

**FOTOVOLTAİK UYGULAMALAR İÇİN YÜKSEK FREKANS
TRANSFORMATÖRLÜ DA-DA ÇEVİRGEÇ TASARIMI VE
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

**DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A HIGH
FREQUENCY TRANSFORMER LINKED DC-DC
CONVERTER FOR PHOTOVOLTAIC APPLICATIONS**

POLAT POŞPOŞ

PROF. DR. IŞIK ÇADIRCI

Tez Danışmanı

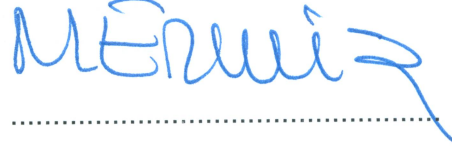
Hacettepe Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim – Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü
YÜKSEK LİSANS TEZİ
olarak hazırlanmıştır.

2017

POLAT POŞPOŞ' un hazırladığı "Fotovoltaik Uygulamalar için Yüksek Frekans Transformatörlü DA-DA Çevirgeç Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi" adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI' nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Muammer ERMiŞ

Başkan



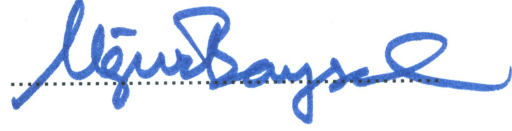
Prof. Dr. Işık ÇADIRCI

Danışman



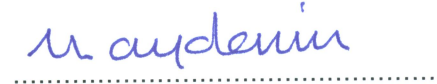
Prof. Dr. Uğur BAYSAL

Üye



Prof. Dr. Timur AYDEMİR

Üye



Doç. Dr. Umut SEZEN

Üye



Bu tez Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tarafından YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak onaylanmıştır.

Prof. Dr. Menemşe GÜMÜŞDERELİOĞLU

Fen Bilimleri Enstitü Müdürü

YAYINLAMA VE FİKRİ MÜLKİYET HAKLARI BEYANI

Enstitü tarafından onaylanan lisansüstü tezimin/raporumun tamamını veya herhangi bir kısmını, basılı (kağıt) ve elektronik formatta arşivleme ve aşağıda verilen koşullarla kullanıma açma iznini Hacettepe üniversitesine verdiğimi bildiririm. Bu izinle Üniversiteye verilen kullanım hakları dışındaki tüm fikri mülkiyet haklarım bende kalacak, tezimin tamamının ya da bir bölümünün gelecekteki çalışmalarda (makale, kitap, lisans ve patent vb.) kullanım hakları bana ait olacaktır.

Tezin kendi orijinal çalışmam olduğunu, başkalarının haklarını ihlal etmediğimi ve tezimin tek yetkili sahibi olduğumu beyan ve taahhüt ederim. Tezimde yer alan telif hakkı bulunan ve sahiplerinden yazılı izin alınarak kullanması zorunlu metinlerin yazılı izin alarak kullandığımı ve istenildiğinde suretlerini Üniversiteye teslim etmeyi taahhüt ederim.

- Tezimin/Raporumun tamamı dünya çapında erişime açılabilir ve bir kısmı veya tamamının fotokopisi alınabilir.**

(Bu seçenekle teziniz arama motorlarında indekslenebilecek, daha sonra tezinizin erişim statüsünün değiştirilmesini talep etmeniz ve kütüphane bu talebinizi yerine getirirse bile, tezinin arama motorlarının önbelleklerinde kalmaya devam edebilecektir.)

- Tezimin/Raporumun tarihine kadar erişime açılmasını ve fotokopi alınmasını (İç Kapak, Özet, İçindekiler ve Kaynakça hariç) istemiyorum.**

(Bu sürenin sonunda uzatma için başvuruda bulunmadığım takdirde, tezimin/raporumun tamamı her yerden erişime açılabilir, kaynak gösterilmek şartıyla bir kısmı ve ya tamamının fotokopisi alınabilir)

- Tezimin/Raporumun tarihine kadar erişime açılmasını istemiyorum, ancak kaynak gösterilmek şartıyla bir kısmı veya tamamının fotokopisinin alınmasını onaylıyorum.**

- Serbest Seçenek/Yazarın Seçimi**

10 / 07 / 2017



(İmza)

Öğrencinin Adı Soyadı

Polat Poşpoş

ETİK

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada,

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
 - görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
 - başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
 - atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
 - kullanılan verilerde herhangi bir tahribat yapmadığımı,
 - ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversitede veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı
- beyan ederim.

03/07/2017



Polat POŞPOŞ

ÖZET

FOTOVOLTAİK UYGULAMALAR İÇİN YÜKSEK FREKANS TRANSFORMATÖRLÜ DA-DA ÇEVİRGEÇ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

POLAT POŞPOŞ

Yüksek Lisans, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Işık ÇADIRCI

Haziran 2017, 137 Sayfa

Bu çalışmada fotovoltaik panel tarafında silikon karbür (SiC) MOSFET bir H-köprü bulunan 20 kW, 20 kHz yüksek frekans transformatörlü ve yükseltilmiş çıkış DA gerilimi tarafındaki silikon karbür (SiC) Schottky diyotları içeren bir DA-DA çevirgecin tasarımı ve uygulaması yapılmıştır. Anahtarlama tekniği olarak faz kaymalı darbe genişliği kiplenimi yöntemini kullanan çevirgecin özgün transformatör tasarımı ve çalışmada yeni nesil güç anahtarlarının kullanılması sayesinde tam yük verimliliği %98 olarak elde edilmiştir. Fotovoltaik enerji sistemlerinde maksimum güç noktası izleyicisi olarak kullanımı öngörülen bu çevirgecin elektriksel yalıtım özelliği ile güç katındaki anahtarlama sonucu oluşacak olan ortak mod akımlarının önüne geçilmiştir. Tasarımı ve benzetimi yapılan DA-DA çevirgecin başarımını görmek için bir ilk örnek üretimi yapılmış ve laboratuvar ortamında başarıyla test edilmiştir.

Anahtar Sözcükler: Maksimum güç noktası izleyicisi, faz kaymalı darbe genişlik modülasyonu, tam köprü çevirgeç, SiC MOSFET modül, yüksek frekans transformatör, fotovoltaik uygulamalar.

ABSTRACT

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A HIGH FREQUENCY TRANSFORMER LINKED DC-DC CONVERTER FOR PHOTOVOLTAIC APPLICATIONS

POLAT POŞPOŞ

**Master of Science, Department of Electrical Electronics
Engineering**

Supervisor: Prof. Dr. Işık ÇADIRCI

July 2017, 137 Pages

In this study, the design and application of a DC-DC converter including a 20 kW, 20 kHz high-frequency transformer with a silicon carbide (SiC) MOSFET H-bridge on the photovoltaic panel side and silicon carbide (SiC) Schottky diodes on the side of the boosted output are made. The full load efficiency of the converter which uses phase shifted pulse width modulation method as a switching technique, is obtained as 98% by using intensive transformer design and new generation power switches. Electrical isolation property of this converter which is intended to be used as a maximum power point tracker in photovoltaic power systems, prevents the system from common mode currents caused by power switches. A prototype production was made and tested successfully in the laboratory to see the designed and simulated DC-DC converter performance.

Keywords: Maximum power point tracker, phase shifted pulse width modulation, full-bridge converter, SiC MOSFET module, high frequency transformer, photovoltaic applications.

TEŞEKKÜR

Lisans öğrenimimden bu yana, iş hayatım ve yüksek lisans eğitimim süresince anlayış ve deneyimleriyle bana daima yol gösteren değerli tez danışmanım Prof. Dr. Işık ÇADIRCI'ya çok teşekkür ederim.

Proje çalışmaları süresince tecrübeleri ve yol göstericiliği ile bana yön veren saygıdeğer Prof. Dr. Muammer ERMIŞ'e çok teşekkür ederim.

Tez çalışmam süresince tecrübesini ve yazılım çalışmalarındaki yardımlarını esirgemeyen değerli iş arkadaşım Serkan ÖZTÜRK'e çok teşekkür ederim.

“Şebeke bağlantılı ve batarya depolamalı 100 kW gücünde özgün bir fotovoltaik güç kaynağı araştırılması, geliştirilmesi ve prototip sistem uygulaması” isimli proje çalışması kadrosunda yer alan tüm ekip arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Proje çalışmaları boyunca, mesleğimin ilk günlerinde benden deneyimlerini eksik etmeyen M. Volkan UTALAY ve Doğan TÜRE başta olmak üzere tüm ARTI ENDÜSTRİYEL ELEKTRONİK ailesine teşekkür ederim.

Tüm hayatım boyunca sonsuz sevgi ve maddi manevi destekleriyle her zaman yanımda olan sevgili AİLEM'e çok teşekkür ederim.

Tez çalışmam süresince verdikleri manevi destekten dolayı iş arkadaşlarıma teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

Sayfa

| | |
|--|------|
| ÖZET | i |
| ABSTRACT | ii |
| TEŞEKKÜR..... | iii |
| İÇİNDEKİLER DİZİNİ | iv |
| ŞEKİLLER DİZİNİ..... | viii |
| ÇİZELGELER DİZİNİ..... | xiii |
| SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ | xv |
| SÖZLÜK DİZİNİ..... | xvi |
| 1. GİRİŞ | 1 |
| 2. ÖNERİLEN SİC GÜÇ YARI İLETKENLERİNE DAYALI DA-DA ÇEVİRGEÇ SİSTEMİNİN TANIMI..... | 6 |
| 2.1 Önerilen Sistemin Blok Şeması | 6 |
| 2.2 Sistemin Çalışma Esasları | 9 |
| 3. ÇEVİRGEÇ GÜÇ KATININ TASARIMI..... | 13 |
| 3.1 Tasarım İsterleri | 13 |
| 3.1.1 Giriş Katı Yarı İletkenlerinin Seçimi..... | 14 |
| 3.1.1.1 Maksimum Kırılma Gerilimi Hesabı | 14 |
| 3.1.1.2 Sürekli ve Tepe Akım Değerlerinin Hesabı | 14 |
| 3.1.1.3 Yarı İletken Anahtarların Seçimi..... | 16 |
| 3.1.2 Giriş Katı Kondansatörü Seçimi | 18 |
| 3.1.2.1 Kablajdan Kaynaklanan Parazitik Endüktans..... | 18 |

| | | |
|---------|--|----|
| 3.1.2.2 | Yarı İletken Anahtarlama Frekansına Bağlı Kondansatör Hesabı ... | 19 |
| 3.1.2.3 | Kondansatör Seçimi..... | 20 |
| 3.1.3 | Yüksek Frekans Transformator Tasarımı | 21 |
| 3.1.3.1 | Tur Oranı Değerinin Hesaplanması | 21 |
| 3.1.3.2 | Transformator Anma Gücü Hesabı | 23 |
| 3.1.3.3 | Transformator Alan Çarpımı Hesabı | 24 |
| 3.1.3.4 | İletken (Tel) Seçimi | 24 |
| 3.1.3.5 | Yüksek Frekans Transformator için Çekirdek Seçimi..... | 27 |
| 3.1.3.6 | Transformator Birincil ve İkincil Sargı Sarım Sayıları | 29 |
| 3.1.3.7 | Transformator Kayıpları | 30 |
| 3.1.4 | Tam Köprü Doğrultucu Diyotlarının Seçimi | 32 |
| 3.1.4.1 | Maksimum Kırılma Gerilimi Hesabı..... | 32 |
| 3.1.4.2 | Sürekli ve Tepe Akım Değerlerinin Hesabı | 33 |
| 3.1.4.3 | Diyotların Seçimi | 34 |
| 3.1.5 | Çıkış Filtresi Kondansatörünün Seçimi | 35 |
| 3.1.6 | Soğutucu Seçimi | 36 |
| 3.1.6.1 | Güç Kayıplarının Hesaplanması | 36 |
| 3.1.6.2 | Güç Katı İçin Soğutucunun Belirlenmesi..... | 39 |
| 3.2 | Bilgisayar Benzetimleri..... | 42 |
| 4. | DENETİM KATININ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ | 56 |
| 4.1 | Giriş Güç Katı Sürücü Devreleri | 56 |
| 4.2 | Ana Denetim Kartının Şematik Tasarımı | 61 |
| 4.2.1 | İşlemcinin Belirlenmesi..... | 63 |

| | | |
|-------|--|-----|
| 4.2.2 | Gerilim Okuma Devrelerinin Tasarımı | 63 |
| 4.2.3 | Akım Okuma Devrelerinin Tasarımı | 66 |
| 4.2.4 | Kısa Devre-Hata Koruma Devrelerinin Tasarımı | 68 |
| 4.2.5 | İletişim Devrelerinin Tasarımı..... | 71 |
| 4.2.6 | Soğutucu Fan Sürücü Devresi Tasarımı | 72 |
| 4.2.7 | Ana Denetim Kartı Giriş Güç Devresi Tasarımı..... | 73 |
| 4.3 | Ana Denetim Kartının Fiziksel Tasarımı (Baskı Devre) | 77 |
| 5. | SİSTEMİN MEKANİK TASARIMI VE MONTAJI | 81 |
| 6. | SİSTEM YAZILIMININ GELİŞTİRİLMESİ..... | 90 |
| 6.1 | Yazılımın Esasları | 90 |
| 6.2 | Maksimum Güç Noktası İzleyicisi (MGNİ) Tasarımı | 95 |
| 6.2.1 | Fotovoltaik Panel Karakteristikleri | 95 |
| 6.2.2 | Maksimum Güç Noktası İzleyicisi Yazılım Algoritmaları..... | 100 |
| 6.3 | Maksimum Güç Noktası İzleyicisi Varlığında Sistem Yazılımı | 103 |
| 7. | DENEYSEL ÇALIŞMALAR | 109 |
| 7.1 | Genel Açıklamalar | 109 |
| 7.2 | DA-DA Çevirgeç Deneysel Çalışmalarında Kullanılan Öğeler..... | 109 |
| 7.3 | DA-DA Çevirgecin Deneysel Sonuçları | 111 |
| 8. | SONUÇLAR VE GELECEK ÇALIŞMALAR..... | 124 |
| | KAYNAKLAR..... | 128 |
| EK.1 | CAS120M12BM2 SİC MOSFET TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI | 132 |
| EK.2 | NANO KRİSTAL ÇEKİRDEK TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI | 134 |
| EK.3 | C4D40120D SİC SCHOTTKY DİYOT TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI..... | 135 |

| | |
|---|-----|
| EK.4 CALYXO CX 3 FOTOVOLTAİK PANEL TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI... | 137 |
| ÖZGEÇMİŞ | 138 |

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

| | |
|---|----|
| Şekil 2.1 Yüksek Frekans Transformatörlü DA-DA Çevirgeç Blok Şeması | 6 |
| Şekil 2.2 Yüksek Frekans Transformatörlü DA-DA Çevirgeç Devre Şeması | 7 |
| Şekil 2.3 DA-DA Çevirgeç Güç ve Kontrol Blok Şeması..... | 8 |
| Şekil 2.4 Faz Kaymalı DGM Sinyalleri ve Transformatör Birincil Gerilimi ve Tam Köprü Doğrultucu Çıkışındaki DA Gerilim | 10 |
| Şekil 2.5 Transformatör Birincil ve İkincil Sargı Gerilimlerine Göre Oluşan Tam Köprü Diyot Doğrultucu Çıkışındaki DA Gerilim | 12 |
| Şekil 3.1 Sistem Tasarımı için Örnek Fotovoltaik Panel Grubu Yapısı | 16 |
| Şekil 3.2 YF Transformatör Birincil ve İkincil Gerilim Dalga Şekilleri | 22 |
| Şekil 3.3 Litz Teli Yapısı [28] | 26 |
| Şekil 3.4 Seçilen Transformatör Çekirdeğinin Ölçüleri [29] | 28 |
| Şekil 3.5 Nanokristal Çekirdek Kayıpları, Pçek [29]..... | 30 |
| Şekil 3.6 Seçilen MOSFETlerin Anahtarlama Kayıp Karakteristikleri [26] | 37 |
| Şekil 3.7 Seçilen Diyotların İletim Karakteristikleri [30]..... | 39 |
| Şekil 3.8 LA-14 Serisi Soğutucunun Teknik Çizimi ve Termal Direnç Grafiği [31] | 42 |
| Şekil 3.9 DA-DA Çevirgecin Güç Katının Benzetim Programındaki Şeması | 43 |
| Şekil 3.10 Tam Yükte Giriş Akımı..... | 44 |
| Şekil 3.11 Tam Yükte SiC MOSFET Anahtar Gerilimi | 45 |
| Şekil 3.12 Tam Yükte SiC Mosfet Anahtar Akımı | 45 |
| Şekil 3.13 Tam Yükte YF Transformatör Birincil Sargı Gerilimi | 46 |
| Şekil 3.14 Tam Yükte YF Transformatör Birincil Sargı Akımı | 46 |
| Şekil 3.15 Tam Yükte YF Transformatör İkincil Sargı Gerilimi..... | 47 |

| | |
|--|----|
| Şekil 3.16 Tam Yükte YF Transformatör İkincil Sargı Akımı..... | 47 |
| Şekil 3.17 Tam Yükte SiC Schottky Diyot Gerilimi..... | 48 |
| Şekil 3.18 Tam Yükte SiC Schottky Diyot Akımı..... | 48 |
| Şekil 3.19 Tam Yükte Çıkış Kondansatörünün Akımı..... | 49 |
| Şekil 3.20 Tam Yükte Çıkış DA-Bağ Gerilimindeki Dalgalanmalar..... | 49 |
| Şekil 3.21 Tam Yükte Çıkış DA Akımındaki Dalgalanmalar..... | 49 |
| Şekil 3.22 Yarım Yükte Giriş Akımı..... | 50 |
| Şekil 3.23 Yarım Yükte SiC MOSFET Anahtar Gerilimi..... | 50 |
| Şekil 3.24 Yarım Yükte SiC MOSFET Anahtar Akımı..... | 51 |
| Şekil 3.25 Yarım Yükte YF Transformatör Birincil Sargı Gerilimi..... | 51 |
| Şekil 3.26 Yarım Yükte YF Transformatör Birincil Sargı Akımı..... | 52 |
| Şekil 3.27 Yarım Yükte YF Transformatör İkincil Sargı Gerilimi..... | 52 |
| Şekil 3.28 Yarım Yükte YF Transformatör İkincil Sargı Akımı..... | 53 |
| Şekil 3.29 Yarım Yükte SiC Schottky Diyot Gerilimi..... | 53 |
| Şekil 3.30 Yarım Yükte SiC Schottky Diyot Akımı..... | 54 |
| Şekil 3.31 Yarım Yükte Çıkış Kondansatörünün Akımı..... | 54 |
| Şekil 3.32 Yarım Yükte Çıkış DA-Bağ Gerilimindeki Dalgalanmalar..... | 55 |
| Şekil 3.33 Yarım Yükte Çıkış DA Akımındaki Dalgalanmalar..... | 55 |
| Şekil 4.1 İşlemci Çıkışı ve Sürücü Çıkışındaki 20kHz DGM Sinyalleri..... | 57 |
| Şekil 4.2 MOSFET Sürücü Tümlleşik Devre Bağlantıları..... | 59 |
| Şekil 4.3 MOSFET Sürücü Devresi..... | 60 |
| Şekil 4.4 Sürücü Devresi Baskı Devre Kartı..... | 60 |
| Şekil 4.5 Ana Denetim Kartı Blok Şeması..... | 62 |

| | |
|--|----|
| Şekil 4.6 Gerilim Okuma Devresi..... | 64 |
| Şekil 4.7 Akım Okuyucu Devre | 67 |
| Şekil 4.8 MOSFET Kısa Devre Koruma Devresi | 69 |
| Şekil 4.9 JTAG Devresi | 72 |
| Şekil 4.10 Seri İletişim Devresi | 72 |
| Şekil 4.11 Soğutucu Fan Sürücü Devresi | 73 |
| Şekil 4.12 Yalıtımlı 24V DA Güç Kaynağı..... | 75 |
| Şekil 4.13 Ana Denetim Kartı Ön Yüzü | 78 |
| Şekil 4.14 Ana Denetim Kartı Arka Yüzü | 78 |
| Şekil 4.15 Ana Denetim Kartı Ön Yüzdeki İşlevsel Devrelerin Gösterimi | 79 |
| Şekil 4.16 Ana Denetim Kartı Arka Yüzdeki İşlevsel Devrelerin Gösterimi..... | 80 |
| Şekil 5.1 Güç Katı Elemanlarının Soğutucuya Yerleşimi | 82 |
| Şekil 5.2 DA Giriş Akımını Taşıyan Baskı Devre Kartı ve Giriş Kondansatörleri .. | 82 |
| Şekil 5.3 Diyot Doğrultucu Baskı Devresi | 83 |
| Şekil 5.4 Soğutucu Güç Katı ve Denetim Katı Montajı | 84 |
| Şekil 5.5 Yüksek Frekans Transformator | 85 |
| Şekil 5.6 Çıkış Filtre Kondansatörleri ve Bağlantıları..... | 86 |
| Şekil 5.7 DA-DA Çevirgeç Sistemi Yerleşim Planı..... | 87 |
| Şekil 5.8 Üretilen DA-DA Çevirgecin Güç ve Kontrol Katı Üstten Görünüşü | 88 |
| Şekil 5.9 Üretilen DA-DA Çevirgecin Güç ve Kontrol Katı Yan Görünüşü | 88 |
| Şekil 5.10 Üretilen DA-DA Çevirgecin Güç ve Kontrol Katı Perspektif Görünüşü . | 89 |
| Şekil 5.11 YF Transformator ve Çıkış Kondansatörü ile Beraber DA-DA Çevirgecin Deney Ortamı..... | 89 |

| | |
|---|-----|
| Şekil 6.1 Faz Kaymalı DGK İşaretleri, Transformatör Birincil Gerilimi ve Tam Köprü Doğrultucu Çıkışındaki DA Gerilim..... | 91 |
| Şekil 6.2 Sürücü İşaretine Karşılık MOSFET Gerilimi..... | 93 |
| Şekil 6.3 Zıt Fazlı DGK Sinyalleri Arasındaki Ölü Zamanın Olmadığı Durum..... | 93 |
| Şekil 6.4 EPWM Modülleri İşaretleri ve Aralarındaki Ölü Zaman..... | 94 |
| Şekil 6.5 Fotovoltaik Panel Eşdeğer Devresi [3]..... | 96 |
| Şekil 6.6 Calyxo CX3-75 için Gerilim-Akım Eğrisi (1000 W/m ²) [25]..... | 99 |
| Şekil 6.7 FV Panel Grubunun Gerilim-Akım Eğrisi (1000 W/m ²)..... | 100 |
| Şekil 6.8 Dört ve Gözle Algoritması Akış Şeması..... | 100 |
| Şekil 6.9 Artan İletkenlik algoritması akış şeması..... | 102 |
| Şekil 6.10 Çevirgeç Ana Yazılımının Akış Şeması | 105 |
| Şekil 6.11 Kesme (ISR) Yazılımlarının Akış Şemaları | 107 |
| Şekil 6.12 Tüm Yazılımın Akış Şeması | 108 |
| Şekil 7.1 Deneyleerde Kullanılan Saf Direnç Yükü Devre Şeması | 110 |
| Şekil 7.2 Deneyleerde Kullanılan 5 kW Gücünde Direnç Yükü Modülünün Fotoğrafı | 111 |
| Şekil 7.3 %25 Yükte Transformatör Birincil Sargı Akım ve Gerilimi..... | 115 |
| Şekil 7.4 %25 Yükte Transformatör İkincil Sargı Akım ve Gerilimi | 115 |
| Şekil 7.5 %25 Yükte Çıkış Kapasitörü Öncesi ve Sonrası Akımlar..... | 116 |
| Şekil 7.6 %50 Yükte Transformatör Birincil Sargı Gerilimi ve Akımı | 116 |
| Şekil 7.7 %50 Yükte Transformatör İkincil Sargı Gerilimi ve Akımı | 117 |
| Şekil 7.8 %50 Yükte Çıkış Kapasitörü Öncesi ve Sonrası Akımlar..... | 117 |
| Şekil 7.9 %75 Yükte Transformatör Birincil Sargı Gerilimi ve Akımı | 118 |
| Şekil 7.10 %75 Yükte Transformatör İkincil Sargı Gerilimi ve Akımı | 118 |

| | |
|---|-----|
| Şekil 7.11 %75 Yükte Çıkış Kondansatörü Öncesi ve Sonrası Akımlar..... | 119 |
| Şekil 7.12 Tam Yükte Transformatör Birincil Sargı Gerilimi ve Akımı | 119 |
| Şekil 7.13 Tam Yükte Transformatör İkincil Sargı Gerilimi ve Akımı | 120 |
| Şekil 7.14 Tam Yükte Çıkış Kondansatörü Öncesi ve Sonrası Akımlar..... | 120 |
| Şekil 7.15 DA-DA Çevirgecin Verim- Güç Eğrisi..... | 122 |
| Şekil 7.16 DA-DA Çevirgecin Termal Kamera Görüntüsü | 122 |
| Şekil 7.17 YF Transformatörün Termal Kamera Görüntüsü | 123 |

ÇİZELGELER DİZİNİ

Sayfa

| | |
|---|----|
| Çizelge 1.1 Topoloji Karşılaştırması | 3 |
| Çizelge 3.1 DA- DA Çevirgeç için Belirlenen Tasarım İsterleri | 13 |
| Çizelge 3.2 Fotovoltaik Panellerin Katalog Değerleri [25] | 15 |
| Çizelge 3.3 Hesaplamalarla Belirlenen Yarı İletken Ölçütleri..... | 17 |
| Çizelge 3.4 Seçilen Güç Katı MOSFET Modüllerinin Katalog Değerleri [26] | 18 |
| Çizelge 3.5 YF Transformör Tasarımı İçin Ölçütler..... | 21 |
| Çizelge 3.6 YF Transformör Tasarım Ölçütleri | 27 |
| Çizelge 3.7 Seçilen Transformör Çekirdeğinin Katalog Özellikleri [29] | 29 |
| Çizelge 3.8 Transformör Güç Kayıpları | 32 |
| Çizelge 3.9 Diyot Seçimini Belirleyen Ölçütler | 34 |
| Çizelge 3.10 Seçilen Köprü Doğrultucu Diyotların Özellikleri [30]..... | 34 |
| Çizelge 3.11 Fotovoltaik Panel Grubu Gerilimlerine Göre Giriş Akımları | 36 |
| Çizelge 3.12 Seçilen MOSFETlerin Anahtarlama Enerjileri | 38 |
| Çizelge 3.13 Tam Köprü Diyot Doğrultucu Devresi için Sistem Ölçütleri | 38 |
| Çizelge 3.14 Güç Katı Yarı İletkenlerinin Kayıpları | 40 |
| Çizelge 3.15 Soğutucu Hesaplamalarında Kullanılan Değişken ve Sabitler | 40 |
| Çizelge 4.1 Güç Anahtarları Sürülmesi İçin Tasarım İsterleri [26] | 57 |
| Çizelge 4.2 MOSFET Sürücü Tümlşik Devresi Özellikleri [33] | 58 |
| Çizelge 4.3 İşlemci Özellikleri [34] | 63 |
| Çizelge 4.4 AMC 1100 Yalıtılmış Tümlşik İşlemsel Yükselteç Devresi Özellikleri [35] | 65 |
| Çizelge 4.5 HASS-50 Akım Duyarga Özellikleri [36]..... | 66 |

| | |
|--|-----|
| Çizelge 4.6 Sistem Denetim Katı Elemanlarının Güç İhtiyaçları | 74 |
| Çizelge 4.7 Güç Kaynağı Devresi Özellikleri | 76 |
| Çizelge 6.1 MOSFET Anahtar Gecikmeleri [26] | 95 |
| Çizelge 6.2 Fotovoltaik Panel Karakteristiği Terimlerinin Tanımı..... | 97 |
| Çizelge 6.3 Calyxo CX3-75 İnce Film Fotovoltaik Panel Teknik Özellikleri [25]..... | 98 |
| Çizelge 6.4 FV Panel Grubunun Teknik Özellikleri (1000 W/m ²) | 99 |
| Çizelge 6.5 MGNİ Algoritmalarının Karşılaştırılması [3]..... | 103 |
| Çizelge 7.1 Verim Ölçümleri İçin Kullanılan Değerler | 121 |

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

| | |
|--------|---|
| AA | : Alternatif Akım |
| BDK | : Baskı Devre Kartı |
| D | : Görev Çevrimi |
| DA | : Doğru Akım |
| DGM | : Darbe Genişlik Modülasyonu |
| DSP | : Sayısal İşaret İşleyici |
| EMC | : Elektro-Manyetik Uyumluluk |
| EMI | : Elektro-Manyetik Girişim |
| ESR | : Eşdeğer Seri Direnç |
| FKDGM | : Faz Kaymalı Darbe Genişlik Modülasyonu |
| FV | : Fotovoltaik |
| MGNİ | : Maksimum Güç Noktası İzleyici |
| MOSFET | : Metal Oksit Yarı İletkenli Alan Etkili Transistör |
| SGİ | : Sabit Gerilim İzleyici |
| YF | : Yüksek Frekans |

SÖZLÜK DİZİNİ

| | |
|-----------------------------------|--------------------------------|
| Akaç | : Drain (of a MOSFET) |
| Anma | : Nominal |
| Anahtarlama | : Switching |
| Baskı Devre Kartı : | : Printed Circuit Board |
| Birincil sargı | : Primary winding |
| Çapraz | : Flyback |
| Çekirdek (Manyetik) | : Core (Magnetic) |
| Çevirgeç | : Converter |
| Çevrim | : Cycle |
| Dalgalanma | : Ripple |
| Darbe Genişliği Modülasyonu (DGM) | : Pulse Width Modulation (PWM) |
| Denetleyici | : Controller |
| Doyum | : Saturation |
| Döngü | : Loop |
| Duyarga | : Sensor |
| Elektromanyetik Girişim | : Electromagnetic Interference |
| Endüktans | : Inductance |
| Evirici | : Inverter |
| Faz | : Phase |
| Filtre | : Filter |
| Fotovoltaik | : Photovoltaic |
| Frekans | : Frequency |
| Görev Çevrimi | : Duty cycle (D) |
| Hat | : Line |
| İkincil sargı | : Secondary winding |

| | |
|--------------------------|---------------------------------|
| İletişim | : Communication |
| İlkörnek | : Prototype |
| İndüktör | : Inductor |
| İşlevsel Yükselteç | : Operational Amplifier (OPAMP) |
| Kaçak enduktans | : Leakage inductance |
| Kapasitans, sığa | : Capacitance |
| Kapı | : Gate (of a MOSFET) |
| Kaynak | : Source (of a MOSFET) |
| Kazanç | : Gain |
| Kesme | : Interrupt |
| Kondansatör | : Capacitor |
| Mıknatıslanma indüktansı | : Magnetizing inductance |
| Optik bağlaç | : Opto coupler |
| Periyot | : Period |
| Saat | : Clock |
| Sinüzoidal DGM | : Sinusoidal PWM |
| Sürme | : Drive |
| Tam Köprü | : Full Bridge |
| Transformatör | : Transformer |
| Topoloji | : Topology |
| Tümleşik Devre | : Integrated Circuit |
| Yakınlık etkisi | : Proximity effect |
| Yalıtım | : Isolated |
| Yarı İletken | : Semiconductor |
| Zamanlayıcı | : Timer |

1. GİRİŞ

DA-DA çevirgeç teknolojisi günümüzün artan enerji ihtiyacı doğrultusunda geleneksel lineer güç kaynaklarının yerini almıştır. Artan enerji ihtiyacı sebebi ile artık daha verimli çalışan, pratik ve düşük maliyetli anahtarlama güç kaynakları teknolojinin vazgeçilmez parçası konumundadır. Geleneksel doğrusal güç kaynakları yüksek hacimli ve kütleli hantal yapısı, kısa ömürlü olması, verimsiz enerji tüketimi ve farklı çalışma koşullarına (örneğin giriş gerilimlerine) adapte olamaması sebebi ile yerini farklı farklı topolojilerde üretilebilen anahtarlama güç kaynaklarına bırakmıştır [1]. Bu tez çalışmasında tasarımı ve ilk örnek üretimi gerçekleştirilen DA-DA çevirgecin, bu çalışma haricinde uygulanabilir pek çok farklı topolojisi mevcuttur. Bu farklı topolojiler ile üretimi gerçekleştirilen DA-DA çevirgeçlerin uygulama alanları oldukça geniştir. Yenilenebilir enerji kaynakları ve ulaşım başta olmak üzere ev elektroniği, iletişim sistemleri, kesintisiz güç kaynakları gibi uygulama alanları bunlardan bazılarıdır [2].

Günümüzde kullanılan DA-DA çevirgeç topolojilerinden bazıları çapraz çevirgeç, yükseltici çevirgeç, alçaltıcı çevirgeç, alçaltıcı-yükseltici çevirgeç, tam köprü faz kaymalı çevirgeç tipleridir. Teze konu olan uygulama için kullanılacak türde farklı topolojiler ise çapraz çevirgeç, yükseltici tip çevirgeç, tam köprü faz kaymalı çevirgeç olabilir. Bunlar arasından fotovoltaik uygulamalar için en uygun olan seçilecektir.

Fotovoltaik güneş enerjisi dönüşüm sistemleri yenilenebilir enerji kaynakları arasında çevreye duyarlılık bakımından birinci sırada yer almaktadır. Basit bir aydınlatmadan, Mega Watt (MW) güçlere kadar fotovoltaik güneş enerji sistemleri her alanda kullanılmaktadır. Fotovoltaik güneş panelleri yarı iletken malzemelerden üretilmekte olup birçok uygulama için farklı güçlerde ve boyutlarda üretilebilmektedirler. Fakat günümüz teknolojisinde bu panellerin verimleri yaklaşık olarak %11 ila %18 arasındadır. Ayrıca değişen hava koşulları ve gölgelenmeler nedeniyle elde edilen enerji verimi daha da düşmektedir. Bu durumu engellemek için eviriciler ile birlikte, fotovoltaik panel grupları çıkışına bağlanan DA-DA çevirgeçler kullanılmaktadır [3]. DA-DA çevirgeçler her zaman fotovoltaik panel gruplarını o anki hava koşulunda olabilecek en yüksek güçte çalışmalarını sağlamaktadırlar. Yani fotovoltaik güneş enerjisi sistemlerinde kullanılan DA-DA

çevirgeçlerin temel amacı, panel gruplarının çalışabileceği maksimum güç noktasını izlemektir. Evirici girişinde bulunan DA-DA çevirgeç fotovoltaiik panel gruplarından elde ettiği maksimum gücü eviriciye aktarmaktadır.

Fotovoltaiik enerji sistemlerinde girişte kullanılan ve maksadı maksimum güç noktası izleyicisi olan çevirgeç yapıları arasında temelde iki yapı mevcuttur. Bunlardan ilki DA- DA çevirgeç yapısıdır. Diğeri ise DA-AA-DA yapısı olup, giriş DA geriliminin anahtarlanıp önce AA gerilime ardından bir transformatör aracılığıyla istenilen seviyeye getirilip, tekrar DA gerilime dönüştürülmesi şeklindedir. Fotovoltaiik uygulamalar için literatürde en çok kullanılan DA-DA yapısındaki çevirgeçler yükseltici tip ve çapraz tip çevirgeçler olup çapraz tip çevirgeçlerin elektriksel yalıtım avantajı olmasına rağmen, düşük güç (150 W) seviyelerinde kullanılmaktadır. DA-DA yapısındaki çevirgeç topolojilerinden faz kaymalı yükseltici tip çevirgeç yüksek güç uygulamalarında kullanılmaktadır. DA-AA-DA çevirgeçler için ise uygun topolojilerden biri yüksek frekans transformatörlü topoloji olup yine yüksek güçlerde kullanım için elverişlidir [4-8]. Bu durumda teorik olarak tez çalışmasında hedeflenen 20 kW gücü aktarabilecek iki tip çevirgeç, faz kaymalı yükseltici çevirgeç ile yüksek frekans transformatörlü çevirgeçlerdir. Bu iki topolojiye ait genel özellikler Çizelge 1.1' de verilmiştir.

Çizelge 1.1'de yapılan karşılaştırmaya göre yüksek frekans transformatörlü çevirgecin bu çalışma hedefleri açısından daha uygun olduğu görülmektedir. Bu topolojiye ait 10 kW'lık bir uygulama literatürde gerçekleştirilmiştir [9].

Yüksek frekans transformatörlü çevirgecin elektriksel yalıtımının olması ortak mod akımı sorununun önüne geçerek, fotovoltaiik sistemdeki güç kayıplarını azaltacaktır. Fotovoltaiik sistemlerde elektriksel yalıtım olmadığı takdirde, evirici anahtarlamalarından kaynaklanan ortak mod akımları fotovoltaiik panel gruplarından toprağa akarak, panel gerilimi değeri ve oluşan ortak mod akımının değerleri çarpımı kadar bir güç kaybına sebep olacaktır. Ayrıca güç kaybından öte bu fotovoltaiik panellerin yerleşim yerlerine olan yakınlığı ve sistemin elektriksel yalıtımının olmaması durumunda can güvenliği açısından ciddi bir sorun oluşturacaktır. Her ne kadar evirici tarafındaki çeşitli yazılımsal anahtarlama teknikleri ile ortak mod akımları azaltılsa da, can güvenliği ve güç kaybını en iyi engelleyen sistem elektriksel yalıtımın olduğu yapılardır [10-11].

Çizelge 1.1 Topoloji Karşılaştırması

| Özellik | Yüksek Frekans Transformatörlü Çevirgeç | Faz Kaymalı Yükseltici Çevirgeç |
|--------------------------|---|---------------------------------|
| Yalıtım | VAR | YOK |
| Denetim | DAHA KOLAY | DAHA ZOR |
| Bobin | YOK | VAR |
| Transformatör | VAR | YOK |
| Yüksek Güç Uygulaması | DAHA KOLAY | DAHA ZOR |
| Tasarım | NORMAL | NORMAL |
| Toplam Harmonik Bozunumu | ÇOK İYİ | İYİ |

Yüksek frekans transformatörlü DA-DA çevirgeç uygulamalarının hem tek yönlü hem de çift yönlü olanları literatürde mevcuttur. Çift yönlü uygulamalar özellikle batarya depolamalı fotovoltaik sistemlerde kullanılmaktadır [12-14]. Bu tez çalışmasında hedeflenen fotovoltaik sistemlerde maksimum güç noktası izleyicisi şeklinde çalıştırılmak üzere tek yönlü 20 kW gücünde bir çevirgeci tasarlayıp, gerçekleştirilmiştir. Bölüm 2’de anlatıldığı gibi bu topolojide temel olarak giriş güç katında bulunan H-köprü anahtarları sayesinde fotovoltaik panel gruplarından gelecek olan DA gerilim yüksek frekansta anahtarlanıp ortaya çıkan AA gerilim transformatörün tur oranı derecesinde yükselebilir veya alçaltılabilir. Giriş güç katı H-köprü anahtarları piyasada kullanılmakta olan silikon IGBT veya MOSFET yapısında olabilir.

Sistemin çalışma frekansı hem transformatör çıkış kondansatörü gibi hantal parçaların büyüklüğünü hem de sistemin gürültü seviyesini doğrudan etkileyecektir. Çalışma frekansının yükselmesi sistem parçalarının hacminin ve ağırlığının azalması ve gürültünün azalması anlamına gelmektedir. Buradan

hareketle tez çalışması için 20 kHz çalışma frekansı uygun görülmüştür. Böylece hem insan kulağının duyabileceği frekans aralığı dışında sessiz bir sistem tasarlanacak, hem de transformatör ve çıkış kondansatörü küçülecektir. Fakat bu noktada yüksek anahtarlama frekansının sebep olacağı güç kayıpları dikkatle incelenmelidir. Yüksek frekansın bahsedilen avantajlarına karşılık anahtarlama kayıplarını arttırıcı dolayısıyla verimi düşürücü bir etkisi olacaktır. Bu durumun önüne geçebilmek için anahtarlama kayıpları az olan anahtarlar seçilmelidir. Silikon karbür (SiC) yapısında üretilen yeni nesil MOSFET anahtarların, geleneksel silikon IGBT anahtarlara göre bu anlamda çok ciddi bir üstünlüğü vardır [15-16]. Bu durum dikkate alınarak bu çalışmada güç anahtarı olarak silikon karbür MOSFET kullanılmıştır. Bu bir geniş band aralıklı güç yarı iletkeni olup, yeni nesil DA-DA çevirgeçlerde kullanılmaya başlanmıştır.

Yüksek frekans çalışmanın bir diğer zorluğu da transformatör tasarımıdır. Frekansın yüksek olması sebebiyle transformatör çekirdek kayıplarının da artması ve bunun sonucunda çekirdeğin düşük frekansla çalışmaya göre daha fazla ısınması kaçınılmazdır [17-18]. Bu yüzden tez çalışmasına uygun bir çekirdek seçimi için ayrıntılı bir piyasa ve literatür araştırması yapılmıştır. Genellikle bu tarz DA-DA çevirgeç uygulamalarında amorf metal ve ferrit çekirdek kullanılmaktadır. Fakat daha yeni bir teknoloji olan nano kristal yapısındaki çekirdeklerin, yaygın kullanımı olan ferrit ve amorf metal çekirdeklere göre güç kayıplarının çok daha az olması dikkat çekicidir. Ayrıca nano-kristal çekirdeklerin akı yoğunluğu ferrit ve amorf metal çekirdeklere göre çok daha yüksek değerlerde olabilmektedir. Bu özellikleri ile nano-kristal çekirdeğin tasarımı çok daha küçük boyutlarda ve çok az güç kaybı ile yapılabilmektedir. Literatürde nano kristal çekirdek ile tasarlanmış 20 kHz frekansında 100 kW gücünde bir transformatör örneği mevcuttur [19]. Nano kristal çekirdeğin bu özelliklerinden dolayı tez çalışmasında kullanımına karar verilmiştir.

Günümüzde gelişmiş mikro denetleyici teknolojisi ile bu işaretler yazılımsal olarak esnek bir biçimde üretilebilmektedir [20]. Güç elektroniği uygulamalarında mikro denetleyici olarak genellikle dsPIC, TMS320F28069, TMS320F28377, TMS320C31, MSP430Fx, TMS320F2812eZ, TMS320F28027, DSP1104 dSPACE ve MSP430F147 gibi ürünler kullanılmaktadır [21-24]. Bu sayede çevirgeçlerin giriş güç katı anahtarlarının sürücü işaretlerinin üretilmesi, sistemin koruma

işlevlerinin yerine getirilmesi, seçilen maksimum güç noktası izleyicisi algoritmasının işletilmesi ve haberleşme gibi tüm işlevler tek mikro denetleyici ile sağlanabilmektedir [21-24]. DA-DA çevirgeç için uygun mikro denetleyici seçimi ve bu mikro denetleyiciyi içeren ana denetim kartı tasarımı Bölüm 4'te ayrıntılı olarak tarif edilecektir.

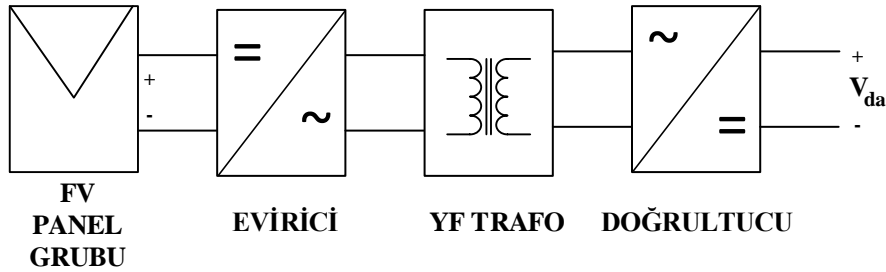
Bölüm 2'de seçilen topoloji ile ilgili genel açıklamalar verilecek, topolojinin şeması üzerinden DA- DA çevirgeç yapısı irdelenecektir. Bölüm 3'te seçilen topolojinin güç katı tasarımı yapılacak ve tasarımı yapılan topolojinin Simplorer programı ile yapılan benzetimlerinin sonuçları verilecektir. Bölüm 4'te mikro denetleyicinin olduğu ana denetim kartını da içeren çevirgecin denetim katı tasarımı ve gerçekleştirilmesi anlatılacaktır. Bölüm 5'te topoloji tasarımı ve denetim katı tasarımı tamamlanmış olan çevirgecin mekanik tasarımı hakkında ayrıntılar verilecektir. Çevirgeç elemanlarının tahmini kutu yerleşimi ve güç yoğunluğu değeri yine bu bölümde elde edilecektir. Bölüm 6'da DA-DA çevirgecin MOSFET anahtarları için gerekli faz kaymalı darbe genişliği kiplenimi işaretlerinin üretimi ve çevirgecin fotovoltaik sistemlerde maksimum güç noktasını takip etmesini sağlayacak olan yazılım algortimaları verilecektir. Bölüm 7'de ilk üretimi tamamlanan çevirgecin deneysel sonuçları paylaşılacak ve benzetim sonuçları ile karşılaştırılacaktır. Bu bölümde sistemin çalışma gücüne bağlı bir verim eğrisi oluşturulacaktır. Son bölümde tasarımı ve ilk üretimi gerçekleştirilen DA-DA çevirgecin genel bir değerlendirilmesi yapıp, gelecekte bu konuyla ilgili yapılabilecek çalışmalardan bahsedilecektir.

2. ÖNERİLEN SİC GÜÇ YARI İLETKENLERİNE DAYALI DA-DA ÇEVİRGEÇ SİSTEMİNİN TANIMI

Bu bölümde teze konu olan DA-DA çevirgeç için seçilen yüksek frekans transformatörlü DA-DA çevirgeç topolojisi ve çalışma esasları irdelenecektir. Öncelikli olarak sistemin ana blok şeması verilecek ve şemada belirtilen her unsurun yapısı ve işlevi anlatılacaktır.

2.1 Önerilen Sistemin Blok Şeması

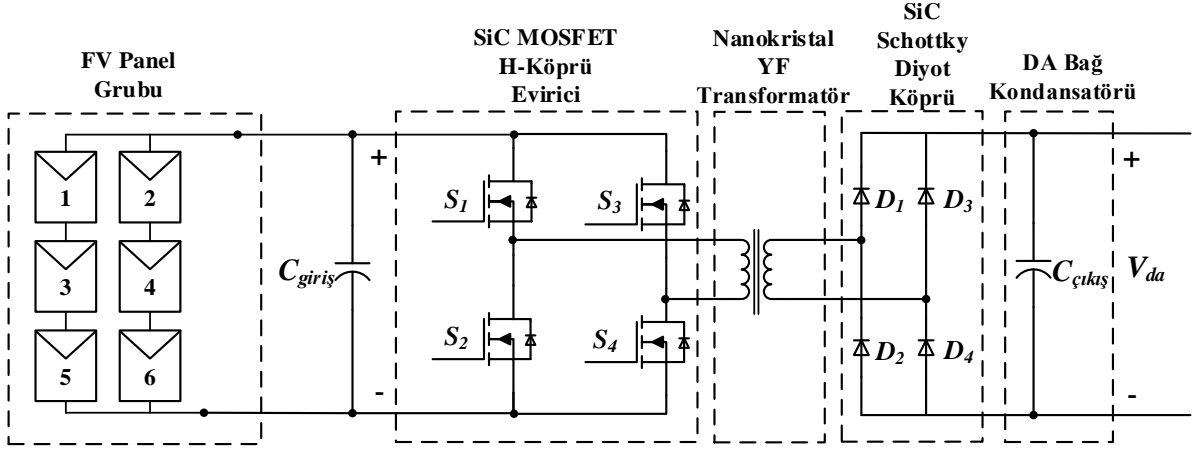
Şekil 2.1'de önerilen DA- DA çevirgeç sisteminin topolojisine ait blok şeması verilmiştir.



Şekil 2.1 Yüksek Frekans Transformatörlü DA-DA Çevirgeç Blok Şeması

Sistem temel olarak üç ana yapıdan oluşmaktadır. Giriş katında bulunan DA-AA evirgeç görevi gören H-Köprü anahtarları, elektriksel yalıtımı sağlayan düşük kayıplı yüksek frekans transformatör ve yüksek frekans transformatör çıkışlarına bağlı AA-DA doğrultucu özelliğinde olan tam köprü diyot doğrultucu ve süzgeç devresi.

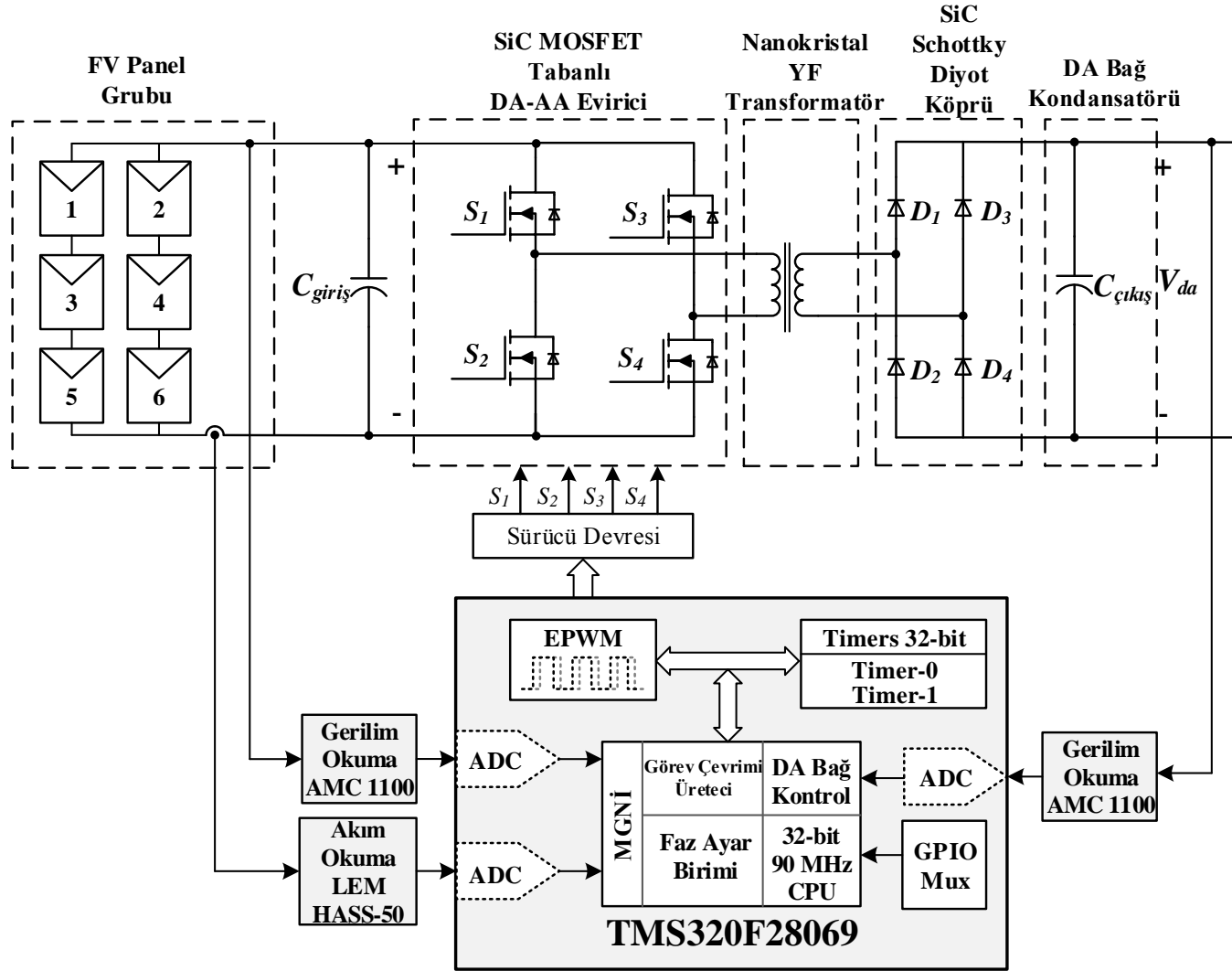
Şekil 2.1'de verilen blok şemanın içeriğini oluşturan devrenin şeması Şekil 2.2'de verilmiştir.



Şekil 2.2 Yüksek Frekans Transformatörlü DA-DA Çevirgeç Devre Şeması

Şekil 2.2’ de gösterilen blok şemada “EVİRİCİ” olarak görülen kısmı H-köprü oluşturacak şekilde düzenlenmiş olan S1, S2, S3, S4 anahtarları oluşturmaktadır. Burada fotovoltaik panel dizilerinden gelen DA gerilim yüksek frekansta anahtarlanarak AA gerilime dönüştürülmekte ve yüksek frekanslı transformatörü uyarmaktadır. Yüksek frekans transformatör birincil sargısında gördüğü bu AA gerilimi tur oranı derecesinde yükseltmektedir. Transformatörün ikincil sargısında yükseltilmiş olan AA gerilim, tam köprü doğrultucu olarak düzenlenmiş olan D1, D2, D3, D4 diyotları sayesinde DA gerilime dönüştürülür. Fakat bu gerilimin dalga şekli pürüzsüz bir DA değildir. Bu sebeple çıkışta bulunan C2 kondansatörü süzgeç görevi görmekte ve tam bir DA gerilim elde edilmesini sağlamaktadır.

Şekil 2.1’ de verilen blok şema sistemin temel blok şemasıdır ve denetim birimi gösterilmemiştir. Şekil 2.3’ te denetim birimi de dahil tüm blok şema verilmiştir.



Şekil 2.3 DA-DA Çevirgeç Güç ve Kontrol Blok Şeması

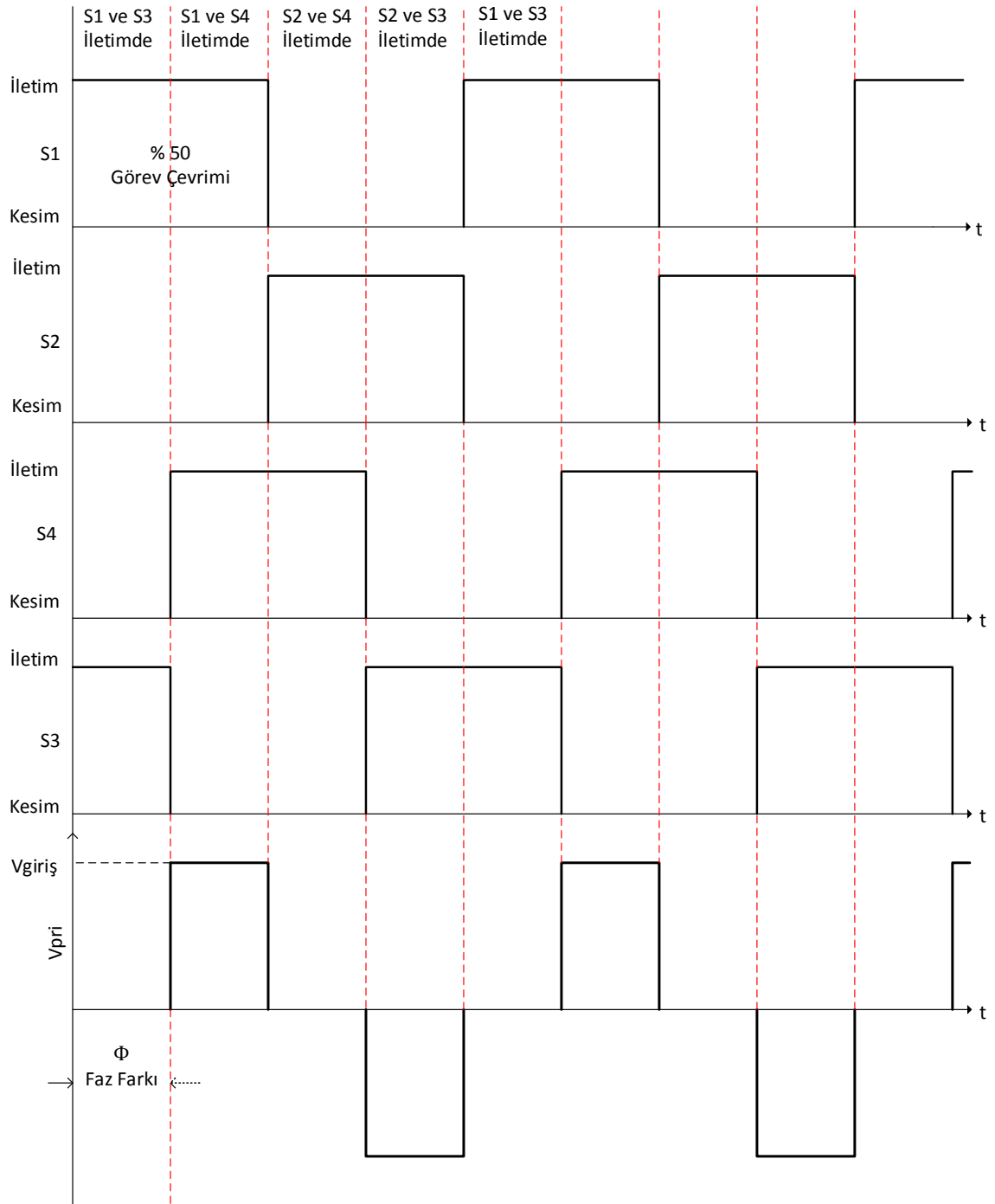
Şekil 2.3'te verilen blok şemada ana denetim kartı fotovoltaik panel dizilerinden gelen DA gerilim ve akım bilgisini okumakta ve bu doğrultuda giriş güç katında bulunan H-köprü MOSFETlerinin sürücü sinyallerini üretmektedir. Bu sinyaller faz kaymalı darbe genişlik modülasyonu (FKDGM) sinyalleri olup MOSFETlerin sürücü devrelerini uyarmaktadır. Böylece ana denetim kartı hesapladığı güç doğrultusunda sistemin giriş güç katını yönetebilmektedir. Bu esnada DA çıkış gerilimi ve akımı da yine ana denetim kartı tarafından okunmaktadır. DA akımı okumak için Hall-etkili duyarlar kullanılmıştır. DA gerilim okumaları ise izole edilmiş işlevsel yükselteç devreleri sayesinde yapılmıştır.

Sistemin uygun bir biçimde soğutulabilmesi için ana denetim kartı, sistemin çalışması esnasında soğutucu fanını, fotovoltaik panel dizilerinden aktarılan güç oranısında çalıştırmaktadır. Böylece soğutma işlemi esnasında gereksiz güç kaybının ve gürültünün azaltılması sağlanmış olmaktadır.

Ana denetim kartının yapısında sistem yönetimi elemanlarının haricinde çeşitli koruma devreleri de mevcuttur. Bunlar aşırı akım-kısa devre koruma devresi ve aşırı ısınma halinde sistemi kapatacak olan koruma devresidir. Tüm bu yapılar Bölüm 4'te ayrıntılı olarak ele alınacaktır.

2.2 Sistemin Çalışma Esasları

Sistemin giriş güç katında bulunan H-köprü MOSFETleri ana denetim kartı tarafından üretilen faz kaymalı darbe genişlik modülasyonu sinyalleri ile sürülmektedir. Bu sinyaller ile yüksek frekans transformatörün birincil sargı girişinde istenilen etkin değere sahip AA gerilim seviyesi elde edilmekte ve sistemin çıkışında istenilen DA gerilim seviyesi elde edilmektedir. Şekil 2.4'te anahtarlama sinyalleri ve transformatör birincil sargı gerilimi gösterilmiştir.

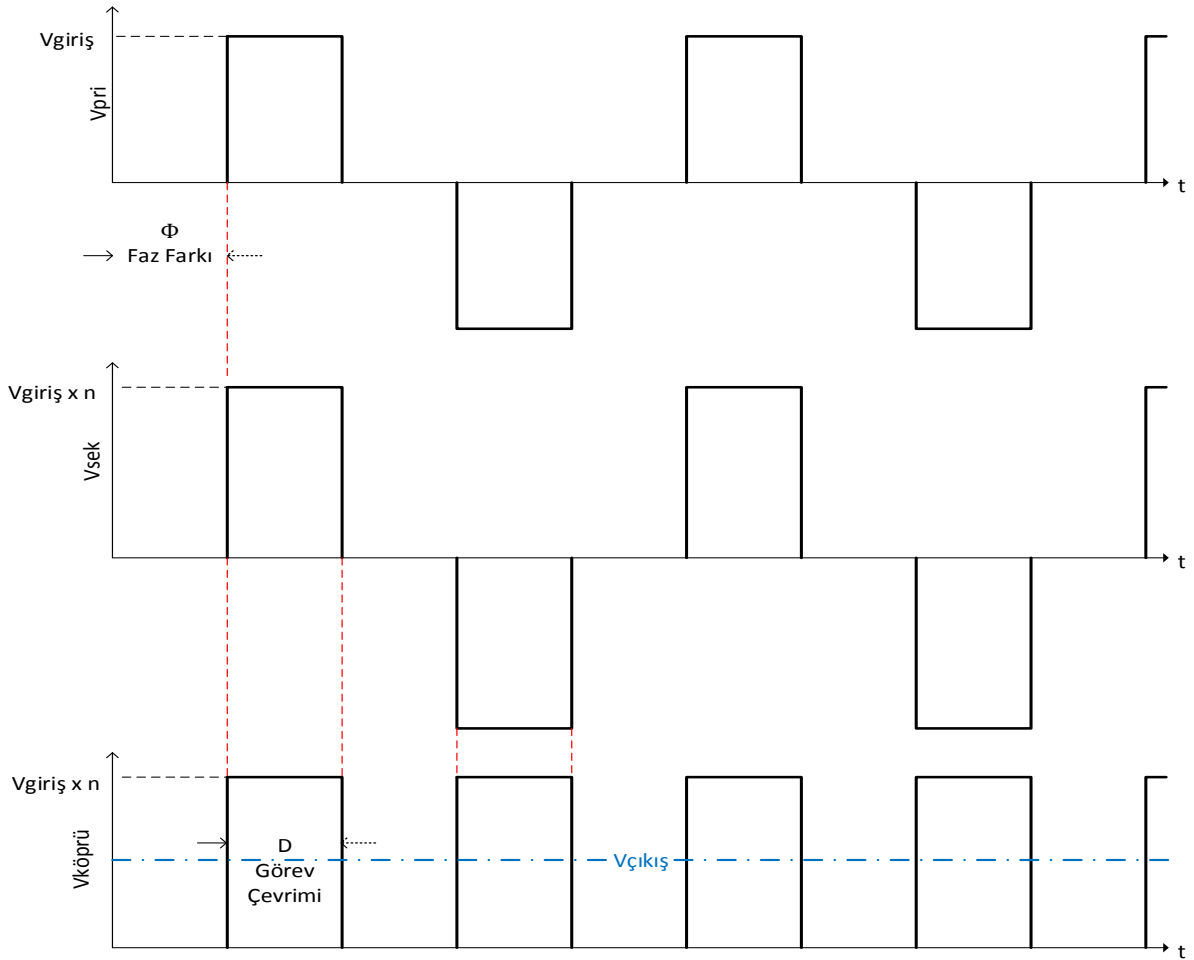


Şekil 2.4 Faz Kaymalı DGM Sinyalleri ve Transformör Birincil Gerilimi ve Tam Köprü Doğrultucu Çıkışındaki DA Gerilim

Şekil 2.4'te görüldüğü gibi S1, S2, S3 ve S4 anahtarlarını süren işaretler %50 sabit görev çevrimine sahip DGM işaretleridir. Aynı bacakta bulunan anahtarların (S1-S2 çifti ve S3-S4 çifti) sürme işaretleri 180° faz farkına sahip yani zıt fazlı işaretlerdir. Faz değişkenliği H-köprünün çaprazlarında bulunan anahtarların

sürme işaretleri arasında görülür. Buna göre Şekil 2.4'ü yorumlarsak; S1-S2 işaretleri arasında 180^0 faz farkı, S1-S4 işaretleri arasında Φ kadar faz farkı, S4 ile S3 işaretleri arasında 180^0 faz farkı ve dikkatle bakıldığında S2-S3 işaretleri arasında yine Φ kadar faz farkı mevcuttur. Burada Φ faz farkının 0-180 derece aralığında olduğu unutulmamalıdır.

Bu yönetime göre Φ faz açısı 0 olduğunda, transformatör birincil sargısında görülen AA gerilimin etkin değeri en yüksek etkin değer olacaktır. Bir başka deyimle birincil sargı tam görev çevrimiyle sürülmüş olacaktır. Faz açısı 180 dereceye ulaştığında ise güç katındaki hiçbir anahtardan akım geçmeyecek ve transformatör birincil sargısında gerilim oluşmayacaktır. Kısacası faz farkı arttırıldıkça, transformatör birincil sargıda görülen gerilimin etkin değeri ve dolayısıyla sistem çıkışında görülen DA gerilim seviyesi düşürülmüş olacaktır.



Şekil 2.5 Transformatör Birincil ve İkincil Sargı Gerilimlerine Göre Oluşan Tam Köprü Diyot Doğrultucu Çıkışındaki DA Gerilim

Özetlersek, FKDGM işaretleri her biri yüzde elli görev çevrimine sahip DGM işaretleridir, H-köprünün çapraz anahtarlarını süren işaretler arasında faz farkı ayarlanmakta ve böylece yüksek frekans transformatörün birincil sargısında istenilen AA gerilim elde edilmektedir. Şekil 2.5'te açıklandığı gibi transformatör birincil sargısında gördüğü AA gerilimi ikincil sargısında “n” tur oranına göre yükseltmekte ve çıkışta bulunan tam köprü diyot doğrultucu devresi ise bu yükseltilmiş AA gerilimi doğrultarak kare dalga biçiminde bir DA gerilime dönüştürmektedir. Sistemin son elemanı olan çıkış kondansatörü ise elde edilen bu DA gerilimi pürüzsüz hale getirmekte, yani kare dalga biçimindeki DA gerilimin ortalamasını almaktadır. Buna göre sistemin giriş- çıkış gerilimi arasındaki eşitliği FKDGM işaretleri arasındaki faz farkına ve transformatör tur oranına göre düzenlersek

$$V_{\text{çıkış}} = \left(1 - \frac{\phi}{180}\right) \times V_{\text{giriş}} \times n \quad (2.1)$$

ifadesini elde ederiz. Eşitlik 2.1'deki $V_{\text{çıkış}}$ çevirgecin çıkışında elde edilen DA gerilimi, Φ S1-S4 ve S2-S3 anahtarları sürme işaretleri arasındaki derece cinsinden faz farkını, $V_{\text{giriş}}$ fotovoltaik panel dizilerinin oluşturduğu giriş DA gerilimini ifade etmektedir.

3. ÇEVİRGEÇ GÜÇ KATININ TASARIMI

3.1 Tasarım İsterleri

Yüksek frekans transformatörlü DA-DA çevirgeç için belirlenen tasarım isterleri aşağıdaki çizelgede gösterilmiştir.

Çizelge 3.1 DA- DA Çevirgeç için Belirlenen Tasarım İsterleri

| Özellik | Değer |
|---|--------------------|
| DA- DA Çevirgeç Gücü | 20 kW |
| Giriş Katı Anahtarları Çalışma Frekansı | 20 kHz |
| Giriş Gerilimi (MGNI) Aralığı | 500 V- 650 V |
| Çıkış Gerilimi | 700 V |
| Verim | % 97,5 (Tam Yükte) |

Bölüm 2’de sistem topolojisi tanımlanırken Çizelge 3.1’de verilen tasarım isterlerinden kabaca bahsedilmiştir. Anahtarlama frekansının 20kHz olması en başta sistemin gürültüsüz çalışması için veya bir başka deyimle insan kulağının duyabileceği frekans aralığında olmadığından seçilmiştir. Sistem tasarımı açısından da transformatör ve çıkış kondansatörü gibi hantal bileşenlerin küçültülmesi, dolayısıyla sistemin güç yoğunluğunun artırılması istenmiştir.

Giriş gerilimi aralığını belirleyen en önemli etmen sistemin test edilebileceği ortamın özelliğidir. Sistemin gerçekleştirilmesi tamamlandığında 20 kW gücünde bir fotovoltaik panel grubu ile sınılanması düşünülmüştür. Bu panel grubunun çıkış gerilim aralığı Çizelge 3.1’de belirtildiği gibidir.

Gerçekleştirilmesi planlanan bu DA-DA çevirgecin fotovoltaik sistemlerde şebekeye aktarımı yapabilen üç fazlı eviriciler ile birlikte çalışması öngörülerek çıkış DA gerilim seviyesi 700V olarak belirlenmiştir. Üç fazlı eviriciler çıkışında 380V etkin AA gerilim üretebilmeleri için, eviricilerin giriş DA gerilimi en az 700V olmalıdır.

Giriş DA gerilimi en düşük 500V olduğunda çevirgeç çıkışında sabit 700V DA gerilim oluşturmalıdır.

3.1.1 Giriş Katı Yarı İletkenlerinin Seçimi

Bu bölümde Şekil 2.2'de gösterilen yüksek frekans transformatörlü DA-DA çevirgecin giriş katındaki S1, S2, S3 ve S4 anahtarlarının seçimi irdelenmiştir. Anahtar seçimlerinde dikkat edilmesi gerekenler şunlardır;

- Maksimum kırılma gerilimi,
- Sürekli akım değeri,
- Tepe akım değeri ve
- Termal dayanımı.

3.1.1.1 Maksimum Kırılma Gerilimi Hesabı

Maksimum kırılma gerilimi, yarı iletken anahtarların kesime girmesiyle ortaya çıkar. Bu durumda anahtarlar üzerinde fotovoltaiik panel dizilerinden gelen giriş gerilimi ile yüksek frekans transformatörün ve diğer sistem değişkenlerinden (kablaj vb...) kaynaklanan kaçak endüktans sonucu oluşmuş kaçak gerilimlerin toplamı görülür.

Genel olarak uygulamalarda kaçak endüktansı ve bu endüktans sebebi ile oluşan gerilimleri, uygulama gerçekleştirilmeden önce tespit etmek zordur. Anahtar seçimi yaparken bu değişkenler göz önünde bulundurularak ciddi bir güvenlik payı eklenmelidir. Bundan ötürü kırılma gerilimi hesabında giriş geriliminin maksimum değerinin 1,5 katı düşünülerek anahtar seçimine başlanmıştır.

Giriş gerilimi en fazla 650 V olduğuna göre, %50 güvenlik payı ile beraber 975 V veya daha yüksek gerilim değerine sahip anahtarlar uygun olacaktır.

3.1.1.2 Sürekli ve Tepe Akım Değerlerinin Hesabı

Yarıiletken anahtarların seçiminde akım değerlerinin tespit etmek için, anahtarların iletimde olduğu durumların incelenmesi gereklidir.

Ortalama bir akım tespiti yapmak için basitçe bir güç hesabı yapmak yeterlidir. Fakat tepe akım değerlerinin de bilinmesi gereklidir.

Anahtar akaç akımlarını tespit edebilmek için öncelikle güç hesabı yapmak uygun olacaktır. Sistemin anma çalışma gerilimi olan 550V giriş gerilimine ve tam yük olan 20 kW değerine bakıldığında,

$$I_{D,anma} = \frac{P_{anma}}{V_{FV,anma}} \quad (3.1)$$

hesabına göre anahtarların anma akımı 36,6 Amper olacaktır. Bu sistemin doğal çalışma koşuludur.

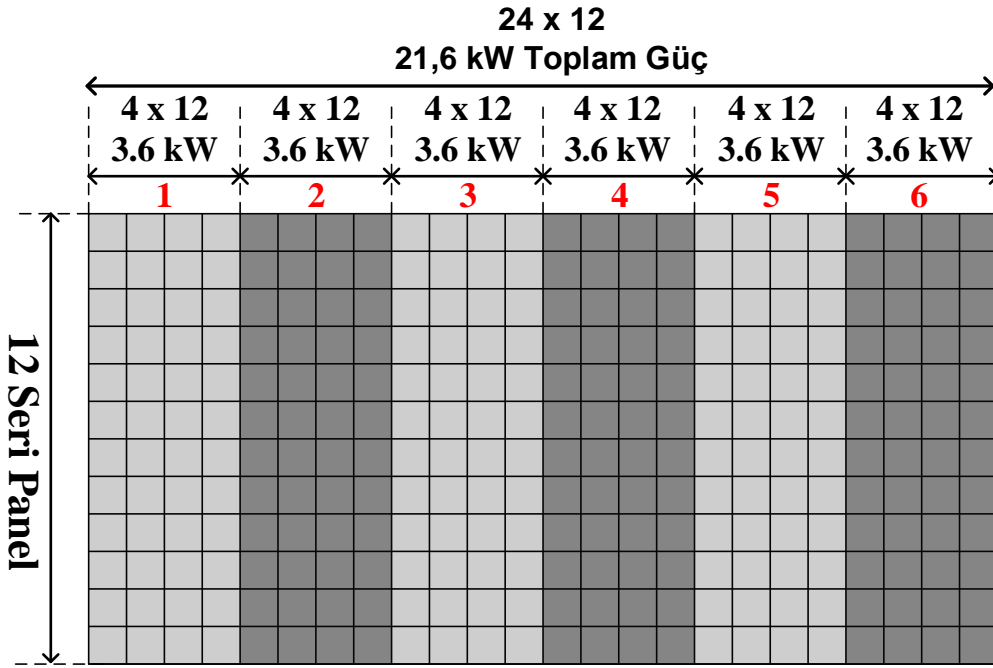
Tepe akım hesabı için sistemin tasarımının yapılacağı fotovoltaik panel grubunun özellikleri dikkate alınmıştır. Hesap yapılmadan önce fotovoltaik panel dizilerinin yapısı irdelenmelidir.

Fotovoltaik panel dizisinde “Calyxo” firmasına ait her biri 75 W gücünde CX-3 tipi fotovoltaik paneller kullanılmıştır. Bu panellerin özellikleri Çizelge 3.2’de verilmiştir.

Çizelge 3.2 Fotovoltaik Panellerin Katalog Değerleri [25]

| Kısaltma | Açıklama | Değer |
|------------|-----------------------------|--------|
| P_{anma} | Panelin Anma Gücü | 75 W |
| I_{MGN} | Panelin MGN Akımı | 1,65 A |
| V_{MGN} | Panelin MGN Gerilimi | 46,3 V |
| I_{kd} | Panelin Kısa Devre Akımı | 1,95 A |
| V_{ad} | Panelin Açık Devre Gerilimi | 62 V |

Çizelge 3.2’de verilen değerler sadece bir fotovoltaik panel içindir. Panellerin açık devre gerilimi V_{AD} soğuk iklim koşullarında yüzde on kadar artarak 68 V olabilmektedir. Sistem denemelerinde kullanılacak olan fotovoltaik panel grubunda bu panellerden 12 adet seri diziler oluşturulup bu dizilerden 24 tane paralel yapılarak 20 kW güce erişebileceğimiz fotovoltaik panel grubu tamamlanmıştır. Bu yapı Şekil 3.1’de görsel olarak izah edilmiştir.



Şekil 3.1 Sistem Tasarımı için Örnek Fotovoltaik Panel Grubu Yapısı

DA-DA çevirgeç bu fotovoltaik panel grubuyla uyumlu çalıştığı takdirde, giriş güç katı anahtarlarından geçebilecek maksimum akım panel grubunun kısa devre akımı olacaktır. Bir dizinin kısa devre akımı ile tek panelin kısa devre akımı aynıdır. Fakat 24 adet paralel dizi kullanıldığından,

$$I_{kd,grup} = I_{kd} \times 24 \quad (3.2)$$

olarak hesaplandığında panel grubunun kısa devre akımı yaklaşık olarak 46,8 Amper bulunur. Bu hesaplanan değer tasarımı yapılan çevirgecin giriş güç katı anahtarlarının dayanması gereken maksimum ortalama akım değerini oluşturur.

3.1.1.3 Yarı İletken Anahtarların Seçimi

Bölüm 3.1, Bölüm 3.1.1.1 ve Bölüm 3.1.1.2'de yapılan hesaplamaların ışığında güç katı yarıiletkenlerinin seçimi yapılmıştır. Bahsi geçen bölümlerde yapılan hesaplamaların sonuçları bir liste halinde Çizelge 3.3'te verilmiştir. Bu değerler yarıiletken seçimini sağlayan ölçütlerimizi teşkil etmektedir.

Çizelge 3.3 Hesaplamalarla Belirlenen Yarı İletken Ölçütleri

| Kısaltma | Açıklama | Değer |
|---------------|---------------------------|--------|
| $V_{DS,anma}$ | Akaç-Kaynak Anma Gerilimi | 550 V |
| $V_{DS,tepe}$ | Akaç-Kaynak Tepe Gerilimi | 816 V |
| $I_{D,anma}$ | Akaç Anma Akımı | 36,4 A |
| $I_{D,tepe}$ | Akaç Tepe Ortalama Akımı | 46,8 A |
| $I_{D,ort}$ | Akaç Ortalama Akımı | 18,2 A |
| f_s | Anahtarlama Frekansı | 20 kHz |

Çizelge 3.3'te verilen değerler daha önceki bölümlerde hesaplanan, sistemde görülmesi muhtemel değerlerdir. Yarıiletken seçiminde ise özellikle sistemdeki kaçak endüktans özelliğinden dolayı hesaplanan gerilim değerinin yaklaşık 1,5 katı büyüklüğündeki değere sahip yarıiletken seçilmelidir. Buna göre, $1,5 \times V_{DS,tepe}$ değerine yani yaklaşık 1200V kırılma gerilimine sahip bir anahtarın seçimi uygun olacaktır. Sistemin anma çalışma koşullarında ise anahtarlardan geçen akım 36,4 A olacaktır. Fakat anahtar seçiminde kayıpların düşürülmesi için R_{AK} değerinin olabildiğince düşük olması gereklidir. Akımı yüksek olan anahtarlarda bu değer oldukça düşüktür. Buradan hareketle kısa devre akımını da göz önünde bulundurarak 46,8A değerinden çok daha yüksek akımı olan bir anahtar seçilebilir. Ayrıca anahtarlama frekansının da yüksek olması düşünülüp CREE firmasının bir ürünü olan CAS120M12BM2 isimli MOSFET yarım köprü modülü seçilmiştir. Seçilen yarı iletkenin katalog değerleri Çizelge 3.4' te verilmiştir.

Çizelge 3.4 Seçilen Güç Katı MOSFET Modüllerinin Katalog Değerleri [26]

| Kısaltma | Açıklama | Değer |
|---------------|-----------------------------------|--------|
| $V_{DS,anma}$ | Akaç-Kaynak Gerilimi | 1200 V |
| $R_{DS(on)}$ | Akaç- Kaynak İletim direnci | 13 mΩ |
| I_D | Sürekli Akaç Akımı ($T_j=90^0$) | 138 A |
| $I_{D,darbe}$ | Darbeleri Akaç Akımı | 480 A |
| L_{DS} | Akaç-Kaynak Parazitik Endüktansı | 15 nH |
| C_G | Kapı (Giriş) Sığası | 6,3 nF |
| E_{ON} | İletim Anahtarlama Enerjisi | 1,7 mJ |
| E_{OFF} | Kesim Anahtarlama Enerjisi | 0,4 mJ |
| $t_{d(on)}$ | İletim Gecikme Süresi | 38ns |
| t_r | Yükseliş Süresi | 34ns |
| $t_{d(off)}$ | Kesim Gecikme Süresi | 70ns |
| t_f | Düşüş Süresi | 22ns |
| W | Kütle | 290g |

3.1.2 Giriş Katı Kondansatörü Seçimi

Bölüm 3.1.1.3'te seçilen anahtarların iletim-kesime girerken anahtarlama süreleri ve çalışma frekansı giriş katı kondansatörünü etkileyen en önemli ölçüttür. Çünkü bu MOSFET'in iletime ve kesime girme anlarında ortaya çıkan akımın zaman göre değişimi, sistemdeki parazitik endüktanslarda yüksek gerilim indüklemelerine sebep olabilir.

3.1.2.1 Kablajdan Kaynaklanan Parazitik Endüktans

DA-DA çevirgecin denemelerinde kullanılacak olan fotovoltaik panel grubunun laboratuvarlara olan uzaklığı kablaj mesafesini belirleyen etmen olmuştur. Çünkü bu sistemin ileride bir evirici ile birlikte kullanılması durumunda ortalama olarak aynı mesafeler söz konusu olacaktır. Kablaj endüktansını belirlerken bu mesafe ortalama 20 m olarak belirlenmiştir. Ayrıca girişten sistemin kabaca 40 Amper akım çekeceği düşünülerek 10 mm² kesitli kablolar düşünülmüştür. Buradan hareketle 20 m uzunlukta ve 10 mm² kesitli kabloların endüktansını hesaplamak

sistemin giriş endüktansı açısından aydınlatıcı olacaktır. Bir dairesel iletkenin endüktans değeri hesabı Eşitlik 3.3' ü kullanarak,

$$L = 0,002 \times l \left(\ln \left(\frac{4l}{d} \right) - 1 + \frac{d}{2l} + \frac{\mu_r T(x)}{4} \right) \mu H \quad (3.3)$$

şeklinde elde edilir [27]. Eşitlikteki l iletken telin uzunluğunu, d ise çapını belirtmektedir. Eşitlik 3.3' te yer alan $T(x)$ ifadesi

$$T(x) = \sqrt{\frac{0,873011 + 0,00186128x}{1 - 0,278381x + 0,127964x^2}} \quad (3.4)$$

şeklinde olup x değişkeni ise

$$x = 2\pi r \sqrt{\frac{2\mu f}{\sigma}} \quad (3.5)$$

şeklinde [27]. Eşitlik 3.5'e göre x değişkeni frekansa, iletken telin yarıçapına, manyetik geçirgenliğine ve iletkenliğine göre hesaplanmaktadır.

Bu denkleme göre ortalama 20 m uzunlukta ve 10 mm² kesitli bakır telin endüktansı yaklaşık 40 µH olarak elde edilir.

3.1.2.2 Yarı İletken Anahtarlama Frekansına Bağlı Kondansatör Hesabı

Bölüm 3.1.2.1'de elde edilen kablaj kaynaklı endüktans, giriş güç katı anahtarlarının iletim ve kesime girme anlarında yüksek gerilimlerin indüklenmesine ve yarıiletken anahtarların bu gerilime dayanamayıp kırılmalarına (breakdown) sebep olur. Bu durum güç katı girişinde kondansatör kullanılmadığı takdirde kaçınılmazdır. Kablaj üzerinde yani anahtarlar üzerinde indüklenen gerilimi basitçe,

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (3.6)$$

şeklinde hesaplanabilir. Sistemde kullandığımız MOSFETler yaklaşık 100 ns gibi bir sürede iletime ve kesime girmektedir. Bu değer dt olarak alınır. Akım değişimi ise sistemin anma çalışmasında yani 550V giriş gerilimi ve 20 kW güçte, sıfırdan

başlayarak 36,4 A değerine ulaşmasıdır. Endüktans değeri daha önce hesaplandığı gibi 40µH olacak şekilde denklem tekrar düzenlendiğinde,

$$V_L = 40 \times 10^{-6} \frac{36,4}{100 \times 10^{-9}} = 14560 V \quad (3.7)$$

olarak elde edilir. Yani sistemin güç katı girişinde kondansatör kullanılmadığı takdirde, ortalama 20 metre uzunluktaki kablo bağlantısı 14,5 kV'luk bir tepe gerilime sebep olacaktır.

Kablaj kaynaklı endüktansın etkilerinin yok edilmesi için doğru seçilmiş giriş kondansatörlerine ihtiyaç vardır. Sistemin çalışma frekansı 20 kHz göz önüne alınırsa, köşe frekansı çalışma frekansından çok daha küçük olacak şekilde yaklaşık 4kHz seçilip basit bir L-C filtre yaratarak bu durumun önüne geçilir. Buna göre,

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ Hz} \quad (3.8)$$

denklemden hareketle ihtiyaç duyulan kondansatör hesaplanabilir. Bu denklem kondansatör sığasını eşitliğin sol tarafına alacak şekilde tekrar düzenlendiğinde,

$$C = \left(\frac{1}{2\pi f\sqrt{L}} \right)^2 F \quad (3.9)$$

olarak hesaplanabilir. Köşe frekansı 4 kHz, hesaplanan endüktans değeri 40µH olduğuna göre kapasitans değeri 40 µF olarak elde edilir. Buna göre sistemde ihtiyaç duyulan giriş kondansatörü en az 40 µF değerinde, hatta daha yüksek olmalıdır.

3.1.2.3 Kondansatör Seçimi

Bölüm 3.1.2.2'de giriş kondansatörünün değeri hesaplanmıştı. Ayrıca kondansatör seçimini etkileyen diğer fiziksel etmenler de vardır. En başta kondansatörün giriş güç katı gerilimine dayanıklı olması ve baraya veya baskı devre kartına kolayca monte edilebilir olması gerekmektedir. Giriş güç katı gerilimi, soğuk iklimde sistem çalışmadığında 816 V değerine kadar yükselebilmektedir. Tasarımda güç katı yarıiletkenlerinin katalog değeri de göz önüne alınarak kondansatör geriliminin de 1200 V olması düşünülmüştür. Sonuç olarak 1200 V DA gerilime dayanıklı ve

eşdeğer sığası 40 μ F veya daha fazla olan bir kondansatöre veya kondansatör bankasına ihtiyaç vardır. Buradan hareketle 1250V DA gerilime dayanıklı TDK (EPCOS) firmasının ürettiği metal propilen film (MKP) kondansatörlerinden 33 μ F değerinde seçilip, iki adet paralel olarak kullanılmıştır. Böylece DA girişte 66 μ F değerinde sığa elde edilerek kablaç endüktansı sebebiyle oluşacak tepe gerilimlerin önüne geçilmesi düşünülmüştür.

3.1.3 Yüksek Frekans Transformator Tasarımı

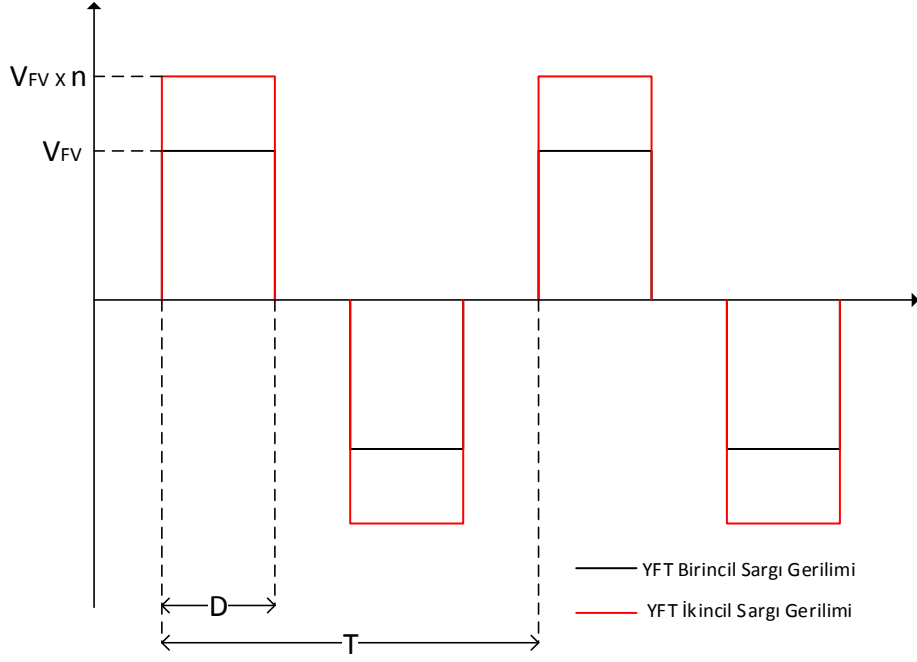
Bu bölümde DA-DA çevirgeç güç katında bulunan yüksek frekans transformatorün tasarımı incelenecektir. Sistemin kalbi olarak nitelendirilebileceğimiz en temel bileşen olan yüksek frekans transformatorün tasarımında öncelikle anma güç hesabı yapılacaktır. Bu güç hesabı transformatorün birincil sargı gerilimi için kullanılan Faraday Yasası ve birincil sargı etkin akım denklemi ile birleştirilip, çekirdek seçiminin yapılmasını sağlayan “alan çarpımı” değerine ulaşılabilecektir. Bu alan çarpımı değeri sayesinde transformator yapısında kullanılacak olan çekirdeğin boyutları belirlenecektir. Tasarıma başlanmadan önce ihtiyaç duyulan teknik ölçütleri Çizelge 3.5'te özetlemek doğru olur.

Çizelge 3.5 YF Transformator Tasarımı İçin Ölçütler

| Kısaltma | Açıklama | Değer |
|------------|--|------------|
| S_{anma} | Transformator Anma Görünür Gücü | 20 kVA |
| V_{pri} | Transformator Birincil Sargı (Primer) Gerilimi | 500V- 650V |
| f_s | Çalışma Frekansı | 20 kHz |
| T_o | Ortam Sıcaklığı | 40°C |
| $T_ç$ | Çalışma Sıcaklığı | 100°C |

3.1.3.1 Tur Oranı Değerinin Hesaplanması

YF transformatorün tur oranı değeri güç katında bulunan malzemelerin gerilim ve akım dayanımlarını etkilemektedir. Tur oranı değeri hesaplanırken Şekil 3.2'de verilen gerilim dalga şeklinden hareket etmek doğru bir yaklaşım olur.



Şekil 3.2 YF Transformatör Birincil ve İkincil Gerilim Dalga Şekilleri

Transformatörün tur oranı hesabı için sistemin giriş- çıkış gerilimi arasındaki bağıntıdan faydalanmak gereklidir. DA-DA çevirgecin giriş gerilimine bağlı çıkış gerilimi,

$$V_{\text{ÇIKIŞ}} = V_{FV} \times n \times D \quad (3.10)$$

şeklinde hesaplanır. Bu denklemde “D” değeri Şekil 3.2’de gösterilen D değeri olup FKDGK işaretlerinin faz farkı sonucunda ortaya çıkmıştır. Bu denklemden hareketle YF transformatör tur oranı,

$$n = \frac{V_{\text{ÇIKIŞ}}}{V_{FV} \times D} \quad (3.11)$$

şeklinde kolayca hesaplanır. Fakat tur oranı hesabında sistemin en kötü çalışma koşulları dikkate alınmalıdır. Yani giriş geriliminin en düşük olduğu durumda çıkış geriliminin 700V sabit olması durumuna göre tur oranı belirlenmelidir. Bu çalışma koşulunda çıkış geriliminin istenilen seviyede tutulabilmesi için anahtarlama işaretleri arasındaki faz farkının sıfır olması, dolayısıyla Şekil 3.3’te belirtilen D görev çevrimi değerinin bir olması gerekir. Buna göre tur oranı,

$$n = \frac{700 \text{ V}}{500 \text{ V} \times 1} = 1,4 \quad (3.12)$$

olarak elde edilir.

3.1.3.2 Transformatör Anma Gücü Hesabı

Sistemin giriş katında bulunan H-köprü çıkışındaki yaklaşık kare dalga gerilim dalga şekli oluşmaktadır. Şekil 3.3'te bu gerilim dalga şekli gösterilmiştir. Bir önceki bölümde anlatıldığı gibi H-köprü anahtarlarının görev çevrimi 0,5 olup, sistemin en kötü çalışma koşulunda FKDGK işaretleri arasındaki faz farkı sıfır olacaktır. Bu durumda Şekil 3.3' te gösterilen yaklaşık kare dalga olan gerilim, tam kare dalga şeklinde oluşacaktır.

Transformatörün anma gücü için birincil sargı gerilimi ve akımının etkin değerleri ile hesaplama yapılabilir.

$$S = V_{pri,etkin} \times I_{pri,etkin} \quad (3.13)$$

Transformatörün güç hesabında etkin gerilim ifadesi için Faraday yasası kullanılır. Faraday yasası sayesinde,

$$V_{pri}(t) = N_{pri} \times \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (3.14)$$

şeklinde birincil sargı gerilimi ifadesi yazılır. Buna göre H-köprü çıkışındaki dalga şekline uygun birincil sargı gerilimi aşağıdaki gibi olur.

$$V_{pri}\Delta t = N_{pri}\Delta\Phi \rightarrow V_{pri} \frac{T}{2} = N_{pri}(2B_{AA,\check{c}ek})A_{\check{c}ek} \quad (3.15)$$

$$\rightarrow V_{pri} = 4fN_{pri}B_{AA,\check{c}ek}A_{\check{c}ek} \quad (3.16)$$

Transformatör birincil sargı akımı ise,

$$I_{pri,etkin} = J_{etkin} \times k_{cu} \times \frac{A_{sarım}}{2N_{pri}} \quad (3.17)$$

eşitliği ile hesaplanabilir. Eşitlikte bulunan " J_{etkin} " milimetre kare başına düşen akım yoğunluğunu, " k_{cu} " ise seçilen iletken telin bakır doluluk oranıdır. Bu durumda transformatör anma gücü denklemi ifadesinde birincil sargı gerilim ve akım ifadelerine yerine Denklem 3.14'te hesaplanan gerilim ifadesi ve Denklem 3.15'te verilen akım ifadesi konulduğunda, güç denklemi,

$$S = 2k_{cu}fA_{\check{c}ek}A_{sarım}J_{etkin}B_{AA,\check{c}ek} \quad (3.18)$$

olarak ifade edilir.

3.1.3.3 Transformator Alan Çarpımı Hesabı

Transformatörün alan çarpımı (AP) hesabı, özü anma gücü hesabına dayanan ve transformator sarım alanı ile çekirdek (nüve) kesiti alanının çarpımıdır. Bu değer çekirdek seçiminin yapılmasını sağlamaktadır. Bir önceki bölümde Denklem 3.16 ile verilen transformatörün güç denklemi elde edilmişti. Denklem 3.17' de çekirdeğin kesitini belirten ve sarım alanını belirten iki değer,

$$AP = A_{çek}A_{sarım} \text{ cm}^2\text{cm}^2 \quad (3.19)$$

şeklindeki çarpımı "alan çarpımı" olarak nitelendirilir. Güç denklemi içerisindeki bu ifadeyi yalnız bırakarak,

$$AP = \frac{S}{2k_{cu}fJ_{etkin}B_{AA,çek}} \text{ cm}^2\text{cm}^2 \quad (3.20)$$

şeklinde bilinen değerler aracılığı ile kolayca hesaplanabilir. Alan çarpımı değeri transformatörün gücü, seçilen iletken telin bakır doluluk oranı, çalışma frekansı, istenen akım yoğunluğu ve manyetik akı yoğunluğunun tepe değerinin bilinmesi ile elde edilir.

3.1.3.4 İletken (Tel) Seçimi

Transformator sargılarında kullanılacak iletken tel seçimini etkileyen en temel etmen, birincil ve ikincil sargılardaki akımın değerleridir. Akım değerlerinin büyüklüğüyle orantılı bir şekilde uygun kesit alanına sahip tel seçilmelidir. Fakat çalışmanın konusu olan DA-DA çevirgeç sisteminde çalışma frekansının 20 kHz gibi yüksek bir değer olması, iletken tel seçimini sadece kesit hesabından daha karmaşık yapmaktadır. Yüksek frekansta çalışmanın sonucu olarak, kesit hesabı yapmanın haricinde "deri kalınlığı" hesabı yapmak ve yakınlık etkisini gidermek için uygun bir seçim yapılmalıdır. Buna göre iletken seçimini etkileyen etmenler,

- Akıma göre kesit hesabı,
- Deri kalınlığı hesabı ve
- Yakınlık etkisi

olacaktır.

Kesit hesabı yapabilmek için birincil ve ikincil sargı akımlarının etkin değerlerini tespit etmek yeterlidir. Transformatorün çalışma gücü ve gerilimleri arasında bağıntı kurulursa birincil sargı akımı,

$$I_{pri,anma} = \frac{S_{anma}}{V_{pri,anma}} \quad (3.21)$$

şeklinde kolayca hesaplanabilir. Transformator anma gücü 20 kVA ve birincil sargı anma gerilimi 550V olduğuna göre $I_{pri,anma}$ değeri 36,4 A olacaktır.

İkincil sargı için de aynı hesap geçerlidir. İkincil sargı için yapılan

$$I_{sek,anma} = \frac{S_{anma}}{V_{sek,anma}} \quad (3.22)$$

akım hesabında gücün yine 20 kVA olması fakat anma geriliminin 700V olması durumunda, ikincil sargı akımı $I_{sek,anma}$ değeri 28,6 A olacaktır. İletken tel sarımlarındaki akım yoğunluğunun (J_{etkin}) iletken kayıplarının ve ısınmanın az olması için $4A/mm^2$ olması öngörülmüştür. Akım değerleri ve yoğunluğu bilindiğine göre iletken kesitleri elde edilebilir. Birincil sargı iletken kesiti,

$$A_{cu,pri} = \frac{I_{pri,anma}}{J_{etkin}} mm^2 \quad (3.23)$$

olarak 36,4A akım ve $4A/mm^2$ akım yoğunluğu için yaklaşık $9mm^2$ elde edilir. İkincil sargı kesiti ise aynı şekilde,

$$A_{cu,sek} = \frac{I_{sek,anma}}{J_{etkin}} mm^2 \quad (3.24)$$

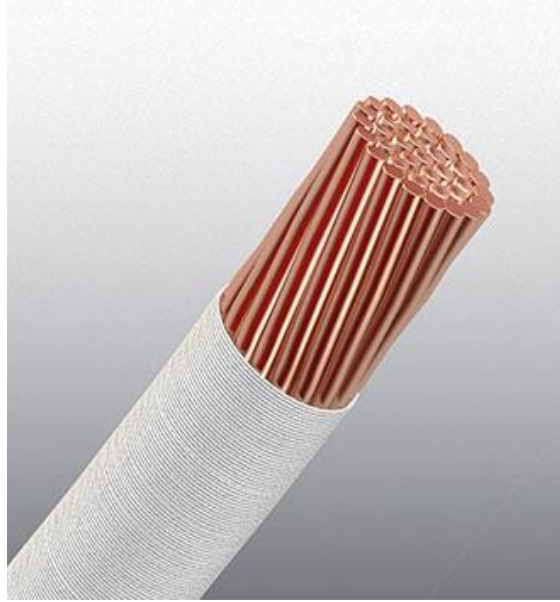
akımın 28,6 A olması ve $4 A/mm^2$ akım yoğunluğu için yaklaşık $7 mm^2$ olarak elde edilir.

Sistemin çalışma frekansına göre bakırın deri kalınlığı hesabı,

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{2\pi f\mu}} \quad (3.25)$$

şeklinde yapılır. Denklemdaki ρ bakırın öz direncini, μ ise manyetik geçirgenliğini simgelemektedir. Bu değerler ve çalışma frekansı olan 20 kHz değeri Eşitlik 3.23'te yerine konulduğunda, çalışma frekansımız için bakırın deri kalınlığı 0,5 mm

olarak elde edilir. Buradan hareketle ihtiyacımız olan bakır iletken çapının en fazla 0,5 mm olması gerektiği açıkça görülür. Çapın 0,5 mm olduğu durumda ise kesit yaklaşık 0,2 mm² olmaktadır. Daha kalın kesitli iletkenler kullanıldığında ise yakınlık etkisi sebebi ile komđu sargılarda girdap (Eddy) akımları oluşarak iletkenin AA direncini arttıracak ve transformatörde ciddi ısınmalara ve kayıplara sebep olacaktır. Fakat birincil ve ikincil sargı etkin akımların büyüklüğü için en az 9 mm² ve 7 mm² kesit alanına ihtiyaç vardır. Hem yakınlık etkisinden kurtulmak için deri kalınlığı hesabının gereklerini karşılamak hem de sargıların etkin akım değerlerine uygun kesitleri elde edebilmek için özel bir iletken olan “Litz” teli seçilmiştir. Litz teli her biri yalıtılmış ve örgü şeklinde burulmuş, başlangıç ve bitiş noktalarında birbirine paralel bağlanacak olan tel gruplarından oluşur.



şekil 3.3 Litz Teli Yapısı [28]

Yüksek frekans transformatörün sargılarında kullanılan Litz telleri şekil 3.3'te görüldüğü gibi, her biri 0,2 mm² kesitinden daha ufak kesitli birbirine paralel bağlı olan ve toplam kesiti birincil sargı için 10 mm², ikincil sargı için 8 mm² kesitleri olan iletken tellerden seçilmiştir. Seçilen iletkenlerin de bakır doluluk oranı k_{cu} katalog değerlerinde 0,3 olarak belirtilmiştir.

3.1.3.5 Yüksek Frekans Transformator için Çekirdek Seçimi

Yüksek frekans transformator çekirdek seçimi için Bölüm 3.1.3.3'te elde edilen alan çarpımı ifadesini kullanmak yeterlidir. Böylece transformator sarımı için gerekli alan ve çekirdek kesiti ortaya çıkacaktır. Bu noktada transformator tasarımını belirleyen teknik ölçütler Çizelge 3.6' te verilmiştir.

Çizelge 3.6 YF Transformator Tasarım Ölçütleri

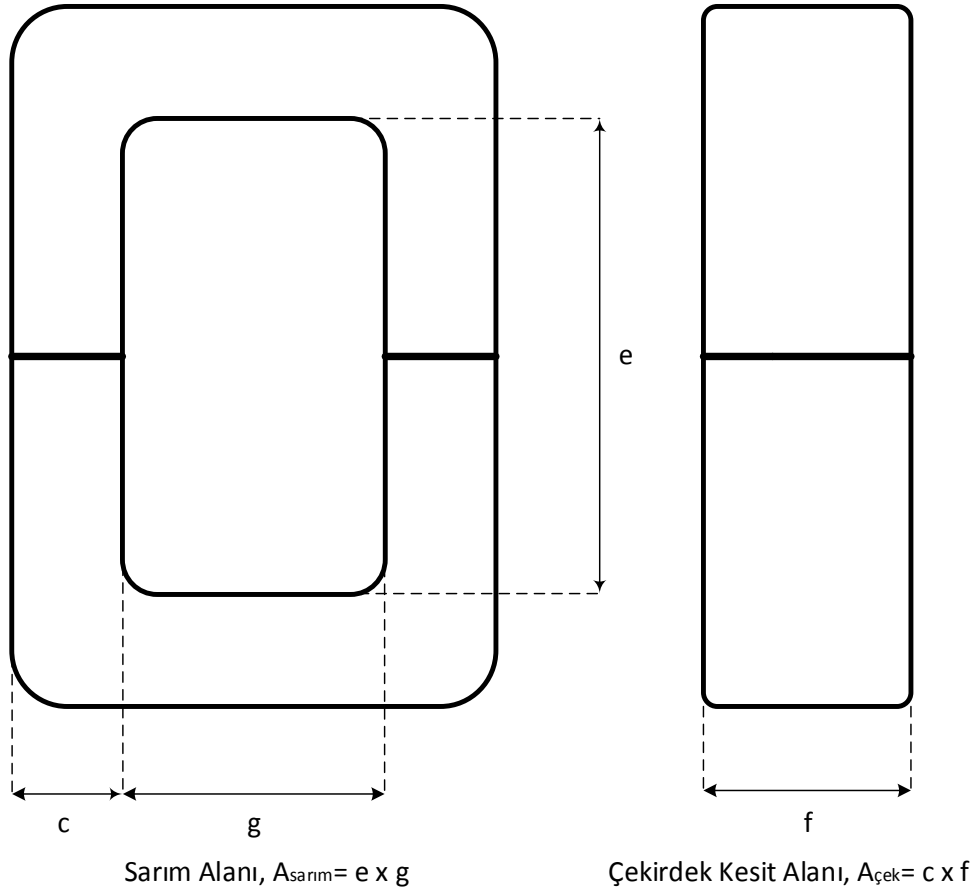
| Teknik Özellikler | Kısaltma | Değer |
|--|----------------|---|
| Transformator Anma Görünür Gücü | S_{anma} | 20 kVA |
| Transformator Çalışma Frekansı | f | 20 kHz |
| Transformator Giriş Gerilimi Dalga Şekli | | H- Köprü Çıkışı Kare Dalga ve Yaklaşık Kare Dalga |
| Transformator Giriş Gerilimi Çalışma Aralığı | V_{pri} | 500V- 650V |
| Transformator Anma Giriş Akımı | $I_{pri,anma}$ | 36,4 A |
| Transformator Anma Çıkış Akımı | $I_{sek,anma}$ | 28,6 A |
| İletken Tel Akım Yoğunluğu | J_{etkin} | 2 A/mm ² |
| İletken Tel Bakır Doluluk Oranı | k_{cu} | 0,3 |

Daha önceki bölümlerde yapılan hesaplamaların sonuçları ve ilk başlangıçta belirlenen teknik ölçütler Çizelge 3.5'te özetlenmiştir. Bu çizelgede verilenler Bölüm 3.1.3.3'te elde edilen Denklem 3.20'de yerine konulursa alan çarpımı,

$$AP = \frac{20000 VA}{2 \times 0,3 \times 20kHz \times \frac{2A}{mm^2} \times 0,15T} = 555cm^2cm^2 \quad (3.26)$$

şeklinde elde edilir. Bu durumda seçilmesi gereken transformatör çekirdeğinin alan çarpımı ölçüsü $555 \text{ cm}^2 \text{cm}^2$ değerinden daha yüksek olmalıdır. Çekirdek akı yoğunluğunun 0,15 T seçilmesi Bölüm 3.1.3.7’de açıklanacaktır.

Çekirdek seçimi için daha önceki bölümlerde de bahsedildiği gibi kayıplarının çok az olması ve yüksek doyum değerlerine sahip olması sebebiyle nanokristal çekirdek kullanılması düşünülmüştür. Bunun için ENPAY firmasından hava boşluğu dağıtılmış olan C-tipinde SU-102b kodlu çekirdekler alınmıştır.



Şekil 3.4 Seçilen Transformatör Çekirdeğinin Ölçüleri [29]

Şekil 3.4’ te verilen çizimden yola çıkarak alan çarpımı

$$AP = e \times g \times c \times f \quad (3.27)$$

olarak hesaplanır. Seçilen SU-102 b isimli çekirdeklerin bu değerleri Çizelge 3.7’de verilmiştir.

Çizelge 3.7 Seçilen Transformatör Çekirdeğinin Katalog Özellikleri [29]

| Kısaltma | Açıklama | Değer |
|----------|---------------------------------|---------|
| e | Çekirdek Sarım Alanı Yüksekliği | 106 mm |
| g | Çekirdek Sarım Alanı Genişliği | 34 mm |
| c | Çekirdek Kesiti Genişliği | 33,7 mm |
| f | Çekirdek Kesiti Derinliği | 56,4 mm |
| m | Çekirdek Kütlesi | 4,99 kg |

Çizelgede verilen katalog değerlerine göre alan çarpımı AP değeri 612 olmaktadır. Seçilen çekirdek tasarlanan transformatör için uygundur.

3.1.3.6 Transformatör Birincil ve İkincil Sargı Sarım Sayıları

Transformatörün çekirdeği, sarım malzemesi olan iletken Litz teli daha önceki bölümlerde seçilmiştir. Birincil sargı sayısının belirlenmesi tur oranının bilinmesi sebebiyle yeterlidir. Bu hesabı yapmak için ise yine Faraday yasası yardımıyla elde edilen birincil gerilim sargı eşitliği olan Eşitlik 3.16'nın kullanılması yeterlidir. Eşitlikteki tur sayısı değişkeni olan N_{pri} ifadesinin yalnız bırakılmasıyla,

$$N_{pri} = \frac{V_{pri}}{4f B_{AA,çek} A_{çek}} \quad (3.28)$$

şeklinde hesaplanacaktır. Bir önceki bölümde transformatör çekirdeğinin seçilmesiyle bu denklemdeki tek bilinmeyen olan çekirdek kesit alanını ifade eden $A_{çek}$ değeri de bilinmektedir. Bütün bilinmeyenler Eşitlik 3.28' de yerine konulduğunda birincil sargı tur sayısı,

$$N_{pri} = \frac{550 V}{4 \times 20kHz \times 0,15T \times 19 cm^2} = 24,12 tur \quad (3.29)$$

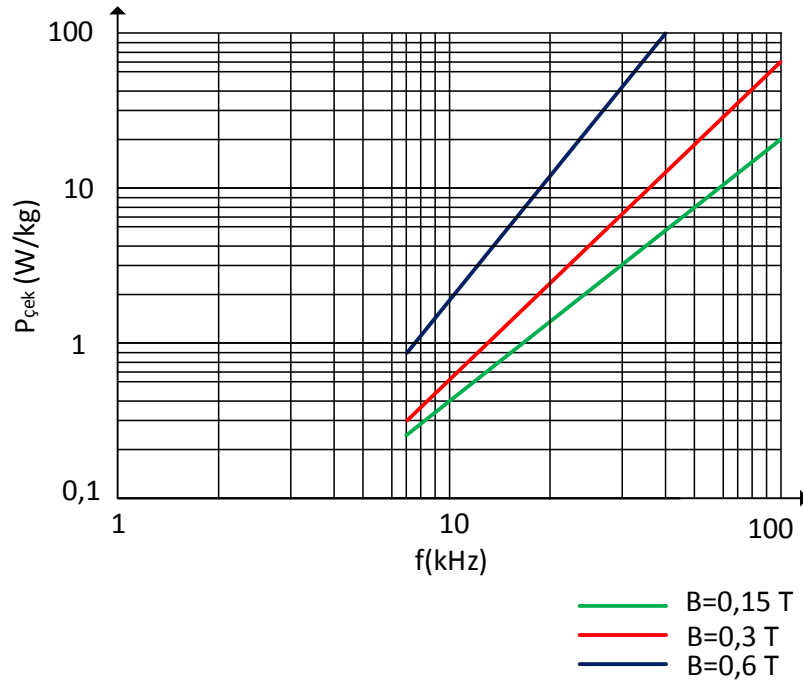
olarak elde edilir. Tur oranının tam değer olması gerektiğinden ve daha düşük giriş gerilim seviyelerinde de çalışması öngörüldüğünden birincil sargı tur sayısı 24 olarak seçilmiştir. Tur oranı değeri 1,4 olarak bilindiğine göre ikincil sargı tur sayısı ise,

$$N_{sek} = N_{pri} \times 1,4 \quad (3.30)$$

şeklinde hesaplanarak, 33,6 tur olarak elde edilir. Turu tamamlamak için 34 tur olarak ikincil sargı tur sayısı belirlenmiştir.

3.1.3.7 Transformator Kayıpları

Bu bölümde tasarlanan yüksek frekans transformatorün kayıpları ve sıcaklık artışı incelenecektir. Transformator kayıplarını çekirdek kayıpları ve sargı kayıpları olarak ayırmak mümkündür. Çekirdek kayıplarının temel etkeni mıknatıslanma akımının oluşturduğu manyetik akıdır. Seçilen çekirdeğin katalog verilerinde Şekil 3.6' da gösterilen eğriler mevcuttur.



Şekil 3.5 Nanokristal Çekirdek Kayıpları, Pçek [29]

Şekil 3.5'te görüldüğü üzere 0,15 T akı yoğunluğunda çekirdek kayıpları en az olacaktır. Ayrıca Bölüm 3.1.3.5'te çekirdek seçimi için alan çarpımı hesabı yapılırken bu değer kullanılarak hesaplamalar yapılmıştı. Bu akı yoğunluğuna göre 20 kHz çalışma frekansı için eğri incelendiğinde, çekirdek kaybı yoğunluğu yaklaşık 2 W/kg olarak görülmektedir. Seçilen çekirdeğin kütlesi 5 kg olduğuna göre çekirdek kaybı yaklaşık 10 W olacaktır.

Transformatorün birincil ve ikincil sargı kayıpları için bu sargıların uzunluk bilgisi gereklidir. Böylece kesitleri daha önceden tespit edilmiş olan sarımların direnci

hesaplanarak, akım değerleri de bilindiğinden, kayıplar kolaylıkla elde edilecektir. Sargılardaki her bir tur, Şekil 3.4' te gösterilen çekirdek kesitinden bulunabilir.

Buna göre her bir sarım,

$$l = 2c + 2f \quad (3.31)$$

şeklinde 18,02 cm olarak elde edilir. Fakat iletken tellerin kalınlıkları ve dönüşleri sebebiyle bu değeri 20cm olarak almak uygundur. Her bir sarım 20cm iletken tele denk düştüğünden birincil sargı uzunluğu,

$$l_{pri} = 20cm \times 24 = 480cm \quad (3.32)$$

olurken ikincil sargı uzunluğu ise,

$$l_{sek} = 20cm \times 34 = 680cm \quad (3.33)$$

olarak elde edilir. Bakırın 100°C'deki öz direnci $2.3 \times 10^{-6} \Omega/cm$ olarak bilindiğinden, birincil ve ikincil sargıların direnç değerleri,

$$R = \rho \frac{l}{A} \Omega \quad (3.34)$$

olarak hesaplanacaktır. Buna göre birincil sargı direnci,

$$R_{pri} = \rho \frac{480cm}{0,1 cm^2} = 9,6m\Omega \quad (3.35)$$

olarak, ikincil sargı direnci ise

$$R_{sek} = \rho \frac{680cm}{0,08 cm^2} = 17m\Omega \quad (3.36)$$

olarak elde edilir. Sargıların direnç değerleri ve akım değerleri bilindiğinden, sargı kayıpları rahatlıkla hesaplanabilir. Yakınlık etkisi ve girdap akımları da göz önüne alınırsa AA kayıplar,

$$P_{cu} = 2 \times I^2 R \quad (3.37)$$

denklemleri ile hesaplanabilir. Bu durumda birincil sargı kaybı 25,44 W, ikincil sargı kayıpları ise 27,8W olmaktadır. Yani transformatörün toplam sargı bir başka deyimle bakır kaybı 53,5W olacaktır. Yüksek frekans transformatörün tüm kayıpları Çizelge 3.8' de özetlenmiştir.

Çizelge 3.8 Transformatör Güç Kayıpları

| Kısaltma | Açıklama | Değer |
|--------------|----------------------------------|--------|
| P_{cu} | Transformatör Sargı Kayıpları | 53,5 W |
| $P_{çek}$ | Transformatör Çekirdek Kayıpları | 10 W |
| P_{toplam} | Toplam Transformatör Kaybı | 63,5 W |

3.1.4 Tam Köprü Doğrultucu Diyotlarının Seçimi

Bu bölümde yüksek frekans transformatörün ikincil sargı çıkışına bağlı bulunan tam köprü doğrultucu devresi için uygun diyot seçimi incelenmiştir. Bu diyotların seçimini etkileyen en önemli etmenler tıpkı yarıiletken anahtar seçiminde olduğu gibi kırılma gerilimi, diyotların taşıyacağı sürekli akım ve tepe akım değerleridir.

3.1.4.1 Maksimum Kırılma Gerilimi Hesabı

Diyotların dayanabileceği kırılma gerilimini seçerken Bölüm 3.1.3.1’de hesaplanan transformatörün tur oranı değeri önemlidir. Yüksek frekans transformatör, giriş gerilimini tur oranı orantısında yükseltmektedir. Buna göre sistemin girişindeki maksimum çalışma gerilimi ile transformatör tur oranı çarpımı, diyotların göreceği tepe gerilim bilgisini verecektir. Öyleyse,

$$V_{D,tepe} = V_{FV,tepe} \times n \quad (3.38)$$

şeklinde hesaplanabilir. Sistemin maksimum çalışma gerilimi olan $V_{FV,tepe}$ değerinin 650 V olduğu belirlenmiştir. Daha yüksek değerlerde sistem çalışmayı durduracaktır. Tur oranı ise Bölüm 3.1.3.1’de 1,4 olarak hesaplanmıştır. Sonuç olarak diyotların göreceği tepe gerilimi yaklaşık 910 V olacaktır. Buna göre diyot seçimi yaparken güvenlik payı ile beraber 1200V değerinde diyotlar uygun görülmüştür.

3.1.4.2 Sürekli ve Tepe Akım Değerlerinin Hesabı

Diyotlardan geçmesi beklenen sürekli akım tam yükte hesaplanmalıdır. Bu değer diyotların sürekli olarak maruz kalacağı akımdır. Buna göre öncelikle tam köprü doğrultucunun çıkışındaki akım,

$$I_{köprü} = \frac{P_{çıkış}}{V_{çıkış}} \quad (3.39)$$

şeklinde basitçe hesaplanabilir. Çıkış gücünün 20kW olduğu ve çıkış geriliminin 700V olduğu anma çalışma koşulunda, köprü çıkışındaki ortalama akım 28,6 A olmaktadır. Bu köprü akımının yarısı diyot başına düşen ortalama akım olmaktadır. Sonuç olarak diyot başına 14,3 A ortalama akım düşmektedir.

Diyotların taşıyacağı tepe akımı belirlemek için sistemin en yüksek giriş voltajında 20kW yükte köprü doğrultucu çıkışındaki anlık akımı hesaplamak yeterli olacaktır. Bu durumda giriş gerilimi, V_{FV} , 650V seviyesindedir. Yüksek frekans transformatör bu tepe gerilimini ikincil sargı çıkışında 1,4 katına yükselterek 910V değerine ulaştıracaktır. Çıkış DA gerilimi ise her zaman 700V olup 20kW yük modeli,

$$R_{YÜK} = \frac{V_{ÇIKIŞ}^2}{P_{ÇIKIŞ}} \quad (3.40)$$

şeklinde hesaplanır. Buna göre eşdeğer yük direnci, çıkış gerilimi 700V ve gücü 20 kW olduğu durumda 24,5 Ω değerinde elde edilir. Diyotların taşıyacağı tepe akım değeri hesabı ise ,

$$I_{F,tepe} = \frac{V_{FV,tepe} \times 1,4}{R_{YÜK}} \quad (3.41)$$

denklemleri ile kolayca hesaplanabilir. Yük direncinin 24,5 Ω olduğu biliniyor ve fotovoltaik panel grubu gerilimi 650V olduğunda, diyot tepe akımı yaklaşık 37 A olacaktır.

3.1.4.3 Diyotların Seçimi

Diyotların seçimini etkileyen etmenler Çizelge 3.9' da özetlenmiştir.

Çizelge 3.9 Diyot Seçimini Belirleyen Ölçütler

| Kısaltma | Açıklama | Değer |
|-----------------|---------------------------------|---------------------------|
| n | Transformatör Tur Oranı | 1,4 |
| V_{RRM} | Tekrarlı Ters Tepe Gerilimler | $650V \times 1,4 = 910 V$ |
| $I_{köprü,ort}$ | Köprü Doğrultucu Ortalama Akımı | 28,6 A |
| $I_{F,ort}$ | Ortalama Diyot Akımı | 14,3 A |
| $I_{F,tepe}$ | Diyot Tepe Akımı | 37 A |

Çizelge 3.9'da verilen değerler sistemin anma çalışma koşulunda diyotların göreceği değerlerdir. Seçilen diyotların ise bu değerlerden daha yüksek çalışma koşullarına dayanıklı olması gerekmektedir. Ayrıca sistemin çalışma frekansının 20 kHz olması diyotların hızlı olmasını gerek koşturmaktadır. Bu açıdan bakıldığında diyotların da hem hızlı hem de az kayıplı olması için SiC Schottky türünde diyotların seçilmesi uygun olacaktır.

Bölüm 3.1.4.1'de 1200V kırılma gerilimine sahip diyotlar uygun görülmüştü. Ayrıca tepe akımı 37 A den daha yüksek olan ve 14,3 A ortalama akımdan fazlasına sürekli dayanabilecek bir diyot seçilmelidir. Bu seçim ölçütlerinden hareketle CREE firmasının bir ürünü olan C4D40120D isimli SiC Schottky diyot seçilmiştir. Ürünün katalog değerleri Çizelge 3.10' da verilmiştir.

Çizelge 3.10 Seçilen Köprü Doğrultucu Diyotların Özellikleri [30]

| Kısaltma | Açıklama | Değer |
|-----------|-------------------------------------|--------|
| V_{RRM} | Tekrarlı Ters Tepe Gerilimler | 1200 V |
| V_{RSM} | Ani Ters Tepe Gerilimi | 1300 V |
| I_F | Sürekli Diyot Akımı ($T_j=150^0$) | 40 A |
| I_{FRM} | Tekrarlı Diyot Tepe Akımı | 61 A |
| V_F | Diyot Temas Gerilimi | 1,5 V |

3.1.5 Çıkış Filtresi Kondansatörünün Seçimi

Tam köprü diyot doğrultucu çıkışında görev çevrimi değişen periyodik bir kare dalga şeklinde gerilim görülecektir. Bu gerilimin görev çevrimine bağlı ortalama değeri istenilen seviye olan 700 V çıkış gerilimine denk gelmelidir. Köprü doğrultucu çıkışında ise filtre olarak sadece kondansatör kullanılacaktır. Böylece köprü doğrultucu çıkışındaki gerilimin ortalaması alınarak düzgün bir çıkış gerilimi elde edilmesi planlanmıştır. Kondansatör değerini belirleyen en önemli etmenler çıkış geriliminin dalgalanması miktarı ve kondansatör akımıdır. En temel kondansatör hesabından yola çıkarsak,

$$i_c(t) = C \frac{dV_C}{dt} \quad (3.42)$$

diferansiyel denklemi ile sistem ihtiyacı olan kondansatör belirlenebilir. Bu denklemde kondansatör değeri yalnız bırakılırsa,

$$C = \frac{i_c(t)dt}{dV_C} \quad (3.43)$$

şeklinde olacaktır. Bu noktada sistemin çıkış DA gerilimindeki dalgalanmanın en yüksek değerinin ve kondansatör etkin akımının belirlenmesi gerekmektedir.

Buna göre filtre kondansatörü hesabı için, Eşitlik 3.41 kondansatör akımı etkin olacak biçimde tekrar düzenlenirse,

$$C = \frac{I_{C,ETKİN}\Delta t}{\Delta V_C} \quad (3.44)$$

şeklinde olur. Eşitlikteki Δt değeri olarak, çıkış kondansatörü akım dalga şeklinin periyodu alınabilir. Bu durumda Eşitlik 3.42,

$$C = \frac{I_{C,etkin}T}{\Delta V_C} \rightarrow C = \frac{I_{C,etkin}}{f\Delta V_C} \quad (3.45)$$

şeklinde tekrar düzenlenir. Son elde edilen eşitlikte frekans f , 40kHz olmaktadır. Çıkış gerilimi dalgalanmasının 1V olması, çıkış kondansatörü akımı etkin değerinin ise 30 A olması beklenmektedir. Buna göre çıkış kondansatörü sığası,

$$C = \frac{30A}{40kHz \times 1V} = 750\mu F \quad (3.46)$$

olarak tespit edilir. Maliyetinin uygunluğu ve kolay ulaşılabilir olması sebebiyle kondansatör tipi olarak alüminyum elektrolit seçilmiştir. Epcos (TDK) firmasının ürünlerinden 1500 μ F sığalı, 400V gerilim dayanımlı alüminyum elektrolit kondansatörlerinden seçilip iki adet seri bağlantı yapılarak çıkış filtresi kondansatörü elde edilmiştir.

3.1.6 Soğutucu Seçimi

Tasarlanan DA-DA çevirgecin güç katı kayıplarından ötürü ortaya çıkan ısıyı atmak için uygun bir soğutucu seçilmelidir. Bu soğutucunun özelliklerini ve fiziksel ölçülerini belirleyen etmenler giriş güç katı MOSFETlerinin iletim ve anahtarlama kayıpları ile çıkış tam köprü doğrultucu diyotlarının kayıplarıdır.

3.1.6.1 Güç Kayıplarının Hesaplanması

Bu bölümde güç katı elemanlarının kayıpları hesaplanacaktır. Bunun için güç katı elemanlarının veri kağıtlarında bulunan değerlerden ve grafiklerden faydalanılacaktır. Girişte bulunan MOSFET anahtarların kayıplarını iletim ve anahtarlama kayıpları olarak ikiye ayırmak mümkündür.

Sistemde her bir MOSFET %50 görev çevrimiyle çalışmaktadır ve her bir anahtar iletim çevriminde üzerlerinden fotovoltaj panellerden gelen akım geçmektedir.

Çizelge 3.11 Fotovoltajik Panel Grubu Gerilimlerine Göre Giriş Akımları

| Kısaltma | Açıklama | Değer |
|------------|------------------------------------|-------|
| P_{anma} | Anma Gücü | 20 kW |
| I_{FV} | FV Panel Akımı ($V_{FV} = 500V$) | 40A |
| I_{FV} | FV Panel Akımı ($V_{FV} = 650V$) | 30,8A |

Çizelge 3.11'de görüldüğü gibi panel geriliminin en düşük olduğu durumda MOSFETlerden geçecek olan akım en yüksektir. Bu durumda iletim kaybı en fazla olacaktır. Seçilen MOSFET CAS120M12BM2 için katalog değerlerine bakıldığında, akaç-kaynak arası iletim direnci R_{DS} , 20m Ω olarak görülür.

Buna göre her MOSFET'in iletim kaybı,

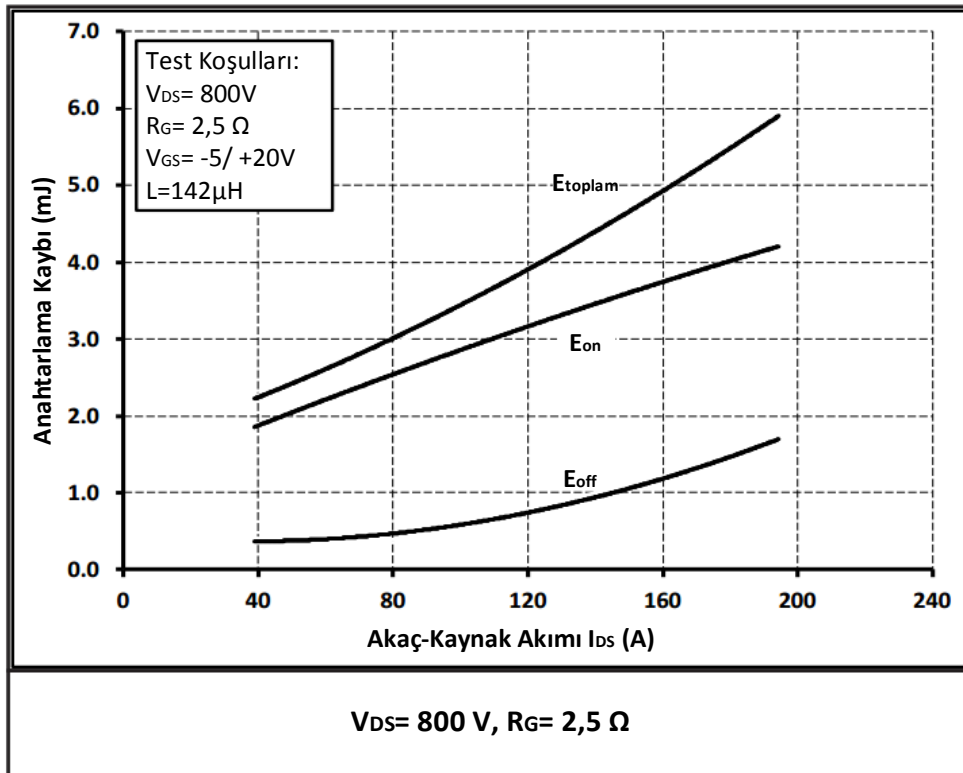
$$P_{on} = I_{FV}^2 \times R_{DS(on)} \times D \quad (3.47)$$

şeklinde hesaplanabilir. Bilinen değerler yerine konulduğunda,

$$P_{on} = 40 A^2 \times 20m\Omega \times 0,5 = 16 W/MOSFET \quad (3.48)$$

olarak elde edilir. H-köprüde dört MOSFET bulunduğundan, tüm H-köprü için iletim kaybı ise 64 W olacaktır.

Anahtarlama kayıplarını hesaplayabilmek için MOSFETlerin veri kağıdından anahtarlama enerjisini gösteren grafiklere bakmak yeterlidir. Elde edilen enerji değeri, çalışma frekansıyla çarpıldığında güç kaybı bilgisine ulaşılır. Şekil 3.6' da anahtarlama enerji kayıpları verilmiştir.



Şekil 3.6 Seçilen MOSFETlerin Anahtarlama Kayıp Karakteristikleri [26]

MOSFETlerin anahtarlama kayıpları en fazla, FV panellerin anma çalışma koşullarında olacaktır. Şekil 3.6'daki eğrilere bakıldığında Çizelge 3.12 elde edilir.

Çizelge 3.12 Seçilen MOSFETlerin Anahtarlama Enerjileri

| Kısaltma | Açıklama | Değer |
|--------------|-------------------------------|-------|
| E_{on} | $V_{DS} = 800V, I_{DS} = 40A$ | 1,9mJ |
| E_{off} | $V_{DS} = 800V, I_{DS} = 40A$ | 0,3mJ |
| E_{toplam} | $V_{DS} = 800V, I_{DS} = 40A$ | 2,2mJ |

Çizelge 3.12' de katalog değerleri verilmiştir. Fakat sistemin anma çalışma koşulu 550V giriş gerilimi ve 36,6 A giriş akımı olduğundan biraz farklı olacaktır. Akım değeri katalogda verilen 40 A değerine yakın olduğundan değiştirmeye gerek yoktur fakat gerilim değerine bakıldığında çok fark vardır. Buna göre Çizelge 3.12'de verilen anahtarlama enerjilerinin %69' u alınırsa, 550V gerilimde çalışma koşulu için uygun değerler elde edilmiş olur. Buna göre anahtarlama kayıpları,

$$P_s = E_{toplam} \times \frac{550}{800} \times f \quad (3.49)$$

Şeklinde hesaplanıp, frekans değeri yerine 20kHz, E_{toplam} değeri yerine de 2,2mJ konulduğunda 30,25 W/ MOSFET olarak elde edilir. Buna göre H-köprünün toplam anahtarlama kayıpları 121 W olacaktır.

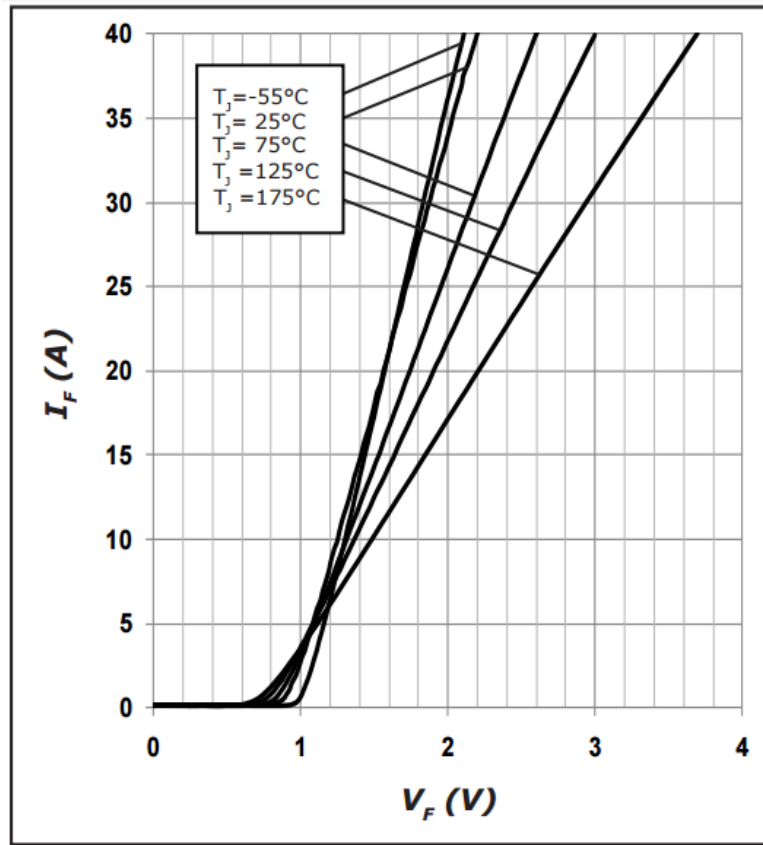
Böylece H-köprü iletim ve anahtarlama kayıpları toplamı 185 W olmuştur.

Çıkış tam köprü diyot doğrultucu kayıp hesaplarıyla ilgili sistem özellikleri Çizelge3.13' te verilmiştir.

Çizelge 3.13 Tam Köprü Diyot Doğrultucu Devresi için Sistem Ölçütleri

| Kısaltma | Açıklama | Değer |
|-------------|----------------------------|--------|
| P_{anma} | Anma Gücü | 20 kW |
| $V_{çıkış}$ | Sistemin Çıkış DA Gerilimi | 700 V |
| $I_{çıkış}$ | Sistemin Çıkış DA Akımı | 28,6 A |

Diyotların iletim kayıpları hesabı için, yaklaşık 30A DA-bağ akımı değerine göre Şekil 3.7'de diyot eklem gerilim düşümü 2,4V olarak okunmaktadır. Bu yaklaşık 125°C eklem sıcaklığında okunan değerdir.



Şekil 3.7 Seçilen Diyotların İletim Karakteristikleri [30]

Bu durumda her bir diyotun iletim kaybı;

$$P_{on} = I_F \times V_F \times D = 28,6 \times 2,4 \times 0,5 = 34,32 \text{ W/DİYOT} \quad (3.50)$$

olmaktadır. Tüm H-köprü doğrultucu için toplam kayıp ise 137,28 W olacaktır.

3.1.6.2 Güç Katı İçin Soğutucunun Belirlenmesi

Güç katında bulunan SiC MOSFET anahtarlar ve SiC Schottky diyotların kayıplarından kaynaklanan ısıyı atmak için soğutucu seçimi bu bölümde yapılacaktır. Bir önceki bölümde bu yarı iletkenlerin kayıpları hesaplanmıştır. Çizelge 3.14'te hesaplanan tüm yarı iletken kayıpları verilmiştir.

Bu bölümdeki hesaplamalar tüm yarıiletkenlerin aynı soğutucu üzerinde olduğu, dış ortam sıcaklığının 50°C olduğu durum için yapılmıştır. Hesaplamalara 30°C güvenlik payı dahil edilerek, yarıiletken muhafazaları ile soğutucu arasındaki termal dirençler ihmal edilmiştir.

Çizelge 3.14 Güç Katı Yarı İletkenlerinin Kayıpları

| Kısaltma | Açıklama | Değer |
|----------------|----------------------------------|----------|
| P_M | SiC MOSFET kayıpları (Tek Birim) | 46,25 W |
| $P_{M,toplam}$ | SiC MOSFET kayıpları (H-Köprü) | 185 W |
| P_D | SiC Schottky diyot kayıpları | 34,32 W |
| $P_{D,toplam}$ | SiC Schottky diyot kayıpları | 137,28 W |
| P_{toplam} | Toplam yarı iletken kayıpları | 322,3 W |

SiC MOSFET için en yüksek eklem sıcaklığının 150°C olduğu veri kağıdında belirtilmiş olup, güvenlik payı ile beraber bu eklem sıcaklığı 120°C olarak alınmıştır. SiC Schottky diyot için ise en yüksek eklem sıcaklığı 175°C olup yine güvenlik payı ile beraber 145°C olarak hesaplamalarda kullanılmıştır. Hesaplamalarda kullanılan değişken ve sabitlerin listesi Çizelge 3.15'te verilmiştir.

Hesaplamalarda kullanılan sabit değerler Çizelge 3.15'te parantez içinde verilmiştir.

Çizelge 3.15 Soğutucu Hesaplamalarında Kullanılan Değişken ve Sabitler

| Kısaltma | Açıklama |
|---------------|---|
| $T_{C(M)}$ | SiC MOSFET modül muhafaza sıcaklığı |
| $T_{C(D)}$ | SiC Schottky diyot muhafaza sıcaklığı |
| T_{JM} | SiC MOSFET eklem sıcaklığı |
| T_{JD} | SiC Schottky diyot eklem sıcaklığı |
| P_M | MOSFET başına düşen güç kaybı (46,25 W) |
| P_D | SiC Shottky Diyotun güç kaybı (34,32 W) |
| P_{toplam} | Sistemdeki tüm yarıiletkenlerin toplam kaybı (322,3 W) |
| $R_{th(JCM)}$ | MOSFET eklem- modül muhafazası arasındaki termal direnç ($0,24^{\circ}\text{C/W}$) [26] |
| $R_{th(JCD)}$ | SiC diyot eklem- modül muhafazası arasındaki termal direnç ($0,240\text{ C/W}$) [30] |
| $R_{th(sa)}$ | Soğutucu ile dış ortam arası termal direnç |

Öncelikle sistemin ihtiyaçlarını karşılaması gereken soğutucunun termal direnci hesaplamaları yapılmıştır. MOSFETler ve diyotlar için bu değer ayrı ayrı hesaplanarak düşük olan değer dikkate alınmıştır.

SiC MOSFET eklem sıcaklığı için termal direnç,

$$R_{th(JCM)} = 0,24^0 C/W \quad (3.51)$$

olarak veri kağıdında okunmaktadır [26]. Buna göre soğutucu için gerekli termal direnç,

$$T_{JM} = P_M \times R_{th(JCM)} + P_{toplama} \times R_{th(sa)} + 50^0 C \quad (3.52)$$

şeklinde hesaplanır. Bu durumda,

$$125 = (46,25 \times 0,24 + 322,3 \times R_{th(sa)}) + 50^0 C \quad (3.53)$$

olduğundan,

$$R_{th(sa)} = 0,20^0 C/W \quad (3.54)$$

değeri elde edilir.

SiC Schottky diyot eklem sıcaklığı için termal direnç:

$$R_{th(JCD)} = 0,57^0 C/W \quad (3.55)$$

olarak veri kağıdında okunmaktadır [30]. Buna göre soğutucu için gerekli termal direnç benzer şekilde,

$$T_{JD} = P_D \times R_{th(JCD)} + P_{toplama} \times R_{th(sa)} + 50^0 C \quad (3.56)$$

denklemleri ile hesaplanır. Diyotlar için istenen eklem sıcaklığına bağlı olarak,

$$145 = 34,32 \times 0,57 + 322,3 \times R_{th(sa)} + 50^0 C \quad (3.57)$$

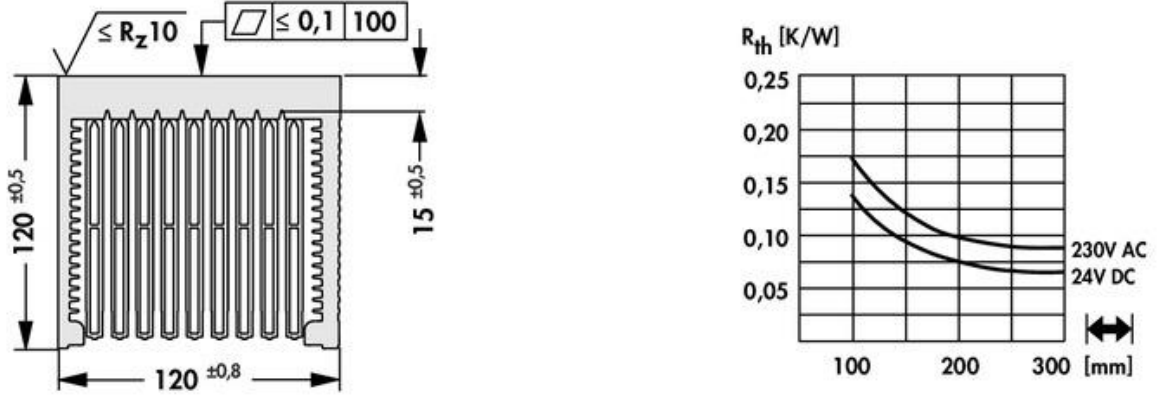
olduğundan ihtiyaç duyulan soğutucu termal direnci,

$$R_{th(sa)} = 0,234^0 C/W \quad (3.58)$$

olarak elde edilir. Bu durumda daha önce bahsedildiği gibi soğutucu üzerindeki tüm yarı iletkenlerin düzgün soğumasını sağlamak için düşük olan termal direnç

dikkate alınıp seçim yapılmalıdır. Yani sistemin güç katı için seçilmesi gereken soğutucunun termal direnci $R_{te (S-O)}$ $0,2^0C/W$ değerinde veya daha az olmalıdır.

Yukarıda hesaplanan değerler dikkate alınarak Fisher firmasının LA-14 serisi soğutucularından 200mm uzunlukta olan soğutucu uygun görülmüştür. Seçilen soğutucuya monteli bir 24V DA fan bulunmaktadır. Bu seri soğutucuya ait termal direnç grafiği ve teknik çizim Şekil 3.8'de verilmiştir.



Şekil 3.8 LA-14 Serisi Soğutucunun Teknik Çizimi ve Termal Direnç Grafiği [31]

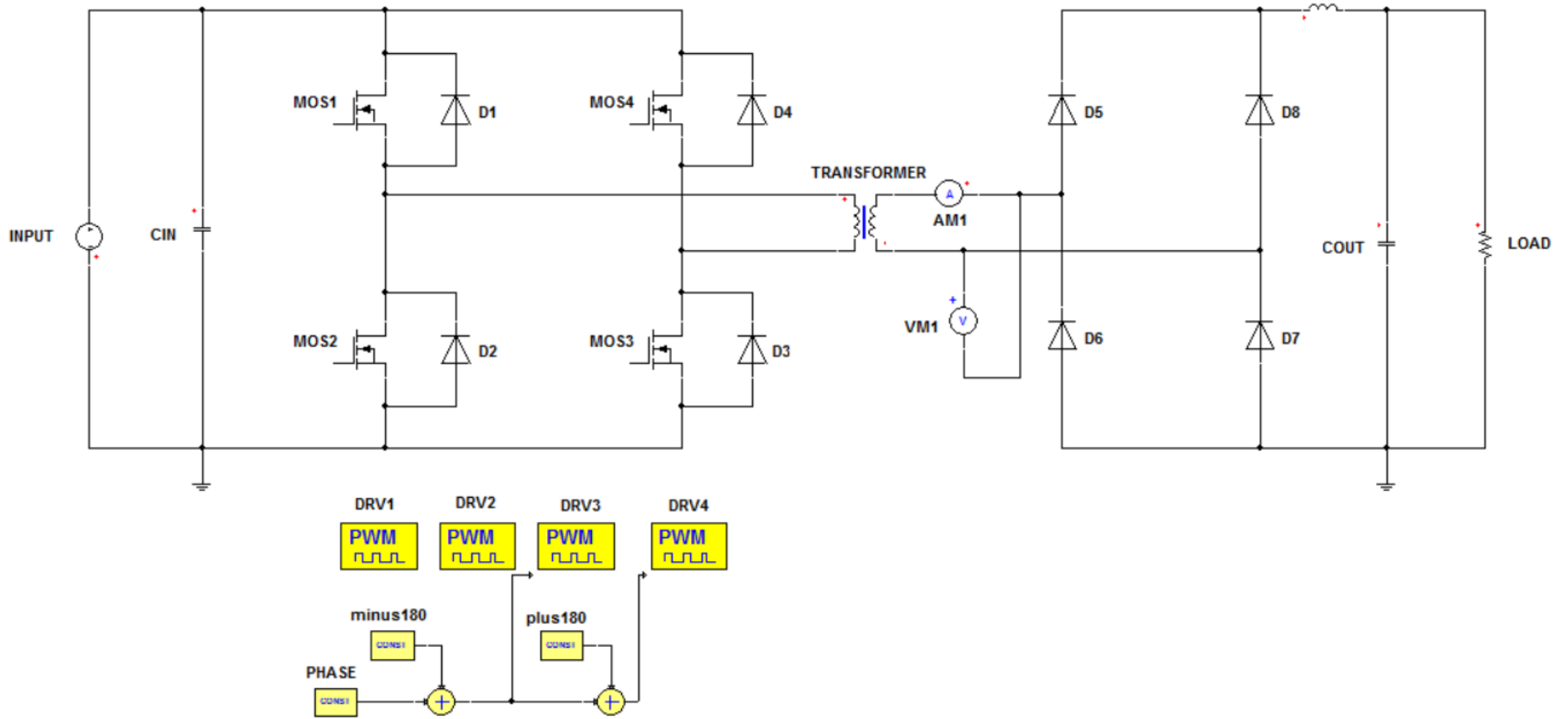
3.2 Bilgisayar Benzetimleri

Bölüm 3.1' de tasarımı tamamlanan DA-DA çevirgeç topolojisinin bilgisayar benzetimleri bu bölümde incelenecektir. Şekil 3.9' da benzetimi yapılan devre şeması görülmektedir. Topolojinin güç katı elemanları, seçilen yarı iletken ve tasarlanan yüksek frekans transformatörün özelliklerine uygun olarak Simplorer yazılımında modellenmiştir.

Benzetimler gerçek çalışma koşullarına uygun fikir vermesi açısından tam yükte ve %50 yükte, anma çalışma koşulları altında, yani 550 V fotovoltaik panel gerilimi ve 700 V çıkış DA-bağ gerilimine uygun olarak yapılmıştır. Bu iki durum için yük modellemesinde seçilen direnç yükü tam yük koşulunda,

$$R_{YÜK} = \frac{20000^2}{700} = 24,5 \Omega \quad (3.59)$$

olmaktadır.



Şekil 3.9 DA-DA Çevirgecin Güç Katının Benzetim Programındaki Şeması

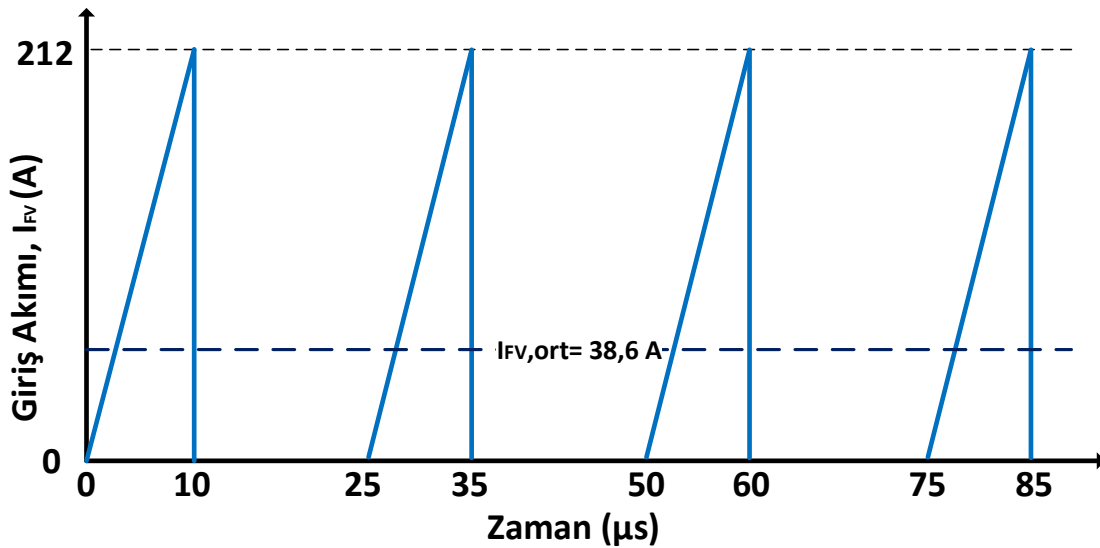
Yüzde elli yük koşulunda ise çıkış gücü yarıya düşeceğinden,

$$R_{YÜK} = \frac{10000^2}{700} = 50 \Omega \quad (3.60)$$

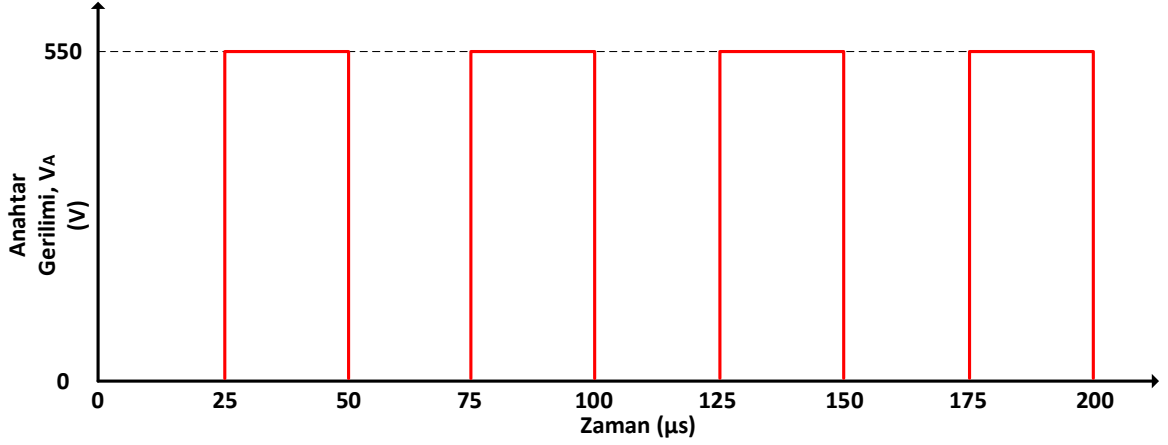
olacaktır. Benzetim yazılımında bu iki farklı koşul için çıkış yük direnci değiştirilerek benzetimler yapılmıştır.

Benzetim çalışmalarında her iki koşul için de öncelikle giriş akımı, H-köprü SiC MOSFETlerin akım ve gerilim dalga şekilleri ve yüksek frekans transformatörün akım-gerilim dalga şekilleri incelenmiştir. Ayrıca çıkış kondansatörünün akımı, çıkış geriliminin ve akımının dalgalanma değerleri incelenerek Bölüm 3.1.5'te yapılan hesaplamalar doğrulanmıştır.

Şekil 3.10'da tam yük koşulu için sistemin giriş akımı görülmektedir. Tam yükte yani 20 kW aktarılan güç için giriş akımının 38,6 A olacağı belirtilmişti. Şekilde görülen giriş akımı tepe değeri 200 A seviyelerini gören ve ortalaması 38,6 A olan periyodik bir üçgen dalga şeklindedir. Bir başka deyimle giriş akımı Şekil 3.14'te verilen transformatör birincil sargı akımının doğrultulmuş hali şeklindedir. Bu noktada yüksek frekans transformatörün birincil sargı gerilim dalga şekli, girişten akım çekilmesine müsaade edilen bir bölge gibi düşünülebilir. Bu izinli bölgelerde akım doğrusal olarak artmakta ve yasaklı olan kısımlarda aniden kesilmekte gibidir.

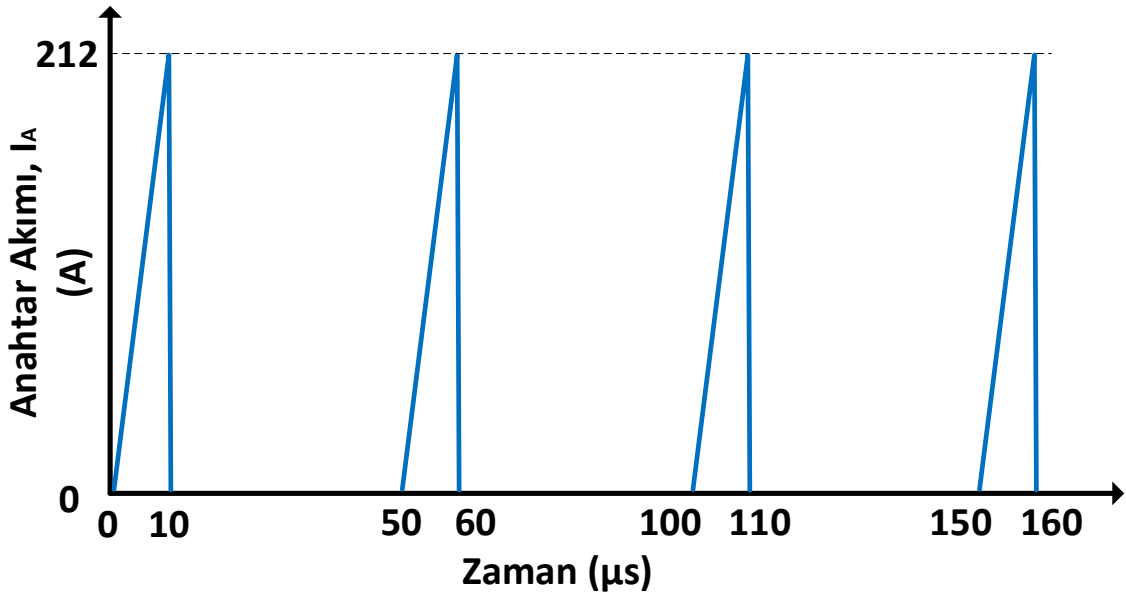


Şekil 3.10 Tam Yükte Giriş Akımı

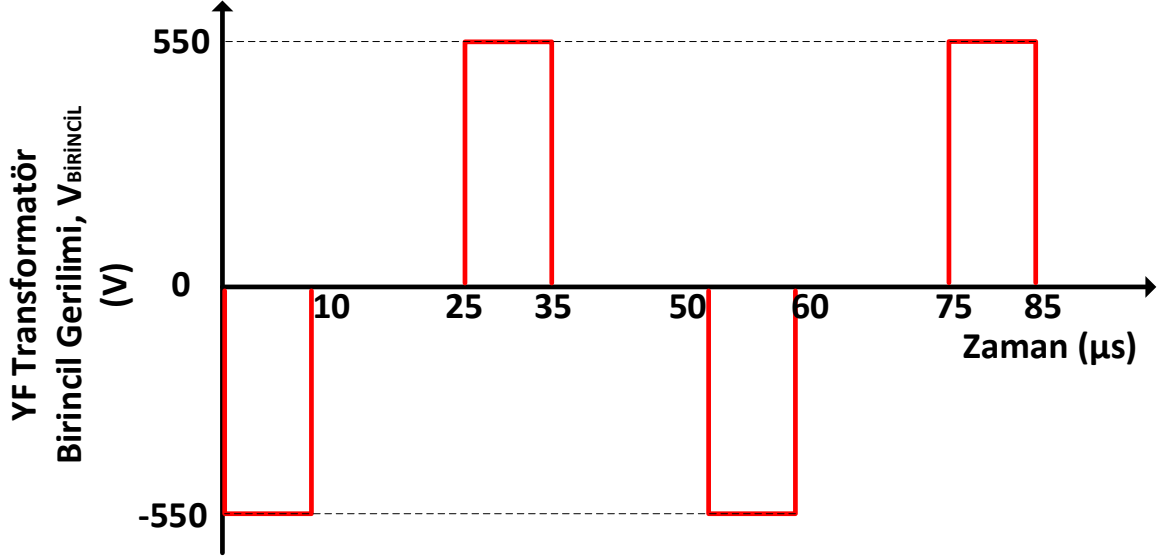


Şekil 3.11 Tam Yükte SiC MOSFET Anahtar Gerilimi

Şekil 3.11'de görüldüğü üzere SiC MOSFET anahtarların gerilim dalga şekilleri tepe değer olarak daima giriş gerilimini gören ve %50 görev çevrimi olan kare dalgadır. Bu dalga şekli tüm MOSFETler için geçerlidir. Sadece zaman ekseninde başlangıç noktaları farklı olacaktır. Bu sebeple sadece tek anahtarın gerilim dalga şekli verilmiştir. Bu anahtarların sürme işaretleri (DGM) arasındaki faz farklılıkları sayesinde Şekil 3.13'teki YF transformatör birincil sargı gerilimi elde edilmektedir.

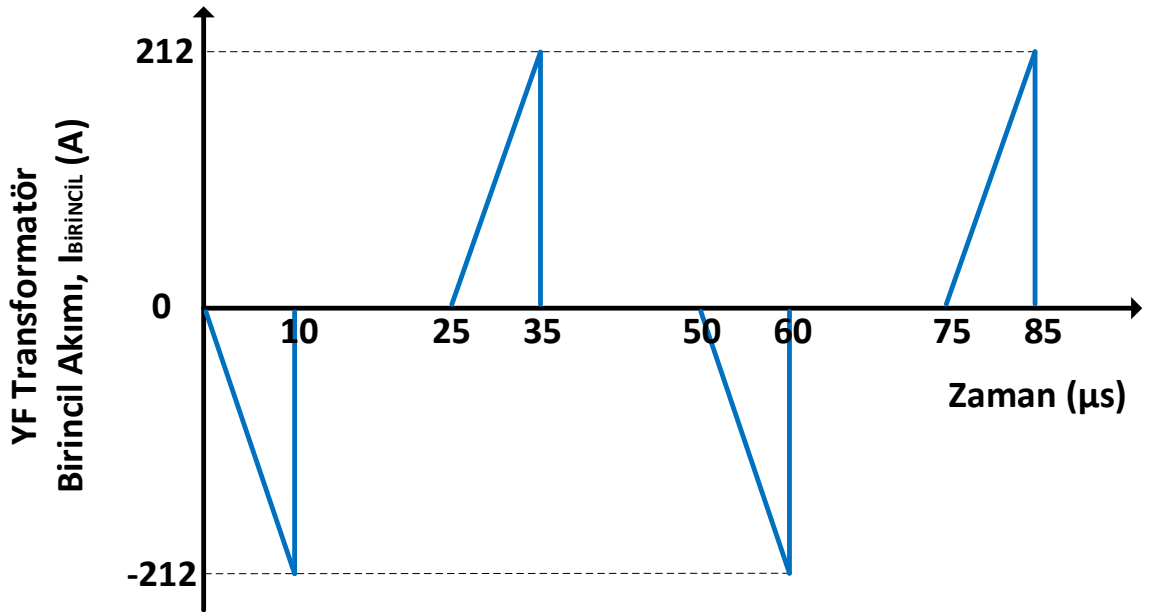


Şekil 3.12 Tam Yükte SiC Mosfet Anahtar Akımı

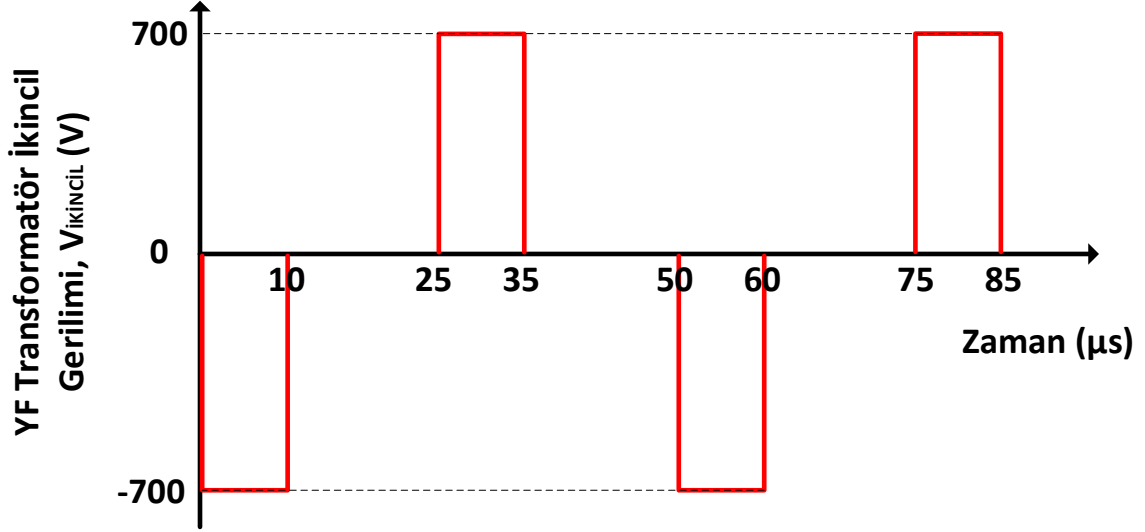


Şekil 3.13 Tam Yükte YF Transformatör Birincil Sargı Gerilimi

Şekil 3.12’de her bir MOSFET anahtardan geçen akımın dalga şekli verilmiştir. Dikkat edilirse giriş akımının benzeri olup, frekansı ve ortalama değeri giriş akımına göre yarıya inmiştir. Bir başka deyimle sistemin giriş akımı H-köprüyü oluşturan iki ana kola ayrılmaktadır.

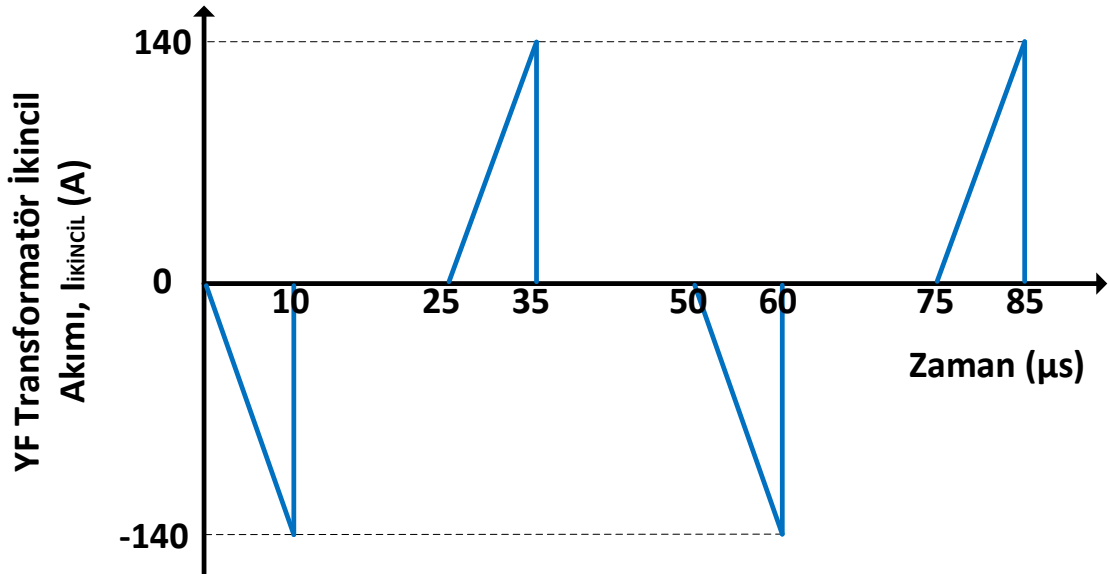


Şekil 3.14 Tam Yükte YF Transformatör Birincil Sargı Akımı

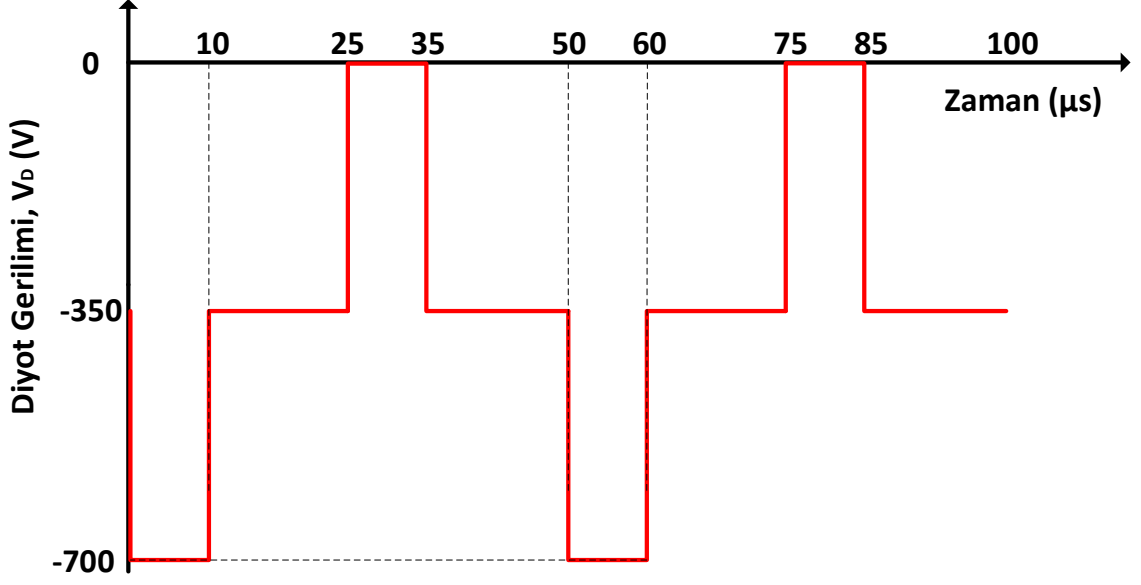


Şekil 3.15 Tam Yükte YF Transformator İkincil Sargı Gerilimi

Şekil 3.14' te görülen transformator birincil sargı akımı, çevirgeç girişindeki akımın AA halidir. H-köprüde bulunan çapraz MOSFET anahtarların iletimde olduğu sürelerde doğrusal olarak artmakta ve anahtarların kesime girdiği zamanlarda kesilmektedir. Ortalama değeri ise tepe değerine göre oldukça küçüktür. Sebebi ise akımın yükseldiği sürenin çok kısa olmasıdır (10µs). Şekil 3.15 ve Şekil 3.16' da ise transformatorün tur oranı neticesinde oluşan ikincil sargı gerilimi ve akımları görülmektedir. Ayrıca transformatorün akım-gerilim dalga şekillerinden anahtarlama sinyalleri arasındaki faz farkı kolayca tespit edilebilir.

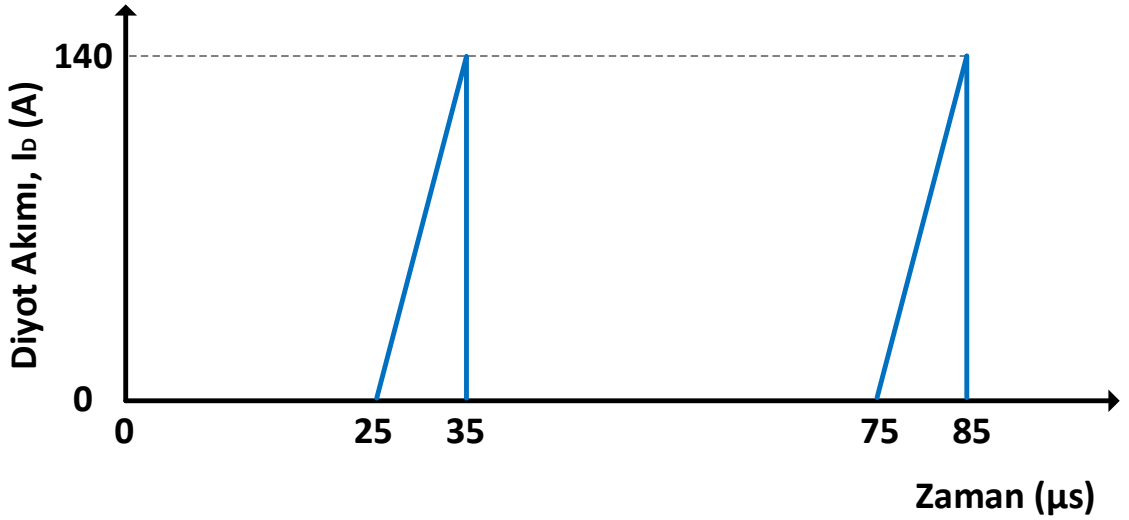


Şekil 3.16 Tam Yükte YF Transformator İkincil Sargı Akımı

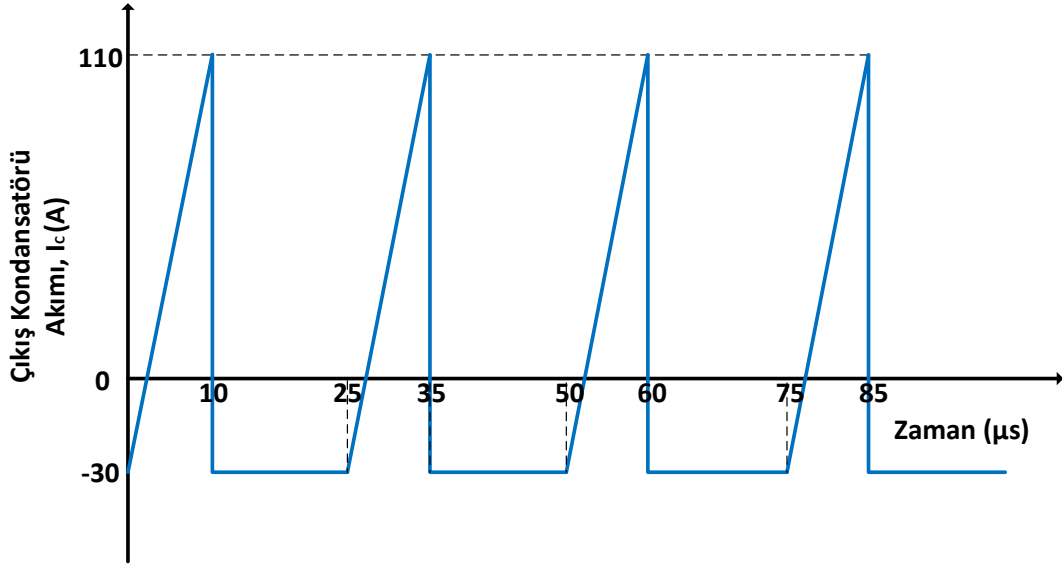


Şekil 3.17 Tam Yükte SiC Schottky Diyot Gerilimi

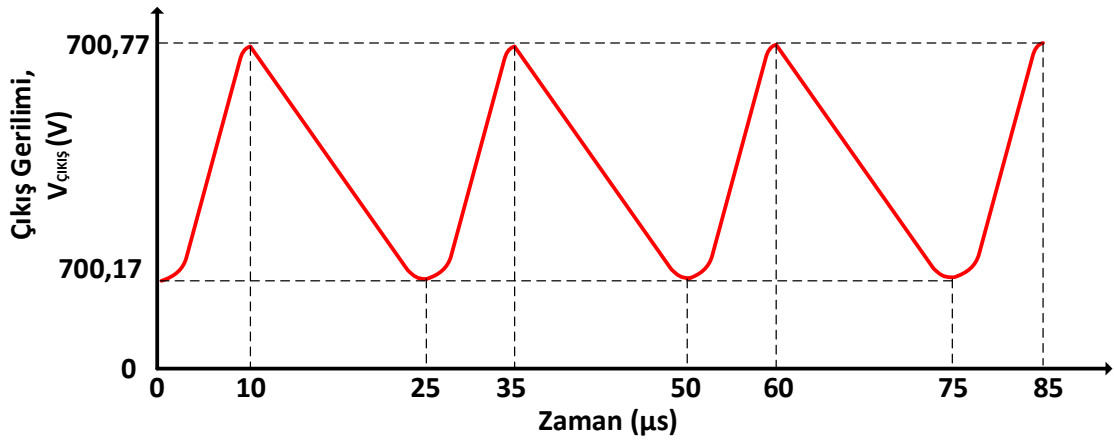
Şekil 3.16 üzerinden anahtarlama sinyalleri arasındaki faz farkını tespit etmek istersek, akımın ne kadar süre sıfır olduğuna bakmak yeterlidir. Bu durumda Şekil 3.16'da görüldüğü üzere her periyotta akım 15 μs boyunca sıfır olmaktadır. Bir periyot 50 μs (360°) olduğuna göre, bu durumda faz farkı 108° olmuştur.



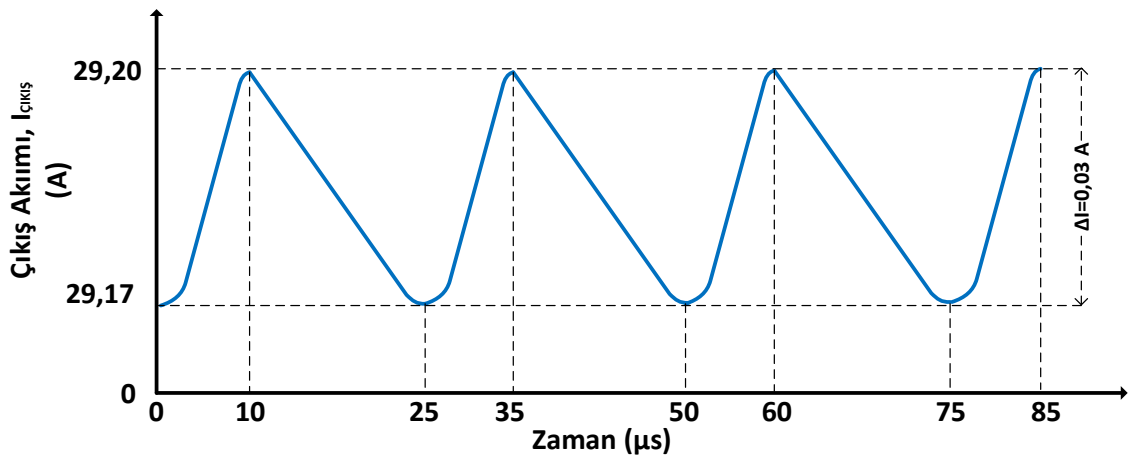
Şekil 3.18 Tam Yükte SiC Schottky Diyot Akımı



Şekil 3.19 Tam Yükte Çıkış Kondansatörünün Akımı



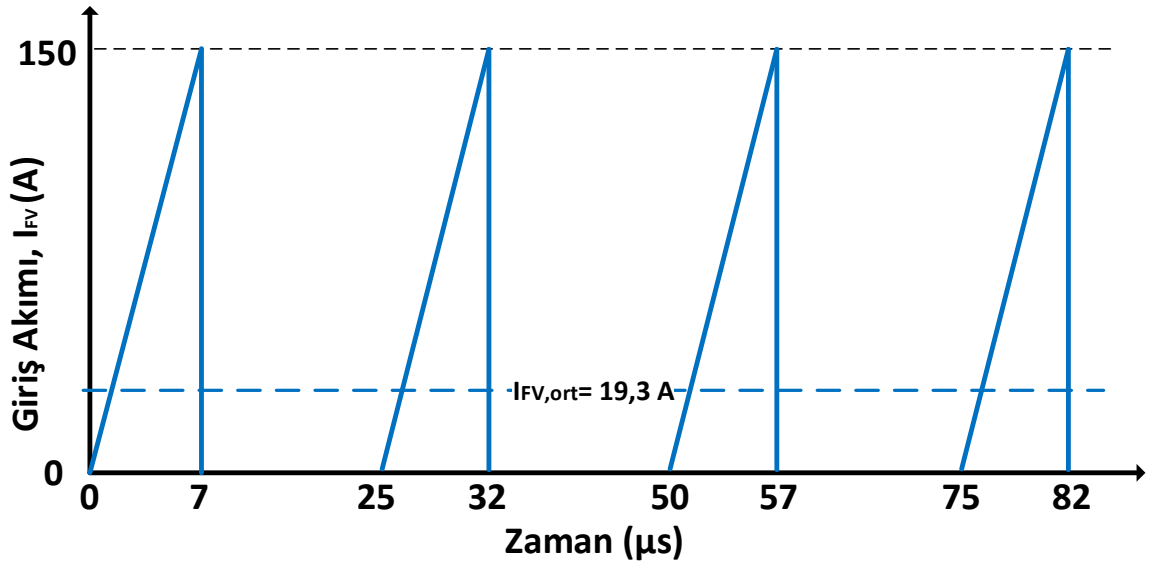
Şekil 3.20 Tam Yükte Çıkış DA-Bağ Gerilimindeki Dalgalanmalar



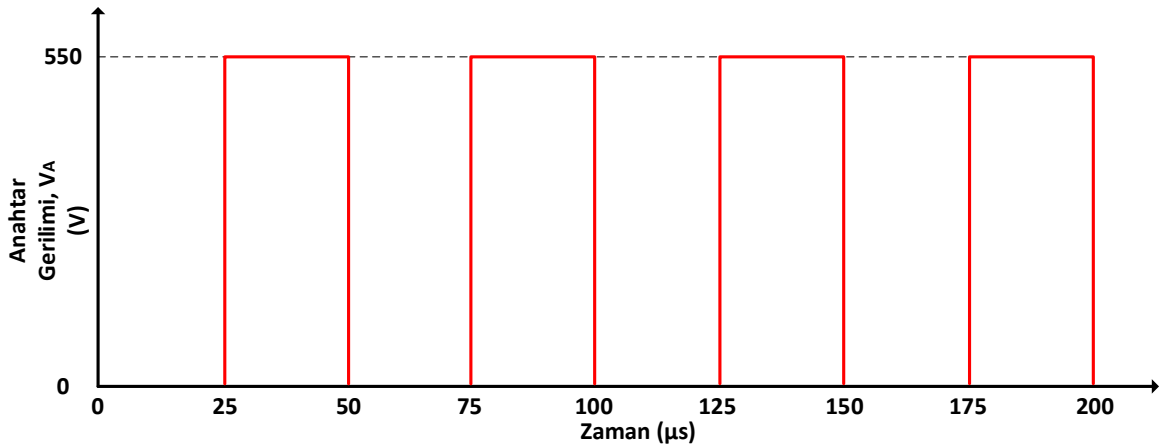
Şekil 3.21 Tam Yükte Çıkış DA Akımındaki Dalgalanmalar

Şekil 3.20 ve Şekil 3.21'de çevirgecin çıkış gerilim ve akım dalgalanma değerinin çok düşük olduğu gözlenmiştir. 30 mA değerinde bir akım dalgalanması ve 600 mV değerinde bir gerilim dalgalanması oldukça düşük değerlerdir.

Şekil 3.22'de sistemin yarı yük koşulu için giriş akımı görülmektedir. Aynı giriş-çıkış gerilimleri koşulunda, fakat yarım yükte yani 10kW aktarılan güç için giriş akımının 19,3 A olacağı belirtilmişti. Şekilde görülen giriş akımı tepe değeri 150 A seviyelerini gören ve ortalaması 19,3 A olan periyodik bir üçgen dalga şeklindedir. Bir başka deyimle giriş akımı Şekil 3.26'da verilen transformatör birincil sargı akımının doğrultulmuş hali şeklindedir.

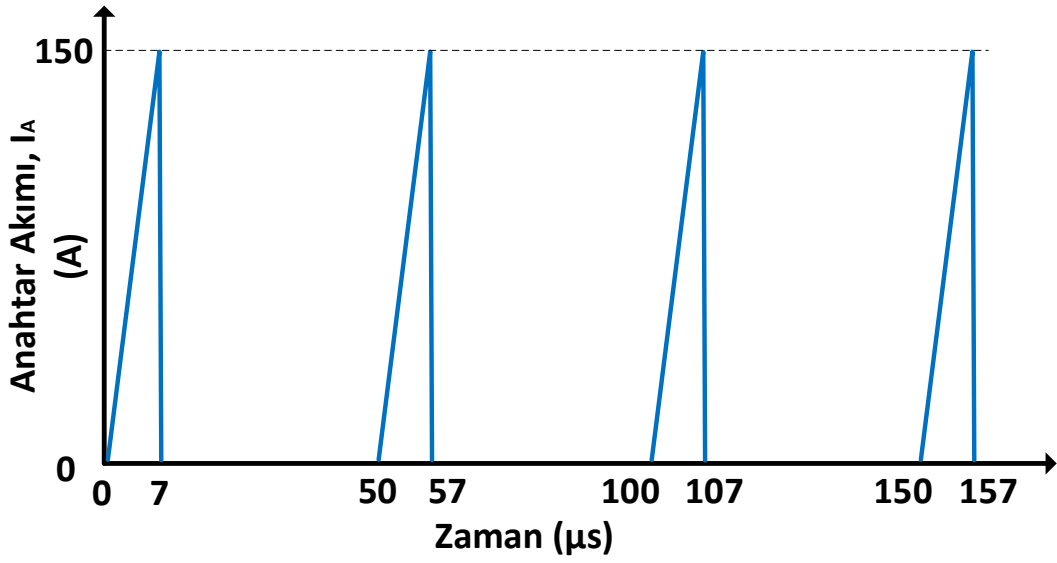


Şekil 3.22 Yarım Yükte Giriş Akımı

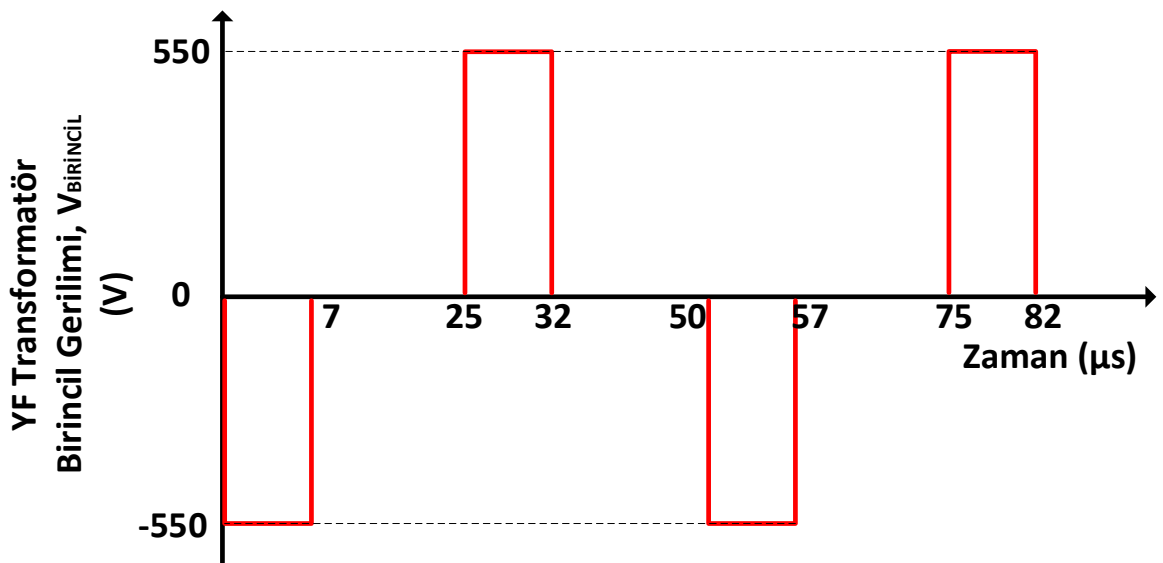


Şekil 3.23 Yarım Yükte SiC MOSFET Anahtar Gerilimi

Sistemin olağan çalışma koşulu olan 550 V giriş ve 700 V çıkış gerilimleri koşulu sabit olduğundan dolayı, Şekil 3.23'te görülen MOSFET anahtar gerilimi daha önce verilen Şekil 3.11'deki anahtar gerilimi ile aynıdır. Çünkü her MOSFET %50 görev çevrimi ile çalışmakta ve eğer giriş geriliminde de bir farklılık yoksa, tepe değeri değişmeyeceği için gerilim dalga şekilleri sabit olmaktadır. Tam yük ve yarı yük benzetimleri arasındaki temel fark akımlardaki değişimler olacaktır. Akım farklılıklarını oluşturan ve istenildiği gibi değiştirilmesini sağlayan etmen ise anahtarlama işaretleri arasındaki faz farkıdır.



Şekil 3.24 Yarı Yükte SiC MOSFET Anahtar Akımı

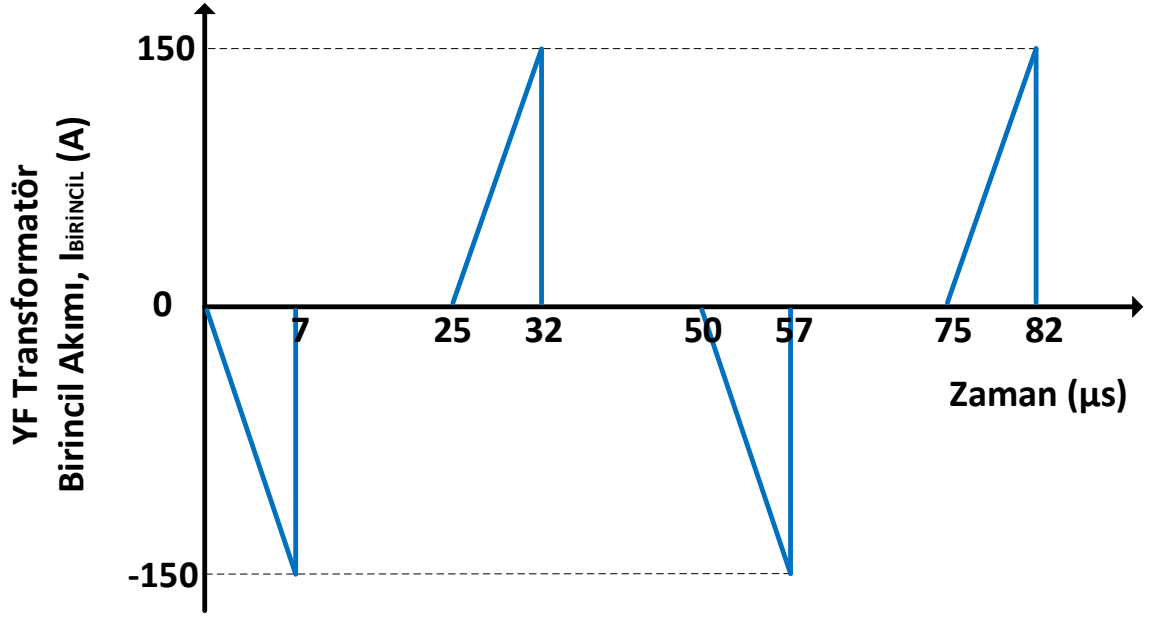


Şekil 3.25 Yarı Yükte YF Transformör Birincil Sargı Gerilimi

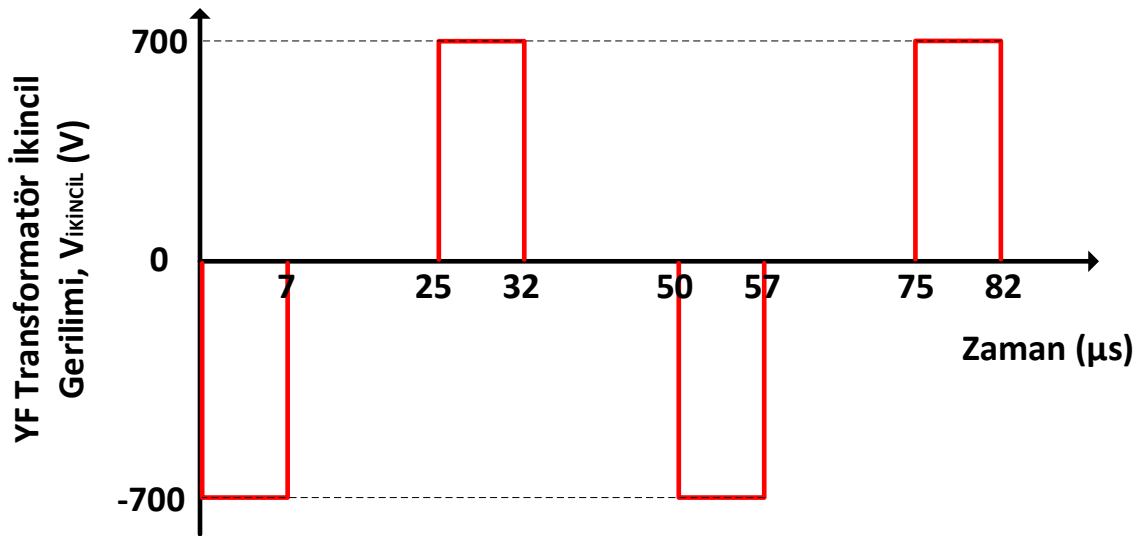
Şekil 3.25'teki transformatör birincil sargı geriliminden hareketle faz farkını tespit edebiliriz. Bir periyot süresinde gerilimin sıfır olduğu süre 18 µs ve periyot 50 µs olduğuna göre faz farkı;

$$\phi = 18 \times \frac{360}{50} = 130 \text{ derece} \quad (3.61)$$

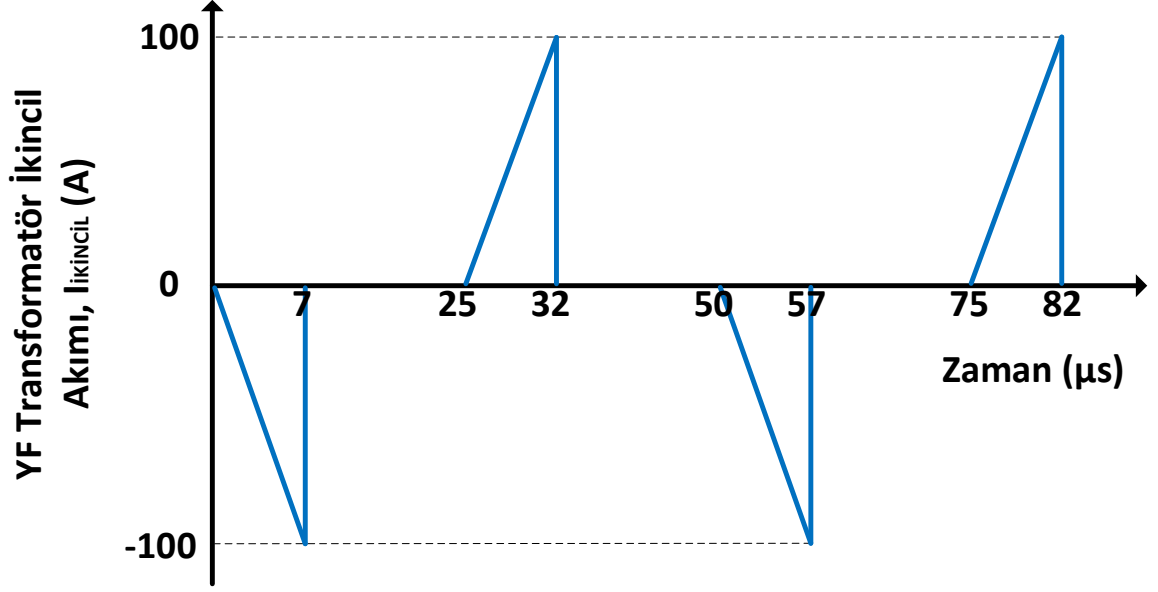
olarak basitçe hesaplanır.



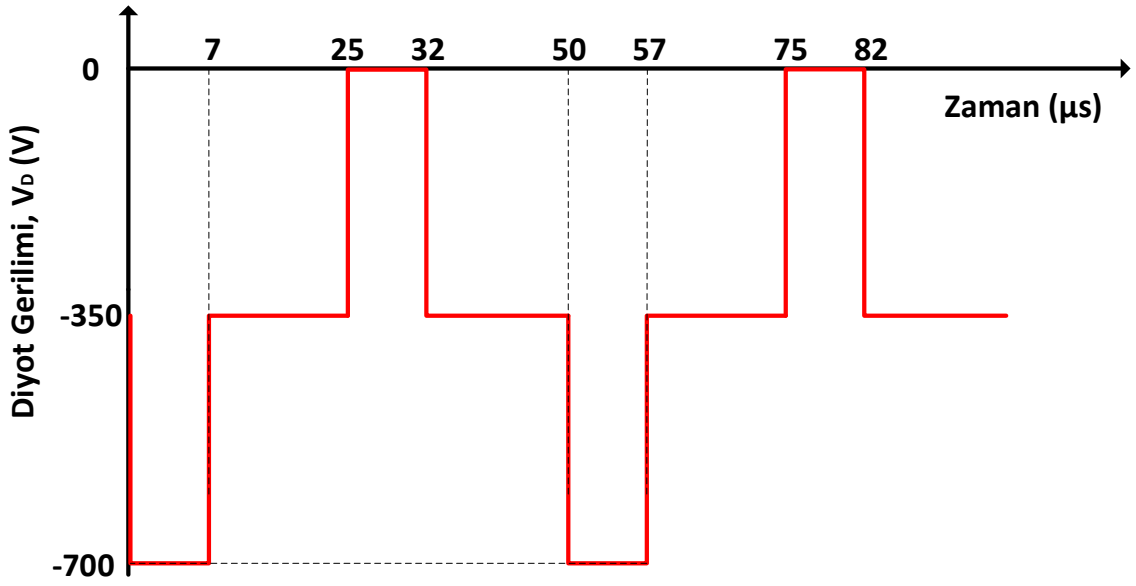
Şekil 3.26 Yarım Yükte YF Transformatör Birincil Sargı Akımı



Şekil 3.27 Yarım Yükte YF Transformatör İkincil Sargı Gerilimi

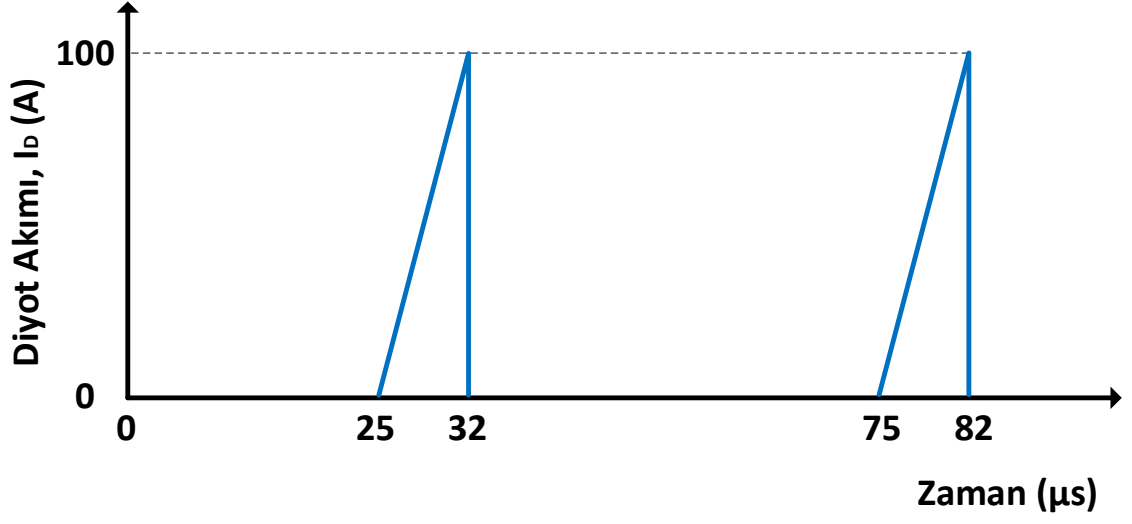


Şekil 3.28 Yarım Yükte YF Transformator İkincil Sargı Akımı

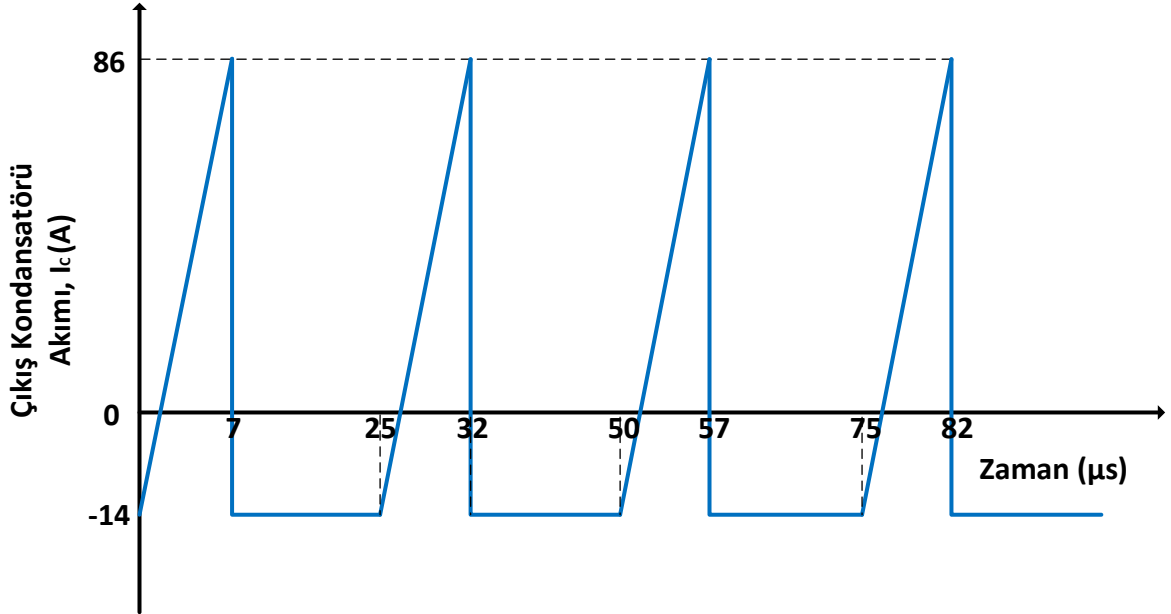


Şekil 3.29 Yarım Yükte SiC Schottky Diyot Gerilimi

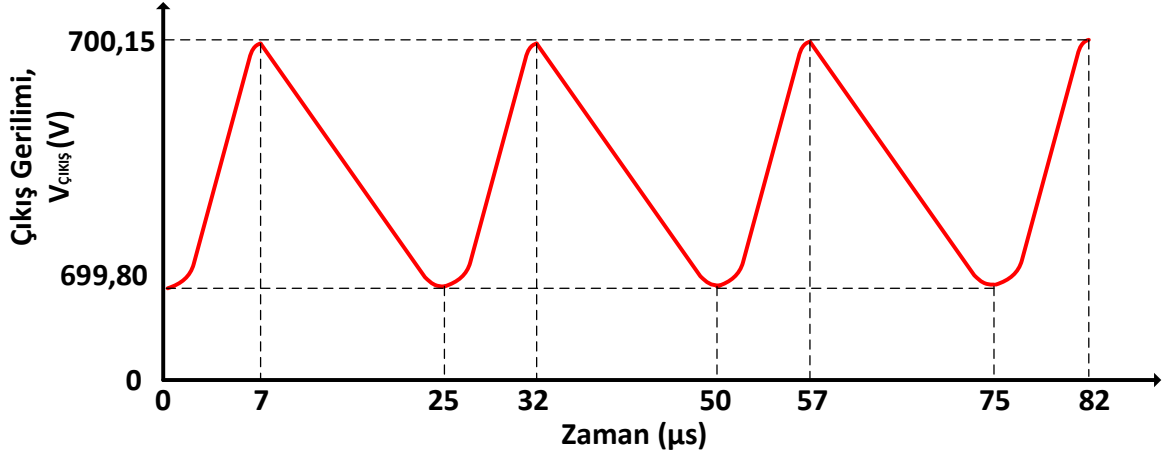
Tam yük koşulunda olduğu gibi benzetimin yarı yük koşulunda da DA-DA çevirgecin çıkış güç katında bulunan SiC Schottky diyotların her zaman çıkış gerilimine dayandıkları Şekil 3.29'da görülmektedir. Tam yük ve yarı yük koşullarında çıkış diyotlarının gerilim dayanımı seviyeleri arasında bir fark olmamakla beraber, Şekil 3.30 ve Şekil 3.18'de ilettikleri akımın tepe değeri ve iletimde kalma süreleri arasındaki fark açıkça görülmektedir.



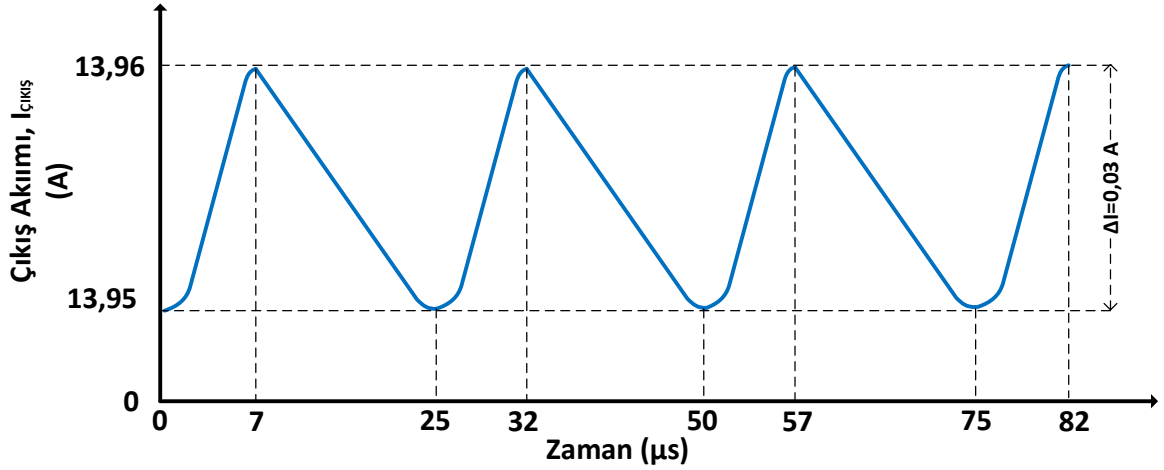
Şekil 3.30 Yarım Yükte SiC Schottky Diyot Akımı



Şekil 3.31 Yarım Yükte Çıkış Kondansatörünün Akımı



Şekil 3.32 Yarım Yükte Çıkış DA-Bağ Gerilimindeki Dalgalanmalar



Şekil 3.33 Yarım Yükte Çıkış DA Akımındaki Dalgalanmalar

Şekil 3.32 ve Şekil 3.33'te yarım yük çalışma koşulu için çıkış gerilimi ve akımındaki dalgalanmalar verilmiştir. Tam yük koşulu ile aralarındaki fark gerilim dalgalanmasının azalması olup, gerilim dalgalanması yaklaşık olarak 350 mV, akım dalgalanması ise 30 mA civarındadır.

Sonuç olarak tasarımı yapılan DA-DA çevirgeç topolojisinin bu bölümde benzetimleri yapılmış ve teorik çalışmalar ile elde edilen değerlere uygunluğu gözlenmiştir. Benzetimler sayesinde sistemin farklı çalışma koşullarına göre kontrol edilebilirliği ve istenilen güç seviyelerinde uygulanabilirliği doğrulanmıştır. Bölüm 7'de yer alan deneysel çalışmalar ile benzetimlerin sonuçları doğrulanacaktır.

4. DENETİM KATININ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Bu bölümde tez konusunun bir diğer temel taşı olan denetim katının tasarımı anlatılacaktır. Sistemin denetim katı birçok bileşenden oluşmakta olup, denetim katı alt bölümler halinde incelenecektir. Denetim katının bileşenleri Şekil 2.3'te yer alan DA-DA çevirgece ait ana blok şemasında verilen, güç katı dışındaki elemanlar, MOSFET sürücü kartı, ana denetim kartı, ısı duyargaları, 24 V'luk yalıtılmış güç kaynağı, akım okuyucular ve soğutucu fanından oluşmaktadır. Sistemin denetim katını bu elemanların toplamı olarak özetleyebiliriz. Buna göre öncelikle H-köprüde yer alan MOSFETleri süren MOSFET sürücü kartı “ Giriş Güç Katı Sürücü Devreleri” başlığı altında, ana denetim kartı ve buna bağlı olan duyargalar “Ana Denetim Kartının Şematik Tasarımı” başlığı altında ve ana denetim kartının baskı devre tasarımı ise “Ana Denetim Kartının Fiziksel Tasarımı (Baskı Devre)” başlığı altında incelenecektir.

4.1 Giriş Güç Katı Sürücü Devreleri

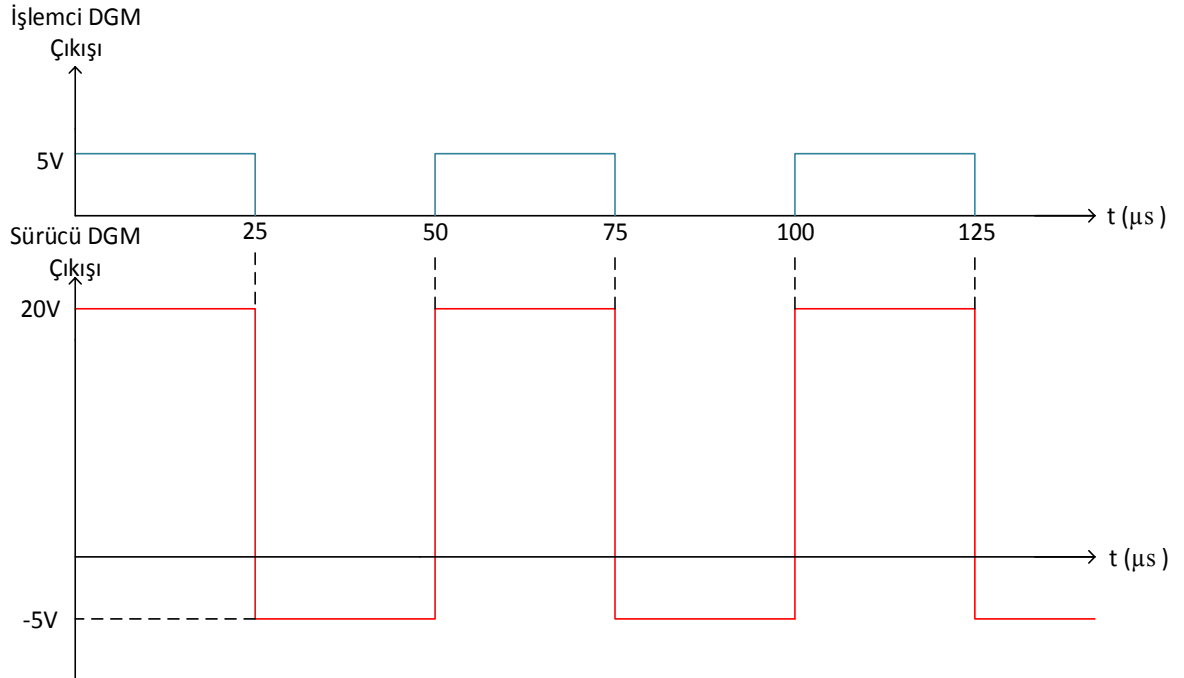
Sistem denetim katının oldukça önemli bir bileşeni olan MOSFET sürücü devreleri bu bölümde incelenecektir. Giriş güç katında CREE firmasının ürünü olan CAS120M12BM2 isimli yarım köprü MOSFET modülleri kullanılmıştır. İki adet modül ile bir H-köprü kurularak 550 V giriş gerilimini transformatör girişinde AA gerilim dalga şekli elde edecek şekilde anahtarlama istenmiştir. Bu MOSFET modüllerinin çalışma hızı ve anahtarlama kayıplarının çok düşük olması, yapılan bu uygulama için eşsiz olmasını sağlamaktadır. Fakat bu özelliklerin iyi yönetilebilmesi için üretici firmanın tavsiye ettiği sürücü tasarımı uygulanmalıdır.

Öncelikle H-köprü anahtarlarının sürülmesi için gerekli olan tasarım isterlerini belirlemede fayda vardır. Çizelge 4.1'de bu isterler belirtilmiştir.

Çizelge 4.1'de verilen değerlere göre sürücü devremiz işlemciden gelen DGM işaretlerini yükseği +20V düşüğü -5V olan bir DGM işareti haline getirip, anahtarların kapı-kaynak arasına bu gerilim dalga şeklini uygulamalıdır. Bu durum Şekil 4.1'de görsel olarak açıklanmıştır.

Çizelge 4.1 Güç Anahtarları Sürülmesi İçin Tasarım İsterleri [26]

| Özellik | Değer |
|---|--------------|
| Kapı-Kaynak Yüksek İşareti Gerilimi (İletim İçin) | 20V |
| Kapı-Kaynak Düşük İşareti Gerilimi (Kesim İçin) | -5V |
| Kapı-Kaynak Yüğü | 97nC |
| Kapı-Kaynak Sığası | 6,3nF |
| Kapı İç Direnci | 1,8 Ω |
| Açılış Gecikme Zamanı | 38ns |
| Yükselme Süresi | 34ns |
| Kapanış Gecikme Zamanı | 70ns |
| Düşme Süresi | 22ns |



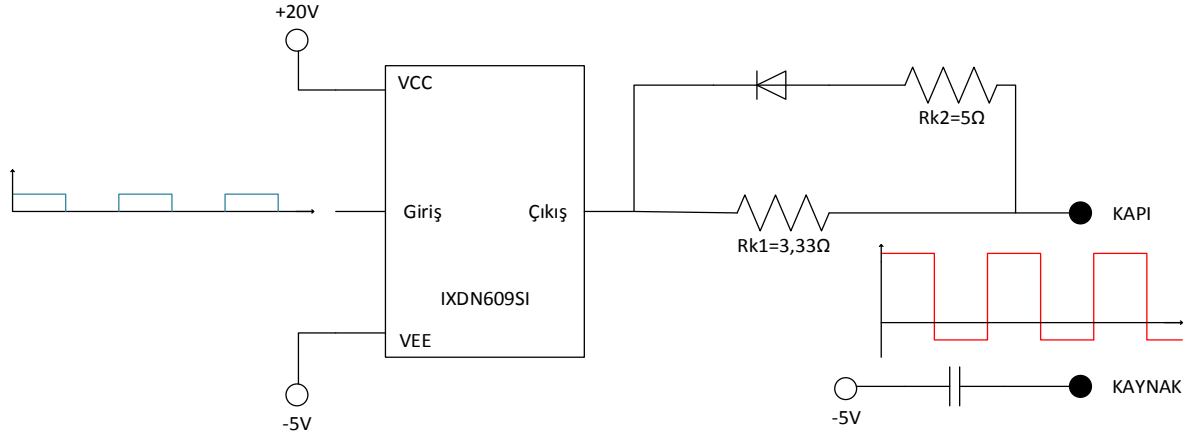
Şekil 4.1 İşlemci Çıkışı ve Sürücü Çıkışındaki 20kHz DGM Sinyalleri

Daha önce de vurgulandığı gibi bu işlemi başarabilmek için üretici firmasına ait uygulama notları incelenmiştir. Bu uygulama notlarında IXDN 609SI isimli bir tümleşik devrenin kullanılması gerektiği belirtilmiştir [32]. Bu tümleşik devrenin temel özellikleri Çizelge 4.2’deki gibidir.

Çizelge 4.2 MOSFET Sürücü Tümleşik Devresi Özellikleri [33]

| Özellik | Değer |
|---------------------------------------|-------------------|
| Besleme Gerilimi Aralığı (V_{cc}) | 4,5V – 35V |
| Çıkış Yüksek İşareti Gerilimi | $V_{cc} - 0,025V$ |
| Çıkış Düşük İşareti Gerilimi | $V_{EE} + 0,025V$ |
| Kapı Yükleme-Boşaltma Akımı | $\pm 9A$ |

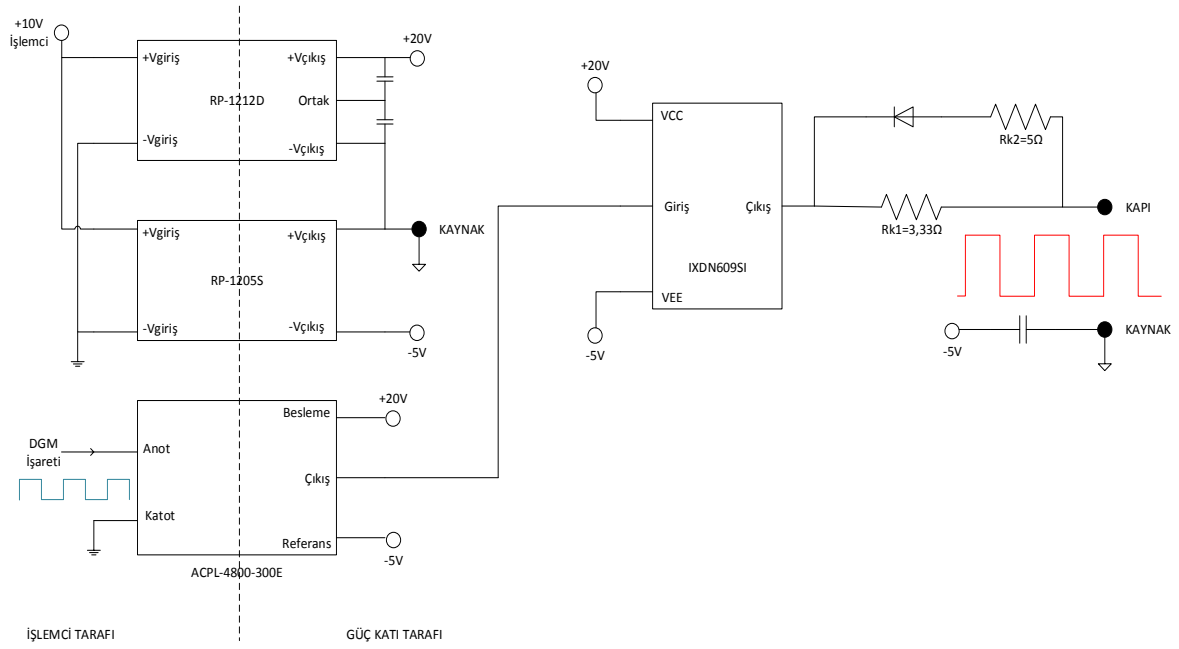
Çizelge 4.2’de belirtilen özellikler ile Çizelge 4.1’de belirtilen özellikler arasında bağlantı kurulduğunda, seçilen tümleşik devreyi 20V gerilim ile beslersek (V_{cc}) yaklaşık 20V gerilim ile MOSFET’i ilettime sokacağını, tümleşik devrenin referans toprak seviyesini (V_{EE}) -5V olarak belirlersek MOSFET’i yaklaşık -5V gerilim ile kesime sokacağını görebiliriz. Ayrıca bu tümleşik devre anahtarların kapı- kaynak arasına 9A akım uygulayabilmektedir. Çizelge 4.1’de MOSFET’in açılma zamanına bakarsak, seçilen bu tümleşik devreyi besleyecek kaynakların yaklaşık 70 nanosaniyelik bir süreçte 0-9 A aralığında eksponansiyel olarak artan akım verebilecek kaynaklar olması gerekmektedir. Kapı bağlantısı için gerekli dirençler üretici firmanın uygulama notundaki gibi seçilmiştir. Şekil 4.2’de bu yapıya ait devre şeması görülmektedir.



Şekil 4.2 MOSFET Sürücü Tümeleşik Devre Bağlantıları

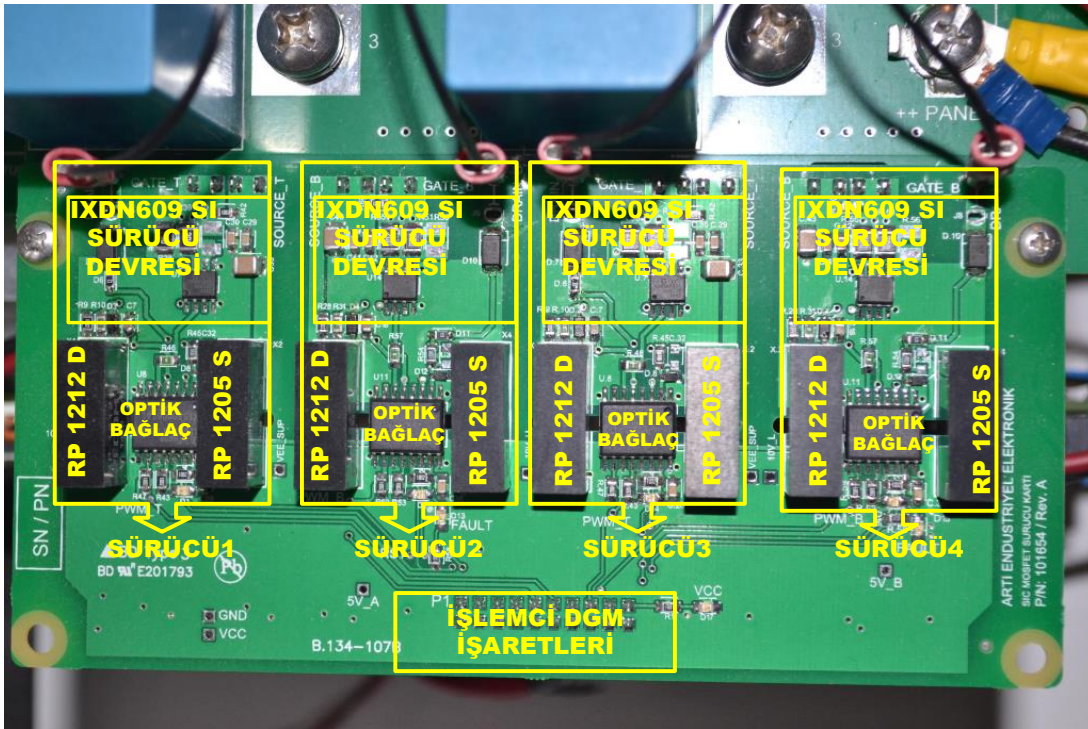
Şekil 4.2’de gösterilen şema tek bir anahtarı sürme işlemini en yalın haliyle anlatan şemadır. Anahtarı iletme geçirme işlemi esnasında kapı direnci olarak sadece R_{k1} direnci üzerinden akım vermektedir. Anahtarı kesime geçirme esnasında ise hem R_{k1} hem de şemada görülen diyotun iletme geçmesi sebebiyle R_{k2} dirençlerinden tümeleşik sürücü devresine doğru akım akar. Buna göre anahtarı iletme sokarken kapı direnci $3,33\Omega$, kesime sokarken ise kapı direnci 2Ω olur. Çünkü Çizelge 4.1’de belirtilen özelliklerden de görülebileceği gibi anahtarın kesime girmesi daha uzun süre gerektirmektedir. Bu yöntem kullanılarak kapı devresinin kesim işlemi için zaman sabitinin düşürülmesi sağlanmıştır.

Sürücü kartında bu yapıdan her MOSFET için ayrı ayrı dört adet mevcuttur. Ayrıca bu yapı için gerekli olan yalıtımlı güç kaynakları ve sayısal yalıtım tümeleşik devreleri (optik bağlaçlar) ilgili şemada gösterilmemiştir. Bu bileşenleri de eklersek şema Şekil 4.3’ teki gibi olacaktır.



Şekil 4.3 MOSFET Sürücü Devresi

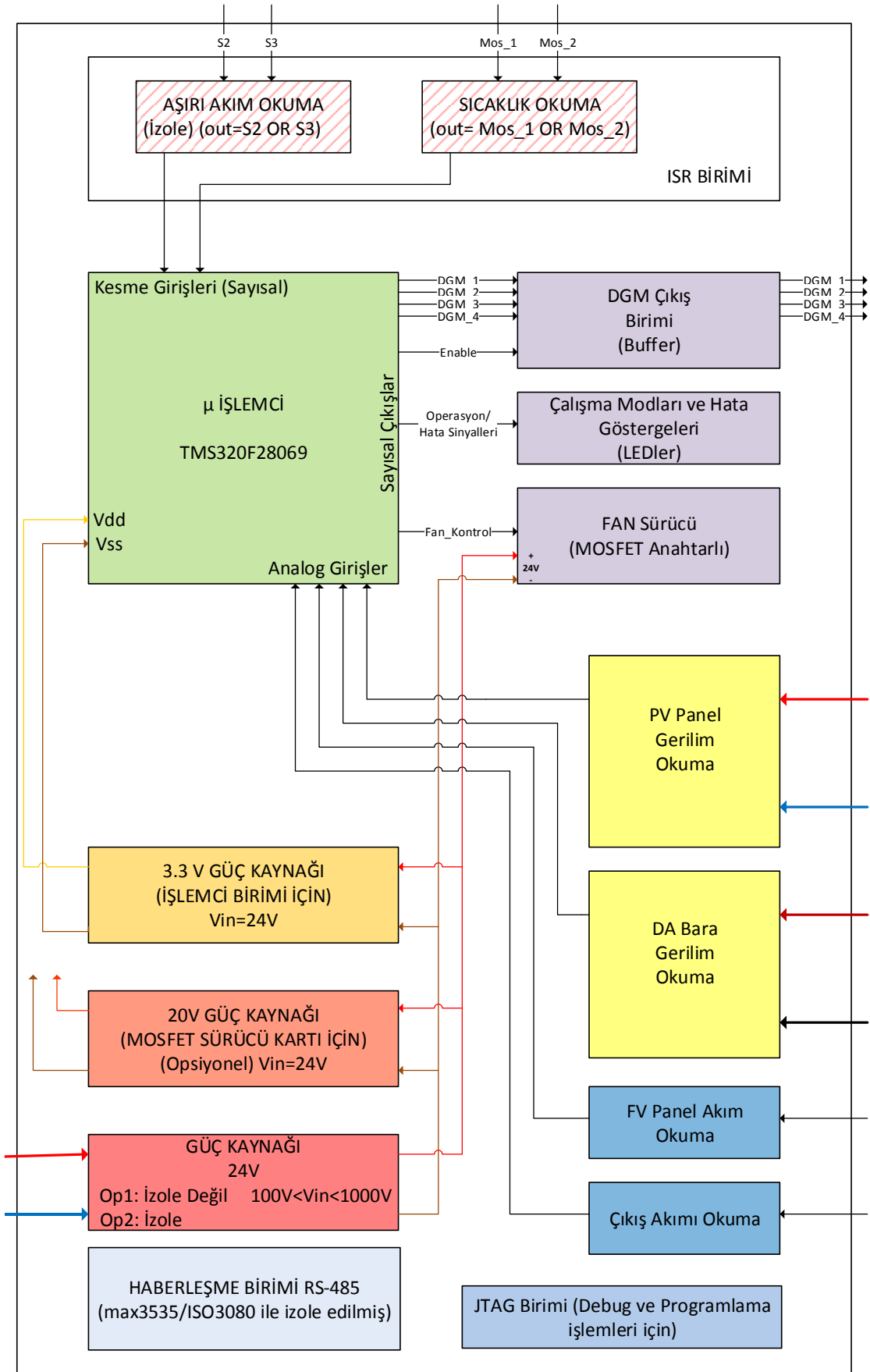
Sürücü kartının baskı devre tasarımı ise Şekil 4.3'teki devreden her MOSFET için toplamda dört adet olacak şekilde yapılmıştır. Baskı devre kartı görüntüleri Şekil 4.4'te verilmiştir.



Şekil 4.4 Sürücü Devresi Baskı Devre Kartı

4.2 Ana Denetim Kartının Şematik Tasarımı

Ana denetim kartını kabaca özetleyecek olursak, işlemci devrelerinin ve duyargalardan gelen işaretleri işleyen devrelerin olduğu ve buna göre sistemi yönetecek işaretleri üreten elektronik karttır. Şekil 4.5' te ana denetim kartının blok şeması verilmiştir. Bu blok şemaya uygun biçimde ana denetim kartının ayrıntıları alt başlıklar halinde incelenecektir.



Şekil 4.5 Ana Denetim Kartı Blok Şeması

4.2.1 İşlemcinin Belirlenmesi

Sistemin tüm denetim katını yönetebilecek özellikte bir işlemci seçimi için belirleyici özellikler çalışma ve veri işleme hızı başta olmak üzere, güç elektroniği uygulamalarında sıkça kullanılan modülleri bulunan bir işlemci olmasıydı. Bu nedenlerden ötürü öncelikle bu tarz uygulamalar için çokça işlemcisi bulunan Texas Instruments (TI) firmasının bir ürününün kullanılmasına karar verilmiştir.

Firmanın işlemcileri arasından sistemimiz için yeterli olması ve maliyet bakımından da uygun olması sebebi ile TMS320F28069 işlemcisi seçilmiştir. Seçilen işlemcinin temel özellikleri Çizelge 4.3'te verilmiştir.

Çizelge 4.3 İşlemci Özellikleri [34]

| Özellik | Açıklama |
|-----------------------------|----------------------------------|
| İşlemci Mimarisi | 32 bit |
| Referans Saat | 90 MHz |
| Öykünme (Emülasyon) Tekniği | Gerçek Zamanlı |
| Gömülü Hafıza | 256 KB Flash, 100KB RAM, 2KB ROM |
| DGM Kanal Sayısı | 16 adet |
| ADC Kanal Sayısı | 16 adet |
| ADC Çözünürlüğü | 12 bit |
| ADC Hızı | 3,46 MBPS |

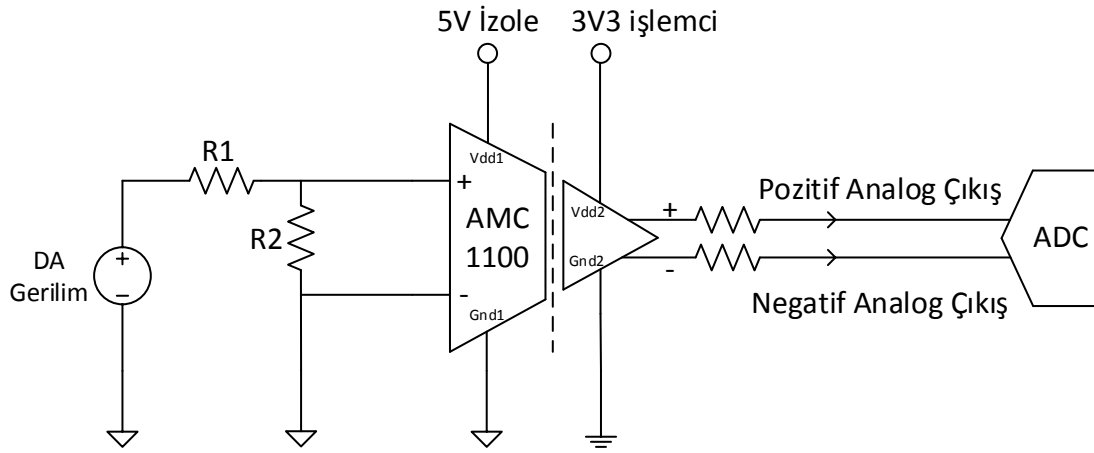
4.2.2 Gerilim Okuma Devrelerinin Tasarımı

Ana denetim kartının tüm sistemi doğru yönetebilmesi için temel koşullardan birisi de DA giriş (güneş panelleri grubu gerilimi) ve DA çıkış gerilimini doğru ve yeterli hassasiyette okuyup işleyebilmesidir. Şekil 4.5'te gösterilen ana denetim kartına ait blok şemada "PV Panel Gerilim Okuma" ve "DA Bara Gerilim Okuma" olarak gerilim okuma devrelerine ait bloklar görülmektedir. DA giriş yani PV panel geriliminin 500 V civarında, DA çıkış yani bara geriliminin 700 V civarında olduğu

göz önüne alındığında, bu gerilimleri hassas ve doğru bir şekilde okumanın yanı sıra izole bir şekilde okumanın gerekliliği ortadadır. Bunlara göre gerilim okuma devrelerinin tasarımını belirleyen özellikleri şöyle sıralayabiliriz:

- Doğruluk
- Hassasiyet
- İzolasyon

Bu özelliklere göre gerilim okuma devrelerinin temel elemanı olarak AMC 1100 isimli yalıtılmış işlemsel yükselteç tümleşik devresi seçilmiştir. Bu yapıya ait devre şeması Şekil 4.6'da verilmiştir.



Şekil 4.6 Gerilim Okuma Devresi

Öncelikle sistemin çalışma gerilimlerini dikkate alarak Şekil 4.6' da gösterilen devrenin çalışma aralığı belirlenmiştir. Sistemin giriş DA gerilimi 550V dolaylarında, çıkış gerilimi ise 700V dolaylarında olacaktır. Buna göre ana denetim kartı üzerinde bulunacak olan bu gerilim okuma devrelerinin aynı elemanlar kullanılarak üretilmesi düşünüldü, hem gerilim okuma esnasındaki güvenlik hem de oluşabilecek açık devre anlarındaki gerilim yükselmeleri öngörülmüş ve Şekil 4.6' da verilen devrenin 750V değerine kadar gerilimleri okuyabilmesi ve daha yüksek gerilimlere dayanabilmesi düşünülmüş ve buna göre tasarlanmıştır. Belirlenen bu tasarım ölçütü ve AMC 1100 entegresi özellikleri dikkate alınarak R1 ve R2 dirençlerinin değerleri belirlenmiştir. AMC 1100 tümleşik devresinin özellikleri Çizelge 4.4'te verilmiştir.

Çizelge 4.4 AMC 1100 Yalıtılmış Tümüleşik İşlemsel Yükselteç Devresi Özellikleri
[35]

| Özellik | Değer |
|---|------------------------|
| İşlemsel Yükselteç Giriş Gerilimi Aralığı | ± 320 mV |
| Sabit Kazanç | 8 kat |
| Yalıtım Gerilimi (Süre 1 dakika) | 4250 V _{TEPE} |
| Çalışma Gerilimi | 1200 V _{TEPE} |

Çizelge 4.4'te verilen özellikleri dikkate alırsak, ölçüt olarak belirlenen 750V gerilim bu tümleşik devrenin çalışma gerilimine uygundur. Belirlenen 750V DA giriş gerilimi ölçütüne göre tümleşik devrenin girişinde istenen 320mV gerilim farkını sağlayabilmek için R1 direncinin değeri 1,98M Ω , R2 direnci ise 820 Ω olarak seçilmiştir. Buna göre belirlenen aşağıdaki denklemde yerine koyarak hesap yapacak olursak;

$$V_{giris} = \frac{V_{DA}}{R1 + R2} \times R2 \quad (4.1)$$

750V DA giriş gerilimi için V_{giris} tümleşik devre giriş gerilimi 310mV olacaktır. Tümleşik devrenin kazancı 8 olduğuna göre, işlemcinin analog girişlerinde ise bu değer 2,48 V oluşturacaktır. Yani işlemci için yapılan yazılım, bu devreden 2,48V değeri analog uçlarda yakaladığında, DA barada 750V gerilim olduğunu algılayacaktır. Bu tarife göre DA bara gerilimleri ile işlemciye gelen analog gerilim arasında aşağıdaki gibi bir eşitlik kurabiliriz;

$$V_{analog} = \frac{V_{DA}}{R1 + R2} \times R2 \times 8 \quad (4.2)$$

Eşitlikte R1 ve R2 Şekil 4.3'teki dirençleri, 8 değeri ise AMC 1100 tümleşik işlemsel yükseltecinin kazancını belirtmektedir. R1 direnci değeri 1,98M Ω , R2 direnci ise 820 Ω olarak tekrar yerine koyarsak,

$$V_{analog} = V_{DA} \times 3,31 \times 10^{-3} \quad (4.3)$$

olarak giriş-çıkış eşitliği elde edilir. Yazılım çalışmalarında bu basitleştirilmiş eşitlik esas alınmıştır.

4.2.3 Akım Okuma Devrelerinin Tasarımı

Şekil 2.3'te verilen sisteme ait blok şemada "Panel Akımı Okuyucu" ve "Çıkış Akımı Okuyucu" isimleri ile verilen bloklar bu devrenin ana elemanı olan LEM firmasına ait HASS-50 tipi galvanik izolasyonlu akım duyargalarını içermektedir. Bu duyargalar ana denetim kartının üzerine monte olmayıp panel akım okuyucu olarak kullanılan duyarga DA-DA çevirgecin giriş güç katındaki DA giriş baskı devresi üzerinde bulunmaktadır. Ana denetim kartında ise bu duyargalar için gerekli güç beslemeleri ve duyargalardan gelecek bilgileri işlemcinin anlayacağı forma dönüştüren işlemsel yükselteç devreleri bulunmaktadır. Bu devreler ile akım okuyucu duyargalar arasındaki bağlantı ise ana denetim kartı üzerinde bulunan konnektörler yardımı ile sağlanmaktadır.

Akım okuyucu devrenin özelliklerini kavramak için öncelikle devrenin ana elemanı olan HASS-50 tipi duyarganın özelliklerine bakmakta fayda olup, özellikler Çizelge 4.5'te verilmiştir.

Çizelge 4.5 HASS-50 Akım Duyarga Özellikleri [36]

| Özellik | Değer |
|--|--|
| Nominal Akım Etkin Değeri (I_{PN}) | 50 A |
| Akım Ölçüm Aralığı (I_{PM}) | ± 150 A |
| Besleme Gerilimi (V_C) | 5 V |
| Besleme Akım Tüketimi ($V_C=5V$) | 19 mA |
| Referans Gerilimi (V_{REF}) | 2,5 V |
| Çıkış Gerilimi İfadesi | $(V_{REF} \pm 0.025) \pm (0.625 \cdot I_P / I_{PN})$ V |

Sistemin doğal çalışma koşullarında giriş geriliminin 500 V olduğunu ve FV panel grubundan 20 kW güç çekileceği düşünüldüğünde, giriş DA akımı 40 A dolaylarında olacaktır. Çıkış gerilimi ise 700 V civarında olacağından çıkış akımı

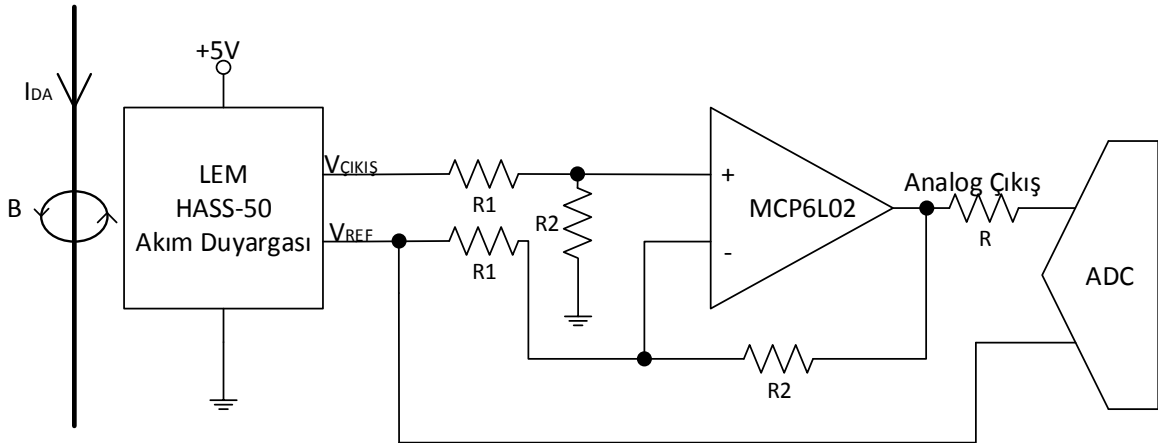
30 A dolaylarında olacaktır. Bu akım değerlerine bakıldığında HASS-50 duyargasının nominal akım etkin değeri olan 50 A değerinin aşmadığı ve yapılacak ölçümlerde bir sorun çıkarmayacağı anlaşılmaktadır.

Duyarganın beslemesi için yine Çizelge 4.5'te belirtilen özelliklere göre 5V gerilime sahip ve en az 19 mA akım verebilecek bir şekilde besleme hattı ana denetim kartında ayrılmıştır.

HASS-50 akım duyargası okuduğu akım değerine göre çıkışında bir gerilim değeri oluşturmaktadır ve bu gerilime göre akım değerini bulabiliriz. Çizelge 4.5'te duyarganın çıkış gerilimi formülü aşağıdaki gibi verilmiştir;

$$V_{\text{çıkış}} = (V_{\text{REF}} \pm 0,025) \pm \left(0,625 \cdot \frac{I_P}{I_{PN}}\right) \quad (4.4)$$

Bu eşitlikte I_{PN} duyarganın nominal akım etkin değeri olan 50 A, I_P ise gerçekteki yani o anda sistemde okunan akım değeridir. V_{REF} değerinin 2,5 V olduğunu hatırlarsak, sistemde 50 A akım geçtiğinde, duyarga çıkışında okunan gerilim 3,15V ile 3,1 V arasında olacaktır. V_{REF} ile $V_{\text{ÇIKIŞ}}$ arasındaki fark ise 0,625 V dolaylarında olmaktadır. Bu şartlara göre en yüksek değer olarak 50 A akımı okuyabilen Şekil 4.7'deki gibi bir işlemsel yükselteç devresi oluşturuldu.



Şekil 4.7 Akım Okuyucu Devre

Şekil 4.7'de gösterilen devrede HASS-50 akım duyargasından gelen referans gerilimi ve çıkış gerilimi arasındaki fark yükseltilerek işlemcinin analog girişlerine

gitmektedir. Bu devre 50A değerindeki bir akımı okuyabilecek şekilde tasarlanmıştır. Devre analiz edildiğinde giriş-çıkış arası formülü aşağıdaki gibidir;

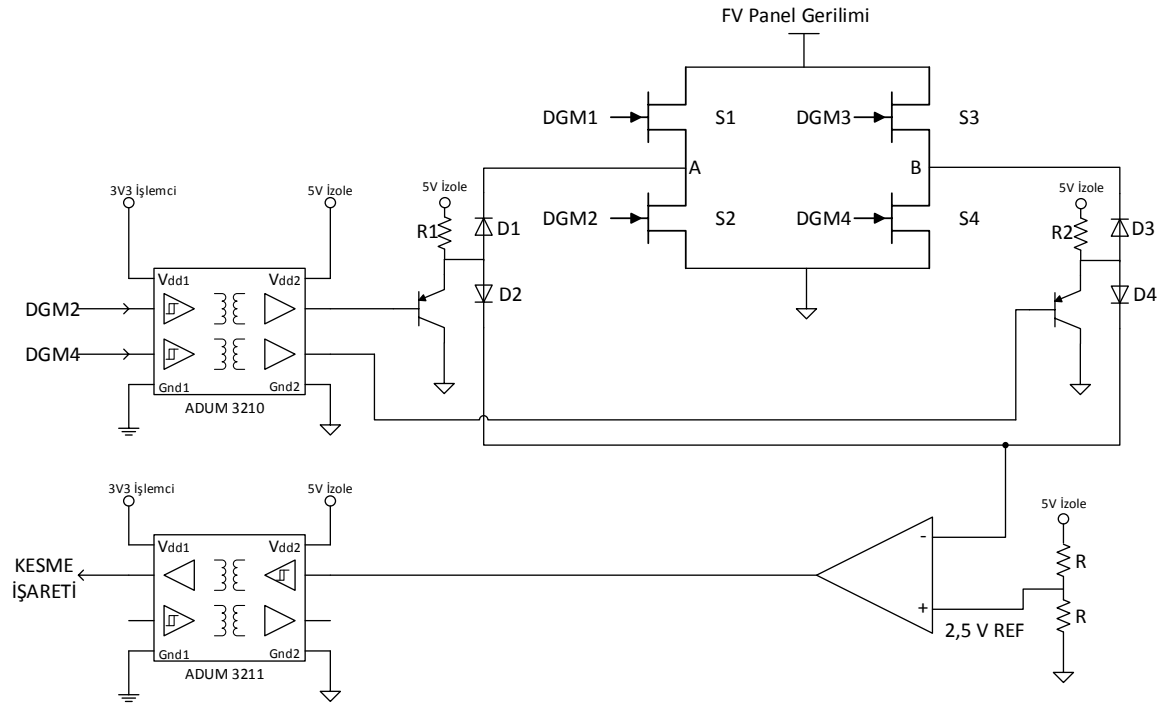
$$V_{analogue,çıkış} = (V_{çıkış} - V_{REF}) \times \left(\frac{R_1}{R_2}\right) \quad (4.5)$$

Bu formüle göre R1/R2 oranı 5,26 olmakta ve sistemde 50 A akım aktığında ise $V_{çıkış}$ ile V_{REF} arasındaki fark ise 0,625 V civarında olacağından, işlemciye gidecek olan analog gerilim değeri ise 3,3 V olacaktır. Akım değıştikçe bu gerilim değeri de 3,3V ile 0 V arasında değışecektir. Böylece maksimum 50 A akım okuyabilen bir devre elde edilmiştir. Bu devrede $V_{analogue,çıkış}$ gerilimi işlemci analog girişine bağlanmış ve ayrıca V_{REF} gerilimi de sıcaklık ve benzeri durumlardan etkilenebildiği için doğrudan işlemci analog girişine verilmiştir.

4.2.4 Kısa Devre-Hata Koruma Devrelerinin Tasarımı

DA-DA çevirgecin giriş katındaki H-köprüde bulunan SiC MOSFETlerin çok hızlı açılıp-kapanma süreleri nedeniyle sistemde oluşabilecek en ufak bir kısa devrenin veya hatanın bedeli bu elemanların yanması olacaktır. Hem güvenlik sebepleri hem de sistemin en yüksek maliyetli parçaları olan SiC MOSFETlerin korunması için kısa devre koruma tedbirleri düşünülmüştür.

Kısa devreyi tespit edebilmek ve böyle bir durum oluştuğunda sistemi kapatabilmek için MOSFETlerin akaç-kaynak arası gerilimlerinin okunması ve belli bir değerin üzerine çıktığında ise sistemin donanımsal olarak kapatılması şeklinde bir yöntem düşünülmüş ve uygulanmıştır. Bu devrelerde güç katı ile işlemci arası elektriksel bağlantıyı kesmek için çift kanallı ADUM 3210 ve ADUM 3211 sayısal yalıtıcı tümleşik devreleri kullanılmıştır. Kısa devre koruma devrelerinin şeması Şekil 4.8'de görülmektedir.



Şekil 4.8 MOSFET Kısa Devre Koruma Devresi

Yukarıda bahsedildiği gibi bu devrenin temel çalışma prensibi olarak güç katı anahtarlarının akaç-kaynak arası gerilimlerinin izlenerek, okunan gerilimin bir referans gerilimi ile kıyaslanması ve istenmeyen bir düzeye ulaştığında ise işlemci donanımsal kesme girişine kesme sinyali yollaması istenmiştir. Bu referans gerilimi devrede bir kıyaslayıcı işlemsel yükselteç entegresi ve iki adet eşdeğer direnç yardımıyla 2,5 V olarak belirlenmiştir. Çünkü belirlenen topolojide H-köprü tarafında akacak akım, giriş gerilimi 450V ve güç 20kW olduğu takdirde en fazla 45 Amper değerine ulaşacaktır. Bu akım değerinden sonrası sistemimizde bir kısa devre veya yanlış bir bağlantı olduğu şeklinde uyarı vermeli ve anahtarlama sinyalleri kesilmelidir. Güç katında kullanılan anahtarların en sıcak durumda ve iletim anında akaç-kaynak arası direnci 30mΩ olduğu bellidir. Buna göre sistemimiz için en zor koşulda anahtarların akaç-kaynak gerilimi,

$$V_{DS} = 45A \times 30m\Omega = 1,35 V \quad (4.6)$$

olacaktır. Ayrıca sistemimiz için belirlenen ölçütlerin haricinde, seçilen anahtarların 120A akım taşıyabildikleri veri kağıtlarında belirtilmiştir. Buna göre sadece anahtarlar için en zor koşulu düşünürsek,

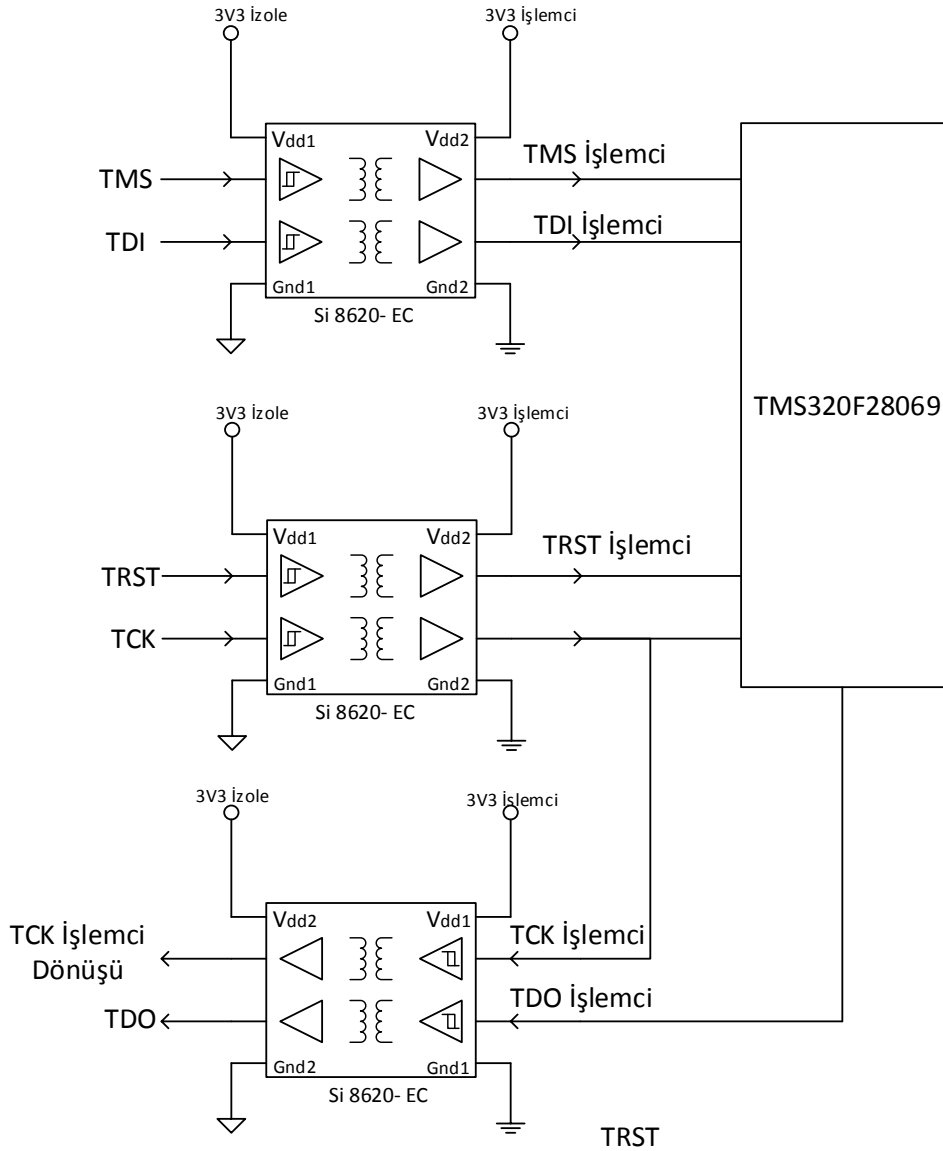
$$V_{DS} = 120A \times 30m\Omega = 3,6 V \quad (4.7)$$

olacaktır. Buna göre kesme sinyali için belirleyeceğimiz referans değeri hem sistemin sürekli olarak korumaya geçmesine sebep olmamalı hem de anahtarların dayanabileceği en zor koşula ulaşmamalıdır. Bu düşünceden hareketle referans gerilimi 1,35 V ile 3,6 V arasında bir değerde 2,5 V olarak seçilmiştir.

Şekil 4.8’de verilen devrenin çalışma ilkelerine daha ayrıntılı bakılırsa, anahtarların akaç-kaynak gerilimlerinin okunması gereken an MOSFETlerin iletimde oldukları andır. Anahtarlar kesime girdiklerinde akaç-kaynak arası görünen gerilim hali hazırda fotovoltaik panellerden gelen yaklaşık 550V değerindeki DA bara gerilimi olacaktır. Buna göre anahtarları süren DGM işaretleriyle uygun bir biçimde çalışan devreye ihtiyaç vardır. Anahtar sürme işareti “YÜKSEK” olduğunda, anahtar iletime girecek ve üzerinden geçen akım ile doğru orantılı olarak bir akaç-kaynak gerilimi oluşacaktır. DGM2 işareti yüksek geldiğinde Şekil 4.8’de “S5” kesime girecek ve 5V yalıtılmış kaynak R1 direnci üzerinden akım geçirip D1 diyotunu iletime sokacaktır. D1 diyotunun iletime girmesi ile A noktasında akaç-kaynak gerilimi, diyotun iletim gerilimi eksiği kadar görülecektir. Fakat asıl istenen akaç-kaynak gerilimini tam olarak U2 olarak adlandırılan işlemsel yükselteç devresi girişinde görmektir. Bu sebeple D1 diyotunun iletim gerilimini sınırlamak için D2 diyotu ters yönde bağlanmıştır. Böylece A noktasında görülen gerilime D2 diyotunun iletim gerilimi de eklenir ve karşılaştırmalı işlemsel yükselteç devresi girişinde tam olarak güç anahtarının akaç-kaynak gerilimi okunur. İşlemsel yükselteç devresi ise bu gelen gerilim değerini 2,5V referans ile karşılaştırır. Eğer akaç-kaynak gerilimi bizim istediğimiz gibi 2,5V değerinden az ise çıkışında “YÜKSEK” işareti üretir ve bu işaret yalıtım tümeşik devresinden geçerek işlemciye “YÜKSEK” olarak gider. Çünkü işlemcinin kesme girişleri “ETKİN DÜŞÜK” olarak çalışmaktadır. Eğer akaç-kaynak gerilimi 2,5V değerini aşıyorsa, karşılaştırmalı devre çıkışında “DÜŞÜK” sinyali üreterek işlemcinin kesme girişini etkinleştirir. Bu bahsedilen işlemler aynı şekilde DGM4 işareti ve S4 anahtarının akaç-kaynak gerilimi okunması esnasında da aynıdır. Böylece sistemdeki iki anahtarın sadece iletim durumlarındaki akaç-kaynak gerilimleri 2,5V ile karşılaştırılarak basit ve kesin bir koruma devresi oluşturulmuştur.

4.2.5 İletişim Devrelerinin Tasarımı

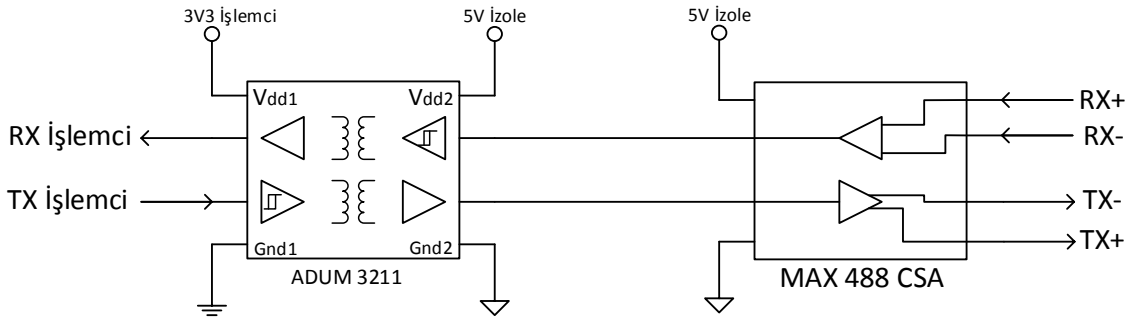
Ana denetim kartı üzerinde bulunan iletişim devreleri işlemcinin evrensel seri veri yolu bağlantısı yardımıyla bilgisayar ile haberleşmesini sağlayan "JTAG" devresini ve büyük bir sistem kurulumu ihtimali için RS-485 seri haberleşme için gerekli devreleri içermektedir. İletişim devrelerinin tasarımında temel prensip olarak yalıtılmış olması düşünüldü. Bu nedenle yüksek hıza sahip optik bağlaç entegreleri kullanılarak dış ortam (Bilgisayar, debugger vs.) ile işlemcinin birbirinden elektriksel olarak yalıtılmış bir biçimde iletişim kurlmaları sağlanmıştır. Şekil 4.9' da JTAG devresi görülmektedir.



Şekil 4.9 JTAG Devresi

Şekil 4.9'da görülen devrede, işlemci tarafı ile dış ortam arasındaki elektriksel yalıtımı sağlamak için Si 8620 isimli tümleşik devreler kullanılmıştır. Kullanım amacı ve çalışma mantığı ADUM 3210 ve ADUM 3211 ile aynı olup çok daha hızlıdır. JTAG bağlantısında daha hızlı veri iletişimi olduğundan bu tümleşik devreler tercih edilmiştir. Ayrıca TCK işareti U1 tümleşik devresinden geçirilip U2 tümleşik devresinden tekrar çıkarılarak "TCK" işareti ile "TCK İşlemci Dönüşü" işareti arasındaki gecikme farkı tespit edilip, bu tümleşik devrelerin gecikmeleri hesaba katılabilmektedir.

Yapılan çalışmalarda kullanılmamakla birlikte, ileride bu sistemin büyük bir evirici sisteminin bir parçası olması ve güneş tarlası uygulamalarında kullanılması ihtimali göz önünde tutularak RS-485 seri iletişim devresi de tasarlanmıştır. Şekil 4.10' da bu devre görülmektedir.



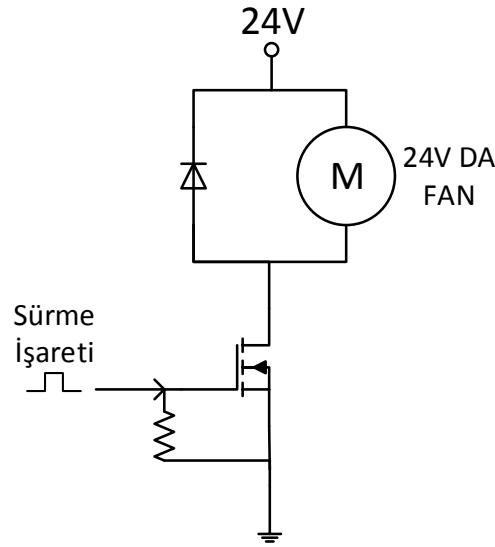
Şekil 4.10 Seri İletişim Devresi

Şekil 4.10'da görülen devrede seri iletişim esnasında işlemci ve dış ortam arasında elektriksel yalıtım için ADUM 3211 tümleşik devresi kullanılmıştır. Seri iletişimi sağlamak için ise MAX488CSA tümleşik devresi kullanılarak diferansiyel işaretler ile daha hassas bir iletişim hedeflenmiştir.

4.2.6 Soğutucu Fan Sürücü Devresi Tasarımı

Güç katı elemanlarının soğutma işlemi için seçilen soğutucuda hava akımını sağlamak için üzerinde bir adet 24V DA gerilim ile çalışan fan bulunmaktadır. İlk başta sistem çalıştığı anda bu fanın çalışması düşünülmüş ve sistem açılır açılmaz doğrudan ana denetim kartı üzerinde bulunan 24 V güç kaynağına bağlanması tasarlanmıştır. Fakat fan motorunun ilk çalışma anında çekeceği yüksek akım

sebebi ile oluşabilecek gerilim düşümleri ve buna bağlı ana denetim kartının kendini açıp kapamaması güç katında kısa devre benzeri hatalara yol açabilir. Ayrıca düşük güç aktarımlarında dahi fan motorunun tam yükte çalışması gereksiz bir güç kaybına sebep olacağından bir MOSFET yardımıyla sürülmesi ve sistemde aktarılan güç ile yani soğuma ihtiyacı ile doğru orantılı bir şekilde çalışması daha uygun görülüp, bir fan sürücü devresi tasarlanmıştır. Şekil 4.11’de fan sürücü devresi verilmiştir.



Şekil 4.11 Soğutucu Fan Sürücü Devresi

Şekil 4.11’de DGM sürme işaretleri yardımıyla fan hızını ayarlayan fan sürücü devresi görülmektedir. Sürme işaretlerinin görev çevrimi değiştirilerek fan dönüş hızı ayarlanabilmektedir. Bu işlem gerek soğutucu sıcaklığının bir duyarga aracılığı ile denetlenmesiyle gerekse sadece aktarılan güç ile ortantılı bir biçimde yapılabilir. Bu noktada daha basit ve harici bir donanımdan kaçınmak adına, aktarılan güç- fan dönüş hızı arasındaki orantı yazılıma eklenerek uygulanmıştır.

4.2.7 Ana Denetim Kartı Giriş Güç Devresi Tasarımı

Sistem denetim katının çalışması için girişte bir adet 24 V gerilim üretebilecek bir güç devresinin olması düşünülmüştür. Bu sistem FV panel dizilerine bağlı çalışacağından ve FV panel dizilerinden gelen DA gerilim haricinde başka bir kaynak kullanılmayacağından, indirici tipte bir güç devresi tasarımı planlanmıştır. Buna göre FV panel dizilerinden gelen nominal 500V gerilimi denetim katında ihtiyaç duyulan 24V gerilime dönüştüren ve de yalıtılmış olması istenen bir çapraz

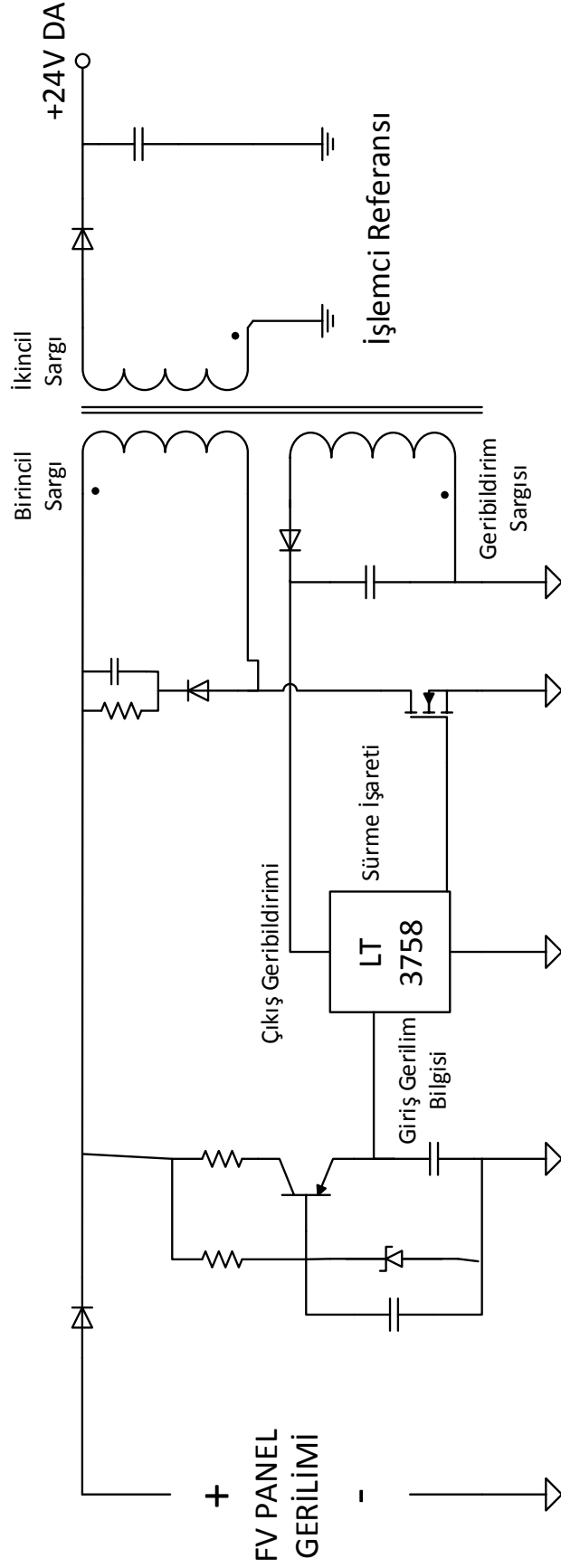
çevirgeç devresi tasarlamıştır. Bu devre tasarlanırken en önemli nokta ise denetim katının güç ihtiyacıdır. Bu güç ihtiyaçlarının değerleri Çizelge 4.6'da verilmiştir.

Çizelge 4.6 Sistem Denetim Kartı Elemanlarının Güç İhtiyaçları

| Denetim Kartı Elemanı | Güç Gereksinimi |
|---|-----------------|
| Anahtar Sürücü Devreleri | 8 W |
| HASS-50 Akım Duyargaları (2 Adet) | 190 mW |
| Soğutucu FAN | 11W |
| Ana Denetim Kartı Elemanları (Pasif Elemanlar ve Tümlleşik Devreler) | 5W |

Çizelge 4.6'da verilenlerin toplamına göre ana denetim kartında bulunacak güç kaynağının en az 25 W güçte olması gerektiği görülmektedir. Bu güç ihtiyacı değişen sıcaklıklara, çalışma koşullarına göre artabilir. Ayrıca ilerleyen çalışmalarda üretilecek olan bu ana denetim kartından beslenmesi gereken röle, ısı duyargası, GLCD ekran, aydınlatma elemanları ve benzeri ekstra ihtiyaçların da doğabileceği göz önünde bulundurulmalıdır. Buna göre tasarımın en az 50 W güç ihtiyacını karşılayacak şekilde yapılması düşünülmüştür.

Tasarımı belirleyen bir diğer etmen ise yalıtım meselesidir. Ana denetim kartının tasarımı aşamasında üzerinde en çok durulan konulardan biri de işlemci ile ilgili olan tüm bölümün güç katından ve dış ortamlardan elektriksel olarak tamamen yalıtılmasıydı ve ana denetim kartını oluşturan tüm devreler bu şekilde tasarlanmış olduğu için, güç ünitesi de yalıtımlı olarak tasarlanmıştır. Bu nedenle 24 V güç kaynağı "çapraz çevirgeç" topolojisiyle gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.12'de tasarlanan 24 V güç kaynağının devre şeması görülmektedir.



Şekil 4.12 Yalıtımlı 24V DA Güç Kaynağı

Şekil 4.12’de verilen devrede genel bir çapraz çevirgeç uygulaması görülmektedir. Buna göre fotovoltaik panel dizilerinden gelen DA gerilim devrenin girişindeki diyottan geçerek çevirgeç için seçilen WÜRTH firmasının bir ürünü olan transformatöre gelerek anahtarlanmaktadır. Seçilen transformatör üç sargıya sahiptir. Birincil ve ikincil sargıya ek olarak çıkış gerilim seviyesini yalıtımlı olarak algılamayı kolaylaştıran bir yardımcı sargı daha mevcuttur. Bu sargı devre şemasında geribildirim sargısı olarak nitelendirilmiştir. Birincil ve ikincil sargı arasındaki sarım oranı ile birincil ve geribildirim sargıların arasındaki oran aynı olduğundan, ikincil sargıda üretilen gerilimin aynısı geribildirim sargısında da oluşmaktadır. Sadece amaç güç üretmek olmadığı için bu geribildirim sargısının karşılayabileceği akım miliamper seviyelerindedir.

Anahtarlama işini S1 isimli bir N-kanal MOSFET yapmaktadır. Anahtarlama işaretleri ise işlemciye ihtiyaç duyulmadan Linear Technology firmasının ürettiği LT 3758 isimli tümleşik devre tarafından üretilmektedir. Tümleşik devrenin önemli temel bağlantıları devre şemasında belirtilmiştir. Bu tümleşik devre giriş gerilimi değerini ve transformatörün geribildirim sargısı sayesinde çıkış gerilim seviyesini algılayarak S1 anahtarını devre çıkışında 24V gerilimi elde edecek şekilde sürmektedir. Böylece çıkış tarafından fiziksel bir bağlantı olmadan, transformatörün geribildirim sargısı sayesinde tamamen yalıtılmış bir şekilde 24 V gerilim elde edilmektedir. Bu yapının çalışma gerilim aralıkları akım- güç özellikleri Çizelge 4.7’de verilmiştir.

Çizelge 4.7 Güç Kaynağı Devresi Özellikleri

| Özellik | Değer |
|------------------------|------------|
| Giriş Gerilimi Aralığı | 100V-1000V |
| Anahtarlama Frekansı | 100kHz |
| Çıkış Gerilimi | 24V |
| Çıkış Akımı | 3A |
| Çıkış Gücü | 72W |

LT3758 tümleşik devresinin şemada gösterilmeyen bağlantılarında anahtarlama frekansını ayarlama, yumuşak başlatma, toprak seviyesi eşleme (senkronizasyon), iç besleme, akım algılama gibi bağlantıları belirtilmemiştir. Uygulamada tüm bu bağlantılar eksiksiz yapılarak Çizelge 4.7'deki değerlere sahip güç kaynağı modeli gerçekleştirilmiştir.

4.3 Ana Denetim Kartının Fiziksel Tasarımı (Baskı Devre)

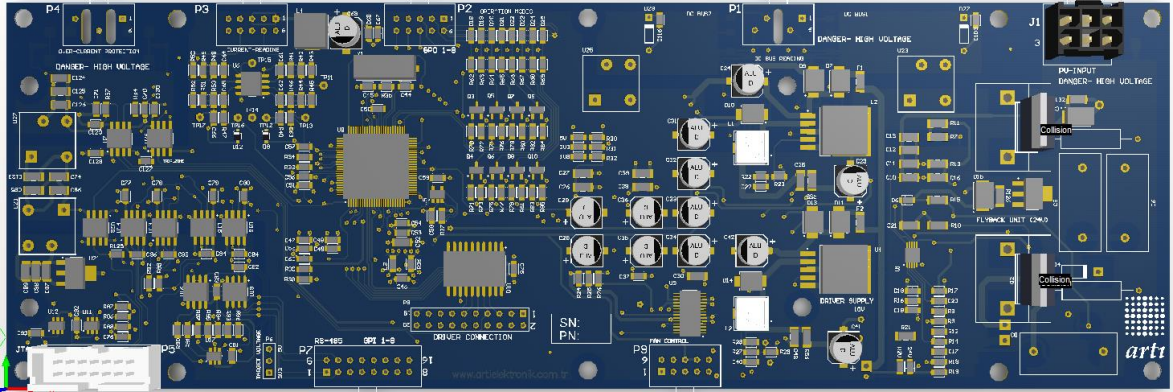
Çalışmanın bu bölümünde, Bölüm 4.2'de hazırlanan şematik tasarımlar fiziksel tasarımlara dönüştürülmüştür. Bu tasarım gerçekleştirilirken dikkat edilen hususlar;

- MOSFET sürücü kartına mümkün olan en kısa mesafeye yerleşim yapılması,
- Giriş gerilimine, yani DA bara kartına yakın olması,
- MOSFETlerin akaç-kaynak arası gerilimlerini hatasız okuyabilmek için MOSFETlere yakın olması,
- Tasarlanacak baskı devre kartına ulaşan gerilimlere göre izolasyonların uygun olması,
- Elektromanyetik gürültüden korunmak için topraklama ve besleme katmanlarının oluşturulması,
- Sistem mekaniği ile uyumlu olmasıdır.

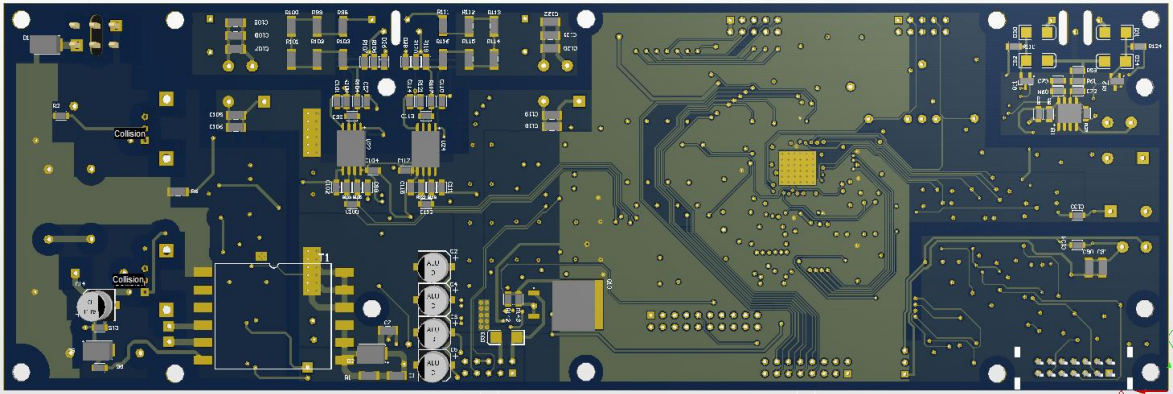
Ana denetim kartı, tasarımı kolaylaştırmak için ve elektromanyetik gürültüden korunmak için dört katman olacak şekilde geliştirilmiştir. En üst ve en alt katmanlar sinyalleri taşıyacak şekilde, bir ara katman besleme gerilimlerini taşıyacak yüzeyler şeklinde, diğer ara katman ise bu beslemelerin referans gerilimlerini (toprak hatlarını) taşıyacak yüzeyler şeklinde tasarlanmıştır. Böylece besleme ve referans gerilimlerini taşıyacak olan yüzeylerin ekranlama etkisinden yararlanılmıştır.

Tasarlanan ve gerçekleştirilen baskı devrenin boyutlarına sistemin mekanik büyük parçalarının boyutlarına göre karar verilmiştir. Bölüm 3.1.6.2'de seçilen soğutucuya uygun bir baskı devre kartı hazırlanmıştır. Soğutucunun üst kısmında güç katının bulunacağı düşünülüp, DGM sinyallerini en kısa şekilde güç katına ulaştırabilmek için soğutucunun yan yüzeyi kart montajı açısından uygun

görülmüştür. Buna göre tasarlanan baskı devre kartı 83mm x 250mm ölçülerinde yapılmıştır. Şekil 4.13 ve 4.14'te bu kartın üç boyutlu görüntüleri verilmiştir.

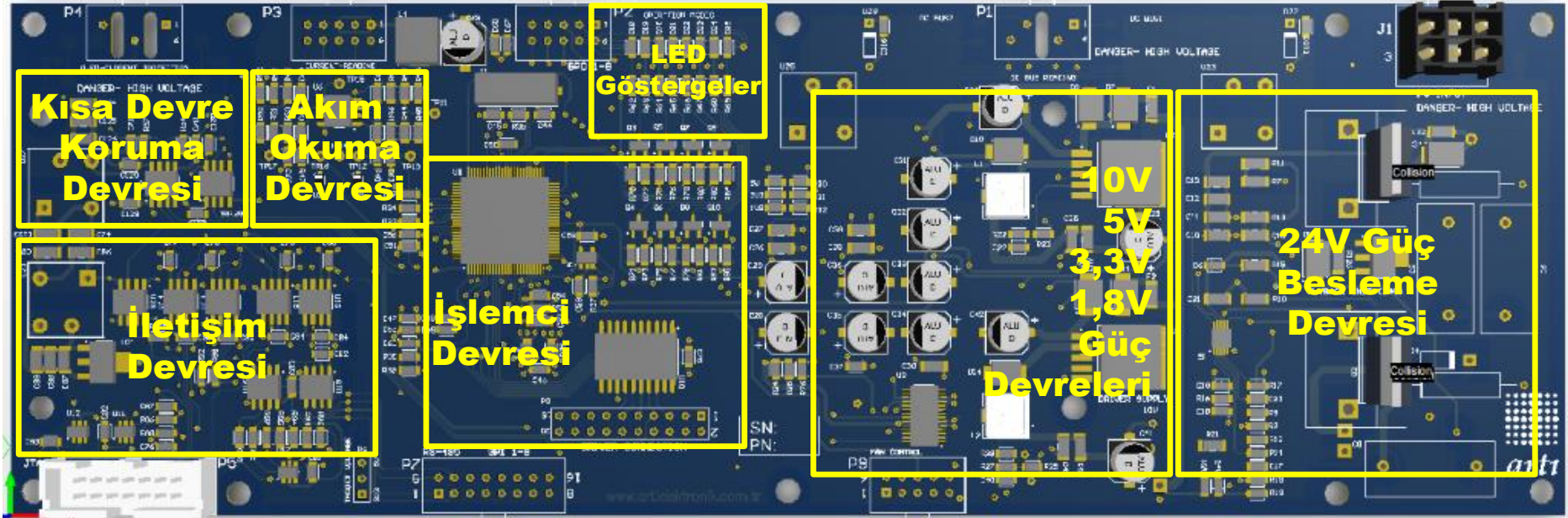


Şekil 4.13 Ana Denetim Kartı Ön Yüzü

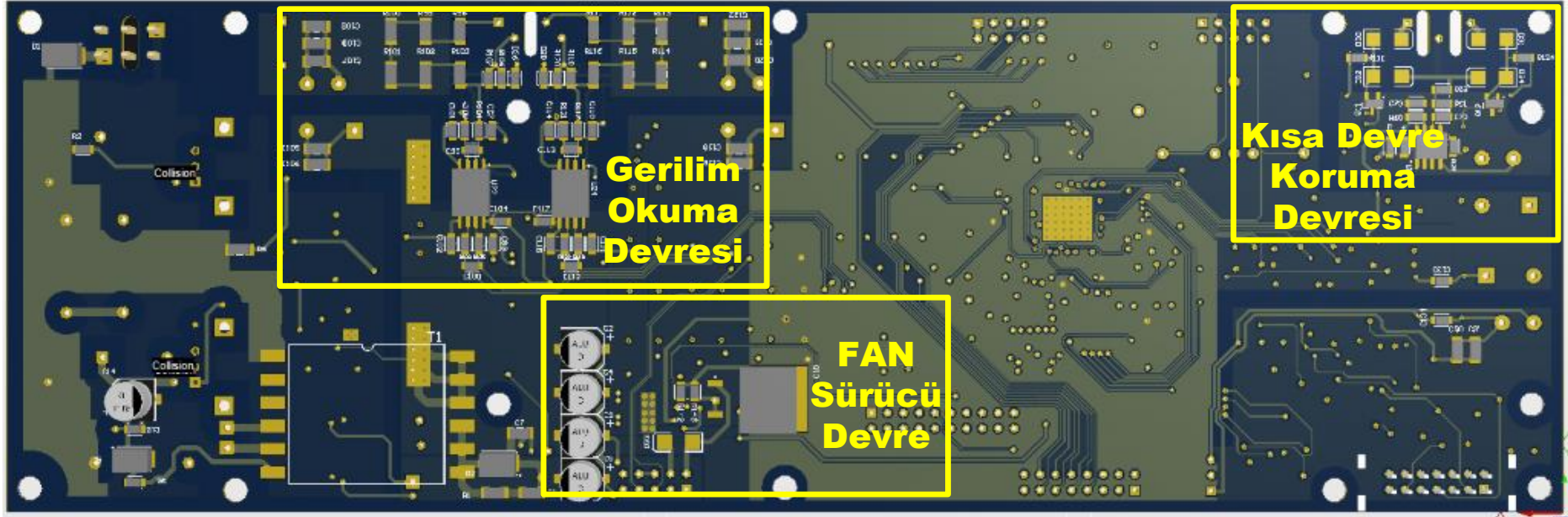


Şekil 4.14 Ana Denetim Kartı Arka Yüzü

Ayrıca, Bölüm 4.2'de tasarımları anlatılan tüm devrelerin kart üzerinde gösterimleri Şekil 4.15 ve Şekil 4.16'da verilmiştir.



Şekil 4.15 Ana Denetim Kartı Ön Yüzdeki İşlevsel Devrelerin Gösterimi



Şekil 4.16 Ana Denetim Kartı Arka Yüzdeki İşlevsel Devrelerin Gösterimi

5. SİSTEMİN MEKANİK TASARIMI VE MONTAJI

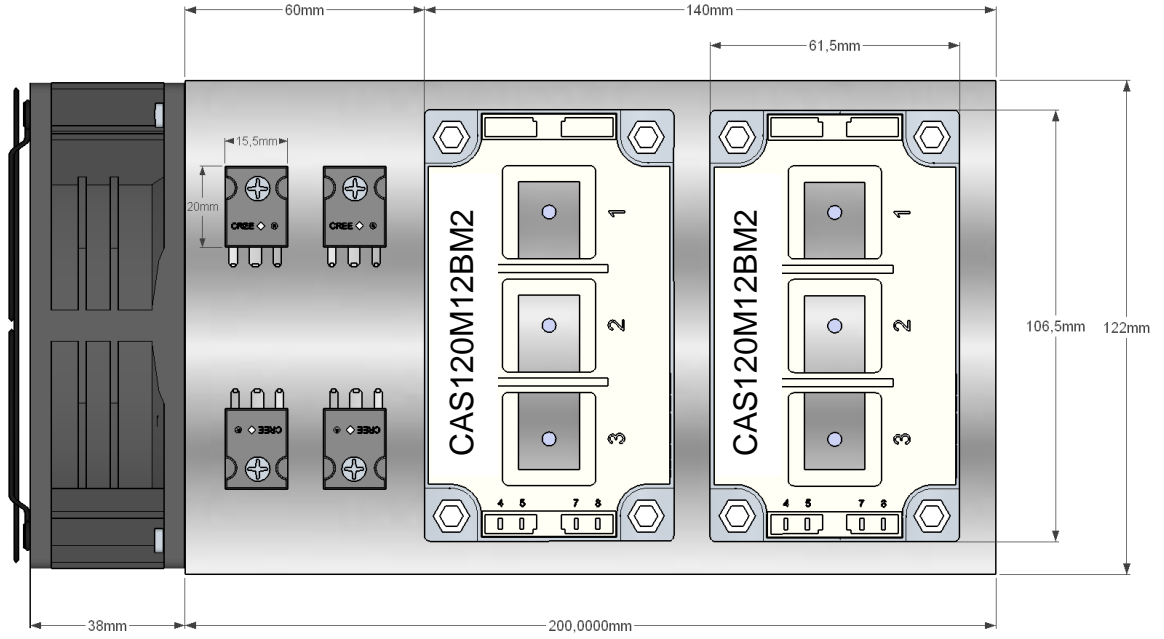
Tezin bu bölümünde daha önceki bölümlerde yapılan tasarım çalışmalarının sonucu sayesinde gerçekleştirilen sistemin mekanik olarak tasarımı ve buna dayalı montajı anlatılmıştır. Mekanik tasarımı en çok belirleyen etken sistemde yer alan büyük ve hantal parçalardır. Buna göre Bölüm 3.1.3'teki hesaplamalara dayalı üretilen yüksek frekans transformatör, Bölüm 3.1.5'te seçilen çıkış kondansatörleri, Bölüm 3.1.6'da belirlenen soğutucu tüm sistemin mekanik boyutlarını belirlemiştir. Ayrıca Bölüm 4.1 ve Bölüm 4.3'te tasarımı yapılan elektronik baskı devrelerin seçilen soğutucuya uyumlu bir şekilde montajı yapılmıştır.

Öncelikle sistemin temel unsuru olan güç katı anahtarları ilgili elektronik devreler ve soğutucudan oluşan ana birim kurulumu yapılmıştır. Sistemde güç aktarımını sağlayan elemanların düzgün bir şekilde soğumasını sağlamak, mekanik tasarımın temel konusunu oluşturmuştur. Ayrıca elektronik devrelerin konumları, güç katı anahtarlarının sürülmesi için gerekli DGM işaretlerinin dışarıdan alacağı tüm gürültülere karşı dayanıklı olması ve sistemin kolay uygulanabilir olması çok önemlidir. Buna göre ilk önce ısınması en fazla olan elemanların soğutucu üzerine yerleşimine bakmakta fayda vardır. Güç aktarımını sağlayan elemanlar giriş güç katı anahtarları olan CAS120M12BM2 kodlu SiC MOSFETlerin ve yüksek frekans transformatörü çıkışında bulunan tam köprü doğrultucu için kullandığımız C4D40120D kodlu SiC Schottky diyotlardır. Bu elemanların seçilen LA-14V isimli soğutucuya yerleşimi Şekil 5.1'de gösterilmiştir.

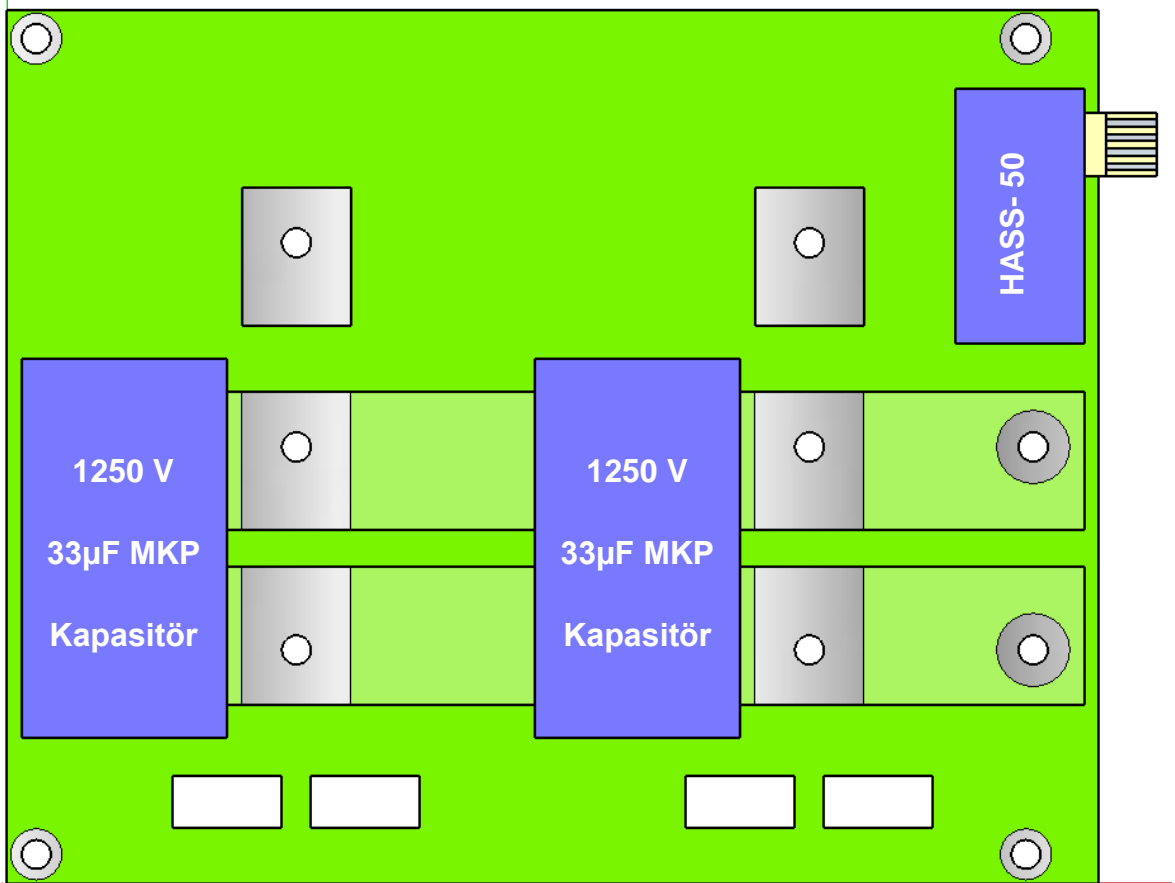
Bölüm 3.1.6'da seçilen soğutucuda güç katı elemanlarının yerleşimi için kullanabileceğimiz yüzey 122mm x 200mm ölçülerindedir. Üstten bakıldığında Şekil 5.1'de görüldüğü üzere yarım köprü MOSFET modülleri soğutucunun 140mm'lik mesafesini, çıkış diyotları ise soğutucunun 60mm'lik mesafesini işgal etmektedir. Seçilen güç katı malzemelerinin veri kağıtlarında belirtilen ölçülere en uygun yerleşim planı bu şekilde olmaktadır. Bu elemanların montajında soğutucu ile temas edilen kısımları için izolatör kağıtlar ve termal macun kullanılmıştır.

Giriş güç katı anahtarları için bir DA bara niteliğinde baskı devre kartı hazırlanmıştır. Bu baskı devre kartı altı katmanlı olup FV panel gruplarından gelen

giriş DA akımını taşımaktadır. Bölüm 3.1.2’de seçilen giriş katı kondansatörleri ve DA giriş akımını ölçen HASS-50 akım duyargası bu baskı devre kartı üzerindedir.



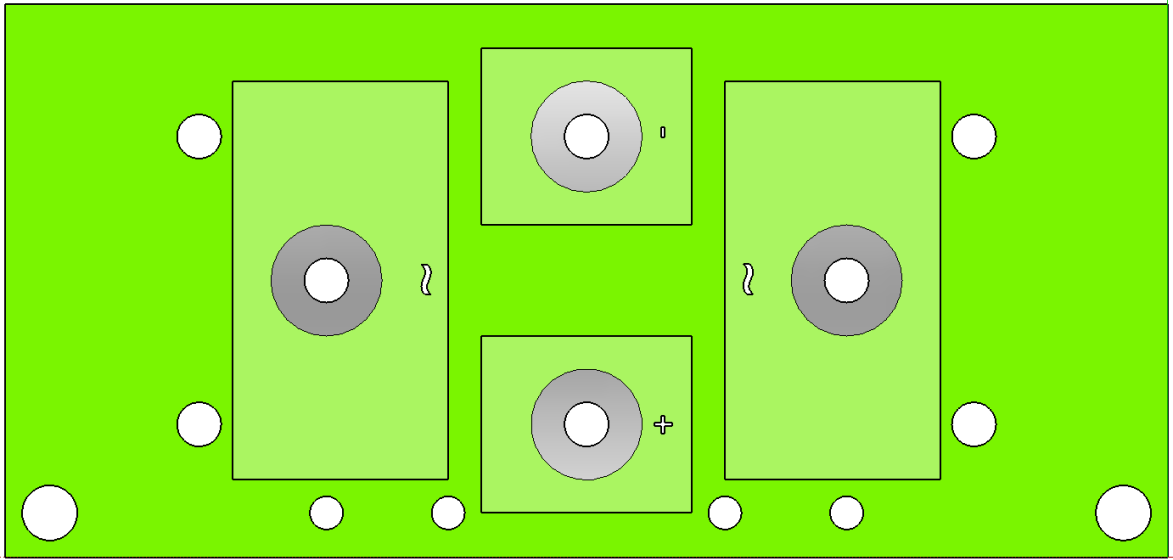
Şekil 5.1 Güç Katı Elemanlarının Soğutucuya Yerleşimi



Şekil 5.2 DA Giriş Akımını Taşıyan Baskı Devre Kartı ve Giriş Kondansatörleri

Şekil 5.2’de gösterilen yüzey en üst yüzey olup, baskı devredeki altı katmanın tamamı aynı şekildedir. Bunun sebebi ise üretimde bakır yüzeylerinin kalınlığının 35 mikron olmasıdır. Altı katman olarak üretildiğinde 210 mikron kalınlığında bir bakır kesit elde edilmektedir. Böylece 45 Amper seviyelerine ulaşan giriş DA akımı taşınabilmektedir.

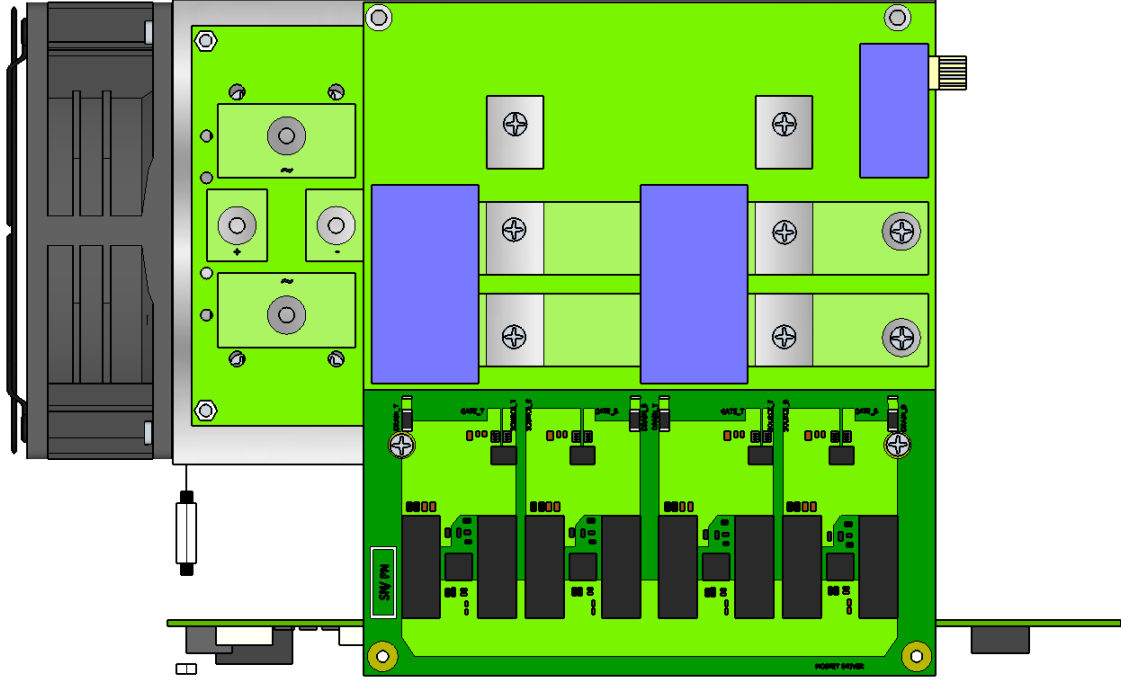
Yüksek frekans transformatörün çıkışında bulunan diyotlar için benzer bir baskı devre daha tasarlanmıştır. Bu devrede altı katmandan oluşmakta ve transformatör çıkışında etkin 30 Ampere kadar ulaşan AA akımı taşımaktadır. Bahsedilen bu diyot doğrultucu kartı Şekil 5.3’te gösterilmiştir.



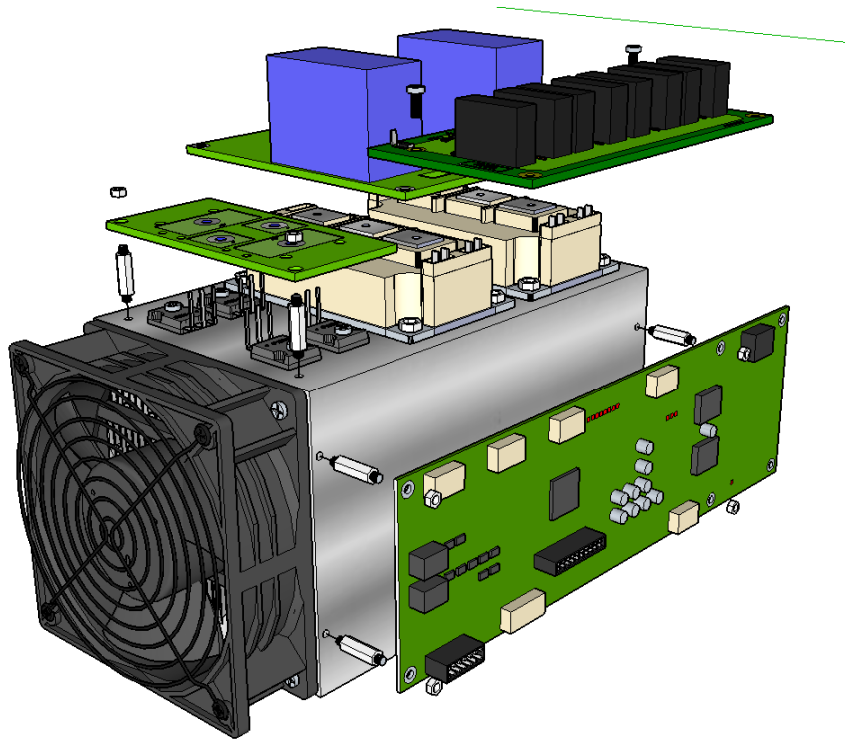
Şekil 5.3 Diyot Doğrultucu Baskı Devresi

Şekil 5.1’de soğutucu üzerinde görülen diyotlar Şekil 5.3’te gösterilen baskı devreye lehimlenerek montajlanmaktadır. Devrenin “+” ve “-” ile ifade gösterilen DA çıkışları ise çıkış filtre kondansatörüne ve yüke bağlanmaktadır.

Bölüm 4.1 ve Bölüm 4.4’te tasarımı tamamlanan MOSFET sürücü devresi kartı ve ana denetim kartı ile beraber sistemin montajı Şekil 5.4’te gösterilmiştir.



(a)



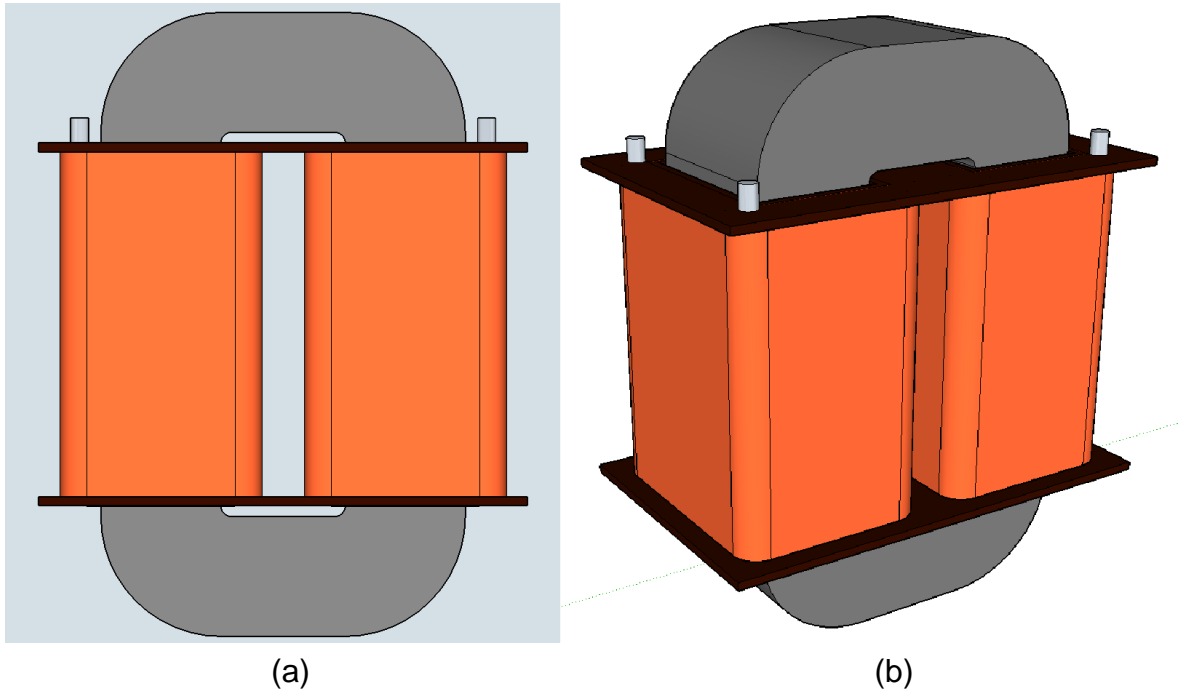
(b)

Şekil 5.4 Soğutucu Güç Katı ve Denetim Katı Montajı

(a) Üstten Görünüş, (b) Perspektif Görünüş

MOSFET sürücü kartı, çıkışları DA giriş akımını taşıyan kart üzerindeki boşluklardan geçerek güç katında bulunan MOSFETlerin kapılarına kavuşacak biçimde monte edilmiştir. Ana denetim kartı ise soğutucunun yan yüzeyine dört adet vida ve kart yükseltici sayesinde sabitlenip, DGM işaretleri sürücü kartına bir konnektör-kablo yapısı ile taşınmıştır.

Sistemdeki yüksek frekans transformatör ise hacim ve ağırlık bakımından mekanik yapıyı etkileyen en önemli parçadır. Bölüm 3.1.3'te seçilen çekirdeğe uygun sarımlar yapılarak hazırlanmıştır. Sarımı yapabilmek için öncelikle çekirdeğe uygun bir karkas tasarlanmıştır. Buradaki amaç transformatör sargıları ile çekirdek arasındaki elektriksel bağlantıyı kesmek ve sargılarda oluşan ısının çekirdeğe aktarılmasını engellemektir. Yüksek frekans transformatörün çekirdeği ve karkası ile sarımının tamamlanmış hali Şekil 5.5'te görülmektedir.

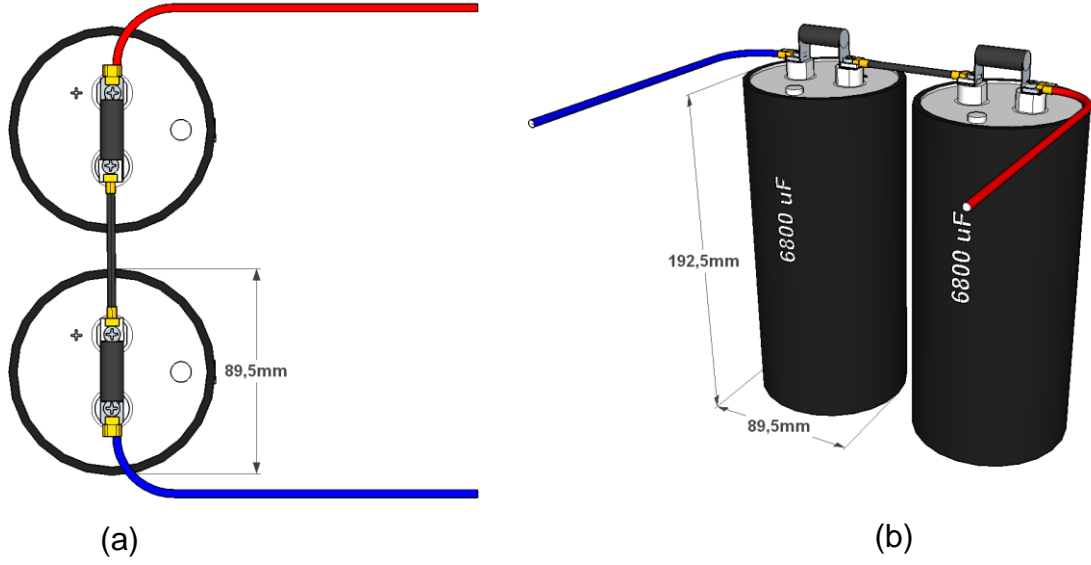


Şekil 5.5 Yüksek Frekans Transformatör

(a) Önden Görünüş, (b) Perspektif Görünüş

Sistemde hantal parçalardan biri olan çıkış filtre kondansatörü ise Bölüm 3.1.5'te seçilmiş olan eşdeğer 3,4 mF değerinde bir sığadır. Bu değeri yakalayabilmek ve 700V DA çıkış geriliminde güvenli bir şekilde çalışmasını sağlayabilmek için EPCOS firmasının 400V gerilime dayanıklı 6,8 mF değerinde iki adet elektrolitik

kondansatörü seri bağlanarak kullanılmıştır. Böylece 3,4 mF sığası olan ve 800 V gerilime dayanıklı bir çıkış kondansatörü elde edilmiştir. Seri bağlı kondansatörlerin gerilim paylaşımını eşit yapmaları için bağlantıda ATE firmasının 22 k Ω değerinde eşitleme dirençleri ihmal edilmemiştir.



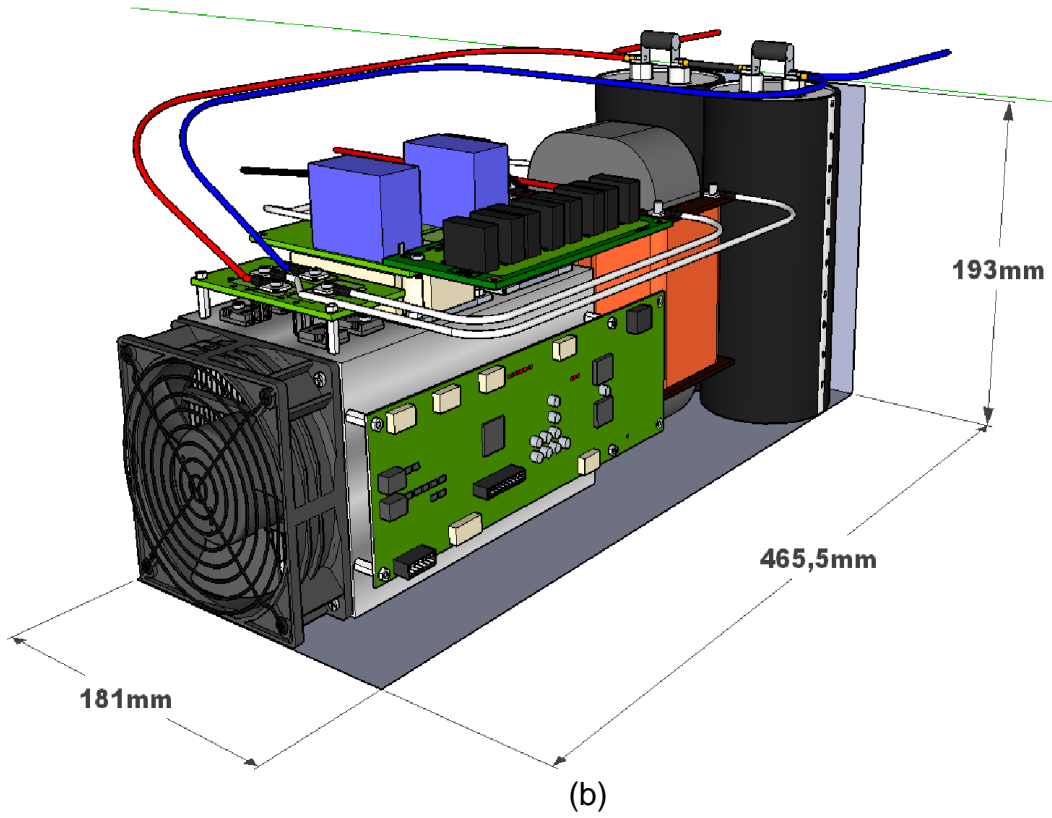
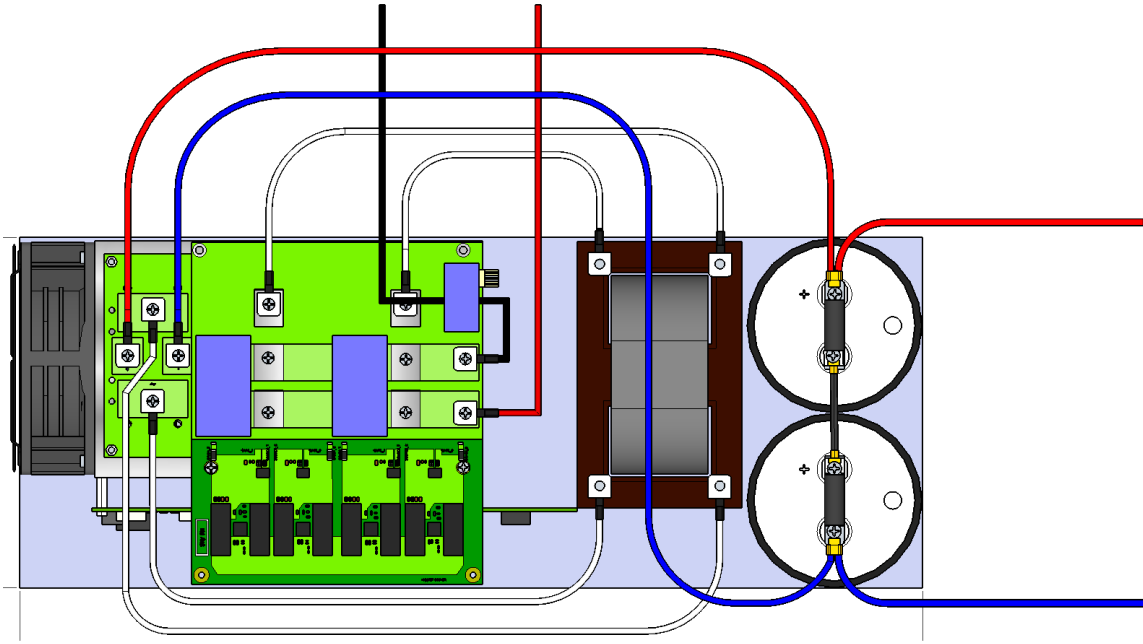
Şekil 5.6 Çıkış Filtre Kondansatörleri ve Bağlantıları

(a) Üstten Görünüş, (b) Perspektif Görünüş

Şekil 5.6'da çıkış filtresi kondansatörlerinin ölçüleri ve bağlantıları gösterilmiştir. Her kondansatör 19,25 cm uzunluğunda ve 8,95 cm çapındadır. Bu değerlere göre her kondansatör yaklaşık 1,21 litre hacim kaplamaktadır.

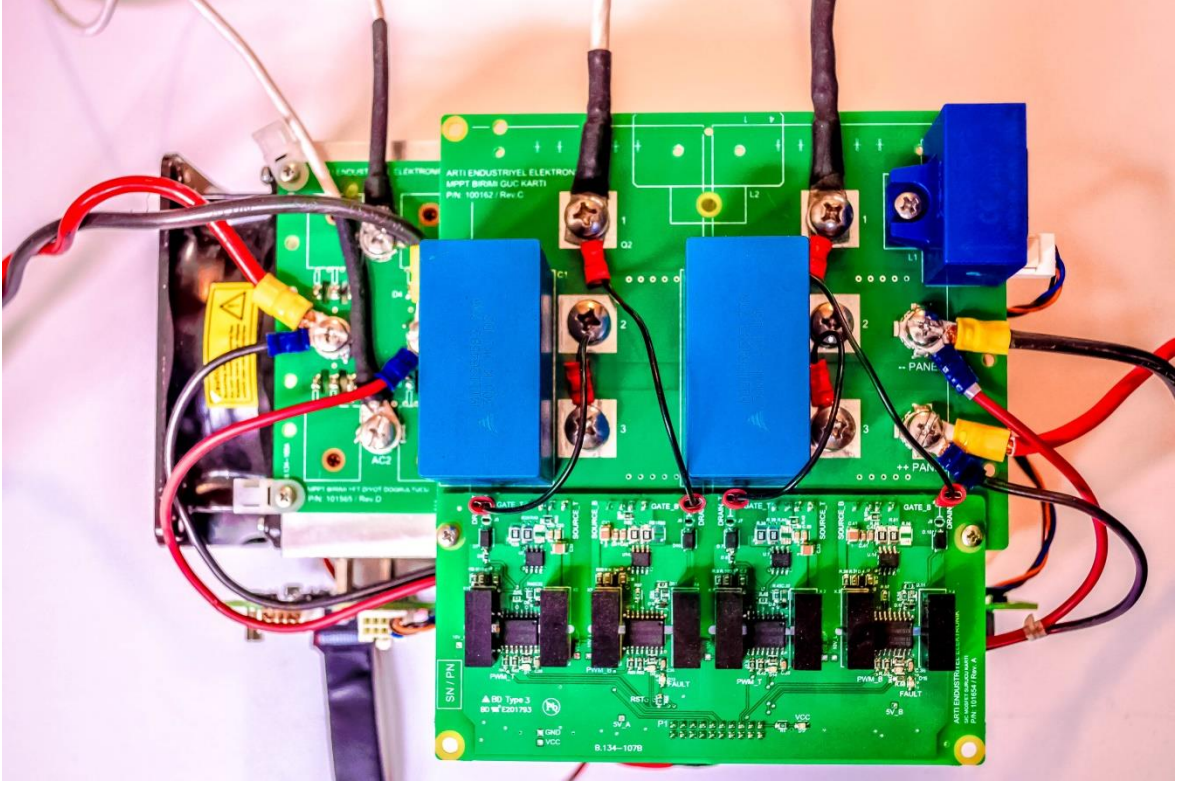
Sistemin bu bölümde bahsedilen temel öğelerinin birleşimi yapılmıştır. Bu sistem elemanlarının bir araya getirilmesi esnasında hacimsel anlamda güç yoğunluğunu arttırabilmek için mümkün olan en kompakt tasarım düşünülmüştür. Gelecekte bu sistemin bir pano veya kutu tasarımının yapılabileceği geri planda gözetilmiştir.

Şekil 5.7'de tahmini kutu yerleşimi verilen sistemin hacmi yaklaşık 16,26 litredir. Bu durumda sistemin güç yoğunluğu yaklaşık olarak 1,23 kW/litre olmaktadır. Giriş-çıkış akımlarının seviyeleri ve sistemin hava soğutmalı olması göz önüne alındığında erişilen bu güç yoğunluğu tatmin edicidir.

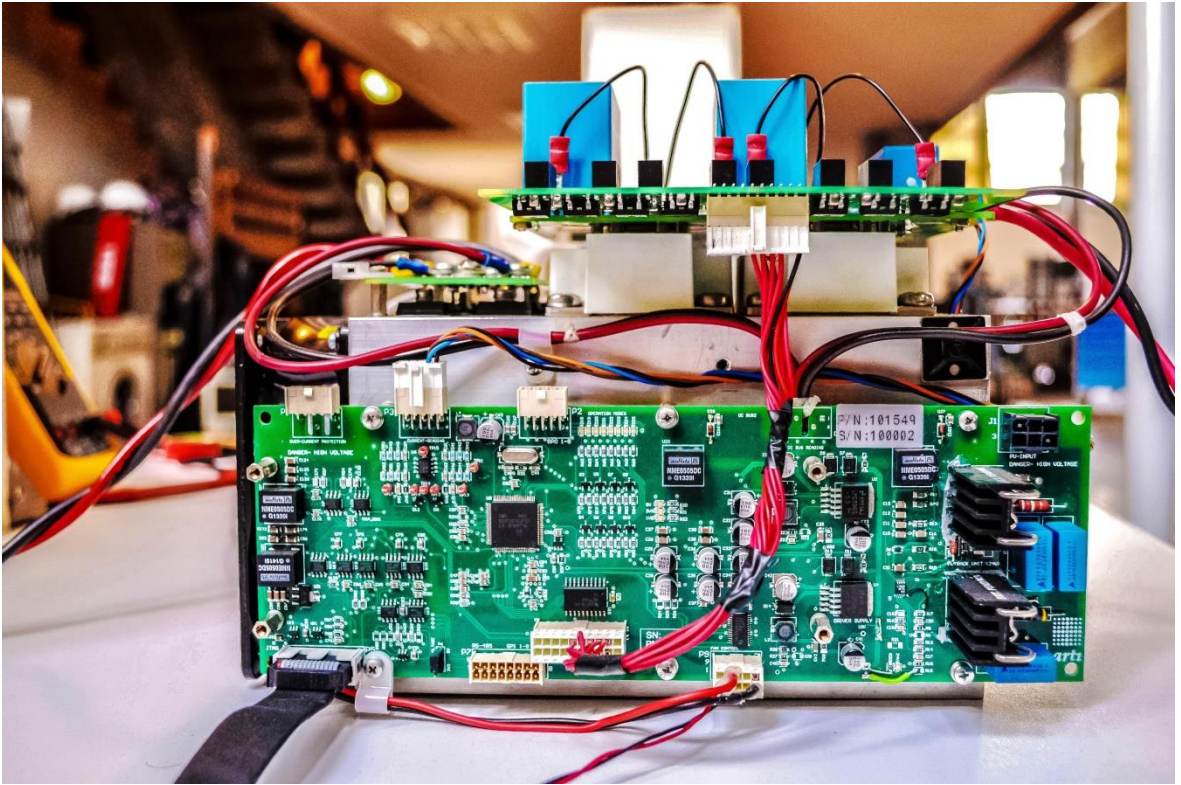


Şekil 5.7 DA-DA Çevirgeç Sistemi Yerleşim Planı

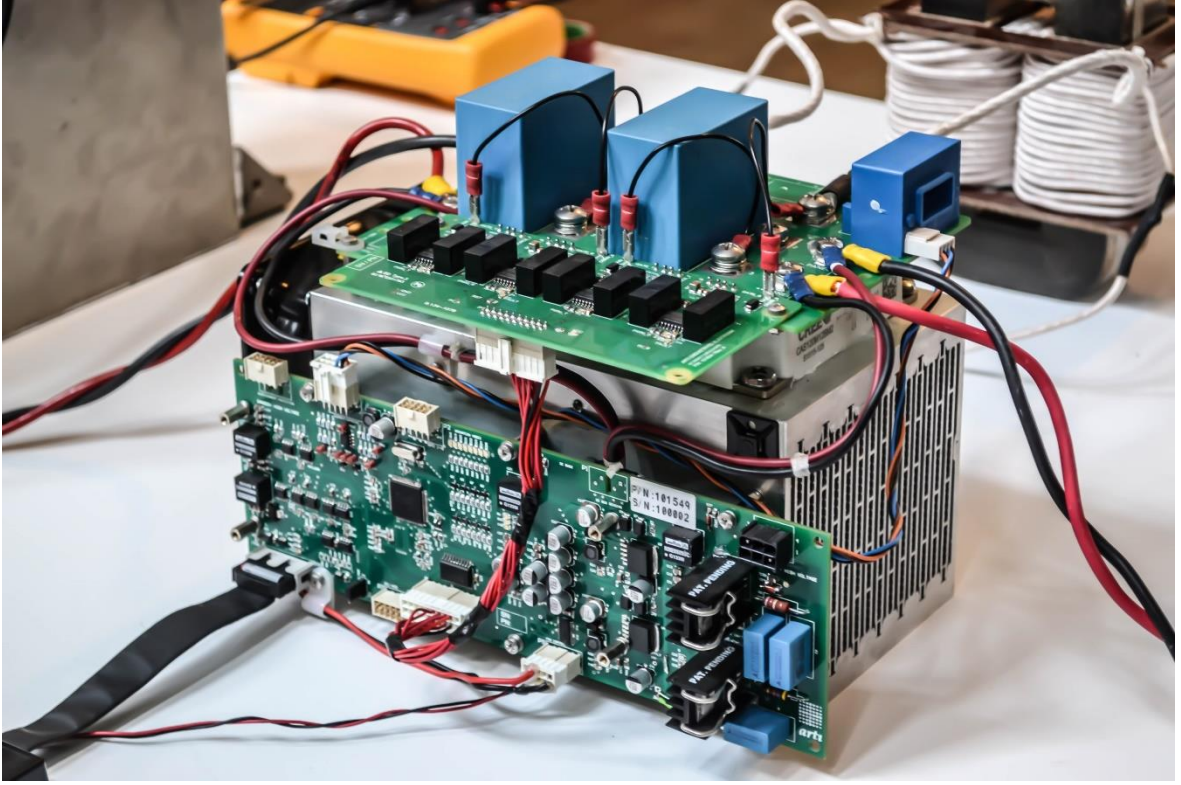
(a) Üstten Görünüş, (b) Perspektif Görünüş



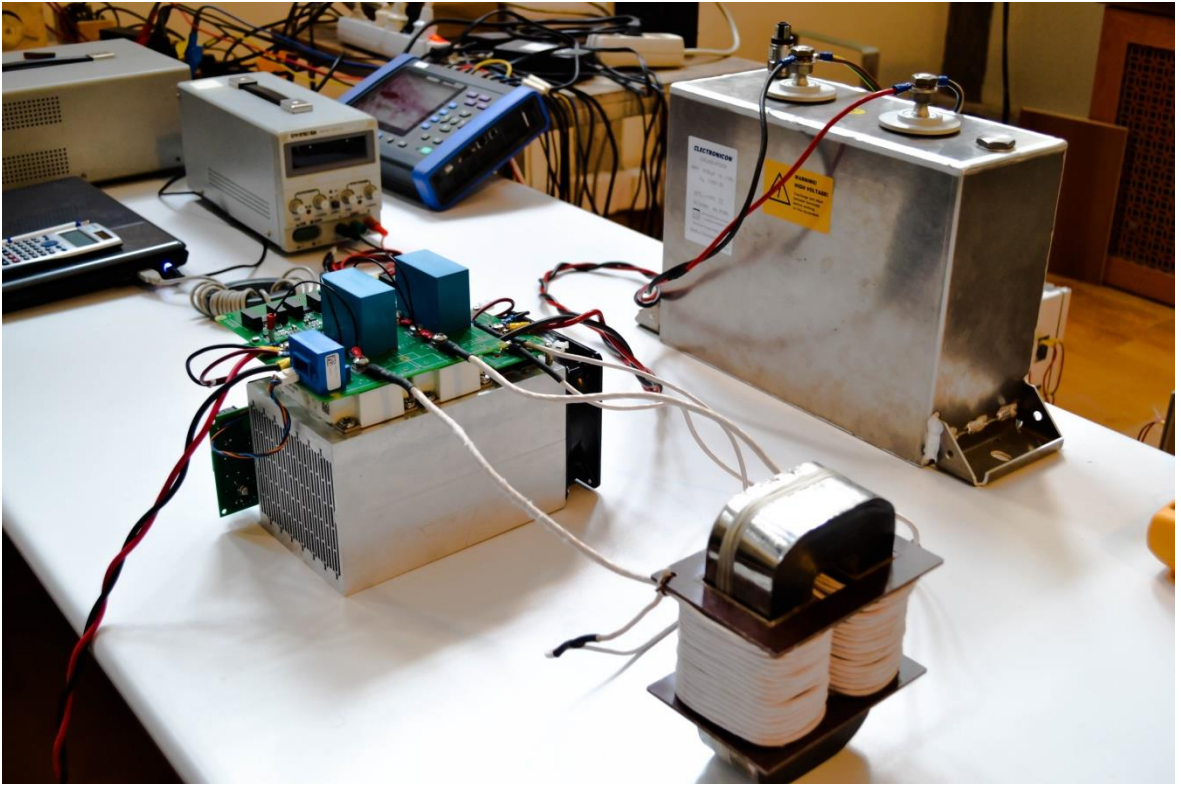
Şekil 5.8 Üretilen DA-DA Çevirgecin Güç ve Kontrol Katı Üstten Görünüşü



Şekil 5.9 Üretilen DA-DA Çevirgecin Güç ve Kontrol Katı Yan Görünüşü



Şekil 5.10 Üretilen DA-DA Çevirgecin Güç ve Kontrol Katı Perspektif Görünüşü



Şekil 5.11 YF Transformatör ve Çıkış Kondansatörü ile Beraber DA-DA Çevirgecin Deney Ortamı

6. SİSTEM YAZILIMININ GELİŞTİRİLMESİ

Tezin bu bölümünde, tasarımı ve üretimi tamamlanmış olan DA-DA çevirgecin yazılımı ile ilgili yapılan çalışmalar anlatılacaktır. Öncelikle Bölüm 6.1’de sistemin giriş- çıkış denklemine uygun olarak çalışmasını sağlayan FKDGK işaretlerinin üretilmesi anlatılacaktır. Böylece yazılımın matematiksel esasları gözden geçirilmiş olacaktır. Bu esaslar aynı bölümde verilen denetim ve güç katının beraber olduğu bir şema ile desteklenip, giriş-çıkış denklemlerine bağlı FKDGK işaretlerinin şekilleri de verilecektir.

Bölüm 6.2’de sistemin fotovoltaiik yapılar da maksimum güç noktası izleyicisi (MGNI) olarak çalışmasını sağlayan temellerden bahsedilecektir. MGNI işlevi fotovoltaiik panel karakteristik denklemleri ile matematiksel temele oturtulup, bu işlevin uygulaması olan yazılımsal algoritmalarından bahsedilecektir. Tasarlanan DA- DA çevirgece en uygun MGNI algoritması seçimi yine bu bölümde yer almaktadır.

Bölüm 6.3’te ise daha önceki bölümlerde elde edilenler ışığında,DA-DA çevirgeç için yapılan yazılımın tüm algoritması verilecektir.

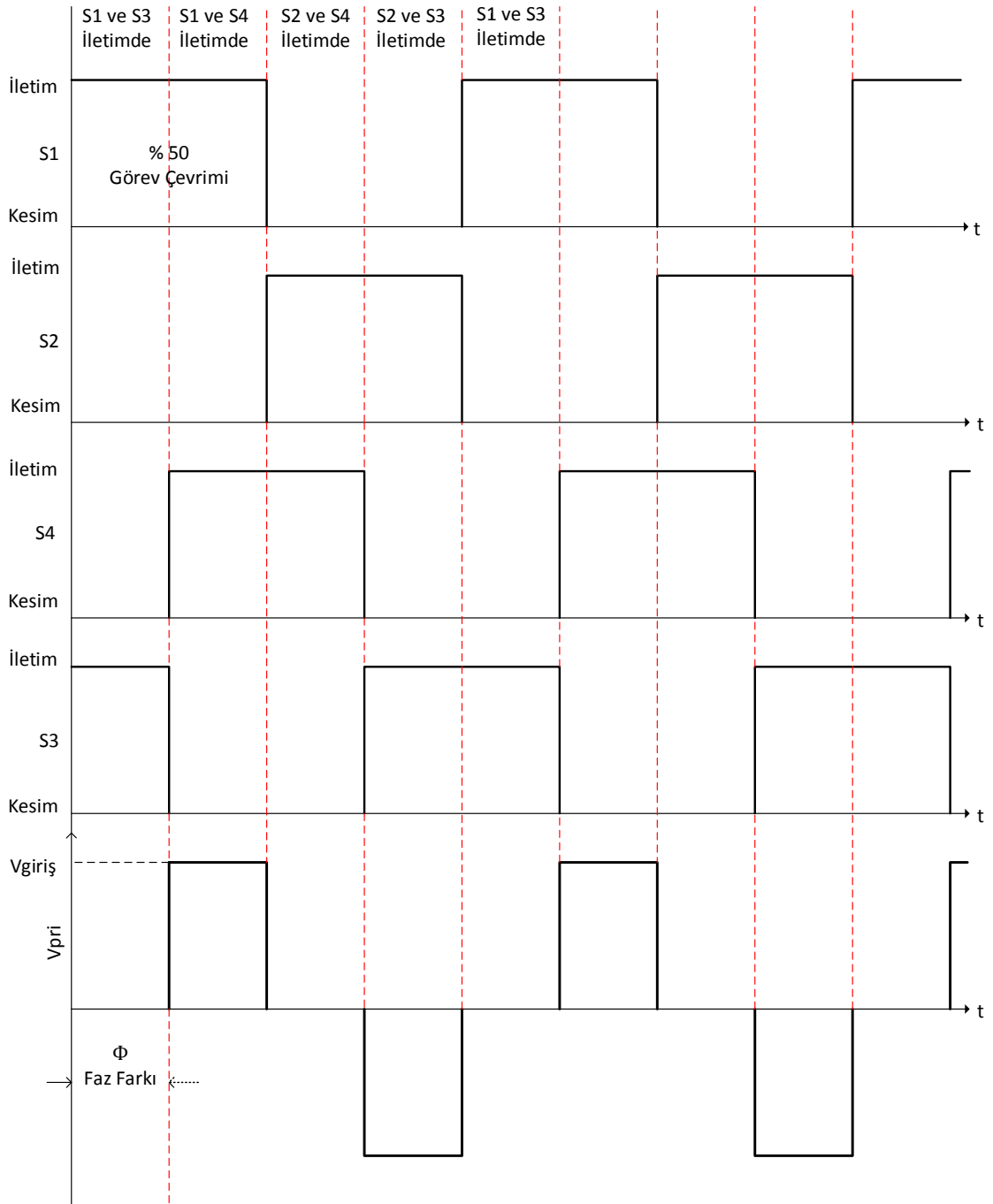
6.1 Yazılımın Esasları

Bölüm 2’de daha önce DA-DA çevirgecin giriş- çıkış denklemleri elde edilmişti. Buna göre temel bağıntımız,

$$V_{çıkış} = \left(1 - \frac{\phi}{180}\right) \times V_{giriş} \times n \quad (6.1)$$

şeklindedir. Bu eşitlikte n transformatör sargı oranı olup, müdahale edebildiğimiz değişken faz farkıdır. FKDGK işaretlerini tekrar hatırlamak için Şekil 6.1’e bakmakta fayda vardır.

Şekilde görülen FKDGK işaretleri dikkatle incelendiğinde S1-S2 ve S3-S4 işaret çiftleri arasında 1800 sabit faz farkı olduğu görülmektedir. Değişken yani geliştirilecek olan yazılım sayesinde ayarlanacak olan faz farkı ise S1-S4 ve S2-S3 arasında görülmektedir. Böylece Denklem 6.1’e uygun olarak çevirgeç çıkışında istenilen gerilim seviyesi sağlanmakta ve istenilen güç aktarımı yapılabilmektedir.



Şekil 6.1 Faz Kaymalı DGK İşaretleri, Transformör Birincil Gerilimi ve Tam Köprü Doğrultucu Çıkışındaki DA Gerilim

Bunu gerçekleştirmek için seçilen işlemci TMS320F28069'da bulunan EPWM (Enhanced Pulse Width Modulation) modüllerinden faydalanılmıştır [34]. Bu EPWM modülleri DGK işaretlerini birbirinden 180° zıt fazlı çiftler halinde üretmekte ve farklı EPWM modülleri de birbirlerine açısal olarak bağlanabilmektedir.

Sistem için gerekli DGK işaretlerini üretirken işlemcinin EPWM1 ve EPWM2 isimli modülleri kullanılmıştır. Her modül kendi içinde A ve B şeklinde zıt fazlı DGK işaret çiftleri üretmekte olup tüm bu işaretlerin başlangıç anları eşittir. Buna göre Şekil6.1’de görülen FKDGK işaretleri, S1 EPWM1.A, S2 EPWM1.B, S4 EPWM2.A, S3 EPWM2.B şeklinde düzenlenip EPWM1 ve EPWM2 modülleri arasında değişken ϕ faz farkı oluşturulmuştur.

İşlemci tarafından üretilen DGK işaretlerinin frekansı 20 kHz olup bu değer 50 μ s periyot süresine denk gelmektedir. Yazılımda tüm periyot süresinin karşılığı 2048 olarak belirlenmiştir. Öte yandan faz farkı açısından bakıldığında ise tüm periyot 360^0 dereceye denk gelmektedir. Yani her derece 138 ns etmektedir ki bu da yazılımda sayısal olarak 5,65 değerine karşılık gelir. Bu şekilde oldukça hassas faz ayarı yapılabildiği açıktır. Bir başka açıdan bakarsak yazılımda 0,175 derecelik hassasiyetle faz ayarı yapılabilmektedir. Çevirgecin giriş-çıkış ifadesi olan Eşitlik 6.1’i faz farkını yalnız bırakacak şekilde tekrar düzenlersek,

$$\phi = 180 \left(1 - \frac{V_{çıkış}}{n \times V_{giriş}} \right) \quad (6.2)$$

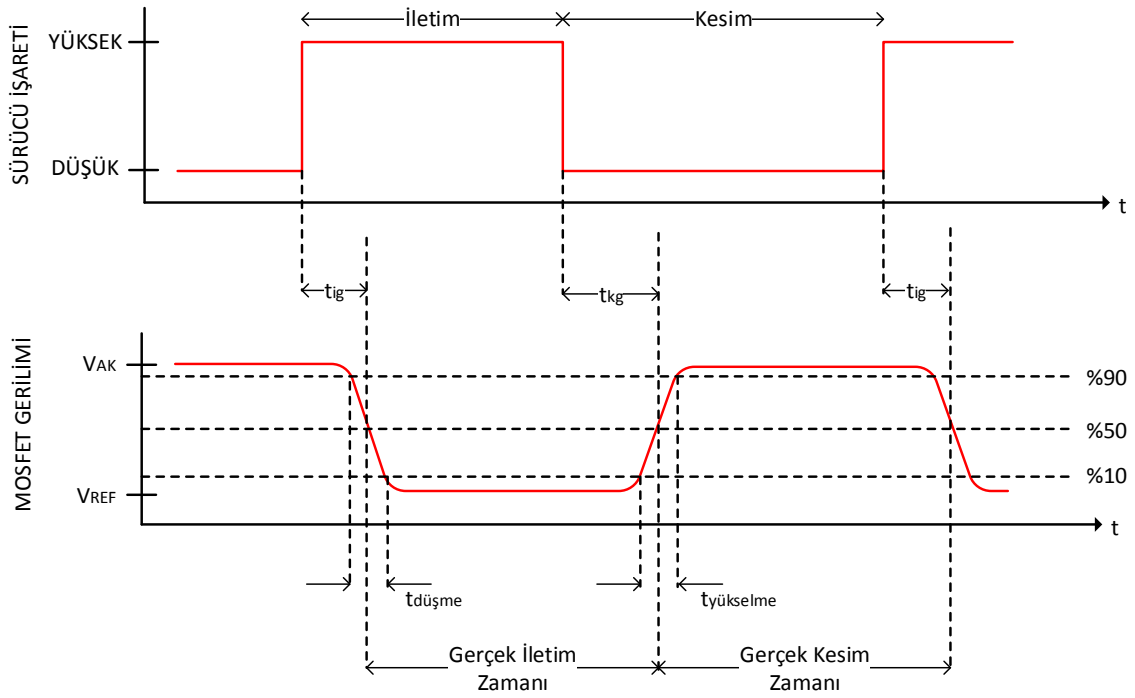
olacaktır. Fakat burada faz farkı derece cinsindedir. Yazılımda ise her derece 5,65 değerine denk gelmekte ve 180 derecelik faz farkı 1024 sayısına karşılık gelmektedir. Buna göre Eşitlik 6.2yi yazılım açısından tekrarlırsak,

$$N_{FAZ} = 1024 \times \left(1 - \frac{V_{çıkış}}{n \times V_{giriş}} \right) \quad (6.3)$$

şekline gelecektir. Eşitlikteki N_{FAZ} yazılımda faz farkına denk gelen sayısal değerdir. Bu denkleme bakıldığında FKDGK işaretleri arasındaki faz farkını oluşturmak için, çevirgecin giriş gerilimini ve çıkış gerilimini Bölüm 4.2.2’de anlatılan gerilim okuma devreleri aracılığı ile ölçmek yeterli olacaktır. Fakat ileride maksimum güç noktası izleyicisi ile ilgili konu açıklandıktan sonra akım ölçme zorunluluğu da anlatılacaktır.

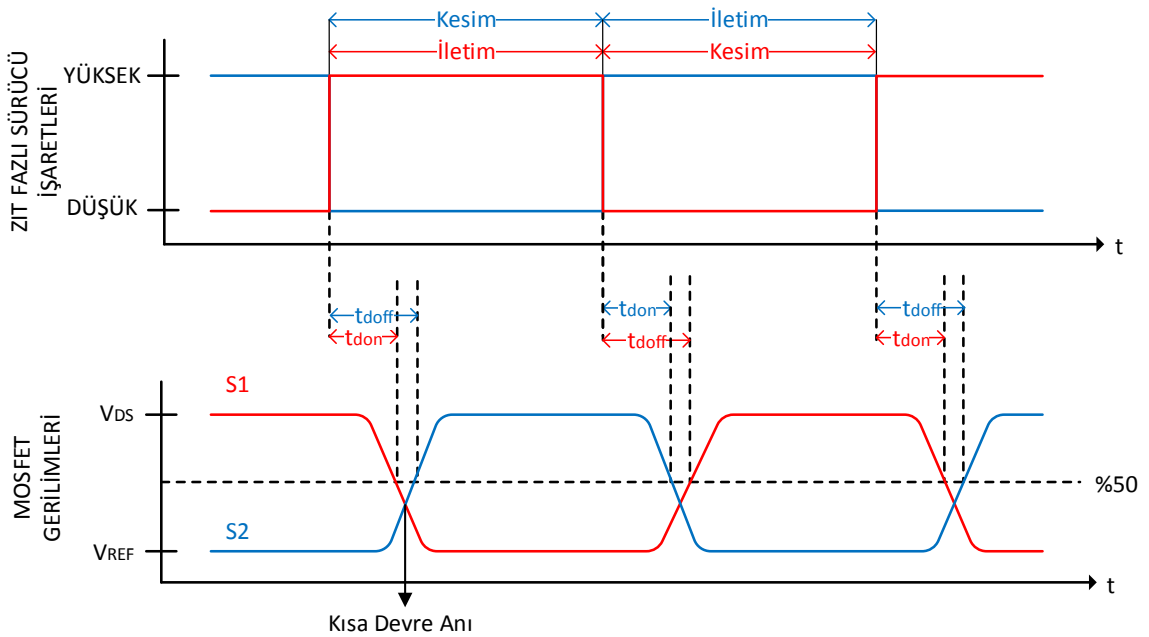
Ayrıca, bir diğer önemli nokta aynı EPWM modülünün ürettiği zıt fazlı DGK işaretleri arasında ölü zaman olması zorunluluğudur. Zıt fazlı olan DGK işaretleri arasında ölü zaman olmadığı takdirde, MOSFETlerin iletme ve kesime geçerken oluşturduğu gecikmelerin etkisiyle kısa devre kaçınılmazdır. Bu durumun daha iyi

anlaşılabilmesi için Şekil 6.2’de MOSFET anahtarların sürücü işaretlerine olan tepkisi ve gecikmeleri görsel olarak tarif edilmiştir.



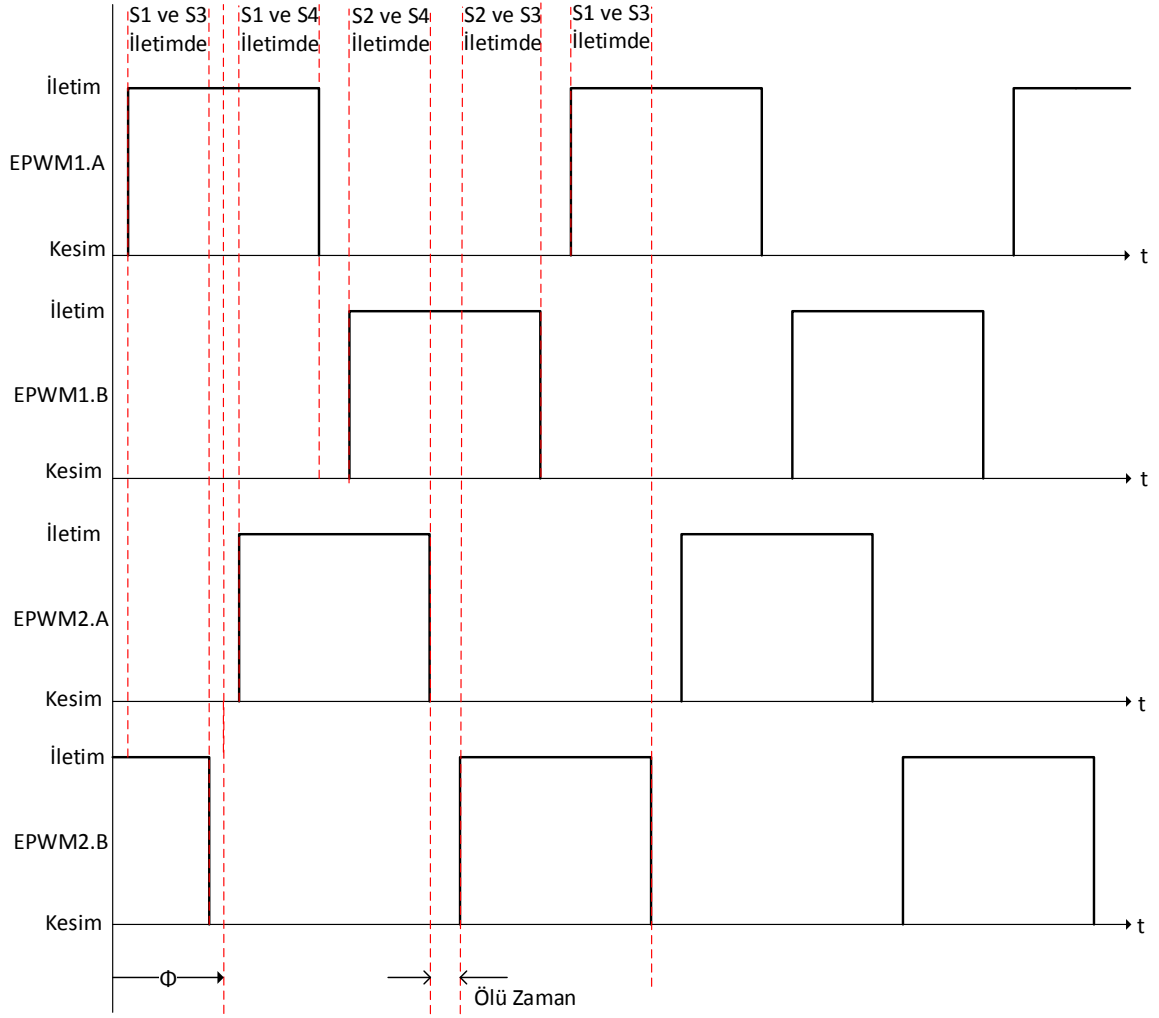
Şekil 6.2 Sürücü İşaretine Karşılık MOSFET Gerilimi

Şekil 6.2’ de tarif edilen durum dikkate alındığında zıt fazlı DGK işaretleri arasında ölü zaman gerekliliği açıktır. Ölü zamanın olmadığı durum Şekil 6.3’te görsel olarak tarif edilmiştir.



Şekil 6.3 Zıt Fazlı DGK Sinyalleri Arasındaki Ölü Zamanın Olmadığı Durum

Şekil 6.2 ve Şekil 6.3'te görsel olarak tarif edilen nedenlerden ötürü oluşacak kısa devreleri engellemek için, zıt fazlı DGK işaretleri arasında MOSFETlerin iletim-kesim gecikmeleri ile yükselme ve düşme zamanları toplamları kadar ölü zaman bırakılmalıdır. Buna göre tekrar düzenlenen EPWM modüllerinin işaretleri Şekil 6.4'te verilmiştir.



Şekil 6.4 EPWM Modülleri İşaretleri ve Aralarındaki Ölü Zaman

Şekil 6.4'te gösterilen ölü zaman süresi MOSFETlerin katalog verilerinde bulunan iletim-kesim gecikmeleri ile yükselme-düşme zamanlarına göre hesaplanmıştır. Çizelge 6.1'de bu süreler verilmiştir.

Çizelge 6.1 MOSFET Anahtar Gecikmeleri [26]

| Kısaltma | Açıklama | Değer |
|--------------|-----------------------|-------|
| $t_{d(on)}$ | İletim Gecikme Süresi | 38ns |
| t_r | Yükseliş Süresi | 34ns |
| $t_{d(off)}$ | Kesim Gecikme Süresi | 70ns |
| t_f | Düşüş Süresi | 22ns |

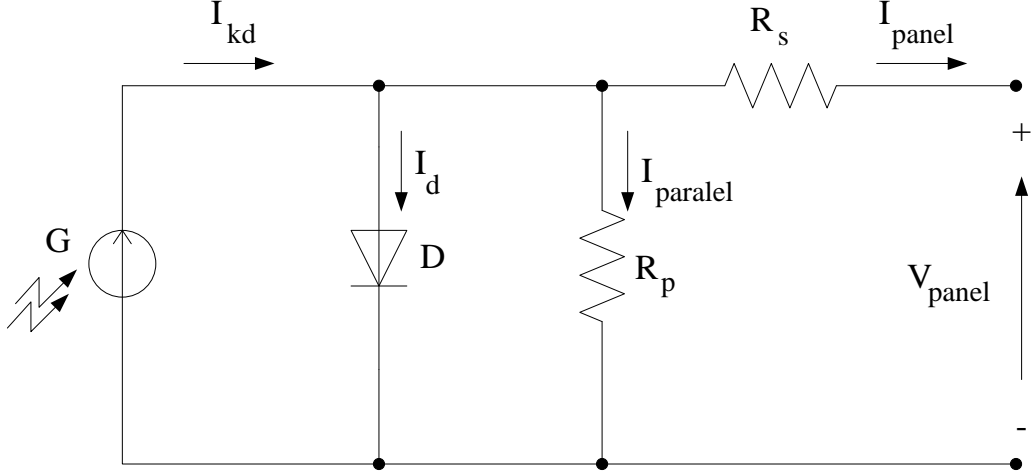
Çizelge 6.1’de belirtilen verilerin ışığında ölü zaman tüm bu sürelerin toplamı olacak şekilde en az 164 ns seçilmelidir. Bir miktar daha güvenlik payı ile beraber yazılımda bu süre 200 ns olacak şekilde ayarlanmıştır.

6.2 Maksimum Güç Noktası İzleyicisi (MGNİ) Tasarımı

Bu bölümde DA-DA çevirgecin fotovoltaiik sistemlerde maksimum güç noktası izleyicisi olarak kullanılması için matematiksel ve fiziksel temeller anlatılacaktır. Bunun için öncelikle çalışmalarda kullanılan fotovoltaiik panellerin karakteristikleri incelenip, sistemin MGNİ olarak çalışmasını sağlayacak yazılım algoritmaları karşılaştırılacaktır. Bu karşılaştırmanın sonucunda elde edilen kazanımlara göre bir algoritma seçimi yapılacaktır.

6.2.1 Fotovoltaiik Panel Karakteristikleri

Şekil 6.5’te fotovoltaiik panelin eşdeğer devresi verilmiştir. Panelin ürettiği elektrik enerjisi, gerilim bağlı bir akım kaynağı olarak modellenmiştir. Şekilde gösterilen I_{kd} akımı hücre üzerine düşen foton miktarı yani ışınım şiddeti ile artmaktadır. Fotovoltaiik panel gövdesinin yarı iletken malzeme yapısında olmasından dolayı gövde bir diyot gibi modellenmiştir. Çıkışta görülen seri direnç R_s yarıiletken malzeme direnci ve hücre yapılarının bağlantılarından kaynaklanan dirençlerin toplamıdır. R_p olarak adlandırılan paralel direnç ise çok ince katmanlardan oluşan ince film yapısına sahip malzemelerde katmanlar arasında ve hücre çevresinde oluşan dirençlerin toplamıdır [3].



Şekil 6.5 Fotovoltaik Panel Eşdeğer Devresi [3]

Şekil 6.5'ten görüldüğü üzere bir fotovoltaik panelin akımı, kısa devre akımı ile diyot üzerinden geçen akımın farkına eşittir. Böylece;

$$I_{panel} = I_{kd} - I_d \quad (6.4)$$

$$I_d = I_o \left(e^{\frac{qkt \times V}{a \times c}} \right) \quad (6.5)$$

olmaktadır. Burada I_o diyot doyma akımı olup ifadesi;

$$I_o = I_{kd} \times \left(e^{\frac{qkt \times V_{ad}}{a \times c}} \right) \quad (6.6)$$

şeklindedir. Karakteristik eşitliklerde kullanılan terimler Çizelge 6.2'de verilmiştir. Verilen eşitliklere göre panel akımını seri ve paralel bağlı panel sayısına göre yeniden yazacak olursak;

$$I_{panel} = (N_p \times I_{kd}) - \left[N_p \times I_o \times \left(e^{\frac{qkt \times V}{a \times c \times N_s}} - 1 \right) \right] \quad (6.7)$$

ifadesi elde edilir. Bu ifade ile panel gerilimi ile akımı arasındaki karakteristiği modellemiş oluyoruz.

Büyük çoğunlukla ışınım şiddetine göre değişen panel kısa devre akımı ise;

$$I_{kd} = I_{kdp} \times \left(\frac{Am}{1000} \right) \quad (6.8)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Fotovoltaik panelin açık devre gerilimi ise ışınım miktarından çok az etkilenmekle birlikte genel olarak panel sıcaklığı ile değişmektedir. Panel açık devre geriliminin (V_{ad}) sıcaklık ve ışınım şiddeti ile değişimini temsil eden ifadesi şu şekildedir;

$$V_{ad} = V_{adp} - \left(e^{\frac{1000-Am}{1000}} - 1 \right) - \left[(T_c - 25) \times 0.226 \right] \quad (6.9)$$

Çizelge 6.2 Fotovoltaik Panel Karakteristiği Terimlerinin Tanımı

| Kısaltma | Açıklama |
|----------------|--|
| Am | Işınım Şiddeti, (0 ~ 1000 W/m ²) |
| q/kt | Sabit Katsayı, 38.66 |
| a | Diyot İdealitesi, 2.58 |
| c | Hücre Sayısı, 116 |
| N _s | Seri Bağlı Panel Sayısı |
| N _p | Paralel Bağlı Panel Sayısı |

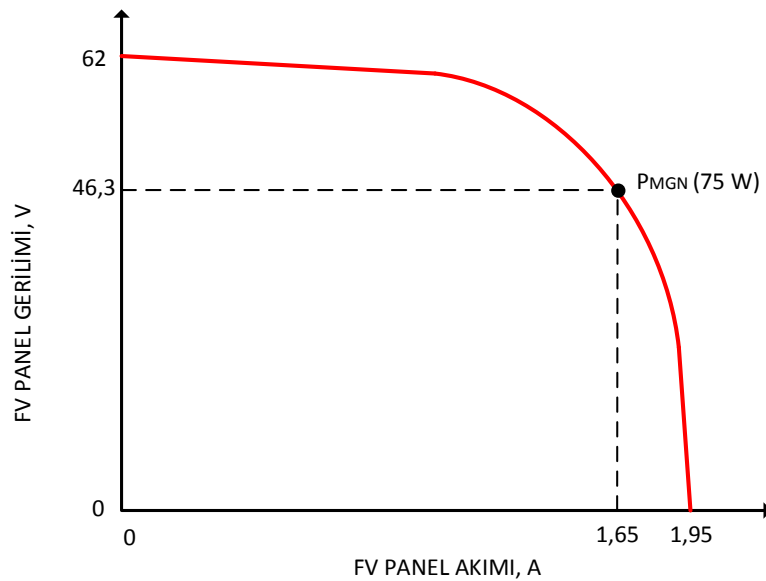
Bu ifadelerde yer alan 'Am' değeri ışınım değeri olup bu değer birim metrekare başına düşen güneş ışığının güç değerini göstermektedir ve genellikle bulunan coğrafi alana göre 0 ila 1000 W/m² arasında bir değer almaktadır. Diğer bir sabit olan 'q/kt' Boltzman katsayısı, birim elektron yükünün birim sıcaklık değerlerine oranından elde edilen bir katsayıdır.

Diyot idealitesini gösteren 'a' sayısı her panel için farklı değerde olup bu çalışmada kullanılan ince film teknolojisi yapısındaki fotovoltaik panel için 2.58 olarak belirlenmiştir. Hücre sayısı 'c' yine her panele göre değişiklik gösteren ve bir paneldeki toplam hücre sayısını belirtmektedir. Paneller yüksek güç sağlamak amacıyla seri ya da paralel olarak bağlanabileceğinden seri ve paralel bağlı panel sayısı sırasıyla 'N_s' ve 'N_p' olarak gösterilmiştir. Eşitlik 6.9'da kullanılan '0.226' katsayısı yine ince film panel teknolojisi için sıcaklıkla değişim için belirlenmiş sabit bir katsayıdır. I_{kdp} ile V_{adp} değerleri ise sırası ile panel kısa devre akımı ve panel açık devre gerilimini göstermektedir. Bu çalışmada kullanılan ince film teknolojisi ile üretilmiş fotovoltaik panele ait karakteristik özellikler Çizelge 6.3'te verilmiştir.

Çizelge 6.3 Calyxo CX3-75 İnce Film Fotovoltaik Panel Teknik Özellikleri [25]

| Kısaltma | Açıklama | Değer |
|------------------|--|--------|
| P _{mgn} | FV panel maksimum gücü | 75 W |
| V _{mgn} | FV panelin maksimum güç noktası gerilimi | 46,3 V |
| I _{mgn} | FV panelin maksimum güç noktası akımı | 1,65 A |
| V _{ad} | FV panelin açık devre gerilimi | 62 V |
| I _{kd} | FV panelin kısa devre akımı | 1,95 A |

Çizelge 6.3'te verilen değerler karakteristik denklemlerinde işlendiğinde Şekil6.6'da belirtilen eğri ortaya çıkmaktadır.



Şekil 6.6 Calyxo CX3-75 için Gerilim-Akım Eğrisi (1000 W/m²) [25]

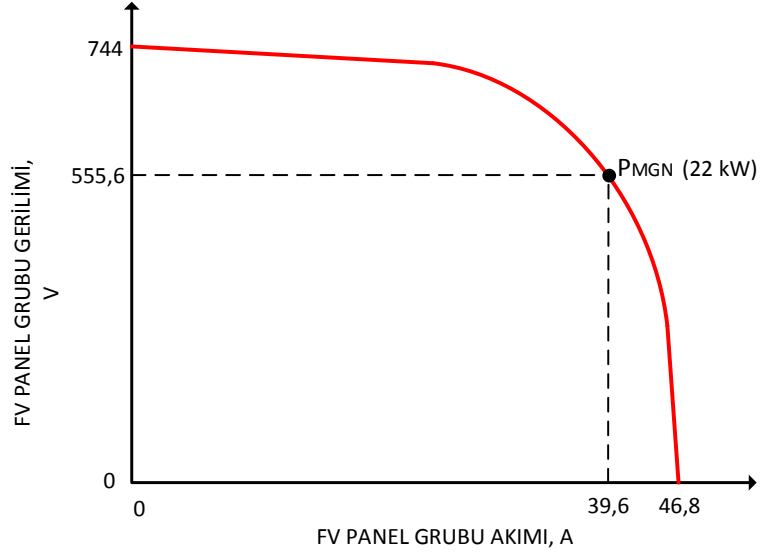
Tasarlanan DA-DA çevirgecin tam yükte denemelerinin yapılabileceği FV panel grubunun seri- paralel bağlantı özellikleri daha önce Bölüm 3.1.1.2’de verilmişti. Çizelge 6.3’te teknik özellikleri verilen FV panellerden, Bölüm 3.1.1.2’de tarif edildiği gibi 12 adet seri diziler oluşturulup, 24 paralel dizi ile testlerin yapılacağı panel grubu elde edilmiştir. Buna göre panel grubunun 1000 W/m² ışınım şiddeti altında ulaşabileceği maksimum güç 22 kW olacaktır. Panel grubunun teknik özellikleri Çizelge 6.4’te verilmiştir.

Çizelge 6.4 FV Panel Grubunun Teknik Özellikleri (1000 W/m²)

| Kısaltma | Açıklama | Değer |
|------------------|---|---------|
| N _S | Seri bağlantı sayısı | 12 |
| N _P | Paralel bağlantı sayısı | 24 |
| P _{mgn} | FV panel grubu maksimum gücü | 22 kW |
| V _{mgn} | FV panel grubunun maksimum güç noktası gerilimi | 555,6 V |
| I _{mgn} | FV panel grubunun maksimum güç noktası akımı | 39,6 A |
| V _{ad} | FV panel grubunun açık devre gerilimi | 744 V |
| I _{kd} | FV panel grubunun kısa devre akımı | 46,8 A |

FV panel karakteristik denklemleri ve Çizelge 6.4 verileri sayesinde, FV panel grubunun gerilim-akım eğrisi Şekil 6.7’deki gibi elde edilir.

Tasarımı ve prototip üretimi gerçekleştirilen DA-DA çevirgecin güneş enerji sistemlerindeki kullanım amacı, az kayıplı olacak bir biçimde FV panellerini her zaman “P_{MGN}” noktasında çalıştırmaktır. Bunu başarabilmek için Bölüm 6.2.2’de çokça kullanılan temel iki farklı yazılım algoritması irdelenecektir.

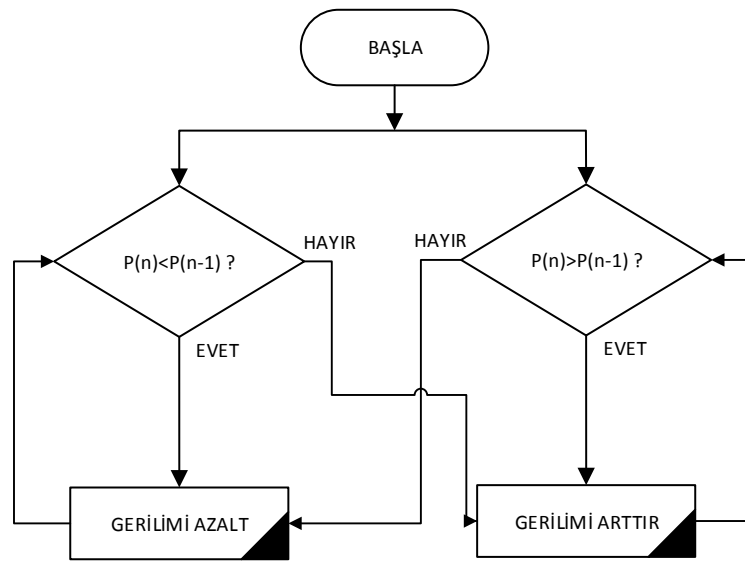


Şekil 6.7 FV Panel Grubunun Gerilim-Akım Eğrisi (1000 W/m²)

6.2.2 Maksimum Güç Noktası İzleyicisi Yazılım Algoritmaları

MGNİ yazılımı için ilk olarak mevcut algoritmalarından en sık kullanılan iki algoritma olan dürt ve gözle ile artan iletkenlik yöntemlerinin karşılaştırılması yapılmıştır.

Dürt ve Gözle algoritması temel olarak panel geriliminde küçük bir değişiklik yapma esasına dayanmaktadır. Bu değişiklik çevirgecin anahtar işaretlerinin faz açısı değiştirilerek yapılmaktadır. Şekil 6.8'deki akış şemasından da görüldüğü üzere, panel gerilimini değiştirmek o anki panel karakteristik eğrisindeki konuma göre gücü arttırmakta veya azaltmaktadır.

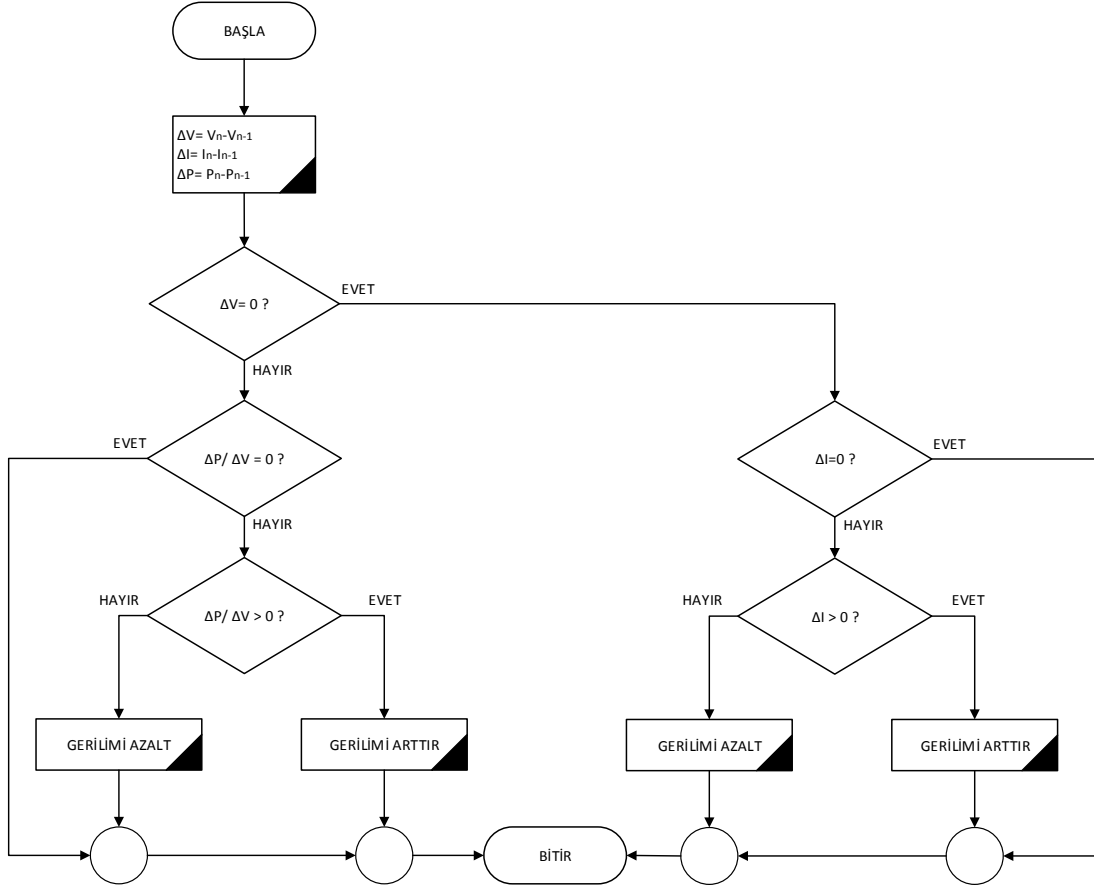


Şekil 6.8 Dürt ve Gözle Algoritması Akış Şeması

Algoritma temel olarak gerilim artışına bağlı olarak çıkış gücüne bakmakta güç gerilim artışıyla beraber artıyorsa, gerilim artışına devam etmekte aksi takdirde gerilimi düşürerek bir önceki yöne ters yönde ilerlemeye başlamaktadır. Bu işlem maksimum güç noktası yakalanıncaya kadar devam etmektedir. Maksimum güç noktası bulunduktan sonra doğal olarak algoritma bu nokta etrafında belli bir sınırlı aralıkta salınım yapmaktadır. Gerilim artışı için sabit bir artış değeri kullanılmakta ve bu artış değeri maksimum güç noktası etrafında oluşan bu salınım değerinin büyüklüğünü doğrudan etkilemektedir. Artış değerini küçültmek salınım büyüklüğünü azaltacaktır fakat maksimum güç noktasını bulma süresi uzayacaktır. Ters durumda maksimum güç noktası hızlı bir şekilde bulunacaktır fakat bu kez de bu nokta etrafındaki salınım büyüklüğü artacaktır. Bu artış değerinin belirlenmesi ve uygun bir değerin seçilmesi gerekmektedir. Bu algoritmanın uygulanabilmesi için akış şemasında görüldüğü üzere panel grubunun güç bilgisi elde edilmelidir. Bunun için de akım ve geriliminin ayrı ayrı okunması gerekmektedir.

Şekil 6.9'da yaygın kullanılan bir diğer algoritma olan artan iletkenlik algoritmasının akış şeması verilmiştir.

Artan iletkenlik yöntemi temel olarak panel güç eğrisini baz alır ve bu eğrinin türevinin sıfır olduğu yeri maksimum güç noktası olarak belirler. Bu noktanın solunda eğim pozitif sağında ise negatif olacaktır. Dürt ve Gözle algoritmasında her adımda yeni güç ile eski güç karşılaştırılırken, bu metod da yeni iletkenlik değeri ile bir önceki iletkenlik değeri karşılaştırılmaktadır. İki değer arasındaki artış veya azalışa göre panel gerilimi artırılmakta veya azaltılmaktadır. Bu algoritmanın avantajı dürt ve gözle algoritmasında yaşanan maksimum güç noktasındaki salınımın olmamasıdır. Maksimum güç noktası bulunduğu panel gerilimi sabit kalmaktadır ve böylece bir salınım oluşmamaktadır. Fakat panel akımında oluşacak bir değişiklik MGNİ algoritmasının tekrar çalışmasını sağlayacaktır. Artış miktarının çok büyük seçilmesi ise yine maksimum güç noktası etrafında bir salınım meydana getirecektir. O yüzden bu artış miktarının seçimi yine önem arz etmektedir. Tıpkı dürt ve gözle algoritmasında olduğu gibi bu algoritmada da gerilim ve akım ölçümüne ihtiyaç duyulmaktadır.



Şekil 6.9 Artan İletkenlik algoritması akış şeması

Görüldüğü üzere her iki metodunda kendine has avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır ve her ikisi de aynı donanım ihtiyacına sahiptir. Bunlar Çizelge 6.5'te belirtilmiştir.

Çizelge 6.5'te belirtildiği gibi veriminin daha yüksek olması, aynı donanım ihtiyacına sahip olmaları ve uygulama zorluğunun az olması nedenlerinden ötürü dürt ve gözle algoritması, MGN noktasındaki salınım dezavantajına rağmen daha uygun görülmüştür.

Çizelge 6.5 MGNİ Algoritmalarının Karşılaştırılması [3]

| Özellik | Dürt & Gözle | Artan İletkenlik |
|--|-----------------|------------------|
| Verim, % | 81 - 85 | 73-85 |
| Panele Bağımlı Çalışma | Hayır | Hayır |
| Analog veya Sayısal Denetim | Her İkisi | Sayısal |
| Yaklaşma Hızı | Değişken | Değişken |
| Maksimum Güç Noktası Etrafında Salınım | Yüksek | Düşük |
| Uygulama Karmaşıklığı | Düşük | Orta |
| Algılanan Büyüklükler | Gerilim ve Akım | Gerilim ve Akım |

6.3 Maksimum Güç Noktası İzleyicisi Varlığında Sistem Yazılımı

Şekil 6.10'da seçilen algoritmanın farklı çalışma modlarının da içerecek şekilde yeniden düzenlenmiş akış şeması bulunmaktadır. Bu şemaya göre, işlemci beslenmeye başladıktan sonra çevirgeç belirli kiplerde çalışmaya başlar. Bu kipler sırası ile;

- Bekleme Kipi
- FV Panel Gerilimi Kontrolü
- Yumuşak Başlatma
- Maksimum Güç Noktası İzleyicisi (MGNİ) Kipi
- Hata Kipi

şeklindedir.

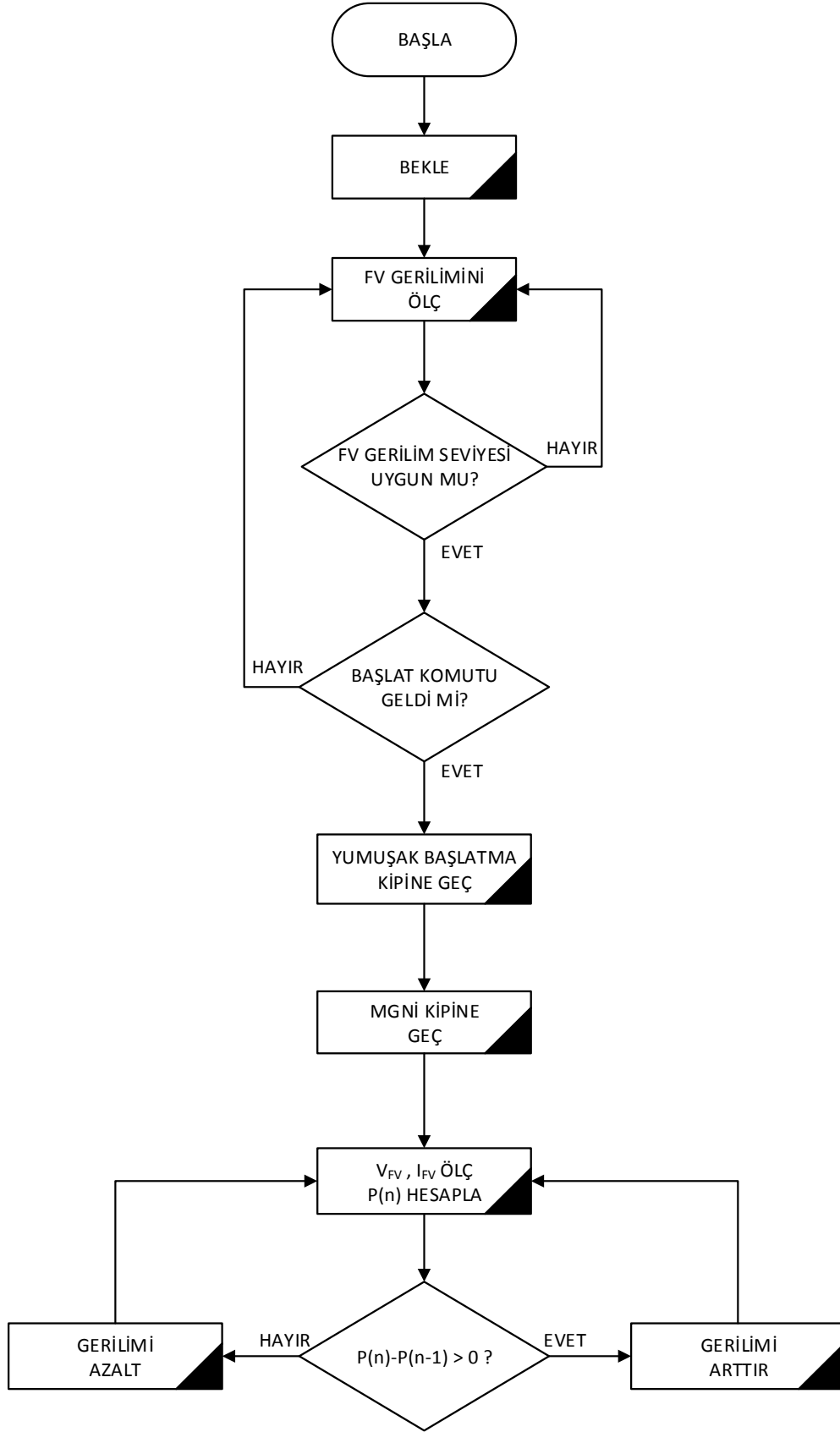
Ana denetim kartı, FV panel gerilimi yaklaşık 100 V değerine ulaştığında çalışmaya başlar. Yazılım başlangıç değerleri yüklenir ve beklemeğe geçer (BEKLEME KİPİ). PV panel gerilimi ölçülerek belirlenen değerden düşük olup olmadığına bakılır (FV PANEL GERİLİMİ KONTROLÜ), eğer belirli bir süre istenilen değerden yüksek ise ve işlemci "BAŞLAT" komutunu bekler. Bu komut ileriki çalışmalarda bir evirici veya benzeri başka bir cihazdan da gelebilir. Başlat

komutu gelmiş ise çevirgeç faz açısı adım adım arttırılarak yumuşak bir şekilde çalışma başlatılmış olur (YUMUŞAK BAŞLATMA). Tüm bu işlemlerden sonra çevirgeç dürt ve gözle algoritmasına göre FV panel grubundan maksimum güç çekilmesini sağlayacak şekilde faz açısı ayarı yapar (MGNİ KİPİ). Bu işlemler esnasında çevirgeç veya harici olarak gelecek herhangi bir hata işareti ile çevirgeç kapanma işlemine geçer (HATA KİPİ).

Dürt ve gözle algoritması kullanılan işlemcinin (TMS320F28069) programlama yazılımı olan Code Composer Studio ile yazılmıştır. Yazılım içerisine yukarıda bahsedilen çalışma kipleri Şekil 6.10'daki gibi eklenmiştir. Buna göre sistem ilk olarak MGNİ birimi girişindeki panel geriliminin uygun sınırlar dahilinde olup olmadığını kontrol eder (500-650V) ve giriş kapasitesinden aşırı akım çekilmesini önlemek için yumuşak bir anahtarlama ile yaklaşık olarak faz açısı 90° olana kadar giriş gerilimini arttırır. Yazılım bir sonraki adım olan MGNİ moduna geçerek maksimum güç noktasını yakalamaya çalışır. MGNİ yazılımında artış miktarı faz açısını 0.5° değiştirecek şekilde programlanmıştır ve bu noktada dürt ve gözle algoritması devreye girer.

Sistemin ana yazılım algoritması bu şekildedir, fakat sistemin doğru çalışmasına engel olan durumlar ortaya çıktığında ise kesme yazılımları (interrupt-ISR) devreye girer. Ana program çalıştığı müddetçe kesme yazılımları sürekli olarak hata işaretlerini kontrol ederler. Yazılımda temel olarak dört adet kesme işareti belirlenmiştir. Bunlar sırasıyla aşağıdaki gibidir:

- KESME 1 - HARİCİ HATA İŞARETİDİR
- KESME 2 - ANAHTAR KISA DEVRE UYARI İŞARETİDİR
- KESME 3 - ANAHTAR AŞIRI SICAKLIK İŞARETİDİR
- KESME 4 - FV PANEL YÜKSEK GERİLİM İŞARETİDİR.



Şekil 6.10 Çevirgeç Ana Yazılımının Akış Şeması

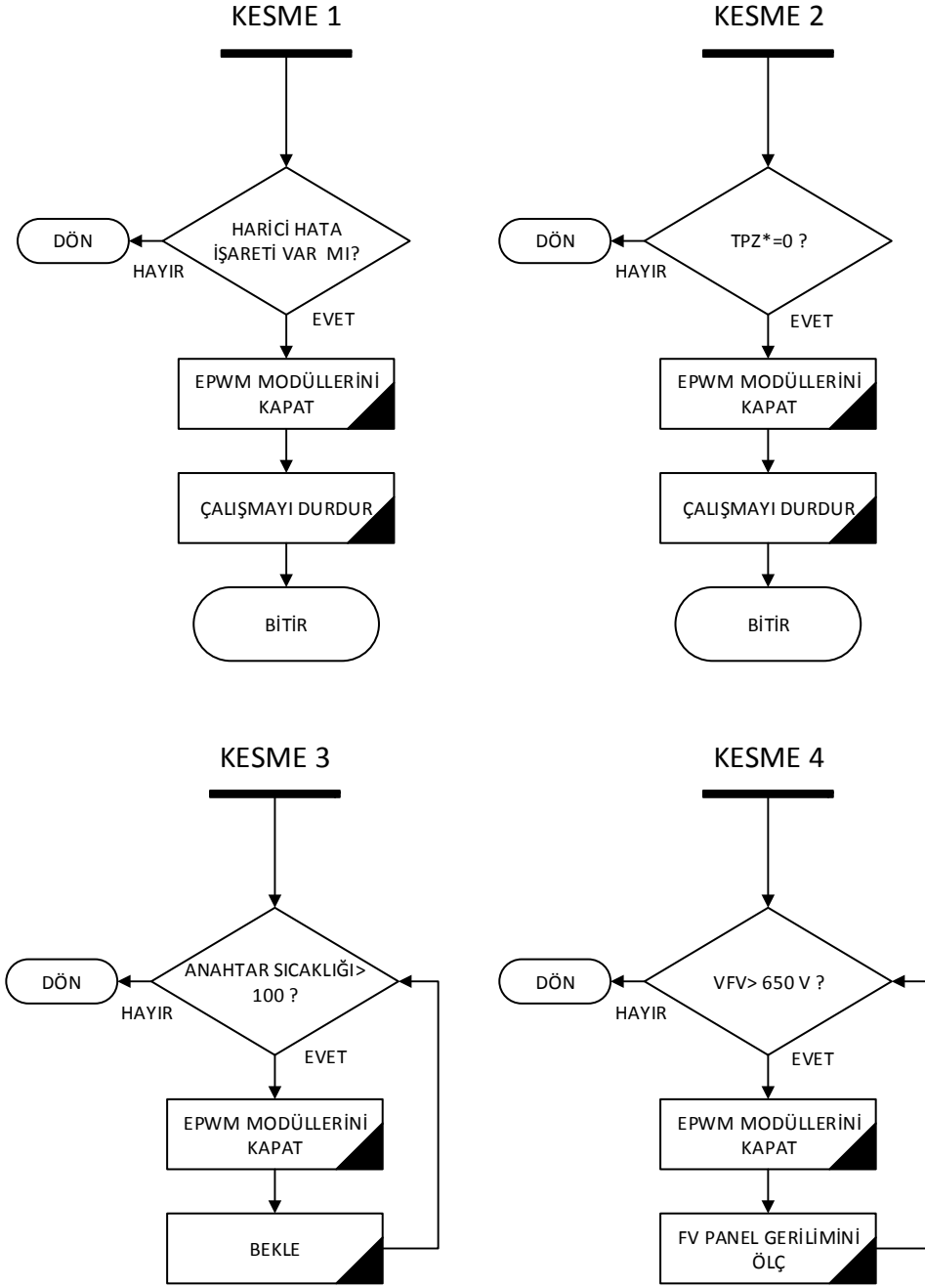
KESME 1 işareti ileriki çalışmalar düşünülerek oluşturulmuştur ve sistemin çalışması esnasında kullanıcı tarafından verilmektedir. İleride bu sistemin evirici veya benzeri bir cihazla beraber çalışması durumu için düşünülmüştür.

KESME 2 işareti Bölüm 4.2.4'te tasarımı anlatılan kısa devre-hata koruma devrelerinden gelen TPZ* işaretidir. Bu işaretin düşük olması sistemin kısa devreye doğru gittiğini belirtir.

KESME 3 işareti giriş güç katı anahtarları yakınında bulunan sıcaklık duyargasından gelen bilgidir. Kabaca anahtar sıcaklığının yüz dereceyi geçmesi halinde önlem olarak sistemin kapatılıp soğutulması ve sonra tekrar çalışmaya devam etmesi gereklidir.

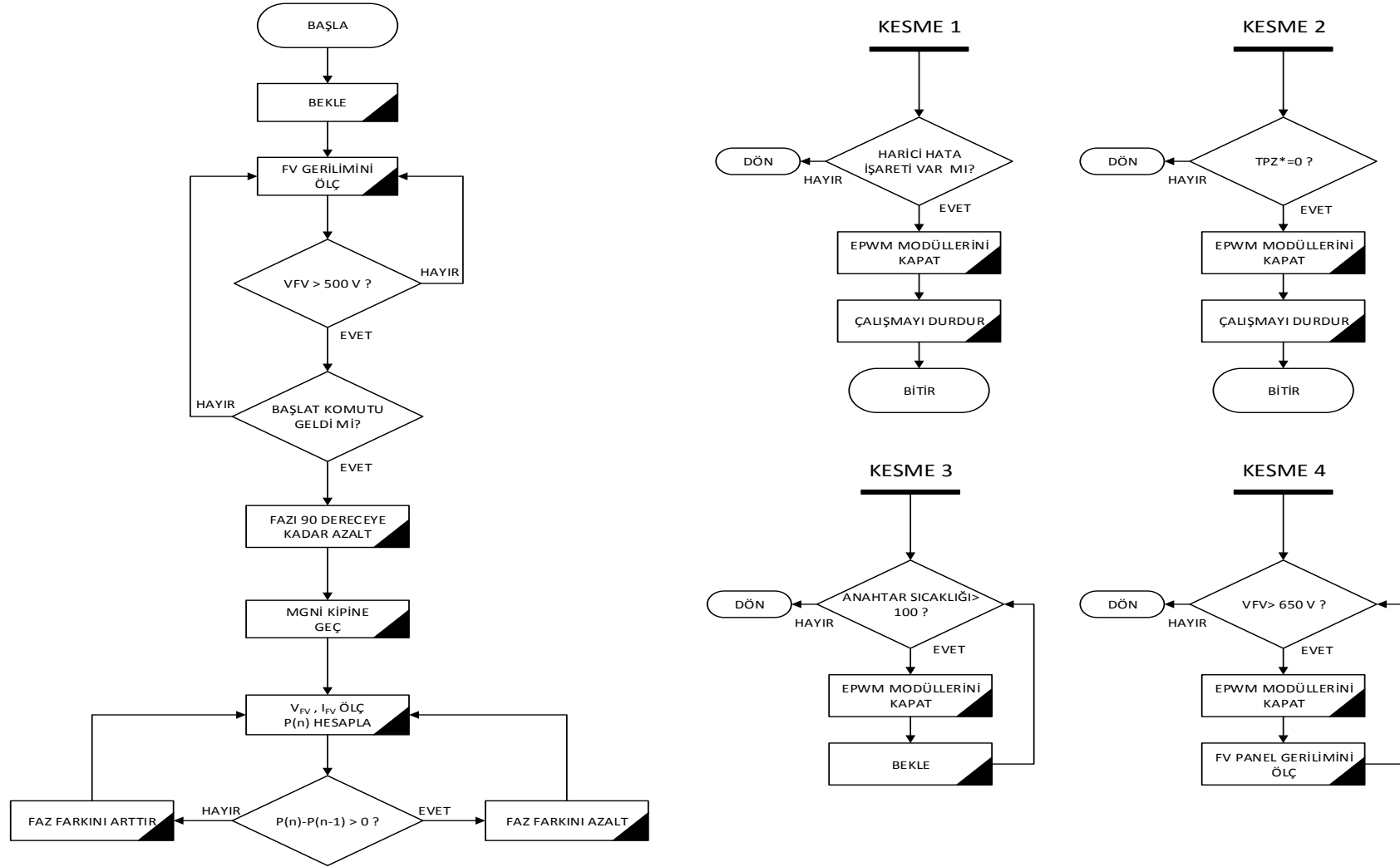
KESME 4 işareti ise FV panel geriliminin 650 V değerini aşması durumunda ortaya çıkmaktadır. Bölüm 3'te topoloji tasarımına başlanırken, sistemin çalışma gerilimi aralığı 500-650V olarak belirlenmişti ve güç katı elemanları bu değerlere göre seçilmişti. Gerilim 650 V değerini aştığı takdirde güç katı elemanları tehlikeye girecektir.

Kesmeler ile ilgili akış şemaları Şekil 6.11'de verilmiştir.



Şekil 6.11 Kesme (ISR) Yazılımlarının Akış Şemaları

Şekil 6.12’de Şekil 6.10 ve Şekil 6.11’de verilen akış şemalarının birleşiminden oluşan, çevirgece ait tüm yazılımın akış şeması verilmiştir.



Şekil 6.12 Tüm Yazılımın Akış Şeması

7. DENEYSEL ÇALIŞMALAR

7.1 Genel Açıklamalar

Tez çalışmasının bu bölümünde tasarımı ve prototip üretimi gerçekleştirilen 20 kW DA-DA çevirgeç sisteminin FV panel grubu ile testleri yapılmıştır. FV panel grubu Bölüm 6.2.1'de tarif edildiği gibi 22 kW tepe gücüne ulaşabilen ve gerilim-akım eğrisi Şekil 6.7'de verilen şekildedir. Laboratuvar ölçümleri için 22 kW gücündeki bu FV panel grubu, çevirgecin güvenli çalışmasını engellemeyecek olup sistem bu 2 kW değerindeki yük artışını karşılayabilecek düzeydedir. Ayrıca ölçümler esnasında ışınlam şiddetinin sürekli olarak 1000 W/m^2 seviyesinde olması düşük bir ihtimaldir.

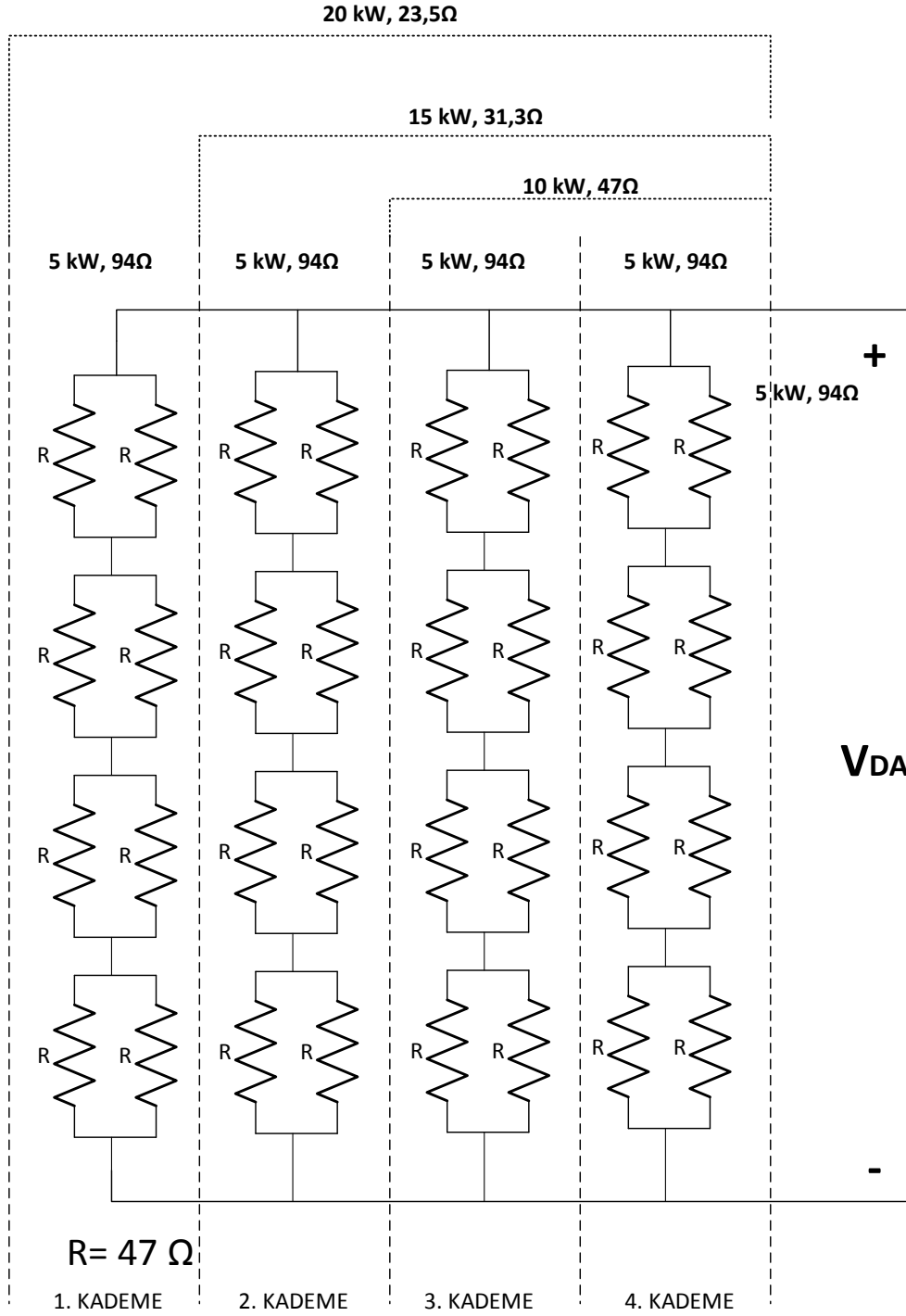
Testlerde Bölüm 3.2'de yapılan benzetim çalışmalarına uygun olacak şekilde YF transformatör birincil ve ikincil sargı gerilim-akımları ve çıkış kondansatörünün akımları ölçülmüştür. Ölçümler, %25 yükten itibaren başlanıp, %50, %75 ve %100 yük değerlerinde alınmıştır. Bölüm 7.3'te verilen ölçümler aynı gün içerisinde farklı saatlerde alınmış olup, ışınlam şiddetine göre belirtilen yük oranları yakalanmıştır.

7.2 DA-DA Çevirgeç Deneysel Çalışmalarında Kullanılan Öğeler

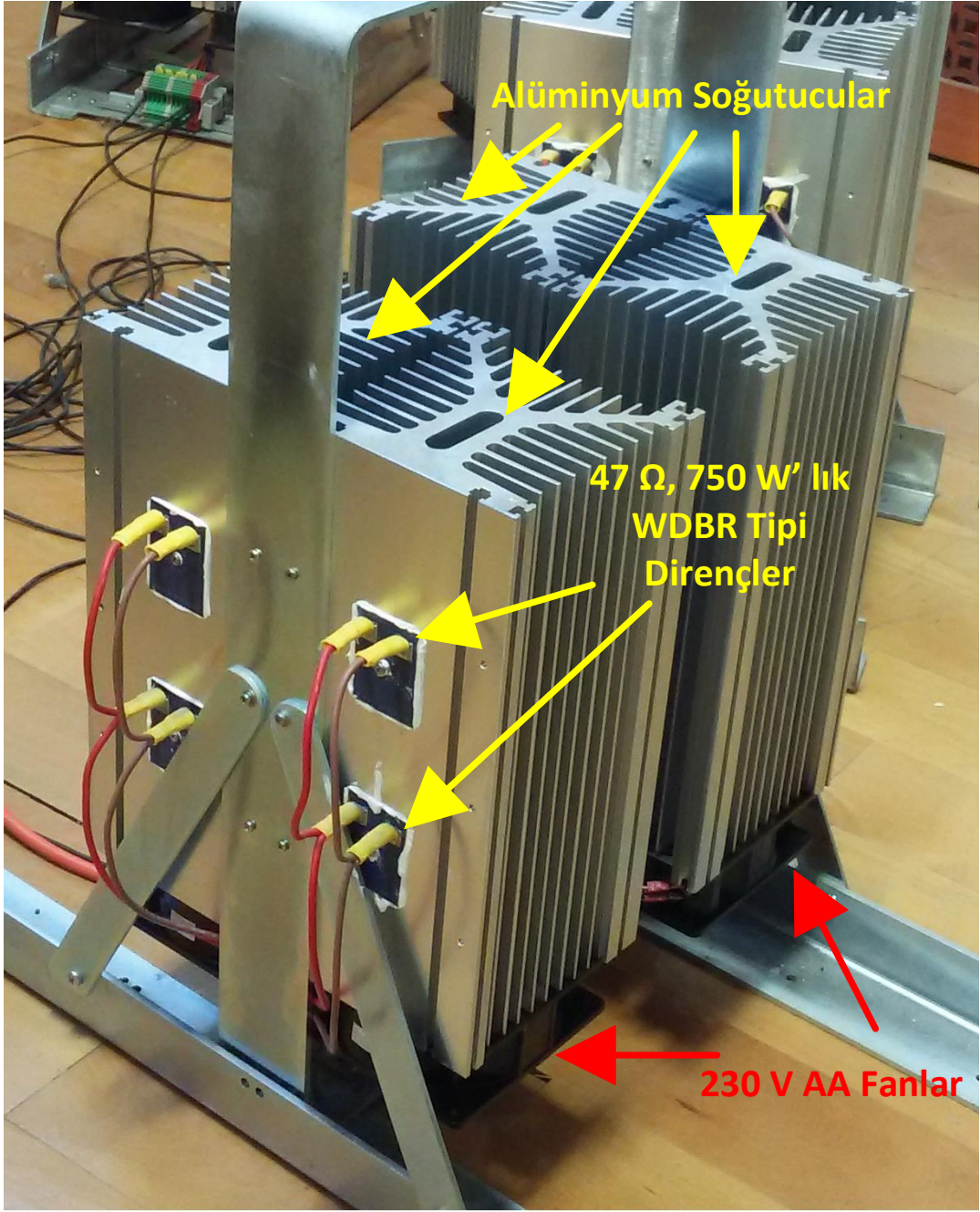
Yapılan testlerde DA-DA çevirgeç çıkışında yük modeline uygun saf direnç yükü kullanılmıştır. Gerçek uygulamada DA-DA çevirgeç çıkışında bir evirici veya benzeri bir cihazın olması kuvvetle muhtemel olup bunların en uygun modellenmesi yine saf direnç yükü ile yapılabilmektedir. Direnç yükü 5 kW değerinde modüller olarak tasarlanmıştır. Bu modüllerin paralel bağlantıları ile 5kW, 10kW, 15kW ve 20kW değerlerinde yük elde edilebilmektedir. Tasarımda endüktif özellikleri sıfıra yakın olan WDBR tipi özel bir direnç seçilmiştir. Seçilen dirençler her biri 47Ω -750 W değerindedir. Şekil 7.1'de deneylerde kullanılan direnç bankasının şeması verilmiştir. Ayrıca Şekil 7.2'de 5 kW gücünde bir direnç bankası modülünün fotoğrafı görülmektedir.

Üretilen çevirgecin ilk çalışmaları esnasında deneyler üç faz şebekenin doğrultulup, 540 V genliğinde DA gerilim elde edilmesiyle ve ayrıca 18 kW gücünde şebekeye bağlı bir DA güç kaynağı ile yapılmıştır. Bu sebeple temel ölçüm cihazı osiloskobun güç beslemesinde 1:1 oranında yalıtım transformatörü kullanılmıştır. Böylece deneylerde hem ana güç kaynağı hem de ölçüm

cihazlarının güç kaynağı olarak kullanılan şebekenin üzerinden kısa devrelerin oluşması engellenmiştir.



Şekil 7.1 Deneylerde Kullanılan Saf Direnç Yüğü Devre Şeması



Şekil 7.2 Deneylerde Kullanılan 5 kW Gücünde Direnç Yüğü Modülünün Fotoğrafi

7.3 DA-DA Çevirgecin Deneysel Sonuçları

Tez çalışmasının bu bölümünde prototip üretimi başarılan DA-DA çevirgecin FV paneller ile yapılan deneyleri irdelenecektir. Deneysel çalışmaların başlangıç safhalarında üç fazlı şebeke doğrultulup DA gerilim kaynağı olarak kullanılmıştır. Ayrıca ilerleyen zamanlarda 18 kW gücünde bir DA kaynak da FV panel grubu yerine kullanılmıştır. Fakat bu bölümde sadece nihai hedef olan FV panel grubu ile MGNİ noktasında çalışmasına ilişkin olanlar anlatılacaktır.

Bölüm 3'te yapılan benzetim çalışmalarının ışığında çevirgeç ölçümleri alınmıştır. Bunun için bir osiloskop yardımı ile;

- YF Transformatör Birincil Gerilimi ve Akımı,
- YF Transformatör İkincil Gerilimi ve Akımı
- Çıkış Kondansatörü Öncesi ve Sonrası Akımları

ölçülmüştür. Giriş-çıkış gerilimleri ve akımları DA olduğu için osiloskop ile ölçülmeyip, görüntülerine ihtiyaç duyulmamıştır. Yapılan tüm ölçümlerde FV panellerin sisteme sağladığı giriş gerilimi 500 V genliğinde, çevirgecin çıkış gerilimi ise 700 V genliğindedir. Güç değişimi sadece akım değişimi ile olmaktadır.

Ölçümler güneşlenmenin bol olduğu Ağustos ayında aynı gün içerisinde farklı saatlerde alınmıştır. Böylece neredeyse 1000 W/m² ışınım şiddetinden itibaren, 250 W/m² ışınım şiddetine kadar ölçümler alınıp, %25 yük, %50 yük, %75 yük ve tam yük için gerekli değerler elde edilmiştir.

Yapılan ölçümlerde ilk olarak günün ilerleyen saatlerinde alınmış olan %25 yük ölçümleri verilmiştir. Şekil 7.3'te giriş geriliminin 500 V olduğu, yaklaşık 90⁰ lik faz farkına karşılık gelen YF transformatör birincil sargı gerilimi ve akımı görülmektedir. Ölçümlerde giriş DA akımı yaklaşık 10 A olarak ölçülmüş olup, 500 V giriş geriliminde 5 kW güce denk gelmektedir. Şekil 7.3'te görülen üçgen dalga şeklindeki akımın tepe değeri yaklaşık 50 Amperdir. Bu akımın ve gerilimin etkin değerleri çarpımı bize 5 kW güç seviyesini vermektedir. Şekil 7.4'te görülen YF transformatör ikincil gerilimi tepe değeri beklenildiği gibi 700 V olup, akımın tepe değeri ise tur oranıyla düşmüş ve yaklaşık 35 A seviyesindedir. DA- DA çevirgecin çıkışına bağlı yükün gerilimi en başta söylendiği gibi 700 V olup, yükün çektiği DA akım 7 A olarak ölçülmüştür. Şekil 7.5'te ise yükten önce bulunan çıkış kondansatörünün etkisini göstermektedir. Şekilde mor renk ile belirtilen akım kondansatörden önceki yani diyot köprü çıkışındaki akımın AA halidir ve yaklaşık 25 A değerinde dalgalanma yapmaktadır. Yeşil renk ile belirtilen akım ise yüke giden akımın AA değeridir ve yaklaşık 1 A değerinde dalgalanma yapmaktadır. Eğer diyot köprü çıkışında bir kondansatör kullanılsaydı, bu durumda yük akımı 7 A değeri üzerine binmiş 25 A değerinde dalgalanma yapan bir akım olacaktı. Fakat burada çıkış kondansatörü üzerine düşen görevi yapmakta ve bu durumun önüne geçilmektedir.

Şekil 7.6'da yine giriş geriliminin 500 V olduğu, yaklaşık 110^0 lik faz farkına karşılık gelen YF transformatör birincil sargı gerilimi ve akımı görülmektedir. Ölçümlerde giriş DA akımı yaklaşık 20 A olarak ölçülmüş olup, 500 V giriş geriliminde 10 kW güce denk gelmektedir. Şekil 7.6'da görülen üçgen dalga şeklindeki akımın tepe değeri yaklaşık 100 Amperdir. Bölüm 3.2'de yarı yük için yapılan benzetimlerde ise 550 V anma çalışma koşulu için yapılmıştı ve bu sebepten hem faz farkı daha fazla, hem de transformatör akımı tepe değeri daha yüksek çıkmıştır. Fakat deneysel çalışmalarda ve benzetim çalışmalarında elde edilen transformatör birincil sargı akım-gerilim etkin değerleri çarpımı birbirine eşittir. Bu akımın ve gerilimin etkin değerleri çarpımı hem benzetimde hem de deneysel çalışmalarda bize 10 kW güç seviyesini vermektedir. Şekil 7.7'te görülen YF transformatör ikincil gerilimi tepe değeri beklenildiği gibi 700 V olup, akımın tepe değeri ise tur oranıyla düşmüş ve yaklaşık 70 A seviyesindedir. DA- DA çevirgecin çıkışına bağlı yükün gerilimi 700 V olup, yükün çektiği DA akım 14 A olarak ölçülmüştür. Şekil 7.8'de görülen kondansatör öncesi akımın AA değerine bakıldığında yaklaşık 60 A değerinde dalgalanma görülmektedir. Yani çıkış kondansatörünün 10 kW yükte 60 A akım dalgalanmasını süzmemektedir.

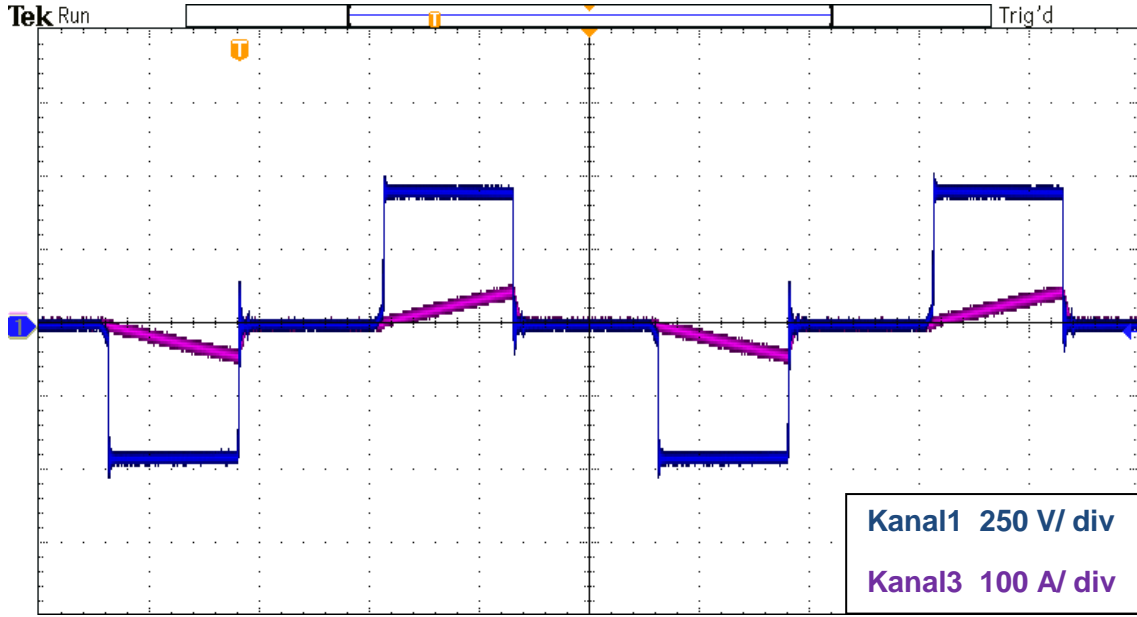
Şekil 7.9, Şekil 7.10 ve Şekil 7.11'de daha önce yapılan ölçümleri ile aynı sıralamada olup bu sefer %75 yük koşulunda yani 15 kW güçte yapıldığı görülmektedir. Giriş ve çıkış gerilim koşulları aynıdır. Fakat bu sefer güneşlenme yaklaşık 750 W/m^2 seviyelerinde olup 15 kW güce çıkmıştır. Şekil 7.9'da 500 V giriş geriliminde ve yaklaşık 90^0 faz farkı olan birincil sargı gerilimi ile buna karşılık gelen tepe değeri yaklaşık 120 A olan birincil sargı akımı görülmektedir. Şekil 7.9'da gerilimin tepe değeri beklenildiği üzere 700 V , akımın tepe değeri ise yaklaşık 85 A olarak görülmektedir. Şekil 7.10'da 1,4 transformatör tur oranı neticesinde ikincil sargı gerilimi tepe değeri 700 V , ikincil sargı akımı tepe değeri ise 60 A civarındadır. Şekil 7.11'de ise çıkış kondansatörünün yaklaşık 80 A değerinde bir dalgalanma akımını süzdüğü görülmektedir. Sistem çıkışında ölçülen DA yük akımı değeri ise 21 A olup 14,7 kW güce denk gelmektedir.

FV paneller yardımıyla alınan ölçümlerde son olarak tam yük değerleri verilmiştir. Şekil 7.12, Şekil 7.13 ve Şekil 7.14 daha önce yapılan ölçümlerin tam yükte yani 20 kW güç aktarımında yapılmış olanlarını göstermektedir. Şekil 7.12'de transformatör birincil gerilimindeki faz farkının 65^0 olduğu görülmektedir. Sistem

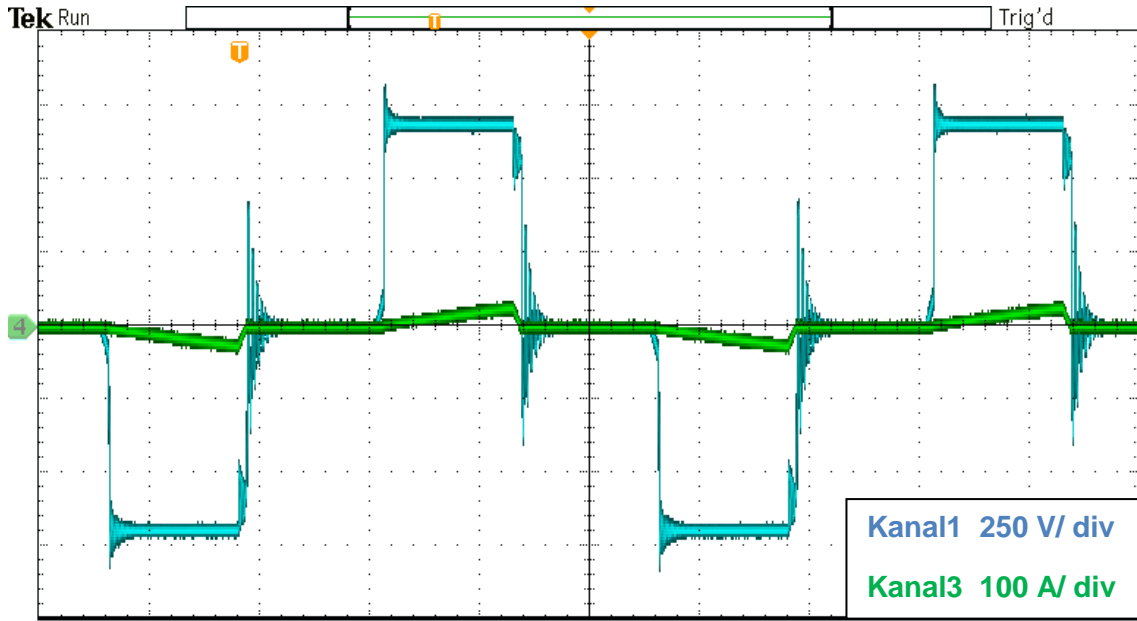
sürekli olarak maksimum güç noktasını yakalamaya çalışmakta ve en uygun faz farkını bulmaktadır. Bu ölçümde de 65° derece faz farkıyla MGN noktasını yakalayıp, FV panel grubundan 20 kW gücü çekerek yüke aktarmıştır. Deneylede kullanılan FV panel grubunun 22 kW kurulu gücünde olduğunu hatırlarsak, güneşlenme miktarının çoğu zaman ideal olmayacağı göz önüne alındığında sistemin MGN noktasını yakaladığını ve doğru çalıştığını söyleyebiliriz. Şekil7.12'de görülen transformatör birincil sargı akımı tepe değeri yaklaşık 120 A seviyesindedir. Bölüm 3.2'de yapılan benzetimlerde 550 V giriş nominal gerilimi için faz farkı yaklaşık 108° derece ve akımın tepe değeri ise 212 A seviyesindeydi. Fakat burada çalışma koşulu daha farklı olup, yine birincil sargı gerilim-akım etkin değerleri çarpımı bize 20 kW güç koşulunu sağlamaktadır. Beklenildiği gibi Şekil7.13'te verilen YF transformatör ikincil sargı gerilimi tepe değeri 700V, ikincil sargı akımı tepe değeri ise 85 A olarak görülmektedir. Fakat faz farkının daha az olması sebebiyle akımın tepe değerleri %75 yük ile yaklaşık olarak aynı kaldığından, Şekil 7.14'te çıkış kondansatörünün süzdüğü dalgalanma akımı azalarak tepeden tepeye yaklaşık olarak 70 A seviyesine inmiştir.

Daha önce DA kaynak ile yapılan ve FV panel grubu ile MGNİ ölçümleri sonucunda DA-DA çevirgecin verimi hesaplanmıştır. 20 kW civarında %98 oranında verim elde edilmiş olup daha düşük yüklerde bu oran düşmektedir. Verim hesaplamalarında tam net sonucu görebilmek için DA kaynak ile alınan kontrollü değerler esas alınmıştır. Bununla ilgili olarak Çizelge 7.1'de alınan ölçümler ile ilgili sistemin giriş- çıkış verileri ve bu verilere bağlı olarak elde edilmiş olan Şekil7.15'te verim eğrisi görülmektedir. Teorik değerlere dayalı grafik kesikli çizgi ile gösterilen eğri olup, ölçümlere dayalı grafik yeşil eğri ile gösterilmiştir.

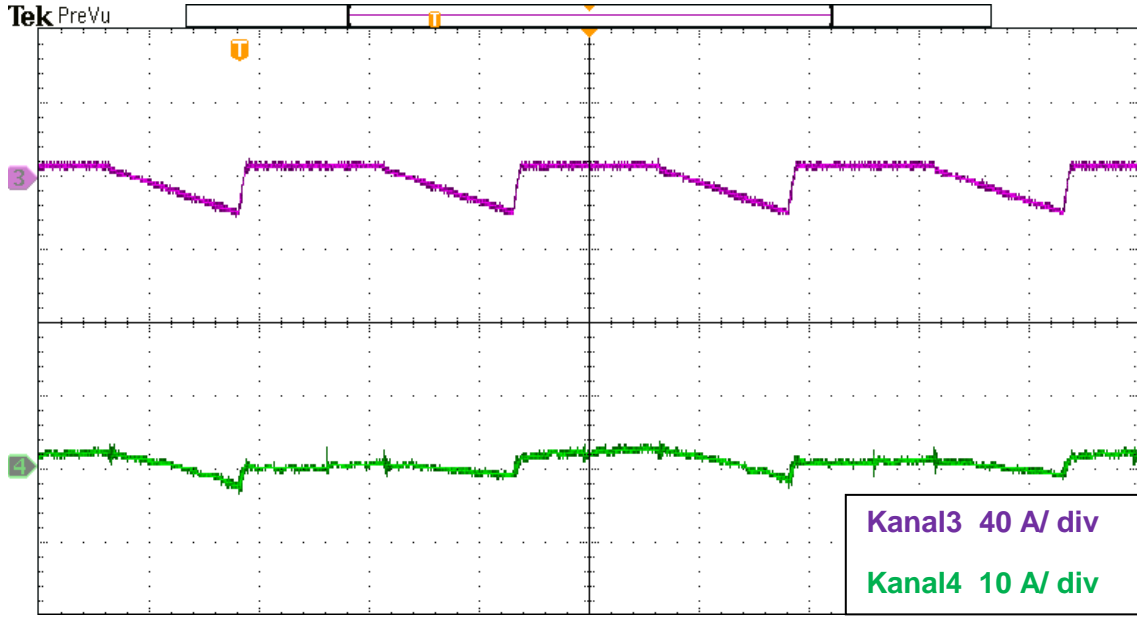
Bölüm 3.1.6'da hesaplamaları yapılan güç kayıplarına uygun seçilen soğutucunun, istenen limitler içerisinde olup olmadığını görmek için çevirgecin çalışması esnasında termal kamera ile sistem izlenmiştir. Çevirgecin termal kamera görüntüsü Şekil 7.16'da verilmiştir. Buna göre en yüksek sıcaklık 48° C olarak tespit edilmiştir. Şekil 7.17'de ise YF transformatörün termal görüntüsü mevcuttur. En yüksek sıcaklık 80° C olup, transformatörün sargılarında oluşmuştur. Bu değerler Bölüm 3'te hesaplanan değerlerden düşüktür ve sistemin güvenli çalıştığının göstergesidir.



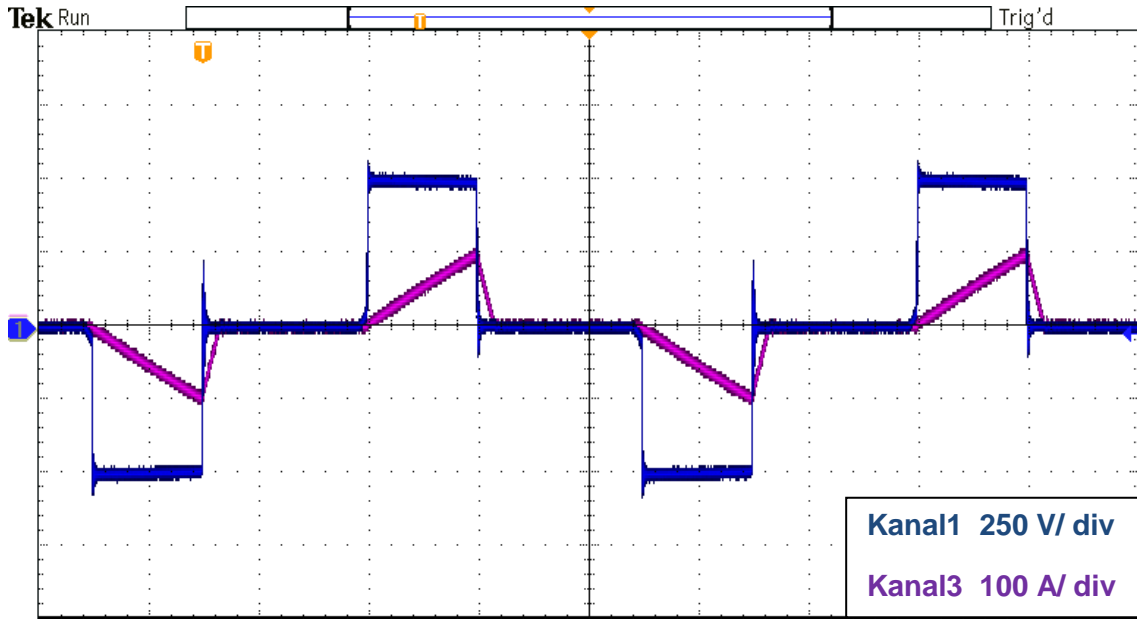
Şekil 7.3 %25 Yükte Transformatör Birincil Sargı Akım ve Gerilimi



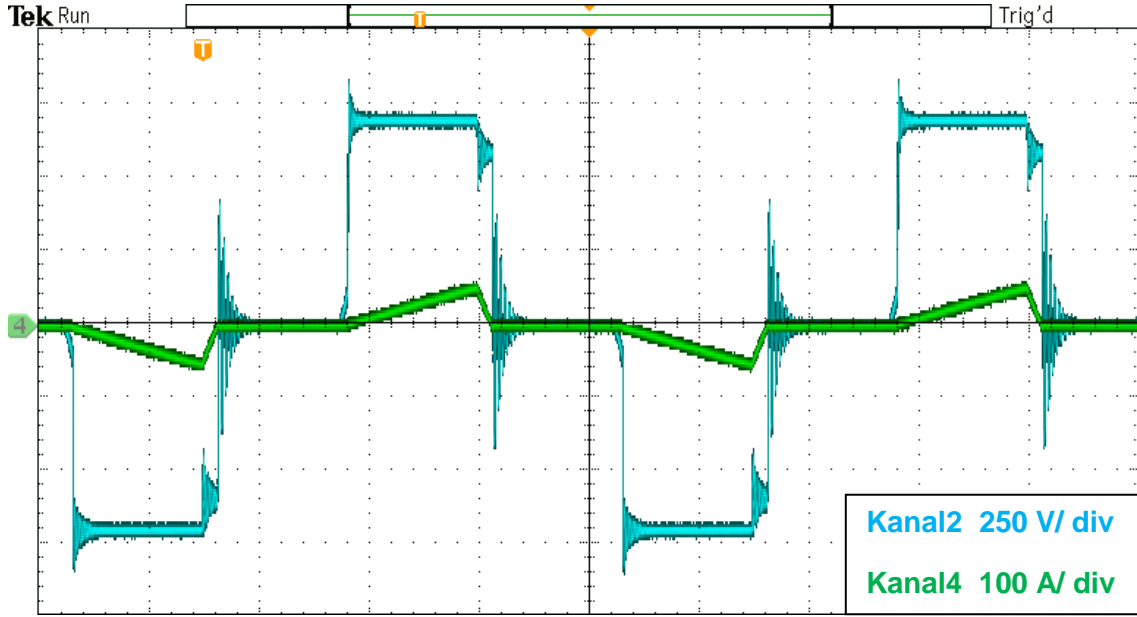
Şekil 7.4 %25 Yükte Transformatör İkincil Sargı Akım ve Gerilimi



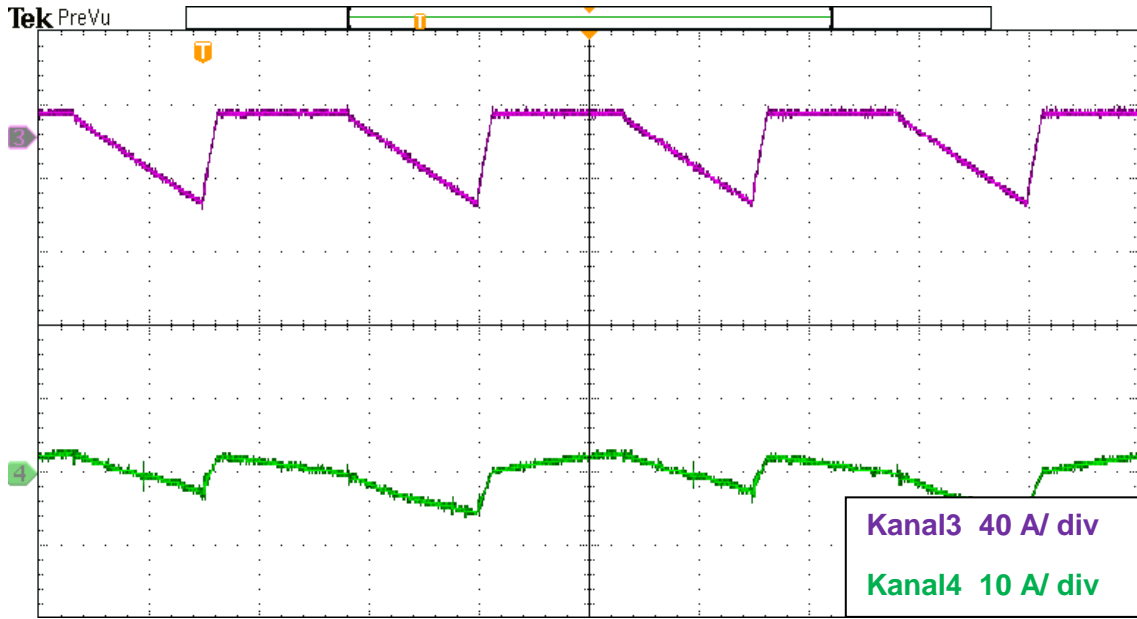
Şekil 7.5 %25 Yükte Çıkış Kapasitörü Öncesi ve Sonrası Akımlar



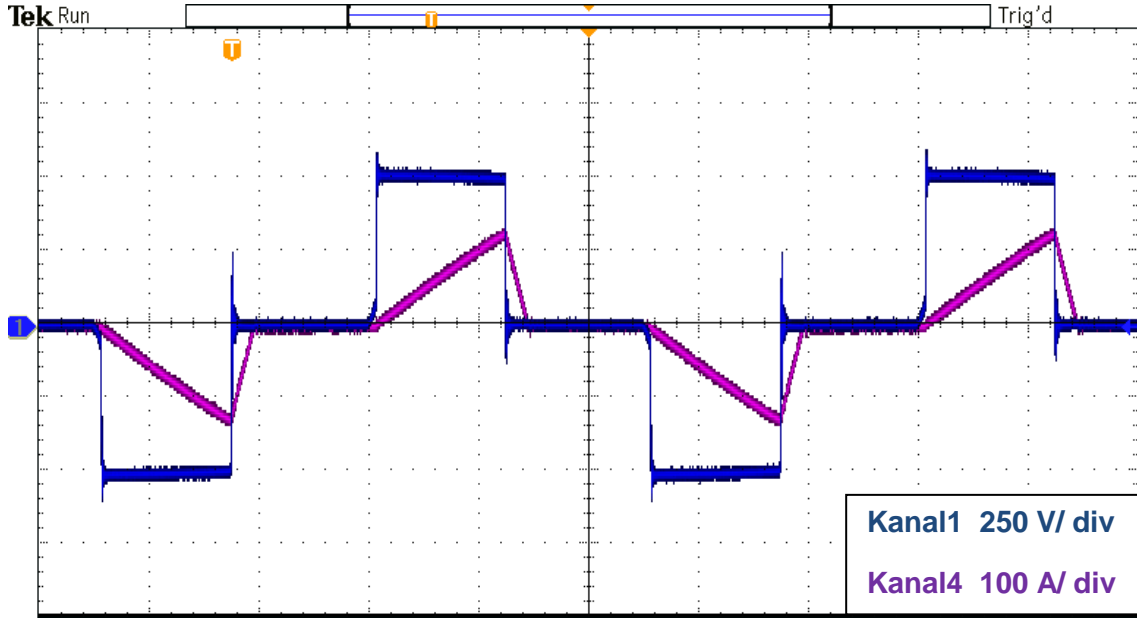
Şekil 7.6 %50 Yükte Transformör Birincil Sargı Gerilimi ve Akımı



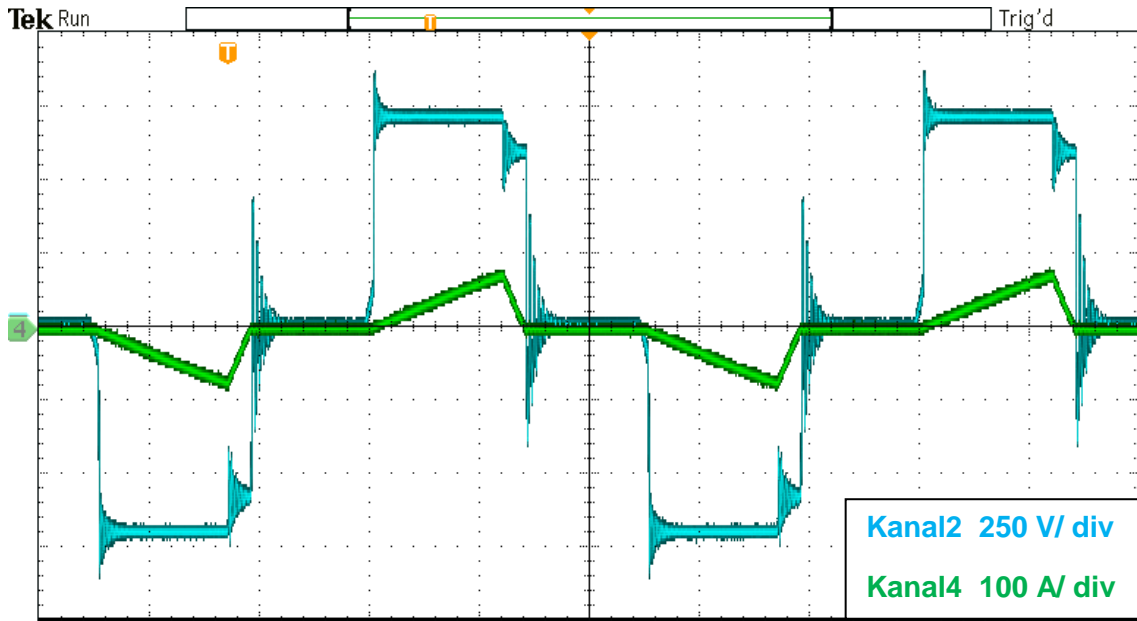
Şekil 7.7 %50 Yükte Transformör İkincil Sargı Gerilimi ve Akımı



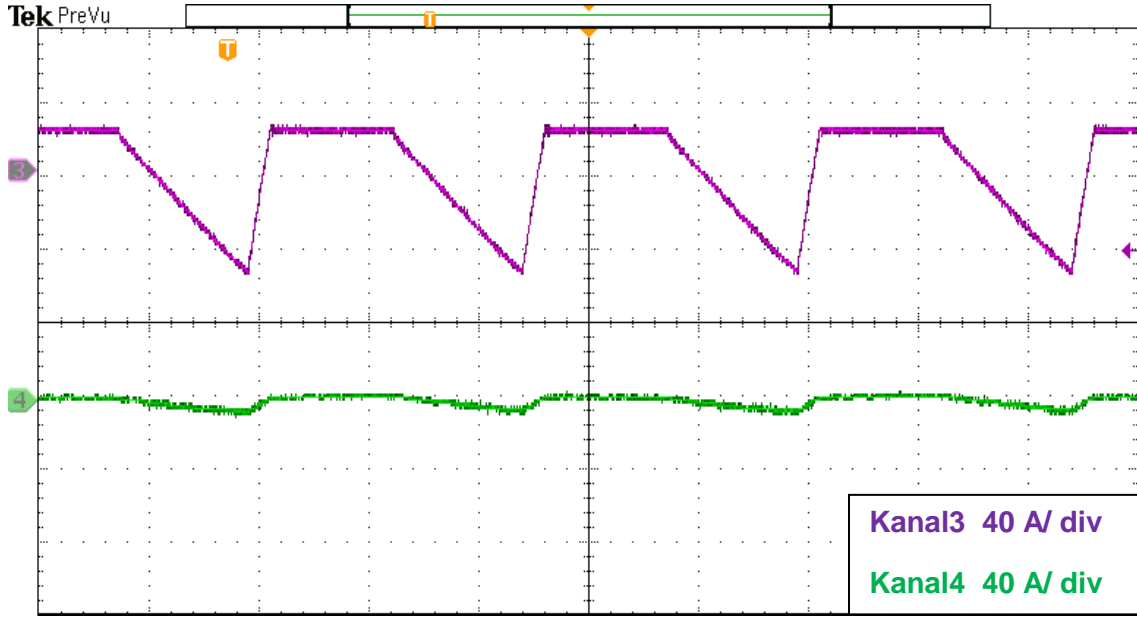
Şekil 7.8 %50 Yükte Çıkış Kapasitörü Öncesi ve Sonrası Akımlar



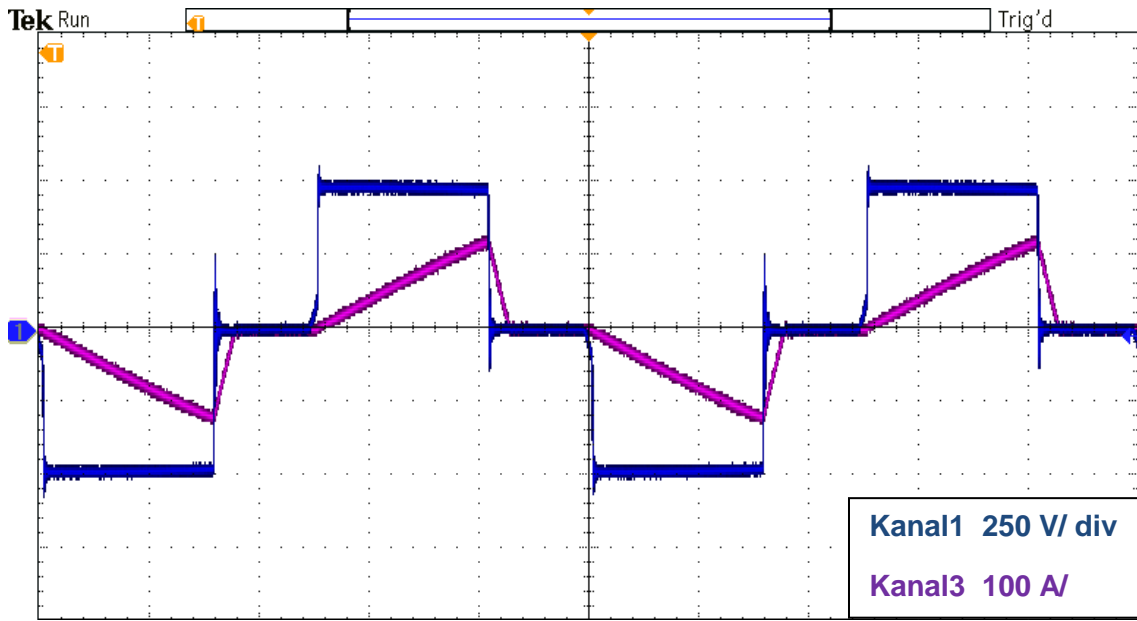
Şekil 7.9 %75 Yükte Transformator Birincil Sargı Gerilimi ve Akımı



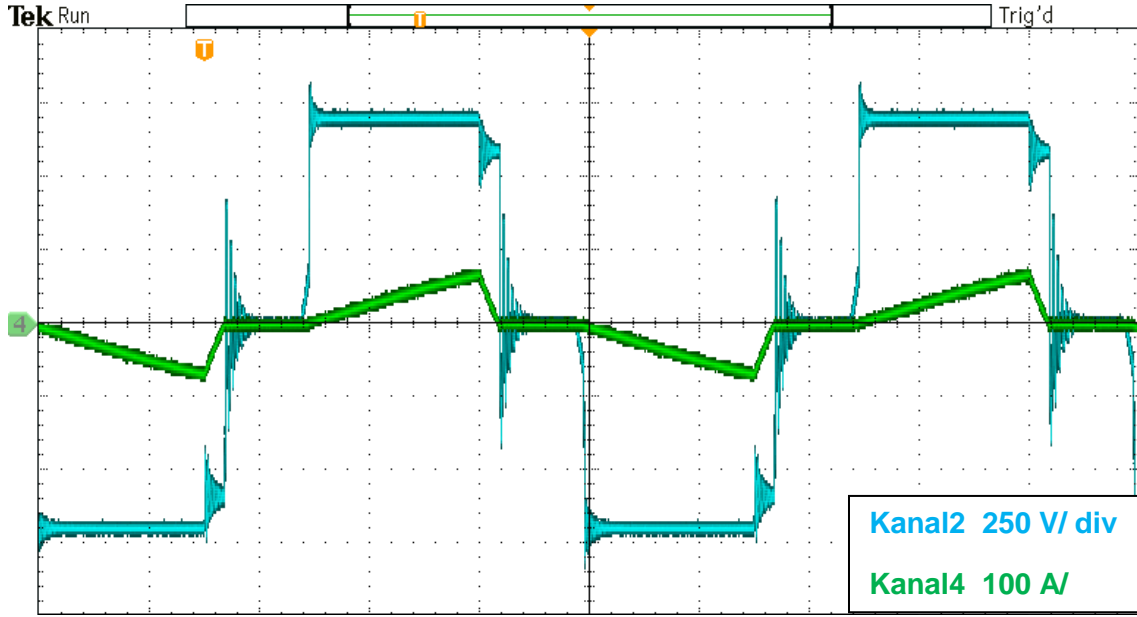
Şekil 7.10 %75 Yükte Transformator İkincil Sargı Gerilimi ve Akımı



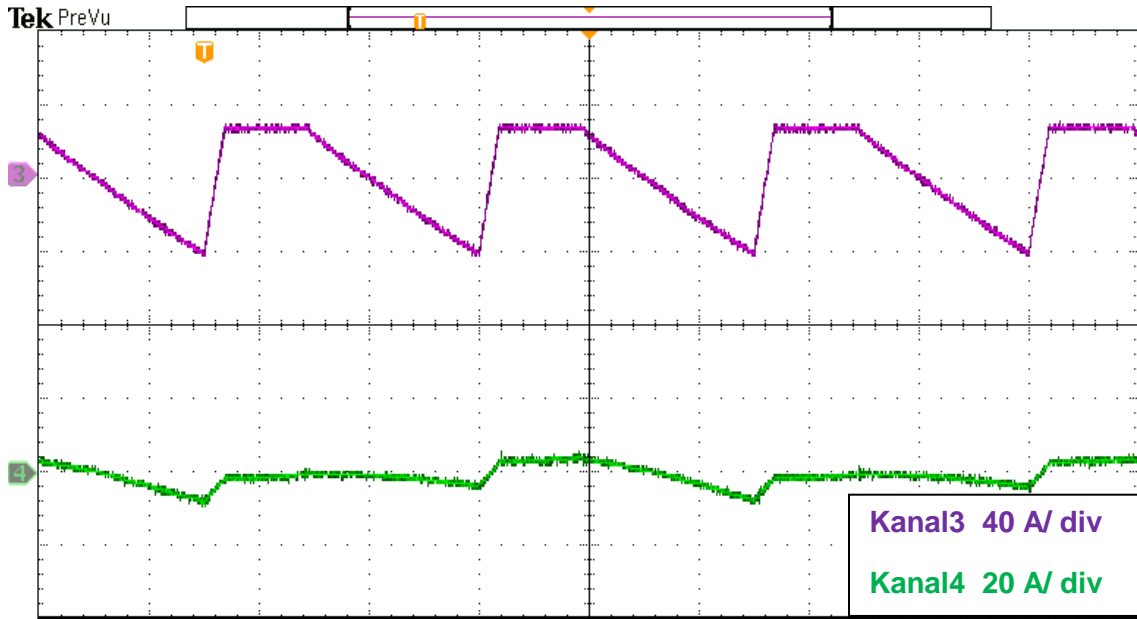
Şekil 7.11 %75 Yükte Çıkış Kondansatörü Öncesi ve Sonrası Akımlar



Şekil 7.12 Tam Yükte Transformör Birincil Sargı Gerilimi ve Akımı



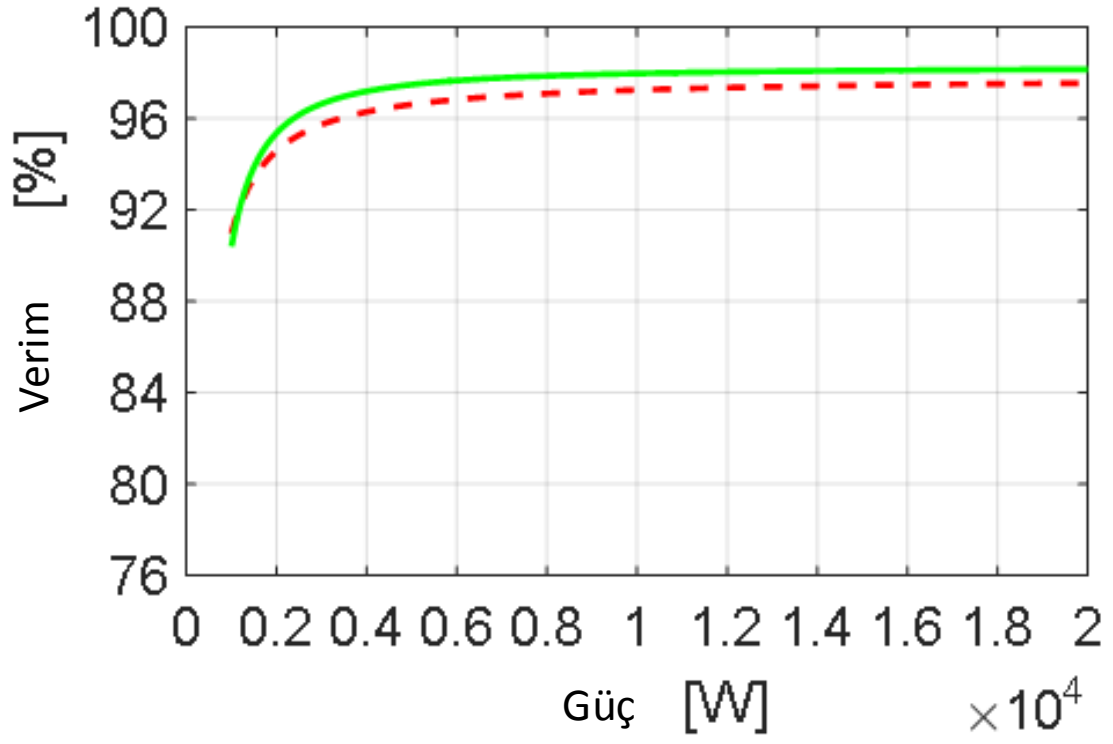
Şekil 7.13 Tam Yükte Transformör İkincil Sargı Gerilimi ve Akımı



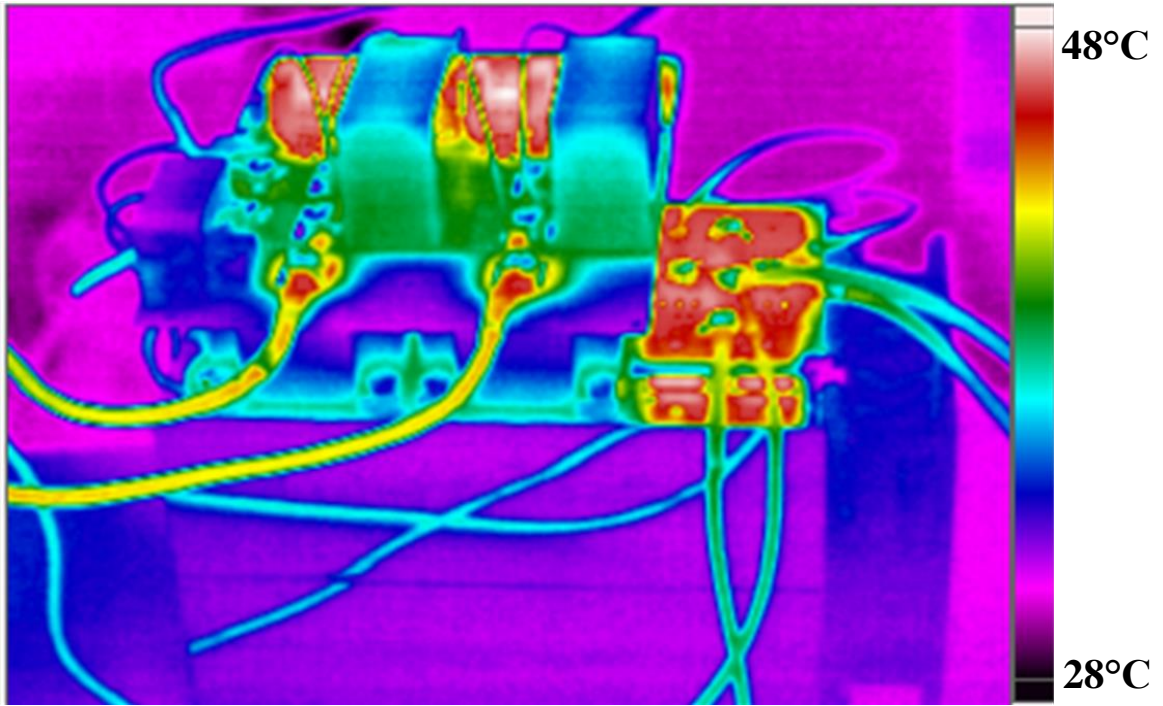
Şekil 7.14 Tam Yükte Çıkış Kondansatörü Öncesi ve Sonrası Akımlar

Çizelge 7.1 Verim Ölçümleri İçin Kullanılan Değerler

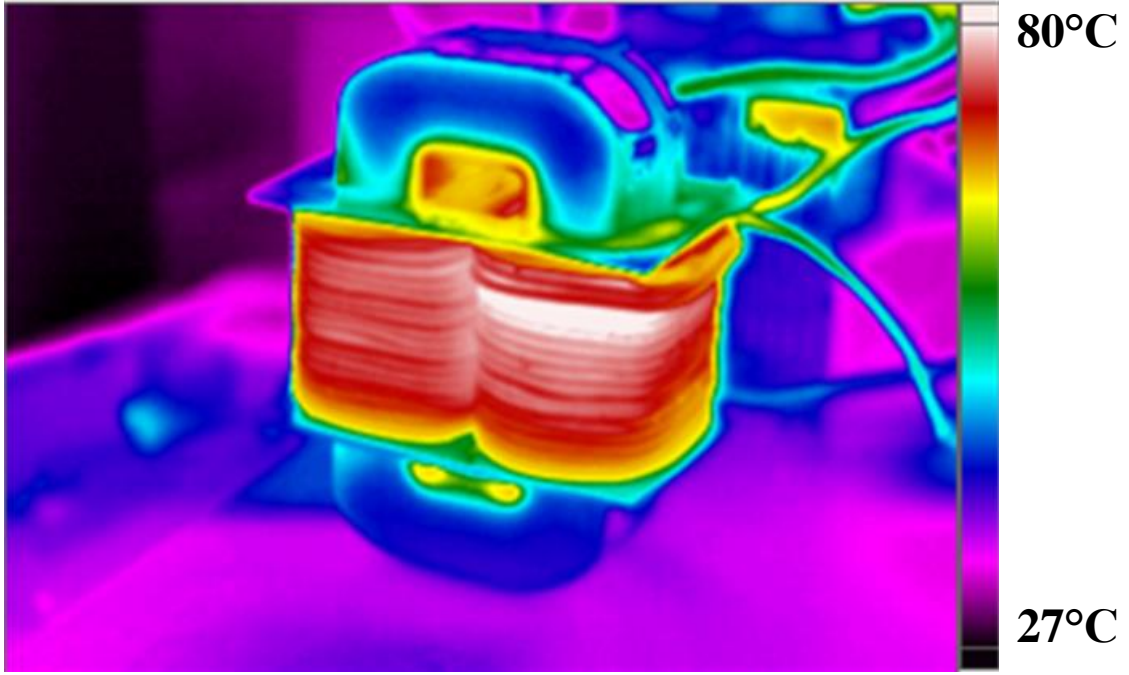
| FAZ AÇISI | GİRİŞ GERİLİM/ AKIM | GİRİŞ GÜCÜ | ÇIKIŞ GERİLİM/ AKIM | ÇIKIŞ GÜCÜ | % VERİM |
|-----------------|---------------------|------------|---------------------|------------|---------|
| 63 ⁰ | 511V / 24A | 12264 W | 628,7V / 18,762A | 11796 W | 96,2 |
| 45 ⁰ | 550V / 18,61A | 10235 W | 563,5V / 17,216A | 9701 W | 94,8 |
| 54 ⁰ | 550V / 22,44A | 12342 W | 628,7V / 18,758A | 11793 W | 95,6 |
| 63 ⁰ | 500V / 17,82A | 8910 W | 666V / 13,050A | 8691 W | 97,5 |
| 54 ⁰ | 550V / 17,45A | 9597,5 W | 691V / 13,455A | 9298 W | 96,8 |
| 45 ⁰ | 550V / 15,05A | 8277 W | 629,4V / 12,534A | 7889 W | 95,3 |
| 63 ⁰ | 550V / 19,29A | 10610 W | 734V / 14,128A | 10370 W | 97,7 |
| 45 ⁰ | 550V / 8,12A | 4466 W | 654,4V / 6,495A | 4250 W | 95,17 |
| 36 ⁰ | 550V / 8,19A | 4505 W | 660V / 6,54A | 4316 W | 95,8 |
| 18 ⁰ | 550V / 3,02A | 1661 W | 368,8V / 4,034A | 1487 W | 89,5 |
| 27 ⁰ | 550V / 5,97A | 3283 W | 545,4V / 5,65A | 3081 W | 93,8 |



Şekil 7.15 DA-DA Çevirgecin Verim- Güç Eğrisi



Şekil 7.16 DA-DA Çevirgecin Termal Kamera Görüntüsü



Şekil 7.17 YF Transformatorün Termal Kamera Görüntüsü

8. SONUÇLAR VE GELECEK ÇALIŞMALAR

Bu tez çalışmasında fotovoltaik uygulamalar için faz kaymalı darbe genişlik kiplenimi anahtarlama tekniği ile sayısal denetimi yapılan, 20 kW gücünde ve 20 kHz çalışma frekansında bir DA-DA çevirgeç topolojisi tasarlanmış ve ilk örnek üretimi gerçekleştirilmiştir. Yüksek frekanslarda çalışabilen düşük kayıplı bir transformatör tasarlanarak çevirgecin giriş-çıkış arasında elektriksel yalıtım sağlanmıştır. Öncelikle çevirgeç giriş güç katında bulunan SiC MOSFET anahtarlardan bir H-köprü sayesinde girişte görülen DA gerilim, 20 kHz frekansında bir kare dalga AA gerilime dönüştürülerek yüksek frekans transformatörün uyarılması sağlanmıştır. Yüksek frekans transformatör girişindeki bu AA gerilimi tur oranıyla yükselterek çıkışında bulunan tam köprü SiC Schottky diyot doğrultucu devresine iletmektedir. Transformatörün çıkışında bulunan tam köprü diyot doğrultucu ve çıkış kondansatörü sayesinde saf DA gerilim ve akım elde edilmiştir.

DA-DA çevirgeç giriş güç katı 20 kHz anahtarlama frekansında çalışan, giriş gerilimi farklı ışınım şiddetlerinde maksimum güç noktasını yakalayacak şekilde 500-650V aralığında olan, çıkışında 700 V sabit DA gerilim üretecek şekilde tasarlanmıştır. Bu tasarımın benzetim çalışmaları yapılmış ve ilk örneği gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçların tasarım ve benzetimler ile karşılaştırılması yapılmıştır.

Bu sistem için anahtarlama yöntemi olarak faz kaymalı darbe genişliği kiplenimi yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemde giriş güç katındaki H-köprü SiC MOSFET anahtarlarının sabit %50 görev çevrimi ile çalışması sağlanarak, sadece H-köprünün çaprazlarında bulunan anahtar sürücü işaretlerinin arasında zaman farkı yani faz farkı yaratılmıştır. Böylece yüksek frekans transformatörün çalışmasını sağlayacak olan AA gerilimin etkin değeri kolayca değiştirilebilmekte ve çıkış geriliminin seviyesi ayarlanabilmektedir. Bu yöntemi hem daha kolay hem de daha etkin bir şekilde başarabilmek için, Texas Instruments firmasının güç elektroniği uygulamaları için özelleştirilmiş olan TMS320F28069 isimli DSP sayısal sinyal işleyicisi kullanılmıştır. İşlemcide mevcut bulunan hazır EPWM modülleri sayesinde yazılım yükü azaltılmıştır.

DA-DA çevirgeçte kullanılan ana denetim kartı, sürücü kartı, soğutucu fanı ve tüm duyarga beslemelerinin ihtiyacı olan tüm beslemeler harici bir güç kaynağına ihtiyaç duyulmadan, çevirgeç girişinden alınan ana giriş gücünden üretilmiştir. Sistemin birincil tarafı olan giriş güç katı, ikincil tarafı olan çıkış güç katı ve sistem kontrolünü sağlayan denetim katı birbirinden tamamen yalıtılmıştır. Böylece sistemin kendi elemanlarının güvenliği ve bu sistemin kullanılacağı yerlerde can güvenliği sağlanmıştır.

Çevirgecin yüksek frekansta güç aktarımını verimli bir şekilde yapması, bu çalışmanın en önemli noktalarından biridir. Tam yükte yani 20 kW anma gücü çalışma koşulunda %98 verim değeri yakalanmıştır. Üstelik sistemin yüksek frekans transformatör ile çalışmasına rağmen, aynı işi yapan ve elektriksel yalıtımı olmayan yükseltici tip çevirgeçler ile aynı seviyede veriminin olması dikkat çekicidir. Bu yüksek verimi sağlayarak benzer geleneksel uygulamalardan fark yaratan temel özellikler özgün transformatör tasarımı ve güç katında bulunan tüm elemanların SiC güç yarı iletkenleri olmasıdır. Yüksek frekans transformatör henüz piyasada çok kullanılmayan fakat oldukça az kayıplı nano kristal çekirdek ile tasarlanıp gerçekleştirilmiştir. Giriş güç katında bulunan anahtarların geleneksel Si IGBT yerine yüksek güçlü SiC MOSFETlerden seçilmesi ve çıkış güç katında bulunan diyotların da SiC Schottky diyotlardan seçilmesi sistem kayıplarını çarpıcı bir şekilde düşürmüştür.

Tasarlanan ve ilk örnek üretimi gerçekleştirilen DA-DA çevirgecin yüksek frekansta çalışması hem insan kulağının duyabileceği aralığın dışında olması sayesinde sistemin gürültüsüz çalışmasını, hem de sistemin transformatör- kondansatör gibi hantal parçalarının daha küçük olmasını sağlamıştır. Böylece ileride kutu tasarımı yapıldığı takdirde, yaklaşık olarak litre başına 1,25 kW güç yoğunluğuna erişilmiştir. Bu hacimsel güç yoğunluğu değerine, sistemin zorlamalı hava soğutmalı olmasına rağmen ulaşılmıştır.

Üretilen çevirgeç elektrikli araç uygulamaları ve bunun benzeri çok çeşitli alanlarda DA güç kaynağı olarak kullanılabileceği gibi, bu tez çalışmasında hedeflenen kullanım alanı güneş enerjisi alanı olmuştur. Güneş enerjisi santrallerinde 20 kW güçlerinde ayrılmış olan fotovoltaik panel gruplarının farklı ışınım şiddetlerinde sürekli olarak maksimum güç noktasında çalıştırılması için tasarlanmıştır. DA-DA

çevirgecin fotovoltaik uygulamalarda maksimum güç noktası izleyicisi olarak çalıştırılması ana denetim katı yazılımında “Dürt ve Gözle” algoritması kullanılarak başarılmıştır. Bu algoritmanın bu tarz uygulamalarda kullanılan diğer algoritmalara göre çeşitli üstünlükleri olmasına rağmen tek dezavantajı maksimum güç noktası etrafında salınımına sebep olmasıdır.

İlerleyen çalışmalarda sistemin giriş ve çıkış güç katı elemanlarının ve transformatör tur oranının güncellenmesi ile giriş çalışma gerilimi aralığı ve çıkış gerilimi aralığı değiştirilebilir. Örneğin, giriş gerilimi aralığı 250-800 V olduğu takdirde bu sistem çok daha çeşitli fotovoltaik panel grubu bağlantılarında kullanılabilir. Daha az seri FV panel bağlantısında veya daha çok seri FV panel bağlantısında kullanılabilmesi kısıtlamayı azaltacaktır.

DA-DA çevirgecin çıkış güç katında tam köprü diyot doğrultucular yerine H-köprü oluşturacak şekilde MOSFET anahtar kullanılması sistemi çift yönlü çalışacak hale getirecektir. Özellikle enerji depolamalı uygulamalarda çift yönlü bir DA-DA çevirgeç temel ihtiyaçtır. Bu tez çalışmasında tasarlanıp üretilen DA-DA çevirgecin de böyle bir güncelleme ile benzer güçlerdeki batarya depolamalı fotovoltaik uygulamalarda kullanılması mümkündür. Bu noktada sistemin denetim katı, güç katını yönetebilmek için dört adet DGK işareti yerine sekiz adet DGK işareti üretecek ve daha fazla sürücü devresine ihtiyaç olacaktır.

Gelecekte verimin daha az önemli olduğu, fakat hacimsel yoğunluğun daha önemli olduğu uygulamalar için frekans artırılıp sistemin hantal bileşenleri küçültülebilir. Transformatör ve çıkış kondansatörlerinin küçülmesiyle küçük bir kutu tasarımı yapılabilecektir. Ayrıca hali hazırdaki sistemde hava soğutma kullanmak yerine su veya yağ soğutmalı bir soğutucu tasarlandığı takdirde güç yoğunluğu çarpıcı bir şekilde artacaktır. Kısacası çalışma frekansı artırılarak ve sıvı soğutma kullanılarak, bu sistem özellikle askeri uygulamalarda ve elektrikli araç uygulamalarında daha az verimli fakat daha yüksek güç yoğunluğu ile kullanılabilir.

Yazılım algoritması olarak sadece dürt ve gözle algoritması kullanmak yerine, maksimum güç noktası takibine dürt ve gözle algoritması ile başlayıp daha sonra artan iletkenlik algoritması ile devam eden bir melez algoritma geliştirmek mümkündür. Bu noktada yazılım karmaşası artacaktır fakat bu iki algoritmanın

sadece üstünlükleri ortaya çıkartılarak, şu anki sistemin tek dezavantajı olan maksimum güç noktası etrafındaki salınım sorunu tamamen ortadan kalkacaktır.

KAYNAKLAR

- [1] Mohan,N., Undeland, M., Robbins, P., *Güç Elektroniği: Çeviriciler, Uygulamalar ve Tasarım*, (çev: Tuncay,N., Gökaşan, M., Boğosyan, S.), Literatür Yayıncılık, İstanbul, 2010.
- [2] Rashid, M., *Güç Elektroniği: Yarıiletken Elemanlar, Devreler ve Uygulamaları*, (çev: Sünter,S., Aydemir, T.), Nobel Akademik Yayıncılık, Ankara, 2015.
- [3] Öztürk, S., *Çapraz Fotovoltaik Mikro-Evirgecin Doğrudan Sayısal Sentez Tekniğini Kullanarak dsPIC Mikro Denetleyici İle Gerçekleştirilmesi*, Yüksek Lisans Tezi, Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2014.
- [4] Tsukiyama D, Fukuda Y, A Novel Type High-Efficiency High-Frequency-Linked Full-Bridge DC-DC Converter Operating under Secondary-Side Series Resonant Principle for High-Power PV Generation, IEEE ICRERA, 2012.
- [5] Daisuke Tsukiyama, Yasuhiko Fukuda, Shuji Miyake, Saad Mekhilef, Soon-Kurl Kwon, Mutsuo Nakaoka “ A New 98% Soft-Switching Full-Bridge DC-DC Converter based on Secondary-Side LC Resonant Principle for PV Generation Systems“, IEEE PEDS 2011,pp:1112-119, 2011.
- [6] Daisuke Tsukiyama, Yasuhiko Fukuda,Shuji Miyake“ A Novel Type High-Efficiency High-Frequency- Linked Full-Bridge DC-DC Converter Operating under Secondary-Side Series Resonant Principle for High-Power PV Generation“, in ICRERA, pp.1-6, 2012.
- [7] Serguei Moisseev, Kazunori Suzuoka, Tarek Ahmed, Mutsuo Nakaoka, “Feasibility Study of High Frequency Step-up Transformer Linked Soft Switching PWM DC-DC Converter with Tapped Inductor Filter“, IEEE IECON 2003,vol.2, pp:1673-1678, 2003.
- [8] Nabil A. Ahmed, Kazunori Nishimura, Hyun-Woo Lee, Masafumi Miyatake Mutsuo Nakaoka,“ Novel High Frequency Planner Transformer Linked Soft Switching DC-DC Power Converter with Secondary Side-Phase Shifted PWM Active Rectifying Switches“, PEDs 2005, pp:129-135, 2005.
- [9] A. Faruk Bakan, Nihan Altıntaş, İsmail Aksoy, “An Improved PSFB PWM DC–DC Converter for High-Power and Frequency Applications“, IEEE Transactions on Power Electronics, pp:64-70, 2013.

- [10] Chung-Chuan Hou, Chih-Chung Shih, Po-Tai Cheng, Ahmet M. Hava, "Reduction of Common Mode Leakage Current in Three Phase Transformerless Photovoltaic Grid Connected System", IEEE Transactions on Power Electronics, pp:43, 2013.
- [11] Xiaomei Song, Wenjie Chen, Yang Xuan, Bin Zhang, Jiao Zhang, "Common mode leakage current analysis for Transformerless PV system with long DC side cables", IEEE ICPE-ECCE Asia, pp:2475-2480, 2015.
- [12] C. Mi; H. Bai, C. Wang, S. Gargies, "Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC-DC converter", IET Power Electronics, pp:507-517, 2008.
- [13] K. Shreelekha, S. Arulmozhi, "Multiport isolated bidirectional DC-DC converter interfacing battery and supercapacitor for hybrid energy storage application", ICEEOT, pp:2763-2768, 2016.
- [14] Tahsin Koroglu, M. Mustafa Savrun, Adnan Tan, Mehmet Ugras Cuma, Kamil Çağatay Bayindir, Mehmet Tumay, "Design and implementation of full bridge bidirectional isolated DC-DC converter for high power applications", EPE'16 ECCE Europe, pp:1-7, 2016.
- [15] Weicheng Zhou, Qing Guo, Xinke Wu, Yi Liu, Kuang Sheng, "A 1200V/100A all-SiC power module for boost converter of EV/HEV's motor driver application", SSLChina: IFWS, pp:38-41, 2016.
- [16] Chengbin Ma, Kazuhiro Yoshida, Kazuaki Honda, "Si-IGBT versus SiC-MOSFET — An isolated bidirectional resonant LLC DC-DC converter for distributed power systems", SICE, pp:894-899, 2015.
- [17] Alexander Stadler, Christof Gulden, "Improved thermal design of a high frequency power transformer", IEEE, 2011.
- [18] P. Seshasai Kumar, "Design of high frequency power transformer for switched mode power supplies", IEEE, 2016.
- [19] Kapila Warnakulasuriya, Farhad Nabhani, Vahid Askari, "Development of a 100kW, 20 kHz Nanocrystalline Core Transformer for DC / DC Converter Applications", VDE Conference Publications, 2016.
- [20] Jeong-Gyu Lim, Soo-Hyun Lim, Se-Kyo Chung, "Digital Control of Phase-Shifted Full Bridge PWM Converter", ICPE'07, pp:772-777, 2007.

- [21] Fang Y, Ma X., A novel PV microinverter with coupled inductors and double-boost topology, IEEE Trans Power Electron, 2010.
- [22] Jain S, Agarwal V., A single-stage grid connected inverter topology for solar PV systems with maximum power point tracking, IEEE Trans Power Electron, 2007.
- [23] Kasa N, Lida T, Chen L., Flyback inverter controlled by sensorless current MPPT for photovoltaic power system, IEEE Trans Ind Electron, 2005.
- [24] Rodriguez C, Amaratunga GAJ. Long-lifetime power inverter for photovoltaic AC modules, IEEE Trans Ind Electron, 2008.
- [25] Calyxo CX-3 Datasheet, 'CDTE Thin Film Solar Module CX-3', Calyxo GMBH, 2013.
- [26] CAS120M12BM2 Datasheet, 'CAS120M12BM2 1.2kV, 13 mΩ All Silicon Carbide Half- Bridge Module', Cree Inc., 2014.
- [27] Grover, Frederick W., Inductance Calculations: Working Formulas and Tables, Dover Publications, New York, 1962.
- [28] PACK Litz Wire, <http://www.packlitzwire.com/en/products/> (Mayis, 2017)
- [29] ENPAY C-Cores Datasheet, 'ENPAY C- Cores Type Su', ENPAY Inc., 2012.
- [30] C4D40120D Datasheet, 'C4D40120D Silicon Carbide Schottky Diode Z-REC RECTIFIER', Cree Inc., 2016.
- [31] Fischer Elektronik f-cool Heatsinks Catalogue, 'Fischer Elektronik to Cool to Protect to Connect', Fischer Elektronik GmbH Ko., 2014.
- [32] IXDN609SI Application note, 'SiC MOSFET Isolated Gate Driver', Cree Inc., 2014.
- [33] IXDN609SI Datasheet, 'IXD_609 9-Ampere Low Side Ultrafast MOSFET Drivers ', IXYS Integrated Circuits Division Corp., 2017.

- [34] TMS320F28069 Datasheet, 'TMS320F2806x Piccolo Microcontrollers', Texas Instruments Inc., 2016.
- [35] AMC1100 Datasheet, 'AMC1100 Fully- Differential Isolation Amplifier', Texas Instruments Inc., 2014.
- [36] HASS-50 Datasheet, 'Current Transducer HASS 50.. 600-S', LEM Corp. , 2014.

EK.1 CAS120M12BM2 SiC MOSFET TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI



CAS120M12BM2 1.2kV, 13 mΩ All-Silicon Carbide Half-Bridge Module C2M MOSFET and Z-Rec® Diode

| | |
|--------------------------------|--------|
| V_{DS} | 1.2 kV |
| $E_{sw, Total @ 120A, 150 °C}$ | 2.1 mJ |
| $R_{DS(on)}$ | 13 mΩ |

Features

- Ultra Low Loss
- High-Frequency Operation
- Zero Reverse Recovery Current from Diode
- Zero Turn-off Tail Current from MOSFET
- Normally-off, Fail-safe Device Operation
- Ease of Paralleling
- Copper Baseplate and Aluminum Nitride Insulator

System Benefits

- Enables Compact and Lightweight Systems
- High Efficiency Operation
- Mitigates Over-voltage Protection
- Reduced Thermal Requirements
- Reduced System Cost

Applications

- Induction Heating
- Solar and Wind Inverters
- DC/DC Converters
- Line Regen Drives
- Battery Chargers

Package 62mm x 106mm x 30mm



| Part Number | Package | Marking |
|--------------|--------------------|--------------|
| CAS120M12BM2 | Half-Bridge Module | CAS120M12BM2 |

Maximum Ratings ($T_c = 25 °C$ unless otherwise specified)

| Symbol | Parameter | Value | Unit | Test Conditions | Notes |
|----------------|------------------------------------|-------------|------|--|---------|
| V_{DSmax} | Drain - Source Voltage | 1.2 | kV | | |
| V_{GSmax} | Gate - Source Voltage | -10/+25 | V | Absolute maximum values | |
| V_{GSop} | Gate - Source Voltage | -5/20 | V | Recommended operational values | |
| I_D | Continuous MOSFET Drain Current | 193 | A | $V_{GS} = 20 V, T_c = 25 °C$ | Fig. 26 |
| | | 138 | | $V_{GS} = 20 V, T_c = 90 °C$ | |
| $I_{D(pulse)}$ | Pulsed Drain Current | 480 | A | Pulse width tp limited by $T_{J(max)}$ | |
| I_F | Continuous Diode Forward Current | 305 | A | $V_{GS} = -5 V, T_c = 25 °C$ | |
| | | 195 | | $V_{GS} = -5 V, T_c = 90 °C$ | |
| T_{Jmax} | Junction Temperature | -40 to +150 | °C | | |
| T_c, T_{STG} | Case and Storage Temperature Range | -40 to +125 | °C | | |
| V_{isd} | Case Isolation Voltage | 5 | kV | AC, 50 Hz, 1 min | |
| L_{Stray} | Stray Inductance | 15 | nH | Measured between terminals 2 and 3 | |
| P_D | Power Dissipation | 925 | W | $T_c = 25 °C, T_J = 150 °C$ | Fig. 25 |



Electrical Characteristics ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

| Symbol | Parameter | Min. | Typ. | Max. | Unit | Test Conditions | Note |
|---------------|----------------------------------|------|-------|------|---------------|--|--------------|
| $V_{(BR)DSS}$ | Drain - Source Breakdown Voltage | 1.2 | | | kV | $V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 300\ \mu\text{A}$ | |
| $V_{GS(th)}$ | Gate Threshold Voltage | 1.8 | 2.6 | | V | $V_{DS} = 10\text{ V}, I_D = 6\text{ mA}$ | Fig. 7 |
| I_{DSS} | Zero Gate Voltage Drain Current | | 80 | 300 | μA | $V_{DS} = 1.2\text{ kV}, V_{GS} = 0\text{ V}$ | |
| | | | 400 | 1500 | | $V_{DS} = 1.2\text{ kV}, V_{GS} = 0\text{ V}, T_J = 150^\circ\text{C}$ | |
| I_{GSS} | Gate-Source Leakage Current | | 1 | 100 | nA | $V_{GS} = 20\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$ | |
| $R_{DS(on)}$ | On State Resistance | | 13 | 16 | m Ω | $V_{GS} = 20\text{ V}, I_{DS} = 120\text{ A}$ | Fig. 4, 5, 6 |
| | | | 23 | 30 | | $V_{GS} = 20\text{ V}, I_{DS} = 120\text{ A}, T_J = 150^\circ\text{C}$ | |
| g_{fs} | Transconductance | | 53.8 | | S | $V_{DS} = 20\text{ V}, I_{DS} = 120\text{ A}$ | Fig. 8 |
| | | | 48.5 | | | $V_{DS} = 20\text{ V}, I_D = 120\text{ A}, T_J = 150^\circ\text{C}$ | |
| C_{iss} | Input Capacitance | | 6.3 | | nF | $V_{DS} = 1\text{ kV}, f = 200\text{ kHz}, V_{AC} = 25\text{ mV}$ | Fig. 16, 17 |
| C_{oss} | Output Capacitance | | 0.88 | | | | |
| C_{rss} | Reverse Transfer Capacitance | | 0.037 | | | | |
| E_{on} | Turn-On Switching Energy | | 1.7 | | mJ | $V_{DD} = 600\text{ V}, V_{GS} = -5\text{V}/+20\text{V}$ $I_D = 120\text{ A}, R_{G(ext)} = 2.5\ \Omega$ Load = 142 $\mu\text{H}, T_J = 150^\circ\text{C}$ Note: IEC 60747-8-4 Definitions | Fig. 22 |
| E_{off} | Turn-Off Switching Energy | | 0.4 | | mJ | | |
| $R_{G(int)}$ | Internal Gate Resistance | | 1.8 | | Ω | $f = 200\text{ kHz}, V_{AC} = 25\text{ mV}$ | |
| Q_{GS} | Gate-Source Charge | | 97 | | nC | $V_{DD} = 800\text{ V}, V_{GS} = -5\text{V}/+20\text{V}, I_D = 120\text{ A},$ Per JEDEC24 pg 27 | Fig. 15 |
| Q_{GD} | Gate-Drain Charge | | 118 | | | | |
| Q_G | Total Gate Charge | | 378 | | | | |
| $t_{d(on)}$ | Turn-on delay time | | 38 | | ns | $V_{DD} = 600\text{V}, V_{GS} = -5/+20\text{V}, I_D = 120\text{ A}, R_{G(ext)} = 2.5\ \Omega,$ Timing relative to V_{DS} Note: IEC 60747-8-4, pg 83 Inductive load | Fig. 24 |
| t_r | Rise Time | | 34 | | ns | | |
| $t_{d(off)}$ | Turn-off delay time | | 70 | | ns | | |
| t_f | Fall Time | | 22 | | ns | | |
| V_{SD} | Diode Forward Voltage | | 1.5 | 1.8 | V | $I_F = 120\text{ A}, V_{GS} = 0$ | Fig. 10 |
| | | | 1.9 | 2.4 | | $I_F = 120\text{ A}, T_J = 150^\circ\text{C}, V_{GS} = 0$ | Fig. 11 |
| Q_C | Total Capacitive Charge | | 1.1 | | μC | $I_{SD} = 120\text{A}, V_{DS} = 600\text{ V}, T_J = 25^\circ\text{C}, di_{SD}/dt = 3\text{ kA}/\mu\text{s}, V_{GS} = -5\text{ V}$ | |

Thermal Characteristics

| Symbol | Parameter | Min. | Typ. | Max. | Unit | Test Conditions | Note |
|---------------|--|------|-------|-------|---------------------------|-----------------|---------|
| $R_{th(jc)}$ | Thermal Resistance Junction-to-Case for MOSFET | | 0.125 | 0.135 | $^\circ\text{C}/\text{W}$ | | Fig. 27 |
| $R_{th(jcd)}$ | Thermal Resistance Junction-to-Case for Diode | | 0.108 | 0.115 | | | Fig. 28 |

Additional Module Data

| Symbol | Parameter | Max. | Unit | Test Condition |
|--------|--------------------|------|------|---------------------------|
| W | Weight | 290 | g | |
| M | Mounting Torque | 5 | Nm | To heatsink and terminals |
| | Clearance Distance | 9 | mm | Terminal to terminal |
| | Creepage Distance | 30 | mm | Terminal to terminal |
| | | 40 | mm | Terminal to baseplate |

EK.2 NANO KRİSTAL ÇEKİRDEK TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI



C – CORES

C – Cores are strip wound, impregnated and cut in to two halves. Since these cores are assembled around the bobbins in a very short time to manufacture the transformer. Since these are used in pairs each half is marked with a point.

Cut Surface Rectification

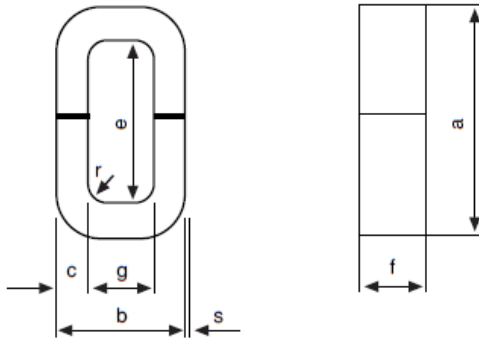
ENPAY produces C – Cores in different specifications as required by customers.

Surface Quality C:

Cut surfaces are rectified so fine that the air gap is brought to minimum.

Size Calculations

C – Cores



$$l_{Fe} = a_{max.} + b_{min.} + e_{min.} + g_{min.} - 1,72 \left(r + \frac{c_{max.}}{2} \right)$$

$$A_{Fe} = c_{min.} \cdot f_{min.} \cdot \eta_{Fe}$$

$$m_{Fe} = A_{Fe} \cdot l_{Fe} \cdot \gamma$$

Dimension

| Type DIN | Type IEC | a max mm | b max mm | c Tolerance mm mm | e min mm | f Tolerance mm mm | g min mm | r max mm | s mm | Matching bobbin type and size |
|------------------------------------|------------------------|-------------|-------------|-------------------------|-------------|------------------------------|-------------|-------------|---------|-------------------------------|
| SU 24 a SU 24 b | | 42.7 | 24.0 | 7.9 - 0.6 | 26.5 | 8.5 - 0.5 13.5 | 8 | 1.5 | 0.2 | |
| SU 30 a SU 30 b | U 1.1 1.2 | 52.7 | 30.0 | 9.9 - 0.8 | 12.5 | 10.1 - 0.6 16.1 | 10 | 1.5 | 0.2 | U1 30 a b |
| SU 39 a SU 39 b | U 2.1 2.2 | 67.9 | 39.1 | 12.9 - 0.8 | 41.5 | 13.4 - 0.9 20.4 | 13 | 1.5 | 0.3 | U1 39 a b |
| SU 48 a SU 48 b | U 3.1 3.2 | 82.9 | 48.0 | 15.8 - 0.9 | 50.5 | 16.5 - 0.1 25.5 | 16 | 1.5 | 0.3 | U1 48 a b |
| SU 60 a SU 60 b | U 4.1 4.2 | 103.6 | 60.1 | 19.8 - 0.9 | 63.0 | 20.6 - 1.1 30.6 | 20 | 2.0 | 0.3 | U1 60 a b |
| SU 75 a SU 75 b | U 5.1 5.2 | 128.6 | 75.0 | 24.7 - 1.0 | 78.0 | 26.1 - 1.1 41.1 | 25 | 2.0 | 0.3 | U1 75 a b |
| SU 90 a SU 90 b | U 6.1 6.2 | 155.8 | 90.0 | 29.6 - 1.1 | 95.0 | 30.9 - 1.4 50.9 | 30 | 3.0 | 0.5 | U1 90 a b |
| (SU 102 a) (SU 102 b) | U 7.1 7.2 | 175.4 | 102.4 | 33.7 - 1.2 | 106.0 | 35.4 - 1.4 56.4 | 34 | 3.0 | 0.5 | U1 102 a b |
| SU 114 a SU 114 b | U 8.1 8.2 | 195.6 | 114.4 | 37.6 - 1.3 | 118.0 | 39.2 - 1.7 63.2 | 38 | 3.0 | 0.6 | U1 114 a b |
| SU 132 a SU 132 b | U 9.1 9.2 | 225.4 | 132.1 | 43.4 - 1.4 | 136.0 | 45.2 - 1.7 71.2 | 44 | 3.0 | 0.6 | U1 132 a b |
| (SU 150 a) SU 150 b | U 10.1 10.2 | 255.6 | 150.2 | 49.4 - 1.5 | 154.0 | 51.2 - 1.7 76.2 | 50 | 3.0 | 0.6 | U1 150 a b |
| SU 168 a (SU 168 b) | U 11.1 11.2 | 286 | 168.3 | 55.3 - 1.6 | 172.0 | 57.0 - 2.0 91.0 | 56 | 3.0 | 0.6 | U1 168 a b |
| SU 180 a SU 180 b SU 180 c | U 12.1 12.2 12.2 | 307.2 | 181.3 | 59.7 - 1.8 | 184.0 | 62.0 77.0 - 2.0 92.0 | 60 | 3.0 | 0.6 | U1 180 a b c |
| SU 210 a SU 210 b (SU 210 c) | U 13.1 13.2 13.2 | 357.2 | 211.1 | 69.6 - 2.0 | 214.0 | 71.7 101.7 - 2.2 131.7 | 70 | 3.0 | 0.6 | U1 210 a b c |
| SU 240 a SU 240 b SU 240 c | U 14.1 14.2 14.2 | 406.2 | 242.2 | 79.6 - 2.0 | 243.0 | 81.7 108.7 - 2.2 138.7 | 80 | 3.0 | - | U1 240 a b c |

The stacking factor η_{Fe} for C – Core is the same value as seen on page 14 for toroidal cores

EK.3 C4D40120D SiC SCHOTTKY DİYOT TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI



C4D40120D Silicon Carbide Schottky Diode Z-REC® RECTIFIER

| | | |
|-------------------------------|---|---------|
| V_{RRM} | = | 1200 V |
| $I_F (T_C=135^\circ\text{C})$ | = | 54A** |
| Q_C | = | 198nC** |

Features

- 1.2kV Schottky Rectifier
- Zero Reverse Recovery Current
- High-Frequency Operation
- Temperature-Independent Switching
- Extremely Fast Switching

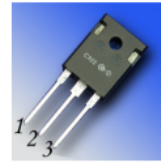
Benefits

- Replace Bipolar with Unipolar Rectifiers
- Essentially No Switching Losses
- Higher Efficiency
- Reduction of Heat Sink Requirements
- Parallel Devices Without Thermal Runaway

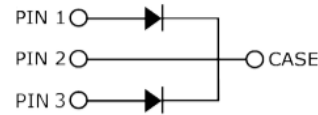
Applications

- Switch Mode Power Supplies (SMPS)
- Boost diodes in PFC or DC/DC stages
- Free Wheeling Diodes in Inverter stages
- AC/DC converters

Package



TO-247-3



| Part Number | Package | Marking |
|-------------|----------|----------|
| C4D40120D | TO-247-3 | C4D40120 |

Maximum Ratings ($T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

| Symbol | Parameter | Value | Unit | Test Conditions | Note |
|---------------|---|----------------------------|------------------|---|--------|
| V_{RRM} | Repetitive Peak Reverse Voltage | 1200 | V | | |
| V_{RSM} | Surge Peak Reverse Voltage | 1300 | V | | |
| V_R | DC Peak Reverse Voltage | 1200 | V | | |
| I_F | Continuous Forward Current (Per Leg/Device) | 56.5/113 27/54 20/40 | A | $T_C=25^\circ\text{C}$ $T_C=135^\circ\text{C}$ $T_C=150^\circ\text{C}$ | Fig. 3 |
| I_{FRM} | Repetitive Peak Forward Surge Current | 91* 61* | A | $T_C=25^\circ\text{C}$, $t_p=10$ ms, Half Sine Pulse $T_C=110^\circ\text{C}$, $t_p=10$ ms, Half Sine Pulse | |
| I_{FSM} | Non-Repetitive Forward Surge Current | 130* 110* | A | $T_C=25^\circ\text{C}$, $t_p=10$ ms, Half Sine Pulse $T_C=110^\circ\text{C}$, $t_p=10$ ms, Half Sine Pulse | Fig. 8 |
| $I_{F,Max}$ | Non-Repetitive Peak Forward Current | 1150* 950* | A | $T_C=25^\circ\text{C}$, $t_p=10$ μs , Pulse $T_C=110^\circ\text{C}$, $t_p=10$ μs , Pulse | Fig. 8 |
| P_{tot} | Power Dissipation (Per Leg/Device) | 266/532 114/228 | W | $T_C=25^\circ\text{C}$ $T_C=110^\circ\text{C}$ | Fig. 4 |
| dV/dt | Diode dV/dt ruggedness | 200 | V/ns | $V_R=0-960\text{V}$ | |
| $\int i^2 dt$ | i^2t value | 84.5* 60.5* | A ² s | $T_C=25^\circ\text{C}$, $t_p=10$ ms $T_C=110^\circ\text{C}$, $t_p=10$ ms | |
| T_J | Operating Junction Range | -55 to +175 | $^\circ\text{C}$ | | |
| T_{stg} | Storage Temperature Range | -55 to +135 | $^\circ\text{C}$ | | |
| | TO-247 Mounting Torque | 1 8.8 | Nm lbf-in | M3 Screw 6-32 Screw | |

* Per Leg, ** Per Device

Electrical Characteristics (Per Leg)

| Symbol | Parameter | Typ. | Max. | Unit | Test Conditions | Note |
|--------|---------------------------|------------------|------------|---------------|--|--------|
| V_F | Forward Voltage | 1.5 2.2 | 1.8 3 | V | $I_F = 20\text{ A}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_F = 20\text{ A}$ $T_J = 175^\circ\text{C}$ | Fig. 1 |
| I_R | Reverse Current | 35 65 | 200 400 | μA | $V_R = 1200\text{ V}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_R = 1200\text{ V}$ $T_J = 175^\circ\text{C}$ | Fig. 2 |
| Q_C | Total Capacitive Charge | 99 | | nC | $V_R = 800\text{ V}$, $I_F = 20\text{ A}$ $di/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ | Fig. 5 |
| C | Total Capacitance | 1500 93 67 | | pF | $V_R = 0\text{ V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ MHz}$ $V_R = 400\text{ V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ MHz}$ $V_R = 800\text{ V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ MHz}$ | Fig. 6 |
| E_C | Capacitance Stored Energy | 28 | | μJ | $V_R = 800\text{ V}$ | Fig. 7 |

Note: This is a majority carrier diode, so there is no reverse recovery charge.

Thermal Characteristics

| Symbol | Parameter | Typ. | Unit | Note |
|-----------------|--|-----------------|---------------------------|--------|
| $R_{\theta JC}$ | Thermal Resistance from Junction to Case | 0.29** 0.57* | $^\circ\text{C}/\text{W}$ | Fig. 9 |

* Per Leg, ** Per Device

Typical Performance (Per Leg)

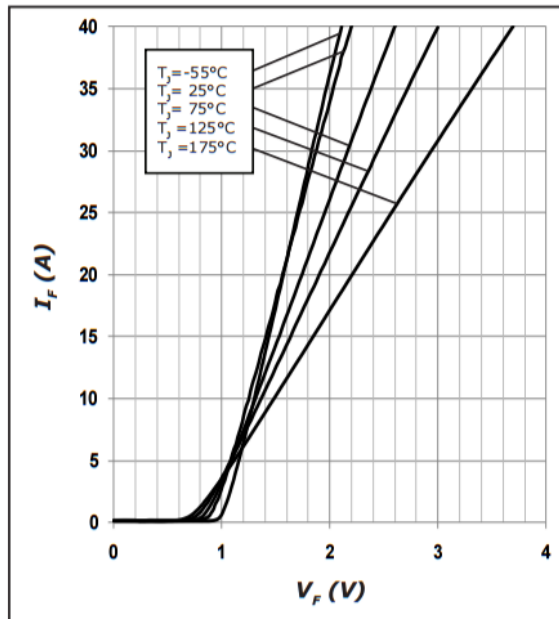


Figure 1. Forward Characteristics

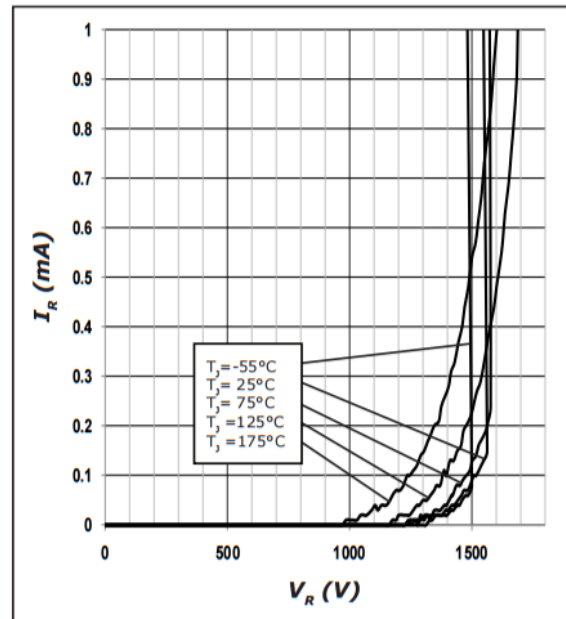


Figure 2. Reverse Characteristics

EK.4 CALYXO CX 3 FOTOVOLTAİK PANEL TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI

| MECHANICAL SPECIFICATION | | TECHNICAL DRAWING |
|--------------------------|--|-------------------|
| Length x Width | 1200 mm x 600 mm | |
| Thickness | 6.9 mm (21.0 including junction box) | |
| Weight | 12.0 kg | |
| Front Cover | 3.2 mm glass | |
| Back Cover | 3.2 mm glass | |
| Cell Type | Cadmium telluride / Cadmium sulfide [CdTe/CdS] | |
| Frame | none | |
| Junction Box | Protection Class IP65 | |
| By-Pass Diode | none | |
| Cable Length | 650 mm (+Cable), 850 mm (-Cable) | |
| Cable Type | Solar cable 1.5mm ² | |
| Connector | Y-Sol4 | |

| ELECTRICAL CHARACTERISTICS | | | | | | | |
|---|------------------|-----|--------|--------|--------|--------|--------|
| Performance at standard test conditions (STC: 1000W/m ² , 25°C, AM 1.5 Spectrum) ¹ | | | | | | | |
| POWER CLASS | | CX3 | CX3 75 | CX3 77 | CX3 80 | CX3 82 | CX3 85 |
| Nominal Power (+10% / -5%) | P _{MPP} | [W] | 75.0 | 77.5 | 80.0 | 82.5 | 85.0 |
| Current at max. Power | I _{MPP} | [A] | 1.65 | 1.68 | 1.72 | 1.75 | 1.78 |
| Voltage at max. Power | V _{MPP} | [V] | 46.3 | 46.7 | 47.0 | 47.3 | 47.8 |
| Short Circuit Current | I _{SC} | [A] | 1.95 | 1.98 | 2.01 | 2.04 | 2.06 |
| Open Circuit Voltage | V _{OC} | [V] | 62.0 | 62.5 | 62.8 | 63.2 | 63.6 |
| Performance at normal operating cell temperature (NOCT: 800 W/m ² , 40 ±2°C, AM 1.5 Spectrum) | | | | | | | |
| POWER CLASS | | CX3 | CX3 75 | CX3 77 | CX3 80 | CX3 82 | CX3 85 |
| Nominal Power | P _{MPP} | [W] | 57.2 | 58.9 | 60.4 | 62.0 | 63.6 |
| Current at max. Power | I _{MPP} | [A] | 1.32 | 1.35 | 1.38 | 1.40 | 1.43 |
| Voltage at max. Power | V _{MPP} | [V] | 43.2 | 43.6 | 43.9 | 44.2 | 44.5 |
| Short Circuit Current | I _{SC} | [A] | 1.56 | 1.59 | 1.61 | 1.63 | 1.66 |
| Open Circuit Voltage | V _{OC} | [V] | 57.9 | 58.3 | 58.6 | 58.9 | 59.3 |
| Performance at low irradiance | | | | | | | |
| The typical relative change in module efficiency at an irradiance of 200W/m ² in relation to 1000W/m ² (both at 25°C and AM 1.5 spectrum) on request. | | | | | | | |

| Temperature coefficients (at 1000W/m ² , AM 1.5 Spectrum) | | | |
|--|---|-------|-------|
| Temperature I _{sc} | α | [%/K] | +0.02 |
| Temperature V _{oc} | β | [%/K] | -0.24 |
| Temperature P _{MPP} | γ | [%/K] | -0.25 |

¹⁾The power classes are defined by positive sorting (+2.5W/-0W) according to measured PMPP under STC. IMPP, VMPP, ISC, VOC are within ±10% of the indicated values under STC. Valid indoor measurement of STC performance is obtained by pretreating the module before measurement with 24 hour light soak (at approx. 1000W/m² in open circuit) followed by cool down to 25°C.

| Properties for system design (IEC) | | |
|------------------------------------|------------------|-----------|
| Maximum System Voltage | V _{SYS} | [V] 1000 |
| Maximum Reverse Current | I _R | [A] 4.0 |
| Wind / Snow Load | p | [Pa] 2400 |
| Safety Class | | II |
| Fire Rating | | B |

YOUR DIRECT CONTACT TO THE SUN

calyxo

QUALIFICATIONS AND CERTIFICATES

ÖZGEÇMİŞ

Kimlik Bilgileri

Adı Soyadı : Polat POŞPOŞ
Doğum Yeri : İzmir
Medeni Hali : Bekar
E-posta : polatpospos@gmail.com
Adresi : Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Müh. Böl.

Eğitim

Lise : Ankara Atatürk Lisesi, Ankara (2007)
Lisans : Hacettepe Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği
Bölümü (2013)
Yüksek Lisans : --
Doktora : --

Yabancı Dil ve Düzeyi

İngilizce : İleri

İş Deneyimi

Hacettepe Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği, Bilimsel Proje Uzmanı,
(2013-2015)

Hacettepe Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği, Proje Görevlisi, (2015-)

Deneyim Alanları

--

Tezden Üretilmiş Projeler ve Bütçesi

--

Tezden Üretilmiş Yayınlar

--

Tezden Üretilmiş Tebliğ ve/veya Poster Sunumu ile Katıldığı Toplantılar

--



HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS/DOKTORA TEZ ÇALIŞMASI ORJİNALLİK RAPORU

HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLER ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI BAŞKANLIĞI'NA

Tarih:10/07/2017

Tez Başlığı / Konusu: Fotovoltaik Uygulamalar için Yüksek Frekans Transformatörlü DA-DA Çevirgeç Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi

Yukarıda başlığı/konusu gösterilen tez çalışmamın a) Kapak sayfası, b) Giriş, c) Ana bölümler d) Sonuç kısımlarından oluşan toplam 128 sayfalık kısmına ilişkin, 08/07/2017 tarihinde şahsım/tez danışmanım tarafından *Turnitin* adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezimin benzerlik oranı % 1 'dir.

Uygulanan filtrelemeler:

- 1- Kaynakça hariç
- 2- Alıntılar hariç/~~dahil~~
- 3- 5 kelimedenden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Çalışması Orijinallik Raporu Alınması ve Kullanılması Uygulama Esasları'nı inceledim ve bu Uygulama Esasları'nda belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Gereğini saygılarımla arz ederim.

10.07.2017

Tarih ve İmza

Adı Soyadı: Polat POŞPOŞ

Öğrenci No: N13125077

Anabilim Dalı: Elektrik Elektronik Mühendisliği

Programı: Elektrik Elektronik Mühendisliği

Statüsü: Y.Lisans Doktora Bütünleşik Dr.

DANIŞMAN ONAYI

UYGUNDUR.

Prof. Dr. Işık ÇADIRCI

(Unvan, Ad Soyad, İmza)

