

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SİLİSYUM KARBÜR GÜÇ ANAHTARLARI
İÇİN KAPI SÜRÜCÜ BESLEME
KAYNAKLARININ İNCELENMESİ

Baran KAYMAK

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programı

Danışman
Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

Temmuz, 2025

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SİLİSYUM KARBÜR GÜÇ ANAHTARLARI İÇİN KAPI
SÜRÜCÜ BESLEME KAYNAKLARININ İNCELENMESİ**

Baran KAYMAK tarafından hazırlanan tez çalışması 22.07.2025 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Programı **YÜKSEK LİSANS** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Burak AKIN, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Murat YILMAZ, Üye
İstanbul Teknik Üniversitesi

Danışmanım Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN sorumluluğunda tarafımca hazırlanan “Silisyum Karbür Güç Anahtarları için Kapı Sürücü Besleme Kaynaklarının İncelenmesi” başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Baran KAYMAK

İmza



Aileme
ve
eşime

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans tezimi hazırlarken vermiş olduğu değerli tavsiye, bilgi ve desteğinden dolayı değerli danışmanım Sn. Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN'a teşekkür ederim.

Hem tez çalışmalarımda hem de iş hayatında yol göstericim olan Sn. Volkan SUEL'e ve Sn. Çağlar HENDEN'e teşekkürlerimi sunarım. İş hayatına başlarken vermiş olduğu kıymetli desteği için Sn. Serkan DÜŞMEZ'e teşekkür ederim. Ayrıca manevi desteklerinden dolayı WAT Motor Arge çalışanlarına ayrı ayrı teşekkür ederim.

Kıymetli eşime, anneme ve babama her konuda desteklerinden dolayı sevgi, saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Baran KAYMAK

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ	viii
KISALTMA LİSTESİ	ix
ŞEKİL LİSTESİ	xi
TABLO LİSTESİ	xiii
ÖZET	xiv
ABSTRACT	xvi
1 GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Amaç	3
1.3 Hipotez	4
2 KAPI SÜRÜCÜ BESLEME KAYNAĞI TASARIM KRİTERLERİ	5
2.1 İzolasyon	5
2.1.1 İzolasyon Teknik Gerekliliği	5
2.1.2 İzolasyon Tipleri ve Kullanılan Tipleri	7
2.1.3 İzolasyonun Termal Dayanımı	8
2.1.4 Standartlara Uygunluk	9
2.1.5 Pratik Tasarım Önerileri	9
2.2 Çıkış Gerilimi ve Simetrisi	10
2.3 Çıkış Gücü	13
2.4 Sargılar Arası Kapasite	14
2.5 Elektromanyetik Girişim ve Elektromanyetik Uyumluluk	15
2.6 Verim	16
2.7 Tepki Süresi ve Dinamik Kararlılık	17

2.8	Kompakt Yapı ve Termal Performans	18
2.9	Topoloji Seçimi.....	19
2.10	Koruma Fonksiyonları	22
2.11	Giriş Gerilim Aralığı.....	23
2.12	Anahtarlama Frekansı	24
3	KAPI SÜRÜCÜ BESLEME KAYNAĞI TASARIMI VE UYGULAMASI	26
3.1	Tasarım İsterleri	26
3.2	GDPS Tasarımı	28
3.2.1	Kontrol Entegresi Seçimi.....	28
3.2.2	Transformatör Tasarımı.....	29
3.2.3	Pasif Komponentlerin Seçilmesi.....	31
3.2.4	Çıkış Diyotlarının Belirlenmesi.....	38
3.2.5	Çıkış Regülasyonu.....	39
3.3	GDPS Simülasyonu.....	41
3.4	Şematik ve PCB Tasarımı	43
3.4.1	Şematik Tasarımı.....	44
3.4.2	PCB Tasarımı.....	44
4	TEST SONUÇLARI VE TASARIM PERFORMANS	
	KARŞILAŞTIRMASI	47
4.1	Flyback Tasarımı.....	47
4.2	Test Sonuçları	49
4.2.1	Flyback Topolojili GDPS Test Sonuçları.....	49
4.2.2	Push Pull Topolojili GDPS Test Sonuçları.....	51
4.3	Tasarımların Karşılaştırılması.....	53
4.3.1	İzolasyon Gerilimi Karşılaştırması.....	53
4.3.2	Çıkış Gerilimi ve Simetrisi Karşılaştırması.....	54
4.3.3	Çıkış Gücü Karşılaştırması.....	54
4.3.4	Sargılar Arası Kapasite Değeri Karşılaştırması.....	55
4.3.5	Elektromanyetik Uyumluluk Karşılaştırması.....	55
4.3.6	Verim Karşılaştırması.....	56

4.3.7 Kompakt Yapı ve Termal Performans Karşılaştırması.....	57
4.3.8 Koruma Devreleri Karşılaştırması.....	57
4.3.9 Giriş Gerilimi ve Anahtarlama Frekansı Karşılaştırması.....	58
5 SONUÇ	59
KAYNAKÇA	62
A FLYBACK TOPOLOGY GDPS DESIGN BOM LIST	68
B PUSH-PULL TOPOLOGY GDPS DESIGN VER1 BOM LIST	69
TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR	70



SİMGE LİSTESİ

ΔI	Akım Değişimi
I_{ILIM}	Akım Limiti
R_{ILIM}	Akım Sınırı Ayar Direnci
P_{SW}	Anahtarlama Güç Kaybı
f_{sw}	Anahtarlama Frekansı
λ	Doluluk Oranı
t_f	Düşme Süresi
R_T	Frekans Ayar Direnci
V_{in}	Giriş Gerilimi
R_{ds_on}	İletimdeki Kanal-Kaynak Direnci
V_{ds}	Kanal-Kaynak Gerilimi
C_{gd}	Kapı-Kanal Kapasitesi
V_{gs}	Kapı -Kaynak Gerilimi
C_{gs}	Kapı-Kaynak Kapasitesi
kV	Kilovolt
I_{Miller}	Miller Akımı
μA	Mikroamper
μF	Mikrofarad
μH	Mikrohenry
pF	Pikofarad
C_{iw}	Sargılar Arası Kapasitesi
f_{osc}	Senkronizasyon Frekansı
Q_g	Toplam Kapı Yüğü
C_{SS}	Yumuşak Başlatma Kapasitesi
t_r	Yükselme Süresi
τ	Zaman Sabiti

KISALTMA LİSTESİ

CM	Ortak Mod (Common Mode)
CMC	Ortak Mod Bobini (Common Mode Choke)
CMTI	Ortak Mod Geçici Durum Bağışıklığı (CM Transient Immunity)
CTI	Karşılaştırmalı İzlenme İndeksi (Comparative Tracking Index)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
EMC	Elektromanyetik Uyumluluk (Electromagnetic Compatibility)
EMI	Elektromanyetik Girişim (Electromagnetic Interference)
ESL	Eşdeğer Seri Endüktans (Equivalent Series Inductance)
ESR	Eşdeğer Seri Direnç (Equivalent Series Resistance)
FEP	Florlanmış Etilen Propilen (Fluorinated Ethylene Propylene)
FR4	Alev Geciktirici Tip 4 Malzeme (Flame Retardant 4)
GD	Kapı Sürücüsü (Gate Driver)
GDPS	Kapı Sürücü Güç Kaynağı (Gate Driver Power Supply)
IGBT	Yalıtılmış Kapılı Bipolar Transistör
ILIM	Akım Sınırı (Current Limit)
MOSFET	Metal-Oksit-Yarı İletken Alan Etkili Transistör
OCP	Aşırı Akım Koruması (Over Current Protection)
OVP	Aşırı Gerilim Koruması (Over Voltage Protection)
PA	Poliamid (Polyamide)
PC	Polikarbonat (Polycarbonate)
PCB	Baskılı Devre Kartı (Printed Circuit Board)
PEEK	Polieter Eter Keton (Polyether Ether Ketone)
PEI	Polieter İmid (Polyether Imide)
PEN	Polietilen Naftalat (Polyethylene Naphthalate)
PES	Polietersülfon (Polyethersulfone)
PET	Polietilen Tereftalat (Polyethylene Terephthalate)
PF	Fenol Formaldehit (Phenol Formaldehyde)
PFA	Perfloroalkoksi Alkan (Perfluoroalkoxy Alkane)

PP	Polipropilen (Polypropylene)
PTFE	Politetrafloroetilen (Polytetrafluoroethylene)
RDC	Doluluk Oranı Kontrol Direnci (Duty Cycle Control Resistor)
SiC	Silisyum Karbür (Silicon Carbide)
SMD	Yüzeye Monte Eleman (Surface Mount Device)
SS	Yumuşak Başlatma (Soft Start)
SYNC	Senkronizasyon (Synchronization)
TIW	Üçlü İzolasyonlu Tel (Triple Insulated Wire)
UVLO	Düşük Gerilim Kilitleme Koruması (Under Voltage Lock Out)
UVP	Düşük Gerilim Koruması (Under Voltage Protection)
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama (Zero Current Switching)
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama (Zero Voltage Switching)

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 CMTI gösterimi	6
Şekil 2.2 Hava boşluğu ve sürünme mesafesi gösterimi	8
Şekil 2.3 TIW tel gösterimi	9
Şekil 2.4 Miller akımı gösterimi	12
Şekil 2.5 Sargılar arası kapasite gösterimi	14
Şekil 3.1 LT3999 entegresi blok diyagramı	29
Şekil 3.2 75034781 parça kodlu transformatörün şematiği	30
Şekil 3.3 UVLO ve OVLO dirençleri şeması	34
Şekil 3.4 Doğrultucu diyot yapıları	39
Şekil 3.5 LT3090 iç blok diyagramı	40
Şekil 3.6 Gerçek modeller ile simülasyon görüntüsü	42
Şekil 3.7 Push-pull topolojili GDPS simülasyon görüntüsü.....	42
Şekil 3.8 Push-pull topolojili GDPS simülasyonu çıkış gerilimleri	43
Şekil 3.9 Push-pull topolojili GDPS simülasyonu çıkış akımları ve anahtarlama sinyalleri.....	43
Şekil 3.10 Push-pull topolojili GDPS şeması.....	44
Şekil 3.11 Push-pull topolojili GDPS PCB üstten görüntüsü.....	45
Şekil 3.12 Push-pull topolojili GDPS PCB yandan görüntüsü.....	45
Şekil 4.1 Flyback topolojili GDPS şeması	48
Şekil 4.2 Flyback topolojili GDPS'nin PCB üstten görünümü	48
Şekil 4.3 Flyback topolojili GDPS'nin PCB yandan görünümü	49
Şekil 4.4 Push-pull topolojili GDPS dizili hali.....	49
Şekil 4.5 Flyback topolojili GDPS dizili hali	49
Şekil 4.6 Flyback topolojili GDPS'in tam yük altında çıkış gerilimleri	50
Şekil 4.7 Flyback topolojili GDPS'in tam yük altında anahtarın gerilim stresi	50
Şekil 4.8 Push-pull topolojili GDPS'in tam yük altında açılış sekansı	51
Şekil 4.9 Push-pull topolojili GDPS'in tam yük altında kapanış sekansı	51
Şekil 4.10 Push-pull topolojili GDPS tasarımı anahtarların gerilim stresi	52

Şekil 4.11 Push-pull topolojili GDPS'in ölü zaman aralığı.....	52
Şekil 4.12 Flyback tasarımı EMC performansı	56



TABLO LİSTESİ

Tablo 2.1 CTI tablosu	10
Tablo 3.1 Tasarım isterleri tablosu.....	27
Tablo 3.2 Push-pull entegreleri karşılaştırma tablosu.....	28
Tablo 3.3 Push-pull transformatörleri karşılaştırma tablosu.....	30
Tablo 3.4 75034781 transformatör değerleri	31
Tablo 3.5 RT direnci seçimi.....	31
Tablo 4.1 Tasarımların verim test sonuçları	57

Silisyum Karbür Güç Anahtarları için Kapı Sürücü Besleme Kaynaklarının İncelenmesi

Baran KAYMAK

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

Günümüzde gelişimini sürdüren silisyum karbür (SiC) tabanlı güç anahtarları yüksek anahtarlama hızları, yüksek gerilim dayanımları ve üstün termal performansları ile modern güç elektroniği uygulamalarında ön plana çıkmaktadır. Özellikle 10 kV gerilim dayanımına sahip üçüncü nesil SiC güç anahtarlarının geliştirilmesiyle birlikte, bu teknolojilere uygun kapı sürücü devreleri ve kapı sürücü besleme kaynakları (Gate Driver Power Supply – GDPS) üzerine yapılan araştırmalar da giderek artmaktadır. SiC güç anahtarlarının yüksek performanslı ve güvenli bir şekilde kullanılabilmesi için uygun GDPS tasarımı kritik bir rol oynamaktadır.

Bu tez çalışmasında, silisyum karbür güç anahtarları için kullanılan GDPS yapılarıyla ilgili kapsamlı bir literatür taraması gerçekleştirilmiş ve temel tasarım kriterleri analiz edilerek sunulmuştur. Bu kriterler izolasyon gerilimi dayanımı, çıkış gerilimi ve simetrisi, çıkış gücü, sargılar arası kapasite değeri, elektromanyetik gürültü bağışıklığı (EMI/EMC), verim, dinamik tepki süresi, kompakt yapı, koruma fonksiyonları ve kullanılan topolojiler şeklinde sınıflandırılmıştır. Ayrıca, özellikle 10 kV seviyesinde çalışan anahtarlarda kritik öneme sahip olan gerilim geçiş hızı

(dv/dt) ve sarımlar arası kapasite değerinin GDPS üzerindeki etkileri vurgulanmıştır.

Bu kapsamda, flyback topolojili bir GDPS referans alınarak push-pull topolojili bir GDPS tasarımı gerçekleştirilmiştir. Referans olarak Würth Elektronik firmasına ait, 12 V nominal giriş gerilimi ile çalışan, +15 V ve -4 V çıkış sağlayabilen, 6 W güce sahip flyback topolojili bir GDPS tasarımı esas alınmıştır. Geliştirilen push-pull topolojili GDPS devresinde Analog Devices firmasına ait LT3999 entegresi ile Würth Elektronik'in 750314781 parça kodlu transformatörü kullanılmıştır. Söz konusu transformatör +15 V ve -15 V çıkış sağlayabildiği için, LT3090 kodlu lineer regülatör ile -15 V'tan -4 V çıkış elde edilmiştir. Tasarım, 6 W çıkış gücünü yaklaşık 1 MHz anahtarlama frekansında sağlayabilmektedir.

Yapılan test ve analizler sonucunda, kullanılan transformatörün izolasyon dayanımı ve sargılar arası kapasite değeri açısından flyback topolojili GDPS'ye kıyasla daha düşük performans sergilediği tespit edilmiştir. Bu nedenle, push-pull topolojili GDPS için özel bir transformatör tasarımının gerekliliği ortaya konulmuştur. Düşük gerilim, aşırı gerilim ve aşırı akım koruma fonksiyonları her iki tasarımda da mevcut olup, flyback topolojisinde kullanılan LT8302 entegresi güvenli kapatma işlevi de sağlayabilmektedir.

Push-pull topolojili GDPS tasarımında %82,9 verim elde edilmiştir. Bu değer flyback topolojisine göre %1,9 daha yüksektir. Ayrıca, yapılan tasarımda %14,3 PCB alanı ve %11,3 yükseklik kazanımı elde edilerek kompaktlık açısından önemli bir avantaj sağlanmıştır.

Sonuç olarak bu tez çalışmasında silisyum karbür güç anahtarları için GDPS tasarımı detaylı şekilde analiz edilmiştir. Önemli tasarım kriterleri belirlenmiştir. Gerçekleştirilen uygulama ile bu kriterler karşılaştırmalı olarak incelenmiş ve donanım tasarım mühendislerine faydalı olacak çıktılar elde edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: SiC, kapı sürücü besleme kaynağı, sargılar arası kapasite, push-pull topolojisi, ortak mod geçici durum bağışıklığı

Investigation of Gate Driver Power Supplies for Silicon Carbide Power Switches

Baran KAYMAK

Department of Electrical Engineering

Master of Science Thesis

Supervisor: Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

Nowadays, silicon carbide (SiC)-based power switches, which continue to evolve, stand out in modern power electronics applications with their high switching speeds, high voltage withstand capabilities, and superior thermal performance. Especially with the development of third-generation SiC power switches that have a voltage withstand capability of 10 kV, research on gate driver circuits and gate driver power supplies (GDPS) suitable for these technologies is increasingly growing. In order to use SiC power switches in a high-performance and safe manner, the proper design of the GDPS plays a critical role.

In this thesis study, a comprehensive literature review has been conducted regarding GDPS structures used for silicon carbide power switches, and the fundamental design criteria have been analyzed and presented. These criteria are classified as isolation voltage withstand capability, output voltage and its symmetry, output power, inter-winding capacitance value, electromagnetic noise immunity (EMI/EMC), efficiency, dynamic response time, compact structure, protection functions, and the topologies used. Furthermore, the effects of the voltage transition rate (dv/dt) and the inter-winding capacitance value, which are critically important especially in switches operating at the 10 kV level, on the GDPS have been emphasized.

Within this context, a GDPS design with push-pull topology has been implemented based on a reference flyback topology. As a reference, a GDPS design by Würth Elektronik, operating with a nominal input voltage of 12 V, capable of providing +15 V and -4 V output, and having 6 W of power in a flyback topology, has been taken as a basis. In the developed push-pull topology GDPS circuit, the LT3999 integrated circuit from Analog Devices and the transformer with part number 750314781 from Würth Elektronik have been used. Since the mentioned transformer can provide +15 V and -15 V output, a -4 V output has been obtained from -15 V using the linear regulator with code LT3090. The design is capable of delivering 6 W output power at an approximate switching frequency of 1 MHz.

As a result of the tests and analyses, it has been determined that the transformer used in the design exhibits lower performance compared to the flyback topology GDPS in terms of isolation withstand capability and inter-winding capacitance value. Therefore, the necessity of a specially designed transformer for the push-pull topology GDPS has been revealed. Low voltage, overvoltage, and overcurrent protection functions exist in both designs, and the LT8302 integrated circuit used in the flyback topology is also capable of providing a safe shutdown function.

An efficiency of 82.9% has been achieved in the push-pull topology GDPS design. This value is 1.9% higher compared to the flyback topology. Moreover, a gain of 14.3% in PCB area and 11.3% in height has been achieved in the design, providing a significant advantage in terms of compactness.

As a result, in this thesis study, the GDPS design for silicon carbide power switches has been analyzed in detail. Important design criteria have been identified. With the implementation carried out, these criteria have been examined comparatively, and outputs that will be beneficial to hardware design engineers have been obtained.

Keywords: SiC, Gate driver power supply, Interwinding Capacitance, Push-Pull topology, Common-mode transient immunity

1.1 Literatür Özeti

Silisyum Karbür (SiC) tabanlı güç anahtarları, son yıllarda güç elektroniği alanında önemli bir dönüşüm başlatmış ve özellikle orta gerilim (MV) uygulamalarında kullanılan yeni nesil 10 kV SiC-MOSFET'lerin (Silicon Carbide Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) piyasaya sunulmasıyla birlikte bu dönüşüm ivme kazanmıştır [1]. SiC-MOSFET'ler, geleneksel İzole Kapılı Bipolar Transistörlere (IGBT) benzer şekilde yüksek gerilimlere dayanabilme yeteneğine sahip olmakla birlikte, bu teknolojiye kıyasla daha yüksek anahtarlama hızları ve daha düşük anahtarlama kayıpları gibi önemli avantajlar sunmaktadır [2]. Bununla birlikte, dezavantaj olarak SiC-MOSFET'lerin kısa devreye karşı dayanıklılığı daha düşük seviyelerdedir [3].

SiC-MOSFET'lerin sunduğu bu performans avantajlarından tam anlamıyla yararlanılabilmesi için, uygun bir kapı sürücü tasarımı ile birlikte bu sürücüyü besleyen kapı sürücü güç kaynağına (GDPS) özel önem verilmesi gerekmektedir [4]. Özellikle 10 kV sınıfındaki SiC-MOSFET'lerin güvenli çalışmasını sağlayabilmek amacıyla, GDPS yapısının yüksek izolasyon dayanımına sahip olması kritik bir gerekliliktir [5]. Bu seviyedeki sistemlerde, izolasyon dayanımı açısından 20 kV seviyesine ulaşılması beklenmektedir [6].

Yüksek gerilimle birlikte yüksek anahtarlama hızlarında çalışan SiC-MOSFET'ler, 50 V/ns'nin üzerinde değerlere ulaşabilen dv/dt oranlarına sahiptir. Bu durum, GDPS ile kontrol devresi arasında ciddi ortak mod (common-mode) akımlarının oluşmasına neden olur. Bu tür parazitik akımların sınırlanması ise güvenli ve elektromanyetik uyumlu bir sistem tasarımı açısından büyük önem arz eder. Bu bağlamda, GDPS transformatöründe primer ve sekonder sargılar arasındaki

parazitik kapasite (C_{iw}) değerinin m¼mk¼n olduğunca d¼ř¼k tutulması gerekmektedir. Örneğin, 10 kV seviyesindeki bir sistemde bu değerin 5 pF değerinin altında olması gerekir [7].

Bu kapsamda incelenen çeşitli literat¼r çalışmalarında, y¼ksek izolasyon gereksinimlerine sahip GDPS tasarımı için farklı uygulamalara ve topolojilere dayalı çeşitli özt¼n yaklaşımlar önerilmiştir.

Yan ve çalışma arkadaşlarının gerçekleştirdiği çalışmada, orta gerilim seviyesinde çalışan ve seri rezonans topolojisine dayalı bir GDPS tasarımı sunulmuştur [8]. Açık evrim (open-loop) olarak çalışan bu yapı hem kompakt form faktörü hem de elektromanyetik uyumluluğu (EMC) açısından dikkat çekici bir performans sergilemiştir. Tasarımda elde edilen C_{iw} değeri yalnızca 0,42 pF'tir. Benzer şekilde, Nguyen ve ekibinin orta gerilim SiC-MOSFET'ler için geliştirdiği çalışmada ise 2 pF seviyesinde bir C_{iw} değeri elde edilmiştir [9]. Ancak bu çalışmada, en y¼ksek izolasyon seviyesine ulaşmak amacıyla end¼ktif g¼ transferi (Inductive Power Transfer - IPT) yöntemi tercih edilmiştir. Bu yöntemle 25 kV izolasyon seviyesi sağlanabilmiş olsa da sistemin genel verimi %10 ile %43 arasında sınırlı kalmıştır.

Zhang ve ekip arkadaşlarının y¼r¼tt¼ę¼ çalışmada, GDPS devresinin kontrol devresiyle olan konumunun C_{iw} ¼zerindeki etkisi araştırılmıştır [10]. Bu amaçla iki farklı konfig¼rasyonda devre tasarlanmış, primer tarafta yer alan devrenin hem daha verimli, hem daha kompakt hem de daha d¼ř¼k C_{iw} değeri sağladığı ortaya konmuştur.

Moa ve ekibinin gerçekleştirdiği çalışmada ise 1200 V'luk SiC-MOSFET'lere y¼nelik sabit doluluk oranına sahip bir push-pull topolojisi önerilmiştir [11]. Bu yapı, d¼ř¼k C_{iw} değerine ulaşmak amacıyla özel olarak tasarlanmış çift çekirdekli bir transformatör kullanmıştır. Diğer taraftan, Serban, Saket ve Ordonez'in beraber yaptığı 1500 V gerilim dayanımlı SiC-MOSFET'ler için sundukları tasarımda, zener diyot kırpmalı içeren özel bir forward topolojisi önerilmiştir [12]. Bu tasarımda planar transformatör yapısı ile y¼ksek yoğunluklu ve kompakt bir GDPS elde edilmiştir.

Raya ve ekip arkadaşlarının sunduğu çalışmada ise çok seviyeli (multilevel) d¼n¼řt¼r¼c¼ yapıları için özelleştirilmiş, kendinden beslemeli (self-powered) bir

GDPS tasarımı geliştirilmiştir [13]. Bu yapı, anahtarın kanal-kaynak uçlarındaki gerilimi kullanarak bir kapasitörü şarj/deşarj eden zener tabanlı bir devreye dayanmaktadır. Bu kapasitörde depolanan enerji ile kapı sürücü beslenmiştir. Benzer şekilde Busquest-Monge ve ekibinin geliştirdiği bir diğer çalışmada da kendinden beslemeli yapı önerilmiştir [14]. Bu çalışmada, lineer regülatör benzeri iki ayrı yapı ile pozitif ve negatif kapı sürücü besleme gerilimleri elde edilmiştir. Ancak bu iki tasarım da yüksek gerilimli ve yüksek frekanslı uygulamalarda sınırlamalara sahiptir ve yalnızca belirli devre koşulları için uygunluk arz etmektedir.

Kozak ve çalışma arkadaşlarının sunduğu tasarım ise özel bir uygulama alanı olan uzay ve havacılık sektörüne yönelik olup EEE-INST-002 standardına uygundur [15]. Bu standart çerçevesinde %60'a kadar azalan kapı-kaynak gerilimi koşullarında gerçekleşen anahtarlama ve iletim kayıpları incelenmiştir. Önerilen GDPS yapısı kapalı çevrimli olarak çalışmakta ve push-pull topolojisine dayanmaktadır.

Bunlara ek olarak, literatürde flyback [16], aktif kenetlemeli flyback [17], yarım köprü (half-bridge) [18] ve tam köprü (full-bridge) [19] gibi farklı topolojilere dayalı GDPS tasarımlarına da yer verilmektedir.

1.2 Amaç

Günümüz güç elektroniği sistemlerinde kritik öneme sahip bileşenlerden biri olan Silisyum Karbür (SiC) tabanlı güç anahtarlarının, yeni nesil yarı iletken teknolojileri sayesinde yüksek gerilim ve yüksek anahtarlama frekanslarına doğru evrilmesi, bu cihazları sürmek için gereken kapı sürücü besleme kaynaklarının (Gate Driver Power Supply – GDPS) tasarımını daha da önemli hale getirmiştir. Bu çalışma kapsamında, söz konusu GDPS yapılarının tasarım ilkelerinin detaylı biçimde incelenmesi, tasarımda dikkate alınması gereken temel kriterlerin ortaya konulması ve literatüre katkı sağlayacak alternatif bir GDPS çözümünün geliştirilmesi amaçlanmaktadır.

Ayrıca, farklı devre mimarileri ve uygulama koşulları için önerilebilecek çeşitli tasarım yaklaşımlarının bir araya getirilerek kapsamlı bir tasarım yol haritası oluşturulması hedeflenmiştir. Bununla birlikte, anahtarlama sırasında yüksek güç

taleplerini karşılayan SiC tabanlı güç anahtarları için düşük elektromanyetik girişime (EMI) sahip bir GDPS yapısının sunulması da çalışmanın önemli hedeflerinden biridir.

1.3 Hipotez

Yapılan literatür taramasında, genel olarak tekil güç anahtarları ve düşük güçlü uygulamalar için çok sayıda GDPS tasarımı önerildiğı gözlemlenmiştir. Ancak, güç anahtarlarının paralel olarak kullanılmak istendiğı sistemler ya da yüksek giriş kapasitansına sahip yarı iletken elemanlar için literatürde sınırlı sayıda çözüm yer almakta, mevcut çözümlerin önemli bir kısmı ise yüksek seviyede elektromanyetik gürültü üretmektedir. Bu çalışma kapsamında sunulan tasarım ile, söz konusu uygulamalarda ortaya çıkan ihtiyaçlara yönelik etkili bir çözüm geliştirilmesi hedeflenmiştir.

Geliştirilen yapı, kompakt boyutlara sahip olmasının yanı sıra düşük elektromanyetik girişim (EMI) seviyesiyle de öne çıkmakta olup farklı güç seviyelerine sahip inverter, motor sürücü ve benzeri sistemlerin tasarımına uygun esnek bir altyapı sunarak, bu alanlardaki mühendislik uygulamalarının önünü açmayı amaçlamaktadır.

2

KAPI SÜRÜCÜ BESLEME KAYNAĞI TASARIM KRİTERLERİ

2.1 İzolasyon

Günümüzde Silisyum Karbür (SiC) tabanlı güç anahtarları, farklı gerilim seviyelerine uygun olarak çeşitli konfigürasyonlarda sunulmaktadır. Ayrık yapıdaki anahtarlar genellikle 400 V, 650 V, 750 V, 1200 V, 1700 V ve 2000 V gerilim seviyelerinde mevcuttur. Modül formunda ise, bu değerlere ek olarak 3300 V seviyesine kadar çıkan versiyonlar bulunmaktadır [20]. Üstelik, üçüncü nesil SiC teknolojilerle birlikte, 10 kV'a kadar dayanım sağlayabilen modül tipi güç anahtarları da geliştirilmiş ve uygulamalarda yerini almıştır [21].

Kapı sürücü besleme kaynakları yalnızca bu yüksek gerilim seviyelerinin gereksinimlerini karşılamakla kalmayıp, aynı zamanda sistem güvenliği açısından da bir dizi tasarım kriterine sahip olmalıdır [22]. Özellikle izolasyon, yalnızca kullanıcı güvenliği sağlamakla sınırlı kalmayıp, elektromanyetik girişim (EMI), ani gerilim yükselmeleri ve ortak mod gürültü gibi istenmeyen etkilerin bastırılmasına da önemli katkı sunar [23].

Bu bağlamda, izleyen bölümde GDPS tasarımında dikkate alınması gereken izolasyon kriterleri detaylı bir şekilde ele alınacaktır.

2.1.1 İzolasyon Teknik Gerekliliği

İzolasyon gereklilikleri aşağıda açıklanmıştır.

- Yüksek Anahtarlama Gerilimleri ve dv/dt Etkileri: Silisyum Karbür (SiC) tabanlı güç anahtarları, yüksek anahtarlama hızları ve yüksek gerilim seviyelerinde çalıştıkları için, tipik olarak 30 kV/ μ s ile 100 kV/ μ s arasında değişen gerilim yükselme ve düşme hızlarına sahiptir. Bu hızlı gerilim

(reinforced isolation) tercih edilebilir. Pratikte, izolasyon gerilimi değeri genellikle sistemin nominal çalışma geriliminin oldukça üzerinde seçilmektedir. Örneğin, IEC 61800-5-1 standardına göre, endüstriyel motor sürücü sistemlerinde sağlanması gereken minimum izolasyon gerilimi 2.5 kV ile 6 kV aralığında tanımlanmıştır [26].

- EMC Performansını Artırma: İzolasyonun sağladığı en önemli avantajlardan biri, sekonder sargı tarafında oluşan elektromanyetik gürültünün primer sargı tarafına iletimini engelleyerek sistemin kararlılığını korumasıdır. Ayrıca, uygun izolasyon ile ortak mod akımlarının bastırılması mümkün hale gelmekte, bu da genel sistemin elektromanyetik uyumluluk (EMC) performansını önemli ölçüde iyileştirmektedir [27].

2.1.2 İzolasyon Tipleri ve Kullanılan Tipleri

2.1.2.1 Galvanik İzolasyon

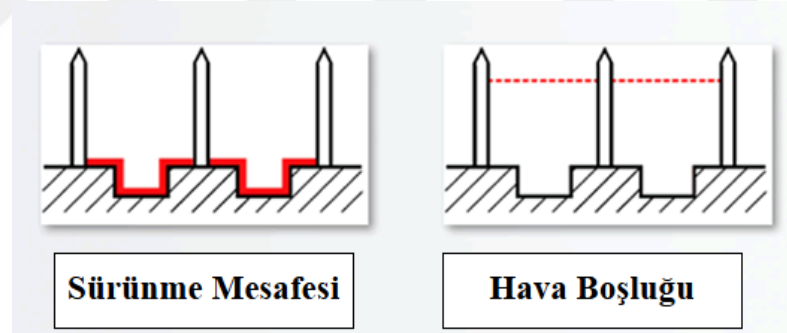
Galvanik izolasyon, birbirinden elektriksel olarak ayrılması gereken iki bölge arasında doğrudan bir iletken bağlantı olmaksızın enerji ve/veya sinyal aktarımının sağlanmasına olanak tanıyan bir yapıdır. Bu tür izolasyon sistemleri genellikle aşağıda sıralanan teknolojiler aracılığıyla gerçekleştirilir:

- Opto-izolatör: İzolasyonu optik sinyal üzerinden sağlayan bu elemanlar, sinyal iletiminde sıkça kullanılır. Ancak, yüksek CMTI (Common Mode Transient Immunity) gerektiren uygulamalarda sınırlı performans gösterirler. GDPS yapılarında, sekonder taraftan alınan gerilim veya akım geri besleme sinyallerinin primer tarafa güvenli biçimde iletilmesinde tercih edilirler.
- Kapasitif veya Manyetik İzolatörler: Gelişmiş CMTI performansları, düşük güç tüketimleri ve kompakt boyutları sayesinde sinyal izolasyonunda yaygın olarak kullanılan yapılardır. Bununla birlikte, bu teknolojilerle giriş ve çıkış arasında sürekli (DC) güç aktarımı mümkün değildir. Dolayısıyla yalnızca kontrol sinyallerinin izolasyonunda kullanılmaları uygundur.
- Transformatör Tabanlı İzolasyon: Yüksek frekanslı sinyallerin iletimine olanak tanıyan bu izolasyon türü, aynı zamanda anahtarlama teknikleri aracılığıyla güç aktarımı da gerçekleştirebilir. GDPS tasarımında kullanılan transformatörün malzeme seçimi, çekirdek tipi, sargı yapısı ve sargılar arası

izolasyon stratejisi, sistemin verimliliği, elektromanyetik yayılımı ve güvenliği açısından doğrudan belirleyici role sahiptir [22].

2.1.2.2 Mekanik İzolasyon Mesafesi

- **Clearance (Hava Boşluğu):** İki iletken parça arasındaki doğrudan hava boşluğu mesafesini ifade eder. Bu parametre, izolasyonun dielektrik dayanımını doğrudan etkileyen bir tasarım kriteridir. Minimum clearance mesafesi, uygulama gerilim seviyesine göre belirlenmekte olup IEC 60664-1 ve UL 840 gibi uluslararası standartlara uygun olarak tasarlanmalıdır. Şekil 2.2’de hem hava boşluğu hem de sürünme mesafeleri örnek bir yapı üzerinde görsel olarak sunulmuştur [28].
- **Creepage (Sürünme Mesafesi):** İki iletken parça arasındaki yüzey boyunca ölçülen en kısa mesafedir. Bu mesafe, yüzeysel ark oluşumunu önlemek amacıyla kritik bir izolasyon parametresi olarak değerlendirilir. Sürünme mesafesinin belirlenmesinde, kullanılan yalıtım malzemesinin yüzey kirlilik derecesi, nominal izolasyon gerilimi ve izolasyon kategorisi (temel – basic, güçlendirilmiş – reinforced) dikkate alınmalıdır [29].

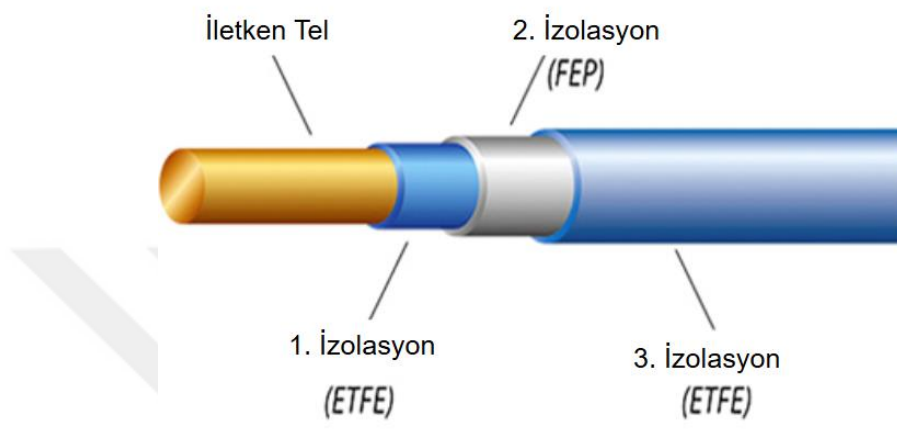


Şekil 2.2 Hava boşluğu ve sürünme mesafesi gösterimi [28]

2.1.3 İzolasyonun Termal Dayanımı

SiC tabanlı yarı iletken cihazlar, yüksek sıcaklıklarda çalışma yetenekleri ile öne çıkmakta olup, bu sıcaklık değerleri 175 °C seviyelerine kadar ulaşabilmektedir. Bu nedenle, bu cihazlarla birlikte kullanılan izolasyon malzemeleri de benzer termal koşullara dayanabilecek özellikte olmalıdır. Yüksek sıcaklık altında bile elektriksel bütünlüğü koruyabilen epoksi, poliamid ya da silikon bazlı yalıtkan malzemeler, özellikle transformatör ve ara bağlantı uygulamalarında tercih edilmektedir.

Ayrıca, transformatörlerde kullanılan bobin sargılarında, yüksek izolasyon gereksinimlerini karşılamak amacıyla üç katmanlı izoleli tel (Triple Insulated Wire – TIW) gibi özel yalıtımlı iletkenler kullanılmaktadır [22]. Şekil 2.3'te tipik bir TIW kablo örneği gösterilmektedir. TIW kablolar, yalnızca yer tasarrufu sağlamakla kalmaz, aynı zamanda transformatörlerin izolasyon dayanımına da doğrudan katkı sunarak güvenli çalışma sınırlarını genişletir.



Şekil 2.3 TIW tel gösterimi [30]

2.1.4 Standartlara Uygunluk

İzolasyon kriterlerinin tasarımında uluslararası standartlar mevcuttur. Uyulması gereken başlıca standartlar:

- IEC 61800-5-1: Güç sürücü sistemleri için izolasyon gerilimi ve güvenlik koşulları belirler [26].
- IEC 60664-1: Hava boşluğu ve sürünme mesafeleri için temel referans standardıdır [31].
- UL 1577: Dijital izolasyon elemanlarının test edilme standardıdır [32].
- MIL-STD-1275E: Askerî kara aracı sistemleri için giriş gerilimi ve izolasyon gereklilikleri belirler [33].

2.1.5 Pratik Tasarım Önerileri

- GDPS transformatör tasarımı kapsamında, izolasyon seviyesini artırmak ve sargılar arası parazitik kapasiteyi (C_{iw}) azaltmak amacıyla, primer ve sekonder sargılar arasına Faraday ekranlaması uygulanabilir. Bu ekranlama

yöntemi, ortak mod akımlarının bastırılmasına ve elektromanyetik girişimin azaltılmasına önemli ölçüde katkı sağlar [34].

- Baskı devre kartı (PCB) tasarımında, yüksek gerilim taşıyan hatlar ile düşük gerilimli kontrol hatları arasında yeterli izolasyon mesafesi bırakılması büyük önem taşır. Bu mesafe, gerekirse slot açma (slotting) veya özel izolasyon boşlukları (clearance cuts) ile artırılarak sürünme mesafesi optimize edilmelidir. Bu yöntemler, yüksek gerilimli sistemlerde yüzeysel ark oluşumunu engellemek için etkin bir strateji olarak değerlendirilir.
- Çok katmanlı PCB tasarımlarında, iç katmanlarda yüksek gerilim geçişleri söz konusuysa, katmanlar arası izolasyon güvenliği özel olarak ele alınmalıdır. Bu tür uygulamalarda, Karşılaştırmalı Takip Endeksi (Comparative Tracking Index – CTI) değeri yüksek olan dielektrik malzemelerin kullanılması, katmanlar arası elektriksel dayanımı artırmakta ve yüzeysel iletkenlik riskini minimize etmektedir [16].

Tablo 2.1 CTI tablosu

Karşılaştırmalı Takip Endeksi (CTI)			
İzolasyon Grubu	CTI	PLC	Malzemeler
1	>600V	0	PTFE, PP, PA, PFA, FEP
2	400V-599V	1	Polyester (PET), PEN
3.A	250V-399V	2	Polikarbonat
3.B	175V-249V	3	PPS
3.C	100V-174V	4	Poliamid, PEI, PS, PEEK, PC, PF, PES
	<100V	5	

2.2 Çıkış Gerilimi ve Simetrisi

Silisyum karbür güç anahtarları sürülmesinde GDPS çıkış geriliminin yapısı anahtarın hem iletimde hem de kesimdeki durumu için kritik öneme sahiptir. Aşağıda belirtilen durumlar nedeniyle kapalı durumdaki anahtarın açılma ihtimali olduğundan genelde negatif kutuplu gerilim isteri mevcuttur.

- Kapı-Kaynak Kapasitesi (C_{gs}) ve Miller Etkisi: Miller etkisi, özellikle yüksek frekanslı anahtarlama uygulamalarında, bir yarı iletken anahtarın kapı ile kanal terminalleri arasında bulunan parazitik kapasitans (C_{gd}) nedeniyle ortaya çıkan geri besleme etkisidir. Bu durum, MOSFET veya IGBT gibi anahtarlama elemanlarının kapı sürücü devresinden ihtiyaç duyduğu sürme akımını ve anahtarlama sürelerini doğrudan etkilemektedir. Anahtarın iletim veya kesim moduna geçişi sırasında kanal geriliminde meydana gelen ani değişim (dv/dt), C_{gd} üzerinden kapı terminaline doğru bir akım akmasına neden olur. Bu akım, kapı-kaynak kapasitansını (C_{gs}) şarj ederek kapı geriliminde istenmeyen yükselmelere yol açabilir bu da anahtarın kontrolsüz biçimde yeniden ilettime geçmesine veya tamamen kapanamamasına sebep olabilir.

Bu durum, özellikle yüksek dv/dt oranlarına sahip Silisyum Karbür (SiC) tabanlı MOSFET’lerde çok daha belirgin hale gelmekte ve bu nedenle ciddi bir kontrol zorluğu oluşturmaktadır. Bu etkilerin bastırılması amacıyla, kapı sürücü devrelerinde Miller kelepçesi kullanılması veya kapı ucunun negatif bir kapama gerilimi ile sürülmesi gibi çeşitli önlemler alınmaktadır [38][40]. Miller kelepçesi, anahtarın kapanma anında kapı terminalini drenaj noktasına düşük empedanslı bir yol üzerinden bağlayarak C_{gd} kaynaklı akımın etkisini sınırlar. Benzer şekilde, negatif kapama gerilimi de kapı-kaynak arasındaki gerilimi kontrol altında tutarak istemsiz anahtarlama önler.

Yüksek gerilim geçişleri esnasında ortaya çıkan Miller akımı, C_{gd} üzerinden kapı terminaline akar ve C_{gs} ’nin şarj olmasına neden olarak anahtarın istemsiz ilettime geçmesine yol açabilir. Şekil 2.4’te bu akımlar gösterilmektedir. Bu durumun matematiksel ifadesi aşağıdaki gibi verilir:

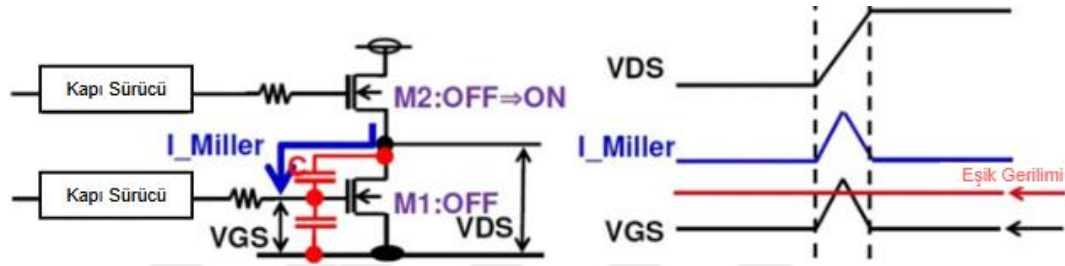
$$I_{Miller} = C_{gd} \times \frac{dV_{DS}}{dt} \quad (2.1)$$

I_{Miller} : Kapı terminaline akan Miller akımıdır,

C_{gd} : Kapı-Kanal parazitik kapasitansdır,

dV_{DS}/dt : Kanal-Kaynak gerilimindeki zamana bağlı değişim hızını (dv/dt) ifade eder.

Bu formülden (2.1) de anlaşılacağı üzere, hem C_{gd} değerinin düşük tutulması hem de dv/dt oranlarının kontrollü olması, Miller etkisinin bastırılmasında kritik rol oynamaktadır.



Şekil 2.4 Miller akımı gösterimi [39]

- Paralel Anahtar Kullanımında Akım Paylaşımı: Yüksek güçlü güç elektroniği uygulamalarında, gerekli akım kapasitesini sağlamak amacıyla yarı iletken anahtarların paralel olarak kullanılması yaygın bir yaklaşımdır. Ancak bu tür konfigürasyonlarda, anahtarlama karakteristiklerindeki ufak farklılıklar nedeniyle bazı anahtarların diğerlerinden daha erken ilettime geçmesi mümkündür. Bu durum, erken ilettime geçen anahtarın anlık olarak tüm yük akımını üzerine almasına ve bu nedenle termal stres altında kalmasına yol açabilir. Bu tür dengesizliklerin önüne geçmek ve tüm anahtarların güvenli şekilde kapalı durumda kalmasını sağlamak amacıyla, kapı terminaline uygulanan negatif kapama gerilimi ile kontrol sağlanır. Negatif gerilim, anahtarların kontrolsüz bir şekilde ilettime geçmesini engelleyerek paralel yapıların güvenliğini artırır [36].

SiC tabanlı MOSFET’lerde, pozitif açma gerilimi genellikle +15V ile +20V arasında seçilir. Bu değer aralığı, anahtarın düşük iletim direnci ($R_{\text{ds,on}}$) ile çalışmasını sağlayarak iletim kayıplarını minimize eder [37]. Kapatma durumunda ise, kapı terminaline tipik olarak -3V ila -5V aralığında negatif bir gerilim uygulanır. Bu uygulama, özellikle yüksek dv/dt ortamlarında Miller etkisini

bastırmak ve anahtarların kesin olarak kapalı kalmasını garanti altına almak amacıyla tercih edilir [23].

2.3 Çıkış Gücü

GDPS çıkış gücü olan P_{out} , kullanılan SiC tabanlı anahtarların sürme gereksinimlerinden daha yüksek seçilmelidir. Kapı sürücü devresi, her anahtarlama döngüsünde kapı kapasitansını şarj ve deşarj ederek önemli miktarda enerji tüketir bu da toplam sistem verimliliği açısından dikkate değer bir kayba neden olur [40]. SiC anahtarlarının GDPS'den talep ettiği ortalama güç aşağıdaki denklem ile hesaplanmaktadır.

$$P_{out} = N \times Q_g \times f_{sw} \times V_{gs} \quad (2.2)$$

P_{out} : Çıkış gücü (W)

N : Paralel anahtar sayısı

Q_g : Kapı yükü (Coulomb)

f_{sw} : Anahtarlama frekansı (Hz)

V_{gs} : Kapı Kaynak gerilimi (V)

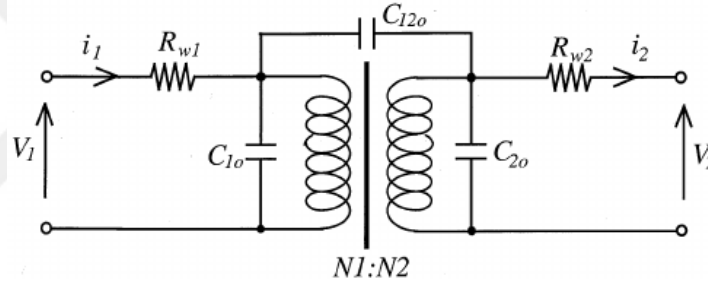
Bu denklemde kritik bir husus olarak, pozitif ve negatif kapı gerilimleri birlikte ele alınmalıdır. Örneğin, kapı açma gerilimi +15 V ve kapama gerilimi -4 V ise, toplam V_{gs} gerilimi 19 V olarak hesaplanmalıdır. Tipik bir SiC anahtar için ortalama GDPS güç ihtiyacı yaklaşık 2–3 W seviyesindedir. Ancak paralel yapıların kullanıldığı uygulamalarda bu değer toplamda 10 W'a kadar çıkabilmektedir [23].

GDPS çıkış gücünün yetersiz kalması durumunda, sürücü devresi kapı kapasitansını yeterince hızlı şarj edemez. Bunun sonucunda, anahtarlama gerilimi düşük kalır ve anahtar tam olarak ilettime geçemez. Bu durum hem iletim direncinin (R_{ds_on}) artmasına hem de cihazın aşırı ısınarak termal stres nedeniyle zarar görmesine yol açabilir. Ayrıca, yetersiz kapı sürme hızı, gerilim geçişlerinin uzamasına ve dolayısıyla elektromanyetik girişim (EMI) sorunlarının artmasına neden olur.

Öte yandan, yüksek anahtarlama hızlarında kapı sürücü devresi ani (peak) akımlar çeker. Bu akımın tamamı doğrudan GDPS'ten değil, çıkışta bulunan dekuplaj (decoupling) kapasitörleri üzerinden karşılanır. Bu nedenle, çıkış kapasitörleri düşük ESR (eşdeğer seri direnç) ve düşük ESL (eşdeğer seri endüktans) değerlerine sahip olmalıdır. Genellikle bu amaçla seramik kapasitörler tercih edilir ve kapasitörlerin GDPS ile kapı sürücü arasında mümkün olan en kısa mesafeye yerleştirilmesi önerilir [41–42].

Son olarak, anahtarın her anahtarlamasında dinamik olarak değişen yük koşulları GDPS performansını olumsuz etkilememelidir. Bu nedenle GDPS yapısının, hızlı yük değişimlerine karşı yüksek dinamik cevap kabiliyetine sahip olacak şekilde tasarlanması gerekir [25].

2.4 Sargılar Arası Kapasite



Şekil 2.5 Sargılar arası kapasite gösterimi [43]

İzoleli GDPS topolojilerinde, enerji aktarımı genellikle bir transformatör aracılığıyla sağlanmaktadır. Transformatörün yapısal karakteristikleri gereği, primer ve sekonder sargılar arasında bir parazitik kapasitans oluşur. Bu kapasite, Şekil 2.5'te C_{12o} ile gösterilmekte olup, literatürde genellikle sargılar arası kapasitans (inter-winding capacitance - C_{iw}) olarak tanımlanmaktadır [43]. Bu parazitik eleman, yüksek dv/dt oranlarına sahip gerilim geçişleri sırasında ortak mod akımlarının oluşmasına neden olur. Sonuç olarak, sistemde hem elektromanyetik girişim (EMI) artar hem de kapı sürücü devresinde kararsızlık meydana gelebilir [44].

Söz konusu kapasite üzerinden akan ortak mod akımı aşağıdaki denklemle ifade edilir.

$$I_{CM} = C_{iw} \times \frac{dv}{dt} \quad (2.3)$$

Bu akım, kapı sürücü devresinin referans potansiyelini bozarak, özellikle yüksek gerilim tarafında referans toprak kayması oluşturabilir. Bu durum, kontrol katmanında hatalı tetiklemelere veya zamanlama bozukluklarına yol açabilir [45]. Literatürde, bu tür etkilerin azaltılması amacıyla C_{iw} değerinin düşük tutulması önerilmektedir. Düşük gerilimli uygulamalarda bu değer genellikle 10 pF'in altında, orta gerilimli sistemlerde ise 5 pF seviyesinin altına indirilmesi tavsiye edilmektedir [10], [25].

Sargılar arası kapasite değeri sargıların fiziksel yerleşimi, kullanılan izolasyon malzemesi, sarım geometrisi, manyetik çekirdek tipi ve sargılar arası mesafe gibi parametrelerle doğrudan ilişkilidir. Geleneksel üst üste sarım tekniklerinde C_{iw} değeri nispeten yüksek olabilirken, bu değer azaltılması için çeşitli yapısal yöntemler mevcuttur. Örneğin, Faraday ekranı yerleştirilerek sargılar arasındaki elektrostatik etkileşim sınırlandırılabilir. Ayrıca, sandviç sarım (sandwich winding) veya ayrı katmanlı sarım (interleaved/distributed winding) gibi gelişmiş sarım teknikleri de sargılar arası kapasiteyi düşürmede etkili yöntemlerdir [46].

Bununla birlikte, bu parazitik etki yalnızca kontrol devresini değil, sistemde bulunan haberleşme hatlarını da etkileyebilmektedir. Bu nedenle, sargılar arası kapasitenin kontrolü sadece izolasyon açısından değil, aynı zamanda sistemin kararlılığı ve gürültüsüz veri iletimi açısından da kritik öneme sahiptir [47].

2.5 Elektromanyetik Girişim ve Elektromanyetik Uyumluluk

SiC tabanlı güç anahtarları, geleneksel silisyum (Si) anahtarlara kıyasla daha yüksek gerilim ve akım geçiş değerlerine sahiptir. Bu durum, özellikle yüksek dv/dt ve di/dt oranlarına sahip geçişlerde daha fazla elektromanyetik girişim (EMI) oluşmasına neden olur. Söz konusu yüksek hızlı geçişler, sadece çevresel bileşenleri değil, doğrudan GDPS de etkileyerek sistemin genel elektromanyetik uyumluluk (EMC) performansını olumsuz yönde etkileyebilir [48].

GDPS yapısında yer alan anahtarlama dönüştürücüler, özellikle yüksek frekanslı çalışma koşullarında önemli miktarda elektromanyetik gürültü üretmektedir. Bu gürültüler genellikle iki bileşen halinde değerlendirilir:

- Ortak mod (Common Mode – CM) gürültü, sargılar arası parazitik kapasitans (C_{iw}) üzerinden akan parazitik akımlar yoluyla oluşur.
- Diferansiyel mod (Differential Mode – DM) gürültü ise, dönüştürücünün anahtarlama sürecinde meydana gelen hızlı gerilim değişimlerinden kaynaklanır [49].

Daha önce 2.4 numaralı bölümde detaylandırılan C_{iw} değerinin azaltılması, ortak mod gürültünün bastırılması açısından etkili bir yöntem olmakla birlikte, farklı tekniklerle de EMI azaltımı sağlanabilir:

- Giriş/Çıkış Filtreleme: Farksal mod (DM) gürültülerin bastırılması amacıyla, GDPS giriş ve çıkışlarına LC tipi veya π (pi) tipi filtreler entegre edilebilir. Ancak ortak mod (CM) gürültülerin kontrolü için GDPS girişine ortak modlu bobin (CMC) yerleştirilmesi önerilmektedir. Bu pasif bileşen, simetrik akım bileşenlerini bastırarak EMI seviyelerini düşürür [23].
- Optimum PCB Yerleşimi: EMI seviyelerinin düşürülmesinde baskı devre kartı (PCB) yerleşimi de önemli rol oynamaktadır. GDPS ile kapı sürücü arasındaki mesafenin mümkün olduğunca kısa tutulması, sürekli ve düşük empedanslı toprak düzlemi kullanılması ve akım döngülerinin minimize edilmesi gibi tasarım ilkeleri EMI gürültüsünün bastırılmasına katkı sağlar [47].

Elektromanyetik uyumluluğa ilişkin çeşitli uluslararası standartlar, sistem seviyesinde EMI bastırma zorunluluğunu açıkça ortaya koymaktadır. IEEE 802.3, CISPR 22 ve MIL-STD-461 gibi standartlar, tüm elektronik sistemlerin hem pasif hem de aktif EMI azaltım tekniklerine uygun biçimde tasarlanmasını şart koşar [50]. Bu bağlamda, GDPS yapılarında kullanılacak tüm bileşenlerin ve topolojilerin EMC performansı dikkate alınarak optimize edilmesi gereklidir.

2.6 Verim

GDPS üzerinde oluşan enerji kayıpları, sistemin toplam güç tüketimi içerisinde genellikle ihmal edilebilir düzeydedir. Ancak, bu kayıplar sınırlı bir fiziksel alanda yoğunlaşarak yerel sıcaklık artışına neden olabilir. Bu durum, özellikle kompakt tasarımlarda termal yoğunluğun artmasıyla birlikte, sistemin kararlılığı ve uzun süreli güvenli çalışması açısından risk oluşturabilir [16]. GDPS verimi %60

seviyesinin altına düştüğünde, ısı yönetimi açısından ek soğutma önlemleri (ısı emiciler, hava akışı iyileştirmesi) alınması gerekebilir.

Verimi artırmak ve ısı yayılımını sınırlamak amacıyla rezonanslı anahtarlama topolojileri (seri veya paralel rezonans dönüştürücüler) tercih edilebilir. Bu tür topolojiler, anahtarlama anında gerilim veya akımı sıfıra yaklaştırarak anahtarlama kayıplarını azaltır ve böylece GDPS'nin genel enerji verimliliğini artırır.

Bununla birlikte, GDPS yapısında yer alan diyot bileşenlerinin seçimi de verim üzerinde doğrudan etkilidir. Yüksek hızlı ve düşük ters toparlanma süresine sahip diyotlar, özellikle yüksek frekanslı uygulamalarda tercih edilmeli aksi halde diyot üzerinde oluşan anahtarlama kayıpları GDPS'nin verimini olumsuz etkileyebilir [46].

2.7 Tepki Süresi ve Dinamik Kararlılık

SiC tabanlı güç anahtarlarının yüksek anahtarlama hızları ve dar geçiş zamanları, GDPS tepki süresi ve dinamik kararlılığını kritik parametreler haline getirmektedir. Bu bağlamda, kapı kapasitansının şarj ve deşarjı sırasında GDPS çıkış geriliminin kararlı biçimde sürdürülebilmesi, sistemin genel hassasiyetini ve güvenilirliğini doğrudan etkiler [44].

Kapı sürücü devresi, her anahtarlama çevriminde, özellikle anahtarlama sekansının başlangıcında, yüksek genlikli kısa süreli bir akım çeker. Bu ani akım, kapı kapasitansının hızlıca şarj edilebilmesi için zorunludur. Örneğin, +18 V kapı sürme gerilimiyle çalışan ve 80 nC kapı yüküne sahip bir SiC anahtar, anahtarlama anında birkaç amper mertebesinde anlık akım çekebilir. Bu tür hızlı enerji talepleri GDPS tarafından, çıkışta çok düşük gerilim salınımı ile karşılanmalıdır. Bu bağlamda, çıkıştaki dekuplaj kapasitörünün doğru boyutlandırılması ve uygun ESR/ESL değerlerine sahip olması büyük önem taşır. Bu yeteneğe, GDPS'nin tepki süresi denir ve sistemin geçici rejim performansını tanımlar [23].

GDPS'nin kararlılığını ve dinamik yanıt hızını artırmak amacıyla, geniş bantlı geri besleme döngülerinin kullanılması ve kontrolör kazanç parametrelerinin dikkatle optimize edilmesi önerilmektedir. Ayrıca, sekonder sargı çıkışında pasif bastırma devreleri (RC snubber, ferrit boncuk) ile salınımların bastırılması da sistemin

stabilitesine katkı sağlar. [25] numaralı çalışmada, yüksek performanslı bir GDPS için tepki süresinin 1 μ s'nin altında tutulması gerektiği ifade edilmektedir.

2.8 Kompakt Yapı ve Termal Performans

SiC tabanlı güç anahtarlarının kullanıldığı modern güç elektroniği uygulamalarında, sistemlerin kompakt yapı ihtiyacı ön plandadır. Bu bağlamda, tüm alt bileşenlerin sınırlı fiziksel hacimlere sığması ve GDPS dahil tüm alt birimlerin alan açısından optimize edilmesi beklenmektedir. Ancak alan küçüldükçe, ısı dağıtımı için kullanılabilir yüzey alanı da sınırlanmakta ve bu durum, sistemin termal performansını olumsuz etkileyebilmektedir. Dolayısıyla, termal optimizasyon, kompakt tasarımlar için vazgeçilmez bir gereklilik haline gelmektedir [51].

Bu ihtiyaç, özellikle birden fazla SiC anahtarın kullanıldığı uygulamalarda daha belirgin hâle gelir. Her bir anahtar için ayrı ve izoleli bir GDPS gereksinimi söz konusu olduğunda, toplam sistem hacmi içinde her bir güç kaynağının minimum yer kaplaması gerekir [52]. Bu koşullar altında, kompaktlığı koruyarak ısı güvenliğini sağlamak için GDPS tasarımında aşağıdaki önlemler dikkate alınmalıdır.

- Yüksek verimli topolojilerin tercih edilmesi, soğutma ihtiyacını azaltır ve daha küçük hacimlerde çalışmayı mümkün kılar. Yüksek verim, aynı zamanda ısı yoğunluğu da azaltarak kararlılığı artırır.
- Isı kaynağı olan komponentlerin altına yerleştirilecek termal delik içi kaplama yapıları aracılığıyla, PCB üzerinde ısının daha geniş alana dağıtılması sağlanmalıdır.
- Yüksek sıcaklıklara dayanıklı komponentler tercih edilmeli ısıya duyarlı elemanlar için çalışma sıcaklığı aralığı dikkatle belirlenmelidir.
- Alan tasarrufu açısından, yüzey montajlı (SMD) komponentler tercih edilerek devre yoğunluğu artırılabilir.
- GDPS'nin manyetik elemanlarının (özellikle transformatör) boyutunun küçültülebilmesi için anahtarlama frekansının artırılması yaygın bir stratejidir. Ancak bu durum, EMI ve verim üzerindeki etkilerle birlikte değerlendirilmelidir.

Ayrıca, sistemin maksimum sıcaklığının, en kötü çevresel koşullar altında dahi 125 °C'yi aşmaması sağlanmalıdır. Aksi takdirde, GDPS içinde yer alan yarı iletken bileşenler, aşırı sıcaklık nedeniyle arızalanabilir veya ömürleri ciddi şekilde kısalabilir. Bu nedenle hem elektriksel hem de termal güvenlik marjları, GDPS tasarımında temel belirleyici parametreler arasında yer almalıdır.

2.9 Topoloji Seçimi

Silisyum Karbür tabanlı güç anahtarlarının sürülmesinde kullanılan GDPS, genellikle izoleli DC-DC dönüştürücüler tercih edilmektedir. Bu yapılarda topoloji seçiminde sistemin çıkış güç ihtiyacı, giriş gerilim aralığı, gerekli izolasyon seviyesi ve fiziksel yerleşim alanı (form factor) gibi kriterler dikkate alınmalıdır [24].

GDPS tasarımlarında yaygın olarak kullanılan topolojiler şunlardır:

- Push-Pull Topolojisi
- Flyback Topolojisi
- Forward Topolojisi
- Half-Bridge ve Full-Bridge Topolojileri
- Rezonanslı Topolojiler (LLC vb.)

Bu başlık altında söz konusu topolojiler, avantaj ve dezavantajları yönüyle sistematik biçimde karşılaştırılmaktadır.

2.9.1 Push-Pull Topolojisi

Push-pull topolojisi, simetrik iki anahtarlama elemanının, orta uçlu bir transformatörün primer sargısına sırayla anahtarlansak alternatif gerilim üretmesi prensibine dayanır. Bu simetrik anahtarlama yapısı, GDPS uygulamalarında oldukça yaygın olarak kullanılmasına neden olmaktadır. Ayrıca, çift kutuplu çıkış gerilimlerinin (+V / -V) kolaylıkla elde edilebilmesi de önemli bir avantaj sağlamaktadır [23].

Avantajları:

- Simetrik çıkış gerilimi üretme imkânı (örneğin +18 V / -5 V)
- Transformatörün çift yönlü manyetik kullanımıyla yüksek verim

- Yüksek anahtarlama frekanslarında küçük transformatör boyutu
- Düşük EMI oluşumu ve PCB layout açısından sade yapı

Dezavantajları:

- Doluluk oranının (duty cycle) %50 ile sınırlı olması
- Geniş giriş gerilim aralığına uygun olmaması

2.9.2 Flyback Topolojisi

Flyback topolojisi, yapısal olarak push-pull'a göre daha sade olup yalnızca tek anahtarlama elemanı içerir. Anahtar açıkken transformatör enerjilendirilir, kapandığında ise bu enerji sekonder tarafa aktarılır. Basitliği ve bileşen sayısının azlığı nedeniyle düşük güçlü ve geniş giriş gerilimi aralığına sahip uygulamalarda tercih edilir.

Avantajları:

- Basit devre yapısı ve düşük bileşen sayısı
- Tek anahtarlı yapı
- Geniş giriş gerilim aralığına uyumlu tasarım

Dezavantajları:

- Yüksek sargılar arası kapasitansa sahip transformatör ihtiyacı
- Push-pull'a göre daha zayıf çıkış gerilim regülasyonu
- Kaçak endüktans nedeniyle bastırma (snubber) devresi gerekliliği [54]

2.9.3 Forward Topolojisi

Forward topolojisi de flyback gibi tek anahtarlıdır. Ancak enerji aktarımı anahtar açıkken gerçekleşir. Anahtar kapandığında ise transformatörde biriken enerji hem giriş hem de çıkışa yönlendirilir. Transformatörün doyuma gitmesini önlemek amacıyla reset sargısı kullanılması zorunludur.

Avantajları:

- Sürekli enerji iletimi
- Kararlı çıkış gerilim regülasyonu

Dezavantajları:

- Reset sargısı ihtiyacı nedeniyle sargılar arası kapasitenin artması
- Devre yapısının görece daha karmaşık olması [53]

2.9.4 Half-Bridge ve Full-Bridge Topolojileri

Bu topolojiler, yüksek güçlü GDPS uygulamalarında tercih edilir. Özellikle kablosuz güç aktarımı gibi yüksek izolasyon gerektiren sistemlerde uygundur. Transformatör tam manyetik kapasiteyle kullanılarak yüksek çıkış gücü ve verim elde edilir.

Avantajları:

- Yüksek sistem verimi ($> \%90$)
- Yüksek çıkış gücü elde edilebilir
- Transformatörün verimli kullanımı

Dezavantajları:

- Karmaşık kontrol ve devre yapısı
- Büyük yer kaplaması
- Düşük güçlü uygulamalar için gereğinden fazla karmaşıklık [22]

2.9.5 Rezonanslı Topolojiler (LLC, Seri ve Paralel Rezonanslı)

LLC, seri rezonanslı ve paralel rezonanslı dönüştürücüler, yüksek frekans ve yüksek verim gerektiren uygulamalarda tercih edilen rezonans tabanlı yapılar olup, yumuşak anahtarlama tekniklerini destekler. Sıfır voltaj geçişi (ZVS) ve sıfır akım geçişi (ZCS) gibi yöntemlerle anahtarlama kayıplarını minimize ederler. Aynı zamanda EMI açısından da oldukça avantajlıdırlar.

Avantajları:

- Yüksek enerji verimliliği
- Düşük elektromanyetik girişim (EMI)
- Gelişmiş termal performans

Dezavantajları:

- Rezonans frekansının hassas ayarlanma gerekliliği

- Karmaşık kontrol algoritması ve devre yapısı
- Yük adaptasyon kabiliyeti sınırlı olabilir [55–56]

2.10 Koruma Fonksiyonları

SiC tabanlı güç anahtarları için geliştirilen GDPS yapısı, yalnızca kapı sürücü devresini beslemekle sınırlı değildir. Aynı zamanda, sistemin güvenli ve kararlı çalışabilmesi için hem aktif hem de pasif koruma devreleri ile donatılmalı, güç anahtarlarını ve sürücü birimlerini olası arıza koşullarına karşı koruma görevini de üstlenmelidir. GDPS yapısında bulunması önerilen başlıca koruma fonksiyonları aşağıda açıklanmıştır:

- Aşırı Gerilim Koruması (Over Voltage Protection – OVP): SiC-MOSFET'ler, kapı-kaynak uçları arasında genellikle +20 V ile –20 V aralığında bir gerilime dayanıklıdır. Bu sınırların aşılması durumunda, kapı oksit tabakasında geri dönüşü olmayan hasarlar meydana gelebilir. Ayrıca, elektrostatik deşarj (ESD) etkileri nedeniyle de kapı terminali zarar görebilir. Bu tür durumlara karşı, kapı-kaynak uçları arasına, anahtarlama gerilimi seviyesine uygun zener diyot veya transient voltage suppression (TVS) diyotu yerleştirilerek aşırı gerilim koruması sağlanmalıdır [57].
- Düşük Gerilim Koruması (Under Voltage Protection – UVP): Anahtarın kapı terminaline uygulanan gerilim yeterli düzeyde değilse, MOSFET tam olarak iletme geçemez ve bunun sonucunda R_{ds_on} değeri artar. Bu durum, yüksek iletim kayıplarına ve dolayısıyla anahtarın aşırı ısınarak zarar görmesine neden olabilir. Bu riski önlemek amacıyla, GDPS kontrol entegrelerinde bulunan düşük gerilim kilidi (UVLO) fonksiyonu devreye alınmalıdır. Bu koruma, gerilim belirli bir eşik seviyesinin altına düştüğünde GDPS çıkışını kapatarak sistemi güvenli duruma geçirir [24].
- Aşırı Akım Koruması (Over Current Protection – OCP): GDPS çıkışında meydana gelebilecek bir kısa devre durumu veya anahtarın arızalanması durumunda aşırı akım çekilebilir. Bu koşullar altında GDPS'nin transformatörü, çıkış diyotları ya da diğer bileşenleri zarar görebilir. Aşırı akıma karşı koruma sağlamak için, akım sınırlama özelliği bulunan entegre kontrolörler tercih edilmelidir. Ayrıca, kısa devre algılandığında hata sinyali

üreten hata bacağı çıkışına sahip kapı sürücü entegreleriyle, MOSFET anahtarlamaı güvenli şekilde durdurulabilir [58].

- Güvenli Kapatma: Yüksek gerilimli taraflarda algılanan bir arıza durumunda, sistemin zarar görmesini önlemek amacıyla işlemci tarafından GDPS ve kapı sürücü çıkışı devre dışı bırakılmalıdır. Bu işlev, genellikle GDPS entegrelerinde bulunan aktif etme (enable) pin aracılığıyla gerçekleştirilir. Bir hata mesajı algılandığında GDPS çıkış gerilimi kesilerek anahtarın güvenli biçimde kapatılması sağlanır. Bu yapı, özellikle motor sürücü sistemlerinde ve güvenlik açısından kritik uygulamalarda standart bir gereklilik olarak kabul edilmektedir [59].

2.11 Giriş Gerilim Aralığı

GDPS tasarımında, uygulama alanına göre giriş gerilim kaynağı ve bu gerilimin karakteristikleri önemli farklılıklar gösterebilir. Giriş kaynağının tipi, gerilim seviyeleri ve kararlılığı hem sistemin güvenli çalışmasını hem de topoloji seçimini doğrudan etkiler. Bu nedenle, GDPS girişine uygulanacak gerilim, kullanım senaryosuna göre dikkatle değerlendirilmelidir.

2.11.1 Uygulama Alanına Göre Giriş Gerilim Özellikleri

- Batarya Tabanlı Uygulamalar: Batarya sistemlerinde giriş gerilimi, batarya doluluk seviyesine bağılı olarak değişkenlik gösterir. Tipik olarak bu sistemlerde 9 V ila 36 V aralığında çalışan GDPS çözümleri tercih edilmektedir. Eğer sistem, askeri platformlarda kullanılacaksa ve alt sistem girişinde MIL-STD-1275 standardına uygun bir koruma yapısı mevcut değilse, GDPS tasarımına bu standardı karşılayan giriş koruma devreleri (giriş filtresi, ters polarite koruması, aşırı gerilim/sıcaklık koruması) entegre edilmelidir.
- Solar İnverter Uygulamaları: Güneş paneli tabanlı sistemlerde doğru akım (DC) barası oldukça yüksek gerilimlere ulaşabilir. Bu değerler 800 V seviyesine kadar çıkabilmektedir. Bu denli yüksek gerilimlerin doğrudan GDPS girişine uygulanması hem izolasyon gereksinimlerini zorlaştırır hem de kompakt yapı hedeflerini tehdit eder. Bu nedenle, gerilim seviyesi uygun

bir ön dönüştürücü veya regülasyon katı ile düşürülmeden GDPS girişinde kullanılmamalıdır.

- AC Hattına Bağlı Uygulamalar: Uluslararası standartlara göre tek fazlı AC girişin doğrultulmasıyla elde edilen DC bara gerilimi genellikle 85 V ila 265 V aralığındadır. Bu gerilim seviyesi doğrudan GDPS girişine uygulanmamalı, izolasyon, koruma ve yerleşim kriterleri açısından uygun ön işleme tabi tutulmalıdır. Kompaktlık ihtiyacının sürdürülebilmesi için bu tür sistemlerde ön dönüştürücü kademeler önerilmektedir.

2.11.2 Giriş Gerilim Aralığına Göre GDPS Topolojisi Seçimi

Giriş gerilimi, sabit ya da geniş aralıklı değişken değerlere sahip olabilir. Bu nedenle GDPS tasarımında, seçilecek dönüştürücü topolojisinin, giriş gerilim aralığına uyumlu olması gerekmektedir [53–54].

- Flyback ve Forward Topolojileri: Geniş giriş gerilimi aralığına sahip uygulamalar için uygundurlar. Özellikle 9 V ila 36 V aralığında çalışan sistemlerde tercih edilirler. 48 V batarya sistemleri gibi uygulamalarda da kullanıma elverişlidirler. Flyback topolojisi, düşük bileşen sayısı ile avantaj sağlarken forward topolojisi daha kararlı çıkış regülasyonu sunar.
- Push-Pull Topolojisi: Göreceli olarak daha dar bir giriş gerilim aralığında çalışmaya uygundur. Tipik olarak 9 V ila 18 V aralığındaki sabit ya da dar değişkenli DC giriş kaynakları için tercih edilir. Bu yapıda transformatör simetrik olarak kullanıldığı için, giriş geriliminin çok fazla dalgalanmaması beklenir [23].

2.12 Anahtarlama Frekansı

GDPS, Silisyum karbür tabanlı güç anahtarlarının yüksek anahtarlama frekanslarına uyum sağlayacak şekilde tasarlanmalıdır. SiC cihazlarının karakteristik özelliklerinden biri olan yüksek frekanslı çalışma kabiliyeti, GDPS yapısının da bu koşullara uygun olarak optimize edilmesini gerektirir. Yüksek frekanslı GDPS'ler, daha dinamik bir çıkış tepkisi sunabilirken, aynı zamanda daha kompakt bir yapıda tasarlanabilir. Bununla birlikte, yüksek anahtarlama frekansları, elektromanyetik girişim (EMI) düzeylerini artırarak sistemin elektromanyetik uyumluluk (EMC) performansını olumsuz etkileyebilir.

Yüksek frekanslı anahtarlama, GDPS içerisindeki anahtar elemanlarda anahtarlama kayıplarının artmasına yol açar. Bu kayıplar, özellikle verimliliği düşürmekle kalmayıp aynı zamanda termal stres oluşturarak cihaz ömrünü azaltabilir. Bu nedenle, GDPS devresinin termal analizi doğru şekilde yapılmalı, anahtarlama elemanlarının sıcaklık dağılımı ve ısı dayanımları detaylı olarak değerlendirilmelidir.

Yüksek frekanslı çalışma koşullarında oluşan EMI gürültülerini sınırlamak amacıyla, GDPS girişine uygulamaya uygun EMC filtreleri yerleştirilmelidir. Bu filtrelerin, çalışılan frekans aralığına uygun kesim frekansına (cut-off frequency) ve yeterli bastırma katsayısına sahip olması, gürültünün sistemin geri kalan bölümlerine yayılmasını engelleyecektir.

Ayrıca, yüksek frekanslarda baskı devre kartı (PCB) tasarımında dikkat edilmesi gereken bir diğer önemli unsur, parazit kapasitif ve endüktif etkileşimlerin azaltılmasıdır. Yüksek frekans sinyalleri, diğer PCB hatlarına yayılabilir ve bu durum sistemin kararlılığını bozabilir. Bu nedenle GDPS'ye ait sinyal yollarının yerleşimi, topraklama stratejileri ve katman yapısı dikkatle tasarlanmalıdır.

Son olarak, GDPS kontrolünü sağlayan entegre devrenin, hem yüksek frekanslı çalışmaya uygun zamanlama doğruluğuna sahip olması hem de sıcaklık değişimlerine karşı kararlı bir performans göstermesi gerekmektedir. Bu, uzun süreli güvenli çalışma ve çıkış gerilim stabilitesi açısından kritik bir gerekliliktir [45–46].

3

KAPI SÜRÜCÜ BESLEME KAYNAĞI TASARIMI VE UYGULAMASI

3.1 Tasarım İsterleri

Yapılacak GDPS tasarımında, karşılaştırmalı analiz yapabilmek amacıyla Würth Elektronik firmasına ait flyback topolojili bir referans tasarım temel alınmıştır [60]. Bu referans sistem, üç farklı çıkış gerilimi türü sağlamaktadır. Yapılacak çalışmada ise, kapı sürücü gereksinimlerine uygun olarak +15 V ve -4 V olmak üzere çift kutuplu çıkış gerilimleri hedeflenmiştir. Referans tasarımda giriş gerilimi 9 V ile 18 V aralığında değişmekle birlikte, nominal giriş gerilimi 12 V olarak tanımlanmıştır. Sistem 6 W'a kadar çıkış gücü sağlayacak şekilde tasarlanmıştır.

Bu çalışmada, düşük EMI ve kompakt yapı hedefleri doğrultusunda push-pull topolojisi tercih edilmiştir. Belirlenen giriş gerilim aralığını karşılayabilecek şekilde üç farklı tasarım yaklaşımı değerlendirilmiş ve her biri için uygun kontrol entegreleri seçilmiştir:

- Kapalı Çevrimli Düşük Güçlü Tasarım: Yapılan literatür taramasına göre, push-pull topolojisini doğrudan entegre anahtarlara sahip şekilde kapalı çevrimde çalıştırabilecek ve hedeflenen çıkış gücünü sağlayabilecek bütünlük bir entegre mevcut değildir. Ancak, Analog Devices firmasının sunduğu ADuM4070 ve ADuM3070 entegreleri, 200 kHz ile 1 MHz frekans aralığında çalışabilen, %70'e kadar verim sunan ve 5 kV'a kadar izolasyon gerilimi dayanımı sağlayan çözümler sunmaktadır [61–62]. Bu entegreler, kapalı çevrim geri besleme mekanizmasını desteklese de maksimum 2.5 W çıkış gücü ile sınırlıdır.
- Kapalı Çevrimli Yüksek Güçlü Tasarım: Giriş geriliminin değişken olduğu uygulamalarda ve daha yüksek çıkış gücü gereksinimi bulunan sistemlerde,

ayrık anahtarlarla çalışabilen kapalı çevrim çözümleri değerlendirilmektedir. Bu amaçla, Analog Devices firmasına ait LTC3723-1 ve LTC3723-2 entegreleri kullanılabilir [63]. Bu entegreler, 1 MHz'e kadar anahtarlama frekansı desteğiyle yüksek performanslı bir GDPS yapısının oluşturulmasına olanak tanımaktadır. Ancak bu mimaride kullanılan ayrık anahtarlama elemanları ve sekonder çıkıştan alınan geri besleme sinyallerinin izolasyonunu sağlamak için ek devre elemanlarına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu durum, daha büyük bir PCB alanı ve karmaşık bir yerleşim gereksinimi doğurur.

- **Açık Çevrimli Tasarım:** Sabit giriş gerilimi kabul edilerek açık çevrim çalışma prensibine dayanan bir GDPS tasarımı da mümkündür. Bu yaklaşımda, yine Analog Devices firmasının LT3439 ve LT3999 entegreleri ile 1 MHz anahtarlama frekansına sahip bir sistem tasarımı gerçekleştirilebilir [64–65]. Bu entegreler, sabit 12 V giriş gerilimi ile çalışmaya uygun olup sistemde OVP (aşırı gerilim koruması), UVP (düşük gerilim koruması) ve OCP (aşırı akım koruması) gibi güvenlik fonksiyonlarını da sağlayabilmektedir.

Tüm bu tasarım seçenekleri göz önünde bulundurulduğunda, hedeflenen 6 W çıkış gücünü, sabit 12 V giriş gerilimi altında sağlayabilecek, aynı zamanda EMI performansı açısından uygun, kompakt bir push-pull topolojisi en uygun çözüm olarak değerlendirilmektedir. Devam eden bölümlerde bu topolojiye dayalı olarak önerilen tasarımın detaylandırılması yapılacaktır.

Tablo 3.1 Tasarım isterleri tablosu

Tasarım İsterleri		
Tanım	Değer	Birim
Nominal Giriş Gerilimi	12 (± 0.5)	V
Pozitif Çıkış Gerilimi ve Akımı	+15 320	V mA

Negatif Çıkış Gerilimi ve Akımı	-4 320	V mA
Anahtarlama Frekansı	1000	kHz

Tablo 3.1 Tasarım isterleri tablosu (devamı)

3.2 GDPS Tasarımı

3.2.1 Kontrol Entegresi Seçimi

Yapılan literatür ve piyasa araştırmaları doğrultusunda, farklı firmalar tarafından sunulan ve çeşitli teknik özelliklere sahip birçok GDPS entegresinin mevcut olduğu belirlenmiştir. Tablo 3.2'de [66], sektörde yaygın olarak kullanılan, açık çevrim çalışan ve entegre anahtarlama elemanlarını bünyesinde barındıran GDPS kontrol entegrelerine ilişkin temel teknik özelliklerin karşılaştırmalı bir değerlendirmesi sunulmuştur.

Tablo 3.2 Push-pull entegreleri karşılaştırma tablosu

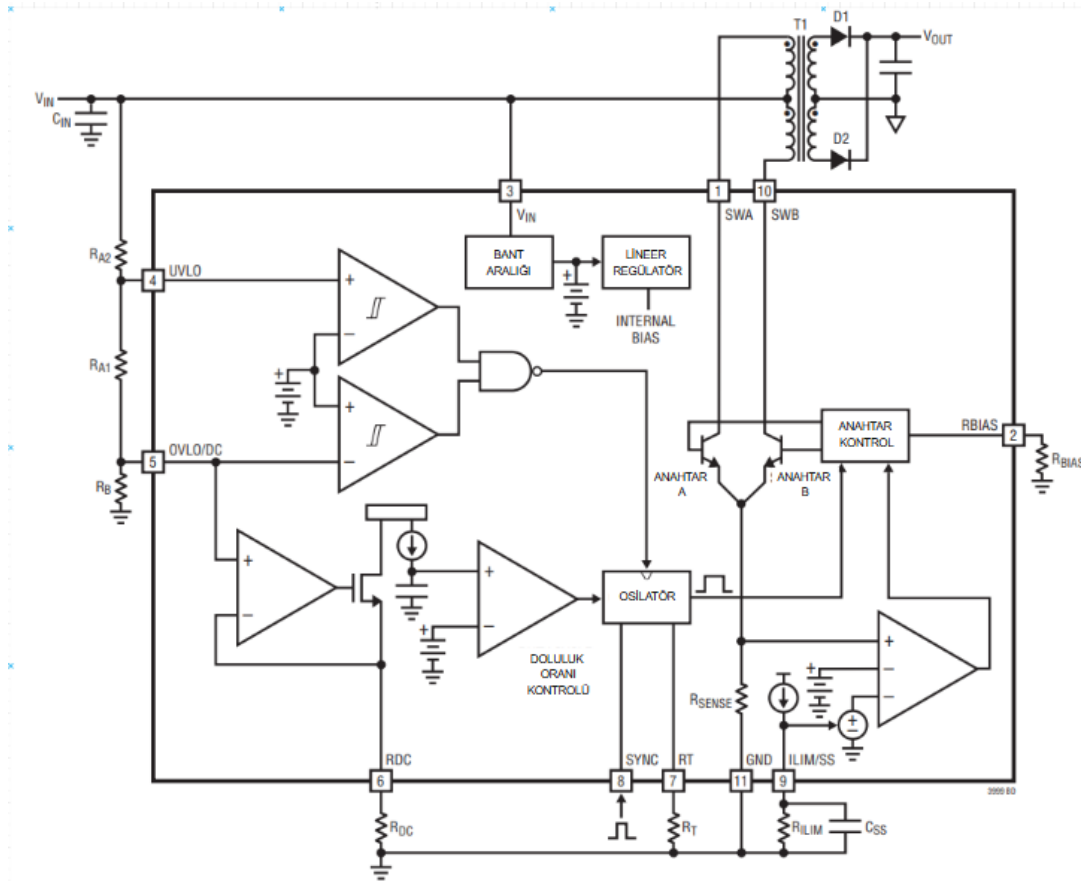
Özellikler	SN6507	SN6505A/B	SN6501	LT3999	MAX13256
Topoloji	Push-Pull	Push-Pull	Push-Pull	Push-Pull	H-köprü
Giriş Gerilim Aralığı (V)	3 ila 36	2.25 ila 5.5	3 ila 5.5	2.7 ila 36	8 ila 36
Çıkış Gerilim Regülasyonu	±%5 (±%30 giriş voltaj sapmasına göre)	Yok	Yok	Yok	Yok
Doluluk Oranı Kontrolü ile Çıkış Regülasyonu	Var	Yok	Yok	Var	Yok
Maksimum Çıkış Akımı	0.5A (3V) ila 3.6V	1A (5V'a kadar)	0.35A (5V'a kadar)	1A (36V'a kadar)	0.3A (36V'a kadar)
Dahili Anahtarlama Frekansı	100kHz – 2MHz (Ayarlanabilir)	160kHz / 400kHz (Sabit), ±%20	410kHz (Sabit)	20kHz – 1MHz	425kHz (Sabit)
Harici Saat Senkronizasyonu	200kHz – 4000kHz	100kHz – 600kHz (6505A) 100kHz – 1600kHz (6505B)	Yok	100kHz – 1000kHz	200kHz – 2000kHz
Akım Sınırlama	1.3A – Ayarlanabilir	1.7A – Sabit	Yok	1.4A – Ayarlanabilir	0.8A – Ayarlanabilir
Geçiş Hızı Kontrolü (Slew Rate)	Evet – Ayarlanabilir	Evet – Sabit	Yok	Yok	Yok
Yayılmış Spektrumlu Saatleme	Evet	Yok	Yok	Yok	Yok
Yumuşak Başlatma (Soft Start)	Evet – Ayarlanabilir	Evet – Sabit	Yok	Evet – Ayarlanabilir	Yok
Alt Gerilim Kilidi (UVLO)	Evet – Ayarlanabilir	Evet – Sabit	Yok	Evet – Ayarlanabilir	Yok
Üst Gerilim Kilidi (OVLO)	Evet – Ayarlanabilir	Yok	Yok	Evet – Ayarlanabilir	Yok
Çalışma Sıcaklık Aralığı (°C)	-55 ila 125	-55 ila 125	-40 ila 125	-40 ila 125	-40 ila 125
Kılıf Boyutu (Package Size)	HVSO-P-10 3mm x 5mm	SOT23-6 3mm x 3mm	SOT23-5 3mm x 3mm	MSOP-10 / DFN-10 3mm x 5mm	DFN-10 3mm x 3mm
1.000 Adetlik Fiyat (USD)	\$1.302	\$0.948	\$0.726	\$3.09	\$3.25

Tablo 3.2'de sunulan karşılaştırmalı değerlendirmeye göre, her ne kadar SN6507 entegresi daha fazla sayıda gelişmiş özelliğe sahip olsa da yapılacak olan GDPS tasarımı açısından LT3999 entegresi uygulama gereksinimlerini karşılayan yeterli performansı sunmaktadır. Bu nedenle, önerilen tasarımda LT3999 entegresi tercih edilmiştir.

LT3999, 2.7 V ila 36 V arasında geniş bir giriş gerilim aralığında çalışabilmekte olup, bu durum tasarımda belirlenen 12 V sabit giriş gerilimi ile tam uyumludur. Entegre, her bir anahtarlama kanalından 1 A'e kadar çıkış akımı sağlayabilmektedir ve bu akım kapasitesi, hedeflenen çıkış gücünü karşılayacak düzeydedir. Ayrıca

entegre, tasarımda belirlenen anahtarlama frekansı aralığında kararlı şekilde çalışabilmektedir.

Bunlara ek olarak LT3999 entegresi, sistem güvenliğini ve uzun ömürlü çalışmayı destekleyen yumuşak kalkış (soft-start) ve çapraz iletim önleme (cross-conduction protection) gibi koruma fonksiyonlarına da sahiptir. Bu özellikleriyle birlikte, LT3999 entegresi kompakt, düşük EMI değerine sahip ve güvenli bir GDPS yapısı oluşturmak için uygun bir çözüm sunmaktadır [65].



Şekil 3.1 LT3999 entegresi blok diyagramı [65]

3.2.2 Transformör Tasarımı

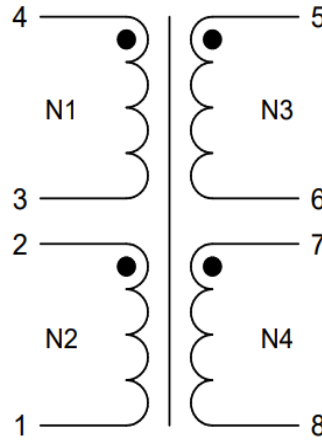
Bu çalışmada gerçekleştirilecek GDPS tasarımında, çıkış güç seviyesinin düşük olması ve transformör boyutlarının kompakt tutulması nedeniyle, hazır (standart üretim) bir transformör kullanılması tercih edilmiştir. Bu yaklaşım, yalnızca tedarik ve üretim sürecini kolaylaştırmakla kalmamakta, aynı zamanda manuel sarım sırasında oluşabilecek parazitik kapasitans ve kaçak endüktans gibi istenmeyen etkilerin de minimize edilmesine katkı sağlamaktadır. Hazır transformörler, üretici tarafından belirli frekans, izolasyon ve C_{iw} değerlerine

göre optimize edildiğinden, yüksek frekanslı ve düşük EMI gerektiren uygulamalarda daha tutarlı performans sunmaktadır.

Tablo 3.3 Push-pull transformatörleri karşılaştırma tablosu

No	Parça Kodu	Üretici	Güç (W)	Maksimum Anahtarlama Frekansı (kHz)	Primer Endüktansı (μH)	Sarım Oranı (Ns:Np)	dv/dt	İzolasyon Dayanımı (V)
1	PA6547-AL	Coilcraft	2	500	63,75	1:2	17,6	2500
2	PA6548-AL	Coilcraft	2	500	63,75	1:3	17,6	2500
3	TX1-ZB1445-CED	Coilcraft	7,5	1000	99,7	1:1,4	22	2500
4	TX2-ZE2427-AED	Coilcraft	7,5	1000	99,7	1:1,4	22	5000
5	ZA9801-AED	Coilcraft	5	150	45,6	1:1,5	34,4	5000
6	750314781	Würth	6	1000	160	1:2	160	1000
7	750319691	Würth	6	600	100	1:1,14	23	2500

Tablo 3.3'te gösterildiği üzere, piyasada farklı özelliklere sahip birçok hazır transformatör seçeneği mevcuttur. Bu tasarımda, daha düşük doluluk oranı ile istenen çıkış gerilimini elde edebilmek ve yüksek frekanslı çalışmaya uygun kompakt bir çözüm sunabilmek amacıyla, Würth Elektronik firmasına ait 750314781 parça kodlu transformatör tercih edilmiştir.



Şekil 3.2 750314781 parça kodlu transformatörün şematiği [66]

Seçilen transformatörün dokümanları [66] incelendiğinde endüktans değerleri mevcut, fakat sarım sayıları bulunmamaktadır. Bu nedenle birkaç adet numune satın alınıp incelenmiştir.

Tablo 3.4 75034781 transformatör değerleri

Tanım	750314781
Primer 1 Endüktansı ve Tur Sayısı (4-3)	39,6 μH – 9 tur
Primer 2 Endüktansı ve Tur Sayısı (2-1)	39,6 μH – 9 tur
Sekonder 1 Endüktansı ve Tur Sayısı (5-6)	160 μH – 18 tur
Sekonder 2 Endüktansı ve Tur Sayısı (7-8)	160 μH – 18 tur

3.2.3 Pasif Komponentlerin Seçilmesi

LT3999 komponentinin dokümanlarında verilen yardımcı pasif komponentlerin seçimi sırasıyla verilmiştir.

3.2.3.1 Anahtarlama Frekansının Ayarlanması

LT3999 entegresinin anahtarlama frekansı, 7 numaralı pine bağlanan harici bir direnç aracılığıyla ayarlanmaktadır. Üretici tarafından sağlanan teknik dokümanda, çeşitli anahtarlama frekansları için önerilen direnç değerleri ayrıntılı şekilde verilmiştir. Tablo 3.5’te gösterildiği üzere, 1 MHz anahtarlama frekansına ulaşmak için gereken direnç değeri 12.1 k Ω olarak belirtilmiştir.

Tablo 3.5 RT direnci seçimi

R _T	f _{sw}
316k Ω	50kHz
158k Ω	100kHz
76.8k Ω	200kHz
49.9k Ω	300kHz
36.5k Ω	400kHz
28k Ω	500kHz
22.6k Ω	600kHz
19.1k Ω	700kHz
16.2k Ω	800kHz
14k Ω	900kHz
12.1k Ω	1000kHz

3.2.3.2 Osilosyon Sekronizasyonu

LT3999 entegresi, üzerinde bulunan SYNC pini aracılığıyla harici bir saat sinyali ile senkronize çalışacak şekilde yapılandırılabilir. Bu özellik, özellikle sistemde oluşan yüksek frekanslı harmonik bileşenlerin belirli zamanlama ile hizalanmasını ve parazitik girişimlerin azaltılmasını mümkün kılar. Ancak, bu çalışmada söz

konusu senkronizasyon özelliği kullanılmayacaktır. Bu nedenle, SYNC pini, üretici önerilerine uygun olarak $0\ \Omega$ direnç üzerinden entegre referans potansiyeline (GND) bağlanacaktır.

3.2.3.3 Doluluk Oranının Ayarlanması

LT3999 entegresinde bulunan RDC pini, dönüştürücünün doluluk oranının (λ) ayarlanmasına olanak tanır. Üretici dokümantasyonuna göre bu pin boşta bırakıldığında, sistem maksimum doluluk oranı ile çalışır (yaklaşık %50). Ancak, bu çalışmada hedeflenen daha düşük doluluk oranına ulaşabilmek için RDC pinine harici bir direnç bağlanarak doluluk oranı özel olarak sınırlandırılmıştır.

Doluluk oranı aşağıdaki formül ile hesaplanır:

$$\text{Doluluk Oranı } (\lambda) = \frac{1,25 \times RDC}{V_{in} \times \frac{R_B}{R_A + R_B} \times R_T \times 4} \quad (3.1)$$

$$RDC = \frac{V_{in} \times \frac{R_B}{R_A + R_B} \times R_T \times \lambda \times 4}{1,25} \quad (3.2)$$

R_A ve R_B direnç değerleri, Bölüm 3.2.3.5 altında belirtilen formüller kullanılarak hesaplanmıştır. Yapılan LTspice simülasyon çalışmaları sonucunda, sistemin tam yük altında yaklaşık %40 doluluk oranı ile çalıştığı tespit edilmiştir.

Bu değer esas alınarak Denklem (3.2) kullanılarak RDC direnci aşağıdaki gibi hesaplanmıştır:

$$RDC = \frac{12V \times \frac{30k\Omega}{402k\Omega + 30k\Omega} \times 12,1k\Omega \times 0,4 \times 4}{1,25} = 12,83k\Omega \quad (3.3)$$

Elde edilen bu teorik değere en yakın standart E96 serisi direnç değeri olarak 13 k Ω seçilmiştir. Fakat bölüm 4.2.2’de de belirtildiği gibi doluluk oranı yetersiz geldiği için daha sonra bu direnç sökülüp, entegre maksimum doluluk oranında çalıştırıldı.

3.2.3.4 Yumuşak Başlatma ve Akım Limiti Belirleme

LT3999 entegresi üzerinde bulunan ILIM/SS pini, hem akım limiti (I_{LIMIT}) hem de yumuşak başlatma (soft-start – SS) süresinin ayarlanmasına olanak tanır. Bu pin, yalnızca bir dirençle (R_{ILIM}) bağlandığında akım limiti tanımlanır. Eğer yumuşak başlatma da isteniyorsa, aynı pine R_{ILIM} direncine paralel bir C_{SS} kapasitörü eklenerek zaman sabiti oluşturulur.

Yumuşak başlatma süresi, aşağıdaki bağıntı ile hesaplanır ve sonuç mikro farad (μF) cinsinden ifade edilir:

$$t_{SS} = C_{SS} \times 80 \quad (3.4)$$

R_{ILIM} ve C_{SS} bileşenlerinin oluşturduğu paralel yapı, devrenin başlatma sırasındaki akım yükselme profilini belirler. Bu yapıdaki zaman sabiti τ aşağıdaki şekilde tanımlanır.

$$\tau = R_{ILIM} \times C_{SS} \quad (3.5)$$

Bu ifadeye göre, yaklaşık 3τ süresinde akım, maksimum değerinin %95'ine ulaşır. Bu süre, sistemin giriş devresindeki ani akım sıçramalarının önüne geçerek EMI ve termal zorlanmaları sınırlandırmak açısından önemlidir.

$$R_{ILIM}(k\Omega) = I_{LIMIT} \times 86,4 \quad (3.6)$$

Entegre veri sayfasına göre, eğer ILIM/SS pinine herhangi bir direnç bağlanmazsa, sistem maksimum akım sınırında çalışacaktır. Ancak bu tasarımda hedeflenen çıkış akımı efektif olarak 500 mA seviyesindedir. %10 güvenlik payı ve sinüzoidal tepe değer dikkate alınarak, maksimum akım limiti aşağıdaki gibi belirlenmiştir:

$$I_{LIMIT} = 0,5 \times 1,1 \times \sqrt{2} = 0,78 A \quad (3.7)$$

Bu değere göre ILIM direnci aşağıdaki formül yardımıyla hesaplanmıştır:

$$R_{ILIM} = 0,78 \times 86,4 = 67,39 k\Omega \quad (3.8)$$

Standart E96 serisi dirençlere göre bu değer 68 k Ω olarak seçilmiştir.

Yumuşak başlatma süresi için belirlenen zaman sabiti, aşağıdaki gibi hesaplanmıştır:

$$3\tau = 0,95 \times 0,78 \rightarrow \tau = 0,247 \quad (3.9)$$

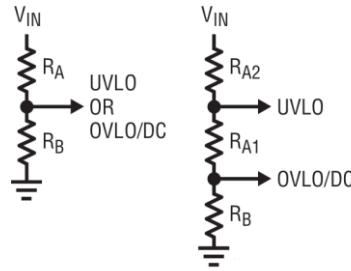
Bu değere göre yumuşak başlatma kapasitansı:

$$\tau = R_{ILIM} \times C_{SS} \rightarrow 0,247 = 68 \times C_{SS} \rightarrow C_{SS} = 3,63 \mu F \quad (3.10)$$

Standart kapasitör serileri dikkate alındığında, en yakın değer olan 3,9 μF seçilmiştir.

3.2.3.5 Alt Gerilim ve Aşırı Gerilim Limiti Belirleme

GDPS önemli koruma işlevlerinden biri olan aşırı gerilim koruması (OVP) ve düşük gerilim koruması (UVP), LT3999 entegresi tarafından dahili olarak desteklenmektedir. Bu koruma işlevleri, entegre üzerindeki UVLO (Under Voltage Lockout) ve OVLO/DC (Over Voltage Lockout / Duty Cycle Control) pinleri üzerinden gerçekleştirilir. Bu pinlere bağlı gerilim bölücü dirençlerin konfigürasyonu ile koruma eşik değerleri ayarlanabilmektedir. Söz konusu direnç bölücülerin tipik bağlantı yapısı Şekil 3.3'te sunulmuştur.



Şekil 3.3 UVLO ve OVLO dirençleri şeması [65]

LT3999 entegresinde bulunan UVLO ve OVLO/DC pinleri, doğrudan karşılaştırmacı tabanlı yapılarla çalışmakta olup, bu girişlerde herhangi bir histerezis devresi bulunmamaktadır. Bu nedenle, söz konusu pinler oldukça hassas davranış gösterir ve harici gerilim bölücü devrelerin dikkatle tasarlanması gerekir.

Eğer alt gerilim koruması (UVP) kullanılmak istenmiyorsa, UVLO pini doğrudan giriş gerilimi (V_{in}) pinine bağlanmalıdır. Benzer şekilde, aşırı gerilim koruması (OVP) kullanılmayacaksa, OVLO/DC pini doğrudan referans (GND) potansiyeline bağlanmalıdır.

Bu çalışmada, her ne kadar tasarım isterleri içerisinde OVP ve UVP korumaları zorunlu kılınmamış olsa da sistem güvenliğini artırmak adına her iki koruma da entegreye dahil edilmiştir. Alt gerilim sınırı 9 V, aşırı gerilim sınırı ise 18 V olarak belirlenmiştir. Bu değerler, karşılaştırmalı olarak incelenen referans tasarımlara paralel şekilde seçilmiştir.

Söz konusu gerilim eşiklerini ayarlayabilmek için öncelikle gerilim bölücü yapıda sabit bir R_B değeri belirlenmiştir. Üretici tarafından da önerilen şekilde, 30 k Ω

standart direnç değeri R_B olarak seçilmiştir. Daha sonra, seçilen eşik gerilimine (V_{TH}) karşılık gelen R_A değeri, aşağıdaki formül yardımıyla hesaplanır:

$$R_A = R_B \times \left(\frac{V_{TH}}{1,25V} - 1 \right) \quad (3.11)$$

$$R_A = 30k\Omega \times \left(\frac{18}{1,25V} - 1 \right) \rightarrow R_A = 402k\Omega = R_{A1} + R_{A2} \quad (3.12)$$

Bu uygulamada kullanılan R_A , pratikte iki dirençten oluşan seri bağlantı olan R_{A1} ve R_{A2} dirençlerinin toplamı olarak tanımlanır. Bu bölünmüş yapı, UVLO ve OVLO pinlerinin aynı direnç bölücü hattı üzerinden kontrol edilmesini sağlar. Alt gerilim koruma eşiğini (V_{UV}) hesaplamak amacıyla, daha önce OVLO için kullanılan Denklem (3.11) ile benzer bir yapıya sahip olan Denklem (3.13) kullanılır:

$$R_{A2} = (R_{A1} + R_B) \times \left(\frac{V_{TH}}{1,25V} - 1 \right) \quad (3.13)$$

$$R_{A2} = (R_{A1} + 30k\Omega) \times \left(\frac{9}{1,25V} - 1 \right) \quad (3.14)$$

$$R_{A2} = 6,2 \times R_{A1} + 186k\Omega \quad (3.15)$$

3.17 ve 3.12'deki formüllerde elde edilen sonuçlara göre R_{A1} değeri 30 k Ω , R_{A2} değeri ise standart değer olan 383 k Ω olarak seçildi.

3.2.3.6 Mıknatıslanma Akımı

Bu bölümde yer verilen hesaplamalardan önce, ilgili transformatör tasarımı gerçekleştirilmiş olup, söz konusu tasarımın ayrıntıları Bölüm 3.2.2 kapsamında detaylı şekilde sunulmuştur. LT3999 entegresine ait teknik dokümantasyonda, primer mıknatıslanma akımının dalgalanmasının, toplam primer akımın %10 ila %30'u arasında olması gerektiği belirtilmiştir. Bu kriter, manyetik devre tasarımı açısından hem verim hem de kararlılık yönünden önem arz etmektedir.

Mıknatıslanma akımı dalgalanması aşağıdaki formül ile hesaplanır:

$$\Delta I = \frac{V_{in} \times \lambda}{f_{SW} \times L_M} \quad (3.16)$$

Bu çalışmada, $V_{UV} = 12 V$, $\lambda = 0,4$, $f_{SW} = 1 MHz$, ve mıknatıslanma endüktansı $L_M = 39,6 \mu H$ olarak belirlenmiştir. Bu değerlere göre hesaplanan mıknatıslanma akımı dalgalanması:

$$\Delta I = \frac{12V \times 0,4}{1000kHz \times 39,6\mu H} = 120mA \quad (3.17)$$

Simülasyon ve hesaplama sonuçlarına göre, ilgili primer akım yaklaşık 600 mA olarak belirlenmiştir. Bu durumda, 120 mA’lık dalgalanma toplam akımın yaklaşık %20’sine karşılık gelmekte olup, üretici tarafından önerilen %10–%30 sınırları içerisinde yer almaktadır. Bu da transformatörün mıknatıslanma karakteristiklerinin uygun seçildiğini ve sistemin kararlı çalışabileceğini göstermektedir.

3.2.3.7 Kondansatör Seçimi

Push-pull topolojisinin yüksek frekansta çalışması sayesinde hem giriş hem de çıkış tarafında düşük değerli ancak yüksek performanslı kapasitörlerle yeterli filtreleme sağlanabilmektedir. Entegre üreticisi tarafından sağlanan uygulama dokümanına göre, giriş tarafında kullanılacak 10 μF değerinde, düşük ESR (eşdeğer seri direnç) ve düşük ESL (eşdeğer seri endüktans) özelliklerine sahip bir seramik tip kapasitör, yüksek frekanslı parazitleri filtrelemek için yeterli olacaktır. Bu tür kapasitörler, yüksek anahtarlama frekanslarında doğrudan GDPS’nin dinamik yanıtını iyileştirir.

Çıkış tarafında da benzer şekilde, her bir sekonder sargı çıkışına 10 μF değerinde seramik kapasitör yerleştirilmesi, yük geçişlerinde oluşabilecek gerilim salınımlarını bastırmak ve çıkış kararlılığını artırmak için yeterlidir.

Ayrıca, giriş ve çıkış toprak referansları arasındaki parazitik akımların oluşturabileceği ortak mod EMI etkilerini azaltmak amacıyla, 2.2 nF kapasitans değerine ve 1 kV izolasyon dayanımına sahip bir Y tipi kapasitörün kullanılması önerilmektedir. Bu kapasitör, yüksek frekanslı parazitik akımlar için düşük empedanslı bir geçiş yolu oluşturarak sistemin elektromanyetik uyumluluğunu artırır.

Son olarak, SWA ve SWB çıkışları arasında oluşabilecek yüksek frekanslı salınımları bastırmak ve diferansiyel mod gürültüleri azaltmak için, bu çıkışlar arasına 180 pF kapasitans değeri ve buna seri bağlı 100 Ω dirençten oluşan bir RC sönümleme ağı yerleştirilmesi önerilmektedir. Bu yapı, simetrik anahtarlama nedeniyle oluşan geçici gerilim farklılıklarını sınırlayarak hem EMI performansını artırır hem de transformatör üzerindeki gerilim dengesini korur.

3.2.3.8 Entegre Üzerindeki Güç Kaybı ve Çalışma Sıcaklığı

Entegrenin LT3999 entegresine ait teknik dokümantasyonda belirtildiği üzere, sistemin toplam güç kaybı üç ana bileşene ayrılmaktadır. Bunlar:

1. Entegrenin içsel çalışmasına bağlı kontrol devresi kaybı,
2. Harici MOSFET'ler üzerindeki iletim kaybı,
3. Anahtarlama esnasında oluşan anahtarlama kaybıdır.

Bu üç kayıp türü, sırasıyla Denklem (3.18), Denklem (3.19) ve Denklem (3.20) ile matematiksel olarak ifade edilmiştir.

$$P_{V_{in}} = V_{in} \times \left(\frac{I_{SW} \times \lambda}{30} + 4mA \right) \quad (3.18)$$

$$P_{V_{CEsat}} = V_{CEsat} \times I_{SW} \times 2 \times \lambda \quad (3.19)$$

$$P_{SW} = V_{in} \times I_{SW} \times f_{OSC} \times (t_r + t_f) \quad (3.20)$$

Yapılan tasarımda, anahtarlama akımı yaklaşık 600 mA olarak belirlenmiştir. İletim durumunda, entegre kataloğunda sunulan karakteristik eğrilere göre, anahtar üzerindeki gerilim düşümü yaklaşık 225 mV olarak okunmuştur. Sistemde harici bir senkronizasyon sinyali (f_{OSC}) kullanılmadığı için, anahtarlama frekansı $f_{SW} = f_{OSC}$ olarak alınmıştır.

Entegre teknik dokümanında yükselme süresi (t_r) ve düşme süresi (t_f) net olarak belirtilmemiştir. Bu nedenle, bu iki geçiş süresinin toplamı 100 ns olarak varsayılmıştır. Bu kabul altında, entegre çalışmasından kaynaklanan üç temel kayıp bileşeni aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$P_{V_{in}} = 12V \times \left(\frac{0,6A \times 0,4}{30} + 4mA \right) = 0,144W \quad (3.21)$$

$$P_{V_{CEsat}} = 0,225 \times 0,6 \times 2 \times 0,4 = 0,108W \quad (3.22)$$

$$P_{SW} = 12V \times 0,6 \times 1MHz \times 0,1\mu s = 0,720W \quad (3.23)$$

Toplam güç kaybı, yukarıda tanımlanan üç bileşenin kontrol devresi kaybı, iletim kaybı ve anahtarlama kaybı toplamı olarak değerlendirilmekte olup, bu ilişki Denklem (3.24) ile ifade edilmiştir.

$$P_D = P_{V_{in}} + P_{V_{CEsat}} + P_{SW} = 0,972W \quad (3.24)$$

Ayrıca, LT3999 entegresinin MSE (Mini Small Outline Package) tipi kılıfı için üretici tarafından sağlanan termal direnç değeri, $\theta_{JA} = 40 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$ olarak belirtilmiştir. Bu değere göre, entegre çalışması sırasında oluşacak sıcaklık artışı, ortam sıcaklığına bağlı olarak aşağıdaki bağıntı yardımıyla hesaplanabilir:

$$T_J = T_{AMB} + P_D \times \theta_{JA} \quad (3.25)$$

Burada:

- T_J : Entegre bağlantı noktası sıcaklığı (Junction Temperature),
- T_{AMB} : Ortam sıcaklığı (Ambient Temperature),
- P_D : Toplam güç kaybı (Watt),
- θ_{JA} : Termal direnç ($^{\circ}\text{C/W}$) değeridir.

Bu hesaplama, entegre sıcaklığının güvenli sınırlar içinde kalıp kalmayacağının değerlendirilmesinde kritik öneme sahiptir.

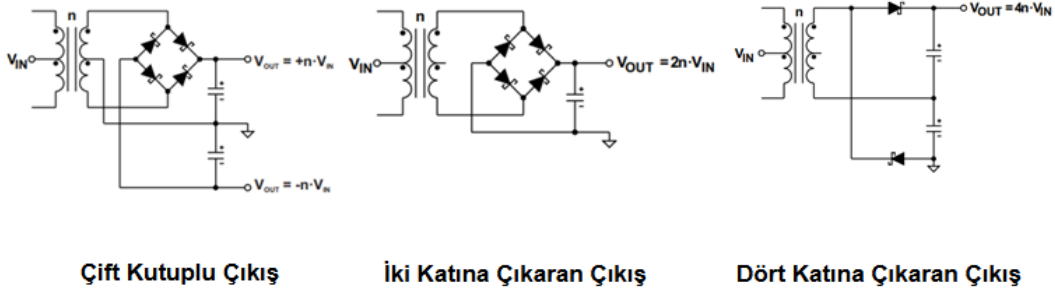
Ortam sıcaklığını 25°C olarak aldığımızda entegrenin ulaşacağı sıcaklık 3.26'da hesaplanmıştır.

$$T_J = 25^{\circ}\text{C} + 0,972\text{W} \times 40^{\circ}\frac{\text{C}}{\text{W}} = 63,9^{\circ}\text{C} \quad (3.26)$$

Dokümanda belirtilen maksimum 125°C sıcaklığın altında bir değer olduğu için kullanıma tasarım için uygundur.

3.2.4 Çıkış Diyotlarının Belirlenmesi

Bu tasarımda yapılan güç kaybı analizine göre, en büyük kayıp bileşeninin çıkış doğrultucu diyotlar üzerinde meydana geleceği öngörülmektedir. Bu nedenle, hem kullanılacak diyot tipinin doğru seçimi hem de uygulanacak doğrultma topolojisinin sistem verimliliği açısından kritik rol oynadığı değerlendirilmektedir. Farklı doğrultucu yapıların çıkış gerilimlerine olan etkilerini göstermek amacıyla, çeşitli diyot konfigürasyonları ve elde edilen çıkış gerilimleri Şekil 3.4'te karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.



Şekil 3.4 Doğrultucu diyot yapıları [66]

Yapılacak GDPS tasarımında hem pozitif hem de negatif çıkış gerilimlerinin elde edilmesi hedeflendiğinden, tam köprülü çift kutuplu doğrultma yapısı tercih edilmiştir. Bu yapı, transformatörün sekonder sargılarından simetrik çıkışlar alınmasını mümkün kılar ve çift kutuplu kapı sürme gereksinimini karşılamak açısından uygundur.

Sistemin yüksek anahtarlama frekansında çalışması, doğrultucu diyotların hızlı anahtarlama karakteristiklerine sahip olmasını zorunlu kılmaktadır. Bu nedenle, düşük geçiş süresine, düşük ileri yönlü voltaj düşümüne (V_{F}) ve düşük ters toparlanma süresine sahip Schottky tipi diyotlar tercih edilmiştir.

Yapılan literatür ve bileşen araştırmaları sonucunda, MCC (Micro Commercial Components) firmasına ait SL110PL-TP parça kodlu Schottky diyot, sistem gereksinimlerini karşılayan uygun bir seçenek olarak belirlenmiştir [68]. Bu diyot, 1 A akım taşıma kapasitesine, 100 V ters bloklama gerilim dayanımına ve üretici veri sayfasına göre 0,6 V ileri yönlü voltaj düşümüne (V_F) sahiptir.

Ayrıca, maksimum güç kaybı değerinin 0,5 W olduğu belirtilmiş olup, bu değer tasarımda öngörülen sıcaklık ve güç yoğunluğu sınırlamalarıyla uyumludur. Bu bileşen sayesinde, çıkış doğrultma yapısında hem güvenilirlik hem de verim sağlanması hedeflenmiştir.

3.2.5 Çıkış Regülasyonu

Kullanılan 750314781 kodlu transformatör, çift çıkışlı bir yapıya sahip olduğundan, her bir çıkış hattı için ayrı ayrı gerilim regülasyonu gerekmektedir. Bu doğrultuda, +15 V çıkışı, yalnızca bir zener diyot ile basit ve düşük maliyetli bir şekilde regüle edilecektir. Bu amaçla, 16 V ters devrilme gerilimine sahip bir zener diyot tercih

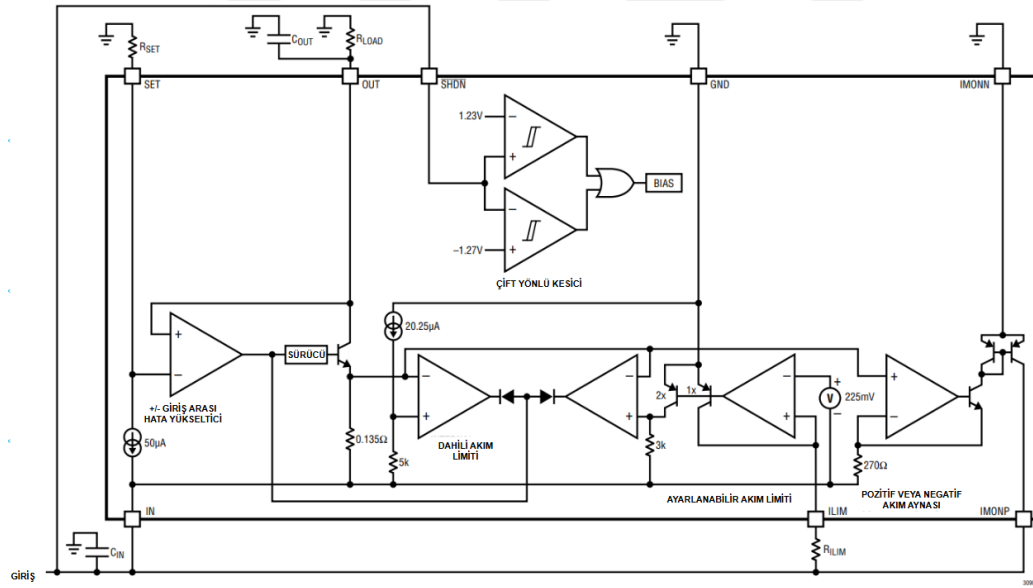
edilmiştir. Bu yapı, çıkıştaki küçük gerilim varyasyonlarının bastırılmasında yeterli hassasiyeti sağlayacaktır.

Öte yandan, -4 V çıkış gerilimi için daha hassas bir regülasyon ihtiyacı söz konusudur. Transformatör sekonderinden elde edilen -15 V seviyesindeki gerilimin istenilen değere düşürülmesi için negatif lineer regülatör kullanılması gereklidir. Bu gereksinimi karşılamak üzere, Analog Devices firmasına ait LT3090 model düşük gerilimli, programlanabilir negatif LDO regülatör tercih edilmiştir [69].

3.2.5.1 LT3090 Entegresi ile -4 V Çıkış Regülasyonu

LT3090 entegresi, -36 V 'a kadar ters giriş gerilimine dayanabilen, programlanabilir çıkış gerilimine sahip bir negatif lineer regülatördür. Maksimum 600 mA çıkış akımı sağlayabilir. Bu özellikleri sayesinde, özellikle simetrik ve düşük gerilimli güç kaynaklarının regülasyonu için uygun bir çözümdür.

Entegrenin temel çalışma prensibi ve iç yapısına ilişkin blok diyagram şekil 3.5'te [69] sunulmuştur.



Şekil 3.5 LT3090 iç blok diyagramı [69]

LT3090 entegresinde çıkış gerilimini ayarlamak için, SET pini ile referans (GND) pini arasına bir R_{SET} direnci bağlanması gerekmektedir. Çıkış gerilimi, bu direnç üzerinden geçen sabit $50\text{ }\mu\text{A}$ 'lık programlama akımı (I_{SET}) ile belirlenir. Bu ilişki, üretici tarafından sağlanan teknik dokümantasyonda aşağıdaki formül ile tanımlanmıştır.

$$V_{OUT} = R_{SET} \times I_{SET} \quad (3.27)$$

$$R_{SET} = \frac{4V}{50\mu A} = 80k\Omega \quad (3.28)$$

Bu çalışmada hedeflenen çıkış gerilimi $-4V$ olduğundan, uygun R_{SET} değeri aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$R_{SET} = \frac{4V}{50\mu A} = 80k\Omega \quad (3.28)$$

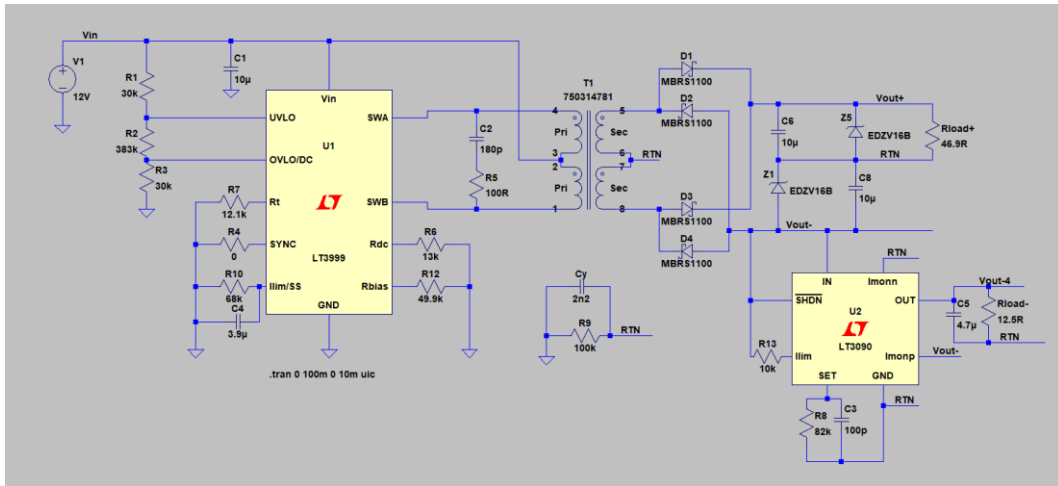
Hesaplanan değere en yakın standart E24 serisi direnç olarak $82k\Omega$ tercih edilmiştir. Ayrıca LT3090 veri sayfasında, R_{SET} direncine paralel olarak $100pF$ değerinde bir kapasitör bağlanması önerilmektedir. Bu kapasitör, düşük frekanslı gürültüyü azaltarak çıkış geriliminin daha kararlı olmasını sağlar.

Entegrenin girişinde, daha önce belirtilen kriterlere uygun olarak $10\mu F$ değerinde düşük ESR'li bir giriş kondansatörü kullanılacaktır. Çıkış tarafı için ise üretici dokümantasyonunda önerilen şekilde, $4,7\mu F$ değerinde bir çıkış kondansatörü yerleştirilecektir.

LT3090 entegresi çıkış akımı sınırlama, aşırı gerilim koruması ve termal kapanma gibi gelişmiş güvenlik fonksiyonlarına sahiptir. Ancak bu tasarımda, söz konusu özelliklerin kullanılmasına ihtiyaç duyulmadığı için, üretici tarafından önerilen varsayılan değerlerle devre yapılandırılacaktır.

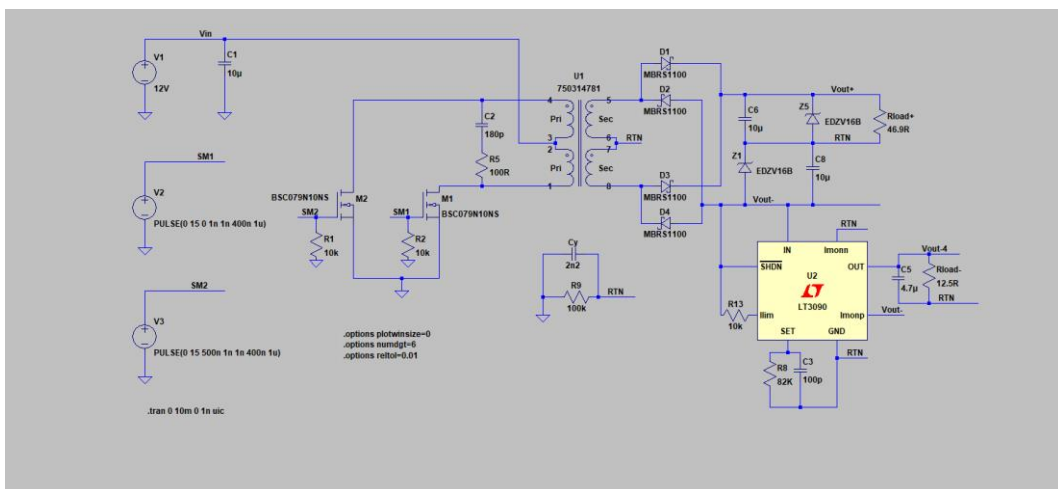
3.3 GDPS Simülasyonu

Yapılan tasarıma uygun olarak, tüm bileşenlerin isimlendirmeleri ve değerleri korunarak LTspice ortamında bir simülasyon modeli oluşturulmuştur. Şekil 3.6'da gösterildiği üzere, tasarıma ait tüm pasif, aktif ve kontrol elemanları şematik üzerine doğru şekilde yerleştirilmiştir. Ancak, yapılan gözlemler sonucunda, modelin çalıştırılması sırasında simülasyon süresinin olağan dışı şekilde uzun olduğu tespit edilmiştir. Bu durum, özellikle yüksek frekanslı elemanlar, gerilim kaynaklı tetiklemeler veya dar zaman aralıklı olaylardan kaynaklanan sayısal çözümleme zorlukları ile ilişkilendirilebilir.



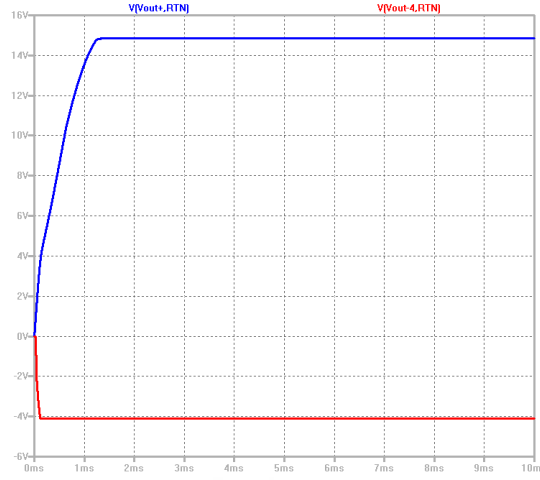
Simülasyon süresini azaltmak ve modelin daha kararlı çalışmasını sağlamak amacıyla, entegre temelli LT3999 modeli yerine, iki adet MOSFET kullanılarak harici kontrol sinyalleriyle sürülen bir yapı oluşturulmuştur. Bu amaçla, entegrenin PWM kontrol işlevi yerine açık çevrim (open-loop) bir PWM sinyali ile sürülen MOSFET'ler kullanılmıştır. Geliştirilen alternatif devre yapısı, Şekil 3.7'de sunulmuştur.

Bu yaklaşım, özellikle LTspice gibi devre simülasyon ortamlarında sık karşılaşılan zamanlama döngüleri, geri besleme kararsızlıkları ve çözümleyici yavaşlamaları gibi etkenleri azaltarak simülasyonun daha hızlı ve stabil çalışmasına olanak sağlamaktadır.



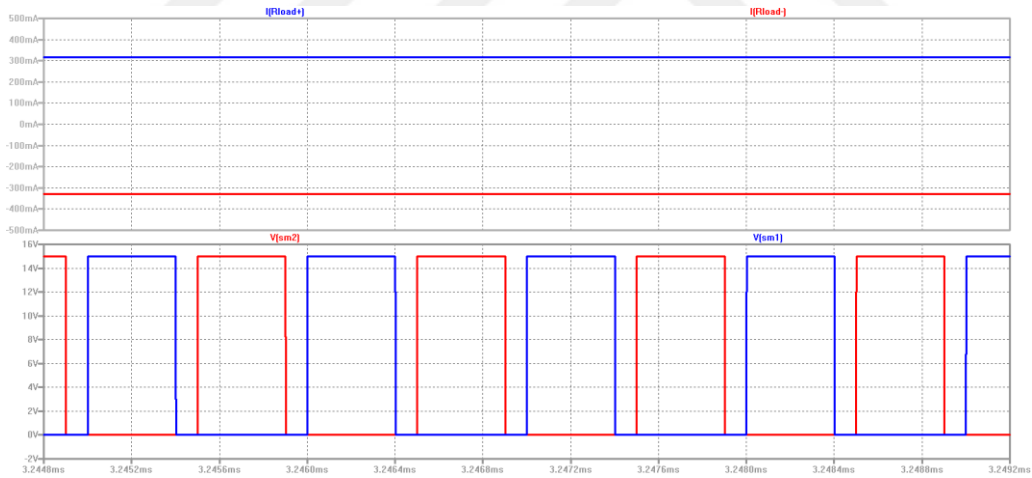
Şekil 3.7 Push-pull topolojili GDPS simülasyon görüntüsü

Simülasyonda devreyi tam yükte çalıştırmak için +15V çıkışına 46,9 Ω ve -4V çıkışına 12,5 Ω direnç bağlanmıştır.



Şekil 3.8 Push-pull topolojili GDPS simülasyonu çıkış gerilimleri

Tam yük altında çalışan devrenin pozitif çıkışında +14,95 V ve negatif çıkışında ise -4,1 V çıkış gerilim elde edilmiştir. Şekil 3.10'da %40 doluluk ile sürülen devrenin her iki çıkışta da 320 mA verdiği gösterilmektedir.



Şekil 3.9 Push-pull topolojili GDPS simülasyonu çıkış akımları ve anahtarlama sinyalleri

3.4 Şematik ve PCB Tasarımı

Tasarım için Altium Designer programı ile şematik ve PCB dokümanları hazırlanmıştır.

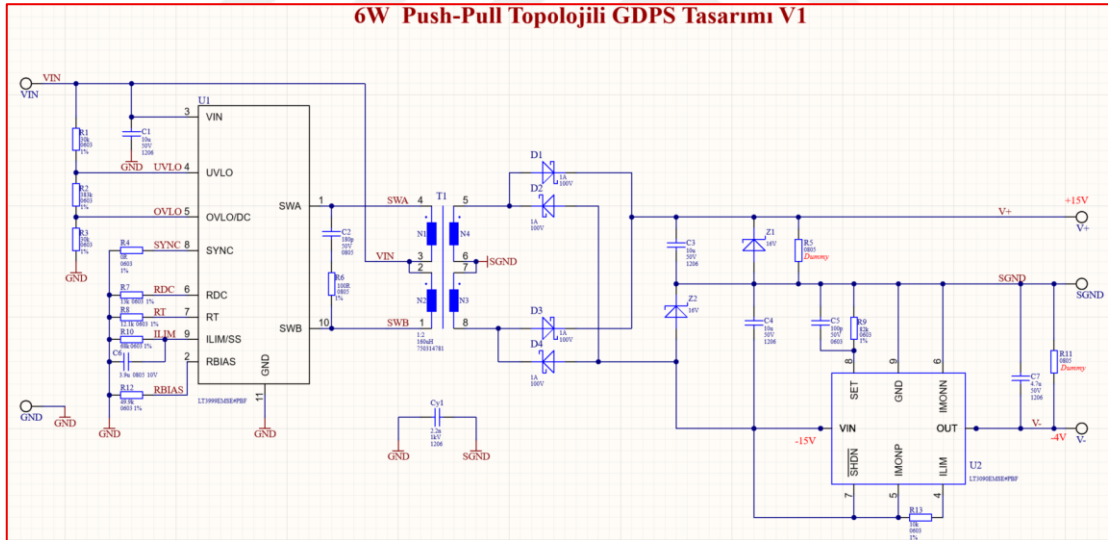
3.4.1 Şematik Tasarımı

Şematik tasarıma başlamadan önce, kullanılacak tüm bileşenlere ait kütüphane tanımlamaları oluşturulmuş ve devre tasarım süreci bu doğrultuda başlatılmıştır. Oluşturulan semboller ve ayak izleri, endüstri standartlarına uygun olacak şekilde hazırlanmış ve okunabilirliği yüksek, düzenli bir şematik yapı elde edilmiştir.

Komponent yerleşiminde, özellikle manuel montaj kolaylığı ve düşük güç gereksinimi göz önünde bulundurularak 0603 kılıf boyutundaki direnç ve kondansatörler tercih edilmiştir. Bu boyut hem kompakt yerleşim sağlar hem de elle lehimleme işlemleri sırasında yeterli fiziksel erişilebilirlik sunar.

Öte yandan, daha yüksek güç taşıyan bileşenler için 0805 ve 1206 boyutlarında SMD komponentler seçilmiştir. Bu sayede hem termal yayılım artırılmış hem de akım taşıma kapasitesi genişletilerek güvenli çalışma koşulları sağlanmıştır.

Kullanılan tüm komponentlerin tam listesi, değerleri ve kılıf tipleri ile Ek B Komponent Listesi bölümünde detaylı şekilde sunulmuştur.



Şekil 3.10 Push-pull topolojili GDPS şeması

3.4.2 PCB Tasarımı

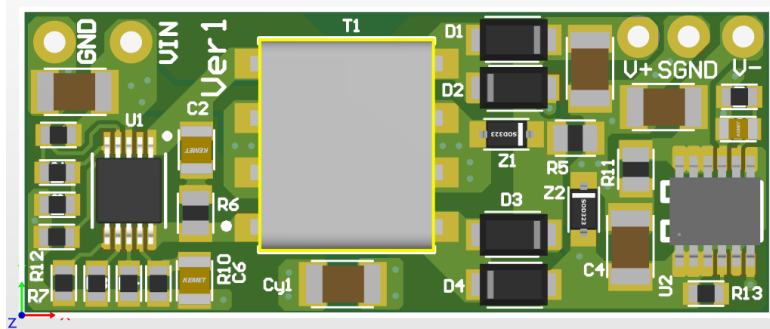
Gerçekleştirilen tasarımda, sistemin mümkün olan en kompakt alanda çalışmasını sağlamak temel hedef olarak belirlenmiştir. Bu doğrultuda hem üretim kolaylığı hem de prototip aşamasındaki testlerin hızlı ve erişilebilir şekilde yapılabilmesi amacıyla, tüm elektronik bileşenler tek taraflı olarak yerleştirilmiştir.

PCB üretiminde, yaygın olarak kullanılan ve uygun maliyetli bir malzeme olan FR4 yalıtkan taban tercih edilmiştir. Güç yoğunluğu ve akım taşıma kapasitesi dikkate alınarak bakır kaplama kalınlığı 1 oz (35 μm) olarak belirlenmiş kartın toplam kalınlığı ise endüstri standardına uygun şekilde 1.6 mm olarak seçilmiştir.

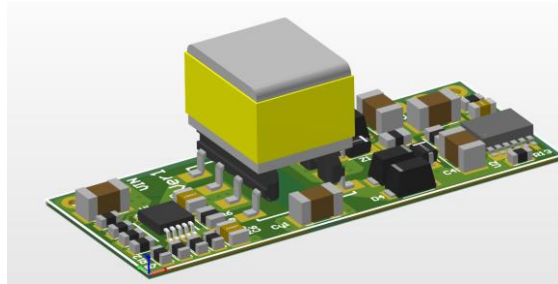
Kart üzerindeki via boyutları, üretim toleransları ve mekanik dayanım göz önünde bulundurularak 0.61 mm dış çap ve 0.305 mm iç delik çapı şeklinde standart değerlere göre tasarlanmıştır. Bu ölçüler hem düşük empedanslı bağlantılar hem de yeterli mekanik sağlamlık açısından uygunluk sunmaktadır.

Tasarımda kullanılan LT3999 entegresinin üretici teknik dokümanında belirtilen yerleşim kurallarına titizlikle uyulmuştur. Özellikle entegreden çıkan anahtarlama sinyallerinin, transformatörün primer sargılarına mümkün olan en kısa mesafede yönlendirilmesine özen gösterilmiştir. Bu sayede parazitik endüktans ve EMI etkileri en aza indirilmiştir.

Ayrıca, entegre çevresi ve kritik geri dönüş akım yolları, düşük empedanslı bir referans düzlemi sağlamak amacıyla poligon (bakır dolgu) alan ile kaplanmıştır. Primer ve sekonder taraflar arasında 2 mm fiziksel mesafe bırakılarak hem elektriksel izolasyon hem de ortak mod parazitik etkilerin sınırlandırılması hedeflenmiştir.



Şekil 3.11 Push-pull topolojili GDPS PCB üstten görüntüsü



Şekil 3.12 Push-pull topolojili GDPS PCB yandan görüntüsü

PCB boyutları 14 mm × 35 mm olarak belirlenmiştir. Bu alan, hem devrenin fonksiyonel gereksinimlerini karşılayacak yerleşimi mümkün kılmakta hem de prototipleme ve uygulama aşamalarında alan tasarrufu sağlamaktadır.

Devre üzerindeki giriş, çıkış ve kontrol bağlantı noktaları için, header pinleri veya kablo lehimlemesine uygun delikler (through-hole padler) tasarlanmıştır. Bu bağlantı noktaları, test ve entegrasyon aşamasında kullanıcıya kolaylık sağlaması amacıyla konumlandırılmış ve gerekirse doğrudan kablo lehimlemesine de olanak tanıyacak şekilde yapılandırılmıştır.



TEST SONUÇLARI VE TASARIM PERFORMANS KARŞILAŞTIRMASI

4.1 Flyback Tasarımı

Würth Elektronik tarafından geliştirilen ve “6 W Bipolar Isolated Auxiliary Supply for SiC-MOSFET and IGBT Gate Driver” başlığıyla yayımlanan referans tasarım dokümanları, firmanın resmî web sitesinde açık erişime sunulmuştur [60]. Bu tasarımda 6 W çıkış gücünün seçilmesinin temel nedeni, yüksek kapı yüküne (Q_g) ve geniş giriş kapasitesine sahip SiC-MOSFET'ler için yeterli sürücü gücünü sağlayacak bir yapı hedeflenmiş olmasıdır. Ayrıca, doküman kapsamında EMC performans test sonuçları, ölçüm verileri ve PCB yerleşim kuralları da detaylı şekilde paylaşılmıştır.

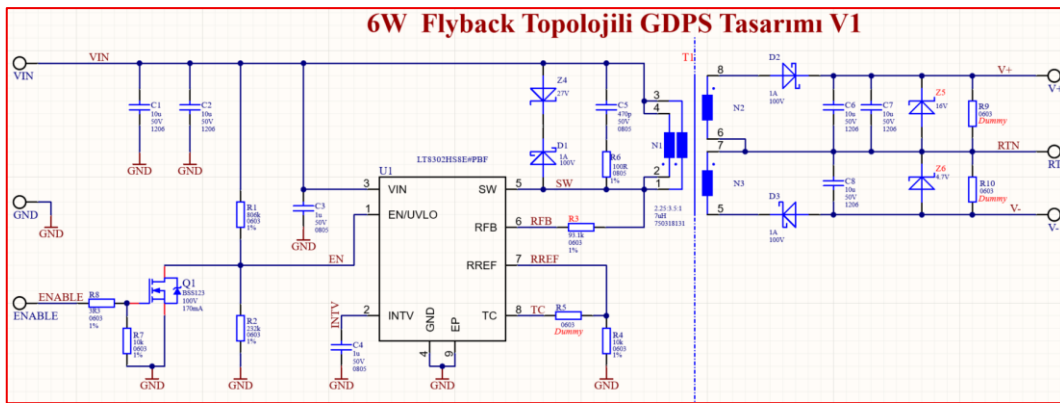
Söz konusu tasarımda, Analog Devices firmasına ait LT8302 model numaralı flyback tipi entegre tercih edilmiştir [70]. LT8302, anahtar eleman kapatıldığında sekonder diyotun iletimde olduğu anda primere yansıyan gerilim üzerinden geri besleme sinyali üretir. Bu yöntem, herhangi bir optik izolatör veya ek geri besleme devresine gerek kalmadan izolasyonun korunmasını mümkün kılmakta ve bu yönüyle kapı sürücü güç kaynakları (GDPS) için oldukça avantajlı bir çözümdür.

Transformatör olarak yine Würth Elektronik tarafından geliştirilen, 750318131 parça numaralı ürün tercih edilmiştir. Bu transformatör, yalnızca 7.5 pF arası sargı kapasitansı (C_{iw}) ile yüksek dv/dt geçişlerine karşı oldukça esnek olup, 4 kV izolasyon dayanımı ile 1500 V'a kadar çalışan SiC-MOSFET uygulamalarında güvenle kullanılabilecek niteliktedir [71].

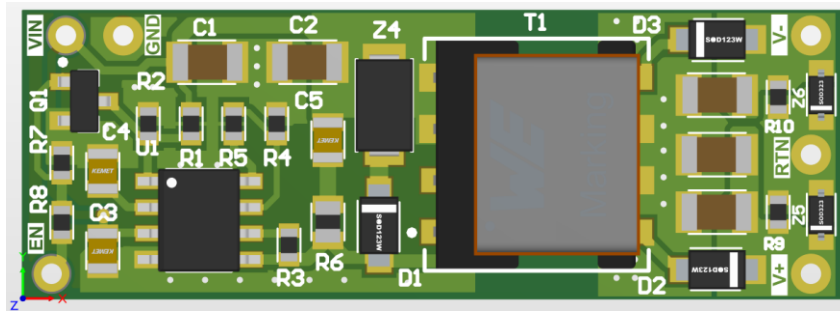
Referans tasarıma ait açık kaynaklı şematik ve PCB dosyaları, bu çalışma kapsamında incelenmiş, güncel bileşen kütüphanelerine göre revize edilerek

yeniden çizilmiştir. Tasarım standartlara uygun şekilde okunaklı hale getirilmiş, aynı zamanda piyasada bulunabilirliği düşük olan bazı bileşenler için uygun alternatif komponentler belirlenmiştir.

Tez kapsamında hem iki katmanlı hem de dört katmanlı PCB yerleşimleri oluşturulmuş ancak değerlendirme ve karşılaştırma amacıyla iki katmanlı versiyon üzerinden analizler gerçekleştirilmiştir. Ürün, ticari olarak hazır (montajlı) biçimde satılmadığından, komponentlerin ve PCB'nin ayrı ayrı tedarik edilerek manuel olarak birleştirilmesi gerekmektedir. Revize edilmiş tasarıma ait komponent listesi Ek A'da ayrıntılı olarak sunulmuştur.



Şekil 4.1 Flyback topolojili GDPS şeması



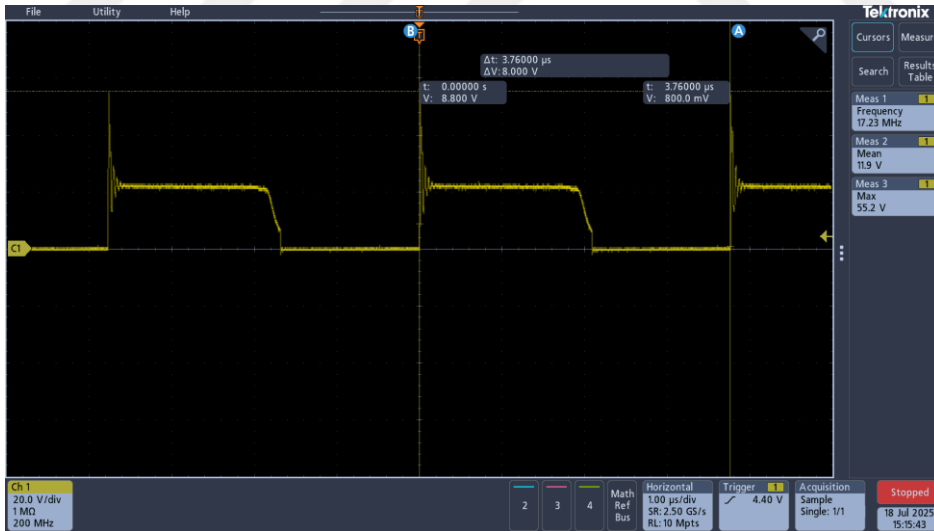
Şekil 4.2 Flyback topolojili GDPS'nin PCB üstten görünümü

direnç yükleri kullanılarak, test sonuçlarının benzer koşullar altında yeniden elde edilmesini sağlamaktır.



Şekil 4.6 Flyback topolojili GDPS’in tam yük altında çıkış gerilimleri

Şekil 4.6 incelendiğinde, tam yük koşulları altında pozitif çıkış geriliminin 15,6 V (2. kanal – mavi sinyal), negatif çıkış geriliminin ise -3,7 V (1. kanal – sarı sinyal) olarak ölçüldüğü görülmektedir.

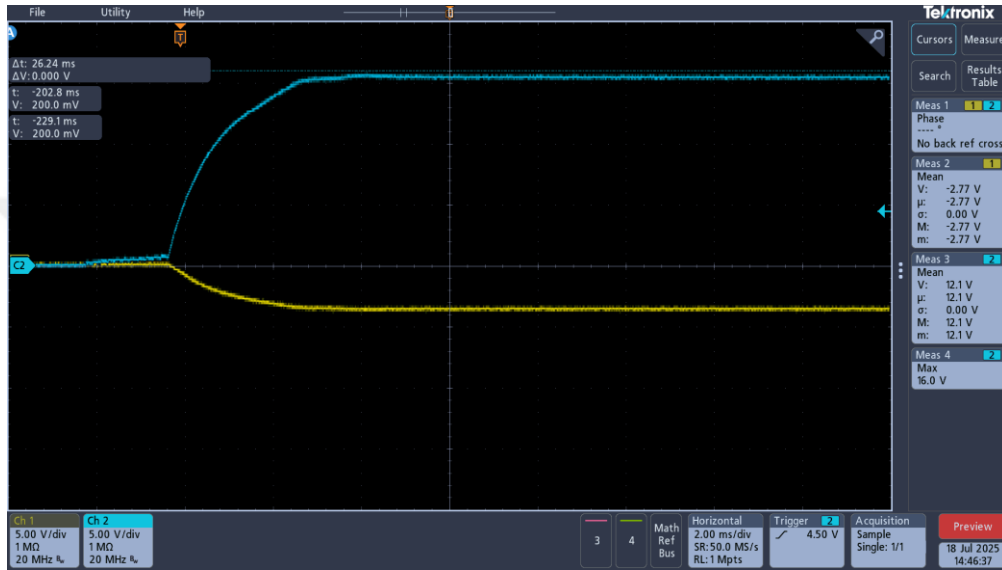


Şekil 4.7 Flyback topolojili GDPS’in tam yük altında anahtarın gerilim stresi

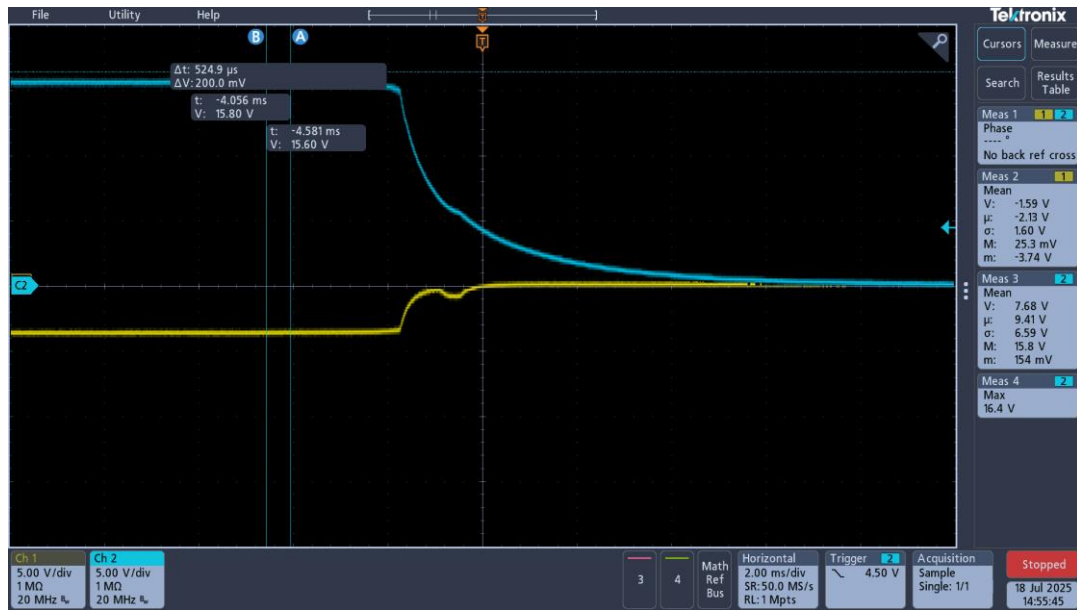
Şekil 4.7’de görüldüğü üzere, tam yük altında kısa prob kullanılarak gerçekleştirilen testlerde, anahtar üzerinde 55,2 V’luk bir gerilim stresi olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca, entegre devrenin bu koşullar altında 266 kHz frekansında anahtarlama yaptığı ölçülmüştür. Diğer test sonuçları ise Bölüm 4.3’te ilgili alt başlıklar altında detaylı şekilde sunulacaktır.

4.2.2 Push Pull Topolojili GDPS Test Sonuçları

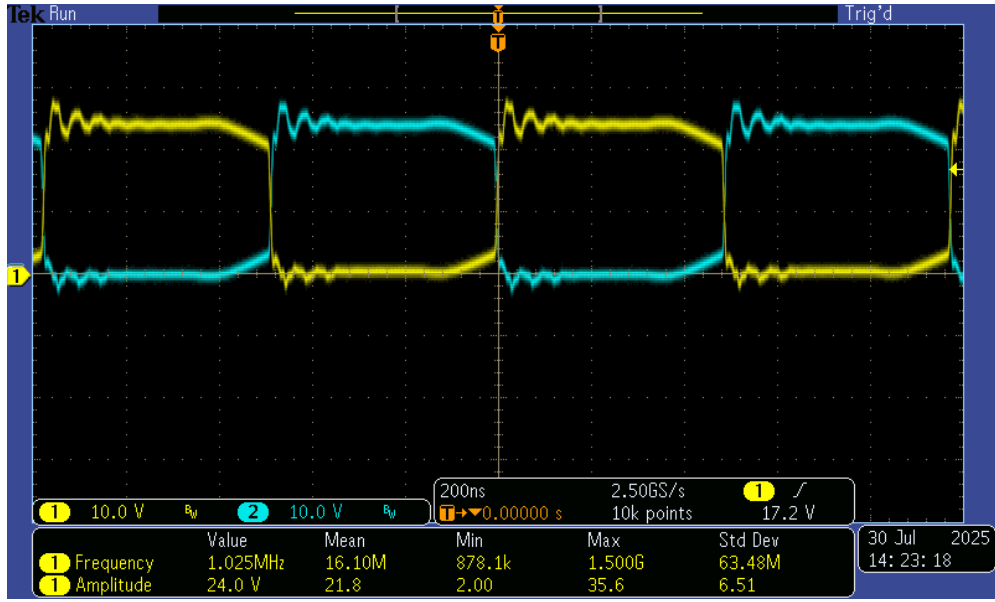
Bu tasarımda sabit bir doluluk oranı kullanıldığından, yalnızca tam yük altında testler gerçekleştirilmiştir. Testler sırasında, bu sabit doluluk oranının tam yük koşullarında yetersiz kaldığı tespit edilmiştir. Bu durumu iyileştirmek amacıyla R7 (R_{DC}) devreden çıkarılmıştır. Böylece, entegre üretici verilerinde (datasheet) belirtildiği şekilde, ölü zaman (dead-time) aralığı bırakarak maksimum doluluk oranında çalışması sağlanmıştır.



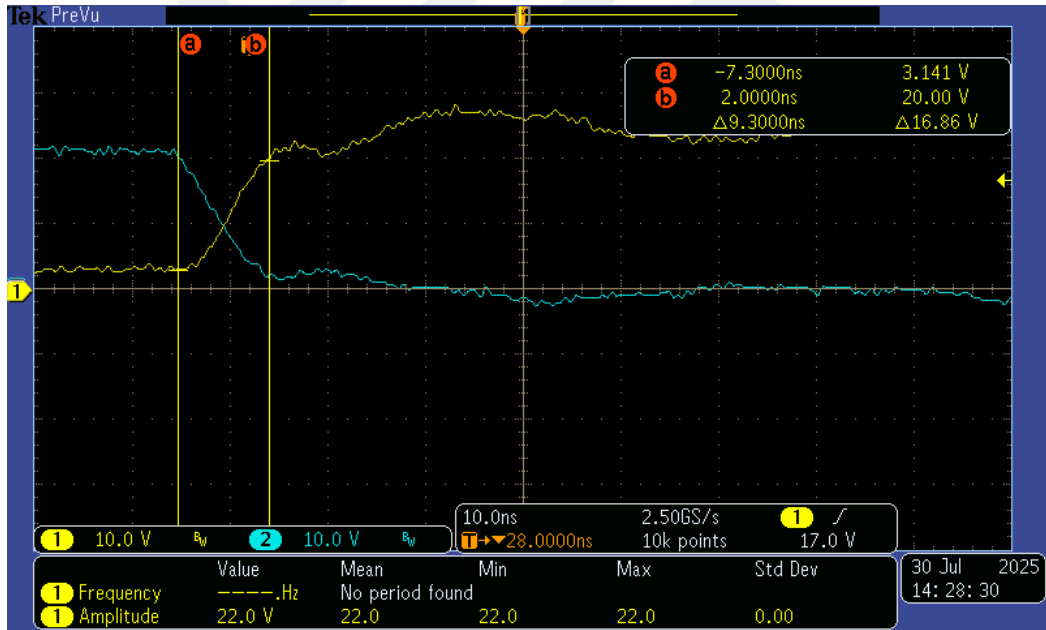
Şekil 4.8 Push-pull topolojili GDPS’in tam yük altında açılış sekansı



Şekil 4.9 Push-pull topolojili GDPS’in tam yük altında kapanış sekansı



Şekil 4.10 Push-pull topolojili GDPS tasarımı anahtarların gerilim stresi



Şekil 4.11 Push-pull topolojili GDPS'in ölü zaman aralığı

Devreye güç verildiğinde, Şekil 4.8'de de görüldüğü üzere, çıkış yaklaşık 2,2 ms içerisinde aktif hâle gelmiştir. Güç kesildiğinde ise şekil 4.9'da görüldüğü gibi pozitif çıkış geriliminin yaklaşık 4 ms sonra %10 seviyesinin altına düştüğü gözlemlenmiştir. Ayrıca pozitif çıkışta 15,2 V ve negatif çıkışta -4,1 V seviyelerinde kararlı bir gerilim elde edildiği ölçülmüştür.

Şekil 4.10 'da, transformatörün 1 numaralı pini (1. Kanal – Sarı) ve 4 numaralı pini (2. Kanal – Mavi) ile referans noktası arasındaki gerilim dalga şekli gösterilmektedir. Bu ölçümlerden, anahtarlama frekansının 1,025 MHz olduğu belirlenmiştir. Anahtarlama elemanlarının maruz kaldığı maksimum gerilim 35,6 V olarak ölçülürken, ölü zaman süresi ise Şekil 4.11'de gösterildiği gibi 9,3 ns olarak tespit edilmiştir. Diğer test sonuçları, Bölüm 4.3'te ilgili başlıklar altında detaylandırılacaktır.

4.3 Tasarımların Karşılaştırılması

Bu bölümde, tez kapsamında geliştirilen push-pull topolojili GDPS ile Würth Elektronik tarafından sunulan flyback topolojili referans GDPS tasarımı, bölüm 2'de tanımlanan bazı temel GDPS performans kriterleri doğrultusunda karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir.

4.3.1 İzolasyon Gerilimi Karşılaştırması

Her iki GDPS tasarımında da hazır üretim transformatörler kullanıldığından, karşılaştırma ilgili bileşenlerin üretici dokümantasyonlarında belirtilen teknik değerlere dayanarak gerçekleştirilmiştir.

Tez kapsamında geliştirilen push-pull topolojili tasarımda, Würth Elektronik firmasına ait 750314781 kodlu transformatör tercih edilmiştir. Bu transformatörün teknik dokümanında, izolasyon gerilimi 1 kV olarak belirtilmiştir [67]. Öte yandan, flyback topolojili referans tasarımda kullanılan 750318131 kodlu transformatör, 4 kV izolasyon dayanımı sunmakta ve daha yüksek gerilimli uygulamalarda güvenli çalışmaya olanak tanımaktadır [71].

Her iki sistemde de kullanılan kontrol entegreleri — LT3999 (push-pull) ve LT8302 (flyback) sekonder devreden optokuplör ya da yalıtılmış geri besleme devresi kullanılmaksızın çalışmakta olup, bu nedenle geri besleme yoluyla izolasyon zayıflamasına yol açmamaktadırlar. Bu yönüyle, kullanılan entegreler açısından her iki tasarım benzer seviyede izolasyon sağlamaktadır.

PCB üzerinden yapılan hava boşluğu mesafesi ölçümleri, tasarımlar arası fiziksel izolasyon farklılıklarını ortaya koymaktadır. Flyback tabanlı referans tasarımda 6 mm'lik bir hava boşluğu mesafesi ölçülmüşken, push-pull tasarımda bu mesafe 2 mm ile sınırlıdır. Push-pull topolojide bu mesafenin daha kısa tutulmasının

başlıca nedenleri daha kompakt yapıya sahip bir transformatör kullanılması ve primer-sekonder referansları arasına 1206 kılıf boyutunda Y tipi kapasitör yerleştirilmesidir. Bu durum, yerleşim alanını optimize ederken izolasyon mesafesini azaltmıştır.

Transformatörlerde kullanılan sargı teli tipleri üretici dokümantasyonlarında belirtilmemiş olmakla birlikte, çalışma sıcaklık aralıkları üzerinden dolaylı bir karşılaştırma yapılabilir. Push-pull tasarımı kullanılan 750314781 transformatörü için -20°C ila $+60^{\circ}\text{C}$, flyback tasarımı kullanılan 750318131 için ise -40°C ila $+130^{\circ}\text{C}$ arasında çalışma aralığı tanımlanmıştır. Bu durum, flyback transformatörünün daha geniş sıcaklık aralığında güvenilir çalışacak şekilde tasarlandığını ve daha yüksek endüstriyel standartlara sahip olduğunu göstermektedir.

Sonuç olarak, dokümanlara dayalı teknik incelemeler, 750318131 kodlu flyback transformatörünün izolasyon dayanımı, termal performans aralığı ve mekanik gereksinimler bakımından daha yüksek standartlarda tasarlandığını ortaya koymaktadır.

4.3.2 Çıkış Gerilimi ve Simetrisi Karşılaştırması

Her iki tasarımın sağlıklı bir şekilde karşılaştırılabilmesi amacıyla, çıkış gerilimleri birbirine eşdeğer olacak şekilde tasarlanmıştır. Tam yük koşullarında, flyback topolojili GDPS tasarımının pozitif çıkışı 15,6 V, negatif çıkışı ise -3,7 V olarak ölçülmüştür. Push-pull topolojili GDPS tasarımında ise bu değerler sırasıyla 15,2 V ve -4,1 V olarak elde edilmiştir. Elde edilen çıkış gerilimlerinin, her iki tasarımda da birbirine oldukça yakın olduğu görülmektedir.

4.3.3 Çıkış Gücü Karşılaştırması

Push-pull topolojili GDPS tasarımı, flyback topolojili GDPS ile hem pozitif hem de negatif çıkışlarda eşit çıkış gücü sağlayacak şekilde yapılandırılmıştır. Gerçekleştirilen testler sonucunda, her iki tasarımın da tam yük koşulları altında kararlı şekilde çalıştığı gözlemlenmiştir. Elde edilen güç değerleri, Bölüm 4.3.6 kapsamında ayrıntılı olarak sunulmaktadır.

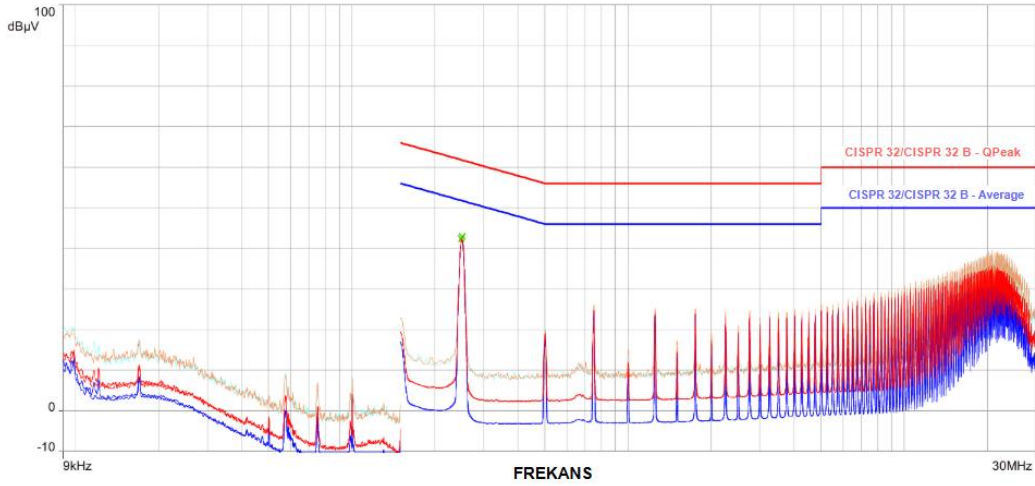
4.3.4 Sargılar Arası Kapasite Değeri Karşılaştırması

Sargılar arası kapasite (C_{iw}) değerlerine ilişkin transformatör dokümanları incelendiğinde, flyback topolojisinde kullanılan 750318131 numaralı transformatörün sargılar arası kapasitesinin 7,5 pF olduğu belirtilmiştir. Push-pull topolojisinde kullanılan 750314781 numaralı transformatöre ait dokümanda ise bu değere ilişkin herhangi bir bilgi yer almamaktadır. Ancak, Würth Elektronik tarafından sağlanan LTspice modelinde bu kapasitenin 27,75 pF olarak tanımlandığı görülmektedir. Bu durum, ilgili tasarımda daha yüksek ortak mod akımlarının (I_{CM}) oluşabileceğini göstermektedir.

4.3.5 Elektromanyetik Uyumluluk Karşılaştırması

Push-pull topolojili GDPS için doğrudan bir EMC testi gerçekleştirilmemiştir. Ancak [72] numaralı çalışmada, push-pull topolojili dönüştürücülerin, flyback topolojili dönüştürücülere kıyasla daha düşük elektromanyetik yayılım (EMI) oluşturduğu ifade edilmektedir. Öte yandan, Bölüm 4.2.4'te belirtildiği üzere, push-pull topolojisinde kullanılan transformatörün daha yüksek sargılar arası kapasite (C_{iw}) değerine sahip olması nedeniyle, EMC performansı konusunda net bir öngörude bulunmak mümkün değildir.

Diğer taraftan, Würth Elektronik tarafından gerçekleştirilen çalışmada, flyback topolojili GDPS tasarımına ait ölçülmüş EMC sonuçları paylaşılmıştır. Bu çalışmada performansın artırılması amacıyla devrenin girişine bir LC filtre eklenmiştir. Filtre elemanları olarak 10 μ H endüktans ve 9,4 μ F kapasitans değerleri kullanılmıştır. Elde edilen test sonuçları, Şekil 4.12'de numaralı kaynakta gösterilmiş olup, sonuçlar endüstriyel EMC standartlarına göre değerlendirilmiştir.



Şekil 4.12 Flyback tasarımı EMC performansı [60]

4.3.6 Verim Karşılaştırması

Push-pull topolojili GDPS tasarımı, teorik olarak %85 verim sağlayacak şekilde yapılandırılmıştır. Ancak öngörülemez bazı kayıplar nedeniyle, yapılan testler sonucunda elde edilen gerçek verim %82,9 olarak ölçülmüştür. Bölüm 3.2.3.8’de hesaplanan 0,972 W’lık anahtarlama kaybına ek olarak, çıkış diyotları ve çeşitli pasif bileşenlerden kaynaklanan ek kayıpların da bu verim düşüşüne katkı sağladığı değerlendirilmektedir.

Diğer taraftan, kapalı çevrim kontrol yapısına sahip flyback topolojili GDPS tasarımında yarım yük koşullarında %84,1, tam yük koşullarında ise %81 verim elde edilmiştir. Bu sonuçlara göre, her iki tasarım arasında tam yük altında %1,9’luk bir verim farkı oluşmaktadır. Ayrıca yarım yük koşullarında, flyback topolojili GDPS’in push-pull tasarımına kıyasla %1,2 oranında daha yüksek verim sunduğu gözlemlenmiştir. İlgili test sonuçları Tablo 4.1’de detaylı olarak sunulmuştur.

Tablo 4.1 Tasarımların verim test sonuçları

Tasarım	Giriş Gerilimi	Giriş Akımı	Direnç Değerleri	Çıkış Gerilimleri	Çıkış Gücü	Verim
<u>Flyback topolojili</u> GDPS - tam yük	12V	0.62A	46.9R (Pozitif Çıkışa) 12.5R (Negatif Çıkışa)	15.3V -3.61V	4,99W 1,04W	Giriş Gücü : 7.44W Çıkış Gücü : 6,03W Verim : %81
<u>Flyback topolojili</u> GDPS - yarı yük	12V	0.31A	93.8R (Pozitif Çıkışa) 25R (Negatif Çıkışa)	15.6V -3.66V	2,59W 0,54W	Giriş Gücü : 3,72W Çıkış Gücü : 3,13W Verim : %84,1
<u>Push Pull topolojili</u> GDPS - tam yük	12V	0.63A	46.9R (Pozitif Çıkışa) 12.5R (Negatif Çıkışa)	15,2V -4.1V	4,92W 1,35W	Giriş Gücü : 7.56W Çıkış Gücü : 6,27W Verim : %82,9

4.3.7 Kompakt Yapı ve Termal Performans Karşılaştırması

İki tasarımın baskı devre kartı (PCB) boyutları karşılaştırıldığında, önerilen push-pull topolojili GDPS tasarımının boyutları 14 mm × 35 mm, flyback topolojili GDPS tasarımının ise 14 mm × 40 mm olarak ölçülmüştür. Bu karşılaştırma sonucunda, önerilen tasarım ile yaklaşık %14,3 oranında bir alan tasarrufu sağlandığı görülmektedir.

Yükseklik açısından değerlendirildiğinde, her iki tasarımda da en yüksek bileşen transformatörlerdir. Flyback topolojisinde kullanılan transformatörün yüksekliği 11,94 mm iken, push-pull topolojisindeki transformatörün yüksekliği 10,54 mm olarak üretici dokümanlarında belirtilmiştir. PCB kalınlığı da dikkate alındığında, önerilen tasarımda toplam yükseklik açısından yaklaşık %11,5 oranında daha düşük bir profil elde edilmiştir.

4.3.8 Koruma Devreleri Karşılaştırması

Bu kapsamda, LT8302 entegresine ait [70] numaralı doküman incelendiğinde, LT3999 entegresinde yer alan temel koruma mekanizmalarının LT8302’de de mevcut olduğu görülmektedir. Bununla birlikte, LT8302 dokümanında ve Würth Elektronik’in sunduğu referans tasarımda harici bir "enable" (etkinleştirme) pini bulunduğu belirtilmektedir. Bu pin, Bölüm 2.10’da açıklanan koruma fonksiyonu kapsamında kullanılabilir. LT3999 entegresinde ise bu amaca yönelik özel bir pin bulunmamaktadır.

4.3.9 Giriş Gerilimi ve Anahtarlama Frekansı Karşılaştırması

Flyback topolojili GDPS tasarımında kullanılan entegre, çıkış gerilimini düzenlemek amacıyla geri besleme sinyali aldığı için 9 V ile 18 V arasındaki geniş bir giriş gerilim aralığında çalışabilmektedir. Buna karşılık, push-pull topolojili tasarımda geri besleme mekanizması bulunmadığından, devre yalnızca nominal giriş gerilimi altında kararlı şekilde çalışabilmektedir. Ancak her iki tasarımda da alt gerilim ve aşırı gerilim korumaları benzer seviyelerde uygulanmıştır.

Flyback topolojili GDPS tasarımının çalışma frekansı, üretici tarafından sağlanan dokümanda doğrudan belirtilmemekle birlikte, test sonuçlarından 263 kHz frekansında çalıştığı anlaşılmaktadır. Tez kapsamında geliştirilen push-pull topolojili GDPS tasarımında ise çalışma frekansı 1,025 MHz olarak belirlenmiştir. Bu yüksek anahtarlama frekansı sayesinde, daha küçük boyutlu bir transformatör kullanılarak aynı güç değeri çıkışa aktarılabilmektedir.

5

SONUÇ

Silisyum Silisyum karbür (SiC) tabanlı güç anahtarları, günümüzde en çok araştırılan ve geliştirilmesi devam eden ileri yarı iletken teknolojilerinden biridir. Bu anahtarların yüksek frekanslarda anahtarlama yapabilme ve yüksek gerilim seviyelerinde çalışabilme yetenekleri, onları modern güç elektroniği uygulamaları için son derece uygun hâle getirmektedir. Bu doğrultuda, SiC güç anahtarlarının verimli ve güvenilir şekilde çalışabilmesi için, anahtar teknolojisine uygun kapı sürücü devrelerinin ve kapı sürücü besleme kaynaklarının (GDPS) tasarımı büyük önem arz etmektedir.

Bu tez çalışmasında, silisyum karbür güç anahtarlarının besleme ihtiyacını karşılayan GDPS yapıları detaylı bir şekilde incelenmiş ve kapsamlı bir literatür taraması gerçekleştirilmiştir. Özellikle son yıllarda geliştirilmiş ve 10 kV gerilim seviyelerine kadar çalışabilen SiC güç anahtarları için önerilen GDPS tasarımları analiz edilmiştir. Daha düşük gerilim seviyelerinde çalışan anahtarlar için de öne çıkan tasarım özellikleri dikkate alınarak, GDPS performans kriterleri belirlenmiş ve tez kapsamında sunulmuştur. Literatürde öne çıkan çalışmalar ışığında izolasyon gerilimi dayanımı, çıkış gerilimi seviyesi ve simetrisi, çıkış gücü, sargılar arası kapasite (C_{iw}), elektromanyetik bağışıklık ve uyumluluk (EMC/EMI), verim, dinamik tepki süresi ve kararlılık, kompakt tasarım, koruma fonksiyonları ve kullanılan topolojiler gibi başlıklar altında kapsamlı bir değerlendirme yapılmıştır.

Bu bağlamda yapılan uygulama çalışmasında, Analog Devices firmasına ait LT3999 entegresi ve Würth Elektronik firmasına ait 750314781 parça kodlu transformatör kullanılarak push-pull topolojili bir GDPS tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarım kriterleri, Würth Elektronik tarafından geliştirilen

flyback topolojili GDPS ile aynı olacak şekilde belirlenmiştir. Sabit 12 V giriş gerilimi ile çift kutuplu çıkış sağlamak amacıyla +15 V çıkışın yanı sıra, LT3090 lineer regülatörü kullanılarak -15 V referansından -4 V çıkış elde edilecek şekilde yapılandırılmıştır.

Karşılaştırma amacıyla Würth Elektronik tarafından sunulan 6 W çıkış gücüne sahip flyback topolojili referans tasarım esas alınmıştır. Bu tasarımda Analog Devices firmasına ait LT8302 entegresi ile 750318131 parça kodlu transformatör kullanılmıştır. Yapılan karşılaştırmalar sonucunda aşağıdaki bulgular elde edilmiştir:

- İzolasyon Gerilimi: Flyback topolojili GDPS tasarımı 4 kV izolasyon gerilimi sağlarken, push-pull topolojili tasarım 1 kV izolasyon sunmaktadır.
- Sargılar Arası Kapasite (C_{iw}): Flyback topolojisinde kullanılan transformatörün sargılar arası kapasitesi 7,5 pF iken, push-pull topolojisinde kullanılan transformatörün LTspice modelinde bu değer 27,75 pF olarak verilmiştir.
- Çıkış Gerilimi ve Simetrisi: Her iki tasarım da benzer çıkış gerilimlerini sağlayabilmektedir. Push-pull topolojisinde, lineer regülatör kullanmaksızın hedeflenen negatif çıkışı sağlayan alternatif bir transformatör tasarımı da sunulmuştur.
- Verim: Flyback topolojili GDPS, nominal giriş geriliminde ve tam yük altında %81 verim sunarken push-pull topolojili GDPS, %82,9 verimle çalışmaktadır. Bu durumda %1,9 oranında daha yüksek bir verim elde edilmiştir.
- Kompakt Yapı: Flyback tasarımı 14 mm × 40 mm PCB alanına ve PCB kalınlığı dâhil 13,54 mm yüksekliğe sahiptir. Push-pull tasarımı ise 14 mm × 35 mm PCB alanı ve 12,14 mm toplam yüksekliğiyle, yaklaşık %14,3 daha az PCB alanı kaplamakta ve %11,5 daha düşük bir yükseklik sunmaktadır.
- Koruma Fonksiyonları: Her iki tasarımda da düşük gerilim, aşırı gerilim ve aşırı akım koruma işlevleri bulunmaktadır. Bunlara ek olarak, flyback topolojili GDPS tasarımı güvenli kapatma özelliği içermektedir.

Elde edilen bulgular neticesinde, bazı kriterler açısından push-pull topolojili GDPS tasarımı flyback topolojisine kıyasla daha düşük performans göstermektedir. Ancak özel tasarlanmış bir transformatör kullanılması durumunda, bu topolojinin performansının anlamlı şekilde artırılabilceği düşünülmektedir. Böylece hem daha küçük hacimli hem de GDPS performans kriterlerine daha iyi cevap veren bir yapı elde edilebilir.

Sonuç olarak, bu tez kapsamında SiC güç anahtarları için uygun GDPS tasarımı teorik ve uygulamalı olarak kapsamlı şekilde ele alınmış önemli tasarım kriterleri karşılaştırmalı analizlerle ortaya konulmuştur. Elde edilen sonuçlar, gelecekte benzer uygulamalar üzerinde çalışacak donanım tasarım mühendislerinin istifadesine sunulmuştur.



- [1] A. N. Lemmon, R. C. Graves, R. L. Kini, M. R. Hontz, and R. Khanna, "Characterization and modeling of 10 kV silicon carbide modules for naval applications," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 5, no. 1, 2017, pp. 309–322.
- [2] S. Ji, Z. Zhang, and F. Wang, "Overview of high voltage SiC power semiconductor devices: Development and application," *CES Trans. Electr. Machines Sys.*, vol. 1, no. 3, 2017, pp. 254–264.
- [3] S. Mocevic, J. Yu, B. Fan, K. Sun, Y. Xu, J. Stewart, Y. Rong, H. Song, V. Mitrovic, N. Yan, J. Wang, I. Cvetkovic, R. Burgos, D. Boroyevich, C. Dimarino, D. Dong, J.K. Motwani and R. Zhang, "Design of a 10 kV SiC MOSFET-based high-density, high-efficiency, modular medium-voltage power converter," in *iEnergy*, vol. 1, no. 1, 2022, pp. 100-113.
- [4] Z. Zhang, F. Wang, L. M. Tolbert, B. J. Blalock, and D. J. Costinett, "Evaluation of switching performance of SiC devices in PWM inverter fed induction motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 10, 2015, pp. 5701–5711.
- [5] B. Sun, R. Burgos and D. Boroyevich, "Ultralow Input–Output Capacitance PCB-Embedded Dual-Output Gate-Drive Power Supply for 650 V GaN-Based Half-Bridges" in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, 2019, pp. 1382-1393.
- [6] S. Ji, S. Zheng, F. Wang, and L. M. Tolbert, "Temperature-dependent characterization, modeling, and switching speed-limitation analysis of third-generation 10-kV SiC MOSFET," *IEEE Tran. Power Electron.*, vol. 33, no. 5, 2018, pp. 4317–4327.
- [7] L. Zhang and X. Ruan, "Control schemes for reducing the second harmonic current in two-stage single-phase converter: An overview from dc-bus port-impedance characteristic", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 10, 2019, pp. 10341–10358.
- [8] Z. Yan, G. Liu, S. Luan, Y. Gao, R. Wang, B.F. Kjærsgaard, M.R. Nielsen, B. Rannestad, H. Zhao, S. Munk-Nielsen, "Gate Driver Power Supply With Low-Capacitance-Coupling and Constant Output Voltage for Medium-Voltage SiC MOSFETs," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 40, no. 6, 2025, pp. 8194-8205.
- [9] V. T. Nguyen, G. Veera Bharath and G. Gohil, "Design of Isolated Gate Driver Power Supply in Medium Voltage Converters using High Frequency and Compact Wireless Power Transfer," 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2019, pp. 135-142.

- [10] L. Zhang, S. Ji, S. Gu, X. Huang, J. Palmer, W. Giewont, F. Wang and L.M. Tolbert, "Design Considerations of High-Voltage-Insulated Gate Drive Power Supply for 10 kV SiC MOSFET in Medium-Voltage Application," IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2019, pp. 425-430.
- [11] S. Mao, J. Popovic and J. A. Ferreira, "Switching Characterization and Low Inter-winding Capacitance Gate Driver Power Supply of 1200V SiC MOSFET for the 300kHz 10kW Inverter," 2018 1st Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications in Asia (WiPDA Asia), 2018, pp. 270-275.
- [12] E. Serban, M. A. Saket and M. Ordonez, "High Performance Gate-Driver Power Supply for Multilevel-based 1500 V Converters," 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2020, pp. 3163-3170.
- [13] M. Raya, O. Aviñó, S. Busquets-Monge, X. Perpiñá, M. Vellvehi and X. Jordà, "Improvement of a self-powered gate driver power supply," 2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe), 2022, pp. 1-11.
- [14] S. Busquets-Monge, A. Filbà-Martínez, J. Nicolás-Apruzzese and J. Bordonau, "Self-powered bipolar gate-driver power supply circuit for neutral-point-clamped converters," 2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2018, pp. 835-840.
- [15] J. P. Kozak, J. Ramirez, J. Lin, A. Orr, A. Martin and H. Tomey, "Active Gate Driver Power Supply for High-Reliability Applications," 2025 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2025, pp. 1211-1216.
- [16] L. Zhang, S. Ji, S. Gu, X. Huang, J. Palmer, W. Giewont, F. Wang, and L. M. Tolbert, "Design considerations of high-voltage-insulated gate drive power supply for 10 kV SiC MOSFET in medium-voltage application," Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., 2019, pp. 425–430.
- [17] B. Sun, R. Burgos, D. Boroyevich, R. Perrin, C. Buttay, B. Allard, N. Quentin, and M. Ali, "2W gate driver power supply design with PCB-embedded transformer substrate", in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., 2017, pp. 197–204.
- [18] Z. Zhang, K. Yao, G. Ke, K. Zhang, Z. Gao, Y. Wang, X. Ren, and Q. Chen, "SiC MOSFETs gate driver with minimum propagation delay time and auxiliary power supply with wide input voltage range for high-temperature applications," IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol. 8, no. 1, 2020 pp. 417–428.
- [19] L. Zhang, X. Ruan, and X. Ren, "Second-harmonic current reduction for two-stage single-phase inverter with boost-derived front-end converter: Control schemes and design considerations", IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 7, 2018, pp. 6361–6378.
- [20] L. F. S. Alves, P. Lefranc, P. -O. Jeannin and B. Sarrazin, "Review on SiC-MOSFET devices and associated gate drivers," 2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2018, pp. 824-829.

- [21] A. K. Tiwari, F. Udrea, N. Lophitis and M. Antoniou, "Operation of ultra-high voltage (>10kV) SiC IGBTs at elevated temperatures: benefits & constraints," 2019 31st International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 2019, pp. 175-178.
- [22] N. Rouger, J.C. Crebier, R. Mitova, L. Aubard, and C. Schaeffer, "Fully Integrated Driver Power Supply for Insulated Gate Transistors," in Proc. Int. Symp. on Power Semiconductor Devices & ICs (ISPSD), 2006.
- [23] Infineon Technologies, "CoolSiC™ MOSFET M1H for modules Application Note AN-2017-04 Rev.1.2" April 2024.
- [24] A. Sircar, I. Lee, M. A. Saeed, and X. Yao, "A Wide-Range Input Auxiliary Power Supply based on Series-Connected SiC MOSFETs with Active Gate Driver," in Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2022.
- [25] Texas Instruments, "Implementing Bipolar Gate Drive for Low-Side IGBTs and SiC FETs, Application Note SLUA994A" Oct 2019.
- [26] International Electrotechnical Commission (IEC), "IEC 61800-5-1: Adjustable speed electrical power drive systems – Safety requirements – Electrical, thermal and energy," 2016.
- [27] Würth Elektronik, "Transformer Design for EMC, Application Note" Feb 2024.
- [28] Patrick Kinyanjui, <https://connectorsupplier.com/medical-connectors-measuring-creepage-and-clearance-for-performance-and-compliance/>, erişim:11.06.2025.
- [29] Samtec, "Clearance and Creepage, Application Note", Apr 2014.
- [30] Termosleeve-usa, <https://thermosleeve-usa.com/products/cb-tiw-triple-insulated-wire> , erişim: 11.06.2025.
- [31] International Electrotechnical Commission (IEC), "IEC 60664-1: Insulation coordination for equipment within low-voltage systems – Part 1: Principles, requirements and tests," 2007.
- [32] Underwriters Laboratories, "UL 1577 - Optical Isolators," 2000.
- [33] U.S. Department of Defense, "MIL-STD-1275E: Characteristics of 28 Volt DC Electrical Systems in Military Vehicles," Oct. 2006.
- [34] Z. Shen et al., "The Faraday Shields Loss of Transformers," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 11, Nov. 2020, pp. 12194-12206.
- [35] Maurizio Di Paolo Emilio, <https://www.powerelectronicsnews.com/gate-driver-circuit-optimization-for-sic-power-devices> , erişim: 12.06.2025.
- [36] J. Rabkowski et al., "Gate driver design issues for high power SiC MOSFET modules," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 1, pp. 3–10, Jan. 2015.
- [37] Wolfspeed, Application Considerations for SiC MOSFETs, Rev. B, 2019.
- [38] S. Jahdi, O. Alatise, J. O. Gonzalez, L. Ran and P. Mawby, "Comparative analysis of false turn-ON in silicon bipolar and SiC unipolar power devices,"

- 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, Canada, 2015, pp. 2239-2246.
- [39] Texas Instruments, “Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits, Application Note SLU618A” Mar 2017.
 - [40] O. Tahmaz, F. Bay and A. Yazar, "Double Pulse Test of the Paralleled Power MOSFETs in High Current 48V Inverter Design," 2022 IEEE 20th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), 2022, pp. 62-69.
 - [41] Wolfspeed, Gate Drives and Gate Driving with SiC MOSFETs, <https://www.wolfspeed.com/knowledge-center/article/gate-drives-and-gate-driving-with-sic-mosfets/>, erişim: 13.06.2025.
 - [42] ROHM Semiconductor, “SiC MOSFET Basics and Design Guidelines for Gate Drive Circuits, Application Note 66AN032E”, Sep 2023.
 - [43] Hai Yan Lu, Jian Guo Zhu and S. Y. R. Hui, "Experimental determination of stray capacitances in high frequency transformers," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 5, Sept. 2003, pp. 1105-1112.
 - [44] G. -Y. Lee, C. -T. Ju, S. -S. Min and R. -Y. Kim, "Gate Driver for Wide-Bandgap Power Semiconductors With Small Negative Spike and Switching Ringing in Zero-Voltage Switching Circuit," in *IEEE Access*, vol. 9, Oct. 2021, pp. 145774-145784.
 - [45] V. -S. Nguyen, P. Lefranc and J. -C. Crebier, "Gate Driver Supply Architectures for Common Mode Conducted EMI Reduction in Series Connection of Multiple Power Devices," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 12, Dec. 2018, pp. 10265-10276.
 - [46] Texas Instruments, “Why use a Gate Drive Transformer?, Application Note SLLA602” Mar 2024.
 - [47] Analog Device, “Power Supply Layout and EMI, Application Note AN-139-1 ”, Oct 2012.
 - [48] Q. Li, J. Zhou, W. Li and Z. Weng, "Modeling and Simulation of 1.7kV SiC MOSFET Power Module" 2023 IEEE 14th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Shanghai, China, 2023, pp. 1109-1113.
 - [49] Z. Guo, H. Li and P. Cheetham, "A Very-High-Frequency Isolated Gate Driver Power Supply Using Solid Dielectrics for Medium Voltage SiC MOSFETs," 2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2022, pp. 1394-1399.
 - [50] MIL-STD-461G, Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment, U.S. Department of Defense, 2015.
 - [51] J. Hu, J. Wang, R. Burgos, B. Wen and D. Boroyevich, "High-Density Current-Transformer-Based Gate-Drive Power Supply With Reinforced Isolation for 10-kV SiC MOSFET Modules," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 8, no. 3, pp. 2217-2226, Sept. 2020.

- [52] L. Qi, W. Chai, X. Zhang, L. Zhan, W. Zhang and W. Li, "A Novel Isolated Gate Driver Power Supply Method for Self-Powered SiC DC Solid-State Switch Using Thermoelectric Generation," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 71, no. 1, pp. 1069-1072, Jan. 2024.
- [53] Bodur, H. (2019). Güç Elektroniği Temel Analiz ve Sayısal Uygulamalar, İstanbul, Birsen Yayınevi.
- [54] D. Joshi, J. Kumar and A. Pachori, "Design and development of dual output DC to DC converter based on flyback topology," 2020 International Conference on Power, Energy, Control and Transmission Systems (ICPECTS), 2020, pp. 1-4.
- [55] Y. Long, W. Zhang, D. Costinett, B. B. Blalock and L. L. Jenkins, "A high-frequency resonant gate driver for enhancement-mode GaN power devices," 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, 2015, pp. 1961-1965.
- [56] C. Beckemeier and A. Mertens, "Extension of the Series Resonant Converter Topology for Gate Driver Supply with a CM Choke," 2024 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2024, pp. 2982-2986.
- [57] B. Mondal and B. Arun Karuppaswamy, "Design of Si-IGBT Gate Driver for Inverter Applications," 2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition - Asia (ECCE-Asia), 2021, pp. 743-748.
- [58] D. Rothmund, D. Bortis and J. W. Kolar, "Highly compact isolated gate driver with ultrafast overcurrent protection for 10 kV SiC MOSFETs," in CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, vol. 3, no. 4, pp. 278-291, Dec. 2018.
- [59] Y. Zhang, Y. Xu, E. Sun and F. Yu, "A Study of a Safe Torque Off and Electronic Star Sealing Technology," 2023 3rd International Conference on Electrical Engineering and Control Science (IC2ECS), 2023, pp. 971-975.
- [60] Würth Elektronik, "6 W Bipolar isolated auxiliary supply for SiC-MOSFET & IGBT gate driver, Reference Design RD001, E. Falco, E. Nierges" May 2022.
- [61] Analog Devices, "ADuM3070 datasheet Rev.A", <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adum3070> , erişim: 22.12.2024.
- [62] Analog Devices, "ADuM4070 datasheet Rev.A", <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adum4070> , erişim: 22.12.2024.
- [63] Analog Devices, " LTC3723-1 / LTC3723-2 datasheet " <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/372312f>, erişim: 23.12.2024.
- [64] Analog Devices, " LT3439 datasheet", <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3439fs>, erişim: 23.12.2024.
- [65] Analog Devices, "LT3999 datasheet", <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3999fa>, erişim: 24.12.2024.

- [66] Texas Instruments, “SN6507 Fighting Guide”, TI Confidential –NDA Restrictions, Oct 2022.
- [67] Würth Elektronik, “750314781 Datasheet WE-PPTI Push-Pull Transformer”, <https://www.wurth-electronic.com/components/products/datasheet/750314781>, erişim 05.01.2025.
- [68] MCC, “SL14PL THRU SL110PL Datasheet”, [https://www.mccsemi.com/pdf/Products/SL14PL-SL110PL\(SOD-123FL\)](https://www.mccsemi.com/pdf/Products/SL14PL-SL110PL(SOD-123FL)) , erişim 08.01.2025.
- [69] Analog Devices, “LT3090 datasheet”, <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/3090fa> , erişim: 10.02.2025.
- [70] Analog Devices, “LT8302/ LT8302-3 datasheet”, <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/Lt8302-8302-3> , erişim: 10.12.2024.
- [71] Würth Elektronik, “750318131 Datasheet WE-AGDT Auxiliary Gate Drive Transformer”, <https://www.wurth-electronic.com/components/products/datasheet/750318131>. , erişim 05.01.2025.
- [72] Texas Instruments, “Push-pull converter simplifies isolated power supply in automotive HEV/EV system”, Anant Kamath, ADJ 1Q Rev. B, 2020.

A

FLYBACK TOPOLOGY GDPS DESIGN BOM LIST

Flyback Topology GDPS Design Bom List			
Designator	Part Number	Quantity	Link
C1, C2, C6, C7, C8	CL31B106KBHNNNE	5	https://www.digikey.com/short/hh7jcmn5
C3, C4	CL21B105KBFNNNE	2	https://www.digikey.com/short/1420p329
C5	C0805C471J5GACAUTO	1	https://www.digikey.com/short/mwtrn1hd
D1, D2, D3	PMEG10010ELRX	3	https://www.digikey.com.mx/short/q9zf0z34
Q1	BSS123	1	https://www.digikey.com/short/f4hmvmp3
R1	ERJ-3EKF8063V	1	https://www.digikey.com/short/hq9pvrjb
R2	ERJ-3EKF2323V	1	https://www.digikey.com/short/04p970w3
R3	ERJ-3EKF93R1V	1	https://www.digikey.com/short/nm7c82bc
R4, R5, R7	RC0603FR-0710KL	3	https://www.digikey.com/short/j7rm2q50
R6	RC0805FR-07100RL	1	https://www.digikey.com/short/47qr3353
R8	ERJ-3BQF3R3V	1	https://www.digikey.com/short/wn1f97d9
R9, R10	Dummy	2	Dummy
T1	750318131	1	https://www.digikey.com.mx/short/tb0bvd15
U1	LT8302HS8E#PBF	1	https://www.digikey.com.mx/short/9zb047mp
Z4	SMAZ27-13-F	1	https://www.digikey.com.mx/short/4fq7wn14
Z5	UFZVTE-1716B	1	https://www.digikey.com.mx/short/qvj48nvz
Z6	BZX84J-B4V7,115	1	https://www.digikey.com.mx/short/b77zbpdc

B

PUSH-PULL TOPOLOGY GDPS DESIGN VER1 BOM LIST

Push-Pull Topology GDPS Design Ver1 Bom List			
Designator	Part Number	Quantity	Link
C1, C3, C4	CL31B106KBHNNNE	3	https://www.digikey.com/short/hh7jcmn5
C2	C0805C181J5GACAUTO	1	https://www.digikey.com/short/2qjr45vc
C5	CC0603KPX7R9BB101	1	https://www.digikey.com/short/zz8wp1h9
C6	C0805C395K8PACTU	1	https://www.digikey.com/short/7w5fnfbd
C7	CGA5L3X7R1H475K160DB	1	https://www.digikey.com/short/b0hft70t
Cy1	C1206C222KDRACTU	1	https://www.digikey.com/short/848vtvw7
D1, D2, D3, D4	SL110PL-TP	4	https://www.digikey.com/short/vczv9hrw
R1, R3	AC0603FR-1330KL	2	https://www.digikey.com/short/771p2d88
R2	AC0603FR-07383KL	1	https://www.digikey.com/short/b4bd90vz
R5, R11	Dummy	2	Dummy
R6	RC0805FR-07100RL	1	https://www.digikey.com/short/47qr3353
R7	AC0603FR-078K2L	1	https://www.digikey.com/short/9b8mwh73
R8	AC0603FR-0712K1L	1	https://www.digikey.com/short/zf9b054t
R9	AF0603FR-0782KL	1	https://www.digikey.com/short/vz54d9jp
R10	AC0603FR-0768KL	1	https://www.digikey.com/short/q4nbvc8w
R12	AF0603FR-0749K9L	1	https://www.digikey.com/short/rmr4jcvh
R13	RC0603FR-0710KL	1	https://www.digikey.com/short/j7rm2q50
T1	750314781	1	https://www.digikey.com.mx/short/d9f9bmh3
U1	LT3999EMSE#PBF	1	https://www.digikey.com.mx/short/vv5p002q
U2	LT3090EMSE#PBF	1	https://www.digikey.com/short/m48fpppd
Z1, Z2	UFZVTE-1716B	2	https://www.digikey.com.mx/short/qvj48nvz

TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR

Konferans Bildirileri

1. B. Kaymak, A.F. Bakan. “ SiC-MOSFET ve IGBT Kapı Sürücülerini İçin Yardımcı Besleme Topolojilerinin Performans Karşılaştırması”, 9. Uluslararası Mühendislik Bilimleri ve Multidisipliner Yaklaşımlar Kongresi, vol. 9, no. 1, Mayıs 2025, pp. 66-73.

