

**GAN FET VE SİLİSYUM TABANLI MOSFET
KULLANILARAK TEK UÇLU BİRİNCİL-İNDÜKTÖR
(SEPIC) TÜRÜ PİL ŞARJ DÜZENLEYİCİ DEVRESİNİN
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

**DESIGN, IMPLEMENTATION AND COMPARISON OF SI
SEMICONDUCTOR MOSFET AND GAN FET BASED SEPIC
BATTERY CHARGE REGULATOR**

OZAN CAN İYİER

PROF. DR. UĞUR BAYSAL

Tez Danışmanı

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak hazırlanmıştır.

2023

ÖZET

GAN FET VE SİLİSYUM TABANLI MOSFET KULLANILARAK TEK UÇLU BİRİNCİL-İNDÜKTÖR (SEPIC) TÜRÜ PİL ŞARJ DÜZENLEYİCİ DEVRESİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Ozan Can İYİER

Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği

Danışman: Prof. Dr. Uğur BAYSAL

Haziran 2023, 122 sayfa

Bu tez çalışmasında, GaN FET ve Silisyum MOSFET anahtarlama elemanları kullanılarak pil şarj düzenleyici devreleri tasarlanmıştır. Tasarlanan pil şarj düzenleyici devrelerinde Tek Uçlu Birincil-İndüktör Dönüştürücü, SEPIC, tipi güç dönüştürücü topolojisi kullanılmıştır. Tez çalışması, hem GaN FET ve Silisyum MOSFET'in anahtarlama karakteristiklerinin incelenmesi hem de SEPIC tipi dönüştürücünün diğer DA-DA tipi dönüştürücülere göre avantaj ve dezavantajlarının incelenmesi açısından benzer literatür çalışmalarından farklılık göstermektedir. Tez kapsamında tasarlanan pil şarj düzenleyicinin giriş gerilimi 40-55V, çıkış gerilimi ise 26V olacak şekilde seçilmiştir. Pil şarj düzenleyici, sabit akım ve sabit gerilim modlarında çalışabilecek şekilde tasarlanmıştır. Anahtarlama frekansı, Silisyum MOSFET kullanılan dönüştürücü için 100kHz ve 300kHz; GaN FET kullanılan dönüştürücü için ise 300kHz olarak belirlenmiştir. Dönüştürücü, tam yük altında 100W çıkış gücü sağlayabilecek şekilde kalifiye edilmiştir. Her iki anahtarlama elemanını da doğrulamak amacıyla birer adet açık döngü ve bir adet kapalı döngü dönüştürücü tasarımı yapılmış ve test edilmiştir. Testlerde elde edilen verilere göre; Silisyum MOSFET kullanılan pil şarj düzenleyici 100kHz anahtarlama frekansında %90,15 verime ulaşmıştır; Ancak

300kHz anahtarlama frekansında tam yük altında %90 verimin altında kalmıştır. GaN FET'in anahtarlama elemanı olarak kullanıldığı pil şarj düzenleyici devresinde ise 300kHz anahtarlama frekansında ve tam yük altında %91,82 verim değeri elde edilmiştir. Pil şarj düzenleyici devresi, her iki anahtarlama elemanı da kullanılarak farklı yükler altında performans testlerine tabi tutulmuştur. Pil şarj düzenleyicinin çalışma modları benzetim ortamında ve test ortamında elde edilen veriler ışığında doğrulanmıştır. Testler sonucunda elde edilen verilere dayanarak pil şarj düzenleyici tasarımlarında SEPİC tipi dönüştürücü ve GaN FET kullanımının avantaj ve dezavantajları benzer literatür çalışmalarına dayanarak incelenmiştir.

Keywords: Güç Elektroniğı, SEPİC, Galyum Nitrit, Silisyum, Alan Etkili Transistör, Güneş Gözesi, Pil Şarj Düzenleyici

ABSTRACT

DESIGN, IMPLEMENTATION AND COMPARISON OF SI SEMICONDUCTOR MOSFET AND GAN FET BASED SEPIC BATTERY CHARGE REGULATOR

Ozan Can İYİER

Master of Science, Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Uğur BAYSAL

June 2023, 122 pages

In this study, battery charge regulators are designed by using GaN FET and Silicon MOSFET as switching devices. The battery charge regulators are designed by utilizing Single Ended Primary-Inductor Converter, SEPIC, power conversion topology. The thesis study differs from similar literature studies both in terms of examining the switching characteristics of GaN FET and Silicon MOSFET and examining the advantages and disadvantages of SEPIC type converter compared to other DA-DA type converters. The input voltage range is determined as 40-55V and output voltage is determined as 26V for the battery charge regulator. The battery charge regulator has ability of working in both constant current and constant voltage modes. The power converter which utilizes Si MOSFET is driven under 100 and 300 kHz switching frequency and the one utilizes GaN FET is driven under 300 kHz switching frequency. The converter has ability to provide 100W output power under full load. In order to perform tests, two open loop, one for each switching device, and one close loop test board models are designed. The efficiency of the converter which uses Silicon MOSFET as switching device is measured as 90,15 % under 100kHz switching frequency; however the efficiency is measured as under 90% for 300kHz switching frequency. The efficiency

of the converter which uses GaNFET as switching device is measured as 91,82% under full load. Performance tests has been performed on both Si MOSFET and GaN FET used battery charge regulators. The modes of battery charge regulator are validated for both simulations and tests. According to the test results, the advantages and disadvantages are discussed for both SEPIC converter and GaN FET.

Keywords: Power Electronics, SEPIC, Gallium nitride, Silicon, Field Effect Transistor, Solar Cell, Battery Charge Regulator



TEŞEKKÜR

Lisansüstü eğitimim süresince anlayışı ve kıymetli deneyimleriyle daima yolumu aydınlatan değerli tez danışmanım Prof. Dr. Uğur BAYSAL'a,

Tezin oluşum, tasarım ve test süreçlerinin her aşamasında yanımda olan, başım her sıkıştığında yardımına koşan Yunus ŞAHİN'e,

Tez çalışmam süresince bana oldukları destek ve gösterdikleri anlayıştan dolayı; F. Ercan KARAGÖZ, Mehmet KARAHAN, Ülkü Miray GÜNDOĞDU ve Doğacan YILDIRIM başta olmak üzere TÜBİTAK UZAY'daki tüm grup arkadaşlarıma,

Birlikteyken tüm sıkıntılarımı unutmamı sağlayan arkadaşlarım Ahmet Emre AKPINAR, Enes Berk KARAHANÇER, Furkan Anıl TAŞPINAR, Ayşegül KARAKAYA, Ş.Simge KAS, Selen KELEŞ, Ezgi KÜÇÜK ve Ayça ÖZTÜRK'e,

Tez süresince tüm meşguliyetime ve huysuzluklarıma katlanan, hayatıma neşe katan, güven ve desteğini hiç eksik etmeyen Şevin KARTAL'a,

Tüm hayatım boyunca aldığım her kararda arkamda duran, maddi ve manevi desteklerini bir an olsun esirgemeyen annem Hayriye İYİER ve ablam Ezgi İYİER'e,

En içten teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRACT	iii
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	x
ŞEKİLLER DİZİNİ	xi
KISALTMALAR	xvi
İNGİLİZCE TÜRKÇE TERMINOLOJİ SÖZLÜĞÜ	xix
1. GİRİŞ	1
2. GÜÇ TRANSİSTÖRLERİ	9
2.1. Alan Etkili Transistörler.....	11
2.1.1. Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistörler, MOSFET	13
2.1.2. Birleşim Yüzeyli Alan Etkili Transistörler, JFET	15
2.1.3. Yüksek Elektron Hareketliliğine Sahip Transistörler, HEMT	16
2.2. Yalıtılmış-Kapılı Bipolar Transistörler	18
2.3. Si Tabanlı MOSFET ve GaN FET Güç Transistörlerinin Karşılaştırılması.....	19
3. DA-DA TİPİ GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİ	21
3.1. İndiren Tip Dönüştürücü	22
3.2. Yükselten Tip Dönüştürücü	23
3.3. İndiren-Yükselten Tip Dönüştürücü	24
3.4. Cuk Tipi Dönüştürücü	25
3.5. SEPİC Tipi Dönüştürücü	25
3.6. ZETA Tipi Dönüştürücü.....	27
3.7. Güç Dönüştürücülerinin Karşılaştırılması	28
4. PİL ŞARJ DÜZENLEYİCİ TASARIMI	31
4.1. SEPİC Tipi Dönüştürücü Çalışma Prensibi	32
4.2. Tasarım Kriterleri ve Devre Elemanlarının Seçilmesi	35
4.2.1. Çalışma Oranı Limitlerinin Belirlenmesi	36

4.2.2. Endüktörlerin Tasarlanması	37
4.2.3. Anahtarlama Elemanlarının Seçilmesi	39
4.2.4. Çıkış Diyotunun Seçilmesi	40
4.2.5. Akuple Kapasitörün Seçilmesi	41
4.2.6. Giriş ve Çıkış Kapasitörünün Seçilmesi	42
4.2.7. Kontrolcü ve Kapı Sürücü Entegresinin Seçilmesi	43
4.3. Pil Şarj Düzenleyici Kayıp Analizinin Yapılması	44
4.3.1. Diyot Kayıpları	45
4.3.2. Anahtarlama Elemanı Kayıpları	45
4.3.3. Endüktör Kayıpları	48
4.3.4. Kapasitör Kayıpları	48
4.3.5. Pil Şarj Düzenleyicinin Toplam Güç Kaybı ve Sistem Verimi	49
4.4. Pil Şarj Düzenleyici Baskı Devre Kartının Tasarlanması	52
5. BENZETİM SONUÇLARI	61
5.1. Güneş Gözesi Benzetim Modeli	61
5.2. Düşük Kayıplı Regülatör Benzetim Modeli	64
5.3. Yumuşak Başlangıç Devresi Benzetim Modeli	65
5.4. Açık Döngü Tümlleşik Sistem Benzetim Modeli	67
5.5. Kapalı Döngü Tümlleşik Sistem Benzetim Modeli	71
6. DONANIM DOĞRULAMA SONUÇLARI	77
6.1. Test Ortamı ve Kullanılan Cihazlar	77
6.2. Açık Döngü Test Sonuçları	79
6.2.1. Silisyum Tabanlı MOSFET Açık Döngü Test Sonuçları	80
6.2.2. GaN FET Açık Döngü Test Sonuçları	84
6.2.3. Açık Döngü Test Sonuçlarının Değerlendirilmesi	88
6.3. Kapalı Döngü Test Sonuçları	91
6.3.1. 100kHz Anahtarlama Frekansında Si MOSFET Kapalı Döngü Test Sonuçları	91
6.3.2. 300kHz Anahtarlama Frekansında Si MOSFET Kapalı Döngü Test Sonuçları	95

6.3.3. GaN FET Kapalı Döngü Test Sonuçları	98
6.3.4. Pil Şarj Düzenleyici Çalışma Modlarının İncelenmesi	101
6.3.5. Kapalı Döngü Test Sonuçlarının Değerlendirilmesi	103
7. SONUÇLAR VE GELECEK ÇALIŞMALAR	106
KAYNAKLAR	111
EKLER.....	118
EK-1 TDK RM8 Manyetik Çekirdek Bilgi Kağıdı	118
EK-2 IRFP260NPbF Güç MOSFETİ Bilgi Kağıdı	119
EK-3 GS61004B-MR GaN FET Bilgi Kağıdı	120
EK-4 UC1823A PWM Kontrolcüsü İç Yapısı	121
ÖZGEÇMİŞ	122

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1 Yaygın Olarak Kullanılan Yarıiletken Malzemelerin Özellikleri	10
Çizelge 4.1 Pil Şarj Düzenleyici Tasarım Kriterleri	35
Çizelge 4.2 Si MOSFET ve GaN FET'in Teknik Özellikleri.....	40
Çizelge 4.3 Si MOSFET ve GaN FET için Kayıp Analizi Çizelgesi	49
Çizelge 5.1 Benzetim Sonuçlarında Elde Edilen Farklı Yükler Altındaki Sistem Verim Çizelgesi, Açık Döngü.....	71
Çizelge 6.1 Testte Kullanılan Cihazlar ve Kullanım Amaçları	78
Çizelge 6.2 Silisyum Tabanlı MOSFET Açık Döngü Verim Çizelgesi	83
Çizelge 6.3 GaN FET Açık Döngü Verim Çizelgesi.....	88
Çizelge 6.4 Si MOSFET 100kHz Anahtarlama Frekansı için Kapalı Döngü Verim Çizelgesi	94
Çizelge 6.5 Si MOSFET 300kHz Anahtarlama Frekansı için Kapalı Döngü Verim Çizelgesi	97
Çizelge 6.6 GaN FET 300kHz Kapalı Döngü Verim Çizelgesi	100

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1	Si, SiC ve GaN Tabanlı Güç Cihazlarının Uygulama Alanları[1]	2
Şekil 2.1	Alan Etkili Transistörlerin Fiziksel Yapısı	11
Şekil 2.2	Geliştirme ve Tükenim Modlu FET'lerin Akım Karakteristiği[2]	12
Şekil 2.3	Sırasıyla N ve P Tipi MOSFET'lerin Yapıları [3]	13
Şekil 2.4	Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör'ün Eşdeğer Devresi[2].	14
Şekil 2.5	Birleşim Yüzeyli Alan Etkili Transistör Fiziksel Yapısı[2]	15
Şekil 2.6	Birleşim Yüzeyli Alan Etkili Transistör Çalışma Karakteristiği[2].....	16
Şekil 2.7	HEMT Fiziksel Yapısı(Si Taban Üzerinde GaN HEMT için)[4]	17
Şekil 2.8	IGBT Eşdeğer Devresi ve Fiziksel Yapısı[5]	18
Şekil 3.1	İndiren Tip Dönüştürücü Devre Şematiği[6].....	22
Şekil 3.2	Yükselten Tip Dönüştürücü Devre Şematiği[6]	23
Şekil 3.3	İndiren-Yükselten Tip Dönüştürücü Devre Şematiği[6]	24
Şekil 3.4	Cuk Tip Dönüştürücü Devre Şematiği[6]	25
Şekil 3.5	SEPIC Tip Dönüştürücü Devre Şematiği[7]	26
Şekil 3.6	SEPIC Dönüştürücüde Anahtarlama Elemanının İletimde Olduğu Durum[8]	27
Şekil 3.7	SEPIC Dönüştürücüde Anahtarlama Elemanının İletimde Olmadığı Durum[8]	27
Şekil 3.8	Zeta Tip Dönüştürücü Devre Şematiği[6].....	28
Şekil 4.1	Pil Şarj Düzenleyici Çalışma Şeması	31
Şekil 4.2	Akuple Endüktör İçeren SEPIC Tipi Dönüştürücü Şematiği[9]	33
Şekil 4.3	SEPIC Tipi Dönüştürücünün Sırasıyla İletim ve Kesim Durumlarının Gösterimi[9]	33
Şekil 4.4	Sürekli İletim Modunda Devre Elemanları Üzerinde Oluşan Gerilimler[9]	34
Şekil 4.5	Sürekli İletim Modunda Devre Elemanları Üzerinden Geçen Akımlar[9].....	34

Şekil 4.6	Endüktör Sarım ve Ölçüm Aşamaları	39
Şekil 4.7	Anahtarlama Sırasında Akım ve Gerilimdeki Değişim[10]	46
Şekil 4.8	Si MOSFET ve GaN FET için Devre Kayıplarının Oransal Dağılımı ..	50
Şekil 4.9	Si MOSFET ve GaN FET için Devre Kayıplarının Karşılaştırılması...	50
Şekil 4.10	Altium Devre Şematiği-SEPİC Dönüştürücü Bölümü	53
Şekil 4.11	Altium Devre Şematiği-Sabit Akım ve Gerilim Kontrolü	54
Şekil 4.12	Altium Devre Şematiği-LDO	55
Şekil 4.13	Baskı Devre Kartı Üst Katman Bağlantıları	56
Şekil 4.14	Baskı Devre Kartı Alt Katman Bağlantıları	57
Şekil 4.15	Baskı Devre Kartı Ara Katman-1 Bağlantıları	57
Şekil 4.16	Baskı Devre Kartı Ara Katman-2 Bağlantıları	58
Şekil 4.17	Baskı Devre Kartı 3 Boyutlu Gösterim Üst Katman	59
Şekil 4.18	Baskı Devre Kartı 3 Boyutlu Gösterim Alt Katman	59
Şekil 4.19	Üretilen Pil Şarj Düzenleyici 3 Boyutlu Gösterim Üst Katman.....	60
Şekil 4.20	Üretilen Pil Şarj Düzenleyici 3 Boyutlu Gösterim Alt Katman	60
Şekil 5.1	Güneş Gözesi Benzetim Şematiği	61
Şekil 5.2	Güneş Gözesi Benzetimi I-V Eğrisi	63
Şekil 5.3	Güneş Gözesi Benzetimi Güç Eğrisi	63
Şekil 5.4	Düşük Kayıplı Regülatör Benzetim Şematiği.....	64
Şekil 5.5	Düşük Kayıplı Regülatör Benzetim Sonucu	65
Şekil 5.6	Yumuşak Başlangıç Benzetim Şematiği	65
Şekil 5.7	Yumuşak Başlangıç Olmayan Durum Benzetim Sonucu.....	66
Şekil 5.8	Yumuşak Başlangıç Benzetim Sonucu	66
Şekil 5.9	Açık Döngü Benzetim Şematiği	68
Şekil 5.10	Açık Döngü 300 kHz Anahtarlama Frekansı, Yüzde 33 Görev Döngüsü	69
Şekil 5.11	Açık Döngü 300 kHz Anahtarlama Frekansı, Yüzde 66 Görev Döngüsü	69
Şekil 5.12	Açık Döngü 300 kHz Anahtarlama Frekansı, Yüzde 50 Görev Döngüsü	70
Şekil 5.13	Farklı Görev Döngülerinin I-V Eğrisindeki Yerleri	70

Şekil 5.14	Kontrol Devresi Şematiği	72
Şekil 5.15	Pil Şarj Düzenleyici Devresi Çalışma Modları	72
Şekil 5.16	Anahtarlama Noktası Gerilim Formu ve Diyot Akım Karakteristiği ...	73
Şekil 5.17	Teorik SEPİC Diyot Akım Karakteristiği #1 - [9]	74
Şekil 5.18	Teorik SEPİC Diyot Akım Karakteristiği #2 - [11]	74
Şekil 5.19	Teorik FET Akaç-Kaynak Gerilim Karakteristiği[9]	74
Şekil 5.20	Giriş Akımı, Giriş Gerilimi ve Çıkış Gerilimi Salınımı	75
Şekil 5.21	Endüktör Akımı Benzetim Sonucu	75
Şekil 5.22	Teorik Giriş ve Çıkış İndüktör Akımı Grafiği#1 -[11]	76
Şekil 5.23	Teorik İndüktör Akımı Grafiği #2 -[9]	76
Şekil 6.1	Test Düzeneği	77
Şekil 6.2	Test Altındaki Cihazın Görünümü	79
Şekil 6.3	Silisyum Tabanlı MOSFET Açık Döngü Dönüştürücü Tasarımı	79
Şekil 6.4	GaN FET Açık Döngü Dönüştürücü Tasarımı	80
Şekil 6.5	Si MOSFET Kullanılan Dönüştürücüde 25W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları (Kanal 1: V_{GS} Kanal 2: V_{DS} Kanal 3: I_{IN} Kanal 4: I_{OUT})	81
Şekil 6.6	Si MOSFET Kullanılan Dönüştürücüde 100W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları (Kanal 1: V_{GS} Kanal 2: V_{DS} Kanal 3: I_{IN} Kanal 4: I_{OUT})	82
Şekil 6.7	Si MOSFET Kullanılan Dönüştürücüde 120W Çıkış Gücü Altındaki Termal Analiz	83
Şekil 6.8	Test Sonuçlarına Göre Elde Edilen Güneş Gözesi Eğrileri (Turuncu: Güç-Gerilim Eğrisi, Mavi: Akım-Gerilim Eğrisi)	84
Şekil 6.9	GaN FET Kullanılan Dönüştürücüde 50W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları (Kanal 1: V_{GS} Kanal 4: I_{OUT})	85
Şekil 6.10	GaN FET Kullanılan Dönüştürücüde 50W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları (Kanal 1: V_{DS} Kanal 4: I_{IN})	85
Şekil 6.11	GaN FET Kullanılan Dönüştürücüde 100W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları (Kanal 1: V_{GS} Kanal 4: I_{OUT})	86

Şekil 6.12	GaN FET Kullanılan Dönüştürücüde 100W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları (Kanal 1: V_{DS} Kanal 4: I_{IN}).....	87
Şekil 6.13	GaN FET Kullanılan Dönüştürücüde 100W Çıkış Gücü Altındaki Termal Analiz	88
Şekil 6.14	Dönüştürücülerin Devre Boyutlarının Karşılaştırılması.....	89
Şekil 6.15	Güneş Gözesi Simülatörü Üretim Eğrileri	91
Şekil 6.16	100kHz Anahtarlama Frekansında 33W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları (Kanal 1: V_{DS} Kanal 3: V_{GS} Kanal 4: I_{IN} Kanal 5: I_{OUT})...	92
Şekil 6.17	100kHz Anahtarlama Frekansında 50W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları (Kanal 1: V_{DS} Kanal 3: V_{GS} Kanal 4: I_{IN} Kanal 5: I_{OUT})...	93
Şekil 6.18	100kHz Anahtarlama Frekansında 100W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları (Kanal 1: V_{DS} Kanal 3: V_{GS} Kanal 4: I_{IN} Kanal 5: I_{OUT})...	93
Şekil 6.19	Si MOSFET 100kHz Anahtarlama Frekansında I-V ve P-V Eğrileri ..	94
Şekil 6.20	300kHz Anahtarlama Frekansında 33W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları (Kanal 1: V_{DS} Kanal 3: V_{GS} Kanal 4: I_{IN} Kanal 5: I_{OUT})...	95
Şekil 6.21	300kHz Anahtarlama Frekansında 50W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları (Kanal 1: V_{DS} Kanal 3: V_{GS} Kanal 4: I_{IN} Kanal 5: I_{OUT})...	96
Şekil 6.22	300kHz Anahtarlama Frekansında 100W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları (Kanal 1: V_{DS} Kanal 3: V_{GS} Kanal 4: I_{IN} Kanal 5: I_{OUT})...	96
Şekil 6.23	Si MOSFET 300kHz Anahtarlama Frekansında I-V ve P-V Eğrileri ..	97
Şekil 6.24	GaN FET 300kHz Anahtarlama Frekansında 33W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları (Kanal 1: $V_{kontrol}$ Kanal 2: V_{DS} Kanal 3: I_{IN} Kanal 4: I_{OUT})	98
Şekil 6.25	GaN FET 300kHz Anahtarlama Frekansında 50W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları (Kanal 1: $V_{kontrol}$ Kanal 2: V_{DS} Kanal 3: I_{IN} Kanal 4: I_{OUT})	99
Şekil 6.26	GaN FET 300kHz Anahtarlama Frekansında 100W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları (Kanal 1: $V_{kontrol}$ Kanal 2: V_{DS} Kanal 3: I_{IN} Kanal 4: I_{OUT})	99
Şekil 6.27	GaN FET 300kHz Anahtarlama Frekansında I-V ve P-V Eğrileri.....	101

Şekil 6.28	Pil Şarj Düzenleyici Devresinin Çalışma Modları Benzetim Sonuçları	102
Şekil 6.29	Pil Şarj Düzenleyici Devresinin Çalışma Modları Test Sonuçları (Kanal 1: V_{pil} Kanal 2: I_{ref} Kanal 3: $I_{cıkıs}$).....	102
Şekil 6.30	Isıl Testte Başarısız Olan GaN FET'in Gösterimi	104
Şekil 7.1	Si MOSFET ve GaN FET'in Ayakizlerinin Karşılaştırılması.....	108
Şekil 7.2	TDK RM8 Manyetik Çekirdek Bilgi Kağıdı.....	118
Şekil 7.3	IRFP260NPbF Güç MOSFETİ Bilgi Kağıdı	119
Şekil 7.4	GS61004B-MR GaN FET Bilgi Kağıdı.....	120
Şekil 7.5	UC1823A PWM Kontrolcüsü İç Yapısı.....	121

KISALTMALAR

MOS	: Metal Oksit Yarıiletken
FET	: Alan Etkili Transistör
SEPIC	: Tek Uçlu Birincil İndüktör Dönüştürücü
Si	: Silisyum
IGBT	: Yalıtımlı Kapı Bipolar Transistör
LDO	: Düşük Kayıplı Regülatör
GaN	: Galyum Nitrit
SiC	: Silisyum Karbür
DA	: Doğru Akım
AC	: Alternatif Akım
EMI	: Elektromanyetik Girişim
EMC	: Elektromanyetik Uyumluluk
CCM	: Sürekli İletim Modu
DCM	: Kesintili İletim Modu
2DEG	: İki Boyutlu Elektron Gaz
BJT	: Bipolar Eklem Transistörü
ESR	: Eşdeğer Seri Direnç
PCB	: Baskılı Devre Kartı
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
LED	: Işık Yanan Diyot
OCP	: Yüksek Akım Koruması
OVP	: Yüksek Gerilim Koruması
eV	: Elektron-Volt
SOA	: Güvenli Çalışma Alanı
AWG	: Amerika Kablo Ölçü Birimi
SoC	: Pil Doluluk Yüzdesi

DCR	: Diyot-Kapasitör-Direnç
DoD	: Pil Boşluk Yüzdesi
DCR	: Doğru Akım Direnci
ESR	: Eşdeğer Seri Direnç
PŞD	: Pil Şarj Düzenleyici
WBG	: Geniş Bant Aralığı
MPP	: Maksimum Güç Noktası
SC	: Kısa Devre
OC	: Açık Devre
GND	: Toprak
GaAs	: Galyum Arsenit
f	: Frekans
v_{sat}	: Elektron Sürüklenme Hızı
λ	: Isıl İletkenlik
E_c	: Kritik Elektrik Alan
E_g	: Enerji Bant Aralığı
μn	: Elektron Hareketliliği
V_{DS}	: Akaç-Kaynak Gerilimi
Q_{GD}	: Kapı-Akaç Yüğü
V_{GS}	: Kapı-Kaynak Gerilimi
C_{GS}	: Kapı-Kaynak Kapasitansı
C_{DS}	: Akaç-Kaynak Kapasitansı
I_D	: Akaç-Kaynak Akımı
$V_{GS,th}$	: Kapı-Kaynak Eşik Gerilimi
$C_{G(ch)}$	: Kapı Kapasitansı
V_P	: JFET Kesim Gerilimi
$R_{DS,on}$	: İletim direnci
$V_{çıkış}$	: Dönüştürücü Çıkış Gerilimi
V_{OUT}	: Dönüştürücü Çıkış Gerilimi

V_{giris}	: Dönüştürücü Giriş Gerilimi
V_{IN}	: Dönüştürücü Giriş Gerilimi
D	: Doluluk Boşluk Oranı
D_{maks}	: En Yüksek Doluluk Boşluk Oranı
D_{min}	: En Düşük Doluluk Boşluk Oranı
V_d	: Diyot İleri Gerilimi
C_p	: Akuple Kapasitör
I_L	: Endüktör Akımı
I_F	: Diyot İleri Akımı
I_{giris}	: Dönüştürücü Giriş Akımı
I_{cikis}	: Dönüştürücü Çıkış Akımı
$f_{anahtarlama}$	: Anahtarlama Frekansı
B_{doyma}	: Manyetik Alan Doyum Değeri
A_L	: Endüktans Faktörü
A_e	: Efektif Manyetik Kesit Alanı
V_Q	: Anahtarlama Elemanı Gerilimi
I_Q	: Anahtarlama Elemanı Akımı
t_{off}	: Anahtarlama Elemanı Kapanış Süresi
t_{on}	: Anahtarlama Elemanı Açılış Süresi
P_V	: Çekirdek Görelî Gücü
V_{eoc}	: Pil Şarj Sonu Gerilimi
I_{ref}	: Sabit Akım Referansı
η	: Dönüştürücü Verimi

İNGİLİZCE TÜRKÇE TERKİNOLOJİ SÖZLÜĞÜ

İngilizce	Türkçe	Kaynak
Alternating Current	Alternatif Akım	[12–14]
Adder	Toplayıcı	[12]
Airgap	Hava Aralığı	[12]
Ambient	Çevre	[12]
Ammeter	Akımölçer	[12]
Amplifier	Yükselteç	[12–14]
Amplitude	Genlik	[12–14]
Amplitude Peak	Genlik Doruğu	[12]
Analog Circuit	Örneksel Devre	[12, 14]
Analog-to-digital converter	Örnekselden Sayısala Dönüştürücü	[12]
Asynchronous	Zamanuyumsuz	[12]
Auxiliary Power Supply	Yardımcı Güç Kaynağı	[12]
Avalanche Breakdown	Çığ Kırılması	[13]
Balance	Denge	[12]
Battery	Pil	[12, 13]
Bidirectional	Çift Yönlü	[12]
Blocking Diode	Kesme Diyotu	[12]
Bipolar Junction Transistor	Bipolar Eklem Transistör	[13]
Boost Converter	Yükselten Regülatör	[12]
Breakdown Voltage	Kırılma Gerilimi	[13]
Buck Converter	Düşüren Regülatör	[12]
Buffer	Yastık, Yığıt	[14]
Bulk	Yığın	[13]
Bus	Bara	[12]
Bypass Capacitor	Yangeçiş Sığacı	[12]

Cable Loss	Kablo Yitimi	[12, 14]
Capacitive Load	SıĖal Yk	[12]
Capacitor	Kapasitör, SıĖaĖ, Kondansatr	[13]
Cascade	Basamaklamak	[12]
Continious Conduction Mode	Sürekli İletim Modu	[13]
Cell	Hcre	[12]
Ceramic Capacitor	Seramik Kapasitör	[12]
Charge	Dolma	[12]
Chopper	Kıyıcı	[12]
Circuit Board	Devre Kartı	[12]
Circuit Breaker	Devre Kesici	[12]
Clamping Diode	Kaskı Diyotu	[12]
Clockwise	Saat Yn	[12]
Closed Loop	Kapalı Dng	[12–14]
Coil	Sargı, bobin	[12]
Collector	Kolektr	[12–14]
Compact Design	Derlitoplu Tasarım	[12]
Comparator	Karşılaştırmacı	[12]
Compensate	Dengeleme	[12]
Compensation	Kompanzasyon	[13]
Component	Bileşen	[14]
Conductivity	ziletkenlik	[12]
Control Loop	Kontrol Döngüsü	[12–14]
Control Signal	Kontrol İşareti	[12]
Controller	Denetleyici	[12, 14]
Conversion Ratio	Dnştrme Oranı	[13]
Converter	Dönüştürücü	[14]
Cord	Kablo	[12]
Coupled	Bağlantılı	[12]

Coupled Inductor	Akuple Endüktör	[13]
Coupling	Bağlaşım	[12]
Current	Akım	[12]
Cursor	İmleç	[12]
Curve	Eğri, Kavis	[14]
Cut-off Frequency	Kesme Sıklığı	[13]
Cycle	Dönüş	[12, 13]
Direct Current	Direkt Akım	[12–14]
Discontinuous Conduction Mode	Süreksiz İletim Modu	[13]
Dead Band	Ölü Bölge	[12]
Dead Time	Ölü Süre	[12]
Decoupling	Bağlaşımı Kesme	[12]
Degradation	Değer Kaybı	[12]
Delay	Geciktirmek	[12–14]
Discharge	Boşalma	[12, 13]
Discontinuous	Süreksiz	[12, 13]
Disturbance	Bozanetken	[12]
Diode	Diyot	[12]
Drain	Savak	[12]
Driver	Sürücü	[12, 13]
Doping	Katkılama	[13]
Duty Cycle	Doluluk Boşluk oranı	[12]
Duty Cycle	Görev Döngüsü	[13]
Duty Cycle	Çalışma Oranı	[13]
Dynamic Response	Dinamik Yanıt	[12]
Efficiency	Verim	[12–14]
Electrostatic discharge	Elektrostatik Yük Boşalması	[12]
Electromagnetic Interference	Elektromanyetik Girişim	[13]
Emission	Salım	[12]

Emittor	Emitör	[12]
Enhancement Mode	Geliştirme Modu	[13]
Error Signal	Hata Sinyali	[15]
Equivalent Series Resistance	Eşdeğer Seri Direnç	[13]
Feedback	Geribildirim, geribesleme	[14]
Feedforward	İleri Besleme	[12]
Field Effect Transistör	Alan Etkili Tranzistör	[13]
Filtre	Süzgeç	[12, 14]
Floating	Kayan	[12]
Flow Chart	Akış Çizeneği	[12]
Flux	Akı	[12, 13]
Flyback	Geri Dönüş	[12]
Footprint	Kapladığı alan	[12]
Freewheeling Diode	Serbest Dolaşım Diyotu	[12]
Frequency	Frekans	[12–14]
Full Bridge	Tam Köprü	[16]
Fuse	Sigorta	[13]
Gain	Kazanç	[12–14]
Gate	Geçit, Kapı	[13]
Gate Drive	Kapı Sürücü	[13]
Ground	Toprak, Yer	[12]
Half Wave Rectifier	Yarım Dalgalı Doğrultucu	[16]
Hardware	Donanım	[12]
Harmonic Distortion	Harmonik Bozunumu	[16]
Heat Sink	Isı alıcı	[12, 16]
Inductance	Endüktans	[12]
Inductor	İndükleç, Endüktör	[13]
Initial Condition	Başlangıç Koşulu	[12]
Input	Giriş	[12–14]

Instability	Kararsızlık	[12]
Inverter	Evirgeç	[16]
Isolation	Yalıtım	[13]
Iteration	Özyineleme	[12]
Jack	Priz	[12]
Junction	Kavşak, Eklem	[12]
Layer	Katman	[12]
Layout	Yerleşim	[12]
Leakage Current	Sızıntı Akımı	[13]
LED	Işık Yanan Diyot	[12]
Load	Yüklemek	[12–14]
Loop	Döngü	[13]
Magnetic Core	Manyetik Çekirdek	[12]
Mean	Ortalama	[12, 14]
Microprocessor	Mikroişlemci	[12]
Mode	Kip	[12]
Metal Oxide Semiconductor	Metal Oksit Yarıiletkeni	[12]
Mother Board	Anakart	[12]
Node	Uç	[12]
Noise	Gürültü	[12–14]
Nominal Value	Anma Değeri	[12]
Offset	Görelî Konum	[12]
Open Circuit	Açık Devre	[12]
Open Loop	Açık Döngü	[12]
Optocoupler	Optik Bağdaştırıcı	[12]
Oscillation	Salınım	[12]
Output	Çıkış, Çıktı	[12–14]
Over-current Protection	Yüksek Akım koruması	[12, 13]
Over-voltage Protection	Yüksek Gerilim koruması	[12, 13]

Pair	İletken Çifti	[12]
Printed Circuit Board	Baskı Devre Kartı	[12]
Peak to Peak	Tepeden Tepeye	[12]
Permeability	Geçirgenlik	[12]
Phase	Evre	[16]
Power Consumption	Güç Tüketimi	[16]
Power Factor	Güç Çarpanı	[12]
Power Integrity	Güç Bütünlüğü	[12]
Power Switch	Güç Anahtarı	[12]
Primary	Birincil	[12]
Proportional	Orantılı	[12]
Protection	Koruma	[12]
Pulse Width Modulation	Darbe Genişlik Modülasyonu	[12]
Pulsed	Darbeli	[12–14]
Rated Value	Anma Değeri	[15, 16]
Reactive Power	Tepkin Güç	[16]
Rectifier	Doğrultucu	[12–14]
Relay	Röle	[12, 13]
Reluctance	Relüktans	[12]
Requirement	İster, Gereksinim	[12, 14]
Resistor	Direnç	[12]
Resonance Frequency	Çınlama Sıklığı	[16]
Return	Geri Dönüş	[13]
Reverse Recovery	Ters Toparlama	[13]
Ripple	Dalgalanma	[13]
Sampling	Örnekleme	[12]
Saturation	Doyma, doyunluk	[12]
Sawtooth Pulse	Testere Dişi Darbesi	[12–14]
Scale	Ölçek	[12]

Secondary	İkincil	[12]
Semiconductor	Yarıiletken	[12, 13]
Sensing Circuitry	Duyucu Devre	[12]
Short Circuit	Kısa Devre	[12]
Snubber	Bastırıcı	[13]
Socket	Priz	[12–14]
Solar Array	Güneş Panel Dizisi	[13]
Source	Kaynak	[13]
Spike	Doruk	[12]
Stability	Kararlılık	[12]
State	Durum	[12]
Status	Durum	[13]
Steady State	Durağan durum	[13]
Switching	Anahtarlama	[13]
Switching Device	Kıyıcı Anahtar	[12]
Thermal	Isıl	[13]
Twisted Pair	Bükülü Tel Çifti	[12]
Transformer	Transformatör	[12]
Transistor	Tranzistör, Transistör	[13]
Transient	Geçici	[13]
Turn-off	Kesime Geçiş	[13]
Turn-on	İletime Geçiş	[13]
Unbalanced	Dengelenmemiş, Dengesiz	[12]
Unit	Birim	[12]
Voltage Regulator	Voltaj Düzengeci	[12]
Waveform	Dalga Biçimi	[12]
Wire	Tel	[12]

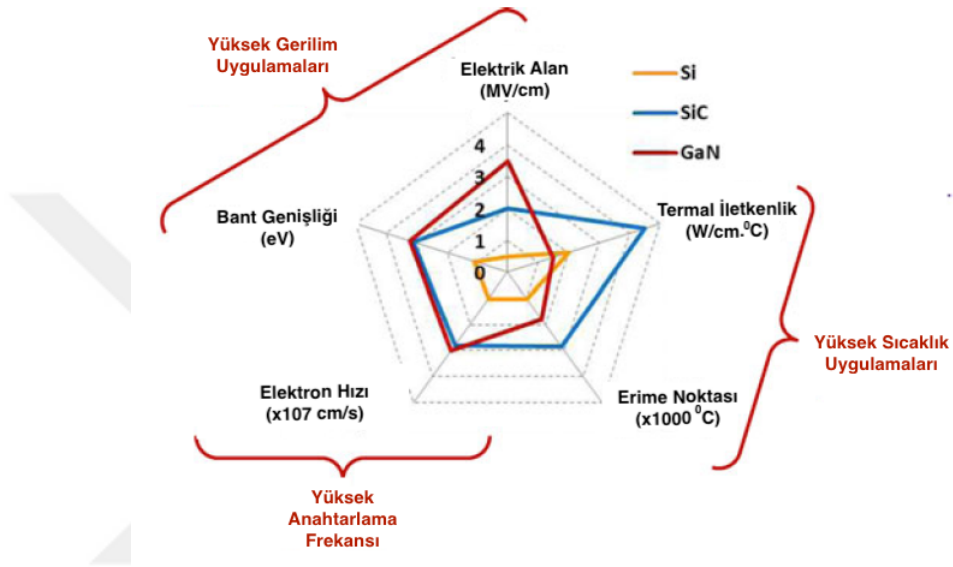
1. GİRİŞ

Elektrik enerjisi üretim, depolama ve dağıtım döngüsünden geçerek hayatımızın her anında kullanılan formunu alır. Bu döngü içerisinde güç elektroniği kilit rol oynar [17, 18]. Güç elektroniğinin temelleri 20. yüzyılın başlarında Cooper-Hewitt Doğrultucusunun, başka bir deyişle Mercury Ark Doğrultucusu, keşfiyle atılmıştır. Cooper-Hewitt Doğrultucusu yüksek güçlü alternatif akım kaynaklarının doğru akım kaynaklarına dönüştürülmesi amacıyla kullanılmıştır [19]. Güç elektroniği uygulamalarından modern çağa geçiş ise 1946 senesinde tristörün icat edilmesiyle gerçekleşmiştir [20]. Kebede ve Getachew'nin 2020 yılında yayınlanan makalelerinde, tristörün keşfinden sonra bipolar eklem transistörleri, güç MOSFET'leri, IGBT gibi yarıiletken devre elemanlarının modern çağın ilerleyişinde önemli rolleri olduğunu belirtilmiştir [19].

Bir güç elektroniği uygulamasının başarımında kullanılan yarıiletken güç elemanları önemli birer yapıtaşdırlar. Bu elemanlar başlıca diyotlar, tristörler, transistör, FET'ler ve IGBT'ler olarak listelenebilir. Özellikle silisyum tabanlı IGBT'lerin yüksek güç kapasitesi ve üstün anahtarlama özellikleri onları son yılların gözde güç elektroniği elemanı konumuna getirmiştir. Silisyum tabanlı MOSFET'lerden ise yıllar içerisinde güç elektroniği uygulamalarında sıklıkla anahtarlama cihazı olarak faydalanılmıştır [21–24]. Ancak yarıiletken teknolojisinin silisyum malzeme açısından kuramsal sınırlarına ulaşması araştırmacıları başka iletken malzemeler kullanma yoluna götürmüştür [5]. Başka bir deyişle, silisyum tabanlı güç anahtarları yıllar içerisinde boyutlandırma, anahtarlama frekansı, verim, çalışma sıcaklığı gibi özellikleri açısından doğal sınırlarına ulaşmışlardır [25]. Günümüz güç elektroniği uygulamalarında ise tasarımların daha çok geniş bant aralığına sahip cihazlar üzerinde yoğunlaştığı görülmektedir.

Geniş bant aralığına sahip yarıiletkenler tanımı enerji bant aralığı 1.7 eV ve üzeri olan yarıiletkenler için kullanılır. Silisyum karbür ve galyum nitrit endüstride silisyum tabanlı cihazlara alternatif olarak kullanılma potansiyeli en yüksek olan yarıiletkenlerdir [26]. Ancak galyum nitritin silisyum alt tabanı üzerine üretilmesi, onu SiC veya diğer geniş

bant aralığına sahip cihazlara oranla ön plana çıkarmaktadır. Endüstriyel kullanımlarda özellikle GaN tabanlı güç cihazlarının şimdiden Si tabanlı güç cihazlarının yerini almaya başladığı ve ilerleyen zamanlarda daha gelişmiş uygulamalarda GaN kullanımının artacağı öngörülmektedir [27, 28]. Şekil 1.1'de Si, SiC ve GaN tabanlı güç cihazlarının hangi uygulamalarda daha avantajlı olduğu özetlenmiştir [1].



Şekil 1.1 Si, SiC ve GaN Tabanlı Güç Cihazlarının Uygulama Alanları[1]

Endüstride pek çok uygulamada enerji depolama aracı olarak farklı çeşitlerde piller kullanılır. Pillerin operasyonel olarak hayatlarını devam ettirebilmeleri için şarj-deşarj döngülerinin kontrollü bir şekilde gerçekleştirilmesi gerekir. Pil sistemlerinde pilin şarj-deşarj yönetimini yapan devrelere pil şarj düzenleyici devreleri adı verilir. Pil şarj düzenleyiciler, güç elektroniği tabanlı dönüştürücüler kullanarak giriş-çıkış akım ve gerilimlerinin kontrol edilmesini ve pil sağlığının korunmasını sağlarlar. Pil şarj düzenleyicilerde bulunan güç dönüştürücüleri, kaynaktan sağlanan enerjiyi pilin kullanabileceği türden enerjiye dönüştürme görevini üstlenirler.

Güç elektroniği uygulamaları motor sürücüler, güç dönüştürücüleri, pil şarj devreleri ve daha pek çok endüstriyel uygulamayı kapsar. Pil şarj düzenleyiciler, DA-DA tipi güç dönüştürücülerin bir alt çalışma alanı olarak sınıflandırılabilir. DA-DA tipi güç dönüştürücülerinin avantajı sarsıntısız kalkış ve hızlanma, yüksek verim ve hızlı dinamik

tepki verme kapasitesidir. Güç dönüştürücülerinin tasarımı çalışma gerilimi, sıcaklık, anahtarlama frekansı, maliyet ve güç yoğunluğu olmak üzere pek çok kısıtlayıcı kriter doğrultusunda yapılır [29].

Literatürde güç elektroniği temelli pil şarj düzenleyiciler üzerine yapılan çalışmalar genel olarak ikiye ayrılmıştır. Bunlar GaN FET ile Si MOSFET'lerin karşılaştırılmasına yönelik olan çalışmalar ve SEPİC tipi dönüştürücü üzerine yapılan çalışmalardır. Tezin bu bölümünde literatürdeki benzer çalışmalar incelenecek ve kritik noktaları paylaşılacaktır.

2018 senesinde gerçekleştirilen yüksek lisans tez çalışmasında otomotiv uygulamaları için güneş gözelerinden faydalanan bir pil şarj devresi tasarlanmıştır [30]. Tasarlanan dönüştürücü SEPİC tipi bir dönüştürücüdür. 180W anma güç değerine sahip olan dönüştürücü 12-14V arası çıkış gerilimi ve 8A çıkış akımına kalifiye edilmiştir. Çalışmada tasarlanan dönüştürücü yüzde 85 verimle çalışmaktadır. Bu tezde verilen tasarım detaylarından, benzetim ve test sonuçlarından ilerleyen kısımlarda karşılaştırma ve doğrulama materyali olarak faydalanılmıştır.

Yapılan bir diğer yüksek lisans tez çalışmasında, sıfır gerilim anahtarlama tekniği kullanılarak bir düşüren tip dönüştürücü tasarlanmıştır [22]. 28V giriş gerilimi ve 3,3V çıkış gerilimine sahip olan dönüştürücü 25W çıkış gücüne sahiptir. Bunun yanı sıra dönüştürücüde anahtarlama elemanı olarak GaN FET kullanılmış ve anahtarlama frekansı 1MHz olarak ayarlanmıştır. Buna ek olarak GaN FET'lerin uzay ortamındaki radyasyona tepkilerini incelemek amacıyla gama ışıyım testleri gerçekleştirilmiştir.

2018 senesinde yayınlanan makalede, uzay uygulamalarına yönelik tasarlanan anahtarlama güç dönüştürücülerinde Silisyum ve GaN tipi güç elemanlarının kullanımı karşılaştırılmıştır [24]. Karşılaştırma topolojisi olarak flyback tipi güç dönüştürücüsü seçilmiştir. Dört farklı gerilimde çıkış sağlayan dönüştürücünün anma güç değeri 100W olarak ayarlanmıştır. Dönüştürücünün giriş gerilim aralığı 60-75V olacak şekilde tasarlanmıştır. Tasarlanan devrede Si tabanlı anahtarlama elemanı seçilen dönüştürücü 65kHz frekansında çalışırken; GaN FET kullanılan devrenin anahtarlama frekansının 650 kHz olduğu görülmüştür. Makalede karşılaştırma kriterleri olarak pasif devre elemanlarının boyutlandırılması,

ıkış gerilimindeki salınım, birincil taraf akımındaki parazitik salınımın miktarı ve kapı aşırı-gerilim hassasiyeti kullanılmıştır.

Yapılan bir başka araştırmada bir GaN FET ve Silisyum tabanlı iki MOSFET çift vuruş testine (Double Pulse Test) maruz bırakılarak performans karşılaştırması yapılmıştır. Makalede GaN'ın daha geniş bir bant aralığına sahip olmasının; yüksek güç yoğunluğuna sahip olma, yüksek anahtarlama hızına ulaşabilme, ısı kararlılık, açık durumda düşük dirence sahip olma ve düşük anahtarlama ve iletim kayıplarına sahip olma gibi avantajlar sağladığı görülmüştür. Araştırmada GaN tabanlı transistörlerin düşük giriş ve çıkış kapasitansına sahip olmasının yüksek hızlarda anahtarlama yapabilmesine olanak sağladığı sonucuna ulaşılmıştır. Makalede bu durumun avantajları belirtilirken; bu durumun aynı zamanda GaN FET'leri parazitik etkilere daha duyarlı hale getirdiği sonucuna ulaşılmıştır [23].

Başka bir çalışmada gerilim kaynaklı evirici devrelerinde Si MOSFET ve geliştirme modlu GaN FET'lerin yarattıkları doğrusal olmama (nonlinearities) etkileri karşılaştırılmıştır [21]. Çıkış gerilimini etkileyen ve makalenin karşılaştırma kriteri olan doğrusal olmama durumları; ölü zaman, anahtarlama süresi, anahtar üzerindeki gerilim düşümü, parazitik kapasitansdır. Bu doğrusal olmayan durumlar çıkışta düşük dereceli harmoniklere sebep olur ve tork kayıplarına sebep olur. Makale sonucunda daha geniş bant aralığına sahip olan GaN FET'in Si MOSFET'e kıyasla daha hızlı açılıp-kapanma, neredeyse sıfır ters iyileşme (reverse recovery) kaybı, yüksek ısı kararlılık ve düşük iletim kaybı gibi avantajları olduğu görülmüştür. Buna ek olarak, GaN FET'in düşük kapı- kaynak eşik gerilimi sürücü devrelerinde meydana gelen kayıpların da azalmasına olanak sağlamıştır. Makalede elde edilen bir diğer sonuç ise; GaN FET'in bir diğer avantajının ise ölü zamanın Si MOSFET'e göre daha düşük olmasıdır.

2020 yılında yayınlanan makalede, 10W anma güç değerine sahip bir SEPİC tipi LED sürücü devresi tasarlanmıştır. Tasarlanan devre üzerinde Si MOSFET ve GaN FET performansları karşılaştırılmıştır. LED sürücü devresinin anahtarlama frekansı olarak 100kHz seçilmiştir. Karşılaştırma kriterleri olarak giriş-çıkış akım ve gerilimindeki salınım, birincil endüktör

üzerindeki akım, anahtarlama noktasında görülen gerilim ve kapı direnci kullanılmıştır. Makale sonucunda diğer makalelerden farklı olarak Si MOSFET kullanılan devrenin GaN tabanlı devreye oranla daha yüksek verime sahip olduğu görülmüştür [31].

Si MOSFET ve GaN FET tabanlı indiren tip dönüştürücülerin yakın alan yayılımlarının karşılaştırıldığı bir başka çalışma 2018 senesinde gerçekleştirilmiştir [32]. Tasarlanan dönüştürücü farklı yük akımı ve anahtarlama frekansı değerlerinde çalıştırılmıştır. Çalışmalar sonucunda verim-yük akımı ve verim-anahtarlama frekansı grafikleri elde edilmiş ve değerlendirilmiştir. Araştırma sonuçları yüksek anahtarlama frekansı devrelerinde GaN FET kullanılan dönüştürücünün veriminin Si MOSFET kullanılan dönüştürücüye oranla daha yüksek olduğunu göstermiştir. Araştırmanın ikinci bölümünde her iki dönüştürücünün yakın alan yayılım değerleri ölçülmüştür. Test sonuçlarına göre Si tabanlı MOSFET kullanılan devrede 150 kHz-1GHz frekans bandında yayılımın önemli bir ölçüde yükselmediği görülmüştür.

Bir başka çalışmada, Si tabanlı IGBT kullanılan motor sürücü devresi ve GaN FET kullanılan motor sürücü devresi karşılaştırılmıştır. Yüksek motor verimi, düşük tork salınımı, ideal sinüs dalga şekline yakın motor akımı, küçük filtre elemanı boyutu kriterleri motor sürücüler için avantaj sağlamaktadır. Dolayısı ile makalede bu kriterler karşılaştırma parametreleri olarak kullanılmıştır. Araştırma sonucunda 100 kHz'de çalışan GaN FET kullanılan motor sürücüdeki iletim ve anahtarlama kayıplarının 15 kHz'de çalışan Si tabanlı IGBT kullanılan motor sürücü devresinden daha az olduğu görülmüştür. Buna ek olarak, yüksek güç değerlerinde GaN FET kullanılan motor sürücünün daha verimli bir sistem performansı sağladığı, motora daha az gürültülü bir akım sağladığı görülmüştür [33].

Yapılan bir başka çalışmada yerleşik pil şarj sistemleri özelinde Si, SiC, GaN tabanlı anahtarlama elemanlarının performansı karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma devresi olarak izole çift aktif köprü tipi dönüştürücü seçilmiştir. Yapılan testler sonucunda; SiC ve GaN tabanlı anahtarlama elemanı kullanılan pil şarj sistemlerinin, Si tabanlı anahtarlama elemanı kullanılan devreden yaklaşık iki buçuk kat daha yüksek frekansta aynı verimi sağladığı

görülmüştür. Ayrıca, GaN kullanılarak tasarlanan devrenin SiC ve Si kullanılan devreye kıyasla hacim, kütle ve güç yoğunluğu olarak daha avantajlı olduğu görülmüştür [26].

2017 senesinde yapılan bir araştırmada senkron indiren tip dönüştürücülerde GaN ve SiC tipi anahtarlama elemanları karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmanın temelinde düşük iletim direnci, yüksek dielektrik dayanımı, yüksek hızda anahtarlama ve yüksek sıcaklıklarda çalışabilme kabiliyeti olan GaN FET'in; SiC MOSFET'e göre avantajlarının gösterilmesi yatmaktadır. Yapılan testler sonucunda GaN FET'in düşük iç kapasitansı ve sıfır ters iyileşme zamanı özelliklerinden dolayı yüksek frekanslarda daha avantajlı olduğu gösterilmiştir. Buna ek olarak, anahtarlama kayıpları ve sistem verimi diğer karşılaştırma parametreleri olarak kullanılmıştır. Sonuç olarak GaN'ın yüksek frekanslara çıkabilme yetisinin onu SiC tabanlı MOSFET'e göre daha avantajlı kıldığı görülmüştür [34].

Tez çalışması kapsamında, silisyum ve galyum nitrit tabanlı anahtarlama elemanları kullanılarak iki farklı SEPİC tipi dönüştürücü tasarlanmıştır. Tasarlanan dönüştürücüler açık ve kapalı döngü testlerinde performans olarak karşılaştırılmış ve raporlanmıştır. Tezde yapılan çalışmanın başlıca amaçları;

- Pil şarj düzenleyici devresinin çalışma modlarının ve kullanılan dönüştürücü topolojilerinin incelenmesi,
- GaN tipi anahtarlama elemanlarının silisyum tabanlı anahtarlama elemanlarına göre avantaj ve dezavantajlarının gözlemlenmesi,
- SEPİC tipi güç dönüştürücüsünün diğer tip dönüştürücüler ile avantaj ve dezavantajlar bakımından karşılaştırılması,
- Si ve GaN tabanlı anahtarlama elemanına sahip SEPİC tipi güç dönüştürücülerinin tasarlanması ve benzetim ortamında doğrulanması,
- Benzetim ortamında doğrulanan tasarımın gerçekleştirilmesi,
- Açık ve kapalı döngü testlerinde kart seviyesi testlerin yapılması ve kayıt altına alınması,

- Test ve benzetim sonuçlarının literatürdeki benzer sonuçlara göre değerlendirilmesi,
- Yapılan çalışmanın avantaj ve dezavantajlarının listelenmesidir.

Yapılan tez çalışması toplamda 7 bölümden oluşmaktadır.

1. Bölümde güç elektroniği uygulamalarının tarihçesi, geniş bant aralığına sahip cihazların güç elektroniğindeki yeri ve güç elektroniği uygulamalarındaki başarımlarından bahsedildiği gibi literatürdeki benzer çalışmalardan örnekler verilmiştir. Bölümün son kısmında tezin amacı ve içeriği hakkında bilgiler verilmiştir.

2. Bölümde alan etkili transistörlerin fiziksel yapısı ve temel çalışma prensipleri hakkında bilgiler verilmiştir. Buna ek olarak alan etkili transistör çeşitlerinin neler olduğu ve kullanım alanları açıklanmıştır. Bölümün son kısmında GaN FET ve Silisyum tabanlı MOSFET arasından bir karşılaştırma yapılmış ve GaN FET'in güç elektroniği uygulamaları için daha avantajlı bir anahtarlama elemanı olduğu teorik olarak açıklanmıştır.

3. Bölümde ikinci derece (indiren,yükselten ve indiren-yükselten) ve dördüncü derece (SEPIC, CUK ve ZETA) DA-DA dönüştürücü topolojilerinin temel yapıları ve çalışma prensipleri anlatılmıştır. Bölümün son kısmında ise SEPIC tipi dönüştürücünün diğer topolojilere nazaran hangi konularda avantajlı olduğu açıklanmıştır.

4. Bölümde SEPIC tipi dönüştürücünün kavramsal tasarım aşamaları hakkında bilgiler verilmiştir. Bu kavramsal tasarım aşamaları sonucunda tasarım parametreleri ve devre elemanları seçilmiştir. Seçilen devre elemanlarına göre güç kaybı analizleri teorik olarak gerçekleştirilmiştir.

5. Bölümde bir önceki bölümde kavramsal tasarımı gerçekleştirilen dönüştürücünün bilgisayar ortamında benzetim çalışmaları yapılmıştır. Tasarım günSean Leetes gözesi benzetimi, düşük kayıplı regülatör benzetimi, yumuşak başlangıç benzetimi, açık ve kapalı döngü benzetimleri olmak üzere küçük parçalar halinde incelenmiş ve sonuçlar kaydedilmiştir.

6. bölümde bir önceki bölümde benzetimi gerçekleştirilen tasarımın açık ve kapalı döngü testleri hem silisyum hem de galyum nitrit tabanlı anahtarlama elemanı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Elde edilen test sonuçları hem simülasyon sonuçlarıyla hem de benzer literatür çalışmalarının sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır.

7. bölümde tezde yapılan tüm çalışmalar özetlenmiş ve yapılan çalışmaların avantaj ve dezavantajları vurgulanmıştır. Yapılan tez çalışmasının ilerleyen dönemde nasıl geliştirilebileceği üzerine yorumlar yapılmıştır.



2. GÜÇ TRANSİSTÖRLERİ

Güç transistörleri yüksek hızda açılıp kapanabilme yetisine sahip, elektronik kontrollü anahtarlama elemanlarıdır. İletim durumunda düşük gerilimlere; kesim durumunda ise çok yüksek gerilimlere dayanım sağlarlar. Güç transistörlerinin kesimde dayanabilecekleri gerilim miktarı ve iletimde akıtabilecekleri akım miktarı tristörlere nazaran daha düşüktür. Bu yüzden yakın geçmişte daha çok orta ve düşük güç tasarımlarında kullanılmışlardır. Ancak yarıiletken teknolojisinin gelişmesiyle yüksek güç uygulamalarında da güç transistörü kullanımı yaygınlaşmaktadır [5].

Russel Ohl'un 1939 yılında yaptığı testler sonucunda P-N eklemine elektriksel ortamdaki karakterini keşfetmesi, güç transistörleri başta olmak üzere pek çok güç elemanının geliştirilmesinin önünü açmıştır [35]. Güç transistörlerinde yakın bir geçmişe kadar son derece kararlı ve kullanışlı olan silisyum yarıiletkeni ana malzeme olarak kullanılmaktaydı [5]. Ancak silisyum yarıiletkeni kullanılarak tasarlanan güç elemanları çalışma gerilimi, çalışma sıcaklığı ve anahtarlama frekansı gibi parametreler bazında doğal limitlerine ulaşmışlardır [5, 17, 18, 36]. Doğal sınırların en bariz örneklerinden biri olarak Silisyum tabanlı güç elemanların $200^{\circ}C$ ve üzeri sıcaklıklarda çalışamaması verilebilir[1]. Yıllar içerisinde silisyum tabanlı güç elemanlarının sınırlarının geliştirilmesi adına pek çok çalışma yapılmıştır, ancak yapılan çalışmaların üretim maliyetini artırmaktan başka bir etkisi olmamıştır [27].

Silisyum tabanlı güç transistörlerinin gelişiminin istenen düzeyde olmaması, güç elektroniği tasarımlarını geliştirebilmek adına tasarımcıları güç topolojileri ve devreleri üzerinde geliştirmeler yapmaya itmiştir. Ancak yapılan geliştirmeler tasarımların karmaşıklığının ve güvenilirliğinin azalmasına neden olmuştur [37]. Bunun üzerine yapılan çalışmalar, silisyum yarıiletkenine alternatif olabilecek yeni yarıiletkenlerin güç transistörlerinde kullanılmasına yönelmiştir. Yakın geçmişte silisyumun alternatifi olarak geniş bant aralığına sahip cihazlar üzerinde çalışmalar yapılmaya başlanmıştır [21, 23, 27].

Bant aralığı 1.7 eV veya üzeri olan yarıiletkenlere geniş bant aralığına sahip materyaller adı verilir [27]. Silisyum Karbür, Galyum Nitrat ve Elmas başlıca geniş bant aralığına sahip materyallerdir. Çizelge 2.1’de güç transistörlerinin üretiminde yaygın olarak kullanılan bazı yarıiletkenlerin kritik özellikleri verilmiştir [38, 39].

Çizelge 2.1 Yaygın Olarak Kullanılan Yarıiletken Malzemelerin Özellikleri

<i>Materyal</i>	$\mu_n (cm^2/V.s)$	$E_g(eV)$	$\lambda (W/cm.K)$	$E_c(MV/cm)$	$vsat(cm/s)$
Si	1450	1.12	1.3	$3x10^5$	10^7
SiC	950	3.2	5	$3x10^6$	$2x10^7$
GaN	1800	3.39	1.3	$5x10^6$	$2x10^7$
GaAs	8500	1.4	0.54	$4x10^5$	$2x10^7$
Elmas	2200	5.6	20	$5.6x10^7$	$3x10^7$

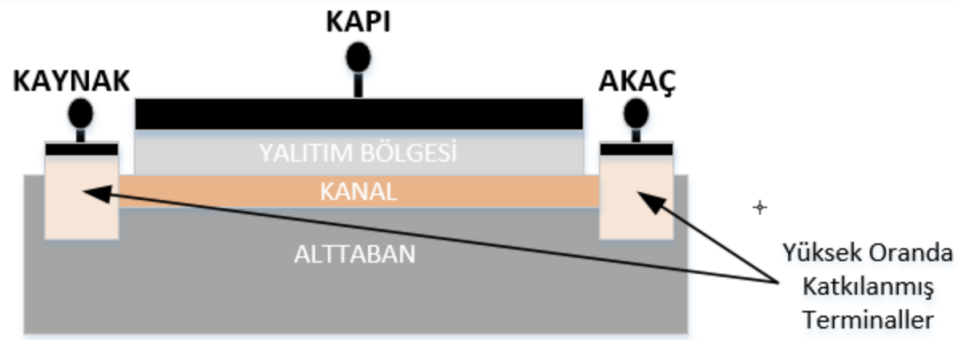
Bir yarıiletkenin enerji bant aralığının (E_g) geniş olması; eklemde kaçak akımın düşük olması, yarıiletkenden üretilen elemanın daha yüksek sıcaklıklarda çalışabilmesi ve yüksek enerjili ışımalara daha dayanıklı olması gibi avantajlar sağlar. Bir başka karşılaştırma parametresi olan kritik elektrik alan dayanımı (E_c) geniş bant aralığına sahip cihazların daha yüksek gerilimlere dayanan katmanlarının daha ince yapılabilmesine ve daha iyi katkılanabilmesine olanak sağlar. Bu özelliği geniş bant aralığına sahip cihazlara daha düşük iletim direncine sahip olma avantajını sağlar. Elektron hareketliliğinin (μ_n) yüksek olmasının sonucu olarak; geniş bant aralığına sahip cihazlar, silikon tabanlı cihazlara göre daha yüksek frekanslarda çalışabilme yetisine sahiptirler. Çizelge 2.1’de verilen bir diğer karşılaştırma parametresi olan ısı iletkenliğinin (λ) yüksek olması, bir devre elemanının daha hızlı soğuyabilmesinin ve daha yüksek güç yoğunluğunda çalışabilmesinin önünü açar [5].

Geniş bant aralığına sahip cihazların düşük iletim direnci ve düşük kapı yükü özellikleri, güç elektroniği tasarımlarının daha yüksek frekanslarda daha düşük kayıplar ile yapılabileceğini göstermiştir. Bu sayede tasarımların toplam boyutu azaltılırken, güç yoğunluğunun artırılması amaçlanmıştır. Bu tez çalışması kapsamında, Si MOSFET ve GaN yüksek elektron hareketliliğine sahip transistör kullanılarak tasarlanan iki güç dönüştürücüsü devresinin açık ve kapalı döngü performansları değerlendirilecektir.

Tez çalışmasının bu bölümünde güç transistörleri üç ana başlıkta incelenmiştir. Bunlar alan etkili transistörler, bipolar eklem transistörleri ve yalıtılmış-kapılı bipolar transistörlerdir. Güç transistörlerinin fiziksel yapıları ve temel çalışma prensipleri incelenmiştir. Si tabanlı MOSFET ve GaN FET arasındaki farklar açıklanmış ve güncel trendler üzerine literatür temelli karşılaştırmalar yapılmıştır.

2.1. Alan Etkili Transistörler

Alan etkili transistör konsepti 1930 yılında fizikçi Julius Edgar Lilienfeld tarafından patentlenmiştir [40]. Alan etkili transistörlerin fiziksel yapıları bir kapasitörün fiziksel yapısına benzetilerek anlatılabilir. Bu kapasitörün bir levhası, kaynak ve akaç terminali adı verilen iki omik kontak arasında kalan iletken kısım; diğer levhası ise kapı terminali adı verilen kısımdır. Alan etkili transistörlerin çalışma prensipleri, kapı terminaline uygulanan elektrik alana göre kaynak ve akaç arasındaki yük taşıyıcı yoğunluğunun ayarlanabilmesine dayanır [41]. Alan etkili transistörlerin fiziksel yapısı Şekil 2.1’de verilmiştir.

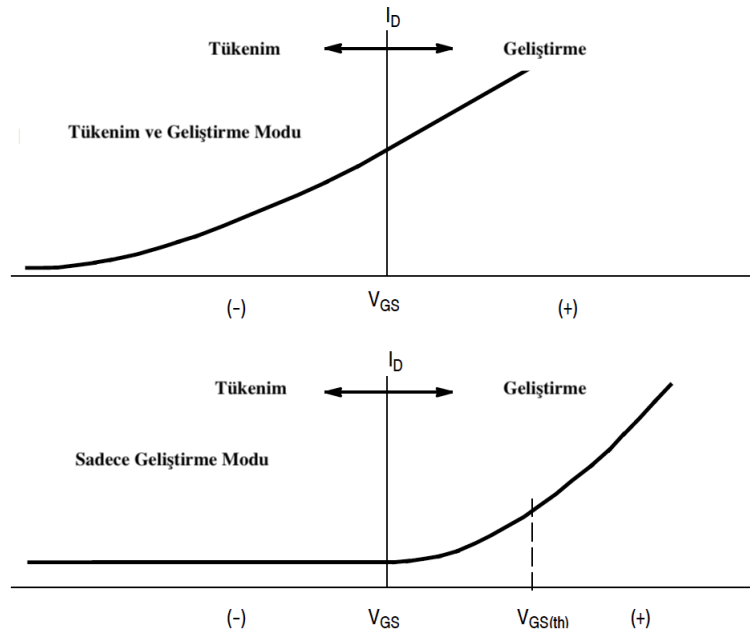


Şekil 2.1 Alan Etkili Transistörlerin Fiziksel Yapısı

Alan etkili transistörler Şekil 2.1’den de görüleceği üzere yüksek derecede katkılanmış yarıiletkenlerden oluşturulan akaç ve kaynak terminalleri bulundurulur. Alan etkili transistörler, hangi tip yarıiletkenle katkıldıklarına bağlı olarak N tipi veya P tipi FET olarak adlandırılırlar.

Alan etkili transistörler geliştirme ve tükenim modu olmak üzere iki farklı çalışma modunda bulunabilirler. Tükenim modlu alan etkili transistörlerde, kapıya uygulanan ters gerilim

miktarı arttıkça kanalda bulunan taşıyıcı sayısı azalır ve bir süre sonra transistör iletimden çıkar. Bu özelliklerinden dolayı normalde açık FET'ler olarak da adlandırılırlar. Geliştirme modlu alan etkili transistörler ise tükenim modlu transistörlerden farklı olarak normalde kapalı olarak çalışırlar. Geliştirme modlu transistörlerde kapıya uygulanan gerilimin artmasıyla akaç ve kaynak arasında bulunan kanalda taşıyıcı miktarı artar ve kapıdaki eşik değerinin, $V_{GS,th}$, aşılmasıyla FET iletime geçer. Tükenim modlu ve geliştirme modlu FET'lerin akım-kapı gerilimi karakteristikleri Şekil 2.2'de verilmiştir [2].

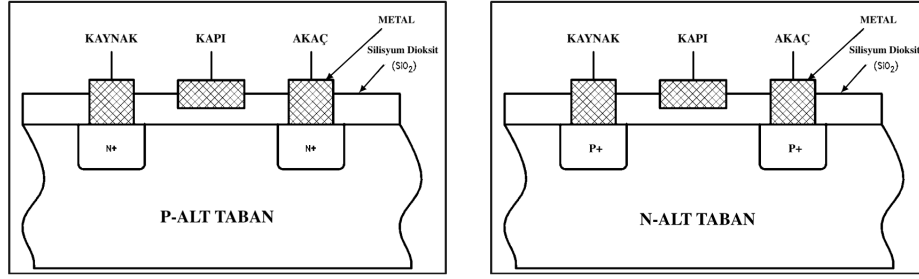


Şekil 2.2 Geliştirme ve Tükenim Modlu FET'lerin Akım Karakteristiği[2]

Alan etkili transistörler, fiziksel yapılarına göre pek çok gruba ayrılabilir. Bu tez kapsamında analog tasarımda en çok kullanılan FET çeşitleri olan metal oksit yarıiletken tipi (MOSFET), eklem tipi (JFET), metal-yarıiletken tipi (MESFET) ve yüksek elektron hareketliliği olan tip (HEMT) olarak 4 ana başlık altında incelenmiştir. Tezde karşılaştırma unsuru olarak kullanılan Silisyum tabanlı MOSFET ve GaN HEMT bu başlıkların altında detaylı olarak anlatılmıştır.

2.1.1. Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistörler, MOSFET

MOSFET’ler yarıiletkenden oluşan alttaban üzerine kapı terminali ile kanal arasında yalıtımı sağlayan bir oksit tabakasının yerleştirilmesiyle oluşturulan FET tipidir. Kaynak ve akaç terminallerinde kullanılan yarıiletkenin katkılanma tipine göre NMOS veya PMOS olarak adlandırılır. Sırasıyla NMOS ve PMOS’un fiziksel görünümleri Şekil 2.3’de verilmiştir [3]. MOSFET’in yapısında bulunan oksijen atomları havada bulunan azot ile etkileşime girerek cihaz üzerinde kontaminasyon oluşturma meyilindedirler. Bu kontaminasyon cihazın uzun vadede kararsız davranmasına ve karakteristiğinin değişmesine neden olur. Bu yüzden Şekil 2.3’de verilen silisyum dioksit tabakasının üst katı hava ile teması minimuma indirmek amacıyla genellikle silisyum nitrit tabakası ile kaplanır.

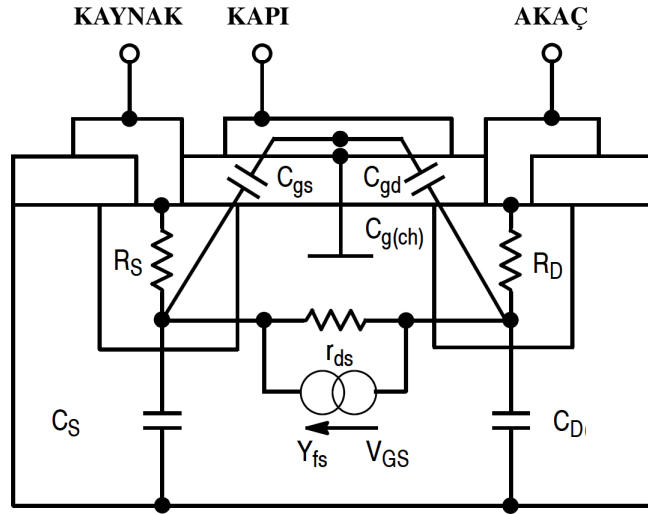


Şekil 2.3 Sırasıyla N ve P Tipi MOSFET’lerin Yapıları [3]

MOSFET’in kapı terminaline gerilim uygulanması durumunda kapı terminali üzerinde pozitif yüklerin miktarında bir artış olur. Pozitif yüklerdeki bu artış, oksit tabakasının hemen altında negatif yüklerin indüklenmesine neden olur. Endüklenen negatif yükler, akaç ve kaynak arasında bir kanal oluşturur ve MOSFET iletime geçmiş olur. Geliştirme modlu bir N tipi bir MOSFET’in çalışma prensibi bu şekilde özetlenebilir.

MOSFETler fiziksel olarak basit bir görünümde olsa da, yapısında bulunan yarıiletken materyaller dolayısıyla pek çok elektriksel olguyu bünyelerinde barındırırlar. Bir MOSFET’in eşdeğer devresi Şekil 2.4’te verilmiştir [2]. Bu görselde kapı terminalindeki metal yüzeyle örtüşen kaynak terminalinin arasında oluşan kapasitans C_{GS} olarak verilmiştir. Buna ek olarak kapı terminaliyle akaç terminali arasında oluşan kapasitans C_{DS} olarak gösterilmiş ve Miller kapasitansı olarak adlandırılmıştır. Son olarak kapı terminaliyle kanal

arasında yer alan kapasitansa $C_{G(ch)}$ adı verilmiştir. Bir MOSFET açılırken veya kapanırken miller kapasitansının etkisinden dolayı ufak bir gecikmenin etkisi altında kalır. Bu etki MOSFET’lerin yüksek frekanslarda anahtarlama kayıplarının artmasına neden olur.



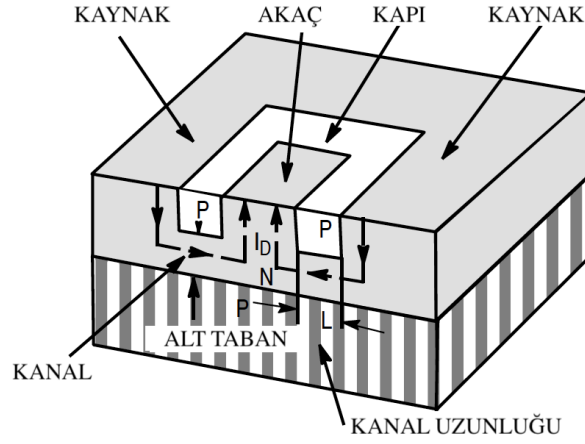
Şekil 2.4 Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör’ün Eşdeğer Devresi[2]

Şekil 2.3’de görülebileceği gibi, P tipi ve N tipi MOSFET’ler fiziki yapıları gereği gövde kısımlarında sırasıyla PNP ve NPN eklemleri oluştururlar. Bu eklemler MOSFET’lerde akım yönünün tersine birer diyot gibi davranırlar ve gövde veya parazitik diyot olarak adlandırılırlar. Bu diyotu yüksek hızda anahtarlama devrelerinde ihmal etmek ters-toparlanma kayıplarının artmasına neden olur. Bu yüzden yüksek hızlı devrelerde bu gövde diyotu bir hızlı-toparlama özelliğine sahip bir diyot ile paralel olarak bağlanarak kullanılmalıdır [3].

Silisyum tabanlı MOSFET ilk olarak 1960 yılında Lahng ve Atala tarafından üretilmiştir. Günümüzde MOSFET’ler endüstride münferit yarıiletken elemanlarda ve entegrelerde en çok kullanılan yarıiletkenlerden biri halini almıştır [41]. Ancak bir önceki bölümde de belirtildiği gibi tasarımsal sınırlarına ulaşmıştır. Tezin ilerleyen kısımlarında Si MOSFET’lere alternatif olarak kullanılabilecek cihazlar tanıtılmış ve karşılaştırmalar yapılmıştır.

2.1.2. Birleşim Yüzeyli Alan Etkili Transistörler, JFET

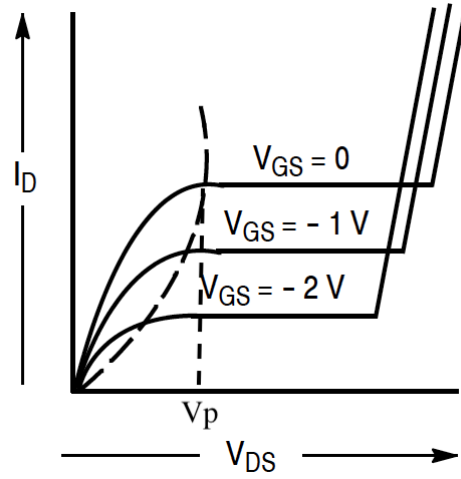
Birleşim yüzeyli alan etkili transistörler, MOSFET'lerin kapı terminallerine yarıiletken malzemeler eklenerek kanal ile bir eklem bölgesi oluşturulmuş versiyonları olarak tanımlanabilirler. Şekil 2.5'de bir JFET'in yapısı gösterilmiştir [2]. Kapı ve kanal arasında oluşturulan bu eklem, akaç-kaynak arasındaki akımın kontrol edilmesine ve kapı terminalinin izolasyonunun artırılmasına yardımcı olur.



Şekil 2.5 Birleşim Yüzeyli Alan Etkili Transistör Fiziksel Yapısı[2]

Bir JFET'te V_{GS} gerilimi sıfır olarak ayarlanır ve V_{DS} gerilimi düzenli olarak artırılırsa I_D akımı bir noktaya kadar artış gösterir. I_D akımının V_{DS} 'in artışına bağlı olarak arttığı bu bölgeye omik(veya direnç) bölge adı verilir. V_{DS} geriliminin artırılması ile birlikte I_D akımı doyuma ulaşır. I_D akımını doyuma ulaştıran V_{DS} gerilimine kesim gerilimi, V_P , adı verilir. V_{DS} gerilimi kesim gerilimini ne kadar geçerse geçsin I_D akımı sabit kalır. Bu çalışma bölgesine doyum bölgesi adı verilir. Kapı terminaline ters yönlü gerilim uygulanması durumunda I_D akımı uygulanan gerilim miktarına bağlı olarak düşüş gösterir. Bir JFET'in çalışma karakteristiği Şekil 2.6'da verilmiştir [2].

JFET'lerin ısı kararlılıkları ve boyutları MOSFET'lere kıyasla daha gelişmiştir. Bu yüzden entegrelerde kullanılmak için ideal bileşenlerdir. Bunun aksine, JFET'ler MOSFET'lere nazaran daha dar bir frekans aralığında çalıştırılabilirler ve daha kararsız bir yapıda bulunurlar. JFET'lerde akaç-kaynak akımı kontrolünün kapı terminaline uygulanan ters



Şekil 2.6 Birleşim Yüzeyle Alan Etkili Transistör Çalışma Karakteristiği[2]

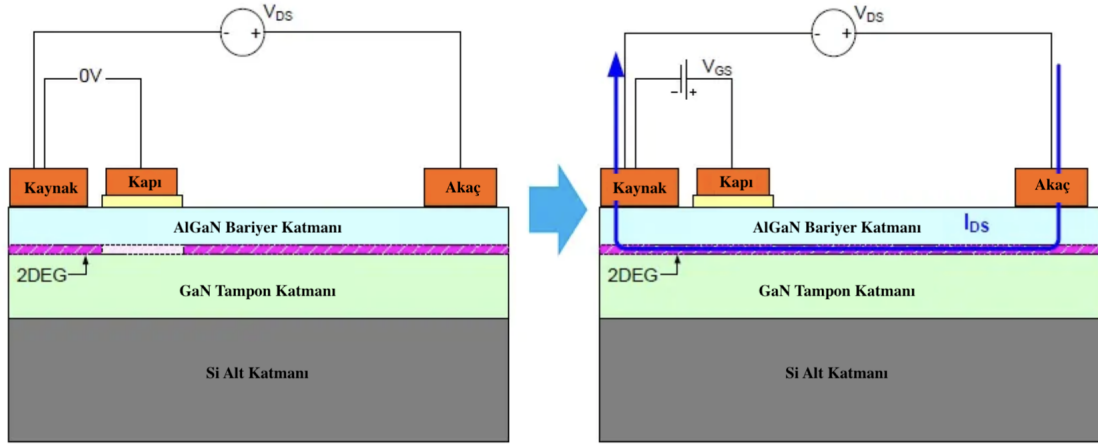
gerilim ile yapılması, onların güç dönüştürücü devreleri için anahtarlama elemanları olmalarını engelleyen başka bir dezavantajdır.

2.1.3. Yüksek Elektron Hareketliliğine Sahip Transistörler, HEMT

Yüksek elektron mobiliteli transistörler (HEMT) farklı bant aralığına sahip iki malzemenin bir eklem oluşturmasıyla elde edilen cihazlardır. Farklı bant aralığına sahip malzemelerin eklem oluşturmasıyla elde edilen alan etkili transistörlere heteroyapılı alan etkili transistör (HFET) adı verilir. HEMT'ler, MOSFET ve JFET'lerin aksine yüksek derecede katkılanmış bölgeler içermezler [42]. HEMT'ler, MOSFET'lere benzer olarak tükenim veya geliştirme modlu olabilirler.

HEMT'ler üç terminalli aktif devre elemanlarıdır. HEMT'ler diğer alan etkili transistörlere benzer olarak kapı, akaç ve kaynak terminallerinden oluşurlar. Bir silisyum alt taban üzerine inşa edilen AlGaIn/GaN HEMT yapısı Şekil 2.7'de gösterilmiştir [4].

Bu aygıtlarda kaynak ve akaç omik kontakları arasındaki akım kontrolü, farklı bant aralığına sahip malzemelerin arasında yer alan iki boyutlu elektron gazının kontrol edilmesi prensibine dayanır. Akaç terminaline pozitif bir gerilim uygulanması durumunda, akaç-kaynak arasındaki potansiyel düşerek 2-DEG boyunca elektronlar ve dolayısıyla da akım akmaya



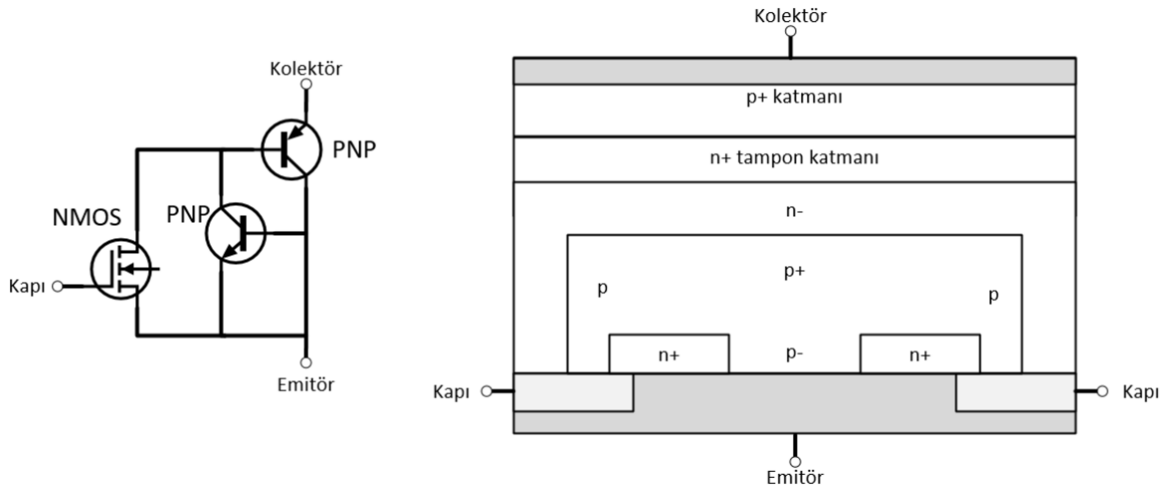
Şekil 2.7 HEMT Fiziksel Yapısı(Si Taban Üzerinde GaN HEMT için)[4]

başlar. Akaç-kaynak arasında akan bu akımın kontrolü kapı terminaline uygulanan gerilime göre sağlanabilir. Geliştirme modlu bir HEMT için; Kapı geriliminin HEMT'in eşik geriliminde daha yüksek olması durumunda ($V_{GS} > V_{GS,th}$) 2-DEG tabaka üzerinde taşıyıcı yoğunluğu artar ve cihaz iletim durumuna geçer. Bu durumda cihaz üzerinden I_{DS} akımının geçmesi sağlanır. Kapı geriliminin eşik geriliminden düşük olduğu durumda ise ($V_{GS} < V_{GS,th}$) I_{DS} akımı sıfırlanır [43].

HEMT'ler başlıca Galyum Arsenit (GaAs), Galyum Nitrit(GaN) ve Indiyum Fosfit(InP) yarıiletkenleri tabanlı olarak üretilebilirler. Ancak GaN tipi yarıiletken kullanılarak üretilen HEMT fiziksel yapısından dolayı katkılama işlemi uygulanmaksızın taşıyıcıların kanalda oluşmasına olanak sağlar [44]. Bu bakımdan GaN tipi HEMT'ler endüstride daha yaygın olarak kullanılabilirler. Buna ek olarak GaN tipi aygıtların $R_{DS,on}$ direnci benzer yarı iletkenlere göre düşüktür. Bu durum iletim sırasında meydana gelen kayıpların azalmasına dolayısıyla güç veriminin artmasına olanak sağlar. GaN'ın sahip olduğu geniş bant aralığı enerjisi ve buna bağlı olarak da yüksek kırılma elektrik alanı bir aygıtın yüksek voltaj uygulamalarına uygunluğunu göstermektedir. GaN'ın bir başka avantajı ise ısı iletkenliğinin diğer iki yarıiletkene oranla daha iyi olması ve bu sayede cihazın daha yüksek sıcaklıklara dayanıklı olmasıdır [43].

2.2. Yalıtılmış-Kapılı Bipolar Transistörler

Yalıtılmış-kapılı bipolar transistörler, 1980’li yıllarda bipolar eklem transistörler ve MOSFET’lerin avantajlı özelliklerinin birbirine entegre edilmesiyle üretilmiştir [45]. BJT’lerin en önemli eksikliklerinden biri, yüksek güç uygulamalarında kazancı artırmak için sürücü devresindeki büyüklük, kütle ve doğal olarak maliyetin artırılması gerekliliğidir. Buna ek olarak yüksek akım uygulamalarında MOSFET’lere nazaran daha kısıtlı bir güvenli çalışma alanına sahiptirler. IGBT’ler, MOSFET’lerin sahip olduğu yüksek giriş empedansı ve BJT’lerin sahip olduğu düşük iletim kaybı özelliklerini birleştirerek güç uygulamaları için ideal bir anahtarlama elemanı olarak görev yaparlar. IGBT’nin eşdeğer devresi ve fiziksel yapısı Şekil 2.8’de verilmiştir [5].



Şekil 2.8 IGBT Eşdeğer Devresi ve Fiziksel Yapısı[5]

IGBT’lerin yapısında NPNP olmak üzere 4 katman bulunur. IGBT’ler yapı olarak MOSFET’e benzeseler de; alttabanda yer alan yüksek derecede katkılanmış olan bölge sayesinde MOSFET’lerden farklılık gösterirler. Bu katmanın eklenmesinin sebebi iletim direncinin düşürülmesidir. IGBT’lerde kapı gerilimi belirli bir eşik değerinin üzerine çıkarıldığı zaman n- ve n+ katmanları birleşerek akım kanalını oluştururlar ve cihaz iletime geçer. IGBT’lerin anahtarlama ve iletim gerilimleri MOSFET’lere kıyasla düşüktür. Anma gerilim ve akımları diğer güç transistörlerine göre çok daha yüksek olan IGBT’ler, endüstride daha çok orta ve yüksek güç uygulamalarında sık sık kullanılırlar.

2.3. Si Tabanlı MOSFET ve GaN FET Güç Transistörlerinin Karşılaştırılması

Yukarıda detaylı olarak incelenen güç transistörlerinden Si MOSFET ve GaN FET bu tez kapsamında karşılaştırılacak iki güç transistörü türü olarak belirlenmiştir. Aşağıda, silisyum tabanlı MOSFET ve GaN FET'in birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları listelenmiştir.

- Silikon tabanlı alan etkili transistörler sahip olduğu sınırlı elektron hareketliliği, düşük bant aralığı, düşük kırılma gerilimi, düşük çalışma sıcaklığı gibi kısıtlamaları sebebiyle yüksek çalışma frekansı, yüksek çıkış gücü ve yüksek çalışma voltajı gibi isterler gerektiren modern güç elektroniği uygulamalarında yetersiz kalmaktadırlar. Galyum Nitrit (GaN) sahip olduğu yüksek enerji bant aralığı, yüksek elektron hareketliliği, yüksek kırılma elektrik alan şiddeti gibi özellikleri nedeniyle silikonun dezavantajlarını elimine edebilme potansiyeline sahiptir [43].
- GaN'ın sahip olduğu geniş bant aralığı enerjisi ve buna bağlı olarak da yüksek kırılma elektrik alanı bir aygıtın yüksek voltaj uygulamalarında Si MOSFET'e nazaran daha iyi performans göstermesini sağlar.
- Si MOSFET, GaNFET'e nazaran daha yüksek ısı iletkenliğe sahiptir. Bu sayede Si MOSFET'ler çalışma sırasında ısıyı malzemeden daha kolay atılabilir ve yüksek sıcaklık uygulamalarında daha dayanıklı bir performans ortaya koyarlar.
- GaN FET'in yüksek elektron sürüklenme hızı, cihazın yüksek akım ve yüksek frekans uygulamaları için uygun olmasının önünü açar.
- GaN FET'in iletim direnci silisyum tabanlı MOSFET'e göre düşüktür. Bu da iletim sırasında meydana gelen kayıpların azalmasına dolayısıyla tasarlanan güç dönüştürücüsü veriminin artmasına olanak sağlar.
- GaN FET, Si MOSFET'e nazaran daha düşük kapı eşik gerilimine sahiptir. GaN FET'in bu özelliği sayesinde kapı sürücü devrelerinde meydana gelen kayıplar minimize edilir ve sistem verimi yükseltilir [24].

- Kapı eşik geriliminin GaN FET için daha düşük olması, GaN FET'in sistemsel gürültülere daha açık olmasına neden olur. Bu yüzden baskı devre tasarımlarında, kapı-döngüsü endüktansının küçük tutulması ve topraklama gibi konulara daha fazla dikkat edilmesi gerekmektedir [21].



3. DA-DA TİPİ GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİ

Endüstriyel uygulamalarda farklı yükler için farklı seviyelerde elektriksel gerilim ihtiyacının oluşu, DA-DA tipi güç dönüştürücülerinin endüstride önemli bir rol oynamasına neden olmuştur. Yüklerin ihtiyaç duyduğu gerilim seviyesi bazen kaynaktan fazla veya az olabilir. Bu doğrultuda seçilecek olan DA-DA tipi dönüştürücünün yapısı uygulamadan uygulamaya farklılık gösterir. Farklı gerilim ihtiyacı yükten dolayı olabileceği gibi bazen kullanılan kaynağın doğal yapısı gereği de güç dönüştürücüsüne ihtiyaç duyulabilir. Örneğin güneş gözelerinden elde edilen enerji sabit ve kontrol edilebilir değildir. Güneş gözelerinin bu doğrusal olmayan yapılarından dolayı çıkış gerilimi ve akımı güç dönüştürücüler tarafından kontrol edilir ve çeşitli maksimum güç algoritmaları sayesinde kullanılabilir forma dönüştürülür [46].

DA-DA tipi güç dönüştürücüler, izole ve izole olmayan tipler olarak ikiye ayrılırlar. İzole dönüştürücüler, çıkış tarafındanki toprağın giriş tarafındaki topraktan korunması amacıyla kullanılırlar. İleri (Forward) ve flyback tipi dönüştürücüler, izole tip dönüştürücülerin en yaygın olanlarıdır. İzole olmayan DA-DA tipi dönüştürücüler ise kaynak ve yük arasındaki güç akışını herhangi bir izolasyon olmadan doğrudan sağlayan dönüştürücü tipleridir [7]. İndiren, yükselten, indiren-yükselten, Cuk, SEPİC ve Zeta tipi dönüştürücüler, başlıca izole olmayan DA-DA tipi güç dönüştürücüleridir.

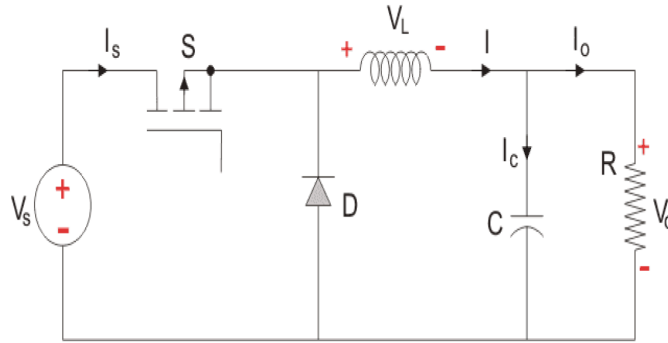
DA-DA tipi dönüştürücüler, tasarımcıya sarsıntısız kalkış ve hızlanma, yüksek verim ve hızlı tepki verebilme gibi avantajlar sağlar [29]. Bir DA-DA dönüştürücü tasarlanırken 5 ana unsur üzerine tasarımlar gerçekleştirilir. Bunlar; verim, güç çıkışı, maliyet, karmaşıklık ve güvenilirliktir [46]. Tüm bu unsurlar göz önüne alınarak doğru DA-DA tipi dönüştürücünün seçilmesi sağlanır. İdeal bir DA-DA tipi dönüştürücüde çıkış gerilimi ve akımının saf DA olması bir başka başarımlar kriteridir. Ancak pratik uygulamalarda giriş ve çıkışta harmonikler ve dalgalanmalar görülür. Bu dalgalanmaları minimum seviyede tutmak DA-DA performansının artmasını sağlar. DA-DA tipi dönüştürücülerde bir başka başarımlar kriteri olan verim, anahtarlama kayıplarına ters orantılı olarak değişir. Anahtarlama

kayıpları, anahtarlama frekansının artması ile artar ancak devredeki filtreleme elemanlarının boyutları da anahtarlama frekansının artmasıyla birlikte küçülür. Bu yüzden tasarım aşamasında bir ödünleşme yapılması gerekmektedir.

Tezin bu bölümünde izole olmayan DA-DA tipi dönüştürücülerden indiren, yükselten, indiren-yükselten, Cuk, SEPİC ve Zeta tipi dönüştürücülerin temel çalışma prensipleri, dönüşüm oranları, avantaj ve dezavantajları hakkında bilgiler verilecektir. Bölümün son kısmında ise güç dönüştürücülerinin karşılaştırması yapılarak tezde kullanılan güç dönüştürücüsünün diğer tiplere göre avantajları incelenecektir.

3.1. İndiren Tip Dönüştürücü

İndiren, başka bir deyişle buck, tip dönüştürücü çıkış geriliminin giriş geriliminden daha düşük olduğu sistemlerde kullanılır. Temel kullanım alanı güç kaynakları ve DA motor hız kontrolü uygulamalarıdır [47]. İndiren tip dönüştürücü bir endüktör, bir kapasitör, bir anahtarlama elemanı ve bir diyot kullanılarak tasarlanır. İndiren tip dönüştürücünün devre şematiği Şekil 3.1’de verilmiştir [6].



Şekil 3.1 İndiren Tip Dönüştürücü Devre Şematiği[6]

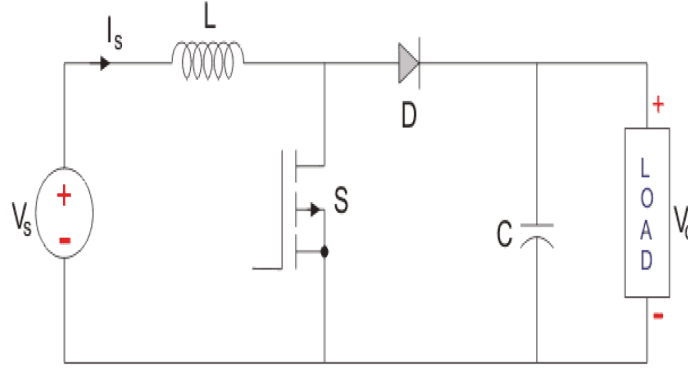
İndiren tip dönüştürücüde, anahtarlama elemanı ilettime geçtiği zaman diyot ters beslenir ve iletimde olmaz. Bu durumda kaynaktaki enerji endüktör üzerinde depo edilir. Bu enerji birikimi endüktör akımında artışa neden olur. Anahtarlama elemanı iletimden çıkarıldığı durumda; endüktör üzerinde depolanan enerji ilettime geçen diyot üzerinden yüke aktarılır. İndiren tip dönüştürücünün dönüşüm oranı [1]’e göre hesaplanabilir [48];

$$V_{cıkıs} = V_{giris} \times D \quad (1)$$

Dönüşüm oranı hesaplamasındaki ” D ” anahtarlama elemanının çalışma oranını göstermektedir.

3.2. Yükselten Tip Dönüştürücü

Yükselten tip dönüştürücü, başka bir deyişle boost dönüştürücü, endüstride genellikle girişte güç kaynağı olarak pilin kullanıldığı ve çıkış geriliminin pil geriliminden daha yüksek bir seviyede olduğu sistemlerde kullanılır [48]. Yükselten tip dönüştürücü indiren tip dönüştürücüye benzer olarak bir endüktör, bir kapasitör, bir anahtarlama elemanı ve bir diyottan oluşur. Yükselten tip dönüştürücünün devre şematiği Şekil 3.2’de verilmiştir [6].



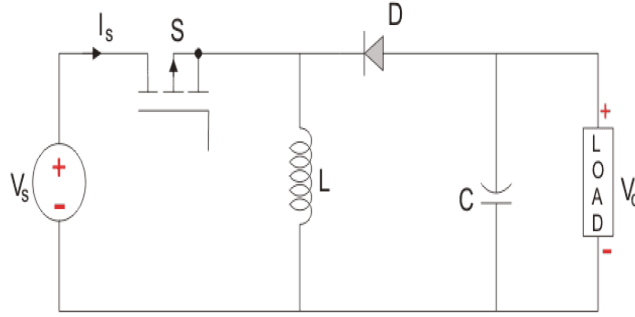
Şekil 3.2 Yükselten Tip Dönüştürücü Devre Şematiği[6]

Dönüştürücüdeki enerji transferi, anahtarlama elemanının çalışma oranının ayarlanmasıyla sağlanır. Başka bir deyişle çıkış gerilimi anahtarlama elemanının açık ve kapalı kalma süresine bağlı olarak kontrol edilir. Yükselten tip dönüştürücünün dönüşüm oranı [2]’ye göre hesaplanabilir[48];

$$V_{cıkıs} = \frac{V_{giris}}{1 - D} \quad (2)$$

3.3. İndiren-Yükselten Tip Dönüştürücü

İndiren ve yükselten tip DA-DA tipi dönüştürücü topolojilerinin birleştirilmesiyle oluşturulan indiren-yükselten tipi dönüştürücü, giriş gerilimini daha yüksek bir seviyeye veya daha düşük bir seviyeye dönüştürebilme yeteneğine sahiptir. Ancak elde edilen çıkış geriliminin polaritesi giriş geriliminin polaritesinden farklıdır. Başka bir deyişle giriş geriliminin yönü evriltilir [48]. Bir indiren-yükselten tip dönüştürücünün devre şematığı Şekil 3.3’de verilmiştir [6].



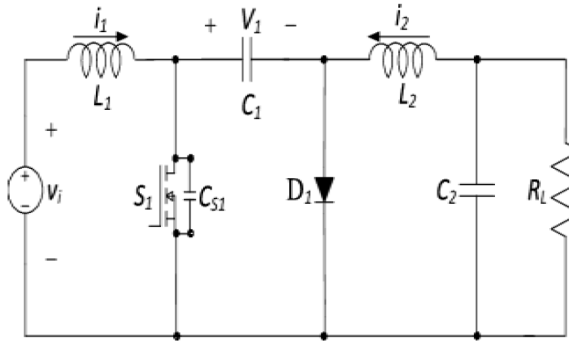
Şekil 3.3 İndiren-Yükselten Tip Dönüştürücü Devre Şematığı[6]

İndiren-yükselten tip DA-DA dönüştürücüde anahtarlama elemanı iletimde olduğu zaman endüktör üzerinden akım geçer ve endüktörde enerji depolama işlemi gerçekleştirilir. Bu aşamada diyot iletimde olmadığı için endüktör üzerinden yüke herhangi bir enerji aktarımı olmaz. Anahtarlama elemanı iletimden çıkarıldığında ise endüktör üzerinden depolanmış olan enerji yük tarafına aktarılır [49]. Dönüştürücünün çıkışında elde edilen gerilim, anahtarın çalışma oranına bağlı olarak kaynak gerilimden düşük veya yüksek olarak ayarlanabilir. İndiren-yükselten tip dönüştürücünün dönüşüm oranı [3]’e göre hesaplanabilir. Formüldeki ”-” işareti giriş geriliminin yönünün evrildiğini göstermektedir.

$$V_{çıkış} = -\frac{V_{giris} \times D}{1 - D} \quad (3)$$

3.4. Cuk Tipi Dönüştürücü

Cuk tipi dönüştürücü indiren, yükselten ve indiren-yükselten dönüştürücüden farklı olarak fazladan bir adet endüktör ve bir adet kapasitör içermektedir. Cuk tipi dönüştürücü, tıpkı indiren-yükselten tip dönüştürücü gibi negatif çıkış gerilimi sağlamaktadır. Cuk tipi dönüştürücünün devre şematiği Şekil 3.4’de verilmiştir [6].



Şekil 3.4 Cuk Tipi Dönüştürücü Devre Şematiği[6]

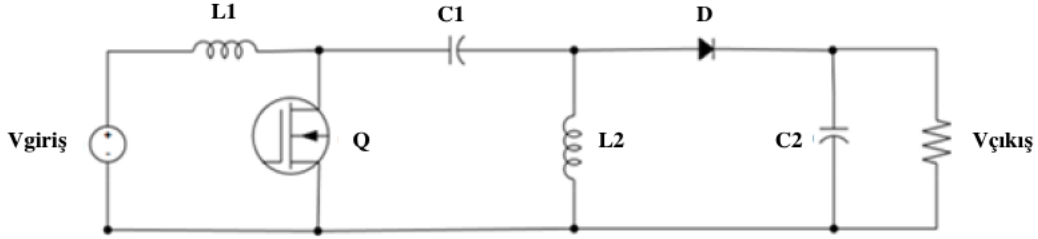
Cuk tipi dönüştürücüde ana enerji depolama ve transfer etme işlevini C1 kapasitörü yerine getirir. Anahtarlama elemanının iletimde olmadığı durumda, her iki endüktör üzerindeki akım diyot yönünde akar. Giriş kaynağı ve giriş endüktörü üzerinden akan akım C1 kapasitörünün enerji depolamasına olanak sağlar. Anahtarın iletime geçmesiyle birlikte diyot kapasitör geriliminden dolayı ters beslenmiş olur ve kapanır. Bu durumda da endüktör akımları anahtarlama elemanı üzerinden yükü aktarılır. Kapasitörde depolanmış olan enerji de anahtarlama elemanı üzerinden yükü besler [47]. Cuk tipi dönüştürücünün dönüşüm oranı [4]’e göre hesaplanabilir. İndiren-yükselten tip dönüştürücüye benzer olarak formüldeki eksi işareti giriş geriliminin yönünün evrildiğini göstermektedir.

$$V_{c1k1s} = -\frac{V_{giris} \times D}{1 - D} \quad (4)$$

3.5. SEPİC Tipi Dönüştürücü

Tek uçlu Birincil-İndüktör Çevirici, pozitif çıkış gerilimi sağlayan ve çıkış geriliminin giriş geriliminden küçük veya büyük olarak ayarlanabildiği bir DA-DA dönüştürücüdür. SEPİC

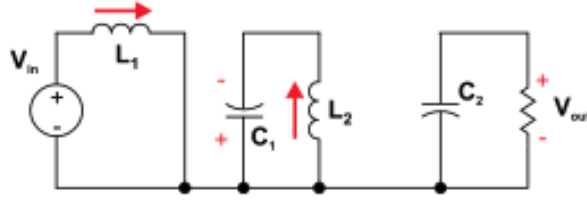
tipi dönüştürücü çıkış geriliminin sabit; giriş geriliminin ise düzensiz olduğu uygulamalarda tercih edilir [9]. SEPİC tipi dönüştürücü hem giriş hem de çıkışta gerilim ve akımda meydana gelen dalgalanmaları en aza indirmesi dolayısıyla diğer dönüştürücülerden ayrılır [7]. SEPİC tipi dönüştürücünün devre şematiği Şekil 3.5'te verilmiştir.



Şekil 3.5 SEPİC Tip Dönüştürücü Devre Şematiği[7]

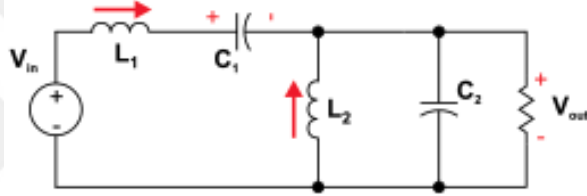
Dönüştürücüde birincil ve ikincil tarafta yer alan endüktörler ve kapasitörler kısa süreli depolama elemanları olarak görev yapmaktadır. Bunun yanı sıra düşük gerilim tarafından sürülen anahtarlama elemanı belirlenen çalışma oranına göre çıkış geriliminin ayarlanmasını sağlamaktadır. Çıkışta yer alan diyot ise anahtarlama elemanının iletimde olmadığı durumda enerji transferi sağlar ve bu işlevine ek olarak kaynak-yük arasında doğal bir izolatör görevi görür.

SEPİC tipi dönüştürücüler, girişteki endüktör ($L1$) akımının her bir iletme girme-çıkma döngüsündeki durumuna göre süreksiz iletim modu veya sürekli iletim modunda tasarlanabilirler. Eğer her bir açılma kapanma periyodunda endüktör akımı sıfır seviyesine düşmeden çalışıyorsa tasarlanan dönüştürücü sürekli iletim modunda; eğer sıfıra düşüyorsa süreksiz iletim modunda çalışıyor demektir. SEPİC tipi dönüştürücünün çalışma prensibi, anahtarlama elemanının iletime girme-çıkma sıklığına, bir başka deyişle görev döngüsü oranına, dayanır. Anahtarlama elemanının iletimde olduğu durumdaki devre şematiği Şekil 3.6'da verilmiştir [8]. Dönüştürücü bu durumda çalışırken, $L1$ endüktörü giriş kaynağı tarafından; $L2$ endüktörü ise $C1$ kapasitörü tarafından yüklenir. Bu çalışma durumunda yük üzerinden herhangi bir akım akmamaktadır.



Şekil 3.6 SEPİC Dönüştürücüde Anahtarlama Elemanının İletimde Olduğu Durum[8]

Anahtarlama elemanının kesime girdiği durumda oluşan devre şematiği Şekil 3.7’de verilmiştir [8]. Bu çalışma durumunda her iki endüktör de bir önceki durumda yüklenmiş oldukları enerjiyi çıkış kapasitörüne ve yüke aktarırlar. Bu sayede giriş gücü çıkışa aktarılmış olur.



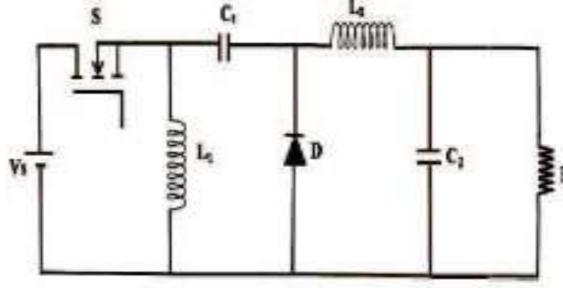
Şekil 3.7 SEPİC Dönüştürücüde Anahtarlama Elemanının İletimde Olmadığı Durum[8]

SEPİC tipi bir dönüştürücünün dönüştürme oranı [5]’e göre hesaplanabilir [9]. Bu dönüşüm formülünde indiren-yükselten ve Cuk tipi dönüştürücülerden farklı olarak diyot üzerinde düşen gerilimin, V_d , etkisi görülmektedir.

$$D = \frac{V_{c1k1s} + V_d}{V_{giris} + V_d + V_{c1k1s}} \quad (5)$$

3.6. ZETA Tipi Dönüştürücü

Zeta tipi dönüştürücü, SEPİC ve Cuk tipi dönüştürücülere benzer olarak bir anahtarlama elemanı, bir diyot, 2 endüktör ve 2 adet kapasitör içerir. Zeta tipi dönüştürücü çıkışında giriş ile aynı polariteye sahip gerilim üretir. Zeta tipi dönüştürücünün devre şematiği Şekil 3.8’de verilmiştir[6].



Şekil 3.8 Zeta Tip Dönüştürücü Devre Şematiği[6]

Zeta tipi dönüştürücü iki farklı modda çalışır. Birinci modda anahtarlama elemanı iletimde olur ve diyot ters beslenerek kapalı durumda kalır. Bu modda her iki endüktörün akımı da doğrusal olarak artar ve enerji depolama işlemi gerçekleşir. İkinci moda geçildiğinde ise anahtarlama elemanı iletimden çıkar ve diyot iletime geçer. Bu durumda, ilk modda giriş endüktöründe depolanmış olan enerji giriş kapasitörünü beslerken; ikincil endüktörde beslenmiş olan enerji yükü besler. Zeta tipi dönüştürücünün dönüşüm oranı [6]'ya göre hesaplanabilir[49].

$$V_{cikis} = \frac{V_{giris} \times D}{1 - D} \quad (6)$$

3.7. Güç Dönüştürücülerinin Karşılaştırılması

Bir önceki bölümde bahsedilen DA-DA tipi dönüştürücüler farklı uygulama alanlarına sahiptirler. Bu tez kapsamında tasarımı yapılan pil şarj düzenleyici için SEPİC tipi dönüştürücü tercih edilmiştir. SEPİC tipi dönüştürücü devresi seçilirken dönüştürücü türleri arasında yapılan karşılaştırma kriterleri, avantajlar ve dezavantajlar aşağıda listelenmiştir.

- İndiren ve yükselten tip dönüştürücüler sadece indirme veya yükseltme amacına hizmet ettikleri için düzensiz gerilime sahip kaynak ve yükler altında güç kaybına neden olurlar. İndiren-yükselten, Cuk, SEPİC ve Zeta tipi dönüştürücüler ise hem yükseltme hem de indirme görevini yerine getirerek güç kaybının önlenmesinde rol oynarlar. Güneş enerjisinden faydalanan veya pilin şarj durumundan etkilenen

sistemler için indirme ve yükseltme işlevlerini aynı anda yapabilen dönüştürücüler avantaj sağlamaktadır.

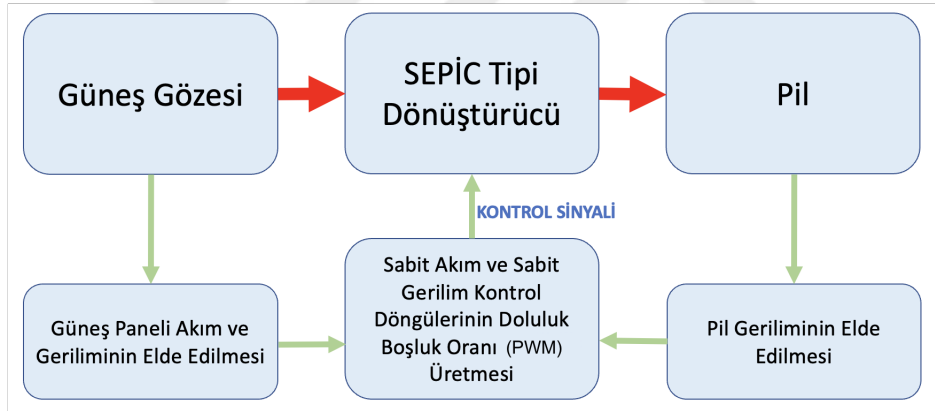
- İndiren, yükselten ve indiren-yükselten tip dönüştürücüler yapılarında birer endüktör ve birer kapasitör bulundurdıkları için ikinci dereceden DA-DA dönüştürücüler olarak bilinirler. Cuk, SEPİC ve Zeta tipi dönüştürücüler ise fazladan birer adet endüktör ve birer adet kapasitör bulundurdıkları için dördüncü dereceden DA-DA dönüştürücüler olarak sınıflandırılırlar. Dördüncü dereceden olan dönüştürücülerin yapısı ikinci dereceden olan dönüştürücülere göre daha karmaşıktır ve kontrol mekanizmaları daha zordur. Cuk ve SEPİC tipi dönüştürücülerin avantajı, girişlerinde bulunan endüktörler sayesinde kaynakların yüksek derecede anahtarlama harmoniklerine maruz kalmasını önleyebilmeleridir [11].
- SEPİC tipi dönüştürücüyü indiren-yükselten ve Cuk tipi dönüştürücüden avantajlı kılan bir diğer özelliği ise giriş ve çıkış gerilimlerinin aynı polaritede olmasıdır. [11, 29, 48, 49]
- SEPİC tipi dönüştürücünün avantajlarından bir diğeri ise anahtarlama elemanının alçak gerilim tarafında bulunmasıdır. SEPİC tipi dönüştürücünü bu özelliği, kapı sürme devrelerinin diğer dönüştürücü türlerine göre daha kolay olmasını ve kapı sürücü kayıplarının daha az olmasını sağlar [29].
- SEPİC tipi dönüştürücü sürekli giriş akımında çalışır. Başka bir deyişle kaynaktan darbesiz akım sağlar. SEPİC tipi dönüştürücünün bu özelliği, EMI'nın azalması ve giriş filtresinin tasarımının kolaylaşması gibi avantajlar sağlar. Güneş enerjisini kaynak olarak kullanan sistemlerde, giriş akımının salınımsız olması en önemli tasarım kriterlerinden biridir [30].
- SEPİC tipi dönüştürücünün çıkışında yer alan diyot geriye akımın dönmesini engeller ve kaynak ve yük arasında bir izolatör görevi görür [30]. Buna ek olarak paralel bağlı dönüştürücü sistemlerinde, farklı dönüştürücülerin birbirlerine güç basmalarını önler.

- Cuk ve indiren-yükselten tip dönüştürücülerin aksine SEPİC tipi dönüştürücü devre elemanları üzerinde elektriksel strese sebep olmaz. Bu elektriksel stres, güç dönüşümü sırasında aşırı ısınma ve devre elemanlarının kaybına neden olur [48].



4. PİL ŞARJ DÜZENLEYİCİ TASARIMI

Enerji depolama aracı olarak pil kullanan sistemlerde, pil şarjının kontrollü ve sürekli olarak sağlanması en önemli konulardan biridir. Aşırı şarj ve aşırı deşarj durumları pil sistemlerinde ölümcül hatalara neden olabilirler. Buna ek olarak, pil sistemlerinde pilin doluluk oranının, SoC, yüzde yüze yakın olması pilin yaşlanmasını önleyen en önemli etkenlerden biridir. Bu durumlar göz önüne alınarak pil sistemlerinde pilin akım ve gerilimini düzenleyen tasarımlara ihtiyaç duyulur. Bu tasarımlara pil şarj düzenleyici adı verilir. Pil şarj düzenleyiciler temelde içerisinde DA-DA tipi dönüştürücüler içeren sistemlerdir. Kullanım amaçlarına göre farklı tiplerde izole veya izole olmayan DA-DA tipi dönüştürücülerle donatılabilirler. Pil şarj düzenleyiciler, pilin şarj akımını kontrol eder ve aşırı şarj olmasını engellerler.



Şekil 4.1 PİL Şarj Düzenleyici Çalışma Şeması

Bu tez kapsamında tasarlanan pil şarj düzenleyici için Bölüm 3.7.'de yapılan karşılaştırmalara dayanarak SEPiC tipi dönüştürücü kullanılmasına karar verilmiştir. Buna ek olarak, tasarlanan PŞD'nin güneş gözeleri tarafından üretilen gücü, pile sabit akım veya sabit gerilim modlarında aktarması planlanmıştır. Sabit akım modunda, dönüştürücü kontrol algoritması tarafından üretilen akım referansına göre güneş panellerinde üretilen güçten maksimum miktarda yararlanmayı hedeflemektedir. Sabit gerilim modunda ise, PŞD pilin şarj durumunu takip ederek şarj sonu gerilimine ulaşan pilin şarj akımını kesmeyi amaçlamaktadır. Bu sayede pilin aşırı şarj olarak kaybedilmesinin önüne geçilmesi

planlanmaktadır. Tasarlanan pil şarj düzenleyici sisteminin çalışma şeması Şekil 4.1’de verilmiştir.

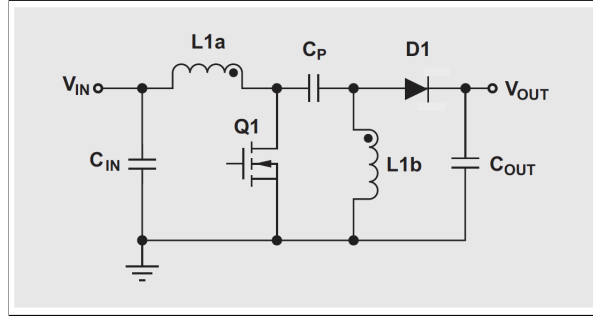
SEPİC tipi dönüştürücü Bölüm 3.5.’de de anlatıldığı gibi giriş gerilimini hem indiren hem de yükselten olarak görev yapabilmektedir. Bu özelliği SEPİC tipi dönüştürücüyü, güneş gözelerini birinci dereceden güç kaynağı olarak kullanan sistemler için avantajlı bir konuma getirir. Güneş gözesi sistemleri ısıma ve sıcaklıktan doğrudan etkilenen sistemlerdir. Güneş ışıması güneş gözesinin akım, dolayısıyla, güç kapasitesini artırır. Sıcaklık ise güneş gözesinin açık devre geriliminin düşmesine neden olur. Güneş gözesinin kararlı olmayan bu güç üretim trendi göz önüne alınarak, SEPİC tipi dönüştürücü uygun bir dönüştürücü tipi olarak belirlenmiştir.

Tezin sonraki bölümünde pil şarj düzenleyicide kullanılan SEPİC tipi dönüştürücünün çalışma prensibi ve malzeme seçimi detaylı olarak anlatılacaktır. Buna ek olarak baskı devre kartı tasarımının detayları verilecek; tasarımda dikkat edilen unsurlar incelenecektir.

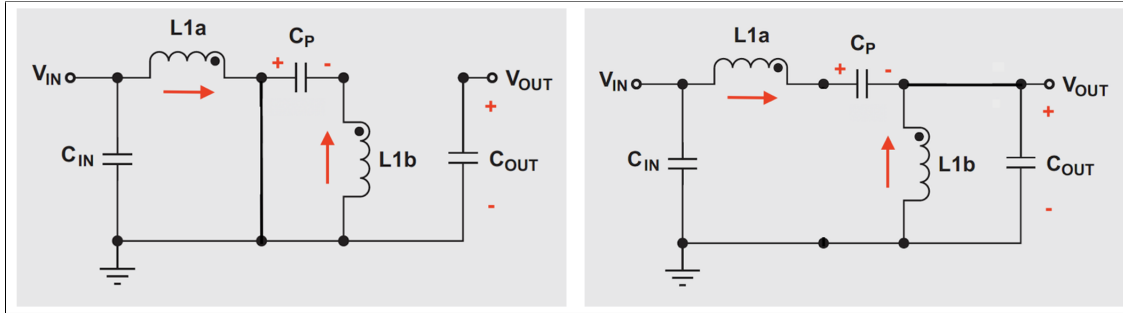
4.1. SEPİC Tipi Dönüştürücü Çalışma Prensibi

Bölüm 3.5.’de anlatıldığı gibi SEPİC tipi dönüştürücü yapısında dört adet enerji depolama elemanı bulundurduğu için dördüncü dereceden DA-DA tipi dönüştürücü olarak adlandırılır [30]. SEPİC tipi dönüştürücüde endüktörler akupple şekilde tasarlanarak hem dönüştürücünün kart üzerinde kapladığı ayakizi hem de endüktörlerin neden olacağı EMI azaltılabilir. Şekil 4.2’de akupple endüktör kullanılarak tasarlanan SEPİC tipi dönüştürücü şematiği verilmiştir [9]. SEPİC tipi dönüştürücü izole olmayan DA-DA dönüştürücülerden olsa da; yapısında bulunan akupple kapasitör ve çıkış diyotu devre elemanları giriş ve çıkış arasında elektriksel izolasyonu sağlar.

SEPİC tipi dönüştürücünün anahtarlama elemanının iletimde olduğu ve olmadığı durumdaki devre yapısı Şekil 4.3’de verilmiştir. Dönüştürücünün sürekli iletim modunda çalıştığı ve parazitik etkilerin ihmal edildiği durumda; anahtarlama elemanının kesime girmesi ile birlikte akupple kapasitör giriş gerilimine şarj edilir. Bu durum göz önüne alınarak diğer devre elemanlarının anahtarlama esnasındaki karakteristikleri elde edilebilir.



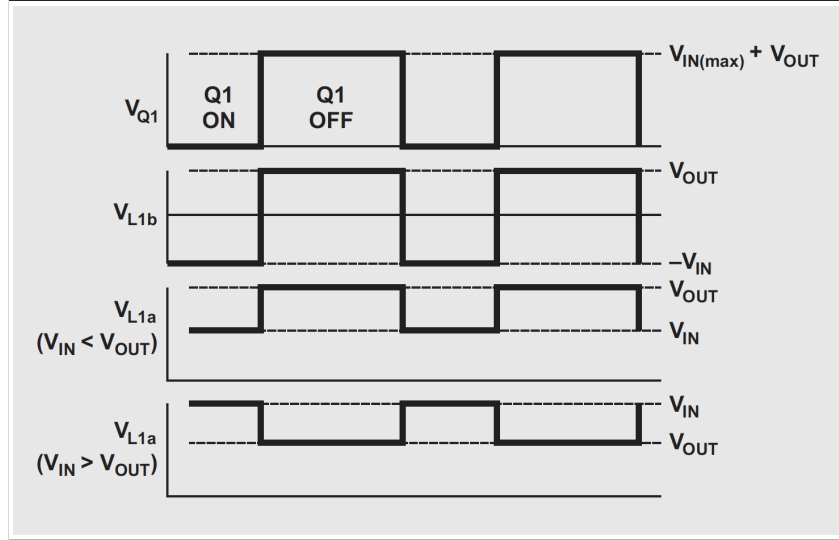
Şekil 4.2 Akuple Endüktör İçeren SEPİC Tipi Dönüştürücü Şematiği[9]



Şekil 4.3 SEPİC Tipi Dönüştürücünün Sırasıyla İletim ve Kesim Durumlarının Gösterimi[9]

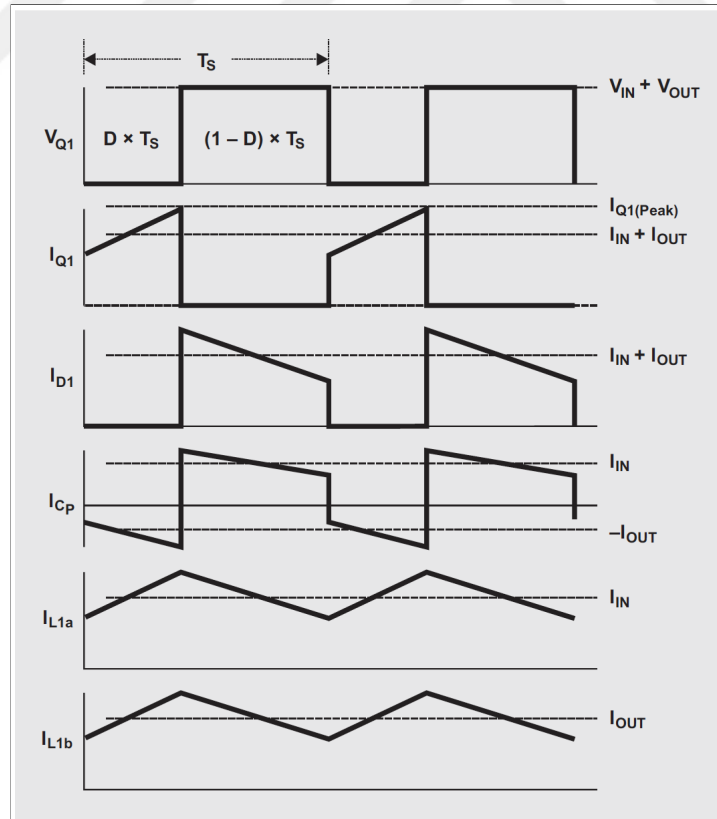
Anahtarlama elemanının iletimde olmadığı durumda; L_{1b} endüktörü üzerinde V_{OUT} çıkış gerilimi görülür. Akuple kapasitör giriş gerilimine şarj olduğu için; $Q1$ anahtarlama elemanı üzerinde giriş ve çıkış geriliminin toplamı kadar ($V_{IN} + V_{OUT}$) bir gerilim görülür. Dolayısıyla giriş endüktörü, L_{1a} , üzerinde düşen gerilim çıkış gerilimi kadar olacaktır. Anahtarlama elemanının iletime geçesiyle birlikte ikincil endüktör, L_{1b} , negatif yönlü giriş gerilimine maruz kalacaktır. Şekil 4.4’de anahtarlama elemanı, birincil ve ikincil endüktörler üzerinde sürekli iletim modunda düşen gerilimlerin grafikleri verilmiştir [9].

SEPİC tipi dönüştürücüde enerji depolama, anahtar iletimde olduğu süre zarfında birincil endüktör için giriş kaynağından enerji aktarımıyla; ikincil endüktör için ise akuple kapasitör üzerinden depolanan enerjinin aktarılmasıyla gerçekleşir. Anahtarın iletimden çıktığı durumda birincil endüktör üzerindeki akım, akuple kapasitör ve çıkış diyotu üzerinden geçerek yüke ve çıkış kapasitörüne aktarılır. Bu sayede hem akuple kapasitör hem de çıkış kapasitörü tekrar şarj edilir ve anahtarın iletimde olduğu durumdaki enerji aktarımının devamlılığını sağlamak için hazır olurlar. Devre elemanları üzerindeki akım grafikleri,



Şekil 4.4 Sürekli İletim Modunda Devre Elemanları Üzerinde Oluşan Gerilimler[9]

anahtarlama elemanının iletimde ve kesimde olduğu durumlar için Şekil 4.5’de verilmiştir [9].



Şekil 4.5 Sürekli İletim Modunda Devre Elemanları Üzerinden Geçen Akımlar[9]

4.2. Tasarım Kriterleri ve Devre Elemanlarının Seçilmesi

Tez kapsamında tasarlanan SEPİC tipi dönüştürücü kullanılan pil şarj düzenleyici devresinin amacı, çıkış yükü olarak bağlanan bir pilin kontrollü ve güvenli olarak şarj olmasını sağlamaktır. Bu amaçla pil şarj düzenleyici devresi, sabit akım ve sabit gerilim modları ile donatılmıştır. Sabit akım modu, giriş akımının belirli bir akım referansı ile kontrol edilmesi ilkesine dayanır. Akım referansı farklı kontrol metotları kullanılarak belirlenebilir. Sabit gerilim modu ise pilin belirli bir gerilim değerinin üzerine çıkmasını önlemek amacıyla sisteme eklenmiş olan moddur. Bu modun bir diğer adı ise şarj sonu gerilimi modudur. Şarj sonu gerilimine ulaşan pil gerilim döngüsü üzerinden kontrolcüye görev döngüsünü kapatma komutu gönderir ve bu sayede pilin yüksek gerilimlere çıkarak zarar görmesi engellenir.

Çizelge 4.1 Pil Şarj Düzenleyici Tasarım Kriterleri

Kriter	Değer
Giriş Gerilimi	40-55V
Çıkış Gerilimi	26V
Şarj Sonu Gerilimi	30V
Verim	> %90
Çıkış Akım Dalgalanması	<250mA
Çıkış Gücü	100W
Anahtarlama Frekansı	100&300kHz

Tasarımı yapılacak olan pil şarj düzenleyicinin tasarım kriterleri Çizelge 4.1’de verilmiştir. Pil şarj düzenleyicinin hem GaN FET hem de Si tabanlı MOSFET kullanılan dönüştürücüler için yukarıdaki isterleri sağlaması amaçlanmaktadır. Her iki tasarım da 100kHz ve 300kHz anahtarlama frekansında çalıştırılarak sonuçlar elde edilmiştir. Testler açık ve kapalı döngü testleri olarak tekrarlanmıştır. GaN FET ve Si tabanlı MOSFET kullanılarak tasarlanan pil şarj düzenleyicilerin testleri sonucunda elde edilen veriler tezin sonuç bölümünde benzer literatür çalışmalarıyla karşılaştırılmıştır.

4.2.1. Çalışma Oranı Limitlerinin Belirlenmesi

Çalışma oranı sınırları, dönüştürücünün değişken giriş gerilimi altında sabit çıkış gerilimi sağlayabilmesi için anahtarlama elemanının, endüktörlerin ve kontrolcünün çalışma limitlerini belirleyen parametredir. Bu değer sürekli iletim modu altında hesaplanır. Dönüştürücünün yüzde yüz verimle çalıştığı durumda SEPİC tipi dönüştürücünün çalışma oranı [7]'ye göre hesaplanır [9].

$$D = \frac{V_{cikis} + V_d}{V_{cikis} + V_{giris} + V_d} \quad (7)$$

Formüldeki V_d terimi çıkış diyotu üzerindeki ileri gerilim düşümünü göstermektedir. Tasarımda kullanılan Şotki diyottaki ileri gerilim düşümü, giriş ve çıkış gerilimlerine göre çok düşük olduğu için ihmal edilmiştir. Dönüştürücüde, en yüksek çalışma oranı, D_{maks} , en düşük giriş geriliminde ve en düşük çalışma oranı, D_{min} , en yüksek giriş geriliminde görülür. Bu durumlar göz önüne alınarak minimum ve maksimum çalışma oranları [8] ve [9]'da verilen şekilde hesaplanabilir. Çalışma oranının en yüksek ve en düşük değerlerinin belirlenmesi tasarımda kullanılan endüktörün ve kontrolcünün belirlenmesinde önemli bir kriter olarak kullanılacaktır.

$$D_{min} = \frac{V_{cikis}}{V_{giris,maks} + V_{cikis}} = \frac{26V}{55V + 26V} = 0,321 \quad (8)$$

$$D_{maks} = \frac{V_{cikis}}{V_{giris,min} + V_{cikis}} = \frac{26V}{40V + 26V} = 0,394 \quad (9)$$

Çizelge 4.1'de tasarım detayları verilen pil şarj düzenleyicinin giriş ve çıkış gerilimi isterlerini sağlamak amacıyla en yüksek çalışma oranı, D_{maks} , yüzde 39.4 ve en düşük çalışma oranı, D_{min} , yüzde 32.1 olarak belirlenmiştir.

4.2.2. Endüktörlerin Tasarlanması

Birincil ve ikincil endüktörler SEPİC tipi dönüştürücüde geçici süreli depolama elemanları olarak görev yaparlar. Endüktör tasarımı bu açıdan en önemli tasarım adımı sayılabilir. Endüktör tasarımı yapılırken ilk adımda endüktörün üzerindeki tepeden tepeye akım miktarı hesaplanır. Endüktör üzerindeki akımın salınım miktarına giriş akımının yüzde 40'ı olacak şekilde karar verilir[50]. Giriş akımındaki dalgalanma miktarı [10]'a göre hesaplanır.

$$\begin{aligned}\Delta I_L &= I_{giris} \times 0,4 = I_{cikis} \times \frac{V_{cikis,maks}}{V_{giris,min}} \times 0,4 \\ &= 5A \times \frac{30V}{45V} \times 0,4 \\ &= 1,33A\end{aligned}\tag{10}$$

Endüktördeki akım miktarına karar verildikten sonra endüktörlerin endüktans değerleri [11]'e dayanarak hesaplanabilir[50].

$$\begin{aligned}L_1 = L_2 = L &= \frac{V_{giris,min}}{\Delta I_L \times f_{anahtarlama}} \times D_{maks} \\ &= \frac{40V}{1,33A \times 300kHz} \times 0,395 \\ &= 39,6\mu H\end{aligned}\tag{11}$$

Endüktörlerin değerleri belirlendikten sonra çekirdek olarak hava boşluklu RM8 türü demir manyetik çekirdek kullanılmasına karar verilmiştir. Kullanılan manyetik çekirdek N87 materyalinden yapılmış ve 250nH endüktans faktörü, A_L , değerine sahiptir [51]. Seçilen manyetik çekirdek için 39,6 μ H endüktans değerinin sağlanması için gereken tur sayısı [12]'de verilen formüle göre hesaplanmıştır. Hesaplama sonucunda yaklaşık 13 tur sarma işleminin yeterli endüktansı sağlayacağı görülmüştür.

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{39uH}{250nH}} \simeq 13T_{ur} \quad (12)$$

Endüktörde kullanılan bakır telin kalınlığının belirlenmesi ve endüktörün doyma noktasından yeterince uzak bir noktada çalıştığını doğrulamak amacıyla her iki endüktör üzerinde görülen en yüksek akım miktarı [13] ve [14]'e göre hesaplanmıştır [50].

$$\begin{aligned} I_{L1,maks} &= I_{cikis} \times \frac{V_{cikis} + V_d}{V_{giris,min}} \times (1 + 0,2) \\ &= 5A \times \frac{30V + 0,8V}{40V} \times (1 + 0,2) = 4,62A \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} I_{L2,maks} &= I_{cikis} \times (1 + 0,2) \\ &= 5A \times (1,2) = 6A \end{aligned} \quad (14)$$

Endüktörlerden geçen en yüksek akım değerleri belirlendikten sonra manyetik çekirdeklerin operasyon sırasında doyuma ulaşmadığından emin olmak amacıyla her iki endüktör için doyma akımı [15]'de hesaplanmıştır. Formülde B_{doyma} değeri olarak mühendislik tecrübesine dayanarak 0,4 Tesla değeri alınmıştır. Formüldeki diğer değerler Ek-1'de verilen RM8 çekirdeğin bilgi kağıdından elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} I_{doyma} &= \frac{B_{doyma} \times A_e}{\sqrt{L} \times A_L} \\ &= \frac{0,4kg(As^2)^{-1} \times 52mm^2}{\sqrt{39,6\mu H} \times 250nH} \\ &= 6,57A \end{aligned} \quad (15)$$

Yukarıdaki hesaplardan yola çıkarak manyetik çekirdeklerden geçen maksimum akımın çekirdeğin doyuma ulaşmasına neden olmadığı görülmüştür. Endüktör tasarımının son

adımı olarak 5A giriş akımını taşıyabilmek adına 3 adet 24 AWG kablo bükme yöntemiyle paralellenmiştir. Daha sonra her iki endüktör de 13 tur olacak şekilde sarılmıştır. Bükme, sarma ve endüktörün ölçüm işlemleri Şekil 4.6’da gösterilmiştir. Üretilen her iki endüktörün endüktans değeri LCR metre kullanılarak ölçülmüş ve yaklaşık $40 \mu\text{H}$ olarak kayıt altına alınmıştır.



Şekil 4.6 Endüktör Sarım ve Ölçüm Aşamaları

4.2.3. Anahtarlama Elemanlarının Seçilmesi

SEPIC tipi dönüştürücüde anahtarlama elemanı seçilirken en yüksek akım ve gerilim değerleri sağlanmalıdır. Bunun yanı sıra, anahtarlama elemanı kaynaklı kayıpların sistem verimini düşürmemesi adına düşük olmalarına dikkat edilmelidir. Ayrıca girişte kullanılan anahtarlama elemanının akım limiti dönüştürücünün çıkış akımını, dolayısı ile çıkış gücünü, doğrudan etkileyecektir[9]. Akım ve gerilim limitlerinin yanı sıra anahtarlama elemanının açılma eşik gerilim değeri, $V_{GS,th}$, iletim direnci, $R_{DS,on}$, kapı-akaç yükü, Q_{GD} diğer önemli seçim parametreleridir.

Şekil 4.5’de görüldüğü üzere anahtarlama elemanı dönüşüm sırasında en yüksek değer olarak giriş ve çıkış gerilimlerinin toplamını görmektedir. Yine Şekil 4.5’de görüleceği gibi anahtarlama elemanı üzerinde görülen en yüksek akım değeri ise endüktör akımlarının zirve akımlarının toplamı kadardır. Anahtarlama elemanı üzerinde görülecek en yüksek gerilim, $V_{Q,maks}$, ve en yüksek akım, $I_{Q,maks}$, [16]’da gösterildiği gibi hesaplanmıştır.

$$V_{Q,maks} = V_{giris,maks} + V_{cikis} = 55V + 30V = 85V$$

$$I_{Q,maks} = I_{L1,maks} + I_{L2,maks} = 4,62A + 6A = 10,62A$$
(16)

Yukarıdaki hesaplamalar dikkate alınarak tez kapsamında tasarlanan SEPİC tipi pil şarj düzenleyici için Silisyum tabanlı MOSFET olarak IRFP260NPBF ve GaN FET olarak GS61004B-MR seçilmiştir. Seçilen her iki anahtarlama elemanı için kritik özellikler Çizelge 4.2’de verilmiştir [52, 53].

Çizelge 4.2 Si MOSFET ve GaN FET’in Teknik Özellikleri

Parametre	IRFP260NPBF	GS61004B-MR
V_{DS} , Kırılma Gerilimi	200V	100V
I_D , Sürekli Akış Akımı	50A	38A
$R_{DS,on}$, İletim Direnci	40m Ω	16m Ω
Kanal Modu	Geliştirme	Geliştirme
Q_G , Kapı Yüğü	156nC	3,3nC
$V_{GS,esik}$, Kapı Eşik gerilimi	1,8V	1,1V
Birim Ağırlığı	6g	0,4g

IRFP260NPBF deliği bağlanabilen TO-247 pakete sahipken; GS61004B-MR GaN FET düşük endüktanslı GAN_{PX} paketine sahiptir. Anahtarlama elemanlarının bu paket yapıları dikkate alındığında, Si MOSFET’in sahip olduğu paketin ısınmasını önlemek adına ısı alıcı takılmasının daha kolay olacağı ancak kapı sinyalinin maruz kalacağı endüktif etkinin GaN FET için daha az olacağı öngörülmektedir. Seçilen Si MOSFET ve GaN FET için kayıp analizleri tezin ilerleyen kısımlarında yapılacaktır.

4.2.4. Çıkış Diyotunun Seçilmesi

Çıkış diyotunun operasyonel durumda görebileceği en yüksek akım değeri anahtarlama elemanının göreceği en yüksek akım değeriyle aynıdır. Bu değer [16]’da 10,2A olarak

hesaplanmıştır. Çıkış diyotunun anlık değişimlere ve salınımlara dayanabilmesi için giriş gerilimi ve çıkış geriliminin toplamı kadar bir ters gerilim dayanımı olmalıdır[9]. Bu değer $V_{giris,maxs} + V_{cikis}$ formülü ile 85V olarak hesaplanabilir.

Yukarıdaki akım ve gerilim değerleri dikkate alınarak 35CGQ150 ortak katot Şotki diyotu çıkış diyotu olarak seçilmiştir[54]. Ortak katotlu diyot kullanılmasının amacı çıkış akımını iki diyot üzerinde paylaştırarak diyotun ısınmasını önlemek ve aynı zamanda yedeklilik sağlamaktır. 35CGQ150'nin her bir diyotu için ileri yönlü akım, I_F , anma değeri 35A ve ters gerilim anma değeri 150V'tur [54]. Bilgi kağıdından elde edilen bu değerler çıkış diyotu için belirlenen en yüksek akım ve gerilim değerlerinin altında kalmaktadır.

Çıkış diyotu olarak seçilen 35CGQ150 Şotki diyotu elektriksel özelliklerinin yanı sıra TO-254AA-3 paketine sahiptir. Diyotun bu pakete sahip olması, baskı devre kartı tasarımında her katmandan bağlantı yapılabilmesine ve ısınma sorununun önüne geçmek için diyotun gövdesine ısı alıcı yerleştirilmesine imkan sağlamıştır.

4.2.5. Akuple Kapasitörün Seçilmesi

Akuple kapasitör seçilirken, dikkat edilmesi gereken faktör kapasitör üzerinden geçen RMS akımdır. Akuple kapasitör üzerinde görülen RMS akım miktarı [17]'de verilen şekilde hesaplanır. [17]'de de görüleceği gibi çıkış gücünün artmasıyla akuple kapasitör üzerindeki RMS akım miktarı da artacaktır [9, 50].

$$\begin{aligned} I_{Cp,rms} &= I_{cikis} \times \sqrt{\frac{V_{cikis} + V_d}{V_{giris,min}}} \\ &= 5A \times \sqrt{\frac{30V + 0,8V}{45V}} \\ &= 4,136A \end{aligned} \tag{17}$$

Anahtarlama elemanı her açma-kapama döngüsü yaptığında akuple kapasitör giriş gerilimine şarj-deşarj döngüsü gerçekleştirir. Bu yüzden, akuple kapasitörün gerilim anma değeri giriş geriliminin maksimum değerinden daha yüksek olmalıdır. Seramik kapasitörler akuple kapasitör uygulamaları için uygun bir seçimdir [9, 50]. Yukarıda verilen kriterler göz önüne alınarak 2.2uF değerine sahip 2 adet seramik kapasitör paralel olarak kullanılmıştır. Seçilen seramik kapasitörlerin anma gerilimi 250V'tur. Parallellendirme işleminin amacı ise kapasitörler üzerinden geçen akımın paylaştırılarak elemanlar üzerindeki stresin paylaştırılmasıdır.

4.2.6. Giriş ve Çıkış Kapasitörünün Seçilmesi

SEPIC tipi dönüştürücüde girişte yer alan birincil endüktör giriş kapasitörünün yüksek RMS değerine sahip akımlar görmesini engeller. Giriş kapasitörünün taşıyabileceği RMS akım miktarı [18]'de hesaplanan akım değerinden fazla olmalıdır [9].

$$I_{Cin,rms} = \frac{\Delta I_{cikis}}{\sqrt{12}} = \frac{1,33A}{\sqrt{12}} = 0,385A \quad (18)$$

Buna ek olarak giriş kapasitörü en yüksek giriş geriliminden daha yüksek anma değerine sahip olarak seçilmelidir. Yukarıdaki kriterler göz önüne alınarak giriş kapasitörü olarak 100 μ F değerine sahip ve 100V anma gerilim değerine sahip elektrolitik kapasitör seçilmiştir.

SEPIC tipi dönüştürücüde anahtarlama elemanının iletimden çıktığı durumda ikincil endüktör üzerinde depolanan enerji çıkış kapasitörüne ve yüke aktarılır. Dönüştürücünün bu yapısından dolayı çıkış kapasitörü yüksek RMS değerine sahip akımlara maruz kalır. Bu yüzden çıkış kapasitörü [19]'da hesaplanan RMS akım değerini taşıyabilecek şekilde seçilmelidir [9].

$$I_{Cin,rms} = I_{cikis} \times \sqrt{\frac{D_{maks}}{1 - D_{maks}}} = 5A \times \sqrt{\frac{0,394}{1 - 0,394}} = 4A \quad (19)$$

Akım taşıma kapasitesinin yanı sıra çıkış kapasitörü anahtarlama elemanı iletimde olduğu süre boyunca yük akımını karşılayabilecek yeterlilikte seçilmelidir. Kapasitans değeri

yüksek seçilirken aynı zamanda kayıpları azaltmak adına kapasitörün ESR değeri küçük seçilmelidir. ESR değerinin yeterince küçük seçildiği durumlarda çıkış kapasitörünün minimum değeri [20]'ye göre hesaplanabilir.

$$\begin{aligned}
 C_{cıkıs} &\geq \frac{I_{cıkıs} \times D_{maks}}{0,5 \times V_{cıkıs} \times \Delta V_{cıkıs,salınım} \times f_{anahtarlama}} \\
 &\geq \frac{5A \times 0,394}{0,5 \times 30V \times 0,05V \times 300kHz} \\
 &\geq 6,38\mu F
 \end{aligned} \tag{20}$$

Yukarıda hesaplanan tasarım kriterleri dikkate alınarak çıkış kapasitörü olarak iki adet 10uF 35V anma gerilim değerine sahip tantal kapasitör kullanılmasına karar verilmiştir.

4.2.7. Kontrolcü ve Kapı Sürücü Entegresinin Seçilmesi

Tez kapsamında tasarlanan SEPİC tipi dönüştürücüde yüksek hızlı PWM kontrolcüsü olan UC1823A elemanı kullanılmıştır. UC1823A PWM kontrolcüsü hem akım hem de gerilim kontrolü yapan dönüştürücülere uyum sağlayacak şekilde tasarlanmıştır. UC1823A PWM kontrolcüsü ayrıca yumuşak başlangıç ve yüksek akım limitleme özelliklerine sahiptir. Kontrolcünün çıkışında yer alan 2A zirve akımı sağlayabilen totem-pole tipi devre, bazı uygulamalar için harici kapı sürücü devresine gerek kalmadan kapı sürme işleminin doğrudan gerçekleşmesine olanak sağlar [55].

UC1823A PWM kontrolcüsünün temel mantığı; devre geribildiriminden alınan sinyal ile entegre içerisinde üretilen testere dişi sinyali karşılaştırarak çıkış pinlerine belirli bir çalışma oranı sağlamasıdır. Kontrolcü entegresinin iç yapısı EK 4'te gösterilmiştir. Kontrolcünün ürettiği çalışma oranının frekansı, başka bir deyişle dönüştürücünün anahtarlama frekansı, RT ve CT pinlerine bağlanan direnç ve kapasitör değerlerine göre belirlenir. [21]'de 300kHz anahtarlama frekansı için RT ve CT değerlerinin nasıl hesaplandığı gösterilmiştir. Hesaplamalar en yüksek çalışma oranının yüzde 85 olacağı varsayılarak yapılmıştır.

$$\begin{aligned}
RT &= \frac{3V}{10mA \times (1 - D_{maks})} \\
&= \frac{3V}{10mA \times (1 - 0,85)} = 2k\Omega \\
CT &= \frac{1,6 \times D_{maks}}{RT \times f} \\
&= \frac{1,6 \times 0,85}{2000 \times 300000} = 2,2nF
\end{aligned} \tag{21}$$

Yukarıda da belirtildiği gibi UC1823A çıkışında bulunan totem-pole devresi sayesinde 2A'e kadar çıkış akımı sağlayabilmektedir. Bu sebeple Si MOSFET doğrudan UC1823A kullanılarak sürülecektir. Bu sayede kontrolcü çıkışı ve kapı sinyalleri arasında herhangi bir gecikme ve endüktif etkinin önüne geçilmesi amaçlanmıştır. Ancak GaN FET'in kapı eşik gerilimi MOSFET'e oranla daha düşük olduğu için harici bir kapı sürme entegresine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu amaçla GaN FET kapı sürücü entegresi olarak UCC27611 kullanılmıştır [56].

UCC27611 kapı sürücü entegresinin açılma ve kapanma için ayrılan pinleri açılış-kapanış sırasında optimize bir performans sağlar. Buna ek olarak entegrenin 18V'a kadar güç kaynağı ile beslenebilmesi, tasarıma ekstra bir dahili güç kaynağı eklenmesini gerekliliğini ortadan kaldırır.

4.3. Pil Şarj Düzenleyici Kayıp Analizinin Yapılması

Güç dönüştürücülerinde yer alan aktif ve pasif devre elemanları dönüştürücü kayıplarına neden olur. Bu kayıplar, dönüştürücülerin verimlerinde düşüğe ve ısı sorunlarına neden olur. DA-DA tipi güç dönüştürücülerinde en önemli tasarım parametrelerinden biri dönüştürücü verimidir [29]. Dönüştürücü verimi [22]'ye göre hesaplanır.

$$\eta = \frac{P_{cikis}}{P_{cikis} + P_{toplamlkayip}} \tag{22}$$

Yukarıdaki formülde η verimi göstermektedir. Dönüştürücüde meydana gelen kayıplar, endüktör, kapasitör, diyot veya anahtarlama elemanı kaynaklı olabilir. Bir dönüştürücüdeki toplam kayıplar [23]'e göre hesaplanabilir.

$$P_{toplamkayıp} = P_{enduktor} + P_{kapasitor} + P_{anahtarlamaelemanı} + P_{diyot} \quad (23)$$

Tezin bu kısmında devre elemanlarının çalışma sırasında harcadıkları güç değerleri bilgi kağıtlarına göre hesaplanmıştır. Hesaplanan değerler ışığında dönüştürücünün verim analizi yapılmıştır.

4.3.1. Diyot Kayıpları

SEPIC tipi dönüştürücü tasarımında çıkışta yer alan diyot iletme geçtiği zaman, üzerinden geçen akımla ve diyot üzerinde düşen gerilimle doğru orantılı olarak bir kayba neden olur. Çıkış diyotunda yer alan bu kaybın diyot üzerindeki stresini azaltmak amacıyla tasarımda ortak katotlu 35CGQ150 diyotu kullanılarak akım iki ayrı kol üzerinden yüke aktarılmıştır. Diyot üzerinde harcanan güç miktarı [24]'de hesaplanmıştır;

$$\begin{aligned} P_{diyot} &= I_{çıkış} \times V_d \\ &= 3,3A \times 0,8A = 2,64W \end{aligned} \quad (24)$$

4.3.2. Anahtarlama Elemanı Kayıpları

Tez kapsamında tasarlanan dönüştürücülerde, silisyum tabanlı MOSFET olan IRFP260NPBF ve yüksek elektron hareketliliğine sahip GaN FET olan GS61004B-MR kullanılmıştır. Dönüştürücüler sırasıyla 100kHz ve 300kHz olacak şekilde 2 farklı anahtarlama frekansında sürülmüşlerdir. Bu yüzden güç analizi ve verim hesaplaması IRFP260NPBF için 100kHz anahtarlama frekansında; GS61004B-MR için ise 300kHz

anahtarlama frekansında yapılmıştır. SEPİC tipi dönüştürücüde anahtarlama elemanı üzerinde gerçekleşen kayıplar üç ana başlık altında hesaplanmıştır. Bunlar iletim kayıpları, anahtarlama kayıpları ve kapı kayıplarıdır [57].

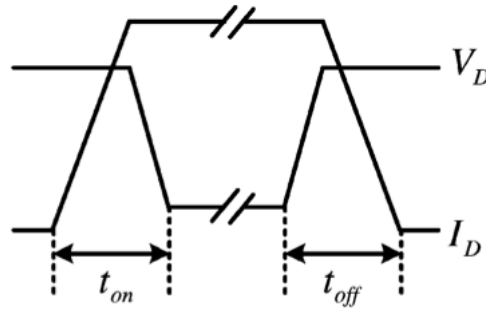
İletim kayıpları, anahtarlama elemanının iletme geçtiği durumda akaç ve kaynak arasında oluşan $R_{DS,on}$ direncinden dolayı meydana gelen kayıplardır. $R_{DS,on}$ dirençleri Çizelge 4.2’de silisyum MOSFET ve GaN FET için sırasıyla $40m\Omega$ ve $16m\Omega$ olarak verilmiştir. MOSFET ve GaN FET için iletim kayıpları [25]’deki gibi hesaplanmıştır.

$$P_{iletim} = R_{DS,on} \times I_{ds,rms}^2$$

$$P_{iletim,MOSFET} = 40m\Omega \times 3,85A = 0,593W$$

$$P_{iletim,GaN FET} = 16m\Omega \times 3,85A = 0,237W$$
(25)

İletim kayıplarının MOSFET için daha yüksek olmasının nedeni, $R_{DS,on}$ iletim direncinin MOSFET için daha yüksek olmasıdır.



Şekil 4.7 Anahtarlama Sırasında Akım ve Gerilimdeki Değişim[10]

Güç dönüştürücülerinde anahtarlama elemanlarının iletme girdiği ve çıktığı durumlarda akaç-kaynak geriliminde ve akaç akımında anlık değişimler görülür. Bu geçiş süresince anahtarlama elemanının tükettiği güç, kararlı durumda tüketilen güce oranla çok daha fazladır. Anahtarlama elemanının açılış ve kapanışı sırasında akım ve geriliminde meydana

gelen değişim Şekil 4.7’de gösterilmiştir [10]. Görselde de görüleceği üzere akım ve gerilim çarpımı, başka bir deyişle güç tüketimi, geçiş kısımlarında artış göstermektedir.

SEPIC tipi dönüştürücüde anahtarlama elemanında gerçekleşen anahtarlama kaybı [26]’da gösterilen şekilde hesaplanmaktadır. Sililyum MOSFET ve GaN FET için anahtarlama kayıpları aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$\begin{aligned}
 P_{anahtarlama} &= 0,5 \times (V_{giris,maks} + V_d + V_{cikis}) \times I_{DS,zirve} \\
 &\quad \times (\tau_{iletim} + \tau_{kesim}) \times f_{anahtarlama} \\
 P_{anahtarlama,MOSFET} &= 0,5 \times (V_{giris,maks} + V_d + V_{cikis}) \times I_{DS,zirve} \\
 &\quad \times (\tau_{iletim} + \tau_{kesim}) \times f_{anahtarlama} \\
 &= 0,5 \times 85V \times 7A \times (30ns) \times 100kHz = 1,790W \\
 P_{anahtarlama,GaN FET} &= 0,5 \times 85V \times 7A \times (5ns) \times 300kHz = 0,893W
 \end{aligned} \tag{26}$$

Anahtarlama güç devrelerinde anahtarlama elemanları kaynaklı olan son kayıp türü kapı kayıplarıdır. Kapı kayıpları anahtarlama elemanının kapısında yer alan yükün anlık olarak dolup boşalamamasından kaynaklı olarak meydana gelirler. Kapı kayıpları, MOSFET ve GaN FET için [27]’de hesaplanmıştır.

$$\begin{aligned}
 P_{kapı} &= Q_G \times V_{GS} \times f_{anahtarlama} \\
 P_{kapı,MOSFET} &= 156nC \times 15V \times 100kHz = 0,234W \\
 P_{kapı,GaN FET} &= 3,3nC \times 5V \times 300kHz = 4,95mW
 \end{aligned} \tag{27}$$

Yukarıdaki hesaplamalar, kapı yükünün GaN FET için çok daha düşük olmasından dolayı kapı kayıplarının neredeyse ihmal edilebilir seviyede olduğunu göstermektedir. Yapılan tüm hesaplamalar göz önüne alınarak MOSFET ve GaN FET’de harcanan toplam güçler [28]’de hesaplanmıştır.

$$\begin{aligned}
P_{Q,toplam} &= P_{iletim} + P_{anahtarlama} + P_{kayı} \\
P_{MOSFET} &= 0,267W + 1,79W + 0,234W = 2,29W \\
P_{GaN FET} &= 0,106W + 0,893W + 4,95mW = 1,004W
\end{aligned} \tag{28}$$

4.3.3. Endüktör Kayıpları

SEPIC tipi dönüştürücü dördüncü dereceden bir DA-DA tipi dönüştürücü olduğu için yapısında bulundurduğu pasif malzemeler önemli ölçüde güç tüketimine neden olurlar ve dönüştürücü verimini doğrudan etkilerler. Endüktör kayıpları çekirdek ve bakır kayıpları olarak ikiye ayrılır. Bakır kayıpları, endüktörün sahip olduğu seri DA dirençten kaynaklanan kayıplardır. Endüktördeki bakır kaybı, karkas ve bakır telin bilgi kağıtlarından elde edilen verilere göre [29]'da hesaplanmıştır.

$$\begin{aligned}
P_{bakırkayı} &= DCR \times I_{endüktör}^2 = \left(\frac{3,05A}{3}\right)^2 \times 54m\Omega = 54mW \\
P_{toplam} &= 54mW \times 3 \times 2 = 334mW
\end{aligned} \tag{29}$$

Endüktörde kullanılan çekirdeğin bilgi kağıdında m^3 başına harcanan göreceli güç (P_V) 390kW olarak verilmiştir. RM8 çekirdek tipinde kullanılan materyalin miktarı bilgi kağıdında $1825 mm^3$ olarak verilmiştir. Bilgi kağıtlarından elde edilen bu iki bilgi ışığında çekirdek kaybı tek endüktör için 0,712W; iki endüktör için toplam çekirdek kaybı ise 1,424W olarak hesaplanmıştır.

4.3.4. Kapasitör Kayıpları

Tasarlanan pil şarj düzenleyicide giriş, çıkış ve akupile kapasitörleri üç farklı amaç için kullanılmaktadır. Tezin bir önceki bölümünde anlatıldığı gibi; pil şarj düzenleyici akupile

kapasitör olarak seramik kapasitör, girişte elektrolitik kapasitör ve çıkışta düşük ESR değerine sahip tantal kapasitörlerle donatılmıştır. [30]'da her bir kapasitör türü için kayıp analizi yapılmış ve toplam kapasitör kaybı hesaplanmıştır.

$$\begin{aligned}
 P_{akuple} &= ESR \times I_{rms}^2 = 0,05 \times 2,9A \times 2,9A = 421mW \\
 P_{tantal} &= ESR \times I_{rms}^2 = 0,1 \times 2,9A \times 2,9A = 841mW \\
 P_{elektrolitik} &= ESR \times I_{rms}^2 = 0,05 \times 0,29A \times 0,29A = 89mW \\
 \sum P_{kapasitör} &= P_{akuple} + 2 \times P_{tantal} + P_{elektrolitik} = 2,191W
 \end{aligned} \tag{30}$$

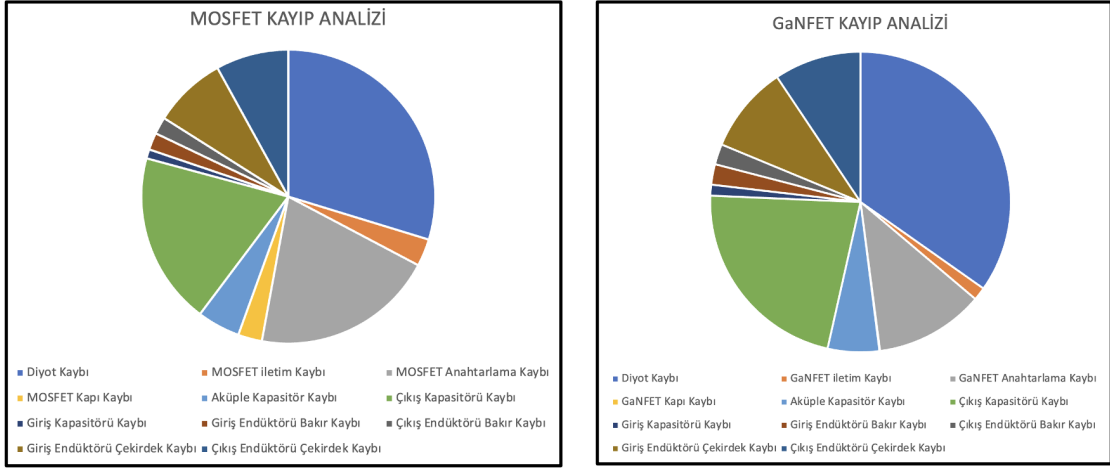
4.3.5. Pil Şarj Düzenleyicinin Toplam Güç Kaybı ve Sistem Verimi

Yapılan güç kaybı hesaplamalarına göre elde edilen pil şarj düzenleyicinin kayıpları Çizelge 4.3'de özetlenmiştir.

Çizelge 4.3 Si MOSFET ve GaN FET için Kayıp Analizi Çizelgesi

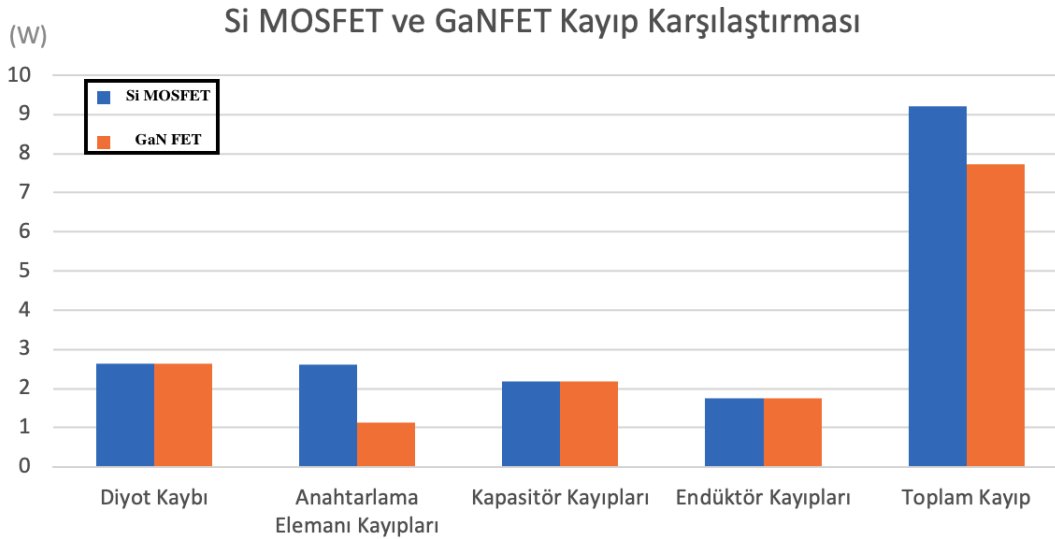
Kayıp	Si MOSFET	GaN FET
P_{diyot}	2,640W	2,640W
P_{iletim}	0,593W	0,237W
$P_{anahtarlama}$	1,790W	0,892W
$P_{kapı}$	0,234W	4,95mW
$P_{kapasitor}$	2,191W	2,191W
$P_{enduktor,bakır}$	334mW	334mW
$P_{enduktor,cekirdek}$	1,400W	1,400W
P_{toplam}	9,182W	7,70W

Bu veriler ışığında silisyum tabanlı MOSFET ve GaN FET için yüzdesel olarak harcanan yüklerin ne şekilde dağıtıldığı Şekil 4.8'de gösterilmiştir. Grafikten de görüleceği gibi her iki anahtarlama elemanı için de en çok güç tüketimi diyot ve anahtarlama elemanı üzerinde olmaktadır.



Şekil 4.8 Si MOSFET ve GaN FET için Devre Kayıplarının Oransal Dağılımı

Her iki anahtarlama türü için temel devre elemanlarının harcadığı güçler hesaplanmış ve Şekil 4.9’da karşılaştırılmıştır (Mavi veriler Si MOSFET ve turuncu veriler GaN FET’e aittir.). Devre elemanlarının güç tüketimleri karşılaştırıldığında farkın anahtarlama elemanı üzerinde harcanan güçten dolayı olduğu görülmektedir. Yapılan hesaplama ve güç analizlerine göre Si MOSFET kullanılan devrede anahtarlama frekansı artırıldıkça bu kayıplar arasındaki farkın daha da çok arttığı görülmüştür.



Şekil 4.9 Si MOSFET ve GaN FET için Devre Kayıplarının Karşılaştırılması

Güç analizleri sonucunda elde edilen verilere göre dönüştürücü verimi 100W çıkış gücünü sağlayacak şekilde aşağıdaki gibi hesaplanmıştır. Si MOSFET için hem 100kHz hem

300kHz anahtarlama frekansında hesaplama yapılmış ve sistem verimi elde edilmiştir. Anahtarlama frekansının 300kHz olduğu durumda sistem veriminin %90'ın altında kaldığı görülmüştür. GaN FET kullanılan devrenin hem 100kHz hem de 300kHz anahtarlama frekansında daha yüksek verimle çalıştığı analiz edilmiştir.

100kHz'de çalışan Si MOSFET için verim hesabı;

$$\begin{aligned}\eta &= \frac{P_{cikis}}{P_{cikis} + P_{kayıplar}} \times 100 \\ &= \frac{100W}{100W + 9,182W} \times 100 = \%91,59\end{aligned}\tag{31}$$

300kHz'de çalışan Si MOSFET için verim hesabı;

$$\begin{aligned}\eta &= \frac{P_{cikis}}{P_{cikis} + P_{kayıplar}} \times 100 \\ &= \frac{100W}{100W + 12,45W} \times 100 = \%88,9\end{aligned}\tag{32}$$

300kHz'de çalışan GaN FET için verim hesabı;

$$\begin{aligned}\eta &= \frac{P_{cikis}}{P_{cikis} + P_{kayıplar}} \times 100 \\ &= \frac{100W}{100W + 7,70W} \times 100 = \%92,85\end{aligned}\tag{33}$$

4.4. Pil Şarj Düzenleyici Baskı Devre Kartının Tasarlanması

Tasarımı yapılan SEPİC tipi pil şarj düzenleyici kartı, Altium Designer tasarım uygulaması kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan devrenin şematik tasarımı, baskı devre tasarımı ve üretim dokümanları oluşturulmuştur. Tezin bu bölümünde teorik tasarımdan pratik tasarıma geçerken izlenen yollar, tasarım detayları ve baskı devre tasarımında dikkat edilen noktalar hakkında bilgiler verilmiştir.

Şekil 4.10'da SEPİC tipi dönüştürücü devresinin güç hatlarının şematik çizimi gösterilmiştir. Güç hatlarının şematik tasarımı yapılırken silisyum tabanlı MOSFET ve GaN FET için opsiyonel devre tasarımı yapılmıştır. Devre üzerinde yapılacak küçük değişiklikler ile MOSFET ve GaN FET arasında geçiş yapılabilmesi için yedekli tasarım yapılmıştır.

Pil şarj düzenleyicide bulunan sinyal ve güç toprakları birbirinden izole edilmiştir. Bu sayede güç toprağında meydana gelen anlık gerilim sıçramalarının sinyal toprağındaki yüksek frekanslı sinyalleri olabilecek en az seviyede etkilemesi amaçlanmıştır.

Pil şarj düzenleyici, sabit akım modunda çalışırken güneş gözesi akımını sabit tutmayı amaçlar. Sabit akım geri besleme döngüsünün akım okuması, güneş paneli akımının dönüş hattında bulunan algılayıcı direnç üzerinden yapılır. Algılayıcı direncin düşük gerilim hattında bulunmasının nedeni; direncin her iki kutbu arasındaki referans farkının toprak seviyesinde olmasıdır. Bu sayede okunan akımın farksal etkisini inceleyen OPAMP aşırı akıma karşı korunmuş olur. Direnç üzerinden okunan gerilim farkı OPAMP kullanılan bir kazanç devresine girer. Elde edilen akım okuma değeri tampon devresine sokularak sistemin geri kalanından gelen olası etkilerden korunur ve kontrol döngüsüne aktarılır.

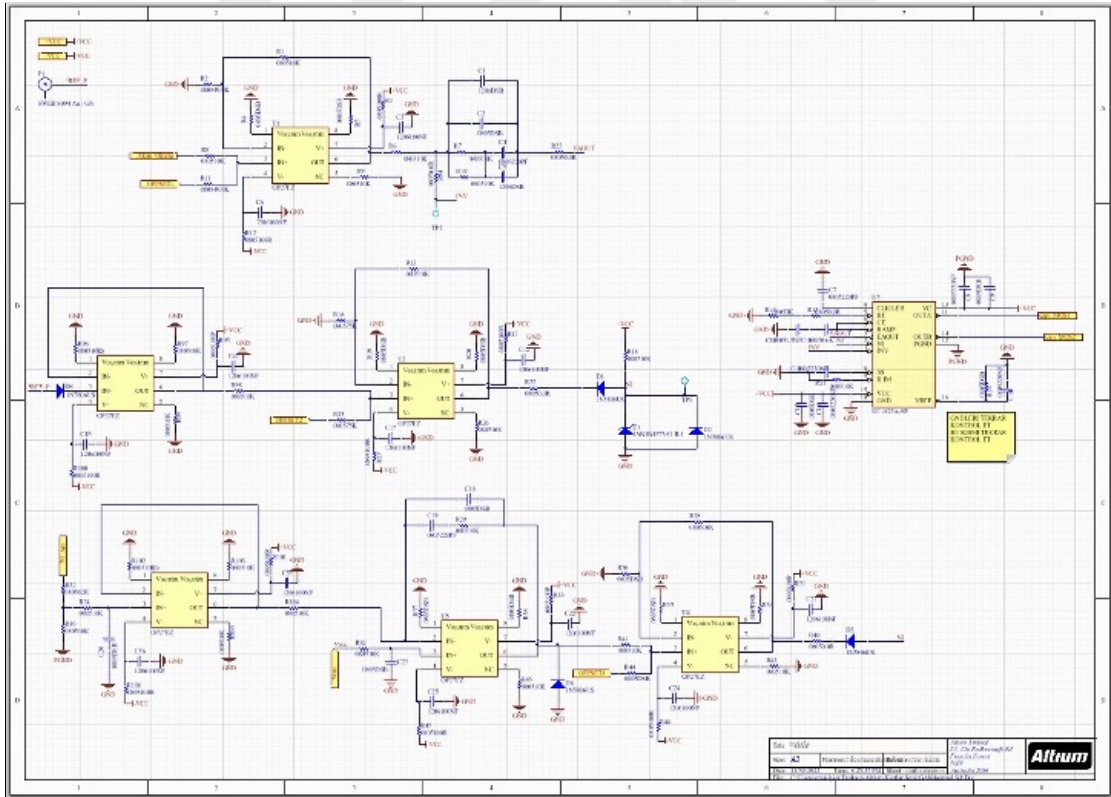
Şekil 4.2'de devre topolojisi gösterilen SEPİC tipi dönüştürücü, ilk enerjilendirme anında bir LCL hattı vasıtasıyla devre toprağıyla doğrudan bağlantı oluşturmaktadır. Bu LCL tipi bağlantı, dönüştürücünün girişine gerilim uygulandığı durumda anlık olarak çok yüksek bir demeraj akımı çekmektedir. Bu durumu önlemek amacıyla dönüştürücünün girişine bir pasif demeraj akım önleyici devresi yerleştirilmiştir.

53

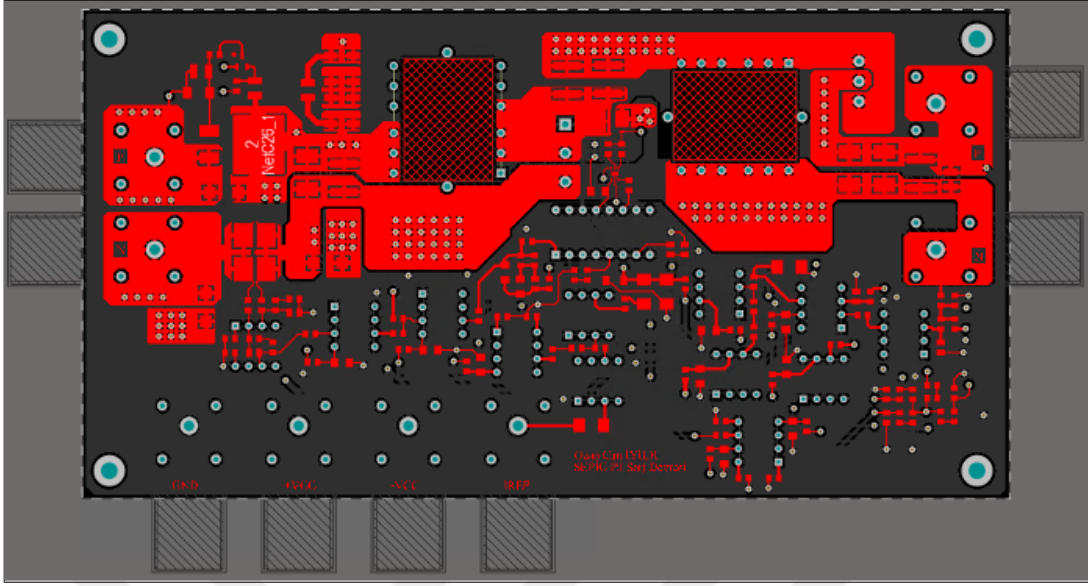
Kontrol devresinin amacı dönüştürücünün çalışacağı sabit akım ve gerilim modları arasında geçişi sağlamak ve gerekli moda uygun olarak çalışma oranı üretimini kontrol etmektir. Şekil 4.11’de kontrol devresi detaylı olarak gösterilmiştir.

Devredeki sabit akım döngüsü; güç devresinden gelen akım okuması ve şarj akım miktarını belirleyen akım referansı arasında karşılaştırma yaparak kontrolcünün çalışma oranının belirlenmesini sağlar. Karşılaştırma yapılırken tip iki adı verilen komparasyon devresi kullanılmıştır. Bu komparasyon devresinin kullanım amacı, akım referansında veya okunan güneş gözesi akımında yaşanabilecek değişikliklere hızlı cevaplar vermektir.

Sabit gerilim döngüsü, pilin kutuplarından alınan pil gerilim okumasının şarj sonu gerilimiyle karşılaştırılması ile gerçekleştirilir. Pil geriliminin şarj sonu gerilimine ulaştığı durumda; sabit gerilim döngüsü kontrolcünün çalışma oranını yüzde sıfır olmaya zorlar. Bu sayede anahtarlama elemanı kapalı duruma gelir ve pilin aşırı şarj olması engellenmiş olur.



Şekil 4.11 Altium Devre Şematiği-Sabit Akım ve Gerilim Kontrolü



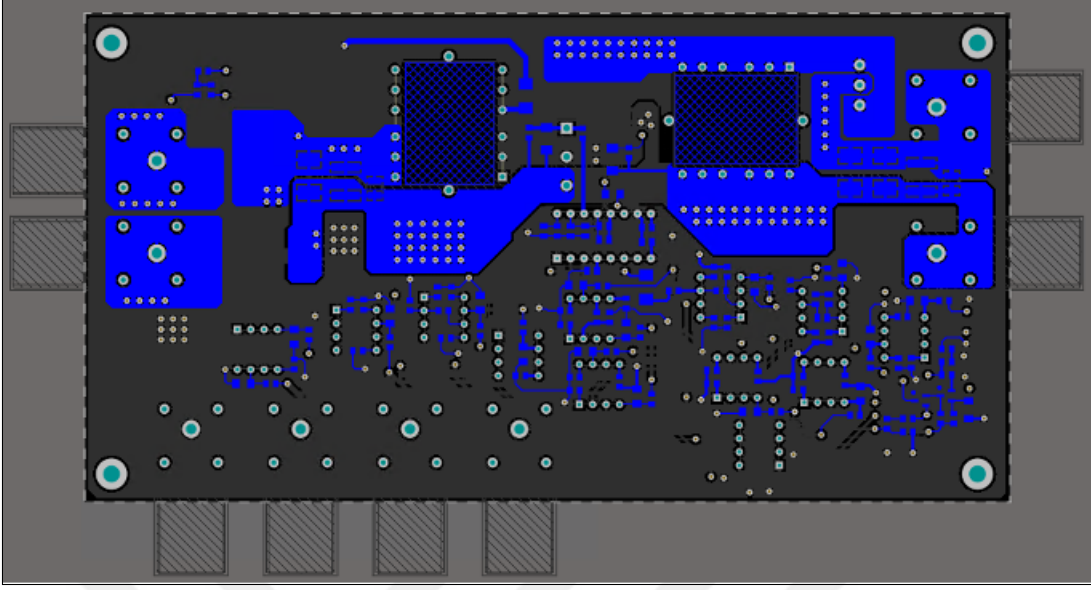
Şekil 4.13 Baskı Devre Kartı Üst Katman Bağlantıları

Hem Si MOSFET hem de GaN FET için tasarım yapılırken kapı sinyali kontrolcünün çıkışına olabildiğince yakın ve düşük endüktansa sahip olacak şekilde çizilmiştir. Bu uygulamanın amacı yüksek frekanslı kapı sinyalinin endüktif etkiler dolayısıyla gürültü kapmasını engellemek ve kapıya doğru açılma-kapanma komutlarını iletmektir.

Anahtarlama elemanının akaç terminali birim zamana göre yüksek gerilim değişimine sahip olduğundan anahtarlama noktası olarak adlandırılır. Bu anlık gerilim değişimi başta giriş endüktansı ve anahtarlama elemanı olmak üzere devre elemanları üzerinde strese neden olur. Bu stresi en aza indirmek amacıyla anahtarlama noktasının karttaki ayakizi olabildiğince küçük tutulmuştur.

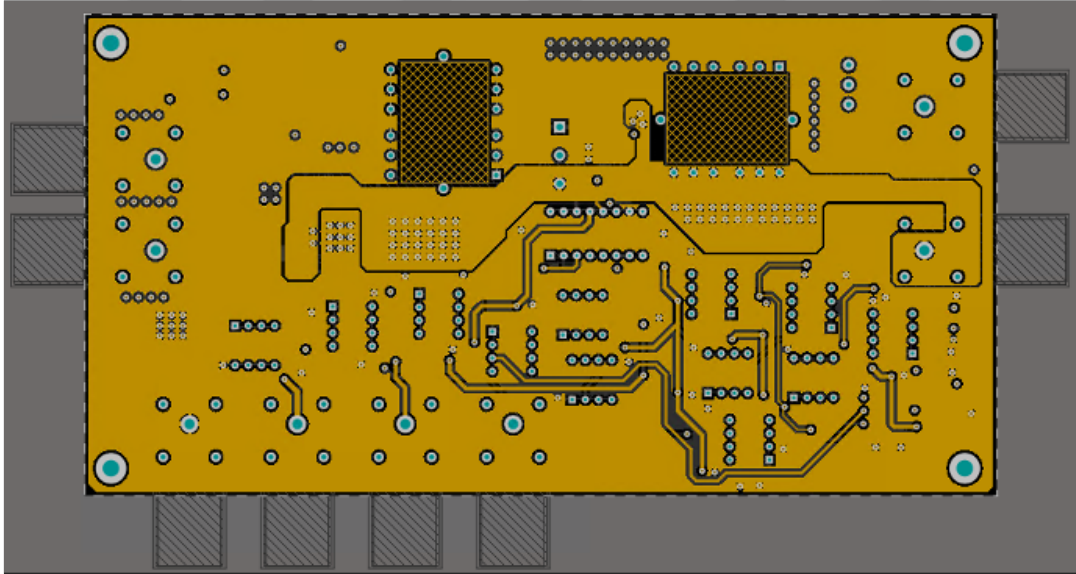
Anahtarlama noktasındaki anlık gerilim değişimleri anahtarlama elemanının akaç-kaynak gerilimi üzerinde anlık salınımlara neden olur. Bu salınımlar anahtarlama elemanının aşırı ısınmasına ve kaybına neden olur. Bu kaybı önlemek adına anahtarlama noktasına bastırıcı devre yerleştirilmiştir.

Baskı devre tasarımında dikkat edilen bir diğer husus ise endüktörlerin altındaki kısımlardan herhangi bir güç veya sinyal hattının geçirilmemesidir. Bu uygulamanın amacı, endüktörün çalışma prensibi gereği açığa çıkan manyetik alan etkisinin devrenin kalanına etki etmesine



Şekil 4.14 Baskı Devre Kartı Alt Katman Bağlantıları

engel olmaktadır. Bu amaçla, tasarlanan dört katmanda da endüktörlerin alt kısmına uzak durulması gereken alan kuralları eklenmiştir.

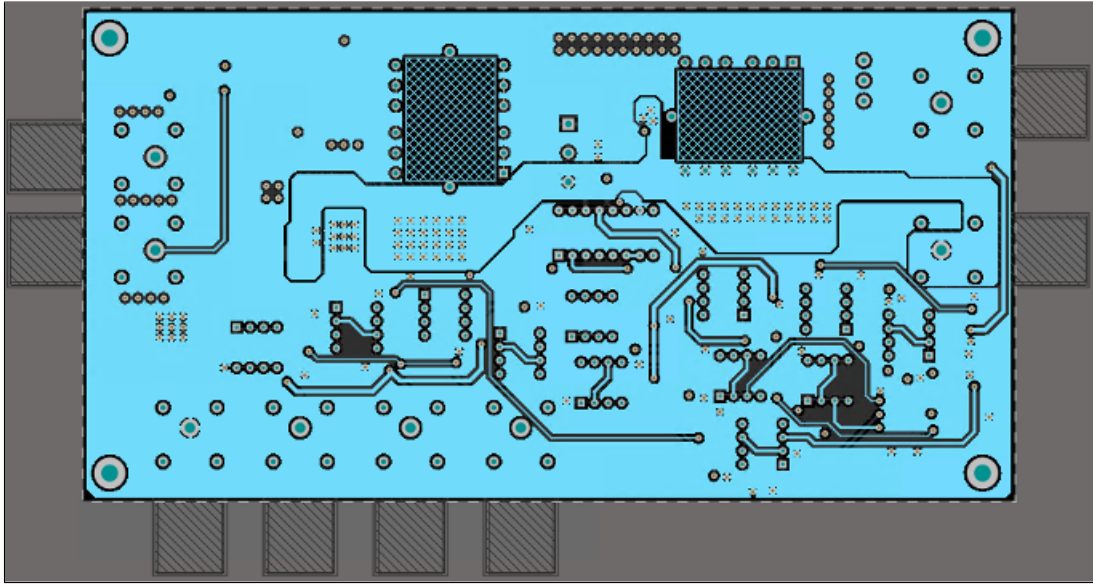


Şekil 4.15 Baskı Devre Kartı Ara Katman-1 Bağlantıları

Baskı devre tasarımı yapılırken güç ve sinyal toprakları birbirinden ayrık olarak çizilmiş ve tek nokta üzerinden ortaklanmıştır. Bu uygulamanın amacı herhangi bir güç dönüş hattı ile sinyal dönüş hattının birbiri üzerinden dönmesini engellemektir. Bu durumun

önlenmediği durumda yüksek frekanslı akım okuma ve kapı sinyallerinde gürültüler görülmesi beklenmektedir.

SEPIC tipi dönüştürücüde yüksek frekanslı güç dönüşünün olduğu diğer bir kol ise anahtarlama elemanının kaynak terminali ve çıkış kapasitörlerinin dönüş hatları arasındadır. Bu yüzden bu noktalar arasındaki elektriksel bağlantı, kısa mesafeli ve kesintisiz olacak şekilde tasarlanmıştır.

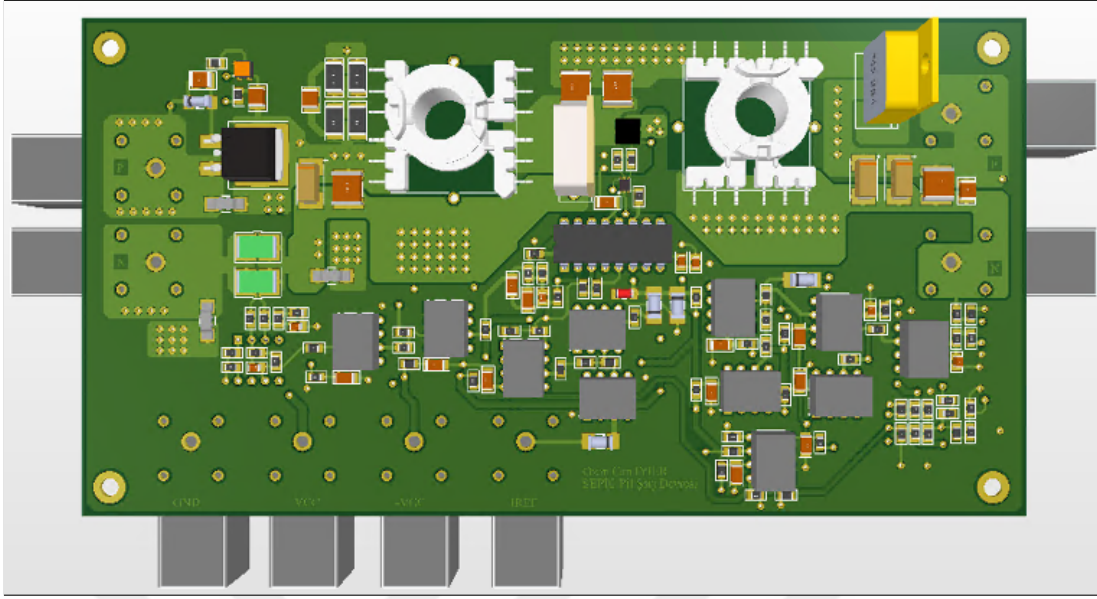


Şekil 4.16 Baskı Devre Kartı Ara Katman-2 Bağlantıları

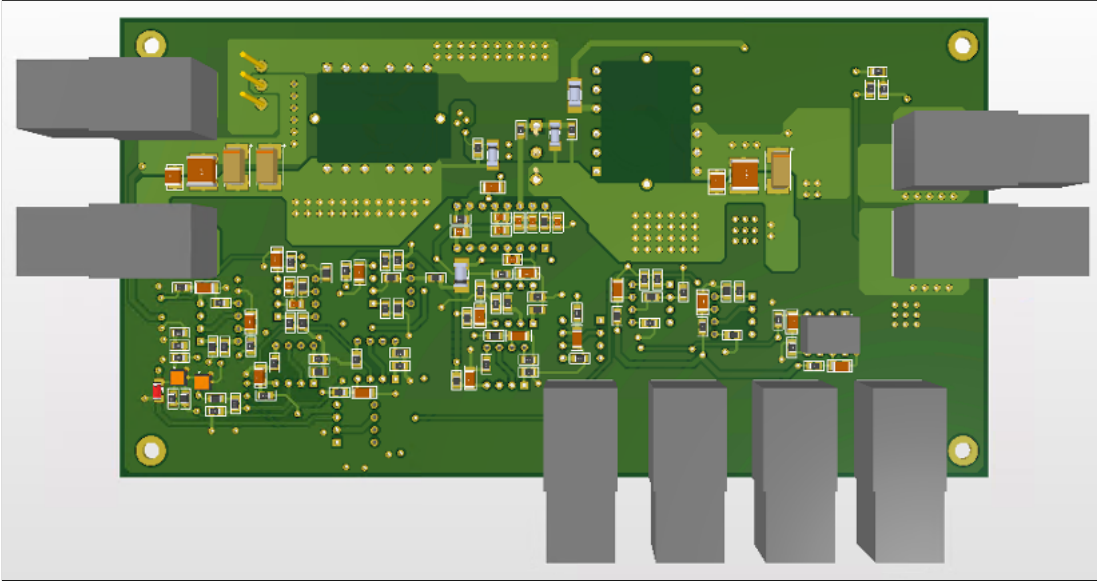
Baskı devre tasarımı yapılırken son olarak güç toprağının kesintisiz olarak giriş ve çıkışı birbirine bağlaması amaçlanmıştır. Bu uygulama Bölüm 4.1.'de anlatılan açılış ve kapanış durumundaki akım dalga formlarının teoriye uygun olarak dönüş hatlarını tamamlaması adına önemli bir tasarım kriteridir.

Elektriksel bağlantılar ve malzeme yerleşimi yapılırken iki boyutlu tasarımın yanı sıra üç boyutlu tasarım da son derece kritik öneme sahiptir. Tasarlanan pil şarj düzenleyici devresinin üç boyutlu gösterimi Şekil 4.19 ve Şekil 4.20'de verilmiştir.

Üç boyutlu tasarım yapılırken devrenin anahtarlama elemanlarının üzerine ısı alıcı yerleştirilebilecek kadar mesafe bırakılmasına, olası bir ısınma sorununa karşı hava akışının yeterli şekilde sağlanabilmesine önem gösterilmiştir. Buna ek olarak üç boyutlu tasarım



Şekil 4.17 Baskı Devre Kartı 3 Boyutlu Gösterim Üst Katman

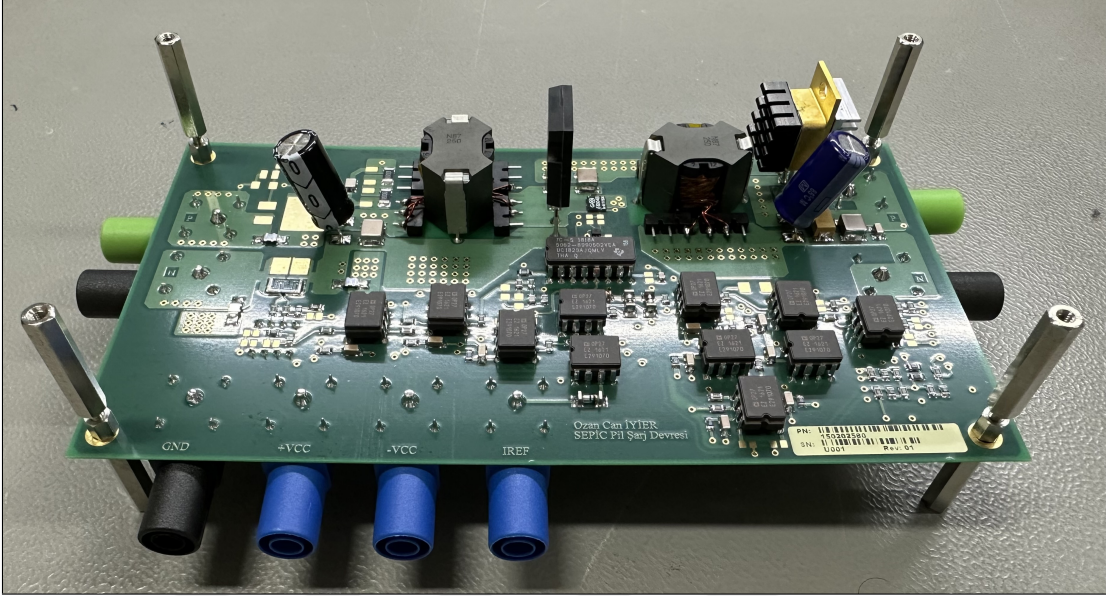


Şekil 4.18 Baskı Devre Kartı 3 Boyutlu Gösterim Alt Katman

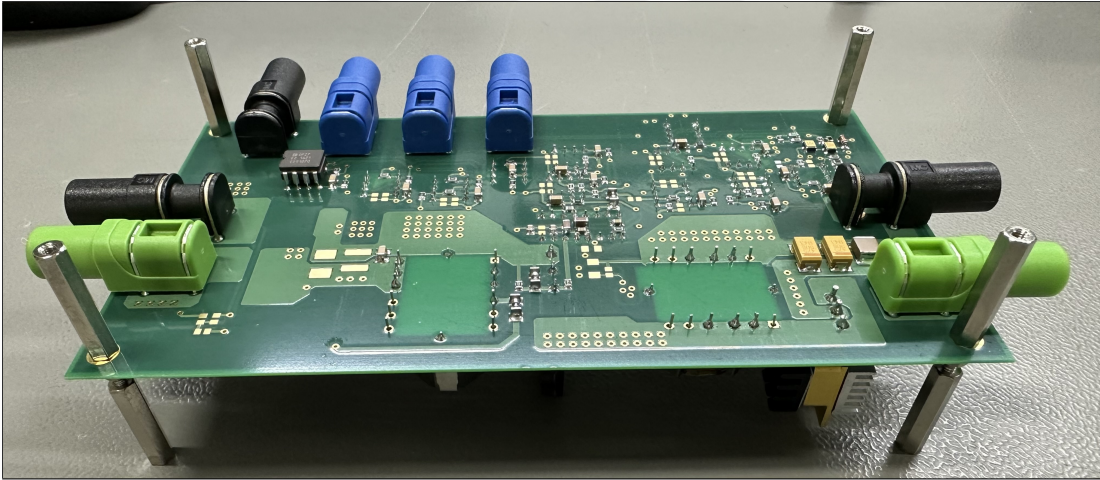
yapılırken ölçüm noktalarının ulaşılabilir konumlarda bulunmasına dikkat edilmiştir. Son olarak girişte veya çıkışta olası ekstra kapasitör kullanımı göz önüne alınarak yedekli malzeme ayakizleri tasarıma eklenmiştir.

Yukarıda açıklanan tüm tasarım kriterleri gözönüne alınarak baskı devre tasarımı tamamlanmış ve ürettirilmiştir. Üretimin sonunda elde edilen pil şarj düzenleyici devresi

üst yüzey Şekil 4.19 ve alt yüzey Şekil 4.20’de olacak şekilde gösterilmiştir.



Şekil 4.19 Üretilen Pil Şarj Düzenleyici 3 Boyutlu Gösterim Üst Katman



Şekil 4.20 Üretilen Pil Şarj Düzenleyici 3 Boyutlu Gösterim Alt Katman

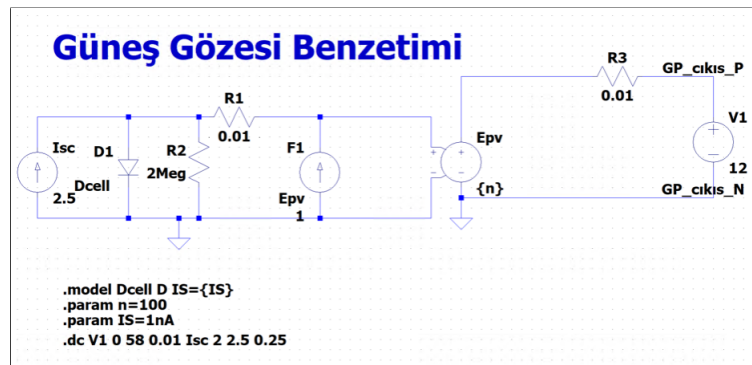
5. BENZETİM SONUÇLARI

Tezin bir önceki bölümünde, pil şarj düzenleyici devresinin tasarım isterleri ve çalışma modları belirlenmiştir. Belirlenen isterler ve modlar ışığında pil şarj düzenleyicinin kritik devre elemanlarının anma değerleri belirlenmiştir. Bu anma değerleri göz önüne alınarak bazı malzemeler endüstriyel olarak seçilmiş; bazı malzemeler ise baştan tasarlanmıştır. Malzemelerin belirlenmesiyle birlikte baskı devre kartının tasarımı gerçekleştirilmiştir. Baskı devre kartı yapılırken güç ve sinyal kalitesinin bozulmaması adına önlemler alınmıştır. Tezin bu bölümünde, bir önceki bölümde tasarım aşamaları verilmiş olan SEPİC tipi pil şarj devresinin bilgisayar ortamında gerçekleştirilen benzetim sonuçları paylaşılmıştır. Bilgisayar benzetimleri LTspice adlı benzetim yazılımı kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Benzetim çalışmalarında tasarım önce küçük parçalar halinde incelenmiştir. Daha sonra sistem parçaları bir araya getirilerek tümleşik sistem performansı incelenmiştir. Benzetim sonuçları alınırken tümleşik sistem önce açık döngü olarak sürülmüştür. Daha sonra kontrol devresi eklenerek sabit akım ve sabit gerilim kontrolü benzetim sonuçları alınmıştır.

5.1. Güneş Gözesi Benzetim Modeli

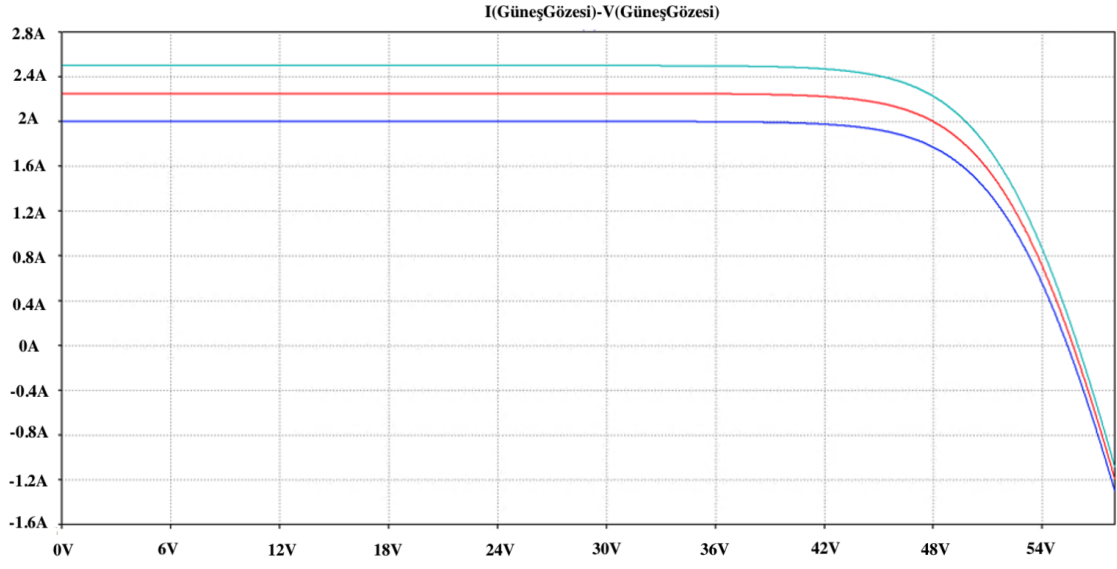
Şekil 5.1’de sistemin ana güç kaynağı olarak kullanılan güneş gözesi benzetim şematığı verilmiştir. Güneş gözesi benzetim devresi oluşturulurken daha önce benzeri bir benzetim çalışmasında kullanılan model devre referans alınmıştır [30].



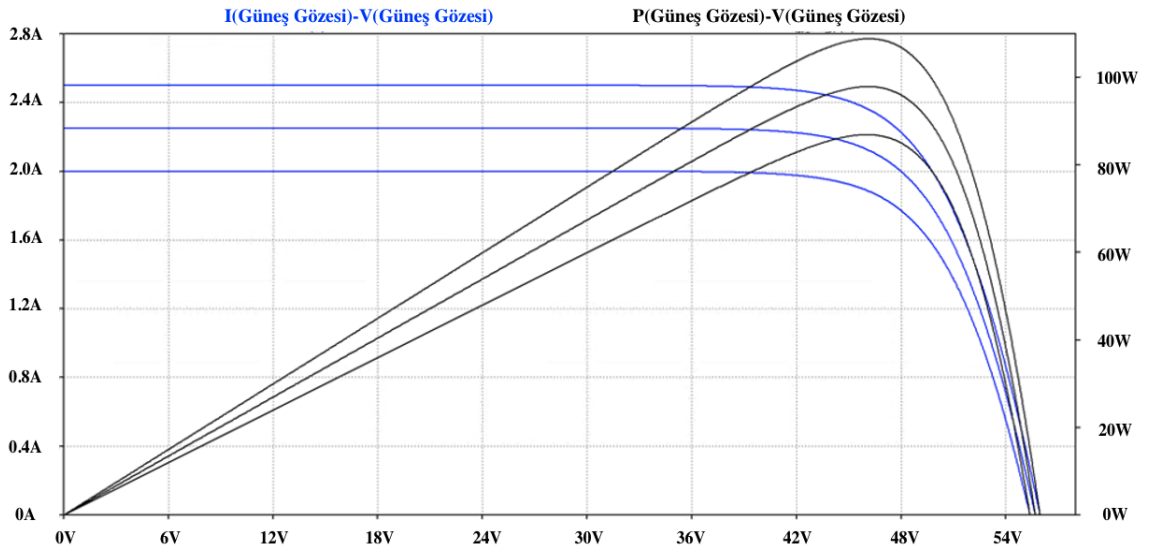
Şekil 5.1 Güneş Gözesi Benzetim Şematığı

Kullanılan modelde güneş gözesinin karakteristik bir I-V eğrisi oluşturulsa bile bu eğrinin güneş ışımasıyla değişiminini veya parçalı gölgelenme etkilerini gözlemlemek mümkün değildir. Model girişte yer alan akım kaynağı kısa devre akımını sembolize etmektedir. Güneş gözesi hücresinde yer alan PN eklemine D_{cell} adlı diyot modeli temsil etmektedir. Buna ek olarak modele seri (R_s) ve paralel (R_p) dirençleri güneş gözesi hücresinin iç dirençlerini temsil etmek amacıyla eklenmiştir. Son olarak birden fazla hücrenin güç üretimini modellemek amacıyla hücre sayısının çoklandığı bir gerilim kaynağı oluşturularak model tamamlanmıştır.

Şekil 5.2’de güneş gözesi modelinin farklı kısa devre akımları altında akım-gerilim (I-V) ve Şekil 5.3’te güç-gerilim (P-V) eğrileri gösterilmiştir. I-V ve P-V eğrilerinden de görüleceği gibi elde edilen değerler dönüştürücünün anma değerleri içinde kalmaktadır.



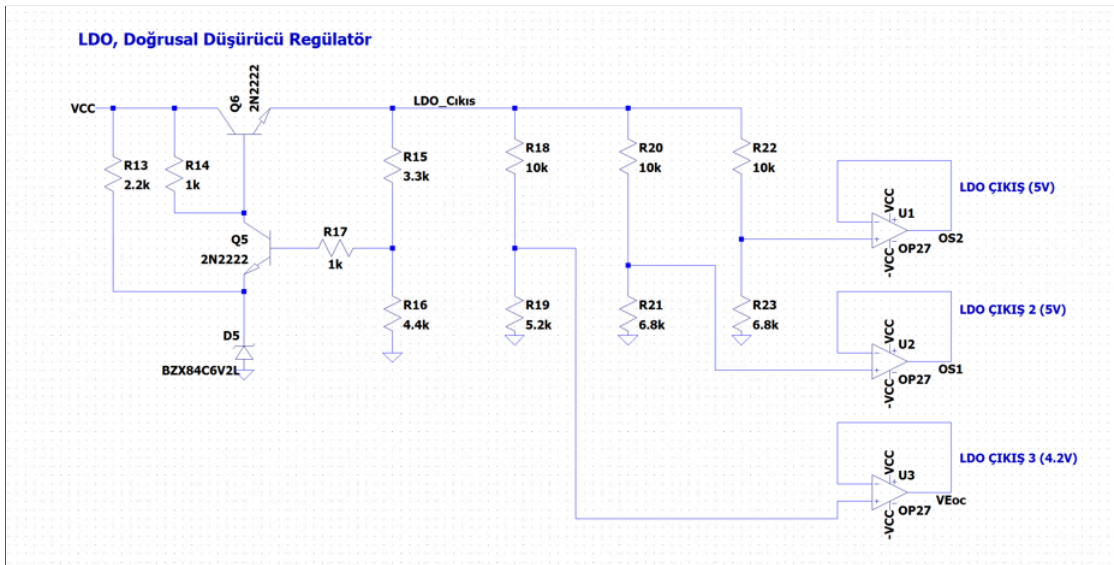
Şekil 5.2 Güneş Gözesi Benzetimi I-V Eğrisi



Şekil 5.3 Güneş Gözesi Benzetimi Güç Eğrisi

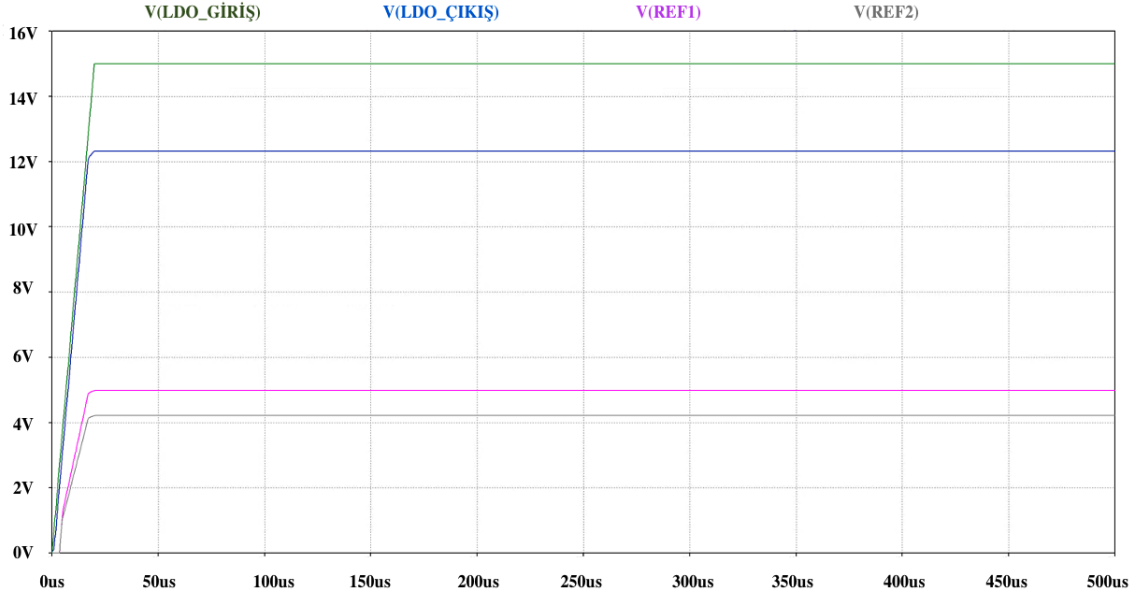
5.2. Düşük Kayıplı Regülatör Benzetim Modeli

Düşük kayıplı regülatörler, endüstride düşük çıkış salınımı istenen düşük güç isteri olan bir çok uygulamada kullanılır. Düşük güç tüketimi ve az eleman bulundurması gibi özellikleri sayesinde kullanışlı bir güç kaynağı olarak değerlendirilebilir [58, 59]. Pil şarj devresi tasarımında sistemdeki karşılaştırma referanslarını oluşturmak ve toplama devrelerine kaynak olarak kullanılması amacıyla bir düşük kayıplı regülatör kullanılmıştır. Kullanılan düşük kayıplı regülatör mimarisi Şekil 5.4'te gösterilmiştir.



Şekil 5.4 Düşük Kayıplı Regülatör Benzetim Şematiği

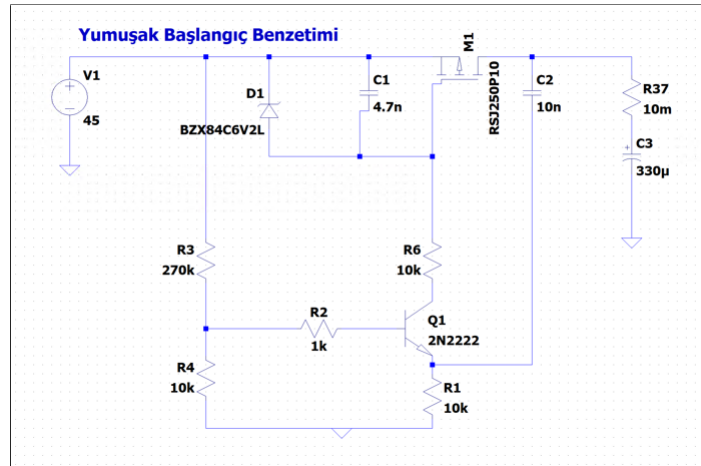
Düşük kayıplı regülatör, dahili +15V güç kaynağıyla beslenmiş ve üç farklı referans gerilimi oluşturulmuştur. Düşük kayıplı regülatör giriş-çıkış gerilimleri ve oluşturulan referans gerilimlerinin benzetim sonuçları Şekil 5.5'de verilmiştir. Benzetim sonuçlarından salınımsız sabit bir referans gerilimi elde edildiği görülmüştür. Bipolar eklem transistörlerin altına yerleştirilmiş olan zener diyotunun görevi, +15V dahili güç kaynağında meydana gelecek herhangi bir anlık değişimin regülatörün çıkışında oluşturulan referans değerinin değişmesini önlemesidir.



Şekil 5.5 Düşük Kayıplı Regülatör Benzetim Sonucu

5.3. Yumuşak Başlangıç Devresi Benzetim Modeli

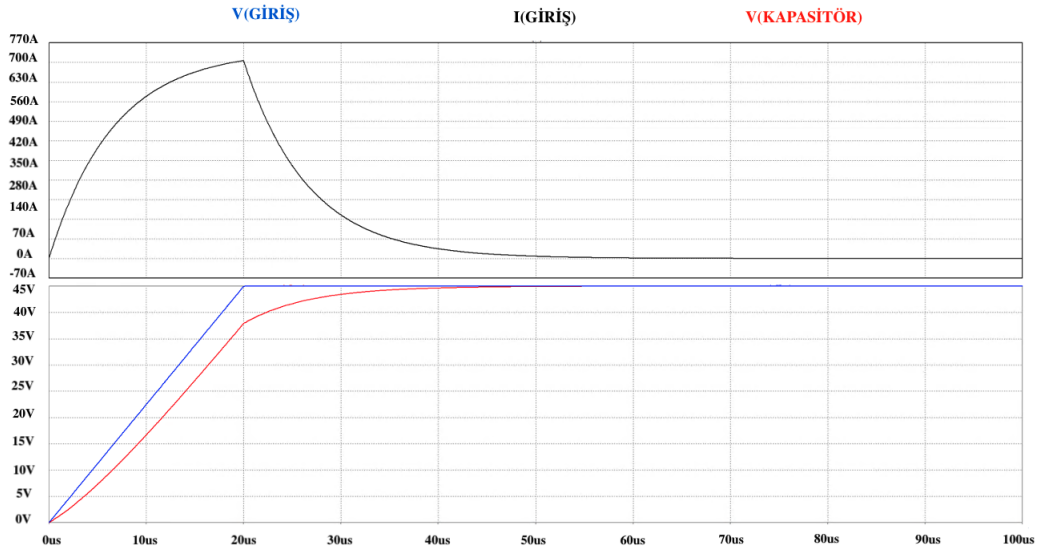
Pil şarj düzenleyicinin başlangıçta çektiği demeraj akımını önlemek amacıyla kullanılan yumuşak başlangıç devresinin devre şematiği Şekil 5.6’da gösterilmiştir.



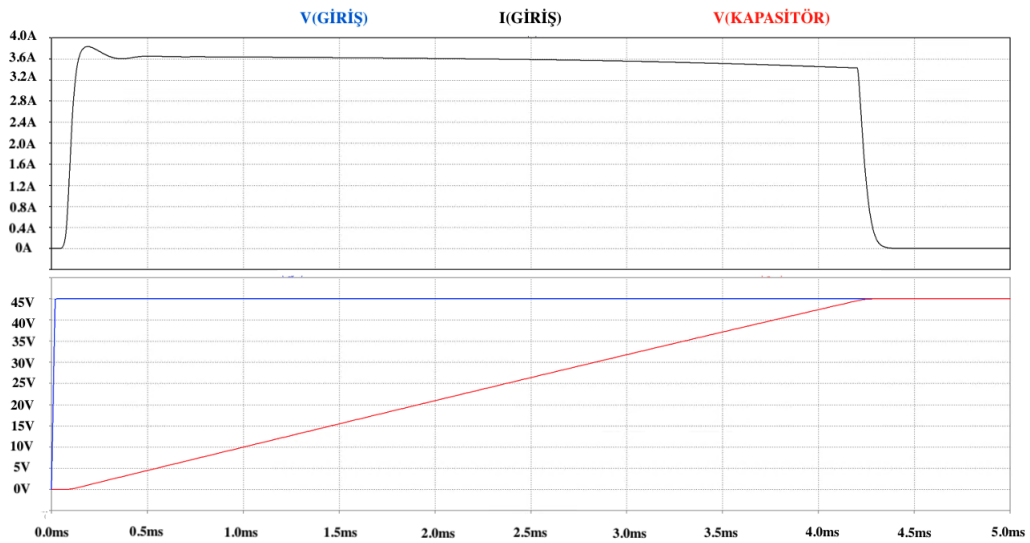
Şekil 5.6 Yumuşak Başlangıç Benzetim Şematiği

Bu tip yumuşak başlangıç devresi her ne kadar demeraj akımını önlemede işe yarsa da sistem kararlı durumda çalışırken MOSFET’in akaç ve kaynak terminalleri arasında oluşan

gerilim ve bu kanallar arasından geçen akım kadar bir iletim kaybına neden olur [60]. Yumuşak başlangıç devresi kullanılmadan ana güç kaynağından çekilen akım ve yumuşak başlangıç devresi kullanılarak sistemden çekilen akım dalga formları sırasıyla Şekil 5.7 ve Şekil 5.8’de gösterilmiştir. Benzetim sonuçlarına göre giriş güç kaynağından başlangıçta çekilen demeraj akımında ciddi oranda azalma olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 5.7 Yumuşak Başlangıç Olmayan Durum Benzetim Sonucu



Şekil 5.8 Yumuşak Başlangıç Benzetim Sonucu

5.4. Açık Döngü Tümleşik Sistem Benzetim Modeli

Bölüm 4.'te tasarım detayları verilmiş olan SEPİC tipi dönüştürücü devresine, bir önceki kısımda anlatılan güneş gözesi benzetimi, yumuşak başlangıç ve pil-yük bloğu parçaları eklenerek Şekil 5.9'da görülen devre şeması oluşturulmuştur. Devre benzetim çalışması, ilk olarak açık döngü daha sonra kapalı döngü olacak şekilde yapılmıştır.

Devre açık döngü durumunda çalışırken anahtarlama elemanı üzerindeki görev döngüsü değiştirilmiş ve dönüştürücünün anahtarlama karakteristiği kayıt altına alınmıştır.

Dönüştürücünün çalışma prensibinde anlatıldığı üzere SEPİC tipi dönüştürücünün dönüştürme oranı [34]'de verilen formül ile hesaplanabilir [9, 11] .

$$\frac{V_{cıkıs}}{V_{giris}} = \frac{D}{1 - D} \quad (34)$$

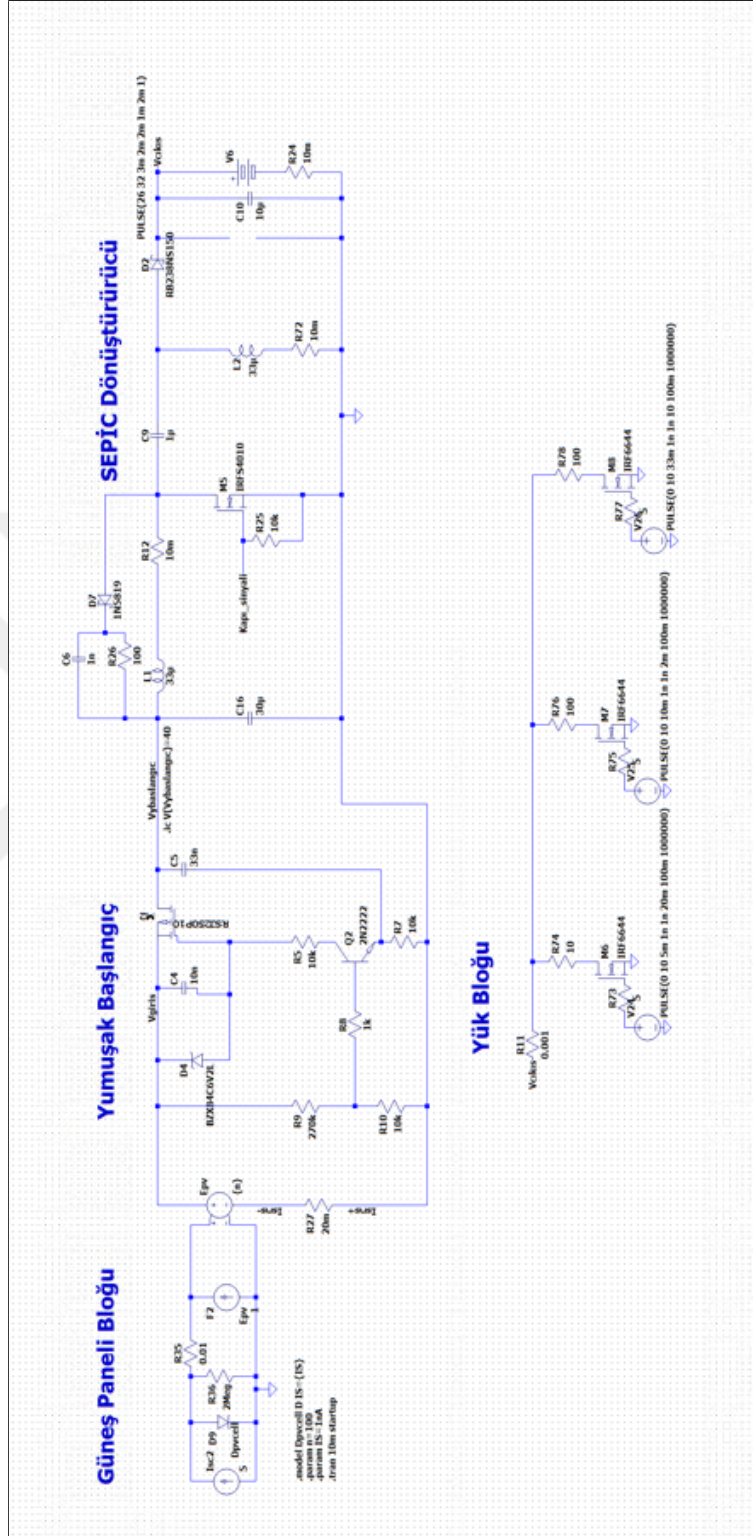
Devrenin farklı görev yükleri altında açık döngü performansını incelemek adına, dönüştürücü 300kHz anahtarlama frekansında 3 farklı görev döngüsünde, sırasıyla %33, %66 ve %50, sürülmüştür. Giriş gerilimi, çıkış gerilimleri, giriş akımları ve kapı sürme sinyalleri her görev döngüsü için Şekil 5.10, Şekil 5.11 ve Şekil 5.12'de kayıt altına alınmıştır. [34] numaralı formül her bir görev döngüsü için uygulanacak olursa;

Yüzde 33 görev döngüsü için;

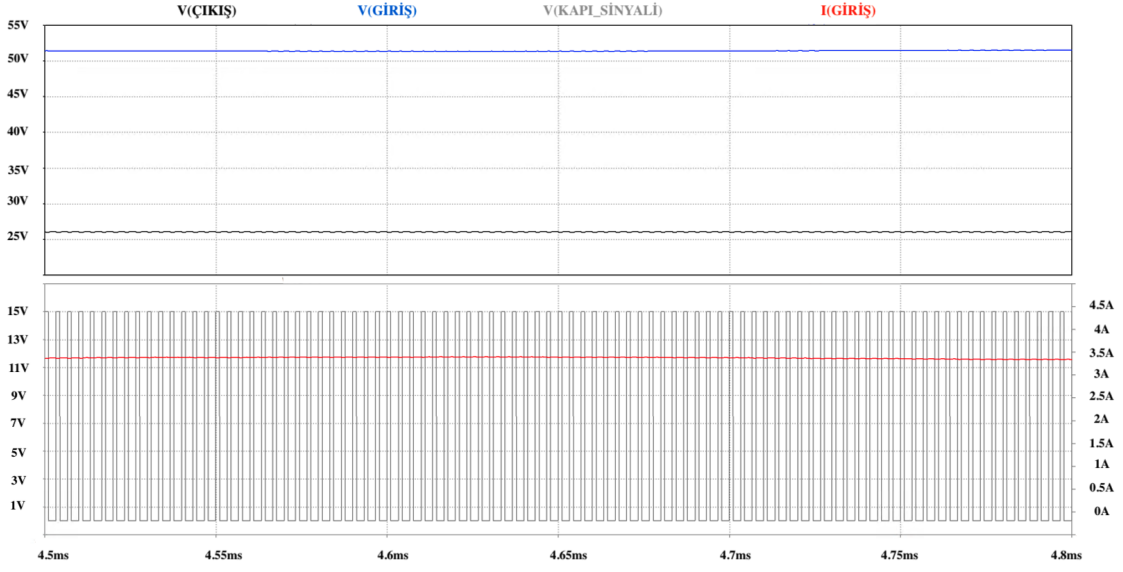
$$V_{giris} = \frac{26V \times (1 - 0,33)}{0,33} = 52,78V \quad (35)$$

Yüzde 66 görev döngüsü için;

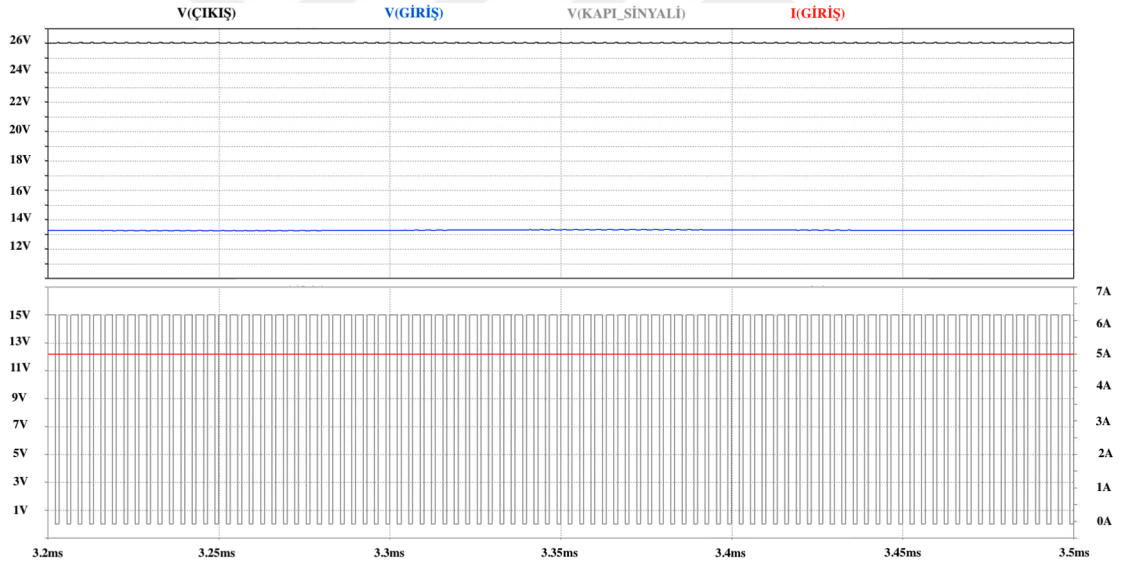
$$V_{giris} = \frac{26V \times (1 - 0,66)}{0,66} = 13,39V \quad (36)$$



Şekil 5.9 Açık Döngü Benzetim Şematiği



Şekil 5.10 Açık Döngü 300 kHz Anahtarlama Frekansı, Yüzde 33 Görev Döngüsü

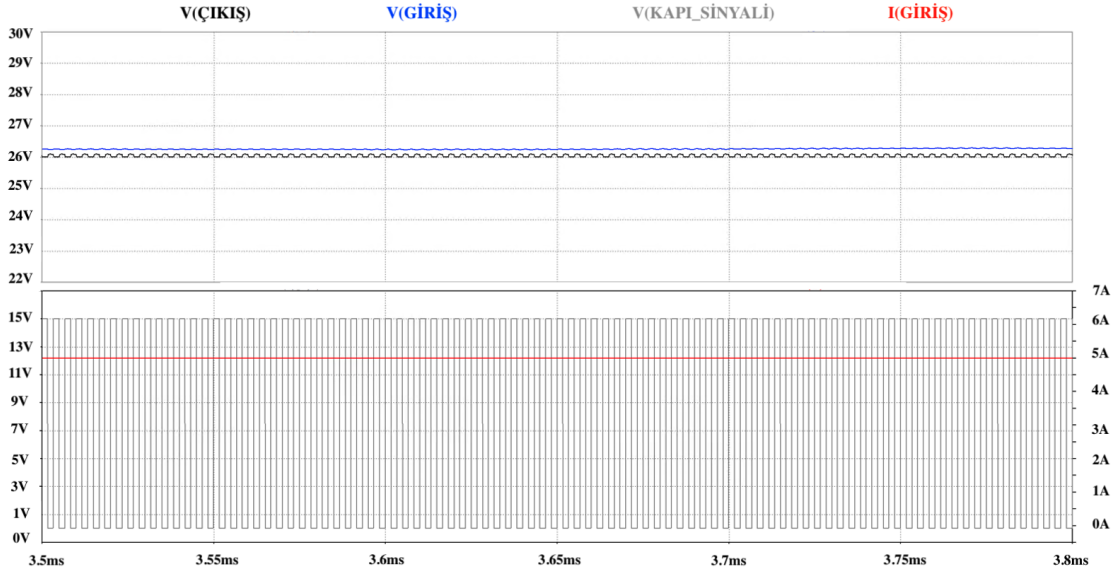


Şekil 5.11 Açık Döngü 300 kHz Anahtarlama Frekansı, Yüzde 66 Görev Döngüsü

Yüzde 50 görev döngüsü için;

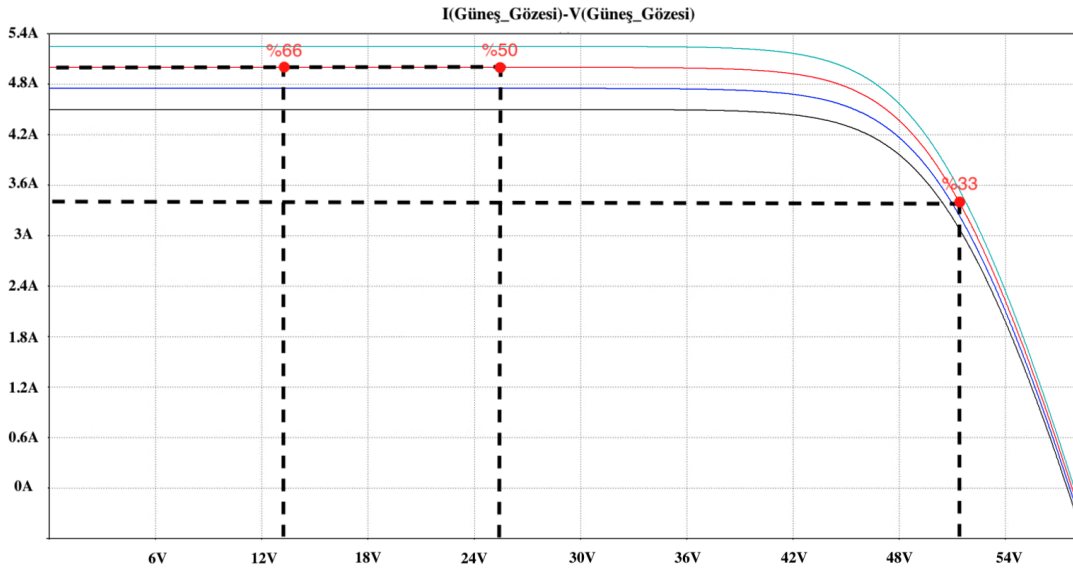
$$V_{giris} = \frac{26V \times (1 - 0,5)}{0,5} = 26V \quad (37)$$

[35], [36] ve [37]'de yapılan hesaplamalar sonucunda elde edilen giriş gerilimlerinin teorik hesaplamalarla tutarlı olduğu ve devrenin açık döngü testlerinde sabit görev döngüsü altında



Şekil 5.12 Açık Döngü 300 kHz Anahtarlama Frekansı, Yüzde 50 Görev Döngüsü

teoriye uygun olarak çalıştığı doğrulanmıştır. Şekil 5.13'den görüleceği gibi kısa devre akımının 5A olarak ayarlandığı güneş gözesi I-V eğrisinde giriş gerilimlerine karşılık gelen akım değerleri her bir görev döngüsü için tutarlılık göstermektedir.



Şekil 5.13 Farklı Görev Döngülerinin I-V Eğrisindeki Yerleri

Açık döngü olarak çalıştırılan sistem son olarak farklı görev yükleri altında çalıştırılarak sistem verimi hesaplanmıştır. Çizelge 5.1'de elde edilen değerler verilmiştir. Dönüştürücü

veriminin giriş gücü arttıkça artış gösterdiği görülmüştür.

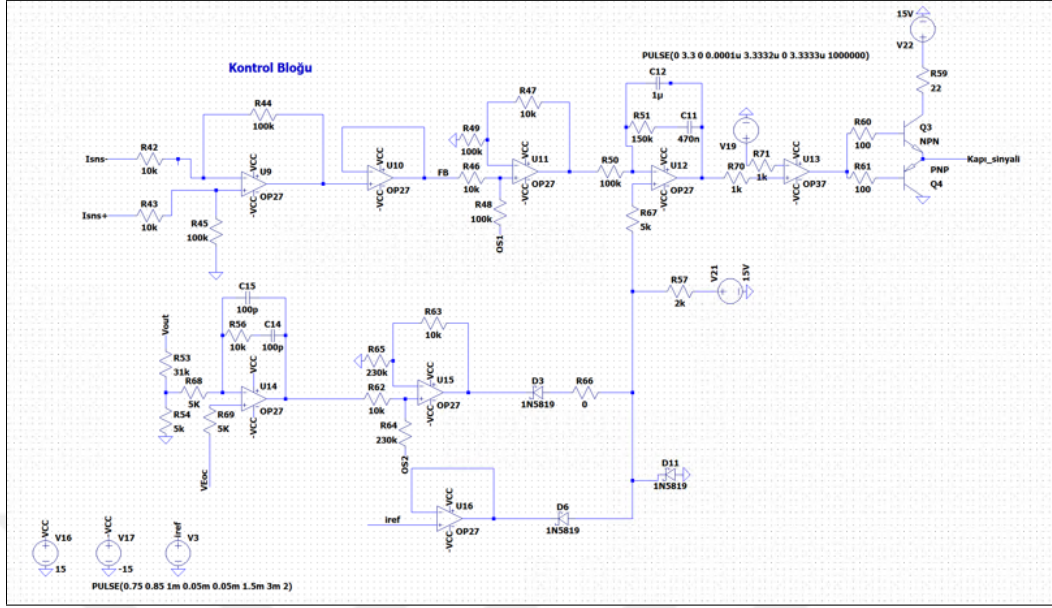
Çizelge 5.1 Benzetim Sonuçlarında Elde Edilen Farklı Yükler Altındaki Sistem Verim Çizelgesi, Açık Döngü

Görev Döngüsü (%)	V _{in} (V)	I _{in,rms} (A)	P _{in} (W)	V _{out} (V)	I _{out,rms} (A)	P _{out} (W)	Verim (%)
15,2	57,5	0,18	10,63	26	0,24	6,21	58,42
22,7	57,1	0,38	21,81	26	0,62	16,07	73,67
24,2	56,9	0,41	23,22	26	0,71	18,49	79,63
25,8	56,8	0,44	24,80	26	0,75	19,53	78,73
30,3	56,5	0,58	32,55	26	0,99	25,84	79,41
33,3	52,5	2,93	153,71	26	5,36	139,36	90,66
34,8	49,2	4,09	201,15	26	6,69	180,96	89,96
36,5	46,3	4,63	214,23	26	7,56	196,56	91,75
37,8	43,4	4,86	211,02	26	7,32	190,32	90,19
39,4	41,2	4,93	204,10	26	7,2	187,20	91,72
42,5	36,6	4,99	182,53	26	6,2	161,20	88,3
45,5	32,0	4,99	159,68	26	5,49	142,74	89,4
50,0	26,7	4,99	133,75	26	4,59	119,34	89,2

5.5. Kapalı Döngü Tümlüşik Sistem Benzetim Modeli

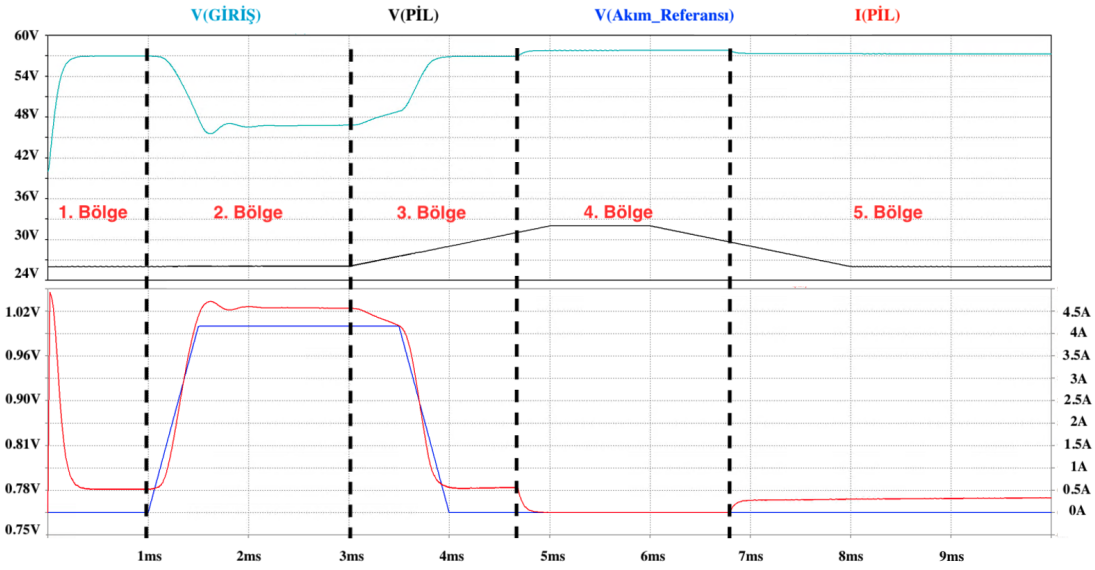
Şekil 5.9’da verilen açık döngü benzetim devresine, Şekil 5.14’te verilen kontrol devresi eklenerek sistem kapalı döngü kontrolüne çevrilmiştir. Kapalı döngü tasarımı daha önceki tasarım detayları kısmında da belirtildiği gibi sabit akım ve gerilim kontrolü mantığına göre yapılmıştır. Pil şarj düzenleyicinin temel çalışma prensibi, Şekil 5.14’te verilmiş olan akım referansı, I_{ref} , değiştirilerek güneş gözelerinden çekilen akım miktarının ayarlanmasına dayanmaktadır. Dönüştürücü sabit akım modunun yanı sıra yüksek gerilimlerden pili korumak amacıyla bir şarj sonu gerilimi döngüsüne sahiptir. Bu döngü pilden aldığı gerilim değerinin bir gerilim referansı, V_{oc} , karşılaştırılması ve pilin aşırı gerilimden korunması durumunda pil akımının kesilmesi ilkesine dayanır.

Kapalı döngü benzetim çalışması kapsamında sistem belirli bir akım referansı altında çalıştırılarak; giriş gerilim ve akımı, çıkış gerilim ve akımı, endüktör akımları, diyot akımı ve anahtarlama noktasındaki gerilim dalga formları kayıt altına alınmıştır. Tezin ilerleyen kısımlarında dalga formları, açık devre test sonuçları ve benzer literatür çalışmalarındaki bulgular incelenmiştir.



Şekil 5.14 Kontrol Devresi Şematiği

Şekil 5.15’de pil şarj düzenleyici devresinin kapalı döngü konfigürasyonunda çalışma modları benzetim ortamında elde edilmiştir;



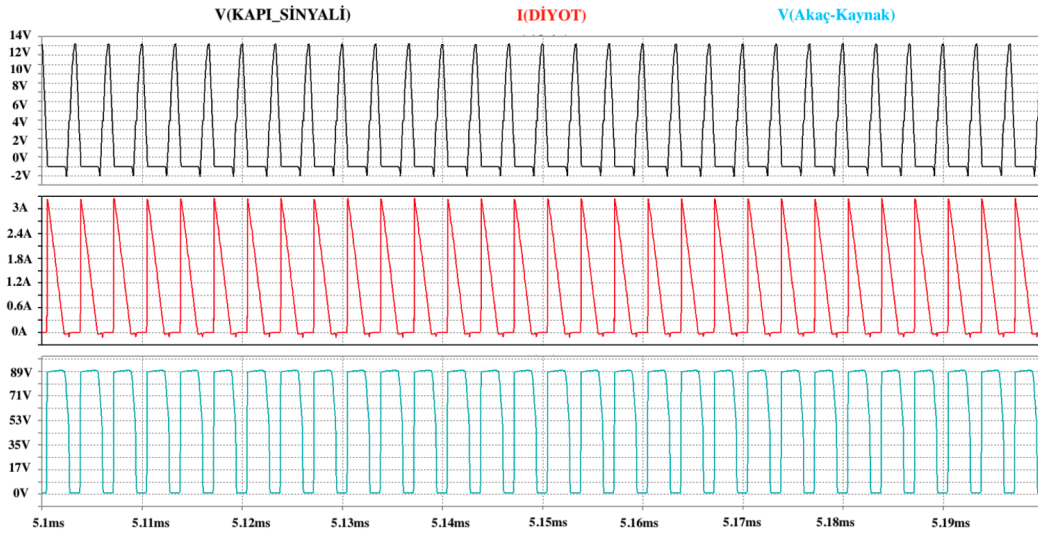
Şekil 5.15 Pil Şarj Düzenleyici Devresi Çalışma Modları

Birinci bölgede dönüştürücü 0,75V sabit akım referansı altında pili şarj etmektedir. Güneş gözesinden yaklaşık olarak 0,6A akım çekilmektedir. Bu akım miktarı güneş gözesini yaklaşık olarak 57V giriş geriliminde çalışmaya zorlamaktadır.

İkinci bölgeye gelindiğinde akım referansı 1V değerine çıkarılmıştır. Akım referansındaki bu artış güneş gözesinden çekilen akım miktarını yaklaşık olarak 4,6A değerine çıkarmıştır. Bu akım değeri güneş gözesinin gerilimini 46V'da tutacak şekilde I-V eğrisinde yer almıştır. Birinci bölgeden ikinci bölgeye geçerken sistemin akım referansı değişimine tepkisinin salınımsız ve hızlı olduğu görülmüştür.

İkinci bölgedeki sabit akımda pil şarjı gerçekleştirilirken pil gerilimi, $V_{cıkıs}$, şarj sonu geriliminin üzerine çıkarılmıştır. Pil gerilimindeki bu artış gerilim döngüsündeki pil akımı kesme fonksiyonunu tetiklemiş ve dördüncü bölgeye geçilirken güneş gözesi akımının ve dolayısıyla pil akımının pili korumak amacıyla kapatıldığı gözlemlenmiştir.

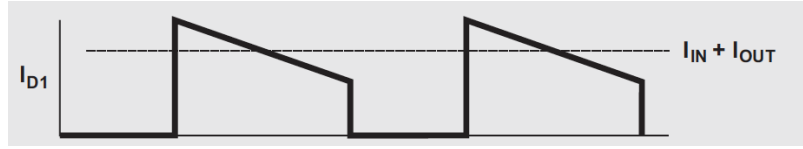
Dördüncü bölgeye geçilirken pilin anahtarlamasının tekrar başlaması için yeterli miktarda deşarj olduğu; başka bir deyişle pil geriliminin pil şarj sonu geriliminin altında kaldığı görülmüştür. Kontrol mekanizmasının bu durumda anahtarlamayı tekrar başlatarak pilin ihtiyacı olan enerjiyi güneş gözeleri üzerinden sağladığı görülmüştür.



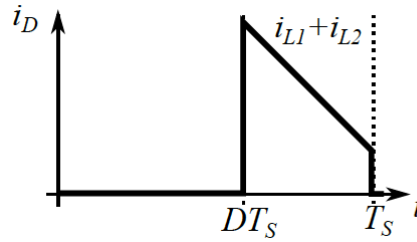
Şekil 5.16 Anahtarlama Noktası Gerilim Formu ve Diyot Akım Karakteristiği

Şekil 5.16'da dönüştürücü kapalı döngü formunda çalışırken kaydedilen çıkış diyot akımı ve anahtarlama noktası dalga formları görülmektedir. Çıkış diyot akımı SEPİC tipi dönüştürücü için çıkış akımını temsil etmektedir. Diyot üzerinden geçen akım çıkış kapasitöründen filtrelenerek pili beslemektedir. SEPİC tipi dönüştürücüde çıkış diyotu üzerinde görülecek

akım Şekil 5.17 ve Şekil 5.18’de gösterilmiştir [9, 11]. Benzetim sonucunda elde edilen dalga formu teorik dalga formlarıyla tutarlılık göstermektedir.

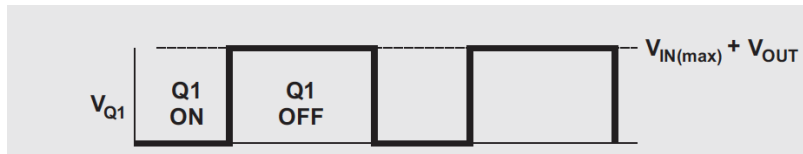


Şekil 5.17 Teorik SEPİC Diyot Akım Karakteristiği #1 - [9]



Şekil 5.18 Teorik SEPİC Diyot Akım Karakteristiği #2 - [11]

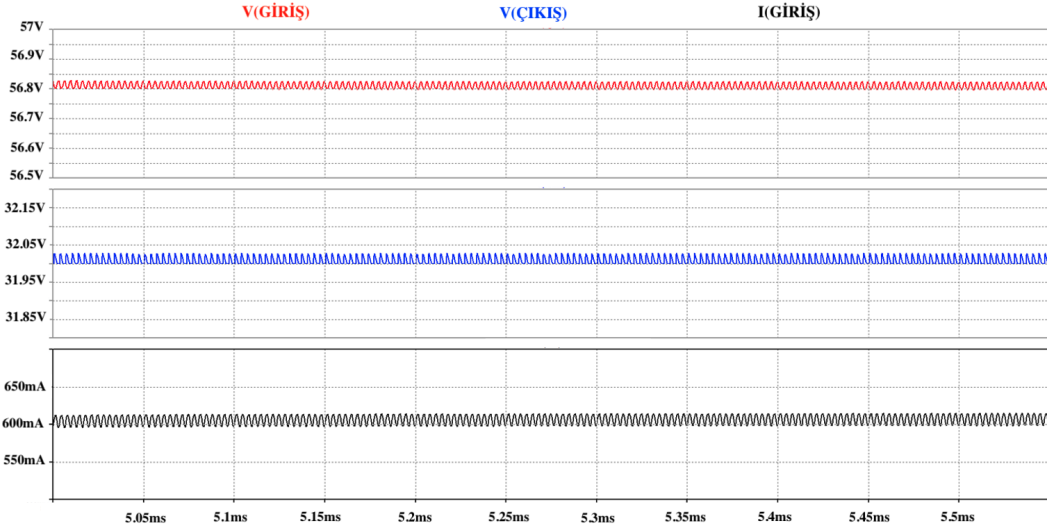
SEPİC tipi dönüştürücüde anahtarlama elemanının akaç ve kaynak terminalleri arasında oluşan dalga formu Şekil 5.19’da verilmiştir [9].



Şekil 5.19 Teorik FET Akaç-Kaynak Gerilim Karakteristiği[9]

Teorik hesaplamalara göre açık durumda anahtarın akaç ve kaynak terminalleri üzerinde giriş ve çıkış gerilimlerinin toplamı kadar gerilim olması gerektiği görülmektedir. Şekil 5.20’den alınan giriş ve çıkış gerilim değerleriyle hesaplanan akaç-kaynak geriliminin 5.16’da elde edilen dalga formuyla tutarlı sonuçlara sahip olduğu [38]’de doğrulanmıştır.

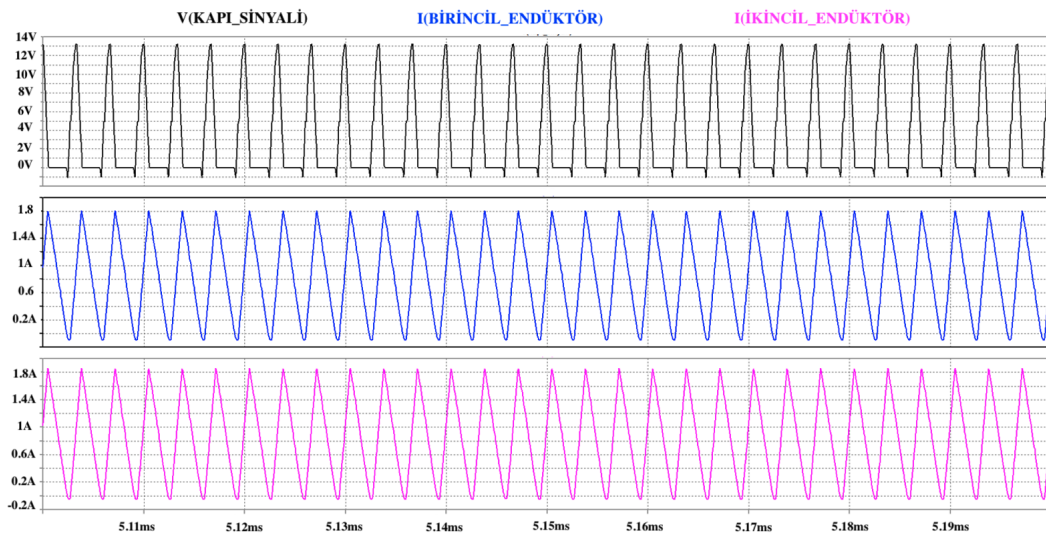
$$\begin{aligned}
 V_{DS} &= V_{giris,max} + V_{cikis} \\
 &\approx 32V + 56,8V \\
 &\approx 88,6V
 \end{aligned}
 \tag{38}$$



Şekil 5.20 Giriş Akımı, Giriş Gerilimi ve Çıkış Gerilimi Salınımı

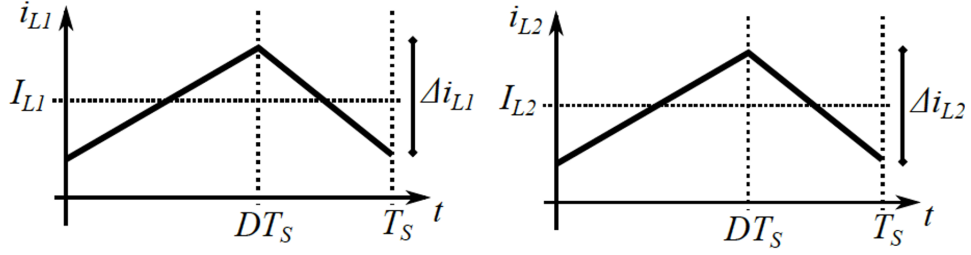
Şekil 5.20’de giriş akımı, giriş gerilimi ve çıkış geriliminde görülen salınımın dalga formu kayıt altına alınmıştır. Akım ve gerilimde gözlenen bu salınımlar Bölüm 4.’de belirlenen tasarım kriterleri içinde yer almaktadır.

Benzetim sonuçları kapsamında son olarak birincil ve ikincil endüktör akımları incelenmiştir. Şekil 5.21’de birincil, I_{L1} , ve ikincil, I_{L2} , endüktörlerin akım dalga formları kayıt altına alınmıştır.

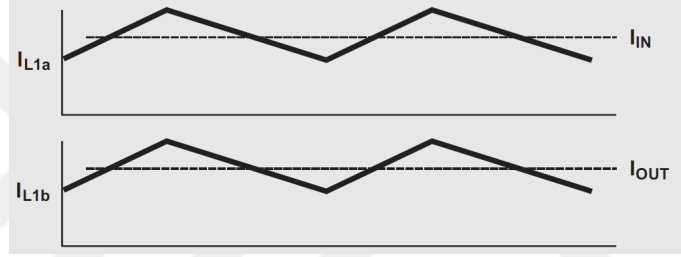


Şekil 5.21 Endüktör Akımı Benzetim Sonucu

SEPIC tipi dönüştürücüde birincil ve ikincil endüktör üzerindeki akımların teorik dalga formları Şekil 5.22 ve Şekil 5.23'te verilmiştir [9, 11]. Elde edilen benzetim sonuçlarının teorik olarak oluşturulan endüktör akım formlarıyla tutarlı olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 5.22 Teorik Giriş ve Çıkış İndüktör Akımı Grafiği#1 -[11]



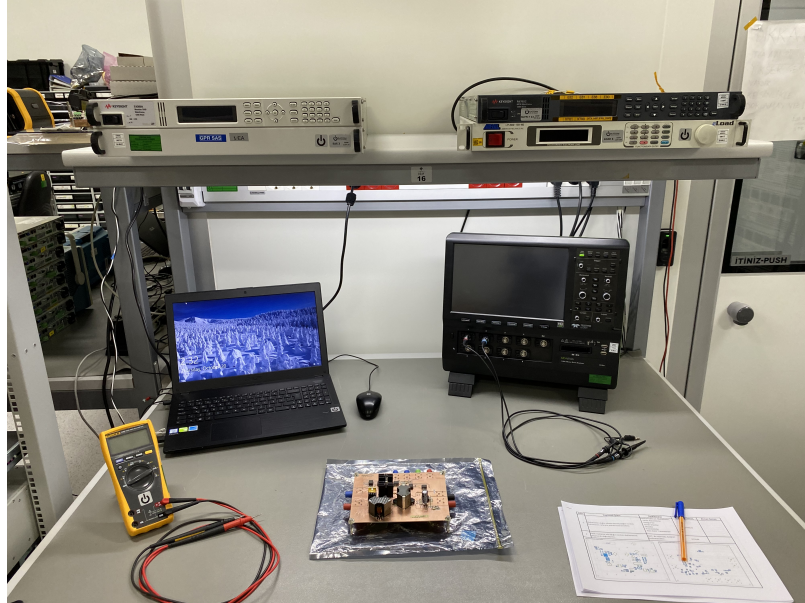
Şekil 5.23 Teorik İndüktör Akımı Grafiği #2 -[9]

6. DONANIM DOĞRULAMA SONUÇLARI

Kavramsal tasarımı gerçekleştirilen ve benzetim sonuçlarıyla doğrulanan pil şarj düzenleyici devresi, Si ve GaN tabanlı anahtarlama elemanları kullanılarak ayrı ayrı gerçekleştirilmiş ve donanımsal olarak doğrulanmıştır. Donanım doğrulama testlerinde devre önce açık döngü olarak tasarlanmıştır. Daha sonrasında kapalı döngü testleri gerçekleştirilmiştir. Raporun bu kısmında elde edilen test sonuçları kayıt altına alınmıştır. Test sonuçlarının benzetim sonuçları ve literatür çalışmalarıyla benzerlik ve farklılıkları işlenmiştir. Buna ek olarak testteki başarımların yanı sıra başarısız olunan durumlar incelenmiş; bu durumlara nelerin neden olduğu tartışılmıştır.

6.1. Test Ortamı ve Kullanılan Cihazlar

Donanım doğrulama testleri sırasında kullanılan test düzeneği Şekil 6.1’de gösterilmiştir. Testler sırasında kullanılan cihazlar ve cihazların hangi amaçlarla kullanıldıkları Çizelge 6.1’de listelenmiştir.

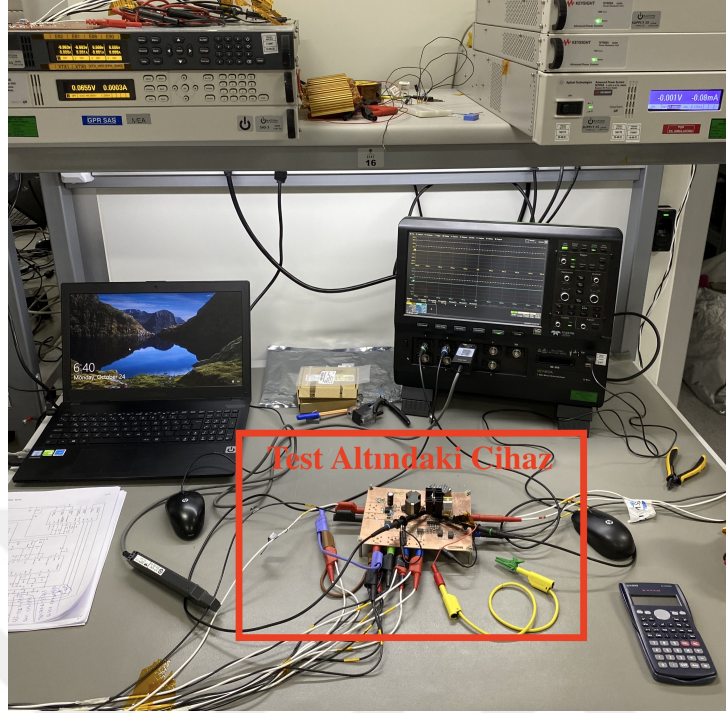


Şekil 6.1 Test Düzeneği

Çizelge 6.1 Testte Kullanılan Cihazlar ve Kullanım Amaçları

	Kullanılan Cihaz	Kullanım Amacı
(1)	Güneş Gözesi Simülatörü	Bir güneş panelinin oluşturduğu I-V eğrisini benzetmek amacıyla kullanılır.
(2)	Pil Simülatörü	Hem güç kaynağı hem de yük gibi davranarak bir pilin karakteristiğini benzetmek amacıyla kullanılır.
(3)	Dahili Güç Kaynağı	Pil şarj devresinde yer alan entegreleri beslemek amacıyla kullanılan güç kaynağıdır. Devreye +15V ve -15V dahili güç sağlar.
(4)	Multimetre	Testler esnasında kart üzerinden gerilim ölçümleri almak amacıyla kullanılır.
(5)	Osiloskop ve Akım-Gerilim Kontrol Çubukları	Testler esnasında elde edilen dalga formlarını görüntülemek ve kayıt altına almak amacıyla kullanılır.
(6)	Termal Kamera ve Termokupl	Kritik devre elemanlarının sıcaklık verilerinin gözlemlenmesi amacıyla kullanılır.

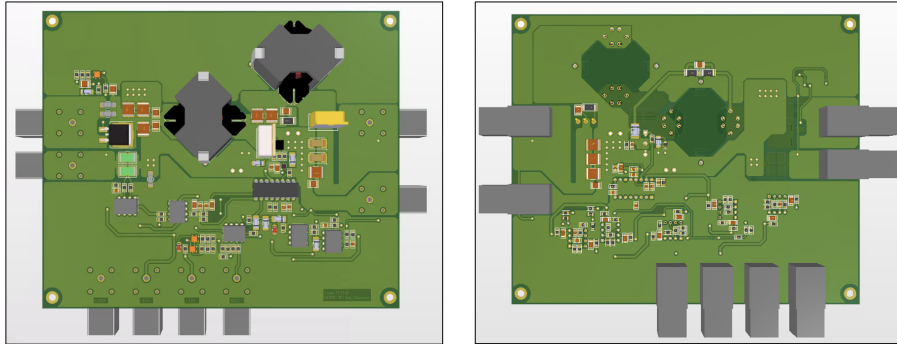
Şekil 6.2’de test altındaki cihaz ve gerilim çubuklarının kart üzerindeki yerleşimi gösterilmiştir. Gerilim çubukları anahtarlama noktası (V_{DS}) vs Kapı gerilimini (V_{GS}) ölçecek şekilde yerleştirilmiştir. Akım çubukları ise giriş ve çıkış akımlarını ölçecek şekilde yerleştirilmiştir.



Şekil 6.2 Test Altındaki Cihazın Görünümü

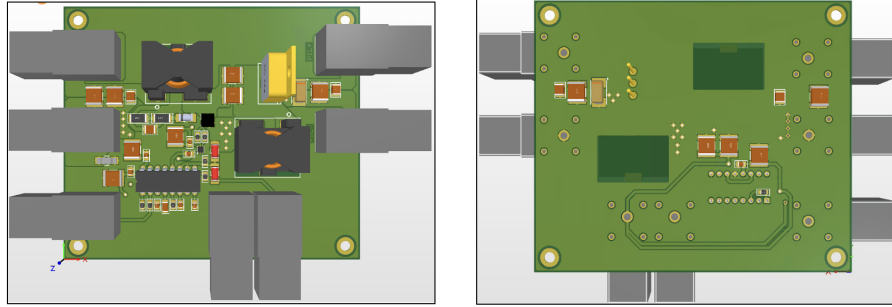
6.2. Açık Döngü Test Sonuçları

Tezin bu bölümünde, Si MOSFET ve GaN FET anahtarlama elemanlarına ait iki farklı açık döngü devre tasarımı yapılmıştır. Her iki dönüştürücü devresinin de 100W çıkış gücünde %90 verimin üstünde çalışması amaçlanmıştır. Devre tasarımları yapılırken 4. Bölümde verilen tasarım detayları ve 5. Bölümde verilen benzetim sonuçları kullanılmıştır.



Şekil 6.3 Silisyum Tabanlı MOSFET Açık Döngü Dönüştürücü Tasarımı

Şekil 6.3'te Silisyum tabanlı MOSFET ve Şekil 6.4'te GaN FET için tasarlanan dönüştürücünün baskı devre kartı çizimi gösterilmiştir.



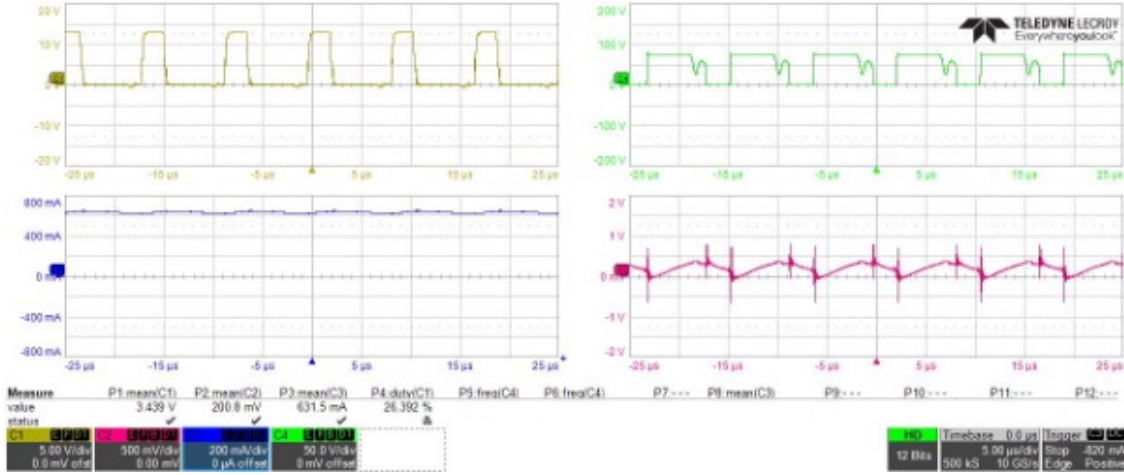
Şekil 6.4 GaN FET Açık Döngü Dönüştürücü Tasarımı

6.2.1. Silisyum Tabanlı MOSFET Açık Döngü Test Sonuçları

SEPIC tipi pil şarj devresi öncelikle Si MOSFET kullanılarak 100kHz anahtarlama frekansı ile sürülmüştür. Test sonuçları 25W çıkış gücü(%25 yük altında) ve 100W çıkış gücü (%100 yük altında) için kayıt altına alınmıştır.

25W çıkış gücü altında Si MOSFET için elde edilen dalga formları Şekil 6.5'te verilmiştir. Osiloskobun birinci kanalında Si MOSFET'in kapı ve kaynak terminalleri arasına uygulanan gerilim (V_{GS}) görülmektedir. Test sonucunda elde edilen Kapı-Kaynak geriliminin görev döngüsünün %26,4 olduğu görülmektedir. Buna ek olarak kapı geriliminde herhangi bir salınım olmadığı; başka bir deyişle sinyalin devre çizimi veya tasarım kaynaklı herhangi bir gürültüye maruz kalmadığı görülmüştür.

Şekil 6.5'te ikinci kanalda kaydedilen dalga formu ise anahtarlama noktasında (V_{DS}) görülen gerilim dalga formunu göstermektedir. Anahtarlama noktasında görülen dalga grafiği birincil endüktör üzerindeki akım ve dönüştürücünün çalışma modu hakkında bilgi vermektedir. Bu dalga formunda görülen hafif dalgalanma dönüştürücünün bu güç değeri altında süresiz iletim modunda çalıştığı anlamına gelmektedir. Buna ek olarak, 25W çıkış yükü altında; V_{DS} geriliminin MOSFET'in anma değeri olan 200V gerilimin altında kaldığı gözlemlenmiştir.



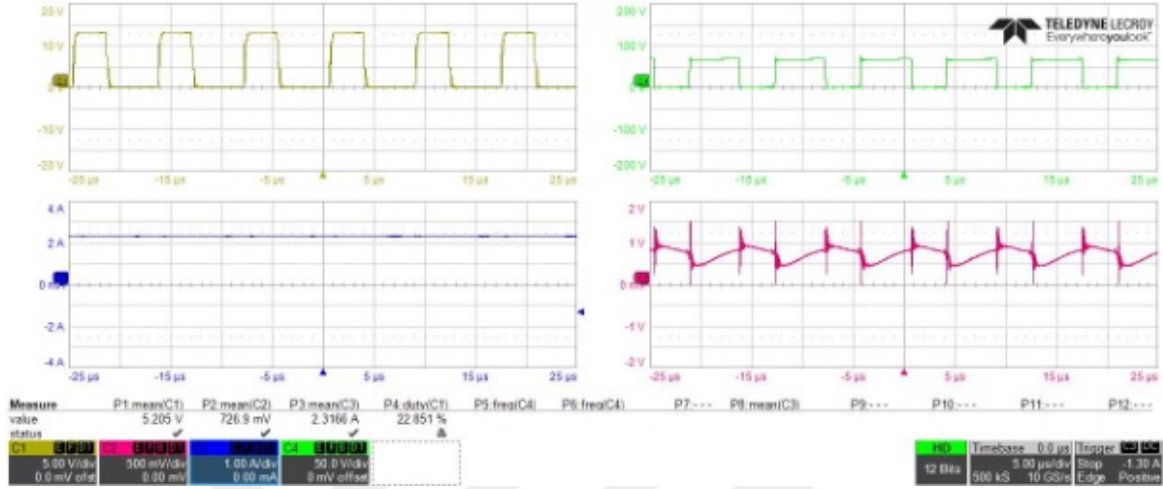
Şekil 6.5 Si MOSFET Kullanılan Dönüştürücüde 25W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları
(Kanal 1: V_{GS} Kanal 2: V_{DS} Kanal 3: I_{IN} Kanal 4: I_{OUT})

Dönüştürücünün çalışma oranı arttıkça güneş gözesinin geriliminde düşüş yaşanır. Bu yüzden düşük çalışma oranı V_{DS} gerilimi için daha yüksek seviyelere neden olur.

Üçüncü ve dördüncü dalga formları sırasıyla giriş ve çıkış akım grafiğini göstermektedir. Pil şarj devrelerinde, pil besleme akımlarının düşük salınıma sahip olması pilin ömrünü korumak adına önem arz etmektedir [29, 30]. Test sonucundan görüleceği üzere çıkış akımı üzerinde yüksek bir salınım vardır. Bu durum pilin sağlığı için sorun arz etme potansiyeline sahiptir. Ayrıca anahtarlama anlarında çıkış akımında sıçramalar görülmektedir. Bu akım sıçramalarına baskı devre kartının toprağında oluşan anlık değişimler neden olmaktadır.

Şekil 6.6'da Si MOSFET kullanılarak tasarlanan pil şarj devresi 100W tam yük altında sürülmüş ve dalga formları kayıt altına alınmıştır. Dalga form grafiğinin birinci kanalında görüleceği üzere kapı-kaynak gerilimi, V_{GS} , 25W yük altında olan duruma benzer olarak salınımsız ve kapının dolma-boşalma işlemini gerçekleştirecek düzeydedir. Ancak açık döngünün mantığı gereği bir önceki yük durumuna göre görev döngüsü artış göstermiştir. Görev döngüsünde meydana gelen bu artış Kanal 3 ve Kanal 4'te gösterilen sırasıyla giriş ve çıkış akımlarının da artmasına neden olmuştur. Giriş akımındaki bu artış dönüştürücünün güneş gözesinin maksimum güç noktasına daha yakın çalışabilmesine olanak sağlamıştır. Kapalı döngü testlerinin temel kontrol mekanizması, giriş akımını güneş gözesinden maksimum güçte faydalanacak şekilde ayarlamak üzerine kurulacaktır. Çıkış akımının, bir

önceki yük altında da olduğu gibi, pilin şarj kalitesini düşürecek şekilde yüksek salınıma sahip olduğu görülmektedir. Ayrıca akım sıçramaları bir önceki yükte olduğu gibi akım kalitesini etkileyecek düzeyde görülmektedir.



Şekil 6.6 Si MOSFET Kullanılan Dönüştürücüde 100W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları
(Kanal 1: V_{GS} Kanal 2: V_{DS} Kanal 3: I_{IN} Kanal 4: I_{OUT})

Akaç ve kaynak arasında oluşan gerilim, V_{DS} , Şekil 6.6'da Kanal 2'de verilmiştir. Bu dalga formunu incelediğimizde bir önceki yük durumundan farklı olarak dönüştürücünün artık sürekli iletim modunda çalıştığını söyleyebiliriz. Buna ek olarak aynı dalga formunda Si MOSFET'in açılma anında anahtarlama noktasında ufak dalgalanmaların başladığı görülmektedir. Ancak bu salınım bastırıcı devre kullanılarak sönmülmüştür ve anahtarlama noktasındaki gerilimin MOSFET'in anma değerleri içerisinde kalması sağlanmıştır. Bu sayede anahtarlama elemanı üzerinde istenmeyen ısı sorunlarının oluşması önlenmiştir.

Pil şarj devresinin ısı performansını değerlendirmek adına dönüştürücü 120W çıkış gücünde çalıştırılmış ve kritik devre elemanlarının sıcaklıkları termal kamera yardımıyla gözlemlenmiştir. Dönüştürücünün ısı kararlılığı ulaşacağı süre kadar beklendikten sonra Şekil 6.7'de görüleceği gibi Si MOSFET'in yaklaşık 46,3 °C'de termal doyuma ulaştığı görülmüştür. Test sonucunda elde edilen sıcaklık değeri, MOSFET'in anma operasyonel sıcaklık değeri olan +175 °C'den oldukça düşük olarak kaydedilmiştir [53]. MOSFET'in paket tipinin TO-247 olması ısı alıcı takılmasını mümkün kılmış ve anahtarlama sonucunda oluşan yüksek sıcaklık ısı alıcı sayesinde ortama atılabilmektedir.



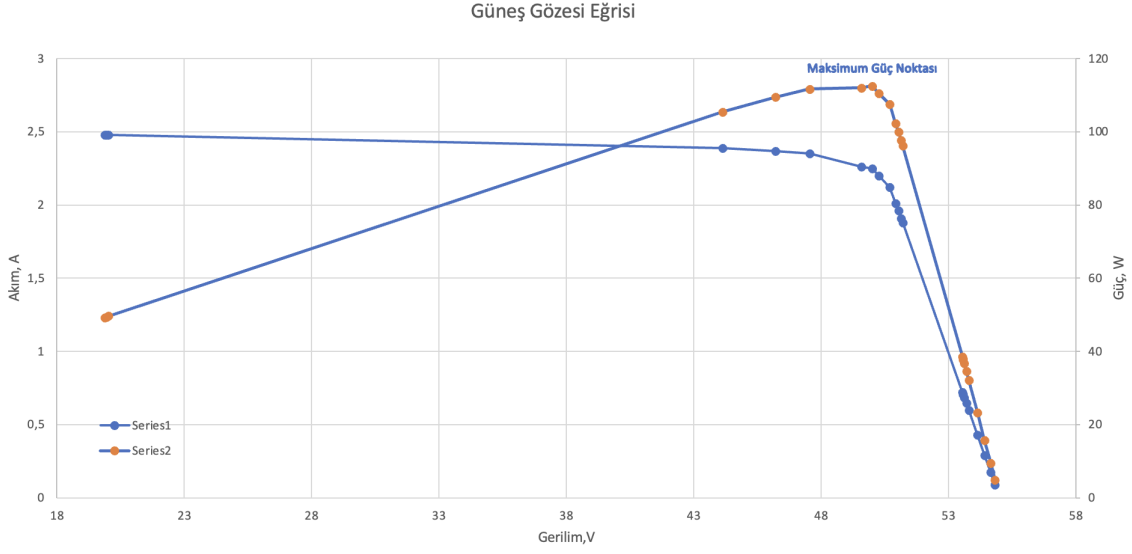
Şekil 6.7 Si MOSFET Kullanılan Dönüştürücüde 120W Çıkış Gücü Altındaki Termal Analiz

Dönüştürücünün farklı güç değerleri altındaki verimini gözlemlemek amacıyla görev döngüsü farklı yüzdelerde ayarlanmış ve Çizelge 6.2’deki veriler kayıt altına alınmıştır. Çıkış gücü değerlerini incelediğimiz zaman dönüştürücünün 101,40W’a kadar çıkabildiği görülmüştür. Bu değer Çizelge 4.1’de verilen tasarım gereksinimini karşılamaktadır. Buna ek olarak yine 101,4W yük altında sistem veriminin %90’ın üzerinde çıktığı görülmektedir. Dönüştürücü verimi de tasarım gereksinimini sağlayan başka bir parametredir.

Çizelge 6.2 Silisyum Tabanlı MOSFET Açık Döngü Verim Çizelgesi

Vin (V)	Iin(A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout (W)	Verim (%)
54,14	0,43	23,28	26,00	0,77	20,02	86,00
53,61	0,69	36,78	26,00	1,24	32,16	87,45
51,14	1,91	97,68	26,00	3,34	86,84	88,90
50,91	2,01	102,33	26,00	3,53	91,78	89,69
50,69	2,12	107,46	26,00	3,70	96,20	89,52
50,26	2,20	110,57	26,00	3,83	99,58	90,06
50,00	2,25	112,50	26,00	3,90	101,40	90,13
49,58	2,26	112,05	26,00	3,88	100,88	90,03
47,54	2,35	111,72	26,00	3,84	99,84	89,37

Çizelge 6.2’de elde edilen akım, gerilim ve güç verileri programlama aracı kullanılarak Şekil 6.8’de verilen güneş gözesi akım-gerilim ve güç-gerilim eğrileri çizdirilmiştir.



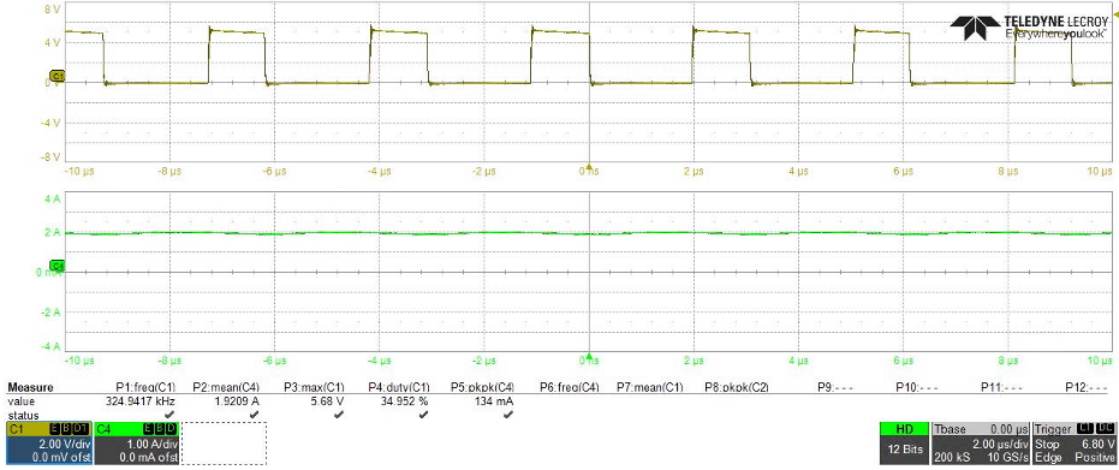
Şekil 6.8 Test Sonuçlarına Göre Elde Edilen Güneş Gözesi Eğrileri (Turuncu: Güç-Gerilim Eğrisi, Mavi: Akım-Gerilim Eğrisi)

Elde edilen veriler göz önüne alındığında, pil şarj düzenleyici devresinin farklı görev döngüsü oranları altında güneş gözelerinden farklı miktarlarda güç çekebildiği ve buna bağlı olarak farklı giriş akımı değerlerinde çalışabildiği görülmektedir. Bu da bir önceki bölümde anlatılan kapalı döngü kontrol mekanizmasının doğru bir şekilde çalıştığını göstermektedir.

6.2.2. GaN FET Açık Döngü Test Sonuçları

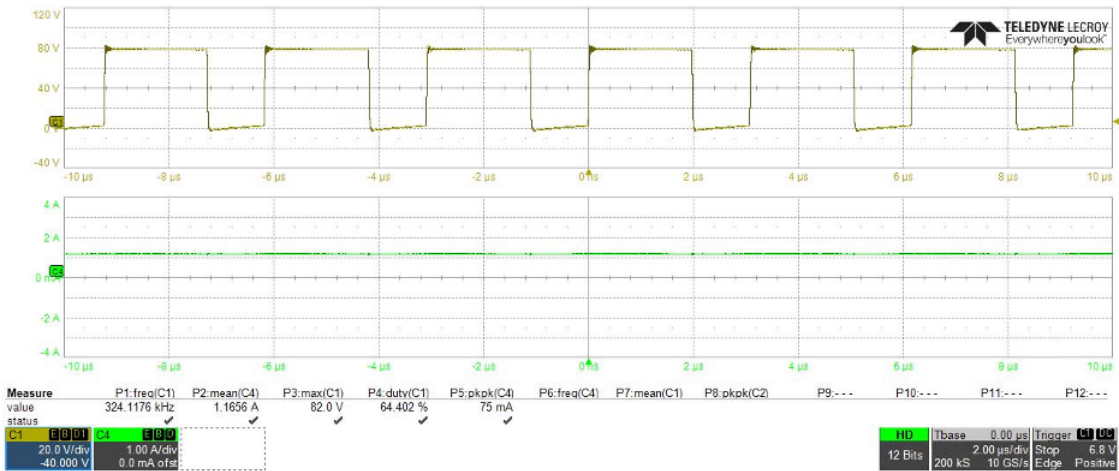
GaN FET kullanılarak tasarlanan SEPİC tipi pil şarj düzenleyici, 330kHz anahtarlama frekansında 50W, % 50 yük altında, ve 100W, % 100 yük altında, çıkış gücü elde edilecek şekilde sürülmüş ve test sonuçları kayıt altına alınmıştır. GaN FET açık döngü testlerinde Si MOSFET'e paralel olarak V_{GS} , V_{DS} , I_{IN} ve I_{OUT} iki farklı yük durumu için kayıt altına alınmıştır.

% 50 yük altında GaN FET'in kapı-kaynak gerilimi, V_{GS} , Şekil 6.9'da verilmiştir. Dalga formundan görüleceği üzere GaN FET'in açık duruma geçmesi için kapı-kaynak arasına uygulanması gereken gerilim miktarı yaklaşık 5V seviyesindedir. V_{GS} gerilim miktarının düşük olması GaN FET kapısının dış gürültüye daha açık hale gelmesine neden olmaktadır. Bu yüzden V_{GS} dalga formunda ufak salınımlar olduğu görülmektedir.



Şekil 6.9 GaN FET Kullanılan Dönüştürücüde 50W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları
(Kanal 1: V_{GS} Kanal 4: I_{OUT})

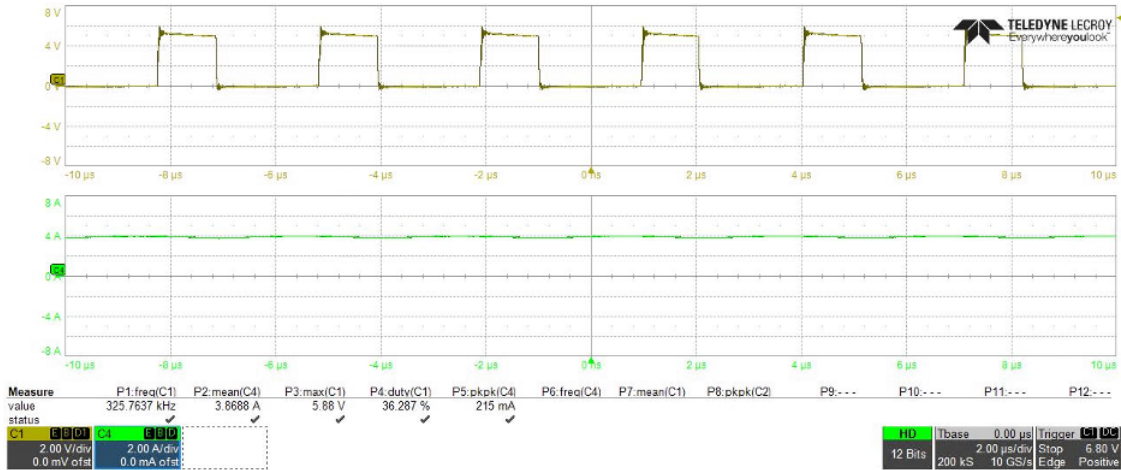
Yüzde 50 yük altında akaç-kaynak gerilimi, V_{DS} , Şekil 6.10'da verilmiştir. Dalga formunda GaN FET'in iletimde olduğu durumda, V_{DS} geriliminin tamamen sıfırlanmadığı ve pozitif yönde kayma oluştuğu görülmektedir. Buna ek olarak, GaN FET'in kesim durumunda V_{DS} geriliminde Si MOSFET'e nazaran daha yüksek bir salınım olduğu görülmektedir. V_{DS} gerilimindeki salınıma rağmen ölçülen maksimum gerilim seviyesi GaN FET'in anma değerinin altında kalmaktadır. V_{DS} geriliminin salınım ihmal edildiği durumdaki maksimum değerinin giriş ve çıkış geriliminin toplamı kadar, 80V, olduğu görülmektedir. Buna ek olarak 50W çıkış gücü altında sistemin sürekli iletim modunda çalıştığı kaydedilmiştir.



Şekil 6.10 GaN FET Kullanılan Dönüştürücüde 50W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları
(Kanal 1: V_{DS} Kanal 4: I_{IN})

Şekil 6.9 ve Şekil 6.10’da dördüncü kanallarında sırasıyla çıkış akımı, I_{OUT} , ve giriş akımı, I_{IN} , kayıt altına alınmıştır. Her iki dalga formunda da tepeden tepeye akım büyüklüğünün 150mA’in altında olduğu görülmektedir. Elde edilen bu salınım değerleri tasarım limitleri içerisinde kalmaktadır. Ayrıca Si MOSFET testlerinden anahtarlama anlarından akımlarda görülen sıçramaların GaN FET testlerinde görülmediği kaydedilmiştir. Bu farkın nedeni iki farklı devre çizimine sahip olan dönüştürücü topraklarının farklı karakteristiğe sahip olmasıyla açıklanmaktadır.

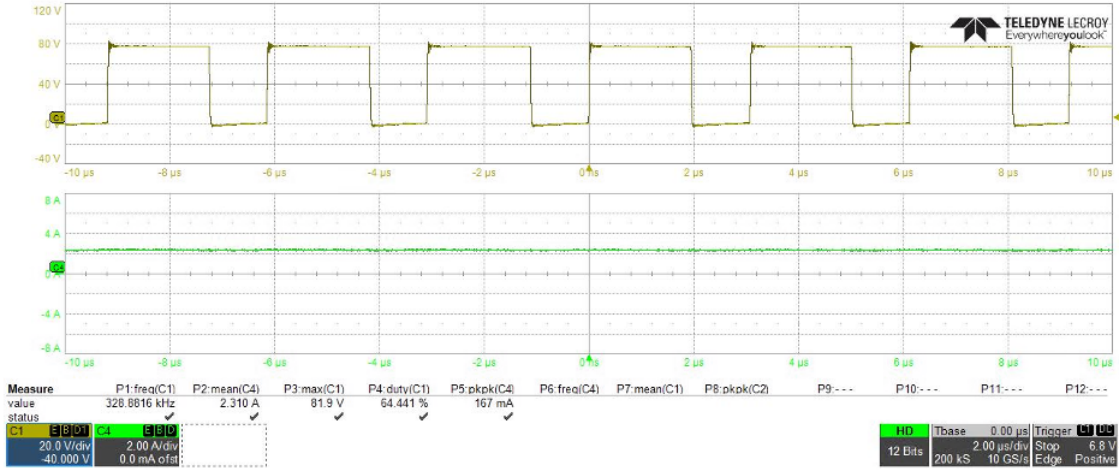
Dönüştürücü bir sonraki adımda tam güç altında, 100W, çalıştırılmış ve yüzde 50 yük altındaki durumla aynı dalga formları kayıt altına alınmıştır. Şekil 6.11’de verilen kapı-kaynak gerilim dalga formunu incelediğimizde kapı sinyalindeki salınımın % 50 yük altındaki duruma göre artış gösterdiği görülmektedir. Bu durum dönüştürücünün üzerindeki yük miktarı arttıkça sistem toprağındaki salınımın da artmasıyla açıklanabilir. Topraktaki salınımın artması düşük eşik kapı-kaynak gerilimine, $V_{GS,th}$, sahip olan GaN FET’in kapı açma sinyalindeki kalitenin azalmasına neden olmuştur.



Şekil 6.11 GaN FET Kullanılan Dönüştürücüde 100W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları
(Kanal 1: V_{GS} Kanal 4: I_{OUT})

Dönüştürücünün tam yük altındaki akaç-kaynak gerilimi, V_{DS} , Şekil 6.12’de verilmiştir. 50W yük altındaki çalışmanın aksine, GaN FET’in kapalı olduğu durumda V_{DS} geriliminde pozitif yönlü bir kayma görülmemiştir. Giriş ve çıkış akımlarındaki salınım miktarı tasarım

kriterlerine uygun olarak 250mA'den düşük olarak kaydedilmiştir. Ancak yük miktarının artmasıyla giriş ve çıkış akımlarında görülen salınım miktarı artış göstermiştir.



Şekil 6.12 GaN FET Kullanılan Dönüştürücüde 100W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları
(Kanal 1: V_{DS} Kanal 4: I_{IN})

Dönüştürücünün termal performansını incelemek adına GaN FET üzerine termokupl yerleştirilmiş ve sistem tam yük altında çalıştırılmıştır. Şekil 6.13'de elde edilen termal veri dönüştürücü tam yük altında çalıştıktan yaklaşık bir dakika sonrasında kayıt edilmiştir. Buna ek olarak test altındaki cihazın, GS61004B-MR, sıcaklığı zamanla artış göstermeye devam etmiştir. Bu sıcaklık değerleri sonrasında test durdurulmuştur. GS61004B-MR'in termal kararlılığını artırmak adına üzerine ısı alıcı yerleştirilme işlemleri denenmiş ancak FET'in paket yapısının izin vermemesinden dolayı ısıl denge sağlanamamıştır. Kapalı döngü kart tasarımı sırasında GaN FET'in ısınma sorunu üzerine termal tasarımın iyileştirilmesi adına çalışmalar yapılmıştır.

Dönüştürücüye uygulanan ısı testleri her ne kadar dönüştürücünün yüksek güç değerlerinde belirli bir sürenin üzerinde çalışmasını engellese de Çizelge 6.3'de farklı yük değerleri altında verim çizelgesi oluşturulmuştur. Dönüştürücünün tam yük olan 100W çıkış gücü altında % 88 verimde kaldığı görülmüştür. Bu durumun başlıca nedeninin anahtarlama elemanı üzerinde yaşanan ısınma sorunu olduğu sonucuna varılmıştır.



Şekil 6.13 GaN FET Kullanılan Dönüştürücüde 100W Çıkış Gücü Altındaki Termal Analiz

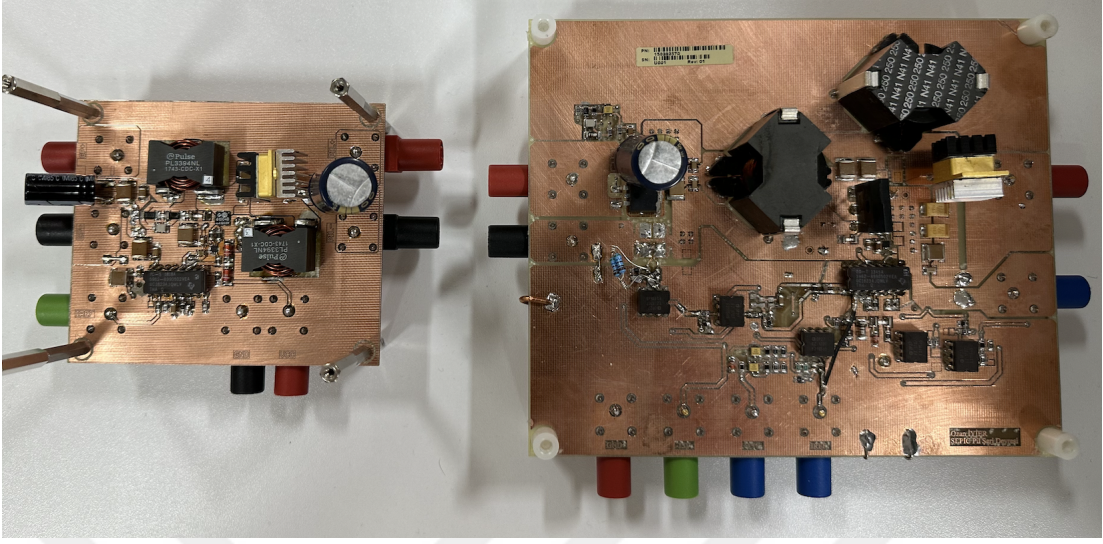
Çizelge 6.3 GaN FET Açık Döngü Verim Çizelgesi

Vin (V)	Iin(A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout (W)	Verim (%)
53,45	0,34	18,17	26,00	0,59	15,34	84,40
51,74	0,72	37,25	26,00	1,16	30,08	80,75
50,00	0,99	49,50	26,00	1,60	41,60	84,04
50,69	1,17	59,31	26,00	1,94	50,44	85,05
49,30	2,25	110,93	26,00	3,88	100,88	90,94

6.2.3. Açık Döngü Test Sonuçlarının Değerlendirilmesi

GaN FET kullanılarak tasarlanan SEPİC tipi pil şarj düzenleyici, Si tabanlı MOSFET kullanılan dönüştürücünün aksine 330kHz anahtarlama frekansında sürülmüştür. Bu sayede filtre elemanlarının ve dolayısıyla toplam devre boyutunun küçültülmesi amaçlanmıştır. Şekil 6.14'te Si MOSFET ve GaN FET kullanılan dönüştürücü devrelerinin karşılaştırılması yapılmıştır. Sonuç olarak, aynı verim ve güç değerlerinde daha yüksek anahtarlama frekansında çalışabilme yeteneğinin GaN FET'e avantaj sağladığı görülmüştür.

GaN FET kullanılan dönüştürücülerde Si MOSFET kullanılan dönüştürücülere oranla kapı sürücü kayıpları, $V_{GS,th}$ değerinin düşük olmasından dolayı daha düşük olmaktadır[21, 32]. Şekil 6.9, GaN FET'in V_{GS} eşik değerinin, $V_{GS,th}$, Si MOSFET'e nazaran yaklaşık 3 kat daha



Şekil 6.14 Dönüştürücülerin Devre Boyutlarının Karşılaştırılması

düşük olduğunu göstermektedir. Kapı sürücü devreleri dönüştürücü devrelerinde birer kayıp unsurudurlar. Kapı sürücü devrelerinden meydana gelen kayıp [39]'da verilmiştir [24].

$$P_{kapısurucukayı} = Q_{kapı} \times V_{surucu} \times f_{anahtarlama} \quad (39)$$

Yukarıdaki formülasyon baz alınarak GaN FET'in Si tabanlı MOSFET'e göre aynı anahtarlama frekansı altında daha az sürücü kaybına neden olacağı görülmektedir. GS61004B-MR için kapı yükü, $Q_{kapı}$, 6.2nC olarak verilmiş [52] ve test sonuçlarına göre kapı sürücü devresi 5V gerilimde çalışmıştır. IRFP260NPbF ise 238nC kapı yüküne sahiptir [53] ve kapı sürücü devresi 15V ile çalışmaktadır. Bu bilgiler ışığında, aynı frekans değeri için Si MOSFET'in GaN FET'e oranla 115 kat daha fazla kapı sürücü kaybına neden olacağı görülmektedir.

Test sonuçlarına göre elde edilen V_{DS} değerleri, her bir yük durumu için [38]'de verilen sınırlar içerisinde kalmıştır. Akaç-kaynak terminalleri arasında oluşacak maksimum gerilim giriş geriliminin en yüksek değeri, çıkış gerilimi ve çıkış diyotunun üzerine düşen gerilimin toplamı kadar olmalıdır [9, 11]. Test sonuçlarında elde edilen gerilim değerleri de bu teorik hesaplamayı doğrulamaktadır.

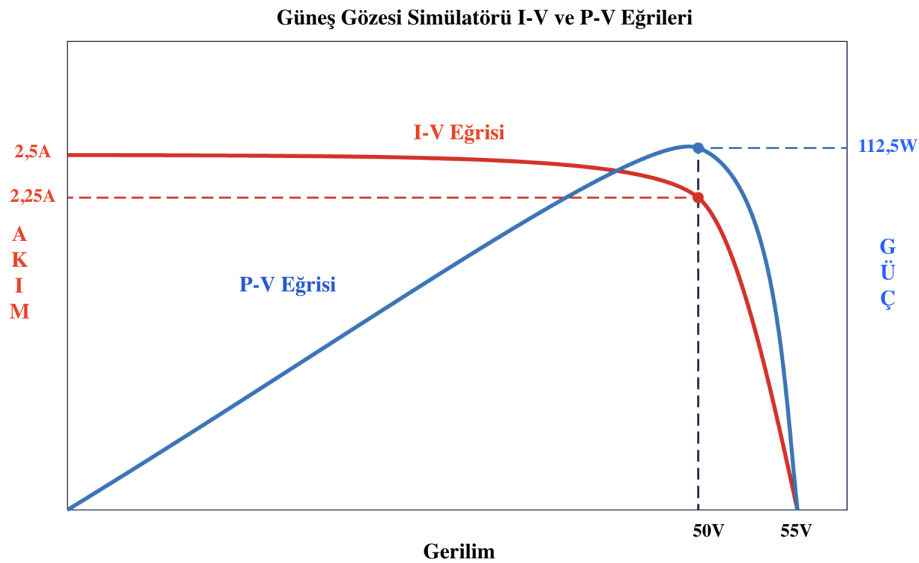
Benzetim sonucunda elde edilen verimler Çizelge 5.1’de verilmiştir. Bu değerleri Çizelge 6.2 ve Çizelge 6.3’de verilen verim değerleriyle kıyasladığımızda ancak 200W çıkış gücü değerinde % 90’ın üstünde verim değerlerine ulaşılabilirdiği görülmüştür. Bu farkın sebebi, gerçek dönüştürücüde kullanılan malzemelerin benzetimde kullanılanlara nazaran idealden daha uzak olmalarıyla açıklanabilir.



6.3. Kapalı Döngü Test Sonuçları

Kapalı döngü testleri; devre bileşenlerinin sağlığının kontrol edilmesi, baskı devre kartının sağlığının kontrol edilmesi, dahili güç kaynaklarının akımının kontrol edilmesi, kapalı döngü verim testleri ve sıcaklık testlerini kapsamaktadır. Tezin bu kısmında pil şarj düzenleyiciye yapılan testlerde elde edilen sonuçlar kayıt altına alınmıştır. Testler Si MOSFET için 100kHz ve 300kHz anahtarlama frekanslarında; GaN FET için ise sadece 300kHz anahtarlama frekansında gerçekleştirilmiştir. Bölümün son kısmında ise sonuçlar karşılaştırmalı olarak yorumlanmıştır.

Dönüştürücüden 100W çıkış gücü elde edilmesi amacıyla güneş gözesi simülatörünün güç üretim eğrileri maksimum güç noktasında, P_{MPP} , 112,5W güç sağlayacak şekilde ayarlanmıştır. Şekil 6.15’de güneş gözesi simülatörünün kısa devre akım, açık devre gerilim ve maksimum güç noktası değerleri verilmiştir.

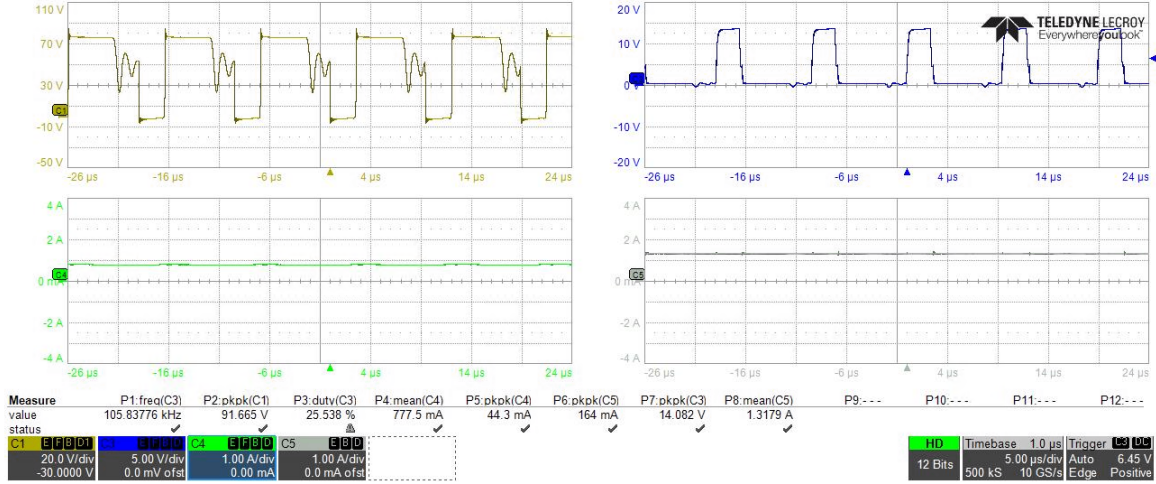


Şekil 6.15 Güneş Gözesi Simülatörü Üretim Eğrileri

6.3.1. 100kHz Anahtarlama Frekansında Si MOSFET Kapalı Döngü Test Sonuçları

Şekil 6.16’da Si MOSFET kullanılan devrenin yüzde 33 yük altında, 33W çıkış gücü, dalga formları gösterilmektedir. Kanal 1’de gösterilen V_{DS} gerilimine bakarak dönüştürücünün

sürekli iletim modunda çalıştığı sonucuna varılmaktadır. Bu yük altında giriş ve çıkış akımındaki dalgalanma miktarının giriş için 50mA, çıkış için ise 160mA'den düşük olarak ölçüldüğü görülmektedir.

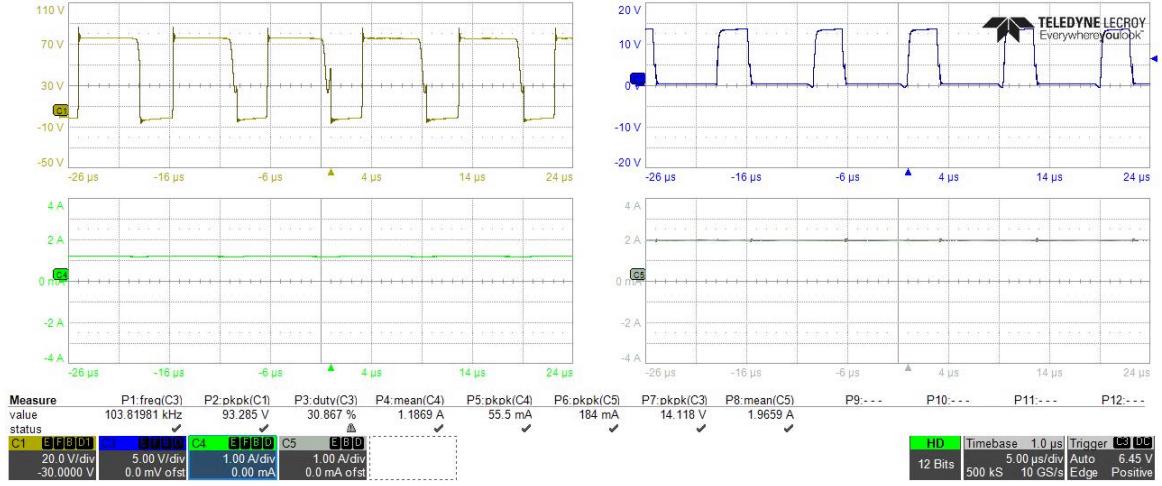


Şekil 6.16 100kHz Anahtarlama Frekansında 33W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları
(Kanal 1: V_{DS} Kanal 3: V_{GS} Kanal 4: I_{IN} Kanal 5: I_{OUT})

Şekil 6.17'de Si MOSFET kullanılan devrenin yüzde 50 yük altında, 50W çıkış gücü, dalga formları gösterilmektedir. Kanal 1'de kaydedilen V_{DS} gerilimine göre dönüştürücünün bu yük miktarında sürekli ve sürekli iletim modunun sınırında çalıştığı görülmektedir. Buna ek olarak giriş ve çıkış akımlarındaki dalgalanmaların bir miktar artış gösterdiği ancak tasarım limitleri içerisinde kaldığı Kanal 4 ve Kanal 5'te verilen dalga formlarından görülmektedir.

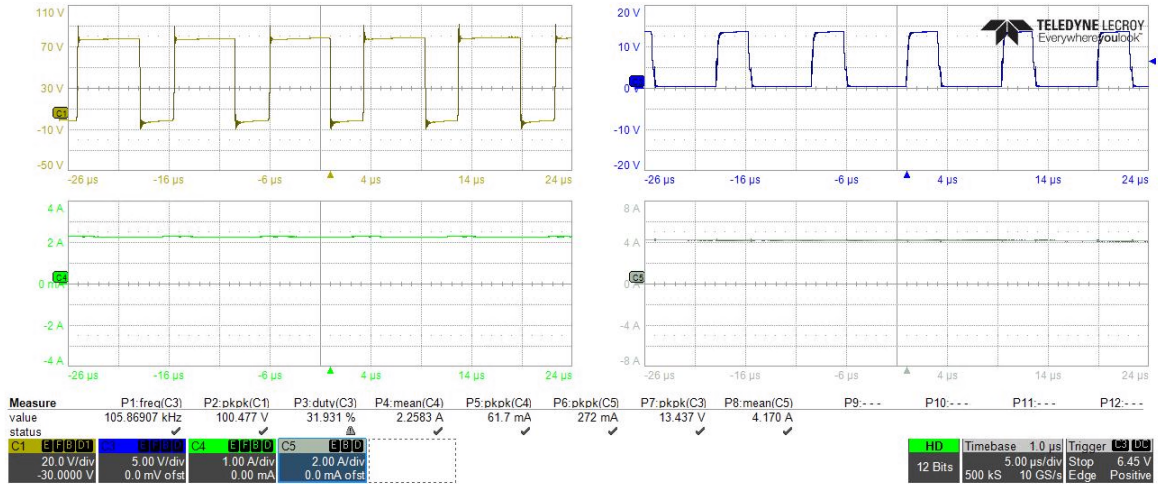
Dönüştürücünün anma değeri olan 100W çıkış gücünde dönüştürücü tam güç altında çalıştırılmış ve dalga formları Şekil 6.18'de kayıt altına alınmıştır. Dönüştürücünün tamamen sürekli iletim moduna geçiş yaptığı akaç-kanal geriliminden görülmektedir. Dalga formlarında Kanal 1'de verilen V_{DS} geriliminde anahtarlama elemanının kapanış anında bir sıçrama yaşandığı görülmektedir. Ancak bu sıçrama kullanılan baskılama devresinin etkisiyle limitler içerisinde tutulmuştur.

Giriş ve çıkış akımları incelendiğinde giriş akımının yaklaşık 60mA; çıkış akımının ise yaklaşık 260mA salınımına sahip olduğu görülmüştür. Bu değer tasarım kriterlerinin üzerinde kalmaktadır.



Şekil 6.17 100kHz Anahtarlama Frekansında 50W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları
(Kanal 1: V_{DS} Kanal 3: V_{GS} Kanal 4: I_{IN} Kanal 5: I_{OUT})

Tüm yükler altında Kanal 3'te verilen kapı sinyalleri incelendiği zaman, tamamında sinyallerin gürültüsüz bir şekilde ve kapı eşik değerini aşacak miktarda gerilimi kapıya aktardığı görülmektedir.



Şekil 6.18 100kHz Anahtarlama Frekansında 100W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları
(Kanal 1: V_{DS} Kanal 3: V_{GS} Kanal 4: I_{IN} Kanal 5: I_{OUT})

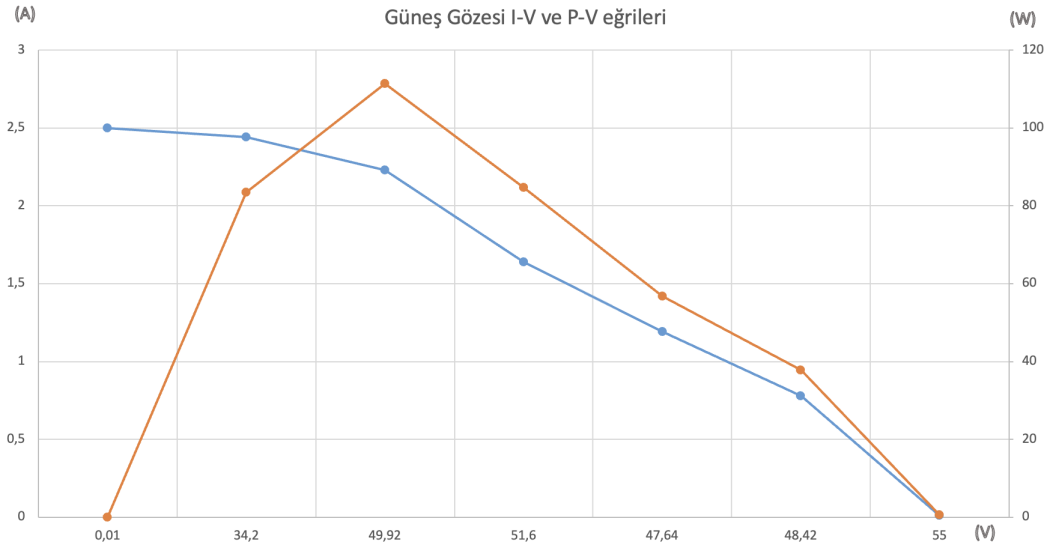
Si MOSFET kullanılan dönüştürücü farklı yükler altında çalıştırılarak verim değerleri kayıt altına alınmıştır. Alınan sonuçlar Çizelge 6.4'de verilmiştir. Elde edilen verim değerlerine göre tam yük altında dönüştürücü veriminin yüzde 90'ın üzerine çıktığı görülmüştür. Bu değer Bölüm 4.'te hesaplanan verim değeriyle paralellik gösterse de teorik değerden ufak bir

sapma mevcuttur. Bu sapmanın nedeni malzemelerin bilgi kağıtlarında verilmiş olan tolerans değerlerine göre hesaplamaların sapmasından kaynaklanmaktadır.

Çizelge 6.4 Si MOSFET 100kHz Anahtarlama Frekansı için Kapalı Döngü Verim Çizelgesi

V _{in} (V)	I _{in} (A)	P _{in} (W)	V _{out} (V)	I _{out} (A)	P _{out} (W)	Verim (%)
48,42	0,78	37,77	26,00	1,28	33,15	87,77
47,64	1,19	56,69	26,00	1,94	50,44	88,97
51,60	1,64	84,62	26,00	2,89	75,14	88,79
49,92	2,23	111,32	26,00	3,86	100,36	90,15
34,20	2,44	83,45	26,00	2,86	74,36	89,10

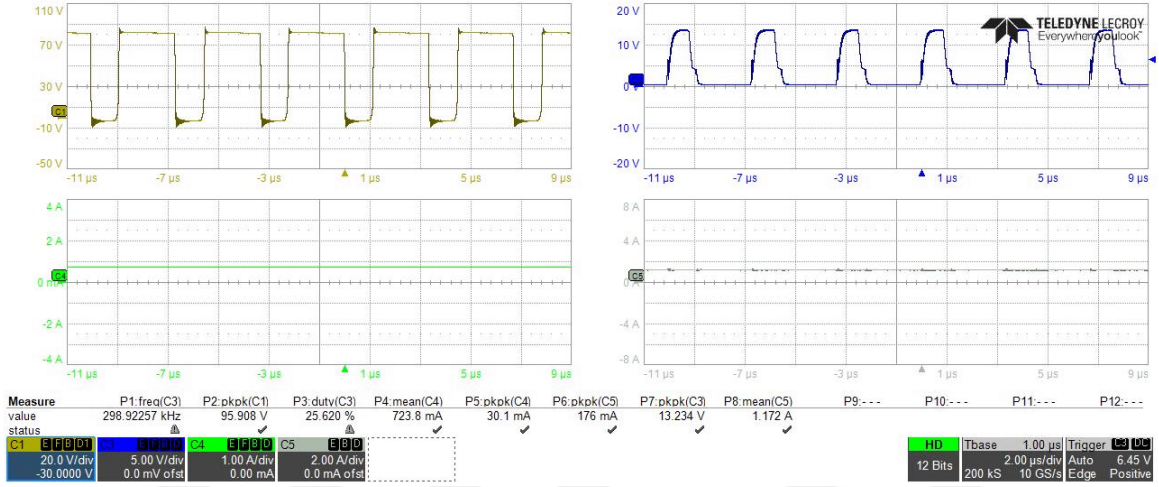
Çizelge 6.4’de kaydedilen giriş akımı, giriş gerilimi ve giriş gücü yardımcı bir program yardımıyla grafiğe dökülerek güneş gözesinin I-V ve P-V eğrileri elde edilmiştir. Dönüştürücünün sabit pil gerilimi altında, anahtarlama elemanına farklı çalışma oranları uygulanması durumunda güneş gözesi eğrisinin farklı güç noktalarında çalışabildiği doğrulanmıştır. Şekil 6.19’da 100kHz anahtarlama frekansında Si MOSFET kullanılan dönüştürücünün güneş gözesi üretiminden faydalanma miktarları gösterilmiştir.



Şekil 6.19 Si MOSFET 100kHz Anahtarlama Frekansında I-V ve P-V Eğrileri

6.3.2. 300kHz Anahtarlama Frekansında Si MOSFET Kapalı Döngü Test Sonuçları

Si MOSFET kullanılan SEPİC tipi dönüştürücü, kontrolcünün R_T ve C_T değerlerinde revizyonlar yapılarak 300kHz anahtarlama frekansına çıkarılmıştır. Anahtarlama frekansı yükseltileen dönüştürücü ilk olarak yüzde 33 yük altında çalıştırılmıştır. Elde edilen dalga formları Şekil 6.20’de kayıt altına alınmıştır.

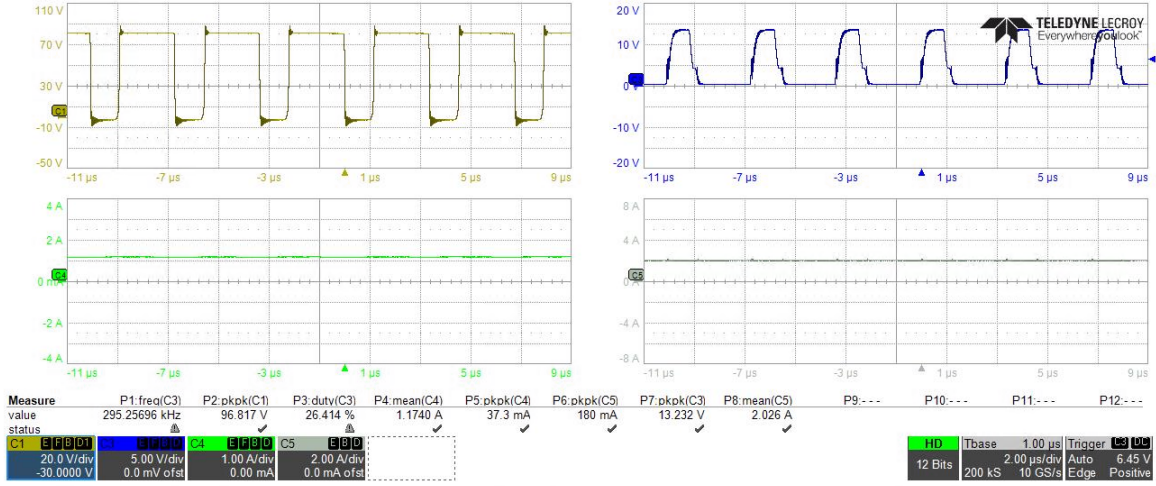


Şekil 6.20 300kHz Anahtarlama Frekansında 33W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları
(Kanal 1: V_{DS} Kanal 3: V_{GS} Kanal 4: I_{IN} Kanal 5: I_{OUT})

Şekil 6.20’de görüleceği üzere aynı yük miktarında 100kHz’de süreksiz iletim modunda çalışan dönüştürücü 300kHz’de sürekli iletim modunda çalışmaktadır. Bu durum giriş akımındaki salınıminin azaltılmasının önünü açmıştır. Kanal 4’te görüleceği üzere akım salınımları 40mA’ın altına düşmüştür. Akımın etkisinin yanı sıra, frekansın yükseltilmesinin MOSFET’in açıldığı durumda V_{DS} geriliminde salınıma neden olduğu gözlemlenmiştir.

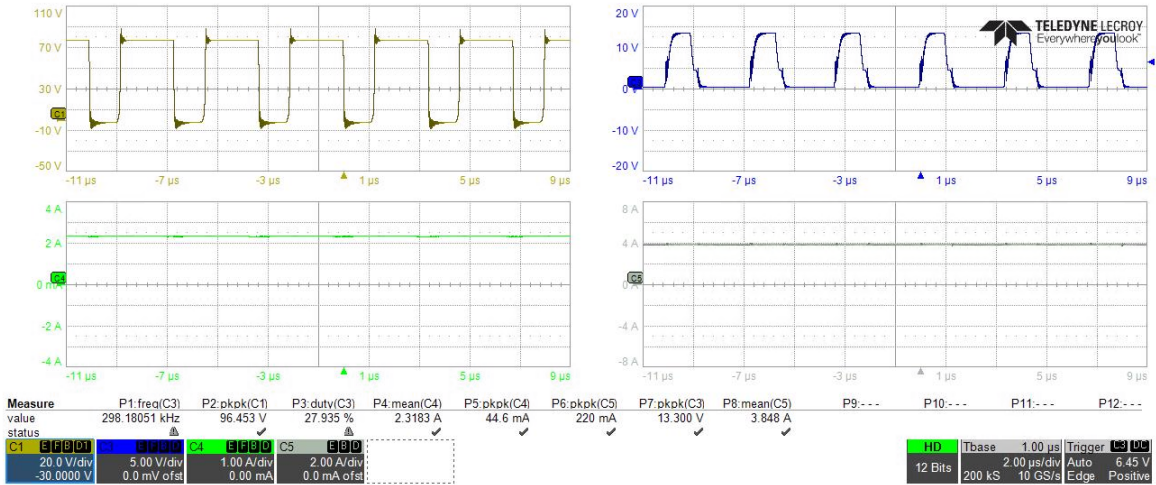
300kHz testlerinin ikinci kısmında dönüştürücü yüzde 50 yük altında çalıştırılmıştır. Elde edilen dalga formu Şekil 6.21’de gösterilmiştir. Dönüştürücünün çalışma yapısı yüzde 33 yük altındakiyle paralellik göstermektedir. Güç miktarı artsa da akım salınımlarının 100kHz’de görülen kadar yükselmemesi sistemin filtre elemanlarının frekans yükseldikçe daha düzgün çalıştığını göstermektedir.

Dönüştürücü son olarak tam yük olan 100W çıkış gücü sağlayacak şekilde çalıştırılmıştır. Elde edilen dalga formları Şekil 6.22’de gösterilmiştir. Birinci kanalda görüleceği üzere



Şekil 6.21 300kHz Anahtarlama Frekansında 50W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları
(Kanal 1: V_{DS} Kanal 3: V_{GS} Kanal 4: I_{IN} Kanal 5: I_{OUT})

anahtarlama elemanının hem açılış hem de kapanış durumlarında V_{DS} geriliminde salınımlar görülmektedir. Bu salınımlar her ne kadar MOSFET üzerinde stres yaratsa da anma değerleri içerisinde kaldığı için kabul edilebilir seviyede olarak yorumlanmıştır. Buna ek olarak Kanal 4 ve Kanal 5'te giriş akımında 44mA ve çıkış akımında 220mA salınım görülmektedir. Bu akım salınım değerleri 100kHz anahtarlama frekansı durumunun aksine tasarım kriterleri içerisinde yer almaktadır.



Şekil 6.22 300kHz Anahtarlama Frekansında 100W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları
(Kanal 1: V_{DS} Kanal 3: V_{GS} Kanal 4: I_{IN} Kanal 5: I_{OUT})

Kapı sinyalleri her üç yük durumu altında incelendiğinde de açılış ve kapanış kısımlarında

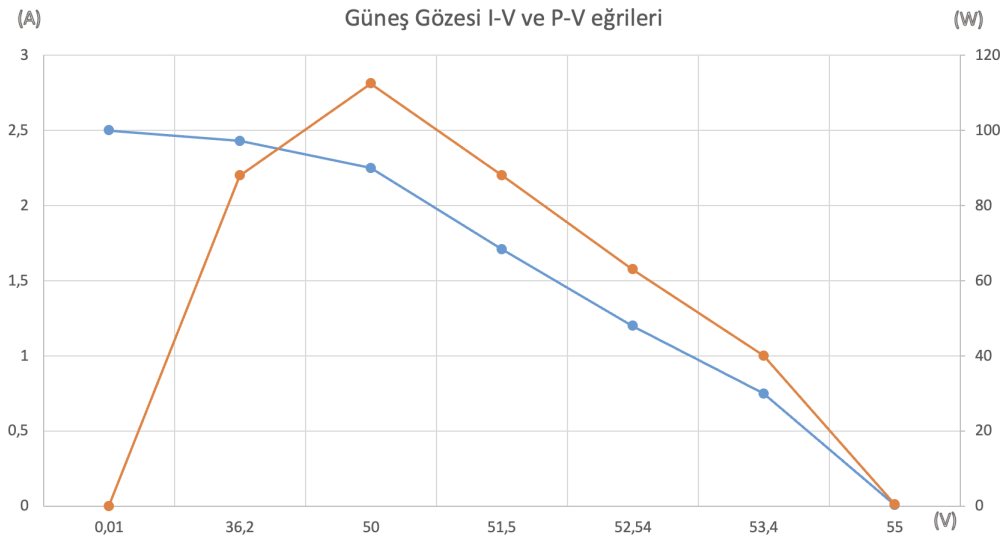
ufak bozulmalar olduğu görülmektedir. Bu durum miller etkisi adı verilen fiziksel olgunun yüksek frekanslarda daha etkili olmasından kaynaklanmaktadır. Dalga formlarında görülen bu bozulmalar, sistem çalışma performansında herhangi bir olumsuz etki yaratmamaktadır.

Pil şarj düzenleyici farklı yük değerleri altında çalıştırılmış ve elde edilen verim değerleri Çizelge 6.5’de kayıt altına alınmıştır. Sistem veriminin frekansın artmasıyla düşüş yaşadığı ve tasarım kriterlerinin altında kaldığı görülmüştür. Bu durum Bölüm 4.’de gerçekleştirilen güç kaybı analizindeki teorik hesaplamalarla paralellik göstermektedir.

Çizelge 6.5 Si MOSFET 300kHz Anahtarlama Frekansı için Kapalı Döngü Verim Çizelgesi

V _{in} (V)	I _{in} (A)	P _{in} (W)	V _{out} (V)	I _{out} (A)	P _{out} (W)	Verim (%)
53,40	0,75	40,05	26,00	1,30	33,80	84,39
52,54	1,20	63,05	26,00	2,13	55,38	87,84
51,50	1,71	88,07	26,00	2,98	77,48	87,98
50,00	2,25	112,50	26,00	3,86	100,36	89,20
36,20	2,43	97,97	26,00	2,95	76,70	87,19

Şekil 6.23’de 300kHz anahtarlama frekansında Si MOSFET kullanılan dönüştürücünün güneş gözesi üretiminden faydalanma miktarları gösterilmiştir.

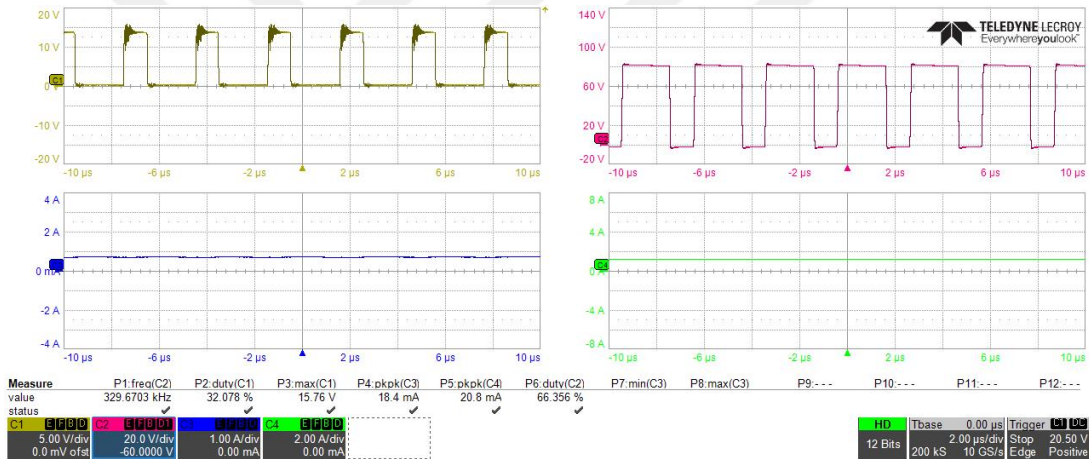


Şekil 6.23 Si MOSFET 300kHz Anahtarlama Frekansında I-V ve P-V Eğrileri

6.3.3. GaN FET Kapalı Döngü Test Sonuçları

Si MOSFET kullanılan pil şarj düzenleyicinin testlerinin tamamlanmasının ardından MOSFET'in kontrolcüyle bağlantısı kesilerek sistemden izole edilmiştir. GaN FET'in kontrolcü ve kapı sürücüsü bağlantıları gerçekleştirilerek devreye alınmıştır. Anahtarlama elemanı olarak GaN FET kullanılan dönüştürücü Si MOSFET'e benzer olarak 3 farklı yük altında testlere tabi tutulmuş ve dalga formları kayıt altına alınmıştır.

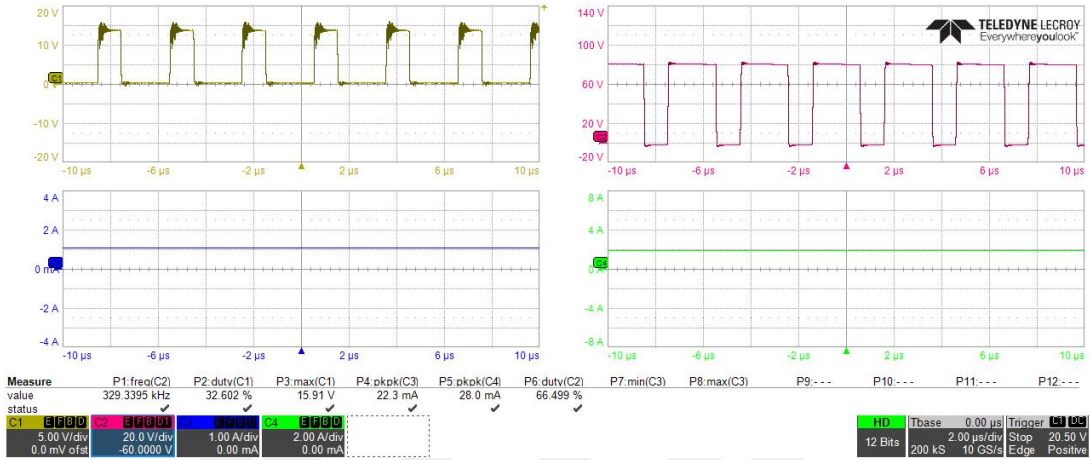
Şekil 6.24'de 33W yük altında çalışan pil şarj düzenleyicinin dalga formları kayıt altına alınmıştır. Kanal 1'de kontrolcünün çıkış sinyali, Kanal 2'de akaç-kaynak gerilimi , Kanal 3'te giriş akımı ve Kanal 4'te çıkış akımı gösterilmektedir.



Şekil 6.24 GaN FET 300kHz Anahtarlama Frekansında 33W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları
(Kanal 1: $V_{kontrol}$ Kanal 2: V_{DS} Kanal 3: I_{IN} Kanal 4: I_{OUT})

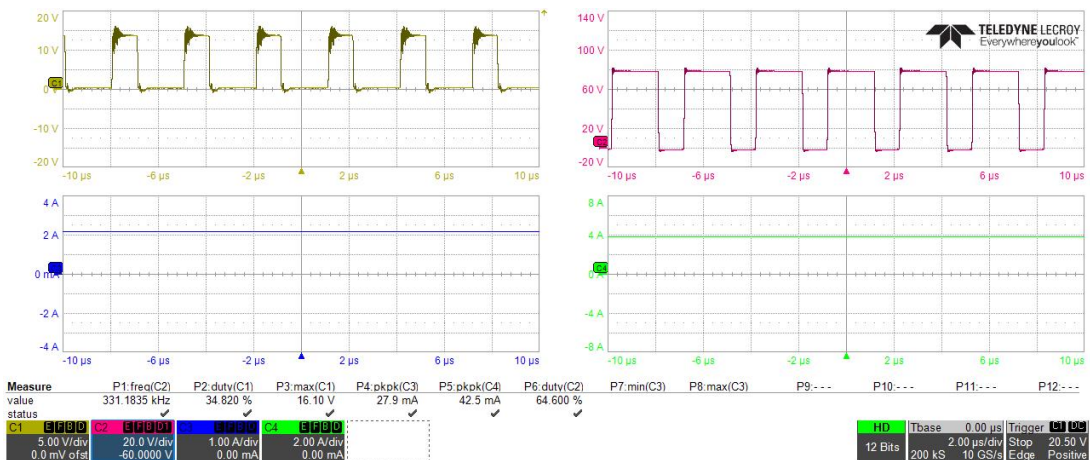
V_{DS} gerilimi dönüştürücünün bu yük altında sürekli iletim modunda çalıştığını göstermektedir. Buna ek olarak anahtarlama elemanının açılış ve kapanış durumlarında V_{DS} gerilimindeki salınımların Si MOSFET'e nazaran daha düşük olduğu gözlemlenmiştir. Kontrol sinyalinde açılış anında yüksek derecede salınım olduğu kaydedilmiştir. Bu salınım GaN FET'in sahip olduğu düşük kapı kapasitansından kaynaklı olabileceği gibi sinyallerin izlediği yolların gürültüye duyarlılığı ile de ilintilendirilebilir. Giriş ve çıkış akımlarındaki salınım miktarının yaklaşık 20mA olduğu görülmüştür. Bu salınım miktarı, Si MOSFET'in çalıştığı her iki çalışma frekansından da düşük olarak kaydedilmiştir.

GaN FET kullanılan pil şarj düzenleyicinin yüzde 50, 50W, çıkış yükü altındaki test sonuçları Şekil 6.25’de gösterilmiştir. 33W altında V_{DS} geriliminde görülmeyen salınım, 50W yük altında oluşmaya başlamıştır. Buna ek olarak, giriş ve çıkış akımlarındaki dalgalanma artış gösterse de her iki akım için de 40mA’in altında kalmıştır.



Şekil 6.25 GaN FET 300kHz Anahtarlama Frekansında 50W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları
(Kanal 1: $V_{kontrol}$ Kanal 2: V_{DS} Kanal 3: I_{IN} Kanal 4: I_{OUT})

Dönüştürücü son olarak tam yük olan 100W altında çalıştırılmıştır. Elde edilen dalga formları Şekil 6.26’da gösterilmiştir. Bu yük miktarı altında V_{DS} geriliminde açılış ve kapanış durumlarında salınım miktarında artış gözlemlense de salınımın benzer yük miktarında çalışan Si MOSFET kadar fazla olmadığı gözlemlenmiştir.



Şekil 6.26 GaN FET 300kHz Anahtarlama Frekansında 100W Çıkış Gücü Altında Dalga Formları
(Kanal 1: $V_{kontrol}$ Kanal 2: V_{DS} Kanal 3: I_{IN} Kanal 4: I_{OUT})

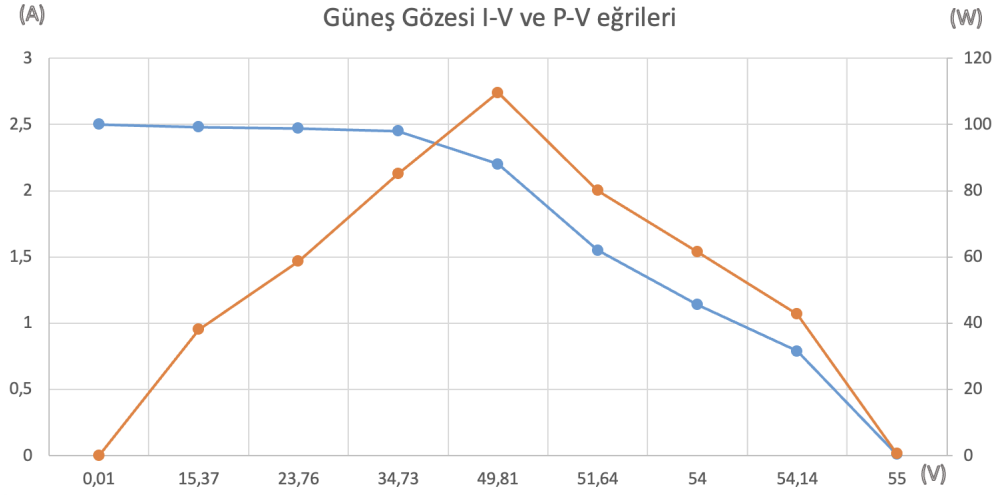
Kontrol sinyalinde düşük yük altında görülen gürültü, tam yük operasyonunda da gözlemlenmiştir. Akım salınım miktarları göz önüne alındığında; giriş akımında yaklaşık 30mA ve çıkış akımında yaklaşık 45mA salınım olduğu görülmüştür. Kaydedilen bu değerler Bölüm 4.'da belirlenen tasarım kriterlerinin altında olarak kaydedilmiştir.

Dönüştürücü son olarak farklı yükler altında çalıştırılmış ve sistem verimi kayıt altına alınmıştır. Elde edilen sistem verimleri Çizelge 6.6'da gösterilmiştir. Tam yük altında hesaplanan verimin Bölüm 4.'te teorik olarak hesaplanan verim değeriyle paralellik gösterdiği görülmüştür. Buna ek olarak, GaN FET'in tam yük altındaki sistem veriminin Si MOSFET'in çalıştığı her iki anahtarlama frekansındaki veriminden de daha yüksek olduğu gözlemlenmiştir.

Çizelge 6.6 GaN FET 300kHz Kapalı Döngü Verim Çizelgesi

V_{in} (V)	I_{in}(A)	P_{in} (W)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	Verim (%)
54,14	0,79	42,77	26,00	1,33	34,58	80,84
54,00	1,14	61,56	26,00	1,95	50,70	82,36
51,64	1,55	80,04	26,00	2,51	65,26	81,53
49,81	2,20	109,58	26,00	3,87	100,62	91,82
34,73	2,45	85,08	26,00	2,52	65,52	77,00
23,76	2,47	58,69	26,00	1,93	50,18	85,50
15,37	2,48	38,12	26,00	1,30	33,80	88,67

GaN FET kullanılan pil şarj düzenleyicinin güneş gözesi I-V ve P-V eğrilerinde çalıştığı noktalar Şekil 6.27'de gösterilmiştir.



Şekil 6.27 GaN FET 300kHz Anahtarlama Frekansında I-V ve P-V Eğrileri

6.3.4. Pil Şarj Düzenleyici Çalışma Modlarının İncelenmesi

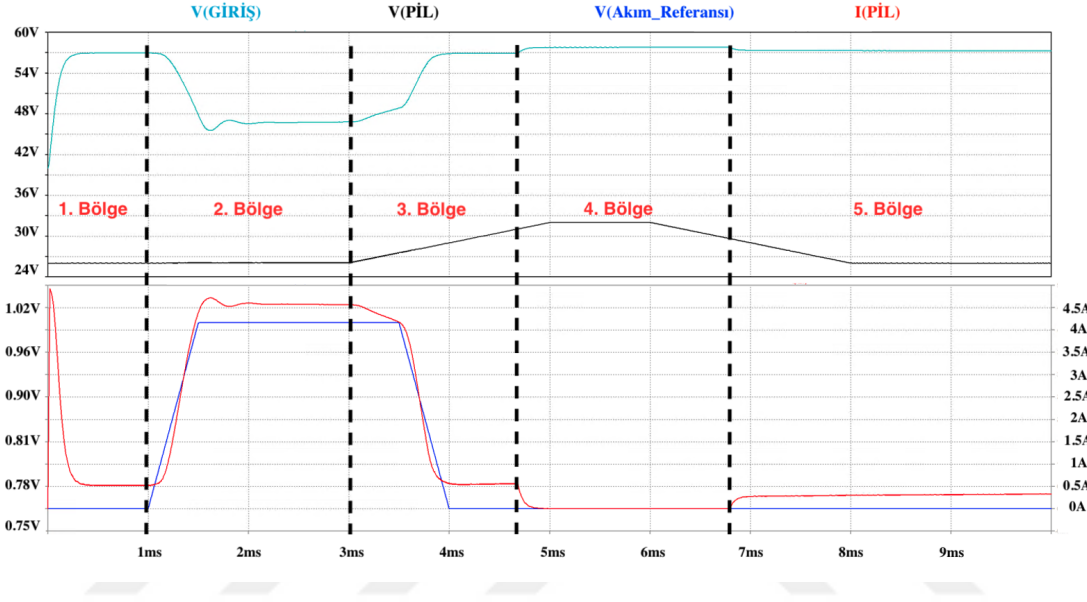
Bölüm 5.'de anlatıldığı üzere pil şarj düzenleyici iki farklı modda çalışabilmektedir. Bunlar sabit akım ve sabit gerilim modlarıdır. Pil şarj düzenleyici sabit akım modunda, kontrol algoritması tarafından üretilen akım referansına göre sabit akımla pil şarjı gerçekleştirir. Akım referansında meydana gelen anlık değişimlere hızlı tepkiler verir ve düşük akım salınımlarıyla pilin şarj olmasını sağlar. Sabit gerilim modunda ise dönüştürücü şarj sonu gerilimine ulaşan pilin aşırı şarj olmasını önlemek amacıyla güneş panellerinden sağlanan akımı azaltır ve kontrollü bir şekilde anahtarlama elemanını kapatır.

Şekil 6.28'de dönüştürücünün benzetim sonuçlarına göre elde edilen çalışma modları gösterilmiştir. Operasyon bölgelerindeki çalışma modları Bölüm 5.'te detaylandırılmıştır. Pil şarj düzenleyicinin çalışma modlarını test etmek amacıyla dönüştürücü benzer senaryoda çalıştırılmıştır. Test sonucunda elde edilen dalga formları Şekil 6.29'da gösterilmiştir.

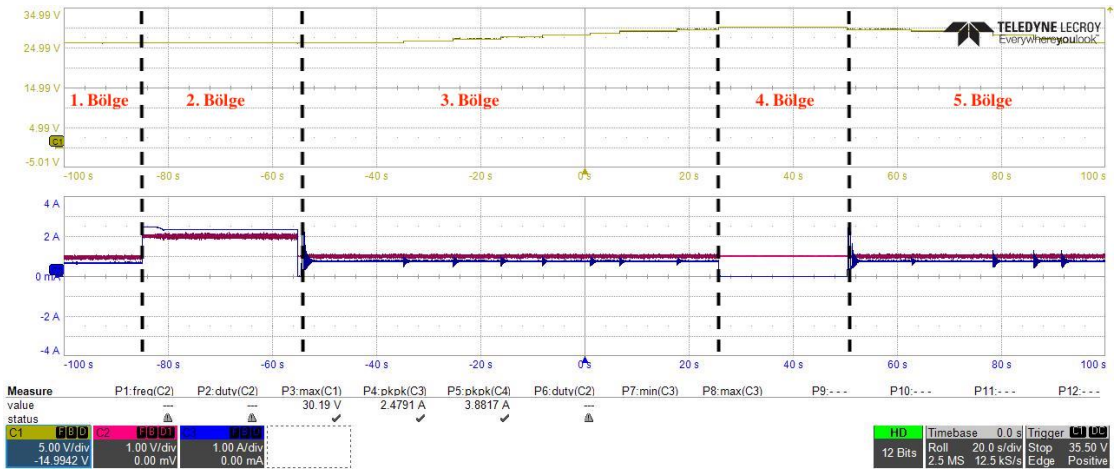
Pil şarj düzenleyici, birinci bölgede sabit akım ile pili şarj etmektedir. Dönüştürücü yaklaşık olarak 33W çıkış gücü sağlamaktadır. İkinci bölgenin hemen başında akım referansı artırılmıştır. Artan akım referansına göre pil şarj akımı artmış ve pil şarjı devam etmiştir. Akım referansının artmasıyla dönüştürücü 100W çıkış gücünü pile aktarmaya

başlamıştır. Dönüştürücünün akım referansı değişimine tepkisinin salınımsız ve hızlı olduğu gözlemlenmiştir.

Beşinci bölgede pilin şarj sonu geriliminin altına deşarj olduğu durumda dönüştürücünün pilin ihtiyacı olan akımı sabit akım modunda tekrar iletmeye başladığı görülmüştür.



Şekil 6.28 PİL Şarj Düzenleyici Devresinin Çalışma Modları Benzetim Sonuçları



Şekil 6.29 PİL Şarj Düzenleyici Devresinin Çalışma Modları Test Sonuçları
(Kanal 1: V_{pil} Kanal 2: I_{ref} Kanal 3: I_{cik1s})

6.3.5. Kapalı Döngü Test Sonuçlarının Değerlendirilmesi

Tezin bu kısmında, kapalı döngü testlerinde elde edilen sonuçlar teorik hesaplamalar ve benzer literatür çalışmalarıyla karşılaştırılmıştır. Kapalı döngü testlerinin değerlendirme sonuçları aşağıda açıklanmıştır.

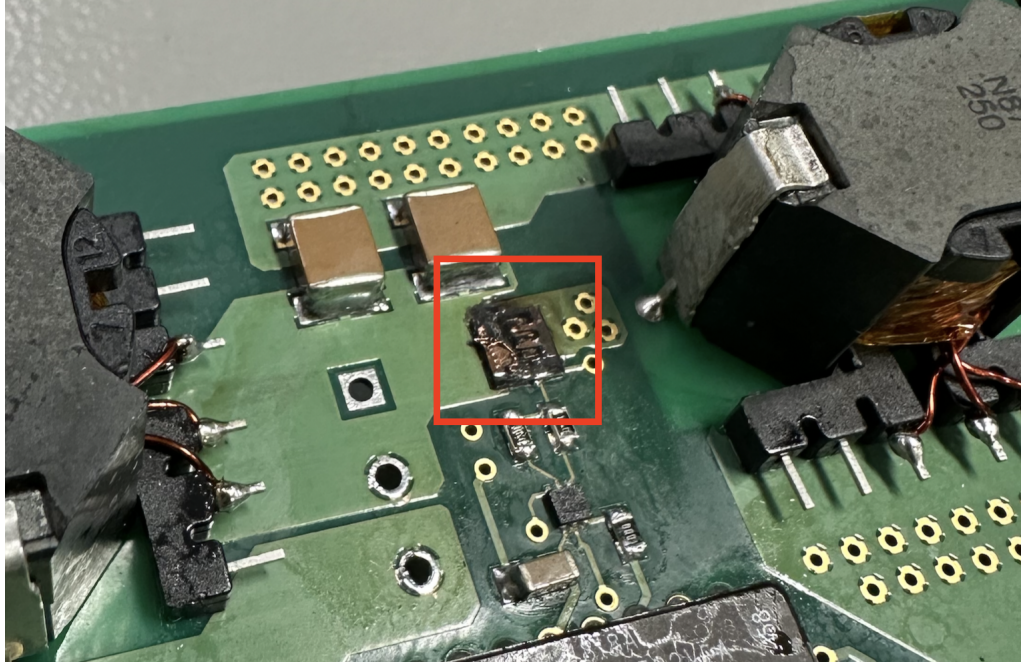
Kapalı döngü testlerinde elde edilen sonuçlar, SEPİC tipi pil şarj dönüştürücü devresinin hem indiren hem de yükselten modda çalışabildiğini göstermiştir. Bu bulgu Jorgensen'in SEPİC tipi dönüştürücünün güneş panelinden beslenen pil sistemleri için uygun bir dönüştürücü olduğu tezini desteklemektedir [11].

SEPİC dönüştürücüde anahtarlama elemanının alçak gerilim tarafından sürülmesi, harici bir sürücü devresi olmadan sürülebilmesinin önünü açmıştır. Ancak GaN FET'in sahip olduğu düşük kapı kapasitansı kapı sinyali EMI etkilerine açık hale getirmektedir [24]. Bu yüzden GaN FET sürülürken harici bir sürücü entegresine ihtiyaç duyulmuştur. Harici sürücü entegresi kullanılması GaN FET'in küçük ayakzine sahip olması avantajını azaltmıştır.

Silisyum MOSFET ve GaN FET'in karşılaştırıldığı benzer literatür çalışmalarında da bahsedildiği gibi, GaN FET'in sahip olduğu düşük kapı-akaç direnci sayesinde açılış ve kapanış süreleri Si MOSFET'e nazaran düşüktür. Transistörün açılış ve kapanış sürelerinin düşük olması, anahtarlama kayıplarının GaN FET için daha düşük olmasına neden olur [21, 23, 26, 32]. Kapalı döngü test sonuçlarında, aynı anahtarlama frekansında Si MOSFET'in GaN FET'e oranla daha yüksek anahtarlama kayıplarına neden olduğu ve veriminin daha düşük olduğu gözlemlenmiştir. Bu bakımdan elde edilen test sonuçlarının literatür çalışmalarıyla tutarlı olduğu kaydedilmiştir.

Literatür çalışmalarında, geniş bant aralığına sahip materyallerin ısı iletkenliğinin daha fazla olduğu; bu sayede yüksek güçlerde ısı kararlılığının daha yüksek olduğu belirtilmiştir [23]. Kapalı döngü testlerinde, Si MOSFET ve GaN FET'in ısı dayanımını test etmek amacıyla her iki anahtarlama elemanı da ısı alıcı veya fan kullanılmadan tam yük altında testlere tabi tutulmuştur. Test sonucunda Si MOSFET'in sahip olduğu paket yapısından dolayı tam yüke daha uzun süre dayandığı görülmüştür. GaN FET ise bir süre sonra yanarak başarısız

olmuştur. GaN FET'in ısısal açıdan başarısız olduğu durumda gördüğü hasar Şekil 6.30'da gösterilmiştir. Testler sonucunda yapılan araştırmalarda, GaN FET'in başarısız olmasının bir diğer nedeni olarak akaç-kaynak anma geriliminin Si MOSFET'e nazaran daha düşük olması ihtimali düşünülmüştür. Akaç-kaynak geriliminin anma değerinin düşük olması, anahtarlama noktasındaki salınımlar göz önüne alındığında uzun vadeli olarak alan etkili transistörlere zarar verebilme potansiyeline sahiptirler.



Şekil 6.30 Isıl Testte Başarısız Olan GaN FET'in Gösterimi

Pil şarj düzenleyici sabit akım ve sabit gerilim modlarını başarılı bir şekilde yerine getirmiştir. Dönüştürücüye verilen akım referansında yaşanan değişimlere pil şarj düzenleyicinin hızlı ve tutarlı tepkiler verildiği gözlemlenmiştir. Pilin, 30V olan şarj sonu gerilimine kadar şarj edildiği durumda güneş panellerinden pile sağlanan şarj akımının kesildiği; pilin şarj sonu geriliminden çıktığı durumda ise sabit gerilim moduna döndüğü kayıt edilmiştir.

Güç dönüştürücülerinin giriş ve çıkış akımlarında mümkün olduğunca az miktarda salınım görülmesi istenir. Akım salınımını düşürmenin yolu ise filtre elemanlarını doğru boyutlandırmaktan geçer. Yüksek frekanslarda çalışan devrelerde, filtre elemanları küçültülebildiği için devrenin güç yoğunluğu artırılabilir. Aynı zamanda daha küçük

filtreleme elemanları kullanılarak giriş ve çıkış akımındaki dalgalanma miktarı azaltılabilir [29]. Galyum nitritin elektron mobilitesinin silisyuma oranla daha yüksek olması, GaN FET'i yüksek frekanslar için daha uygun bir anahtarlama elemanı haline getirir. Test sonuçlarından elde edilen veriler incelendiğinde, 300kHz anahtarlama frekansında giriş ve çıkış akımlarında görülen dalgalanmanın 100kHz anahtarlama frekansında görülen dalgalanmadan daha düşük olduğu görülmüştür.

SEPIC tipi dönüştürücü tasarımında akış-kaynak geriliminin anma değeri olarak giriş ve çıkış geriliminin toplamı kadar olacağı görülmüş ve anahtarlama elemanları bu değer esas alınarak boyutlandırılmıştır. Test sonuçlarında elde edilen V_{DS} gerilimlerinin tüm yük durumları altında bu değerleri geçmediği görülmüştür. Anahtarlama noktasındaki anlık gerilim değişimlerinde V_{DS} geriliminde meydana gelmesi beklenen salınımların DCR bastırıcı devre sayesinde engellendiği görülmüştür.

7. SONUÇLAR VE GELECEK ÇALIŞMALAR

Bu tez çalışmasında, anahtarlama elemanı olarak silisyum tabanlı MOSFET ve galyum nitrit yüksek elektron hareketliliğine sahip transistör kullanılan, 100W çıkış gücüne sahip, giriş geriliminin 45-60V arasında çıkış geriliminin ise 26V olduğu bir pil şarj düzenleyici tasarlanmıştır. Tasarlanan pil şarj dönüştürücüde SEPİC tipi dönüştürücü topolojisi kullanılmış olup, dönüştürücülerin her iki anahtarlama elemanı için de tam yük altında en az % 90 verim ile çalışması amaçlanmıştır. Pil şarj düzenleyici sabit akım ve sabit gerilim modlarında çalışarak pilin sağlıklı bir şekilde beslenmesini sağlamaktadır. Tezin amaçlarından biri SEPİC tipi dönüştürücünün diğer DA-DA tipi dönüştürücülere göre pil şarj uygulamaları için daha iyi bir seçenek olduğunu göstermektir. Tezin bir diğer amacı ise günümüz güç elektroniği uygulamalarında kullanımı her geçen gün artan GaN FET'in, Si MOSFET'e göre avantaj ve dezavantajlarının test ortamında incelenmesidir.

Tez kapsamında iki adet açık döngü ve bir adet kapalı döngü pil şarj düzenleyici kartı tasarımı yapılmıştır. Tasarımı yapılan kartlar farklı operasyon modlarında testlere sokulmuş ve sonuçlar kaydedilerek benzer literatür çalışmalarıyla karşılaştırılmıştır. Tasarlanan pil şarj dönüştürücülerde SEPİC tipi dönüştürücü topolojisine ek olarak yumuşak başlangıç devresi, LDO devresi ve kontrol döngüsü devrelerinin tasarımları yapılmıştır. Baskı devre tasarımında güç ve sinyal topraklarının birbirinden ayrılması ve sinyallerde gürültünün minimize edilmesi konularında önlemler alınmıştır.

Tasarımda SEPİC tipi dönüştürücü kullanılması bazı avantaj ve dezavantajları beraberinde getirmiştir. SEPİC topolojisinin hem indiren hem yükselten özelliğinin olması, güneş gözesi I-V eğrisi üzerindeki her noktada çalışma imkanı sağlamıştır. Buna ek olarak, anahtarlama elemanının alçak gerilim tarafından sürülmesi harici bir sürücü devresi kullanılmadan anahtarlamanın yapılabilmesini sağlamıştır. Dönüştürücü topolojisinde yer alan akuple kapasitör ve çıkış diyotu giriş-çıkış arasında izolasyon sağlanmasının önünü açmıştır. Özellikle çıkış diyotu pil sistemlerinde pilin geriye kontrolsüz akım basmasını önlemek adına

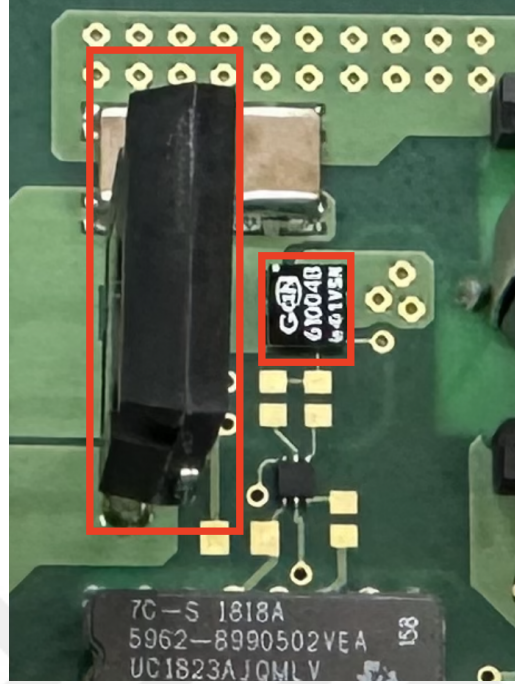
kritik bir rol oynamaktadır. Yapılan açık ve kapalı döngü testlerinde dönüştürücü elemanları üzerindeki stresin minimal seviyede olduğu gözlemlenmiştir.

Bu avantajlarının yanı sıra SEPİC dönüştürücünün indiren, yükselten ve indiren-yükselten dönüştürücülerden farklı olarak bir endüktör ve bir kapasitör içermesi dönüştürücüyü diğerlerine oranla daha karmaşık hale getirmiştir. Özellikle yapısında iki endüktör bulundurması dönüştürücüyü EMI-EMC açısından dezavantajlı konuma getirmektedir. Test sonuçlarında elde edilen verilere göre çıkış gücü arttıkça çıkış akımındaki salınımın arttığı gözlemlenmiştir. Bu bakımdan SEPİC tipi dönüştürücü seçiminin orta ve düşük güç uygulamaları için avantajlı bir topoloji seçimi olacağı sonucuna varılabilir.

Anahtarlama elemanı olarak Si MOSFET ve GaN FET kullanılan devrelerin açık döngü ve kapalı döngü testleri başarılı bir şekilde sonuçlanmıştır. Ancak her iki anahtarlama elemanının da birbirlerine göre avantaj ve dezavantajlarının olduğu görülmüştür. GaN FET'in sahip olduğu düşük iletim direnci, Si MOSFET'e nazaran iletim kayıplarının neredeyse 3 katı daha az olmasını sağlamıştır. GaN FET'in kapı-kaynak yükünün Si MOSFET'e nazaran düşük olması, anahtarın iletime geçiş ve iletimden çıkış sürelerini düşürmüştür. Bu durum GaN FET'in anahtarlama kayıplarının aynı anahtarlama frekansında Si MOSFET'in anahtarlama kayıplarına göre düşük olmasını sağlamıştır. Bu kayıpların toplamının GaN FET için düşük olması sistem veriminin daha düşük olmasını sağlamıştır. Elde edilen test sonuçları bu durumu desteklemektedir.

GaN FET'in bir başka avantajı ise MOSFET'e nazaran daha düşük ayakizine sahip olmasıdır. Bu sayede devre boyutlarının küçültülmesine ve karttaki güç yoğunluğunun artırılmasına katkı sağlamaktadır. GaN FET'in paket yapısı ayrıca kapı sinyalindeki endüktansın olabildiğince az olmasını sağlamaktadır. MOSFET'in pinlerinde oluşan endüktif etki kapı sinyalinin kalitesini olumsuz etkilemektedir. IRFP260NPBF ve GS61004B-MR anahtarlama elemanlarının pil şarj düzenleyici üzerinde kapladıkları alan Şekil 7.1'de karşılaştırılmıştır.

Si MOSFET'in paketi her ne kadar yukarıda anlatılan dezavantajlara sahip olsa da ısı atımını kolaylaştıran yöntemlerin uygulanması açısından avantaj sağlar. Örneğin ısı alıcı kullanımı veya metal yüzeye baskı yapılarak ısı atımı Si MOSFET için daha kolaydır.



Şekil 7.1 Si MOSFET ve GaN FET'in Ayakizlerinin Karşılaştırılması

MOSFET'in bir başka avantajı ise kapı harici kapı sürücü entegresine ihtiyaç duymadan doğrudan kontrolcünden beslenerek sürülebilmesidir.

GaN FET, Si MOSFET'e kıyasla daha düşük kapı eşik değerine sahip olduğu için, gürültüden kaynaklı hatalı ilettime geçmeye daha yatkındır. Bu durum da anahtarlama frekansının bozulmasına ve hatta GaN FET'in aşırı ısınmadan dolayı yanmasına neden olabilmektedir. Bu yüzden kapı tasarımında gürültünün en aza indirilmesi tasarım açısından önem arz etmektedir.

Pil şarj düzenleyicisi tasarımında en zorlayıcı tasarım kriterlerinden birisi kartlarda ısı kararlılığın sağlanması olmuştur. 100W çıkış gücünde ve 300kHz anahtarlama frekansında sürülen güç dönüştürücü, anahtarlama elemanlarının testler esnasında aşırı ısınmasına neden olmuştur. Endüstriyel güç elektroniği uygulamalarında, anahtarlama elemanları üzerindeki ısıyı atmak için ısı alıcı, metal yüzeyle temas veya fan gibi yöntemler kullanılmaktadır. Tez kapsamında özellikle daha küçük pakete sahip olan GaN FET yüksek sıcaklıklara kadar çıkmıştır. Bu durumu önlemek adına Si MOSFET uygulamasında ısı alıcı; GaN FET uygulamasında ise fan soğutma amacıyla kullanılmıştır. Isıl sorunların

çözümüne yönelik ilerleyen çalışmalarda anahtarlama elemanlarının paralel kullanılmasıyla malzemeler üzerindeki stres seviyelerinin azaltılması planlanmaktadır. Buna ek olarak, pil şarj düzenleyicinin çalışacağı sisteme bağlı olarak kutu tasarımının yapılması ve ısınma sorununun kutu metal yüzeyinden faydalanılarak atılması da başka bir çözüm olarak denenecektir.

Tez kapsamında tasarlanan pil şarj düzenleyicinin tasarım kriterleri, malzeme seçimi ve kayıp analizi yapılmıştır. Tasarlanan devrenin bilgisayar ortamında benzetimleri gerçekleştirilerek teorik hesaplamalar doğrulanmıştır. Teorik hesaplamalar ve benzetim sonuçlarından elde edilen bilgiler ışığında pil şarj düzenleyici kartı gerçekleştirilmiştir. Si MOSFET kullanılan dönüştürücünün 100kHz anahtarlama frekansında; GaN FET kullanılan dönüştürücünün ise 300kHz anahtarlama frekansında % 90'ın üzerinde verimle çalıştığı görülmüştür. Si MOSFET kullanılan dönüştürücünün yüksek frekanslarda anahtarlama kayıpları arttığı için yüzde 90 verimin üzerine çıkamadığı gözlemlenmiştir.

Benzer bir yüksek lisans tez çalışmasında güneş panelinden beslenerek pil şarjı gerçekleştiren bir devre tasarımı gerçekleştirilmiştir [30]. Gerçekleştirilen pil şarj devresinde de SEPİC tipi dönüştürücü kullanılsa da anahtarlama elemanı olarak Si MOSFET kullanılmıştır. Tasarlanan pil şarj düzenleyicinin çıkış gerilimi 14V olarak belirlenmiştir. Her iki yüksek lisans tezinde gerçekleştirilen pil şarj devreleri benzer olsa da; çıkış geriliminden dolayı uygulama alanı ve bu tezde gerçekleştirilen Si MOSFET ve GaN FET'in anahtarlama özelliklerinin karşılaştırılması bu tezi farklı kılmaktadır. Si MOSFET'in anahtarlama elemanı olarak kullanıldığı durumda, her iki tez karşılaştırıldığında elde edilen verim sonuçlarının aynı çıkış güçlerinde paralellik gösterdiği görülmüştür.

Yapılan bir başka literatür çalışmasında, LED sürücü devreleri üzerinde GaN FET ve Si MOSFET karşılaştırması gerçekleştirilmiştir [31]. Bu çalışmada tasarlanan dönüştürücünün çıkış gücü, tez çalışmasında tasarlanan pil şarj düzenleyicinin çıkış gücüne göre çok daha düşüktür. Aynı zamanda LED sürücü devresinin uygulama amacı farklılık göstermektedir. LED sürücü testleri sonucunda elde edilen verilerde, Si MOSFET'in aynı çalışma

frekansında GaN FET'ten daha verimli olduğu sonucuna varılmıştır. Ancak bu sonuçlar, bu tez çalışmasında elde edilen verilerle çelişki göstermektedir.

Si, SiC ve GaN tabanlı yarıiletken malzemelerin karşılaştırıldığı diğer literatür çalışmalarının sonuçlarında elde edilen veriler; GaN ve SiC tabanlı anahtarlama elemanlarının daha yüksek frekanslarda çalışabilmesi, ısı dayanımlarının daha yüksek olması, kapı yüklerinin daha düşük olması dolayısıyla iletim-kesim süre ve kayıplarının daha düşük olması gibi konularda silisyum tabanlı anahtarlama elemanlarına göre daha avantajlı olduklarını göstermiştir [21–23, 25, 26]. Tez çalışması sonucunda elde edilen veriler genel olarak literatür çalışmalarıyla tutarlılık gösterse de tez sonucunda elde edilen veriler; GaN FET'in sahip olduğu paket tipinin elektriksel açıdan avantajlar getirirken bir diğer yandan ısı sorunlar doğurabildiğini göstermiştir.

Deneysel çalışmalarda elde edilen sonuçların, bilgisayar ortamındaki benzetim sonuçları ve teorik hesaplamalar ile genel anlamda tutarlı olduğu görülmüştür. Test sonuçlarında elde edilen verim değerlerinin, benzetim sonuçlarından ve teorik hesaplamalardan farklı olmasının başlıca nedenlerinin baskı devre kartındaki parazitik etkiler, benzetim ortamındaki bazı devre elemanlarının ideal olması ve ısınma sonucunda malzemelerin empedans değerlerindeki değişimler olduğu sonucuna varılmıştır.

Tasarlanan pil şarj düzenleyicide akım referansı dışarıdan harici bir kaynak ile verilmiştir. Tezin gelecekte yapılacak çalışmalarında akım referansının otonom bir şekilde kontrol algoritması üzerinden verilmesi planlanmaktadır. Bu otonom algoritma, pil şarj düzenleyicinin kullanılacağı sisteme göre güneş gözelerinden maksimum fayda sağlayacak şekilde tasarlanacak ve dönüştürücüden en yüksek verimin sağlanması amaçlanacaktır.

KAYNAKLAR

- [1] José Millán, Philippe Godignon, Xavier Perpiñà, Amador Pérez-Tomás, and José Rebollo. A survey of wide bandgap power semiconductor devices. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(5):2155–2163, **2014**. doi:10.1109/TPEL.2013.2268900.
- [2] Field effect transistors in theory and practice. <https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN211A.pdf>, (Erişim Tarihi: 04.04.2023).
- [3] An-558 introduction to power mosfets and their applications. <https://www.ti.com/lit/an/snva008/snva008.pdf?ts=1680578490518>, (Erişim Tarihi: 04.04.2023).
- [4] Gan power devices: Potential, benefits, and keys to successful use. <https://www.mouser.com.tr/applications/gan-power-devices/>. (Erişim Tarihi: 02.02.2023).
- [5] Muhammad H. Rashid. *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*. Pearson, **2013**. Chapter 4, pages 134-209.
- [6] Ashok Kumar Donadi and WV Jahnavi. Review of dc-dc converters in photovoltaic systems for mppt systems. *Int. Res. J. Eng. Technol*, 6:1914–1918, **2019**.
- [7] Ibrahim A AlMohaisin, Ahmed A Mahfouz, and VT Akhila. A review on sepic converter topologies. *Int. J. Res. Eng. Sci. Manage*, **2019**.
- [8] Ray Ridley. *Analyzing the Sepic Converter*. Ridley Engineering, Bellingham, WA, **2018**.
- [9] Jeff Falin. Designing dc/dc converters based on sepic topology. *Texas Instruments Incorporated*, **2008**.

- [10] Yali Xiong, Shan Sun, Hongwei Jia, Patrick Shea, and Z John Shen. New physical insights on power mosfet switching losses. *IEEE transactions on power electronics*, 24(2):525–531, **2009**.
- [11] Asger Bjørn Jørgensen. Derivation, design and simulation of the single-ended primary-inductor converter (sepic), **2019**. doi:10.31224/osf.io/69puh.
- [12] Bülent Sankur. Bilişim sözlüğü. **2008**.
- [13] Mehmet Akın Çetin. *Güç Elektroniği Yariletken Elemanlar, Devreler ve Uygulamaları*. Palme Yayıncılık, Ankara, Turkey, **2015**.
- [14] Aydın Köksal. Türkçe bilişim sözleri. **1971**.
- [15] Anonim. Tureng sözlük. <https://www.tureng.com>, **2023**. (Erişim Tarihi: 12.11.2022).
- [16] Turan Şencil. İngilizce -türkçe elektrik elektronik teknik terimler klavuzu. **1985**.
- [17] Jose Millan. A review of wbg power semiconductor devices. volume 1, pages 57–66. **2012**. ISBN 978-1-4673-0738-3. doi:10.1109/SMICND.2012.6400696.
- [18] Jose Millan, Philippe Godignon, Xavier Perpiñà, Amador Perez-Tomas, and Jose Rebollo. A survey of wide bandgap power semiconductor devices. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29:2155–2163, **2014**. doi:10.1109/TPEL.2013.2268900.
- [19] Asegid Kebede and Biru Getachew. Power electronics converter application in traction power supply system. *American Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 9:67–73, **2020**. doi:10.11648/j.epes.20200904.12.
- [20] A. Rufer, N. Schibli, C. Chabert, and C. Zimmermann. Configurable front-end converters for multicurrent locomotives operated on 16 2/3 hz ac and 3 kv dc systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(5):1186–1193, **2003**. doi:10.1109/TPEL.2003.816191.

- [21] Huseyin Yuruk, Ozan Keysan, and Baris Ulutas. Comparison of the effects of nonlinearities for si mosfet and gan e-hemt based vsis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(7):5606–5615, **2021**. doi:10.1109/TIE.2020.2996132.
- [22] Emre Aras. Geliştirme modlu galyum nitrat yüksek taşıyıcı hareketine sahip tranzistörleri kullanarak yüksek verimli yük noktası da/da dönüştürücü tasarımı. In 2. **2019**.
- [23] Shima Khoshzaman and Ingo Hahn. A performance comparison of gan fet and silicon mosfet. In *2021 22nd IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, volume 1, pages 127–133. **2021**. doi:10.1109/ICIT46573.2021.9453693.
- [24] Bhanu Teja Vankayalapati, Arnab Sarkar, Rajender Nune, Sandeep Anand, and Yogesh Singh Chauhan. Comparison of si and gan power devices based smps for satellite application. In *2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pages 1–6. **2018**. doi:10.1109/PEDES.2018.8707877.
- [25] B. Lütfi. Uzay radyasyon ortamındaki karakterlerini gözlemlemek üzere ticari sınıf ganfetler üzerinde proton ışınlaması ve gama ışınlaması test çalışmaları. **2019**.
- [26] Gui-Jia Su. Comparison of si, sic, and gan based isolation converters for onboard charger applications. In *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 1233–1239. **2018**. doi:10.1109/ECCE.2018.8558063.
- [27] Jordi Everts, J. Das, Jeroen Van den Keybus, Marianne Germain, Johan Driesen, and K Leuven. Gan-based power transistors for future power electronic converters. **2010**.
- [28] Domenica Visalli, Marleen Hove, Joff Derluyn, Stefan Degroote, Maarten Leys, Kai Cheng, Marianne Germain, and Gustaaf Borghs. Algan/gan/algan double heterostructures on silicon substrates for high breakdown voltage field-effect

- transistors with low on-resistance. *Japanese Journal of Applied Physics*, 48, **2009**. doi:10.1143/JJAP.48.04C101.
- [29] Muhammad H. Rashid. *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications*. Pearson, **2013**. Chapter 5, pages 210-280.
- [30] K. Elif Pınar. Design and implementation of a sepic battery charger for automotive pv applications. **2018**.
- [31] Erdal ŞEHİRLİ. Si ve gan yarı iletken tabanlı sepic dc-dc led sürücülerin karşılaştırılması. *European Journal of Science and Technology*, pages 464–471, **2020**. doi:10.31590/ejosat.780714.
- [32] M. Lenzhofer and A. Frank. Efficiency and near-field emission comparisons of a si- and gan based buck converter topology. In *2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, pages 818–823. **2018**. doi:10.1109/EPEPEMC.2018.8521839.
- [33] Kohei Shirabe, Mahesh M. Swamy, Jun-Koo Kang, Masaki Hisatsune, Yifeng Wu, Don Kebort, and Jim Honea. Efficiency comparison between si-igbt-based drive and gan-based drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(1):566–572, **2014**. doi:10.1109/TIA.2013.2290812.
- [34] Jason Xu, Di Chen, and Larry Spaziani. A performance comparison of gan e-hemts versus sic mosfets in power switching applications. *Bodo's Power Systems*, pages 36–39, **2017**.
- [35] Lidia Łukasiak and Andrzej Jakubowski. History of semiconductors. *J Telecommun Inf Technol*, 1, **2010**.
- [36] Mauricio Dalla Vecchia, Simon Ravyts, Giel Van den Broeck, and Johan Driesen. Gallium-nitride semiconductor technology and its practical design challenges in power electronics applications: An overview. *Energies*, 12(14):1–20, **2019**.

- [37] Rou-Yong Duan and Chao-Tsung Chang. A novel high-efficiency inverter for stand-alone and grid-connected systems. In *2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pages 557–562. **2008**. doi:10.1109/ICIEA.2008.4582577.
- [38] Nariaki Ikeda, Yuki Niiyama, Hiroshi Kambayashi, Yoshihiro Sato, Takehiko Nomura, Sadahiro Kato, and Seikoh Yoshida. Gan power transistors on si substrates for switching applications. *Proceedings of the IEEE*, 98(7):1151–1161, **2010**.
- [39] Dietrich Stephani. Status, prospects and commercialization of sic power devices. In *Device Research Conference. Conference Digest (Cat. No. 01TH8561)*, page 14. IEEE, **2001**.
- [40] Lilienfeld Julius Edgar. Method and apparatus for controlling electric currents, **1930**. US Patent 1,745,175.
- [41] Gilles Horowitz. Organic field-effect transistors. *Advanced materials*, 10(5):365–377, **1998**.
- [42] K. Uğur. Algan/gan hemt’ler(yüksek elektron mobiliteli transistörler) İçin t profilinde kapıların fabrikasyon yöntemleri. page 11. **2018**.
- [43] T. Ahmet. Yüksek güç uygulamaları için galyum nitrid temelli yüksek elektron hareketlilikli transistör tasarımı, fabrikasyonu ve karakterizasyonu. page 11. **2020**.
- [44] Muhammad Navid Anjum Aadit, Sharadindu Gopal Kirtania, Farhana Afrin, Md Kawsar Alam, and Quazi Deen Mohd Khosru. High electron mobility transistors: performance analysis, research trend and applications. *Different Types of Field-Effect Transistors-Theory and Applications*, pages 45–64, **2017**.
- [45] Noriyuki Iwamuro and Thomas Laska. Igbt history, state-of-the-art, and future prospects. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 64(3):741–752, **2017**.

- [46] Apoorva Yadav and Arunima Verma. Sepic dc–dc converter: review of different voltage boosting techniques and applications. In *2020 2nd International Conference on Innovative Mechanisms for Industry Applications (ICIMIA)*, pages 733–739. IEEE, **2020**.
- [47] Ned Mohan, Tore M Undeland, and William P Robbins. *Power electronics: converters, applications, and design*. John wiley & sons, **2003**.
- [48] Pressa P Surya, Denny Irawan, and Muhammad Zuhri. Review and comparison of dc-dc converters for maximum power point tracking system in standalone photovoltaic (pv) module. In *2017 International Conference on Advanced Mechatronics, Intelligent Manufacture, and Industrial Automation (ICAMIMIA)*, pages 242–247. IEEE, **2017**.
- [49] Budi Amri, Mochamad Ashari, et al. The comparative study of buck-boost, cuk, sepic and zeta converters for maximum power point tracking photovoltaic using p&o method. In *2015 2nd International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering (ICITACEE)*, pages 327–332. IEEE, **2015**.
- [50] Dongbing Zhang. Designing a sepic converter. *Texas Instruments Incorporated*, **2013**.
- [51] Rm 8,rm 8 lp core and accessories. https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/rm_8.pdf. (Erişim Tarihi: 08.05.2023).
- [52] Gs61004b-mr ganfet datasheet. <https://gansystems.com/wp-content/uploads/2018/04/GS61004B-DS-Rev-180419.pdf>. (Erişim Tarihi: 19.03.2023).
- [53] Irfp260npb power mosfet datasheet. https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRFP260N-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a401535628a2ef1fe4. (Erişim Tarihi: 18.03.2023).

- [54] R35cgq150 datasheet. https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-35CGQ150-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=8ac78c8c84f2c0670184f4b052b900d5. (Erişim Tarihi: 10.05.2023).
- [55] Uc1823a datasheet. <https://www.ti.com/product/UC1823A>. (Erişim Tarihi: 11.05.2023).
- [56] Ucc27611 datasheet. <https://www.ti.com/product/UCC27611>. (Erişim Tarihi: 11.05.2023).
- [57] Latifa Bachouch, Lotfi Bouslimi, and Lilia El Amraoui. Power losses minimization in the sepic dc-dc converter using particle swarm optimization technique (psa). In *2019 19th International conference on sciences and techniques of automatic control and computer engineering (STA)*, pages 388–393. IEEE, **2019**.
- [58] Vello Mannama, Rein Sabolotny, and Viktor Strik. Ultra low noise low power ldo design. In *2006 International Biennial Baltic Electronics Conference*, pages 1–4. **2006**. doi:10.1109/BEC.2006.311074.
- [59] Abhishek Sharma, Sudeep Singh Chhaukar, Karri Babu Ravi Teja, and Kavindra Kandpal. Design of low dropout voltage regulator for battery operated devices. In *2018 15th IEEE India Council International Conference (INDICON)*, pages 1–5. **2018**. doi:10.1109/INDICON45594.2018.8986999.
- [60] Stoyanov Radko Stoyanov, Emil Ganchev Rosenov, Angel Stanimirov Marinov, and Vencislav Cekov Valchev. Modelling simulations and design considerations for inrush current limiting topologies. *Annual journal of electronics*, pages 227–230, **2014**.

EKLER

EK-1 TDK RM8 Manyetik Çekirdek Bilgi Kağıdı



RM 8	
Core	B65811

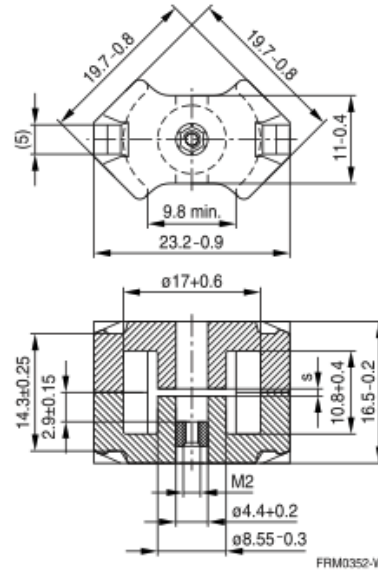
- To IEC 63093-4
- Cores without center hole for transformer applications
- Delivery mode: sets

Magnetic characteristics (per set)

	with center hole	without center hole	
$\Sigma l/A$	0.68	0.59	mm ⁻¹
l_e	35.1	38	mm
A_e	52	64	mm ²
A_{min}	—	55	mm ²
V_e	1825	2430	mm ³

Approx. weight (per set)

m	10.7	12	g
---	------	----	---



Gapped (A_L values/air gaps examples)

Material	A_L value nH	s approx. mm	μ_e	Ordering code ¹⁾ -D with center hole -F with threaded sleeve -J without center hole
N48	250 ± 3% 315 ± 3% 400 ± 3% 630 ± 5%	0.23 0.17 0.14 0.10	134 169 215 338	B65811+0250A048 B65811+0315A048 B65811+0400A048 B65811+0630J048
N41	160 ± 3% 250 ± 5% 630 ± 5% 1600 ± 10%	0.49 0.24 0.11 0.04	76 118 298 756	B65811J0160A041 B65811J0250J041 B65811J0630J041 B65811J1600K041
N87	250 ± 3% 400 ± 3%	0.30 0.18	118 189	B65811J0250A087 B65811J0400A087

Şekil 7.2 TDK RM8 Manyetik Çekirdek Bilgi Kağıdı

Şekil 7.2'deki grafik TDK RM8 Manyetik Çekirdeği'nin bilgi kağıdından alınmıştır[51].

EK-2 IRFP260NPbF Güç MOSFETİ Bilgi Kağıdı

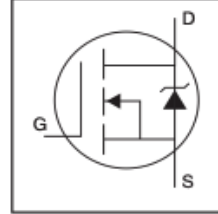
International
IR Rectifier

PD - 95010A

IRFP260NPbF

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements
- Lead-Free



$$V_{DS} = 200V$$

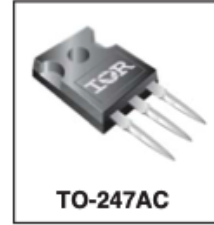
$$R_{DS(on)} = 0.04\Omega$$

$$I_D = 50A$$

Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole.



TO-247AC

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	50	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	35	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	200	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	300	W
	Linear Derating Factor	2.0	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	560	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	50	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	30	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	10	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.50	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	40	

www.irf.com

1
08/18/10

Şekil 7.3 IRFP260NPbF Güç MOSFETİ Bilgi Kağıdı

Şekil 7.3'deki grafik IRFP260NPbF Güç MOSFETİ'nin bilgi kağıdından alınmıştır[53].

EK-3 GS61004B-MR GaN FET Bilgi Kağıdı



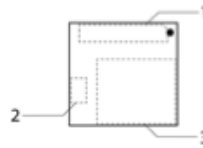
GS61004B 100V enhancement mode GaN transistor Preliminary Datasheet

Features

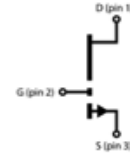
- 100V enhancement mode power switch
- Bottom-side cooled configuration
- $R_{DS(on)} = 15 \text{ m}\Omega$
- $I_{DS(max)} = 45 \text{ A}$
- Ultra-low FOM Island Technology® die
- Low inductance GaN_{px}® package
- Easy gate drive requirements (0 V to 6 V)
- Transient tolerant gate drive (-20 V / +10 V)
- Very high switching frequency ($f > 100 \text{ MHz}$)
- Fast and controllable fall and rise times
- Reverse current capability
- Zero reverse recovery loss
- Small $4.6 \times 4.4 \text{ mm}^2$ PCB footprint
- RoHS 6 compliant



Package Outline



Circuit Symbol



Applications

- High efficiency power conversion
- High density power conversion
- Enterprise and Networking Power
- ZVS Phase Shifted Full Bridge
- Half Bridge topologies
- Synchronous Buck or Boost
- Uninterruptable Power Supplies
- Industrial Motor Drives
- Solar Power
- Fast Battery Charging
- Class D Audio amplifiers
- Smart Home

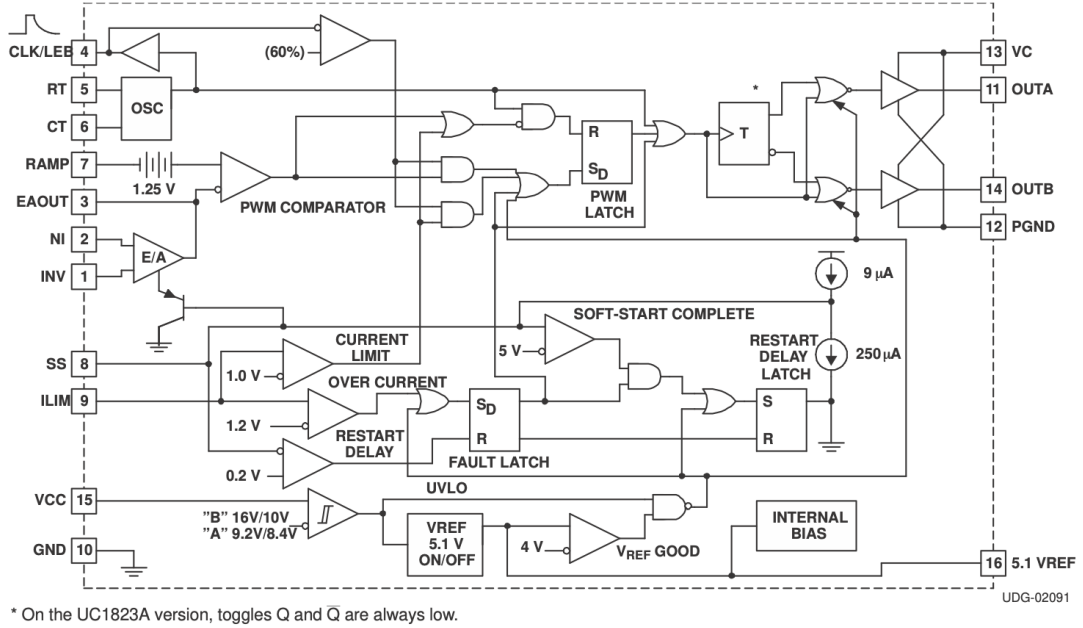
Description

The GS61004B is an enhancement mode GaN-on-Silicon power transistor. The properties of GaN allow for high current, high voltage breakdown, high switching frequency and high temperature operation. GaN Systems implements patented **Island Technology®** cell layout for high-current die performance & yield. **GaN_{px}®** packaging enables low inductance & low thermal resistance in a small package. The GS61004B is a bottom-cooled transistor that offer very low junction-to-case thermal resistance for demanding high power applications. These features combine to provide very high efficiency power switching.

Şekil 7.4 GS61004B-MR GaN FET Bilgi Kağıdı

Şekil 7.4'deki bilgi kağıdı GS61004B-MR GaN FET'in bilgi kağıdından alınmıştır[52].

EK-4 UC1823A PWM Kontrolcüsü İç Yapısı



Şekil 7.5 UC1823A PWM Kontrolcüsü İç Yapısı

Şekil 7.5'deki bilgi kağıdı UC1823A PWM kontrolcüsünün bilgi kağıdından alınmıştır[55].