq} \frac{dv_{Coss}(t)}{dt} = i_r(t) \approx I_{off} \quad (4.28)$$

Buradan, ZVS'in sağlanabilmesi için gerekli olan minimum ölü zaman süresi Denklem (4.29) ile türetilir.

$$t_{dead} \geq \frac{2C_{oss}V_{in}}{I_{off}} \quad (4.29)$$

Sıfır gerilimde anahtarlamının garantilenmesi için sadece akım yönünün uygun olması ( $\phi > 0$ ) yeterli değildir; tank devresinde depolanan enerjinin, parazitik kapasitansları  $V_{in}$  seviyesinden 0'a indirmeye yetecek büyüklükte olması gerekir.

Rezonans tankının endüktif enerjisi ile kapasitif enerji arasındaki eşitsizlik Denklem (4.30) ile formüle edilir [134]

$$\frac{1}{2}(L_r + L_m)I_{off}^2 \geq \sum_{k=1}^4 \left( \frac{1}{2} C_{oss,k} V_{in}^2 \right) + \frac{1}{2} C_{tr} V_{tr}^2 \quad (4.30)$$

Burada  $I_{off}$ , anahtarın kesime gittiği andaki (turn-off) rezonans akımıdır. Seri rezonans tank endüktansı  $L_r$ , sargılar arasındaki parazitik kapasitans  $C_{tr}$  ve üzerindeki gerilim ise  $V_{tr}$  olarak tanımlanmıştır. Seri rezonans eviricide  $L_m$  (mıknatıslama endüktansı) genellikle çok büyük olduğu için akıma katkısı ihmal edilir, bu da hafif yüklerde ZVS kaybı yaşamasına neden olan temel faktördür.  $F=1$  rezonans noktasından uzaklaştıkça (daha yüksek frekans), tank empedansı artar ve  $I_{off}$  akımı azalır, bu da ZVS aralığını sınırlar.

#### 4.3.2. Sıfır Akım Anahtarlama (ZCS)

Normalize frekansın  $F < 1$  olduğu bölgede, rezonans tankı kapasitif özellik gösterir. Bu durumda akım gerilimin önündedir. Ancak, modern SiC ve GaN MOSFET tabanlı yüksek frekanslı uygulamalarda ZCS bölgesi genellikle tercih edilmez. Bunun matematiksel nedeni, Sert İletime Geçme (Hard Turn-On) kaybıdır. Kapasitif modda, karşı bacak diyodu (anti-paralel diode) akımı taşıırken, ana anahtar

ilettime girmeye zorlanır. Bu durum, diyodun ters toparlanma yükü ( $Q_{rr}$ ) nedeniyle devasa bir akım sıçramasına ( $di/dt$ ) yol açar [135].

Bu kayıp mekanizması Denklem (4.31) ile modellenir.

$$P_{on(loss)} = f_s \cdot \left( \frac{1}{2} C_{oss} V_{in}^2 + Q_{rr} V_{in} \right) \quad (4.31)$$

#### 4.4.Darbe Yoğunluk Modülasyonu (PDM) Kontrol Yöntemi

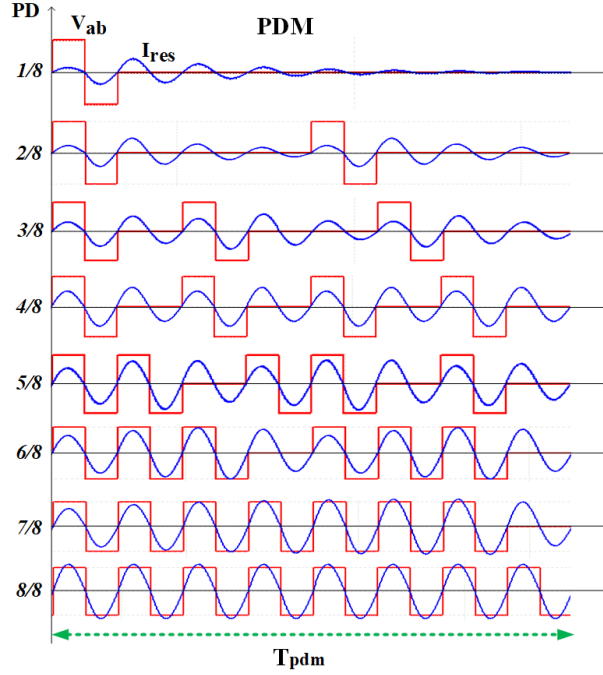
Darbe Yoğunluğu Modülasyonu (Pulse Density Modulation - PDM), yüksek frekanslı rezonans inverterlerde anahtarlama kayıplarını minimize etmek ve geniş yük aralığında yüksek verimlilik sağlamak amacıyla geliştirilmiş ileri bir kontrol stratejisidir. PDM yönteminde çıkış gücü, anahtarlama frekansı veya görev döngüsü (duty cycle) değiştirilmeden, belirli bir zaman aralığındaki aktif anahtarlama periyotlarının yoğunluğu (sıklığı) değiştirilerek kontrol edilir [136].

##### 4.4.1. Düzensiz (Irregular) PDM

PDM, periyot içindeki kontrol darbelerinin dağılımına göre düzenli ve düzensiz olmak üzere iki gruba ayrılır. Düzenli PDM kontrol tekniğinde, kontrol darbeleri düzenli bir sırada dağıtılır ve darbelerin dağılımı basittir. Düzensiz PDM kontrol tekniğinde, kontrol darbeleri düzensiz bir sıradadır, ancak akım periyot içinde eşit olarak dağıtılır ve akım bir sonraki darbeye kadar sifıra indirilmemeye çalışılır [33]

Bu teknikte, daha yüksek tepe akımlarının/gerilim streslerinin oluşması engellenir. Bu durumda daha düşük değerli rezonans kondansatörü ve güç anahtarlarının kullanılması sağlanarak sistemin maliyeti düşürülür. Aynı zamanda düzensiz PDM kontrol tekniği ile düşük frekanslı harmoniklerin genliği azaltılır. [33]

Bu çalışmada kullanılan  $N = 8$  düzensiz PDM anahtarlama döngüleri Şekil 4.6'da gösterilmiş ve sonraki bölümlerde de düzensiz PDM tanımı, kullanım kolaylığı sağlaması açısından sadece PDM olarak ifade edilmiştir.



Şekil 4.6 N=8 için düzensiz PDM darbe ve akım dalga biçimleri

#### 4.4.2. Çalışma Prensipleri

PDM kontrol yönteminin temel prensibi, inverter çıkış geriliminin etkin değerini, belirli bir kontrol periyodu içerisinde aktif ve pasif modların oranını değiştirerek ayarlamaktır. İnverter iki temel modda çalışır:

- *Aktif Mod:* İnverter, yüke enerji transfer eder. Çıkış gerilimi kare dalga formundadır ve genliği  $V_{dc}$  'dir. Bu modda, tam köprü inverterin dört anahtarı yaklaşık %50 görev döngüsü (duty cycle) ile çalıştırılır.
- *Pasif Mod:* İnverter çıkış gerilimi sıfırdır ve yüke enerji transferi olmaz. Bu modda, akım ters paralel diyotlar üzerinden akar.

Darbe yoğunluğu PD, belirli bir kontrol periyodu  $T_{pdm}$  içerisinde aktif modun toplam süresinin  $T_{on}$  kontrol periyoduna oranı olarak Denklem (4.32) ile tanımlanır.

$$PD = \frac{T_{on}}{T_{pdm}} \quad (4.32)$$

Burada  $0 \leq PD \leq 1$  aralığındadır. İnverter çıkış geriliminin RMS değeri Denklem (4.33)'te gösterildiği gibi, darbe yoğunluğu ile doğru orantılıdır.

$$V_{ab,rms} = \frac{2\sqrt{2}V_{dc}}{\pi \cdot PD} = \frac{2\sqrt{2}V_{dc}}{\pi \left( \frac{T_{on}}{T_{pdm}} \right)} \quad (4.33)$$

Çıkış gücü ise Denklem (4.34) ile hesaplanır (Yüksek Q varsayımıyla).

$$P_{out} = \frac{V_{ab,rms}^2}{Z_{eq}} = \frac{8V_{dc}^2}{\pi^2 Z_{eq}} (PD)^2 = P_{max} (PD)^2 \quad (4.34)$$

Burada  $P_{max}$ ,  $PD = 1$  için maksimum çıkış gücüdür.

PDM kontrollü eviricide seri rezonans devre tankı için gerilim ifadesi Denklem (4.35) ile verilebilir.

$$V_o \sin(\omega_o t) = L \frac{di_o}{dt} + \left( \frac{1}{C} \right) \int i_o dt + R i_o \quad (4.35)$$

Kalite faktörü  $Q \gg 1$  varsayımı altında çıkış akımı Denklem (4.36) ile gösterilir.

$$i_{o(t)} = i_E \sin(\omega_o t - \varphi) \quad (4.36)$$

PDM kontrol periyodunda akımın zarf fonksiyonu  $i_E(t)$ , birinci dereceden bir yanıt gösterir. Zaman sabiti ve akım zarfı sırasıyla Denklem(4.37) ve (4.38) ile verilir

$$\tau = \frac{2L}{R} = \frac{2Q}{\omega_o} \quad (4.37)$$

$$i_E(t) = \begin{cases} I_{max} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + i_E(0) e^{-\frac{t}{\tau}} & 0 \leq t \leq T_{on} \\ i_E(T_{on}) e^{-\frac{t-T_{on}}{\tau}} + I_{min} \left( 1 - e^{-\frac{t-T_{on}}{\tau}} \right) & T_{on} \leq t \leq T_{pdm} \end{cases} \quad (4.38)$$

Burada:

- $I_{max}$ : Aktif mod (PD=1) için maksimum akım
- $I_{min}$ : Pasif mod (PD=0) için minimum akım

Başlangıç koşulları Denklem (4.39) ve (4.40) ile verilir.

$$i_E(0) = \frac{I_{max} \left( e^{-\frac{T_{pdm}-T_{on}}{\tau}} - e^{-\frac{T_{pdm}}{\tau}} \right) + I_{min} \left( 1 - e^{-\frac{T_{pdm}-T_{on}}{\tau}} \right)}{1 - e^{-\frac{T_{pdm}}{\tau}}} \quad (4.39)$$

$$i_E(T_{on}) = \frac{I_{max} \left( 1 - e^{-\frac{T_{on}}{\tau}} \right) + I_{min} \left( e^{-\frac{T_{on}}{\tau}} - e^{-\frac{T_{pdm}}{\tau}} \right)}{1 - e^{-\frac{T_{pdm}}{\tau}}} \quad (4.40)$$

Limit durumlar;

- $\tau \rightarrow \infty$  için (yüksek Q) akım zarfı Denklem (4.41) ile ifaden edilebilir ve bu durumda akım genliği darbe yoğunluğu ile doğru orantılıdır.

$$i_E = \frac{(I_{max}T_{on} + I_{min}(T_{pdm} - T_{on}))}{T_{pdm}} \quad (4.14)$$

- $\tau \rightarrow 0$  için (düşük Q) akım zarfı Denklem (4.42) ile ifaden edilebilir ve bu durumda akım süreksiz hale gelir ve akım dalgalanması maksimum seviyededir.

$$i_E = \begin{cases} I_{max} & 0 \leq t \leq T_{on} \\ I_{min} & T_{on} \leq t \leq T_{pdm} \end{cases} \quad (4.15)$$

Böylece çıkış gücü Denklem (4.43) ile verilir.

$$P_{out} = \left( \frac{1}{T_{pdm}} \right) \int v_o(t) i_o(t) dt = \left( \frac{\cos \varphi}{(2 T_{pdm})} \right) \int V_o i_E(t) dt \quad (4.16)$$

Limit durumlar;

➤  $\tau \gg T_{pdm}$  için güç ifadesi Denklem (4.44)'e dönüşür.

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} P = \frac{\cos^2(\varphi)}{2R} \left[ \frac{(V_{max} - V_{min})T_{on} + V_{min}T_{pdm}}{T_{pdm}} \right]^2 \quad (4.17)$$

➤  $\tau \ll T_{pdm}$  için güç ifadesi Denklem (4.45)'e dönüşür.

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} P = \frac{\cos^2(\varphi)}{2R} \left[ \frac{V_{max}^2 T_{on} + V_{min}^2 (T_{pdm} - T_{on})}{T_{pdm}} \right] \quad (4.18)$$

PDM kontrollü inverterde çıkış akımının tepe-tepe dalgalanması ( $\Delta I$ ) ise Denklem (4.46) ile hesaplanabilir.

$$\begin{aligned} I &= i_E(T_{on}) - i_E(0) \\ &= \frac{(I_{max} - I_{min}) \left( 1 + e^{-\frac{T_{pdm}}{\tau}} - e^{-\frac{T_{on}}{\tau}} - e^{-\frac{T_{pdm} - T_{on}}{\tau}} \right)}{1 - e^{-\frac{T_{pdm}}{\tau}}} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Sıfır Gerilim Anahtarlama (ZVS) sağlamak için, anahtarların kapasitansı  $C_{oss}$ , akım sıfır geçişinden önce tam olarak şarj/deşarj edilmelidir. Bunun için gerekli faz açısı Denklem (4.47) ile hesaplanır.

$$\beta = \cos^{-1} \left( 1 - \frac{2\omega_s C_{oss} V_{dc}}{I_o} \right) \quad (4.20)$$

Burada  $I_o$  çıkış akımının genliğidir. Bu faz açısı, ölü zaman (dead time)  $t_d$  olarak Denklem (4.48)'deki gibi ayarlanır.

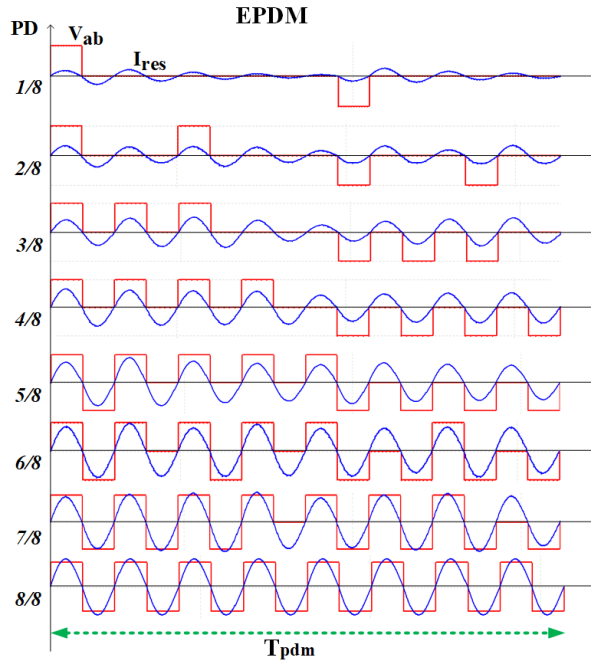
$$t_d = \frac{\beta}{\omega_s} \quad (4.21)$$

#### 4.4.3. Geliştirilmiş Darbe Yoğunluk Modülasyonu (EPDM)

Klasik PDM, rezonans dönüştürücü çıkış akımında büyük dalgalanmalara neden olabilir. Özellikle hafif yükte akım kesilebilir ve bu durum da ZVS'nin uygulanmasını zorlaştıracaktır. Ayrıca, çıkış akımı ciddi şekilde dalgalandığında rezonans frekans akımına ek olarak birçok başka frekans akım bileşeni de olacağından, sistemin enerji iletim verimliliği azalacaktır. [36]

Akım dalgalanmasının büyüklüğü, temel olarak sistem kalite faktörü ve PDM'nin darbe dağılımıyla yakından ilgilidir. Darbe dağılımının optimize edilmesine yönelik, geliştirilmiş bir PDM (EPDM) önerilmiştir. Buradaki fikir, bir anahtarlama çevrimini iki alt periyoda bölmek ve ardından yüke enerji ileten darbeleri eşit şekilde dağıtmaktır. [38]

Akım dalgalanmasını azaltmak için önerilen EPDM tekniğinde  $N=8$  için farklı darbe yoğunluğu sayılarına sahip rezonans dönüştürücünün çıkış gerilim ve akım dalga biçimleri Şekil 4.7'de gösterilmiştir. Söz konusu çalışmada EPDM'nin, geleneksel PDM'ye kıyasla tam yük aralığındaki akım dalgalanmasını büyük ölçüde azalttığı belirtilmektedir. [36]

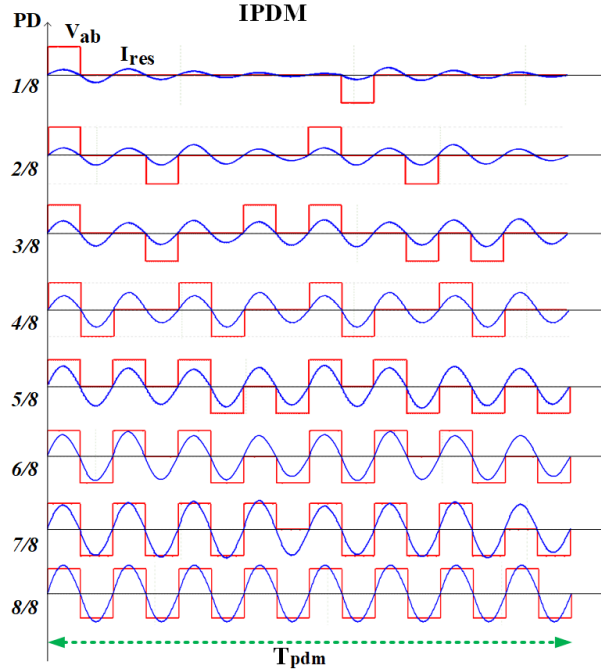


Şekil 4.7  $N=8$  için EPDM darbe ve akım dalga biçimleri

#### 4.4.4. İyileştirilmiş Darbe Yoğunluk Modülasyonu (IPDM)

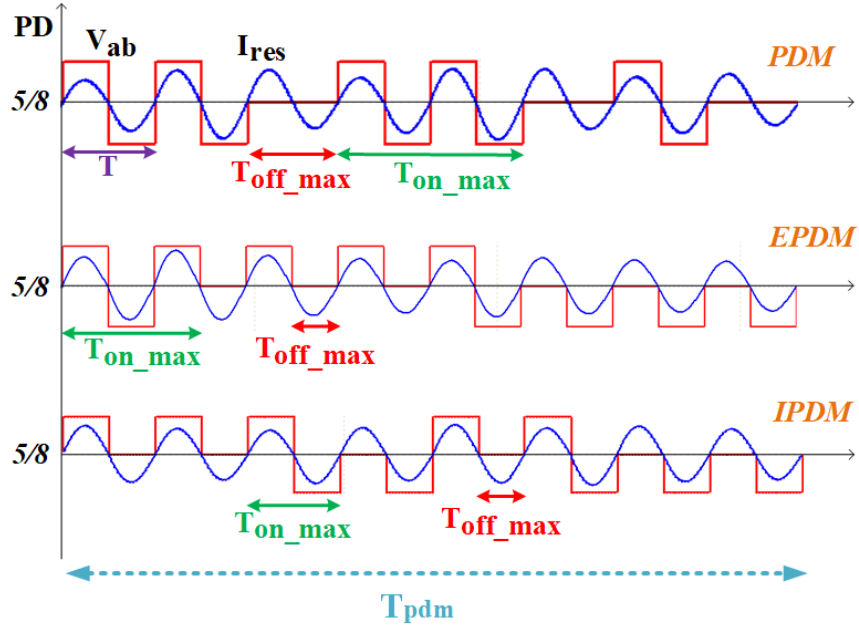
Literatürde yer alan bir diğer çalışmada ise evirici çıkış geriliminin sabit bir EPDM kontrol periyodunda bir DC bileşeni olacağı ve bunun, anahtarlama kayıpları ile iletim kayıplarının dengesizliğine neden olacağı belirtilmiştir [38]

Geleneksel PDM'yi daha da optimize etmek için söz konusu çalışmada geliştirilmiş bir PDM (IPDM) önerilmektedir. Bu yöntemde de EPDM tekniğindeki gibi bir PDM anahtarlama döngüsü iki anahtarlama döngüsüne bölünmüş ve ardından yüke enerji ileten darbeler tüm kontrol döngüsü boyunca eşit olarak dağıtılmıştır.  $N=8$  için farklı darbe yoğunluğu sayılarına sahip rezonans dönüştürücünün çıkış gerilim ve akım dalga biçimleri Şekil 4.8'de gösterilmiştir



Şekil 4.8  $N=8$  için IPDM darbe ve akım dalga biçimleri

Şekil 4.9, klasik PDM, EPDM ve IPDM kontrol yöntemlerinde  $N=8$  ve  $PD=0,625$  için eviricinin çıkış gerilimi ve akım dalga biçimlerini aynı grafikte göstermektedir.  $T_{on}$ , enerjinin sürekli olarak güç kaynağından yüke aktarıldığı süre olarak tanımlanır.  $T_{off}$ , güç kaynağının yüke enerji iletmediği zamanlar olarak ifade edilir.  $T_{on}$  süreleri arasında en uzun olanı yani maksimum  $T_{on}$  değeri  $T_{on\_max}$  olarak ve  $T_{off}$  süreleri arasında en uzun olanı yani maksimum  $T_{off}$  değeri de  $T_{off\_max}$  olarak tanımlanır.



Şekil 4.9 N=8 ve PD=0,625 için sırasıyla PDM, EPDM ve IPDM darbe ve akım dalga biçimleri

Burada hem  $T_{on\_max}$  hem de  $T_{off\_max}$  değerleri ne kadar küçük ise, anahtarlama darbelerinin de o kadar homojen dağıldığı söylenebilir. Anahtarlama dizisinin açıklamasını kolaylaştırmak için, "1", güç kaynağının yüke enerji ilettiği ve çıkış geriliminin pozitif olduğu bir anahtarlama darbesini ve "-1", yüke enerji iletilen ve çıkış geriliminin negatif olduğu bir darbeyi, son olarak "0", yüke aktarılan güç yani bir anahtarlama darbesinin olmadığını temsil eder.

Şekil 4.9'da gösterilen N= 8, PD=0,625 örneğini ele alacak olursak, PDM'nin anahtarlama sırası  $T_{on\_max} = 2T$  ve  $T_{off\_max} = T$  olmak üzere 1-11-1001-11-1001-100 olarak ifade edilebilir. EPDM'nin anahtarlama sırası,  $T_{on\_max} = 1,5T$  ve  $T_{off\_max} = 0,5T$  olmak üzere 1-11010101-10-10-10-1 olarak ifade edilebilir. Anahtarlama dizisi dağıtım ilkesine göre, IPDM'nin anahtarlama dizisi  $T_{on\_max} = T$  ve  $T_{off\_max} = 0,5T$  olmak üzere 10101-10-1101-10-10-1 olarak ifade edilebilir. Üç yöntem için de anahtarlama dizisini  $T_{on\_max}$  ve  $T_{off\_max}$  ile karşılaştırdığımızda, IPDM anahtarlama dizisi dağılımının daha düzgün olduğu söylenebilir [38]. Tüm darbe yoğunlukları için  $T_{on\_max}$  ve  $T_{off\_max}$  sürelerini gösteren karşılaştırma Tablo 4.1'de verilmiştir.

Tablo 4.1 PDM, EPDM ve IPDM için N=8’de  $T_{on\_max}$  ve  $T_{off\_max}$  değerleri

| PD    | PDM           |                | EPDM          |                | IPDM          |                |
|-------|---------------|----------------|---------------|----------------|---------------|----------------|
|       | $T_{on\_max}$ | $T_{off\_max}$ | $T_{on\_max}$ | $T_{off\_max}$ | $T_{on\_max}$ | $T_{off\_max}$ |
| 0,125 | T             | 7T             | 0,5T          | 4T             | 0,5T          | 4T             |
| 0,250 | T             | 3T             | 0,5T          | 2T             | 0,5T          | 2T             |
| 0,375 | T             | 2T             | 0,5T          | 2T             | 0,5T          | T              |
| 0,5   | T             | T              | 0,5T          | T              | T             | T              |
| 0,625 | 2T            | T              | 1,5T          | 0,5T           | T             | 0,5T           |
| 0,750 | 3T            | T              | 1,5T          | 0,5T           | 2T            | 0,5T           |
| 0,875 | 7T            | T              | 3,5T          | 0,5T           | 3,5T          | 0,5T           |

Tablo 4.1’de yer alan verilerin analizi, EPDM ve IPDM teknikleri tarafından üretilen darbe dağılımlarının karakteristik açıdan birbirine önemli ölçüde benzediğini ortaya koymaktadır. Bununla birlikte, çalışma noktasına bağlı olarak tekniklerin performanslarında nüanslar gözlemlenmektedir. Örneğin, PD değerinin 0,375 veya 0,625 olduğu spesifik çalışma koşullarında, IPDM yöntemi darbe dağılım performansı açısından daha üstün bir karakteristik sergilemektedir. Buna karşın, PD oranının 0,5 veya 0,75 olduğu durumlarda, EPDM tekniği –aradaki fark minör düzeyde kalsa da– daha dengeli ve homojen bir dağılım profili sunmaktadır. Bu durum, modülasyon tekniklerinin spektral performansının ve harmonik dağılımının seçilen PD oranına göre optimize edilmesi gerekliliğini işaret etmektedir.

Ayrıca, Sheng ve arkadaşlarının vurguladığı üzere [38], IPDM yöntemi çıkış gerilimi regülasyonunda daha yüksek bir hassasiyet sağlama avantajına sahiptir. Bu hassasiyet artışı, kontrol algoritmasının esnekliğinden kaynaklanmaktadır. Standart yöntemlerde döngü uzunluğu (N) genellikle sabit bir değerde (örneğin 8, 16 veya 32) tutulurken; IPDM tekniği, N değerinin 1 ile 8 arasında dinamik olarak değişmesine olanak tanır. Bu esneklik 22 farklı kademede güç kontrolü sağlar. Farklı N değerleri ve PD anahtarlama kombinasyonlarının bu şekilde hibrit kullanımı, kontrol çözünürlüğünü artırarak çıkış geriliminin referans değeri daha az hata ile takip edilmesini mümkün kılmaktadır.

Ancak bu çalışmada N=8 sabit olacak şekilde kontrol algoritması uygulanmış, bu koşullar altında PDM, EPDM ve IPDM yöntemleri karşılaştırılmıştır. Dinamik N değeri ile birlikte hibrit yaklaşımlar sonraki çalışmalara bırakılmıştır.

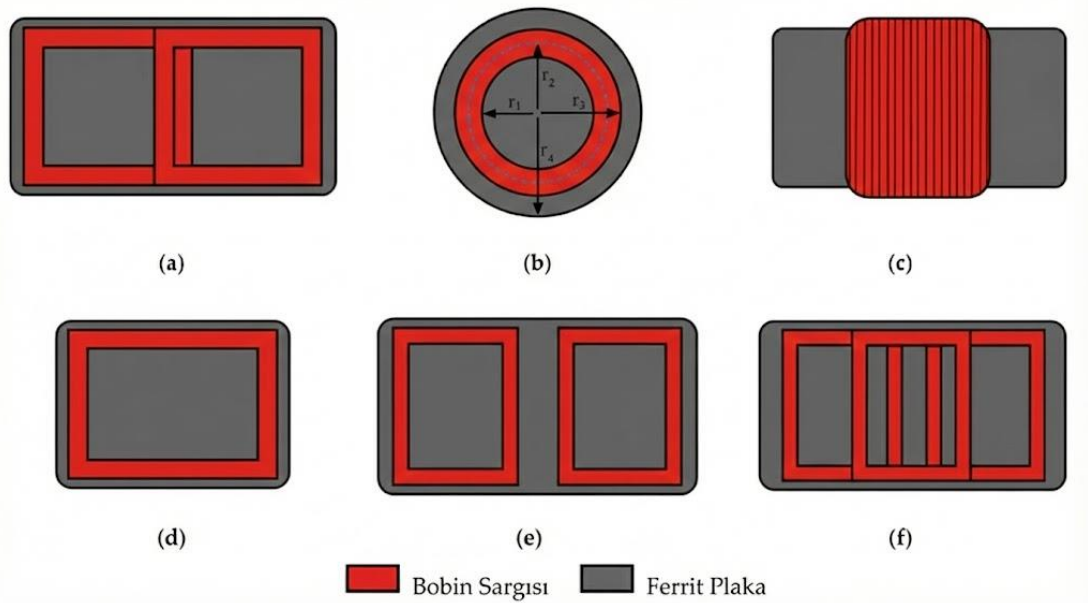
## 5. WPT İÇİN BOBİN TASARIMI

WPT sistemlerinde bobin tasarımı, sistem performansını doğrudan etkileyen en kritik unsurlardan biridir. Verici ve alıcı bobinler arasındaki manyetik kuplaj, güç aktarım verimliliğini, aktarılabilecek maksimum gücü ve sistem kararlılığını belirlemektedir. Elektrikli araç şarj uygulamalarında, bobinler arasındaki hava aralığının büyük olması, araç ile şarj platformu arasındaki hizalama hatalarının kaçınılmaz olması ve yüksek güç seviyeleri, bobin tasarımını daha da zorlaştırmaktadır [137].

Bobin tasarımında dikkate alınması gereken başlıca parametreler; bobin geometrisi, sarım sayısı, iletken kesiti, manyetik malzeme kullanımı, kalkan tasarımı, öz endüktans, karşılıklı endüktans ve kuplaj katsayısıdır. Bu parametreler arasındaki karmaşık ilişkiler nedeniyle, optimal bir bobin tasarımının gerçekleştirilmesi çok boyutlu bir optimizasyon problemi olarak karşımıza çıkmaktadır [138].

### 5.1. Kablosuz Güç Aktarımında Bobin Yapıları

WPT sistemlerinde kullanılan bobinler, yapısal özelliklerine göre iki ana kategoriye ayrılmaktadır: polarize olmayan (Non-Polarized Pads - NPPs) ve polarize (Polarized Pads - PPs) bobinler. Şekil 5.1’de ferrit ekranlı bobin yapıları gösterilmiştir.



Şekil 5.1 WPT sistemi için ferrit ekranlı bobin yapıları a) Bi-polar ped b) Dairesel bobin c) Solenoid bobin d) Kare bobin e) DD bobin f) DDQ bobin [139]

NPP'ler tek sargı yapısına sahip olup yalnızca dikey yöndeki manyetik akı bileşenlerini üretebilmektedir. Dairesel, kare, dikdörtgen, beşgen ve altıgen bobin yapıları bu kategoriye girmektedir. PP'ler ise çoklu sargı yapısına sahip olup (DD, DDQ ve bipolar gibi) hem paralel hem de dikey yöndeki manyetik akıları oluşturabilmektedir [140].

#### 5.1.1. Dairesel (Circular) Bobinler

Dairesel bobinler, simetrik manyetik alan dağılımları ve basit üretim süreçleri nedeniyle WPT uygulamalarında en yaygın kullanılan bobin geometrisidir. Bir dairese bobinin öz endüktansı, bobin yarıçapı, sarım sayısı ve iletken kesiti gibi geometrik parametrelere bağlıdır [141]. Dairesel bir bobinin öz endüktansı için Denklem (5.1) ile Wheeler formülü kullanılabilir:

$$L = \frac{\mu^0 N^2 r_{avg}^2}{8r_{avg} + 11w} \quad (5.1)$$

Burada:

- L: Öz endüktans (H)
- $\mu_0$ : Vakum geçirgenliği ( $4\pi \times 10^{-7}$  H/m)
- N: Sarım sayısı
- $r_{avg}$ : Ortalama yarıçap (m),  $r_{avg} = (r_{out} + r_{in})/2$
- w: Bobin genişliği (m),  $w = r_{out} - r_{in}$
- $r_{out}$ : Dış yarıçap (m)
- $r_{in}$ : İç yarıçap (m)

Dairesel bobinlerin en önemli avantajı, manyetik akının merkez bölgede yoğunlaşması ve açısal yönde simetrik dağılım göstermesidir. Bu özellik, bobinlerin eş-eksenli konumlandırıldığı durumlarda yüksek kuplaj katsayısı sağlamaktadır. Ancak, yanal hizalama hataları durumunda kuplaj katsayısındaki düşüş dikdörtgen bobinlere göre daha hızlı olmaktadır [92].

İki eş-eksenli dairese bobin arasındaki karşılıklı endüktans, Neumann integral formülü kullanılarak Denklem (5.2) ile hesaplanabilir:

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint \oint \frac{dl_1 \cdot dl_2}{R} \quad (5.2)$$

Burada  $dl_1$  ve  $dl_2$  birinci ve ikinci bobin üzerindeki çizgisel elemanlar, R ise bu elemanlar arasındaki mesafedir.

Dairesel bobinlerde akı yoğunluğu merkez bölgede maksimum değere ulaşmakta ve radyal yönde azalmaktadır. Deneysel çalışmalar, dairesel bobinlerin açısız hizalama hatalarında dikdörtgen bobinlere göre daha verimli olduğunu göstermektedir [140].

### 5.1.2. Dikdörtgen Bobinler

Dikdörtgen bobinler, geniş yüzey alanlarının kaplanması gereken uygulamalarda tercih edilmektedir. Elektrikli araç şarj platformlarında, aracın park ettiği dikdörtgen alanla uyumlu olmaları nedeniyle sıklıkla kullanılmaktadır [142].

Dikdörtgen bobinlerin öz endüktansı, Denklem (5.3)'te verilen Greenhouse formülü ile hesaplanabilir [142]:

$$L = \frac{\mu_0 N^2}{\pi} \times \left[ a \ln \left( \frac{2a}{w+t} \right) + b \ln \left( \frac{2b}{w+t} \right) - 2\sqrt{a^2 + b^2} + 2(a+b) - \frac{w}{2} - \frac{3t}{2} \right] \quad (5.3)$$

Burada:

- a: Dikdörtgenin kısa kenar uzunluğu (m)
- b: Dikdörtgenin uzun kenar uzunluğu (m)
- w: Sarım genişliği (m)
- t: İletken kalınlığı (m)

Dikdörtgen bobinlerin en önemli avantajı, yanal hizalama hatalarına karşı daha iyi tolerans göstermeleridir. Keskin köşe kenarları nedeniyle girdap akımları oluşmakta ve empedans ile endüktans değerleri artmaktadır. Ancak bu dezavantaja rağmen, dikdörtgen yapılar tam hizalı kenarlara sahip uygulamalar için uygundur [140].

### 5.1.3. DD ve DDQ Bobinler

Double-D (DD) bobin yapısı, iki kare veya dikdörtgen bobinin birleşmesinden oluşmaktadır. Bu bobin modeli yalnızca bir yönde akı üretebilmektedir. DD yapısının avantajı, kenar köşelerdeki sızıntı akısı miktarının düşük olması ve yatay ile dikey manyetik akıları kapsayabilmesidir. Bu özellik, dinamik ve sabit uygulamalarda verici

bobinler için uygun olmakta ve hizalama hatası durumunda daha iyi sonuçlar vermektedir [143].

DD bobininin öz endüktansı, iki dikdörtgen bobinin endüktanslarının toplamı ve aralarındaki karşılıklı endüktans kullanılarak Denklem (5.4) ile hesaplanabilir.

$$L_{DD} = L_1 + L_2 + 2M_{12} \quad (5.4)$$

Burada  $L_1$  ve  $L_2$  her bir D bobininin öz endüktansı,  $M_{12}$  ise aralarındaki karşılıklı endüktanstır.

Double-D Quadrature (DDQ) bobini, DD bobininin farklı bir versiyonudur ve dairesel bir bobin yapısının yaklaşık iki katı kadar manyetik akı üretebilmektedir. DD ve Q bobinleri birlikte kullanılarak yanal hizalama problemleri iyileştirilebilmektedir.

DDQ bobin yapısı, dört dairesel bobinin dikdörtgen bir bobin etrafında konumlandırılmasıyla tanımlanmaktadır ve tüm manyetik akı vektörü türlerini yakalayabilme yeteneği nedeniyle alıcı ped olarak tercih edilebilir [144], [145].

QDQ (Quadrature Double-D Quadrature) bobin yapısı, hizalama hatalarına karşı etkili olsa da düşük güç uygulamaları için uygundur [140].

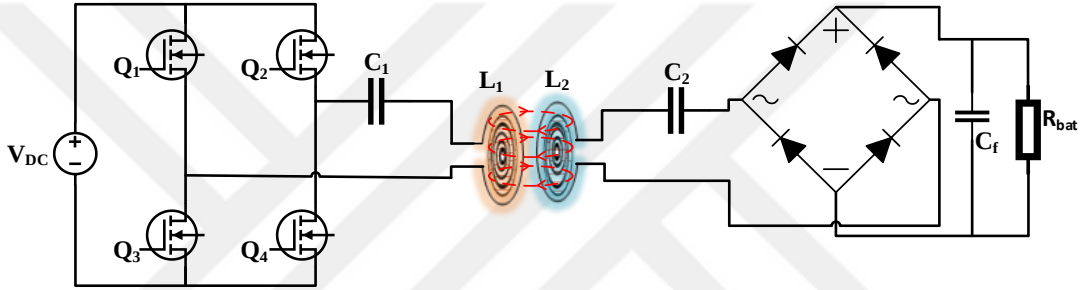
DD bobinlerinde, kenar köşelerde sızıntı akısı miktarı düşüktür ve yapı hem yatay hem de dikey manyetik akıları kapsayabilmektedir. Tablo 5.1'de farklı bobin geometrilerinin karşılaştırmalı özellikleri sunulmaktadır.

Tablo 5.1 Farklı Bobin Geometrilerinin Karşılaştırılması

| Bobin Tipi | Avantajlar                                                  | Dezavantajlar                                    | Uygulama Alanları                          |
|------------|-------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------|--------------------------------------------|
| Dairesel   | Simetrik alan dağılımı, Yüksek kuplaj (hızlı), Basit üretim | Hizalama hatalarına hassas, Düşük yanal tolerans | Tüketici elektroniği, EV şarj platformları |
| Dikdörtgen | Yüksek yanal tolerans, Geniş alan kapsama                   | Köşelerde girdap akımları, Artan empedans        | EV şarj platformları, Dinamik şarj         |
| DD         | Düşük sızıntı akısı, İyi hizalama toleransı                 | Karmaşık üretim                                  | EV statik/dinamik şarj                     |
| DDQ        | Çok yönlü akı yakalama, Yüksek kuplaj                       | Yüksek maliyet, Karmaşık yapı                    | EV alıcı sistemleri                        |

## 5.2.Endüktif Güç Aktarım Sistem Analizi

Elektrikli araçlar için kablosuz bir şarj cihazına ait endüktif güç aktarım (IPT) sisteminin devre şeması Şekil 5.2 ile gösterilmiştir. Şarj cihazının zemin tarafında bulunan bir evirici, yüksek frekansta kare dalga şeklinde gerilim üretir. Bu gerilim, verici bobine uygulanır. Kare dalga, zamanla değişen bir manyetik alan oluşturur. Bu manyetik alan, iki bobin arasındaki karşılıklı kuplaj nedeniyle araç tarafındaki bobinde bir gerilim indükler. İndüklenen gerilim doğrultularak, yükü (batarya grubunu) beslemek için kullanılır. [17].

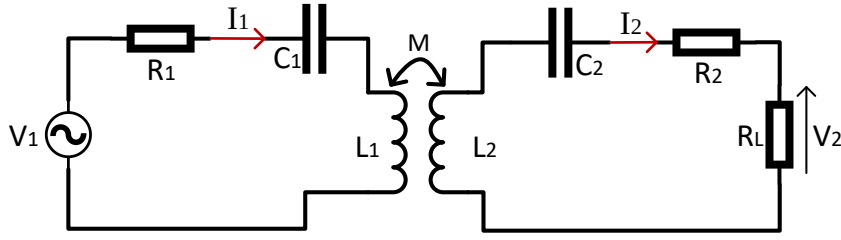


Şekil 5.2 Kablosuz güç aktarım sisteminin devre modeli

WPT sisteminin elektriksel analizi, Şekil 5.3'te gösterilen uygun bir eşdeğer devre modelinin türetilmesiyle sağlanır. Doğrultucu, filtre kondansatörü ( $C_f$ ) ve batarya ( $R_{bat}$ ), birincil taraftan görülen eşdeğer AC direnci ( $R_L$ ) ile değiştirilebilir ve bu direnç Denklem (5.6) kullanılarak hesaplanır. Bu modelde  $L, R, C, Z$  ve  $M$  sırasıyla endüktans, direnç, kapasitans, empedans ve karşılıklı endüktansı temsil eder. Verilen Denklemler (5.7),(5.8), (5.9) bağlamında, 1 alt simgesi birincil tarafı belirtirken,2 alt simgesi ikincil tarafı belirtmektedir.[146].

$$R_{bat} = \frac{V_{bat}^2}{P_{bat}} \quad (5.5)$$

$$R_L = \frac{8}{\pi^2} \cdot R_{bat} \quad (5.6)$$



Şekil 5.3 Seri-seri komoanzasyonlu WPT sisteminin eşdeğer devresi.

Seri-seri topolojisi için eşdeğer devre modeline göre, model için aşağıdaki tanım geçerlidir.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_1 & j\omega M \\ j\omega M & Z_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (5.8)$$

$$Z_2 = R_2 + R_L + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \quad (5.9)$$

Bu nedenle, eşdeğer devrenin verici ve alıcı tarafındaki akımların aşağıdaki Denklem (5.10)-(5.11) ile ifade edilebileceği sonucuna varılabilir.

$$I_1 = \frac{V_1 \cdot Z_2}{(\omega M)^2 + Z_1 \cdot Z_2} \quad (5.10)$$

$$I_2 = \frac{j\omega M V_2}{(\omega M)^2 + Z_1 \cdot Z_2} \quad (5.11)$$

Alıcı ve verici bobinlerinde indüklenen gerilimler, sırasıyla  $V_{2,ind}$  ve  $V_{1,ind}$  olarak adlandırılır ve Denklem (5.12)-(5.13)'de belirtildiği gibi iki bobin arasındaki karşılıklı endüktans açısından tanımlanır.

$$V_{2,ind} = j\omega M I_1 \quad (5.12)$$

$$V_{1,ind} = -j\omega M I_2 \quad (5.13)$$

$Z_r$  ile gösterilen yansıtılan empedans, Denklem (5.14) ile tanımlanabilir.

$$Z_r = \frac{-j\omega M I_2}{I_1} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} \quad (224)$$

Bu nedenle, birincil taraftan görülebilen empedans, Denklem (5.15) ile verilir

$$Z_{in} = Z_1 + Z_r, \quad Z_{in} = Z_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} \quad (5.15)$$

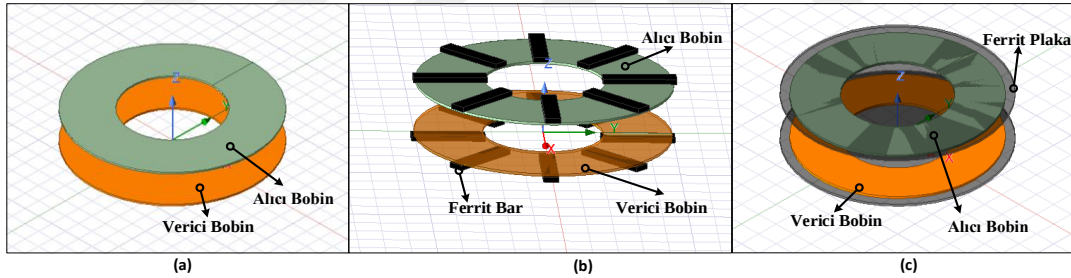
Rezonans frekansında,  $I_1$  ve güç aktarım verimliliği  $\eta$  sırasıyla Denklem (5.16)-(5.17) ile ifade edilebilir.

$$I_1 = \frac{V_1(R_2 + R_L)}{(\omega M)^2 + R_1(R_2 + R_L)} \quad (5.16)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{R_L I_2^2}{V_1 I_1} = \frac{R_L (\omega M)^2}{(R_2 + R_L) (R_1 (R_L + R_2) + (\omega M)^2)} \quad (5.17)$$

### 5.3. Kablosuz Güç Aktarımı için Dairesel Bobin Tasarımı

WPT sistemlerinde, bobin tasarımı yüksek verimlilik elde etmek için çok önemli bir adımdır. WPT alanında, dairesel ve dikdörtgen düzlemsel bobinler, WPT şarj cihazlarında kullanılan başlıca bobin mimarileri olarak ortaya çıkmıştır. Şekil 5.4'te gösterildiği gibi, kılavuz olarak dairesel bobin çifti modelleri sunulmuştur.



Şekil 5.4 Dairesel alıcı-verici bobin örnekleri a) çekirdeksiz bobin çifti b) ferrit çubuklu bobin çifti c) ferrit plakalı bobin çifti

Tablo 5.2'de gösterildiği gibi ferrit plaka konfigürasyonu üstün elektromanyetik performans sunmasına rağmen, pratik uygulama hususları nedeniyle bu çalışma için Şekil 5.4(b)'de gösterilen ferrit çubuk çekirdek tasarımı seçilmiştir. Ferrit çubuk, performans ve pratiklik arasında kabul edilebilir bir denge sunar, ferrit plakaya kıyasla ağırlık ve malzeme maliyetinde önemli bir azalma sağlarken, çekirdeksiz tasarıma göre verimliliği artırır. Ayrıca, çubuk konfigürasyonu araç alt gövde yapılarına sorunsuz entegrasyonu kolaylaştırır, bu da onu ağırlık, maliyet ve paketlenme kısıtlamalarının çok önemli olduğu gerçek dünya elektrikli araç uygulamaları için özellikle uygun hale getirir.

Tablo 5.2  $N = 17$ ,  $Z_{dist} = 150mm$ ,  $D_{out} = 500mm$  için ferritin kuplaja etkisi

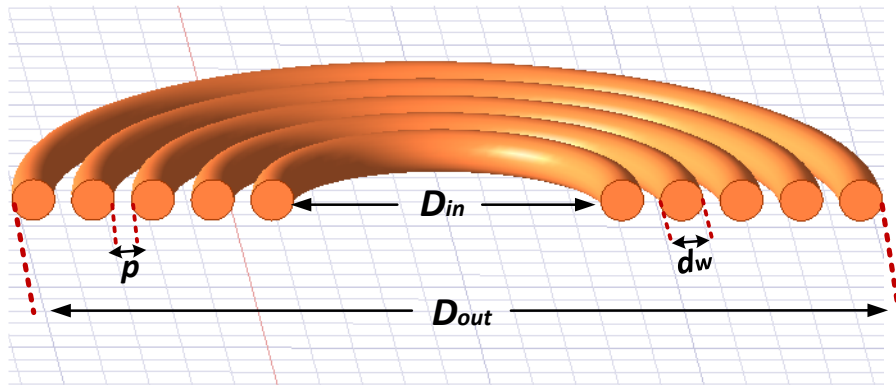
|                        | Çekirdeksiz   | Ferrit Çubuklu | Ferrit Plakalı |
|------------------------|---------------|----------------|----------------|
| <b>k</b>               | 0,22          | 0,26           | 0,33           |
| <b>M</b>               | $28,56\mu H$  | $45,37\mu H$   | $76,62\mu H$   |
| <b>L<sub>1,2</sub></b> | $124,71\mu H$ | $169,29\mu H$  | $230,78\mu H$  |

### 5.3.1. Tasarım Parametreleri

Ansys yazılımı ile FEA kullanımı, elektromanyetik alanlarla ilgili sorunlar için oldukça etkili bir çözümdür. FEA, manyetik akı yoğunluğu, endüktans, kayıplar vb. gibi önemli değişkenlerin hassas hesaplanmasını kolaylaştıran bir yöntemdir ve incelenmesi gereken bölgenin sonlu sayıda daha küçük elemanlara bölünmesini ve böylece bir ağ oluşturulmasını içerir. Her küçük bölge veya eleman, soruna yaklaşık bir çözüm sağlamak için ayrıntılı olarak analiz edilir [147] .

Bu bölümde, 7,7 kW güç iletimi için bir WPT sisteminin bobin tasarımı gerçekleştirilmektedir. Ön aşama, başlangıç parametrelerinin belirlenmesi ve ardından elektriksel parametrelerin hesaplanmasını içermektedir. 85 kHz çalışma frekansı, Otomotiv Mühendisleri Derneği (SAE) tarafından hafif plug-in elektrikli araçlar için kablosuz şarj sistemlerinin tasarımı, yapımı ve test edilmesi için belirlenen bir dizi spesifikasyon olan SAE J2954 standardına göre seçilmiştir [148] . Buna göre,  $\omega_r$  olarak belirlenen açısal frekans, Denklem (5.18) 'in uygulanmasıyla belirlenir.

$$\omega_r = 2\pi f_r \quad (5.18)$$



Şekil 5.5 Dairesel bobinin YZ düzlemi kesiti

Şekil 5.5'te gösterildiği gibi, incelenen model YZ düzleminin kesitinde gösterilen dairesel bir bobinden oluşmaktadır. Denklem (5.19),  $D_{out}$  değerinin hesaplanmasını sağlar; burada  $D$ ,  $p$  ve  $d_w$  parametreleri sırasıyla bobin çapını, her bir tur arasındaki boşluğu ve tel çapını belirtir.

$$D_{out} = D_{in} + 2d_w N + 2p(N - 1) \quad (5.19)$$

Bakır telin toplam uzunluğu metre cinsinden  $l_{cu}$ , Denklem (5.20) ile verilir.

$$l_{cu} = \frac{\pi \cdot N (D_{in} + D_{out})}{2} \quad (5.20)$$

Bu nedenle, direnç Denklem (5.21) ile ifade edilebilir:

$$R = \frac{\rho l_{cu}}{S_c} \quad (5.21)$$

$\rho = 1,68 \times 10^{-8} \Omega m$  bakırın öz direncini ifade etmektedir. Bakırın kesit alanı  $S_c$  ise Denklem (5.22) ile hesaplanır.

$$S_c = \frac{\pi}{4} \cdot d_w^2 \quad (5.22)$$

### 5.3.2. Elektriksel Parametreler

Bir sonraki adım, elektriksel parametrelerin belirlenmesini içerir. Seri rezonans devresi için gerekli kondansatör değerleri, Denklem (5.23)'ün uygulanmasıyla tespit edilebilir ve kalite faktörü Denklem (5.24) ile ifade edilebilir.

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1}, \quad C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2} \quad (5.23)$$

$$Q_2 = \frac{\omega_0 L_2}{R_L} \quad (5.24)$$

Benzer şekilde, maksimum iletim verimliliğini elde etmek için yükün maksimize edilmesi gerekir. Bu, verilen iletim koşulları için optimum yükün bulunmasıyla sağlanabilir. Verimlilik ifadesini yükün bir fonksiyonu olarak türetmek

için Denklem (5.25), aktarılan gücü hesaplamak için Denklem (5.26) kullanılabilir [149]

$$\frac{d\eta}{dR_L} = \frac{d\left(\frac{R_L (\omega M)^2}{(R_2 + R_L) (R_1 (R_L + R_2) + (\omega M)^2)}\right)}{dR_L} = 0$$

$$(R_2 + R_L)[R_1(R_L + R_2) + (\omega M)^2] - R_L[2R_1(R_L + R_2) + (\omega M)^2] = \quad (5.25)$$

$$R_L = R_2 \sqrt{1 + \frac{(\omega M)^2}{R_1 R_2}}$$

$$P_{tx} = \frac{\omega_0^2 I_1^2 M^2 Q_2}{L_2} = \frac{\omega_0^2 I_1^2 M^2}{R_L} \quad (5.26)$$

### 5.3.3. Benzetim Çalışması

Bu bölüm, seri-seri WPT sistemi tasarımı metodolojisinin uygulanmasına odaklanmaktadır. Analizin amacı, araç bataryasına 7,7 kW kablosuz güç aktarımını sağlamak için gerekli bobin parametrelerini belirlemektir. Ön tasarım parametreleri, aktarılan güç ( $P_{tx}$ ), batarya gerilimi ( $V_{bat}$ ), iletken çapı ( $d_w$ ), bobinler arasındaki mesafe ( $Z_{dist}$ ) ve birincil bobinin dış çapı ( $D_{out}$ ) ile ifade edilir. İlgili değerler Tablo 5.3'te verilmiştir.

Sargının iletkenler arasında  $p=1$  mm boşluk bırakılarak yapılacağı varsayıldığında, bobin modeli, başlangıç parametreleri ve Denklem (5.27)'de hesaplanan iç çap değeri kullanılarak  $N=16$  için simüle edilmiştir.

$$400mm = D_{in} + (2 \times 5mm \times 16) + (2 \times 1mm \times 15) \quad (5.27)$$

$N = 16$  simülasyon sonuçlarından elde edilen  $L_1$ ,  $L_2$  and  $M$  değerleri Tablo 5.4'te sunulmuştur. Aktarılan gücü belirlemek için kaynak akımı  $I_1$  hesaplanmalıdır. Bobin tasarımı, istenen gücü sağladığından emin olmak için test edilmeli ve istenen güç aktarımı elde edilene kadar optimize edilmelidir. Bunun için Şekil 5.6'da gösterilen akış şeması ve önceki bölümdeki denklemler uygulanmalıdır.

Tablo 5.3 Tasarım başlangıç parametreleri

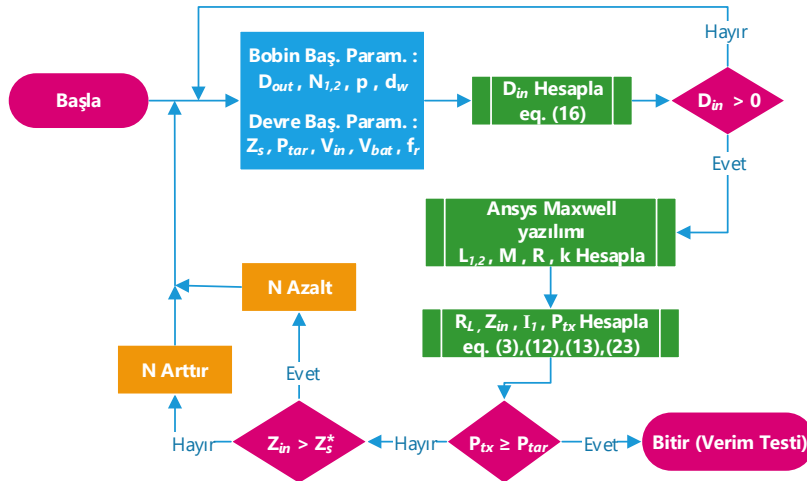
| Parameter  | Value |
|------------|-------|
| $D_{out}$  | 400mm |
| $d_w$      | 5mm   |
| $V_{bat}$  | 400V  |
| $Z_{dist}$ | 100mm |
| $P_{tx}$   | 7,7kW |

Giriş gerilimi ve nominal batarya gerilimi her ikisi de 400V olarak ayarlandığında ve hedef güç  $P_{tar}$  7,7kW olarak belirlendiğinde, batarya modelinin direnci Denklem (5.28) kullanılarak hesaplanabilir.

$$R_{bat} = \frac{V_{bat}^2}{P_{bat}} = 20,77\Omega \quad (5.28)$$

Toplam eşdeğer yük direnci, Denklem (5.29) kullanılarak hesaplanır.

$$R_L = \frac{8}{\pi^2} \cdot R_{bat} = 16,83\Omega \quad (5.29)$$



Şekil 5.6 Bobin tasarımı için optimizasyon akış diyagramı

Sistemin rezonans frekansında, Denklem (5.16)'daki dirençler  $R_1$  ve  $R_2$  ihmal edilirse, akım  $I_1$  Denklem (5.30) kullanılarak kolayca hesaplanabilir.

$$I_1 = \frac{V_1 R_L}{(\omega M)^2} = 12,58A \quad (5.30)$$

Ardından, birincil tarafın akımının belirlenmesi, Denklem (5.31) ile verilen aktarılabilecek güç değerinin hesaplanmasını sağlar.

$$P_{tx} = \frac{\omega_0^2 I_1^2 M^2}{R_L} = 5035W \quad (5.31)$$

Güç hesaplaması, mevcut parametrelerin istenen hedefin altında bir güç çıkışı ile sonuçlandığını göstermektedir. Aktarılan gücü artırmak için farklı bobin parametreleri ile denemeler yapmak mümkündür; ancak bu çalışmada, 7,7 kW güç aktarımı elde etmek için, bobin dış çapı  $D_{out}=400$  mm, iletken çapı  $d_w=5$  mm, Tx-Rx bobinleri arasındaki mesafe  $Z_{dist}=100$  mm ve dönüş aralığı  $p=1$  mm sabit tutulurken, dönüş sayısı  $N$  ve dolayısıyla bobinin iç çapı  $D_{in}$  değiştirilmiştir.

$I_1$  ve  $M$ , Denklem (5.16) 'da görüleceği üzere birbiriyle ters orantılıdır.  $M$  değerinin azalması, alıcı tarafından yansıtılan empedansın ( $Z_r$ ) azalmasına ve kaynaktan çekilen akımın artmasına neden olur. Sonuç olarak, kaynak tarafından sağlanan güç miktarı da buna bağlı olarak artacaktır. Bu,  $M$  değerinin azalmasının, iletken uzunluğunun, yani  $N$  dönüş sayısının azaltılmasını gerektirdiğini gösterir. Bu işlem, her bir sonraki yinelemede dönüş sayısında bir değişiklik ve denklem 16 kullanılarak iç çapın tahmin edilmesi ile yinelemeli olarak tekrarlanır. Bunu takiben, belirtilen bobin tasarımı için öz endüktans ve karşılıklı endüktans değerleri belirlenir. Aktarılan güç daha sonra Denklem (5.26) kullanılarak hesaplanır ve hesaplanan değer bu çalışmada 7,7 kW olan hedef güce eşit veya daha büyükse işlem tamamlanmış sayılır.

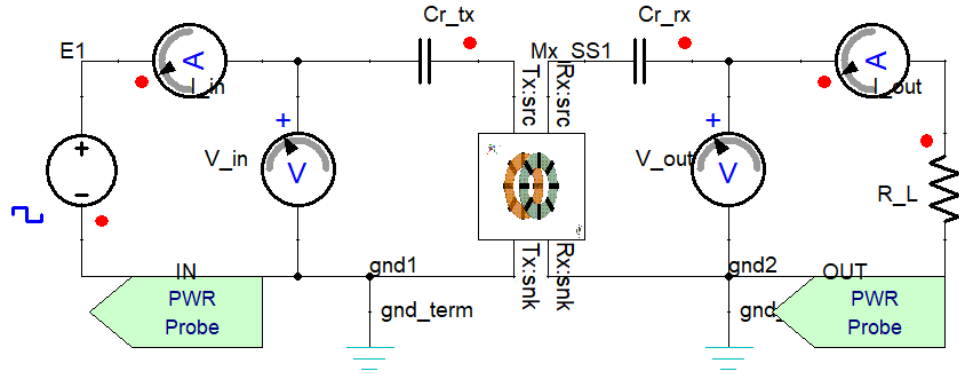
Simülasyonun amacı, istenen gücü etkili bir şekilde aktarabilecek en uygun tasarımı belirlemektir. Analizi kolaylaştırmak için, verici ve alıcı bobinler eşdeğer boyutlarda tasarlanmıştır. Tablo 5.4'te sunulan sonuçların gösterdiği gibi, hedeflenen güç değeri, yineleme  $N = 14$  olduğunda elde edilmiştir.

Tablo 5.4 Farklı  $N$  değerleri için yineleme sonuçları  $Z_{dist} = 100mm$

|           | $N=16$        | $N=15$        | $N=14$        |
|-----------|---------------|---------------|---------------|
| $k$       | 0,32          | 0,31          | 0,30          |
| $M$       | $43,30\mu H$  | $38,63\mu H$  | $34,88\mu H$  |
| $L_{1,2}$ | $133,86\mu H$ | $122,40\mu H$ | $116,27\mu H$ |
| $P_{tx}$  | $5,03kW$      | $6,32kW$      | $7,75kW$      |

#### 5.3.4. Tasarlanan Bobinin Verim Testi

Tasarlanan bobinin Şekil 5.7’de gösterilen eşdeğer devrede test edilebilmesi amacıyla, bobin Ansys Simplorer ortamına aktarılmış ve ortak simülasyon ile devre analizi gerçekleştirilmiştir.

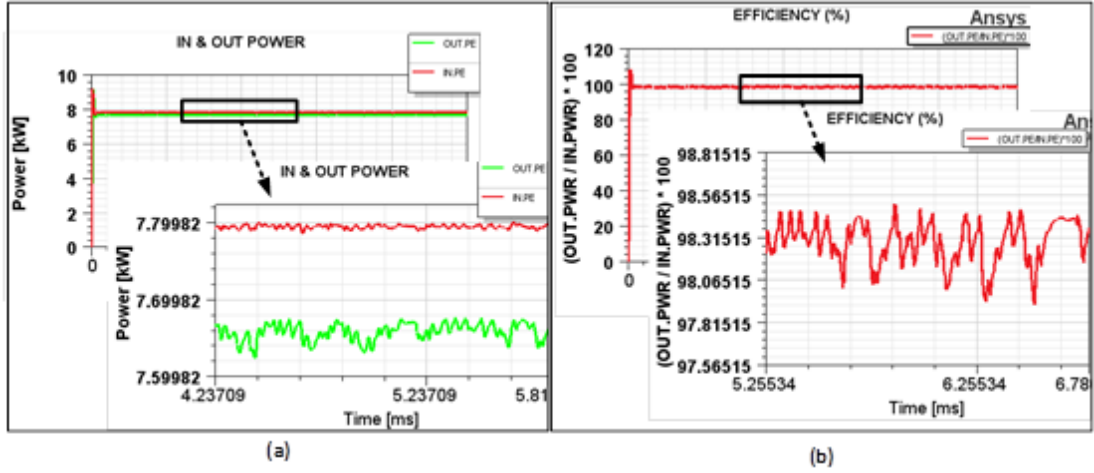


Şekil 5.7 Bobin verim testi için eşdeğer devre modeli

Devrenin rezonans frekansı ve simülasyon sonuçlarına göre belirlenen endüktans değerleri bilindiğinden, kapasitans değerleri  $C_{r_{tx}}$  ve  $C_{r_{rx}}$  de Denklem (5.32) ile hesaplanabilir.

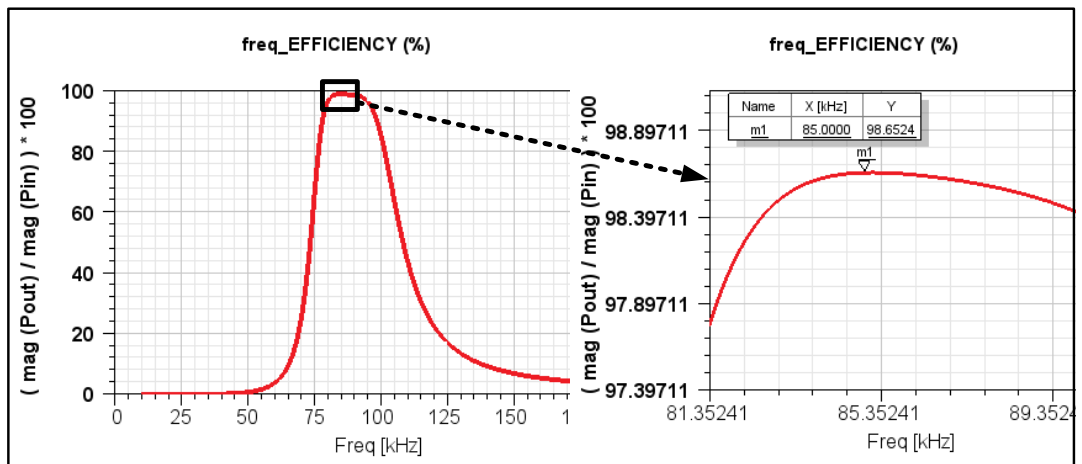
$$C_{r_{tx}} = C_{r_{rx}} = \frac{1}{\omega^2 L_1} = 30,15nF \quad (5.32)$$

Sistemin hedef gücü çekememesi ( $N = 16$  ve  $k = 0,32$  ile sadece  $5kW$  elde edilmesi), alıcı tarafındaki yansıtılan empedansın  $Z_r$  bu konfigürasyon için aşırı yüksek olduğunu ve kaynak empedansı ile uyumsuzluğa yol açtığını gösterir.



Şekil 5.8 (a) Eşdeğer WPT devresinin iletilen ve alınan güç değerleri (b) Tasarlanan alıcı-verici bobinlerin zaman-verim grafiği

Sarım sayısını  $N = 14$  ( $k = 0,3$  kuplaj ile) azaltarak karşılıklı endüktansı ( $M$ ) kontrollü bir şekilde düşürmek,  $Z_r \propto \omega^2 M^2$  ilişkisine göre yansıtılan empedansı düşürür. Yansıtılan empedanstaki bu düşüş, sistemin toplam giriş empedansını  $Z_{in}$  azaltır ve sabit bir kaynak gerilimi altında kaynaktan çekilen akımı  $I_1$  artırır. Bu süreç,  $Z_{in}$ 'i, MPT koşulunu karşılamak için kaynak empedansının karmaşık eşleniği  $Z^*$  'ye eşit olması gereken optimum değere etkili bir şekilde yönlendirir. Bu yaklaşım, ( $Z=Z^*$ ) 7,7 kW'lık hedef güç çekişini elde etmek için gereklidir, böylece MPT koşulu başarıyla karşılanır. Simülasyon sonucunda aktarılan güç ve verim grafikleri Şekil 5.8'de ve Şekil 5.9'da sunulmuştur



Şekil 5.9 Tasarlanan bobinlerin frekans-verim grafiği.

Bu analiz ile belirli bir güç hedefine ulaşmak için sistemin giriş empedansının kaynağa göre optimize edilmesinin gerekliliği vurgulanmakta ve bu amaç için yüksek kuplajın tek başına yeterli olmadığı belirtilmektedir. Ortak endüktansta kontrollü bir azalma yoluyla aktarılan güç (7,8kW) ve yüksek verimlilik ( $\eta=98\%$ )'in aynı anda gerçekleştirilmesi, optimal tasarımın  $M$  'nin mutlak büyüklüğüne değil, yük empedansını kaynağa optimal şekilde yansıtma kapasitesine bağlı olduğunu göstermektedir.

#### 5.4.Bobinlerin Fiziksel Tasarımları

Bu çalışmada tasarlanan WPT sisteminin endüktif güç transfer ünitesi, önceki aşamada gerçekleştirilen Ansys Maxwell sonlu elemanlar analizleri referans alınarak fiziksel olarak gerçekleştirilmiştir. Teorik tasarım hedefi, SAE J2954 standartlarına uygun olarak 7,7 kW (WPT3) güç seviyesini destekleyecek nitelikte belirlenmiştir.

Ancak deneysel doğrulama aşamasında, laboratuvar altyapısındaki donanımsal güç kısıtlamaları nedeniyle prototip sistemin testleri 1 kW güç seviyesiyle sınırlandırılmıştır.

Buna karşın, ileriki çalışmalara ve yüksek güç testlerine altyapı oluşturması amacıyla bobinler ve manyetik tasarım, 7,7 kW nominal gücü taşıyabilecek elektriksel dayanımda üretilmiştir.

##### 5.4.1. Deri Etkisi ve İletken seçimi

SAE J2954 standartlarında yaygın olarak kullanılan 400V DC bara gerilimi ( $V_{DC}$ ) ve sistemin tam rezonans durumunda ( $f_{sw} = f_r$ ) çalıştığı varsayıldığında, rezonans tankına uygulanan kare dalga geriliminin temel bileşeni ( $V_{in,rms}$ ) Temel Harmonik Analizi (FHA) kullanılarak Denklem (5.33) ile hesaplanır. Daha sonra 7,7kW güç aktarımı için, sistem verimi ( $\eta \approx 0,90 - 0,95$ ) ve olası hizalama hatalarından kaynaklanan akım artışları (%20 güvenlik marjı) dikkate alındığında, primer sargıdan akması gereken akım ( $I_{p,rms}$ ), parazitik dirençlerin ihmal edildiği ideal durumda Denklem (5.34) ile hesaplanır.

$$V_{in,rms} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi V_{DC}} \approx 0,9 V_{DC} \quad (5.33)$$

$$I_{p,rms} = 1,2 \times \frac{P_{out}}{(\eta \cdot V_{in,rms})} \approx 27 A \quad (5.34)$$

Bobin iletkeninin, hesaplanan 27 A akımı aşırı ısınmadan taşıyabilmesi için gerekli bakır kesit alanı ( $A_{req}$ ) belirlenmelidir. Litz teli uygulamalarında, doğal taşınım koşullarında termal kararlılığı sağlamak adına akım yoğunluğunun ( $J_{max}$ )  $5 A/mm^2$  seviyesini aşmaması önerilmektedir [150]. Buna göre ihtiyaç duyulan minimum kesit alanı Denklem (5.35) ile hesaplanır.

$$A_{req} = \frac{I_{p,max}}{J_{max}} = \frac{27 A}{5 A/mm^2} = 5,4 mm^2 \quad (5.35)$$

Yüksek frekanslı rezonans uygulamalarında, iletken kesitinde akımın homojen dağılmaması sonucu ortaya çıkan deri etkisi (skin effect) ve komşu iletkenlerin manyetik alan etkileşimiyle oluşan yakınlık etkisi (proximity effect), iletkenin efektif AC direncinin artmasına neden olarak sistem verimini düşürmektedir.

Bu etkileri minimize etmek ve yüksek frekanslarda düşük AC direnci elde etmek amacıyla, birbirlerinden elektriksel olarak yalıtılmış, paralel bağlı çok sayıda ince bakır telden oluşan Litz teli kullanılmaktadır. Litz tel yapısında, her bir ince damarın çapı deri kalınlığından küçük tutularak, akımın iletken kesitinin tamamında homojen dağılması sağlanır ve böylece AC kayıpları önemli ölçüde azaltılır.

Bu nedenle, çalışma frekansı olan 85 kHz için bakır iletkenin deri kalınlığı Denklem (5.36) kullanılarak hesaplanır.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0 \mu_r}} \approx 0,226 mm \quad (5.36)$$

Burada bakırın öz direnci  $\rho = 1,68 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$ , boşluğun manyetik geçirgenliği  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} H/m$  ve bakır için bağıl manyetik geçirgenlik  $\mu_r = 1$  olarak alınmıştır.

Litz tel tasarımında, AC direnç artışını minimize etmek için tek bir damarın çapının deri kalınlığından küçük olması ( $d_{strand} < \delta$ ), tercihen ( $d_{strand} \leq \delta/2$ ) koşulunu sağlaması önerilir [151].

Dolayısıyla bu çalışmada  $d_{strand} = 0,1mm \leq 0,226mm/2$  olacak şekilde seçilmiş ve tek bir damarın kesit alanı Denklem (5.37) ile hesaplanmıştır.

$$A_{strand} = \pi \left( \frac{0,1}{2} \right)^2 \approx 0,00785 \text{ mm}^2 \quad (5.37)$$

Hedeflenen toplam kesit alanını ( $5,4 \text{ mm}^2$ ) sağlamak için bir demette bulunması gereken minimum damar sayısı  $N_{min}$  Denklem (5.38) ile hesaplanır.

$$N_{min} = \frac{A_{req}}{A_{strand}} = \frac{5,4 \text{ mm}^2}{0,00785 \text{ mm}^2} \approx 688 \quad (5.38)$$

Hesaplanan 688 damar ihtiyacını karşılamak üzere, 0,1 mm x 700 damarlı Litz teli tercih edilmiştir. Bu seçimle elde edilen nihai akım yoğunluğu  $4,9 \text{ A/mm}^2$  olup, belirlenen termal güvenlik limitleri içerisindeydir.

#### 5.4.2. Bobin Geometrik Parametreleri

Damar sayısı 700 olarak belirlenen iletkenin dış çapı ( $D_{kablo}$ ), sadece bakır kesitlerinin toplamı değil, aynı zamanda damarlar arası hava boşlukları ve emaye izolasyon paylarını içeren "Paketleme Faktörü"  $k_{pf}$  ile belirlenir. Bükümlü Litz tellerinde paketleme faktörü tipik olarak 0,45 – 0,55 arasında değişmektedir.

Çalışmada kullanılan 0,1mmx700 litz kablo için, üreticiden sağlanan veriye istinaden paketleme faktörü  $k_{pf} = 0,45$  kabulü ile Litz telinin efektif dış çapı Denklem (5.39) ile bulunur.

$$D_{kablo} \approx d_{strand} \cdot \sqrt{\frac{N}{k_{pf}}} \approx 3,94 \text{ mm} \quad (5.32)$$

Elde edilen 3,94 mm'lik teorik değer, fiziksel iletken üzerinde yapılan ölçümlerle karşılaştırılmıştır. Yapılan ölçümler sonucunda iletken çapının ortalama 4 mm olduğu gözlemlenmiştir. Teorik hesaplama ile ölçüm arasındaki mikron mertebesindeki fark, yalıtım malzemesi, Litz telinin büküm gevşekliğı ve ölçüm toleranslarından kaynaklanmaktadır.

Alıcı (Rx) ve Verici (Tx) bobinler, kuplaj simetrisini korumak amacıyla özdeş geometrik parametrelerle tasarlanmıştır. Bobinlerin fiziksel parametreleri Tablo 5.5’te sunulmuştur.

Tablo 5.5 Üretilen Prototip Bobinlerin Geometrik Parametreleri

| Parametre             | Sembol    | Değer       |
|-----------------------|-----------|-------------|
| Dış Çap               | $D_{out}$ | 400mm       |
| İç Çap                | $D_{in}$  | 236mm       |
| Sarım Sayısı          | N         | 14          |
| Sarımlar Arası Boşluk | p         | 2mm         |
| İletken Tipi          | Litz      | 0,1mm x 700 |

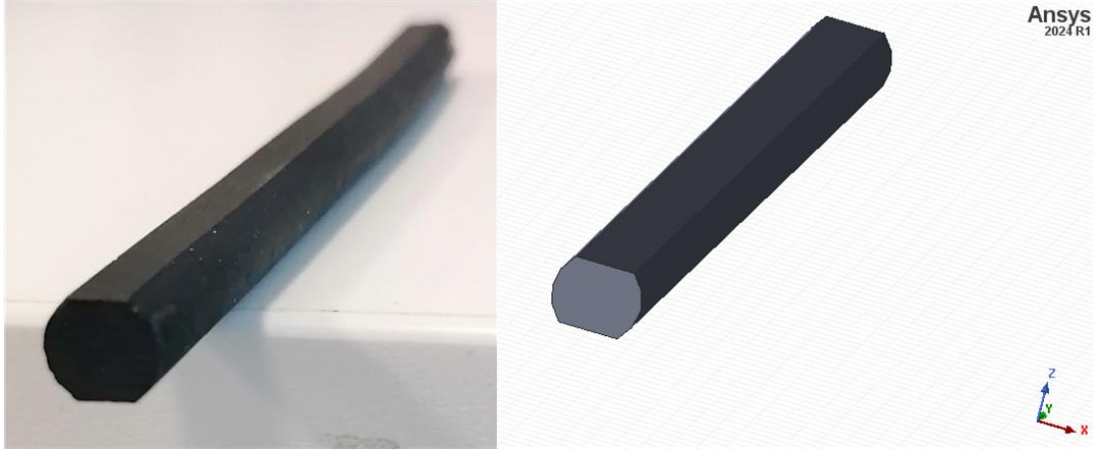
Bobinlerin fiziksel gerçekleştirilmesi aşamasında, dielektrik dayanımı, mekanik stabilitesi ve manyetik geçirgenliği ( $\mu_r = 1$ ) nedeniyle 500mm × 500mm × 18mm boyutlarında MDF levhalar taşıyıcı ve sarım kalıbı olarak kullanılmıştır. Levha üzerine, N = 14 sarım için kılavuz görevi görecek şekilde, 13 adet 2 mm kalınlığında ahşap çubuk monte edilmiştir. Şekil 5.10’da gösterilen bu yapı temel alınarak, dairesel bobin geometrisi için eşit açıyla 15 adet kılavuz çizgi oluşturulmuştur.



Şekil 5.10 Sarım kalıbı için oluşturulan klavuz çizgiler.

Bu kalıpla sarımlar arası 2 mm'lik boşluk sabitlenmiş, böylece parazitik sargı kapasitansı minimize edilerek bobin rezonans frekansı çalışma frekansının üzerine taşınmıştır.

Manyetik akının yönlendirilmesi ve primer ile sekonder taraflar arasındaki manyetik bağlaşımın (kuplajın) artırılması amacıyla, oluşturulan bobin yapısının arka yüzeyine Manganez-Çinko (Mn–Zn) malzemeden imal edilmiş ferrit çubuklar entegre edilmiştir. Bu malzeme, yüksek görelî manyetik geçirgenlik ( $\mu_r \approx 2000$ ) ve yüksek frekanslarda düşük manyetik kayıp özellikleri nedeniyle tercih edilmiştir. Kullanılan ferrit çubuklar 120mm × 8mm × 6mm boyutlarına sahip olup, Şekil 5.11’de Ansys Maxwell 3D tasarımı ve fiziksel gösterimi verilen geometrik yapıya sahiptir.

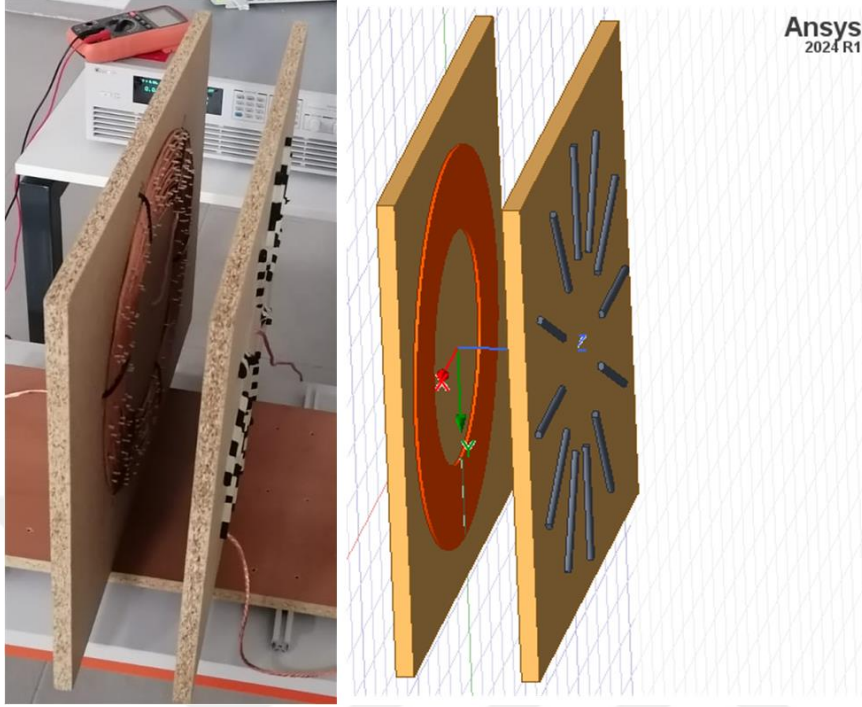


Şekil 5.11 Ferrit çubukların fiziksel gösterimi ve Ansys Maxwell 3D tasarımı

Verici ve alıcı bobinlerin her birinin MDF levha arka yüzeyine, 30° açısal aralıklarla toplam 12 adet ferrit çubuk simetrik olarak konumlandırılmıştır. Bu konfigürasyon sayesinde manyetik akı yoğunluğunun bobinler arasında daha etkin yönlendirilmesi ve karşılıklı endüktif bağlaşımın iyileştirilmesi hedeflenmiştir.

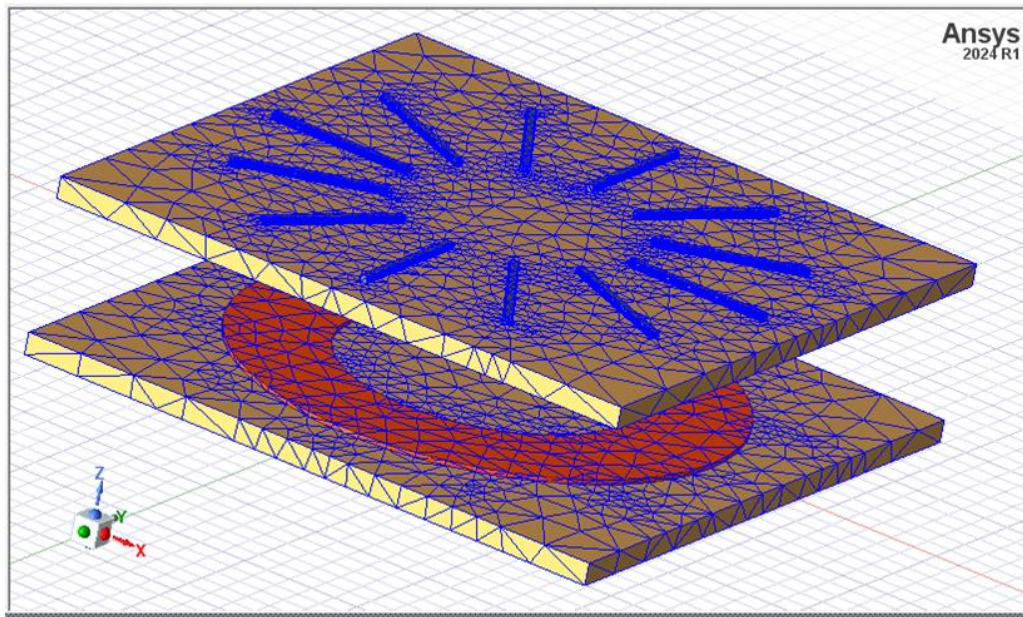
Tasarlanan bobinlerin Ansys Maxwell ortamında oluşturulan 3D modelleri ile fiziksel prototipleri Şekil 5.12’de birlikte sunulmaktadır.

Endüktans değeri hesaplamaları için simülasyon gerçekleştirilmeden önce, bobin–ferrit–MDF bütünleşik yapısına ait ağ (mesh) modeli tanımlanmış olup, kullanılan ağ yapısı Şekil 5.13’te gösterilmektedir



Şekil 5.12 Alıcı-verici bobinlerin Ansys Maxell 3D ve fiziksel tasarımları

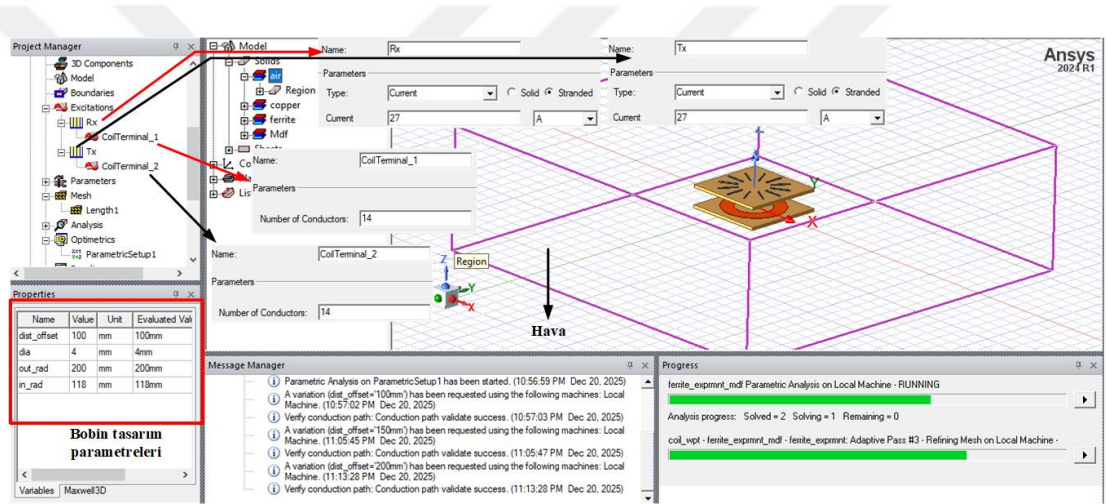
Ansys Maxwell’de ağ, çözülecek elektromanyetik problemin FEA ile hesaplanabilmesi için geometrinin küçük alt parçalara (elemanlara) bölünmüş hâlidir. Her bir eleman içinde manyetik alan denklemleri yaklaşık olarak çözülür, tüm elemanların birleşimi sistemin genel çözümünü verir.



Şekil 5.13 Bobinlerin FEA için oluşturulan ağ yapısı

Sonlu elemanlar analizinde, elektromanyetik alanın doğru temsil edilebilmesi amacıyla bobin ve ferrit bölgelerinde daha ince, uzak hava bölgelerinde ise daha kaba olacak şekilde uyarlamalı bir ağ (adaptive mesh) yapısı oluşturulmuştur.

Bu ağ yapısı üzerinden gerçekleştirilen FEA yardımıyla, ferrit çubuklar ve MDF levha dahil edilmiş nihai bobin yapısına ait öz endüktanslar, ortak endüktans ve bağlaşım katsayısı Ansys Maxwell tarafından hesaplanmıştır. Simülasyonların gerçek çalışma koşullarını temsil edebilmesi amacıyla, bobin modelleri geniş bir hava hacmi (air region) içerisine alınarak sınır etkileri minimize edilmiş ve bu simülasyon kurulumuna ait ekran görüntüsü Şekil 5.14'te sunulmuştur.

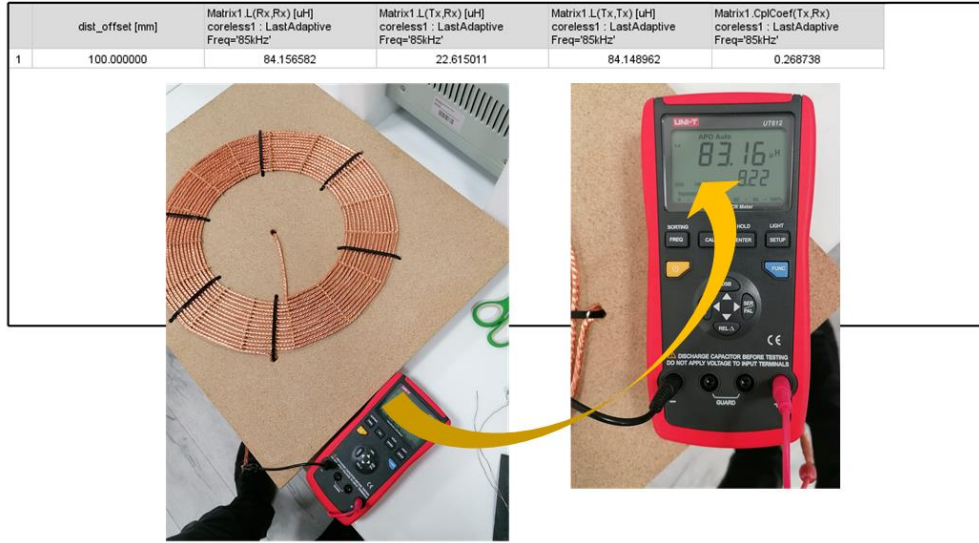


Şekil 5.14 Simülasyonun kurulum ve gerçekleştirilme aşaması

Simülasyon ve tasarım doğrulama sürecinde, öncelikle ferrit çubukların henüz eklenmediği, sadece levha üzerinde bobinin olduğu durum analiz edilmiştir. Bu aşamada Ansys simülasyonu ile hesaplanan endüktans değeri  $84,15\mu\text{H}$  iken, gerçekleştirilen fiziksel ölçüm sonucu yaklaşık  $83,16\mu\text{H}$  olarak elde edilmiştir.

Üretilen bobinlerin endüktans değerleri, UNI-T UT612 LCR metre kullanılarak 100 kHz frekansında (çalışma frekansına en yakın kademe) doğrulanmıştır. Simülasyon verileri ile deneysel ölçüm sonuçlarının karşılaştırması Şekil 5.15'te verilmiştir.

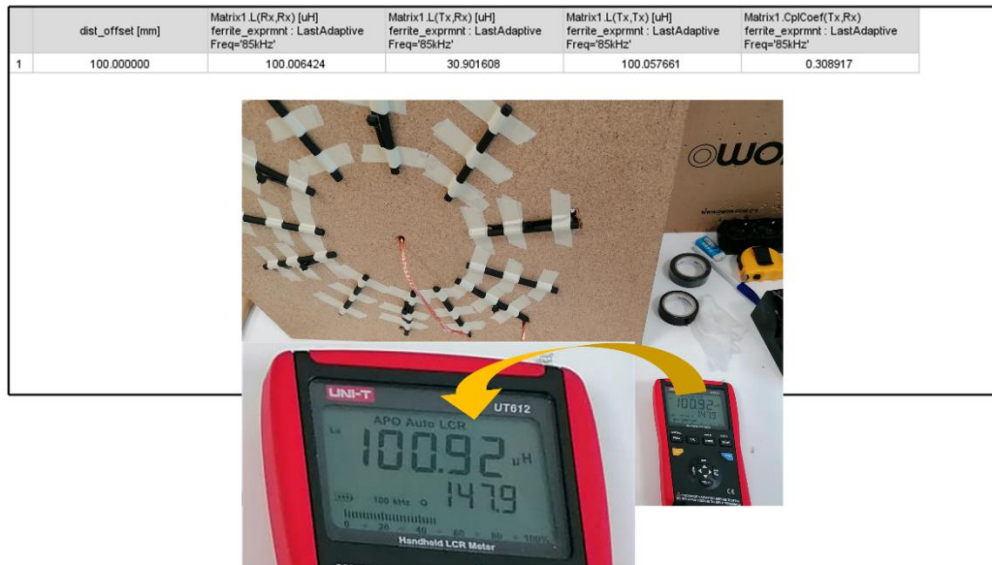
Bobin Endüktans Değerleri (Ferrit Çubuklar Yok)

Ansys  
2024 R1

Şekil 5.15 Bobin endüktans değerlerinin simülasyon ve deneysel sonuçları

Ferrit çubukların sisteme entegrasyonu sonrasında tekrarlanan analizlerde ise manyetik geçirgenliğin artışına bağlı olarak simülasyon tabanlı endüktans değerinin yaklaşık  $100\mu\text{H}$  seviyesine yükseldiği görülmüştür. Şekil 5.16'da sunulan karşılaştırmalı sonuçlarda, fiziksel prototip üzerinde yapılan LCR metre ölçümlerinin ise  $100,92\mu\text{H}$  değerini verdiği ve bu sonucun simülasyon verilerini yüksek bir hassasiyetle doğruladığı görülmektedir. Ferrit çekirdeğin endüktans değerine etkisi Tablo 5.6'da analiz ve ölçüm sonuçlarına göre sunulmuştur.

Bobin Endüktans Değerleri (Ferrit Çubuklar Var)

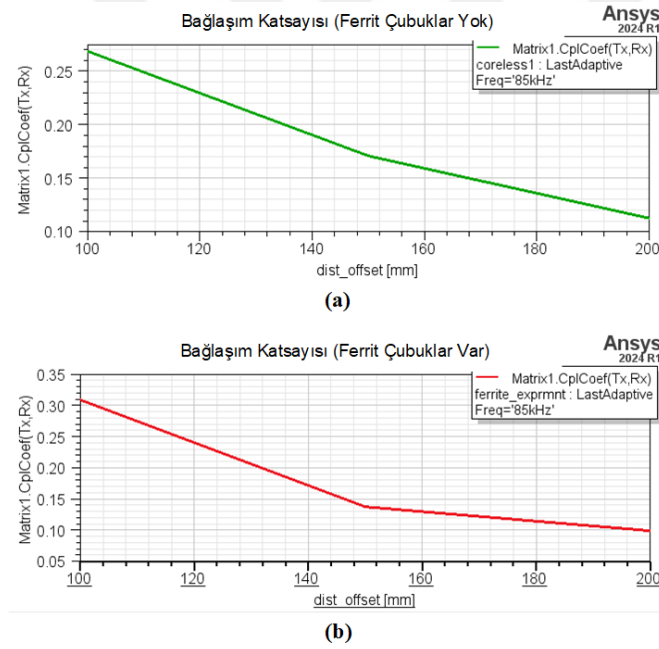
Ansys  
2024 R1

Şekil 5.16 Ferrit çubuklar eklendikten sonra tekrarlanan analiz ve ölçüm sonuçları

Tablo 5.6 Bobin Endüktans Değerlerinin Simülasyon ve Deneysel Tasarım Karşılaştırması

| Parametre                                       | Simülasyon<br>(Ansys Maxell) | Deneysel<br>(LCR Metre) | Bağlı Hata |
|-------------------------------------------------|------------------------------|-------------------------|------------|
| Ferrit Çekirdeksiz<br>Endüktans ( $L_{TX,TX}$ ) | 84,15 $\mu$ H                | 83,16 $\mu$ H           | %1,17      |
| Ferrit Çekirdekli<br>Endüktans ( $L_{TX,TX}$ )  | 100,05 $\mu$ H               | 100,92 $\mu$ H          | %0,86      |

Endüktans artışına paralel olarak, ferrit yapının manyetik akı yolunu iyileştirmesiyle sistemin bağlaşım (k) katsayısında da artış gözlenmiş ve bu değer 0,268 seviyesinden 0,308 değerine ulaşmıştır. Bağlaşım katsayısının hem bobinler arası mesafe ile hem de ferrit çekirdek ile değişimi Şekil 5.17’de gösterilmiştir



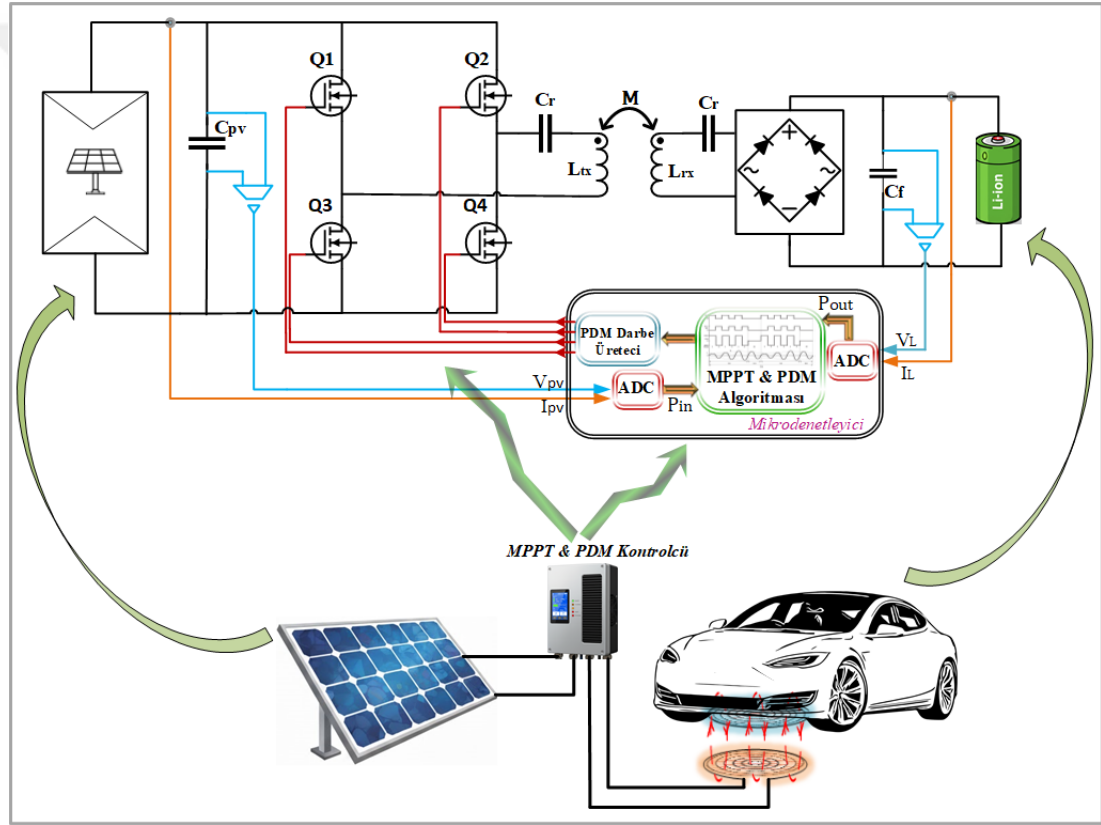
Şekil 5.17 Bağlaşım katsayısının a) ferrit çekirdeksiz b) ferrit çekirdek ile değişimi

Elde edilen bu bulgular, Mn–Zn ferrit çubukların bobinlerin manyetik alan dağılımını etkin biçimde yönlendirdiğini, kaçak akıları azalttığını ve sistemin endüktif bağlaşım karakteristiklerini anlamlı düzeyde iyileştirdiğini göstermektedir. Ayrıca FEA ile fiziksel ölçümler arasındaki yüksek uyum, tasarlanan elektromanyetik modelin doğruluğunu teyit etmektedir.

## 6. SİSTEMİN BENZETİMİ VE DENEYSEL UYGULAMALARI

### 6.1. PDM Kontrollü Rezonans Evirici Benzetimi

Önerilen sistem tasarımı Şekil 6.1'de gösterilmiştir. Devre PSIM ortamında gerçekleştirilerek, farklı güç seviyeleri için PDM ile yüksek frekansta güç kontrolü sağlanmaya çalışılmıştır. Devre PV paneller, tam köprü seri rezonans evirici, rezonans tankı ile verici kısımdan, tam köprü doğrultucu, filtre ve yük ile alıcı kısımdan oluşmaktadır.



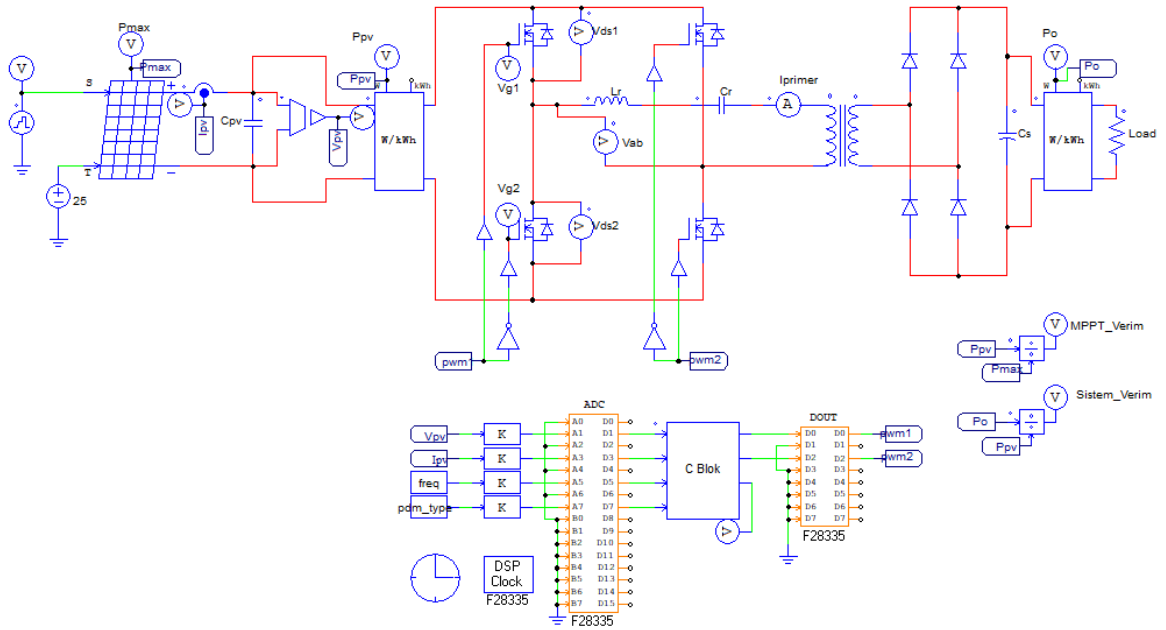
Şekil 6.1 PDM kontrollü WPT sisteminin tasarımı

Gerçekleştirilen çalışmada PSIM ortamında bir WPT sistemi tasarlanmıştır. Sistemde kullanılan yüksek frekanslı seri rezonans eviricinin kontrolü PDM kontrollü MPPT algoritması ile sağlanmıştır.

Benzetim çalışmasında, 8'li düzensiz PDM yöntemi ile birlikte EPDM ve IPDM algoritmaları da PSIM ortamında C kodları ile uygulanmıştır. PV panellere gelen 3 farklı ışıınım değeri ve 3 farklı yük durumu için, seri rezonans dönüştürücü

yumuşak anahtarlama koşullarında kontrol edilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre PDM, EPDM ve IPDM kontrol yöntemleri karşılaştırılmıştır.

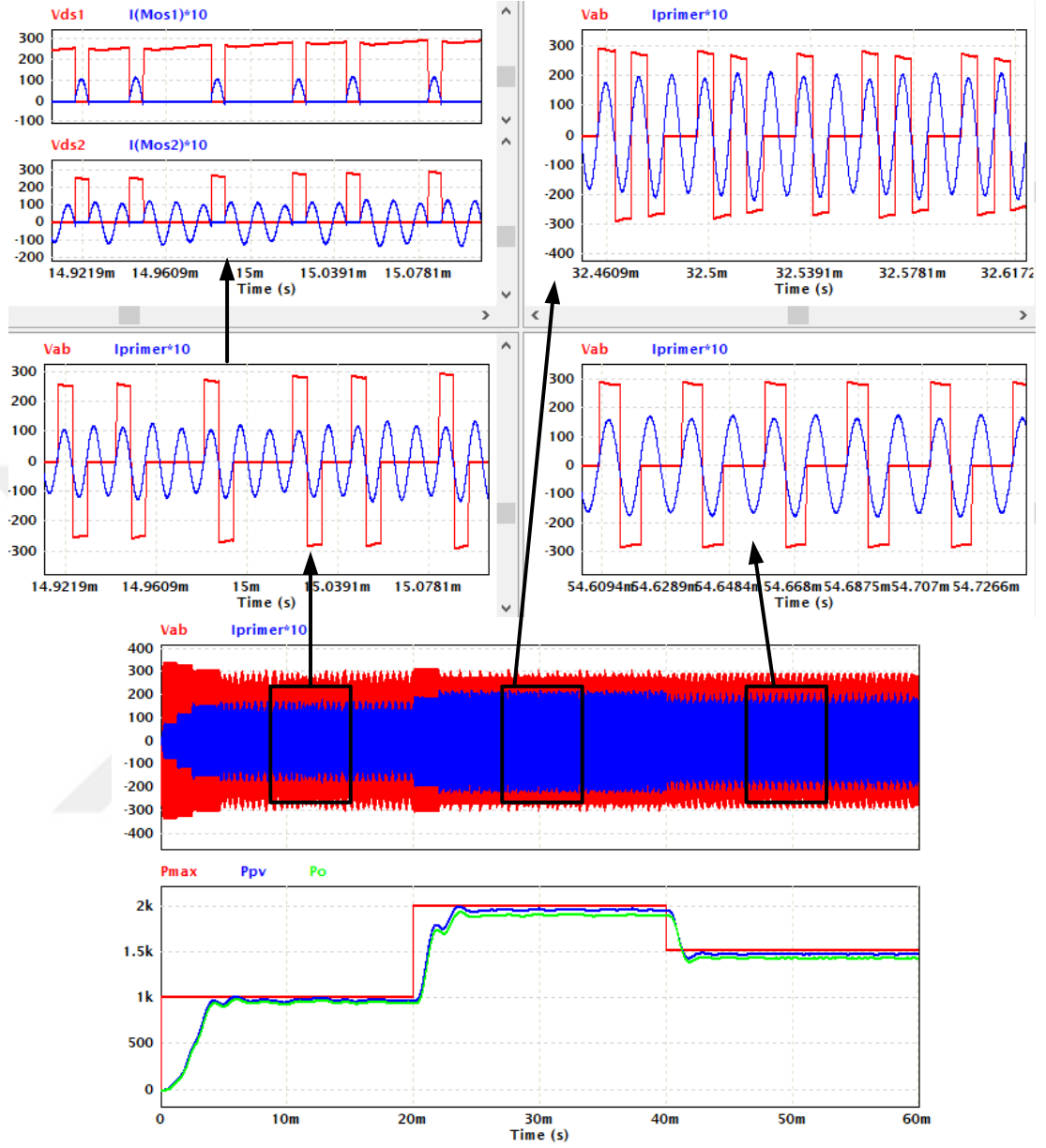
Önerilen sistem tasarımı, PSIM ortamında Şekil 6.2’de sunulan devreyle gerçekleştirilmiştir. Devre kabaca, PV panel, filtre, rezonans invertör, manyetik kuplajlı bobin, tam dalga doğrultucu ve omik bir yükten oluşmaktadır.



Şekil 6.2 PDM kontrollü WPT sisteminin PSIM devresi

Toplam süresi 60ms olan simülasyonda, PV panellere 0-20ms'de  $500W/m^2$ , 20-40ms'de  $1000W/m^2$ , 40-60ms'de  $750W/m^2$  ışınlam değerleri girilmiştir. PV sistem aynı zaman sırayla  $1kW$ ,  $2kW$  ve  $1,5kW$  güç üretmiştir.

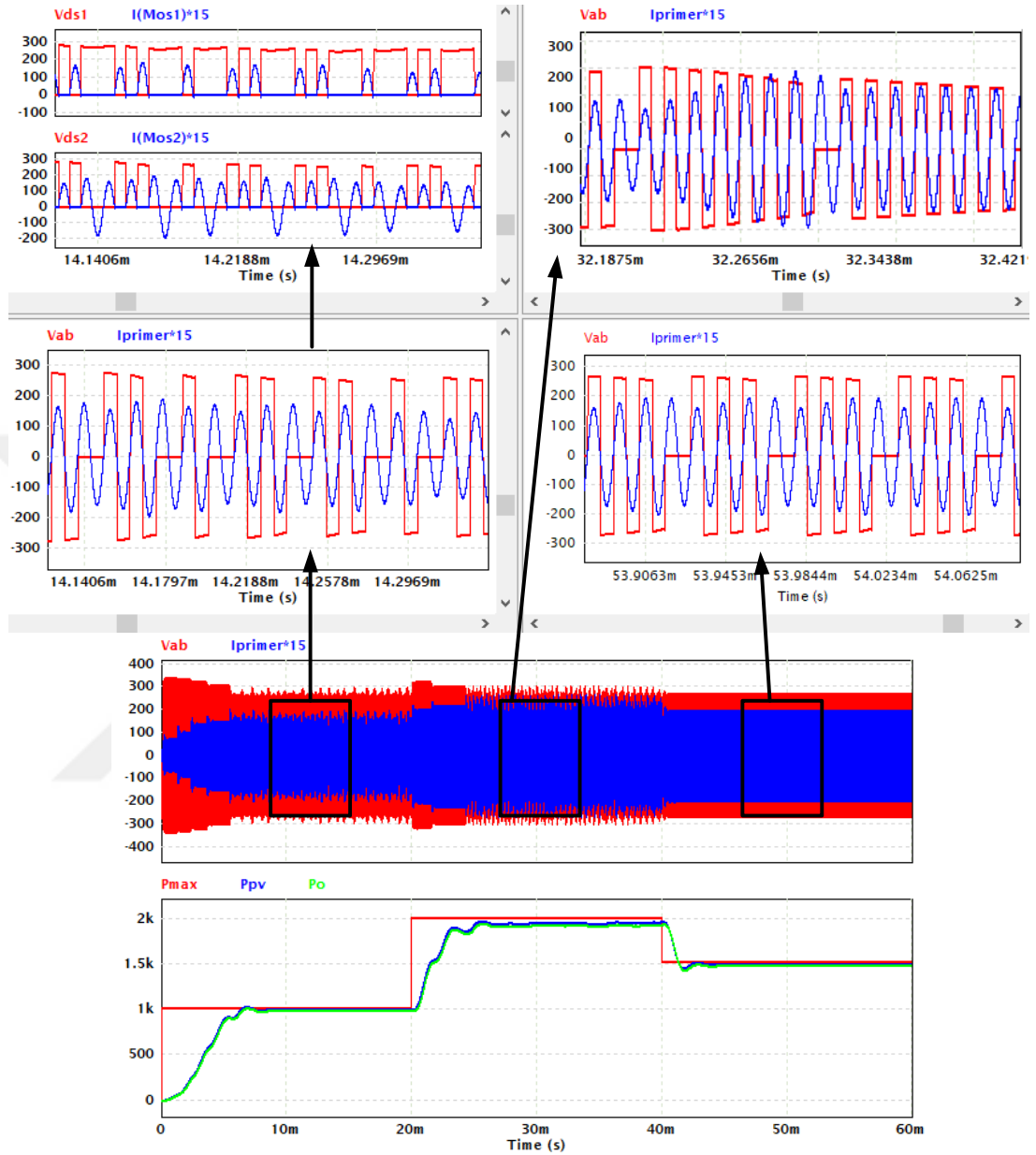
C Blok ile kontrolü sağlanan algoritma, PV sistemden elde edilen maksimum gücün takibini yapacağı ve  $85kHz$  rezonans frekansında yumuşak anahtarlama ile gücün yüke maksimum verimle aktarılması amacına yönelik tasarlanmıştır.



Şekil 6.3 Klasik PDM ile 50Ω yük durumu için elde edilen sonuçlar

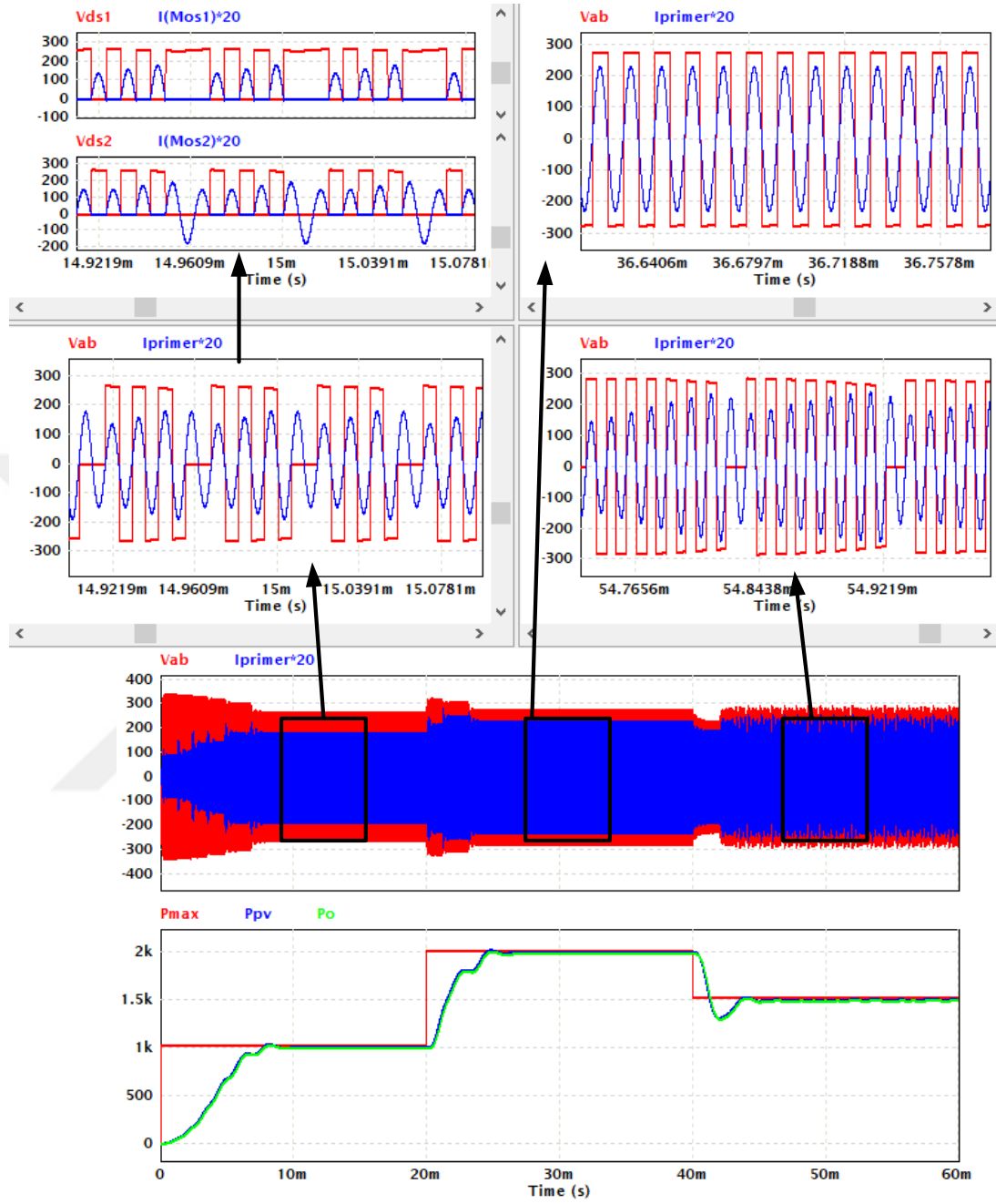
C Blok'ta N=8 için her üç (PDM, EPDM VE IPDM) kontrol yöntemine ait darbe dağılımları tanımlanmıştır. Seçilecek yönteme ve PV sistemden alınan güç değerine göre her seferinde darbe yoğunluğu değeri algoritma tarafından otomatik olarak belirlenmiş ve karşılık gelen PDM sinyali üretilmiştir. Elde edilen PDM sinyali ile anahtarlama yapılarak çıkışa aktarılan güç kontrol edilmiştir.

Her üç kontrol yöntemi için de 50Ω, 100Ω ve 150Ω olmak üzere üç farklı yük durumunda simülasyon gerçekleştirilmiştir.



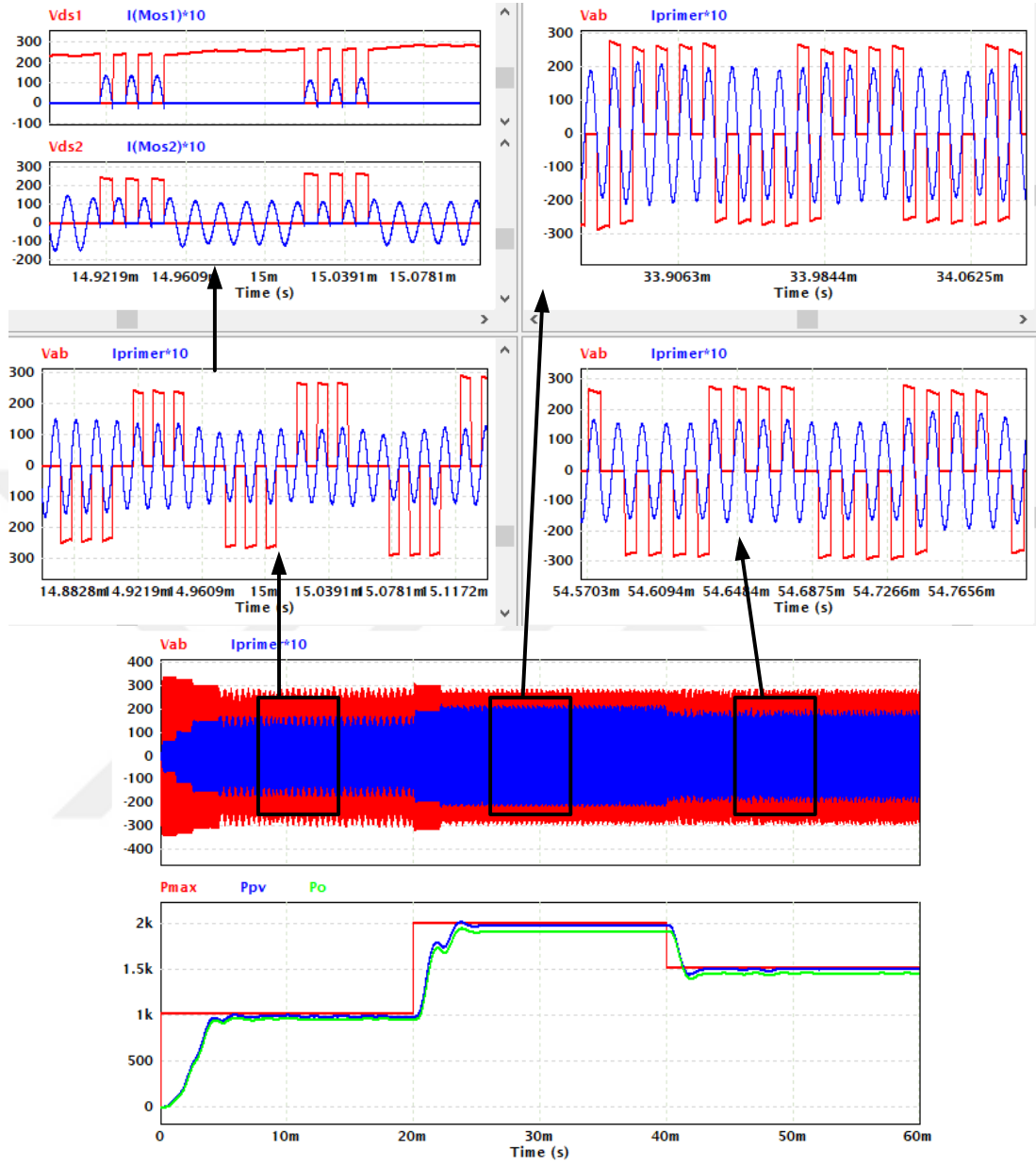
Şekil 6.4 Klasik PDM ile 100Ω yük durumu için elde edilen sonuçlar

Simülasyon sonuçlarıyla elde edilen grafiklerde, önce klasik PDM yöntemi için sırasıyla 50Ω, 100Ω ve 150Ω yük durumları, sonra EPDM yöntemi için sırasıyla aynı yük durumları, son olarak da IPDM yöntemi için sırasıyla aynı yük durumları Şekil 6.3'ten Şekil 6.11'e kadar gösterilmiştir.

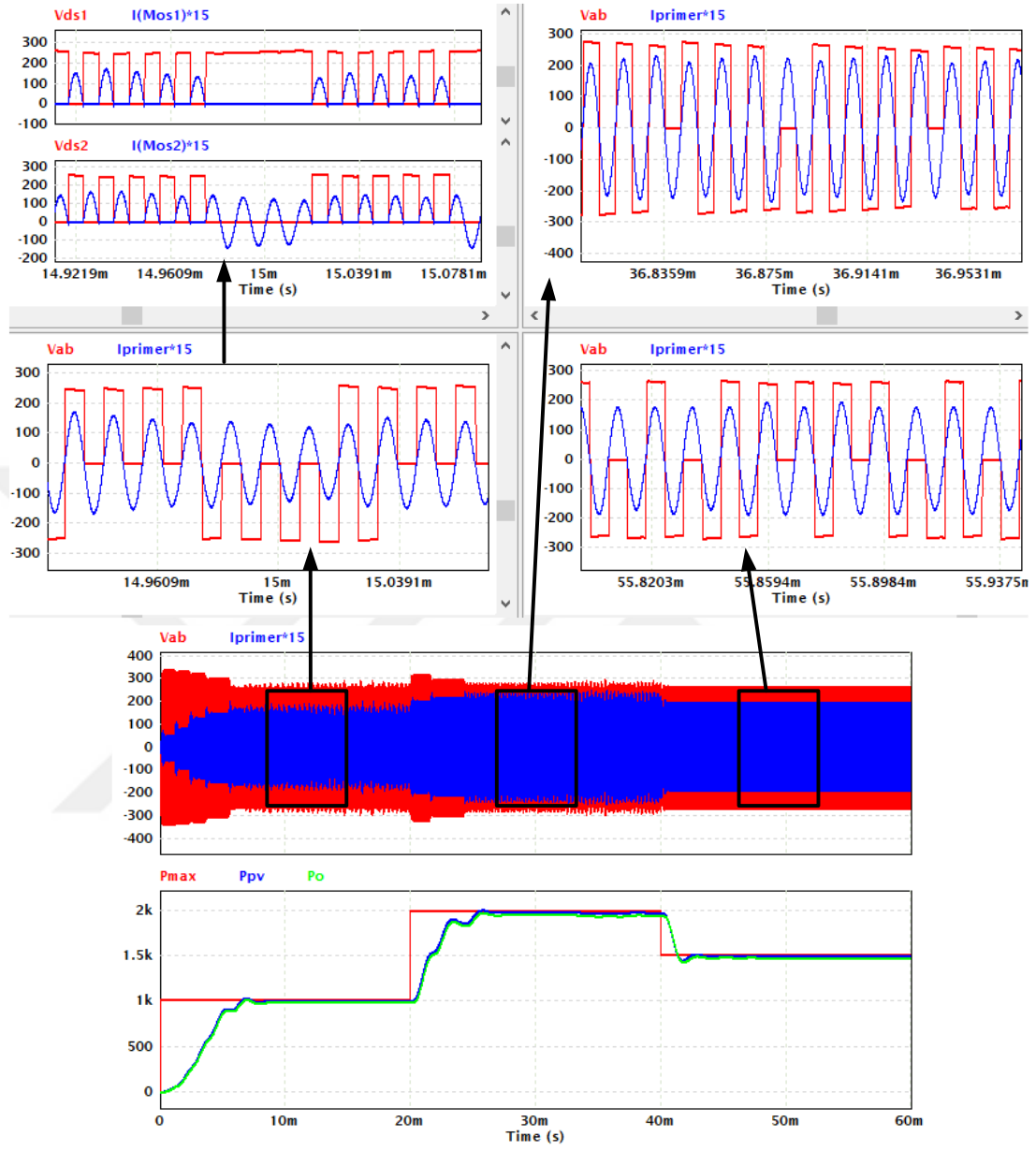


Şekil 6.5 Klasik PDM ile 150Ω yük durumu için elde edilen sonuçlar

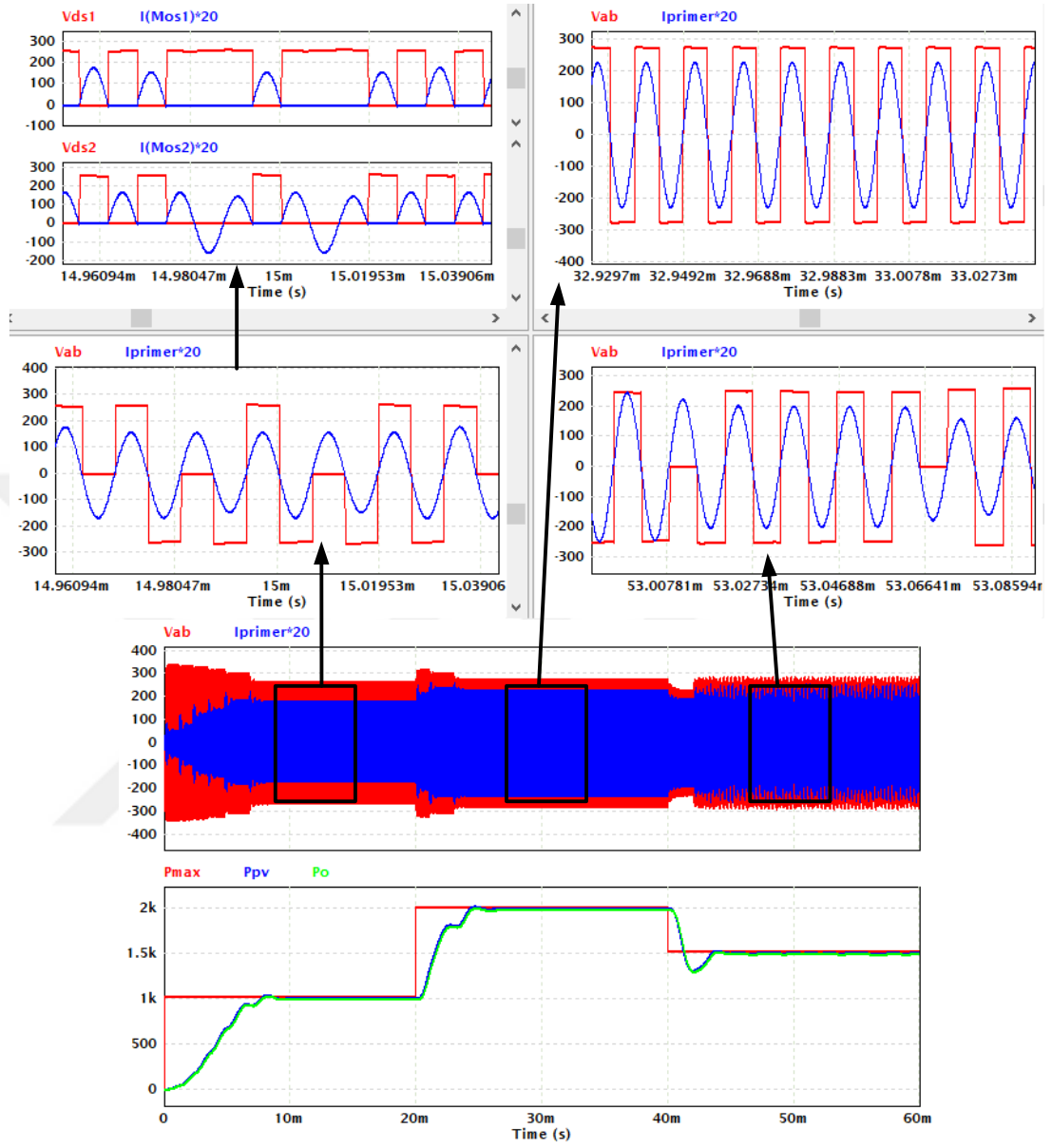
Sunulan grafiklerde, PV sistemin ürettiği maksimum güç  $P_{max}$ , PV sistemden çekilebilen güç  $P_{pv}$ , çıkışa aktarılan güç  $P_o$ , anahtarlama elemanı (MOSFET-1 veya Q1) üzerindeki gerilim  $V_{ds1}$ , akım  $I_{MOS1}$ , rezonans dönüştürücü çıkışındaki gerilim  $V_{ab}$ , rezonans akımı  $I_{primer}$  olarak gösterilmiştir.



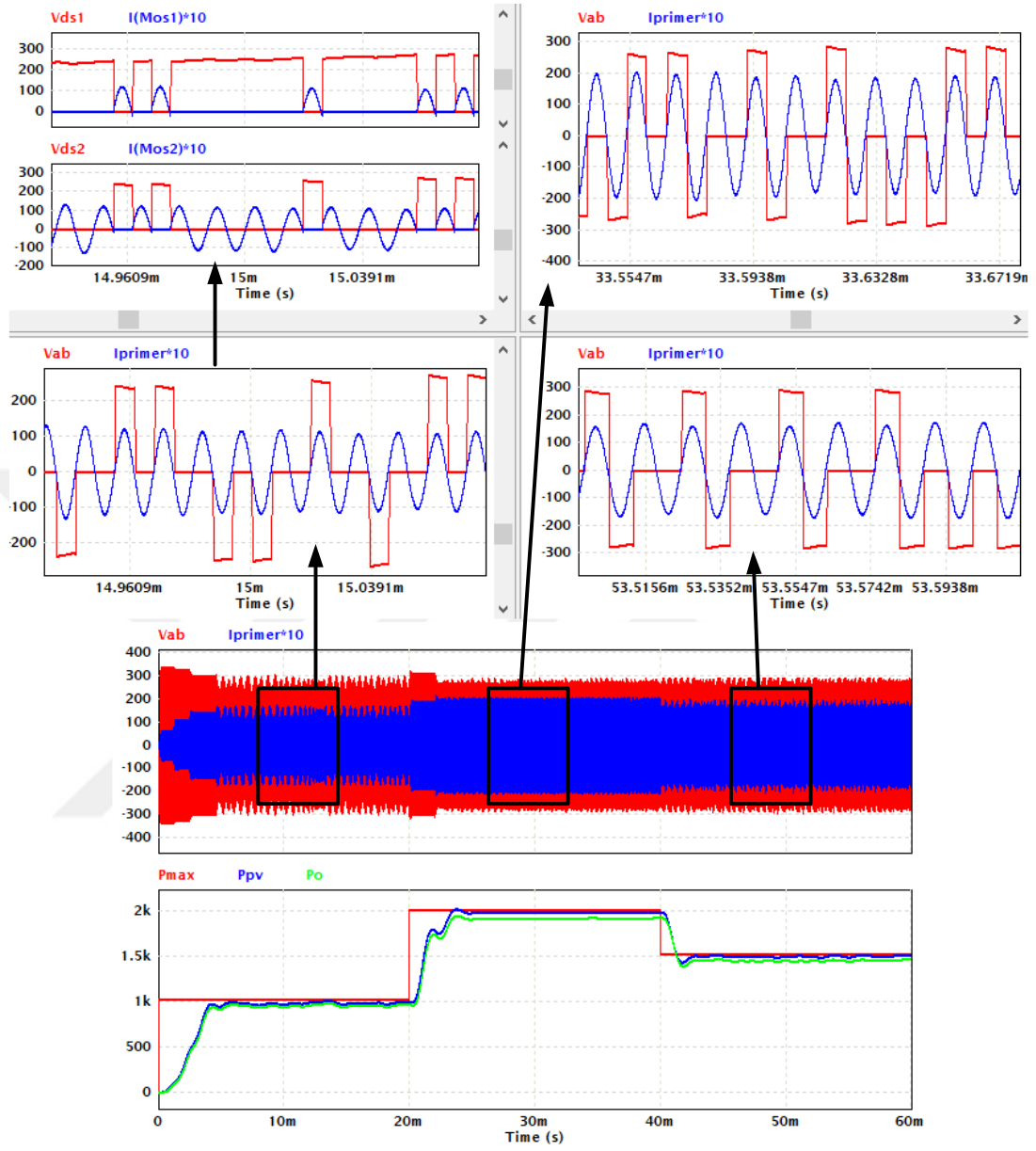
Şekil 6.6 EPDM ile 50Ω yük durumu için elde edilen sonuçlar



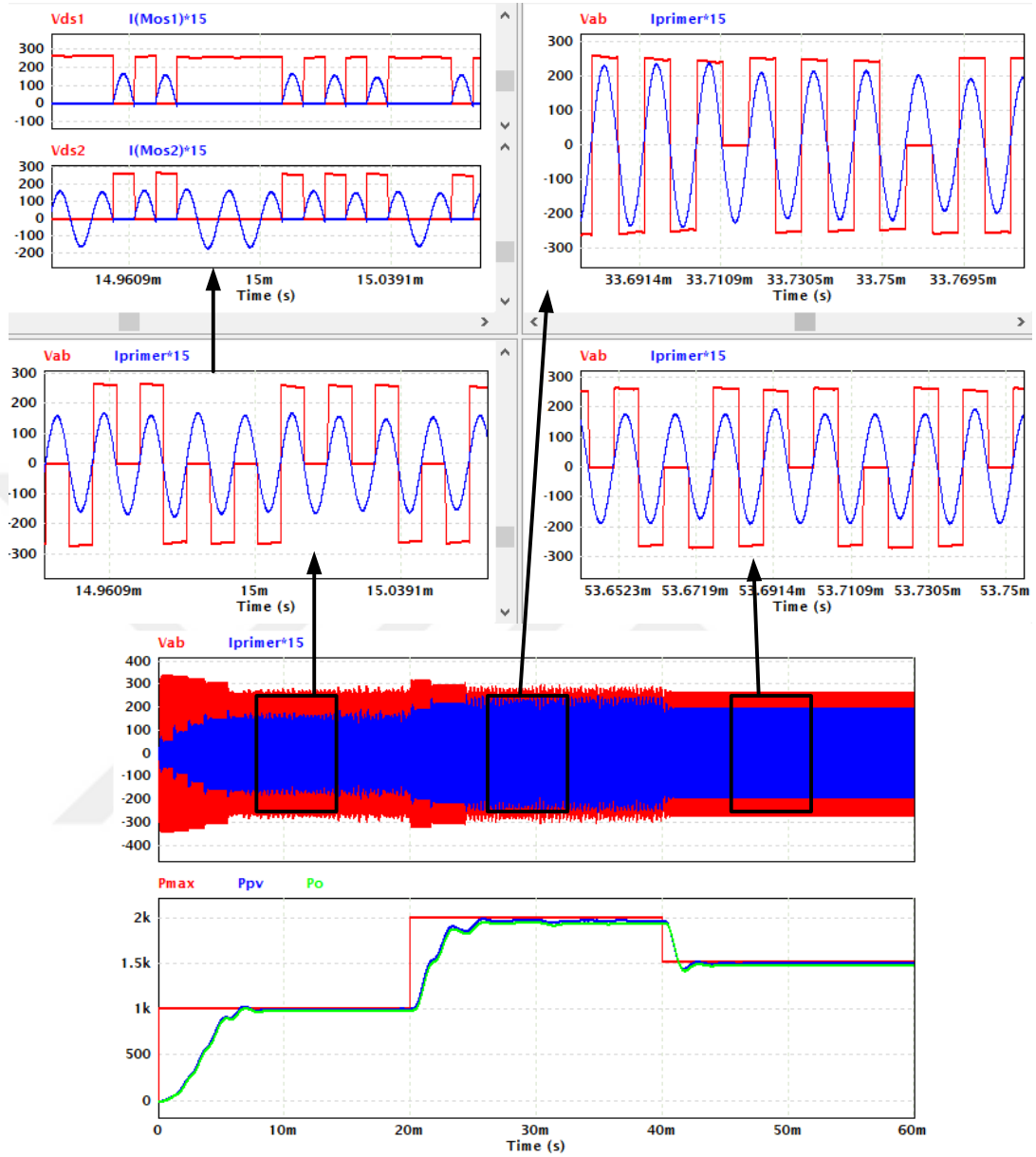
Şekil 6.7 EPDM ile 100Ω yük durumu için elde edilen sonuçlar



Şekil 6.8 EPDM ile 150Ω yük durumu için elde edilen sonuçlar

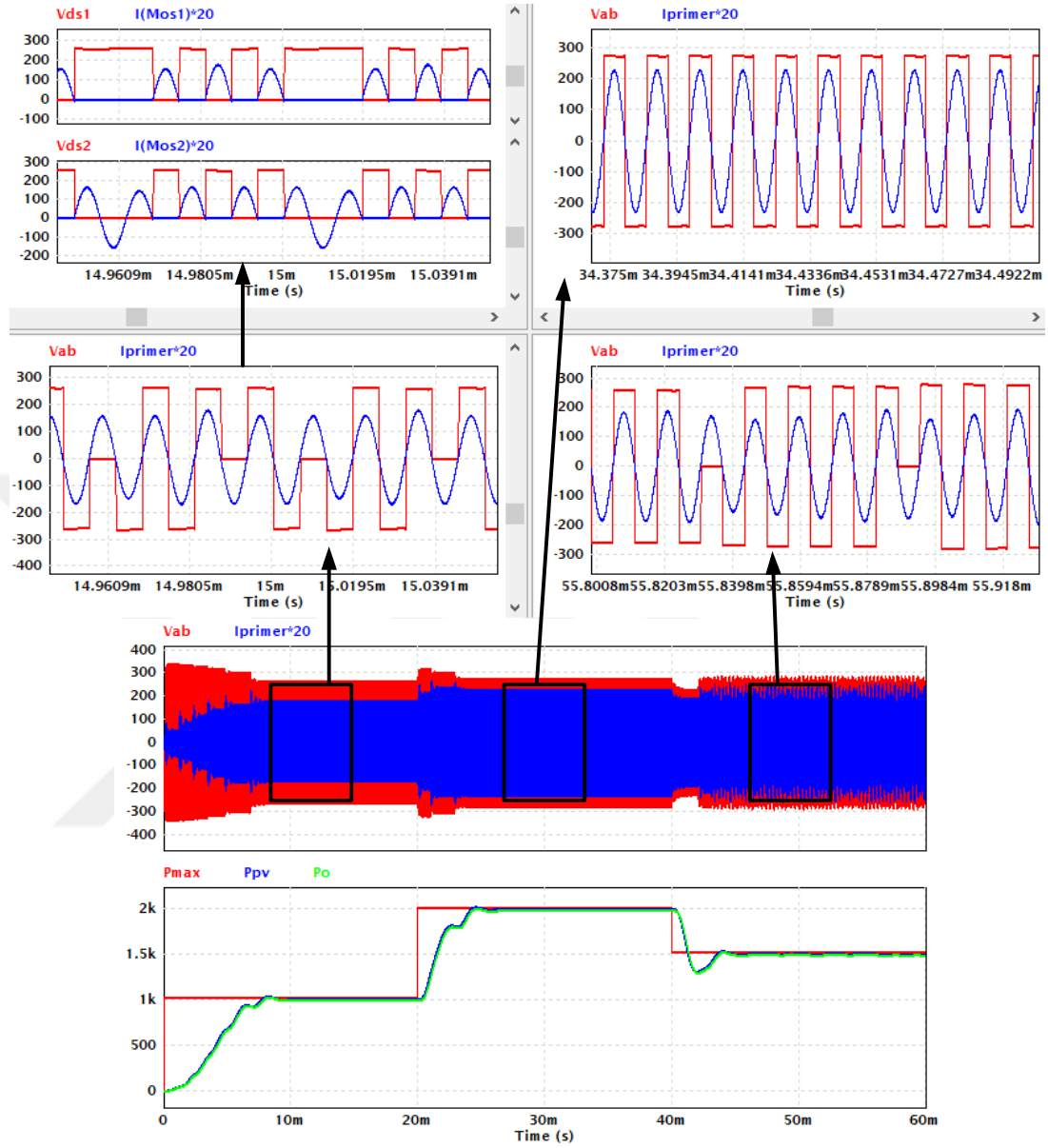


Şekil 6.9 IPDM ile 50Ω yük durumu için elde edilen sonuçlar



Şekil 6.10 IPDM ile 100Ω yük durumu için elde edilen sonuçlar

Simülasyon aşaması, güç anahtarlama elemanlarının ideal karakteristiğe yakın çalıştığı bir düzlem sunduğu için, kontrolcünün matematiksel başarısını ve MPPT takip yeteneğini saf bir şekilde gözlemlemek adına deneysel uygulamadan daha geniş ve idealize edilmiş bir parametre seti oluşturulmuştur.



Şekil 6.11 IPDM ile 150Ω yük durumu için elde edilen sonuçlar

Deneysel çalışmada kullanılan sabit yük ve düşük güç koşulundan farklı olarak simülasyonda bu geniş aralığın tercih edilmesindeki temel amaç; gömülü sisteme aktarılacak olan kontrol kodunun, değişken yük ve yüksek güç koşullarında dahi kararlılığını koruması, böylece algoritmanın farklı senaryolara uyum yeteneği donanım aşamasına geçilmeden önce test edilmiştir.

Simülasyon sonuçlarına göre PV sistemden elde edilen maksimum güç takibinin (MPPT) ve sistem veriminin değerleri Tablo 6.1 'de üç farklı güç seviyesinde, üç farklı yük için ayrı ayrı verilmiştir.

Tablo 6.1 Simülasyon sonuçları

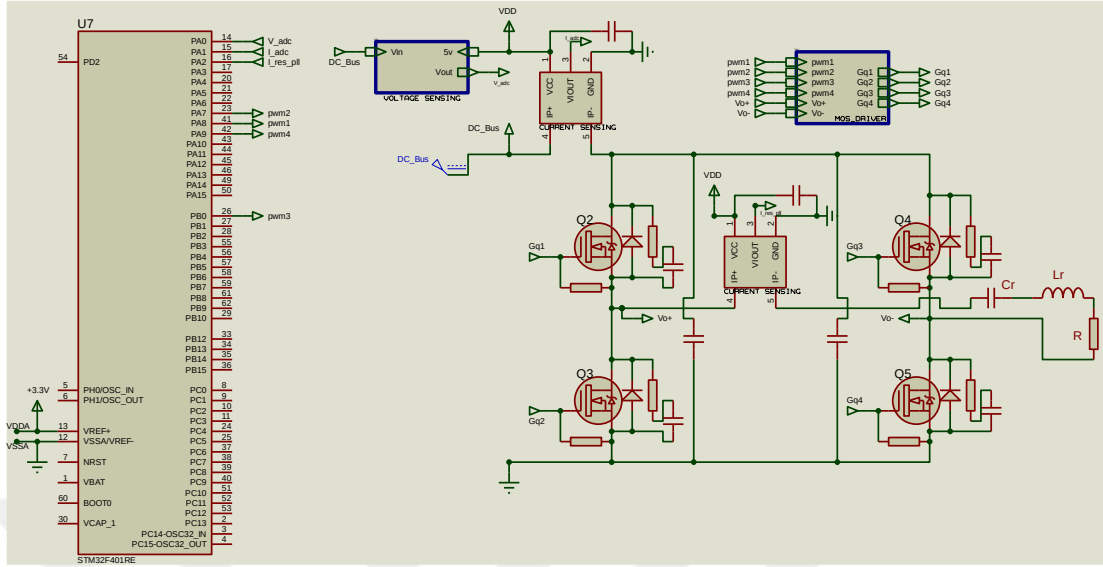
|               |        | Verim  |        |        |        |        |        |        |        |        |
|---------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
|               |        | PDM    |        |        | EPDM   |        |        | IPDM   |        |        |
|               |        | 50Ω    | 100Ω   | 150Ω   | 50Ω    | 100Ω   | 150Ω   | 50Ω    | 100Ω   | 150Ω   |
| <b>1 kW</b>   | Mppt   | 96,31% | 98,07% | 98,46% | 96,70% | 98,48% | 98,75% | 96,32% | 98,58% | 98,75% |
|               | Sistem | 97,35% | 98,61% | 99,20% | 97,01% | 98,44% | 99,21% | 97,12% | 98,41% | 99,21% |
| <b>1,5 kW</b> | Mppt   | 97,24% | 98,60% | 98,59% | 98,71% | 98,82% | 98,86% | 98,21% | 98,94% | 98,82% |
|               | Sistem | 97,12% | 98,58% | 99,18% | 96,72% | 98,46% | 99,19% | 96,98% | 98,45% | 99,18% |
| <b>2 kW</b>   | Mppt   | 97,94% | 97,46% | 99,48% | 98,74% | 98,88% | 99,52% | 99,06% | 98,49% | 99,53% |
|               | Sistem | 96,99% | 98,54% | 99,20% | 96,57% | 98,48% | 99,20% | 96,56% | 98,47% | 99,20% |

## 6.2. Mikrodenetleyici İle Pdm Üretim Testi

Deneyisel uygulamadan önce PDM dizilerinin üretimi Proteus ortamında test edilmiştir. Uygulamada PDM dizileri yazılım ile üretilmekte olup, kontrol STM32 ailesine ait mikrodenetleyici ile sağlanmıştır. STM32F767ZI, STMicroelectronics tarafından üretilen bir mikrodenetleyici geliştirme kartıdır. Bu kartın deneyisel çalışmada kullanılması amaçlanmıştır ancak Proteus kütüphanesinde bulunmadığı için yine aynı aileden (STM32) F401RE mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. Her ne kadar deneyisel çalışmada kullanılacak olan (F767ZI) denetleyici daha yüksek performansa sahip olsa da simülasyonda kullanılan (F401RE) denetleyici PDM dizilerini üretmek için yeterlidir.

Simülasyonu gerçekleştirilen sistemin genel görünümü Şekil 6.12’de verilmiştir. Evirici devresinde kullanılan anahtarlama elemanları STM32F401RE mikrodenetleyici ile üretilen PDM sinyalleri ile kontrol edilmiştir.

Ancak deneyisel çalışmada nihai amaçlardan biri PDM dizilerinin MPPT algoritması ile üretilmesi iken, Proteus programında yüksek performans ve uzun simülasyon süreleri gerektiren MPPT yerine daha basit bir test algoritması ile PDM dizi seçimi gerçekleştirilmiştir. Buradaki esas amaç evirici devresi, sürücü devreleri, akım ve gerilim sensör devreleri ve mikrodenetleyici ile birlikte sistemin bir bütün halinde çalışma performansını test etmek olduğu için PDM dizi seçimi daha basit bir yöntemle sağlanmıştır.



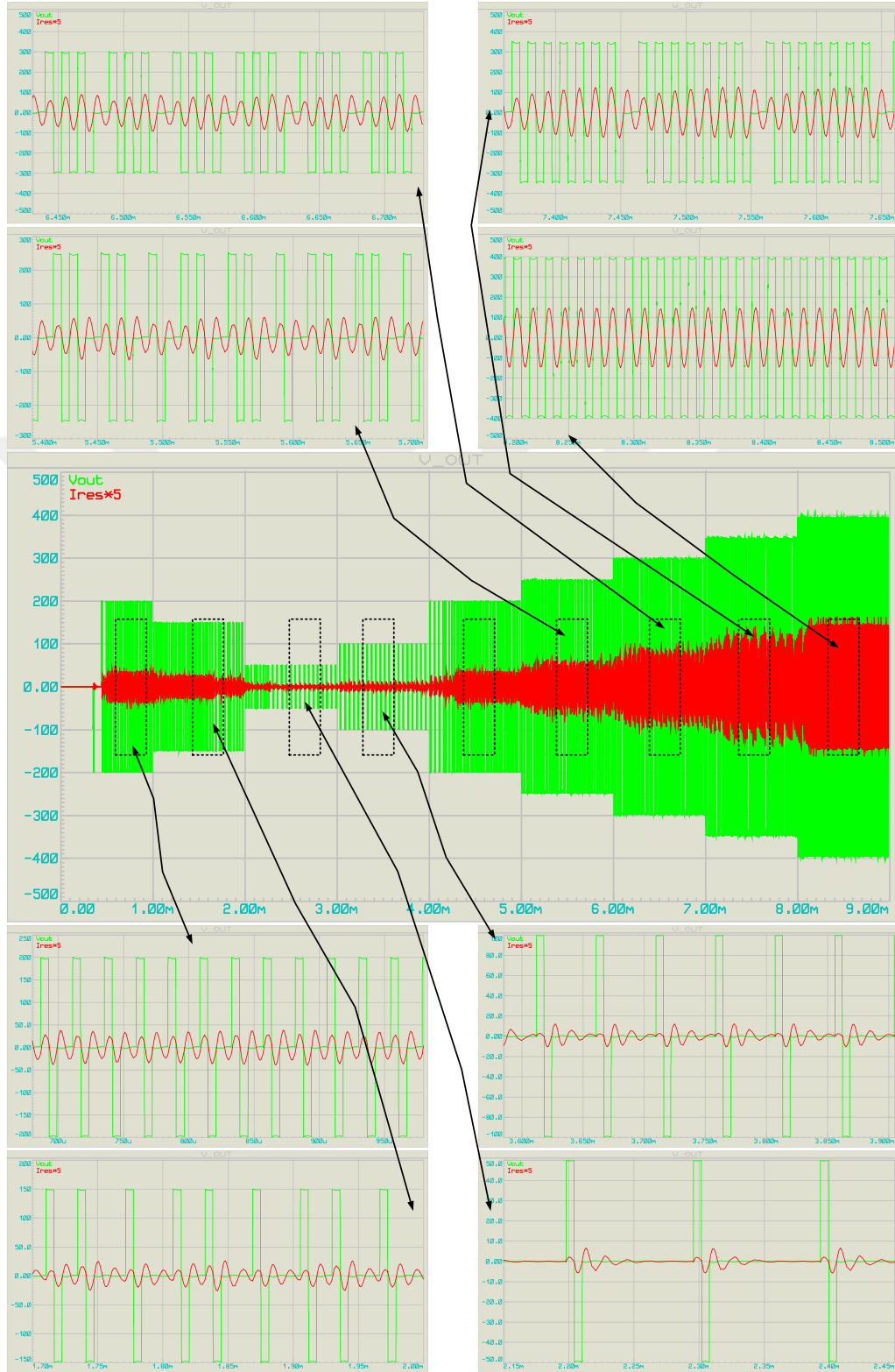
Şekil 6.12 Sürücü ve sensör alt devreleriyle birlikte evirici ve kontrol kartı simülasyon devresi.

Önceki bölümde PSIM programında MPPT algoritması denenmiş ancak evirici devresi gerçek uygulamadan uzak olduğu için, bu çalışmada gerçek donanımlara yakın sonuçlar veren Proteus uygulamasında öncelikle devre tasarımlarının davranışlarını test etmek amaçlanmıştır.

Gerekli akım ve gerilim değerlerinin okunması (sensör devreleri), mikrodenetleyici ile PDM dizi seçimi (yazılım), PDM dizilerine göre üretilen sinyaller ile anahtarlama elamanlarının kontrolü (sürücü devreleri) ve evirici devresinin akım-gerilim değerlerine göre yumuşak anahtarlama durumları, deneysel aşamaya geçmeden önce Proteusta optimize edilmiştir.

Deneysel çalışmada, önceki bölümde verilen devre şemalarındaki akım ve gerilim sensörlerinden okunan değerler ile güç hesaplanmış ve MPPT algoritması yürütülmüştür. Ancak simülasyonda giriş gerilimi seviyelerine göre darbe yoğunlukları tanımlanmıştır.

Bu yaklaşımla darbe dizisi seçim algoritmasından daha çok, PDM sinyallerinin doğru üretilip üretilmediğinin tespit edilmesi amaçlanmıştır. Farklı seviyelerde gerilim uygulandığı anlarda üretilen PDM darbeleri Şekil 6.13'te gösterilmektedir.

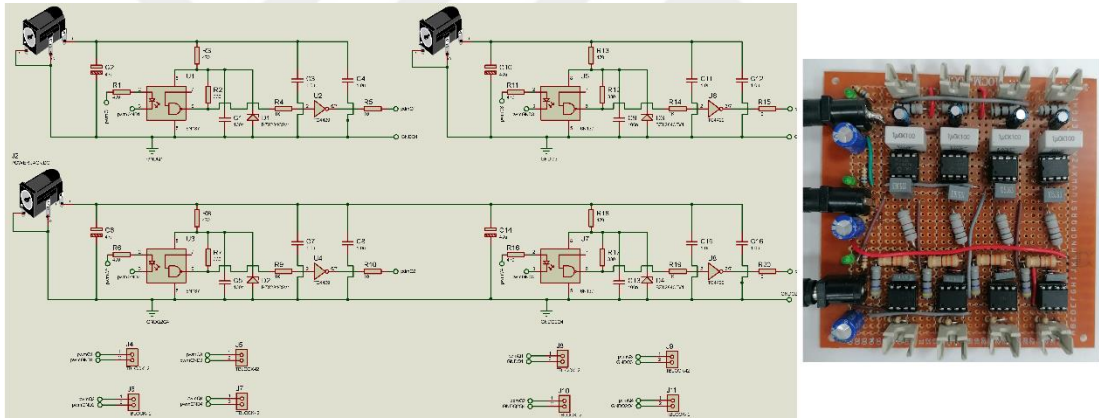


Şekil 6.13 Proteus ortamında elde edilen seri rezonans evirici çıkış gerilim-akım grafikleri

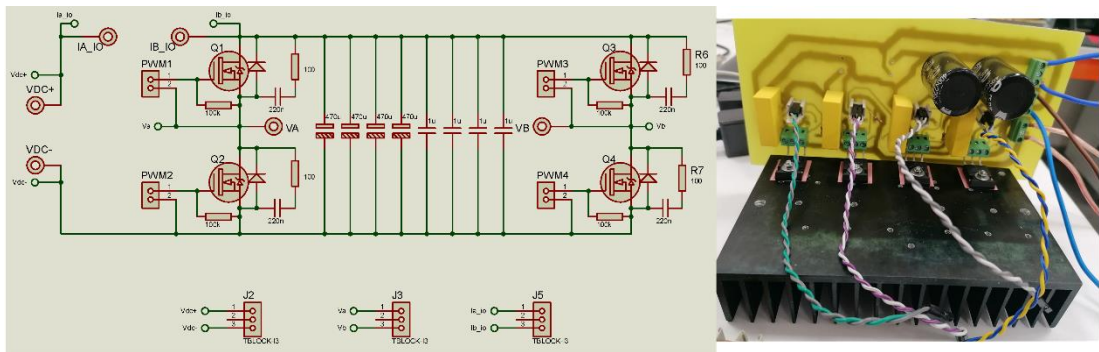
### 6.3. Uygulama Aşamaları Ve Deney Sonuçları

Önceki bölümlerde sunulan benzetim çalışmalarının ve mikrodenetleyici tabanlı yazılım testlerinin tamamlanmasın ardından, önerilen PV destekli PDM – MPPT kontrollü kablosuz güç aktarım sisteminin donanım prototipi gerçekleştirilmiştir. Sistemin en kritik bileşenlerinden biri olan ve güç aktarım verimini doğrudan etkileyen bobin tasarım aşamasının tamamlanmasının ardından, Şekil 6.14, Şekil 6.15 ve Şekil 6.16’da verilen, sistemin güç elektroniği katları ve kontrol birimleri entegre edilmiştir.

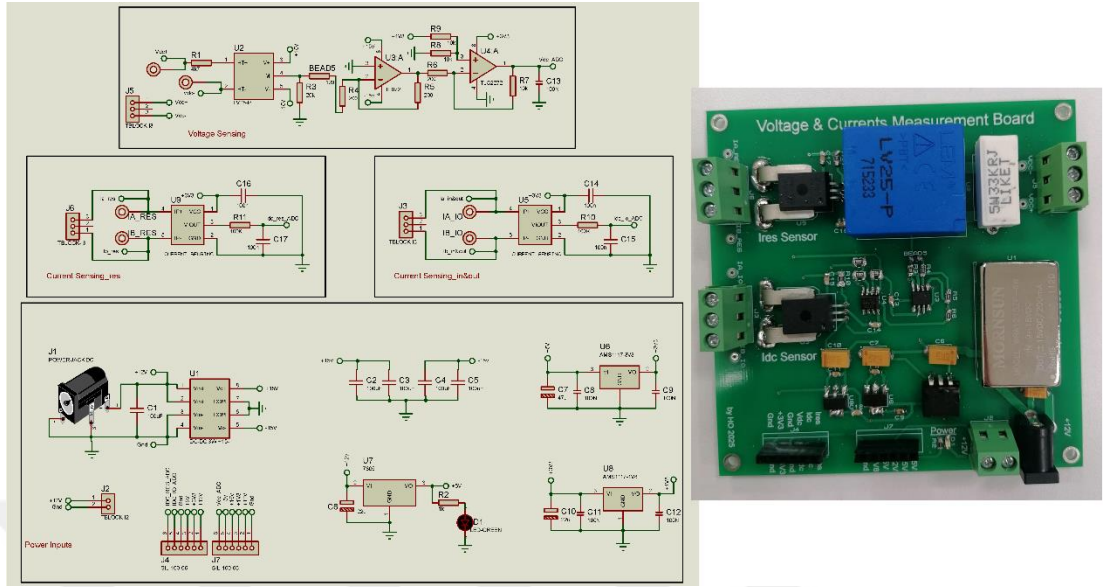
DeneySEL kurulum; PV simülatörü, yüksek frekanslı tam köprü seri rezonans evirici, tasarlanan rezonans tankı (bobin ve kapasitör grupları), doğrultucu devresi ve yük grubundan oluşmaktadır.



Şekil 6.14 Mosfet sürücü devre tasarımı ve devre kartı

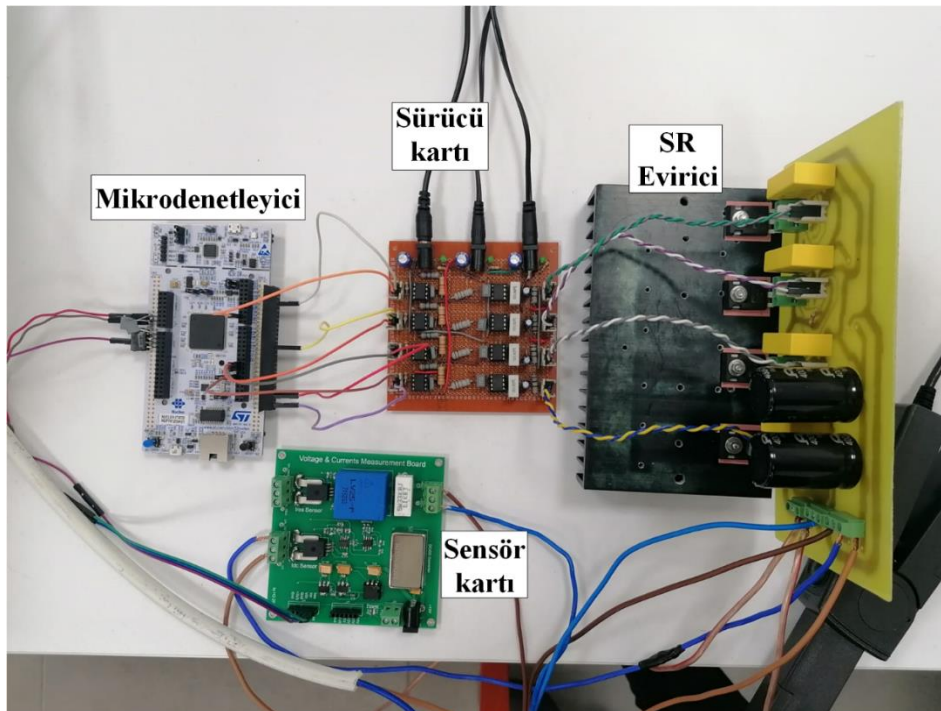


Şekil 6.15 Tam köprü seri rezonans evirici devre tasarımı ve devre kartı



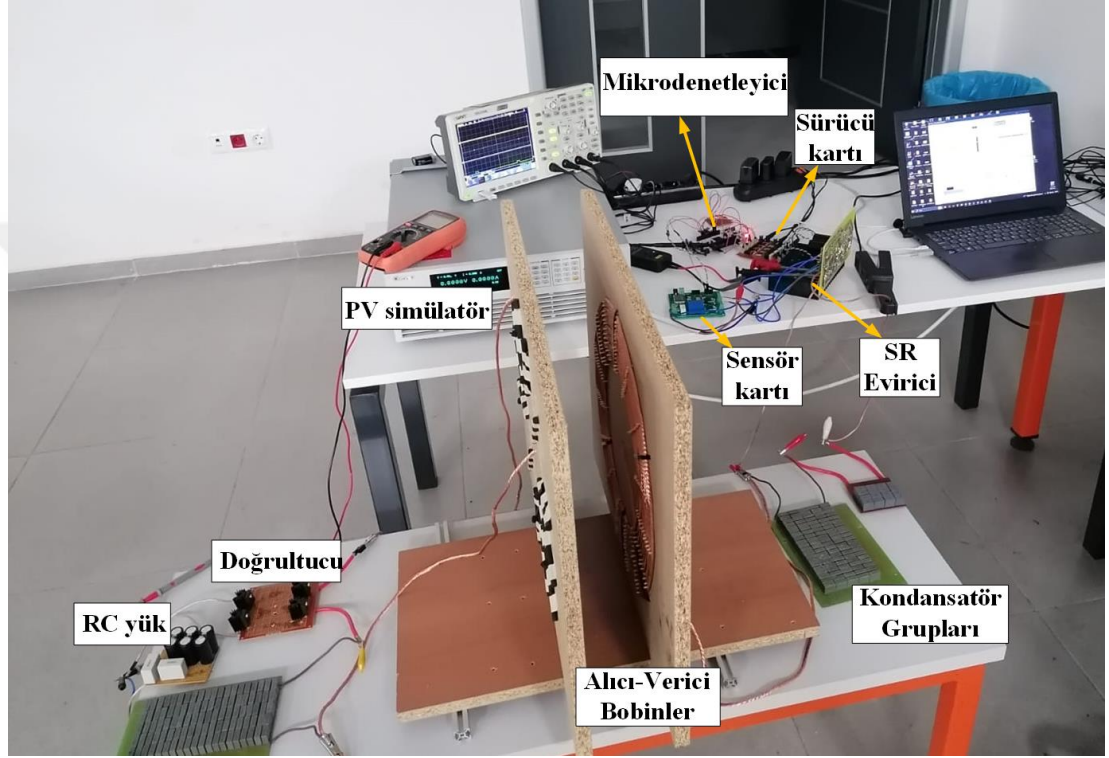
Şekil 6.16 Gerilim-Akım sensör devre tasarımı ve devre kartı

Sistemin kontrolü, benzetim çalışmalarında test edilen PDM algoritmalarını (PDM, EPDM, IPDM) yürüten STM32 mikrodenetleyici kartı üzerinden sağlanmıştır. Evirici anahtarlama elemanları (MOSFET'ler) için tasarlanan izoleli sürücü kartı ve MPPT algoritması için gerekli olan akım-gerilim sensör kartı sisteme entegre edilerek Şekil 6.17'de gösterilen kapalı çevrim kontrol yapısı fiziksel olarak oluşturulmuştur.



Şekil 6.17 Güç katının ve kontrol yapısının fiziksel gösterimi

Sistemin tüm bileşenlerinin bir araya getirildiği ve deneysel ölçümlerin alındığı genel deney düzeneği Şekil 6.18’de gösterilmektedir. Kurulan bu prototip üzerinde farklı güç seviyeleri için verim analizleri gerçekleştirilmiş ve PDM yöntemlerinin performansları karşılaştırılmıştır.



Şekil 6.18 PV entegreli PDM-MPPT kontrollü WPT sistemi prototipi.

### 6.3.1. Deneysel Test Prosedürü ve Çalışma Parametreleri

Deneysel çalışmalarda, gerçek güneş panellerinin çıkış karakteristikleri, atmosferik koşulların (güneş ışınımı, sıcaklık, gölgelenme vb.) stokastik yapısına bağlı olarak anlık değişimler göstermektedir. Bu durum, geliştirilen PDM tabanlı MPPT algoritmasının performansının hassas bir şekilde ölçülmesini ve farklı senaryolar altında tekrarlanabilir testlerin gerçekleştirilmesini zorlaştırmaktadır. Bu nedenle, laboratuvar ortamında kontrol edilebilir, kararlı ve standartlara uygun bir PV kaynak profili oluşturmak amacıyla, programlanabilir bir PV simülatörü kullanılmıştır.

Sistemin giriş gücünü sağlamak ve PV panellerin elektriksel davranışlarını modellemek için Chroma 62050H-600S model Programlanabilir DC Güç Kaynağı ve

Solar Dizi Simülatörü (Solar Array Simulator - SAS) tercih edilmiştir. Bu cihaz, 600V çıkış gerilimi ve 5 kW'a kadar güç kapasitesi ile sistemin güç gereksinimlerini fazlasıyla karşılamaktadır. Chroma 62050H-600S, yüksek hızlı geçici rejim tepkisi ve dahili SAS modu sayesinde, farklı malzeme teknolojilerine (Monokristal, Polikristal, İnce Film vb.) sahip PV panellerin Akım-Gerilim (I-V) ve Güç-Gerilim (P-V) eğrilerini yüksek doğrulukla simüle edebilmektedir.

Deneyssel doğrulama aşamasında bu simülatörün kullanılmasının temel amacı, uygulanan MPPT algoritmasının hem statik hem de dinamik koşullardaki başarısını test etmektir. Cihaz, EN50530 standardına uygun olarak, bulutlu hava geçişleri, ani ışınım değişimleri ve parçalı gölgelenme durumlarını oluşturabilmektedir. Böylece, mikrodenetleyici üzerinde koşturulan PDM algoritmasının, simülatör tarafından üretilen sanal I-V eğrisi üzerindeki maksimum güç noktasını (MPP) yakalama hızı ve kararlılığı, gerçek bir panel kullanılmışçasına ancak kontrollü bir ortamda doğrulanmıştır. Simülatörün sağladığı bu kontrollü deney ortamı, önerilen sistemin verim analizlerinin dış ortam bozucularından etkilenmeden, objektif verilerle yapılmasını sağlamıştır.

Deneyssel doğrulama çalışmaları, sistemin farklı güç seviyelerindeki performansını ve kontrol algoritmalarının kararlılığını ölçmek amacıyla tanımlı senaryolar üzerinden gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda, Chroma 62050H-600S PV simülatörü, tepe gücü (Pmax) 1000 W ve açık devre gerilimi yaklaşık 200 V olan bir PV dizi modelini simüle edecek şekilde konfigüre edilmiştir. Bu parametreler, tasarlanan rezonans eviricinin ve bobin sisteminin güvenli çalışma aralığı gözetilerek belirlenmiştir.

Sistemin çıkış katında, simülasyon çalışmalarında farklı direnç değerleri (50 $\Omega$ , 100 $\Omega$ , 150 $\Omega$ ) ile gerçekleştirilen parametrik analizlerin tamamlayıcısı olarak, deneyssel aşamada sistemin dinamik davranışlarını incelemek üzere RC tabanlı bir yük modeli kullanılmıştır. Doğrultucu çıkışına paralel bağlanan 770  $\mu$ F değerindeki kondansatör grubu ile 15 $\Omega$  değerindeki güç direncinden oluşan bu yapı, gerçek bir elektrikli araç batarya şarj devresinin DC bara karakteristiğini temsil etmektedir. PDM ile yapılan güç değişimlerinde sistemin geçici durum (transient) tepkileri bu yük grubu üzerinde gözlemlenmiştir.

Sistemin, gün içindeki değişken atmosferik koşullara vereceği tepkiyi analiz edebilmek için dört farklı ışıınım seviyesi referans alınmıştır. Doğrusal bir artışla belirlenen bu seviyeler; düşük yoğunluklu 250 W/m<sup>2</sup>, orta yoğunluklu 500 W/m<sup>2</sup> ve 750 W/m<sup>2</sup> ile tam kapasiteyi temsil eden 1000 W/m<sup>2</sup> değerlerinden oluşmaktadır.

Önerilen kontrol yöntemleri olan PDM, EPDM ve IPDM söz konusu dört farklı ışıınım seviyesinin her biri için sisteme ayrı ayrı uygulanmıştır. Her bir test senaryosunda şu ölçümler ve hesaplamalar gerçekleştirilmiştir:

- **Dalga Şekli Analizi:** Her bir modülasyon tekniği ve ışıınım seviyesi için, güç aktarımının kalitesini gösteren evirici çıkış gerilimi ( $V_{ab}$ ) ve rezonans akımı (ires) dalga şekilleri osiloskop aracılığıyla kaydedilmiştir. Bu grafikler, ZVS (Sıfır Gerilimde Anahtarlama) koşullarının sağlanıp sağlanmadığını ve harmonik bozulmaları görselleştirmek adına sunulmuştur.
- **MPPT Performansı:** PV simülatörünün yönetim arayüzü üzerinden, uygulanan PDM algoritmasının sanal panelden çekebildiği anlık güç ve teorik maksimum güç karşılaştırılarak MPPT verimi doğrudan elde edilmiştir.
- **Sistem Verimi:** Sekonder taraftaki yük üzerinde ölçülen çıkış gerilimi ve akım değerleri kullanılarak yüke aktarılan net güç hesaplanmıştır. Bu değer, kaynaktan çekilen güce oranlanarak toplam WPT sistemi verimi ortaya konmuştur.

Elde edilen tüm veriler ışığında, üç farklı PDM yönteminin ışıınım değişimlerine karşı gösterdiği MPPT takip başarımı ve enerji aktarım verimliliği karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir.

### 6.3.2. Deneysel Sonuçlar ve Tartışma

Deneysel çalışmanın bu aşamasında, maksimum gücü 1000W ve açık devre gerilimi yaklaşık 200V olan PV dizisinden, önerilen üç farklı modülasyon tekniği (PDM, EPDM ve IPDM) ile enerji çekilmiş ve sekonder taraftaki RC yük grubuna aktarılmıştır.

Analizler; MPP izleme başarımı, yüke aktarılan güç ve toplam sistem verimi parametreleri üzerinden gerçekleştirilmiştir.

Tüm değerlendirmelerde, 15Ω yük direnci altında sekonder taraftaki doğrultucu çıkışından alınan RMS gerilim değerleri referans kabul edilmiştir.

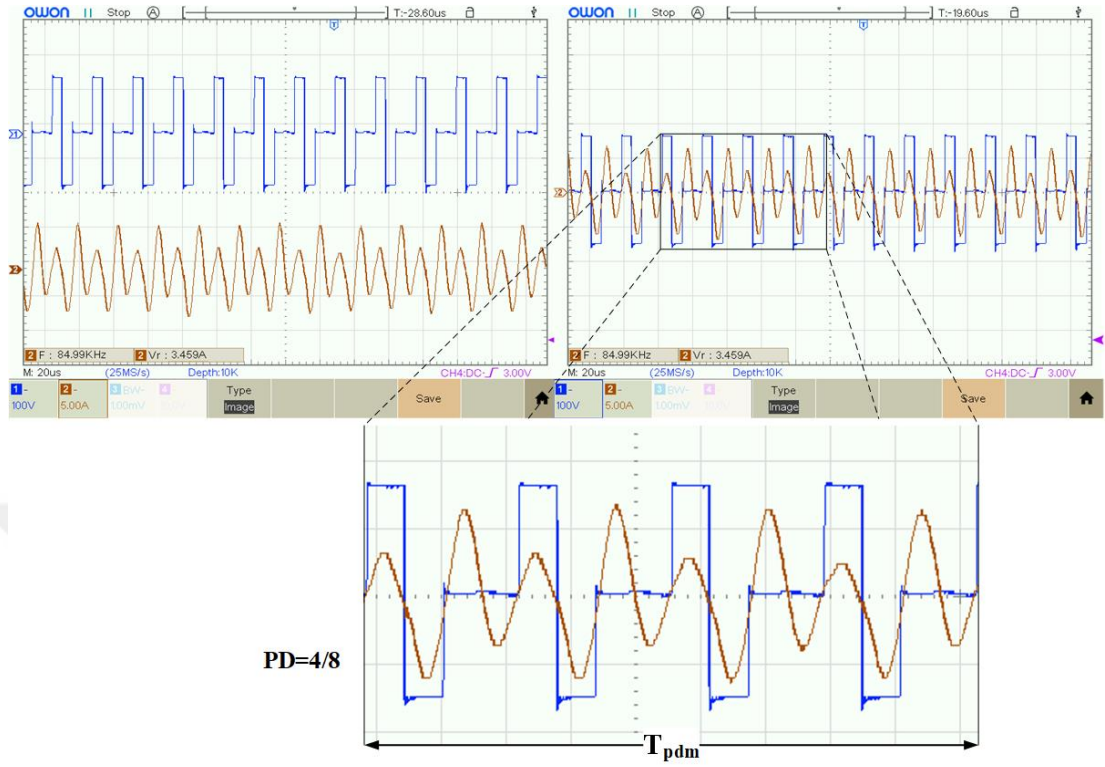
### 6.3.3. 250 W/m<sup>2</sup> ışı nım değeri için sonuçlar

Bu senaryoda, ş arj sürecinde sabah/akş am saatleri veya yoğun bulutlu hava koş ullarını temsil eden 250 W/m<sup>2</sup> düşük ışı nım seviyesinde sistemin davranışı incelenmiştir.

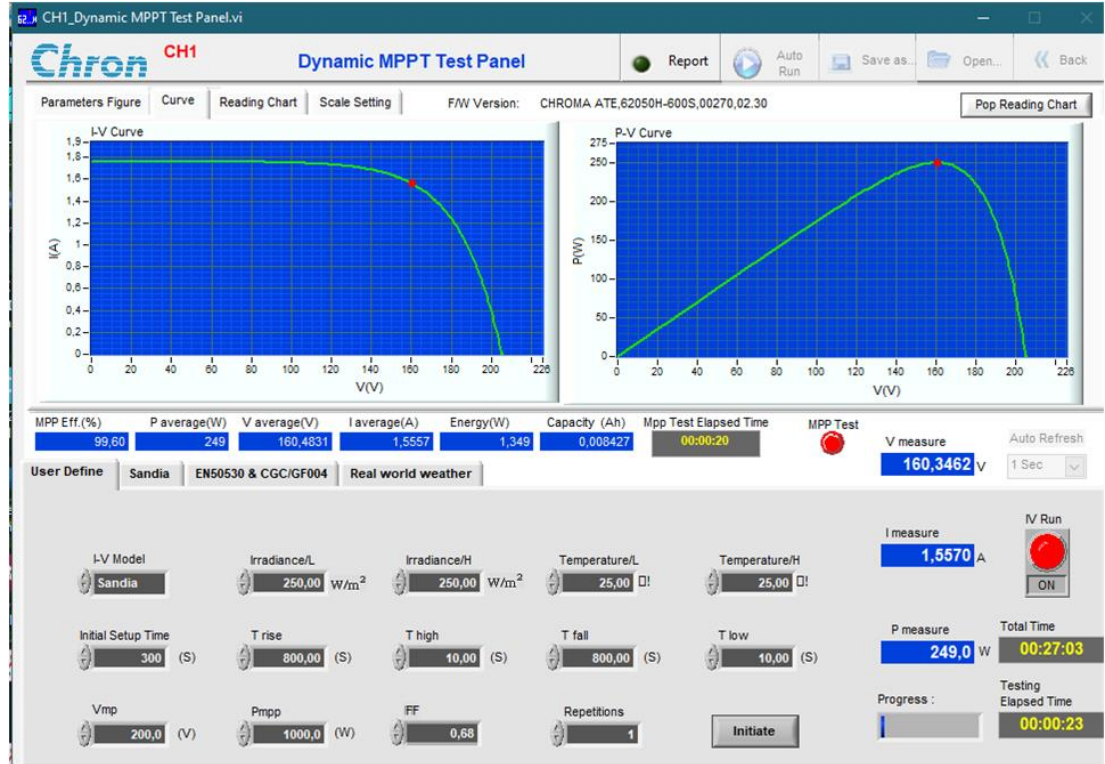
MPPT performansını gösteren PV simülatör arayüzü ve evirici çıkış gerilim-akım dalgalarını gösteren osiloskop görüntüleri üç yöntem için Ş ekil 6.19 - Ş ekil 6.24'te sunulmuştur. Ayrıca bu ışı nım seviyesinde elde edilen sayısal bulgular da Tablo 6.2'de verilmiştir.



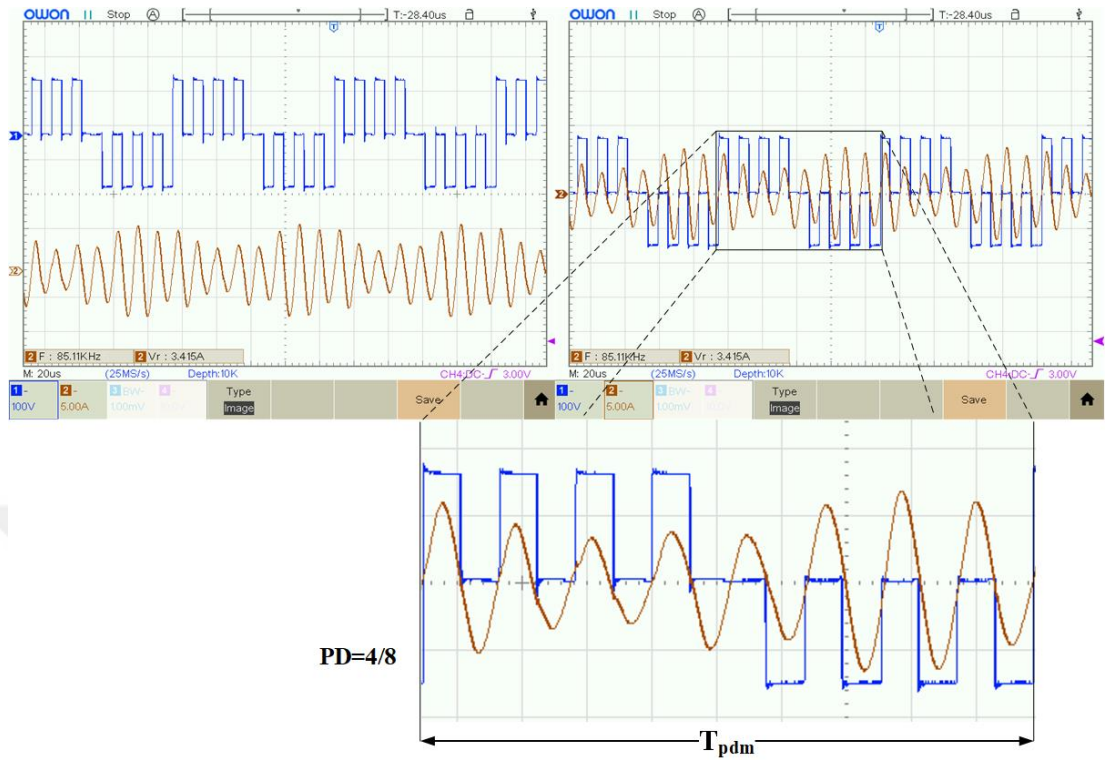
Ş ekil 6.19 250W/m<sup>2</sup> ışı nım değerinde Düzensiz PDM için MPPT verimi



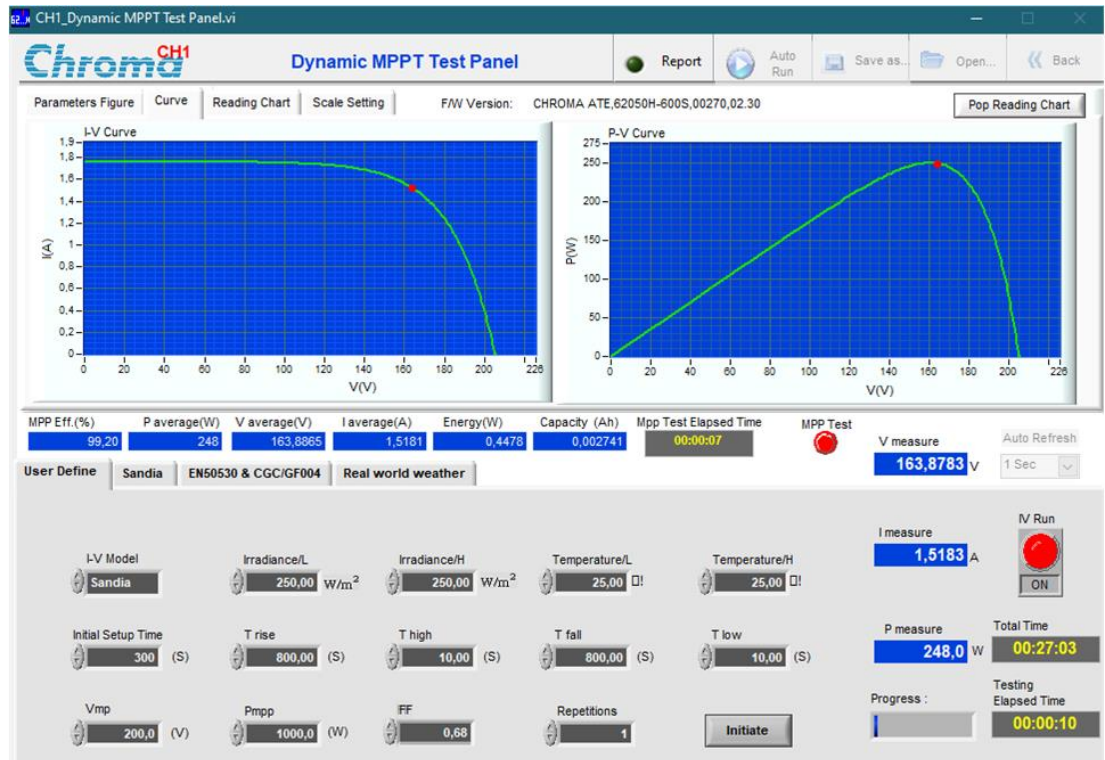
Şekil 6.20  $250W/m^2$  ışınlım değerinde Düzensiz PDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları



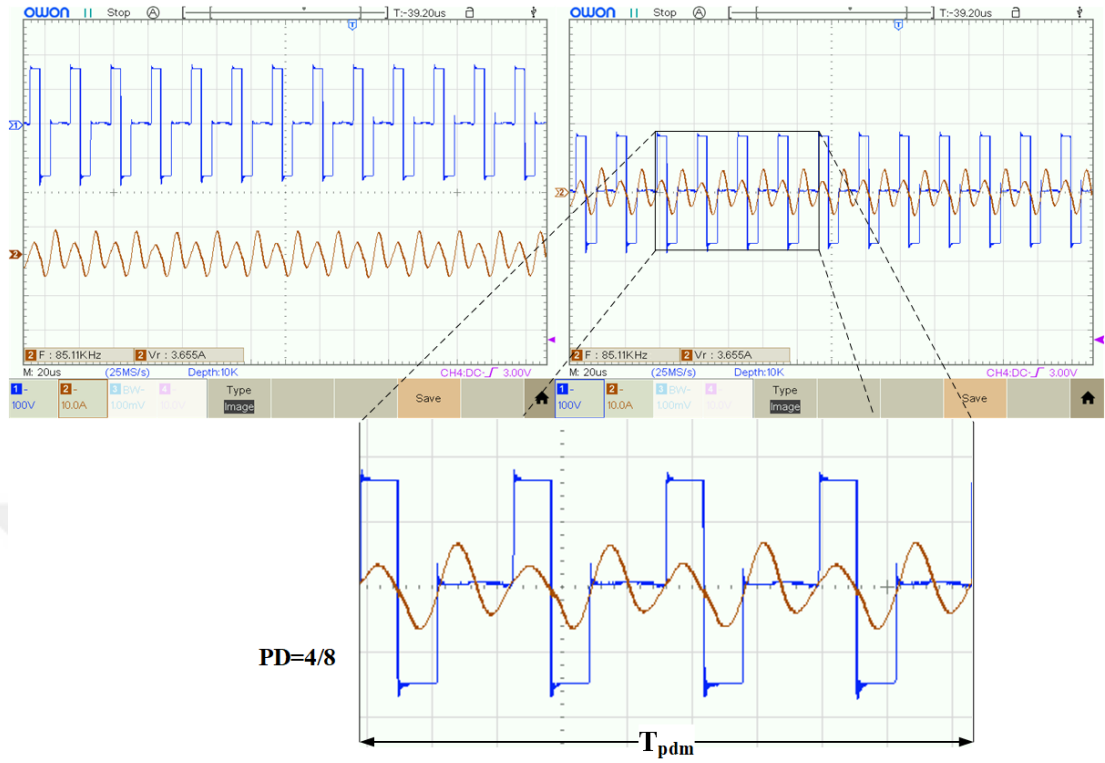
Şekil 6.21  $250W/m^2$  ışınlım değerinde EPDM için MPPT verimi



Şekil 6.22  $250 \text{ W/m}^2$  ışınlam değerinde EPDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları



Şekil 6.23  $250 \text{ W/m}^2$  ışınlam değerinde IPDM için MPPT verimi



Şekil 6.24  $250\text{ W/m}^2$  ışınlım değerinde IPDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları.

Tablo 6.2  $250\text{ W/m}^2$  ışınlım değerinde elde edilen bulgular

| Yöntem | $P_{\max}$<br>(W) | $P_{pv}$<br>(W) | $V_{yük,rms}$<br>(V) | $P_{out}$ (W)<br>( $V^2/R_{yük}$ ) | $\eta_{MPPT}$ (%)<br>( $P_{pv}/P_{\max}$ ) | $\eta_{WPT}$ (%)<br>( $P_{out}/P_{pv}$ ) | $\eta_{TOP}$ (%)<br>( $P_{out}/P_{\max}$ ) |
|--------|-------------------|-----------------|----------------------|------------------------------------|--------------------------------------------|------------------------------------------|--------------------------------------------|
| PDM    | 250               | 248             | 57,6                 | 221,18                             | 99,20                                      | 89,19                                    | 88,47                                      |
| EPDM   | 250               | 249             | 57,3                 | 218,88                             | 99,60                                      | 87,91                                    | 87,55                                      |
| IPDM   | 250               | 248             | 58                   | 224,26                             | 99,20                                      | 90,43                                    | 89,70                                      |

Sekonder taraftaki RC yük grubu üzerinde ölçülen gerilim değerleri kıyaslandığında, PDM ile 57,6V ve EPDM ile 57,3V elde edilirken, IPDM yöntemi ile 58V seviyesine ulaşılmıştır.

Sistemin kaynak tarafı ele alındığında, her üç kontrol yönteminin de PV paneli MPPT’de tutarlı bir şekilde çalıştığı görülmektedir. Elde edilen %99,2 ile %99,6 arasındaki MPPT verim değerleri, kullanılan algoritmanın düşük ışınlım seviyelerinde dahi yüksek performans sergilediğini göstermektedir. Bu bulgu,  $250\text{ W/m}^2$  koşulunda yöntemler arasında oluşabilecek toplam verim farklarının, kaynak tarafındaki bir kayıptan ziyade, güç elektroniği ve WPT katmanındaki dinamiklerden kaynaklandığını doğrulamaktadır.

Osiloskop çıktıları, sistemin tüm yöntemlerde yaklaşık 85 kHz anahtarlama frekansı ile rezonans bölgesinde çalıştığını göstermektedir. Ancak rezonans akımının RMS genliği yöntemlere göre değişkenlik arz etmektedir. Özellikle IPDM yönteminde, PDM ve EPDM'e kıyasla daha yüksek bir rezonans akımı (RMS) elde edilmiş, bu durum doğrudan çıkış gerilimine ve gücüne yansımıştır. Yük tarafında ölçülen güç değerleri 219–224 W bandında değişim göstermektedir. Mutlak değer olarak küçük görünen farklar, sistem veriminde %1–%2'lik değişimlere tekabül etmektedir.

250 W/m<sup>2</sup> ısıtım seviyesi, sistemin nominal olarak 4/8 (PD=0,5) darbe yoğunluğunda çalışmasını gerektirmektedir. Teorik olarak PD=0,5 noktasında PDM ve IPDM aynı anahtarlama desenine sahiptir. Dolayısıyla, statik bir çalışma noktasında bu iki yöntemin farksız olması beklenir. Ancak deneylerde gözlemlenen performans farkları, doğrudan modülasyon deseninden ziyade, aşağıda değinilen ikincil etkenlerle açıklanabilir:

- **MPPT Algoritmasının Dinamik Salınımı:** MPPT algoritmaları, maksimum güç noktasını takip ederken çalışma noktasında sabit kalmayıp, sürekli olarak bir alt veya bir üst darbe yoğunluğu kademelerine (3/8 veya 5/8) geçiş yaparak (perturbation) güç değişimini kontrol etmektedir. PDM yönteminde, 4/8 deseni düzgün olsa dahi, MPPT algoritmasının taradığı komşu desenler (3/8 veya 5/8) düzensiz (irregular) darbe dağılımına sahiptir. Algoritma bu komşu noktalara her temas ettiğinde, rezonans akımında anlık bozulmalar ve güç kayıpları meydana gelmekte, bu da ölçüm süresi genelindeki ortalama verimi düşürmektedir.
- **IPDM'in Komşu Yoğunluklardaki Kararlılığı:** IPDM yönteminde ise sadece 4/8 noktası değil, tarama aralığındaki tüm ara kademeler homojen dağılımlı olacak şekilde optimize edilmiştir. MPPT algoritması maksimum güç noktası etrafında salınım yaparken, geçiş yapılan komşu desenler de rezonans uyumlu olduğu için akım stabilitesi bozulmamakta ve ortalama enerji aktarım verimliliği yüksek kalmaktadır.
- **Rezonans ve Ölçüm Hassasiyetleri:** Yüksek kalite faktörüne (Q) sahip rezonans devrelerinde, çok küçük frekans kaymaları veya ölçüm cihazının RMS hesaplama yönteminden (bant genişliği, örnekleme) kaynaklanan ondalık

sapmalar, güç hesaplamalarında küçük ama fark edilir etkiler yaratabilmektedir.

EPDM yöntemi ise, "sıfır" (pasif) mod sürelerini bölerek akım dalgalanmasını minimize etmeyi amaçlar. Yöntemin temel motivasyonu maksimum güç transferinden ziyade, düşük güçlerde daha pürüzsüz bir dalga şekli elde etmektir. Bu nedenle, 250 W/m<sup>2</sup> testlerinde EPDM'in diğer yöntemlere göre daha düşük güç ve verim sergilemesi, yöntemin tasarım hedefi (dalgalanmayı azaltma karşılığında güçten ödün verme) ile tutarlı doğal bir sonuçtur.

Özetle, 250 W/m<sup>2</sup> koşulunda elde edilen bulgular tek bir nedene indirgenemez. MPPT katmanı her üç yöntemde de sorunsuz çalışırken; ortaya çıkan farklar rezonans devresinin dinamik tepkisi, darbe desenlerinin homojenliği ve MPPT algoritmasının tarama sırasındaki geçici hal davranışlarının birleşimidir. IPDM'in, MPPT tarama sürecindeki ara değerlerde dahi kararlı akım sağlayabilmesi, bu düşük ışıyım seviyesinde ve hatta diğer tüm ışıyım seviyelerinde de sistem veriminin görece yüksek çıkmasındaki en belirleyici faktör olarak değerlendirilmektedir.

#### **6.3.4. 500W/m<sup>2</sup> ışıyım değeri için sonuçlar**

MPPT performansını gösteren PV simülatör arayüzü ve evirici çıkış gerilim-akım dalgalarını gösteren osiloskop görüntüleri her üç yöntem için Şekil 6.25 – Şekil 6.30'da sunulmuştur.

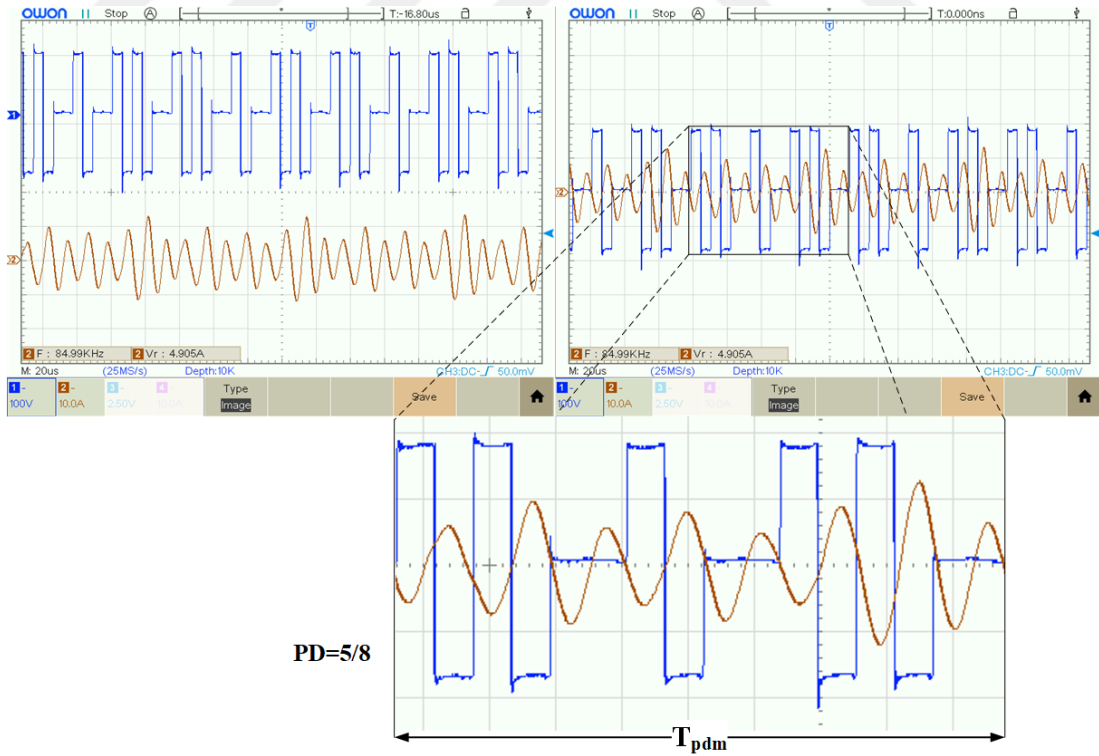
İşyım seviyesinin 250 W/m<sup>2</sup>'den 500 W/m<sup>2</sup>'ye yükseltilmesi, sistem dinamiklerinde doğrusal olmayan etkilerin belirginleştiği yeni bir çalışma rejimi ortaya çıkarmıştır. Bu seviyede, primer taraftaki rezonans akımı ve sekonder yük geriliminde gözlenen artışlar, kontrol yöntemlerinin darbe dağılım stratejileri arasındaki farkları daha görünür hale getirmiştir. Deneysel veriler ışığında, 500 W/m<sup>2</sup> çalışma noktasında sistemin karakteristik parametreleri şu şekildedir:

- Rezonans Akımı: RMS değeri yaklaşık 5 A seviyesine ulaşmıştır.
- Yük Gerilimi: Doğrultucu çıkışında yaklaşık 82 V (RMS) ölçülmüştür.
- Aktarılan Güç: Ortalama 450 W mertebesindedir.

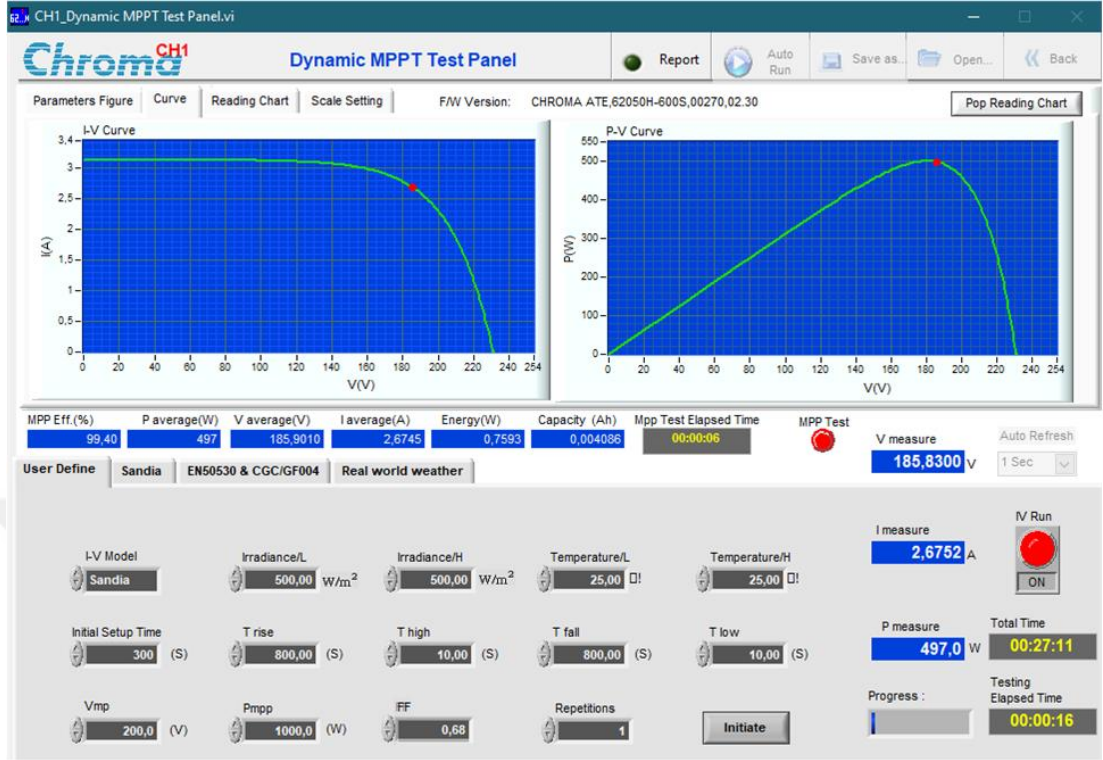
Bu işyım seviyesinde elde edilen sayısal bulgular Tablo 6.3'te verilmiştir.



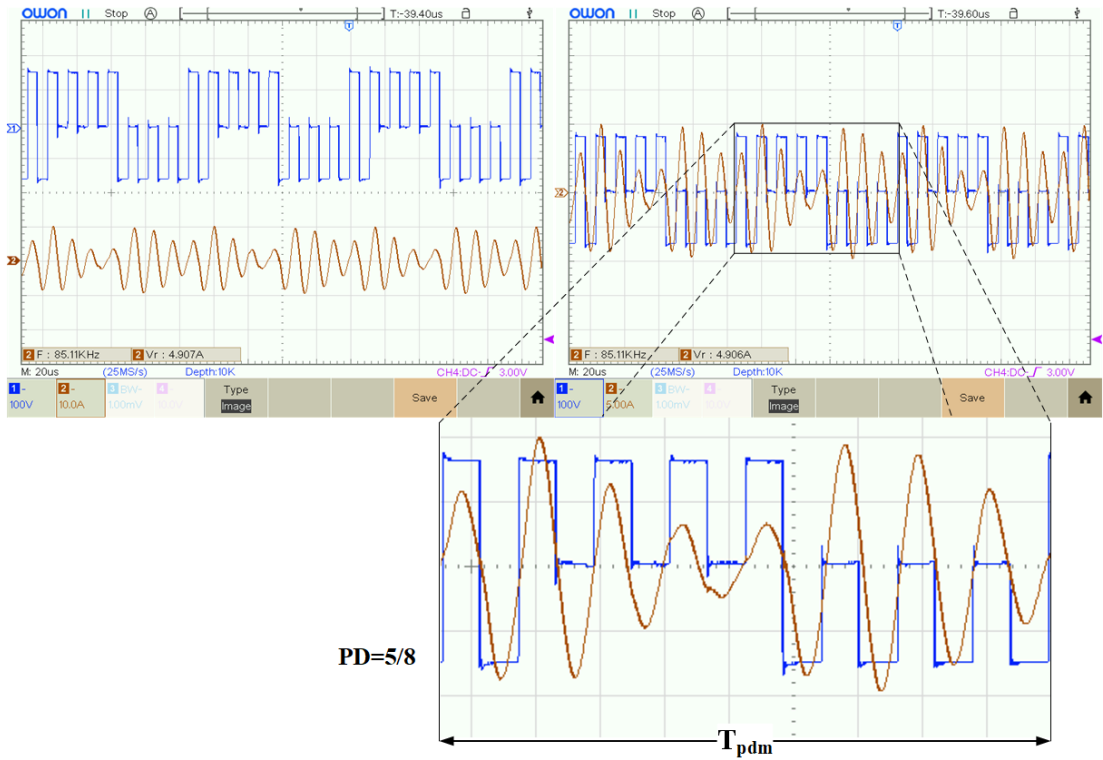
Şekil 6.25  $500W/m^2$  ışınım değerinde Düzensiz PDM için MPPT verimi



Şekil 6.26  $500W/m^2$  ışınım değerinde Düzensiz PDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları



Şekil 6.27  $500\text{W}/\text{m}^2$  ışınım değerinde EPDM için MPPT verimi



Şekil 6.28  $500\text{W}/\text{m}^2$  ışınım değerinde EPDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları



Tablo 6.3  $500W/m^2$  ışıının değerinde elde edilen bulgular

| Yöntem | $P_{max}$<br>(W) | $P_{pv}$<br>(W) | $V_{yük,rms}$<br>(V) | $P_{out}$ (W)<br>( $V^2/R_{yük}$ ) | $\eta_{MPPT}$ (%)<br>( $P_{pv}/P_{max}$ ) | $\eta_{WPT}$ (%)<br>( $P_{out}/P_{pv}$ ) | $\eta_{TOP}$ (%)<br>( $P_{out}/P_{max}$ ) |
|--------|------------------|-----------------|----------------------|------------------------------------|-------------------------------------------|------------------------------------------|-------------------------------------------|
| PDM    | 500              | 497             | 81,8                 | 446,08                             | 99,4                                      | 89,76                                    | 89,22                                     |
| EPDM   | 500              | 497             | 82                   | 448,27                             | 99,4                                      | 90,19                                    | 89,65                                     |
| IPDM   | 500              | 499             | 82,6                 | 454,85                             | 99,8                                      | 91,15                                    | 90,96                                     |

PD'nin 5/8 olduğu nokta, PDM yöntemi için kritik bir kısıt oluşturmaktadır. Bu oranda, aktif darbelerin ve pasif boşlukların belirli aralıklarla kümelenmesi ("enerji paketleri" oluşturması), rezonans tankının enerji dengesini bozmaktadır. Güç seviyesinin artmasıyla birlikte bu durumun yan etkileri aşağıdaki gibi açıklanabilir:

- Aktif Fazlar: Rezonans tankı, ardışık darbelerle aşırı enerjilenerek yüksek tepe akımlarına maruz kalmaktadır.
- Pasif Fazlar: Uzun süren boşluklarda tank enerjisi serbest salınım ile sönümlenmekte, bir sonraki çevrime kadar akım genliği ciddi oranda düşmektedir.

Bu "doldur-boşalt" şeklindeki düzensiz enerji rejimi, tank akımının zarfında (envelope) şiddetli dalgalanmalara neden olmaktadır. Sonuç olarak, anahtarlama elemanları ve doğrultucu diyotları üzerinde yüksek akım stresi oluşmakta; ancak tankın ortalama güç aktarım kapasitesi, bu yüksek tepe değerlerine rağmen potansiyelinin altında kalmaktadır. PDM, gücü regüle etse de, rezonans tankının yüksek güçte sürekli rejimde kalması zorlaşmaktadır.

EPDM yönteminin, pasif fazları yarım anahtarlama periyodu ölçeğinde dağıtması,  $500 W/m^2$  seviyesinde sadece bir "akım yumuşatma" tekniği olmanın ötesine geçmektedir. Bu stratejinin temel katkısı şudur:

- Tankın tamamen sönümlenmesine (total damping) izin verilmemekte,
- Enerji enjeksiyonu zamana yayılarak rezonansın sürekliliği desteklenmektedir.

Ölçümlerde EPDM ile elde edilen (PDM'e göre) daha yüksek yük gerilimi ve sistem verimi, yöntemin rezonans tankını sürekli olarak "uyarılmış" durumda tutabilme yeteneği ile mümkün olmakta ve bu sayede daha kararlı bir enerji sirkülasyonu sağlamaktadır.

Bununla birlikte, EPDM'in sağladığı iyileşmenin bir doygunluk noktası vardır. 450 W mertebesindeki güçlerde sistem kayıpları artık büyük oranda iletim, bakır ve manyetik kayıplar tarafından domine edilmektedir. EPDM, dalga şeklini iyileştirse de donanımsal kayıp mekanizmalarını değiştiremediğinden, verim artışı sınırlı kalmaktadır.

IPDM yöntemi, 5/8 darbe yoğunluğunda en kararlı performansı sergilemektedir. Yöntemin temel farkı, rezonans tankını PDM periyodu boyunca eşit zaman aralıklarıyla uyarmasıdır. Bu homojen dağılımın mevcut güç seviyesindeki yansıması şöyledir:

- Tank enerjisi, maksimum potansiyeline daha yakın bir seviyede yönetilir.
- Akım zarfı minimum dalgalanma ile ideale en yakın formunu alır.
- Yük tarafındaki RMS gerilim maksimize edilir.

IPDM'de ölçülen yüksek primer rezonans akımı (rms) bir dezavantaj değil, aksine tankın kapasitesinin tam olarak kullanıldığının göstergesidir. Aynı yük empedansında daha yüksek gerilim indüklenmesi, IPDM'in enerji paketlerinin zamanlamasını optimize ederek aktarım verimini artırdığını göstermektedir.

500 W/m<sup>2</sup> ışıınım seviyesindeki bulgular, PDM tabanlı türev yöntemlerin performans farklarının netleştiği ve IPDM yönteminin yapısal üstünlüğünü deneysel olarak doğrulamaktadır.

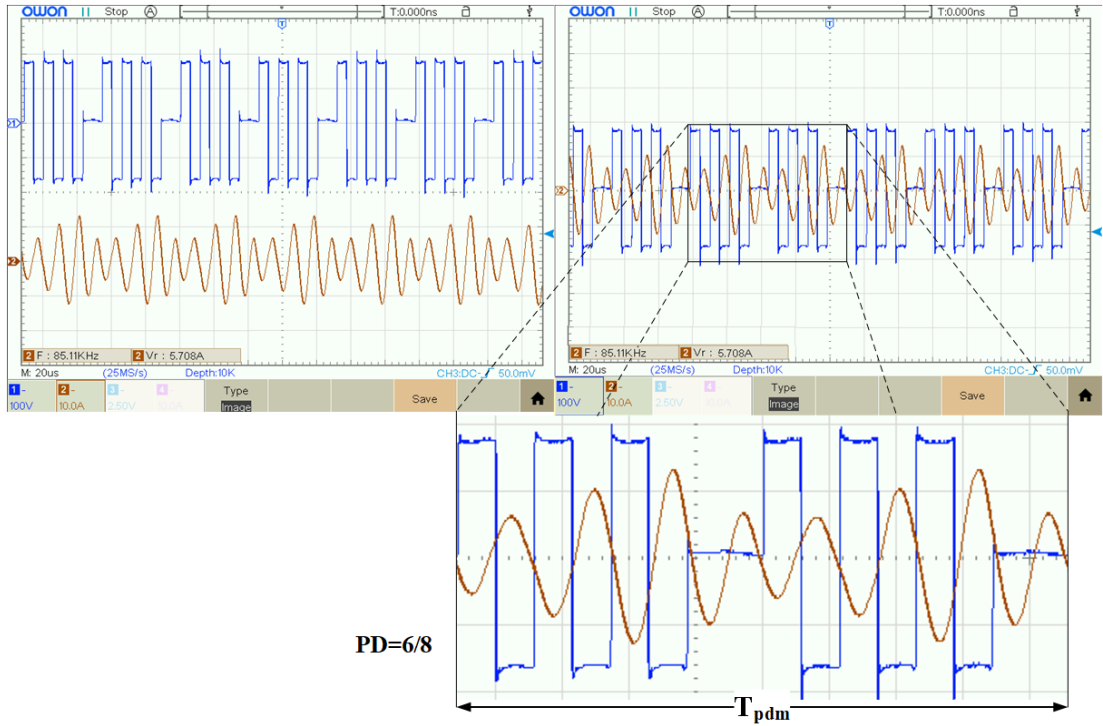
#### **6.3.5. 750 W/m<sup>2</sup> ışıınım değeri için sonuçlar**

MPPT performansını gösteren PV simülatör arayüzü ve evirici çıkış gerilim-akım dalgalarını gösteren osiloskop görüntüleri sırasıyla Şekil 6.31 – Şekil 6,36'da sunulmuştur. Ayrıca bu ışıınım seviyesinde elde edilen sayısal bulgular da Tablo 6.4'te verilmiştir. Sistemin nominal gücüne yaklaşılın 750W/m<sup>2</sup> ışıınım seviyesinde, PD=0,75 (6/8) seviyesine yükselmiştir. Bu çalışma noktasında PV simülatöründen çekilen güç artmış ve rezonans tankındaki akım genliği yükselmiştir.

PV çıkış gücünün 745 W ile 749 W aralığında, MPPT veriminin ise %99,33 ile %99,87 bandında değiştiği gözlemlenmiştir. Bu veriler, kullanılan P&O algoritmanın maksimum güç noktası etrafında küçük genlikli salınımlar yaparak kararlı duruma ulaştığını göstermektedir.



Şekil 6.31  $750\text{ W/m}^2$  ışınnm değerinde düzensiz PDM için MPPT verimi

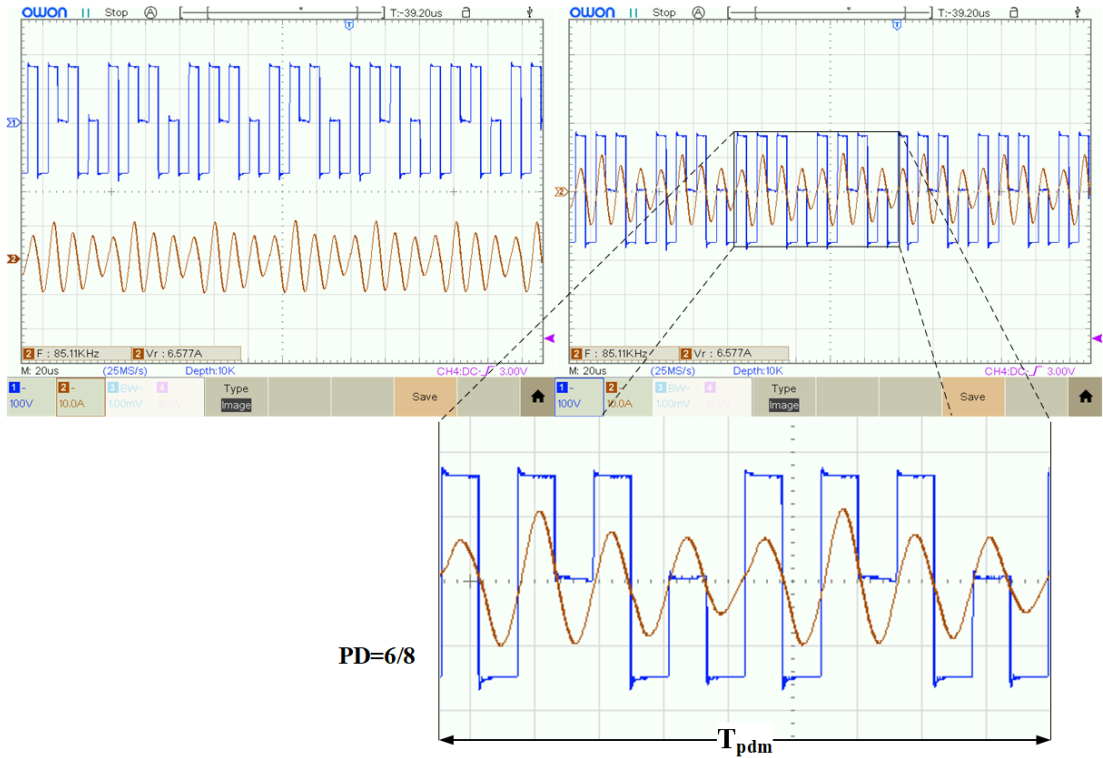


Şekil 6.32  $750\text{ W/m}^2$  ışınnm değerinde düzensiz PDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları





Şekil 6.35  $750\text{ W/m}^2$  ışınlm değerinde IPDM için MPPT verimi



Şekil 6.36  $750\text{ W/m}^2$  ışınlm değerinde IPDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları

Tablo 6.4  $750W/m^2$  ışıının değeriinde elde edilen bulgular

| Yöntem | $P_{max}$<br>(W) | $P_{pv}$<br>(W) | $V_{yük,rms}$<br>(V) | $P_{out}$ (W)<br>( $V^2/R_{yük}$ ) | $\eta_{MPPT}$ (%)<br>( $P_{pv}/P_{max}$ ) | $\eta_{WPT}$ (%)<br>( $P_{out}/P_{pv}$ ) | $\eta_{TOP}$ (%)<br>( $P_{out}/P_{max}$ ) |
|--------|------------------|-----------------|----------------------|------------------------------------|-------------------------------------------|------------------------------------------|-------------------------------------------|
| PDM    | 750              | 745             | 101                  | 680,07                             | 99,33                                     | 91,28                                    | 90,68                                     |
| EPDM   | 750              | 749             | 102                  | 693,60                             | 99,87                                     | 92,60                                    | 92,48                                     |
| IPDM   | 750              | 749             | 102                  | 693,60                             | 99,87                                     | 92,60                                    | 92,48                                     |

Doğrultucu çıkışındaki yük gerilimi etkin değeri incelenğinde, PDM yönteminde 101 V ölçülürken, EPDM ve IPDM yöntemlerinde bu değeri 102 V seviyesine ulaştığı görülmektedir. Bu gerilim farkı, yük gücüne PDM için 680 W, diğeri yöntemler için ise 694 W olarak yansımaktadır. Yaklaşık 13,5 W düzeyindeki bu güç farkı, mutlak değeri olarak düşük görünse de 750 W güç sınıfında toplam sistem veriminde yaklaşık 1,8 puanlık, yani yüzde 90,68 seviyesinden yüzde 92,48 seviyesine varan belirgin bir iyileşmeye karşılık gelmektedir.

$PD=0,75$  olduğu çalışma noktasında EPDM ve IPDM yöntemlerinin performanslarının birbirine yakınsaması, literatürdeki bulgularla örtüşen teorik bir beklentidir. Bu yoğunlukta EPDM ve IPDM yöntemlerinin darbe dağılımları birbirine oldukça yaklaşmaktadır. Bu durum, söz konusu darbe yoğunluğunda her iki yöntemin de enerji aktarımının sürekliliği açısından benzer en kötü durum ölçütlerine sahip olmasıyla açıklanabilir. Dolayısıyla, deneylerde EPDM ve IPDM yöntemlerinin aynı yük gerilimini ve çıkış gücünü üretmesi, bu çalışma noktasında her iki yaklaşımın dalgalanma bastırma potansiyelinin benzer düzeyde olduğunu doğrulamaktadır.

PDM yönteminin düşük çıkış gücü ve verim sergilemesi, yöntemin yapısal karakteristiği ile açıklanabilir. EPDM yaklaşımı, temel olarak pasif mod sürelerini bölerek akım dalgalanmasını azaltmayı hedefler ve bu durum akım dalgalanmasını düşürmektedir. Buna karşın PDM, enerji paketlerini daha bloklu bir yapıda aktardığından, rezonans tankı daha şiddetli geçici rejim davranışlarına maruz kalır. Özellikle MPPT algoritmasının komşu darbe yoğunluklarına yaptığı kısa süreli geçişler sırasında oluşan bu geçici durumlar, aynı ortalama giriş gücü altında iletim ve anahtarlama kayıplarını artırmakta, bu da yük tarafında gerilim düşümü ve verim kaybı olarak sonuçlanmaktadır.

Ölçüm verilerinde dikkat çekici bir diğer nokta, IPDM yönteminde primer rezonans akımının EPDM yöntemine kıyasla daha yüksek ölçülmesine rağmen, yük gerilimi ve çıkış gücünün her iki yöntemde de aynı olmasıdır. Akım etkin değerindeki bu artış, doğrudan daha yüksek dalgalanma anlamına gelmemekle birlikte, tank içerisinde aktif güç transferine katkı sağlamayan reaktif dolaşım akımlarının varlığına işaret edebilir. Ancak kablosuz güç aktarım veriminin EPDM ile aynı seviyede gerçekleşmesi, bu akım farkının sistem performansını düşüren bir kayıp mekanizmasından ziyade, dalga şekli karakteristiğine bağlı bir ölçüm olgusu veya rezonans tankı iç dinamikleriyle ilgili bir durum olduğunu düşündürmektedir.

Sonuç olarak, 750 W/m<sup>2</sup> ışıınım seviyesi ve 6/8 darbe yoğunluğu altında elde edilen bulgular; EPDM ve IPDM yöntemlerinin yük tarafında eşdeğer performans sergilediğini, PDM yönteminin ise verim açısından bu yöntemlerin gerisinde kaldığını ortaya koymaktadır. Bu sonuç, teorik olarak öngörüldüğü üzere, belirli modülasyon indekslerinde gelişmiş modülasyon tekniklerinin yakınsayabileceğini deneysel olarak doğrulamaktadır.

#### **6.3.6. 1000 W/m<sup>2</sup> ışıınım değeri için sonuçlar**

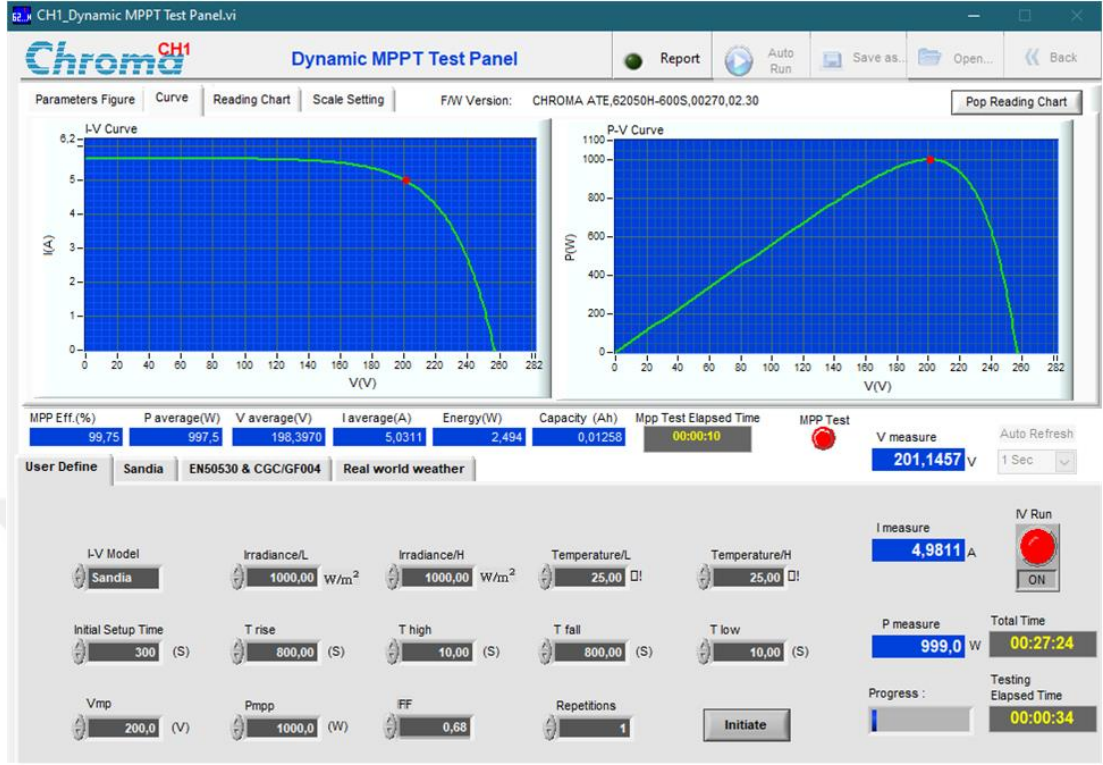
MPPT performansını gösteren PV simülatör arayüzü ve evirici çıkış gerilim-akım dalgalarını gösteren osiloskop görüntüleri sırasıyla Şekil 6.37 – Şekil 6.42’de sunulmuştur.

Sistemin nominal gücüne ulaştığı 1000W/m<sup>2</sup> maksimum ışıınım koşullarında, darbe yoğunluğu birim değerine yaklaşmıştır. Rezonans eviricinin neredeyse kesintisiz güç aktarımı yaptığı bu doygunluk bölgesinde, EPDM ve IPDM yöntemleri ile PDM yönteminin performansları beklendiği üzere birbirine çok yaklaşmıştır

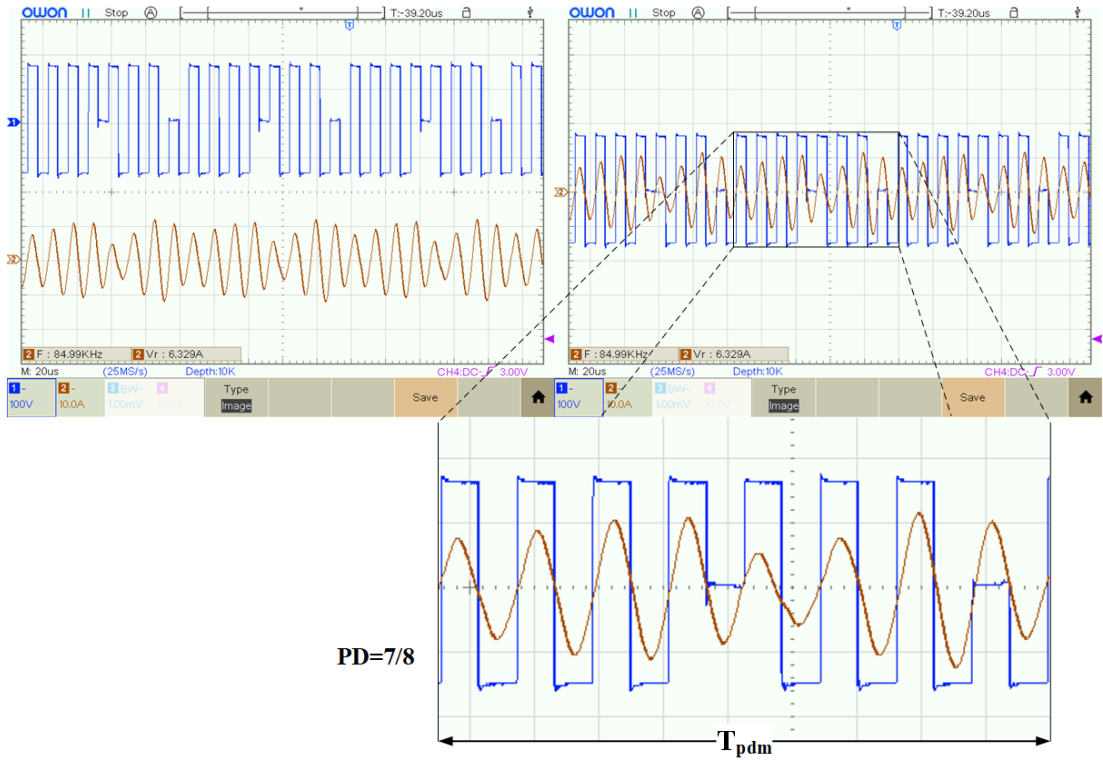
- PDM: Yük gerilimi 117,2V, MPPT verimi %99,67 ve WPT verimi %91,87 olarak kaydedilmiştir.
- EPDM ve IPDM: Yük gerilimi 117,6V, MPPT verimi %99,75 ve WPT verimi %92,42 olarak kaydedilmiştir.

Bu ışıınım seviyesinde elde edilen diğer sayısal bulgular da Tablo 6.5’te verilmiştir.

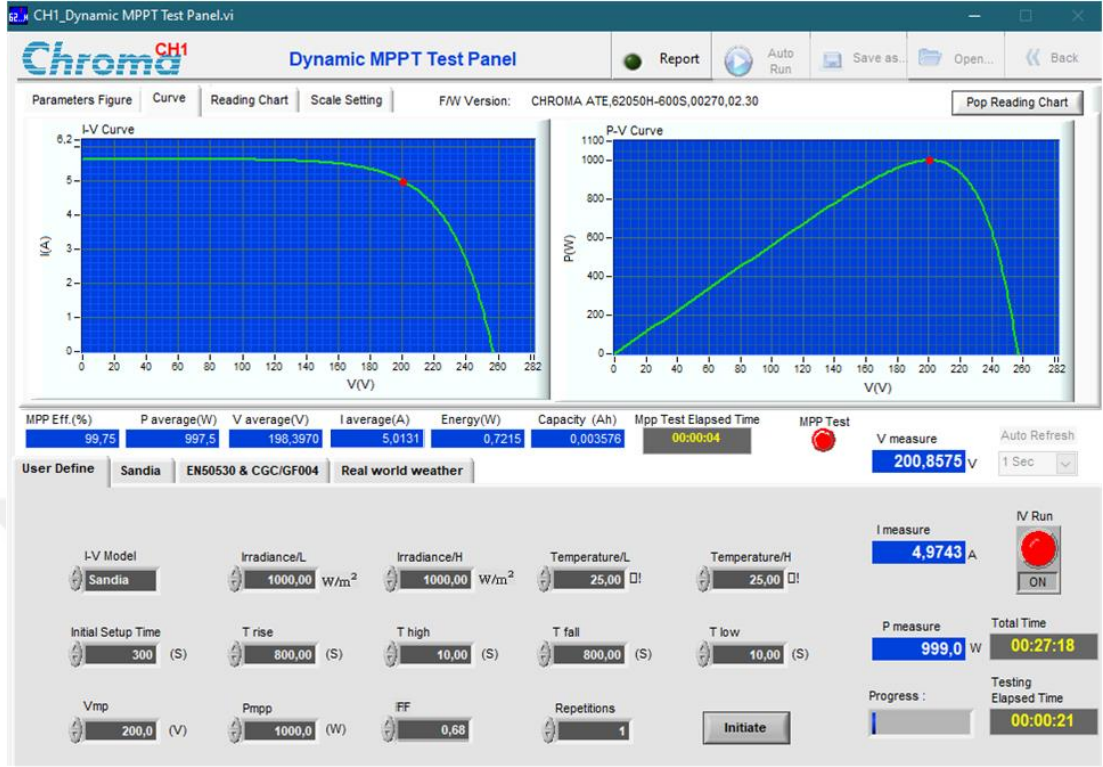




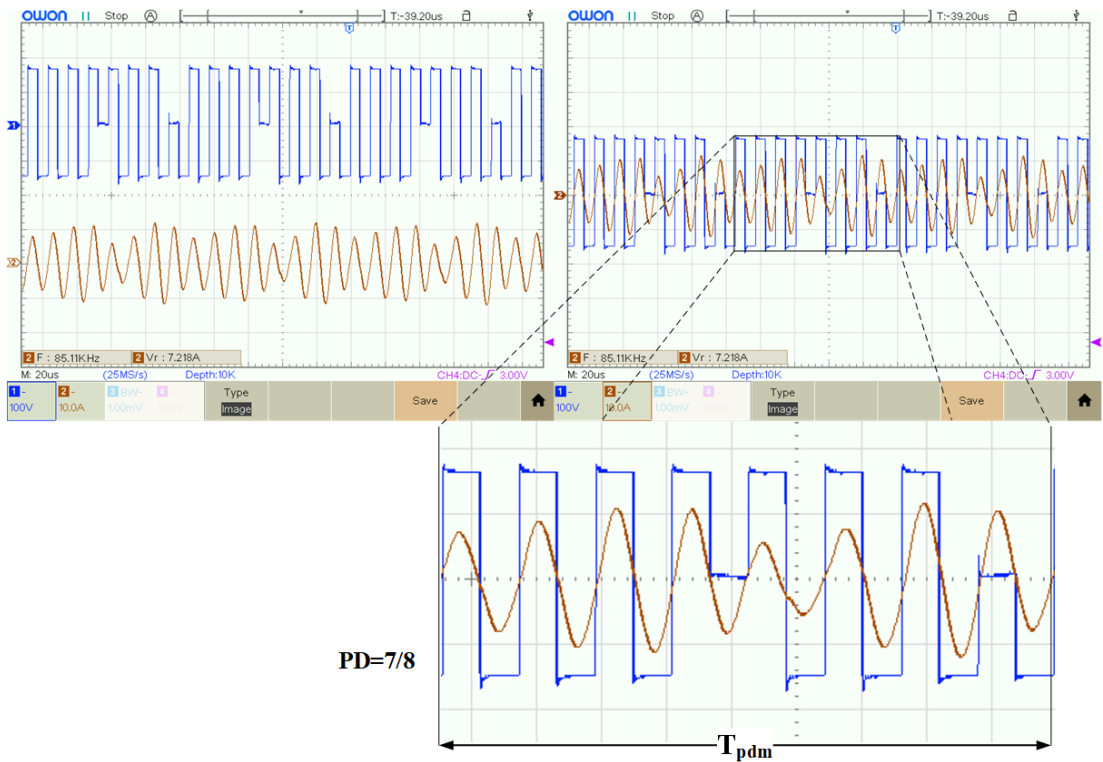
Şekil 6.39 1000W/m<sup>2</sup> ışınım değerinde EPDM için MPPT verimi



Şekil 6.40 1000W/m<sup>2</sup> ışınım değerinde EPDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları



Şekil 6.41 1000W/m<sup>2</sup> ışınım değerinde IPDM için MPPT verimi



Şekil 6.42 1000W/m<sup>2</sup> ışınım değerinde IPDM için evirici çıkış gerilim-akım dalga formları

Tablo 6.5  $1000W/m^2$  ışı nım değ erinde elde edilen bulgular

| Yöntem | $P_{max}$<br>(W) | $P_{pv}$<br>(W) | $V_{yük,rms}$<br>(V) | $P_{out}$ (W)<br>( $V^2/R_{yük}$ ) | $\eta_{MPPT}$ (%)<br>( $P_{pv}/P_{max}$ ) | $\eta_{WPT}$ (%)<br>( $P_{out}/P_{pv}$ ) | $\eta_{TOP}$ (%)<br>( $P_{out}/P_{max}$ ) |
|--------|------------------|-----------------|----------------------|------------------------------------|-------------------------------------------|------------------------------------------|-------------------------------------------|
| PDM    | 1000             | 996,7           | 117,2                | 915,72                             | 99,67                                     | 91,87                                    | 91,56                                     |
| EPDM   | 1000             | 997,5           | 117,6                | 921,98                             | 99,75                                     | 92,42                                    | 92,18                                     |
| IPDM   | 1000             | 997,5           | 117,6                | 921,98                             | 99,75                                     | 92,42                                    | 92,18                                     |

Tam yük altında, bir periyot içerisindeki "aktif darbe" sayısı maksimize edilirken (örneğin 8 darbelik bir dizide 7 veya 8 darbe), "boşluk" (logic-0) sayısı minimize edilmektedir. Bu durum, modülasyon algoritmalarının darbeleri zaman eksenine yaymak veya desen oluşturmak için sahip olduğu matematiksel serbestlik derecesini ortadan kaldırmaktadır.

Matematiksel olarak  $PD=7/8$  için darbeleri dizmenin varyasyonları sınırlı ve  $PD=8/8$  için tek dağılım ihtimali olduğundan, EPDM, IPDM ve PDM yöntemlerinin ürettiği anahtarlama desenleri zorunlu olarak birbirine benzemektedir.

Yöntemler arasındaki 0,4V'luk yük gerilimi farkı deneysel ölçüm toleransları ve anahtarlama zamanlamalarındaki mikrosaniyeler mertebesindeki farklılıklardan kaynaklanabilmektedir.

- PDM: Yüksek yoğunlukta çalışırken dahi, MPPT algoritmasının gezindiği alt kademelerdeki anlık desen değişimleri, toplam verimde diğer iki yönteme kıyasla bir kayba neden olmuştur.
- EPDM/IPDM: Tam yükte sistemin ulaşabileceği en kararlı noktayı yakalamış ve %92,18 ile maksimum verime ulaşmıştır.

Deneysel çalışmanın bu son aşamasında tüm verim sonuçlarının bir arada yer aldığı Tablo 6.6'dan da görüleceği üzere, ışı nım seviyesi arttıkça ve sistem tam kapasiteye ulaştıkça, gelişmiş modülasyon tekniklerinin PDM ile performans makasının kapandığı doğrulanmaktadır. Düşük güçlerde IPDM'in sağladığı avantaj, yüksek güçlerde sistemin fiziksel limitlerine ulaşmasıyla yerini "eşdeğer yüksek performansa" bırakmıştır.

Tablo 6.6 Deneysel çalışma sonuçlarına göre yöntemlerin verim karşılaştırması

| <b>Işınım Seviyesi</b>      | <b>Kontrol Yöntemi</b> | <b>MPPT Verimi % (<math>\eta_{MPPT}</math>)</b> | <b>WPT Verimi % (<math>\eta_{WPT}</math>)</b> | <b>Toplam Sistem Verimi % (<math>\eta_{Toplam} = \eta_{MPPT} \times \eta_{WPT}</math>)</b> |
|-----------------------------|------------------------|-------------------------------------------------|-----------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>250 W/m<sup>2</sup></b>  | PDM                    | 99,20                                           | 89,18                                         | 88,47                                                                                      |
|                             | EPDM                   | 99,60                                           | 87,91                                         | 87,55                                                                                      |
|                             | IPDM                   | 99,20                                           | 90,43                                         | 89,70                                                                                      |
| <b>500 W/m<sup>2</sup></b>  | PDM                    | 99,40                                           | 89,76                                         | 89,22                                                                                      |
|                             | EPDM                   | 99,40                                           | 90,19                                         | 89,65                                                                                      |
|                             | IPDM                   | 99,60                                           | 91,15                                         | 90,96                                                                                      |
| <b>750 W/m<sup>2</sup></b>  | PDM                    | 99,33                                           | 91,28                                         | 90,68                                                                                      |
|                             | EPDM                   | 99,87                                           | 92,60                                         | 92,48                                                                                      |
|                             | IPDM                   | 99,87                                           | 92,60                                         | 92,48                                                                                      |
| <b>1000 W/m<sup>2</sup></b> | PDM                    | 99,67                                           | 91,87                                         | 91,56                                                                                      |
|                             | EPDM                   | 99,75                                           | 92,42                                         | 92,18                                                                                      |
|                             | IPDM                   | 99,75                                           | 92,42                                         | 92,18                                                                                      |

## 7. SONUÇ

Bu tez çalışmasında, elektrikli araçların şarj gereksinimleri ile PV enerji kaynaklarının değişken yapısını bir araya getiren, doğrudan PV beslemeli bir WPT sistemi tasarlanmış ve prototip üzerinde doğrulanmıştır.

DeneySEL doğrulama çalışmaları, Chroma 62050H-600S PV simülatörü kullanılarak tepe gücü  $P_{\max} = 1000 \text{ W}$  ve açık devre gerilimi yaklaşık  $V_o \approx 200 \text{ V}$  olan bir PV dizi modeli üzerinde gerçekleştirilmiştir. Sistemin çıkışında ise doğrultucu çıkışına paralel bağlanan  $C = 1100 \mu\text{F}$  kondansatör grubu ve  $R = 15 \Omega$  güç direncinden oluşan RC tabanlı bir yük modeli kullanılmıştır.

Çalışma kapsamında dört farklı ışıNım seviyesinde ( $250\text{W}/\text{m}^2$ ,  $500\text{W}/\text{m}^2$ ,  $750\text{W}/\text{m}^2$  ve  $1000\text{W}/\text{m}^2$ ) her bir modülasyon tekniğı (PDM, EPDM ve IPDM) için PV simülatör arayüzünden anlık giriş büyüklükleri  $V_{pv}$ ,  $I_{pv}$  ve  $P_{pv}$  okunmuş, sekonder tarafta yük üzerinde ölçülen gerilim değerleri kullanılarak aktarılan güç hesaplanmıştır. Bu büyüklükler üzerinden MPPT verimi, WPT verimi ve toplam sistem verimi elde edilmiştir.

$250 \text{ W}/\text{m}^2$  ışıNım koşulunda PV tarafında ölçülen giriş değerleri yöntemlere bağılı olarak yaklaşık  $V_{pv} \approx 160,48\text{V} - 165,07\text{V}$ ,  $I_{pv} \approx 1,504\text{A} - 1,556\text{A}$  ve  $P_{pv} \approx 248\text{W} - 249\text{W}$  aralığında gerçekleşmiştir. Bu koşulda yük gerilimi PDM’de  $57,6\text{V}$ , EPDM’de  $57,3\text{V}$  ve IPDM’de  $58,0\text{V}$  olarak ölçülmüş, toplam sistem verimi sırasıyla %88,47 , %87,55 ve %89,70 olarak elde edilmiştir.

$500 \text{ W}/\text{m}^2$  ışıNım seviyesinde PV giriş büyüklükleri yaklaşık  $V_{pv} \approx 181,58\text{V} - 185,90\text{V}$ ,  $I_{pv} \approx 2,675\text{A} - 2,751\text{A}$  ve  $P_{pv} \approx 497\text{W} - 499\text{W}$  aralığında ölçülmüştür. Bu seviyede yük gerilimi  $81,8\text{V} - 82,6 \text{ V}$  bandına yükselmiş ve toplam sistem verimi PDM için %89,22 , EPDM için %89,65 ve IPDM için %90,96 olarak hesaplanmıştır.

Nominale yaklaşılan  $750 \text{ W}/\text{m}^2$  ışıNım koşulunda PV giriş büyüklükleri  $V_{pv} \approx 185,13\text{V} - 193,90\text{V}$ ,  $I_{pv} \approx 3,864\text{A} - 4,025\text{A}$  ve  $P_{pv} \approx 745\text{W} - 749\text{W}$  aralığında ölçülmüştür. Bu çalışma noktasında EPDM ve IPDM yöntemleri için toplam sistem verimi %92,48 iken PDM yöntemi için ise %90,68 olarak elde edilmiştir.

En yüksek ışınlam seviyesi olan  $1000 \text{ W/m}^2$  koşulunda PV giriş büyüklükleri  $V_{pv} \approx 198,39\text{V} - 198,99 \text{ V}$ ,  $I_{pv} \approx 5,013\text{A} - 5,031\text{A}$  ve  $P_{pv} \approx 996\text{W} - 998\text{W}$  seviyelerine ulaşmıştır. Bu koşulda toplam sistem verimi EPDM ve IPDM yöntemleri için %92,18 iken PDM yöntemi için ise %91,56 olarak elde edilmiştir. Yüksek güç bölgesinde yöntemler arasındaki verim farklarının sınırlı kaldığı görülmüştür.

Tüm ışınlam seviyelerinde MPPT veriminin %99,2–%99,87 aralığında kaldığı görülmektedir. Bu, uygulanan MPPT algoritmasının maksimum güç noktasına yakın bölgede kararlı biçimde çalıştığını göstermektedir. Bu nedenle, yöntemler arası farkların ana kaynağı MPPT doğruluğundan çok, PDM tabanlı güç kontrolünün rezonans akımı üzerindeki zarf etkisi ve buna bağlı kayıp bileşenleridir.

WPT verimi ve sistem verimi (toplam verim) birlikte değerlendirildiğinde üç ana sonuç öne çıkmaktadır;

➤ **Düşük ışınlam ( $250 \text{ W/m}^2$ ):**

WPT verimi %87,9–%90,4 ve sistem verimi %87,5–%89,7 bandındadır. En yüksek değer IPDM’de görülmektedir. Düşük güç bölgesi, rezonans tankında enerji aktarımının daha “aralıklı” hâle gelmesi ve akım zarfının belirginleşmesi nedeniyle PDM’nin dalgalanmaya daha hassas olduğu bir işletim bölgesidir. Bu hassasiyetin kayıp bileşenlerine yansımaları beklenen bir durumdur.

Bu seviyede yöntemler arası farkın yalnızca tek bir PD desenine indirgenmemesi gerekir. MPPT taraması sırasında komşu PD kademelerine geçişlerin oluşturduğu “geçici” dalgalanma katkısı, ortalama enerji verimini belirgin biçimde etkileyebilir.

➤ **Orta ışınlam ( $500 - 750 \text{ W/m}^2$ ):**

$500 \text{ W/m}^2$ ’de IPDM’nin WPT verimi %91,1 ile öne çıkmaktadır.  $750 \text{ W/m}^2$ ’de ise EPDM ve IPDM eşit görünmektedir (%92,6). Bu tablo, güç arttıkça sistemin daha sürekli iletim bölgesine yaklaşmasıyla PDM’nin dezavantajının azalmasına, buna karşın homojen dağılımın hâlâ verime katkı sunduğuna işaret eder. IPDM’nin akım dalgalanmasını azaltarak verimi iyileştirme iddiası deneysel olarak doğrulanmaktadır

➤ **Yüksek ışınlam ( $1000 \text{ W/m}^2$ ):**

Bu bölgede üç yöntem arasındaki fark daralmaktadır. WPT verimi yaklaşık %91,8–%92,4 aralığındadır. EPDM/IPDM’nin PDM’ye kıyasla üstünlüğü sürse de

marj küçülmüştür.  $PD=7/8$ 'de artık sadece bir adet pasif darbe periyodu kalmıştır ve küçük de olsa verim farkı bu pasif periyodun PDM'de tek darbe periyodu halinde iken EPDM/IPDM'de iki yarım darbe periyodu halinde dağıtılması sonucunda ortaya çıkmaktadır. Söz konusu fark,  $PD=8/8$ 'de tüm yöntemler için birebir aynı darbe dağılımıyla tamamen ortadan kalkacaktır. Bu davranış, yüksek güçte rezonans tankının daha sürekli enerji alışverişi yapması ve PDM'nin "pasif mod" aralıklarının görece daha az bozucu hâle gelmesiyle uyumludur.

IPDM yönteminin sabit N kullanılan diğer PDM yöntemlerine kıyasla bir avantajı daha mevcuttur. Sheng ve arkadaşlarının çalışmasında [38], IPDM yöntemi için değişken bir periyot uzunluğu ( $1 < N < 8$ ) önerilerek güç çözünürlüğünün artırılması hedeflenmiştir. Ancak bu tez çalışmasında, PV kaynaklı bir sistemde MPPT algoritmasının kararlılığını sağlamak amacıyla sabit  $N=8$  yapısı tercih edilmiştir.

Değişken N yapısı, kontrol periyodunun süresini sürekli değiştirir. P&O gibi MPPT algoritmaları, sabit bir örnekleme ve karar verme süresine ihtiyaç duyar. N sayısının dinamik değişimi, MPPT algoritmasının zaman ekseninde yanılığa düşmesine ve hatalı güç takibine neden olabilir. Sabit  $N=8$  kullanımı, MPPT algoritması için deterministik bir zaman tabanı oluşturarak takip veriminin %99 üzerinde kalmasını sağlamıştır.

#### Gelecek Çalışmalar İçin Öneriler:

İleriki çalışmalarda, sabit  $N = 8$  yapısının güç çözünürlüğü üzerindeki kısıtını azaltmak amacıyla, MPPT karar periyodu ile PDM modülasyon periyodunu senkronize eden adaptif-N/yapay zeka tabanlı yaklaşımlar geliştirilebilir. Bu sayede özellikle düşük ışıyım koşullarında toplam sistem veriminin artırılması mümkün olabilir.

Bu tezde RC tabanlı yük modeli kullanılmıştır. Gelecek çalışmalarda gerçek EV batarya şarj senaryolarını temsil edebilmek için CC–CV şarj profiline sahip batarya emülatörü kullanılması ve özellikle sabit gerilim bölgesinde kontrol yöntemlerinin davranışının incelenmesi önerilmektedir.

Ayrıca, deneyler belirli ışıyım adımlarında gerçekleştirilmiştir. Daha sık ışıyım geçişlerini, gölgeleme etkilerini içeren dinamik test profilleriyle, MPPT ve WPT alt

sistemlerinin geçici rejim davranışları birlikte değerdendirilerek toplam aktarılan enerji metriği raporlanabilir.

Son olarak, bu tezdeki kapsam (scope) gereği harmonik/ripple analizlerine girilmemiş, verim odaklı bir değerdendirme yapılmıştır. Ancak rnleştirme hedeflendiğinde EMI/EMC uyumluluğu, termal dağılım, anahtarlama elemanlarının kayıp ayrıştırması ve bobin/çekirdek kayıplarının deneysel ayrıştırılması kritik hale gelecektir. Bu nedenle ileriki çalışmalarda, aynı test senaryoları korunarak kayıp bileşenlerinin (iletim–anahtarlama–manyetik) ayrıştırıldığı bir lm planı oluşturulması nerilir.



## KAYNAKÇA

- [1] P. Lu, S. Hamori, L. Sun, and S. Tian, “Does the electric vehicle industry help achieve sustainable development goals? Evidence from China,” *Front. Environ. Sci.*, vol. 11, Art. no. 1276382, 2024, doi: 10.3389/fenvs.2023.1276382.
- [2] A. Zentani and A. Almaktoof, “A comprehensive review of developments in electric vehicles fast charging technology,” *Appl. Sci.*, vol. 14, no. 11, Art. no. 4728, 2024, doi: 10.3390/app14114728.
- [3] S. M. Arif, T. T. Lie, B. C. Seet, S. Ayyadi, and K. Jensen, “Review of electric vehicle technologies, charging methods, standards and optimization techniques,” *Electronics*, vol. 10, no. 16, Art. no. 1910, 2021, doi: 10.3390/electronics10161910.
- [4] A. R. Bhatti, Z. Salam, M. J. B. A. Aziz, K. P. Yee, and R. H. Ashique, “Electric vehicles charging using photovoltaic: Status and technological review,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 54, pp. 34–47, 2016, doi: 10.1016/j.rser.2015.09.091.
- [5] J. Rahulkumar *et al.*, “A review on resonant inductive coupling pad design for wireless electric vehicle charging application,” *Energy Reports*, vol. 10, pp. 2047–2079, 2023, doi: 10.1016/j.egyr.2023.08.067.
- [6] Ł. Mazur, K. S. Bieliński, and Z. Kłosowski, “A new approach to use of traction power network in Poland for charging electric vehicles,” *Energies*, vol. 17, no. 5, Art. no. 1123, 2024, doi: 10.3390/en17051123.
- [7] G. Liu, L. Kang, Z. Luan, J. Qiu, and F. Zheng, “Charging station and power network planning for integrated electric vehicles (EVs),” *Energies*, vol. 12, no. 13, Art. no. 2595, 2019, doi: 10.3390/en12132595.
- [8] L. Wang *et al.*, “Grid impact of electric vehicle fast charging stations: Trends, standards, issues and mitigation measures—An overview,” *IEEE Open J. Power Electron.*, vol. 2, pp. 56–74, 2021, doi: 10.1109/OJPEL.2021.3054601.
- [9] M. Shin, H. Kim, H. Kim, and H. Jang, “Building an interoperability test system for electric vehicle chargers based on ISO/IEC 15118 and IEC 61850,” *Appl. Sci.*, vol. 6, no. 6, Art. no. 165, 2016, doi: 10.3390/app6060165.
- [10] N. El Sayed, “A prototypical implementation of an ISO-15118-based wireless vehicle to grid communication for authentication over decoupled technologies,” in *Proc. 2019 AEIT Int. Conf. of Electrical and Electronic Technologies for Automotive*, Turin, Italy, Jul. 2–4, 2019, doi: 10.23919/EETA.2019.8804545.

- [11] S. Tirunagari, M. Gu, and L. Meegahapola, "Reaping the benefits of smart electric vehicle charging and vehicle-to-grid technologies: Regulatory, policy and technical aspects," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 114657–114672, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3217525.
- [12] G. Palani, "A critical review on inductive wireless power transfer charging system in electric vehicle," *Energy Storage*, vol. 5, no. 5, Art. no. e407, 2023, doi: 10.1002/est2.407.
- [13] V. B. Vu, D. Tran, and W. Choi, "Implementation of the constant current and constant voltage charge of inductive power transfer systems with the double-sided LCC compensation topology for electric vehicle battery charge applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 9, pp. 7398–7410, Sep. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2766605.
- [14] Z. Huang, S.-C. Wong, and C. K. Tse, "An inductive-power-transfer converter with high efficiency throughout battery-charging process," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 10, pp. 10245–10255, Oct. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2891754.
- [15] Y. Yang, J. Cui, and X. Cui, "Design and analysis of magnetic coils for optimizing the coupling coefficient in an electric vehicle wireless power transfer system," *Energies*, vol. 13, no. 16, Art. no. 4143, 2020, doi: 10.3390/en13164143.
- [16] Q. Xu, Q. Hu, H. Wang, Z.-H. Mao, and M. Sun, "Optimal design of planar spiral coil for uniform magnetic field to wirelessly power position-free targets," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 57, no. 2, pp. 1–9, Feb. 2021, doi: 10.1109/TMAG.2020.3042131.
- [17] I. Bentalhik *et al.*, "Analysis, design and realization of a wireless power transfer charger for electric vehicles: Theoretical approach and experimental results," *World Electr. Veh. J.*, vol. 13, no. 7, Art. no. 121, 2022, doi: 10.3390/wevj13070121.
- [18] H. Qiang, X. Huang, L. Tan, and H. Huang, "Study on topology design of wireless power transfer for electric vehicle based on magnetic resonance coupling," *Adv. Mater. Res.*, vols. 308–310, pp. 1000–1003, 2011, doi: 10.4028/
- [19] J. Huang, T. Hong, M. Bojarski, F. de León, and D. Czarkowski, "Design algorithm of a uniform magnetic field transmitter intended for the wireless charging of electric vehicles," in *Proc. IEEE Int. Electric Vehicle Conf. (IEVC)*, Florence, Italy, Dec. 17–19, 2014, pp. 1–6, doi: 10.1109/IEVC.2014.7056092.
- [20] N. H. Solouma, H. B. Kassahun, A. S. Alsharafi, A. Syed, M. R. Gardner, and S. S. Alsharafi, "An efficient design of inductive transmitter and receiver coils

for wireless power transmission,” *Electronics*, vol. 12, no. 3, Art. no. 564, 2023, doi: 10.3390/electronics12030564.

- [21] J. Liu, Y. Min, J. Gao, A. Yang, and J. Zhou, “Design and optimization of a modular wireless power system based on multiple transmitters and multiple receivers architecture,” *Front. Energy Res.*, vol. 10, art. 896575, 2022, doi:10.3389/fenrg.2022.896575.
- [22] H. Li, K. Wang, J. Fang, and Y. Tang, “Pulse density modulated ZVS full-bridge converters for wireless power transfer systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 1, pp. 369–377, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2812213
- [23] F. Ansari, A. Afzal, S. Chatterji, A. Iqbal, N. K. Nautiyal, and P. Thakur, “PSpice model for optimization of battery charging using maximum power point tracker,” in *Proc. World Renewable Energy Congress (WREC)*, Linköping, Sweden, 2011, pp. 2875–2882.
- [24] B. I. Madububa, J. P. C. Mbagwu, and D. O. Isiohia, “Design, construction, and testing of maximum power point tracking (MPPT) charge controller for photovoltaic (PV) power generation,” *J. Eng. Res. Rep.*, vol. 17, no. 1, pp. 36–47, 2020, doi: 10.9734/JERR/2020/v17i117180.
- [25] V. R. Vakacharla *et al.*, “State-of-the-art power electronics systems for solar-to-grid integration,” *Sol. Energy*, vol. 210, pp. 128–148, 2020, doi: 10.1016/j.solener.2020.06.105.
- [26] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, “Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 963–973, 2005, doi: 10.1109/TPEL.2005.850975.
- [27] B. Meghni, M. Ouada, and S. Saad, “A novel improved variable-step-size P&O MPPT method and effective supervisory controller to extend optimal energy management in hybrid wind turbine,” *Electr. Eng.*, vol. 102, no. 2, pp. 763–778, 2020, doi: 10.1007/s00202-019-00911-9.
- [28] K. Bataineh *et al.*, “Improved hybrid algorithms-based MPPT algorithm for PV system operating under severe weather conditions,” *IET Power Electron.*, vol. 12, no. 4, pp. 703–711, 2019, doi: 10.1049/iet-pel.2018.5651.
- [29] V. Hyginus, U. Eze, P. E. Bubu, C. I. Mbonu, C. Fabian, and U. C. Nneoma, “AI-driven optimization of maximum power point tracking (MPPT) for enhanced efficiency in solar photovoltaic systems: A comparative analysis of conventional and advanced techniques,” *INOSR Exp. Sci.*, vol. 15, no. 1, pp. 63–81, 2025, doi: 10.59298/INOSRES/2025/151.6381.
- [30] M. S. Ulaganathan and D. Devaraj, “A novel MPPT controller using neural network and gain-scheduled PI for solar PV system under rapidly varying

environmental condition,” *J. Intell. Fuzzy Syst.*, vol. 37, pp. 1085–1098, 2019, doi: 10.3233/JIFS-182556.

- [31] Z. Lu, Y. Peng, and Y. Li, “A new PDM power control technology for the resonant inverter,” *Adv. Mater. Res.*, vol. 744, pp. 552–555, 2013, doi: 10.4028/
- [32] A. Sandali and A. Chériti, “Pulse density modulation applied to series resonant inverter and ac-ac conversion,” in *Recent Developments on Power Inverters*, A. Saghaforinia, Ed. IntechOpen, 2017, pp. 74–97, doi: 10.5772/intechopen.68324.
- [33] A. Karafil, H. Ozbay, and S. Oncu, “Comparison of regular and irregular 32 pulse density modulation patterns for induction heating,” *IET Power Electron.*, 2020, doi: 10.1049/pel2.12012.
- [34] H. Li, J. Fang, S. Chen, K. Wang, and Y. Tang, “Pulse density modulation for maximum efficiency point tracking of wireless power transfer systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 6, pp. 5492–5501, 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2737883.
- [35] K. Wang, H. Jiang, J. Peng, and H. Li, “Closed-loop control of pulse-density-modulated wireless power transfer with fast MEPT,” *Electronics*, vol. 13, no. 9, art. 1619, 2024, doi: 10.3390/electronics13091619.
- [36] V. Esteve *et al.*, “Enhanced pulse-density-modulated power control for high-frequency induction heating inverters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 6905–6914, 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2436352.
- [37] X. Sheng and L. Shi, “An improved pulse density modulation strategy based on harmonics for ICPT system,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 7, pp. 6810–6819, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2958644.
- [38] X. Sheng, L. Shi, and M. Fan, “An improved pulse density modulation of high-frequency inverter in ICPT system,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 9, pp. 8017–8027, 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3013782.
- [39] A. Karafil, “Comparison of the various irregular pulse density modulation (PDM) control pattern lengths for resonant converter with photovoltaic (PV) integration,” *J. Fac. Eng. Archit. Gazi Univ.*, vol. 36, no. 3, pp. 1595–1611, 2021, doi: 10.17341/gazimmfd.685751.
- [40] K. Unal, G. Bal, S. Oncu, and N. Ozturk, “MPPT design for PV-powered WPT system with irregular pulse density modulation,” *Electr. Power Compon. Syst.*, vol. 51, no. 1, pp. 83–91, 2023, doi: 10.1080/15325008.2022.2161674.
- [41] D. Pimentel, A. Chériti, and M. Ben Slima, “Three-Level Hysteresis Power Control for Pulse-Density-Modulated Series Resonant Converters,” in *Proc. Canadian Conf. Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, Ottawa, ON, Canada, May 2006, pp. 2237–2240, doi: 10.1109/CCECE.2006.277835.

- [42] M. Fan, L. Shi, Z. Yin, and Y. Li, "A Novel Pulse Density Modulation with Semi-bridgeless Active Rectifier in Inductive Power Transfer System for Rail Vehicle," *CES Trans. Electr. Mach. Syst.*, vol. 1, no. 3, pp. 397–404, Dec. 2017.
- [43] K. Ogura, S. Chandhaket, M. L. Kolhe, S. Sakphrom, and M. Mekhilef, "Simple Lossless Inductive Snubbers-Assisted Series Load Resonant Inverter Operating under ZCS-PDM Scheme for High-Frequency Induction Heating Fixed Roller," *Appl. Sci.*, vol. 12, no. 3, Art. no. 1122, 2022, doi: 10.3390/app12031122.
- [44] H. Özbay, "PDM-MPPT based solar powered induction heating system," *Eng. Sci. Technol., Int. J.*, vol. 23, no. 6, pp. 1397–1414, 2020, doi:10.1016/j.jestch.2020.06.005.
- [45] D. J. Tschirhart and P. K. Jain, "Digital Control of Resonant Converters at Ultra High Frequency," in *Proc. 32nd Int. Telecommun. Energy Conf. (INTELEC)*, Orlando, FL, USA, Jun. 2010, pp. 1–6, doi: 10.1109/INTLEC.2010.5525684
- [46] Yenil and S. Cetin, "An Improved Pulse Density Modulation Control for Secondary Side Controlled Wireless Power Transfer System Using LCC-S Compensation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 69, no. 12, pp. 12762–12772, 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3134059.
- [47] J. Zhou, G. Guidi, K. Ljøkelsoy, and J. A. Suul, "Evaluation and Suppression of Oscillations in Inductive Power Transfer Systems With Constant Voltage Load and Pulse Skipping Modulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 38, no. 8, pp. 10412–10425, 2023, doi: 10.1109/TPEL.2023.3269698.
- [48] P. Herasymenko and V. Pavlovskiy, "Soft start-up strategy of pulse-density-modulated series-resonant converter for induction heating application," *Int. J. Power Electron. Drive Syst. (IJPEDS)*, vol. 12, no. 1, pp. 258–272, Mar. 2021, doi: 10.11591/ijpeds.v12.i1.pp258-272.
- [49] P. Vishnuram, G. Ramachandiran, and S. Ramasamy, "A Novel Power Control Technique for Series Resonant Inverter-Fed Induction Heating System with Fuzzy-Aided Digital Pulse Density Modulation Scheme," *Int. J. Fuzzy Syst.*, vol. 20, no. 4, pp. 1115–1129, 2018, doi: 10.1007/s40815-017-0408-9.
- [50] M. A. Abdourraziq, E. M. Berkouk, and A. Belfedhal, "Efficiency optimisation of a microcontroller-based PV system employing a single sensor fuzzy-logic controller," *IET Power Electron.*, vol. 11, no. 3, pp. 539–547, 2018, doi: 10.1049/iet-pel.2017.0502.
- [51] K. W. Nasser, S. J. Yaqoob, and Z. A. Hassoun, "Improved dynamic performance of photovoltaic panel using fuzzy logic-MPPT algorithm," *Indones. J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, vol. 21, no. 2, pp. 617–624, Feb. 2021, doi: 10.11591/ijeecs.v21.i2.pp617-624.

- [52] Z. Karami, G. Guidi, and J. A. Suul, "Finite-Control-Set Model Predictive Control for Inductive Power Transfer Charging EV systems with Constant Voltage Load," in *Proc. 11th Int. Conf. Power Electron. ECCE Asia (ICPE 2023 - ECCE Asia)*, Jeju Island, South Korea, May 2023, pp. 3422–3429, doi: 10.23919/ICPE2023-ECCEAsia54778.2023.10213658.
- [53] O. Abdel-Rahim, M. L. Alghaythi, M. S. Alshammari, and D. S. M. Osheba, "Enhancing Photovoltaic Conversion Efficiency with Model Predictive Control-Based Sensor-Reduced Maximum Power Point Tracking in Modified SEPIC Converters," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 100769–100780, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3315150.
- [54] B. Nagarajan and R. R. Sathi, "Phase Locked Loop based Pulse Density Modulation Scheme for the Power Control of Induction Heating Applications," *J. Power Electron.*, vol. 15, no. 1, pp. 65–77, Jan. 2015, doi: 10.6113/JPE.2015.15.1.65.
- [55] H. Özbay, A. Karafil, and S. Öncü, "Sliding mode PLL-PDM controller for induction heating system," *Turkish J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, vol. 29, no. 2, pp. 1241–1258, 2021, doi: 10.3906/elk-1908-62.
- [56] E. Chang, "High-Performance Pure Sine Wave Inverter with Robust Intelligent Sliding Mode Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Applications,"
- [57] M. Neroni, E. M. Herrera, A. A. Juan, and J. Panadero, "Battery Sharing: A Feasibility Analysis through Simulation," *Batteries*, vol. 9, no. 4, Art. no. 225, 2023, doi: 10.3390/batteries9040225.
- [58] F. Adegbohun, A. von Jouanne, and K. Y. Lee, "Autonomous Battery Swapping System and Methodologies of Electric Vehicles," *Energies*, vol. 12, no. 4, Art. no. 667, 2019, doi: 10.3390/en12040667.
- [59] Z. M. S. Elbarbary and M. A. Alranini, "Review of maximum power point tracking algorithms of PV system," *Frontiers Eng. Built Environ.*, vol. 1, no. 1, pp. 68–80, 2021, doi: 10.1108/FEBE-03-2021-0019.
- [60] O. Ostapenko, "Assessment of Solar-Driven Green Generation Potential in Renewable Energy Development: Global Forecasts and Opportunities for Ukraine," *Renewable Energies*, vol. 2, no. 1, 2024, doi: 10.1177/27533735241239262.
- [61] B. C. C. Chan, "The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles," *Proc. IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 704–718, Apr. 2007, doi: 10.1109/JPROC.2007.892489.
- [62] K. Rajashekara, "History of electric vehicles in General Motors," *IEEE Trans. Ind. A ppl.*, vol. 30, no. 4, pp. 897–904, Jul./Aug. 1994.

- [63] D. Sperling and D. Gordon, *Two Billion Cars: Driving Toward Sustainability*. Oxford, U.K.: Oxford Univ. Press, 2009.
- [64] Z. She, Q. Sun, J. Ma, and B. Xie, "What are the barriers to widespread adoption of battery electric vehicles? A survey of public perception in Tianjin, China," *Transp. Policy*, vol. 56, pp. 29–40, 2017, doi: 10.1016/j.tranpol.2017.03.001.
- [65] International Energy Agency (IEA), *Global EV Outlook 2024: Moving towards increased affordability*. Paris, France: IEA, 2024. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2024>. Erişim: 14 Ekim 2025.
- [66] International Energy Agency (IEA), *Global EV Outlook 2025: Expanding sales in diverse markets*. Paris, France: IEA, 2025. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2025>. Erişim: 22 Kasım 2025.
- [67] International Energy Agency (IEA), *Net Zero by 2050: A Roadmap for the Global Energy Sector*. Paris, France: IEA, 2021. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://www.iea.org/reports/net-zero-by-2050>. Erişim: 12 Ekim 2025.
- [68] B. Nykvist and M. Nilsson, "Rapidly falling costs of battery packs for electric vehicles," *Nat. Clim. Change*, vol. 5, no. 4, pp. 329–332, 2015, doi: 10.1038/nclimate2564.
- [69] C. C. Chan, A. Bouscayrol, and K. Chen, "Electric, Hybrid, and Fuel-Cell Vehicles: Architectures and Modeling," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 2, pp. 589–598, Feb. 2010, doi: 10.1109/TVT.2009.2033605.
- [70] I. Boldea *et al.*, "Automotive Electric Propulsion Systems With Reduced or No Permanent Magnets: An Overview," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 10, pp. 5696–5711, Oct. 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2301754.
- [71] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of the Impact of Vehicle-to-Grid Technologies on Distribution Systems and Utility Interfaces," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5673–5689, Dec. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2227500.
- [72] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 5, pp. 2151–2169, May 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2212917.
- [73] S. Verma, S. Mishra, A. Gaur, and S. Chowdhury, "A comprehensive review on energy storage in hybrid electric vehicle," *J. Traffic Transp. Eng. (English Ed.)*, vol. 8, no. 5, pp. 621–637, 2021, doi: 10.1016/j.jtte.2021.09.001.
- [74] B. K. Bose, "Global warming: Energy, environmental pollution, and the impact of power electronics," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 4, no. 1, pp. 6–17, Apr. 2010, doi: 10.1109/MIE.2010.935860.

- [75] J. D. Widmer, R. Martin, and M. Kimiabeigi, "Electric vehicle traction motors without rare earth magnets," *Sustain. Mater. Technol.*, vol. 3, pp. 7–13, 2015, doi: 10.1016/j.susmat.2015.02.001.
- [76] J. M. Miller, "Hybrid electric vehicle propulsion system architectures of the e-CVT type," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 3, pp. 756–767, May 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.872372.
- [77] M. Ehsani, Y. Gao, S. E. Gay, and A. Emadi, *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design*. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2004.
- [78] T. Markel *et al.*, "ADVISOR: A systems analysis tool for advanced vehicle modeling," *J. Power Sources*, vol. 110, no. 2, pp. 255–266, Aug. 2002, doi: 10.1016/S0378-7753(02)00189-1.
- [79] S. G. Wirasingha, N. Schofield, and A. Emadi, "Plug-in hybrid electric vehicle developments in the US: Trends, barriers, and economic feasibility," in *Proc. 2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf. (VPPC)*, Harbin, China, Sep. 3–5, 2008, pp. 1–8, doi: 10.1109/VPPC.2008.4677702.
- [80] A. A. Malikopoulos, "Supervisory Power Management Control Algorithms for Hybrid Electric Vehicles: A Survey," *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, vol. 15, no. 5, pp. 1869–1885, Oct. 2014, doi: 10.1109/TITS.2014.2309674.
- [81] E. D. Tate, M. O. Harpster, and P. J. Savagian, "The Electrification of the Automobile: From Conventional Hybrid, to Plug-in Hybrids, to Extended-Range Electric Vehicles," *SAE Tech. Paper* 2008-01-0458, 2008, doi: 10.4271/2008-01-0458.
- [82] M. Granovskii, I. Dincer, and M. A. Rosen, "Environmental and economic aspects of hydrogen production and utilization in fuel cell vehicles," *J. Power Sources*, vol. 157, no. 2, pp. 411–421, Jun. 2006, doi: 10.1016/j.jpowsour.2005.07.044.
- [83] K. Tripathi and A. Agrawal, "Hybrid Electric Vehicles and Their Challenges: A Review," *Int. J. Innov. Res. Eng. Manag.*, vol. 8, no. 6, pp. 390–393, 2021, doi: 10.55524/ijirem.2021.8.6.84.
- [84] S. S. Williamson and A. K. Rathore, "Industrial Electronics for Electric Transportation: Current State-of-the-Art and Future Challenges," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 5, pp. 3021–3032, May 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2409052.
- [85] U.S. Department of Energy, Alternative Fuels Data Center, "Developing Infrastructure to Charge Electric Vehicles." [Çevrimiçi]. Erişim adresi: [https://afdc.energy.gov/fuels/electricity\\_infrastructure.html](https://afdc.energy.gov/fuels/electricity_infrastructure.html). Erişim: 8 Kasım 2025

- [86] S. S. G. Acharige, M. E. Haque, M. T. Arif, N. Hosseinzadeh, K. N. Hasan, and A. M. T. Oo, "Review of Electric Vehicle Charging Technologies, Standards, Architectures, and Converter Configurations," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 41218–41255, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3267164.
- [87] F. Musavi, M. Edington, W. Eberle, and W. G. Dunford, "Evaluation and Efficiency Comparison of Front End AC-DC Plug-in Hybrid Charger Topologies," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 413–421, Mar. 2012, doi: 10.1109/TSG.2011.2166413.
- [88] M. C. Kisacikoglu, B. Ozpineci, and L. M. Tolbert, "EV/PHEV Bidirectional Charger Assessment for V2G Reactive Power Operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5717–5727, Dec. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2230656.
- [89] S. Habib, M. M. Khan, F. Abbas, and H. Tang, "A Comprehensive Study of Implemented International Standards, Technical Challenges, Impacts and Prospects for Electric Vehicles," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 13866–13890, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2812303.
- [90] M. Uddin *et al.*, "A review on peak load shaving strategies," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 82, pp. 3323–3332, Feb. 2018, doi: 10.1016/j.rser.2017.10.056.
- [91] M. Memon, "A Review of EV Adoption, Charging Standards, and Charging Infrastructure Growth in Europe and Italy," *Batteries*, vol. 11, no. 1, Art. no. 15, 2025, doi: 10.3390/batteries11010015.
- [92] A. Ahmad, M. S. Alam, and R. Chabaan, "A Comprehensive Review of Wireless Charging Technologies for Electric Vehicles," *IEEE Trans. Transp. Electrifi.*, vol. 4, no. 1, pp. 38–63, Mar. 2018, doi: 10.1109/TTE.2017.2771619.
- [93] A. A. S. Mohamed, C. R. Lashway, and O. Mohammed, "Modeling and Feasibility Analysis of Quasi-Dynamic WPT System for EV Applications," *IEEE Trans. Transp. Electrifi.*, vol. 3, no. 2, pp. 343–353, Jun. 2017, doi: 10.1109/TTE.2017.2682111.
- [94] S. Y. R. Hui, W. Zhong, and C. K. Lee, "A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 4500–4511, Sep. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2249670.
- [95] C. C. Mi, G. Buja, S. Y. Choi, and C. T. Rim, "Modern Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway Powered Electric Vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 10, pp. 6533–6545, Oct. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2574993.
- [96] A. C. Bagchi, A. Kamineni, R. A. Zane, and R. Carlson, "Review and Comparative Analysis of Topologies and Control Methods in Dynamic

- Wireless Charging of Electric Vehicles,” *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 9, no. 4, pp. 4947–4962, Aug. 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3058968.
- [97] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), “Guidelines for Limiting Exposure to Electromagnetic Fields (100 kHz to 300 GHz),” *Health Phys.*, vol. 118, no. 5, pp. 483–524, May 2020, doi: 10.1097/HP.0000000000001210.
- [98] A. Jäger-Waldau, “Snapshot of photovoltaics – February 2024,” *EPJ Photovoltaics*, vol. 15, Art. no. 21, 2024, doi: 10.1051/epjpv/2024018.
- [99] S. M. Sze and M.-K. Lee, *Semiconductor Devices: Physics and Technology*, 3rd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2012, ISBN: 978-0-470-53794-7.
- [100] Q. Chen *et al.*, “Recent Progress of Wide Bandgap Perovskites towards Two-Terminal Perovskite/Silicon Tandem Solar Cells,” *Nanomaterials*, vol. 14, no. 2, Art. no. 202, 2024, doi: 10.3390/nano14020202.
- [101] P. Suh and P. Tyagi, “Photovoltaic effect on silicon–alumina–ferromagnet tunnel junction providing insights about spin-dependent molecular spintronics solar cells,” *AIP Advances*, vol. 14, p. 035032, 2024, doi: 10.1063/5.0190306.
- [102] L. Duan, X. Cui, C. Xu, Z. Chen, and J. Zheng, “Monolithic Perovskite/Perovskite/Silicon Triple-Junction Solar Cells: Fundamentals, Progress, and Prospects,” *Nano-Micro Letters*, vol. 18, art. 8, 2026, doi: 10.1007/s40820-025-01836-8.
- [103] T. Ahmad, S. Sobhan, and M. F. Nayan, “Comparative Analysis between Single Diode and Double Diode Model of PV Cell: Concentrate Different Parameters Effect on Its Efficiency,” *J. Power Energy Eng.*, vol. 4, no. 3, pp. 31–46, 2016, doi: 10.4236/jpee.2016.43004.
- [104] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. R. Filho, “Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 5, pp. 1198–1208, 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2013862.
- [105] M. Calasan, S. Vujosevic, and M. Micev, “Novel single diode solar cell nonlinear model: Optimization and validation,” *Comput. Electr. Eng.*, vol. 123, p. 110150, 2025, doi: 10.1016/j.compeleceng.2025.110150.
- [106] L. Guanghua, A. Muhammad, S. Hadi, H. Shah, S. Shaikh, and P. Musznicki, “Maximum power point tracking strategies for solar PV systems: A review of current methods and future innovations,” *Results Eng.*, vol. 28, p. 107227, 2025, doi: 10.1016/j.rineng.2025.107227.

- [107] H. Qu and X. Li, "Temperature dependency of the fill factor in PV modules between 6 and 40 °C," *J. Mech. Sci. Technol.*, vol. 33, no. 4, pp. 1981–1986, 2019, doi: 10.1007/s12206-019-0348-4.
- [108] C. F. Abe and G. Notton, "Experimental Application of Methods to Compute Solar Irradiance and Cell Temperature of Photovoltaic Modules," *Sensors*, vol. 20, no. 9, p. 2490, 2020, doi: 10.3390/s20092490.
- [109] A. Abbassi *et al.*, "Improved Arithmetic Optimization Algorithm for Parameters Extraction of Photovoltaic Solar Cell Single-Diode Model," *Arab. J. Sci. Eng.*, vol. 47, pp. 10435–10451, 2022, doi: 10.1007/s13369-022-06605-y.
- [110] T. Esum and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449, Jun. 2007, doi: 10.1109/TEC.2006.874230.
- [111] D. Sera, L. Mathe, T. Kerekes, and R. Teodorescu, "On the Perturb-and-Observe and Incremental Conductance MPPT methods for PV systems," *IEEE J. Photovolt.*, vol. 3, no. 3, pp. 1070–1078, Jul. 2013, doi: 10.1109/JPHOTOV.2013.2261118.
- [112] M. Lasheen, A. Kamel, A. A. Rahman, M. Abdel-salam, and S. Ookawara, "Adaptive reference voltage-based MPPT technique for PV applications," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 11, no. 5, pp. 715–722, 2017, doi: 10.1049/iet-rpg.2016.0749.
- [113] H. Rezk, A. Fathy, and A. Y. Abdelaziz, "A comparison of different global MPPT techniques based on meta-heuristic algorithms for photovoltaic system subjected to partial shading conditions," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 74, pp. 377–386, Jul. 2017, doi: 10.1016/j.rser.2017.02.051.
- [114] A. Kumar, M. Bertoluzzo, R. K. Jha, and A. Sagar, "Analysis of Losses in Two Different Control Approaches for S-S Wireless Power Transfer Systems for Electric Vehicle," *Energies*, vol. 16, no. 4, p. 1795, 2023, doi: 10.3390/en16041795.
- [115] M. Salem, A. Jusoh, N. R. N. Idris, T. Sutikno, and I. Abid, "ZVS Full Bridge Series Resonant Boost Converter with Series-Connected Transformer," *Int. J. Power Electron. Drive Syst. (IJPEDS)*, vol. 8, no. 2, pp. 812–825, 2017, doi: 10.11591/ijpeds.v8.i2.pp812-825.
- [116] M. K. Kazimierczuk and D. Czarkowski, *Resonant Power Converters*, 2nd ed. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2012.
- [117] C. Jiang, K. T. Chau, C. Liu, and C. H. T. Lee, "An Overview of Resonant Circuits for Wireless Power Transfer," *Energies*, vol. 10, no. 7, p. 894, Jun. 2017, doi: 10.3390/en10070894.

- [118] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 2nd ed. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, 1995.
- [119] R. Beiranvand, B. Rashidian, M. R. Zolghadri, and S. M. H. Alavi, "Using LLC Resonant Converter for Designing Wide-Range Voltage Source," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 5, pp. 1746–1756, May 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2052537.
- [120] H. Li, J. Li, K. Wang, and W. Chen, "A Maximum Efficiency Point Tracking Control Scheme for Wireless Power Transfer Systems Using Magnetic Resonant Coupling," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 7, pp. 3998–4008, Jul. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2349534.
- [121] Y. Wang, F. Ni, and T. Lee, "Hybrid modulation of bidirectional three-phase dual-active-bridge DC converters for electric vehicles," *Energies*, vol. 9, no. 7, Art. no. 492, 2016, doi: 10.3390/en9070492.
- [122] S. Xu, Z. Wang, J. Chen, and W. Jiang, "Research and design of LC series resonant wireless power transfer system with modulation control method for supercapacitor charging in linear motion systems," *Energies*, vol. 15, no. 18, Art. no. 6739, 2022, doi: 10.3390/en15186739.
- [123] S. S. Ghohfarokhi, H. Tarzamni, and A. S. Member, "Improved resonant converter for dynamic wireless power transfer employing a floating-frequency switching algorithm and an optimized coil shape," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 56914–56924, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3175880.
- [124] D. Stepins, D. D. Shah, A. Sokolovs, and J. Zakis, "An improved spread-spectrum technique for reduction of electromagnetic emissions of wireless power transfer systems," *Electronics*, vol. 11, no. 17, Art. no. 2733, 2022, doi: 10.3390/electronics11172733.
- [125] Z. Zhang, J. Lai, Y. Huang, X. Hao, K. Yin, Z. Jiang, C. Wang, X. Ma, M. Huang, and T. Dong, "Communication-free robust wireless power transfer with constant output power and stable frequency," *Phys. Rev. Applied*, vol. 23, Art. no. 014029, 2025, doi: 10.1103/PhysRevApplied.23.014029.
- [126] T. S. Pham, T. D. Nguyen, B. S. Tung, and B. X. Khuyen, "Optimal frequency for magnetic resonant wireless power transfer in conducting medium," *Sci. Rep.*, vol. 11, Art. no. 18690, 2021, doi: 10.1038/s41598-021-98153-y.
- [127] A. Laha, A. Kalathy, M. Pahlevani, and P. Jain, "A comprehensive review on wireless power transfer systems for charging portable electronics," *Eng*, vol. 4, no. 2, pp. 1023–1057, 2023.
- [128] X. Zhang, Z. Chu, Y. Geng, X. Pan, R. Han, and M. Xue, "FPGA-based frequency tracking strategy with high-accuracy for wireless power

- transmission systems,” *Appl. Sci.*, vol. 13, no. 4, Art. no. 2316, 2023, doi: 10.3390/app13042316.
- [129] W. Li, Y. Han, and C. Li, “Modeling and characteristic analysis of mistuned series-series- compensated wireless charging system for EVs,” *Energies*, vol. 18, no. 15, Art. no. 4091, 2025, doi: 10.3390/en18154091.
  - [130] G. Yu, P. Ye, F. Grazian, and J. Dong, “An improved peak voltage calculation method or compensation components in S-S and LCC-S compensated wireless power transfer systems,” in *Proc. 25th Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE'23 ECCE Eur.)*, 2023, pp. 1–9, doi: 10.23919/EPE23ECCEurope58414.2023.10264576.
  - [131] N. Rajamanickam and T. A. H. Alghamdi, “Research insights on recent power converter topologies and control strategies for wireless EV chargers: A comprehensive study,” *IEEE Open J. Power Electron.*, vol. 5, pp. 1641–1658, 2024, doi: 10.1109/OJPEL.2024.3474707.
  - [132] G. B. Koo, G. W. Moon, and M. J. Youn, “New zero-voltage-switching phase-shift full-bridge converter with low conduction losses,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 1, pp. 228–235, 2005.
  - [133] J. Jiao, X. Guo, C. Wang, X. You, and K. Li, “An improved time-domain analytical method for LLC resonant converters and dead time designs for zero-voltage switching,” *IET Power Electron.*, vol. 16, no. 9, pp. 1455–1471, 2023, doi: 10.1049/pel2.12482.
  - [134] Y. Li, S. Hu, C. Sun, P. Li, W. Nie, H. Wen, A. Rathore, and X. Li, “A dual-transformer series resonant converter with wide ZVS range and minimized RMS current operation,” *IEEE Open J. Ind. Appl.*, vol. 6, pp. 281–294, 2025, doi: 10.1109/OJIA.2025.3562844.
  - [135] S. Gurudiwan, A. Zade, H. Wang, and R. Zane, “Accurate ZVS analysis of a full-bridge T-type resonant converter for a 20-kW unfolding-based AC-DC topology,” *IEEE Open J. Power Electron.*, vol. 5, pp. 692–708, 2024, doi:10.1109/OJPEL.2024.3400256.
  - [136] H. Fujita and H. Akagi, “Pulse-density-modulated power control of a 4 kW, 450 kHz voltage-source inverter for induction melting applications,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 2, pp. 279–286, 1996, doi: 10.1109/28.491475.
  - [137] O. Abuajwa, S. P. Thiagarajah, Z. Ambak, M. T. Sarker, G. Ramasamy, and A. P. David, “Comprehensive review of wireless power transfer systems for electric vehicle charging applications,” *Discover Applied Sciences*, 2025, doi: 10.1007/s42452-025-07738-z.
  - [138] L. Sun, D. Ma, and H. Tang, “A review of recent trends in wireless power transfer technology and its applications in electric vehicle wireless charging,”

- Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 91, pp. 490–503, 2018, doi: 10.1016/j.rser.2018.04.016.
- [139] I. Okasili, A. Elkhateb, and T. Littler, “A review of wireless power transfer systems for electric vehicle battery charging with a focus on inductive coupling,” *Electronics*, vol. 11, no. 9, Art. no. 1355, 2022, doi: 10.3390/electronics11091355.
  - [140] A. Pashaei, E. Aydin, M. A. Ozdemir, Y. Kosesoy, and M. T. Aydemir, “A novel hybrid coil design and implementation for wireless power transfer systems,” *Sci. Technol. Energy Transit.*, vol. 79, Art. no. 74, 2024, doi: 10.2516/stet/2024082.
  - [141] M. Budhia, G. A. Covic, and J. T. Boys, “Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 11, pp. 3096–3108, Nov. 2011, doi: 10.1109/TPEL.2011.2143730.
  - [142] Z. Duan, Y.-X. Guo, and D. Kwong, “Rectangular coils optimization for wireless power transmission,” *Radio Sci.*, vol. 47, Art. no. RS3012, 2012, doi: 10.1029/2011RS004970.
  - [143] M. Budhia, J. T. Boys, G. A. Covic, and C.-Y. Huang, “Development of a single-sided flux magnetic coupler for electric vehicle IPT charging systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 1, pp. 318–328, Jan. 2013, doi: 10.1109/TIE.2011.2179274.
  - [144] A. Zaheer, D. Kacprzak, and G. A. Covic, “A bipolar receiver pad in a lumped IPT system for electric vehicle charging applications,” in *Proc. 2012 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE)*, Raleigh, NC, USA, Sep. 2012, pp. 283–290, doi: 10.1109/ECCE.2012.6342811.
  - [145] G. A. Covic and J. T. Boys, “Modern trends in inductive power transfer for transportation applications,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 1, no. 1, pp. 28–41, Mar. 2013, doi: 10.1109/JESTPE.2013.2264473
  - [146] H. Özbay, “Rezonans dönüştürücülü fotovoltaik batarya şarj sistemi,” *Mühendislik Bilimleri ve Araştırmaları Dergisi*, vol. 2, no. 1, pp. 11–20, Apr. 2020, doi: 10.46387/bjesr.632715.
  - [147] M. Ş. Balcı and A. Dalcı, “Design and application of optimum toroidal shaped electromagnetic energy harvesters for unmanned aerial vehicles,” *Int. J. Numer. Model.: Electron. Networks, Devices Fields*, vol. 37, no. 3, Art. no. e3260, May/Jun. 2024, doi: 10.1002/jnm.3260.
  - [148] T. Campi, S. Cruciani, F. Maradei, and M. Feliziani, “Magnetic field during wireless charging in an electric vehicle according to standard SAE J2954,” *Energies*, vol. 12, no. 9, Art. no. 1795, May 2019, doi: 10.3390/en12091795.

- [149] G. A. Covic and J. T. Boys, “Inductive power transfer,” *Proc. IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1276–1289, Jun. 2013, doi: 10.1109/JPROC.2013.2244536.
- [150] J. Ma, Z. Li, Y. Liu, M. Ban, and W. Song, “Thermal analysis and optimization of the magnetic coupler for wireless charging system,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 38, no. 12, pp. 16269–16280, Dec. 2023, doi: 10.1109/TPEL.2023.3318356.
- [151] S. Geng *et al.*, “Modelling and optimization of winding resistance for litz wire inductors,” *IET Power Electron.*, vol. 14, no. 10, pp. 1834–1843, 2021, doi: 10.1049/pel2.12152

## ÖZGEÇMİŞ

**Adı Soyadı:** Cem KUTLU

### **Eğitim Bilgileri:**

Lisans: Dicle Üniversitesi Müh. Fak. Elektrik – Elektronik Müh.

Yüksek Lisans: Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri. Enstitüsü.

Doktora: Bandırma Onyedİ Eylül Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü