



**T.C.
İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ-CERRAHPAŞA
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ**



YÜKSEK LİSANS TEZİ

**YÜKSEK GERİLİM UYGULAMALARI İÇİN KATI HAL YARIİLETKEN
ANAHTAR TASARIMI VE GERÇEKLEMESİ**

Kurtuluş ALTUN

**DANIŞMAN
Prof. Dr. Cengiz Polat UZUNOĞLU**

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Tezli Yüksek Lisans Programı

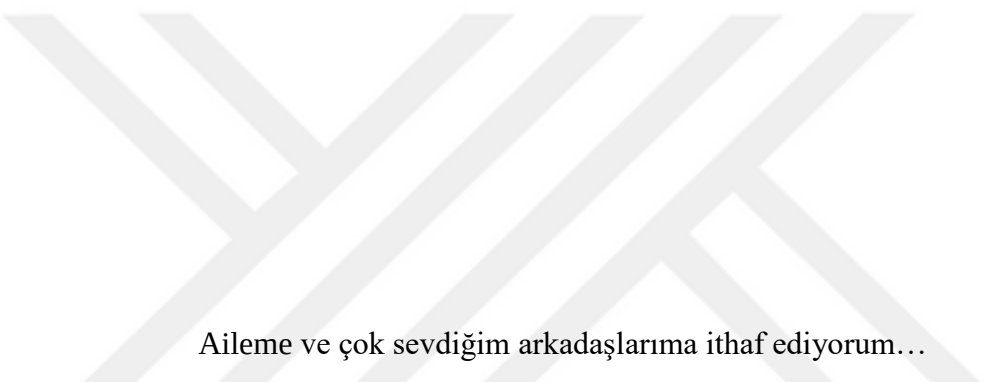
Nisan, 2025

TEZ KABUL VE ONAYI

Kurtuluş ALTUN tarafından, **Prof. Dr. Cengiz Polat UZUNOĞLU** danışmanlığında hazırlanan "**YÜKSEK GERİLİM UYGULAMALARI İÇİN KATI HAL YARIİLETKEN ANAHTAR TASARIMI VE GERÇEKLEMESİ**" başlıklı bu çalışma, jürimiz tarafından **28/04/2025** tarihinde yapılan sınav sonucunda **oy birliği** ile başarılı bulunarak **Yüksek Lisans Tezi** olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi

	İmza	Sonuç
DANIŞMAN	Prof. Dr. Cengiz Polat UZUNOĞLU	☒
	İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa	Kabul
	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim	☐
	Dalı	Ret
ÜYE	Prof. Dr. Fırat KAÇAR	☒
	İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa	Kabul
	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim	☐
	Dalı	Ret
ÜYE	Dr. Öğr. Üyesi Mustafa KONAL	☒
	Tekirdağ Namık Kemal Üniversitesi	Kabul
	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim	☐
	Dalı	Ret



Aileme ve çok sevdiğim arkadaşlarıma ithaf ediyorum...

BÜTÇE DESTEKLERİ

YÜKSEK GERİLİM UYGULAMALARI İÇİN KATI HAL YARIİLETKEN ANAHTAR TASARIMI VE GERÇEKLEMESİ

Bu tez çalışması için herhangi bir kurumdan bütçe desteği alınmamıştır.

TEŐEKKÖR

Bu tez çalışmamda sağlamış olduğu destek ve rehberliği için danışmanım Prof. Dr. Cengiz Polat UZUNOğLU’na en içten şükranlarımı sunarım.

Kurumum Biliřim ve Bilgi Güvenliėi İleri Teknolojiler Araştırma Merkezi (TÜBİTAK BİLGEM) başta olmak üzere, tecrübeleriyle yol gösteren, teknik anlamda emeği geçen ve destek olan Bařuzman Araştırmacı Davut KARAMEŐE’ye ve çalışmam esnasında ihtiyaç duyduğum teknik ve idari her türlü desteği benden esirgemeyen birim yöneticim ve birim çalışma arkadaşlarıma teőekkürü bir borç biliyorum.

Hayatım boyunca maddi ve manevi her türlü konuda desteklerini esirgemeyen kıymetli aileme ve varlıklarını her zaman hissettiren kıymetli yakın arkadaşlarıma en içten teőekkürlerimi sunuyorum.

Nisan, 2025

Kurtuluş ALTUN

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

TEZ KABUL VE ONAYI.....	ii
BEYAN	iii
BÜTÇE DESTEKLERİ	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER.....	vii
ŞEKİL LİSTESİ	ix
TABLO LİSTESİ.....	xiii
SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ.....	xiv
ÖZET	xvi
ABSTRACT	xvii
1. GİRİŞ.....	1
2. KAVRAMSAL ÇERÇEVE	5
2.1. YARIİLETKEN GÜÇ ANAHTARLARI	5
2.2. GENİŞ BANT ARALIKLI (WBG) YARIİLETKEN ANAHTARLAR	7
2.3. YARIİLETKEN ANAHTARLARIN SERİ BAĞLANMASI	12
2.4. ANAHTARLARIN SERİ BAĞLI KULLANIMININ AVANTAJLARI	13
2.5. ANAHTARLAR ARASI GERİLİM PAYLAŞIMINA ETKİ EDEN UNSURLAR ...	15
2.5.1. Ortak Mod Akımları, Cgs, Cgd ve Cds Gibi Parazitik Kapasitelerinin Anahtarlar Arası Gerilim Paylaşımına Etkisi	16
2.5.2. Anahtar Parametreleri Yayılımının Gerilim Paylaşımına Etkisi	18
2.5.3. Kapı Sinyalleri Zaman Gecikmeleri	18
2.6. GERİLİM DENGELEMESİNDE KULLANILAN YÖNTEMLER.....	19
2.6.1. Pasif Sönümlleme Devreleri	20
2.6.2. Doğal Öz Dengeleme.....	24
2.6.3. Aktif Kapı Kontrol	29
2.6.3.1. Kapı Akımı Kontrol Yöntemi	29
2.6.3.2. Kapı Gecikmesi Kontrol Yöntemi	33

2.6.4. Aktif Gerilim Sınırlama.....	35
2.7. SERİ BAĞLI ANAHTARLARI EŞ ZAMANLI SÜRME YÖNTEMLERİ	39
3. YÖNTEM.....	42
3.1. YARIİLETKEN YÜKSEK GERİLİM ANAHTAR MODÜLÜ VE ÖZELLİKLERİ .	42
3.2. KAPI SÜRÜCÜ DEVRESİNİN TASARIMI	45
3.2.1. Devre Yapısı ve Çalışması	47
3.2.1.1. <i>Q_s Mosfetinin İletime Girmesi Geçici Zamanında Devrenin Çalışması</i>	47
3.2.1.2. <i>Q_s Mosfetinin Kesime Girmesi Geçici Zamanında Devrenin Çalışması</i>	50
3.2.2. Birincil Taraf Devre Tasarımı	52
3.2.2.1. <i>Fiber Optik Bağlantı Arayüzü</i>	52
3.2.2.2. <i>Toroid Kapı Sürücü Transformatörünün Tasarımı</i>	53
3.2.2.3. <i>Q_s Mosfeti, RC ve RCD Sönümleyici Devre Elemanlarının Belirlenmesi</i>	57
3.2.2.4. <i>Toroid Çekirdek İçin Demanyetizasyon Direncinin Belirlenmesi</i>	61
3.2.3. İkincil Taraf Devre Tasarımı	62
3.2.3.1. <i>C_{2N} kapasitelerinin belirlenmesi</i>	62
3.2.3.2. <i>D_{6N} ve D_{7N} zener diyotlarının belirlenmesi</i>	63
3.3. GERİLİM DENGELEME VE KORUMA DEVRELERİNİN TASARIMLARI	63
3.3.1. Statik Gerilim Dengeleme Dirençleri	64
3.3.2. Dinamik Gerilim Dengeleme için RC Sönümleme Devresi.....	64
3.3.3. Ek Gövde Diyotları.....	66
3.3.4. Aktif Gerilim Sınırlama Devresi	66
4. BULGULAR	68
4.1. KAPI SÜRÜCÜ TRANSFORMATÖRLERİNİN ANAHTARLAMA TESTLERİ	68
4.1.1. Cosmo Ferrit CF139T4212C Çekirdeği İle Yapılan Anahtarlama Testleri	68
4.1.2. Cosmo Ferrit CF139T5818C Çekirdeği İle Yapılan Anahtarlama Testleri	79
4.2. YÜKSEK GERİLİM ANAHTARLAMA TESTLERİ.....	90
5. TARTIŞMA.....	101
6. SONUÇ VE ÖNERİLER	104
İNTİHAL RAPORU İLK SAYFASI	121
ETİK KURUL İZİN YAZISI	122
KURUM İZNİ YAZILARI.....	123
ÖZGEÇMİŞ	125

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1: Temel yarıiletken güç anahtarlarının akım, gerilim ve frekans bölgeleri.....	6
Şekil 2.2: Anahtarların tarihsel gelişimi.....	6
Şekil 2.3: Yarıiletken anahtarların malzeme özellikleri bakımından karşılaştırılması	8
Şekil 2.4: Yarıiletken anahtarların çalışma frekansı ve güç seviyeleri bölgeleri.....	8
Şekil 2.5: a) SiC-MOSFET, b) Si-MOSFET'in tabaka katmanları ve katman kalınlıkları	9
Şekil 2.6: SiC-MOSFET'in 500 saat süreli kullanım sonrası eşik geriliminin değişimi [12].	10
Şekil 2.7: SiC-MOSFET, Si-SJMOS ve Si-IGBT'nin 25°C ve 125°C sıcaklıklardaki kaynak-kapı arası gerilim ve akım karakteristiği	11
Şekil 2.8: Si-MOSFET ve SiC-MOSFET arasındaki iletim durumu direnci karşılaştırması [12].	11
Şekil 2.9: 15 kV SiC-MOSFET (a) paketlenmiş modül (b) kılıf ölçüleri.....	13
Şekil 2.10: Tekil, 2 adet, 5 adet ve 10 adet seri bağlı SiC-MOSFET'in 150 °C'de delinme gerilimine bağlı iletim direncinin analitik tahmini	14
Şekil 2.11: 250W/cm ² güç değerinde ve T _j = 150 °C'de çalışan tekil, 2 adet, 5 adet ve 10 adet seri bağlı SiC-MOSFET'in delinme gerilimlerine göre akım yoğunluğu seviyeleri.....	14
Şekil 2.12: Seri bağlı iki anahtar üzerindeki dengesiz gerilim dağılımı	17
Şekil 2.13: İki seri bağlı SiC-MOSFET ve parazitik kapasiteleri	17
Şekil 2.14: Kapı sinyali zamanlama gecikmesinin gerilim dengelemesine etkisi	19
Şekil 2.15: Literatürdeki gerilim dengeleme yöntemleri.	20
Şekil 2.16: RC sönümleme devresi.	21
Şekil 2.17: Enerji geri kazanım yeteneğine sahip sönümleme devresi	24
Şekil 2.18: (a) devre (b) yatay yapı (c) önerilen yöntem.	25
Şekil 2.19: Çok Adımlı Paketleme (MSP) konsepti.	26
Şekil 2.20: Harici izole güç kaynaklı kapı sürücü yapısı.	26
Şekil 2.21: SiC-MOSFET modül doğal öz dengeleme konfigürasyonu	28
Şekil 2.22: Seri bağlı SiC-MOSFET modül prototipinde doğal öz dengeleme tekniği	28
Şekil 2.23: [67, 71]'deki çalışmalarda gösterilen aktif kapı kontrolü yöntemi.....	29
Şekil 2.24: [62]'deki çalışmada gösterilen aktif kapı kontrol yöntemi.....	30
Şekil 2.25: [63-65]'deki çalışmalarda gösterilen kapı direnci modülasyon tekniği ile aktif kapı sürücüsü.	31

Şekil 2.26: [69]'daki çalışmada gösterilen kapı direnci/kapasitansı modülasyon tekniği ile aktif kapı sürücüsü.	31
Şekil 2.27: [70]'daki çalışmada gösterilen kapalı devre aktif kapı sürücü devresi.	32
Şekil 2.28: Şekil 2.27'deki devrenin kapalı devre blok diyagramı.	33
Şekil 2.29: [48]'daki çalışmada gösterilen zaman gecikmeli kapalı devre kontrolü.	33
Şekil 2.30: [72]'daki çalışmada gösterilen zaman gecikmeli açık döngü kontrolü.	34
Şekil 2.31: [74]'daki çalışmada gösterilen zaman gecikmeli kapalı devre kontrolü.	34
Şekil 2.32: [76]'daki çalışmada gösterilen zaman gecikmeli kapalı devre kontrolü.	35
Şekil 2.33: [83]'daki çalışmada gösterilen aktif gerilim sınırlama yöntemi.	36
Şekil 2.34: [84]'daki çalışmada gösterilen SSCB uygulamaları için önerilen aktif gerilim sınırlama yöntemi.	38
Şekil 2.35: Tek bir harici kapı sürücüsü ile aktif gerilim sınırlama yöntemi.	39
Şekil 3.1: Modül ve kullanıcı kontrol arayüzü blok diyagramı.	44
Şekil 3.2: Katı hal yarıiletken yüksek gerilim anahtar modülünün devre kartı tasarımı.	45
Şekil 3.3: Manyetik kuplajlı kapı sürücü devresi birincil taraf.	46
Şekil 3.4: Manyetik kuplajlı kapı sürücü devresi ikincil taraf.	46
Şekil 3.5: Kapı sürücü devresinin açılma geçici zamanındaki kol akımları.	49
Şekil 3.6: Kapı sürücü devresinin kapanma geçici zamanındaki kol akımları.	51
Şekil 3.7: Fiber optik alıcı ve verici çifti.	52
Şekil 3.8: Toroid kapı sürücü transformatörünün eş değer devre modeli.	54
Şekil 3.9: Toroid kapı sürücü transformatörünün eşdeğer devre modeli. (a) açılış modeli. (b). kapanış modeli.	56
Şekil 3.10: Qs mosfetinin anahtarlama periyodu boyunca üzerindeki akım ve gerilim dalga formları.	58
Şekil 3.11: RC sönümleyici devresi.	61
Şekil 3.12: Aktif gerilim sınırlama geri besleme devresi.	67
Şekil 4.1: Cosmo Ferrit CF139T4212C çekirdeği ile hazırlanan transformatör ($AL=2500nH$).	69
Şekil 4.2: CF139T4212C çekirdekli transformatörün birincil sargı Ls-Rs ölçümü.	70
Şekil 4.3: CF139T4212C çekirdekli transformatörün ikincil sargılarının Ls-Rs ölçümü.	70
Şekil 4.4: CF139T4212C çekirdekli transformatörün birincil ve ikincil sargıları arası kapasite ölçümü.	71
Şekil 4.5: Kapı sürücü transformatörü anahtarlama testinin masaüstü kurulumu.	72
Şekil 4.6: Qs mosfeti ile birincil sargının anahtarlama sonucu elde edilen akım ve gerilim dalga formları.	73
Şekil 4.7: Transformatörün kaçak indüktansı nedeniyle Qs mosfeti üzerindeki gerilim salınımı.	73

Şekil 4.8: Sönümleyici devre elemanları bağlandıktan sonra elde edilen dalga formları.	74
Şekil 4.9: İkincil sargı gerilimlerinin ölçümü için hazırlanan masaüstü devre kurulumu.	75
Şekil 4.10: 1, 2, 3 ve 4 nolu mosfetin kapı gerilimlerinin yükselme ve düşme zamanları.	76
Şekil 4.11: 5, 6 ve 7 nolu mosfetin kapı gerilimlerinin yükselme ve düşme zamanları.	76
Şekil 4.12: 8, 9 ve 10 nolu mosfetin kapı gerilimlerinin yükselme ve düşme zamanları.	77
Şekil 4.13: SiC-MOSFET’lerin kapı terminallerine etkiyen ikincil sargı gerilimleri.....	77
Şekil 4.14: Kapı gerilimlerinin yükselme zamanları.	78
Şekil 4.15: Kapı gerilimlerinin düşme zamanları.	78
Şekil 4.16: Cosmo Ferrit’in CF139T5818C toroid çekirdeği ile hazırlanan transformatör (AL=2500nH).	80
Şekil 4.17: CF139T5818C çekirdekli transformatörün birincil sargı Ls-Rs ölçümü.....	81
Şekil 4.18: CF139T5818C çekirdekli transformatörün ikincil sargılarının Ls-Rs ölçümü.....	81
Şekil 4.19: CF139T5818C çekirdekli transformatörün birincil ve ikincil sargılar arası kapasite ölçümü.	82
Şekil 4.20: Q _s mosfeti ile birincil sargının anahtarlanması sonucu elde edilen akım ve gerilim dalga formları.	83
Şekil 4.21: Transformatörün kaçak indüktansı nedeniyle Q _s mosfeti üzerindeki gerilim salınımı.	83
Şekil 4.22: Sönümleyici devre elemanları bağlandıktan sonra elde edilen dalga formları.	84
Şekil 4.23: İkincil sargı gerilimlerinin ölçümü için hazırlanan masaüstü devre kurulumu.	85
Şekil 4.24: 1, 2, 3 ve 4 nolu mosfetin kapı gerilimlerinin yükselme zamanları.....	86
Şekil 4.25: 5, 6 ve 7 nolu mosfetin kapı gerilimlerinin yükselme zamanları.....	86
Şekil 4.26: 8, 9 ve 10 nolu mosfetin kapı gerilimlerinin yükselme zamanları.....	87
Şekil 4.27: SiC-MOSFET’lerin kapı terminallerine etkiyen ikincil sargı gerilimleri.....	87
Şekil 4.28: Kapı gerilimlerinin yükselme zamanları.	88
Şekil 4.29: Kapı gerilimlerinin düşme zamanları.	88
Şekil 4.30: Gerçeklemesi yapılan yarıiletken yüksek gerilim anahtar modülleri.	90
Şekil 4.31: Test platformundaki devre bileşenlerine ait blok diyagram.	91
Şekil 4.32: Yüksek gerilim anahtarlama testi için kurulumu yapılan platform.	91
Şekil 4.33: Düşük indüktans karakteristiğine sahip sıvı direnç.	93
Şekil 4.34: Sıvı direnç Ls-Rs ve Cs-Rs ölçümleri.	93
Şekil 4.35: Sıvı direnç Ls-Rs ölçümü.	94
Şekil 4.36: Sıvı direnç Cs-Rs ölçümü.	94
Şekil 4.37: Yük üzerine etkiyen gerilim (yeşil), yük üzerinden geçen akım (mor) ve yük üzeri verilen güç (kırmızı) dalga formları.	95

Şekil 4.38: Tek bir deşarj döngüsünde yük üzerine etkiyen gerilim (yeşil), yük üzerinden geçen akım (mor), yük üzerinde harcanan güç (kırmızı) ve bu sinyallerin yükselme ve düşme zamanları.	96
Şekil 4.39: Testlerde alınan ölçümlerde yük üzerine etkiyen gerilim sinyallerinin MATLAB grafiği.	96
Şekil 4.40: Yük üzerinden geçen akım sinyallerinin MATLAB grafiği.	97
Şekil 4.41: Her bir mosfet üzerine düşen gerilim sinyallerinin MATLAB ile üst üste eklenip görselleştirilmesi.....	97
Şekil 4.42: Bir deşarj döngüsünde mosfetlerin üzerindeki gerilim sinyallerinin değişimi.	98
Şekil 4.43: Seri bağlı her bir mosfetin üzerine düşen gerilim sinyallerinin yükselme zamanları.	98
Şekil 4.44: Seri bağlı her bir mosfetin üzerine düşen gerilim sinyallerinin düşme zamanları.	99
Şekil 4.45: Her bir testte mosfetlerin üzerinden geçen akım sinyallerinin MATLAB ile üst üste görselleştirilmesi.....	100

TABLO LİSTESİ

Sayfa No

Tablo 2.1: Şekil 2.13'de gösterilen eşdeğer devrenin ana bileşenleri.	18
Tablo 3.1: Modülde kullanılan SiC-MOSFET'in elektriksel parametreleri.	43
Tablo 3.2: Geliştirilen 12kV/17A yarıiletken yüksek gerilim anahtar modülünün elektriksel parametreleri.	43
Tablo 3.3: Kapı sürücü transformatörünün tasarım özellikleri.	53
Tablo 4.1: Cosmo Ferrit CF139T4212C toroid çekirdeği ile hazırlanan transformatörün özellikleri.	69
Tablo 4.2: Kapı gerilimlerinin yükselme ve düşme zamanları (CF139T4212C toroid çekirdeği).	79
Tablo 4.3: Cosmo Ferrit CF139T5818C toroid çekirdeği ile hazırlanan transformatörün özellikleri.	80
Tablo 4.4: Kapı gerilimlerinin yükselme ve düşme zamanları (CF139T5818C toroid çekirdeği).	89
Tablo 4.5: Kullanılan transformatör çekirdeğine göre yükselme ve düşme zamanları.	89
Tablo 4.6: Yüksek gerilim anahtarlama testi elektriksel parametreleri.	92
Tablo 4.7: Seri bağlı mosfetlerin üzerindeki gerilim sinyallerinin yükselme ve düşme zamanları.	99
Tablo 4.8: Kapı sürücü sinyal testleri ve yüksek gerilim anahtarlama testlerinde elde edilen yükselme ve düşme zamanları.	100

SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ

Simgeler	Açıklama
A	Amper
C	Kapasite
D	Diyot
D	Savak
eV	Elektronvolt
F	Farad
G	Kapı
GW	Gigawatt
Hz	Hertz
kA	Kiloamper
kHz	Kilohertz
kJ	Kilojoule
kV	Kilovolt
kW	Kilowatt
L	İndüktans
m	Metre
ms	Milisaniye
MHz	Megahertz
MV	Megavolt
MW	Megawatt
ns	Nanosaniye
pF	Pikofarad
R	Resistor
S	Kaynak
V	Volt
W	Watt
Z	Empedans
μA	Miliamper
μF	Mikrofarad
μs	Mikrosaniye
μm	Milimetre
°C	Santigrat Derece
Ω	Ohm

Kısaltmalar**Açıklama**

AC	Alternatif Akım (Alternating Current)
ARDEB	Araştırma Destek Programları Başkanlığı
BJT	Bipolar Junction Transistor
DC	Direct Current
DMOS	Double-Diffused MOS
DSP	Digital Signal Processor
ETO	Emitter Turn Off Thyristor
FPGA	Field-Programmable Gate Array
GaN	Gallium Nitride
GaAs	Gallium Arsenide
GTR	Gate Turn-Off Thyristor
GTO	Gate Turn Off
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HFET	Heterojunction Field Effect Transistor
IGBT	Integrated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate Commutated Thyristor
JFET	Junction Field Effect Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MSP	Multi-Step Packaging
NSF	National Science Foundation
PI	Proportional Integral
PWM	Pulse Width Modulation
SCR	Silicon Controlled Rectifier
Si	Silisyum
SiC	Silicon Carbide
SJ	Super Junction
SSCB	Solid State Circuit Breaker
TÜBİTAK	Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu
TVS	Transient Voltage Suppression
VA	Volt-Amper
WBG	Wide Band Gap

ÖZET

[YÜKSEK LİSANS TEZİ]

YÜKSEK GERİLİM UYGULAMALARI İÇİN KATI HAL YARIİLETKEN ANAHTAR TASARIMI VE GERÇEKLEMESİ

[Kurtuluş ALTUN]

İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Elektrik- Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Tezli Yüksek Lisans Programı

Danışman : Prof. Dr. Cengiz Polat UZUNOĞLU

Yüksek gerilim uygulamalarında çeşitli gerilim ve güç seviyelerinde tekrarlanan veya sabit anahtarlama için çeşitli anahtarlar veya anahtarlama sistemleri kullanılmaktadır. Bu sistemler, yüksek güç uygulamalarında uzun süredir kullanılan kıvılcım aralığı, trigatron, thyatron, ignitron, klystron ve diğer gazlı ya da vakumlu anahtarlar gibi geleneksel yöntemlerden yarıiletken teknolojinin gelişmesiyle birlikte katı hal anahtarlarına doğru kaymıştır. Katı hal anahtarları, radar vericileri, X-ışını üreteçleri, yüksek gerilim DC sistemleri, invertörler ve darbe üreteçleri gibi birçok alanda kullanılmaktadır. Geleneksel anahtarlarla karşılaştırıldığında, katı hal anahtarları çeşitli avantajlar sunmaktadır. Bunlar arasında tekrarlama oranı, kullanım ömrü, kararlılık, kompaktlık ve düşük gerilim seviyeleriyle zamansal açıdan esnek olarak kontrol edilebilme gibi önemli özellikler bulunmaktadır. Bununla birlikte katı hal anahtarların seri bağlantı ve senkronizasyon gereksinimleri gibi üstesinden gelinmesi gereken bazı zorlukları da vardır. Yarıiletken teknolojinin gelişmesiyle birlikte, tristörler, MOSFET'ler ve IGBT'ler gibi farklı yarıiletken anahtarları kullanılabilir hale gelmiştir. Uygulamada bu anahtarlar arasında seçim yapılırken çalışma gerilimi, akım kapasitesi ve anahtarlama hızı gibi faktörler dikkate alınmalıdır. Son yıllarda popülerliği artan Silikon karbür (SiC) ve galyum nitrür (GaN) gibi son teknoloji geniş bant aralıklı (WBG) yarıiletken anahtarların kullanımı uygulamaya bağlı olarak daha yüksek performans ve verimlilik sağlamaktadır. Bu çalışmada birbirine seri bağlı SiC-MOSFET'ler ile pasif ve dinamik dengeleme teknikleri kullanılarak bir katı hal yarıiletken yüksek gerilim anahtarı tasarlanıp gerçekleştirilmiş ve yüksek gerilim performans testleri yapılmıştır.

Nisan 2025, 140 sayfa.

Anahtar kelimeler: Aktif gerilim dengeleme, Silisyum Karbür (SiC) MOSFET, Seri bağlantı, WBG.

ABSTRACT

[M.Sc. THESIS]

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF SOLID STATE SEMICONDUCTOR SWITCH FOR HIGH VOLTAGE APPLICATION

[Kurtuluş ALTUN]

İstanbul University-Cerrahpaşa

Institute of Graduate Studies

Department of Electrical and Electronics Engineering

Electrical and Electronics Engineering

Supervisor : Prof. Dr. Cengiz Polat UZUNOĞLU

In high voltage applications, various switches or switching systems are used for repeated or fixed switching at various voltage and power levels. These systems have shifted from traditional methods such as spark gap, trigatron, thyatron, ignitron, klystron and other gas or vacuum switches, which have been used for a long time in high power applications, to solid state switches with the development of semiconductor technology. Solid state switches are used in many areas such as radar transmitters, X-ray generators, high voltage DC systems, inverters and pulse generators. Compared to traditional switches, solid state switches offer several advantages. These include important features such as repetition rate, lifetime, stability, compactness and flexible temporal control with low voltage levels. However, solid state switches also have some difficulties to overcome, such as serial connection and synchronization requirements. With the development of semiconductor technology, different semiconductor switches such as thyristors, MOSFETs and IGBTs have become available. In practice, when choosing between these switches, factors such as operating voltage, current capacity and switching speed should be taken into consideration. The use of state-of-the-art wide band gap (WBG) semiconductor switches such as Silicon carbide (SiC) and gallium nitride (GaN), which have become increasingly popular in recent years, provides higher performance and efficiency depending on the application. In this study, a solid-state semiconductor high voltage switch was designed and implemented using series-connected SiC-MOSFETs and passive and active voltage balancing techniques, and then high voltage performance tests were performed.

April 2025, 140 pages.

Keywords: Active voltage balancing, Siliconcarbide (SiC) MOSFET, Series connection, WBG.

1. GİRİŞ

Yüksek gerilim uygulamalarında farklı gerilim ve güç seviyelerinde anahtarlama işlemleri için sisteme uygun anahtar çeşitleri veya anahtarlama sistemleri kullanılmaktadır. Yüksek gerilim sinyallerinin kullanıldığı yüksek güç uygulamalarında şimdiye kadar kıvılcım aralığı (spark gap), ve ızgara (grid) kontrollü vakum tüp doğrultucuları sınıfına giren thyatron, trigatron, ignitron ve diğer gazlı anahtarlar kullanılmıştır [1, 2]. Thyatron küçük bir kontrol gerilimi ile büyük bir akımın kontrol edilebildiği bir anahtarlama çözümü sağlıyordu. Thyatron varyasyonları krytron, sprytron, ignitron ve kıvılcım aralığının kontrollü türü olan trigatrondur. Yüksek güçlü thyatronlar halen üretilmekte ve onlarca kiloamper (kA) ve onlarca kilovolt (kV) mertebelerine kadar çalışma kapasitesine sahiptirler. Modern uygulamalar arasında radarlar için darbe sürücüler, yüksek enerjili gaz lazerleri, radyoterapi cihazları, parçacık hızlandırıcılar, tesla bobinlerinin anahtarlanması, AC/DC-AC güç iletimi ve benzeri uygulamalar bulunmaktadır. Öte yandan yarıiletken anahtar çözümlerin günümüze kadar gelişiminin mihenk taşı mahiyetinde olan transistörün 1947 yılında keşfiyle [3] birlikte yarıiletken anahtarlama elemanlarının geliştirilmesi bu alandaki paradigmayı temelden değiştirmiştir. O yıllarda düşük ve orta güç uygulamasında thyatronların yerini tristörler ve triyaklar olarak bilinen yarıiletken anahtarlar almıştır. Kullanım alanlarına göre her bir anahtar türü kendine has bazı avantajlara sahiptir. Yarıiletken anahtarlar kontrol edilebilme kolaylığı açısından diğer anahtarlama sistemlerine göre avantaj sunmaktadır. Yarıiletken anahtar teknolojisinde yakın geçmişe bakıldığında, ilk yarıiletken anahtar olarak Bipolar Jonksiyon Transistör (BJT) karşımıza çıkmaktadır. Tabanında germanyum kristali bulunmakta ve o yıllarda tümleşik devrelerin tasarımında ve akım kontrollü bir eleman olması nedeniyle akım yükselteçlerinde kullanılmaktaydı. Vakum tüpler ise gerilim yükselteçleri olarak kullanılıyordu. 1950 ve 1960'larda bu transistörlerin performansı ve güvenilirliği iyileştirildikçe yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Günümüzde ise Güç BJT'leri olarak güç kaynakları, motorların kontrolü, ses amplifikatörleri ve RF güç amplifikatörleri gibi yüksek güç seviyelerinin dönüşümü veya yükseltilmesini gerektiren uygulamalarda kullanılmaktadır. Güç BJT'leri, küçük sinyalli BJT'lere kıyasla daha yüksek akım ve gerilim seviyelerinde çalışabilecek şekilde tasarlanmıştır. Farklı güç seviyelerine göre çeşitli kılıf tiplerinde üretilmişlerdir. 1957'ye gelindiğinde Gordon Hall tarafından Silikon Kontrollü Doğrultucu (SCR) diğer adıyla Tristör

geliştirilmiştir [4]. Tristör terimi "thyatron" ve "transistörün" birleşiminden türetilmiştir [5]. Tristör kapı terminaline uygulanan gerilim ile bir kez iletme geçirildikten sonra kapı gerilimi kesilse bile bulunduğu iletim durumu korur. Kesim durumuna geçirmek için özel teknikler kullanılır. Tek yönde akım geçirebildiğinden doğru akım uygulamalarında kullanılmaktadır. Tristörler 1960'lı yıllardan bu yana düşük ve orta güç uygulamalarında thyatronların yerini almıştır. Gerilim ve akım seviyesi olarak birkaç kilovolt ve kiloamper seviyelerinde çalışabilmektedir. Tristörlerin bu akım ve gerilim değerlerinde kullanılabilmesinin sebebi iletim durumunda üzerlerindeki gerilim durumunun düşük olması ve dolayısıyla ortaya çıkan ısı kaybının az olmasıdır. Aynı yıllarda tristöre benzer fakat iki yönde de akım geçirebilen Triyak geliştirilmiştir. Kapı terminaline uygulanan pozitif veya negatif gerilimle iletme geçirilebilir. Akım ve gerilim limitleri tristöre göre biraz daha küçüktür. O dönemlerde tristörlerin kapanma karakteristiğini geliştirilmesi için süregelen çalışmalar yürütülüyordu. Bu araştırmalar sonucunda 1960'larda Kapı Sönümlü Tristör (GTO)'lar geliştirilmiştir. Adından da anlaşılacağı üzere normal bir tristörden farklı olarak, kontrollü bir şekilde kapanabilen bir yapıya ve daha düşük açılma ve kapanma sürelerine sahiptir. Aynı zamanda çift yönde iletim sağlayabilmektedir. Fakat kesim durumuna geçirilmesi için kapı terminaline yüksek bir akım uygulanması gereklidir. Bu durum maliyet faktörüyle birleşince uygulama alanları kısıtlı kalmaktadır [6]. Aynı dönemde Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör (MOSFET) geliştirilmiştir. MOSFET'lerde, savak ve kaynak terminalleri boyunca akan akım, kapı terminaline uygulanan gerilim vasıtasıyla kontrol edildiğinden diğer bir deyişle iletim durumunda kalması için BJT gibi sürekli bir sürme akımı gerektirmediğinden BJT'lere göre daha az güç tüketirler. Fakat azınlık taşıyıcı bir eleman olması ve iletim durumunda üzerine düşen gerilimin $R_{ds(on)}$ direncine bağlı olması nedeniyle yüksek gerilim uygulamaları için kısıtlı kalmaktadır [6]. 1960'lardan bu yana tümleşik devrelerin üretiminde kullanılan MOSFET ve CMOS teknolojisinin gelişmesiyle Güç MOSFET'lerinin tasarımı mümkün oldu. Güç elektroniğinde yaygın olarak kullanılan bu mosfet türü, standart MOSFET'den uyarlanmış ve 1970'li yıllarda ticari olarak tanıtılmıştır [7]. Güç MOSFET'leri sürülmeleri esnasında düşük güç gerektirmesi, yüksek anahtarlama hızlarına sahip olması ve paralel bağlanarak kullanılabilmeye olanak tanıdığından günümüzde bilenen birçok güç uygulamasında yaygın olarak kullanılmaktadır. 1980'lerin ortalarına doğru İzole Kapılı Bipolar Transistör (IGBT)'ler geliştirilmiştir. Bu anahtar türünde MOSFET'lerin yüksek akım taşıyabilme yeteneği ve BJT'nin MOSFET'lere göre daha yüksek gerilim dayanımı gibi birbirlerine göre güçlü yanları bir araya getirilmiştir. Böylece IGBT'ler Tristör ve GTO gibi anahtarlama elemanlarına göre daha düşük akım ve gerilim dayanım

seviyelerinde olsa da MOSFET'lere göre daha yüksek akım ve gerilim taşıma kapasitesine sahiptirler. Diğer yandan çalışma frekansları MOSFET'lere göre sınırlıdır.

Güç uygulamalarında kullanılan tüm bu yarıiletken anahtarlarda yaygın olarak kullanılan yarıiletken malzeme silisyum (Si) olmuştur. Her ne kadar silisyum yüksek güçlü, yüksek sıcaklık ve yüksek frekanslı uygulamalarda kendine yer edinmiş olsa da malzemenin doğal fiziksel özelliklerinden kaynaklanan performans limitlerine ulaşıldığından silisyum anahtarlar için önemli performans iyileştirmeleri artık beklenememektedir [8]. Ancak son yıllarda silisyum karbür (SiC), galyum nitrid (GaN), alüminyum nitrid (AlN), galyum arsenit (GaAs), galyum oksit (Ga_2O_3) ve elmas gibi geniş bant aralıklı (WBG) yarıiletkenler, doğal malzeme özelliklerinin sağlayabileceği önemli avantajlar nedeniyle güç elektroniği uygulamaları için büyük umut vadetmektedir [9]. Özellikle silisyum karbür (SiC) yarıiletken anahtarlar çok sayıda endüstriyel ve askeri uygulamada diğer yarıiletken malzemelere göre birçok önemli avantajı nedeniyle büyük talep görmüştür ve geliştirilmeye devam etmektedir [10, 11].

Geniş bant aralıklı yarıiletkenler, daha büyük bant aralığına sahip oldukları için mevcut silisyum yarıiletkenlere nazaran bazı önemli farklılık gösterir. Bant aralığı, yarıiletkenlerde değerlik bandının üst kısmı ile iletim bandının alt kısmı arasındaki enerji farkını ifade eder. Daha büyük mesafe, geniş bant aralıklı yarıiletken güç anahtarlarının daha yüksek gerilim, sıcaklık ve frekanslarda çalışmasına olanak tanır [12, 13]. Yüksek termal iletkenlik, anahtarın daha yüksek güç seviyelerinde çalışmasına ve aynı zamanda üretilen yüksek miktardaki fazla ısının dağıtılmasına imkan sağlar.

GaN ile SiC arasında enerji bant aralığı ve elektriksel bozulma dayanımı bakımından çok fark bulunmamaktadır. GaN'ın üstünlüğü elektron taşıma kapasitesi noktasında ortaya çıkmaktadır. Bu da anahtarın çok daha yüksek hızlarda açılıp kapanabilmesini sağlar. Diğer bir deyişle GaN anahtarlar 100kHz ve üstü frekanslarda çalışmak için elverişlidirler. Yüksek hızlı anahtarlama niteliğini ön plana çıkarmak adına günümüzde üretilen GaN transistörlerin gerilim dayanım değerleri 900V'un üstüne çıkmamaktadır. Bu nedenle GaN yüksek gerilimlere sahip uygulamalar için Si ve SiC anahtarların gerisinde kalmaktadır. SiC-MOSFET'ler ve GaN HEMT'ler gibi Geniş Bant Aralıklı transistörlerin performans açısından Si FET ya da IGBT'lere kıyasla avantajlarını doğrulamış olmalarına rağmen gerilim dayanımları hala çok daha yüksek gerilimler söz konusu olduğunda kısıtlı kalmaktadır. Günümüze kadarki gelişim süreçlerinden bahsedilen tüm bu yarıiletken anahtarlar ile kıvılcım aralığı, trigatron ve thyatron gibi

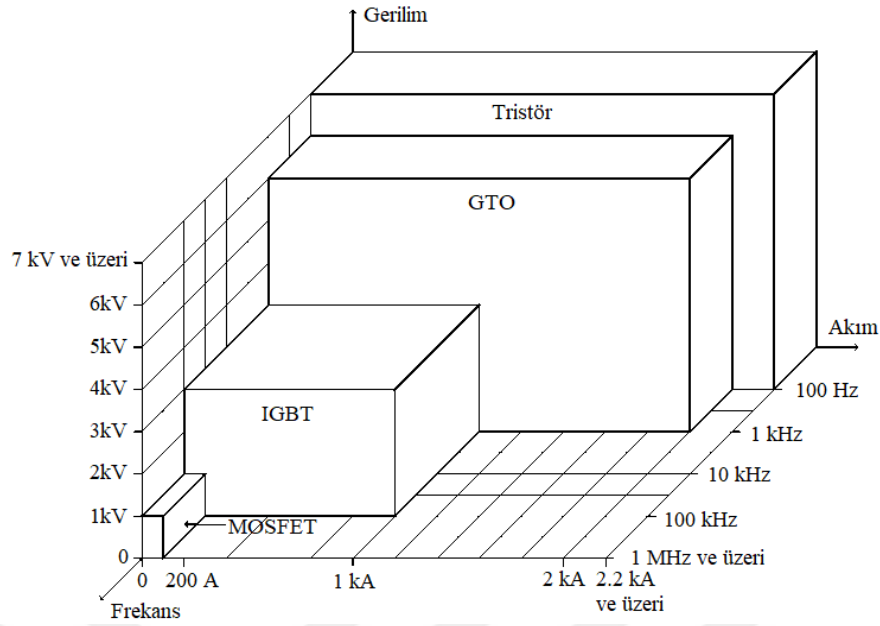
anahtarların gerilim seviyelerine tam olarak ulaşamamıştır [14]. Yakın tarihte ticari olarak üretilmiş yüksek gerilim SiC-MOSFET'ler ile ilgili çalışmalar yapılmıştır [15, 16]. Ancak yüksek gerilim uygulamalarında yaygın olarak kullanımları için maliyetleri çok yüksek kalmaktadır. Bu sorunu aşmanın bir yolu birden fazla anahtarı seri olarak bağlamaktır [17]. Daha yüksek akım taşıma seviyelerine çıkabilmek adına seri diziler birbirlerine paralel olarak bağlanabilir. Böylece tekil anahtarlar kullanılarak çok daha yüksek gerilim ve akım değerlerine ulaşmak mümkün hale gelmektedir. Ayrıca anahtarların seri bağlı olarak kullanımının aynı gerilim seviyesine sahip tekil bir anahtar kullanımına göre ilerleyen kısımlarda bahsedileceği üzere çeşitli yönlerden avantajları mevcuttur. Bu nedenle bu çalışmada yarıiletken güç anahtarının seri bağlanması ile oluşturulan bir katı hal yüksek gerilim anahtarlama çözümü sunulmuştur.

2. KAVRAMSAL ÇERÇEVE

Bu bölümde yarıiletken güç anahtarlarının genel hatlarıyla tarihçesi, gelişim süreçleri, birbirlerine göre üstünlükleri, geniş bant yarıiletken (WBG) anahtarları, bu anahtarlardan SiC-MOSFET’lerin seri olarak bağlanması, tekil bir yüksek gerilim anahtarına göre daha düşük gerilim dayanımına sahip yarıiletken anahtarların seri bağlı kullanımlarının avantajları, seri bağlantıda anahtarlar arası gerilim paylaşımına etki eden unsurlar ve literatürde yer alan gerilim dengeleme yöntemleri konularına yer verilmiştir.

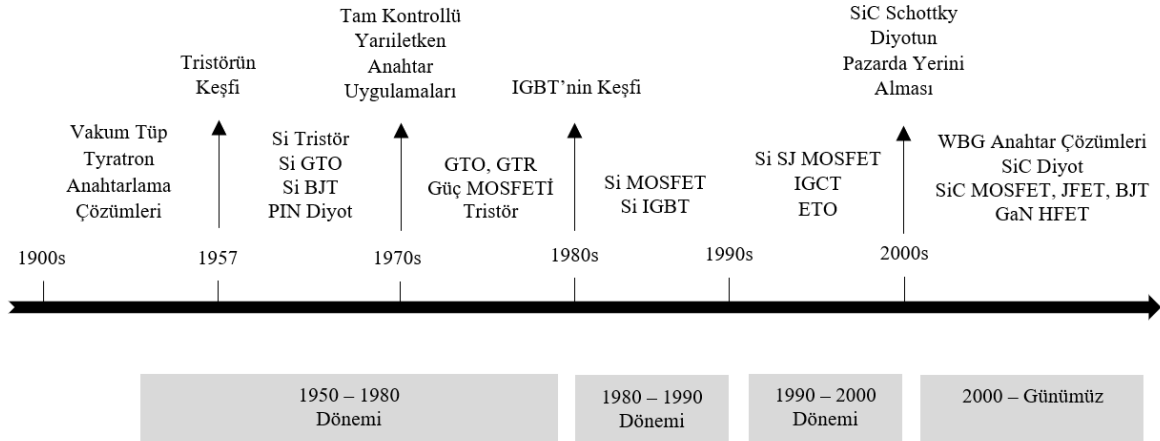
2.1. YARIİLETKEN GÜÇ ANAHTARLARI

Yarıiletken güç anahtarları kontrol terminaline uygulanan gerilim veya akım sinyali kullanılarak iletim durumundan kesim durumuna veya kesim durumundan iletim durumuna geçirilebilen ve yüksek gerilim ve yüksek akım uygulamalarında kullanılan anahtarlardır. İdealde yarıiletken bir anahtarın iletim durumu ve kesim durumu güç kaybı sıfırdır ve herhangi bir frekansta anahtarlama yapabilir. Pratikte ise anahtar iletim durumundayken üzerindeki gerilim düşümü ve durum geçişleri sırasında bazı kayıplar meydana gelir. Bu kayıplar anahtarlama frekansı ile doğru orantılı olarak artmaktadır. Bu nedenle yarıiletken anahtarların belirli bir frekans aralığında çalışma kısıtı vardır [18]. Herhangi bir yarıiletken güç anahtarı seçilirken ilk bakılan parametreler genelde akım, gerilim ve anahtarlama frekansıdır. Farklı gerilim seviyelerine sahip uygulamalar için çeşitli gerilim dayanım seviyelerine sahip anahtarlar geliştirilmiştir. Güç uygulamalarında Tristör, IGBT, MOSFET gibi yarıiletken temelli anahtarlar kullanılmaktadır. Uygulamaya göre her birinin akım, gerilim, güç, frekans, kontrol yöntemi bakımından kendine has avantajları mevcuttur. Bu temel güç anahtarlarının çalışabileceği akım, gerilim ve çalışma frekansı aralıkları Şekil 2.1’de bölgesel olarak görülmektedir.



Şekil 2.1: Temel yarıiletken güç anahtarlarının akım, gerilim ve frekans bölgeleri [18].

Yarıiletken güç anahtarlarının gelişimine kısa bir tarihsel bakış yapılırsa Şekil 2.2'de üç büyük gelişim dönemi olarak karşımıza çıkmaktadır [6, 18, 19].



Şekil 2.2: Anahtarların tarihsel gelişimi [6, 18, 19].

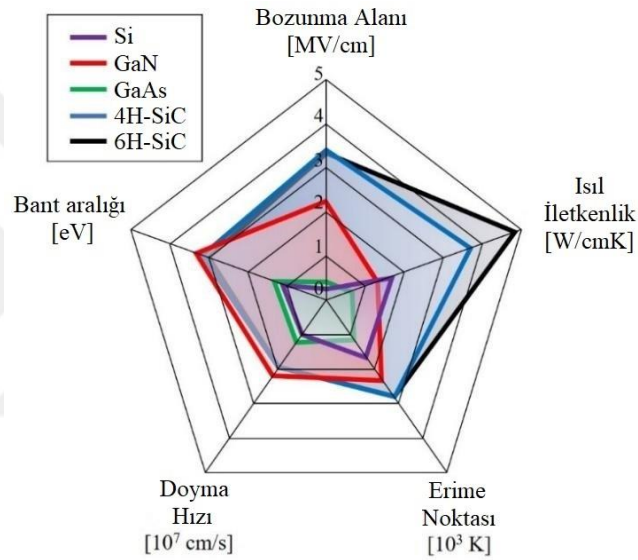
İlk gelişim dönemi 1948'de Bell Laboratuvarı'nda germanyum malzeme ile transistörün keşfiyle başladı. 1958'de silikon bipolar jonksiyon transistör (BJT) ve silikon kontrollü doğrultucu (SCR) yani diğer adıyla tristör ticarileştirildi. Bu o dönem için modern katı hal güç elektronığının başlangıç noktası olarak kabul edilebilir. BJT ve kapı kapatma tristörü (GTO) [20] gibi kontrollü üç terminalli anahtarların güç kaynağı ve motor sürücü uygulamaları için 1960'larda ve 1970'lerde gösterimleri yapıldı. 1980'lerden sonraki dönem güç anahtarlarının

kontrol terminali olarak metal oksit yarıiletken (MOS) geçidinin kullanılmasıyla ikinci gelişim dönemini kapsar. BJT'nin yerini ilk olarak daha iyi statik ve dinamik performansının yanı sıra daha basit şekilde kontrol edilebilme özelliğine sahip olan güç MOSFET'i [21, 22] almıştır. 1980'lerde gerçekleşen ikinci önemli gelişim, güç MOSFET'ine benzer fakat hem elektronların hem de deliklerin akım iletimine katkıda bulunduğu yalıtımlı kapı bipolar transistörün (IGBT) [23] keşfi ve geliştirilmesidir. IGBT o zamandan beri yüksek güçlü uygulamalarda neredeyse GTO'nun yerini almıştır. Bir diğer önemli yenilik ise 1990'ların ortalarında süper jonksiyon (SJ) MOSFET'in icat edilmesi ve geliştirilmesidir. Bu durum, Güç MOSFET'inin iletim kaybını "silikon limiti" olarak bilinen sınırın altına düşürmüştür [24]. Ayrıca 1990'ların sonlarında yüksek güçlü GTO'lar, tümleşik kapı-komütasyonlu tristör (IGCT) sayesinde [25, 26] önemli bir konuma yükselmiştir. Bu da bu elemanları ultra yüksek güçlü dönüştürücülerde kullanılabilir çözümler haline getirmiştir. Bu dönemden sonra üçüncü büyük gelişme dönemi, Schottky bariyer diyotunun [27], geniş bant aralıklı (WBG) SiC malzemesine dayalı güç MOSFET'inin [28] ve WBG GaN/AlGaN heteroeklem malzemesine dayalı dayalı heterojonksiyon alan etkili transistörün (HFET) ticari olarak tanıtılmasını ve gelişimini içermektedir [29].

2.2. GENİŞ BANT ARALIKLI (WBG) YARIİLETKEN ANAHTARLAR

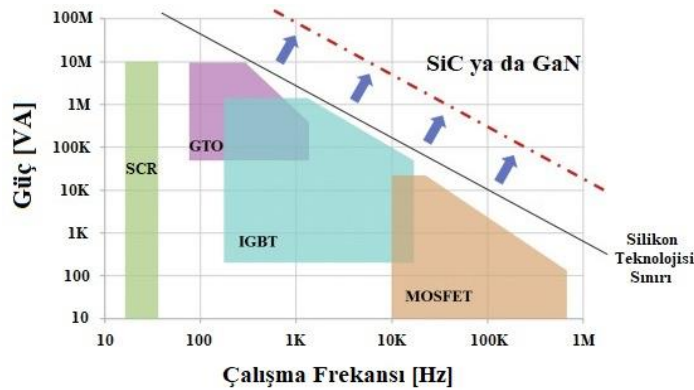
IGBT veya MOSFET gibi silikon temelli güç anahtarları son birkaç on yılda güç elektroniği teknolojilerinin gelişimini hızlandırmıştır [30]. Son yıllarda ise güç uygulamalarında SiC ve GaN gibi geniş bant aralıklı yarıiletken anahtarlar (WBG) kullanılmaya başlanmıştır. WBG anahtarların üstünlüğü silikon temelli anahtarlara göre daha dayanıklı olması, anahtarlama hızının daha yüksek olması ve yüksek sıcaklıklarda çalışabilmesidir [12]. Geniş bant aralığı daha büyük bir elektriksel delinme alanı anlamına gelir. WBG anahtarlarda bu değer $300\text{V}/\mu\text{m}'\text{ye}$ yakındır. Silisyum malzemesi için ise bu alan yaklaşık $20\text{V}/\mu\text{m}'\text{dir}$ [18]. WBG anahtarların daha yüksek bant aralığı enerjisi, tekil anahtarlarda veya güç modüllerinde daha yüksek gerilim değerlerine ulaşılmasına olanak tanır. Bu da orta gerilim (2–35kV) uygulamalarında kullanımı için fayda sağlar [30]. Günümüzde ticari olarak erişilebilen tekil SiC-MOSFET'lerin maksimum çalışma gerilimi 3.3kV ve SiC-MOSFET güç modüllerinin maksimum gerilim değeri ise 15kV seviyesindedir [30]. Bir diğer WBG teknolojisi anahtarlardan olan GaN ise SiC'den çok daha yüksek bir bant aralığına (3.4eV) ve daha yüksek elektron hareketliliğine sahiptir. Silisyum (Si) ile karşılaştırıldığında delinme alanı on kat daha fazladır ve elektron hareketliliği iki katına yakındır. GaN anahtarlar

çok yüksek anahtarlama hızlarına çıkabilmektedir. Düşük giriş ve çıkış yükü, ters toparlanma yükünün olmaması ve ters iletim yeteneği gibi özelliklerine sahiptir. Fakat ürün olarak yaygın kullanılan mevcut GaN transistörlerin dayanma gerilimi maksimum 900V'tur [31]. Yapılan geliştirmelerle 750V, 900V ve son durumda 1250V seviyelerine ulaşıldığı bir üretici tarafından duyurulmuştur [32]. Ancak şu an için bu seviyelerdeki bir GaN yarıiletken anahtar fiyat ve erişilebilirlik açısından alternatiflere kıyasla geride kalmaktadır. Bu nedenle SiC yarıiletken anahtar kullanımı bu tez çalışmasındaki tercih olmuştur. Si, GaN, GaAs, 4H-SiC ve 6H-SiC'in malzeme özelliklerinin bant aralığı, delinme alanı, termal iletkenlik, erime noktası ve doyma hızları bakımından karşılaştırmaları Şekil 2.3'de gösterilmektedir [33].



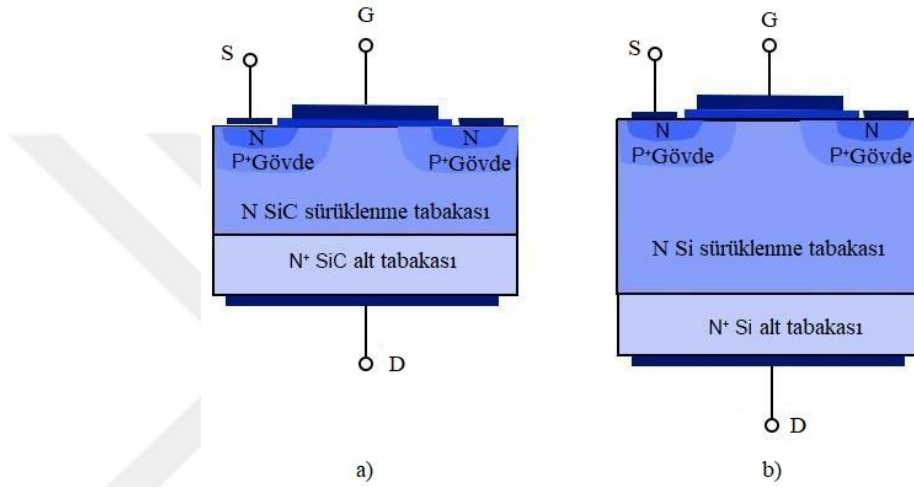
Şekil 2.3: Yarıiletken anahtarların malzeme özellikleri bakımından karşılaştırılması [33].

Şekil 2.4'de görüleceği üzere SiC veya GaN gibi WBG anahtarları güç ve çalışma frekansı olarak da mevcut silikon temelli anahtarlara göre daha üstün performans göstermektedir [34].



Şekil 2.4: Yarıiletken anahtarların çalışma frekansı ve güç seviyeleri bölgeleri [34].

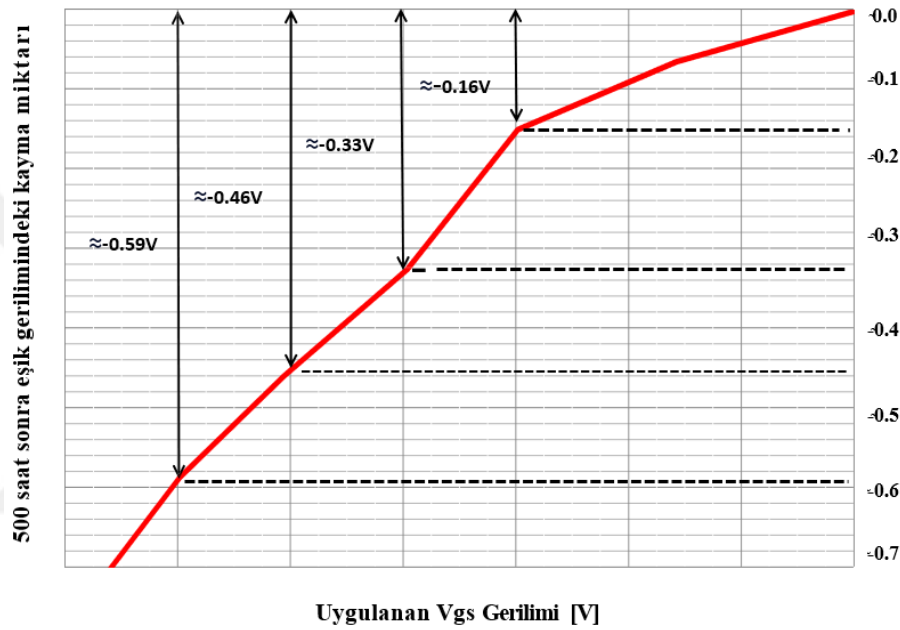
WBG anahtarlarda yüksek bir elektriksel delinme alanıyla çok daha yüksek katkılama seviyeleri elde edilebilir [12]. Böylece aynı delinme gerilimi seviyelerinde anahtarın katmanları daha ince hale getirilebilir. Bu durum SiC-MOSFET'lerin silisyum temelli mosfet muadillerinden daha ince olduğunu ve daha küçük sürüklenme bölgesi (drift region) direncine sahip olduğunu gösterir [12]. Şekil 2.5'de düzlemsel bir SiC-MOSFET ve Si-MOSFET'in yarıiletken tabaka katmanları ve katman kalınlıkları birbirleri arasında kıyaslama olması açısından kabaca görülmektedir [35].



Şekil 2.5: a) SiC-MOSFET, b) Si-MOSFET'in tabaka katmanları ve katman kalınlıkları [35].

Yarıiletken bir malzemenin yüksek frekanslardaki anahtarlama performansı elektronların sürüklenme hızıyla doğru orantılıdır. WBG malzemelerin sürüklenme hızları 10^7 cm/s mertebelerinde olan silisyumun sürüklenme hızının iki katından fazladır [12]. Bu nedenle SiC-MOSFET'ler silisyum temelli anahtarlara göre daha yüksek frekanslarda kullanılabilir. Ayrıca daha yüksek sürüklenme hızı gövde diyotunun depletion bölgesindeki yükün daha hızlı dağılmasını sağlar. Bu nedenle WBG yarıiletken bazlı diyotların ters toparlanma akımı daha küçüktür ve ters toparlanma süresi daha kısadır [12]. Buna göre SiC-MOSFET'ler aynı kapı gerilimi seviyelerinde Si-MOSFET'lere kıyasla nispeten düşük bir iletkenliğe sahiptir. Bu nedenden dolayı iletim durumunda minimum $R_{ds(on)}$ değerine ulaşmak için daha yüksek bir V_{GS} gerilimi gereklidir. Si-MOSFET'ler 8V ile 10V arasında bir V_{GS} geriliminde buna ulaşır. SiC-MOSFET'lerde ise 15V ila 20V arası bir gerilim gereklidir. SiC-MOSFET'in eşik gerilimi (V_{th}) ise Si-MOSFET'lerdekine benzer veya daha düşüktür. SiC-MOSFET değişken bir direnç olarak kullanılmak istenirse bu durum direnç değerinin V_{gs} gerilimi ile orantılı olarak daha geniş bir aralıkta değiştirilebilmesi sağlar. SiC-MOSFET'lerin yüksek anahtarlama hızı ve düşük eşik gerilimi, anahtar kesime götürülmek istendiğinde negatif bir V_{gs} gerilimi uygulanmasını

gerektirebilir. SiC-MOSFET'e pozitif eşik gerilimi uzun bir süre uygulandığında kapı eşik geriliminde zamanla oluşabilecek sapma çok küçüktür. Fakat uzun bir kullanım sürecinde sürekli negatif gerilimi kullanılarak kesime götürüldüğünde eşik gerilimindeki sapma, pozitif kapı geriliminin neden olduğu sapmadan daha büyük olabilir. Buna örnek olarak farklı değerlerde büyük bir negatif kapı gerilimi uygulanan ROHM Semiconductor firmasına ait bir SiC-MOSFET'in eşik geriliminde önemli bir düşüşe sebep olduğu Şekil 2.6'da görülmektedir [12].

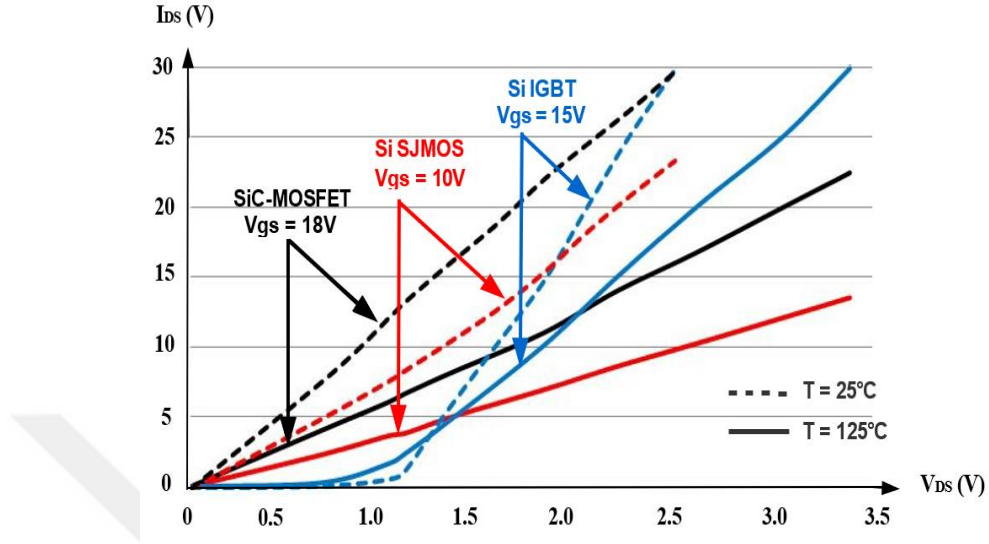


Şekil 2.6: SiC-MOSFET'in 500 saat süreli kullanım sonrası eşik geriliminin değişimi [12].

SiC-MOSFET teknolojisi gelişmekte olduğu için piyasada bulunan muhtelif markaların ürünlerinde tavsiye edilen V_{gs} gerilimleri değişkenlik göstermektedir [36]. SiC-MOSFET'i kesime götürmek için önerilen gerilim seviyesi -5 V ile -20 V arasında değişmektedir. Negatif gerilim kullanılarak kesime götürülmezse MOSFET'in parazitik C_{gd} kapasitesi çok düşük olmasına rağmen kesime geçtiği esnada V_{ds} geriliminde meydana gelebilecek yüksek dV/dt değerine sahip değişim mosfetin eşik gerilimine ulaşip istenmeyen iletim durumlarına neden olabilir [37].

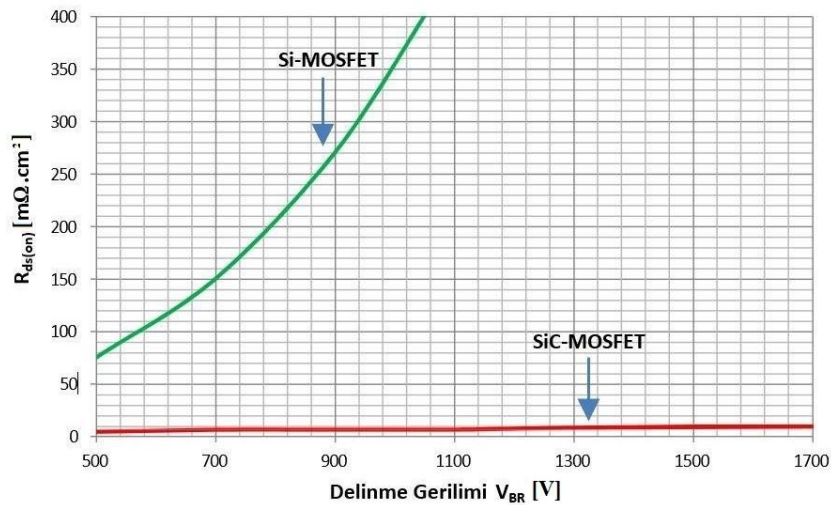
SiC-MOSFET'in bir başka özelliği de tüm akım aralığı boyunca düşük iletim kayıplarıdır. Silisyum temelli MOSFET'lerin $R_{ds(on)}$ direnci, sıcaklık artışıyla beraber $27^{\circ}C$ sıcaklık değerine göre neredeyse iki kat arttığı gözlemlenir. Ancak SiC-MOSFET'lerde artış oranı nispeten düşüktür, bu da termal tasarımı basitleştirirken yüksek sıcaklıklarda bile düşük direnç sağlar

[12]. SiC-MOSFET (1200V), Si-SJMOS (900V) ve Si-IGBT(1200V)'nin $V_{ds} \times I_{ds}$ karakteristiği Şekil 2.7'de gösterilmektedir.



Şekil 2.7: SiC-MOSFET, Si-SJMOS ve Si-IGBT'nin 25°C ve 125°C sıcaklıklardaki kaynak-kapı arası gerilim ve akım karakteristiği [12].

SiC-MOSFET, iletim durumunda düşük $R_{ds(on)}$ direncine sahip olması nedeniyle özellikle orta güç uygulamaları için uygun bir anahtardır. Şekil 2.8'de, delinme gerilimi ve alana özgü direnç $R_{(ons)}$ açısından Si ve SiC-MOSFET arasındaki karşılaştırma gösterilmektedir. SiC-MOSFET'in dahili diyotu Si-PN jonksiyon diyotunun yaklaşık 5 katı kadar olan 3V ileri polarma gerilim düşümüne sahip bir PIN diyottur. Ancak ters toparlanma süresi Si-PN diyotla karşılaştırıldığında çok daha küçüktür [12].

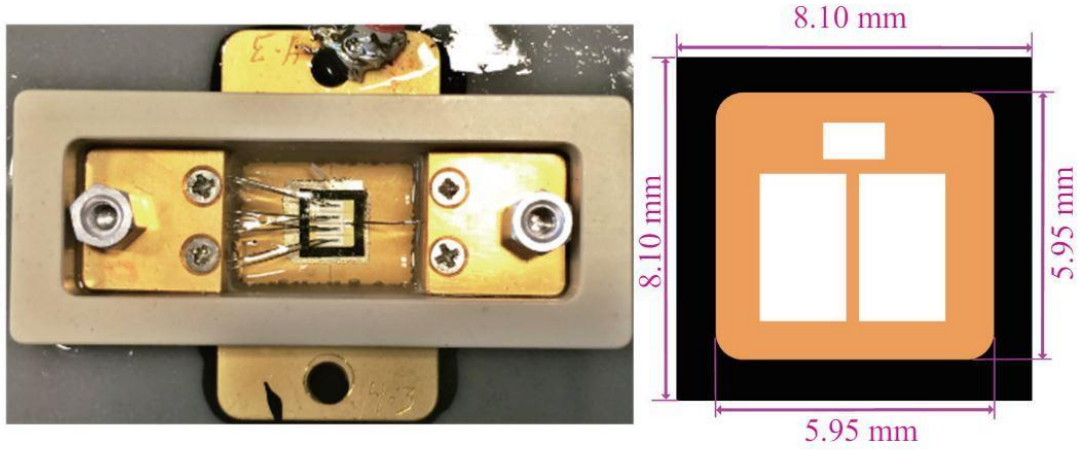


Şekil 2.8: Si-MOSFET ve SiC-MOSFET arasındaki iletim durumu direnci karşılaştırması [12].

2.3. YARIİLETKEN ANAHTARLARIN SERİ BAĞLANMASI

Yüksek gerilim uygulamalarında silikon Si-IGBT'lerin artan performansları, yerleşik tasarımları ve standartlaştırılmış üretimleri nedeniyle yaygın olarak kullanılmaktadır. Bununla birlikte ticari Si-IGBT'lerin dayanma gerilimi iletim kaybı faktörü göz önüne alındığında 6.5 kV ile sınırlıdır [38, 39]. Anahtarlama frekansları ise kuyruk (tail) akımının neden olduğu anahtarlama kaybı nedeniyle genellikle birkaç kHz ile sınırlıdır. Fakat son yıllarda güç elektroniği alanında kullanımı geniş bant aralıklı yarıiletken anahtarların kullanımı üretim teknolojilerinin geliştirilmesiyle performansları iyileştirildikçe Si-IGBT'lerin yerini alarak yaygınlaşmakta ve tasarımcılar için ilgi odağı haline gelmektedir. Güç elektroniği tasarımlarında yaygın kullanılmakta olan silisyum anahtarlara göre düşük sızıntı akımı, düşük iletim direnci, yüksek sıcaklıklarda çalışma kabiliyeti ve yüksek termal iletkenlik gibi özelliklerle farkını ortaya koymaktadır. Anahtarın dayanma gerilimi ve iletim direnci arasındaki pozitif katsayılı ilişkide Si-MOSFET ve Si-IGBT'lere kıyasla daha düşük iletim direncine sahip olması ve üstün anahtarlama nitelikleri nedeniyle kapsamlı araştırmalara konu olmuş ve yüksek gerilim uygulamaları için geliştirilmesinde halen yoğun çaba gösterilmektedir [40].

GeneSiC Semiconductor, ROHM, Infineon, STMicroelectronics, WolfSpeed, Cree, Microchip, Mitsubishi Electric, Toshiba gibi yarıiletken anahtar üreticilerinin tekil anahtar olarak üretimini gerçekleştirdiği 3.3kV seviyelerine kadar gerilim dayanımı olan düzlemsel SiC-MOSFET'ler ticari olarak bulunmaktadır. Bununla birlikte, ticari tekil SiC-MOSFET'lerin dayanma gerilimi maksimum 3.3kV olduğundan [38] bazı yüksek gerilim uygulamaları için kısıtlı kalmaktadır. 15kV seviyelerine kadar dayanma gerilimleri olan modül biçiminde türleri bulunmaktadır [39]. Fakat ticari açıdan hala erişilebilir değildir [41]. WolfSpeed firması tarafından DMOS yapısı kullanılarak geliştirilen 15kV SiC-MOSFET prototipi Şekil 2.9'da görülmektedir [42].

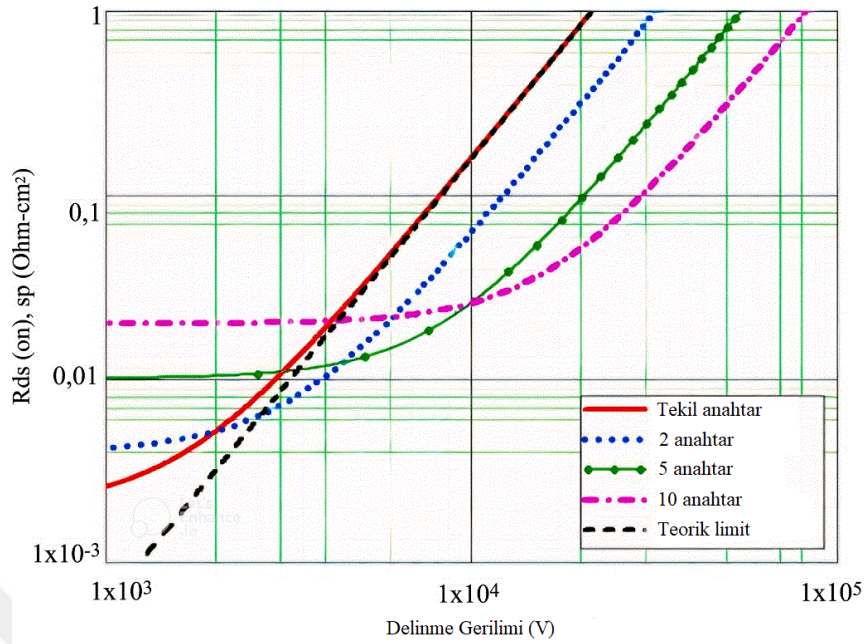


Şekil 2.9: 15 kV SiC-MOSFET (a) paketlenmiş modül (b) kılıf ölçüleri [42].

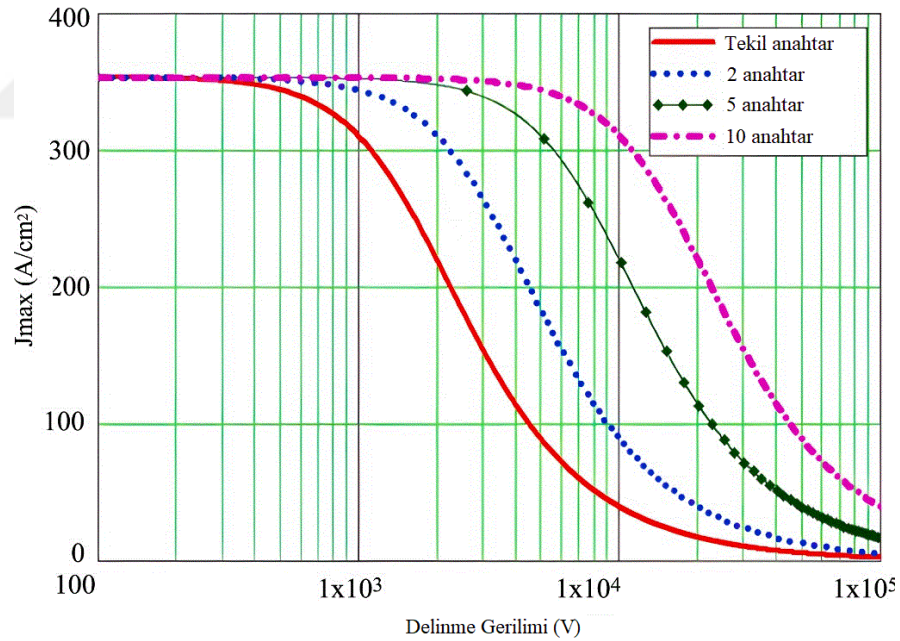
2.4. ANAHTARLARIN SERİ BAĞLI KULLANIMININ AVANTAJLARI

Modül olarak kılıflanmış yarıiletken yüksek gerilim anahtarlarına alternatif olarak iki veya daha fazla tekil anahtar seri bağlanarak benzer yüksek gerilim dayanım seviyelerine ulaşılabilir. SiC-MOSFET'lerin seri bağlı olarak kullanımı tekil anahtar modülü kullanımına göre daha iyi $R_{ds(on)}$ iletim direnci ve daha yüksek akım yoğunluğu performansı sunmaktadır [40]. Bu nedenle yüksek gerilim uygulamalarında anahtarlama çözümleri ihtiyaçlarının karşılanmasında alternatif bir çözüm olarak SiC-MOSFET'lerin seri bağlanması kıymetli bir yaklaşımdır.

Yüksek gerilim ve yüksek güç uygulamalarında seri bağlı MOSFET'lerin bulunduğu devrelerde önemli kaçak indüktans kaçınılmaz olarak bulunmasına ve önemli derecede salınımlar ve gerilim aşırımları meydana gelmesine rağmen, SiC-MOSFET'lerin, Si-IGBT teknolojilerine göre önemli avantajlarla seri olarak bağlanabileceği tespit edilmiştir [43]. Şekil 2.10 ve Şekil 2.11'de [44]'deki çalışmada tekil, 2 adet, 5 adet ve 10 adet seri bağlı SiC-MOSFET'in 1kV'dan 100kV'a kadar değişen delinme gerilimlerine karşılık anahtarın $R_{ds(on)}$ iletim direnci ve akım yoğunluğunun teorik limite göre değişimi gösterilmiştir.



Şekil 2.10: Tekil, 2 adet, 5 adet ve 10 adet seri bağlı SiC-MOSFET'in 150 °C'de delinme gerilimine bağlı iletim direncinin analitik tahmini [40].



Şekil 2.11: 250W/cm² güç değerinde ve $T_j = 150$ °C'de çalışan tekil, 2 adet, 5 adet ve 10 adet seri bağlı SiC-MOSFET'in delinme gerilimlerine göre akım yoğunluğu seviyeleri [40].

Grafiklerden görüldüğü üzere 2kV'un üzerindeki gerilim dayanım seviyelerine sahip anahtarlar için, seri olarak daha düşük gerilim iki SiC-MOSFET kullanımı, daha yüksek tek bir SiC-MOSFET kullanmaktan daha düşük bir $R_{ds(on)}$ değeri sağlar. Geniş bir çalışma gerilimi aralığını sağlamak için 5 ya da 10 adet düşük gerilimli SiC-MOSFET'in birbirlerine seri

bağlanarak kullanımı tek bir aynı yüksek gerilim dayanımına sahip SiC-MOSFET modülü kullanmaya nazaran daha yüksek akım yoğunluğu daha düşük $R_{ds(on)}$ ve dolayısıyla daha düşük iletim kaybı sağlar. Anahtarların seri bağlandığı durumda $R_{ds(on)}$ direnci [30]'da ifade edildiği gibi anahtarın dayanma gerilimi ile ilgili bir katsayı ile dayanma gerilimi arttıkça azalır. Bu durum aşağıdaki eşitlik ile gösterilmiştir:

$$R_{ds(on)} = k_1 BV^{2.43} + R_{kanal} + R_{ohmic} \quad (2.1)$$

Burada k_1 , 4H-SiC katsayısıdır. BV anahtarın delinme gerilimi diğer bir ifadeyle dayanma gerilimini temsil eder. R_{kanal} ve R_{ohmic} ise tek bir anahtarın iç kanalının ve sürüklenme bölgesinin direncidir. Yüksek gerilim dayanımlı bir çip daha düşük gerilimli birkaç çipe bölündüğünde, $R_{ds(on)}$ direnci $N^{0.43}$ oranında azalacaktır. N burada çip sayısıdır. Bu nedenle seri bağlı SiC-MOSFET'ler ile aynı delinme gerilimine sahip tek bir anahtara göre daha düşük $R_{ds(on)}$ direncine ulaşılabilir.

[45]'deki çalışmada 15kV SiC-IGBT ve 15kV SiC-MOSFET'ler orta gerilim uygulamaları için karşılaştırılmıştır. [46]'da ise 1.7kV dayanma gerilimli seri bağlı iki SiC-MOSFET'in deneysel olarak 3kV etkin gerilimde anahtarlama karakterizasyon analizi yapılmış ve sonuçları gösterilmiştir. Bu karşılaştırma çalışmaları, seri bağlı SiC-MOSFET'lerin aynı akım değeri ve 1 kHz'den yüksek anahtarlama frekansında tek bir 6kV Si-IGBT'ye kıyasla önemli ölçüde daha düşük toplam kayba sahip olduğunu göstermektedir [40].

2.5. ANAHTARLAR ARASI GERİLİM PAYLAŞIMINA ETKİ EDEN UNSURLAR

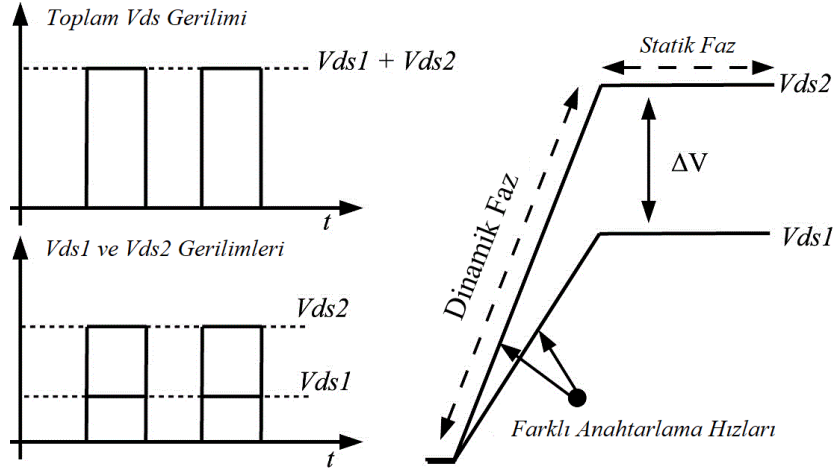
Seri bağlı her bir anahtar üzerine düşen gerilim miktarı ideal durumda anahtarın sızıntı akımları, anahtarın parametre toleransları, kılıf ve elektriksel bağlantı yolu parazit bileşenleri ve kapı sinyali zamanlama gecikmeleri arasında uyumsuzluk olmaksızın eşit olması beklenir. Fakat gerçek çalışmalarda bu farklılıkların mevcudiyeti anahtarlar tarafından paylaşılan gerilimlerde farklılıklara yol açar. Bu da gerilim dengeleme gereksinimini ortaya çıkarmaktadır. Seri bağlı anahtarlar arasında gerilim uyumsuzluğuna neden olan başlıca unsurlar aşağıdaki gibi özetlenebilir [30];

1. Güç devresinde akım döngüsündeki parazitik parametrelerdeki farklılıklar ve soğutucudan kaynaklanan kaçak kapasitanslar.

2. Güç anahtarının farklı kılıf ve üretim teknolojilerinden kaynaklanan içsel parametrelerindeki farklılıklar.
3. Kapı sinyalleri gerilim seviyelerinin uyumsuzluğu, kapı sürücü devresinin yayılım gecikmesindeki ve parazitik parametrelerindeki farklılıklar.

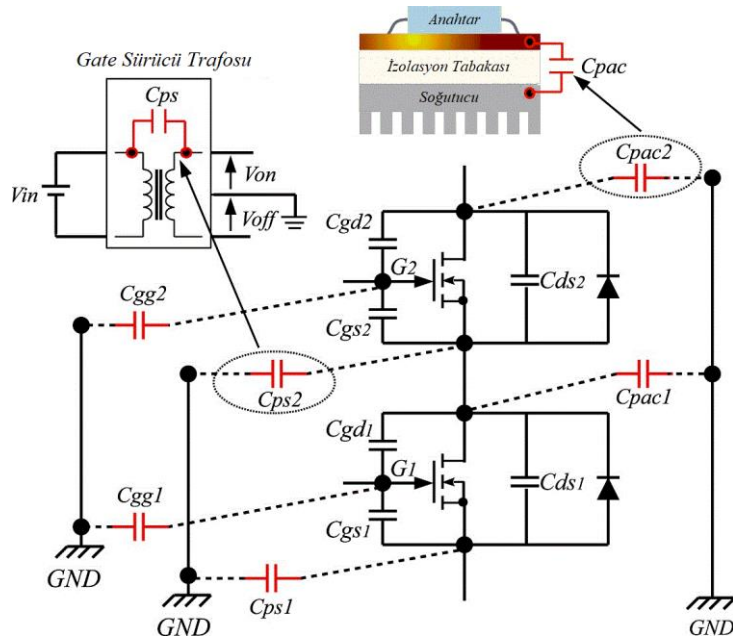
2.5.1. Ortak Mod Akımları, Cgs, Cgd ve Cds Gibi Parazitik Kapasitelerinin Anahtarlar Arası Gerilim Paylaşımına Etkisi

Şekil 2.12’de seri bağlı iki mosfetin Vds gerilimlerine bakıldığında anahtarlama esnasında hem statik hem de dinamik fazlarda gerilim paylaşımı düzensiz olabilmektedir. Statik fazdaki gerilim dengesizliğine anahtarların kaçak sızıntı akımlarındaki farklılık sebep olmaktadır. Bu probleme karşı çözüm olarak her anahtarın savak ve kaynak terminallerine paralel bir dengeleme direnci bağlanabilir. Dinamik fazdaki gerilim dengesizliği ise anahtarın yapısal kapasitif parametre toleransları, anahtarın kılıf tipi, devre bağlantılarındaki parazitik bileşenler ve kapı sinyallerindeki zaman gecikmeleri gibi bir takım faktörlerden kaynaklanır. Gerilim dağılımlarındaki dengesizlikler dinamik fazda statik faza göre daha detaylı dengeleme teknikleri gerektirir. Literatürde seri bağlı silisyum anahtarların gerilim paylaşım karakteristiklerini iyileştirmek için çeşitli yöntemler üzerine çalışılmıştır. Fakat bu teknikler SiC-MOSFET’lerin yüksek anahtarlama hızı sebebiyle anahtarın hızlı anahtarlama hızı geçişleriyle ilgili problemlere uygun çözüm olamayabilir. SiC-MOSFET’lerin anahtarlama hızı nanosaniye mertebelerindeyken Si-IGBT’ler için bu birkaç mikrosaniyedir. Bu yüzden SiC-MOSFET’lerin anahtarlanması esnasında kapı sinyallerinde meydana gelebilecek gecikmeler gerilim dağılımında daha büyük farklara sebep olacaktır. Gerilim dengesizliklerine sebep olabilecek parazitik bileşenlerin varlığı da daha yavaş anahtarlama yapan anahtarlara göre SiC-MOSFET’lerde daha önemlidir. SiC-MOSFET’ler anahtarlama sırasında gerilim yükselmeleri ve çınılamaları gibi öngörülemeyen geçici davranışlar sergiler. Bu da onları silikon anahtarların daha öngörülebilir karakteristiklerinden ayırır. Dolayısıyla SiC-MOSFET’lerin gerilim dengeleme yöntemleri silikon anahtarlara göre daha farklıdır. Öte yandan pasif devre bileşenlerinin gerilim dengeleme devrelerinde kullanımı hem silisyum hem de SiC temelli anahtarlar faydalı bir yöntemdir. Ancak SiC-MOSFET’ler çok yüksek frekanlarda çalışabildiğinden bu durum pasif devre bileşenlerinin yeteneklerini aşarak gerilim dengelemede verimsizliklere yol açabilir. Bu etkileri ele almak SiC-MOSFET’ler ile silikon muadilleri arasındaki bu farklılıkları göz önünde bulunduran gelişmiş gerilim dengeleme yöntemleri gerektirir [40].



Şekil 2.12: Seri bağlı iki anahtar üzerindeki dengesiz gerilim dağılımı [40].

Şekil 2.13’de gerilim dengesizliklerine neden olan devredeki parazitik kapasiteleri gösteren elektriksel şema görülmektedir. Bu şemadaki anahtarlama hücresini oluşturan bileşenlerin Tablo 2.1’de kısaltmaları ve açıklamaları verilmiştir. Bu parazitik kapasiteler anahtarlama hücresinin dinamik davranışını etkileyerek seri bağlı SiC-MOSFET’ler üzerindeki gerilim dengesizliğine sebep olan birincil faktörü simgeler. Anahtarlama durumu geçişlerinde yüksek dV/dt sebebiyle bahsedilen bu parazitik kapasiteler boyunca yüksek şarj ve deşarj akımları üretilir. Bu tür şarj/deşarj akımları anahtarlama geçişleri esnasında yük ve kapı akımlarıyla aynı etkiye sebep olmaktadır.



Şekil 2.13: İki seri bağlı SiC-MOSFET ve parazitik kapasiteleri [40].

Tablo 2.1: Şekil 2.13'de gösterilen eşdeğer devrenin ana bileşenleri.

Bileşen	Açıklama
C_{ps}	Kapı sürücü transformatörü birincil ve ikincil sargı arasındaki kapasitans
C_{pac}	Savak ile topraklanmış soğutucu arasında paketlemeyle ilgili kapasitans
C_{gg}	Kapı ile toprak arasında kapı sürücüsüyle ilgili kapasitans
C_{gd}	MOSFET kapı-savak parazitik kapasitansı
C_{ds}	MOSFET savak-kaynak parazitik kapasitansı
C_{gs}	MOSFET kapı-kaynak parazitik kapasitansı

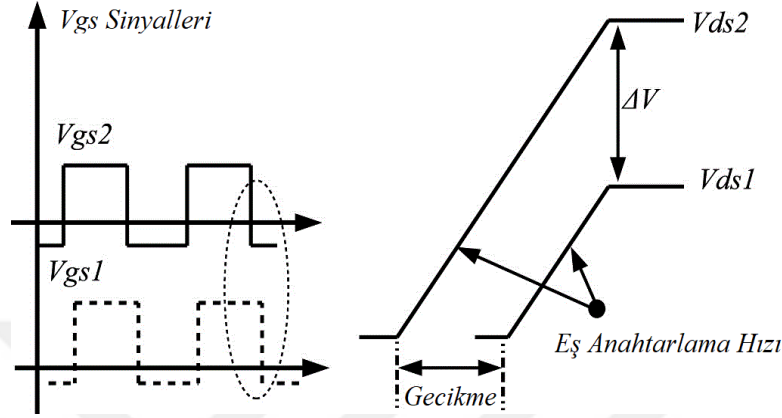
2.5.2. Anahtar Parametreleri Yayılımının Gerilim Paylaşımına Etkisi

Anahtarların üretiminden kaynaklanan parametrelerdeki farklılıklar gerilim paylaşımında dengesizliğe neden olan bir diğer etkidir. Anahtarlar tam olarak aynı olmadığında içsel gerilim dengelemesi elde edilemez. [47]'deki çalışmada 30 adet SiC-MOSFET'in parametrelerinin yayılımı incelenmiştir. Bu araştırma sonucunda içsel parazitik kapasitansların yayılımı konusunda C_{gs} 'nin 900-1100pF, C_{ds} 'nin 400-480pF, C_{dg} 'nin ise 18-95pF arası değişen değerlerde olduğu gösterilmiştir. Bu değerler SiC-MOSFET'ler Miller platosu bölgesindeyken elde edilmiştir. Bu sebeple anahtarlar birebir aynı olacak şekilde seçilse bile anahtarlar arası bu parametrelerde farklılıklar olabilir. Bu sebeple gerilim dengeleme tekniklerini kullanmadan seri olarak bağlanan anahtarlar arasında gerilim paylaşımında bir dengeye ulaşılması oldukça zordur. Yalnızca aynı parametrelere sahip anahtarların kullanılması değil aynı zamanda kapı sürücü devrelerinde standartlığın sağlanması ve kapı sürücüleri, anahtar kılıfı veya devre yollarından gelen parazitik kapasitelerin mevcut olmaması da gereklidir. Dolayısıyla ancak gerilim dengeleme teknikleri olmadan anahtarların parametrelerinin birebir aynı ve kapı sinyalleri zamanlamasında uyumluluk olduğu çok ideal bir durumda anahtarlar arası kusursuz gerilim dengesi sağlanabilir.

2.5.3. Kapı Sinyalleri Zaman Gecikmeleri

SiC-MOSFET'lerin anahtarlama hızları Si-IGBT'lerdeki mikrosaniye mertebelerine göre nanosaniye mertebelerindedir. Kapı sinyalleri arasında bir zaman gecikmesi mevcut olduğunda bu uyumsuzluk anahtarlara düşen V_{ds} gerilimleri arasında yüksek fark meydana getirir. Şekil 2.14'de seri bağlı iki anahtarın aynı anahtarlama hızına sahip olduğu görülmektedir. Fakat kapı sinyali zamanlama gecikmesi nedeniyle her bir anahtar üzerinde farklı bir V_{ds} gerilimi görülmektedir. Kapı sinyalinin ilk ulaştığı anahtar kendi içsel kapasitelerini şarj etmeye başlar

ve Miller bölgesine önce ulaşır. Bu durumda anahtar üzerindeki gerilim (V_{ds2}), sinyalin daha geç ulaştığı anahtar üzerindeki gerilimden (V_{ds1}) önce yükselmeye başlar. Bu nedenle kapı sinyallerindeki muhtemel gecikmeler önemli derecede gerilim dağılımı sorunlarına sebep olabilir.

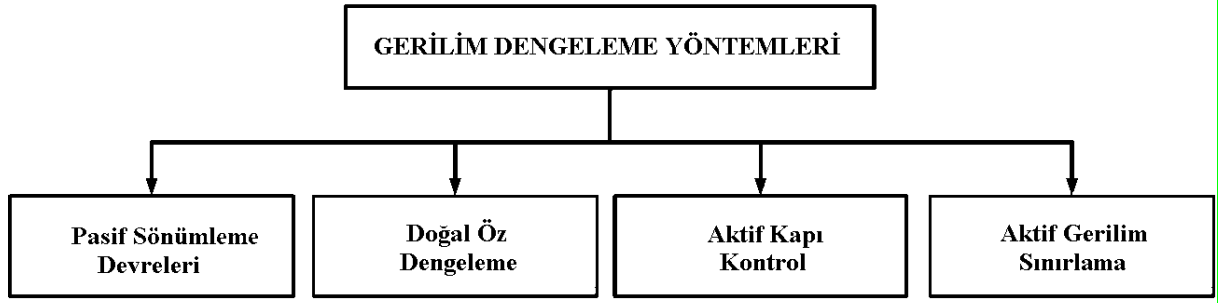


Şekil 2.14: Kapı sinyali zamanlama gecikmesinin gerilim dengelemesine etkisi [40].

[48]'deki çalışmada kapı sinyalleri arasında 20ns'lik bir gecikme olan iki SiC-MOSFET üzerinde meydana gelen gerilim farkı gösterilmiştir. Bu gecikme süresinin 400V'un üstünde bir gerilim dengesizliğine sebep olabileceği görülmüştür. Seri bağlı anahtar grubundaki herhangi bir anahtarın bozulmadan güvenli çalışma sınırlarında faaliyet gösterebilmesi için bahsi geçen bu etkilere karşılık bazı gelişmiş gerilim dengeleme yöntemleri geliştirilmiştir.

2.6. GERİLİM DENGELEMESİNDE KULLANILAN YÖNTEMLER

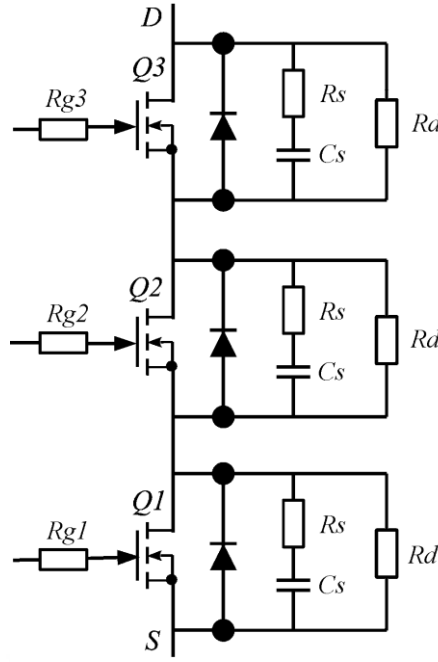
Seri bağlı anahtar arasında gerilim dengelenmesinde literatürde bazı yöntemler yer almaktadır. Bu yöntemler Şekil 2.15'de görüldüğü üzere en yaygın kullanılan gerilim dengeleme yöntemleri dört ana başlıkta toplanmıştır. Bunlar pasif sönümler devreleri, aktif gerilim sınırlama (active gate clamping), doğal öz dengeleme (natural self balancing) ve aktif kapı kontrol (active gate control) teknikleridir. Gerilim dengeleme yöntemleri kapı tarafı yöntemleri ve savak tarafı yöntemleri olarak da ikiye ayrılabilir. Kapı tarafıyla ilgili yöntemler anahtarların anahtarlama davranışını kontrol eder. Anahtarlama kayıpları bu yöntemlere bağlı olarak değişir. Savak tarafıyla ilgili yöntemler ise pasif devre elemanlarından oluşmaktadır. Bunlar ise seri bağlı anahtarlar arasında gerilim dengesini sağlamanın yanı sıra kendi üzerlerinde kayıplar meydana getirir.



Şekil 2.15: Literatürdeki gerilim dengeleme yöntemleri.

2.6.1. Pasif Sönümlleme Devreleri

Pasif sönümlleme devreleri genelde bir kapasitör, direnç ve diyottan oluşan ve seri bağlı yarıiletken anahtarlar için de yaygın olarak kullanılan çözümlerdendir. Seri bağlı her bir anahtar üzerine düşen gerilim direnç ve kapasitör (RC) ya da direnç, kapasitör ve diyottan (RCD) gibi pasif bileşenlerden oluşan devre yapıları tarafından dengelenir [30, 40]. Anahtarlama esnasında her bir anahtar üzerinde olan gerilim değişiminde gerilim sınırlandırıcı olarak ve anahtarlama yapılmadığı zaman dilimlerinde ise seri bağlı anahtarlar arası dinamik gerilim paylaşımı için kullanılmaktadır. Basit tasarımı nedeniyle gerilim limitleme ya da gerilim dengeleme uygulamalarında yaygın olarak tercih edilmektedir. [45, 46, 49]'daki çalışmalarda dinamik gerilim paylaşımı konusunda anahtarların karakteristikleri ya da kapı sinyal uyumsuzluklarının neden olduğu kapanma gecikmelerini uyumlaştırmak için bir RC sönümlleme devresi bulunmaktadır. Bu devre yapısı Şekil 2.16'da görülmüştür.



Şekil 2.16: RC sönümlleme devresi.

Pasif sönümlleme devrelerinde sönümlleme kapasitörü C_s , iletme geçiş esnasında R_s ve R_d seri dirençleri ve anahtar üzerinden deşarj olacağından iletim kayıplarına sebep olur. Gerilim paylaşımındaki farklılıkları, sönümlleme devrelerinin operasyonu esnasında meydana gelen sönümlleme güç kayıpları ve yarıiletkenler üzerindeki toplam güç kaybını en aza indirmek için ideal RC sönümlleme devresi tasarımı yapmak adına yukarıdaki makalelerde kapsamlı bir çalışma yapılmıştır. Sönümlleme kapasitörü C_s 'nin kapasitans değeri çıkış kapasitelerindeki uyumsuzluğu ortadan kaldıracak şekilde seçilmelidir. Ayrıca sönümlleme kapasitörleri anahtarlama geçişleri sırasında gerilim sınırlandırıcı olarak hareket ettiği için kapasitans değeri anahtarlar arasında uzun süreli aşırı gerilime dayanacak kadar yüksek olmalıdır. Sürekli çalışmada sönümlleme kapasitörleri arasında gerilim olarak birbirinden önemli sayılabilecek seviyede sapma olmaz [30, 40]. Bu nedenle kapasitör gerilimleri aşağıdaki hesaplama eşit olarak tahmin edilebilir. Buna göre ortalama bir kapasitör gerilimi şu şekilde ifade edilir:

$$V_{C_s} \geq \frac{V_{dc}}{N} \quad (2.2)$$

Ayrıca SiC-MOSFET'lerin bozulmasını önlemek için, sönümlleme kapasitör geriliminin üst sınırı V_m 'nin sınırlandırılması gerekir. Bu değer:

$$V_{C_s} \leq V_m \quad (2.3)$$

Anahtarlar arasında anahtarlama hızı sapmaları varsa, bazı anahtar ya da anahtarlar daha sonra açık/kapalı duruma geçer ve sönümleyici kapasitörünü şarj eder. Olası en kötü senaryo üstteki tüm anahtarların alttakinden daha sonra açık/kapalı konuma geçmesi durumunda meydana gelir. t_d 'nin anahtarlama zaman gecikmesi olduğunu varsayarsak o zaman bir döngü içindeki sönümleyici gerilim artışı şu şekilde elde edilebilir:

$$\Delta v_{C_{s_i}} = \frac{I_L t_d}{C_s}, \quad (i = 1, 2, \dots, N) \quad (2.4)$$

Anahtar açıldıktan sonra, enerji transferi sırasında devre kaybını ihmal edersek, ortalama sönümleyici gerilim artışı şu şekildedir:

$$\Delta v_{C_s} = \frac{I_L t_d}{C_s} \times \frac{N-1}{N} \quad (2.5)$$

Daha sonra M anahtarlama döngüsünden sonra, ortalama sönümleyici gerilim artışı şu şekilde ifade edilebilir:

$$M \times \Delta v_{C_s} = M \times \frac{I_L t_d}{C_s} \times \frac{N-1}{N} \quad (2.6)$$

(2.4), (2.5) ve (2.6)'ya göre şunu elde edebiliriz:

$$M \times \Delta v_{C_s} = \frac{V_{dc}}{N} \times \frac{I_L t_d M(N-1)}{C_s N} \leq V_m \quad (2.7)$$

Sonuç olarak gerekli minimum kapasitör değeri şu şekilde elde edilebilir:

$$C_s \geq \frac{I_L t_d M(N-1)}{(NV_m - V_{dc})} \quad (2.8)$$

Sönümleme direnci R_s ise R_s, C_s sönümleme zaman sabitinin anahtarın iletim süresi T_{on} sırasında sönümleme kapasitörünü deşarj etmek için yeterince düşük olmalıdır. Bu yüzden sönümleme direnci ve kapasitörü bahsi geçen anahtarlama kayıplarını ve dinamik gerilim paylaşım farkını minimize edecek şekilde seçilmelidir.

Şekil 2.16'daki devredeki RC sönümleme devresinde gerilim dengeleme için sönümleme devresi R_d, R_s ve C_s elektronik bileşenlerinden oluşur. R_d , seri bağlı SiC-MOSFET'lerin kapalı durum direncini eşitlemek için kullanılan sabit durum dengeleme direncidir. Değeri genelde kapalı durum direncinin 0,1'inden daha az olacak şekilde seçilir ve bu seçilen SiC-MOSFET'in nominal gerilimi ve kaçak akımı ile hesaplanabilir [30, 40].

R_s ve C_s bileşenleri dV_{ds}/dt 'yi yavaşlatmak ve SiC-MOSFET'lerin geçici sinyal geçiş durumlarındaki ve parazitik parametrelerindeki farklılıklardan kaynaklanan gerilim uyumsuzluğunu ortadan kaldırmak için kullanılır. Daha iyi gerilim paylaşım performansı elde etmek için C_{sn} , SiC-MOSFET'in çıkış kapasitesi C_{oss} 'undan en az on kat daha büyük olmalıdır [30, 40]. R_s direnci çalışma frekansına bağlı olarak aşağıdaki bağıntı ile ifade edilebilir:

$$R_s < \frac{1}{2.3 * C_s * f_s} \quad (2.9)$$

Ayrıca C_{sn} 'nin geçici akımı, SiC-MOSFET'in üzerinden geçirebileceği darbe akımı I_{darbe} 'den daha düşük olmalıdır. Bu da şu şekilde ifade edilebilir:

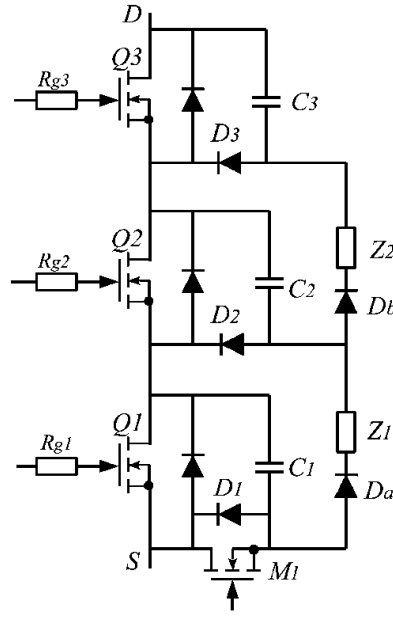
$$I_{yük} + \frac{V_{ds_max}}{R_s} < I_{darbe} \quad (2.10)$$

Burada V_{ds_max} , seri bağlı SiC-MOSFET'in izin verilen maksimum savak-kaynak arası dayanma gerilimidir. V_{ds_max} , dengeli durumda üzerine düşecek gerilim seviyesinin %130-%150'si olacak şekilde belirlenir. R_{sn} 'nin değer aralığı isteğe bağlı olarak Denklem (2.9) ve (2.10)'daki eşitliklere göre hesaplanabilir.

C_{sn} 'nin üzerinde depolanan enerjisi açma geçişi sırasında harcanır ve aynı enerji tekrar kapatma geçişi sırasında R_{sn} üzerinde harcanır. Gerilim sönümleyici devre altında dengelendiğinde, bir anahtarlama periyodu sırasında SiC-MOSFET'lerin paralelindeki her bir sönümleyici devre yapısının toplam güç kaybı aşağıdaki şekilde verilir.

$$P_{sn} = 2 * P_{C_s} = C_s * \frac{V_{dc}^2}{m^2} * f_s \quad (2.11)$$

Bu kayıplar esnasında harcanan enerjinin geri kazanımı için literatürde [50, 51]'deki çalışmalarda bazı analizler yapılmıştır. [51]'deki çalışmada üç seri bağlı SiC-MOSFET'in gerilim paylaşımını kontrol eden enerji geri kazanım yeteneğine sahip bir sönümleyici devre topolojisi Şekil 2.17'de gösterilmektedir.



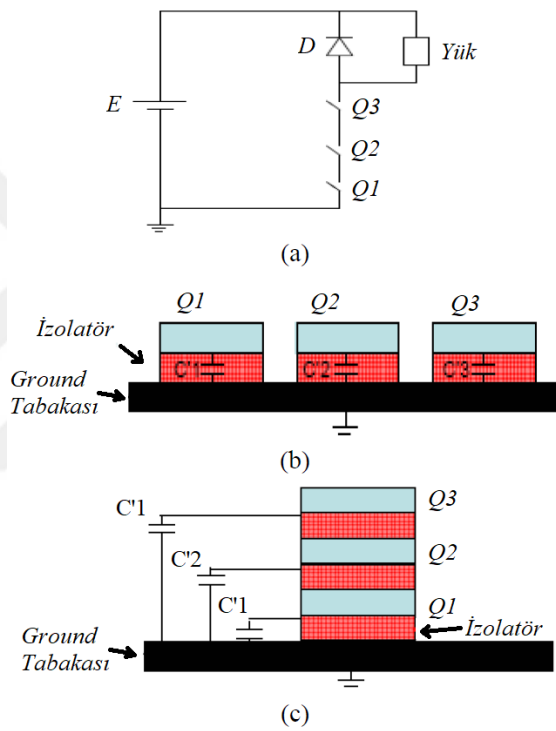
Şekil 2.17: Enerji geri kazanım yeteneğine sahip sönümleme devresi [51].

C1 - D1, C2 - D2 ve C3 - D3 ile oluşturulan sönümleyici devreler, SiC-MOSFET'lere paralel bağlanmıştır. Farklı sönümleyici kapasitörler arasında enerji transfer döngüleri oluşturmak için gösterilen devre tasarımına Da ve Db yardımcı diyotları ve akım sınırlama bileşenleri olarak Z1 ve Z2 de eklenmiştir. Sönümleme kapasitörleri Şekil 2.17'de gösterilen devrede gerilim sınırlandırıcı olarak işlev görür. SiC-MOSFET üzerinde aşırı gerilim meydana geldiğinde sönümleyici diyotu iletme geçer ve V_{ds} gerilimi sönümleme kapasitörü ile sınırlandırılır. Bununla birlikte başlangıçta gösterilen sönümleme devresi, sönümleme kapasitörleri arasındaki gerilimleri dengeleyemez. Bazı durumlarda yukarıda formüllerle açıklandığı şekilde sönümleyici kapasitör gerilimleri anahtarlama döngüleri boyunca kademeli olarak yükselebilir. Başka bir deyişle kapasitör gerilimleri SiC-MOSFET'lerin nominal gerilimini aşabilir. Bu sorunun üstesinden gelmek için, alt sönümleyici diyot (D1) tam kontrollü bir anahtarla (M1) değiştirilir. Bu geliştirilmiş yapı, sönümleme kapasitörlerini deşarj etme ve sönümleme kapasitörlerinden DC güç kaynağına enerji geri kazanımı işlevlerini sağlar. Ancak geliştirilmiş sönümleyici devresinin uygun zamanlarda M1 anahtarını sürmek için bir kontrol algoritmasına ihtiyacı vardır.

2.6.2. Doğal Öz Dengeleme

Doğal öz dengeleme yöntemlerinde temel konsept seri bağlı anahtarlar grubundaki parazitik kapasiteler kullanılarak anahtarlar arası gerilim dengelemesi sağlamaktır. Bu yöntem özelinde tekil anahtarların üç boyutlu kılıflamasının değiştirilerek kılıf ve devre yolu arasındaki

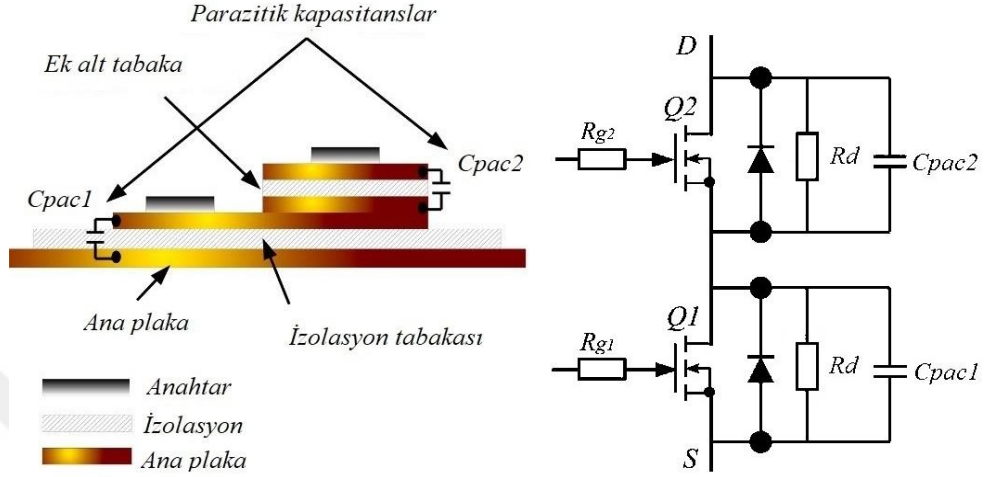
kapasitansın doğal olarak değiştirilmesiyle gerilim dengesizliği sorunlarının azaltılması konusunda [52, 53]'de bir çalışma yapılmıştır. Çalışmada Şekil 2.18 (c)'de görülen dikey yerleşim tasarımı sunulmuştur. Dikey yerleşimde Q3 anahtarı ile toprak tabakası arasındaki mesafe arttığından dolayı C'1 kapasitansı yatay yerleşime göre azalmış olacaktır. Bu azalma Bölüm 2.5.1'de bahsedilen parametrelerin neden olduğu, anahtarların üzerinden geçen IQ1 ve IQ2 akımları arasındaki farklılığın azalmasını sağlayacaktır. Bu farklılığın azalması da seri bağlı anahtarların üzerine düşen gerilim farklılığının azalmasıyla beraber gerilim dengeleme performansını artıracaktır.



Şekil 2.18: (a) devre (b) yatay yapı (c) önerilen yöntem.

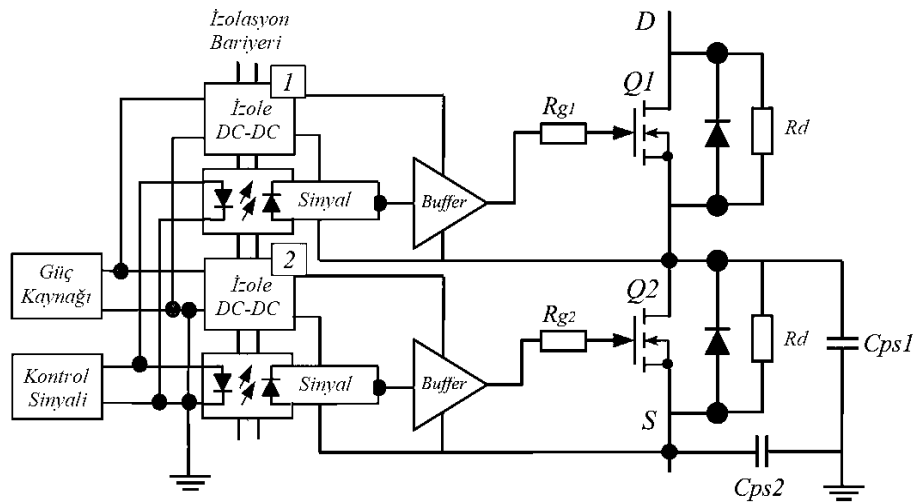
[54, 55]'deki çalışmalar güç modülünün kılıfından kaynaklanan savak ve toprak terminalleri arasındaki parazit kapasitanslarının seri bağlı SiC-MOSFET'lerin gerilim paylaşım performanslarını da etkilediğini ortaya koymaktadır. [54, 55]'de Şekil 2.19'da gösterildiği gibi seri bağlı SiC-MOSFET'ler için Çok Adımlı Paketleme (MSP) konsepti gösterilmiştir. Standart kılıflarda savak-toprak parazitik kapasiteleri seri bağlı anahtarlar üzerinde farklı savak akımlarının akmasına neden olarak farklı anahtarlama hızı davranışlarına ve dolayısıyla Bölüm 2.1.5'de anlatılmış olan gerilim dengeleme sorunlarına yol açar. Öte yandan gösterilen MSP'de bu parazitik kapasiteler eşdeğer savak-kaynak parazitik kapasiteleri meydana getirmek üzere yeniden yapılandırılır. Kapı sürücü devreleri kaynaklı parazitik kapasiteleri göz ardı edersek ve

$C_{pac1} = C_{pac2} = C_{pac}$ olarak kabul edersek SiC-MOSFET'ler üzerinden aynı savak akımı geçer ve savak-toprak parazitik kapasitelerinin gerilim dengelemesi üzerindeki etkisini önemli derecede azaltır.



Şekil 2.19: Çok Adımlı Paketleme (MSP) konsepti.

[56-59]'daki çalışmalarda kapı sürücüsünün parazitik kapasitelerin gerilimin dengelenmesi üzerindeki etkisi incelenmiştir. Şekil 2.20'de kapı sürücü yapısından kaynaklı parazitik kapasiteler gösterilmektedir. Parazit kapasite C_{ps} kapı sürücüsünün besleme kaynağının birincil ve ikincil tarafları arasında yer almaktadır. Bu parazit kapasiteler anahtarlama hızını [56, 58], iletilen ortak mod akımlarını [58, 59] ve seri bağlı SiC-MOSFET'lerde gerilim dengelemesini etkileyebilir.

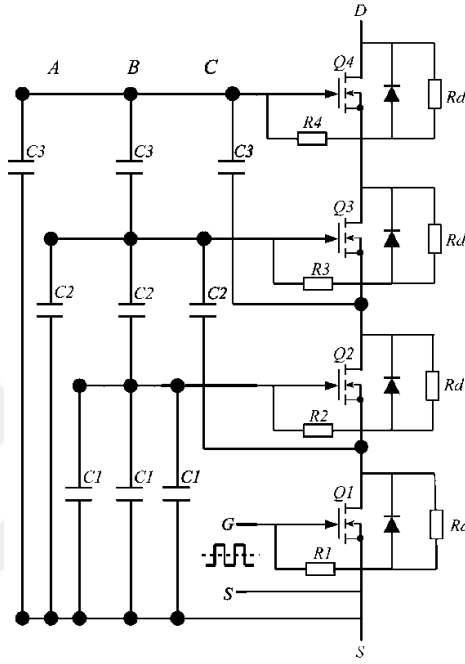


Şekil 2.20: Harici izole güç kaynaklı kapı sürücü yapısı.

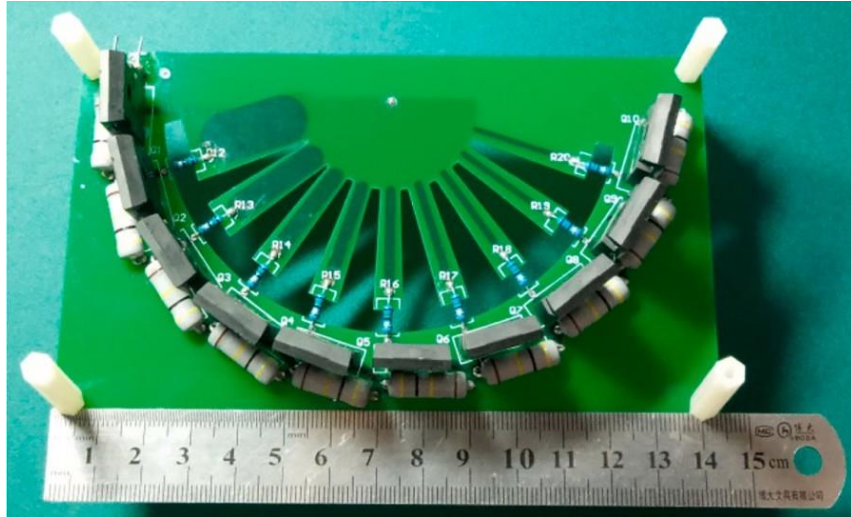
[57]'deki çalışmada kapı sürücü devresi kaynaklı parazitik kapasitelerin konfigürasyonu, [52-55]'deki aynı konsept kullanılarak yeniden yapılandırılmıştır. Bu çalışmada seri olarak bağlanmış dört SiC-MOSFET için yirmi yeni kapı sürücü güç kaynağı modeli araştırılmıştır. Bunlardan biri olan ve Şekil 2.20'deki yapı süre gelen yapılandırmadan farklı olarak kapı sürücüleri besleyen güç kaynaklarının sıralı olarak bağlandığı yani Q1 anahtarının kapı sürücünü besleyen 2 numaralı güç kaynağının Q2 anahtarının kapı sürücüsünün beslendiği 1 numaralı güç kaynağı tarafından beslendiği bir yapıdır. Bu durumda klasik yapıdaki parazit kapasite C_{ps1} bu yeni yapıda değişir ve Q2 anahtarının yeni bir savak-kaynak parazit kapasitesini oluşturur. [57]'de verilen yöntemde olduğu gibi kapı sürücülerin besleme kaynağı yapısını değiştirmek seri bağlı anahtarlar arasında gerilim dengeleme problemini azaltabilir. Bu tür bir teknik ayrıca kontrol tarafındaki ortak mod akımını azaltabilir ve seri bağlı anahtarların anahtarlama hızını artırabilir.

[61]'deki çalışmada tarafından yüksek gerilim nanosaniye darbe üretici için kompakt yüksek gerilim SiC-MOSFET modüllerinin üç konfigürasyonu gösterilmiştir. Üç topoloji her bir konfigürasyonun A, B ve C şeklinde belirli bir bölge ile gösterildiği Şekil 2.21'de gösterilmiştir. Gösterilen devre tasarımları birçok seri bağlı anahtar için bile yalnızca bir harici kapı sürücüsü gerektirmektedir. C1, C2 ve C3 kapasitörleri her SiC-MOSFET'in tetikleme darbesi için enerji depolama birimleri olarak çalışır. Buradaki temel mantık bu kapasitörlerin konfigürasyonunu değiştirerek anahtarlar üzerindeki gerilim dengeleme performansını ve anahtarlama hızını iyileştirmektir. Bu çalışmaya göre A konfigürasyonunun gerilim dengeleme açısından en iyi performansı sunduğu gösterilmiştir. Gösterilen şematikte R_d 'nin görevi yalnızca bu seri bağlı anahtarlar arasında statik gerilim paylaşımını sağlamak değil aynı zamanda kapı kapasitörleri için bir şarj direnci görevi görmektir. R_i 'nin ($i=1,2,3,4$ için) rolü ise bozulmuş darbe sinyallerinin sebep olabileceği yanlış bir tetiklemeyi önlemektir. Önerilen yöntemin temel mantığı seri bağlı anahtarları açıp kapatmak için R_i üzerindeki potansiyel değişimini kullanmaktır. Örneğin açma geçişi sırasında harici sürücü sinyali kararlı pozitif gerilim seviyesine yükseldiğinde Q1 SiC-MOSFET'i önce açılacaktır. Daha sonra, Q1'in savak terminalindeki gerilim potansiyeli hızla düşecektir. Sonuç olarak, R_2 'nin gerilim izolasyonu nedeniyle Q2 için bir kapı-kaynak gerilim farkı meydana gelecektir. Buna göre, Q2'nin eşdeğer kapı kapasitesi C_{gs} , C1 tarafından şarj edilecek ve eşik gerilimine ulaşıldığında hemen açılacaktır. Benzer şekilde, tüm seri bağlı SiC-MOSFET'ler sırayla açık duruma geçecektir. Şekil 2.22'de 10 adet seri bağlı SiC-MOSFET için gösterilen PCB çizimi ve prototipi

gösterilmektedir. Enerji depolama birimleri C1-C9'u elde etmek için kapı terminalleriyle ilgili devre yolu kapasitanslarından yararlanılmaktadır. Başka bir deyişle, Şekil 2.21'deki C1-C3 kapasitörleri PCB'deki devre yollarının parazitik kapasitanslardır. Bu nedenle seri bağlı anahtarlar arasındaki gerilim paylaşımının sağlanması için harici kapasitörlere ihtiyaç duyulmadan doğal bir kendi kendini dengeleme tekniği ile iyileştirilir.

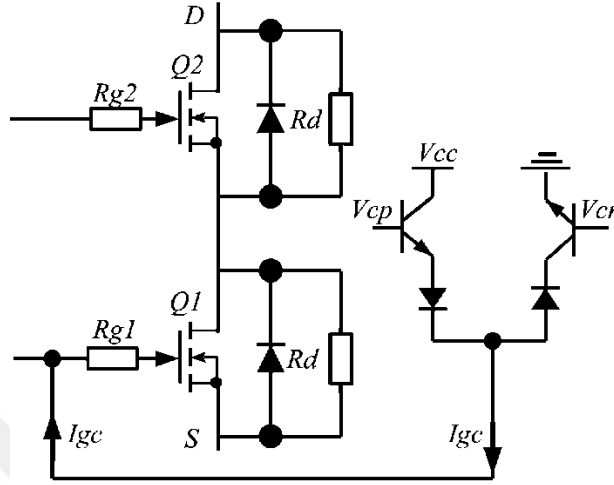


Şekil 2.21: SiC-MOSFET modül doğal öz dengeleme konfigürasyonu [61].



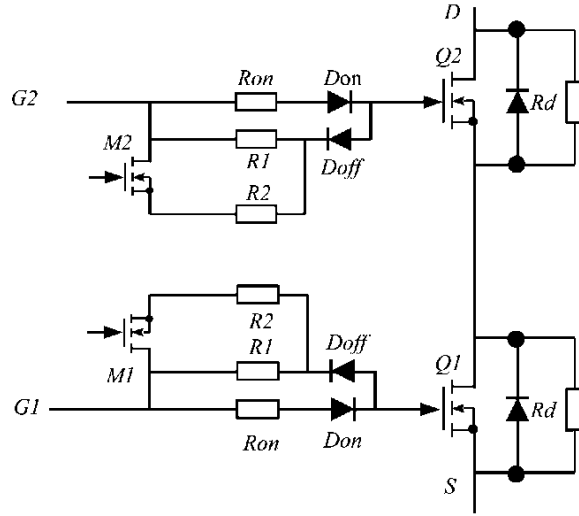
Şekil 2.22: Seri bağlı SiC-MOSFET modül prototipinde doğal öz dengeleme tekniği [61].

gerilimlerini bu şekilde kontrol ederek anahtarın anahtarlama hızı kontrol edilebilir ve anahtarlar arasında gerilim dengesi sağlanabilir. Gerilim sensörleri ile sağlanan V_{ds} gerilim farkı bilgisi bir PI kontrolörü tarafından V_{cp} ve V_{cn} gerilimlerini kontrol etmek için kullanılır.



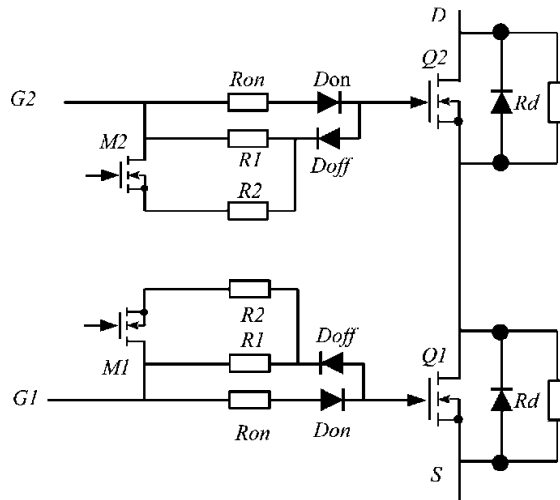
Şekil 2.24: [62]'deki çalışmada gösterilen aktif kapı kontrol yöntemi.

[63-65]'deki çalışmalarda anahtarın kapanması sırasında dinamik gerilim paylaşımı için bir kapı direnci modülasyon tekniği ile aktif kapı kontrol yöntemi gösterilmiştir. Şekil 2.25'de görüldüğü gibi R_{on} , R_1 ve R_2 şeklinde aynı direnç değerine sahip üç dirençten ve yardımcı anahtarlardan (M_i , $i=1,2$) oluşur. Bu devredeki temel mantık kapı direncini modüle ederek kapı akımını kontrol etmek ve dolayısıyla dinamik gerilim paylaşımını kontrol etmektir. Devrenin çalışma mantığında M_i anahtarı açıldığında R_{off} , $R_1//R_2$ 'ye eşittir. M_i anahtarı kapatıldığında ise R_{off} , R_1 'e eşittir. Bu nedenle R_{off} , M_i anahtarının durumuna bağlı olarak iki farklı değere sahip olur. Yani her bir anahtarın kapı akımı ve dinamik anahtarlama işlemi M_i anahtarı tarafından kontrol edilebilir. Kontrol algoritmasında temel mantık ise M_i anahtarının aktivasyonunu geciktirmektir. M_1 ve M_2 anahtarları anahtarlama geçişinin başlangıcında açılır. Kapanma esnasın Q_2 anahtarının Q_1 anahtarından daha hızlı olduğunu varsayarak ($V_{ds2} > V_{ds1}$) bir gerilim sensörü bu bilgiyi kontrol ünitesine iletecek ve bir sonraki anahtarlama geçişinde M_2 anahtarının aktivasyonu V_{ds2} gerilim seviyesini düşürecek şekilde geciktirilecektir. Bu işlem seri bağlı anahtarlar arasındaki gerilim farkı uygun bir değere ulaşana kadar tekrarlanır.



Şekil 2.25: [63-65]'deki çalışmalarda gösterilen kapı direnci modülasyon tekniği ile aktif kapı sürücüsü.

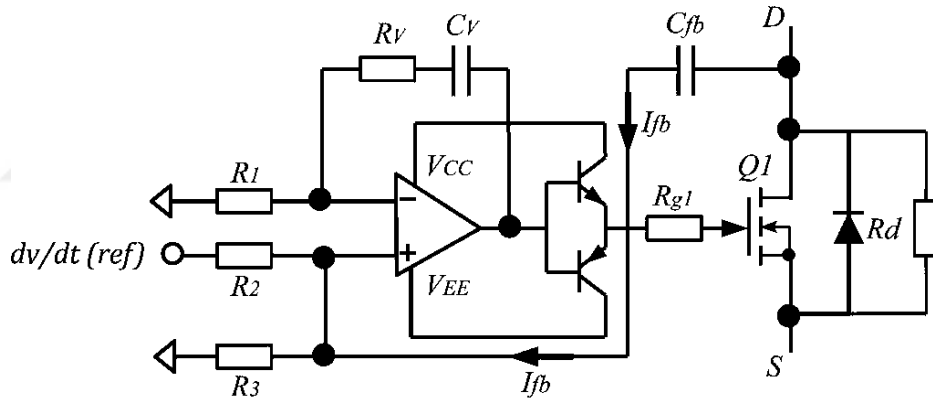
[69]'daki çalışmada Şekil 2.26'da görüldüğü gibi benzer bir aktif kapı kontrol kontrol tekniği gösterilmiştir. Devre çalışması Şekil 2.25'deki devreye benzerdir. Ancak, Mia, Mib ve Mic anahtarları Vgs gerilimlerinde bir gecikme oluşturmak için kullanılır. Q1 anahtarının kapanma geçişi sırasında gecikme Roff, Doff, Rg1 ve Cs1 tarafından oluşturulan RC devresi tarafından sağlanır. Temel olarak Vds ve Vgs gerilim seviyeleri uygun bir devre vasıtasıyla ölçülür. Vds gerilim uyumsuzluğu bilgisi lojik birimler tarafından Vgs gerilimini geciktirmek ve anahtarlar arasında gerilim dengesizliğini azaltmak için Mia, Mib ve Mic sinyallerini oluşturmak için kullanılır.



Şekil 2.26: [69]'daki çalışmada gösterilen kapı direnci/kapasitansı modülasyon tekniği ile aktif kapı sürücüsü.

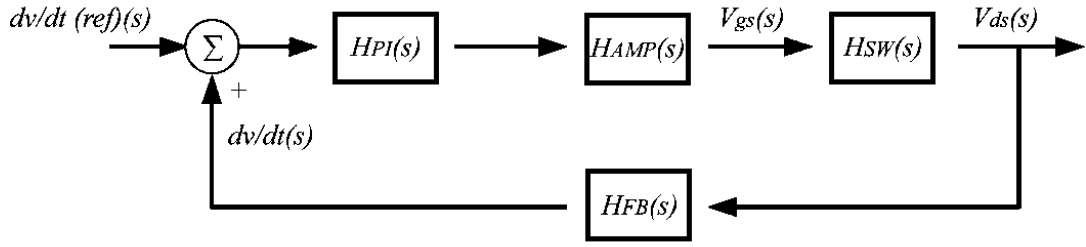
[70]'deki çalışmada kapanma ve açılma aralıkları sırasında SiC-MOSFET'in V_{ds} gerilim hızını kontrol edebilen kapalı devre aktif kapı sürücü devresi gösterilmiştir. Şekil 2.27'de gösterildiği üzere devre seri bağlı anahtarın savak terminallerine bağlı bir C_{fb} geri besleme kapasitöründen elde edilen I_{fb} kapasitif geri besleme akımı üzerinde çalışır. Bu yaklaşımda $I_{fb} = C_{fb} \times dV/dt$ olduğundan I_{fb} aslında dV/dt 'yi temsil eder. Bu yüzden bir hata sinyalinin oluşturulması için bir referans dalga formu $dV/dt(ref)$ ile karşılaştırılır. Bu hata sinyali analog PI denetleyicisi tarafından işlenir. Bu yöntemde anahtarın gerilim dengelemesi için dV/dt referansını oluşturmada iki farklı yaklaşım kullanılabilir:

- Referans oluşturma için master-slave yaklaşımı: bu yaklaşımda anahtarlardan birinin dV/dt 'si diğer bir anahtar için $dV/dt(ref)$ olarak kullanılır.
- Ortak dV/dt referansı: bu yaklaşımda her bir anahtarla ilişkilendirilmiş PI denetleyicisi aynı sinyal referansını $dV/dt(ref)$ alır.



Şekil 2.27: [70]'deki çalışmada gösterilen kapalı devre aktif kapı sürücü devresi.

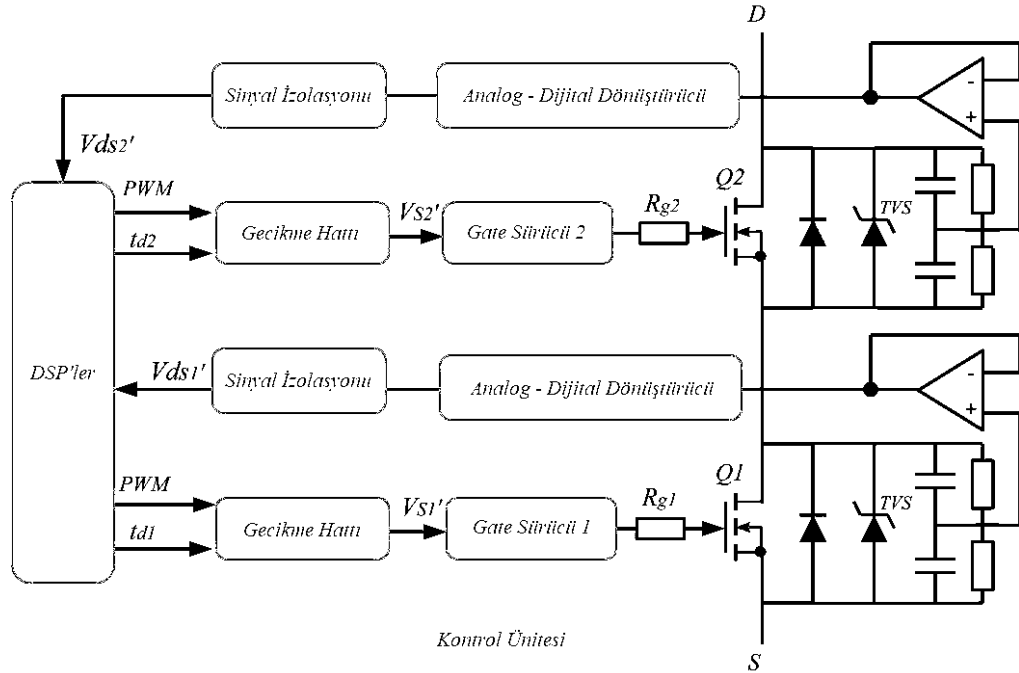
PI denetleyicileri işlevlerini yerine düzgün getirirlerde seri bağlı tüm SiC-MOSFET'ler aynı anahtarlama hızına sahip olacak ve gerilim dengelemesi sağlanacaktır. Bu devrenin kapalı devre blok diyagramı Şekil 2.28'de gösterilmiştir. Burada $HPI(s)$, $HAMP(s)$, $HSW(s)$ ve $HFB(s)$ sırasıyla PI denetleyicisinin, çıkış yükselticinin, SiC-MOSFET anahtarlama ve pozitif geri beslemenin transfer fonksiyonunu ifade eder.



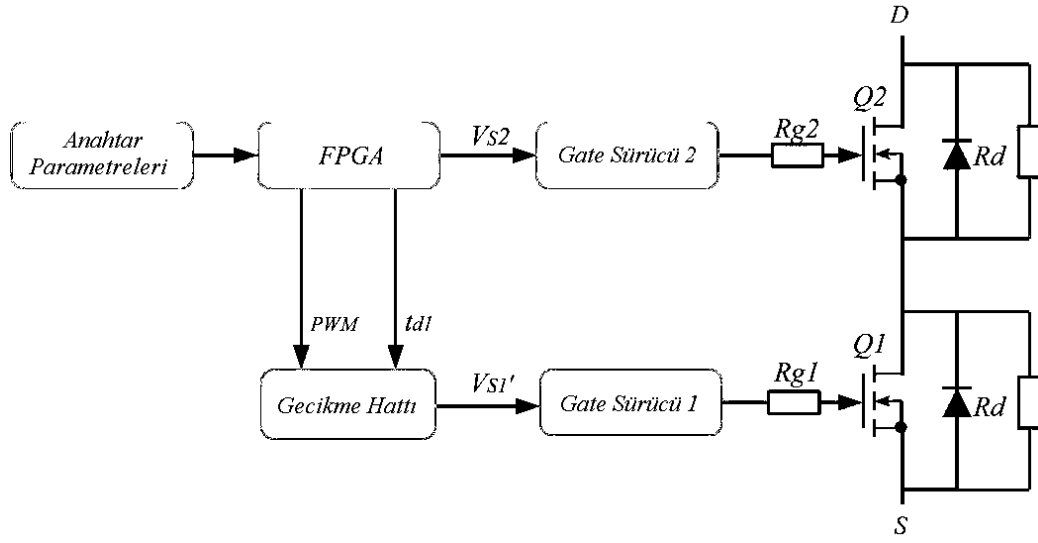
Şekil 2.28: Şekil 2.27'deki devrenin kapalı devre blok diyagramı.

2.6.3.2. Kapı Gecikmesi Kontrol Yöntemi

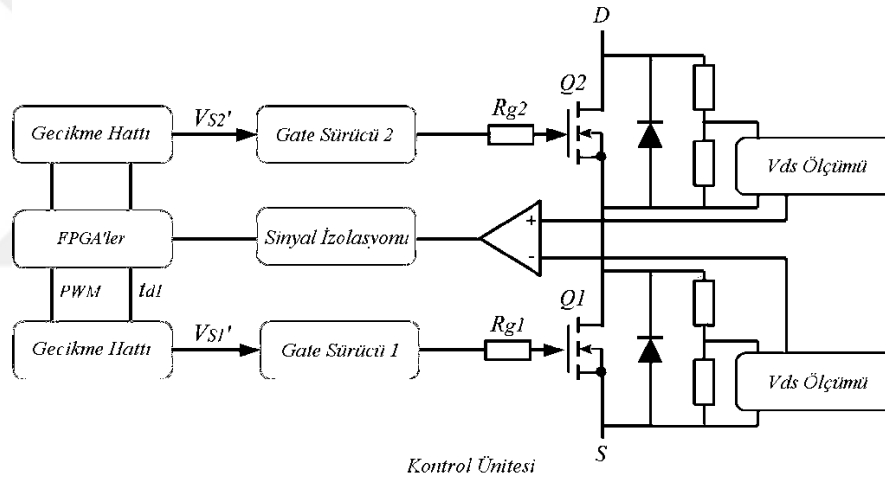
Literatürde, seri bağlı anahtarlar arasındaki gerilim dengesizliğini azaltmak için kapı sinyal zamanlamasını ayarlamak üzere çeşitli dijital gecikme devreleri konusunda [48, 68, 72, 74-82] bazı çalışmalar mevcuttur. Sözü edilen yöntem her bir anahtar için $V_{ds}(\text{ref})$ ile gerçek V_{ds} gerilimleri arasındaki hatayı kullanarak kapı sürücü gecikmesini ayarlar. DSP'ler ve FPGA'ler dahil olmak üzere dijital devreler için yaygın olarak kullanılan clock frekansları 10-100MHz aralığındadır. Dolayısıyla minimum kontrol döngülerinin süreleri 10ns'den daha uzundur. Bu durumda seri bağlı SiC-MOSFET'lerin daha hızlı anahtarlama hızları nedeniyle zamanlama gecikmesi kontrolü nanosaniye aralığında kapı sinyali zamanlamasını ayarlayabilen yüksek bir bant genişliği gerektirir. Literatürdeki bu yöntem için geliştirilen bazı devre şemaları Şekil (2.29-2.32)'de görülmektedir.



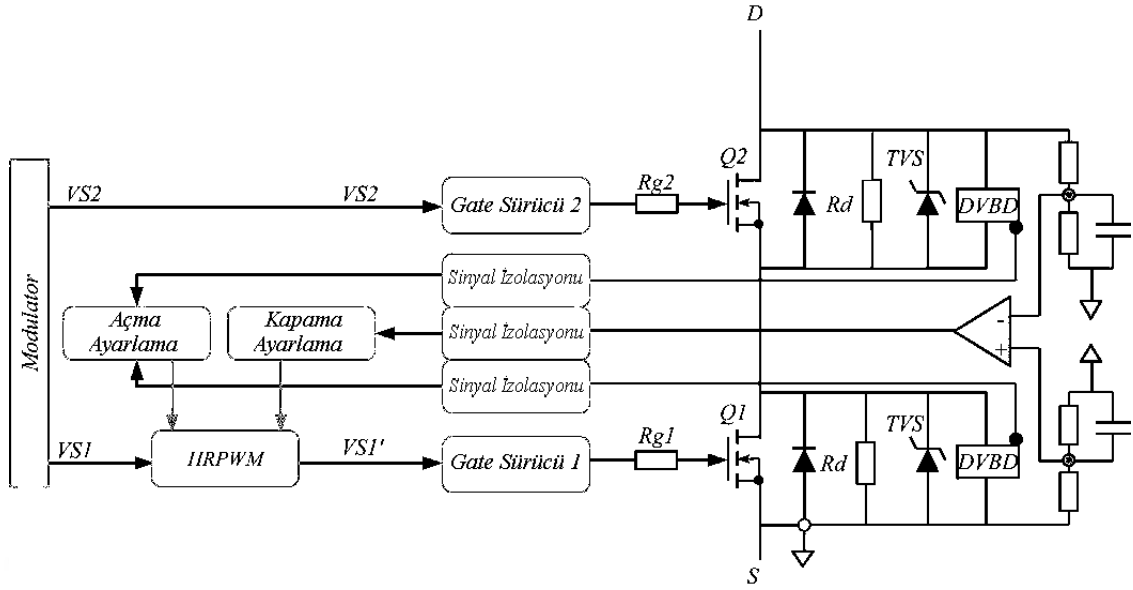
Şekil 2.29: [48]'deki çalışmada gösterilen zaman gecikmeli kapalı devre kontrolü.



Şekil 2.30: [72]'deki çalışmada gösterilen zaman gecikmeli açık döngü kontrolü.



Şekil 2.31: [74]'deki çalışmada gösterilen zaman gecikmeli kapalı devre kontrolü.



Şekil 2.32: [76]'daki çalışmada gösterilen zaman gecikmeli kapalı devre kontrolü.

2.6.4. Aktif Gerilim Sınırlama

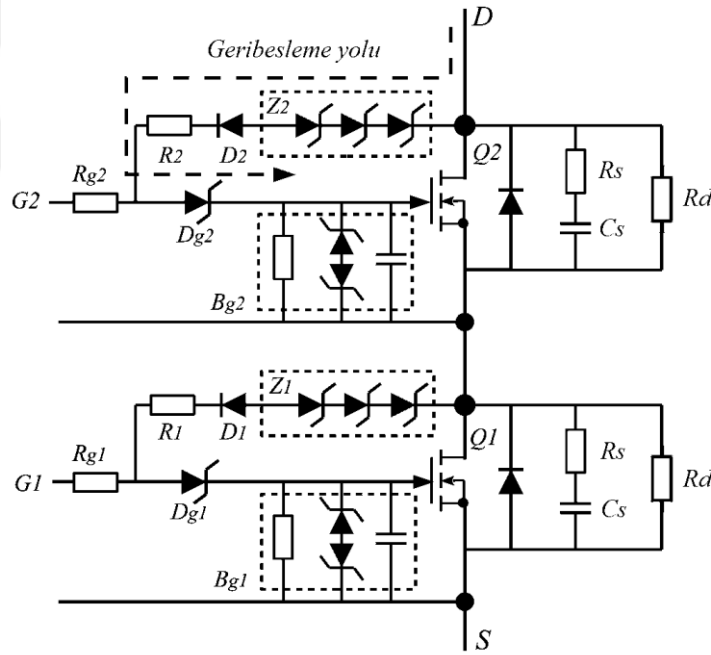
Aktif gerilim sınırlama tekniklerinin ana mantığı anahtar üzerindeki V_{ds} gerilimini sınırlandırmak için anahtarın savak terminalinden kapı terminaline analog devre bileşenlerinden oluşan geri besleme devresini vasıtasıyla gerilim üzerinde etki ederek anahtarın V_{gd} veya V_{ds} gerilimini bir referans gerilimi seviyesinde sınırlandırmaktır. Sınırlama devresi bileşenleri temel anlamda kapasitörler, diyotlar ve/veya zener diyotlardır. Orta ve yüksek gerilim uygulamalarında aktif sınırlama devresi için V_{ds} gerilimi Denklem (2.12) ile ifade edilebilir.

$$V_{ds} = V_{gd} + V_{gs} = V_{sınırlama} + V_{gs} \approx V_{sınırlama} \quad (2.12)$$

Denklem (2.12)'ye göre zener diyot veya zener diyot grubu anahtarın kapı ve savak terminalleri arasına bağlanırsa, V_{gs} V_{gd} 'ye kıyasla çok küçük olduğundan, V_{ds} pratik olarak zener diyot voltajı ($V_{sınırlama}$) ile sınırlandırılacaktır. Gerilim sınırlama tekniklerinin uygulama kolaylığı avantajına ek olarak bir diğer avantajı da karmaşık analog-dijital dönüşüm devreleri ve karmaşık kontrol sisteminin olmamasıdır. Ancak sınırlama devresinin tasarımı iyi yapılmazsa bu durum anahtarın savak ve kapı terminalleri arasındaki geri besleme devresi nedeniyle dengesiz durumlara yol açabilir.

[83]'teki çalışmada seri bağlı SiC anahtarların kapı terminalinde geri besleme görevi gören ve anahtarlar arasındaki gerilim dengesini sağlamak için pratik ve güvenilir bir yardımcı

aktif sınırlama devresi gösterilmiştir. Bu aktif sınırlama geri besleme devresi Şekil 2.33'de görülmektedir. Bu devredeki gerilimleri toplamı istenilen sınırlama gerilimine denk seri bağlı zener diyotlar, bir akım sınırlama direnci ve bir diyottan oluşur. Devrenin çalışması şu şekildedir; V_{ds2} 'nin V_{ds1} 'den daha hızlı yükseldiği muhtemel bir senaryoda Q2 anahtarının savak-kaynak gerilimi ayarlanan sınırlama eşik değeri V_Z 'yi aştığı anda yani $V_{gd2} > V_{Z2}$ olduğunda seri bağlı zener diyotlar Q2 anahtarının V_{ds2} gerilimini sınırlar. Başka bir deyişle MOSFET'deki yüksek gerilim yükselmesi sınırlama gerilimini aştığında aktif sınırlama devresi iletme geçer ve MOSFET'lerin çok hızlı kapanmasını önlemek için kapı terminaline doğru bir akım akar. Bu anahtarlar için anahtarlama geçişlerinde hem aşırı gerilime karşı bir koruma ve anahtarlar arasında gerilim dengesi sağlar. İlgili çalışmada gösterilen sınırlama devresinde ek olarak dV/dt 'yi sınırlayarak dinamik gerilim dengelemesini sağlamak için seri bağlı ek bir RC sönümlleme devresi mevcuttur.



Şekil 2.33: [83]'deki çalışmada gösterilen aktif gerilim sınırlama yöntemi.

[84]'deki çalışmada çift yönlü iletim sağlayabilen Katı Hal Devre Kesici (SSCB) uygulamalarında seri bağlı 1,2kV SiC-MOSFET'ler için benzer bir aktif gerilim sınırlama yöntemi gösterilmiştir. Anahtarın iki yönlü iletimli olması devre kesicinin akımı her iki yönden kesmesine olanak sağlar. Aktif gerilim sınırlama devresi Şekil 2.34'de görüldüğü gibi birkaç seri bağlı geçici gerilim baskılayıcı (TVS) diyotlardan (Z1 — Z4), normal diyotlardan (D1 — D4) ve sınırlama dirençlerinden (R1 — R4) oluşur. Devrenin çalışma mantığı bu yöntemin

temel mantığıyla aynıdır. SiC-MOSFET üzerinde gerilim yükselmesi sınırlama eşik geriliminin üzerine çıktığında TVS diyotlar V_{gd} gerilimini bir referans seviyesine sınırlar. Bu durumda sınırlama devresi ilettime geçer ve SiC-MOSFET'in çok hızlı kapanmasını önlemek için kapı terminaline doğru akım akıtır. Şekil 2.34'de R_d direnci statik voltaj dengelemesi için V_{ds} uçlarına paralel bağlanmıştır. D1 — D4 diyotları anahtar açık durumdayken kapı terminalinden savak terminaline akım akışını engelleme görevi görür. R1 — R4 dirençleri Z1 — Z4 diyotlarının güç değerlerinin üzerinde çalışıp bozulmasını önlemek için geçen akımı sınırlar. Aktif gerilim sınırlama seri bağlı anahtarlarda gerilim dengelemesi sağlamak için pratik ve az maliyetli bir tekniktir. Ancak [83]'teki çalışmada açıklandığı gibi sınırlama devrelerinin tasarımı dikkat gerektirir. Uygulamada TVS diyotunun belirlenmesi sürecinde üç önemli durum dikkate alınmalıdır:

1. TVS diyotlarının sınırlama gerilimi güç anahtarlarının dayanma geriliminden düşük olmalıdır.
2. TVS diyotlarının tepki süresi V_{ds} gerilimini anahtarın bozulma sınırını geçmeden önce sınırlayabilecek kadar hızlı olmalıdır.
3. TVS diyotlarının bağlantı kapasitansı cihazların anahtarlama hızını düşürmeyecek kadar küçük olmalıdır.

Sınırlama gerilimi Denklem (2.13) ile belirlenebilir.

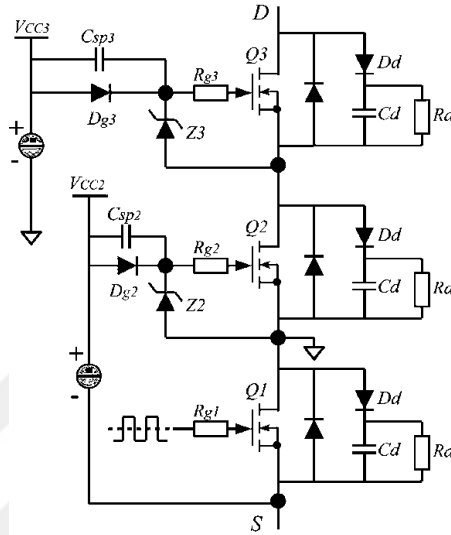
$$V_{ds(sınırlama)} \approx V_Z + R_C \cdot I_C \quad (2.13)$$

Burada $V_{ds(sınırlama)}$ sınırlama gerilimi, V_Z seri bağlı tekil zener diyotların dayanma gerilimi ve I_C sınırlama direnci R_C 'den geçen akımdır.

[85-88]'deki çalışmalarda RCD gerilim sınırlamalı tek bir harici kapı sürücülü üç adet seri-paralel bağlı SiC-MOSFET'in V_{ds} gerilimlerini dengelemek için bir tasarım gösterilmiştir. Şekil 2.35'de bu tasarım görülmektedir. Şekil 2.35'de paralel kol gösterilmemiştir. Her bir anahtarın hem statik hem de dinamik durum gerilim dengesini sağlamak için bir RCD gerilim sınırlama devresi vardır. Her bir sınırlama bölümünde olan D_d diyotu V_{ds} gerilimini karşılık gelen C_d kapasitörünün gerilim seviyesine sınırlamak için kullanılan hızlı toparlanan bir diyottur. Bu diyotun gerilimi R_d direnci tarafından sağlanan statik gerilim dengesine göre belirlenir. V_{ds} gerilimi koldaki C_d/R_d üzerinde statik gerilimi aştığında D_d diyotu doğru polarize olur ve V_{ds} gerilimi, gerilimi sınırlandıran C_d kapasitörünün gerilimine eşit olur. Yalnızca alttaki Q1 anahtarı harici kapı sürücüsüne ihtiyaç duyar. Üstteki Q2 ve Q3 SiC-MOSFET'lerin anahtarlanması için güç sağlamak amacıyla V_{cc2} ve V_{cc3} yardımcı gerilim kaynaklarına ihtiyaç duyar. V_{cc2} kaynağı Q1'in kaynak terminaline, V_{cc3} ise Q2'nin kaynak terminaliyle bağlantılıdır. Harici tek kapı sürücüsü tekniği seri bağlı SiC-MOSFET'leri anahtarlamak için savak terminalinin potansiyel değişiminden yararlanır. Şekil 2.35'de tüm anahtarların kapalı olduğunu varsayarak Q1 anahtarının kapı terminaline pozitif bir sürücü sinyali verildiğinde V_{ds1} gerilimi azalmaya başlar ve Q1 anahtarının savak terminalindeki potansiyel değişimi $Dg2$

[85-88]'deki çalışmalarda RCD gerilim sınırlamalı tek bir harici kapı sürücülü üç adet seri-paralel bağlı SiC-MOSFET'in V_{ds} gerilimlerini dengelemek için bir tasarım gösterilmiştir. Şekil 2.35'de bu tasarım görülmektedir. Şekil 2.35'de paralel kol gösterilmemiştir. Her bir anahtarın hem statik hem de dinamik durum gerilim dengesini sağlamak için bir RCD gerilim sınırlama devresi vardır. Her bir sınırlama bölümünde olan D_d diyotu V_{ds} gerilimini karşılık gelen C_d kapasitörünün gerilim seviyesine sınırlamak için kullanılan hızlı toparlanan bir diyottur. Bu diyotun gerilimi R_d direnci tarafından sağlanan statik gerilim dengesine göre belirlenir. V_{ds} gerilimi koldaki C_d/R_d üzerinde statik gerilimi aştığında D_d diyotu doğru polarize olur ve V_{ds} gerilimi, gerilimi sınırlandıran C_d kapasitörünün gerilimine eşit olur. Yalnızca alttaki Q1 anahtarı harici kapı sürücüsüne ihtiyaç duyar. Üstteki Q2 ve Q3 SiC-MOSFET'lerin anahtarlanması için güç sağlamak amacıyla V_{cc2} ve V_{cc3} yardımcı gerilim kaynaklarına ihtiyaç duyar. V_{cc2} kaynağı Q1'in kaynak terminaline, V_{cc3} ise Q2'nin kaynak terminaliyle bağlantılıdır. Harici tek kapı sürücüsü tekniği seri bağlı SiC-MOSFET'leri anahtarlamak için savak terminalinin potansiyel değişiminden yararlanır. Şekil 2.35'de tüm anahtarların kapalı olduğunu varsayarak Q1 anahtarının kapı terminaline pozitif bir sürücü sinyali verildiğinde V_{ds1} gerilimi azalmaya başlar ve Q1 anahtarının savak terminalindeki potansiyel değişimi $Dg2$

jonksiyon kapasitansının Z2 üzerinden deşarjını sağlar. Bu durumda Z2 üzerindeki gerilim kademeli olarak artacaktır. Q2 anahtarının kapı eşik voltajına ulaştığında, Q2'nin anahtarlama işlemi başlayacaktır. Aynı şekilde, Q3'ün anahtarlama işlemi Q2 anahtarının savak terminali değişimi vasıtasıyla sağlanacaktır. Şekil 2.35'deki Csp3 ve Csp2 kondansatörleri cihazların anahtarlama hızını optimize etmek için kullanılan hızlandırma kondansatörleridir.



Şekil 2.35: Tek bir harici kapı sürücüsü ile aktif gerilim sınırlama yöntemi [85-88].

2.7. SERİ BAĞLI ANAHTARLARI EŞ ZAMANLI SÜRME YÖNTEMLERİ

Tekil anahtarların birbirlerine seri bağlanıp bir dizi halinde kullanılması çözümünde karşılaşılan problemlerden biri anahtarların kapı sinyallerindeki muhtemel sapmaların neden olduğu dinamik gerilim dengeleme problemleridir. Literatürde bunlar iki temel faktör altında toplanmıştır. Bu faktörler kapı sinyali gecikmelerinin kaçınılmaz uyumsuzluğu ve seri bağlı anahtarların öz parametrelerinin sebep olduğu uyumsuzluklardır. Bunlar kontrol edilmediğinde dizideki anahtarlar eş olmayan gerilim dağılımı sonucunda üzerlerine düşen aşırı gerilimden bozulabilir. Bu etmenlerden dolayı dinamik durumda arasındaki gerilim dengelemesini sağlamanın birinci adımı modüldeki seri bağlı anahtarların eş zamanlı açılıp kapanmasını sağlamaktır. Bölüm 2.6'da verilen pasif ve aktif gerilim dengeleme kategorilerindeki seri bağlı SiC-MOSFET'lerin her bir kanalı için kaynak terminallerinin en alt anahtarın kaynak terminaline göre farklı potansiyelde olması nedeniyle her anahtar için izole güç kaynağı ve ayrı bir kapı sürücüsü kullanılması kritik öneme sahiptir. Her bir anahtar için ayrı bir kapı sürücünün tahsis edilerek kullanıldığı çalışmalar [17, 76, 89-92] ve tek bir kapı sürücü ile tüm anahtarların kontrol edildiği çalışmalar [61, 93-100] mevcuttur. Her bir anahtar için ayrı bir kapı

sürücüsünün kullanıldığı çalışmalarda sürücüler arasındaki farklılıklar, sürücü beslemesi ve toprak terminali arasındaki ortak mod (common mode) akımları [17, 42] anahtarların kapı sinyallerinin zamanlamalarında sapmalara neden olur. [101]'deki çalışmada ortak mod akımlarının azaltılması için yeni bir kapı sürücü besleme yöntemi gösterilmiştir. Fakat nihai her bir anahtar için ayrı bir kapı sürücüsünün kullanıldığı yöntemler daha fazla elektronik bileşen gerektirdiğinden tek bir kapı sürücü kullanımına göre daha maliyetli ve karmaşık olacaktır. Bunu basitleştirmek için seri bağlı SiC-MOSFET'ler alt kısımdaki anahtarı süren tek bir kapı sürücüsü kullanılarak sürülebilir ve dizideki SiC-MOSFET'lerin geri kalanı çok seviyeli güç kaynağı [75, 88], seri diyotlar, kapasitif kuplaj veya mantetik kuplaj gibi bileşen ve yöntemler kullanılarak sürülebilir.

[61, 93, 94]'deki çalışmalarda seri bağlı SiC-MOSFET'leri anahtarlama için kapasitif kuplaj yöntemi kullanılarak tek bir kapı sürücüsü yöntemi gösterilmiştir. Gerilim dengelemesi harici bir RC sönümleme devresi ile sağlanmıştır. Kuplaj kapasitörünün gerilim paylaşım karakteristiği büyük ölçüde kapasitörün sığasıyla ilişkilidir. Daha büyük sığa daha büyük hacim ve iletim süresi anlamına gelir. Bu da kuplajlı indüktör ile sürme yöntemine kıyasla bir sürme gerilimi uyumsuzluğuna neden olur. Her bir anahtar için beklenen anahtarlama performansını elde etmek için bu harici bileşenlerin dikkatlice seçilmesi gerekir. Bu durum bu yöntemi farklı anahtarlar ve çeşitli çalışma koşullarına daha az uyarlanabilir hale getirir.

[95, 96]'daki çalışmalarda ise seri bağlı IGBT'leri sürmek için seri diyotlar ile sürme yöntemine dayalı tek bir kapı sürücüsü yöntemi gösterilmiştir. Bu yöntemde RC sönümleme devresinin yanı sıra gerilim yükselmesini sınırlamak için her anahtara ek olarak metal oksit varistörler (MOV'lar) paralel olarak bağlandığı görülmüştür. Fakat varistörler görevlerini yerine getirirken kapı voltajı salınımına neden olabilir. Bu yapı özellikle katı hal devre kesiciler (SSCB) için önerilmiştir ve bu da bu yöntemi yüksek frekanslı sürekli anahtarlama uygulamalarında daha az verimli hale getirir. [97-99]'daki çalışmalarda da benzer şekilde diyot şarj yöntemi kullanılmıştır. Diyot ile şarj yönteminin az bileşen ihtiva ettiği için uygulama kolaylığı sahiptir ve ekonomiktir. Buna nazaran dezavantajı anahtarların sıralı olarak çıkış şeklinde bir açılma ya da kapanma süreçlerinin olmasıdır. Bu da anahtarların kapı sinyallerinde öngörülemeyen farklı zamansal gecikmelere sebep olmaktadır.

Bir diğer anahtarlama çözümü ise manyetik kuplaj yöntemidir. Manyetik kuplaj yöntemi bir kapı sürücü transformatörü vasıtasıyla kontrol tarafı ile anahtar dizisinin bulunduğu güç

tarafının manyetik olarak birbirine bağlanarak anahtarlama kontrolünün yapıldığı yöntemdir. Bu yöntemde dizideki her bir anahtarın harici tekil kapı sürücü transformatörü ile kontrol edildiği çalışmalar [102-107] ve tek bir kapı sürücü transformatörü kullanılarak [30, 83, 100] dizideki tüm anahtarların kontrol edildiği çalışmalar mevcuttur. SiC-MOSFET'in anahtarlama geçiş süresi daha yüksek elektronik hareketliliği sayesinde IGBT'den daha kısadır. Bu da seri bağlı SiC-MOSFET'lerin savak-kaynak gerilim paylaşımlarındaki farklılığı ardışık sürme kanalları arasındaki küçük zaman gecikmesine duyarlı hale getirir. Manyetik kuplaj yönteminde gerilimin yükselme ya da düşme eğimi manyetik alan tarafından kısıtlanabildiğinden sürme geriliminin senkronizasyonunu iyileştirilmesi bu sebeple daha uygundur. Manyetik kuplaj yönteminin diğer yöntemlere göre üstünlüğü kontrol tarafı ve anahtarların bulunduğu güç tarafı arasında bir elektriksel izolasyonun sağlanması ve bahsedilen bu zaman gecikmelerinin daha az olmasıdır.

Kapı sürücü devreleri kaynak türüne göre gerilim kaynaklı ve akım kaynaklı olmak üzere iki sınıfa ayrılır. Gerilim kaynaklı kapı sürücüleri düşük maliyet ve basit yapıları nedeniyle güç anahtarlarını aktif olarak kontrol etmek için dönüştürücü uygulamaları gibi güç uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. SiC güç anahtarında yüksek anahtarlama hızları akım veya gerilimde aşım, salınım ve anahtar üzerinde ek kayıplar gibi problemleri beraberinde getirmektedir [108]. Bu nedenle, bu sorunlarını azaltmak için literatürde birkaç gerilim kaynaklı kapı sürücüsü çalışması bulunmaktadır [109]. Ancak gerilim kaynaklı kapı sürücüleri, kapı empedans ağının neden olduğu sınırlı anahtarlama hızına sahiptir ve anahtarlama geçişleri sırasında salınıma neden olmaya meyilli düşük bir çıkış empedansına sahiptir [110]. Ayrıca kapı direnci üzerindeki ek gerilim düşüşü kapı akımı üzerinde önemli bir etkinin olmasına yol açabilir. Buna karşılık akım kaynaklı kapı sürücüleri salınımı sönmölemek için yüksek bir çıkış empedansına sahiptir ve kapı akımının doğrudan kontrolü nedeniyle kapı sürücüsündeki gerilim düşümünün etkisi yoktur. Bu nedenle güç yarıiletkenlerinin anahtarlama performansını iyileştirmek için sabit akımlı kapı sürücüsü [111], rezonanslı akımlı kapı sürücüsü [112], hibrit kapı sürücüsü [113] ve programlanabilir akım sürücüsü [114-116] gibi bazı farklı tipte akım kaynaklı kapı sürücüleri önerilmiştir. Farklı yapılar kullanılmasına rağmen, bu tür kapı sürücülerinin temel özellikleri, aynı içsel akım kaynağı karakteristikleri nedeniyle benzerdir [117].

3. YÖNTEM

Bu bölümde yarıiletken yüksek gerilim anahtar modülünün tasarımı ve gerçeklemede izlenen adımlar anlatılmıştır. Bölümün ilk kısmında modülün tasarımına ait blok diyagramlara ve elektriksel özelliklerine diğer kısımlarda ise kapı sürücü devresi, gerilim dengeleme ve koruma devrelerinin tasarımlarına ilişkin başlıklar yer almaktadır.

3.1. YARIİLETKEN YÜKSEK GERİLİM ANAHTAR MODÜLÜ VE ÖZELLİKLERİ

Son yıllarda SiC-MOSFET'ler gibi geniş bant aralıklı (WBG) yarıiletken güç anahtarları güç elektroniğinde tercih edilen önde anahtarlardan olmuştur. Aynı gerilim değerlerine sahip silikon IGBT'lerle karşılaştırıldığında SiC-MOSFET'lerin öne çıkan üstün yetenekleri daha yüksek dielektrik bozulma elektrik alanı, akım yoğunluğu, çalışma sıcaklıkları, anahtarlama frekansları ve daha düşük iletim durumu direnci $R_{ds(on)}$ ve gerilim düşümü olmuştur. SiC-MOSFET'lerin çalışma gerilimi katı hal doğru akım devre kesicileri, katı hal transformatörleri ve darbeli güç sistemleri gibi muhtelif orta yüksek gerilim uygulamalarının önünü açarak 15kV gibi çok daha yüksek değerlere ulaşmıştır. Fakat 15kV SiC-MOSFET'ler hala ticari olarak mevcut değildir [89]. Bu açığı gidermek için daha yüksek gerilim mertebelerine sahip tek bir anahtar yerine birden fazla daha düşük gerilimli tekil anahtarların seri olarak bağlanıp bir dizi ya da sığın haline getirilerek eş zamanlı anahtarlanması bir çözüm olarak kullanılabilir. Böylece yeni bir yüksek gerilimli SiC güç anahtarı geliştirilmiş olur. Ayrıca yüksek gerilim mertebelerine sahip tek bir anahtar kullanımına göre bu yöntemin bir takım avantajları mevcuttur. General Electric tarafından yapılan [91]'deki çalışmaya göre seri olarak iki veya daha fazla orta gerilimli yarıiletken kullanmak tek bir yüksek gerilimli anahtar kullanmaktan daha iyi iletim durumu direnci ve daha yüksek akım yoğunluğu sağladığı tespit edilmiştir [89]. Bölüm 2.4'de bu konu daha detaylı açıklanmıştır. Bu tez çalışmasında da 12kV/17A gerilim ve akım seviyelerine kadar yüksek gerilim sinyallerini anahtarlayabilme yeteneğine sahip bir yarıiletken yüksek gerilim anahtar tasarımı yapılmıştır. Bu gerilim ve akım parametreleri için GeneSiC firmasının G3R160MT17D 1.7kV/17A tekil SiC-MOSFET'inden 10 adeti seri bağlanarak modül haline getirilmiştir. Modülün elektriksel karakteristiği Tablo 3.1'de görülmektedir.

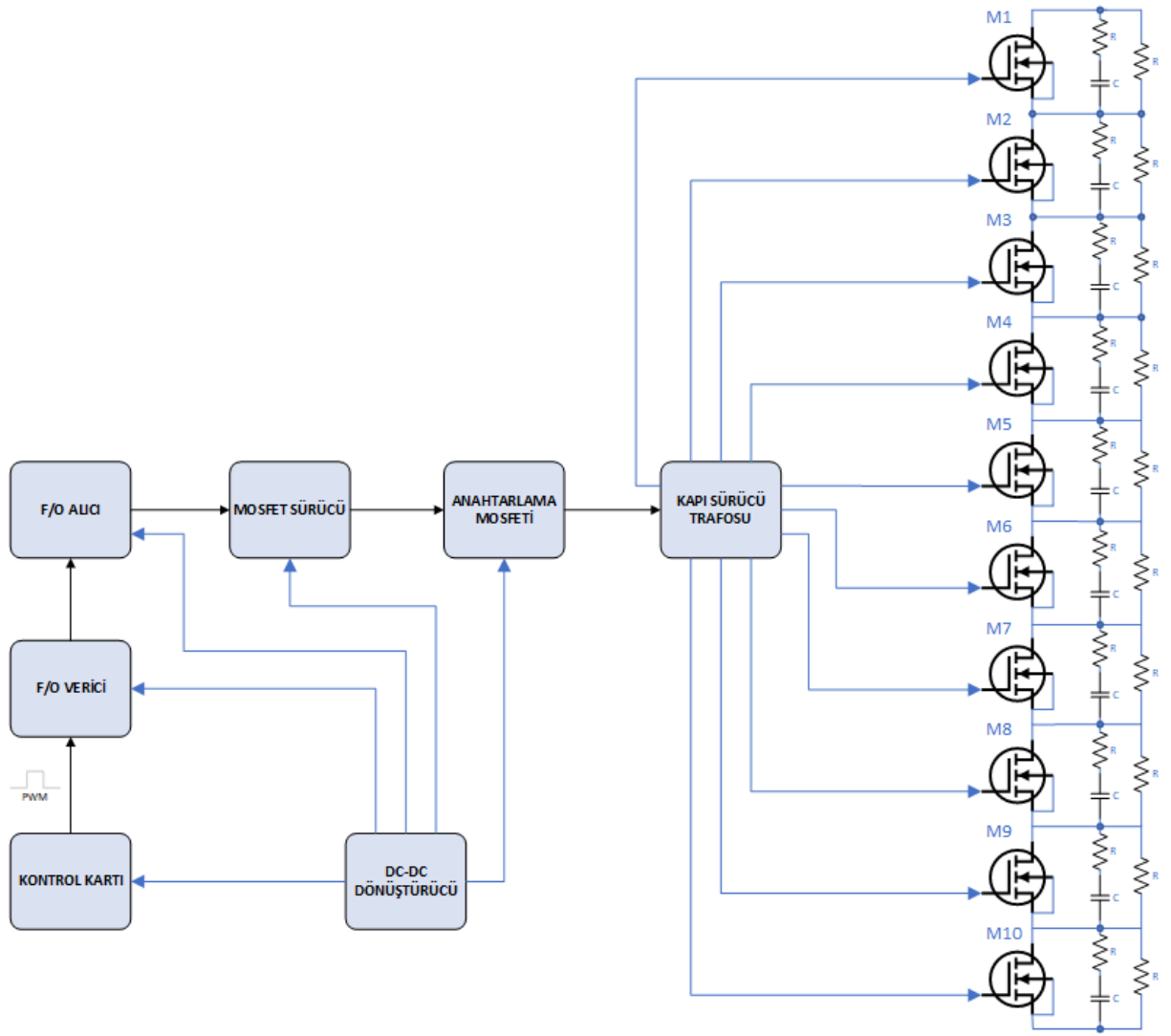
Tablo 3.1: Modülde kullanılan SiC-MOSFET'in elektriksel parametreleri.

Parametre	Sembol	Şartlar	Değer
Savak-kaynak gerilimi	V_{DS}	$V_{GS}=0V$	1700V
Sürekli ileri akım	I_D	$T_c=100^{\circ}C$, $V_{GS}=-5V/+15V$	17A
Darbe savak akımı	$I_{D(pulse)}$	$t_p \leq 3\mu s$, $D \leq 1\%$, $V_{GS} = 15V$	32A
Kapı eşik gerilimi	$V_{GS(th)}$	$V_{GS}=V_{DS}$, $I_D=10.0mA$	2.7V
Savak-kaynak iletim durumu direnci	$R_{DS(on)}$	$V_{GS}=15V$, $I_D=17A$	160m Ω
Çıkış kapasitansı	C_{oss}	$V_{DS}=10kV$, $f=1MHz$, $V_{AC}=250mV$	23pF
C_{oss} 'da depolanan toplam yük	Q_{oss}	$V_{DS}=10kV$, $f=1MHz$, $V_{AC}=250mV$	46nC
Sızıntı akımı	I_{DSS}	$V_{GS}=0V$, $V_{DS}=1700V$	1uA
Diyot ileri gerilimi	V_{SD}	$V_{GS}= -5V$, $I_{SD}= 2A$	4.6V

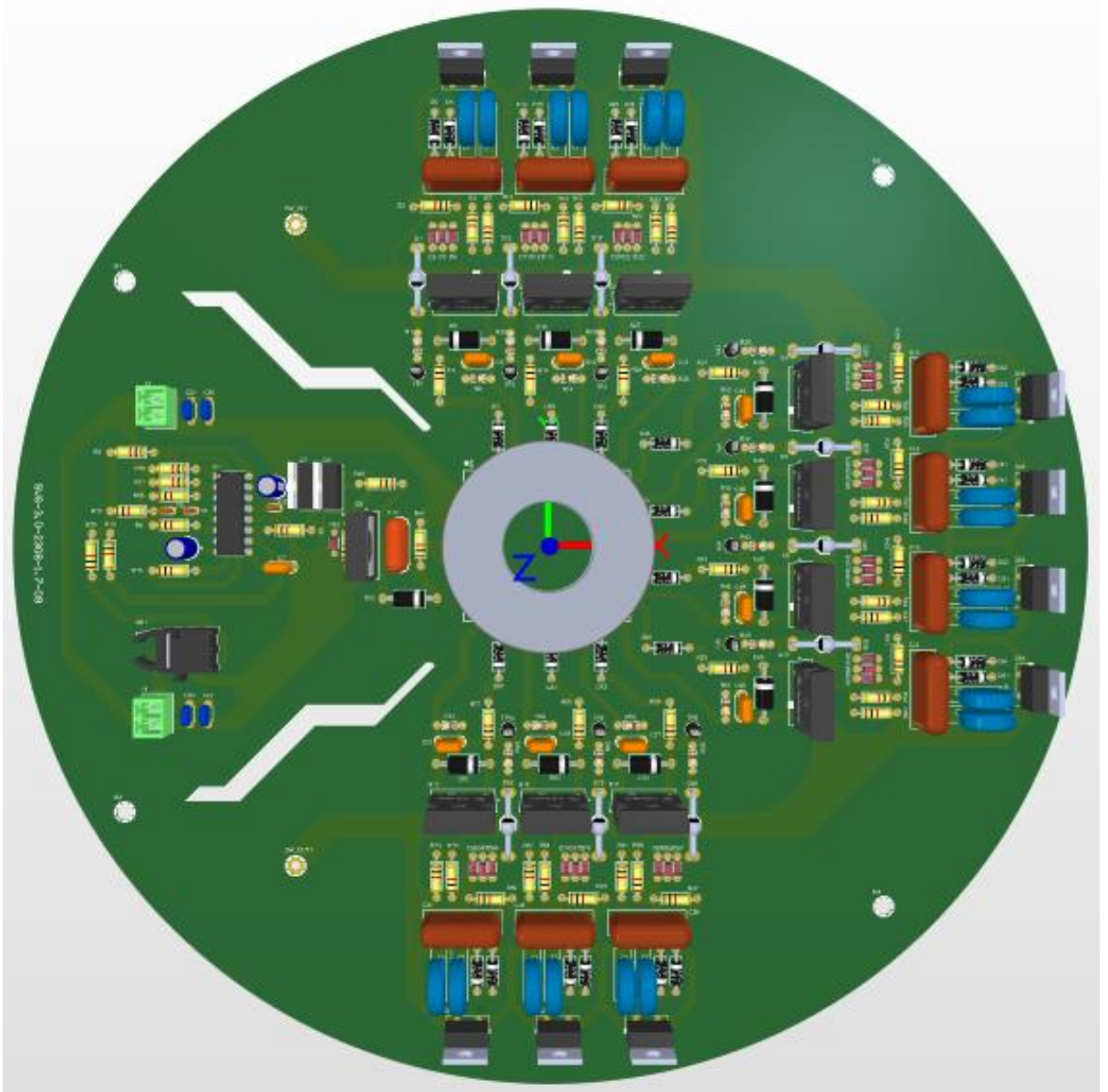
Tablo 3.2: Geliştirilen 12kV/17A yarıiletken yüksek gerilim anahtar modülünün elektriksel parametreleri.

Parametre	Sembol	Şartlar	Değer
Savak-kaynak gerilimi	$V_{DS,max}$	$V_{GS}=0V$	12kV
Sürekli ileri akım	I_D	$T_c=100^{\circ}C$, $V_{GS}=-5V/+15V$	17A
Darbe savak akımı	$I_{D(pulse)}$	$t_p\leq3\mu s$, $D\leq1\%$, $V_{GS}=15V$	32A
Kapı eşik gerilimi	$V_{GS(th)}$	$V_{GS}=V_{DS}$, $I_D=10.0mA$	2.7V
Savak-kaynak iletim durumu direnci	$R_{DS(on)}$	$V_{GS}=15V$, $I_D=17A$	1.6Ω
Toplam çıkış kapasitansı	$C_{oss,toplam}$	$V_{DS}=10kV$, $f=1MHz$, $V_{AC}=250mV$	2.3pF
C_{oss} ’da depolanan toplam yük	$Q_{oss,toplam}$	$V_{DS}=10kV$, $f=1MHz$, $V_{AC}=250mV$	46nC
Sızıntı akımı	I_{DSS}	$V_{GS}=0V$, $V_{DS}=12kV$	1uA
Diyot ileri gerilimi	V_{SD}	$V_{GS}= -5V$, $I_{SD}= 2A$	46V
Kapı sürücü transformatörü	Çekirdek	CF139T4212C, CF139T5818C toroid	
	Birincil Sargı	1 tur, 50kV yüksek gerilim kablosu	
	İkincil sargılar	6 tur, 0.2728mm ² emayeli bakır tel	
Kullanılan yarıiletken anahtar	G3R160MT17D SiC-MOSFET		
Kontrol kanalı	Fiber optik alıcı/verici ve kablolar		

İlgili yüksek gerilim anahtar modülünün blok diyagramı ve devre kartı tasarımı sırasıyla Şekil 3.1 ve Şekil 3.2'de görülmektedir.



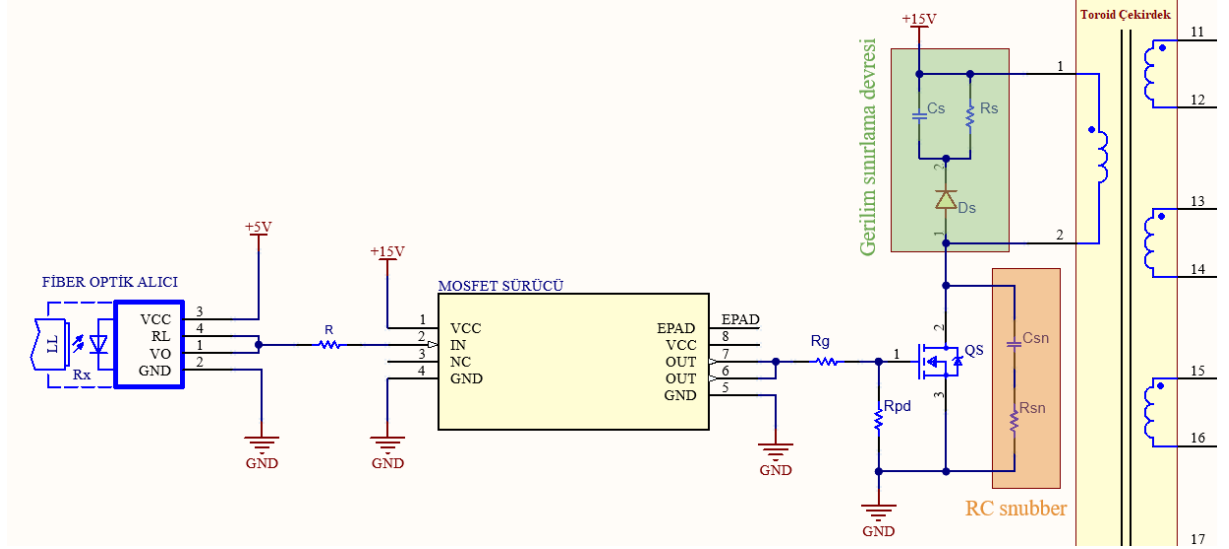
Şekil 3.1: Modül ve kullanıcı kontrol arayüzü blok diyagramı.



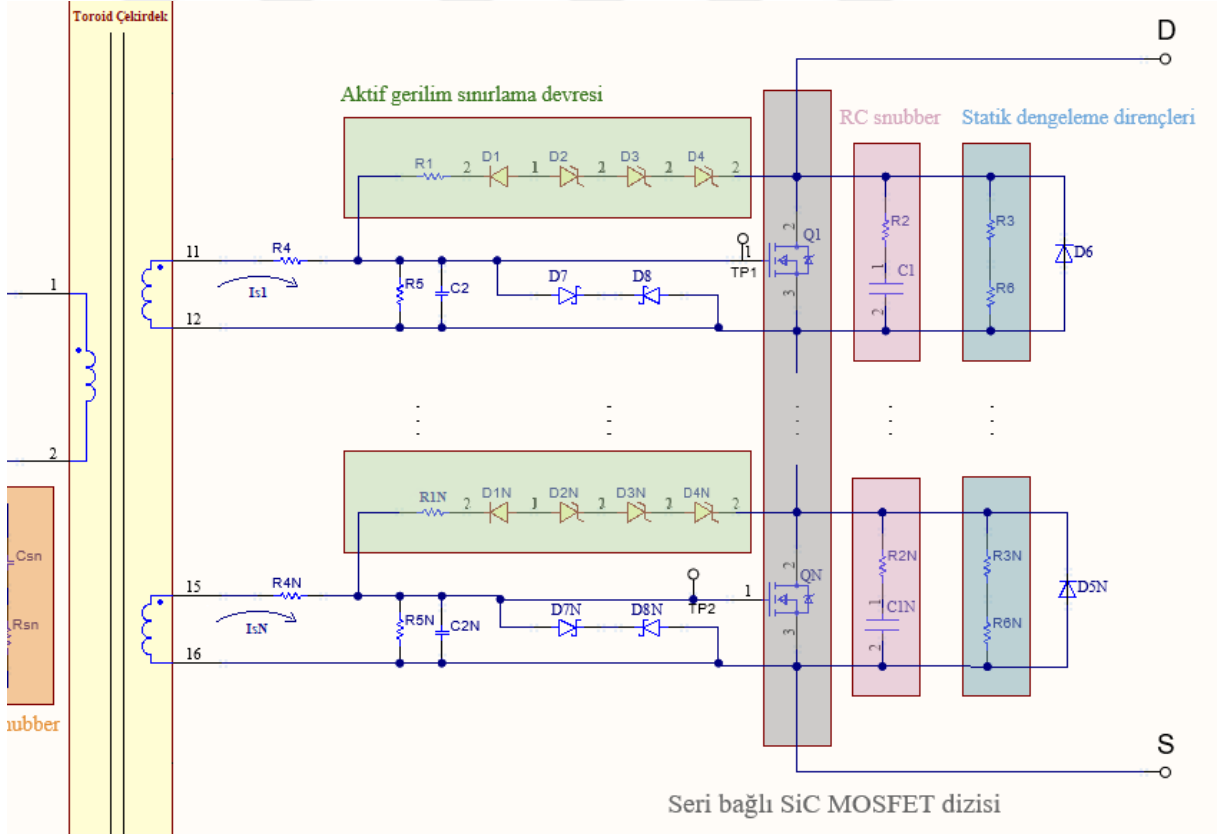
Şekil 3.2: Katı hal yarıiletken yüksek gerilim anahtar modülünün devre kartı tasarımı.

3.2. KAPI SÜRÜCÜ DEVRESİNİN TASARIMI

Modül tasarımında kapı sürücü yapısını basitleştirmek ve uygun maliyette bir çözüm sunmak için manyetik kuplaj yöntemi kullanılarak bir kapı sürücü devresi tasarlanmıştır ve dizideki anahtarların sürülmesi sağlanmıştır. Tasarımda bir toroid çekirdeğin orta noktasından bir tur geçen bir adet birincil sargı ve güç tarafındaki anahtar sayısı kadar 10 adet ikincil sargı bulunmaktadır. Tasarımı yapılan kapı sürücü devresinin birincil ve ikincil tarafı sırasıyla Şekil 3.3 ve Şekil 3.4’de görülmektedir.



Şekil 3.3: Manyetik kuplajlı kapı sürücü devresi birincil taraf.



Şekil 3.4: Manyetik kuplajlı kapı sürücü devresi ikincil taraf.

3.2.1. Devre Yapısı ve Çalışması

Tasarlanan manyetik kuplajlı kapı sürücü devresinde seri bağlı SiC-MOSFET'lerin her bir kolu için gerekli V_{gs} gerilimleri toroid kapı sürücü transformatörü tarafından üretilir. Böylece kollar için aynı akı bağlantısı vasıtasıyla daha az yayılma zaman gecikmesi farkı elde edilebilir ve V_{gs} gerilimleri arasında daha iyi bir zaman senkronizasyonu sağlanabilir. Tasarlanan devre birincil ve ikincil taraf olarak ayrı ayrı incelenecektir. Birincil tarafta dönüşüm devresi ve dönüşüm devresi için gerilim sınırlama ve sönümlleme devresi bulunur. Dönüşüm devresi Q_s anahtarlama mosfeti, N_p birincil sargısı ve bir izole güç kaynağından oluşmaktadır. Gerilim sınırlama ve sönümlleme devresi ise Q_s 'i anahtarlama geçişleri esnasında gerilim aşımından korumak için R_s , R_{sn} , C_s , C_{sn} ve D_s devre elemanlarından oluşur. İkincil tarafta ise R4-R5N, R5-R5N ve C5-C5N elemanlarından oluşan devre bölümü bulunur. Bu devre bölümü ikincil taraf geriliminin geçiş zamanı sürecinde geçiş akımına destek sağlamak ve manyetik akı sıfırlama rolünü oynar. R4N, SiC-MOSFET'lerin kapı direncidir. R5N dirençleri SiC-MOSFET'lerin kapı terminallerini kaynak terminallerine elektriksel olarak bağlar. Böylece anahtarların kapı terminallerinin boşa kalması sonucu istenmeyen iletme geçme durumlarının önüne geçilmesi sağlanır. C2N kapı-kaynak terminali arasındaki destek kapasitesi ve parazit kapasitörlerin toplam kapasitansıdır. D7N ve D8N zener diyotları SiC-MOSFET'lerin kapı gerilimlerini sırasıyla -5V ve +20V seviyelerinde sınırlandırmaktadır. Q1–QN, seri bağlı G3R160MT17D SiC-MOSFET'leridir. Tüm SiC-MOSFET'lerin gerilim geçiş devreleri tamamen aynıdır. Tasarlanan bu devrenin tek anahtarlama döngüsü içerisinde açılma ve kapanma geçişindeki çalışma prensibi aşağıda anlatılmıştır.

3.2.1.1. Q_s Mosfetinin İletime Girmesi Geçici Zamanında Devrenin Çalışması

Q_s mosfetini anahtarlayacak pozitif kapı sinyali Şekil 3.5'de görüldüğü gibi fiber optik alıcı tarafından mosfet sürücüye ve ardından R_g direnci üzerinden geçerek anahtarın kapı terminaline ulaşır. Kapı gerilimi anahtarın eşik gerilimine ulaşmasıyla birlikte mosfet kesim bölgesinden aktif bölgeye geçer ve toroid kapı sürücü transformatörünün birincil sargısı üzerinden doğrusal olarak artan ve Denklem (3.1)'de ifade edilen I_p akımı akmaya başlar. Bu anda sargı üzerindeki gerilim devrenin +15V V_{cc} besleme gerilimine eşittir. Eş zamanlı olarak toroid kapı sürücü transformatörünün ikincil sargı akımları I_{sn} , SiC-MOSFET'lerin kapı akımlarını sınırlayan ve Denklem (3.1)'e göre değerinin sabit kalmasını sağlayacak şekilde R4N ve R5N dirençleri üzerinden akmaya başlar. Bu akım aynı zamanda SiC-MOSFET'lerin kapı-kaynak terminallerine paralel bağlı olan C2N kapasitelerini şarj eder. SiC-MOSFET'e V_{gs} olarak etkiyen bu gerilim onu kesim durumundan direk olarak doyum bölgesine geçmesini

sağlar. D7N zener diyotları doğru polarma durumundadır. Üzerinde bir V_{D7N} doğru polarma gerilim düşümü olur. D8N zener diyotları ise gerilim seviyesi +20V seviyesine ulaşana kadar tıkama durumundadır. Gerilim seviyesi +20V seviyesinin üzerine çıktığı anda ilettime geçer ve üzerinden bir I_z zener akımı akar. Böylece C2N kapasiteleri üzerindeki gerilimler ve dolayısıyla SiC-MOSFET'lerin etkin kapı gerilimleri +20V seviyesinde sınırlandırılmış olur. Aktif geri besleme devresinde ters polarma durumunda bulunan diyotlar nedeniyle normalde bu kollardan bir akım geçişi olmaz. Fakat seri bağlı mosfetlerin ilettime girmesi esnasında meydana gelebilecek gerilim dengesizlikleri giderilene kadar bu kollardan kapı terminallerine doğru bir I_{fb} akım geçişi mümkün olacaktır. Bu aşamalardan sonra devrenin açılma geçişi böylece tamamlanır.

Birincil taraf sargı akımı ideal bir bobin denkleminde şu şekilde türetilir;

$$I_p = \frac{1}{L_p} \cdot V_{cc} \cdot \Delta t \quad (3.1)$$

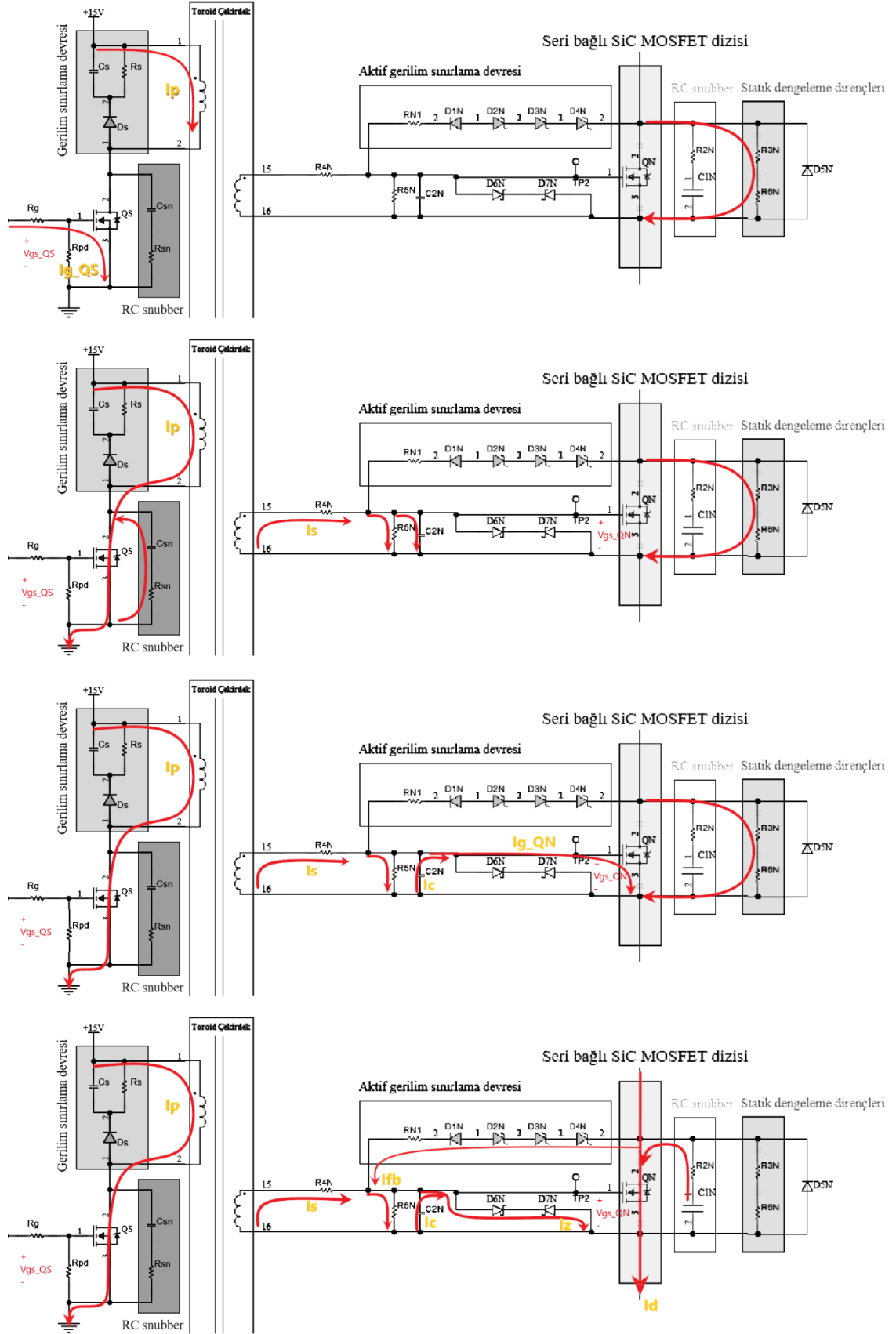
İkincil taraf akımı şu eşitlikle ifade edilir;

$$I_{sN} = \frac{V_{cc}}{R_1 + R_2} \cdot n \quad (3.2)$$

İkincil tarafta anahtarlara etkiyen V_{gs} gerilimi ise aşağıdaki eşitlikle ifade edilir;

$$V_{gs} = \left(V_{cc} - I_p \cdot R_{dsQ_S} \right) \cdot n \cdot \frac{R_{5N}}{R_{4N} + R_{5N}} \quad (3.3)$$

Burada R_{dsQ_S} , Q_S anahtarlama mostefinin iletim durumundaki direnci, n ise kapı sürücü transformatörünün tur oranıdır.



Şekil 3.5: Kapı sürücü devresinin açılma geçici zamanındaki kol akımları.

3.2.1.2. Q_s Mosfetinin Kesime Girmesi Geçici Zamanında Devrenin Çalışması

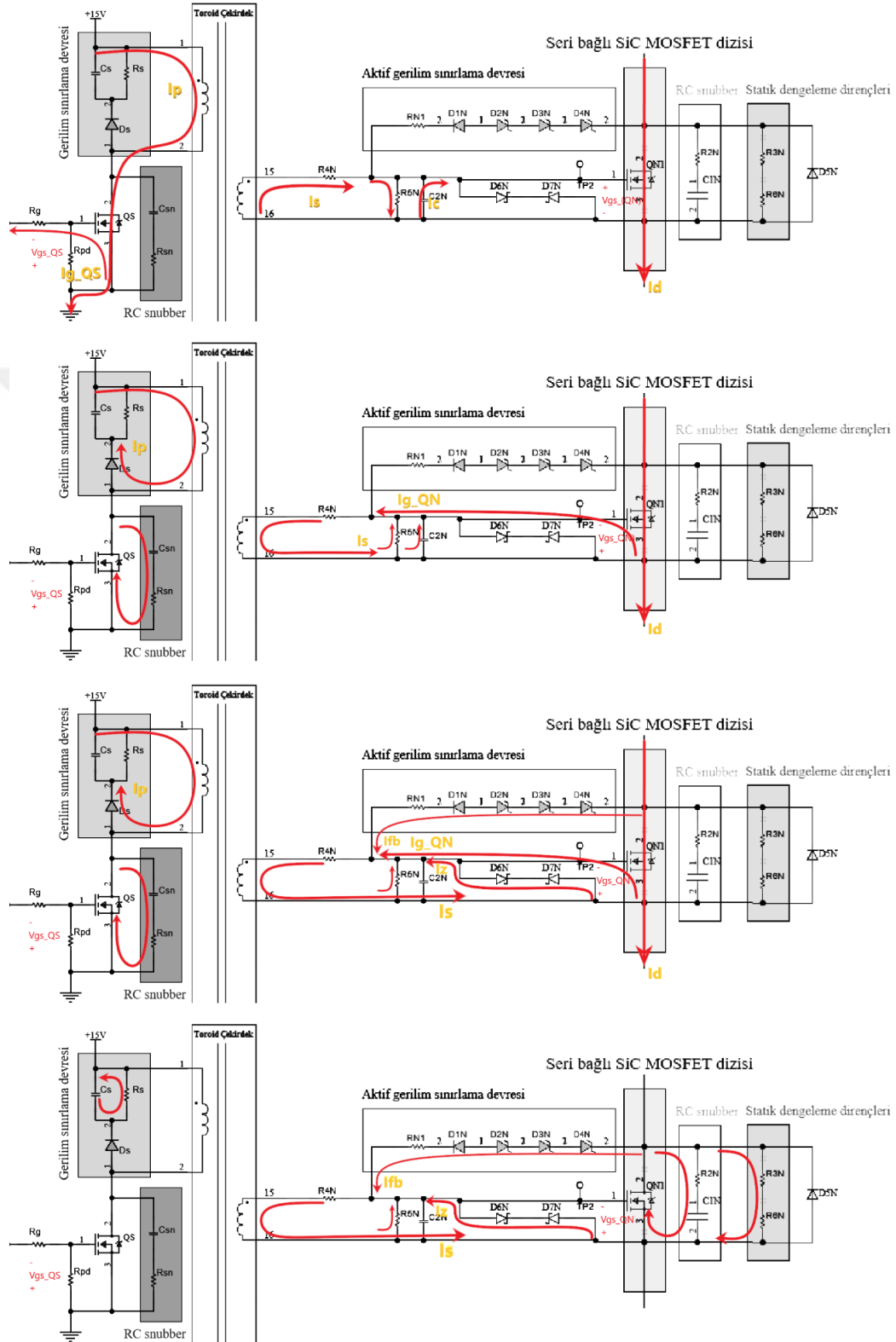
Q_s mosfetinin kesime girmesi için Şekil 3.6’de görüldüğü üzere fiber optik alıcıdan gelen sinyal kapanır ve mosfet sürücünün çıkış potansiyeli sıfır olur. Bu durumda Q_s mosfetinin kapı kapasitesi deşarj olmaya başlar ve mosfetin kesime girmeye başlamasıyla savak-kaynak gerilimi artmaya başlar. Toroid kapı sürücü transformatörünün birincil sargısı üzerinden geçen I_p akımı da azalmaya başlar. İkincil taraf sargılarındaki gerilimler de azalmaya başlar. Bu esnada seri bağlı SiC-MOSFET’lerin kapı gerilimleri C2N kapasiteleri tarafından sürdürülür. Q_s mosfeti tamamen kesime girdiğinde birincil sargısının üzerindeki gerilim polaritesi tersine döner ve besleme geriliminin üzerindeki seviyelere yükselmeye çalışır. Q_s mosfetini bu gerilim seviyelerinden korumak ve bu gerilimi sınırlandırmak üzere I_p akımı R_s ve C_s üzerinden geçer. İkincil taraftaki I_s sargı akımları bu kapanma geçişi boyunca toroid transformatörün manyetik doyuma girmesini önlemek ve manyetik akıyı sıfırlamak üzere sargı gerilimi D7N zener diyotunun zener gerilimine ulaşana kadar R4N, R5N dirençleri üzerinden akar. D7N zener diyotunun zener gerilimi olan -5V gerilimi aşıldıktan sonra ise R4N ve D7N üzerinden akmaya devam eder. C2N kapasiteleri zener gerilimi olan -5V seviyesine şarj olur. Böylece SiC-MOSFET’leri kesime götürmek için üretici tarafından tavsiye edilen gerilim seviyesi sağlanmış ve bu seviyeye sınırlandırılmış olur. SiC-MOSFET’lere uygulanan bu negatif V_{gs_OFF} gerilimleri bu süreçte C2N kapasiteleri sağlanır. Bu negatif gerilimin sağlanma süresi $((R4N+R_{sargı})/R5N).C2N$ zaman sabiti ile belirlenir. Bu zaman sabiti ne kadar büyük olursa sağlanan negatif gerilim de o kadar uzun olur. Sağlanan bu negatif gerilim Denklem (3.4) ile ifade edilir. Birincil sargılarına bağlı RCD sönümlleme devresindeki enerji, birincil sargı gerilimi C_s kapasitesinin geriliminin altına düşmeye başladığında R_s üzerinde harcanır. Q_s mosfetine bağlı RC sönümlleme devresindeki enerji ise Q_s mosfeti kesime girdikten sonra mosfetinin gövde diyotu üzerinden akım yolunu tamamlayarak R_{sn} üzerinde harcanır.

$$V_{gs}(t) = V_{gs_0} \cdot e^{-\frac{1}{((R4N+R_{sargı})/R5N).C2N}} \quad (3.4)$$

V_{gs_0} , Denklem (3.3)’e göre hesaplanan V_{gs} sürme geriliminin kalıcı hal durumundaki seviyesidir.

İkincil taraftaki aktif sınırlama devresinde ters polarma durumunda bulunan diyotların varlığı nedeniyle normalde bu kollardan bir akım geçişi olmaz. Fakat seri bağlı mosfetlerin kesime girmesi esnasında meydana gelebilecek gerilim dengesizlikleri giderilene kadar bu

kollardan kapı terminallerine doğru bir akım geçişi mümkün olacaktır. Bu aşamalardan sonra devrenin kapanma geçişi böylece tamamlanır.



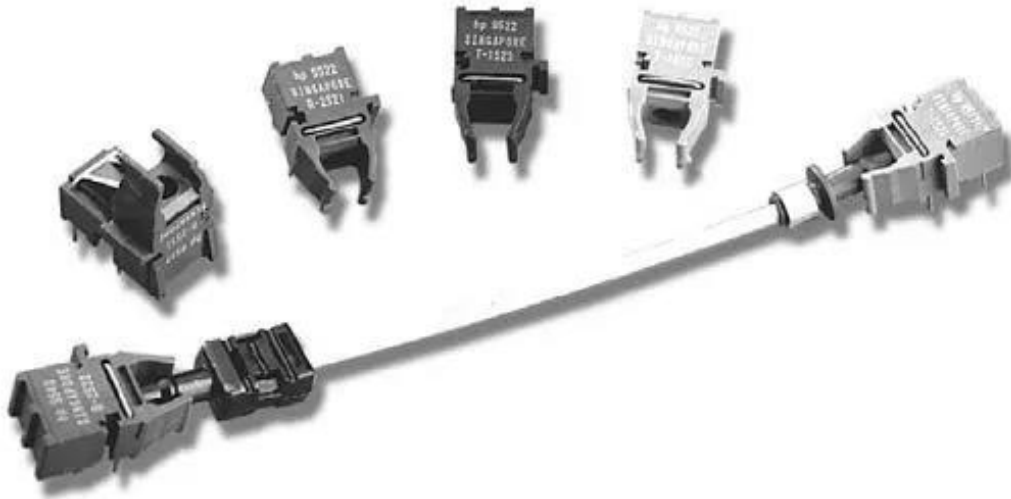
Şekil 3.6: Kapı sürücü devresinin kapanma geçici zamanındaki kol akımları.

3.2.2. Birincil Taraf Devre Tasarımı

Bu kısımda manyetik kuplajlı kapı sürücü devresini oluşturan kullanıcı arayüzü, kapı sürücü transformatörü ve ilgili devre bölümlerinin tasarımlarına ilişkin hesaplamalar üzerinde durulacaktır. Devre tasarımı seri bağlı 10 adet Genesic G3R160MT17D 1700V SiC-MOSFET’i güvenli ve eşzamanlı bir şekilde anahtarlamak üzere aşağıdaki kısımlardan oluşmaktadır.

3.2.2.1. Fiber Optik Bağlantı Arayüzü

Anahtarların sürülmesi için toroid kapı sürücü transformatörü kullanılmasıyla kapı sinyallerinin gerilim seviyeleri, dV/dt oranları ve zamanlamaları arasındaki farkın mümkün oldukça minimum olması ve elektriksel izolasyon ortamı sağlanmıştır. Buna ek olarak kullanıcı arayüzü ile yüksek gerilim anahtar modülü arasında bir elektriksel izolasyon sağlanması hedeflenmiştir. Bu teknik literatürde [30], [60], [67], [83], [102-107], [118-120], gibi benzer çalışmalarda kullanılmıştır. Bu doğrultuda kontrol sinyallerinin iletimi için modülde Avago HFBR-2521Z fiber optik alıcısı kullanılmıştır. Şekil 3.7’de ilgili fiber optik alıcı ve verici çifti görülmektedir.



Şekil 3.7: Fiber optik alıcı ve verici çifti.

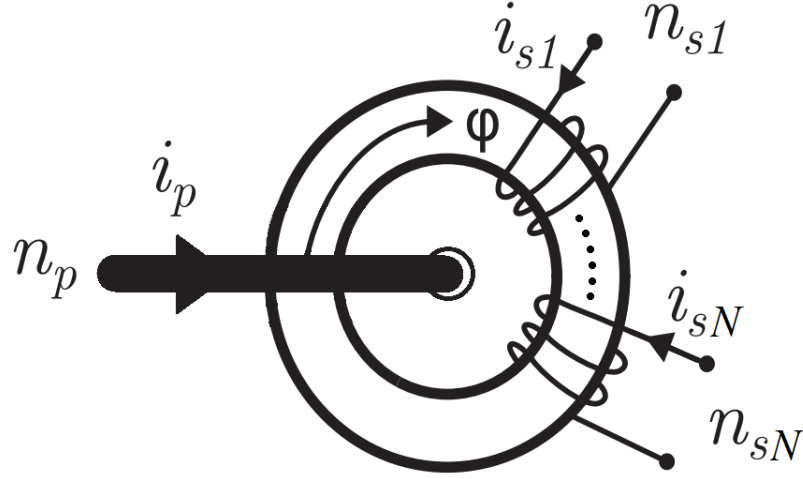
3.2.2.2. Toroid Kapı Sürücü Transformatörünün Tasarımı

Tasarlanan kapı sürücü devresinde kontrol tarafı ile güç tarafı arasında başta elektriksel izolasyonu elde etmek ve açma/kapama sinyallerini seri bağlı SiC-MOSFET'lere eş zamanlı iletebilmek için kullanılan temel eleman kapı sürücü transformatörüdür. Anahtarlama sinyallerinin biçim ve zamanlama performansları kullanılan çekirdek materyaline göre değişkenlik göstermektedir. Kullanılan anahtarlama frekansına göre de uygun materyal türü değişmektedir. Kapı sürücü transformatörünün tasarım özellikleri Tablo 3.3'de verilmiştir.

Tablo 3.3: Kapı sürücü transformatörünün tasarım özellikleri.

Özellik	Sembol	Değer
Giriş gerilimi	V_{in}	+15V
Her bir ikincil sargının çıkış gerilimi	V_o	+20V/-5V
Birincil sargı adeti	-	1
İkinci sargı adeti	-	10
Anahtarlama frekansı	f_s	< 250kHz
Birincil ve ikincil sargılar arası elektriksel izolasyon seviyesi	V_{pd}	30kV
Sargılar arası parazitik kapasite	C_{ps}	$\leq 5pF$

Şekil 3.8'de birincil tarafı tek turlu toroid çekirdekli bir transformatör modeli görülmektedir. Toroid çekirdeğin merkezinden geçen 30kV gerilim izolasyonuna sahip bir yüksek gerilim kablosu ve çekirdeğin etrafına kompakt bir şekilde sarılan ikincil sargılar vardır. Bu yapının getirdiği birkaç fayda vardır; ilk olarak, seri bağlı anahtarların eş zamanlı olarak anahtarlama maliyet ve süreç açısından basitleştirilmiştir. İkincil tarafta üretilen gerilim seviyelerinin aynı potansiyelde olması sağlanır. İkinci olarak, birincil taraf ile ikincil taraf sargıları arasında yüksek bir elektriksel izolasyon sağlanır. Diğer yandan sargılar arasındaki meydana gelen küçük parazitik kapasitanslar nedeniyle ikincil tarafta üretilen anahtarlama sinyallerinin yükselen ve düşen kenarlarında dalga formu olarak farklılıklar meydana gelmektedir.



Şekil 3.8: Toroid kapı sürücü transformatörünün eş değer devre modeli.

Burada burada n_p kapı transformatörünün birincil taraf sargısı, n_{s1} ve n_{sN} ise 1. ve N. ikincil taraf sargılarıdır. ϕ ise bobinlerin sarılı olduğu çekirdekteki manyetik akıdır. Tüm sargıları manyetik olarak birbirine bağlar.

Eşit büyüklükte i_{s1} ve i_{sN} ikincil taraf akımlarının elde edilmesi için dönüştürme oranı $n_{s1}:n_{sN}$ aynı olmalıdır. Basit olması açısından $n_p:n_{s1}:n_{s2}$ oranı 1 olarak seçilir. Çekirdekte dolaşan akı sürekli olmalıdır ve sargılar arasındaki ilişki şu şekilde verilir:

$$n_p \cdot i_p = n_{s1} \cdot i_{s1} + \dots + n_{sN} \cdot i_{sN} \quad (3.5)$$

Sargı oranları $n_p = n_{s1} = n_{sN}$ olduğu için ideal durumda $i_{s1} = i_{sN}$ olduğu söylenebilir. Bu yüzden birincil ve ikincil taraf sargılarından geçen akımlar şöyle ifade edilir;

$$i_s = i_{s1} = i_{s2} = \frac{i_p}{N} \quad (3.6)$$

Seri bağlı anahtar sayısına göre toroid kapı transformatörü çekirdeğinin belirlenmesinde kesit alanı A_e aşağıdaki denklemle hesaplanabilir;

$$A_p = A_e \cdot A_w = \frac{100 \cdot P_g}{k_f \cdot k_w \cdot B_{sat} \cdot J \cdot f_s} \quad (3.7)$$

Burada A_p ürünün alanı, A_w çekirdek alanı, J akım yoğunluğu, f_s anahtarlama frekansı ve B_{sat} seçilen çekirdeğin doyma manyetik akı yoğunluğudur. k_f ve k_w ise birincil taraftaki dalga

formu ve sargıların kapladığı çekirdek alanının oranı ile belirlenir. Bunlara göre birincil sargının tur sayısı N_p aşağıdaki şekilde hesaplanabilir:

$$N_p = \frac{V_{cc} \cdot D \cdot T_s}{4 \cdot B_{sat} \cdot A_e \cdot f_s} \quad (3.8)$$

İkincil sargı tur sayısı N_s ise G3R160MT17D SiC-MOSFET'i için üretici tarafından önerilen açma ve kapama V_{gs} gerilimlerine göre hesaplanabilir.

Tasarımda 10 adet ikincil sargı olacağından ikincil sargı tur sayısı, birincil ve ikincil sargıların indükstans değerleri oranıyla aşağıdaki denklemle belirlenebilir:

$$\frac{N_s}{N_p} = \sqrt{\frac{L_s}{L_p}} \quad (3.9)$$

Birincil sargıda depolanan enerji aşağıdaki bobin denklemiyle hesaplanabilir.

$$E_p = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot I_p^2 \quad (3.10)$$

Birincil sargı indükstansı L_p 'de depolanan enerji 10 adet SiC-MOSFET'in giriş kapasitelerinde depolanan enerjinin en az iki katı ve C_{ext} kapasitörleri için gerekli enerjinin toplamına eşit olmalıdır.

Birincil sargı akımı konsept olarak bobin denkleminde şu şekilde türetilebilir;

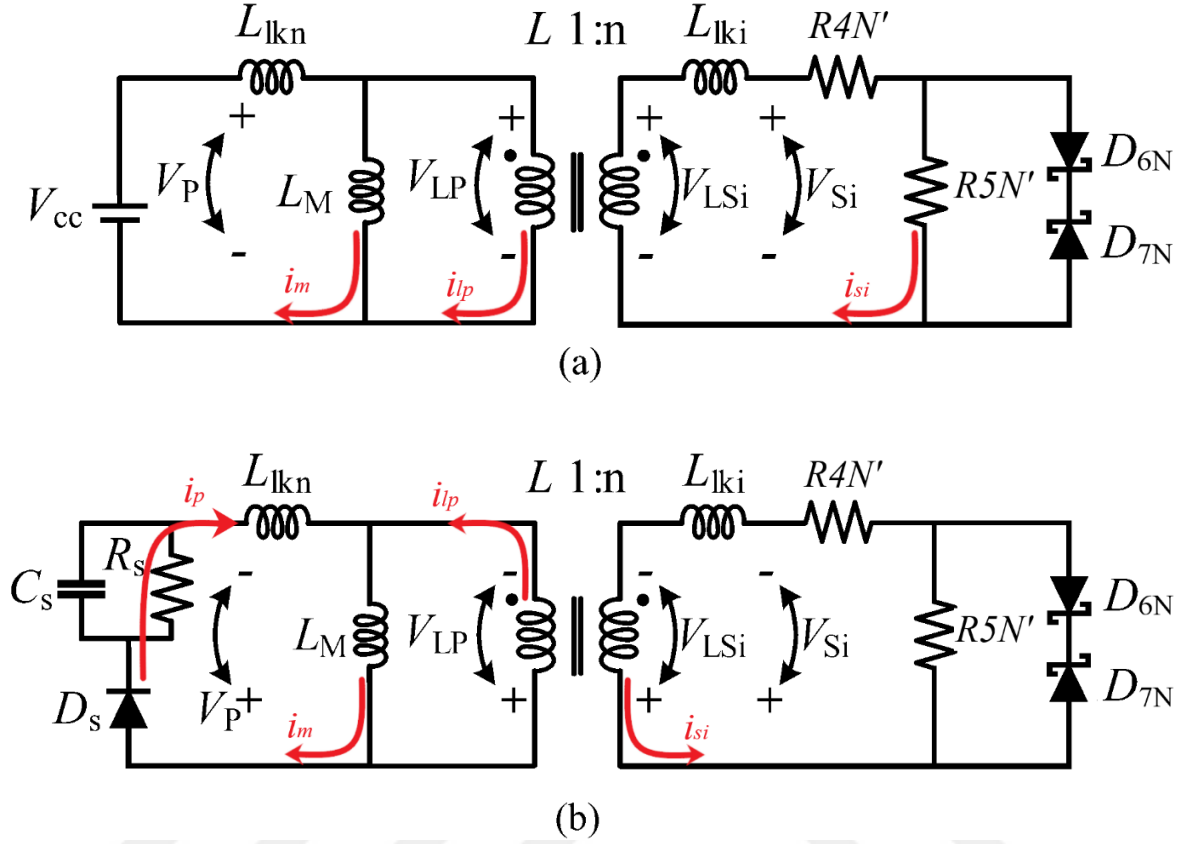
$$I_p = \frac{1}{L_p} \cdot V_{cc} \cdot \Delta t \quad (3.11)$$

Birincil sargının anahtarlama ihtiyacı duyulan güç ise Denklem (3.12) ile hesaplanabilir;

$$P_{giriş} = \Delta V_{cc} \cdot Q_g \cdot f_s \quad (3.12)$$

Denklemde Q_g , Q_s anahtarının toplam kapı yükü ve f_s anahtarlama frekansıdır.

Devrede kullanılan toroid kapı sürücü transformatörünün eşdeğer devre modeli Şekil 3.9'da görülmektedir.



Şekil 3.9: Toroid kapı sürücü transformatörünün eşdeğer devre modeli. (a) açılış modeli. (b). kapanış modeli.

Devre modelinde L , $1:n$ dönüştürme oranına sahip manyetik kupajlı ideal bir indüktördür. L_{lkN} ve L_{lkI} , tüm seri bağlı SiC-MOSFET'lerin birincil ve ikincil taraflarındaki kaçak indüktanslardır. L_M , birincil sargının manyetik indüktansdır. i_m , L_M 'nin uyarma akımıdır ve i_{sN} , her bir ikincil sargının çıkış akımıdır. $R_{4N'}$ ve $R_{5N'}$ dirençleri R_{4N} , R_{5N} demanyetizasyon direnç değerlerinin transformatörün bir çıkış kanalı için olan değerleridir. Bu eşdeğer dirençler seri bağlı SiC-MOSFET sayısına göre hesaplanır. Aşağıdaki 3.13 ve 3.14 denklemleriyle ifade edilmiştir. Denklemlerdeki N , seri bağlı SiC-MOSFET sayısını ifade etmektedir.

$$R_{4N'} = \frac{R_{4N}}{N} \quad (3.13)$$

$$R_{5N'} = \frac{R_{5N}}{N} \quad (3.14)$$

SiC-MOSFET'lerin yerleşim geometrisinden kaynaklı olarak devrede kaçak indüktans meydana gelmesi kaçınılmazdır. Denklem (3.3) ve (3.4)'e göre V_{gs} gerilimleri ikincil sargıların potansiyelleri ile üretilir. Açma ve kapama geçişleri sırasında, birincil taraftaki ve ikincil taraftaki gerilim ve akımlar arasındaki ilişki şu şekilde ifade edilebilir:

$$V_{cc} = L_{lkn} \frac{di_p}{dt} + L_M \frac{di_m}{dt} = (L_{lkn} + L_M) \frac{di_m}{dt} + L_{lkn} \sum_{i=1}^N \frac{di_{si}}{dt} + nL_M \frac{di_m}{dt} = L_{lki} \frac{di_{si}}{dt} + i_{si}(R4N' + R5N') \quad (3.15)$$

$$i_m = i_p + \sum_{i=1}^N i_{si} \quad (3.16)$$

$$nL_M \frac{di_m}{dt} = L_{lki} \frac{di_{si}}{dt} + i_{si}(R4N' + R5N') \quad (3.17)$$

Böylece geçici hal süresince V_{gs} gerilimi aşağıdaki şekilde ifade edilir;

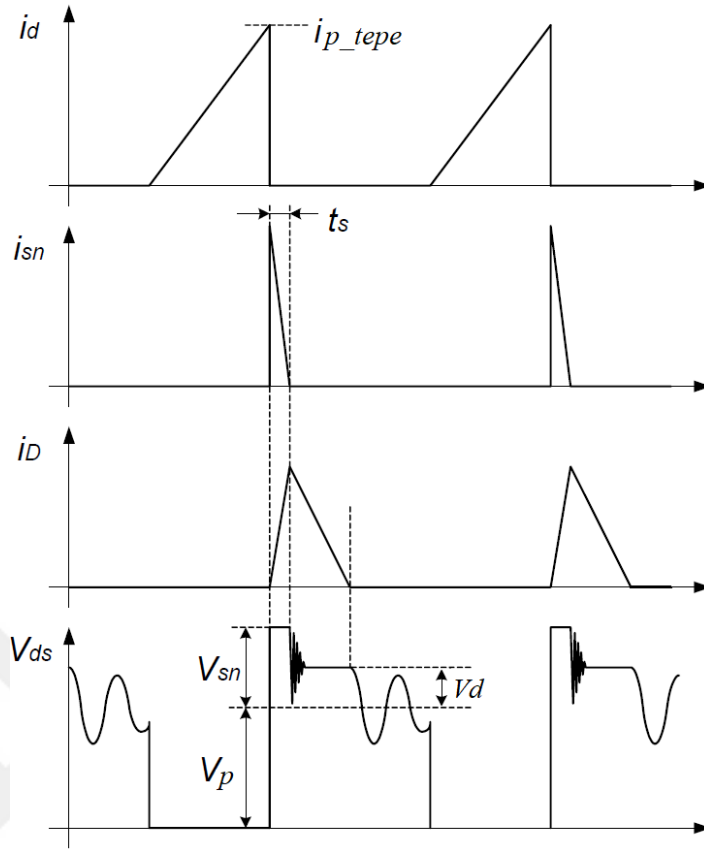
$$V_{Gsi(on)} = \left(nL_M \frac{di_m}{dt} - L_{lki} \frac{di_{si}}{dt} \right) \cdot \frac{R5N'}{(R4N' + R5N')} \quad (3.18)$$

$$V_{Gsi(off)} \approx -i_{si} \cdot R5N' \quad (3.19)$$

Denklem (3.18)'e göre açılma geçişinde ikincil sargıların eşit olmayan kaçak indüktansları V_{gs} gerilimlerinde farklılıklara neden olur. Daha büyük kaçak indüktans, V_{gs} gerilim sinyalinin yükselen kenarını geciktirir. Daha büyük kaçak indüktans bunun aksine de C_{gs} 'nin deşarj süresini ve V_{gs} 'nin düşen kenarını hızlandıran daha yüksek bir gerilim indükler. Bu nedenle ikincil sargılar, seri bağlı SiC-MOSFET'lerin her kapı terminali kanalındaki kaçak indüktansı mümkün olduğunca birbirine yakın değerde olacak şekilde sarılmalıdır.

3.2.2.3. Q_s Mosfeti, RC ve RCD Sönümleyici Devre Elemanlarının Belirlenmesi

Kapanma geçişi sırasında kaçak indüktans ve mosfetin çıkış kapasitansının etkileşimi sonucu Q_s mosfeti üzerinde gerilim yükselmesi ve gerilim salınımı sonucu oluşur. Gerilim yükselmesine neden olan istenmeyen kaçak indüktanstır. Kaçak indüktans üzerinde enerji depolar ancak bu enerji yüke veya sisteme aktarılmamaktadır. Bu enerji mosfetin gövde diyotu üzerinden akım yolu tamamlanarak sargının kendisi üzerinde sönümlenir. Bu olay Şekil 3.10'da görüldüğü gibi mosfet üzerindeki gerilimin yükselen ve düşen kenarlarında gerilim salınımı olarak görülür.



Şekil 3.10: Qs mosfetinin anahtarlama periyodu boyunca üzerindeki akım ve gerilim dalga formları.

RC sönümlleme devresi bu salınım frekansını değiştirerek ve yükselen gerilim seviyesini düşürecek şekilde çalışır. Sönümlleme kapasitörü enerji depolaması görevi görür ve sönümlleme direnci bir deşarj yolu sağlar. Mosfet kesimde olduğunda sönümlleme kapasitörü sönümlleme direnci üzerinden şarj olur. Mosfet iletimde olduğunda ise kapasitör sönümlleme direnci üzerinden mosfete ve devrenin toprak terminaline deşarj olur. Depolanan enerji direnç üzerinde harcanmış olur. Bu döngü her anahtarlama döngüsünde tekrarlanır. Tek bir anahtarlama döngüsünde sönümlleme direnci üzerinden şarj ve deşarj akımının aktığı iki zaman vardır. Bu bilgiler ışığında kullanılan Qs anahtarlama mosfeti, birincil sargıya uygulanan gerilim değeri ve sargıdan geçen akımın tepe değeri ile anahtarın kapanma süreci sırasında üzerindeki yükselen gerilim stresi miktarına göre belirlenmiştir. Üzerinde meydana gelen gerilim yükselmesi $(1+n) \cdot V_{cc}$ değerini aştığında üzerinden geçen akım stresi Bölüm 2.1.2.4'deki Denklem (2.32) ile hesaplanabilir.

Kaçak indüktansın neden olduğu gerilim yükselmesini sınırlandırmak için devrede R_s , C_s ve D_s adlı devre elemanlarından oluşan ve sargıya paralel olan bir RC sönümlleme devresi kullanılmıştır. RCD sönümlleme devresindeki bileşenlerin değerlerini belirlerken kullanılacak mükemmel bir yöntem yoktur. Ancak gerçek tasarımda iyi çalıştığı kanıtlanmış teknikler vardır. Seçilen devre elemanları için dikkate alınması gereken kritik parametreler sönümlleme direncinin gerilim ve güç değeridir. Sönümlleme kapasitörü ve direncinin çalışabileceği maksimum gerilim değeri anahtar üzerindeki yükselen gerilimin değerinden daha yüksek olmalıdır.

Devrede kullanılan sönümlleme direnci, sönümlleme kapasitörü ve diğer parametrelerin değerleri [121, 122]'de verilen yöntemler temel alınarak hesaplanmıştır.

Bu yöntemlere göre R_s ve C_s 'nin değeri aşağıdaki Denklem (3.20) ve (3.21)'e göre belirlenmiştir.

$$R_s = \frac{2 \cdot V_{sn} \cdot (V_{sn} - V_P)}{(L_M + L_{lkn}) \cdot I_{p_tepe}^2 \cdot f_s} \quad (3.20)$$

$$C_s > \frac{V_{sn}}{\Delta V_{sn} \cdot R_s \cdot f_s} \quad (3.21)$$

Burada V_{sn} sınırlandırılmak istenen gerilim seviyesi ve ΔV_{sn} , sınırlandırılan gerilim seviyesinin maksimum dalgalanmasıdır. V_P ve I_{p_tepe} birincil sargı gerilimi ve tepe akımıdır.

C_s kapasitörünün gerilim seviyesi Q_s üzerindeki oluşabilecek gerilim stresinin yaklaşık 2-3 katı olacak şekilde seçilir. Sınırlama geriliminin dalgalanması %20'den daha düşük olacak şekilde ayarlanır.

Sönümlleme kapasitörü üzerindeki dalgalanma miktarı Denklem (3.22) ile ifade edilir. Genelde %5-10 arası bir dalgalanma kabul edilebilir.

$$\Delta V_{sn} = \frac{V_{sn}}{C_s \cdot R_s \cdot f_s} \quad (3.22)$$

Şekil 3.10'da görülen t_s süresi şu şekilde ifade edilir.

$$t_s = \frac{L_{lkn}}{V_{sn} - (V_d)} \cdot I_{p_tepe} \quad (3.23)$$

Uygulamada t_s süresi ölçülerek kaçak indüktans hesap edilebilir.

Ds sönümlleme diyotu anahtarlama frekansı ve kaçak indüktans tarafından indüklenen akım göz önünde bulundurularak seçilmiştir.

Sönümlleme devresi üzerindeki güç kaybı güç kaybı Denklem (3.24) ile hesaplanmıştır.

$$P_{sn_{kayıp}} = 2 \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot C_s \cdot V_{ds}^2 \right) \cdot f_s \quad (3.24)$$

Sönümlleme direncinin güç değerinin bu güç değerine uygun olması gerekmektedir.

Birincil sargısına paralel bağlanan RC sönümlleme devresine ek olarak Qs anahtarlama mosfetinin savak ve kaynak terminallerine bağlanan ve R_{sn} ve C_{sn} adlı devre elemanlarından oluşan bir sönümlleme devresi daha tasarıma eklenmiştir. Bu devre elemanlarının değerleri ise aşağıdaki [123, 124]'de anlatılan yöntemle göre belirlenebilir.

Devre önce kapasitör olmadan çalıştırılarak anahtar üzerindeki gerilimin dalga formu gözlemlenir. Salınımın periyodu t_1 not edilir. Daha sonra Şekil 3.11'de gösterildiği gibi sönümlleme pozisyonundaki devreye R_s 'nin şimdilik olmadığı kabul edilerek yalnızca bir C_s kapasitörü bağlanır. Kapasitörün küçük bir değeriyle başlanır ve sönümlenecek salınımın periyodu (t_2) iki katına çıkana kadar kapasitörün değeri artırılır. Bu periyot değeri $Q=1$ 'e çok yakın sönümlenmeye olanak sağladığı için kapasitör için optimum değere yakındır. Rezonans periyotları Denklem (3.25) ve (3.26)'ya göre hesaplanabilir.

$$t_1 = 2\pi\sqrt{L_p \cdot C_p} \quad (3.25)$$

$$t_2 = 2\pi\sqrt{L_p \cdot (C_p + C_{sn})} \quad (3.26)$$

$t_2 = 2 \cdot t_1$ olduğundan, devre kapasitansı orijinal değerın dört katıdır, yani:

$$C_p + C_{sn} = 4 \cdot C_{sn} \quad (3.27)$$

Dolayısıyla devre parazit kapasitansı C_p , eklenen ek kapasitans C_{sn} 'nin üçte biri kadardır, yani:

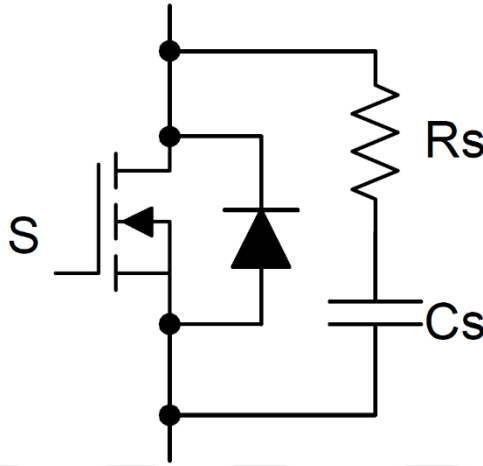
$$C_p = \frac{C_{sn}}{3} \quad (3.28)$$

C_p belirlendikten sonra devre indüktansı L_p , Denklem (3.25) ve (3.26) ile hesaplanabilir. Parazitik rezonans devresinin karakteristik empedansı Denklem (3.29) ile hesaplanır.

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_p}{C_p}} \quad (3.29)$$

Sönümlenme direncinin değeri $R_{sn} = Z_o$ olarak Z_o 'ya eşit olarak seçilir, bu da sönümlenme faktörü $Q=1$ 'e yakın sönümlenme sağlar. Hesaplanan değere sahip RC sönümlenme devresi Q_s anahtarlama mosfetine paralel olarak bağlanır.

Sönümlenme devresi üzerindeki güç kaybı güç kaybı Denklem (3.24) ile hesaplanabilir.



Şekil 3.11: RC sönümleyici devresi.

3.2.2.4. Toroid Çekirdek İçin Demanyetizasyon Direncinin Belirlenmesi

Transformatördeki akının sıfırlanması, kaçak indüktansın demanyetizasyon süreci üzerinde küçük bir etkiye sahip olduğu tüm kapanma süreci boyunca gerçekleştirilir. Bu yüzden aşağıdaki analizde kaçak indüktans etkisinin olmadığı varsayılır. Demanyetizasyon direnci manyetik kuplajlı sargının uyarma akımına göre hesaplanabilir. Açılma geçişi aşamasında i_p birincil sargı akımı, i_m ve $n.i_s'$ 'den oluşur ve aşağıdaki denklemle ifade edilebilir:

$$i_p = i_m + n.i_s' = \left(\frac{V_{cc}}{L_M} \cdot t - I_{M0} \right) + \frac{n.V_{cc}}{(R_4N' + R_5N')} \quad (3.30)$$

Burada I_{M0} , i_m 'nin başlangıç değeridir. Ancak, sönümlenme devresindeki D_s diyotu kapatma aşamasında iletme geçer geçmez i_p akımı sıfıra düşer. Akı sıfırlama işlemi $(R_4N' + R_5N')$ empedansı tarafından sağlanır.

$$i_m = \Delta I_M \cdot e^{-\frac{(R_4N' + R_5N')}{n^2 \cdot L_M} \cdot (t - DT_S)} = n.i_s' \quad (3.31)$$

Burada burada ΔI_M , çalışma frekansı f_s ve görev döngüsü D tarafından belirlenir. Denklem (3.30) ve (3.31)'den birincil sargı indüktansı ve Denklem (3.32) ve (3.33) ile de kuplaj indüktansının tepe akımı hesaplanabilir.

$$I_{M_tepe} = \frac{V_{cc} \cdot D}{f_s \cdot L_M} \cdot \frac{e^{\frac{(R_4 N' + R_5 N')}{n^2 \cdot L_M} \left(\frac{1-D}{f_s} \right)}}{e^{\frac{(R_4 N' + R_5 N')}{n^2 \cdot L_M} \left(\frac{1-D}{f_s} \right)} - 1} \quad (3.32)$$

$$I_{p_tepe} = I_{M_tepe} + \frac{n \cdot V_{cc}}{(R_4 N' + R_5 N')} \quad (3.33)$$

[30]'daki çalışmada farklı anahtarlama frekansı aralığı ve çeşitli demanyetizasyon direnci değerlerine göre yapılan benzetimler sonucunda daha yüksek demanyetizasyon direncinin i_m akım değerinin kalıcı hal durum değerini ve tepe akımını azalttığı görülmüştür. Anahtarlama frekansı f_s ve $R_5 N'$ değerlerinin artırılması hem I_{M_tepe} akımını hem de I_{NP_tepe} akımlarının azaltılmasında etkili olduğu görülmüştür.

3.2.3. İkincil Taraf Devre Tasarımı

Bu kısımda devrenin ikincil tarafında bulunan elektronik bileşenlerin hesaplamaları yapılacaktır.

3.2.3.1. C2N kapasitelerinin belirlenmesi

Dizideki anahtarların sürülmesi birincil sargı indüktansı L_p 'nin şarj olmasıyla başlamaktadır. Birincil sargı ikincil taraftaki dizide bulunan tüm SiC-MOSFET'lerin kapı kapasitelerini ve ikincil sargı çıkışındaki C2N kapasitörlerini şarj etmeye yetecek enerji miktarını sağlayacak şekilde, sargının manyetize indüktansı, kaçak indüktansı ve kaynak gerilimine bağlı olarak Δt süresi kadar şarj edilir. SiC-MOSFET'lerin giriş kapasitesi C_{iss} 'in şarj olması için gerekli enerji aşağıdaki formül ile ifade edilir;

$$E_{C_{iss}} = \frac{1}{2} \cdot Q_g \cdot \Delta V \quad (3.34)$$

Burada Q_g depolanan kapı yüküdür ve ΔV ise sürme gerilimindeki farktır.

Tasarımda kullanılan GENESIC G3R160MT17D SiC-MOSFET'in veri dökümanına bakıldığında Q_g toplam kapı yükünün 29nC olduğu görülmektedir. $\Delta V=19V$ seçilmiştir. Buradan $E_{C_{iss}}$ Denklem (3.34)'e göre 275.5nJ olarak bulunur. 10 adet anahtar bulunduğundan seri bağlı anahtarlar için gereken toplam enerji 2775nJ olur.

C2N sığalarını şarj etmek için gerekli enerji ise benzer şekilde aşağıdaki denklem ile ifade edilir.

$$E_{C2N} = \frac{1}{2} \cdot Q_{C2N} \cdot \Delta V \quad (3.35)$$

$$E_{C2N} = \frac{1}{2} \cdot C_{C2N} \cdot V^2 \quad (3.36)$$

C2N kapasitörü SiC-MOSFET için anahtarlama geçişleri esnasında daha yüksek bir anahtarlama akımı sağlamak için enerji depolama kapasitörüdür. C2N kapasiteleri SiC-MOSFET'lerin C_{gs} kapasiteleri ile paralel bağlıdır. Her iki kapasitör de ikincil sargı tarafından şarj edilir. C2N çok büyük seçilirse V_{gs} 'nin yükselen dalga formunun eğimi düz olur ve yeterli geçiş akımı oluşturur. Fakat bu aynı zamanda V_{gs} 'nin yükselme süresini uzatır. Daha küçük değer ise yetersiz geçiş akımına neden olur ve V_{gs} 'nin yükselme süresini uzatır. Bu nedenle C2N kapasitesinin değeri SiC-MOSFET'in C_{iss} giriş kapasitesi değeri ile aynı değerde seçilir [30]. Buna göre C2N'nin değeri modülde kullanılan GeneSiC G3R160MT17D mosfetlerinin giriş kapasitesi referans alınarak 820pF olarak belirlenmiştir. Denklem (3.36)'ya göre $E_{C2N} = 148\text{nJ}$ olarak bulunur. Kapı sürücü devresinde 10 adet bağımsız C2N kapasitörü bulunduğu için bu kapasitörler için gereken toplam enerji $1.48\mu\text{J}$ olarak hesaplanır.

3.2.3.2. D6N ve D7N zener diyotlarının belirlenmesi

Manyetik kuplajlı kapı sürücü devresindeki önemli bir durum ikincil tarafta yükselen gerilim ile elde edilen kapı geriliminin sınırlandırılmamış olmasıdır. Bu nedenle pozitif ve negatif kapı gerilimi sınırlandırılması için 1N5338B 5V/5W ve 1N5355B 18V/5W olmak üzere iki farklı gerilim değerinde zener diyot kullanılmıştır. Burada dipnot olarak kapı geriliminin darbe genişliği, zener diyotun kırılma bölgesine yani gerilimi sınırlandırdığı bölgeye girmesini garanti edecek kadar uzun olmalıdır.

3.3. GERİLİM DENGELEME VE KORUMA DEVRELERİNİN TASARIMLARI

Bu kısımda yarıiletken yüksek gerilim anahtar modülündeki seri bağlı mosfetlerin statik durumda ve açılma/kapanma zamanlarında üzerlerindeki gerilimlerin dengelemesinin sağlanması ve maksimum çalışma gerilim değerlerinin aşılmaması için bazı devre yapılarının tasarımlarına yer verilmiştir.

3.3.1. Statik Gerilim Dengeleme Dirençleri

Seri bağlı anahtarlar için statik durumda gerilim dengelemesi sağlamak için R3N ve R6N dengeleme dirençleri kullanılmıştır. Bu dirençlerin toplam değeri Bölüm 2.6 Şekil 2.16'daki gibi R_d olarak ifade edilecek olursa R_d 'nin değeri [125]'de verilen yönteme göre Denklem (3.37)'deki gibi ifade edilebilir.

$$R_d = \frac{N.V_{max}-V_{HV}}{(N-1).I_s} \quad (3.37)$$

$$V_{max} = k.V_{DS} \quad (3.38)$$

Denklemlerde V_{max} , bir mosfetin dayanabileceği maksimum gerilimdir. V_{HV} , yarıiletken yüksek gerilim anahtar modülünün anahtarlayacağı yüksek gerilim değeridir. I_s , mosfetlerin kesim durumundaki sızıntı akımıdır. V_{DS} , mosfetin savak-kaynak gerilimidir. N , modüldeki seri bağlı mosfet sayısıdır. k , mosfetin çalışma marjini. Genelde 0.8 olarak alınır. V_{DS} ve I_s mosfetin teknik veri dökümanından elde edilebilir.

[32, 126]'da verilen bir diğer yönteme göre ise bu dirençlerin değeri anahtarın kesimde olduğu $R_{ds(off)}$ direncinin %10'undan az olacak şekilde ve buna göre SiC-MOSFET'in üzerindeki gerilim ve kaçak akımı göz önüne alınarak belirlenebilir. Modülde kullanılan GeneSiC'in G3R160MT17D SiC-MOSFET'inin kesim durumundaki $R_{ds(off)}$ direnci 4.5 M Ω olarak ölçülmüştür. Bu yönteme göre R3N ve R6N dengeleme dirençlerinin toplam değerleri bu değerin %10'u olan 450k Ω değerinden düşük olacak şekilde olmalıdır. Fakat 12kV çalışma geriliminde modüldeki bu dirençlerin toplamı üzerinden geçen akım 2.6mA olmaktadır. Bu da sızıntı akımı açısından yüksek bir değerdir. Bu nedenle R3N ve R6N dengeleme dirençlerinin toplam değeri 4.5M Ω olarak belirlenip sızıntı akımı 266,7nA seviyesine indirilmiştir.

3.3.2. Dinamik Gerilim Dengeleme için RC Sönümlleme Devresi

SiC-MOSFET'ler arası dinamik gerilim paylaşımı konusunda anahtarların karakteristiği ya da kapı sinyallerinin uyumsuzlukları gibi olası bir şeyin neden olduğu açılma ve kapanma anındaki gerilim dengesizliklerini uyumlaştırmak için her bir SiC-MOSFET'e paralel olarak Şekil 3.4'de görüldüğü gibi R2N ve C1N elemanlarından oluşan bir RC sönümlleme devresi bağlanmıştır. Bu devre aynı zamanda dV/dt 'yi sınırlayarak anahtarlar üzerinde ani yükselen gerilim darbelerini yavaşlatıp bastırır. Böylece gerilim salınımları önlenmiş olur. Büyük bir C_s değeri anahtarlama süresini uzatırken küçük bir değerde olması ise dV/dt değerini azaltamaz. Buna ek olarak R_s 'nin değeri aşırı küçük olduğunda ise anahtarlara zarar verebilecek büyük bir

akım meydana gelir. Buna karşılık, büyük bir R_s değeri ise C_s 'nin deşarj hızını azaltacaktır. R_{sn} ve C_{sn} 'nin değeri aşağıda verilen denklemler ile hesaplanabilir. Daha iyi bir gerilim paylaşım performansı elde etmek için C_{sn} , SiC-MOSFET'in çıkış kapasitesi C_{oss} 'dan en az on kat daha büyük olmalıdır [46] ve değeri Denklem (3.39)'a göre belirlenir. [125].

$$C_{sn} \geq \frac{I_{Dmax} \cdot \Delta t_d}{\Delta U} \quad (3.39)$$

Denklemde, I_{Dmax} , mosfetin maksimum güvenli çalışma akımıdır. Δt_d , mosfetin açılış ya da kapanışındaki gecikme zamanıdır. ΔU ise $(1-k) \cdot V_{DS}$ olarak ifade edilir.

C_{sn} belirlendikten sonra R_{sn} 'nin değeri çalışma frekansı ile ilişkili olarak aşağıdaki şekilde belirlenir [30].

$$R_{sn} < \frac{1}{2.3 \cdot C_{sn} \cdot f_s} \quad (3.40)$$

R_{sn} 'ye uygun bir değer belirlemek için sönümlenme kapasitörü C_{sn} 'nin deşarjı ile oluşan güç kayıpları ile SiC-MOSFET'lerin sağlam kalması için mümkün olan maksimum deşarj akımı arasında bir ortak nokta belirlemek gereklidir. Denklem (3.41)'de olduğu gibi direnç değeri SiC-MOSFET'lerin minimum açık kalma süresi t_{on_min} 'e göre ayarlandığında sönümlenme kapasitörünün deşarjı hızlıca sağlanmış olur.

$$t_{on_min} > 4 \cdot R_{sn} \cdot C_{sn} \quad (3.41)$$

Ayrıca, C_{sn} 'nin geçici akımı, SiC-MOSFET I_{darbe} akımından daha düşük olmalıdır; bu da şu şekilde ifade edilir:

$$I_{yük} + \frac{V_{DS_max}}{R_{sn}} < I_{darbe} \quad (3.42)$$

Burada V_{DS_max} , seri bağlı SiC-MOSFET'in maksimum savak-kaynak gerilimidir. Değeri şu eşitlik ile belirlenir.

$$V_{DS_max} = \frac{V_{DS_link}}{N} \times (1 + k) \quad (3.43)$$

Bu eşitlikte V_{DS_link} modüle uygulanan etkin DC gerilimdir. N , kat sayısıdır. k ise her bir anahtarı kapalı durum gerilimine göre ortalama olarak izin verilebilecek tolerans oranıdır.

Buna göre R_{sn} 'nin değeri Denklem (3.41), (3.42) ve (3.43)'e göre belirlenebilir.

C_{sn} 'de depolanan enerjisi önceki kısımlarda anlatıldığı üzere mosfetlerin iletme girme geçişi sırasında R_{sn} sönümlleme dirençleri üzerinde harcanır. Bu yüzden R_{sn} sönümlleme direncinin güç değeri sönümlleme devresindeki harcanan güçten büyük olmalıdır. Sönümlleme devresindeki harcanan güç C_{sn} ve f_s değeri ile doğru orantılıdır. Bir anahtarlama periyodu sırasında her sönümleyici devrenin toplam güç kaybı aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$P_{sn} = 2P_{C_{sn}} = C_{sn} \cdot \left(\frac{V_{DS_{HV}}}{N} \right)^2 \cdot f_s \quad (3.44)$$

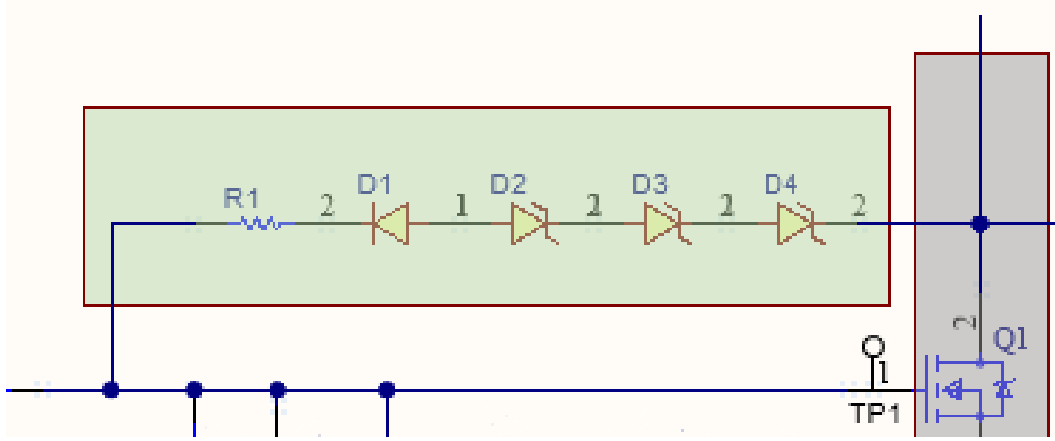
Bu bilgelere göre modülde kullanılan sönümleme direnci R_{2N} 'nin değeri 3.3Ω , sönümlleme kapasitörü C_{1N} 'nin değeri ise 680pF olarak belirlenmiştir.

3.3.3. Ek Gövde Diyotları

Modülün çalışması esnasında indüktif karakteristiğe sahip yükler tarafından negatif yönlü akımlar SiC-MOSFET'lerin dahili gövde diyotlarından akacaktır. Fakat bu diyotların taşıyabileceği akım miktarının üzerine çıkıldığında diyot bozulacak ve mosfetin savak ve kapı ucu kısa devre olup işlevini kaybedecektir. Bu durumu önlemek için mosfetlerin dahili gövde diyotlarına destek amacıyla her bir mosfet için paralel olarak D5N diyotları bağlanmıştır. Bunun için IXYS markasının 2200V/30A değerli DNA30E2200PA diyotları kullanılmıştır.

3.3.4. Aktif Gerilim Sınırlama Devresi

Dinamik gerilim dengeleme konusunda RC sönümlleme devrelerinin avantajı basit, pasif yapıda ve düşük maliyetli olmasıdır. Dezavantajı ise anahtarlama esnasında RC'nin üzerindeki bir güç kaybı meydana gelmesi ve her SiC-MOSFET'nin dinamik gerilim değişimini doğru bir şekilde kontrol edememesidir. Bu nedenle kapsamlı bir gerilim dengelemesinin sağlanması için ek yapılar gerekir. Seri bağlı SiC-MOSFET'ler arası dengeli gerilim paylaşımı için literatürde konu olan dengeleme tekniklerine bakıldığında literatür kısmında anlatılan ilgili tekniklerden pratik bir şekilde uygulanabilir, performanslı ve maliyet etkin çözüm olarak aktif gerilim sınırlama yöntemi kullanılmıştır. Bunun için Şekil 3.12'deki geri besleme devresi tasarımı yapılmıştır. Bu devrenin tasarım temeli ile ilgili teknik bilgiler Bölüm 2.6.4'de anlatılmıştır.



Şekil 3.12: Aktif gerilim sınırlama geri besleme devresi.

Aktif gerilim sınırlama devresinde 300V gerilim değerli 5 adet ZPY300 zener diyotları, bir adet UF1010 hızlı diyot ve bir adet R1 akım sınırlama direnci bulunmaktadır. Mosfetlerin maksimum çalışma gerilimi 1.7kV olmasına karşın mosfetlerin çalışma marjini yaklaşık olarak 0.88 alınarak 200V'luk güvenlik marjini bırakılmıştır. Bu devre ile her bir SiC-MOSFET'in gerilimi Denklem (2.12) ve (2.13)'e göre 1.5kV değerine sınırlandırılmıştır. Anahtarların kapanması esnasında mosfetlerin herhangi biri veya birkaçı diğerlerine göre daha erken kapanırsa savak-kaynak gerilimleri 1.5kV seviyesinin üzerine çıktığı anda gerilim sınırlama devresi ilettime geçer. İlgili mosfetlerin kapı terminaline doğru bir akım akar ve mosfetlerin akan akım seviyesine göre tekrardan ilettime girmeleri sağlanır. Böylece savak-kaynak gerilimleri 1.5kV gerilimine indirgenerek mosfet korunmuş olur.

4. BULGULAR

Bölüm 3’de kapısı sürücü devresi kullanılan elektronik bileşenler, kapı sürücü transformatörü, devrenin güç tarafındaki devre yapıları, bu yapılarda kullanılan bileşenler ve hesaplamaları ayrıntılı anlatılmıştır. Bu bölümde ise kapı sürücü transformatörlerine bağlı olarak ikincil sargılardaki anahtarlama sinyallerinin özellikleri ve zamanlama farklarının incelemeleri yapıp ölçümler sonucunda elde edilen bulgular verilmiştir. Bölümün kalan kısmında ise yapılan yüksek gerilim testleri ve bu testlerde elde edilen dalga formları üzerinde durulmuştur.

4.1. KAPI SÜRÜCÜ TRANSFORMATÖRLERİNİN ANAHTARLAMA TESTLERİ

Bu kısımda katı hal yarıiletken yüksek gerilim anahtar modülündeki seri bağlı mosfetlerin mümkün olan minimum gecikme ile eş zamanlı olarak anahtarlanabilmesi için tasarımı ve gerçeklemesi yapılan kapı sürücü transformatörlerinin birincil ve ikincil tarafları için indüktans ölçümleri, anahtarlama sinyallerindeki eş zamanlılık performansları ve kıyaslamaları üzerinde durulmuştur.

4.1.1. Cosmo Ferrit CF139T4212C Çekirdeği İle Yapılan Anahtarlama Testleri

Önceki bölümde yapılan hesaplamalara göre Şekil 4.1’de görülen Cosmo Ferrit’in CF139T4212C çekirdeği ile bir transformatör hazırlanmıştır. Kullanılan CF139T4212C çekirdeğinin indüktans katsayısı olan AL değeri 2500nH’dir. AL değeri manyetik çekirdeklerin indüktans katsayısını ifade eden bir parametredir. Yüksek AL değeri, daha az sarım sayısı ile yüksek endüktans elde edilmesini sağlar. Düşük AL değeri ise daha fazla sarım gerektirir. Fakat genellikle çekirdeğin yüksek frekans performansı açısından daha uygundur. Tasarlanan yarıiletken yüksek gerilim anahtar modülünün anahtarlayabileceği frekans sınırı kullanılan yarıiletken anahtar çeşitinin yanı sıra kullanılan kapı sürücü transformatörünün çekirdeği ile bağlantılıdır. Modülün yüksek frekansta çalışma performansı açısından kullanılan çekirdeğin AL değerinin daha düşük olması gerekmektedir. Bu nedenle kullanılan manyetik materyal tipi CF139 ve AL değeri 2500nH olan CF139T4212C çekirdeği kullanılmıştır. Bu çekirdek ile hazırlanan transformatör ile ilgili özellikler Tablo 4.1’de verilmiştir.

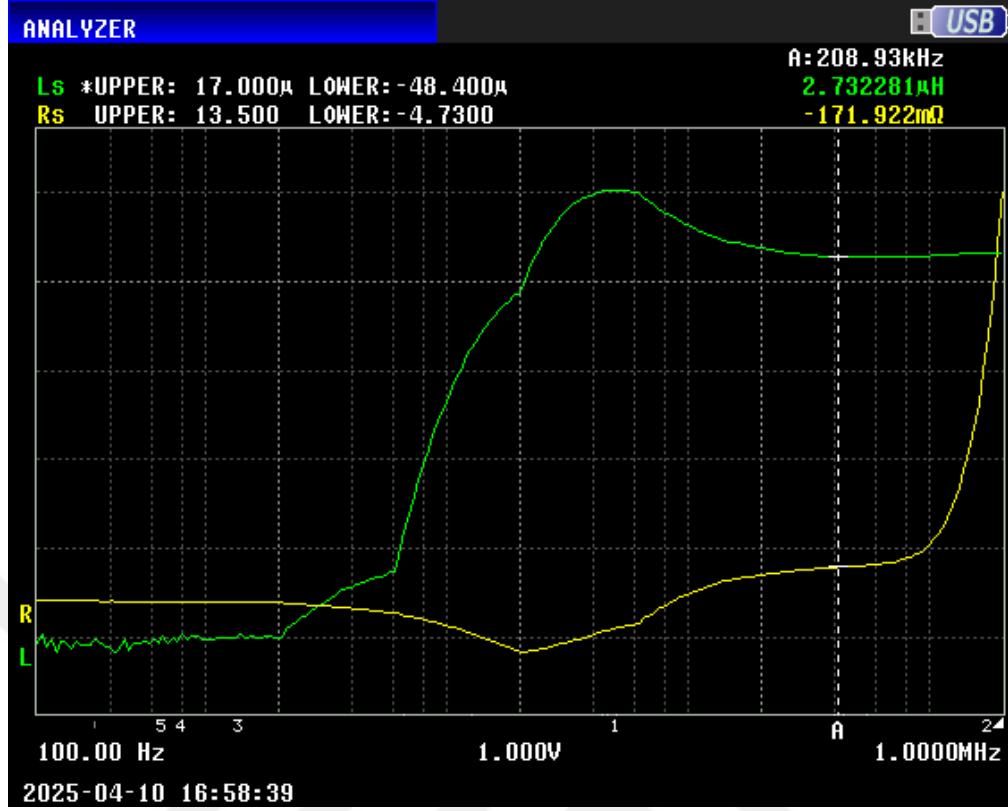


Şekil 4.1: Cosmo Ferrit CF139T4212C çekirdeği ile hazırlanan transformatör ($AL=2500nH$).

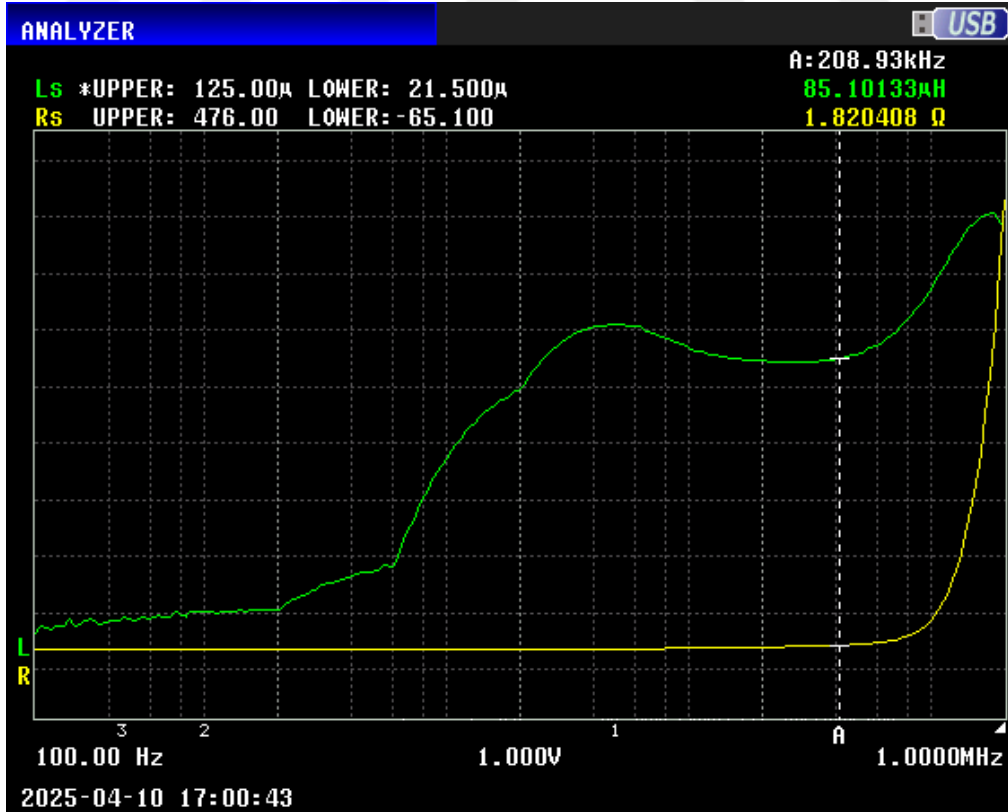
Tablo 4.1: Cosmo Ferrit CF139T4212C toroid çekirdeği ile hazırlanan transformatörün özellikleri.

Özellik	Sembol	Değer
Giriş gerilimi	V_{in}	+15V
Her bir ikincil sargının çıkış gerilimi	V_o	+20V/-5V
Birincil sargı adeti	-	1
İkincil sargı adeti	-	10
Sarım oranı	$N_p:N_s$	1:6
Birincil sargı tur sayısı	N_p	1
İkincil sargı tur sayısı	N_s	6
Birincil sargı tel kesiti	mm^2	0.2827
İkincil sargı tel kesiti	mm^2	0.2827
Birincil ve ikincil sargılar arası elektriksel izolasyon seviyesi	V_{pd}	30kV

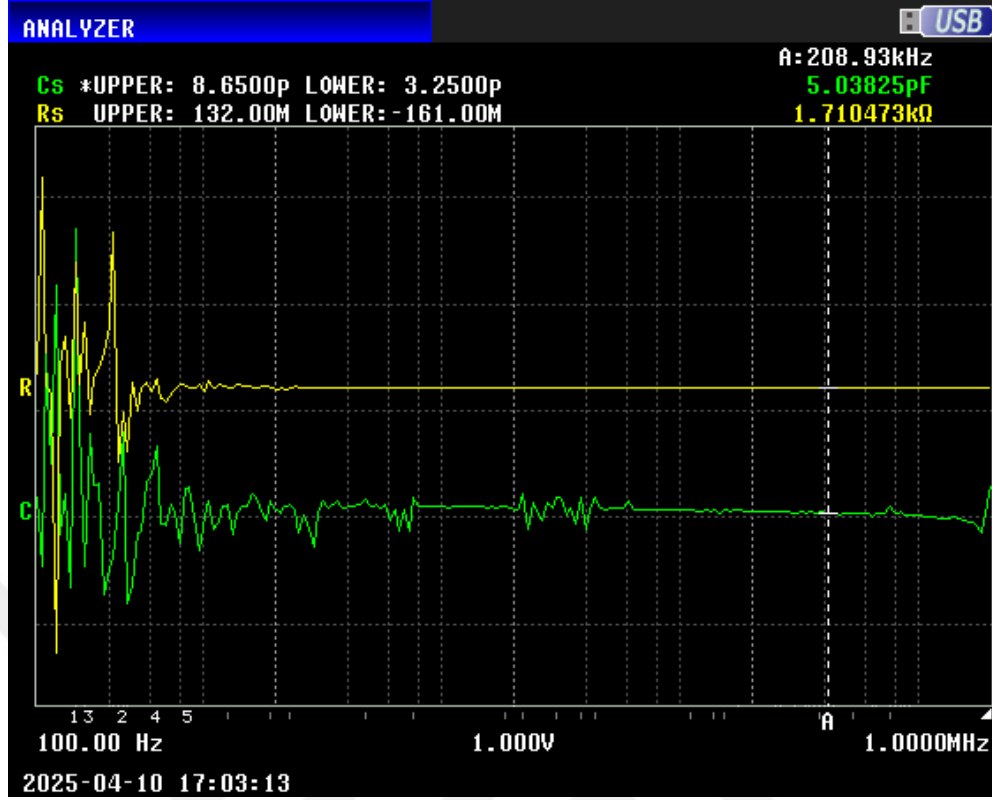
LCR metre ile frekansa göre yapılan ölçümler sonucunda birincil ve ikincil sargıların L_s - R_s değerleri sırasıyla Şekil 4.2 ve Şekil 4.3’de ve birincil sargı ile ikincil sargılar arasındaki kapasite değeri de Şekil 4.4’de görülmektedir.



Şekil 4.2: CF139T4212C çekirdekli transformatörün birincil sargı Ls-Rs ölçümü.



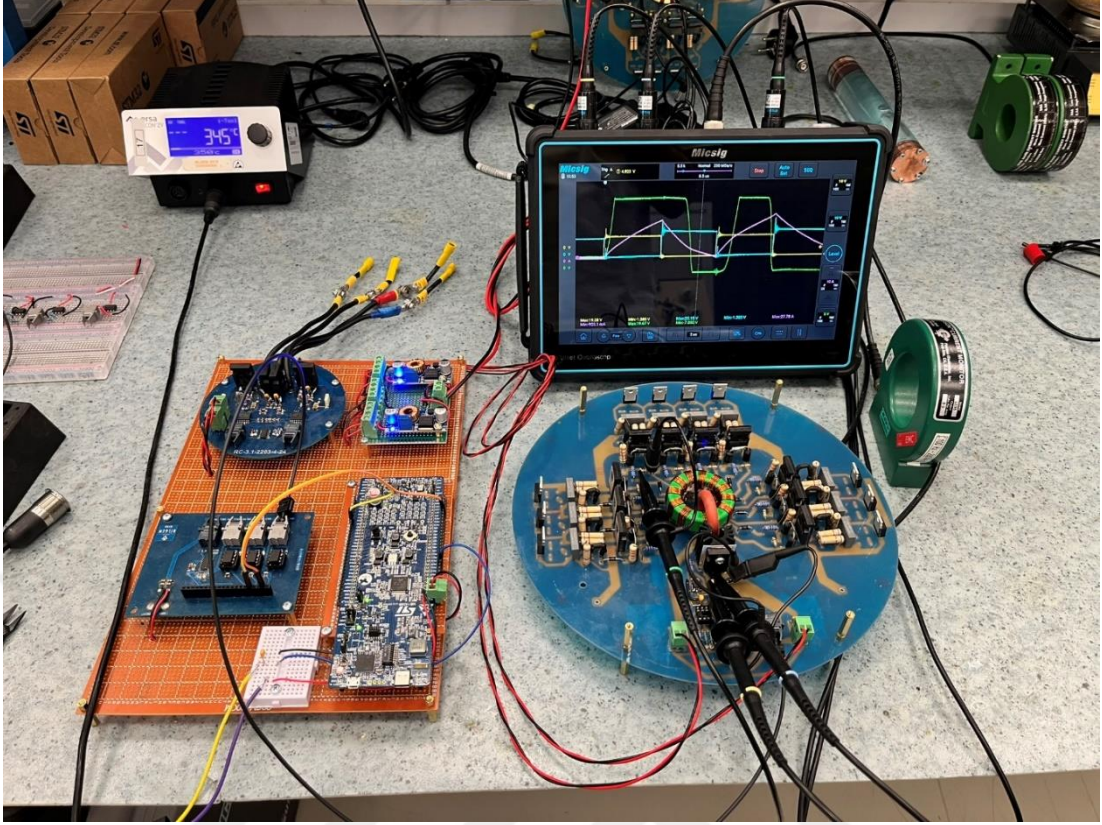
Şekil 4.3: CF139T4212C çekirdekli transformatörün ikincil sargılarının Ls-Rs ölçümü.



Şekil 4.4: CF139T4212C çekirdekli transformatörün birincil ve ikincil sargıları arası kapasite ölçümü.

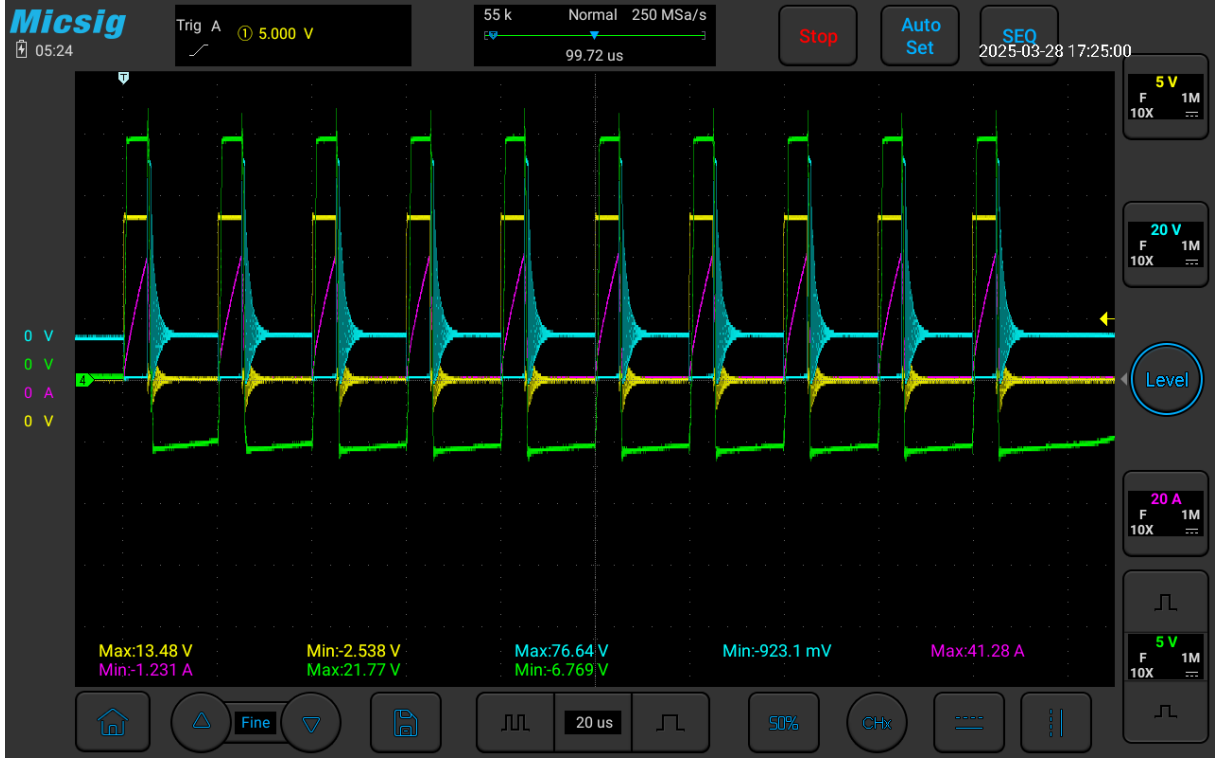
Cosmo Ferrit CF139T4212C toroid çekirdeği ile hazırlanan transformatörün kapı sinyallerinin zamanlama testleri yapılmıştır. İlgili test kurulumu Şekil 4.5’de görülmektedir. Masa üzerindeki test kurulumunda aşağıdaki bileşenler bulunmaktadır:

1. Kullanıcı kontrol arayüz platformu.
 - a. ST32G474E-DPOW geliştirme kartı.
 - b. Fiber optik verici modülü.
 - c. Hızlı şarj modülü (yüksek gerilim performans testlerinde yüksek gerilim kapasitörünü şarj etmek kullanılan bileşen).
 - d. Besleme modülü.
2. Yarıiletken yüksek gerilim anahtarı modülü.
3. Osiloskop, akım ve gerilim problemleri.

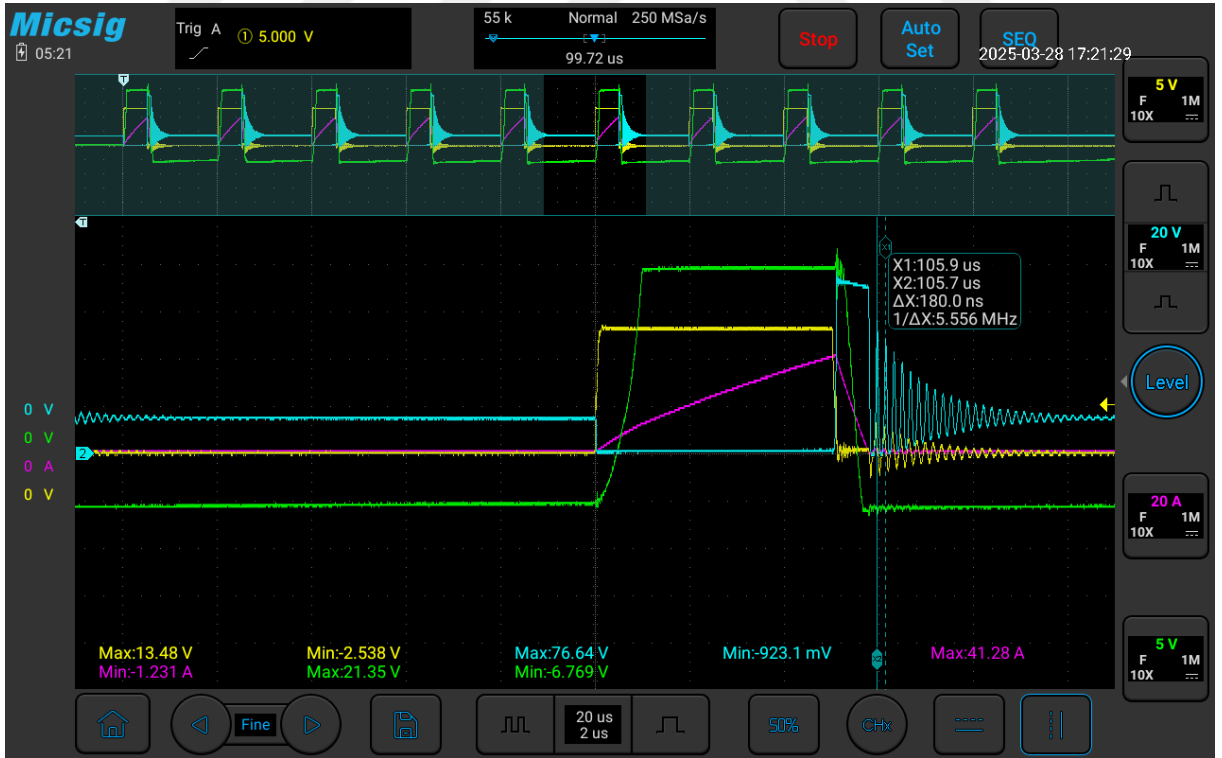


Şekil 4.5: Kapı sürücü transformatörü anahtarlama testinin masaüstü kurulumu.

Testlerde ilk olarak kapı sürücü devresi girişine Şekil 4.6’da verilen osiloskop ekranında görüldüğü gibi $5\mu s$ (200kHz) genişliğinde PRF değeri 1kHz olacak şekilde 10 adet anahtarlama sinyali uygulanmıştır. İlgili şekilde uygulanan sinyalin Q_s anahtarlama mosfetinin kapı terminalindeki dalga formu (sarı renkli) görülmektedir. Kapı sürücü transformatörünün birincil sargısına Q_s mosfeti tarafından 13V besleme gerilimi ile bu sinyal uygulanmıştır. Kapı sürücü devresinde sönümleyici devre elemanları bulunmadığı durumda transformatörünün birincil sargısındaki kaçak indüktans ve mosfetin çıkış kapasitesi nedeniyle Q_s mosfeti üzerinde iletme ve kesime girme zamanlarında salınımlar meydana gelmektedir. Bu salınımlar nedeniyle Q_s anahtarlama mosfeti üzerindeki gerilimin (mavi renkli) tepe değerinin Şekil 4.6’da görüldüğü üzere 76.64V seviyesine ulaştığı görülmektedir. Birincil ve ikincil sargılar birbirine manyetik olarak bağlı olduğu için meydana gelen bu salınımlar transformatörün ikincil sargısında elde edilen gerilimde de (yeşil renkli) salınım ve bozulmalar meydana getirmektedir. Eğri zaman ekseninde genişletildiğinde Şekil 4.7’de görüldüğü üzere salınım frekansı 5.556 MHz olarak ölçülmüştür.

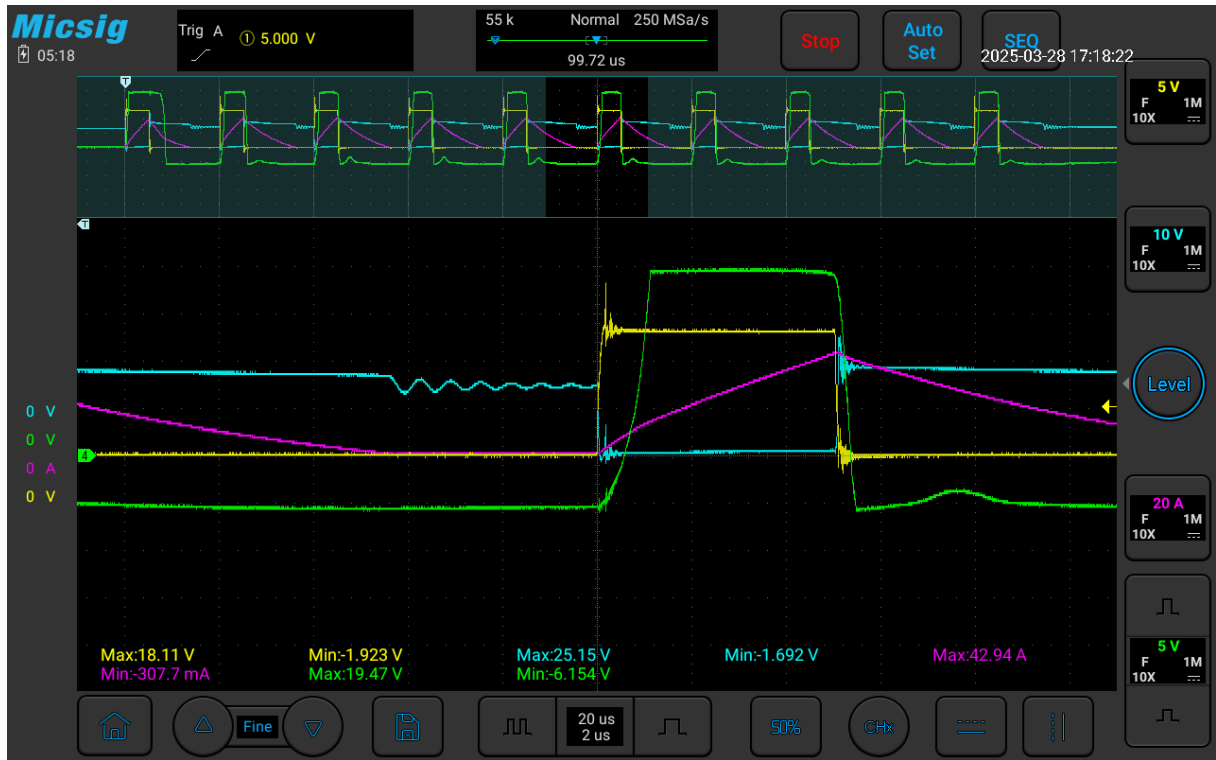


Şekil 4.6: Q_s mosfeti ile birincil sargının anahtarlanması sonucu elde edilen akım ve gerilim dalga formları.



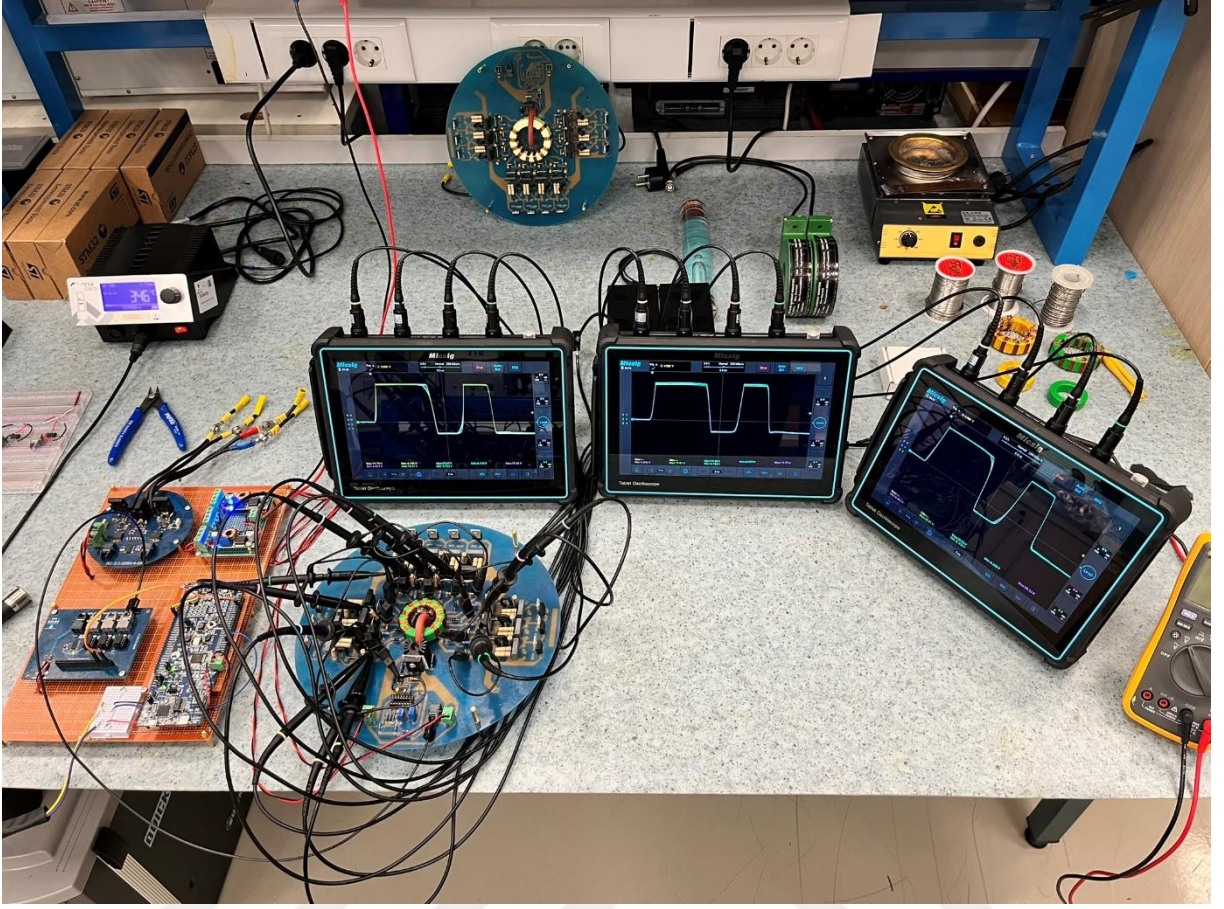
Şekil 4.7: Transformatörün kaçak indüktansı nedeniyle Q_s mosfeti üzerindeki gerilim salınımı.

Transformatörün birincil sargısı ve Q_s mosfetinin savak ve kaynak terminalleri arasına sönümleyici devre elemanları bağlanarak Şekil 4.8’de görüldüğü gibi salınımın tepe değeri azalmıştır. Bu iyileştirmeden sonra Q_s anahtarlama mosfetinin savak-kaynak terminalleri arasındaki gerilim (mavi renkli) ve üzerinden geçen akımın değişim eğrisi (mor renkli) ve bu sırada transformatörün ikincil sargılarında oluşan gerilimin nihai dalga formu (yeşil renkli) ilgili şekilde görülmektedir. Dalga formlarına bakıldığında Q_s mosfetinin kapı terminaline uygulanan anahtarlama sinyali (sarı renkli) ile ikincil sargısında oluşan sinyal arasındaki t_{PHL} ve t_{PLH} yayılım gecikmesi süreleri sırasıyla $0.8\mu s$ ve $0.4\mu s$ olduğu görülmektedir.



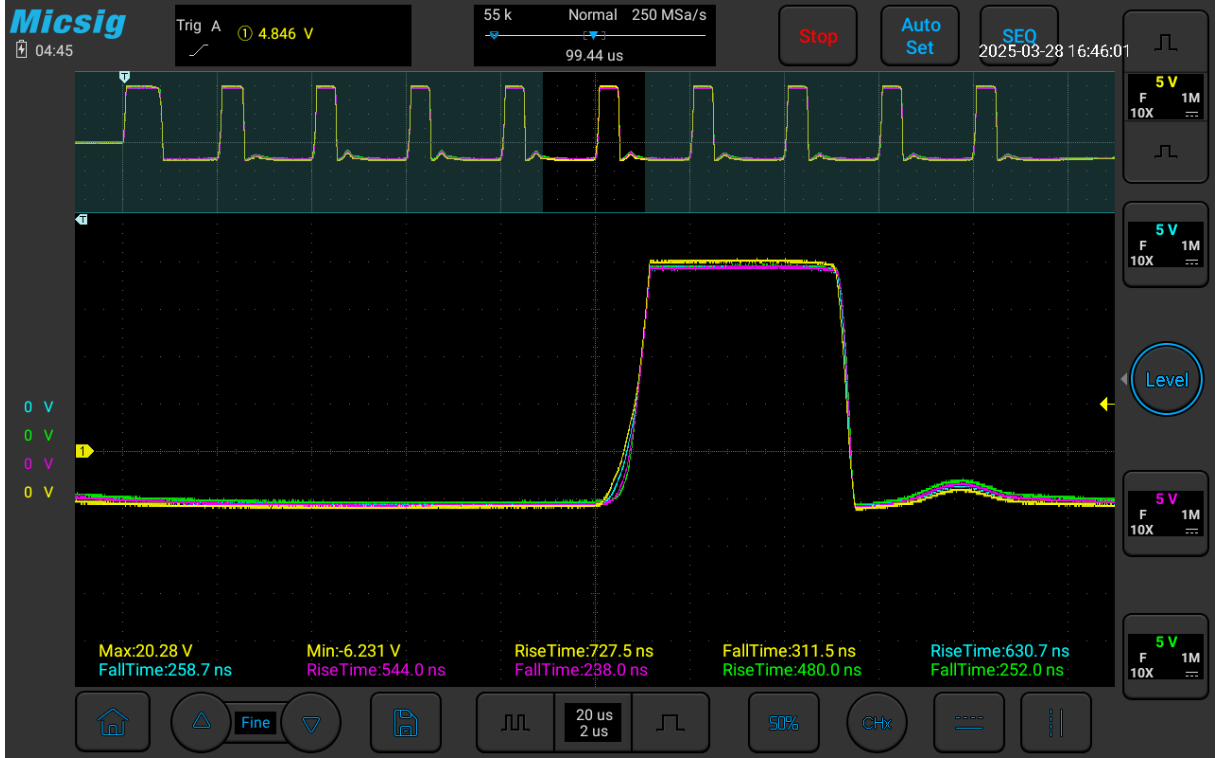
Şekil 4.8: Sönümleyici devre elemanları bağlandıktan sonra elde edilen dalga formları.

Testin ikinci kısmında seri bağlı SiC-MOSFET’lerin anahtarlama sinyallerinin yükselme ve düşme zamanları gözlemlenmiştir. Bunun için Şekil 4.9’da görüldüğü gibi bir ölçüm düzeneği hazırlanmıştır. Osiloskopun kanal adedinin kısıtlı olması nedeniyle aynı osikoloskoptan üç adet kullanılarak ölçümler tek seferde alınmıştır. Osiloskoplar arası tetikleme zamanı senkronizasyonun sağlanması için her bir osiloskopun birinci kanalı 1 nolu mosfete giden sargı uçlarına bağlanarak tetik sinyali buradan alınmıştır.

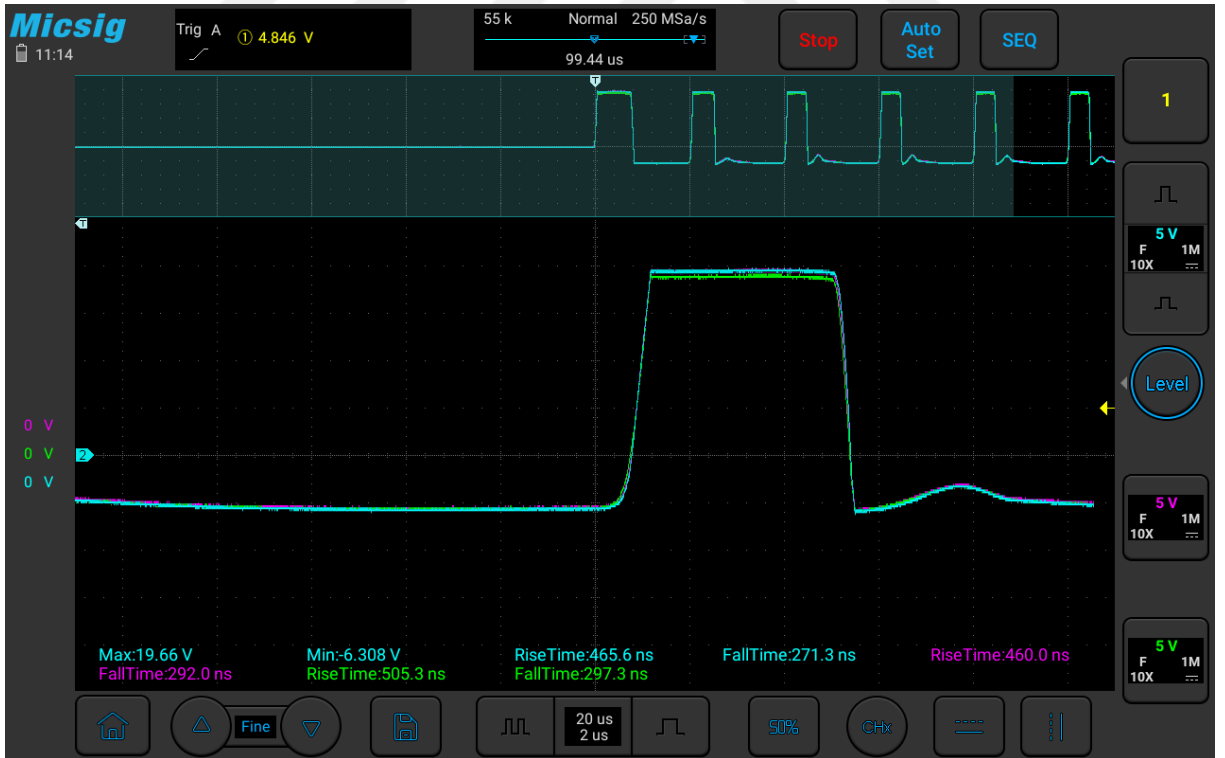


Şekil 4.9: İkincil sargı gerilimlerinin ölçümü için hazırlanan masaüstü devre kurulumu.

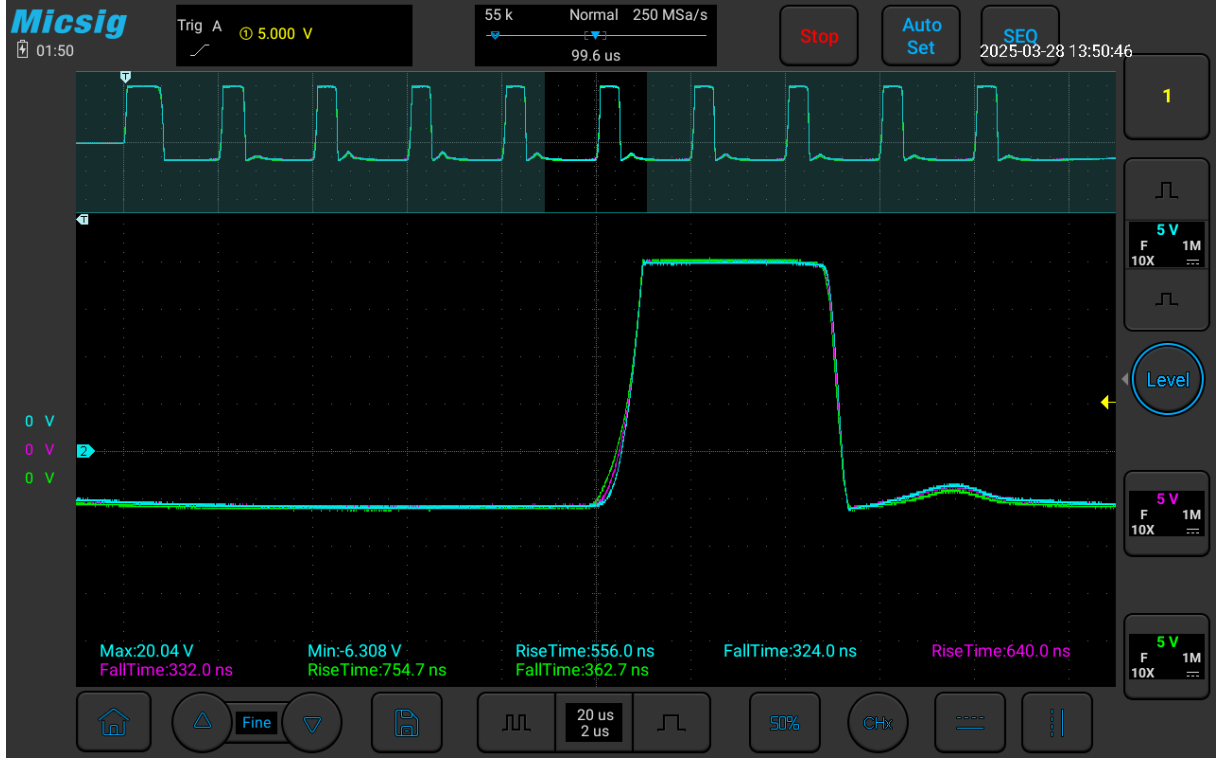
Test sonunda numaraları modülün sol tarafından başlamak kaydıyla birbirine seri bağlı 10 adet mosfetten 1, 2, 3 ve 4 nolu mosfetlerin kapı gerilimlerinin yükselme ve düşme zamanları osiloskopun kanal numarasıyla sıralı olarak Şekil 4.10'da, 5, 6 ve 7 nolu mosfetler için Şekil 4.11'de, 8, 9 ve 10 nolu mosfetler için Şekil 4.12'de görülmektedir.



Şekil 4.10: 1, 2, 3 ve 4 nolu mosfetin kapı gerilimlerinin yükselme ve düşme zamanları.

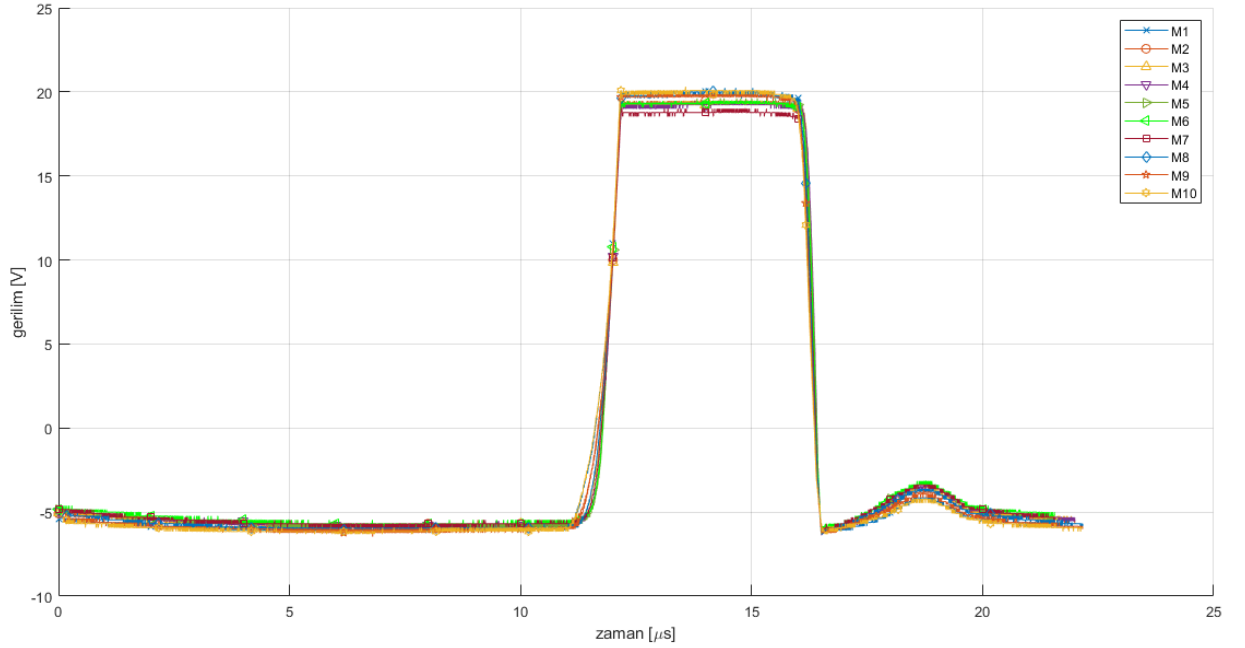


Şekil 4.11: 5, 6 ve 7 nolu mosfetin kapı gerilimlerinin yükselme ve düşme zamanları.



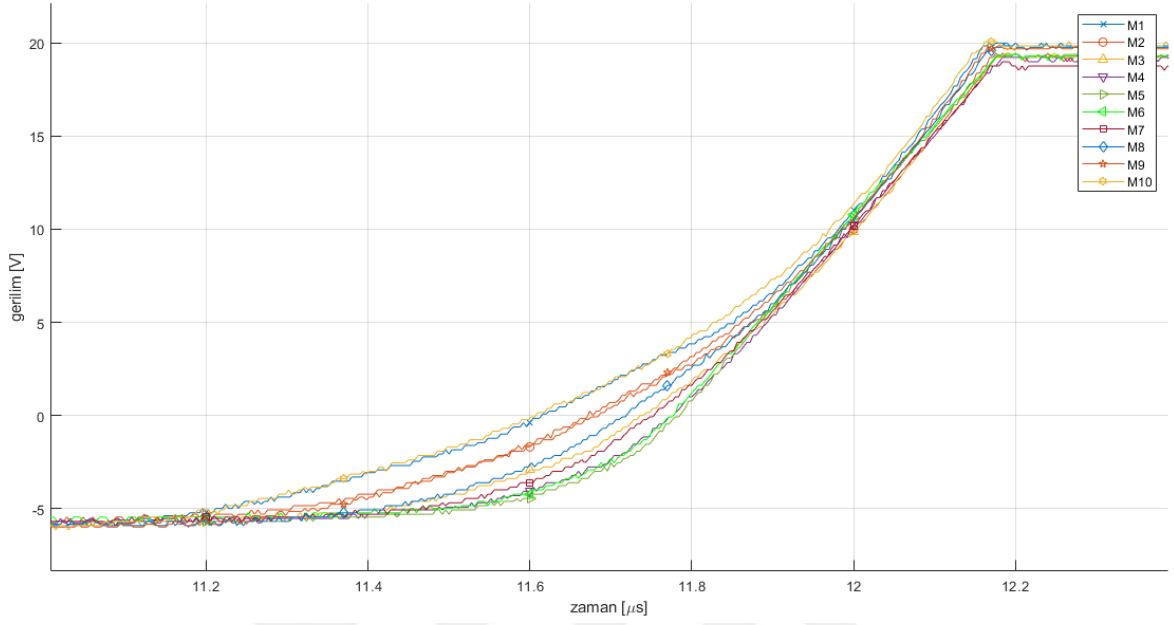
Şekil 4.12: 8, 9 ve 10 nolu mosfetin kapı gerilimlerinin yükselme ve düşme zamanları.

Ölçümlerde alınan veriler MATLAB’da üst üste eklenip görselleştirilerek modüldeki 10 adet SiC-MOSFET’in her birine etkiyen kapı sinyalleri Şekil 4.13’de verilmiştir.

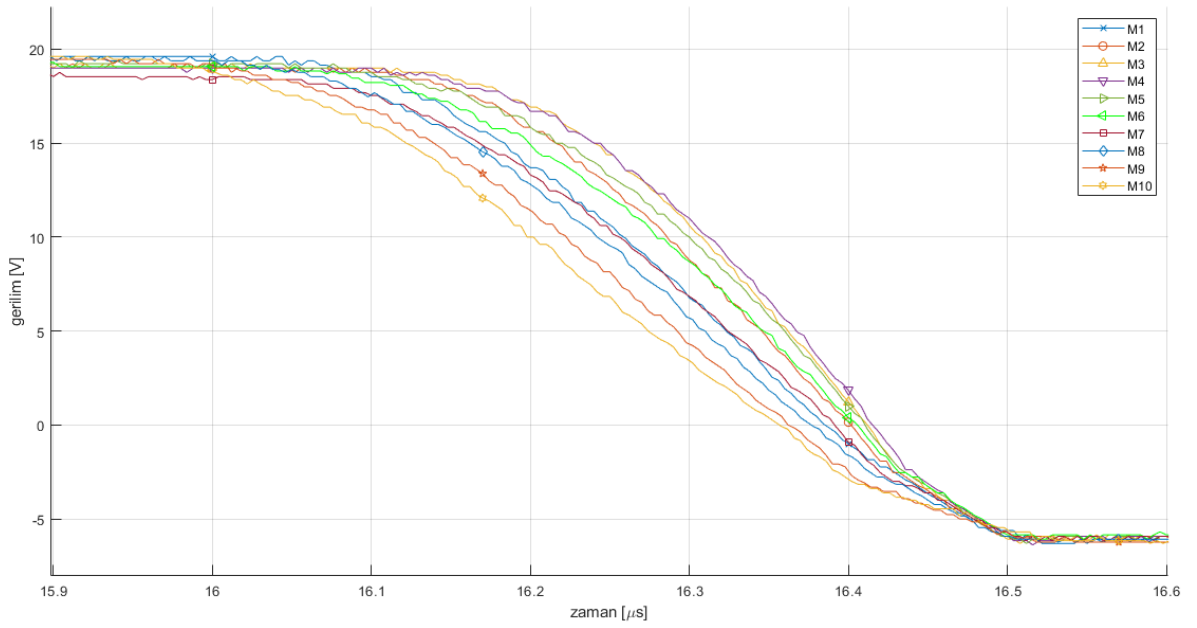


Şekil 4.13: SiC-MOSFET’lerin kapı terminallerine etkiyen ikincil sargı gerilimleri.

Yükselme ve düşme zamanlarının yakınlıştırılmış dalga formları ise sırasıyla Şekil 4.14 ve Şekil 4.15’de verilmiştir.



Şekil 4.14: Kapı gerilimlerinin yükselme zamanları.



Şekil 4.15: Kapı gerilimlerinin düşme zamanları.

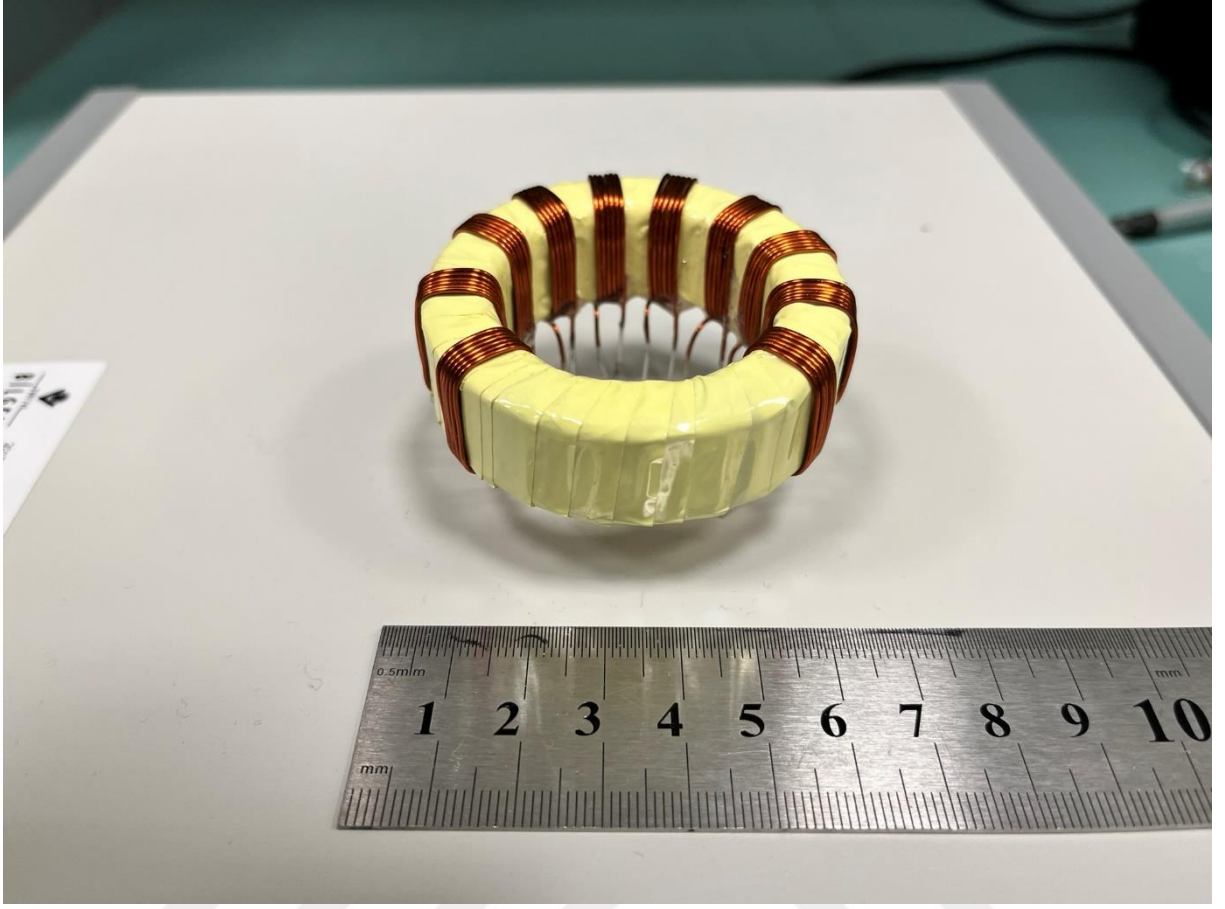
Ölçümler sonucunda elde edilen mosfetlerin kapı gerilimlerinin yükselme ve düşme zamanları Tablo 4.2’de görülmektedir.

Tablo 4.2: Kapı gerilimlerinin yükselme ve düşme zamanları (CF139T4212C toroid çekirdeği).

MOSFET NO	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Yükselme zamanı(ns)	727.5	630.7	544.0	480.0	465.6	460.0	505.3	556.0	640.0	754.7
Düşme zamanı(ns)	311.5	258.7	238.0	252.0	271.3	292.0	297.3	324.0	332.0	362.7
Ortalama yükselme zamanı (ns)	576.38									
Ortalama düşme zamanı (ns)	293.95									
Yükselme zamanları standart sapması (ns)	107.11									
Düşme zamanları standart sapması (ns)	39.50									

4.1.2. Cosmo Ferrit CF139T5818C Çekirdeği İle Yapılan Anahtarlama Testleri

Transformatörün sargıları arasında daha iyi kuplaj kabiliyeti sağlamak ve kaçak indüktansı azaltmak için bifilar sargı tekniği bazı uygulamalarda kullanılan bir yöntemdir. Fakat sargıların bir ucu her bir SiC-MOSFET'in kaynak terminaliyle elektriksel olarak bağlıdır. Birinci kat ile son katlara doğru gerilim potansiyeli farkı 10-12kV mertebelerinde olacağından fakat kullanılan emaye telin gerilim dayanımı da bu seviyelerin altında olduğundan izolasyonun delinip sargılar arasında gerilim atlama olasılığı doğmaktadır. Bu yüzden transformatör sarımında bifilar sargı tekniği kullanılamamıştır. Çalışma sırasında oluşan kaçak indüktans ve kaçak kapasitansların azaltılması için bir çözüm yolu sargılar arası mesafenin artırılmasıdır. Bu hedefle daha büyük bir toroid çekirdek olarak Cosmo Ferrit'in CF139T5818 ürünü kullanılmıştır. Bu çekirdek ile Şekil 4.16'da görülen yeni bir kapı transformatörü hazırlanmıştır. Sarımdan önce çekirdeğin üzerinden transformatör izolasyon bandı ve kapton bant sarılarak çekirdek ile sargılar arası gerilim izolasyonunun artırılması amaçlanmıştır. Bu çekirdek ile hazırlanan transformatör ile ilgili özellikler Tablo 4.3'de verilmiştir.

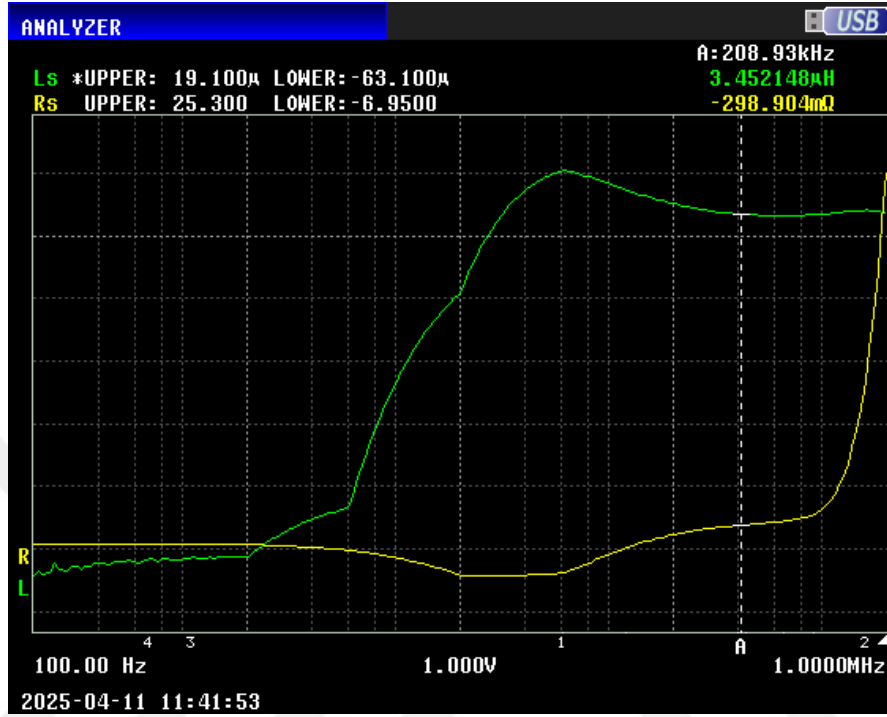


Şekil 4.16: Cosmo Ferrit'in CF139T5818C toroid çekirdeği ile hazırlanan transformatör (AL=2500nH).

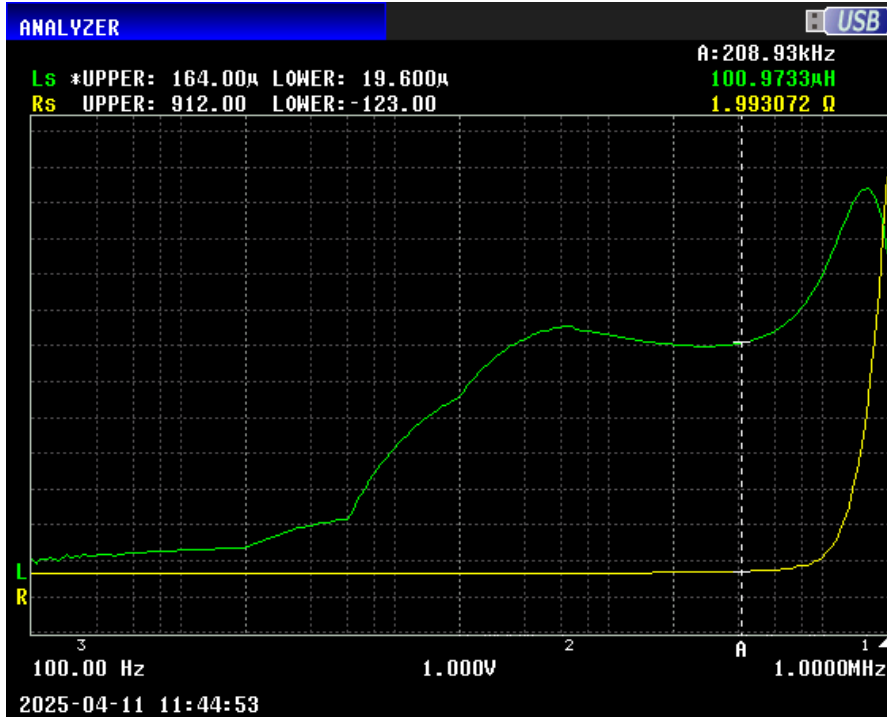
Tablo 4.3: Cosmo Ferrit CF139T5818C toroid çekirdeği ile hazırlanan transformatörün özellikleri.

Özellik	Sembol	Değer
Giriş gerilimi	V_{in}	+15V
Her bir ikincil sargının çıkış gerilimi	V_o	+20V/-5V
Birincil sargı adeti	-	1
İkinci sargı adeti	-	10
Sarım oranı	$N_p:N_s$	1:6
Birincil sargı tur sayısı	N_p	1
İkincil sargı tur sayısı	N_s	6
Birincil sargı tel kesiti	mm^2	0.2827
İkincil sargı tel kesiti	mm^2	0.2827
Birincil ve ikincil sargılar arası elektriksel izolasyon seviyesi	V_{pd}	30kV

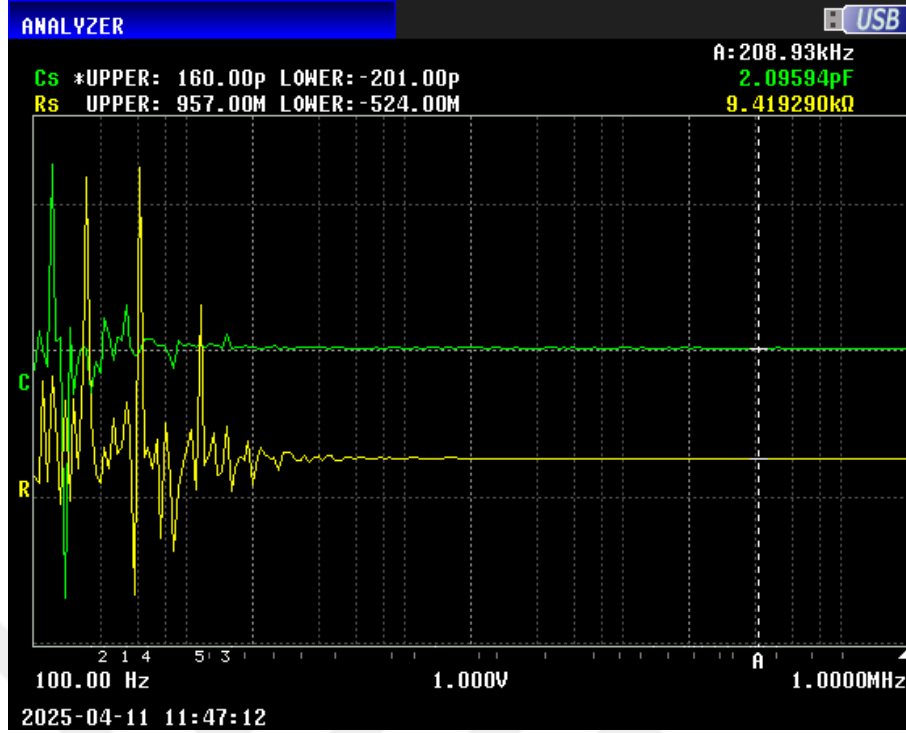
Bu transformatör için de LCR metre ile frekansa göre yapılan ölçümler sonucunda birincil ve ikincil sargıların L_s - R_s değerleri sırasıyla Şekil 4.17 ve Şekil 4.18'de ve birincil sargı ile ikincil sargılar arasındaki kapasite değeri de Şekil 4.19'da görülmektedir.



Şekil 4.17: CF139T5818C çekirdekli transformatörün birincil sargı L_s - R_s ölçümü.

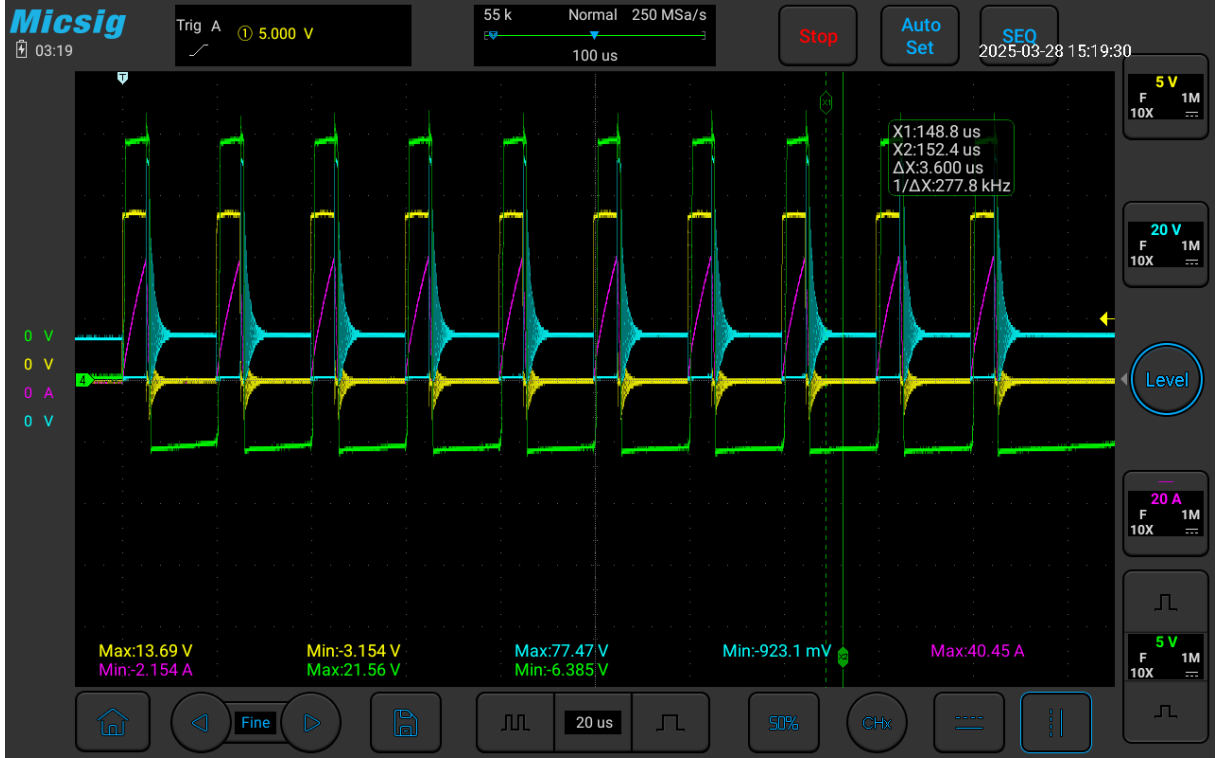


Şekil 4.18: CF139T5818C çekirdekli transformatörün ikincil sargılarının L_s - R_s ölçümü.

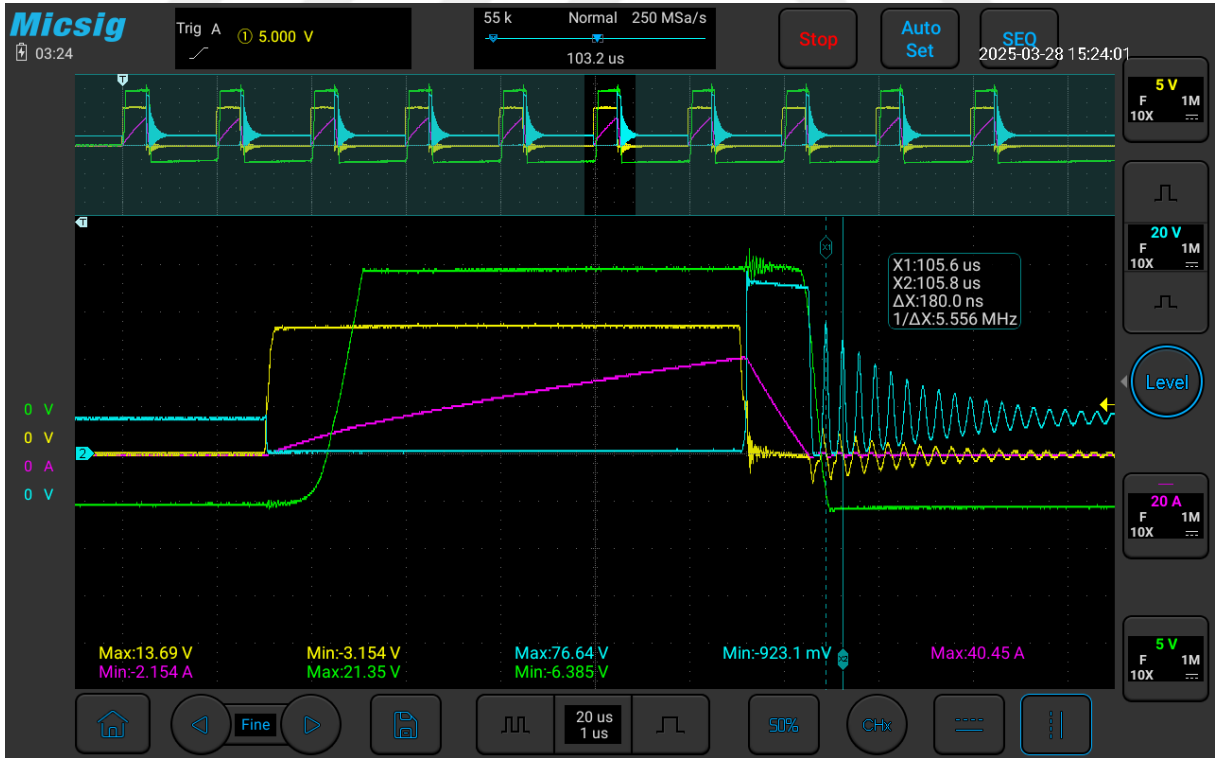


Şekil 4.19: CF139T5818C çekirdekli transformatörün birincil ve ikincil sargılar arası kapasite ölçümü.

Cosmo Ferrit CF139T5818C toroid çekirdeği ile hazırlanan transformatörün kapı sinyallerinin zamanlama testleri CF139T5818C toroid çekirdeği için kullanılan aynı test kurulumu ile yapılmıştır. Testlerde ilk olarak kapı sürücü devresi girişine Şekil 4.6’da verilen osiloskop ekranında görüldüğü gibi $5\mu s$ (200kHz) genişliğinde PRF değeri 1kHz olacak şekilde 10 adet anahtarlama sinyali uygulanmıştır. Şekil 4.20’de uygulanan sinyalin Q_s anahtarlama mosfetinin kapı terminalindeki dalga formu (sarı renkli) görülmektedir. Kapı sürücü transformatörünün birincil sargısına Q_s mosfeti tarafından 13V besleme gerilimi ile bu sinyal uygulanmıştır. Kapı sürücü devresinde sönmüleyici devre elemanları bulunmadığı durumda transformatörün birincil sargısındaki kaçak indüktans ve mosfetin çıkış kapasitesi nedeniyle Q_s mosfetinin iletme ve kesime girme zamanlarında üzerinde salınımlar meydana gelmektedir. Bu salınımlar nedeniyle Q_s anahtarlama mosfeti üzerindeki gerilimin (mavi renkli) tepe değerinin 76.64V’a ulaştığı görülmektedir. Birincil ve ikincil sargılar birbirine manyetik olarak bağlı olduğu için meydana gelen bu salınımlar transformatörün ikincil sargısında elde edilen gerilimde de (yeşil renkli) salınım ve bozulmalar meydana getirmektedir. Eğri zaman ekseninde genişletildiğinde Şekil 4.21’de görüldüğü üzere salınım frekansı önceki testlerde olduğu gibi 5.556 MHz olarak ölçülmüştür.

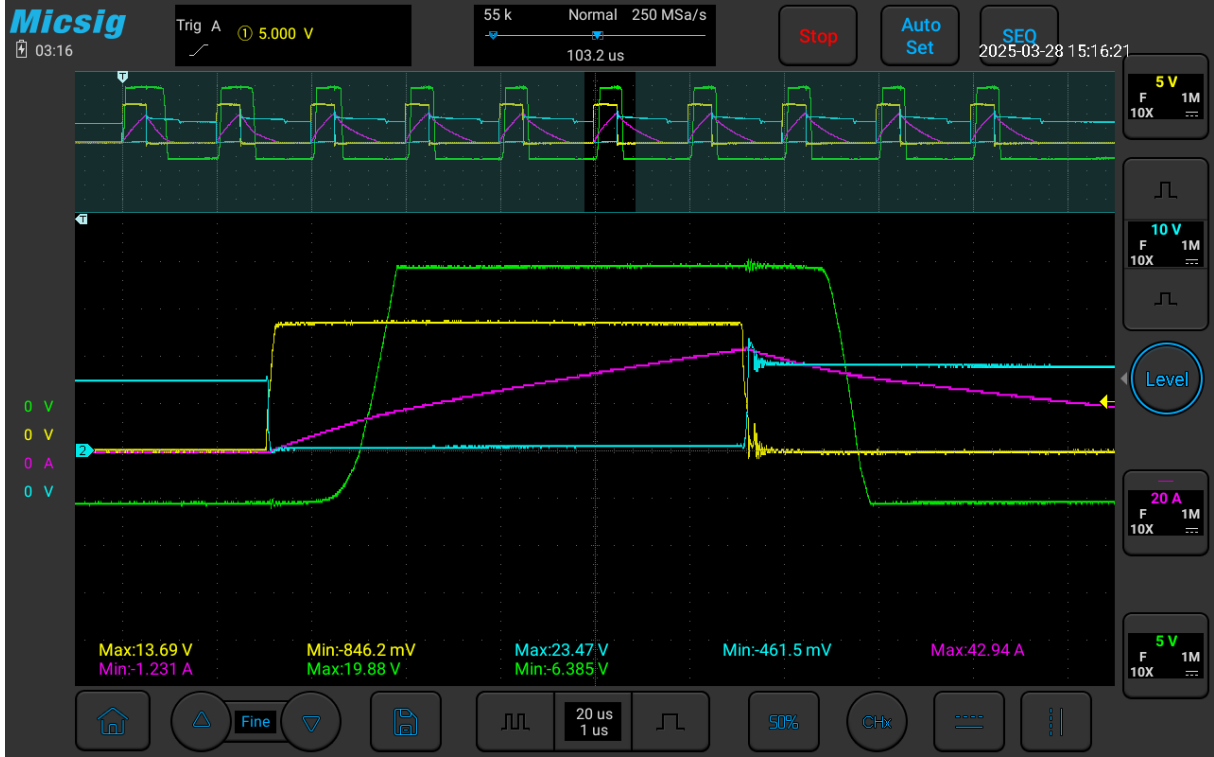


Şekil 4.20: Q_5 mosfeti ile birincil sargının anahtarlanması sonucu elde edilen akım ve gerilim dalga formları.



Şekil 4.21: Transformatörün kaçak indüktansı nedeniyle Q_5 mosfeti üzerindeki gerilim salınımı.

Transformatörün birincil sargısı ve Q_s mosfetinin savak ve kaynak terminalleri arasına sönümleyici devre elemanları bağlanarak Şekil 4.22’de görüldüğü gibi salınımlar giderilmiştir.



Şekil 4.22: Sönümleyici devre elemanları bağlandıktan sonra elde edilen dalga formları.

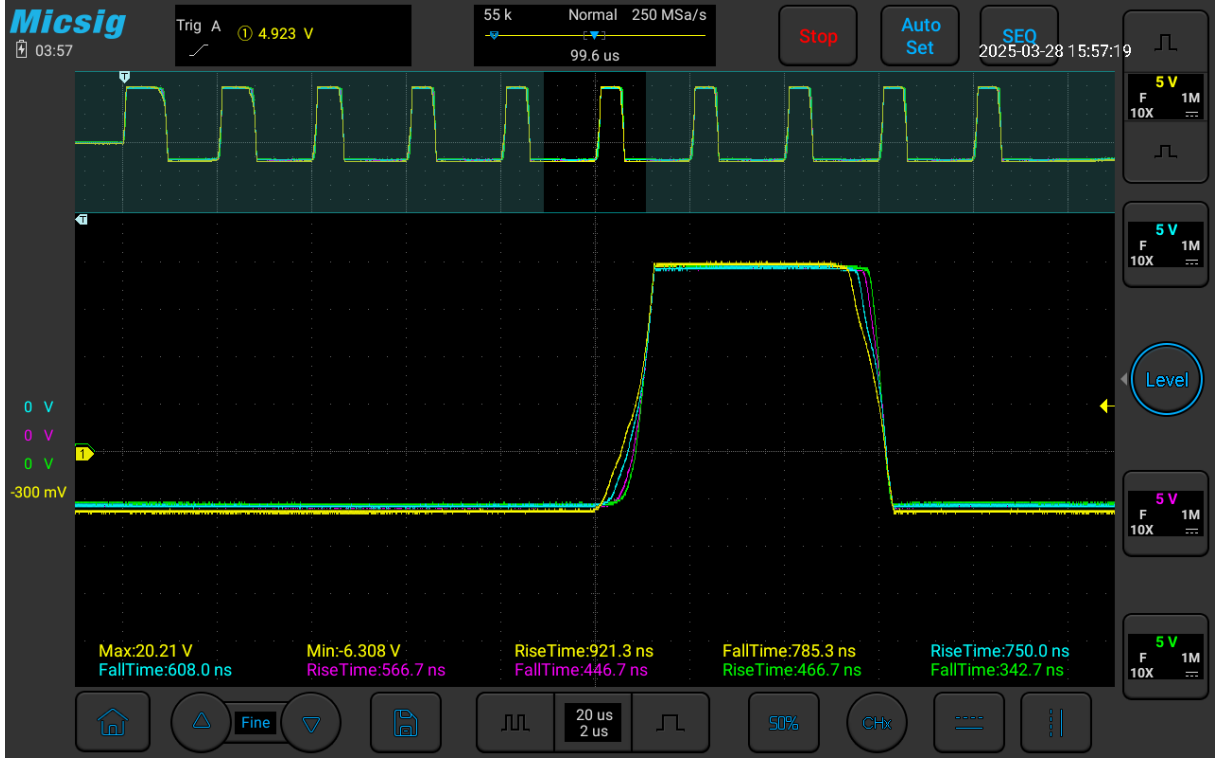
Meydana gelen salınımlar giderildikten sonra Q_s anahtarlama mosfetinin savak-kaynak terminalleri arasındaki gerilim (mavi renkli) ve üzerinden geçen akımın değişim eğrisi (mor renkli) ve bu sırada transformatörün ikincil sargısında oluşan gerilimin nihai dalga formu (yeşil renkli) ilgili şekilde görülmektedir. Dalga formlarına bakıldığında Q_s anahtarlama mosfetinin kapı terminaline uygulanan anahtarlama sinyali (sarı renkli) ile ikincil sargısında oluşan oluşan sinyal arasındaki t_{PHL} ve t_{PLH} yayılım gecikmesi süreleri sırasıyla $1.05\mu s$ ve $1.1\mu s$ olduğu görülmektedir.

Testin kalan kısmında seri bağlı SiC-MOSFET’lerin anahtarlama sinyallerinin yükselme ve düşme zamanları gözlemlenmiştir. Bunun için önceki testlerde kullanılan Şekil 4.23’de görülen ölçüm düzeneği kullanılmıştır. Osiloskopun kanal adedinin kısıtlı olması nedeniyle aynı osiloskoptan üç adet kullanılarak ölçümler tek seferde alınmıştır. Osiloskoplar arası tetikleme zamanı senkronizasyonun sağlanması için her bir osiloskopun birinci kanalı 1 nolu mosfete giden sargı uçlarına bağlanarak tetik sinyali buradan alınmıştır.

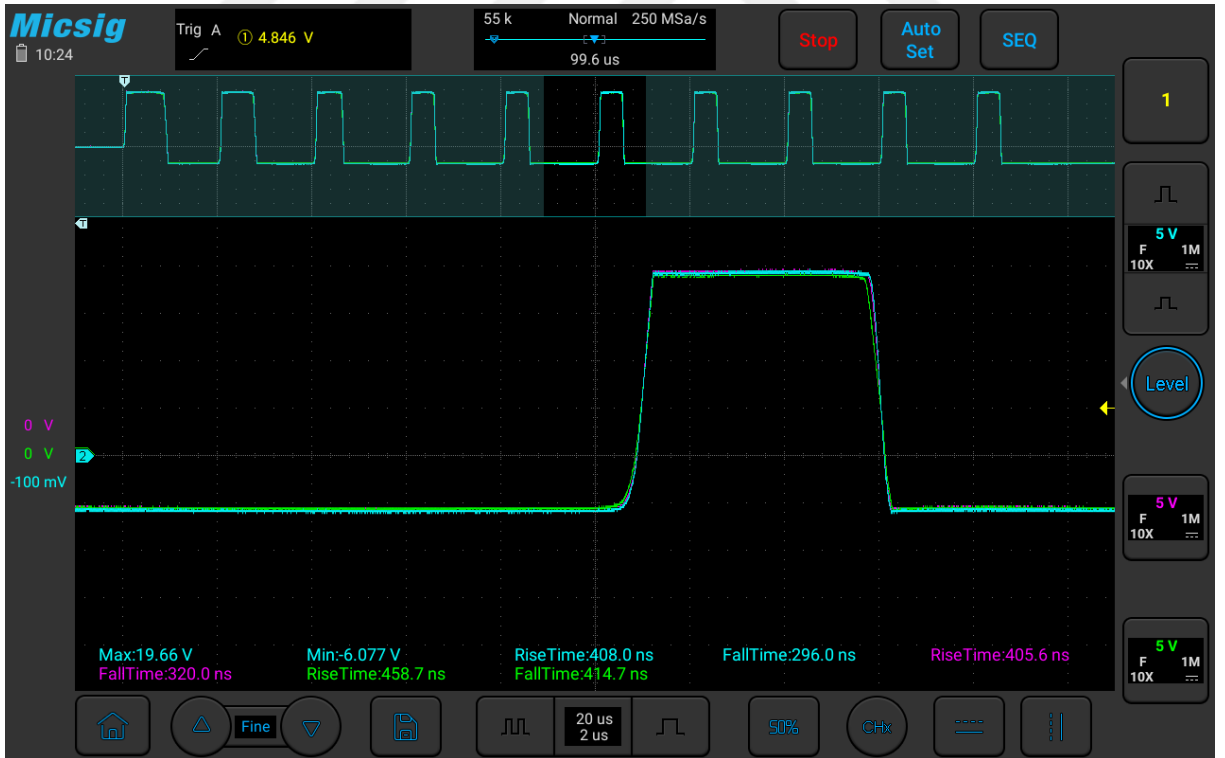


Şekil 4.23: İkincil sargı gerilimlerinin ölçümü için hazırlanan masaüstü devre kurulumu.

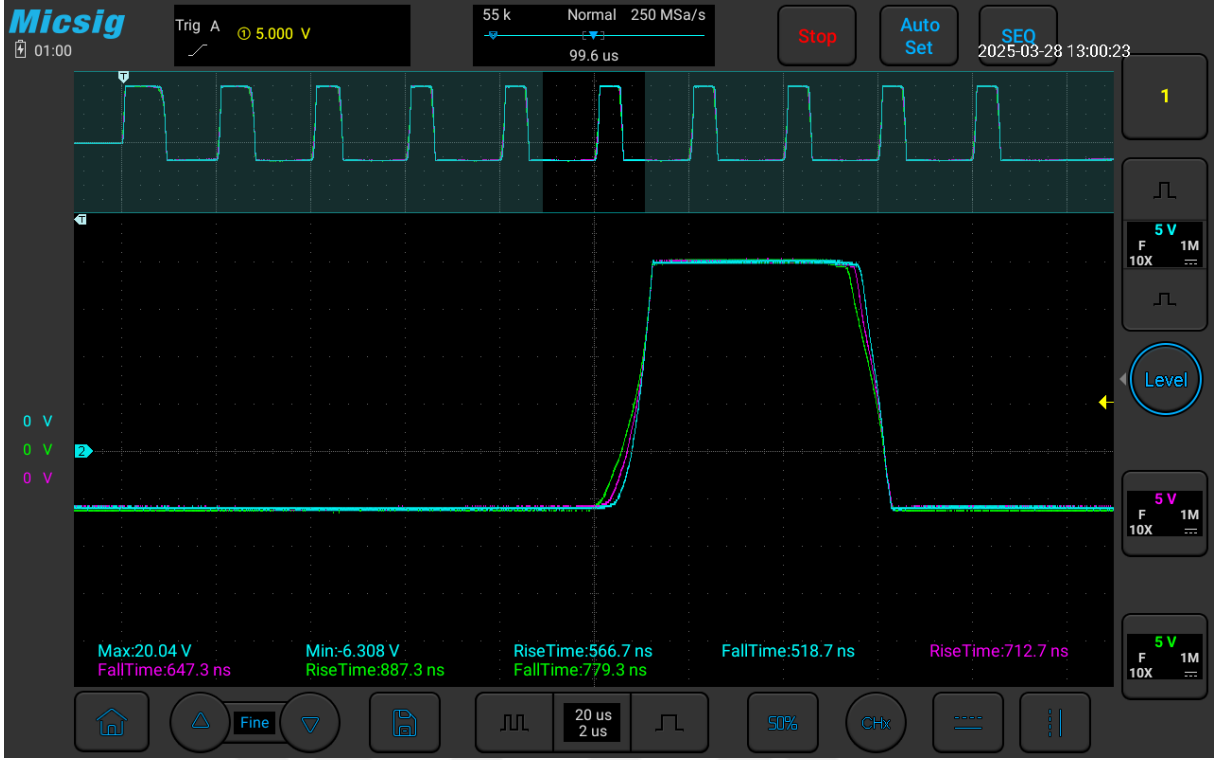
Ölçüm sonunda numaraları modülün sol tarafından başlamak kaydıyla birbirine seri bağlı 10 adet mosfetten 1, 2, 3 ve 4 nolu mosfetlerin kapı gerilimlerinin yükselme ve düşme zamanları osiloskopun kanal numarasıyla sıralı olarak Şekil 4.24’de, 5, 6 ve 7 nolu mosfetler için Şekil 4.25’de, 8, 9 ve 10 nolu mosfetler için Şekil 4.26’da görülmektedir.



Şekil 4.24: 1, 2, 3 ve 4 nolu mosfetin kapı gerilimlerinin yükselme zamanları.

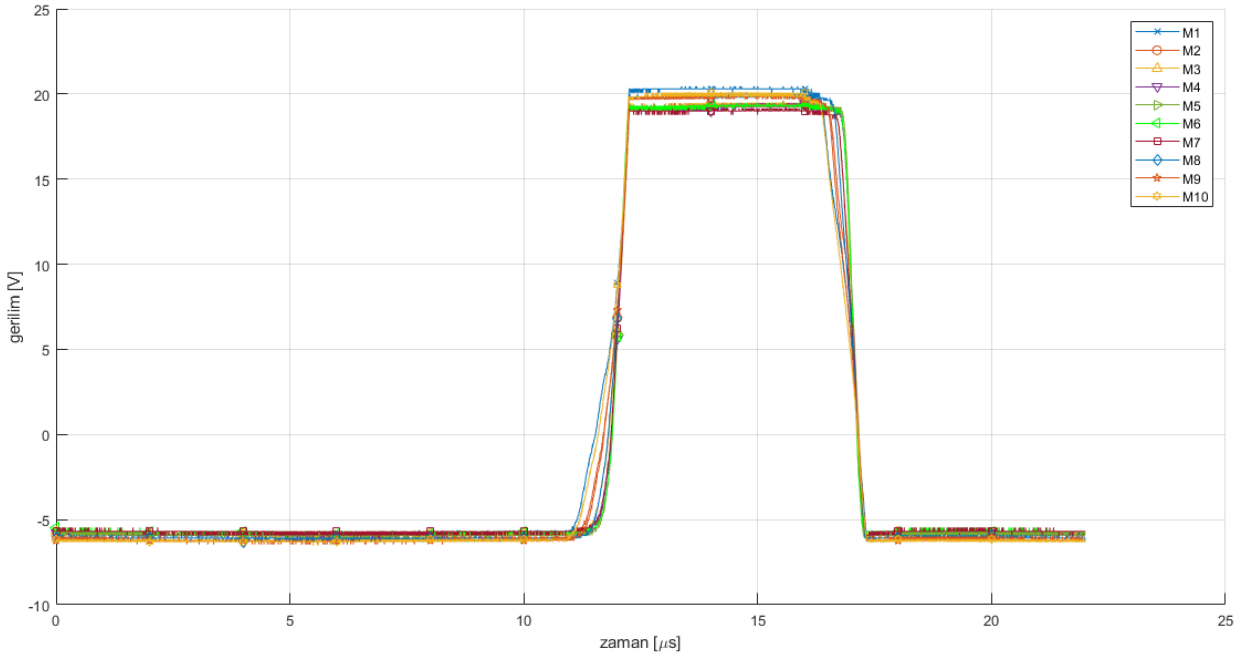


Şekil 4.25: 5, 6 ve 7 nolu mosfetin kapı gerilimlerinin yükselme zamanları.



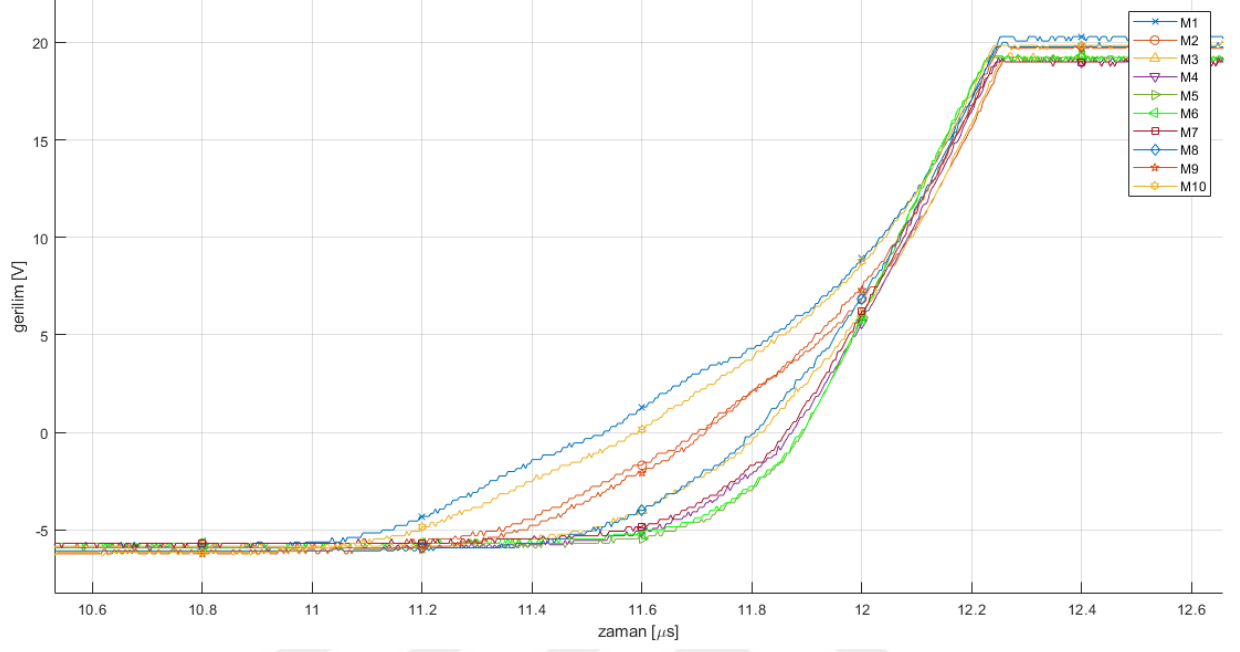
Şekil 4.26: 8, 9 ve 10 nolu mosfetin kapı gerilimlerinin yükselme zamanları.

Ölçümlerde alınan verilen MATLAB’da üst üste eklenip görselleştirilerek modüldeki 10 adet SiC-MOSFET’e etkiyen kapı sinyalleri Şekil 4.27’de verilmiştir.

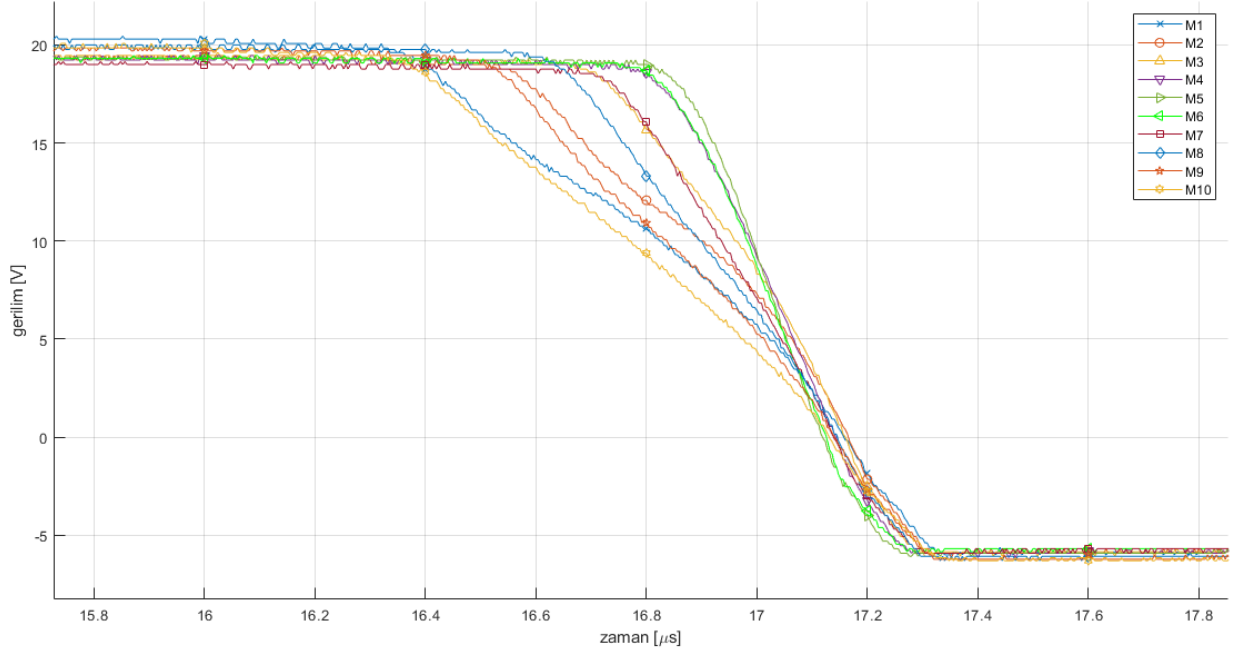


Şekil 4.27: SiC-MOSFET’lerin kapı terminallerine etkiyen ikincil sargı gerilimleri.

Yükselme ve düşme zamanlarının yakınlaştırılmış dalga formları ise sırasıyla Şekil 4.28 ve Şekil 4.29'da verilmiştir.



Şekil 4.28: Kapı gerilimlerinin yükselme zamanları.



Şekil 4.29: Kapı gerilimlerinin düşme zamanları.

Ölçümler sonucunda elde edilen mosfetlerin kapı gerilimlerinin yükselme ve düşme zamanları Tablo 4.4’de görülmektedir.

Tablo 4.4: Kapı gerilimlerinin yükselme ve düşme zamanları (CF139T5818C toroid çekirdeği).

MOSFET	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Yükselme zamanı(ns)	921.3	750.0	566.7	466.7	408.0	405.6	458.7	566.7	712.7	887.3
Düşme zamanı(ns)	785.3	608.0	446.7	342.7	296.0	320.0	414.7	518.7	647.3	779.3
Ortalama yükselme zamanı (ns)	614.37									
Ortalama düşme zamanı (ns)	515.87									
Yükselme zamanları standart sapması (ns)	192.50									
Düşme zamanları standart sapması (ns)	182.41									

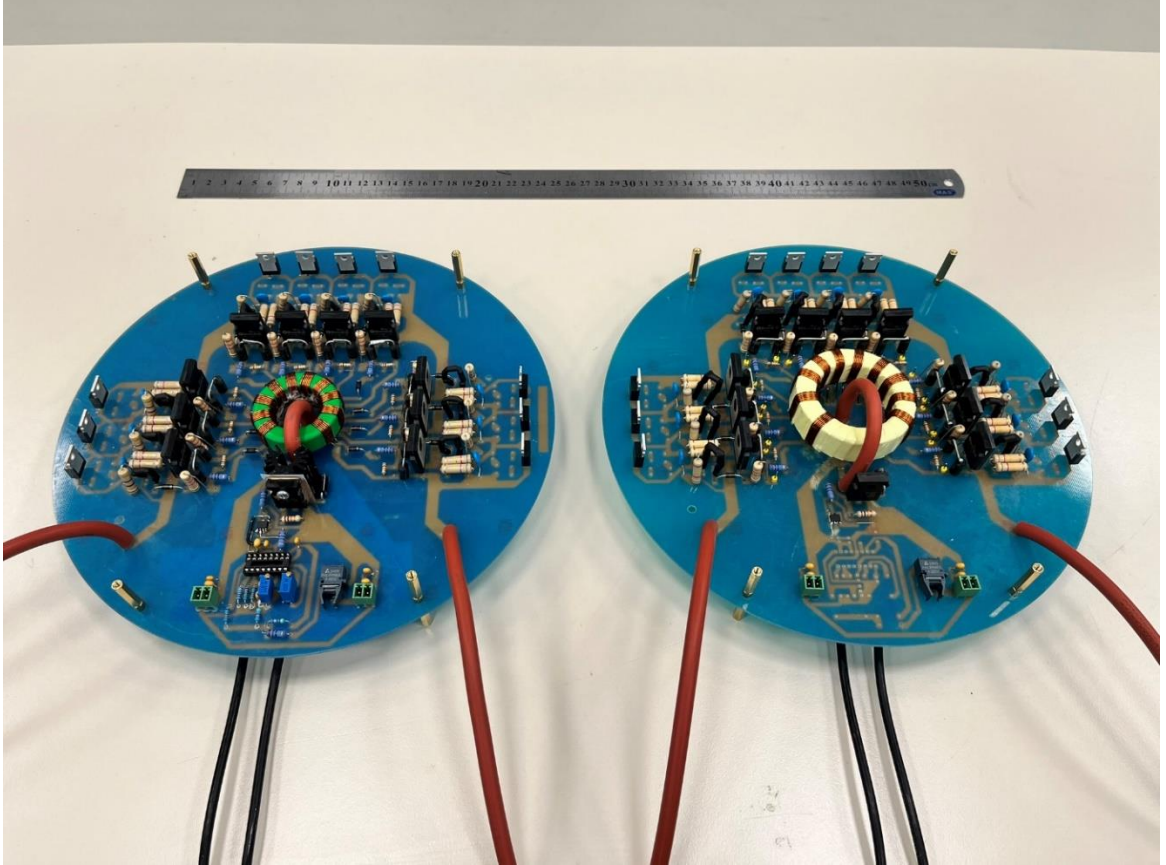
Üç transformatöre ait zaman gecikmeleri ise Tablo 4.5’de verilmiştir.

Tablo 4.5: Kullanılan transformatör çekirdeğine göre yükselme ve düşme zamanları.

TRANSFORMATÖR ÇEKİRDEĞİ	CF139T4212C	CF139T5818C
Ortalama yükselme zamanı (ns)	576.38	614.37
Ortalama düşme zamanı (ns)	293.95	515.87
Yükselme zamanları standart sapması (ns)	107.11	192.50
Düşme zamanları standart sapması (ns)	39.50	182.41

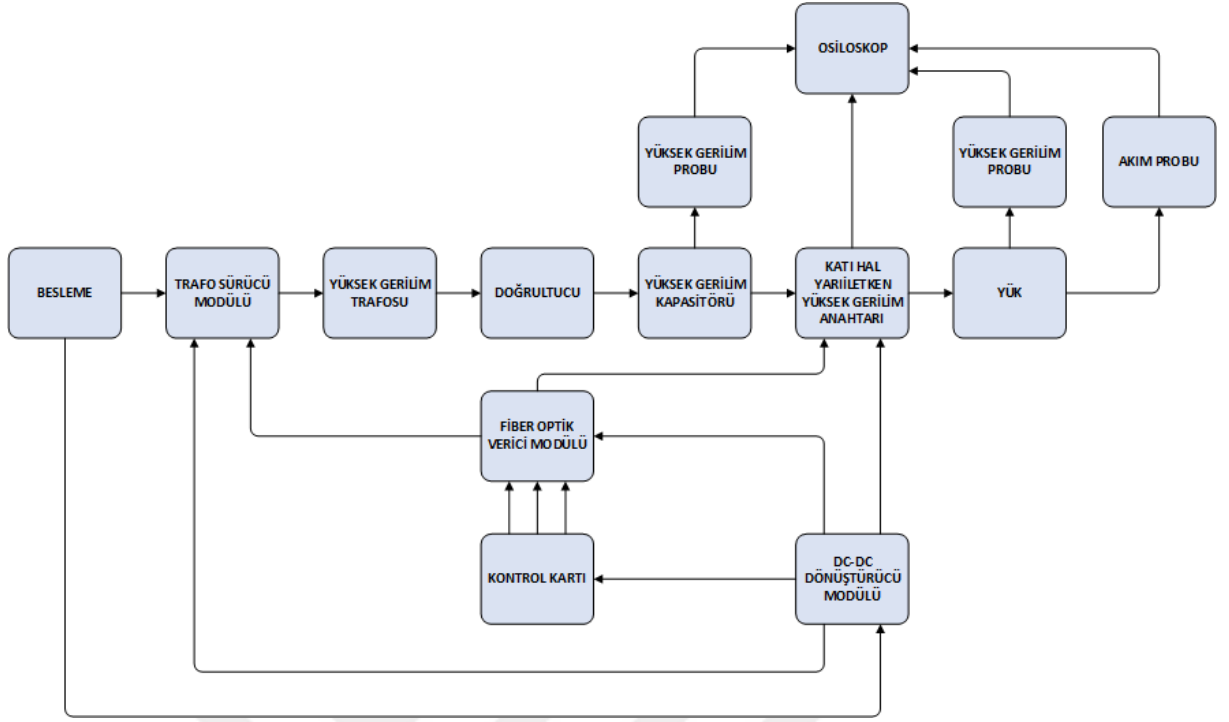
4.2. YÜKSEK GERİLİM ANAHTARLAMA TESTLERİ

Bu bölümde modülün yüksek gerilim anahtarlama performansını gözlemlemek için bir test platformu kurulmuştur. Tasarımı yapılan ve gerçekleştirilen katı hal yarıiletken yüksek gerilim anahtar modülleri Şekil 4.30’da görülmektedir.

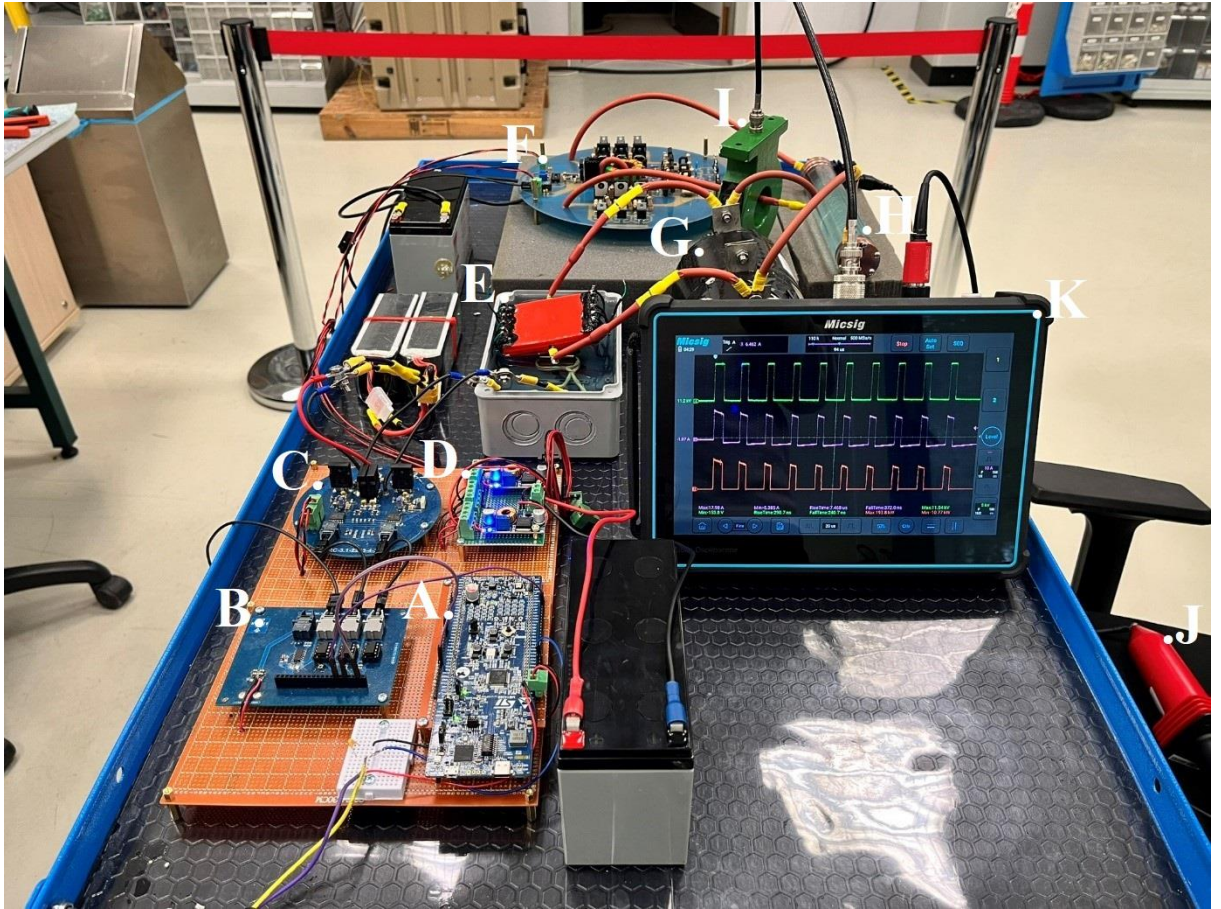


Şekil 4.30: Gerçeklemesi yapılan yarıiletken yüksek gerilim anahtar modülleri.

Test platformundaki devre bileşenlerine ait blok diyagram ve yüksek gerilim testi için kurulumu platform sırasıyla Şekil 4.31 ve Şekil 4.32’de görülmektedir.



Şekil 4.31: Test platformundaki devre bileşenlerine ait blok diyagram.



Şekil 4.32: Yüksek gerilim anahtarlama testi için kurulumu yapılan platform.

Yüksek gerilim test platformunda kullanılan bileşenlere Şekil 4.32’de harfler atanmıştır. İlgili harflere karşılık gelen bileşenlerin aşağıdaki gibidir:

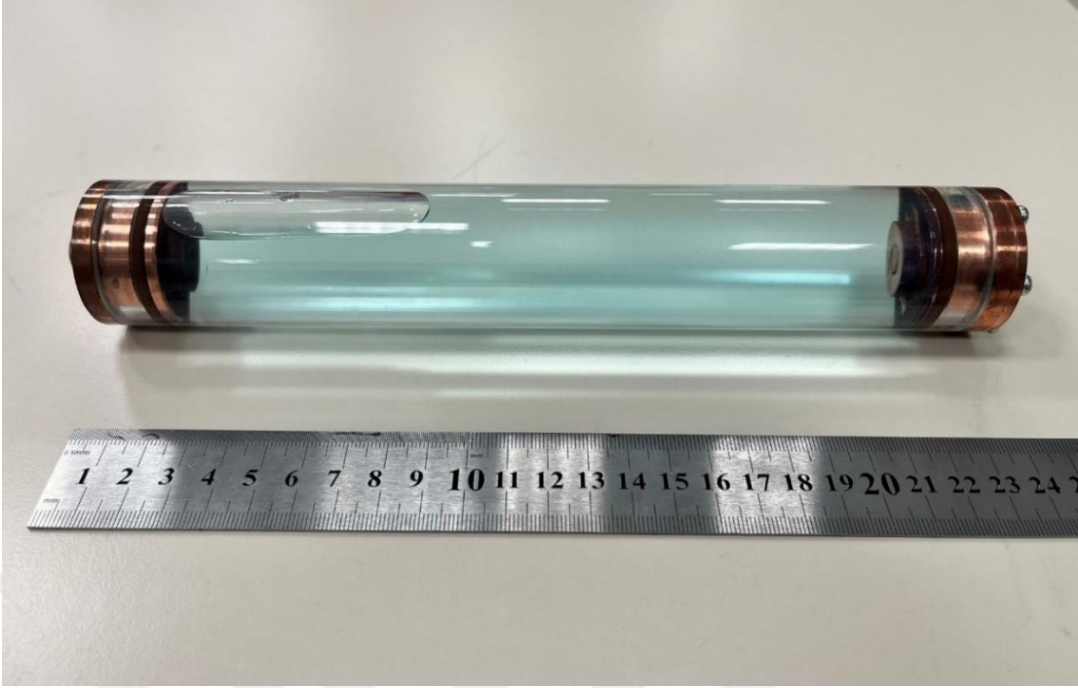
- A. STM32G474-DPOW Mikrokontrolcü Kartı
- B. Fiber Optik Verici Devre Kartı
- C. Şarj Modülü
- D. Besleme Modülü
- E. Yüksek Gerilim Transformatörü
- F. Katı Hal Yarıiletken Yüksek Gerilim Anahtarı
- G. Metalize Film Yüksek Gerilim Kapasitörü
- H. Düşük İndüktans Karakteristiğine Sahip Sıvı Direnç
- İ. Pearson Akım Probu
- J. Cal Test CT4028A Yüksek Gerilim Probu
- K. Micsig TO1004 Osiloskop

Yüksek gerilim testinin devre parametreleri Tablo 4.6’da görülmektedir.

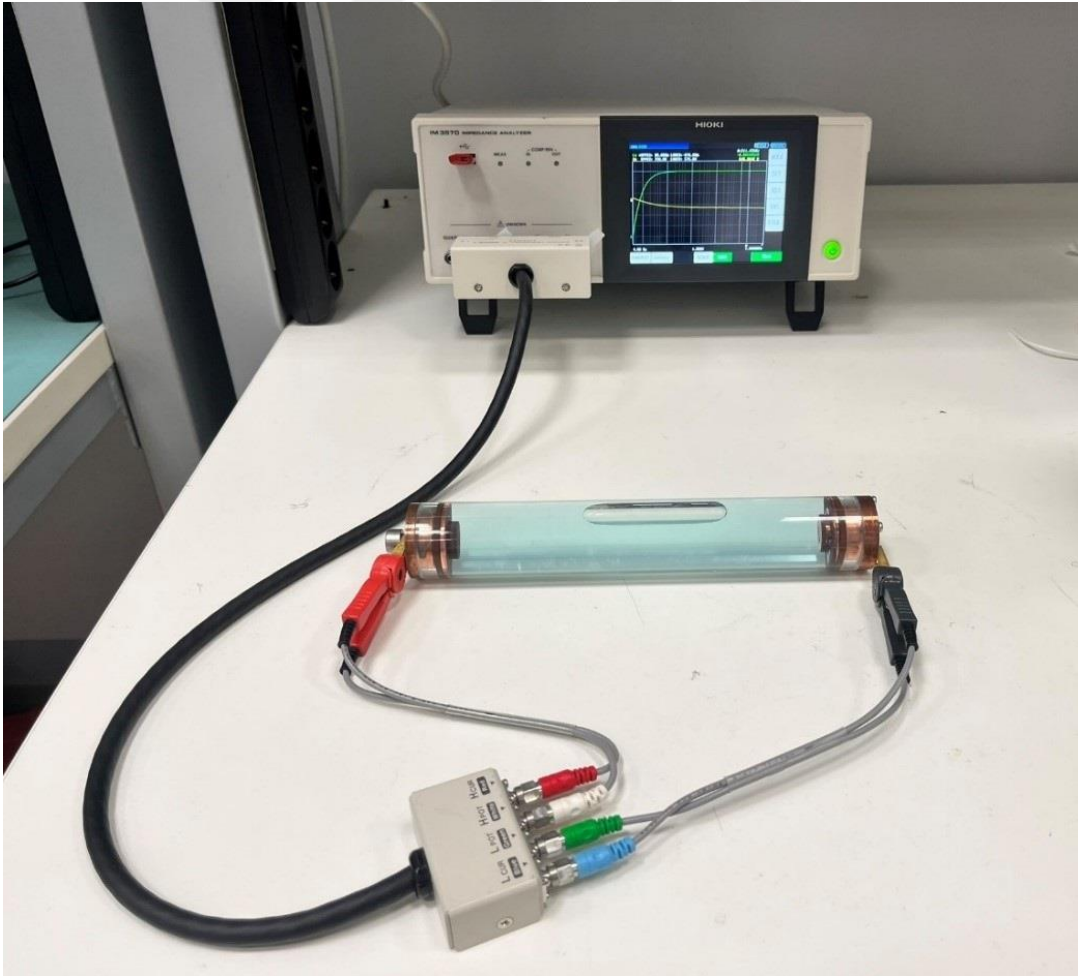
Tablo 4.6: Yüksek gerilim anahtarlama testi elektriksel parametreleri.

Parametre	Değer
DC Giriş Gerilimi	12kV
Darbe Akımı	18.4A
Darbe Genişliği	5µs
Depolama Kapasitörü	2.5µF Metalize Film
Yük direnci	665Ω

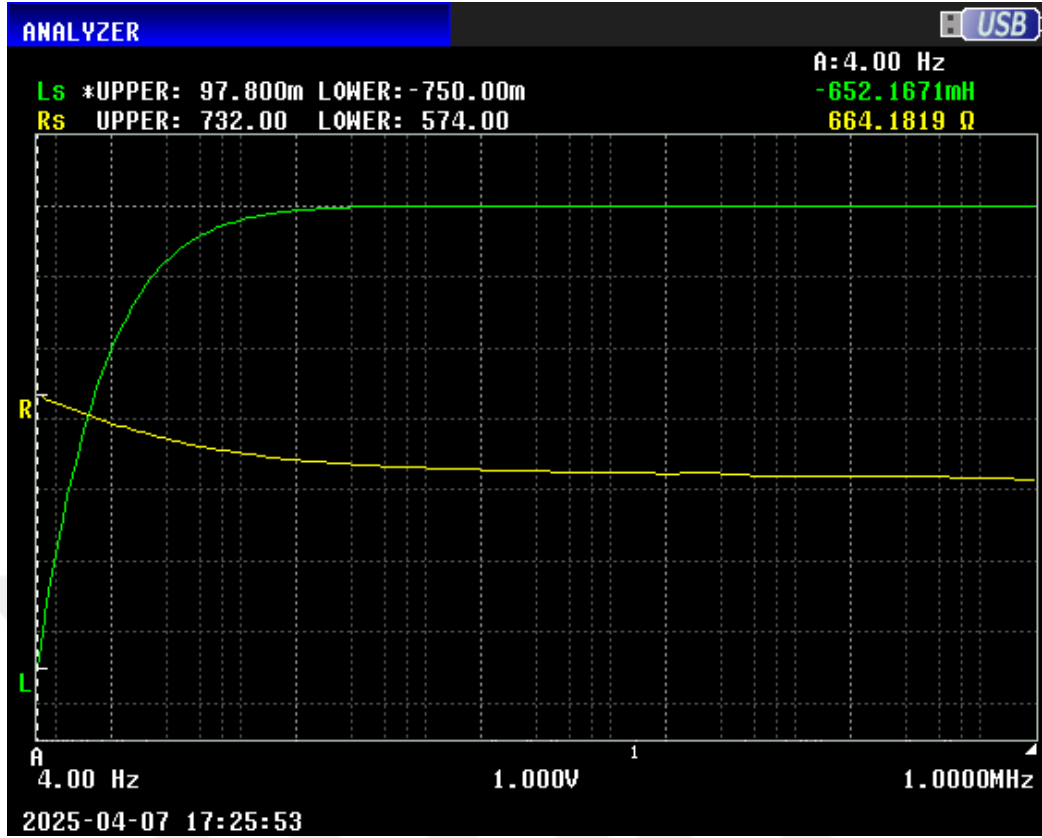
Yüksek gerilim testlerinde kullanılan düşük indüktans karakteristiğine sahip sıvı direnç Şekil 4.33’de görülmektedir. Sıvı direncin indüktif ve kapasitif karakteristiği Şekil 4.34’deki LCR metre ile yapılarak ölçümde elde edilen L_s - R_s ve C_s - R_s dalga formları sırasıyla Şekil 4.35 ve Şekil 4.36’da LCR metre ile yapılan ölçümleriyle görülmektedir.



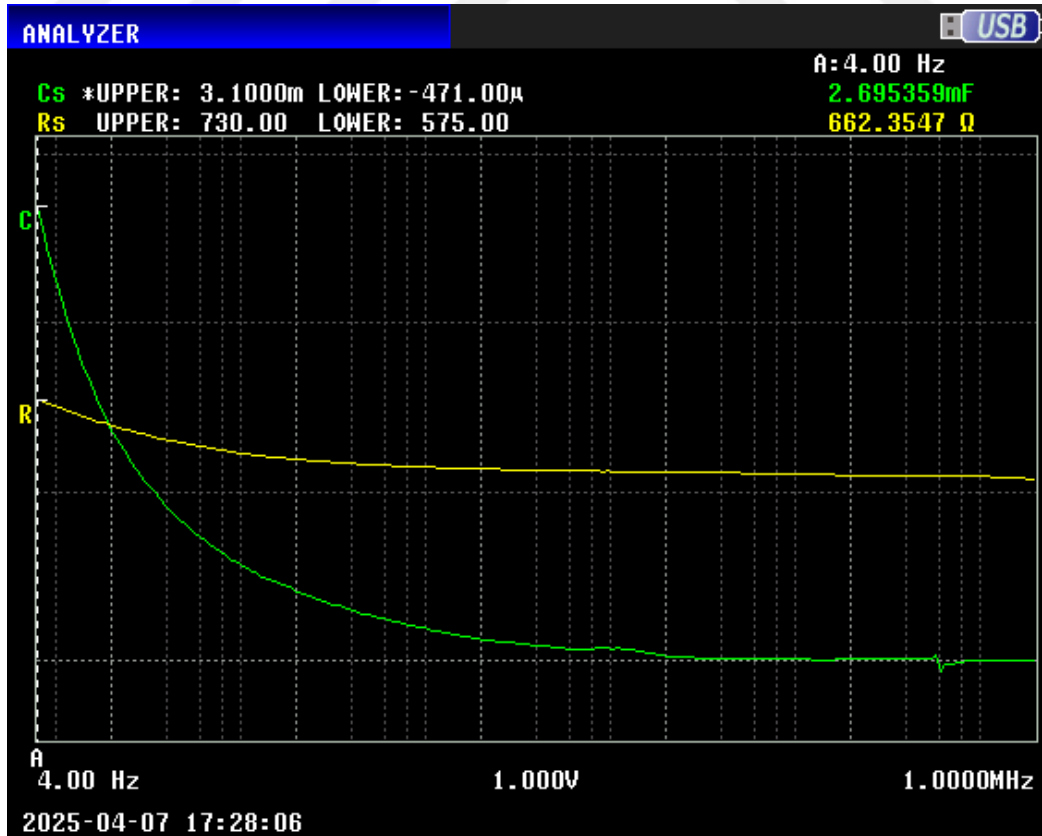
Şekil 4.33: Düşük indüktans karakteristiğine sahip sıvı direnç.



Şekil 4.34: Sıvı direnç L_s - R_s ve C_s - R_s ölçümleri.

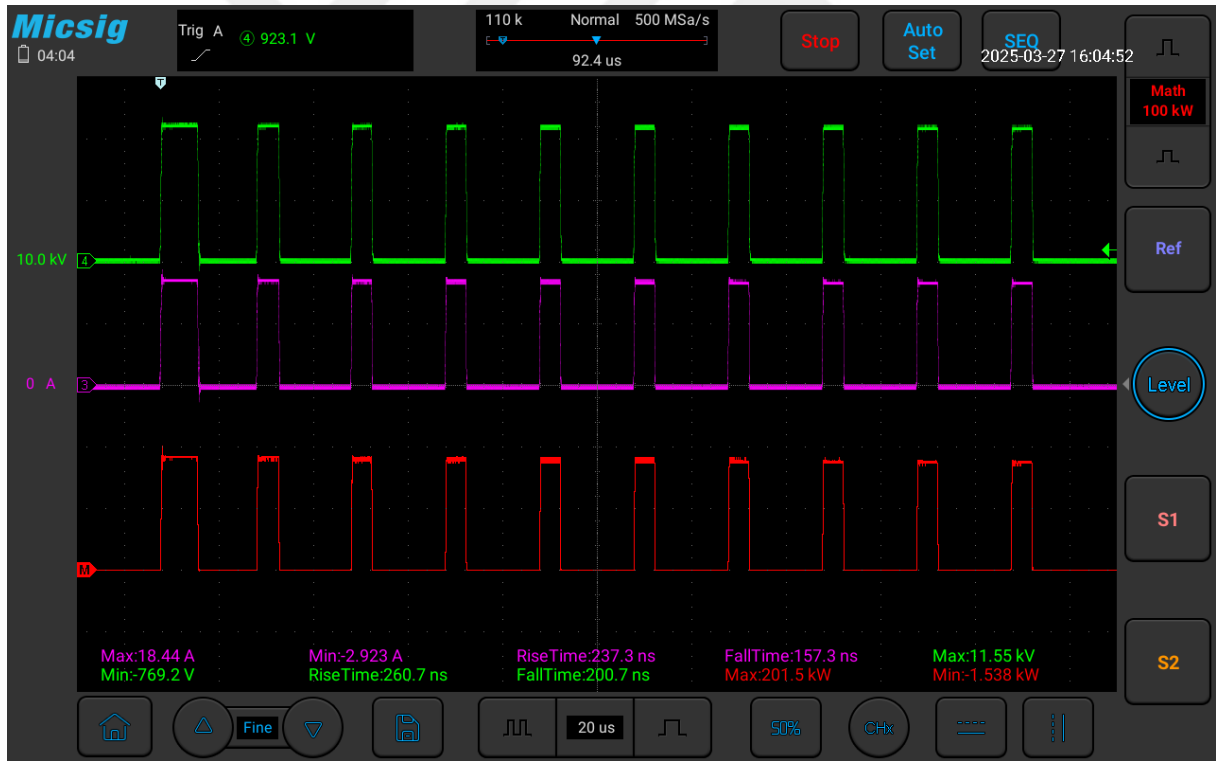


Şekil 4.35: Sıvı direnç Ls-Rs ölçümü.



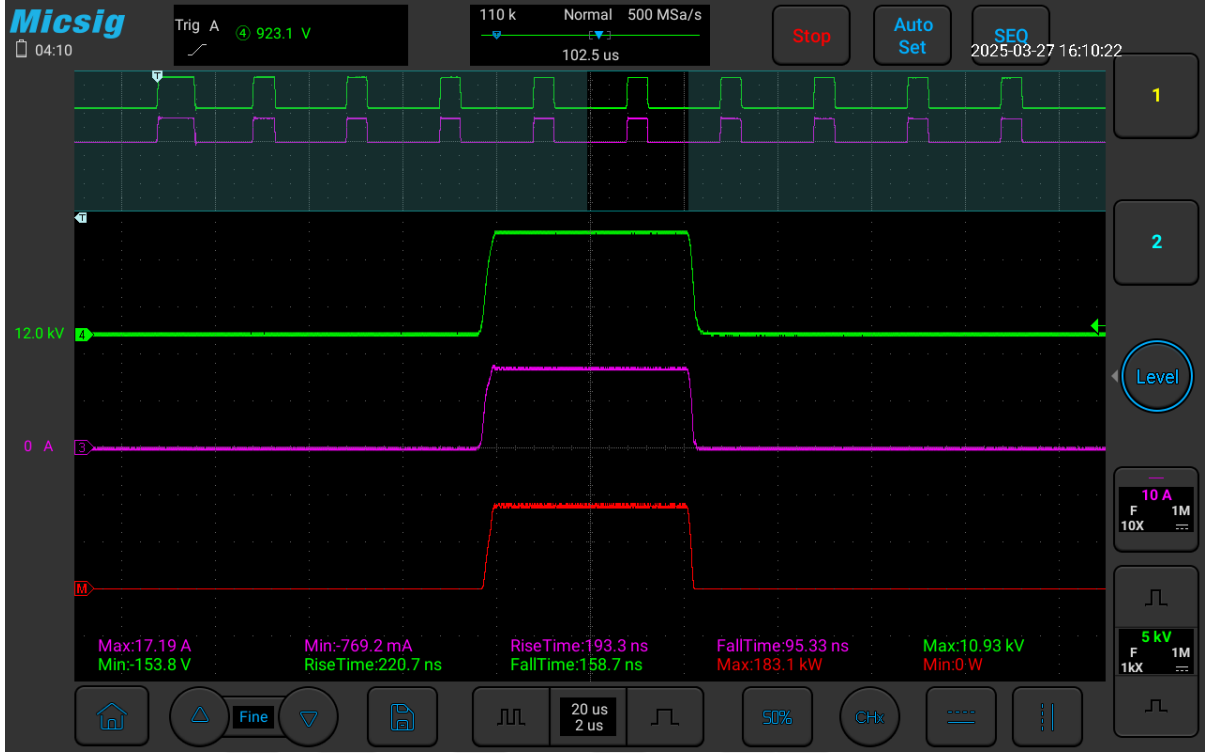
Şekil 4.36: Sıvı direnç Cs-Rs ölçümü.

Yüksek gerilim testlerinde kapı sinyalleri konusunda öne çıkan performansı nedeniyle üzerinde CF139T4212C çekirdekli kapı transformatörü bulunan anahtar modülü kullanılmıştır. Testlerde mikrokontrolcü buton vasıtasıyla başlatma sinyalini aldığı andan itibaren fiber optik verici devre kartına iki adet eşlenik PWM anahtarlama sinyali gönderir. Ardından bu sinyaller fiber optik verici kartından şarj modülüne fiber optik kablo arayüzü vasıtasıyla ulaşır. Şarj modülü yüksek gerilim transformatörünü sürerek 2.5uF/16kV değerli metalize film kapasitörünü 12kV gerilim seviyesine şarj eder. Şarj işlemi tamamlandıktan hemen sonra mikrokontrolcü tarafından yine fiber optik verici modülü vasıtasıyla anahtar modülüne kapı sinyal testlerinde görülen 5µs darbe genişliğine sahip 10 adet anahtarlama sinyal katarı gönderilerek kapasitördeki enerjinin her bir döngüde yük olarak kullanılan 665Ω değerli düşük indüktans karakteristiğine sahip sıvı direnç üzerine deşarjı gerçekleştirilmiştir. Testler sonucunda yük üzerine etkiyen gerilim, üzerinden geçen akım ve üzerinde harcanan güç miktarı Şekil 4.37’de görülmektedir.



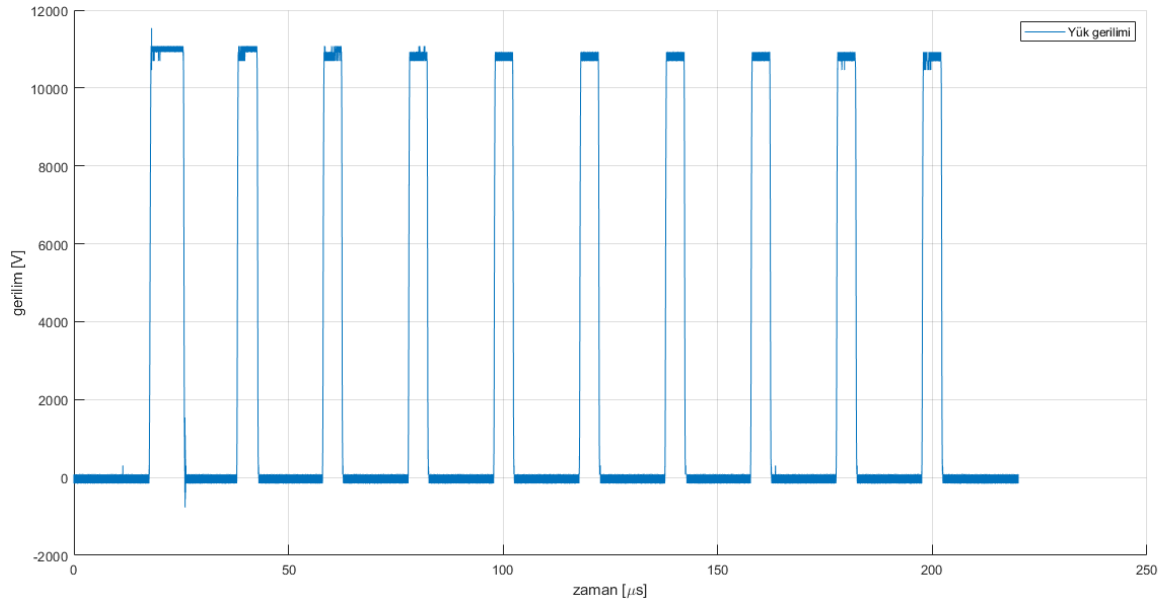
Şekil 4.37: Yük üzerine etkiyen gerilim (yeşil), yük üzerinden geçen akım (mor) ve yük üzeri verilen güç (kırmızı) dalga formları.

Bir anahtarlama döngüsünü yakınlştırıp incelediğimizde Şekil 4.38’de bu değerlerin yanı sıra sinyallerin yükselme ve düşme zamanları görülmektedir.

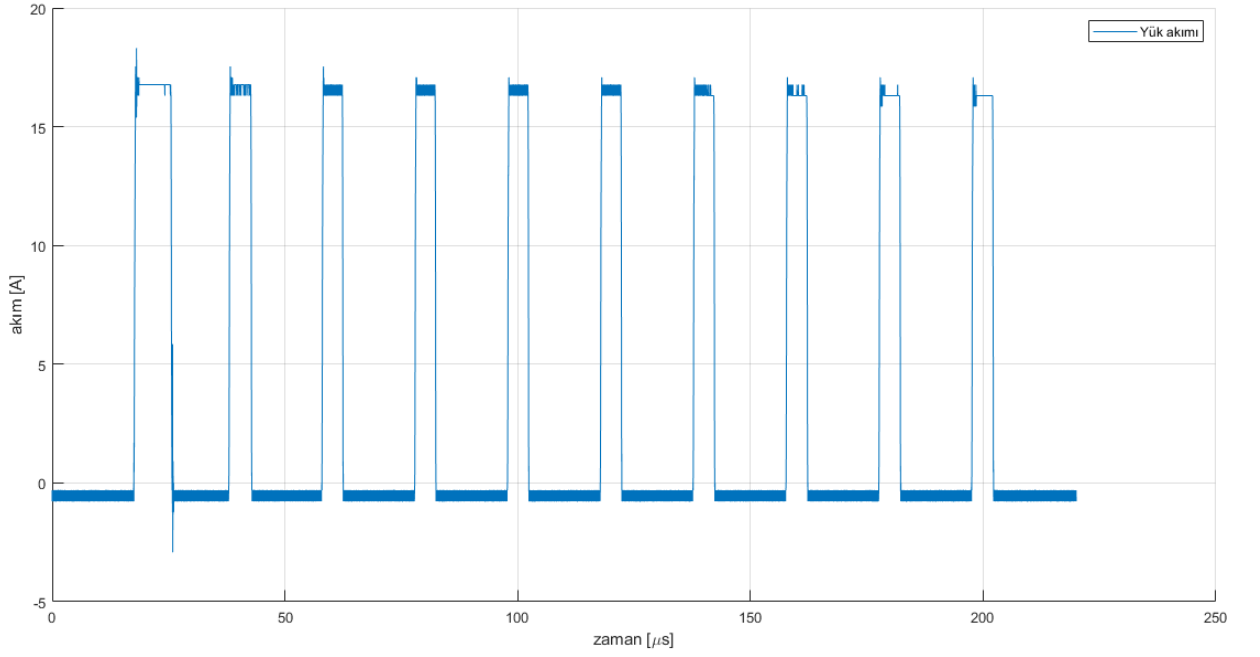


Şekil 4.38: Tek bir deşarj döngüsünde yük üzerine etkiyen gerilim (yeşil), yük üzerinden geçen akım (mor), yük üzerinde harcanan güç (kırmızı) ve bu sinyallerin yükselme ve düşme zamanları.

Her bir anahtarlama döngüsünde yük üzerine etkiyen gerilim ve akım değişim sinyallerinin verileri CSV formatında kaydedilerek Şekil 3.39 ve Şekil 4.40'daki gibi MATLAB ile görselleştirilmiştir.

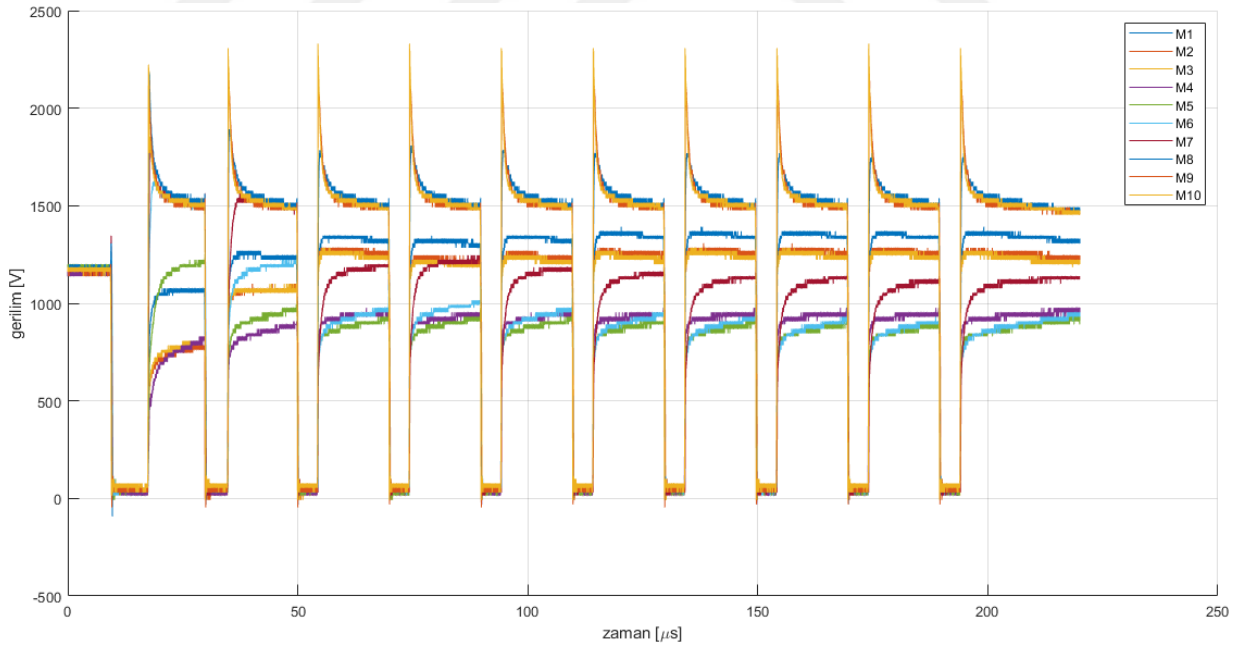


Şekil 4.39: Testlerde alınan ölçümlerde yük üzerine etkiyen gerilim sinyallerinin MATLAB grafiği.



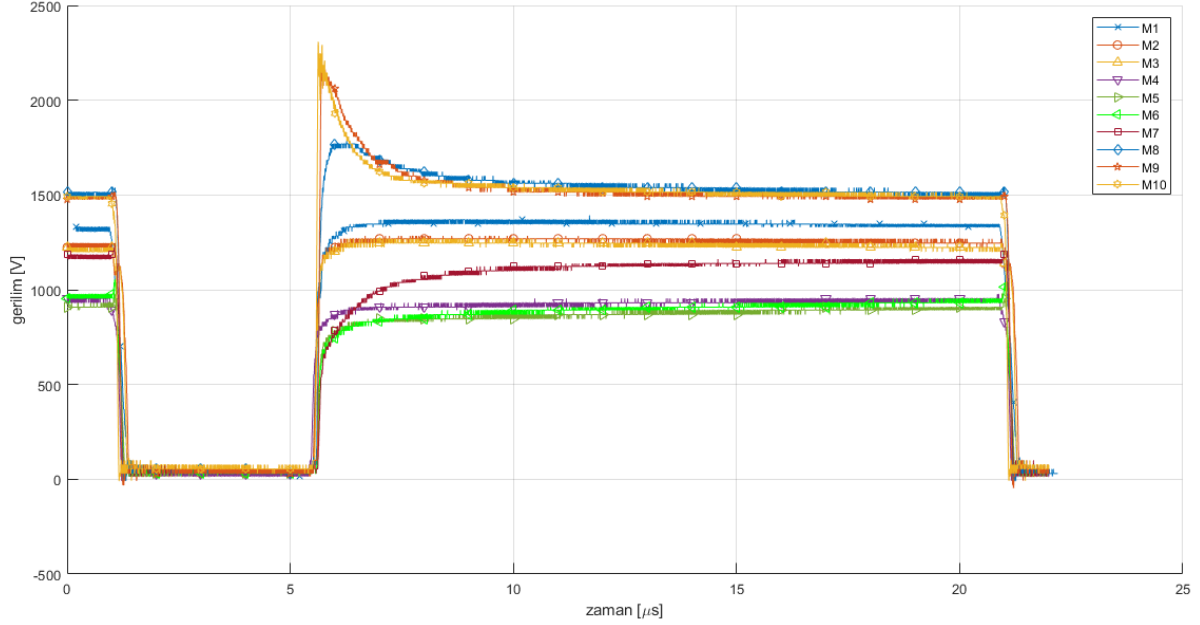
Şekil 4.40: Yük üzerinden geçen akım sinyallerinin MATLAB grafiği.

Her bir mosfet üzerindeki gerilim değişim sinyallerinin verileri de kaydedilerek Şekil 4.41'deki gibi MATLAB kullanılarak üst üste eklenip görselleştirilmiştir.



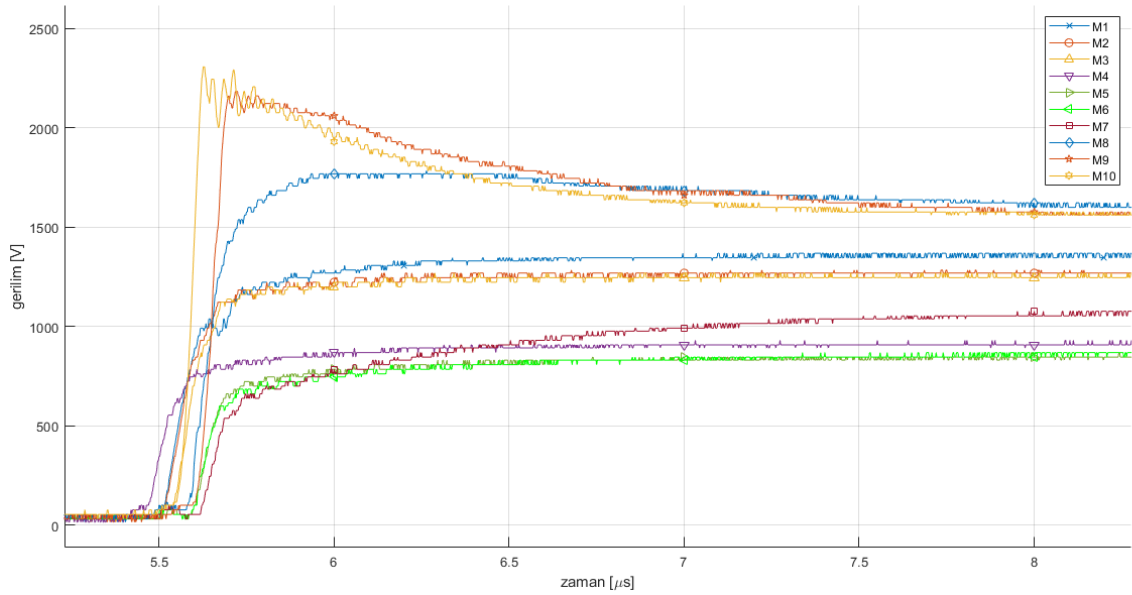
Şekil 4.41: Her bir mosfet üzerine düşen gerilim sinyallerinin MATLAB ile üst üste eklenip görselleştirilmesi.

Bir anahtarlama döngüsü için seri bağlı mosfetlerin üzerlerindeki gerilim seviyesi değişimlerinin daha yakından gözlenebilmesi için osiloskop ekran görüntüsü yakınlaştırılarak veriler ayrıca kaydedilmiştir. Kaydedilen veriler benzer şekilde görselleştirilerek Şekil 4.42'deki görüntü elde edilmiştir. Sinyallerin üzerine her bir mosfet için özel bir şekil atanmıştır.

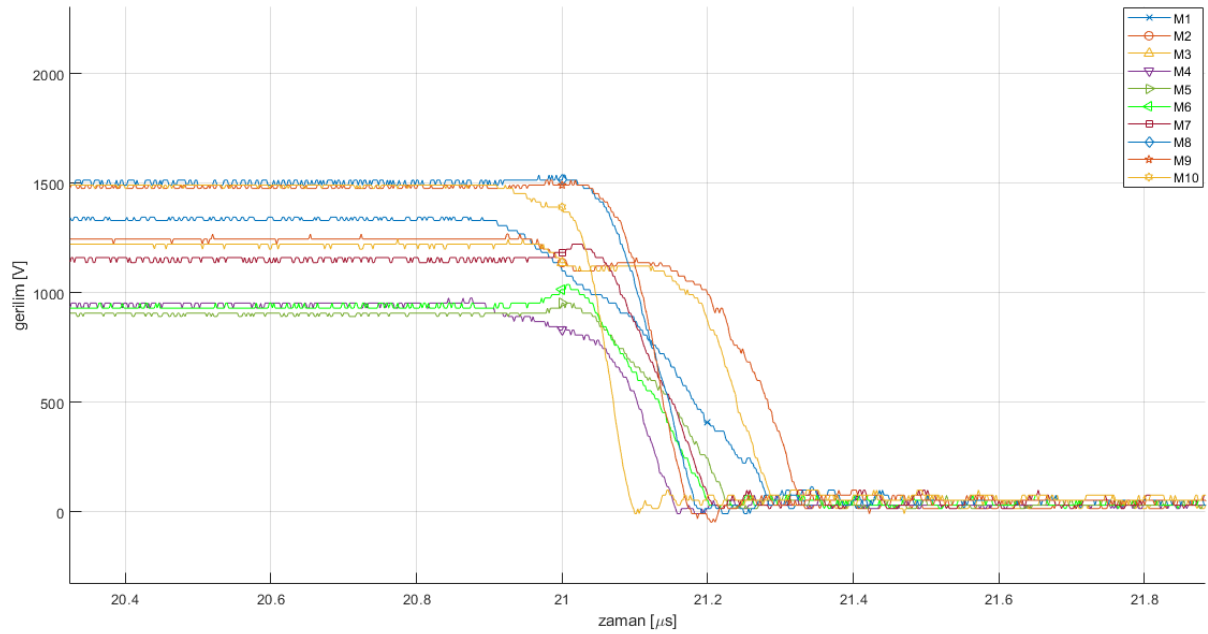


Şekil 4.42: Bir deşarj döngüsünde mosfetlerin üzerindeki gerilim sinyallerinin değişimi.

Şekil 4.42'deki görüntü üzerine yakınlaştırma yapıldığında sinyallerin yükselme ve düşme zamanları sırasıyla Şekil 4.43 ve Şekil 4.44'deki gibi daha yakından gözlenebilmiştir.



Şekil 4.43: Seri bağlı her bir mosfetin üzerine düşen gerilim sinyallerinin yükselme zamanları.



Şekil 4.44: Seri bağlı her bir mosfetin üzerine düşen gerilim sinyallerinin düşme zamanları.

Ölçümlerde osiloskop ekranının her bir mosfet için gözlemlenen sinyaller kaydedilmiştir. Bu görüntülerde ekranda görünmekte olan yükselme ve düşme zamanlarına göre Tablo 4.7 hazırlanmıştır.

Tablo 4.7: Seri bağlı mosfetlerin üzerindeki gerilim sinyallerinin yükselme ve düşme zamanları.

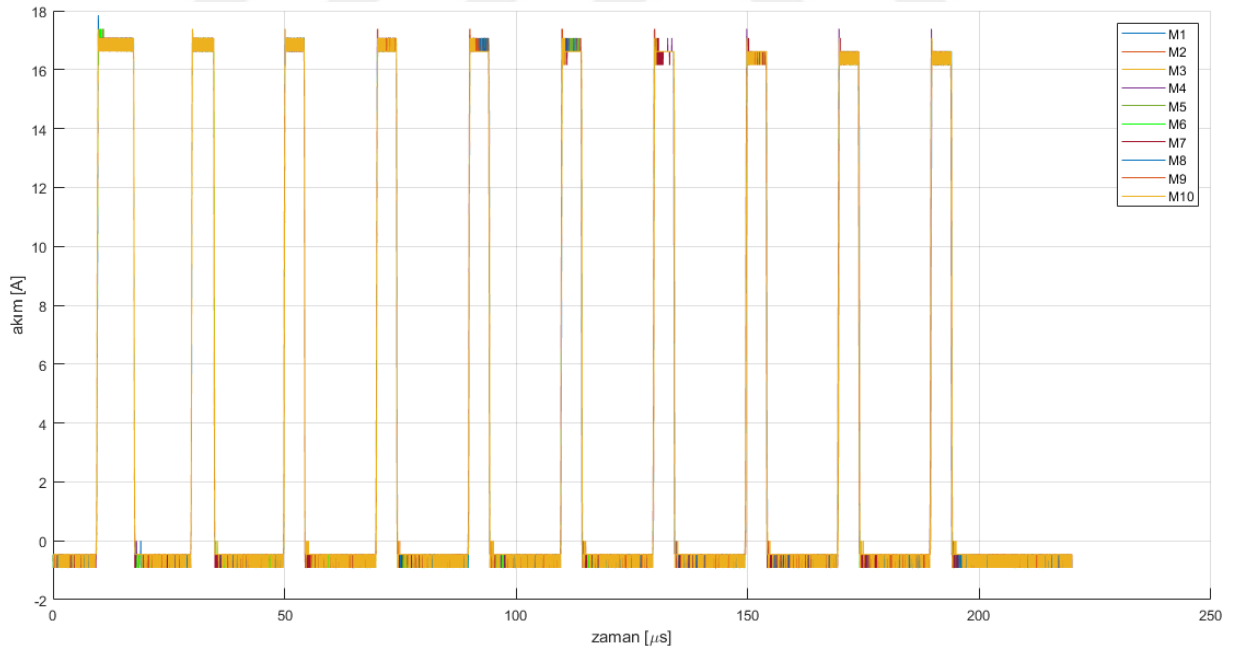
[illegible]

CF139T4212C çekirdekli kapı sürücü transformatörü sinyal testlerinde elde edilen ortalama yükselme ve düşme zamanları ile standart sapma değerlerinin kıyaslaması Tablo 4.8’de görülmektedir.

Tablo 4.8: Kapı sürücü sinyal testleri ve yüksek gerilim anahtarlama testlerinde elde edilen yükselme ve düşme zamanları.

TEST TÜRÜ	CF139T4212C Transformatörü İkincil Sargı Sinyalleri Zamanlama Testleri	Yüksek Gerilim Anahtarlama Testleri
Ortalama yükselme zamanı (ns)	576.38	396,45
Ortalama düşme zamanı (ns)	293.95	171,68
Yükselme zamanları standart sapması (ns)	107.11	484.40
Düşme zamanları standart sapması (ns)	39.50	95.32

Her bir mosfet için toplamda 10 adet test yapılmış ve her testte yük üzerinden geçen akım değişim verileri kaydedilerek Şekil 4.45’deki gibi görselleştirilmiştir. Oluşan görüntüde her bir testte yük üzerinden geçen akımın oldukça stabil kaldığı gözlemlenmektedir.



Şekil 4.45: Her bir testte mosfetlerin üzerinden geçen akım sinyallerinin MATLAB ile üst üste görselleştirilmesi.

5. TARTIŞMA

Bu tez çalışmasının hedefi olan yüksek gerilim uygulamalarında kullanılan kıvılcım aralığı, trigatron, thyatron, klystron, ignitron ve diğer gazlı anahtarlara kıyasla tekrarlama oranı, kullanım ömrü, kararlılık ve düşük gerilim seviyeleriyle esnek bir şekilde kontrol edilebilme avantajı sunan bir katı hal yarıiletken yüksek gerilim anahtarı tasarımı ve gerçekleştirilmesi yapılmıştır.

Tasarımdaki seri bağlı mosfetler olarak son yıllarda yarıiletken anahtarlama teknolojisi olarak silisyum muadillerine göre yüksek dielektrik dayanım ve anahtarlama hızıyla son yıllarda kullanımı yaygınlaşan geniş bant aralıklı yarıiletken anahtarlardan silisyum karbür mosfetler tercih edilmiştir. GENESIC firmasının G3R160MT17D mosfeti kullanılmıştır. İlgili mosfet 1700V/17A değerlerinde, $160\text{m}\Omega$ $R_{ds(on)}$ direnci ve TO-247-3 kılıfa sahiptir. Literatürde silisyum temelli MOSFET veya IGBT'ler ve farklı kılıf yapıları ile yapılan benzer çalışmalar olsa da çalışmada önceki bölümlerde bahsedilen yönlerden silisyum karbür yarıiletken anahtarlar önde gelmektedir. Piyasada 15kV seviyesinde tekil SiC-MOSFET modülü bulunuyor olsa bile [40]'daki çalışmada SiC-MOSFET'lerin seri bağlı olarak kullanımı tekil anahtar modülü kullanımına göre daha iyi iletim direnci ve daha yüksek akım yoğunluğu performansı sunduğu belirtilmektedir. Yarıiletken teknolojisi yönünden ise [45]'deki çalışmada 15kV SiC-IGBT ve 15kV SiC-MOSFET'in orta gerilim uygulamaları için karşılaştırması mevcuttur.

Seri bağlı anahtarların üzerine düşen gerilimler ideal durumda anahtarın sızıntı akımları, anahtarın parametre toleransları, kılıf ve elektriksel bağlantı yolu parazit bileşenleri ve kapı sinyali zamanlama gecikmeleri arasında uyumsuzluk olmaksızın eşit olması beklenir. Fakat gerçek çalışmalarda bu farklılıkların mevcudiyeti anahtarlar tarafından paylaşılan gerilimlerde farklılıklara yol açmaktadır. Anahtarların C_{gs} , C_{gd} ve C_{ds} parazitik kapasitelerinden kaynaklanan farklılıkların en aza indirilmesi için aynı parti numarasına sahip anahtarlar kullanılmıştır. Kapı sinyallerindeki kaçınılmaz farklılıkların minimumda tutulabilmesi için ise eş zamanlılığı sağlamak adına manyetik kuplaj yöntemi kullanılmıştır. Bunun için Cosmo Ferrit firmasının CF139T4212C toroid çekirdeği kullanılarak kapı sürücü transformatörü tasarımı yapılmıştır. Daha sonra kaçak indüktans ve kaçak kapasitansların azaltılması adına sargılar

arası mesafenin artırılması için çekirdek materyali aynı olacak şekilde boyut artırılarak CF139T5818C çekirdeği ile ikinci bir kapı sürücü transformatörü tasarımı yapıp gerçekleştirilmiş ve iki transformatörün anahtarlama testleri yapılmıştır. Bunun yanında farklı sarım teknikleri tasarım sürecinde düşünülmüş fakat çalışılan gerilim seviyelerinin yüksek olması nedeniyle izolasyon kısıtları ortaya çıkmıştır. İlgili transformatörlerle yapılan anahtarlama testlerinde mosfetlerin kapı terminallerine bağlı olan ikincil sargılardaki gerilim sinyallerinin gecikmeleri, yükselme ve düşme zamanları gözlemlenip CSV formatında kayıtları alınmıştır. Kayıtlar MATLAB kullanılarak üst üste çizdirilerek kapı sinyalleri 10 adet mosfet için görselleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlarda CF139T4212C çekirdekli transformatörün ortalama yükselme ve düşme zamanları ve standart sapmalarının CF139T5818C çekirdekli transformatöre kıyasla daha düşük olduğu sonucuna ulaşılmıştır. Buna ek olarak iki çekirdekte de sol kanattaki 3 sargı, ortada bulunan 4 sargı ve sağ kanatta bulunan 3 sargı olmak üzere bunların değişimlerinin grup içerisinde birbirlerine benzer olduğu gözlenmiştir.

Modülün anahtarlama testlerinin yapılmadığı durumlarda gerilim dengelemesini sağlamak için statik dengeleme dirençleri ve anahtarlamanın yapıldığı dinamik durumlar için ise literatürde bulunan aktif gerilim sınırlama, doğal öz dengeleme ve aktif kapı kontrol tekniklerinden aktif gerilim sınırlama yöntemi kullanılmıştır. Ayrıca her bir anahtarın paralelinde bir RC sönümleme devresi ve ek gövde diyotları bulunmaktadır.

Modülün tasarımı bitirildikten sonra yük ile yüksek gerilim anahtarlama testleri için bir test platformu kurulmuştur. Yüksek gerilim anahtarlama testinde $5\mu\text{F}/8\text{kV}$ metalize film kapasitörlerden iki tanesi seri bağlanıp $2.5\mu\text{F}/16\text{kV}$ değerine sahip bir kapasitör elde edilmiştir. Test platformundaki mikrokontrolör kapasitörün şarj işlemi için şarj modülüne fiber optik verici modülü üzerinden fiber optik kablolar ile yüksek frekanslı PWM anahtarlama sinyalleri göndermiştir. Şarj modülü yüksek gerilim transformatörünü anahtarlara olarak kapasitörün 12kV değerine şarj olmasını sağlamıştır. 12kV değeri mosfetler için %70 olarak belirlenen güvenlik marjininin dolayısıdır. Yüksek gerilim anahtar modülünün çalışabileceği maksimum gerilim değeri 17kV değeridir. Fakat pratikte bu güvenlik marjini bırakılmaktadır. Şarj işlemi tamamlandıktan hemen sonra mikrokontrolör yüksek gerilim anahtar modülü için yine fiber optik iletim kanalı üzerinden $5\mu\text{s}$ genişliğinde 10 adet anahtarlama sinyali gönderilerek şarj edilen kapasitördeki enerjinin her bir döngüde yük olarak kullanılarak kullanılan 665Ω değerli düşük indüktans karakteristiğine sahip sıvı direnç üzerine deşarjı başarı ile sağlanmıştır. Yük üzerindeki maksimum gerilim seviyesi 11.55kV ve üzerinden geçen akım 18.44A olmuştur.

Yük üzerindeki gerilim ve akım sinyallerine bakıldığında herhangi bir bozulma olmadan kare dalga olduğu gözlenmiştir. SiC-MOSFET'lerin üzerine düşen gerilim sinyallerine bakıldığında Açılma ve kapanma zamanlarında üzerlerine düşen gerilimlerde mosfetlere gelen kapı sinyallerindeki farklılıklar ve kaçak indüktif ve kapasitif etkiler nedeniyle zamansal farklılıklar ve özellikle kapanma esnasında aşımalar meydana gelmiştir. Kapı sinyali daha yavaş olan mosfetlerde çalışabileceği maksimum gerilim seviyesinin üzerine çıkma eğilimi gözlemlenmiştir. Aşımalar dizinin üstündeki 8, 9 ve 10 numaralı mosfetlerde meydana gelişmiştir. Diğer mosfetlerde her döngü için herhangi bir aşım gözlenmemiştir. Aşım miktarı aktif gerilim sınırlama devresinin tasarımında 1500V olarak belirlenen gerilim seviyesini aştığı esnada devresi iletme geçerek bu gerilim seviyesinin 1500V seviyesine inmesini sağlamıştır.



6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında yüksek gerilim uygulamalarında kullanılmak üzere bir katıhal yarıiletken yüksek gerilim anahtarının tasarımı ve gerçekleştirilmesi yapılmıştır. Tasarımda silikon temelli anahtarlara göre daha yüksek elektriksel dayanım ve yüksek anahtarlama hızı ve yüksek sıcaklıklarda çalışabilme özellikleriyle öne çıkan ve son yıllarda güç uygulamalarında tercih edilen SiC ve GaN gibi geniş bant aralıklı yarıiletken anahtarlardan GaN'a göre daha yüksek gerilim dayanımına sahip olan SiC-MOSFET'ler kullanılmıştır. Her biri 1700V çalışma gerilimine sahip bu mosfetlerden 10 tanesi seri bağlanarak bir modül haline getirilmiştir. Modülün güvenli çalışma gerilim seviyesi %30'luk güvenlik marjini ile 12kV seviyesindedir. Seri bağlı mosfetler arasına statik gerilim dengelemesi sağlamak için statik dengeleme dirençleri ve çalışması esnasında dinamik gerilim dengelemesi sağlamak için aktif gerilim sınırlama ve pasif sönümlleme devreleri kullanılmıştır. Böylece operasyon esnasında anahtarların korunması sağlanmıştır.

Tasarlanan ve gerçekleştirilen bu modül ile yüksek gerilim uygulamalarında dayanıklı ve uzun ömürlü yüksek gerilim ve yüksek akım başarımı ve dayanımı dolayısıyla tercih edilen kıvılcım aralığı, trigatron, thyatron gibi anahtarların ihtiyacı olan iç kimyasal ortamının sağlanması zorluğunun üstesinden gelinmiştir. Ayrıca 5V seviyesinde bir mikrokontrolör çıkış sinyali ile 12kV yüksek gerilim değerinin anahtarlabilme kolaylığı elde edilmiştir. Kullanıcı kontrol arayüzü ile modül arasındaki sinyal iletiminde fiber optik kablo ve alıcı/verici çifti kullanılarak kullanıcı için izolasyon ortamı sağlanarak operasyonel güvenlik üst düzeye çıkarılmıştır. Benzer şekilde modülde birbirine seri olarak bağlı olan SiC-MOSFET'lerin birbirinden izole bir şekilde ve eşzamanlı anahtarlabilmesi için manyetik kuplaj yöntemine dayalı kapı sürücü transformatörü kullanılmıştır. Bu yöntem, seri bağlı mosfetlerin kapı terminallerinin elektriksel olarak birbirinden bağımsız olmasını sağlandığı gibi olası hata durumunda da yüksek gerilimin olduğu güç tarafı ile transformatörü anahtarlayan giriş tarafı arasında elektriksel izolasyon ortamı oluşturmuştur.

Yüksek gerilim testlerinde 12kV seviyesine şarj edilen metalize film kapasitörün 665Ω değerinde bir sıvı direnç üzerine anahtarlama başarıyla yapılmıştır. Yük üzerine etkileyen

gerilim ve yükten geçen akım sinyallerinin bozulmadan uzak ve kare dalga olduğu gözlemlenmiştir. Açılma ve kapanma zamanlarında seri bağlı SiC-MOSFET'lerin üzerlerine düşen gerilimlerde mosfetlere gelen kapı sinyallerindeki farklılıklar ve kaçak indüktif ve kapasitif etkiler nedeniyle zamansal farklılıklar ve özellikle kapanması esnasında aşımalar meydana gelmiştir. Kapı sinyali daha yavaş olan mosfetlerde çalışabileceği maksimum gerilim seviyesinin üzerine çıkma eğilimi gözlemlenmiştir. Tam bu esnada mosfetlerin savak ve kapı terminalleri arasındaki aktif gerilim sınırlama devresi devreye girerek bu gerilim seviyesinin tasarımıda 1500V olarak belirlenen güvenli çalışma seviyesine indirilmesini sağlamıştır. Bu kapsamda kapı sinyal gecikmelerinin iyileştirilerek açılma ve kapanma zamanlarında mosfetler arası daha iyi gerilim dağılımı elde etmek için kapı sürücü transformatörü tasarımları, sürme yöntemleri ve sürücü devrelerindeki kaçak etkiler konusunda modül geliştirilmeye açıktır.

Tasarlanan bu modülün çalışma gerilimi, akım taşıma kapasitesi ve gücü seri bağlı SiC-MOSFET'lerin gerilim, akım ve güç seviyelerine bağlıdır. Modül tekil bir yüksek gerilim anahtarı gibi yüksek güçlü yüksek gerilim darbe modülat uygulamalarında kullanılacak olduğunda seri bağlı anahtarlar daha yüksek güç seviyelerindeki muadilleri ile değiştirilebilir. Bunun yanı sıra [120]'deki çalışmada olduğu gibi modüldeki seri anahtarlara paralel anahtarlar eklenerek daha yüksek anahtarlama akım seviyesi ve güçlerine ulaşılabilir. Ayrıca modüldeki seri bağlı anahtar sayısı artırılarak buna göre yeni bir tasarım yapılmasıyla veya tasarlanan modüller birbirine seri bağlanıp eş zamanlı kontrol edilerek daha yüksek gerilim seviyelerinde çalışabilme yeteneğine ulaşılabilir. Bu durumlarda modüldeki bazı bileşenlerde tasarımsal güncelleme ve değişim ihtiyaçları doğabilecektir. Tüm bu gelişim potansiyelleri bu çalışmanın sınırlarının genişlemesini ve tasarımı yapılan anahtar çözümünün çeşitli yüksek gerilim uygulamalarında alternatiflere göre üstün özellikleri ile etkin olarak kullanılmasını sağlayacaktır.

KAYNAKLAR

- [1]. Appiah, G. N., Jang, S. R., Bae, J. S., Cho, C. G., Song, S. H., Ryoo, H. J., 2017, Compact design of high voltage switch for pulsed power applications, *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 24, 4, pp. 2006-2013, doi: 10.1109/TDEI.2017.006272.
- [2]. Welleman, A., Ramezani, E., Schlapbach, U., 2001, Semiconductor switches replace thyratrons and ignitrons, *IEEE Conference Record - Abstracts. PPPS-2001 Pulsed Power Plasma Science 2001. 28th IEEE International Conference on Plasma Science and 13th IEEE International Pulsed Power Conference (Cat. No.01CH37, Las Vegas, NV, USA, pp. 359-*, doi: 10.1109/PPPS.2001.961061.
- [3]. Deffree, S., 2019, *Bell Labs Announces Junction Transistor, July 5, 1951*, <https://www.edn.com/electronics-blogs/edn-moments/4376734/Bell-Labs-announces-junction-transistor--July-5-1951>, (accessed on 27 August 2019).
- [4]. Batarseh, I., Harb, A., 2018, Review of Switching Concepts and Power Semiconductor Devices, *Power Electronics*, Springer, Cham, https://doi.org/10.1007/978-3-319-68366-9_2.
- [5]. Paul, P. J., 2003, *Electronic devices and circuits*, New Age International, New Delhi, ISBN 81-224-1415-X. OCLC 232176984.
- [6]. Jiya, I.N., Gouws, R., 2020, Overview of Power Electronic Switches: A Summary of the Past, State-of-the-Art and Illumination of the Future, *Micromachines*, 11(12), 1116. <https://doi.org/10.3390/mi11121116>.
- [7]. Irwin, J.D., 1997, *The Industrial Electronics Handbook*, CRC Press, p. 218. ISBN 9780849383434.
- [8]. She, X. , Huang, A. Q., Lucía, Ó., Ozpineci, B., 2017, Review of Silicon Carbide Power Devices and Their Applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Oct, 64,10, pp. 8193-8205, doi: 10.1109/TIE.2017.2652401.
- [9]. Alves, L. F. S., 2020, *MOSFETs SiC connectés en série : un nouveau concept de packaging et nouvelles configurations d'alimentation de commande rapprochée*, Thesis (PhD), Grenoble Alpes University.
- [10]. Kimoto, T., Cooper, J. A., 2014, *Fundamentals of Silicon Carbide Technology: Growth, Characterization, Devices and Applications*, John Wiley & Sons, DOI: 10.1002/9781118313534.

- [11]. Palmour, J. W., Allen, S., Hull, B., Balkas, E., Khlebnikov, Y., Burk, A., 2017, Current Progress in SiC Power MOSFETs and Materials, pages 23–26.
- [12]. Alves, L. F. S., Lefranc, P., Jeannin, P.-O., Sarrazin, B., 2018, Review on SiC-MOSFET devices and associated gate drivers, *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Lyon, France, pp. 824-829, doi: 10.1109/ICIT.2018.8352284.
- [13]. Cheng, S., Huang, Y., Wu, X., Sheng, K., 2013, A 3600 V/80 a single external-driver series connected circuit with three Silicon Carbide MOSFETs, *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, CO, USA, pp. 3217-3223, doi: 10.1109/ECCE.2013.6647122.
- [14]. Grainder, B., De Doncker, R. W., 2021, Medium Voltage DC System Architectures, *The Institution of Engineering and Technology*, Accessed: Feb. 17, 2023.
- [15]. Lichtenwalner, D.J., Hull, B., Pala, V., Brunt, E. V., Ryu, S. –H., Sumakeris, J. J., O’Loughlin, M. J., Burk, A. A., Allen, S. T., Palmour, J. W., 2016, Performance and Reliability of SiC Power MOSFETs, *MRS Advances* 1, pp. 81–89, <https://doi.org/10.1557/adv.2015.57>.
- [16]. Sundaresan, S., Park, J., Mulpuri, V., & Singh, R., 2022, Impact of Device Design Parameters on 15 kV SiC MOSFETs. *In Materials Science Forum*, Trans Tech Publications, Ltd., 1062, pp. 576–581, <https://doi.org/10.4028/p-1k1eb6>.
- [17]. de Vienne, C. M., Asllani, B., Reynes, H., Guillet, M., Al-Hinai, A., Lefranc, P., Jeannin, P. –O., Lefebvre, B., Buttay, C., Huesgen, T., 2023, Towards a Common Mode Current Free Packaging Solution for High Voltage Series Connected SiC MOSFET Switches, *PCIM Europe 2023; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg, Germany, pp. 1-10, doi: 10.30420/566091110.
- [18]. Huang, A. Q., Nov. 2017. Power Semiconductor Devices for Smart Grid and Renewable Energy Systems, *Proceedings of the IEEE*, 105, 11, pp. 2019-2047, doi: 10.1109/JPROC.2017.2687701.
- [19]. Wang, H., Blaabjerg, F., Dec. 2020, Power Electronics Reliability: State of the Art and Outlook, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Dec. 2021, 9, 6, pp. 6476-6493, doi: 10.1109/JESTPE.2020.3037161.
- [20]. Arsov, G., & Mircevski, S., 2010, The Sixth Decade of the Thyristor, *Electronics*, 14.
- [21]. Arns, R.G., 1998, The other transistor: Early history of the metal-oxide semiconductor field-effect transistor, *Engineering Science and Education Journal*, vol. 7, pp. 233–240. doi: 10.1049/esej:19980509.
- [22]. Lidow, A., Herman, T., Collins, H. W., 1979, Power MOSFET technology, 1979 International Electron Devices Meeting, pp. 79–83.

- [23]. Shenai, K., June 2015, The Invention and Demonstration of the IGBT-A Look Back, *IEEE Power Electronics Magazine*, 2, 2, pp. 12–16.
- [24]. Deboy, G., Marz, N., Stengl, J.-P., Strack, H., Tihanyi, J., Weber, H., 1998, A new generation of high voltage MOSFETs breaks the limit line of silicon, *International Electron Devices Meeting 1998. Technical Digest (Cat. No.98CH36217)*, San Francisco, CA, USA, pp. 683-685, doi: 10.1109/IEDM.1998.746448.
- [25]. Steimer, P. K., Gruning, H. E., Werninger, J., Carroll, E., Klaka, S., Linder, S., 1997, IGCT – a new emerging technology for high power, low cost inverters, *Industry Applications Conference*, 1997. thirty-Second iaS annual meeting, iaS '97. conference record of the 1997 IEEE, New Orleans, LA, pp. 1592–1599, 2.
- [26]. Li, Y., Huang, A. Q., Lee, F. C., 1998, Emitter turn-off thyristor, *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference*, October 1998, St. Louis, MO, USA, pp. 860–864.
- [27]. Bhatnagar, M., McLarty, P. K., Baliga, B. J., 1992, Silicon-carbide high-voltage (400V) Schottky barrier diodes, *IEEE Electron Device Letters*, Oct. 1992, 13, 10, pp. 501–503.
- [28]. Friedrichs, P., 2011, SiC Power Devices – Lessons Learned and Prospects After 10 Years of Commercial Availability, *Proc. of CS MANTECH Conference*, May 2011.
- [29]. Lidow, A., 2011, GaN as a displacement technology for silicon in power management, *IEEE Energy Conversion Congress And Exposition*, Phoenix, AZ, 2011, pp. 1–6.
- [30]. Ding, S., Wang, P., Wang W., Xu, D., 2023, Magnetic-Coupled and Low-Cost Gate Driver for Series-Connected SiC MOSFETs, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Oct. 2023, 11, 5, pp. 4956-4968, doi: 10.1109/JESTPE.2023.3304114.
- [31]. Grainger, B., De Doncker, R. W., 2021, Medium Voltage DC System Architectures, *The Institution of Engineering and Technology*, 2021. Accessed: Feb. 17, 2023.
- [32]. Cherkasov, A., 2024, *Power Integrations Released World's Highest-Voltage, Single Switch GaN Power Supply IC*, <https://www.powersemiconductorsweekly.com/2023/10/30/power-integrations-released-worlds-highest-voltage-single-switch-gan-power-supply-ic>.
- [33]. Šimonka, V., 2018, Thermal oxidation and dopant activation of silicon carbide, Dissertation, Technische Universität Wien, <https://doi.org/10.34726/hss.2018.60302>.
- [34]. Chow, T. P., Guo, Z., 2019, 5 - GaN smart power devices and integrated circuits, Editor(s): B. Jayant Baliga, *Woodhead Publishing Series in Electronic and Optical Materials*, Wide Bandgap Semiconductor Power Devices, Woodhead Publishing, 2019, ISBN 9780081023068, pp. 151-208.

- [35]. Team, E., 2024, What are Silicon Carbide (SiC) MOSFETs?, <https://www.everythingpe.com/community/what-are-silicon-carbide-sic-mosfets>.
- [36]. Cree, 2024, *Gate Drive Voltage Recommendations for Wolfspeed® 650V 3rd Generation (C3M™) Silicon Carbide MOSFETs*, https://assets.wolfspeed.com/uploads/2021/05/PRD_02441_650V_Gate_Drive_Voltage_Recommendations.pdf
- [37]. Toshiba Electronic Devices & Storage Corporation, *MOSFET Self-Turn-On Phenomenon*, <https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=59473>.
- [38]. Wang, R., Jørgensen, A. B., Liu, W., Zhao, H., Yan, Z., Munk-Nielsen, S., 2022, Voltage Balancing of Series-Connected SiC mosfets With Adaptive-Impedance Self-Powered Gate Drivers, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Nov. 2023, 70, 11, pp. 11401-11411, doi: 10.1109/TIE.2022.3231281.
- [39]. Kolli, N., Parashar, S., Kokkonda, R. K., Bhattacharya, S., Veliadis, V., 2023, Switching Loss Analysis of Three-Phase Three- Level Neutral Point Clamped Converter Pole Enabled by Series-Connected 10 kV SiC MOSFETs, *2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Orlando, FL, USA, 2023, pp. 2353-2360, doi: 10.1109/APEC43580.2023.10131392.
- [40]. Alves, L. F. S., Lefranc, P., Jeannin, P.-O., Sarrazin, B., 2023, Advanced Voltage Balancing Techniques for Series-Connected SiC-MOSFET Devices: A Comprehensive Survey, *Power Electronic Devices and Components*, 7. 100055. 10.1016/j.pedc.2023.100055.
- [41]. Xu, W., Huang, A. Q., 2023, 15-kV/50-A SiC AC Switch Based on Series Connection of 1.7-kV MOSFETs, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Sept.-Oct. 2023, 59, 5, pp. 6543-6555. doi: 10.1109/TIA.2023.3284808.
- [42]. Huang, A. Q., Zhu, Q., Wang, L., Zhang, L., 2017, 15 kV SiC MOSFET: An enabling technology for medium voltage solid state transformers, *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 2017, 2, 2, pp. 118-130. doi: 10.24295/CPSSTPEA.2017.00012.
- [43]. Palmer, P. R., Zhang, X., Zhang, J., 2016, The direct series connection of SiC MOSFETs, *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, 2016, pp. 1171-1176, doi: 10.1109/IECON.2016.7793437.
- [44]. Bolotnikov, A., Losee, P., Permuy, A., Dunne, G., Kennerly, S., Rowden, B., Nasadoski, J., Harfman-Todorovic, M., Raju, R., Tao, F., Cioffi, P., Mueller, F. J., Stevanovic, L., 2015, Overview of 1.2kV – 2.2kV SiC MOSFETs targeted for industrial power conversion applications, *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Charlotte, NC, USA, 2015, pp. 2445-2452, doi: 10.1109/APEC.2015.7104691.

- [45]. Vechalapu, K., Negi, A., Bhattacharya, S., 2016, Comparative performance evaluation of series connected 15 kV SiC IGBT devices and 15 kV SiC MOSFET devices for MV power conversion systems, *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Milwaukee, WI, USA, 2016, pp. 1-8, doi: 10.1109/ECCE.2016.7854936.
- [46]. Vechalapu, K., Bhattacharya, S., Aleoiza, E., 2015, Performance evaluation of series connected 1700V SiC MOSFET devices, *2015 IEEE 3rd Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, Blacksburg, VA, USA, 2015, pp. 184-191, doi: 10.1109/WiPDA.2015.7369327.
- [47]. Abuogo, J., 2019, Influence of device parameters spread on current distribution of paralleled silicon carbide MOSFETs, *Journal of Power Electronics*, 19, 1054–1067. <https://doi.org/10.6113/JPE.2019.19.4.1054>
- [48]. Wang, P., Gao, F., Jing, Y., Hao, Q., Li, K., Zhao, H., 2018, An Integrated Gate Driver with Active Delay Control Method for Series Connected SiC MOSFETs, *2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Padua, Italy, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/COMPEL.2018.8459904.
- [49]. Kumar, A., Parashar, S., Kolli, N., Bhattacharya, S., 2018, Asynchronous Microgrid Power Conditioning System Enabled by Series Connection of Gen-3 SiC 10 kV MOSFETs, *2018 IEEE 6th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, Atlanta, GA, USA, 2018, pp. 60-67, doi: 10.1109/WiPDA.2018.8569088.
- [50]. Mohsenzade, S., Zarghani, M., Kaboli, S., 2019, A High-Voltage Series-Stacked IGBT Switch With Active Energy Recovery Feature for Pulsed Power Applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, May 2020, 67, 5, pp. 3650-3661, doi: 10.1109/TIE.2019.2921297.
- [51]. Zhang, F., Yang, X., Chen W., Wang, L., 2020, Voltage Balancing Control of Series-Connected SiC MOSFETs by Using Energy Recovery Snubber Circuits, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Oct. 2020, 35, 10, pp. 10200-10212, doi: 10.1109/TPEL.2020.2981547.
- [52]. Nguyen, T. V., Jeannin, P. -O., Vagnon, E., Frey, D., Crebier, J. -C., 2010, Series connection of IGBT, *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Palm Springs, CA, USA, 2010, pp. 2238-2244, doi: 10.1109/APEC.2010.5433548.
- [53]. Nguyen, T. V., Jeannin, P. -O., Vagnon, E., Frey, D., Crebier, J. -C., 2011, "Series Connection of IGBTs With Self-Powering Technique and 3-D Topology," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, July-Aug. 2011, 47, 4, pp. 1844-1852, doi: 10.1109/TIA.2011.2153817.
- [54]. Alves, L. F. S., Lefranc, P., Jeannin, P. -O., Sarrazin, B., Crebier, J. -C., 2019, Multi-Step Packaging Concept for Series-Connected SiC MOSFETs, *2019 21st European Conference on*

Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe), Genova, Italy, 2019, pp. P.1-P.10, doi: 10.23919/EPE.2019.8914951.

[55]. Alves, L. F. S., Lefranc, P., Jeannin, P. -O., Sarrazin, B., Crébier, J. -C., 2020, Analysis of the Multi-Steps Package (MSP) for Series-Connected SiC-MOSFETs, *Electronics*, 9, 10.3390/electronics9091341.

[56]. Alves, L. F. S., Nguyen, V. -S., Lefranc, P., Crebier, J. -C., Jeannin, P. -O., Sarrazin, B., 2020, A Cascaded Gate Driver Architecture to Increase the Switching Speed of Power Devices in Series Connection, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 9, 2, April 2021, pp. 2285-2294, doi: 10.1109/JESTPE.2020.3006748.

[57]. Alves, L. F. S., Nguyen, V. -S., Lefranc, P., Sarrazin, B., Jeannin, P. -O., Derbey, A., Crebier, J. -C., 2018, Gate Driver Architectures Impacts on Voltage Balancing of SiC MOSFETs in Series Connection, *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, Riga, Latvia, 2018, pp. P.1-P.9.

[58]. Lefranc, P., , Alves, L. F. S., Jeannin, P., Sarrazin, B., Nguyen, V., Crebier, J., 2019, A Predictive Model to Investigate the Effects of Gate Driver on dV/dt in Series Connected SiC MOSFETs, *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg, Germany, 2019, pp. 1-8.

[59]. Nguyen, V. -S., Kerachev, L., Lefranc, P., Crebier, J. -C., 2016, Characterization and Analysis of an Innovative Gate Driver and Power Supplies Architecture for HF Power Devices With High dv/dt , *IEEE Transactions on Power Electronics*, Aug. 2017, 32, 8, pp. 6079-6090, doi: 10.1109/TPEL.2016.2619859.

[60]. de Vienne, C. M., Asllani, B., Reynes, H., Guillet, M., Al-Hinai, A., Lefranc, P., Jeannin, P. -O., Lefebvre, B., Buttay, C., Huesgen, T., 2023, Towards a Common Mode Current Free Packaging Solution for High Voltage Series Connected SiC MOSFET Switches, *PCIM Europe 2023; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg, Germany, 2023, pp. 1-10, doi: 10.30420/566091110.

[61]. Pang, L., Long, T., He K., Huang, Y., Zhang, Q., 2019, A Compact Series-Connected SiC MOSFETs Module and Its Application in High Voltage Nanosecond Pulse Generator, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66, 12, Dec. 2019, pp. 9238-9247, doi: 10.1109/TIE.2019.2891441.

[62]. Kim, J., Yoon, D., Cho, Y., 2019, Active Gate Control method for Voltage Balancing of Series-Connected SiC MOSFETs, *2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, Singapore, 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/IFEEEC47410.2019.9015009.

- [63]. Lee, I., Yao, X., 2018, Active Gate Control for Multiple Series Connected SiC MOSFETs, *2018 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC)*, Jackson, WY, USA, 2018, pp. 391-396, doi: 10.1109/IPMHVC.2018.8936835.
- [64]. Lee, I., Yao, X., 2019, "Active gate control for series connected SiC MOSFETs," *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Anaheim, CA, USA, 2019, pp. 453-457, doi: 10.1109/APEC.2019.8722292.
- [65]. Lee, I., Yue, L., Yao, X., 2019, "Voltage Balancing Control with Active Gate Driver for Series Connected SiC MOSFETs," *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Baltimore, MD, USA, 2019, pp. 3235-3239, doi: 10.1109/ECCE.2019.8912562.
- [66]. Liu, C., Lei, Q., 2019, Current Source Gate Driver for Series Connected Silicon-Carbide (SiC) MOSFETs, *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Anaheim, CA, USA, 2019, pp. 991-997, doi: 10.1109/APEC.2019.8721929.
- [67]. Marzoughi, A., Burgos, R., Boroyevich, D., 2018, Active Gate-Driver With dv/dt Controller for Dynamic Voltage Balancing in Series-Connected SiC MOSFETs, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, April 2019, 66, 4, pp. 2488-2498, doi: 10.1109/TIE.2018.2842753.
- [68]. Parashar, S., Bhattacharya, S., 2019, Active Voltage Balancing Methodology for Series connection of 1700V SiC MOSFETs, *2019 IEEE 7th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, Raleigh, NC, USA, 2019, pp. 430-437, doi: 10.1109/WiPDA46397.2019.8998794.
- [69]. Parashar, S., Bhattacharya, S., 2019, A Novel Gate Driver for Active Voltage Balancing in 1.7kV Series Connected SiC MOSFETs, *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Anaheim, CA, USA, 2019, pp. 2773-2779, doi: 10.1109/APEC.2019.8722176.
- [70]. Pawaskar, V. U., Gohil, G., 2019, Closed Loop dv/dt Control for Equal Voltage Sharing Between Series Connected SiC MOSFETs, *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Baltimore, MD, USA, 2019, pp. 3303-3310, doi: 10.1109/ECCE.2019.8913123.
- [71]. Raszmann, E., Sun, K., Burgos, R., Cvetkovic, I., Wang, J., Boroyevich, D., 2019, Voltage Balancing of Four Series-Connected SiC MOSFETs under 2 kV Bus Voltage using Active dv/dt Control," *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Baltimore, MD, USA, 2019, pp. 6666-6672, doi: 10.1109/ECCE.2019.8912870.
- [72]. Shingu, K., Wada, K., 2017, Digital control based voltage balancing for series connected SiC MOSFETs under switching operations, *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, OH, USA, 2017, pp. 5495-5500, doi: 10.1109/ECCE.2017.8096917.

- [73]. Wada, K., Shingu, K., 2018, Voltage Balancing Control for Series Connected MOSFETs Based on Time Delay Adjustment Under Start-Up and Steady-State Operations, *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Portland, OR, USA, 2018, pp. 5495-5499, doi: 10.1109/ECCE.2018.8557461.
- [74]. Wang, T., Lin, H., Liu, S., 2019, An Active Voltage Balancing Control Based on Adjusting Driving Signal Time Delay for Series-Connected SiC MOSFETs, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, March 2020, 8, 1, pp. 454-464, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2944164.
- [75]. Yang, C., Pei, Y., Xu, Y., Zhang, F., Wang, L., Zhu, M., Yu, L., 2019, A Gate Drive Circuit and Dynamic Voltage Balancing Control Method Suitable for Series-Connected SiC mosfets, *IEEE Transactions on Power Electronics*, June 2020, 35, 6, pp. 6625-6635, doi: 10.1109/TPEL.2019.2954698.
- [76]. Zhang, Z., Gui, H., Niu, J., Chen, R., Wang, F., Tolbert, L. M., Costinett, D. J., Blalock, B. J., 2018, High precision gate signal timing control based active voltage balancing scheme for series-connected fast switching field-effect transistors, *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, San Antonio, TX, USA, 2018, pp. 925-930, doi: 10.1109/APEC.2018.8341125.
- [77]. Son, M., Cho, Y., Baek, S., 2022, Active Gate Driver With Turn-off Delay Control for Voltage Balancing of Series-Connected SiC MOSFETs, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Dec. 2022, 37, 12, pp. 14575-14586, doi: 10.1109/TPEL.2022.3188747.
- [78]. Trochimiuk, P., Kopacz, R., Wrona, G., Rąbkowski, J., 2021, Active Voltage Balancing of Series-Connected 1.7 kV/325 A SiC MOSFETs Enabling Continuous Operation at Medium Voltage, *IEEE Access*, 2021, 9, pp. 8604-8614, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3049606.
- [79]. Wada, K., Shingu, K., 2018, Voltage Balancing Control for Series Connected MOSFETs Based on Time Delay Adjustment Under Start-Up and Steady-State Operations, *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Portland, OR, USA, 2018, pp. 5495-5499, doi: 10.1109/ECCE.2018.8557461.
- [80]. Wang, R., Jørgensen, A. B., Zhao, H., Munk-Nielsen, S., 2022, Design and analysis of a voltage clamping active delay control method for series connected SiC MOSFETs, *2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe)*, Hanover, Germany, 2022, pp. 1-8.
- [81]. Zhao, M., Lin, H., Wang, T., 2022, An Adaptive Driving Signals Delay Control for Voltage Balancing of Multiple Series-Connected SiC MOSFETs, *2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Houston, TX, USA, 2022, pp. 1619-1624, doi: 10.1109/APEC43599.2022.9773613.

- [82]. Zhao, M., Lin, H., Wang, T., 2022, The Application of Series-Connected SiC MOSFETs in Buck Converter Based on Active Driving Signal Delay Control for Voltage Balancing, *2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Houston, TX, USA, 2022, pp. 1614-1618, doi: 10.1109/APEC43599.2022.9773441.
- [83]. Wang, L., Zhang, D., Wang, Y., 2016, High performance solid-state switches using series-connected SiC-MOSFETs for high voltage applications, *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, Hefei, 2016, pp. 1674-1679, doi: 10.1109/IPEMC.2016.7512546.
- [84]. Rahman, M. F., Pang, T., Shoubaki, E., Sakib, N., Manjrekar, M., 2019, Active Voltage Clamping of Series Connected 1.2kV SiC MOSFETs for Solid State Circuit Breaker Application, *2019 IEEE 7th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, Raleigh, NC, USA, 2019, pp. 332-336, doi: 10.1109/WiPDA46397.2019.8998943.
- [85]. Cheng, S., Huang, Y., Wu, X., Sheng, K., 2013, A 3600 V/80 a single external-driver series connected circuit with three Silicon Carbide MOSFETs, *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, CO, USA, 2013, pp. 3217-3223, doi: 10.1109/ECCE.2013.6647122.
- [86]. Xiao, Q., Dong, Z., Wu, X., Sheng, K., 2014, A 10kV/200A SiC MOSFET module with series-parallel hybrid connection," *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, Shanghai, China, 2014, pp. 291-295, doi: 10.1109/PEAC.2014.7037870.
- [87]. Xiao, Q., Yan, Y., Wu, X., Ren, N., Sheng, K., 2015, A 10kV/200A SiC MOSFET module with series-parallel hybrid connection of 1200V/50A dies, *2015 IEEE 27th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's (ISPSD)*, Hong Kong, China, 2015, pp. 349-352, doi: 10.1109/ISPSD.2015.7123461.
- [88]. Wu, X., Cheng, S., Xiao, Q., Sheng, K., 2013, A 3600 V/80 A Series--Parallel-Connected Silicon Carbide MOSFETs Module With a Single External Gate Driver, *IEEE Transactions on Power Electronics*, May 2014, 29, 5, pp. 2296-2306, doi: 10.1109/TPEL.2013.2287382.
- [89]. Marzoughi, A., Burgos, R., Boroyevich, D., 2018, Active Gate-Driver With dv/dt Controller for Dynamic Voltage Balancing in Series-Connected SiC MOSFETs, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, April 2019, 66, 4, pp. 2488-2498, doi: 10.1109/TIE.2018.2842753.
- [90]. Zhang, Z., Liu, C., Wang, M., Si, Y., Liu, Y., Lei, Q., 2021, A novel current-source-based gate driver with active voltage balancing control for series-connected GaN HEMTs, *IEEE Open J. Power Electron.*, 2021, 2, pp. 346–367, doi: 10.1109/OJPEL.2021.3070527.
- [91]. Bolotnikov, A., Losee, P., Permuy, A., Dunne, G., Kennerly, S., Rowden, B., Nasadoski, J., Harfman-Todorovic, M., Raju, R., Tao, F., Cioffi, P., Mueller, F. J., Stevanovic, L., 2015,

Overview of 1.2kV – 2.2kV SiC MOSFETs targeted for industrial power conversion applications, *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Charlotte, NC, USA, 2015, pp. 2445–2452, doi: 10.1109/APEC.2015.7104691.

[92]. Wu, X., Cheng, S., Xiao, Q., Sheng, K., 2013, A 3600 V/80 A series–parallelconnected silicon carbide MOSFETs module with a single external gate driver, *IEEE Trans. Power Electron.*, May 2014, 29, 5, pp. 2296–2306, doi: 10.1109/TPEL.2013.2287382.

[93]. Ren, Y., Yang, X., Zhang, F., Wang, K., Chen, W., Wang, L., Pei, Y., 2017, A compact gate control and voltage-balancing circuit for series-connected SiC MOSFETs and its application in a DC breaker, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Oct. 2017, 64, 10, pp. 8299–8309, doi: 10.1109/TIE.2017.2711579.

[94]. Ren, Y., Yang, X., Zhang, F., Wang, F., Tolbert, L. M., Pei, Y., 2018, A single gate driver based solid-state circuit breaker using series connected SiC MOSFETs, *IEEE Trans. Power Electron.*, Mar. 2019, 34, 3, pp. 2002–2006, doi: 10.1109/TPEL.2018.2861920.

[95]. Liu, J., Ravi, L., Dong, D., Burgos, R., 2021, A single passive gate-driver for series-connected power devices in DC circuit breaker applications, *IEEE Trans. Power Electron.*, Oct. 2021, 36, 10, pp. 11031–11035, doi: 10.1109/TPEL.2021.3074270.

[96]. Ravi, L., Liu, J., Dong, D., Burgos, R., Song, X., Cairolì, P., 2021, TVS Diode Coupled Gate Driver Circuit for Series Connected Power Devices used in Circuit Breaker Applications, *IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Toronto, ON, Canada, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/IECON48115.2021.9589224.

[97]. Biela, J., Aggeler, D., Bortis, D., Kolar, J. W., 2011, Balancing circuit for a 5-kV/50-ns pulsed-power switch based on SiC-JFET super cascode, *IEEE Trans. Plasma Sci.*, Oct. 2012, 40, 10, pp. 2554–2560, doi: 10.1109/TPS.2011.2169090.

[98]. Song, X., Huang, A. Q., Sen, S., Zhang, L., Liu, P., Ni, X., 2017, 15- kV/40-A FREEDM supercascode: A. cost-effective SiC high-voltage and high-frequency power switch, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Nov./Dec. 2017, 53, 6, pp. 5715–5727, doi: 10.1109/TIA.2017.2737627.

[99]. Zhang, L., Sen, S., Huang, A. Q., 2019, 7.2-kV/60-A Austin SuperMOS: An intelligent medium-voltage SiC power switch, *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron*, Mar. 2020, 8, 1, pp. 6–15, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2951602.

[100]. Liu, C., Zhang, Z., Liu, Y., Si, Y., Wang, M., Lei, Q., 2021, A universal block of series-connected SiC MOSFETs using current-source gate driver, " *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron*, , Jun. 2022, 10, 3, pp. 3066–3086doi: 10.1109/JESTPE.2021.3068904.

[101]. Alves, L. F. S., Lefranc, P., Jeannin, P. -O., Sarrazin, B., 2020, A New Gate Drive Power Supply Configuration for Common Mode Conducted EMI Reduction in Phase-Shifted Full-

Bridge Converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, April 2021, 36, 4, pp. 4081-4090, doi: 10.1109/TPEL.2020.3023638.

[102]. Yan, N., Dong, D., Burgos, R., 2021, A Multichannel High-Frequency Current Link Based Isolated Auxiliary Power Supply for Medium-Voltage Applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 37, 1, Jan. 2022, pp. 674-686, doi: 10.1109/TPEL.2021.3102055.

[103]. Yan, N., Chen, Q., Dong, D., Burgos, R., 2020, Design of Insulation System in High-Frequency Auxiliary Power Supply for Medium Voltage Applications, *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Detroit, MI, USA, 2020, pp. 3492-3499, doi: 10.1109/ECCE44975.2020.9235743.

[104]. Yu, C. -H., Jang, S. -R., Kim, H. -S., Ryoo, H. -J., 2017, Gate Driving Circuit With Active Pull-Down Function for a Solid-State Pulsed Power Modulator, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jan. 2018, 33, 1, pp. 240-247, doi: 10.1109/TPEL.2017.2673000.

[105]. Jo, H. -B., Song, S. -H., Lee S. -H., Ryoo, H. -J., 2021, MOSFET Gate Driver Circuit Design for High Repetitive (200 kHz) High Voltage (10 kV) Solid-State Pulsed-Power Modulator, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Sept. 2021, 36, 9, pp. 10461-10469, doi: 10.1109/TPEL.2021.3062612.

[106]. Hou, K., Zheng, Y., Wang, X. , LI, W., He, A., Jiang, Y., 2018, Practical Research on VSC Prototype Based on IGBTs Serial Connected Technology, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jan. 2019, 34, 1, pp. 495-502, doi: 10.1109/TPEL.2018.2812717.

[107]. Rao, J., Guo, L., Liu, H., Li, Z., Jiang, S., 2019, Design of High-Voltage Square Pulse Generator Based on Cascade Switches and Time-Delay Driver, *IEEE Transactions on Plasma Science*, Sept. 2019, 47, 9, pp. 4329-4334, doi: 10.1109/TPS.2019.2932457.

[108]. Liu, T., Ning, R., Wong, T. T. Y., Shen, Z. J., 2016, Modeling and Analysis of SiC MOSFET Switching Oscillations, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Sept. 2016, 4, 3, pp. 747-756, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2587358.

[109]. Niwa, A., Imazawa, T., Kojima, R., Yamamoto, M., Sasaya, T., Isobe, T., Tadano, H., 2017, A Dead-Time-Controlled Gate Driver Using Current-Sense FET Integrated in SiC MOSFET, *IEEE Transactions on Power Electronics*, April 2018, 33, 4, pp. 3258-3267, doi: 10.1109/TPEL.2017.2704620.

- [110]. Frank, W., Zheng, Z., 2018, Performance Comparison Between Voltage Source and Current Source Gate Drive Systems, *PCIM Europe 2018; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg, Germany, 2018, pp. 1-5.
- [111]. Mashhadi, I. A., Ovaysi, E., Adib, E., Farzanehfard, H., 2016, A Novel Current-Source Gate Driver for Ultra-Low-Voltage Applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Aug. 2016, 63, 8, pp. 4796-4804, doi: 10.1109/TIE.2016.2554539.
- [112]. Anthony, P., McNeill N., Holliday, D., 2012, High-speed resonant gate driver with controlled peak gate voltage for silicon carbide MOSFETs, *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Raleigh, NC, USA, 2012, pp. 2961-2968, doi: 10.1109/ECCE.2012.6342520.
- [113]. Wang, C., 2016, A Revisit to Resonant Gate Driver and a Hybrid Driver to Improve EMI vs. loss Tradeoff for SiC MOSFET, *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg, Germany, 2016, pp. 1-7.
- [114]. Wang, X., Wu, H., Pickert, V., 2019, Design of an Advanced Programmable Current-Source Gate Driver for Dynamic Control of SiC Device, *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Anaheim, CA, USA, 2019, pp. 1370-1374, doi: 10.1109/APEC.2019.8721941.
- [115]. Obara, H., Wada, K., Miyazaki, K., Takamiya M., Sakurai, T., 2017, Active gate control in half-bridge inverters using programmable gate driver ICs to improve both surge voltage and switching loss, *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Tampa, FL, USA, 2017, pp. 1153-1159, doi: 10.1109/APEC.2017.7930841.
- [116]. Miyazaki, K., Abe, S., Tsukuda, M., Omura, I., Wada, K., Takamiya, M., Sakurai T., 2017, General-Purpose Clocked Gate Driver IC With Programmable 63-Level Drivability to Optimize Overshoot and Energy Loss in Switching by a Simulated Annealing Algorithm, *IEEE Transactions on Industry Applications*, May-June 2017, 53, 3, pp. 2350-2357, doi: 10.1109/TIA.2017.2674601.

- [117]. Wu, H., Wang, X., Ortiz-Gonzalez, J., Alatisse, O., Pickert, V., 2021, Investigation into the Switching Transient of SiC MOSFET Using Voltage/Current Source Gate Driver, *The 10th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2020)*, Online Conference, 2020, pp. 657-662, doi: 10.1049/icp.2021.1290.
- [118]. Yu, C. -H., Jang, S. -R., Kim, H. -S., Bae, J. -S., Kim, S., 2018, Pulse Generator with Fast Switching Speed and Short Pulse Width based on Semiconductor Switches for Wide Applications, *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Washington, DC, USA, 2018, pp. 1418-1423, doi: 10.1109/IECON.2018.8592688.
- [119]. Zhou, Z., Li, Z., Rao, J., Jiang, S., Sakugawa, T., 2016, A High-Performance Drive Circuit for All Solid-State Marx Generator," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, Nov. 2016, 44, 11, pp. 2779-2784, doi: 10.1109/TPS.2016.2577704.
- [120]. Roth, I., Butler, N., Gaudreau P.E., M, M. P. J., Kempkes, M., Simpson, R., 2018, Solid State Thyatron Replacement, *2018 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC)*, Jackson, WY, USA, 2018, pp. 42-44, doi: 10.1109/IPMHVC.2018.8936750.
- [121]. Gangavarapu, S., Rathore, A. K., Fulwani, D. M., 2018, Three-Phase Single-Stage-Isolated Cuk-Based PFC Converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Feb. 2019, 34, 2, pp. 1798-1808, doi: 10.1109/TPEL.2018.2829080.
- [122]. Fairchild Semiconductor, *Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters*, https://e2e.ti.com/cfs-file/__key/communityserver-discussions-components-files/196/Design-Guidelines-for-RCD-Snubber-of-Flyback-Converters_2D00_Fairchild-AN4147.pdf
- [123]. Texas Instruments, *RC Snubber Design in Synchronous Buck Converter*, https://e2e.ti.com/cfs-file/__key/communityserver-discussions-components-files/196/1665.RC-Snubber.pdf
- [124]. ROHM Semiconductor - ROHM Co., Ltd., *Snubber Circuit for Buck Converter IC*, https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/buck_snubber_app-e.pdf
- [125]. He, D., Sun, W., Liao, Y., Zhang, P., Yu, L., Dong, S., Yao, C., Liu, X., A novel high-voltage solid-state switch based on the SiC MOSFET series and its overcurrent protection, *Institution of Engineering and Technology*, August 2023, 8,4, pp. 698-706, doi.org/10.1049/hve2.12285.

[126]. Trochimiuk, P., Kopacz, R., Wrona, G., Rąbkowski, J., "Medium voltage power switch based on 1.7 kV SiC MOSFETs connected in series inside power modules," *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Genova, Italy, 2019, pp. P.1-P.10, doi: 10.23919/EPE.2019.8915468.

