

T.C.  
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SİLİSYUM KARBÜR YARIİLETKEN GÜÇ  
ELEMENLARI İÇİN AKTİF KAPI SÜRÜCÜ  
DEVRELERİNİN İNCELENMESİ

**Emin Asım YILMAZ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ  
Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı  
Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programı

Danışman  
Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

Temmuz, 2023

**T.C.**  
**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**SİLİSYUM KARBÜR YARIİLETKEN GÜÇ ELEMANLARI**  
**İÇİN AKTİF KAPI SÜRÜCÜ DEVRELERİNİN**  
**İNCELENMESİ**

Emin Asım YILMAZ tarafından hazırlanan tez çalışması 28.07.2023 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Programı **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN  
Yıldız Teknik Üniversitesi  
Danışman

**Jüri Üyeleri**

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

\_\_\_\_\_

Dr. Öğr. Üye. Nihan ALTINTAŞ, Üye  
Yıldız Teknik Üniversitesi

\_\_\_\_\_

Doç. Dr. Murat YILMAZ, Üye  
İstanbul Teknik Üniversitesi

\_\_\_\_\_

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

Emin Asım YILMAZ

İmza

*Aileme*



## TEŞEKKÜR

---

Lisans ve lisansüstü eğitimim boyunca bilgisiyle desteklerini esirgemeyen çok değerli tez danışmanım Prof. Dr. A. Faruk BAKAN'a saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Yıldız Teknik Üniversitesi Alternatif Enerjili Sistemler Kulübü sayesinde tanışma fırsatı bulduğum ve mühendisliği eğlenceli hale getiren değerli meslektaşlarım Emre KIZILTEPE, Caner Göksel SONUZUN ve Ömer Emre PEPEÇ'e teşekkür ederim.

Hayatım boyunca bana destek olan ve bugünlere gelmemi sağlayan kıymetli anneme, babama ve abime teşekkürlerimi sunarım.

Hayatımın her alanında olduğu gibi tez çalışmamı hazırlarken de bana yardımcı olan müstakbel eşim Ebru SEVİNDİ'ye teşekkürlerimi sunarım.

Lisansüstü eğitimim sırasında kaybettiğimiz, beni her zaman cesaretlendiren büyükbabam Hüseyin ÖZTÜRK'e sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Emin Asım YILMAZ

# İÇİNDEKİLER

---

<b>SİMGE LİSTESİ</b>	<b>vii</b>
<b>KISALTMA LİSTESİ</b>	<b>ix</b>
<b>ŞEKİL LİSTESİ</b>	<b>x</b>
<b>TABLO LİSTESİ</b>	<b>xii</b>
<b>ÖZET</b>	<b>xiii</b>
<b>ABSTRACT</b>	<b>xiv</b>
<b>1 GİRİŞ</b>	<b>1</b>
1.1 Literatür Özeti . . . . .	1
<b>2 SiC TABANLI YARI İLETKENLERİN İNCELENMESİ</b>	<b>10</b>
2.1 Yarıiletken Malzemelerin Gelişimi . . . . .	10
2.2 Yarıiletken Malzemelerin Karşılaştırılması . . . . .	10
2.3 Yarıiletken Elemanların Kullanım Alanlarının Karşılaştırılması . . . .	13
2.4 Güç MOSFET'lerinin Temelleri . . . . .	15
2.5 SiC Güç MOSFET . . . . .	22
<b>3 SiC MOSFET DİNAMİK KARAKTERİSTİĞİ VE KAPI SÜRME DEVRELERİ</b>	<b>24</b>
3.1 Kapı Sürme Devreleri . . . . .	24
3.2 SiC MOSFET Dinamik Karakteristiği . . . . .	32
<b>4 BASKILI DEVRE KARTI PARAZİTİKLERİ</b>	<b>41</b>
4.1 Endüktans Modeli . . . . .	41
4.2 Baskı Devre Kartı Modeli Benzetim Çalışmaları . . . . .	42
4.3 Kondansatör Parazitik Endüktansı . . . . .	45
4.4 MOSFET Parazitik Endüktansı . . . . .	46
<b>5 KLASİK KAPI SÜRÜCÜ İLE BENZETİM ÇALIŞMALARI</b>	<b>48</b>
5.1 Benzetim Çalışması Sonuçları . . . . .	51

<b>6 AKTİF KAPI SÜRÜCÜ DEVRELERİ</b>	<b>57</b>
6.1 Aktif Kapı Sürücülerin Amaçları . . . . .	57
6.2 AKS Yöntemleri . . . . .	58
6.3 Önerilen AKS Devresi . . . . .	60
6.4 İdeal Elemanlar ile Benzetim Çalışması . . . . .	64
6.5 AKS Devre Tasarımı . . . . .	67
<b>7 SONUÇ VE ÖNERİLER</b>	<b>71</b>
<b>KAYNAKÇA</b>	<b>73</b>
<b>TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR</b>	<b>78</b>



## SİMGE LİSTESİ

---

$t_{fi}$	Akım Düşme Süresi
$t_{ri}$	Akım Yükselme Süresi
R <sub>aks</sub>	AKS Direnci
C <sub>oss</sub>	Çıkış Kapasitansı
R <sub>low</sub>	Düşük Kapı Direnci
V <sub>th</sub>	Eşik Gerilimi
V <sub>in</sub>	Giriş Gerilimi
C <sub>iss</sub>	Giriş Kapasitansı
R <sub>on</sub>	İletime Girme Kapı Direnci
V <sub>mil(on)</sub>	İletime Girme Miller Gerilimi
I <sub>ch</sub>	Kanal Akımı
I <sub>g</sub>	Kapı Akımı
R <sub>g</sub>	Kapı Direnci
L <sub>g</sub>	Kapı Endüktansı
V <sub>gs</sub>	Kapı-Kaynak Gerilimi
C <sub>gs</sub>	Kapı-Kaynak Kapasitansı
C <sub>gd</sub>	Kapı-Savak Kapasitansı
L <sub>s</sub>	Kaynak Endüktansı
R <sub>off</sub>	Kesime Girme Kapı Direnci
V <sub>mil(off)</sub>	Kesime Girme Miller Gerilimi
V <sub>ce</sub>	Kollektör-Emiter Gerilimi
L <sub>d</sub>	Savak Endüktansı
V <sub>ds</sub>	Savak-Kaynak Gerilimi

Cds	Savak-Kaynak Kapasitansı
IL	Yük Akımı
Rhigh	Yüksek Kapı Direnci



## KISALTMA LİSTESİ

---

AA	Alternatif Akım
ADC	Analog Dijital Dönüştürücü
AKS	Aktif Kapı Sürücü
BDK	Baskılı Devre Kartı
BJT	Bipolar Jonksiyon Transistör
CPLD	Karmaşık Programlanabilir Lojik Aygıt
DA	Doğru Akım
DAC	Dijital Analog Dönüştürücü
EMG	Elektromanyetik Girişim
GaN	Galyum Nitrat
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör
MOSFET	Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistör
SiC	Silisyum Karbür

## ŞEKİL LİSTESİ

<b>Şekil 1.1</b>	SiC yarıiletken elemanların tarihi gelişimi [3]. . . . .	2
<b>Şekil 1.2</b>	Si ve SiC evirici EMI karşılaştırmalı EMI grafikleri [14]. . . . .	5
<b>Şekil 1.3</b>	Anahtar hatalı iletme girme sinyalleri [16]. . . . .	5
<b>Şekil 1.4</b>	Seri bağlı SiC MOSFET'ler ile 2 seviyeli evirici topolojisi [25]. . . . .	7
<b>Şekil 1.5</b>	Anahtar gerilim ve akım beslemeli aktif kapı sürücü topolojisi [29]. . . . .	8
<b>Şekil 1.6</b>	Kapı gerilimi geri beslemeli aktif kapı sürücü devresi [30]. . . . .	8
<b>Şekil 1.7</b>	Kapı gerilimi ayarlanarak yapılan aktif sürücü devre şeması [31]. . . . .	9
<b>Şekil 2.1</b>	Bant aralığı enerjisi diyagramı. . . . .	11
<b>Şekil 2.2</b>	Güç yarıiletkenleri kullanım alanları [34]. . . . .	13
<b>Şekil 2.3</b>	N kanallı MOSFET'in temel yapısı. . . . .	15
<b>Şekil 2.4</b>	N kanallı kanalı oluşmuş MOSFET. . . . .	16
<b>Şekil 2.5</b>	N kanallı DMOS MOSFET yapısı. . . . .	16
<b>Şekil 2.6</b>	N kanallı VDMOS parazitik direnç ve kapasiteleri. . . . .	17
<b>Şekil 2.7</b>	MOSFET'in parazitik kapasitelerle gösterimi. . . . .	19
<b>Şekil 2.8</b>	MOSFET $V_{DS}$ gerilimine bağlı parazitik kapasite değişimi [36]. . . . .	20
<b>Şekil 2.9</b>	MOSFET $V_{DS}$ gerilimine bağlı parazitik kapasite değişimi [36]. . . . .	21
<b>Şekil 2.10</b>	Si ve SiC MOSFET $R_{DSon}$ karşılaştırması [31]. . . . .	22
<b>Şekil 2.11</b>	Jonksiyon sıcaklığına göre Si ve SiC MOSFET'lerde $R_{DSon}$ karşılaştırması [31]. . . . .	22
<b>Şekil 3.1</b>	Totem-pole sürme devresi yapısı. . . . .	25
<b>Şekil 3.2</b>	Bootstrap sürme devresi [37]. . . . .	25
<b>Şekil 3.3</b>	Pulse trafosu ile sürme devresi. . . . .	26
<b>Şekil 3.4</b>	SiC MOSFET ve Si IGBT kısa devre jonksiyon sıcaklığı yükselmesi benzetim grafikleri [38]. . . . .	27
<b>Şekil 3.5</b>	Şönt direnç ile akım korumalı kapı sürücü entegresi bağlantı şeması [39]. . . . .	28
<b>Şekil 3.6</b>	Manyetik etkili akım sensörü entegresi [40]. . . . .	29
<b>Şekil 3.7</b>	Desaturasyon kısa devre algılama devre şeması [41]. . . . .	30
<b>Şekil 3.8</b>	MOSFET yarım köprü bağlantısı. . . . .	31
<b>Şekil 3.9</b>	MOSFET $dv/dt$ kaynaklı kapı gerilimi yükselmesi. . . . .	31
<b>Şekil 3.10</b>	Aktif kırıcı devre şeması [42]. . . . .	32
<b>Şekil 3.11</b>	Anahtarlama elemanı zaman aralıkları [43]. . . . .	33

<b>Şekil 3.12</b>	MOSFET anahtarlama eşdeğer devre şeması [44]. . . . .	<b>34</b>
<b>Şekil 3.13</b>	MOSFET iletme girme dalga şekilleri. . . . .	<b>36</b>
<b>Şekil 3.14</b>	MOSFET kesime girme dalga şekilleri . . . . .	<b>38</b>
<b>Şekil 4.1</b>	BDK yolu[45]. . . . .	<b>42</b>
<b>Şekil 4.2</b>	Çift darbe testi parazitik elemanları . . . . .	<b>43</b>
<b>Şekil 4.3</b>	Test devresi 1'in 3 boyutlu ve 2 boyutlu görüntüsü. . . . .	<b>43</b>
<b>Şekil 4.4</b>	Test devresi 1 benzetim sonucu. . . . .	<b>44</b>
<b>Şekil 4.5</b>	Test devresi 2 benzetim sonucu. . . . .	<b>44</b>
<b>Şekil 4.6</b>	Test devresi 2 EM modeli. . . . .	<b>44</b>
<b>Şekil 4.7</b>	Test devresi 3 EM modeli(a) ve BDK katman yapısı(b). . . . .	<b>45</b>
<b>Şekil 4.8</b>	Test devresi 3 EM modeli benzetim sonucu. . . . .	<b>45</b>
<b>Şekil 4.9</b>	TO-247 kılıf farklı lehim noktaları [49]. . . . .	<b>47</b>
<b>Şekil 5.1</b>	Çift darbe testi anahtar akım dalga şekli. . . . .	<b>49</b>
<b>Şekil 5.2</b>	Klasik kapı sürücü ile benzetim devresi . . . . .	<b>50</b>
<b>Şekil 5.3</b>	Test devresi 1 anahtarlama dalga şekilleri. . . . .	<b>52</b>
<b>Şekil 5.4</b>	Test devresi 2 anahtarlama dalga şekilleri. . . . .	<b>53</b>
<b>Şekil 5.5</b>	Test devresi 3 anahtarlama dalga şekilleri. . . . .	<b>54</b>
<b>Şekil 5.6</b>	Test devresi 4 anahtarlama dalga şekilleri. . . . .	<b>55</b>
<b>Şekil 5.7</b>	İletme girme akım dalga şekilleri. . . . .	<b>56</b>
<b>Şekil 5.8</b>	Kesime girme gerilim dalga şekilleri. . . . .	<b>56</b>
<b>Şekil 6.1</b>	AKS yöntemleri . . . . .	<b>58</b>
<b>Şekil 6.2</b>	Sunulan AKS mimarisi. . . . .	<b>62</b>
<b>Şekil 6.3</b>	AKS dalga şekilleri. . . . .	<b>63</b>
<b>Şekil 6.4</b>	AKS ideal elemanlar benzetim devresi. . . . .	<b>64</b>
<b>Şekil 6.5</b>	2.5 $\Omega$ AKS ile klasik kapı sürücü dalga şekilleri karşılaştırması. . . . .	<b>66</b>
<b>Şekil 6.6</b>	1ED3122 kapı sürücü ile benzetim çalışması gerilim ve akım dalga şekilleri. . . . .	<b>67</b>
<b>Şekil 6.7</b>	Gerçek elemanlar ile AKS benzetim çalışması devresi. . . . .	<b>69</b>
<b>Şekil 6.8</b>	Farklı referans gerilimleri için gerilim ve akım dalga şekilleri. . . . .	<b>70</b>

## TABLO LİSTESİ

---

<b>Tablo 2.1</b>	Yarıiletken Malzemelerin Karakteristiği [32] . . . . .	<b>11</b>
<b>Tablo 5.1</b>	C3M0016120K SiC MOSFET parametreleri . . . . .	<b>48</b>
<b>Tablo 5.2</b>	Klasik kapı sürücü ile test senaryoları . . . . .	<b>50</b>
<b>Tablo 5.3</b>	Klasik kapı sürücü benzetim sonuçları . . . . .	<b>51</b>
<b>Tablo 6.1</b>	İdeal Elemanlar ile AKS benzetim çalışması sonuçları . . . . .	<b>65</b>
<b>Tablo 6.2</b>	1ED3122 ile klasik kapı sürücü benzetim çalışması sonuçları . .	<b>67</b>
<b>Tablo 6.3</b>	Referans gerilimlerine göre AKS sonuçları . . . . .	<b>68</b>

## Silisyum Karbür Yarıiletken Güç Elemanları için Aktif Kapı Sürücü Devrelerinin İncelenmesi

Emin Asım YILMAZ

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

Geniş bant aralıklı yarıiletken güç elemanları rakiplerine göre daha düşük iletim direncine ve daha yüksek anahtarlama frekanslarında çalışma kabiliyetine sahiptir. Bu sebeplerle güç elektroniği uygulamalarında güç yoğunluğunu arttırmak ve verimi iyileştirmek için sıklıkla tercih edilir hale gelmiştir. Artan anahtarlama hızı ile birlikte anahtar üzerindeki osilasyonlar artmakta ve anahtarın maruz kaldığı pik gerilim yükselmektedir. Bu olumsuz etkiler temelde devre üzerindeki parazitik elemanlardan kaynaklanır. Bu olumsuz etkilerden dolayı geniş bant aralıklı güç elemanları tam performanslarında kullanılamaz. Bu çalışmada SiC MOSFET'in anahtarlama performansını iyileştirmek için kullanılan aktif kapı sürücü devreleri incelenmiştir. Önerilen kapalı çevrim kesime girme aktif kapı sürücü devresi, benzetim çalışmalarıyla doğrulanmış ve sonuçlar klasik kapı sürücü devreleri ile karşılaştırılmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** SiC MOSFET, aktif kapı sürücü, anahtarlama kayıpları.

## ABSTRACT

---

# Investigation of Active Gate Drive Circuits for Silicon Carbide Semiconductor Power Devices

Emin Asım YILMAZ

Department of Electrical Engineering  
Master of Science Thesis

Supervisor: Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

Wide bandgap semiconductor power devices have lower conduction resistance and the ability to operate at higher switching frequencies than their competitors. For these reasons, they have become frequently preferred in power electronics applications to increase power density and improve efficiency. With increasing switching speed, oscillations at the switch can become a problem and voltage peaks increase. These negative effects are mainly caused by parasitic elements on the circuit. Due to these negative effects, wide bandgap power devices cannot be used at their full performance. In this study, recently used active gate driver circuits are investigated to improve the switching performance of SiC MOSFET. The proposed closed-loop turn-off active gate driver circuit is verified by simulation studies and the results are compared with conventional gate driver circuits.

**Keywords:** SiC, MOSFET, active gate driver, switching losses.

---

YILDIZ TECHNICAL UNIVERSITY  
GRADUATE SCHOOL OF SCIENCE AND ENGINEERING

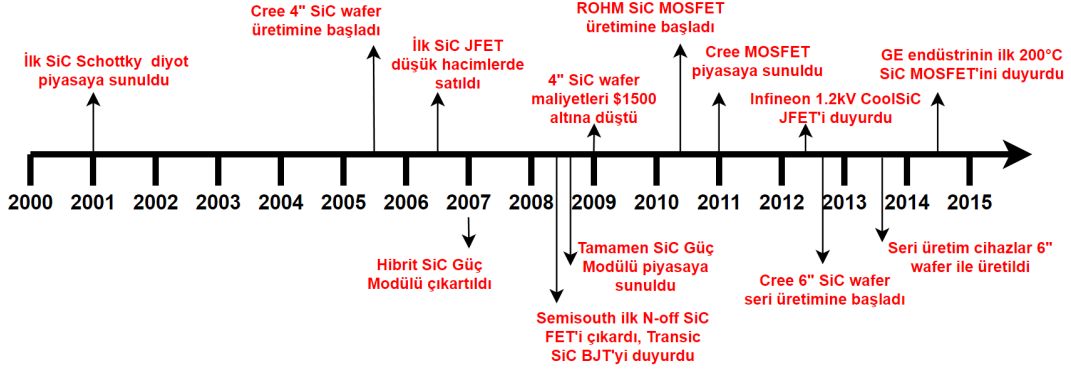
## 1.1 Literatür Özeti

Güç elektroniği uygulamalarının ticari, endüstriyel ve havacılık alanlarındaki kullanımı sürekli artmaktadır. Bu artış temelde, maliyetlerin azalması, bu alanlardaki proseslerin gelişmesi, daha yüksek gerilim, sıcaklık ve frekanslarda çalışma kabiliyetinin artmasından kaynaklanmaktadır. Geçmişten günümüze güç elektroniği uygulamalarındaki eğilim, dönüştürücülerin daha yüksek enerji yoğunluğuna ve daha yüksek verime sahip olması yönündedir. Güç yarıiletkenleri bu konulardaki gelişimde en kritik rolü oynamaktadır [1].

Güç elektroniğinde günümüze kadar olan gelişmeler çoğunlukla son 50 yılda geliştirilen ve olgunlaştırılan silisyum (Si) güç elemanları ile sağlandı. 600 V altındaki gerilimlerde özellikle Si MOSFET kullanılırken 600 V ile 6.5 kV gerilimleri arasında Si IGBT kullanılmaktadır. Si güç elemanları tüm gelişimlere rağmen limitlerine ulaşmışlardır. IGBT'nin en yüksek çalışma gerilimi 6.5 kV ve en yüksek pratik çalışma sıcaklığı 175 °C'dir. Aynı zamanda yüksek çalışma frekansları için uygun değildir [2].

Son yıllarda devrim niteliğinde bir gelişim, SiC gibi geniş bant aralıklı güç elemanlarına sahip cihazların piyasaya sürülmesi ile gerçekleşmiştir. Daha yüksek bant genişliğine sahip olmasından dolayı 4H-SiC malzemesi daha yüksek sıcaklıklarda ve çok yüksek gerilimlerde çalışma kabiliyetine sahiptir. SiC güç elemanları değerlendirildiğinde MOSFET bir çok endüstri uygulamalarında ihtiyaç duyulan 1.2 kV - 3.3 kV dayanım gerilimini karşıladığı için en yaygın olmandır. Si IGBT ile karşılaştırıldığında anahtarlama kayıpları ciddi derecede düşüktür [3]. Şekil 1.1'de SiC yarıiletkenlerin gelişimi kronolojik olarak gösterilmiştir.

Son yıllarda SiC MOSFET ile yapılan çalışmalar incelendiğinde düşük gerilimli motor eviricilerinde Si IGBT yerine SiC MOSFET kullanılmasıyla bu sistemlerin performanslarında artışlar gözlemlenmiştir. Bu artış özellikle anahtarlama



**Şekil 1.1** SiC yarıiletken elemanların tarihi gelişimi [3].

kayıplarının azalmasıyla oluşmuştur. Bu kayıpların azalmasının temel sebebi ise SiC MOSFET’de olmayan ters toparlanma ve IGBT kuyruk akımlarıdır. Kayıpların azalması soğutucu ihtiyacını azaltacağından verimi ve güç yoğunluğunu artırır. SiC MOSFET motor evirici devrelerinde frekansın yükselmesine izin verse de gerçek performansını dönüştürücü devrelerinde gösterebilir. Bu devrelerde anahtarlama frekansının artmasıyla birlikte devredeki endüktans, transformatör ve kondansatörlerin boyutları küçülür. Bununla birlikte SiC ile daha düşük boyutlarda güç modülleri üretilebilir [4].

SiC MOSFET bahsedilen faydaları sebebiyle birçok alanda kullanılmaya başlanmış olup bu alanlarından biri de elektrikli araçlardır. [5]’de bir elektrikli araç evirici geliştirilmiş ve rakibi Si IGBT’ye göre kayıpların %60 oranında azaldığı ortaya konmuştur. Yapılan çift taraflı soğutucu yapısı kullanılarak soğutma işlemi iyileştirilmiştir. Aynı zamanda SiC MOSFET kullanımında oluşacak problemleri indirmek için kaçak endüktansları azaltma amacıyla çok katmanlı bara yapısı kullanılmıştır.

[6]’da bir eviricinin distorsiyonu, anahtar gerilim düşümü, ölü zaman, gecikme süreleri ve anahtar gerilim yükselmeleri kullanılarak modellenmiştir. Bu şekilde evirici çıkış gerilimindeki distorsiyonun azaltılması amaçlanmıştır. SiC MOSFET düşük iletim gerilim düşümü ve daha hızlı anahtarlama sebebiyle rakibi Si IGBT’ye göre eviricinin daha verimli olmasını sağlamıştır. Yalnızca bununla kalmayıp sürülen motorun verimini de arttırmıştır. Motordaki bu verim artışının sebebi SiC ile olan sistemde harmoniklerin daha düşük olmasındandır. SiC ile evirici gerilim distorsiyonu azalmıştır.

SiC MOSFET’in elektrikli araçlardaki bir diğer kullanım alanı da DA-DA dönüştürücülerdir. [7]’de Si IGBT ve SiC MOSFET bazlı iki yönlü DA-DA dönüştürücü verim, boyut ve ağırlık olarak farklı frekanslardaki sonuçlara göre karşılaştırılmıştır. Aynı çalışma frekansında SiC MOSFET verimi daha yüksek

ölçülmüştür. SiC DA-DA dönüştürücünün çalışma frekansı arttırılarak hacimde 4.72 litre ve ağırlıkta 4.60 kg azalma sağlanmıştır. Verim artışı ile SiC MOSFET elektrikli araçlarda menzil artışı sağlayabilirken, hacim ve ağırlık azalması ile diğer ekipmanlar için yer açılmasını sağlayabilir ve araç dinamiğini iyileştirebilir.

Elektrikli araç kablosuz şarj sistemleri güç kablosu ihtiyacını ortadan kaldırmasıyla gelecekte sık kullanılacak şarj yöntemlerinden biri olacaktır. [8]'de yapılan çalışma ile SiC MOSFET ve Si IGBT'li yumuşak anahtarlamalı dönüştürücünün karşılaştırılması yapılmıştır. SiC MOSFET 85 kHz'de en az kayıpla çalışırken kayıplar IGBT'ye göre 3-4 kat daha az olmuştur. SiC MOSFET yüksek sıcaklık dayanımıyla aynı zamanda daha güvenilir olmuştur.

Elektrikli araçlarla ilgili güç elektroniği alanlarından biri de şarj istasyonlarıdır. Özellikle orta gerilim DA hızlı şarj istasyonları SiC MOSFET'in kullanım alanı olmuştur. [9]'da 2.4 kV orta gerilim girişli DA şarj cihazı çalışması yapılmış ve geniş bant aralıklı elemanlar sayesinde hacim ve ağırlıkta iyileşme sağlanırken verimin artması da ortaya konmuştur.

Mikro şebekeler enerjinin lokal olarak üretildiği ve lokal yükler tarafından kullanıldığı, gerektiğinde ana şebekeden ayrılabilen sistemlerdir. Bu ayırma işlemi sayesinde daha güvenli ve temiz enerji sağlanmış olur. Mikro şebekelerin ana şebeke ile bağlantısı çoğunlukla 11 kV ile 34.5 kV arasındaki orta gerilim üzerinden sağlanır. Bu gerilim seviyelerindeki Si anahtarlama elemanları ile yapılan güç dönüştürücüleri ve devre kesiciler yüksek hacimde ve ağırlıkta olmaları sebebiyle mikro şebekeler için uygun değildir. [10]'da yapılan çalışma ile 15 kV'a kadar olan uygulamalarda SiC MOSFET'in üstünlüğü ortaya konmuştur. SiC MOSFET ile güç yoğunluğu, soğutma isterleri, aşırı yükleme kapasitesi ve güvenilirlik gibi konularda iyileşme sağlanmaktadır.

Geniş bant aralıklı yarıiletken elemanlar üstün özellikleri sebebiyle otomotiv, endüstri, yenilenebilir enerji gibi birçok alanda kullanılmaya başlanmıştır. Her ne kadar rakiplerine göre üstün performanslara sahip olsa da SiC'in kullanımının artması ve hali hazırdaki sistemlere adaptasyonu için önünde bazı zorluklar mevcuttur. Bunlardan en temeli yüksek maliyetidir. SiC bu zamana kadarki gelişmelere rağmen maliyet yönünden dezavantajlıdır. Yüksek maliyetleri karşılamak ve gerçek performansını ortaya koymak için yüksek anahtarlama frekanslarında ve yüksek hızlarda çalıştırılmaları gerekmektedir. Bunun sonucu olarak da EMI yayılımı artar. Devredeki yüksek dv/dt dönüştürücüdeki, kablolardaki ve sistemdeki parazitik kapasitelerden kaynaklanan ortak mod akımlarının artmasına sebep olur. Düşük frekanslarda anahtarlanması durumunda

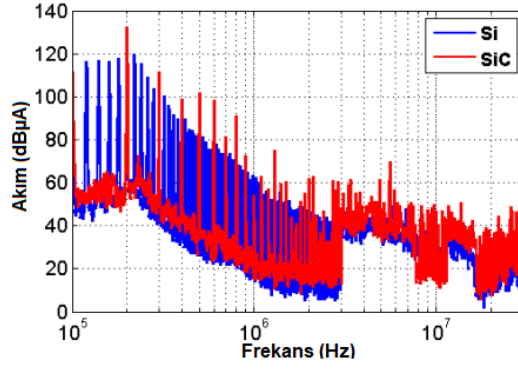
ise yüksek maliyeti sebebiyle rakiplerine göre yeterli avantajı sağlayamaz [11].

Motor evirici devrelerinde geniş bant aralıklı elemanların EMI etkisini inceleyen [12]'de yapılan çalışmada farklı frekanslarda Si MOSFET, SiC MOSFET ve GAN MOSFET test edilmiştir. Artan çalışma frekansı ile iletim yolu ile yayılım ciddi oranda artmaktadır. Elemanların anahtarlama hızları göz önüne alındığında ise bunun etkisinin çok az olduğu görülmektedir. 150 kHz - 30 MHz test ölçüm aralığı göz önüne alındığında anahtarlama hızının etkisinin yüksek frekanslarda düşük olduğu görülebilmektedir.

Geniş bant aralıklı anahtarlama elemanlarının yarıiletken alanının küçük olmasından dolayı  $C_{gs}$  ve  $C_{gd}$  parazitik kapasiteleri Si elemanlara göre çok düşüktür. Bu sebeple daha hızlı anahtarlatabilirler. Anahtarlama hızının artmasıyla elemanın gerilim ve akım salınımlarında artış olur ve bu artış EMI'ı kötü yönde etkiler. Anahtar açılma ve kapanma sırasındaki oluşan osilasyonların frekansı devredeki parazitik endüktans ve anahtarın jonksiyon kapasitesi ile ilişkilidir. Geniş bant aralıklı elemanların jonksiyon kapasiteleri daha düşük olduğu için oluşan osilasyon frekansları daha yüksektir. Bu yüksek frekanslı EMI gürültülerini bastırmak düşük frekanslılara göre daha zordur. [13]'te farklı anahtarlama frekanslarında, anahtarlama hızlarında ve osilasyon değerlerinde analizler yapılmıştır. Anahtarlama frekansının düşük frekanslardaki EMI gürültüsünü belirlerken, anahtarlama hızının ve oluşan salınımin yüksek frekanslardaki EMI gürültüsünü belirlediği ortaya konmuştur. Geniş bant aralıklı elemanlar Si rakiplerine göre daha yüksek anahtarlama frekansına, daha yüksek anahtarlama hızına ve daha yüksek salınımlara sahip olduğu için daha yüksek EMI değerlerine sahip olacaktır.

[14]'te motor evirici devreleri üzerine yapılan çalışmada Si ve SiC elemanların EMI etkileri incelenmiştir. 20 kHz anahtarlama frekansına sahip bir Si evirici ile 100 kHz anahtarlama frekansına sahip SiC evirici karşılaştırılmıştır. Sonuçlara bakıldığında SiC evirici EMI değerleri tüm spektrumda daha yüksektir. Alınan EMI sonuçları Şekil 1.2'de gösterilmiştir.

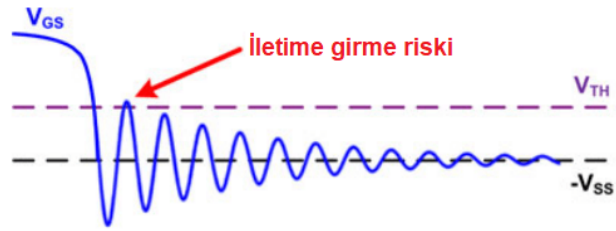
SiC elemanların yüksek anahtarlama frekansında çalıştırılması ve yüksek hızlarda anahtarlama bahsedilen EMI problemlerinin yanı sıra eleman ile ilgili güvenilirlik problemlerine de sebep olabilir. Yüksek hızlı anahtarlama sebebiyle kesime girme sırasında anahtar gerilimi yükselir. Anahtarlama hızı arttıkça pik gerilim değeri de artar. Bu gerilimin elemanın dayanım gerilimini aşmaması gerekmektedir. Aynı koşullarda SiC anahtar daha yüksek pik gerilime maruz kalacaktır. Gerilim yükselmesi dışında anahtar ilettime girerken pik akım değeri



Şekil 1.2 Si ve SiC evirici EMI karşılaştırmalı EMI grafikleri [14].

de SiC anahtarlar için daha yüksek olacaktır. Bu etki yüksek akımlarda daha büyük önem arz eder [15].

Anahtar gerilim ve akımında oluşan yüksek genlikli ve yüksek frekanslı osilasyonlar sürme devresini etkileyebilir. Anahtar sürme devresi ile anahtarın güç hattı miller kapasitesi ve kaynak endüktansı ile birbirlerine kuplajlıdır. Bu sebeple güç hattındaki salınım ve gerilim yükselmeleri kapı gerilimini de etkiler ve osilasyon oluşmasına sebep olabilir [16]. GAN elemanlar kapı eşik gerilimleri düşük olduğu için bu durumlarda hatalı iletme girme riski ile karşı karşıya kalırlar. Osilasyon genliğinin yüksek olması durumunda ise anahtarın kapı geriliminin aşırı yükselme riski oluşur. Yüksek  $dv/dt$  ve  $di/dt$  değerlerinden dolayı geniş bant aralıklı elemanlarda bu problemler daha çok görülür. Şekil 1.3'de hatalı iletme girme durumunun sinyalleri görülebilir.



Şekil 1.3 Anahtar hatalı iletme girme sinyalleri [16].

SiC elemanların kullanımı ile karşımıza çıkan bu zorlukların temelinde elemandaki ve kullanılan baskılı devre kartındaki parazitik etkiler yatmaktadır. Yüksek parazitik endüktans ve kapasitans osilasyonları, gerilim piklerinin ve akım piklerinin artmasına sebep olur. Parazitik endüktansın güç modülü seviyesinde ve baskılı devre kartı seviyesinde azaltılması için literatürde çalışmalar yapılmıştır [17] [18] [19].

SiC elemanların kontrolü için kullanılan kapı sürücü devreleri ile bahsedilen problemlerde iyileşme sağlanabilir. SiC MOSFET'lerin anahtarlama davranışını

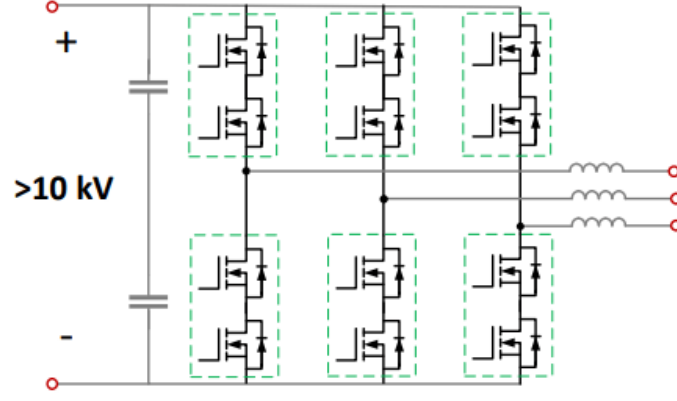
değiştirmek için birçok farklı kapı sürücü devresi geliştirilmiştir. [20]'de anahtarlama esnasında kapı noktasına eklenen kondansatör ile miller akımının bu kondansatör üzerinden akması sağlanmıştır. Bu sayede anahtarlama süresi kısaltılmış ve anahtar pik kapı gerilimi düşürülmüştür. [21]'de yapılan çalışmada negatif gerilim piklerini ve osilasyonları bastıran bir kapı sürücü devresi tasarlanmıştır.

Klasik kapı sürücü devrelerinde iletme girme ve kesime girme için gerilim kontrolü sağlayan iki adet anahtarlama elemanı ve birkaç adet pasif eleman bulunur. Aktif kapı sürücü devreleri (AKS) ise anahtarlama süresince kapı gerilim veya akımını aktif komponentlerle kontrol edebilen sürücülerdir. Aktif kapı sürücüler anahtarın  $dv/dt$  ve  $di/dt$  değerlerinin ayrı kontrolünü sağlayabilir ve bu sayede daha önce bahsedilen problemlere çözüm sunabilir.

Aktif kapı sürücüler literatürde öncelikle IGBT'ler için geliştirilmiştir. [22]'de yapılan çalışmada IGBT'de  $dv/dt$  ve  $di/dt$  kontrolü için bir aktif kapı sürücü devresi önerilmiştir. Bu devrede anahtar geriliminin türevi olan  $dv/dt$  değerini ölçmek için küçük değerli bir kondansatör kullanılmış, oluşturulan sinyal kapı akımının kontrolünde kullanılmıştır. Devre yalnızca anahtar geriliminin değıştiği durumlarda aktif hale gelmektedir. Anahtarın  $di/dt$  kontrolü için ise anahtara seri küçük bir endüktans eklenerek  $di/dt$  ölçülmüş ve kapı akımının kontrolü için geri besleme olarak alınmıştır.

Aktif kapı sürücülerin bir kullanım alanı da seri bağlı anahtarlama elemanlarıdır. Yüksek gerilim uygulamalarında anahtar gerilim dayanımını arttırmak için anahtarlar seri bağlanabilir. Bu durumda anahtarlar iletme ve kesime girme anlarında gerilim ve akımları eşit olarak paylaşmalıdır. Gerilim paylaşımı için RC veya RCD bastırma hücreleri kullanılabilir ancak bunlar devre kayıplarını artırır ve yer kaplar [23]. [24]'te yapılan çalışmada 600V ve 1200V'luk seri bağlı IGBT'ler için aktif kapı sürücü kullanılmıştır. Devre sayesinde daha kompakt bir tasarım yapılmış ve kayıplar azaltılmıştır. [25]'te yüksek gerilimli SiC MOSFET'lerin kullanım alanlarını arttırmak için seri bağlı SiC MOSFET'lerde gerilim paylaşımını sağlayacak bir aktif kapı sürücü öne sürülmüştür. Devrede 10kV SiC MOSFET'ler kullanılmış ve kapı devrelerindeki gecikme süreleri anahtar gerilim geri beslemesine göre kontrol edilerek gerilim paylaşımı eşit olarak sağlanmıştır.

Güç elektroniği uygulamalarında SiC MOSFET kullanılan yüksek hızlı anahtarlama faz kolu yapılarında üst anahtar ve alt anahtar arasındaki etkileşim devrenin çalışma frekansını sınırlayabilir. Aktif kapı sürücüler bu etkileşimi



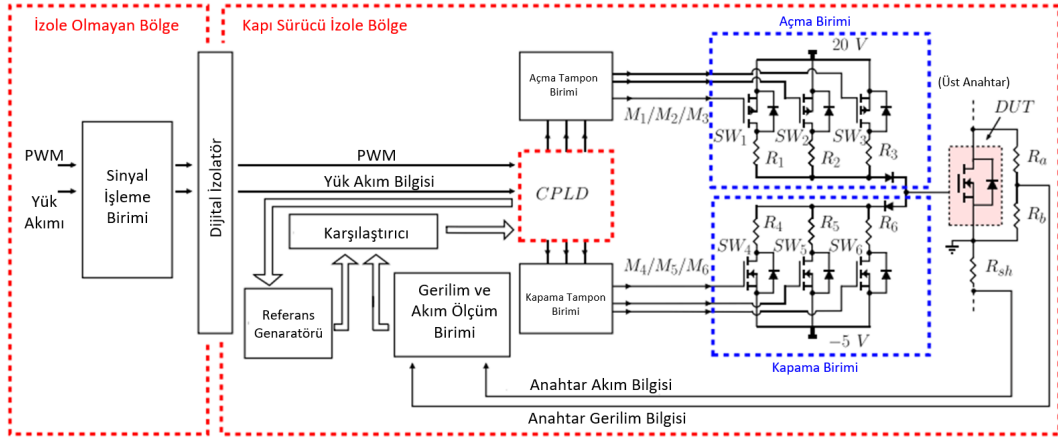
**Şekil 1.4** Seri bağlı SiC MOSFET'ler ile 2 seviyeli evirici topolojisi [25].

bastırmak için kullanılabilir. SiC MOSFET'lerde bu etkileşimi azaltmak için [26]'da yapılan çalışmada aktif kapı sürücü kullanılmıştır. Anahtar kapısına eklenen kondansatör ile kapı empedansı kontrol edilerek etkileşim bastırılmıştır.

Aktif kapı sürücünün anahtardan geri besleme almadan çalıştığı topolojiler açık çevrim topolojilerdir. [27]'de yapılan çalışmada SiC MOSFET için iletme girme aktif kapı sürücü devresi açık çevrim olarak test edilmiştir. İletime girme bölgesinde kapı direncini değiştirerek  $di/dt$  değeri kontrol edilmiştir. Kapı gerilimindeki osilasyonların ve gerilim piklerinin azaltılması sağlanmıştır. Anahtarın farklı giriş gerilimi, yük ve sıcaklıklarda çalışması durumunda açık çevrim aktif kapı sürücüler bu değişen koşullara uyum sağlayamayacaktır. Anahtarın parametrelerindeki toleranslardan dolayı aynı anahtarın farklı cihazlardaki tepkilerinde küçük farklılıklar olabilir. Tüm bu sebeplerden dolayı açık çevrim devrelerde istenilen iyileştirmeler tümüyle sağlanamaz [28].

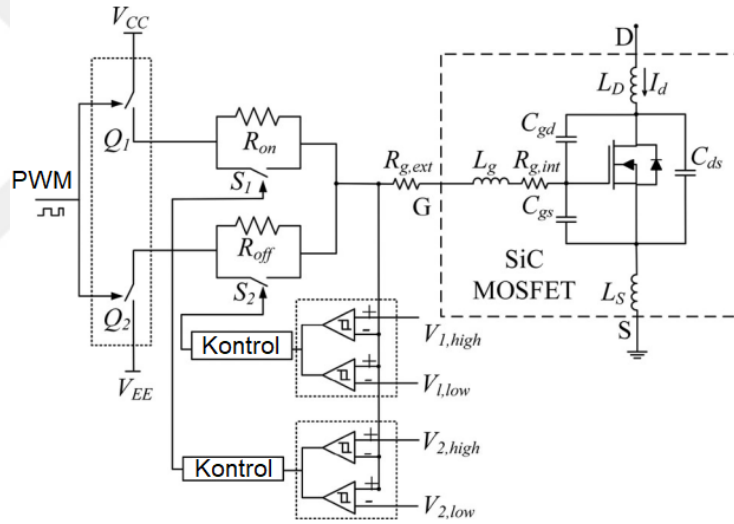
Kapalı çevrim aktif kapı sürücüler geri beslemeyi farklı şekillerde alabilir. [29]'da geri besleme anahtar gerilim ve akımından alınmıştır. Anahtar kapı akımı farklı üç farklı kapı dirençlerinin devreye alınıp çıkarılması ile kontrol edilmiştir. Kontrol devresi için bir CPLD kullanılmıştır. Okuma devrelerindeki gecikme, sürücü performansını etkileyeceğinden yüksek hızlı amplifikatörler kullanılmıştır. Anahtar gerilim ve akım piklerinde %50'ye varan azalma sağlandığı ve anahtarlama kaybında %30'a varan azalma sağlandığı ortaya konmuştur.

Anahtar kapı gerilimi ölçümü yüksek gerilimli uygulamalarda kapı sürücü devre boyutlarını ve maliyetlerini arttırabilir. Anahtar akım ölçümü ise devreye seri direnç ile yapıldığında kayıpları ve boyutları arttırırken diğer yöntemler de maliyetleri artırır. [30]'da yapılan çalışmada anahtar kapı geriliminden alınan geri besleme ile bir aktif kapı sürücü ortaya konmuştur. Bu devre ile daha önce bahsedilen geri beslemeli yapılardan daha basit ve uygulaması daha kolay bir yapı sağlanmıştır.



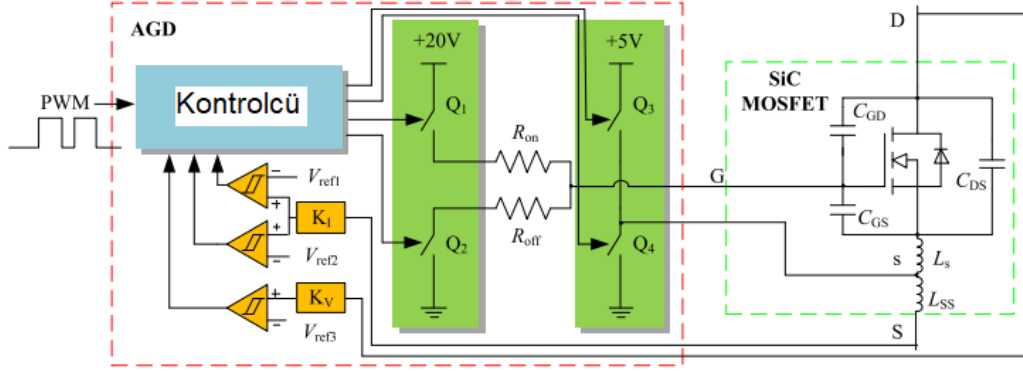
Şekil 1.5 Anahtar gerilim ve akım beslemeli aktif kapı sürücü topolojisi [29].

Kapı geriliminden alınan geri besleme ile anahtarın miller gerilimi saptanarak kapı akımı kontrol edilmiştir. 1200V SiC MOSFET ile yapılan testlerle anahtar pik gerilimi %28 oranında azaltılmış ve anahtarlama kaybı da iyileştirilmiştir.



Şekil 1.6 Kapı gerilimi geri beslemeli aktif kapı sürücü devresi [30].

Kapı akımını kontrol etmek için kapı direncini değiştiren uygulamalara ek olarak [31]'de yapılan çalışmada kapıya uygulanan gerilimi değiştirerek kapı akımı kontrolü sağlanmıştır.



Şekil 1.7 Kapı gerilimi ayarlanarak yapılan aktif sürücü devre şeması [31].

# 2

## SiC TABANLI YARI İLETKENLERİN İNCELENMESİ

---

### 2.1 Yarıiletken Malzemelerin Gelişimi

Silisyum (Si), günümüze kadar üretilen güç yarıiletkenlerinde en çok kullanılan malzeme olmuştur. Diyot, tristör, BJT, IGBT, MOSFET vb. elemanlar en çok kullanılan silisyum tabanlı yarıiletken güç elemanlarına örnek olarak verilebilir. Silisyum bazlı bu elemanlar üzerinde piyasaya ticari olarak ilk sürülmesinden bu yana birçok geliştirme yapılmıştır. Bu gelişmeler sayesinde hem bu malzemelerin üretimindeki hem de kullanıldıkları devrelerdeki performansları yarıiletken malzemenin sınırlarına yaklaşmıştır. Günümüzdeki güç dönüştürücüleri artık yarıiletken elemanların daha yüksek sıcaklıkta ve daha yüksek frekanslarda çalışma ile daha yüksek güç yoğunluğuna sahip olma gereksinimlerini ortaya koymuştur. Si temelli yarıiletken elemanlar bu talebi karşılayamamaktadır. Yarıiletkenler üzerine yapılan son çalışmalar geniş bant aralıklı Silisyum Karbür (SiC) ve Galyum Nitrat (GaN) temelli yarıiletken elemanların güç elektroniği alanındaki bahsedilen talebi karşılayabileceğini ortaya koymuştur.

### 2.2 Yarıiletken Malzemelerin Karşılaştırılması

Kimyasal olarak birbirine aynı olan ve aynı miktarda Silisyum (Si) ve Karbon (C) içeren farklı SiC kristal yapıları bu zamana kadar üretilmiştir. Kimyasal formları aynı olmasına rağmen elektriksel özellikleri birbirlerinden farklıdır. Temel SiC yapıları 3C, 4H ve 6H'tır. 4H SiC elektron hareketliliğinin yüksek olması sebebiyle diğer yapılara göre daha çok tercih edilmektedir.

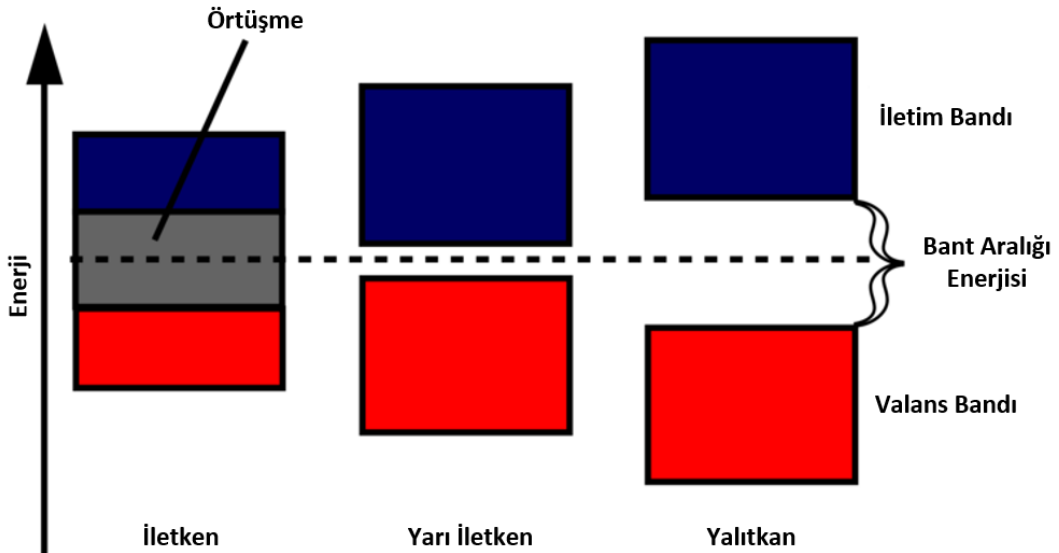
Tablo 2.1'de yarıiletken malzemelerin karakteristik özellikleri verilmiştir.

**Tablo 2.1** Yarıiletken Malzemelerin Karakteristiği [32]

Parametre	Sembol	Si	4H-SiC	GAN	Birim
Bant Aralığı Enerjisi	$E_g$	1.12	3.2	3.4	eV
Kritik Elektrik Alan	$E_c$	0.3	2.6	3.3	MV/cm
Elektron Hareketliliği	$\mu_e$	1350	750	1200	$cm^2/V \cdot s$
Delik Hareketliliği	$\mu_h$	600	100	120	$cm^2/V \cdot s$
Elektriksel Geçirgenlik	$\epsilon_h$	11.8	9.7	9.5	-
Isıl İletkenlik	$\lambda$	1.5	3.8	1.3	$W/cm \cdot K$
Satürasyon Sürüklenme Hızı	$v_{sat}$	$1 \cdot 10^7$	$2 \cdot 10^7$	$2.5 \cdot 10^7$	cm/s

### 2.2.1 Bant Aralığı Enerjisi

Bant aralığı enerjisi valans banttaki elektronlar ile iletim bandındaki elektronlar arasındaki enerji farkını ifade eder. Eğer valans bant enerjisi ve iletim bandı enerjisi örtüşüyorsa madde iletkenidir. Eğer bant aralığı enerjisi çok yüksekse madde yalıtkandır. Eğer bant aralığı enerjisi dışarıdan uyarma ile sağlanarak elektronların iletken banda geçmesini sağlayabilecek kadar küçükse madde yarıiletkenidir. Şekil 2.1’de bant aralığı diyagramı verilmiştir.



**Şekil 2.1** Bant aralığı enerjisi diyagramı.

Bant aralığı enerjisi 2 eV'dan yüksek olan maddeler geniş bant aralıklı madde olarak adlandırılır. Tablo 2.1'de görüldüğü üzere Si 1.12 eV  $E_g$ 'ye sahipken, 4H-SiC onun yaklaşık 3 katı kadar olan 3.2 eV  $E_g$ 'ye sahiptir.  $E_g$ 'si yüksek malzemeler daha yüksek sıcaklıklarda çalışabilir. SiC temelli güç yarıiletkenleri 500°C jonksiyon sıcaklıklarına kadar çalışabilirken yarıiletken paketleme teknolojisi henüz bu sıcaklıklarda çalışmaya izin vermemektedir [33]. Yüksek jonksiyon sıcaklarında çalışma sayesinde dönüştürücülerdeki soğutucu ihtiyacı azaltılabilir.

### 2.2.2 Isıl İletkenlik

SiC 4H malzemenin ısı iletkenliği 3.8 W/cmK olup ve Si malzemeye göre yaklaşık 3 kat daha fazladır. Isıl iletkenlik malzemenin ısı transfer yeteneğini gösterir. Isıl iletkenlik ne kadar yüksekse malzeme ısıyı o kadar hızlı aktarabilir. Kararlı halde iken elemanın sahip olabileceği en yüksek güç kaybı Eşitlik 2.1 ile hesaplanır. Burada  $T_{J(max)}$  jonksiyon sıcaklığı üst limiti,  $T_A$  ortam sıcaklığı ve  $R_{th}$  malzemenin ısı direncidir. Isıl direnç malzemenin fiziksel boyutları ile ilişkilidir ve malzemenin ısı iletkenliği ile ters orantılıdır.

$$P_{D(max)} = \frac{T_{J(max)} - T_A}{R_{th}} = \frac{\Delta T}{R_{th}} \quad (2.1)$$

Aynı soğutucu koşullarında ısı iletkenliğinin yüksek olması sayesinde SiC temelli yarıiletkenler daha yüksek güç kayıpları ile çalışabilir bu sayede cihazın güç yoğunluğu daha yüksek olur.

### 2.2.3 Kritik Elektrik Alan

Tablo 2.1'de gösterildiği üzere kritik elektrik alan  $E_c$  4H-SiC malzeme için Si'ye göre 7 kat daha yüksektir. yarıiletken anahtarın dayanım gerilimi malzemenin  $E_c$ 'si ile ilişkilidir. Yüksek  $E_c$  değeri sayesinde SiC elemanlar daha yüksek dayanım gerilimine sahip olabilir. Aynı dayanım geriliminde Si elemanlara göre daha ince şekilde üretilebilirler.

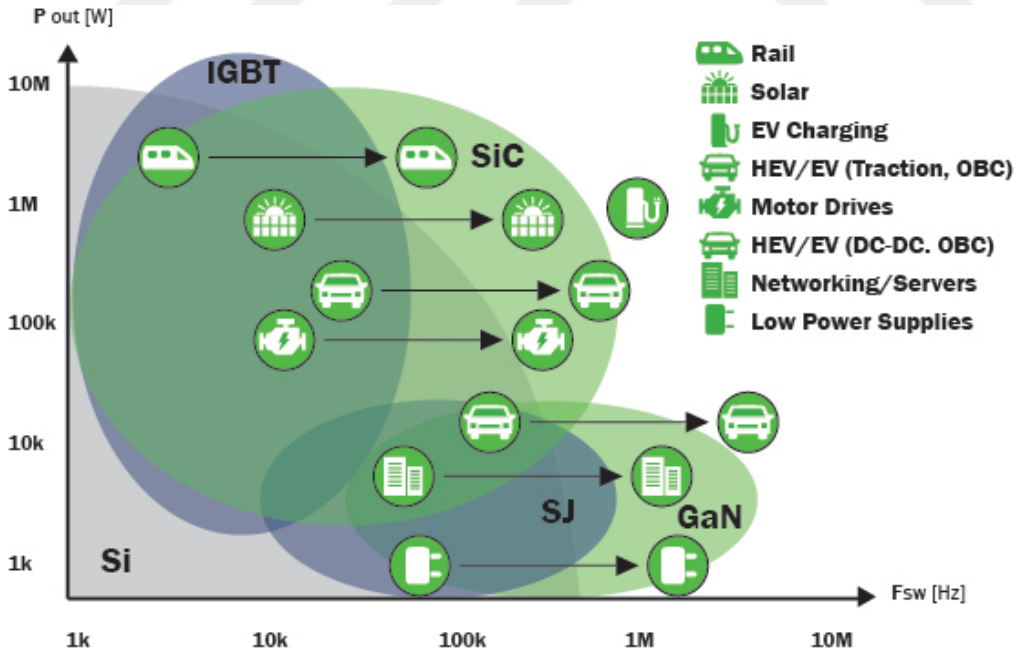
Bunlara ek olarak daha ince yapılı diyotlarda, yük taşıyıcılarda depolan enerji daha az olur. Bu sayede SiC diyotlarda ters toparlanma kayıpları çok daha düşüktür. Yüksek frekanslarda çalışmaya daha uygundur ve anahtarlama kayıpları daha düşüktür.

## 2.2.4 Saturasyon Sürüklenme Hızı

Yarıiletkenlerde elektrik alan taşıyıcı elektronlarda hızlanmaya sebep olur. Taşıyıcıların ortalama hızı  $V_D$  hareketlilik ve elektrik alanın çarpımı ile elde edilir. Düşük elektrik alanda doğrusal olan  $V_D$  elektrik alan arttıkça doğrusal olarak artmaz ve sabitlenir. Sabitlendiği hıza saturasyon sürüklenme hızı  $V_{sat}$  denir. SiC elemanlarda  $V_{sat}$  Si elemanların yaklaşık olarak iki katıdır. Bu sayede SiC daha yüksek hızlarda anahtarlanabilir.

## 2.3 Yarıiletken Elemanların Kullanım Alanlarının Karşılaştırılması

Önceki bölümde yarıiletkenlerin fiziksel özellikleri üzerinden karşılaştırma yapılmıştır. Bu fiziksel özellik farkları yarıiletkenler ile üretilen güç elemanlarının kullanım alanlarını doğrudan etkilemektedir. Güç elemanlarının kullanım koşullarını belirleyen temel faktörler dayanma gerilimi, anahtarlama hızı, anahtarlama kaybı, ısıl iletkenlik gibi parametrelerdir. Şekil 2.2’de dönüştürücü gücü ve çalışma frekansına göre kullanılan yarıiletken teknolojiler ve bunların hangi endüstrilerde kullanıldıkları gösterilmiştir. SiC ve GaN geniş bant aralıklı elemanlar ile bu endüstrilerde daha yüksek frekanslarda dönüştürücüler üretilebilir.



Şekil 2.2 Güç yarıiletkenleri kullanım alanları [34].

Si MOSFET ve Si IGBT karşılaştırıldığında özellikle IGBT'deki kuyruk akımları sebebiyle anahtarın kesime girme hızı düşüktür. Bu durum IGBT'nin çalışma frekansını sınırlar ve yüksek frekanslı uygulamalarda MOSFET daha iyi bir tercih olur. Düşük akımlı uygulamalarda MOSFET'in iletim kaybı düşük iletim direnci nedeniyle düşük olurken, yüksek akımlı uygulamalarda IGBT iletim kayıpları daha düşüktür. MOSFET iletim direnci elemanın dayanım gerilimi yükseldikçe keskin olarak artar. Bu sebeple yüksek gerilimli uygulamalarda IGBT tercih edilir. Piyasadaki ticari Si MOSFET'lerin dayanım gerilimleri en yüksek 800 V - 950 V bandındadır. IGBT'ler ise 4500 V, 6500 V gerilim seviyelerine kadar bulunmaktadır.

Şekil 2.2'de görüldüğü üzere SiC MOSFET uygulama alanı Si IGBT ile örtüşmektedir. SiC MOSFET hızlı anahtarlanabilme ve düşük anahtarlama kaybı özellikleriyle Si IGBT kullanılan uygulamaların daha yüksek frekanslarda çalıştırabilmesine olanak sağlar. Dönüştürücülerde yüksek frekansla birlikte pasif eleman boyutları küçülür ve güç yoğunluğu artar. SiC MOSFET 1200 V, 1700 V, 3.3 kV, 10 kV ve 15 kV gerilim seviyeleri için günümüzde bulunmaktadır.

SiC MOSFET Si MOSFET ile karşılaştırıldığında daha yüksek gerilim seviyelerinde ve daha yüksek anahtarlama hızlarında çalışabilir. Günümüze kadar Si yarıiletken elemanlar üzerine yapılan çalışmalar performanslarını arttırmış ve maliyetlerini düşürmüştür.

GaN MOSFET çok yüksek anahtarlama hızlarına sahipken akım taşıma kapasitesi sınırlıdır. Bu yüzden düşük güçlü uygulamalarda Si MOSFET'in yerini almaktadır. GaN aynı özelliklerdeki Si'ye göre daha küçük alanda üretilebilir. Bu da ilerleyen zamanlarda Si'ye göre maliyet avantajı olabileceğini gösterir.

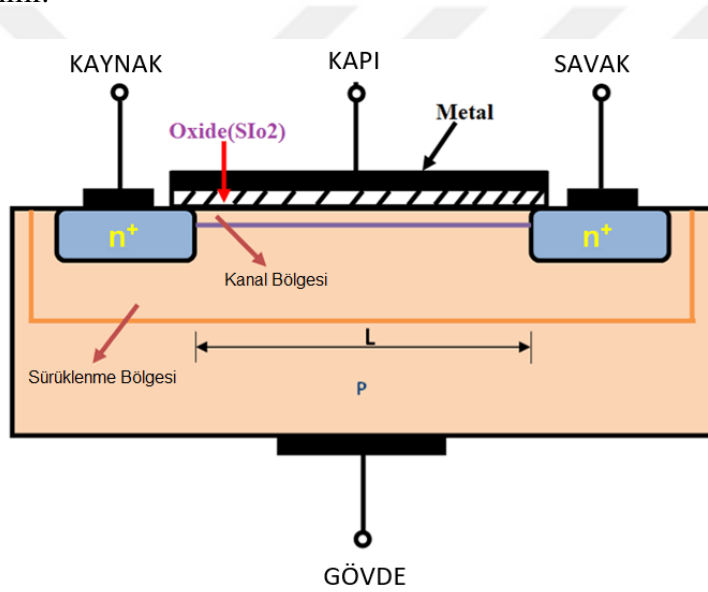
Yarıiletkenlerin ısı iletkenlik değerlerini incelediğimizde SiC'in Si ve GaN'a göre çok daha üstün olduğu görülmektedir. Bu sayede soğutucu performansı SiC'li dönüştürücülerde daha iyi olacaktır. GaN ise Si'den biraz daha kötü ısı iletkenliğe sahipken GaN'lı dönüştürücülerdeki verim artışı düşünüldüğünde bu fark kolayca tolere edilebilir.

SiC elemanın raylı sistemler, solar sistemler, elektrikli araç şarj istasyonları, otomotiv eviricileri gibi alanlarda Si IGBT'nin yerini alacağı düşünülmektedir. GaN elemanın ise elektrikli araç yerleşik şarj üniteleri ve düşük güçlü güç kaynaklarında Si MOSFET'in yerini yakın gelecekte alacağı öngörülmektedir.

## 2.4 Güç MOSFET'lerinin Temelleri

Metal-Oksit yarıiletkenli alan etkili transistor (MOSFET) 1959 yılında Bell laboratuvarında Mohamed Atalla ve Dawon Kahng tarafından geliştirildi. MOSFET, yüksek akım taşıma kapasitesi ve kesim durumunda yüksek dayanma gerilimine sahiptir. Bu sebeple güç elektroniği uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır.

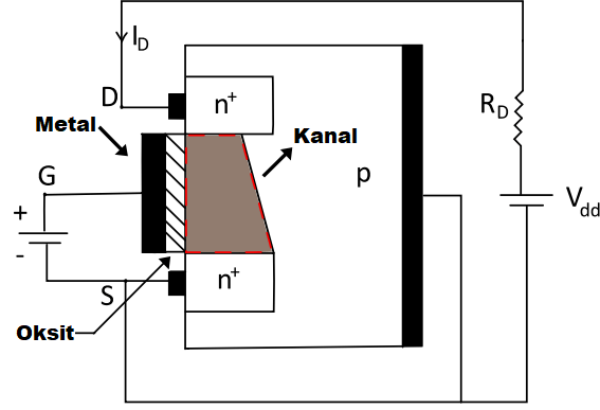
MOSFET birbirini takip eden n tipi ve p tipi katkılı yarıiletkenlerle oluşturulmuş katmanlardan oluşur. Katılama yapılarına göre n kanallı veya p kanallı MOSFET elde edilebilir. Şekil 2.3'te N kanallı bir MOSFET'in temel yapısı verilmiştir. MOSFET'in kaynak, kapı, savak ve gövde olmak üzere dört adet terminali bulunur. Gövde terminali çoğunlukla kaynak terminaline bağlanır ve üç terminalli bir eleman olarak kullanılır.



Şekil 2.3 N kanallı MOSFET'in temel yapısı.

Kapı terminali oksit tabakası ile izole edilmiştir. Bu izolasyon ile kapı ve gövde terminaleri arasında MOS kapasitesi denilen kapasite oluşur. Kaynak ve gövde terminaleri kısa devre edildiği için bu kapasitenin kapı ile kaynak arasında olduğu da söylenebilir. Kapı terminaline uygulanan gerilimle birlikte elektronlar oksit tabakasına yaklaşır. Uygulanan gerilim kapı eşik gerilimini geçtiğinde kaynak ve savak terminalerin katkılı n katmanları arasında serbest elektronlardan oluşan iletken evirtim katmanı oluşur. Kaynak ile savak arasına gerilim uygulanması ile de akım geçişi sağlanır. Şekil 2.4'te n kanallı MOSFET'in kanalı oluşmuş hali görülmektedir.

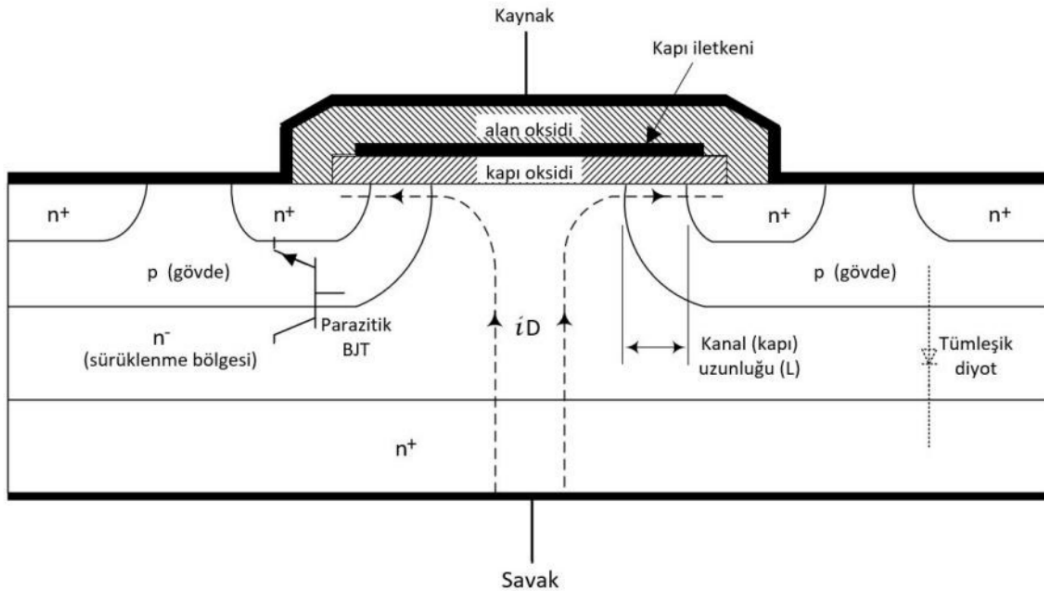
Bu MOSFET yapısında MOSFET'in akım ve kırılım gerilimi gibi parametreleri kanalın fiziksel boyutları ile ilişkilidir. Bu yapıda kanal genişlik ve uzunlukları



**Şekil 2.4** N kanallı kanalı oluşmuş MOSFET.

dikkate alındığında yarıiletkenin verimsiz kullanıldığı görülmektedir. Güç MOSFET'leri ilk piyasaya sürüldüğünden bu zaman kadar farklı yapılarda MOSFET'ler üretilmiştir. Bunlardan en çok tercih edileni Vertical Diffused MOS (VDMOS) ya da diğer adıyla Double-diffused MOS (DMOS) yapısıdır. Basit MOSFET yapısına benzeyen şekilde kaynak ve savak'ın yan yana olduğu yapılara yananal (lateral) yapılar denilir. Bu yapılar bazı özel durumlarda örneğin yüksek frekanslı uygulamalarda kapı-savak kapasitesinin çok düşük olması sebebiyle tercih edilebilir. Ayrıca dikey yapının kullanılamayacağı entegre elemanlarda tercih edilir.

Şekil 2.5'te DMOS yapısı gösterilmektedir. DMOS'ta akım dikey olarak akar. Kullanılan dikey yapıda gerilim seviyesi n sürüklenme bölgesinin kalınlığı ile ilişkilidir. Akım seviyesi ise kanal genişliği ile orantılıdır. Bu sayede yüksek gerilim dayanımlı ve yüksek akımlı sıkı ve yoğun bir eleman üretilebilir.

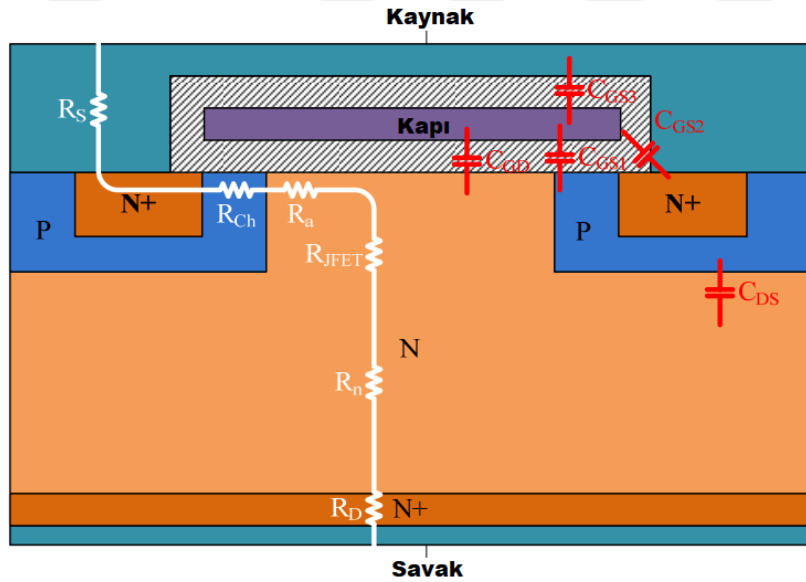


**Şekil 2.5** N kanallı DMOS MOSFET yapısı.

Kaynak ve savak arasında oluşan npn yapısı sebebiyle parazitik bir BJT oluşur. BJT'nin baz terminali p gövde iken emiter ucu kaynak ve kollektör ucu savaktır. Bu BJT'nin iletme geçmesini önlemek için p gövde kaynak iletkenine kısa devre olacak şekilde biçimlendirilir. Bunun sonucu olarak kaynak ile savak arasında parazitik bir diyot oluşur.

#### 2.4.1 Güç MOSFET'inin Savak-Kaynak İletim Direnci Karakteristiği

Güç MOSFET'i kapı gerilimine kapı eşik gerilimden yüksek bir gerilim uygulandığında iletme geçer. İletime geçtiği durumda kaynak ile savak arasında oluşan dirence iletim direnci  $R_{DSON}$  denir.  $R_{DSON}$  elemanın iletim kayıplarını belirlemekte olup fiziksel yapıda birden fazla bölgenin dirençlerinin toplamıdır. Şekil 2.6'da n kanallı VDMOS için parazitik direnç ve kapasiteler gösterilmiştir.



Şekil 2.6 N kanallı VDMOS parazitik direnç ve kapasiteleri.

$R_S$  kaynak direnci olup MOSFET kılıfındaki pin ile kanal arasındaki direnci temsil eder. Bu dirence kılıf bacağı, paket içerisindeki tel bağlantısı ve N+ bölgesinin dirençleri dahildir.

$R_{CH}$  kanal direnci olup kanal fiziksel özellikleriyle ilişkilidir. Kanal direnci  $R_{DSON}$ 'un büyük bölümünü oluşturur.

$R_a$  yığılma bölgesi direnci olup kapı elektrodunun hemen altındaki epitaksiyel bölgesinin direncini ifade eder. Burada akım yönü yataydan dikeye geçiş yapar.

$R_{JFET}$  parazitik JFET transistörün akım yolunu daraltmasından dolayı oluşan dirençtir.

$R_n$  epitaksiyel katmanın direncidir. Bu bölge dayanım gerilimini belirlediği için elemanın gerilim seviyesi ile doğrudan ilişkilidir. Yüksek gerilim dayanımlı bir MOSFET kalın bir tabakaya sahip olacağından yüksek bir dirence sahip olur. Bu yüzden  $R_n$  yüksek gerilimli MOSFET'lerin iletim dirençlerinin yüksek olmasının temel sebebidir.

$R_D$  savak direncidir. Kılıftaki dirençlerin ve N+ bölgesindeki direncin toplamıdır.

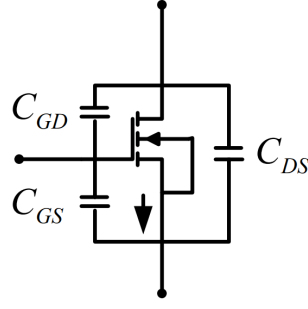
$R_{DSON}$  Eşitlik 2.2 ile hesaplanır.

$$R_{DSON} = R_S + R_{CH} + R_a + R_{JFET} + R_n + R_D \quad (2.2)$$

#### 2.4.2 Güç MOSFET'inin Parazitik Kapasiteleri

İdeal bir güç elemanı girişine verilen sinyal ile aynı anda ilettime girer ancak gerçek bir elemanın tamamen ilettime girmesi için belli bir zaman gerekir. İletim süresince oluşan bu kayıplar da anahtarlama kayıplarıdır. Anahtarlama ne kadar ideale yakın yani ne kadar hızlı olursa anahtarlama kayıpları da o kadar az olur. MOSFET anahtarlama hızını sınırlayan temel parametrelerin başında parazitik kapasiteler gelmektedir. Şekil 2.6'da VDMOS yapısındaki parazitik kapasiteler görülmektedir. Bu kapasitelerle birlikte MOSFET modeli Şekil 2.7'de gösterilmiştir. Burada  $C_{GD}$  kapı-savak kapasitesi,  $C_{GS}$  kapı-kaynak kapasitesi ve  $C_{DS}$  ise savak-kaynak kapasitesidir.

$C_{GS}$  kapasitesi kapı ve kaynak bölgelerinin izole oksit tabakası üzerinden örtüşmesiyle meydana gelir. MOSFET'in farklı çalışma gerilimlerine göre bu kapasite çok az değişebilir bu yüzden genellikle sabit kabul edilir.



**Şekil 2.7** MOSFET'in parazitik kapasitelerle gösterimi.

$C_{GD}$  kapasitesi kapı elektrodu ile N epitaksiyel bölgesi arasında oksit izolasyonu ile oluşan kapasitedir. Kapı ve savak gerilimlerinin değişimiyle kapasite değeri değişir. Savak gerilimi  $V_{DS}$  gerilimi değiştiğinde N epitaksiyel alanı değiştiğinden kapasitenin alt iletken alanı değişir ve kapasite değeri değişmiş olur.  $C_{GD}$  kapasitesi ile  $V_{DS}$  gerilimi arasındaki ilişki 2.3'teki gibidir [35]. Eşitlikteki  $k$  bir katsayıdır.

$$C_{GD} \equiv (1 - k\sqrt{V_{DS}}) \quad (2.3)$$

Birim alan başına  $C_{GD}$  kapasitesi 2.4'teki gibi olur. Burada  $C_{OX}$  oksit kapasitesi,  $W_{d(epi)}$  epitaksiyel bölgedeki boşaltılmış alan genişliği ve  $X$  ise hücreler arasındaki mesafedir.

$$C_{GD} = C_{OX} \left(1 - \frac{2W_{d(epi)}}{X}\right) \quad (2.4)$$

Epitaksiyel bölgedeki boşaltılmış bölge genişliği 2.5'teki gibidir.

$$W_{d(epi)} = \sqrt{\frac{2k_s\epsilon_0(V_{DS} + \phi_B)}{qN_B}} \quad (2.5)$$

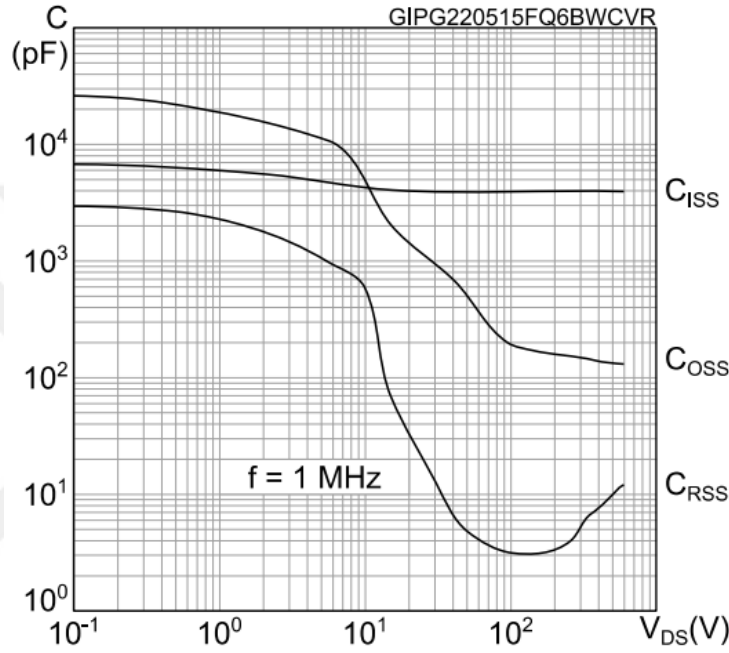
Verilen eşitliklerden görüleceği üzere  $C_{GD}$  kapasitesi  $V_{DS}$  gerilimi ile ilişkilidir. Bu gerilim arttıkça epitaksiyel bölgedeki alan artacağından kapasite değeri düşer.

$C_{DS}$  kapasitesi parazitik diyot ile ilişkilidir.  $C_{GD}$  kapasitesi gibi  $V_{DS}$  gerilimi ile ilişkilidir ve doğrusal değildir.

MOSFET veri sayfalarında genellikle kapasiteler  $C_{iss}$ ,  $C_{oss}$  ve  $C_{rss}$  olarak verilir. Sırasıyla bu kapasiteler giriş, çıkış ve ters kapasite olarak adlandırılır. MOSFET parazitik kapasiteleri ile aralarındaki ilişki Eşitlik 2.6'daki gibidir.

$$\begin{aligned}
C_{iss} &= C_{GS} + C_{GD} \\
C_{oss} &= C_{GD} + C_{DS} \\
C_{rss} &= C_{GD}
\end{aligned}
\tag{2.6}$$

Şekil 2.8’de STW56N60DM2 üretici kodlu MOSFET’in veri sayfasından alınmış kapasite- $V_{DS}$  gerilim grafiği örnek olarak verilmiştir.



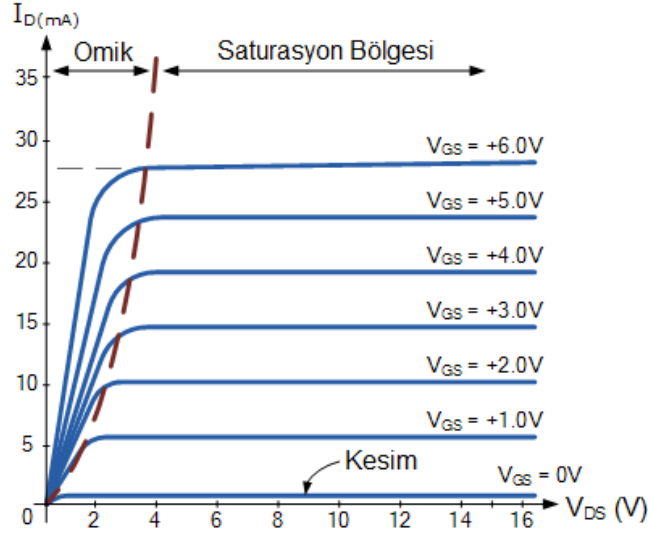
Şekil 2.8 MOSFET  $V_{DS}$  gerilimine bağlı parazitik kapasite değişimi [36].

### 2.4.3 Güç MOSFET’inin I-V Karakteristiği

Güç MOSFET’i kapı terminaline uygulanan gerilim ile savak-kaynak akımı kontrol edilen üç terminalli bir elemandır. MOSFET’in karakteristiğini göstermek için çoğunlukla farklı kapı kaynak gerilimlerinde  $V_{GS}$ , savak-kaynak gerilimi  $V_{DS}$  ile savak akımı  $I_D$  grafiği oluşturulur. Bu grafiğe çıkış karakteristiği ya da akım-gerilim (I-V) karakteristiği denir. Şekil 2.9’da bu karakteristik gösterilmiştir.

MOSFET’in üç adet çalışma bölgesi bulunur. Bunlardan birincisi kesim bölgesidir.  $V_{GS}$  gerilimi  $V_{GS(th)}$  geriliminden düşük olduğu durumda MOSFET kesimde olup üzerinden akım akışı olmaz.  $V_{GS(th)}$  gerilimi Si güç MOSFET’leri için 3-4V seviyelerindedir. GaN MOSFET’lerde bu değer daha düşüktür.

İkinci çalışma bölgesi omik bölgedir. 2.7’deki Eşitlik durumunda MOSFET bu bölgededir. Bu bölge,  $V_{DS}$  gerilimi arttıkça  $I_D$  akımı da arttığından doğrusal bölge



**Şekil 2.9** MOSFET  $V_{DS}$  gerilimine bağlı parazitik kapasite değişimi [36].

olarak da adlandırılır. Amplifikatör devrelerinde MOSFET çoğunlukla bu bölgede kullanılır.

$$(V_{GS} - V_{GS(th)}) > V_{DS} \quad (2.7)$$

MOSFET'in diğer çalışma bölgesi doyum bölgesidir. 2.8'deki eşitlik durumunda MOSFET bu bölgededir. Bu bölgede  $V_{DS}$  gerilimi arttıkça  $I_D$  akımı artmaz. Güç elektroniği uygulamalarında MOSFET ideal anahtar olarak kullanıldığı için çoğunlukla bu bölgede kullanılır. Doyum bölgesinde savak akımı 2.9'daki gibi hesaplanabilir. Burada  $k$  MOSFET'in fiziksel özelliklerine bağlı bir katsayıdır.

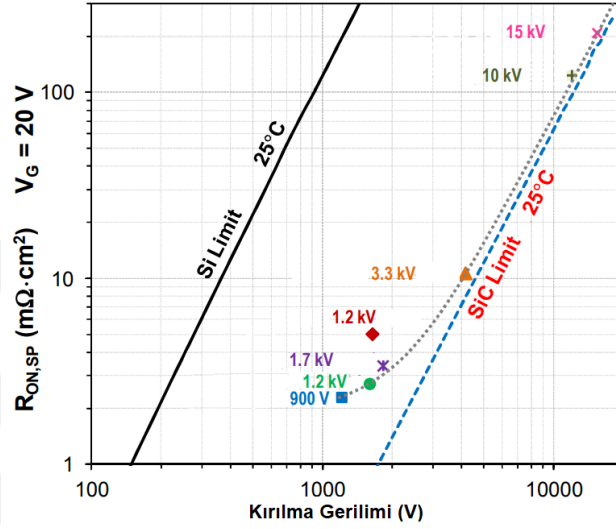
$$V_{DS} > (V_{GS} - V_{GS(th)}) \quad (2.8)$$

$$I_D = k(V_{GS} - V_{GS(th)})^2 \quad (2.9)$$

Grafikte gösterilmeyen dördüncü çalışma bölgesi çığ devrilme bölgesidir.  $V_{DS}$  geriliminin devrilme gerilimini aşmasıyla savak akımı ani bir yükselmeye sonsuza gider.

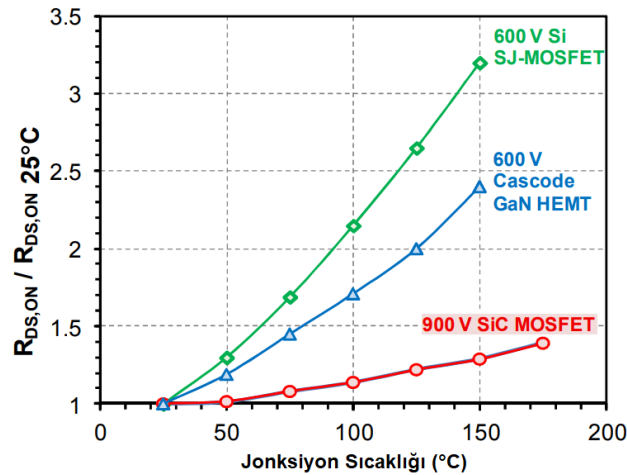
## 2.5 SiC Güç MOSFET

SiC MOSFET yapısal olarak Si MOSFET ile aynıdır. Bu yüzden çalışma prensibi, parazitik kapasiteleri, parazitik dirençleri ve karakteristikleri birbirleri ile benzerlik gösterir. Ancak Silisyum Karbür malzemenin üstün özellikleri sebebiyle SiC MOSFET, Si MOSFET'e göre çok daha üstündür. MOSFET'in en önemli parametrelerinden biri olan  $R_{DSon}$  iletim direnci incelendiğinde Şekil 2.10'da görüldüğü üzere SiC MOSFET çok daha üstündür.



Şekil 2.10 Si ve SiC MOSFET  $R_{DSon}$  karşılaştırması [31].

$R_{DSon}$  direnci ile ilgili diğer bir önemli parametre bu direncin sıcaklığa göre değişimidir. 2.11'de Si, SiC ve GaN MOSFET'lerin bağıl  $R_{DSon}$  dirençlerinin sıcaklıkla değişimleri verilmiştir.



Şekil 2.11 Jonksiyon sıcaklığına göre Si ve SiC MOSFET'lerde  $R_{DSon}$  karşılaştırması [31].

SiC MOSFET aynı akım ve gerilim değerleri için daha küçük bir jonksiyon alanına

sahip olduğundan  $C_{GS}$ ,  $C_{GD}$  ve  $C_{DS}$  parazitik kapasiteleri daha düşüktür. Bu sayede daha hızlı anahtarlabilir. Daha küçük alanda üretildiğinden kapı elektrodunun bağlantısı daha küçük olup dahili kapı direnç değeri daha yüksektir. Kapı sürücü devrelerinde bu dikkate alınmalıdır.

SiC MOSFET, Si MOSFET'e göre biraz daha düşük transkondüktans değerine sahiptir. Bundan dolayı yüksek akımlarda daha düşük savak-kaynak gerilimi elde etmek için daha yüksek kapı-kaynak gerilimine ihtiyaç duyar. Si MOSFET'lerde  $V_{DS}$  doyumu 8 V ile 10 V arasındaki gerilimlerde olurken SiC MOSFET'lerde bu değer 15 V ile 20 V arasındadır. Yüksek hızda anahtarlama ve düşük eşik geriliminden dolayı SiC MOSFET'in kesim durumunda negatif gerilim ile sürülmesi tercih edilir. SiC MOSFET'in daha düşük  $C_{GD}$  kapasitesine sahip olmasından dolayı yüksek  $dV/dt$  durumunda hatalı iletme girme durumu oluşabilir. Negatif gerilim ile kesimde tutma bunu önler.

## SiC MOSFET DİNAMİK KARAKTERİSTİĞİ VE KAPI SÜRME DEVRELERİ

---

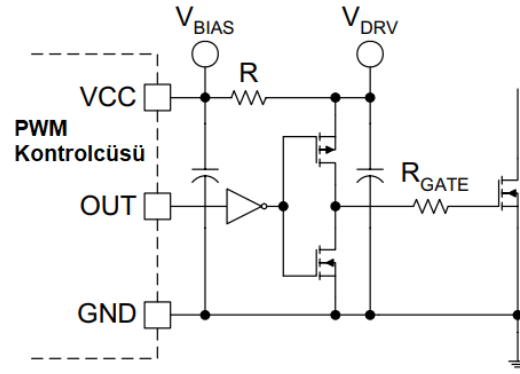
### 3.1 Kapı Sürme Devreleri

Önceki bölümlerde bahsedildiği gibi bir MOSFET'i iletme sokmak için kapı-kaynak arasına gerilim uygulanmalıdır. Anahtarlamalı dönüştürücülerde MOSFET doyum bölgesinde kullanılır. Bu sebeple SiC MOSFET'ler için 15V ile 20V arasında bir gerilim uygulanmalıdır. Sürme sinyali çoğunlukla bir kontrolcü ya da işlemci tarafından sağlanır. Bu entegrelerin sürme gerilimleri ve akım kapasiteleri düşüktür. Bu sebeple gerilim seviyesini ayarlayacak ve akım kapasitesini arttıracak bir devreye ihtiyaç vardır.

Sürücü devrelerinde çoğunlukla Şekil 3.1'de bulunan totem-pole sürücü devresi görülmektedir. Şekildeki yapıda MOSFET kullanılmakla beraber aynı yapı transistör ile de tasarlanabilir. MOSFET'li yapıda bir eviriciye ihtiyaç vardır. Transistörlü yapıdaki beyz-emiter diyotları sayesinde kapı gerilimi aşırı gerilimlerden korunabilir. Transistör yapısı basit ve daha az maliyetli olması sebebiyle harici sürme devrelerinde daha çok kullanılır. MOSFET devresi ise daha yüksek hızda anahtarlamaya uygun olması ve daha düşük kayıplarda çalışması sebebiyle entegrelerin içinde kullanılır.

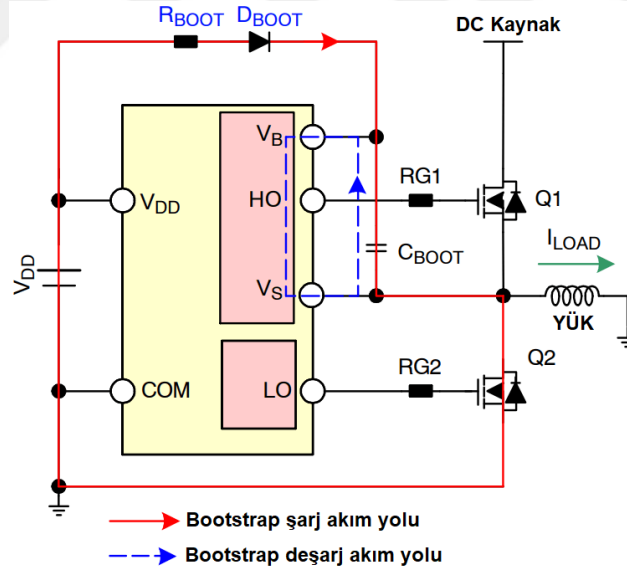
Kapı sürme devrelerinde çoğunlukla iletme girme kapı direnci ve kesime girme kapı direnci ayrı ayrı ayarlanmak istenir. Bunun için kapı direncine paralel olarak birbirine seri bağlı direnç ve diyot bağlanabilir. Diyot anodu kapı tarafında olduğunda kesime girme eş değer kapı direnci iki direncin paralel bağlanmasından oluşacaktır.

Kontrol devresi ile güç elemanı arasındaki kapı sürme devreleri çoğunlukla bu iki devre arasında elektriksel izolasyon bulunmasından dolayı izoleli yapılardan oluşur. İzolasyon olmayan yapılarda da gerilim referanslarındaki farklardan dolayı çoğunlukla izole sürücülere ihtiyaç vardır.



**Şekil 3.1** Totem-pole sürme devresi yapısı.

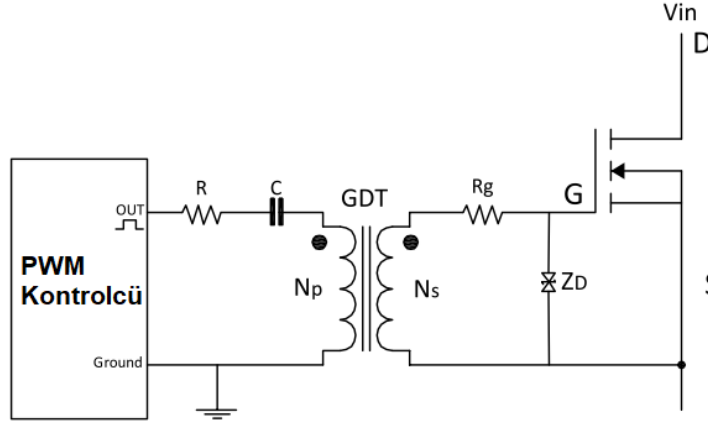
Anahtarlama elemanlarının tamamlayıcı olarak çalıştığı tam köprü, yarım köprü ya da senkron dönüştürücülerde bootstrap tekniği ile üst-kol MOSFET’i kaynak seviyesinde gerilim üretilerek izolasyon olmadan üst-kol MOSFET’i sürülebilir. Şekil 3.2’de bootstrap devre yapısı görülmektedir. Q2 anahtarı iletme girdiğinde toprak referansında  $V_{DD}$  beslemesi  $R_{BOOT}$  direnci ve  $D_{BOOT}$  diyotu üzerinden  $C_{BOOT}$  kapasitesini şarj eder ve devre kendini Q2 elemanı üzerinden tamamlar. Q2 kesime sokulduğu durumda Q1 kaynak noktası referansında bir gerilim elde edilmiş olur.



**Şekil 3.2** Bootstrap sürme devresi [37].

Bootstrap devresi bir DA-DA dönüştürücü gereksinimini ortadan kaldırdığı için devre boyutunu ve maliyetini azaltır. Bootstrap devresi basit yapısı sebebiyle sıkça kullanılsa da bazı önemli dezavantajları mevcuttur. Bunlardan en önemlisi dönüştürücü doluluk oranı sınırlarıdır.  $C_{BOOT}$  kapasitesi Q2 iletimde olduğu durumda şarj edildiğinden düşük doluluk oranlarında yeterli şarj olamaz.  $C_{BOOT}$  kapasitesi gerilimi frekans ve anahtarlama elemanının kapı-kaynak kapasitelerine göre seçilir.

Dönüştürücü ihtiyacı olmayan diğer bir kapı sürme yöntemi darbe trafosu ile sürmedir. Bu yöntemde sürücü devre kayıpları yüksektir. Şekil 3.3'te devre şeması gösterilmiştir. Primerdeki kondansatör trafoyu resetlemek için kullanılır. Bu kondansatör olmadığı durumda trafo doyuma gidebilir. Geniş doluluk oranı olan uygulamalarda kullanılmak için sekonder tarafa seri bir kapasite ve bu kapasite ile kaynak arasına bir diyot eklenebilir.



Şekil 3.3 Pulse trafosu ile sürme devresi.

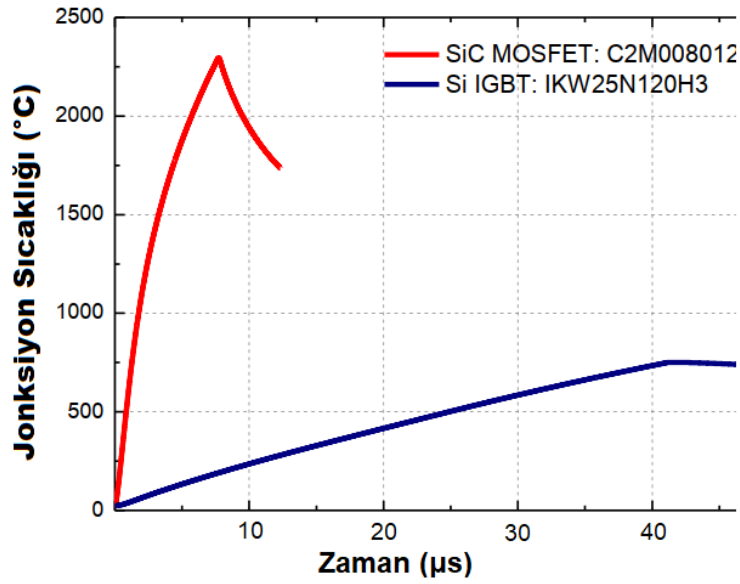
Bu sürme devreleri dışındaki uygulamalarda harici olarak bir DA-DA dönüştürücü gereksinimi vardır. Kontrol sinyali farklı yöntemlerle izole olarak taşınabilir. Örneğin bu izolasyonu sağlamak için optokuplör kullanılabilir. Bu devrelerde opto elemanın gecikme süresi dikkate alınmalıdır. Kontrol sinyali entegre içerisinde gömülü nüvesiz trafolar ile taşınabilmektedir. İzolasyon isterleri bu durumda göz önüne alınmalıdır.

### 3.1.1 Kısa Devre Koruma Yöntemleri

Anahtarlama elemanının kısa devre durumlarında korunması bir güç dönüştürücüsü için çok önemlidir. Bu sayede dönüştürücünün güvenilirliği yüksek olur. Kısa devre durumları devredeki başka elemanların arızalarından meydana gelebileceği gibi yanlış tetikleme sinyalleri ile de meydana gelebilir. Bu yanlış tetikleme sinyalleri kontrolcü tarafından verilebilir ya da ortam gürültüleri sebebiyle kapı sürme devresi bunlara sebep olabilir.

Kısa devre koruma devresi tasarlanırken öncelikle anahtarlama elemanı üzerinden akabilecek maksimum akım değeri göz önüne alınmalıdır. Eleman zarar görmeden önce bu akımın tespiti yapılmalı ve koruma devresi ile anahtar kesime sokulmalıdır. Kısa devre durumlarında anahtarlama elemanının maruz kaldığı stres elemanın çalışma ömrünü etkileyebilir.

Anahtarlama elemanlarının kısa devre dayanım süreleri farklılık göstermektedir. Kol kısa devre durumlarında SiC MOSFET çok daha yüksek kısa devre akımlarına sahiptir. Bu yüzden jonksiyondaki kısa devre akım yoğunluğu Si IGBT'ye göre daha fazladır. Bunun sonucunda jonksiyon sıcaklığı daha hızlı şekilde artar. SiC MOSFET maksimum jonksiyon sıcaklığı Si IGBT'den çok daha yüksek olmasına rağmen kısa devre dayanma süreleri Si IGBT'den çok daha düşüktür. Örnek olarak [38]'de yapılan çalışmada benzer akım ve gerilim parametrelerine sahip SiC MOSFET ve Si IGBT kısa devre testlerinde SiC MOSFET 7.7us'de hata durumuna geçerken Si IGBT 40us'de hata durumuna geçmiştir.



**Şekil 3.4** SiC MOSFET ve Si IGBT kısa devre jonksiyon sıcaklığı yükselmesi benzetim grafikleri [38].

Kısa devre koruma devresi tasarlanırken önemli bir parametre de gecikme süresidir. Koruma akımı seçilirken akım ölçüm süresi ve anahtarı kesime sokma süresi göz önünde bulundurulmalıdır. Bunlarla birlikte devredeki komponentlerin ve anahtarlama elemanının toleransları da dikkate alınmalıdır. Kısa devre koruma süresi jonksiyon sıcaklığı ile ilişkili olduğundan elemanın maksimum çalışma sıcaklığı hesaba katılmalıdır.

Kısa devre durumunda elemandan normal şartlarda geçmeyecek kadar yüksek akım geçer. Bu akım algılanıp kapatılmaya çalışıldığında devrede normal çalışma durumundan daha yüksek bir di/dt meydana gelir. Bu di/dt devrenin güç yollarındaki parazitik endüktanslardan dolayı anahtar savak-kaynak geriliminin normalden daha yüksek şekilde artmasına sebep olur. Bu artış sebebiyle anahtarlama elemanı dayanım geriliminden yüksek gerilime maruz kalıp tahrip olabilir. Kapı sürücü entegrelerinde bu duruma karşı bazı teknikler geliştirilmiştir. Kısa devre durumunda kesime girmedi normal çalışmadaki kapı direncinden daha

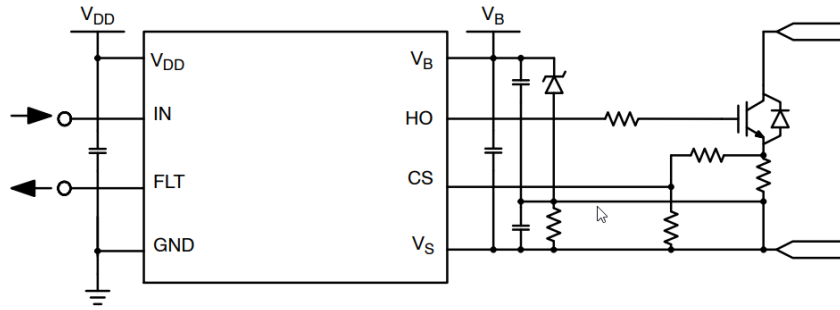
yüksek bir kapı direnci ile eleman kesime sokabilir ya da kesime girme kapı akımını sınırlayabilir. Bu sayede anahtar daha yavaş kesime sokulur ve  $di/dt$  daha düşük olur. Dezavantaj olarak kısa devre tepki süresi de uzamış olur. Tepki süresini iyileştirmek için geliştirilen bir yöntem de kademeli kesime sokmadır.

Kısa devre koruma anahtar akımının ölçümü ile veya desaturasyon tekniği ile sağlanabilir.

### 3.1.1.1 Akım Ölçümü ile Kısa Devre Koruma

Bu yöntemde anahtar akımı bir devre yardımı ile ölçülür ve sonrasında yüksek hızlı karşılaştırıcı devresi ile kapı sürücü devresine geri besleme verilir. Karşılaştırıcı devresinin gecikme süresi önemlidir. Devre yapısına göre güç devresi ile kontrol devresi arasında izolasyon gerekebilir. Ölçüm metodu olarak en çok şönt direnç ve akım trafosu yöntemleri kullanılır.

Alt kol anahtarı kaynak terminali ile güç devresinin referansı arasında düşük değerli ve düşük toleranslı bir direnç konulur. Hassas amplifikatör devresi ile direnç üzerindeki gerilim yükseltilerek kontrol devresine sinyal verilir. Piyasadaki bazı kapı sürücülerde karşılaştırma devresi dahili olarak bulunmaktadır. Şekil 3.5'te NCD57085 kapı sürücü entegresinin akım koruma bağlantı şeması görülmektedir.

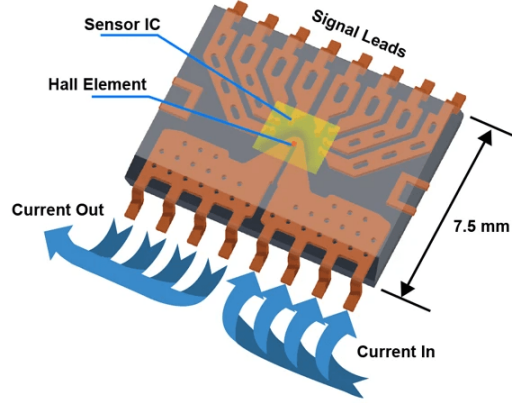


**Şekil 3.5** Şönt direnç ile akım korumalı kapı sürücü entegresi bağlantı şeması [39].

Bu yöntemde şönt direnç güç hattına seri bağlandığı için hat parazitik endüktansını artırır. Bu yüzden düşük endüktanslı direnç seçilmelidir. Yüksek güçlü uygulamalarda dirençteki kayıplar artar ve direnç boyutu büyür. Bu yüzden çoğunlukla düşük güçlü uygulamalarda tercih edilir.

Akım ölçümü için diğer bir yöntem ise akım trafosu ile ölçümdür. Akım trafosu ile yalnızca AC akım ölçülebilir. Yüksek akımlarda boyutları şönt dirençlerden büyük olabilir. Ölçüm devresi ile kontrol devresi arasında trafodan dolayı izolasyon kendiliğinden sağlanmış olur.

Akım ölçümü için manyetik alan etkili akım sensörleri kullanılabilir. Bunlar belirli akımlara kadar Şekil 3.6'daki gibi entegre şeklinde olabilir. Bu akım sensörlerinin hassasiyetleri yüksek olup genellikle hassas akım ölçümü için kullanılır. Maliyetleri sebebiyle sadece kısa devre koruma devresi için kullanılmazlar.



Şekil 3.6 Manyetik etkili akım sensörü entegresi [40].

### 3.1.1.2 Desaturasyon Yöntemi İle Kısa Devre Koruma

Desaturasyon kısa devre koruma yöntemi ilk olarak IGBT devreleri için geliştirilmiştir. Si IGBT normal çalışmada iletim durumunda iken doyum (saturasyon) çalışma bölgesindedir. Kısa devre durumunda kollektör akımının aniden artmasıyla çalışma bölgesi hızlı bir şekilde doyumdan lineer bölgeye geçer ve kollektör emiter gerilimi yükselir. Desaturasyon tekniği bu gerilimin tespiti ile kısa devreyi algılar.

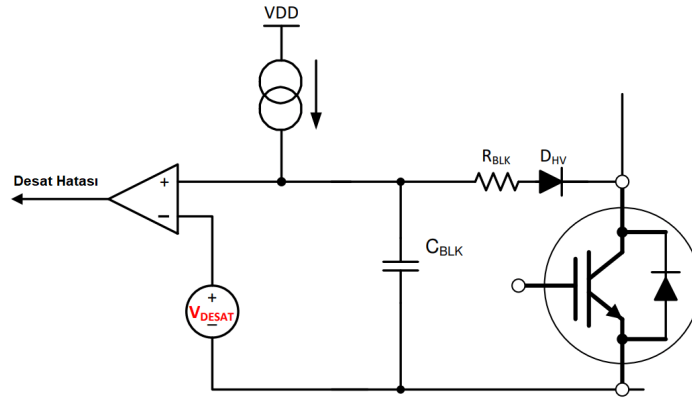
SiC MOSFET ise Si IGBT'den farklı olarak normal durumda iletimde iken lineer bölgede çalışırken kısa devre durumunda doyum bölgesine geçer. Bunun SiC MOSFET'in çok daha geniş bir lineer çalışma bölgesine sahip olmasıdır. SiC MOSFET'in lineer bölgeden doyum bölgesine geçmesi çok daha yüksek savak-kaynak gerilimlerinde olur. Bu gerilime kadar akım yükselmeye devam eder ve elemanın tahribine sebep olabilir. Bu sebeple SiC MOSFET kısa devre algılaması Si IGBT'ye göre daha zordur [41].

Şekil 3.7'de desaturasyon ile algılama devre şeması verilmiştir. Devre birer adet diyot, direnç ve kondansatörden oluşur. Anahtar iletme girdiğinde bir akım kaynağı  $C_{BLK}$  kapasitesini şarj eder. Bu durumda diyot iletimdedir. Normal çalışmada Desat gerilimi 3.1'deki gibi olur. Kısa devre durumunda  $V_{CE}$  geriliminin artmasıyla  $C_{BLK}$  kapasitesi gerilimi yükselir. Bu gerilim  $V_{DESAT}$  eşik gerilimini geçtiğinde anahtar sinyali kesilir. Kısa devre algılana kadar geçen süre  $t_{BLK}$  Eşitlik 3.2 ile hesaplanabilir.

$$V_{desat} = V_{CE} + V_F + V_{R_{BLK}} \quad (3.1)$$

$$t_{BLK} = \frac{C_{BLK} V_{DESAT}}{I_{CHG}} \quad (3.2)$$

IGBT'ler için  $V_{DESAT}$  eşik gerilimi genellikle saturasyondan çıkış gerilimi olarak belirlenir. IGBT, SiC MOSFET'e göre daha uzun sürelerde kısa devreye dayanabilir. Si IGBT için eşik gerilim değeri 9 V civarında seçilirken Si MOSFET için 6 V civarında seçilir.



Şekil 3.7 Desaturasyon kısa devre algılama devre şeması [41].

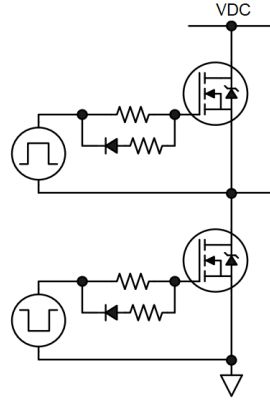
SiC MOSFET için kısa devre algılama süresi 2 us'den küçük seçilmeye çalışılır. Yüksek hızlı anahtarlardan dolayı SiC MOSFET iletme girmede daha fazla gürültü üretir ve yanlış algılamayı önlemek için yeterli bir filtreleme süresi gerekmektedir. Daha kısa sürede kısa devre algılama gerekliliği ve daha gürültülü bir ortam SiC MOSFET'ler için desaturasyon kısa devre algılamayı zorlaştırır.

Desaturasyon tekniği az sayıda malzeme içermesi ve basit yapısı sebebiyle önceki yöntemlerden daha ucuzdur. Bu yüzden daha çok tercih edilir.

### 3.1.2 Yüksek dv/dt Koruma Yöntemleri

MOSFET'in yüksek hızlı olarak kullanıldığı devrelerde savak geriliminde oluşan yüksek dv/dt kapı gerilimini etkileyebilir ve anahtarın hatalı şekilde iletme girmesine sebep olabilir. Bu genellikle iki MOSFET'in seri bağlandığı Şekil 3.8'de gösterilen yarım köprü yapılarında meydana gelir. Bu yapı bir çok anahtarlama dönüştürücüde ve motor sürücü devrelerinde bulunur.

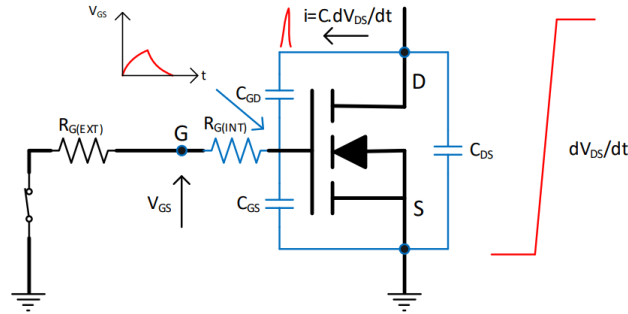
Yarım köprü yapılarında alt anahtar iletme girerken üst anahtar kesime girer ve üst anahtar iletme girerken alt anahtar kesime girer. Bu geçiş anlarında iki anahtar



**Şekil 3.8** MOSFET yarım köprü bağlantısı.

sinyali arasında ölü zaman denilen boş zaman vardır. İki anahtarın aynı anda iletme girmesini önlemek için bu zaman gereklidir. Alt anahtar kesime girdikten sonra üst anahtarın iletme girmesi ile alt anahtar savak gerilimi hızlı bir şekilde yükselir.

Alt anahtar savak gerilimindeki  $dv/dt$ , MOSFET'in  $C_{GD}$  kapasitesinde bir akım oluşmasına sebep olur. Bu akım Şekil 3.9'da gösterildiği gibi MOSFET'in  $C_{GS}$  kapasitesinden geçerek MOSFET kapı geriliminin yükselmesine sebep olur. Şekil'de gösterildiği gibi MOSFET'in dahili kapı direnci sebebiyle MOSFET içindeki gerilim yükselmesi kapı terminalinde ölçülenden fazla olabilir.



**Şekil 3.9** MOSFET  $dv/dt$  kaynaklı kapı gerilimi yükselmesi.

MOSFET kapı gerilimi  $V_{TH}$  eşik gerilimini geçmesi durumunda MOSFET kısa süreli iletme girer ve iki anahtar üzerinden çok yüksek akım akmasına sebep olur. Bu akım yüzünden anahtarlar tahrip olabilir.

Bu durumun önlenmesi için öncelikle dönüştürücü için seçilen MOSFET çok önemlidir. MOSFET'in  $C_{GS}$  kapasitesinin  $C_{GD}$  kapasitesine oranı ne kadar büyükse MOSFET  $dv/dt$ 'den o kadar az etkilenir. Bu yüzden yarım köprü yapılarında bu dikkate alınmalıdır. Eşik gerilimi düşük olan ve yüksek frekanslı uygulamalarda kullanılan GaN MOSFET  $dv/dt$ 'den daha kolay etkilenir. Üst anahtar iletme girme kapı direnci artırılarak  $dv/dt$  azaltılabilir ancak bu anahtarlama kayıplarını



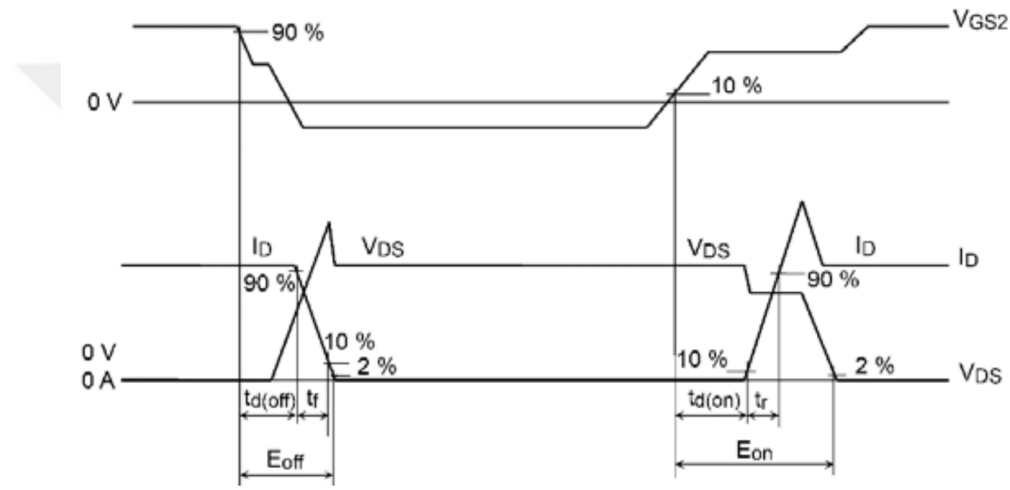
$t_r$ : İletime girme yükselme süresi, savak akımının %10 ile %90 değerleri arasında geçen süreyi ifade eder.

$t_{ON}$ : İletime girme süresi,  $t_{d(ON)}$  ve  $t_r$  sürelerinin toplamıdır.

$t_{d(OFF)}$ : Kesime girme gecikme süresi, kapı-kaynak geriliminin %90 değerine düşmesinden savak akımının %10 değerine düşmesi arasındaki süreyi ifade eder.

$t_f$ : Kesime girme kapanış süresi, savak akımının %90 ile %10 değerleri arasında geçen süreyi ifade eder.

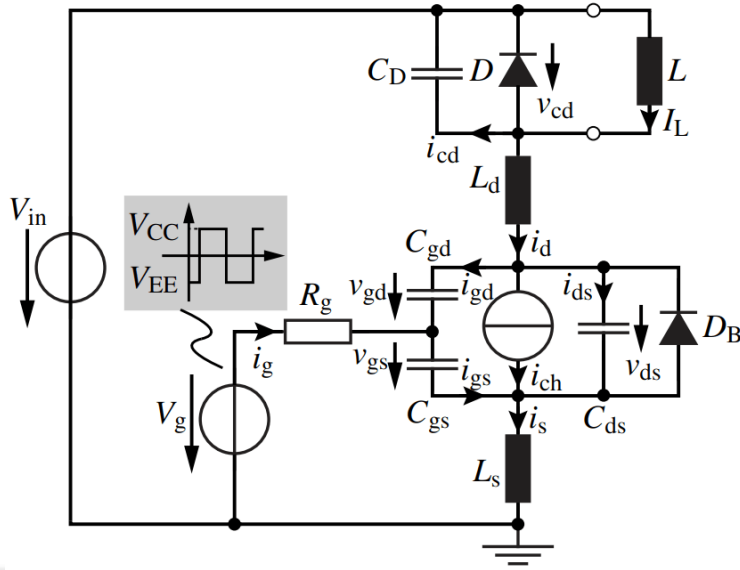
$t_{OFF}$ : Kesime girme süresi,  $t_{d(OFF)}$  ve  $t_f$  sürelerinin toplamıdır.



Şekil 3.11 Anahtarlama elemanı zaman aralıkları [43].

MOSFET dinamik karakteristiğini incelemek için Şekil 3.12'deki eşdeğer devre şeması baz alınmıştır. Bu devrede L dönüştürücüdeki endüktansı ya da sürücü devrelerinde motor endüktansını temsil eder. D diyotu alt anahtar kesimdeyken akımı üstlenir ve yarım köprü uygulamalarında üst anahtarın kesim durumunda paralel diyotu temsil eder.  $C_D$  ise üst kol anahtarlama elemanının kapasitesidir. Devrede güç hattı üzerindeki parazitik endüktanslar,  $L_d$  ve  $L_s$  olarak modele dahil edilmiştir.

MOSFET kapasiteleri  $C_{gd}$ ,  $C_{gs}$  ve  $C_{ds}$  sabit kabul edilmiştir. Gerçekte özellikle  $C_{gd}$  kapasitesi gerilim ile değişmektedir. Saturasyon bölgesinde kanal akımı  $I_{ch}$ 'nin kapı-kaynak gerilimi  $v_{gs}$  ile kontrolü lineer kabul edilmiş ve MOSFET transkondüktansı sabit alınmıştır. D diyodunun ters toparlanma akımı ve gerilim düşümü ihmal edilmiştir.



Şekil 3.12 MOSFET anahtarlama eşdeğer devre şeması [44].

### 3.2.1 İletime Girme Zaman Aralıkları

MOSFET iletime girme anını gösteren dalga şekilleri Şekil 3.13'te gösterilmiştir.

**Aralık 1 ( $t_0-t_1$ ):**  $t_0$  anından önce anahtar kesimdedir ve bu anda anahtarın kapı-kaynak arasına gerilim uygulanmaya başlar bu sayede MOSFET  $C_{GS}$  kapasitesi şarj olur.  $V_{GS}$  gerilimi MOSFET kapı eşik gerilimi  $V_{TH}$  gerilimine gelene kadar kesimdedir. Bu zaman aralığında kapı akımı ve kapı-kaynak gerilimi aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$I_g = C_{GS} \frac{dV_{gs}}{dt} + C_{GD} \frac{dV_{gs}}{dt} \quad (3.3)$$

$$= (C_{GS} + C_{GD}) \frac{dV_{gs}}{dt} = (C_{iss}) \frac{dV_{gs}}{dt} \quad (3.4)$$

Kapı akımı aynı zamanda aşağıdaki gibidir.

$$I_g = \frac{V_{GS} - V_{gs}}{R_G} \quad (3.5)$$

Eşitlik 3.4 ve 3.5 birleştirildiğinde kapı-kaynak gerilimi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$V_{gs} = V_{GS} \left( 1 - e^{\left( \frac{-t}{R_g * C_{iss}} \right)} \right) \quad (3.6)$$

**Aralık 2 ( $t_1$ - $t_2$ ):**  $V_{gs}$  gerilimin  $t_1$  anında  $V_{TH}$  gerilimine ulaşmasıyla 2. aralık başlar. Bu andan itibaren MOSFET yük akımını taşımaya başlar. Aralık, MOSFET akımının yük akımına eşitlenmesi ile sonlanır. Bu sırada kapı-kaynak gerilimi de iletme girme miller gerilimine yükselmiş olur.  $V_{mil(on)}$  gerilimi kanal akımı  $I_{ch(on)}$  ile Eşitlik 3.7 ile bulunur. Burada  $g_m$  MOSFET'in transkondüktansdır. Bu aralıkta sabit  $V_{ds}$  gerilimi parazitik endüktanslardan dolayı  $V_{ds2}$  gerilimine düşer. Bu gerilim Eşitlik 3.10 ile bulunur.

$$V_{mil(on)} = V_{TH} + \frac{I_{ch(on)}}{g_m} \quad (3.7)$$

$g_m$  sabit kabul edildiğinde ikinci aralıkta ortalama  $I_{g2}$  akımı 3.8'deki gibi olur.

$$I_{g2} = \frac{[V_{CC} - 0.5(V_{TH} + V_{mil(on)}) - L_s \frac{di_s}{dt}]}{R_g} \quad (3.8)$$

Bu aralıktaki en önemli parametrelerden biri de akımın yükselme süresidir.  $C_{iss}$  kapasitesi miller gerilimine gelene kadar geçen süre yükselme süresini verir.

$$t_{ri} = \frac{C_{iss}(V_{mil(on)} - V_{TH})}{I_{g2}} \quad (3.9)$$

$$V_{ds2} = V_{in} - (L_d + L_s) \frac{di_d}{dt} \quad (3.10)$$

Bu aralıkta akımın değişim hızı aşağıdaki gibi olur.

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{di_{ch}}{dt} = \frac{di_s}{dt} = \frac{I_L}{t_{ri}} \quad (3.11)$$

**Aralık 3 ( $t_2$ - $t_3$ ):** Bu aralık itibariyle yük akımının tamamı MOSFET üzerinden geçmeye başlar. Bu yüzden MOSFET çıkış kapasitesi  $C_{oss}$  deşarj olmaya başlar ve  $V_{ds}$  gerilimi azalmaya başlar. 3.12'de verilen sabit kapı akımı ile  $C_{GD}$  kapasitesi deşarj edilir. Gerilimin düşme süresi  $t_{fv}$  Eşitlik 3.13 ile bulunur.  $C_{oss}$  kapasitesinin deşarj akımı  $I_{oss}$  ve  $C_D$  kapasitesinin şarj akımı  $I_{cd}$  ile birlikte kanal akımı 3.14 ile bulunur.

$$I_{g3} = \frac{V_{mil(on)} - (V_{TH})}{R_g} \quad (3.12)$$

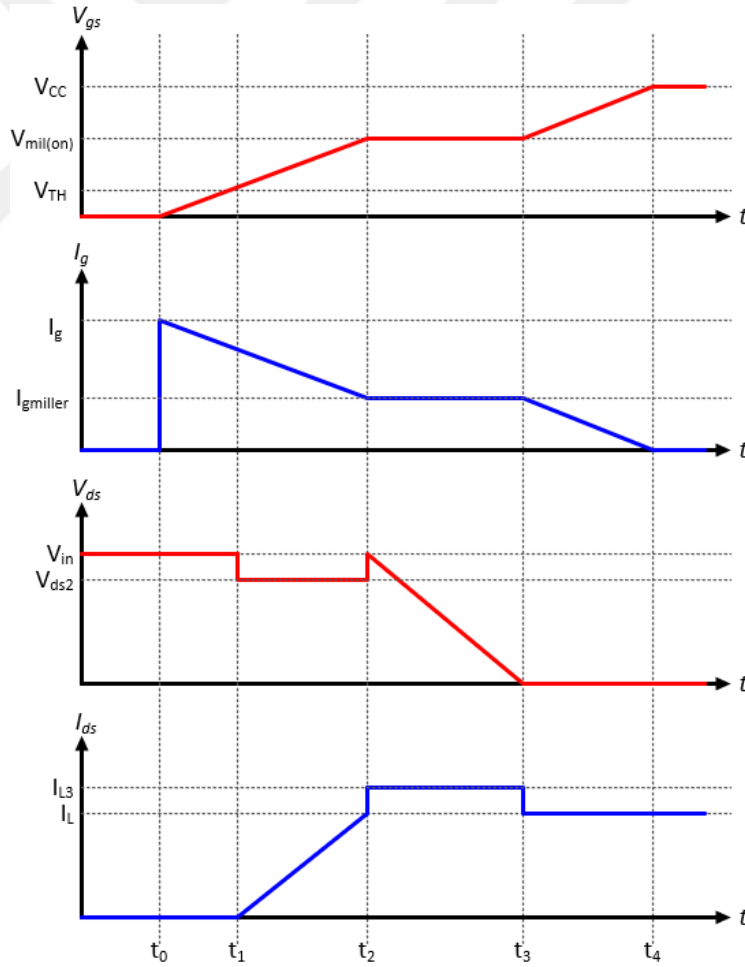
$$t_{fv} = \frac{C_{GD}V_{in}}{I_{g3}} \quad (3.13)$$

$$I_{ch(on)} = I_L + I_{oss} + I_{cd} = I_L + (C_{oss} + C_D)\frac{dv}{dt} \quad (3.14)$$

Eşitlik 3.7, 3.12 ve 3.14 birleştirildiğinde iletme girmede gerilim düşme hızı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{dv}{dt} = \frac{g_m(V_{CC} - V_{TH}) - I_L}{C_{oss} + C_D + g_m R_g C_{gd}} \quad (3.15)$$

**Aralık 4 (t<sub>3</sub>-t<sub>4</sub>):** Bu aralık itibariyle V<sub>ds</sub> gerilimi sıfıra düşmüştür ve MOSFET tamamen iletme girmiştir. Bu aralıkta kapı sürücü C<sub>iss</sub> kapasitesini V<sub>GS</sub> gerilime kadar şarj etmeye devam eder. Bu aralıkta anahtarlama kaybı olmaz.



Şekil 3.13 MOSFET iletme girme dalga şekilleri.

### 3.2.2 Kesime Girme Zaman Aralıkları

Şekil 3.14'te MOSFET için kesime girme zaman aralıkları verilmiştir. Kesime girmeden önce MOSFET iletim durumunda ve yük akımının tamamını üzerinden geçirmektedir.

**Aralık 5 ( $t_5-t_6$ ):** Bu aralıkta kapı sürücü çıkış gerilimi sıfıra indirilir ve kapı-kaynak gerilimi azalmaya başlar. Kapı gerilimi miller gerilimine eşitlendiğinde bu aralık sona erer. Bu aralıkta anahtarlama kaybı oluşmaz.

**Aralık 6 ( $t_6-t_7$ ):**  $t_6$  anında yük akımının tamamı MOSFET üzerinden geçer. D diyodu MOSFET  $C_{oss}$  kapasitesi tamamen şarj olmadan ve  $C_D$  kapasitesi tamamen deşarj olmadan iletime girip akım geçiremez. Eşitlik 3.16'daki  $I_{g6}$  akımı ile  $C_{GD}$  kapasitesi deşarj edilir. Bu durumda gerilim yükselme süresi Eşitlik 3.17'deki gibi hesaplanır.  $C_{oss}$ 'yi şarj eden  $I_{oss}$  akımı ve  $C_D$ 'yi şarj eden  $I_{cd}$  akımı hesaba katıldığında MOSFET kanal akımı Eşitlik 3.18'deki gibi olur. B durumunda kesime girme gerilim yükselme hızı Eşitlik 3.19'daki gibi hesaplanır.

$$I_{g6} = \frac{V_{TH} - V_{mil(off)}}{R_g} \quad (3.16)$$

$$t_{rv} = \frac{C_{gd}V_{in}}{I_{g6}} \quad (3.17)$$

$$I_{ch(off)} = I_L - I_{oss} - I_{cd} = I_L - (C_{oss} + C_D) \frac{dv}{dt} \quad (3.18)$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{g_m(V_{TH} - V_0) + I_L}{C_{oss} + C_D + g_m R_g C_{gd}} \quad (3.19)$$

**Aralık 7 ( $t_7-t_8$ ):** Bu aralıkta MOSFET akımı azalmaya başlarken yük akımı D diyotu üzerinden geçmeye başlar. Eşitlik 3.20'deki sabit  $I_{g7}$  akımı ile MOSFET akımının düşme süresi Eşitlik 3.21'deki gibi hesaplanır. Parazitik  $L_D$  ve  $L_S$ 'den dolayı savak-kaynak gerilimi  $V_{ds}$  Eşitlik 3.22'de hesaplandığı gibi yükselir.

$$I_{g7} = \frac{[V_0 - 0.5(V_{TH} + V_{mil(off)}) - L_s \frac{di_s}{dt}]}{R_g} \quad (3.20)$$

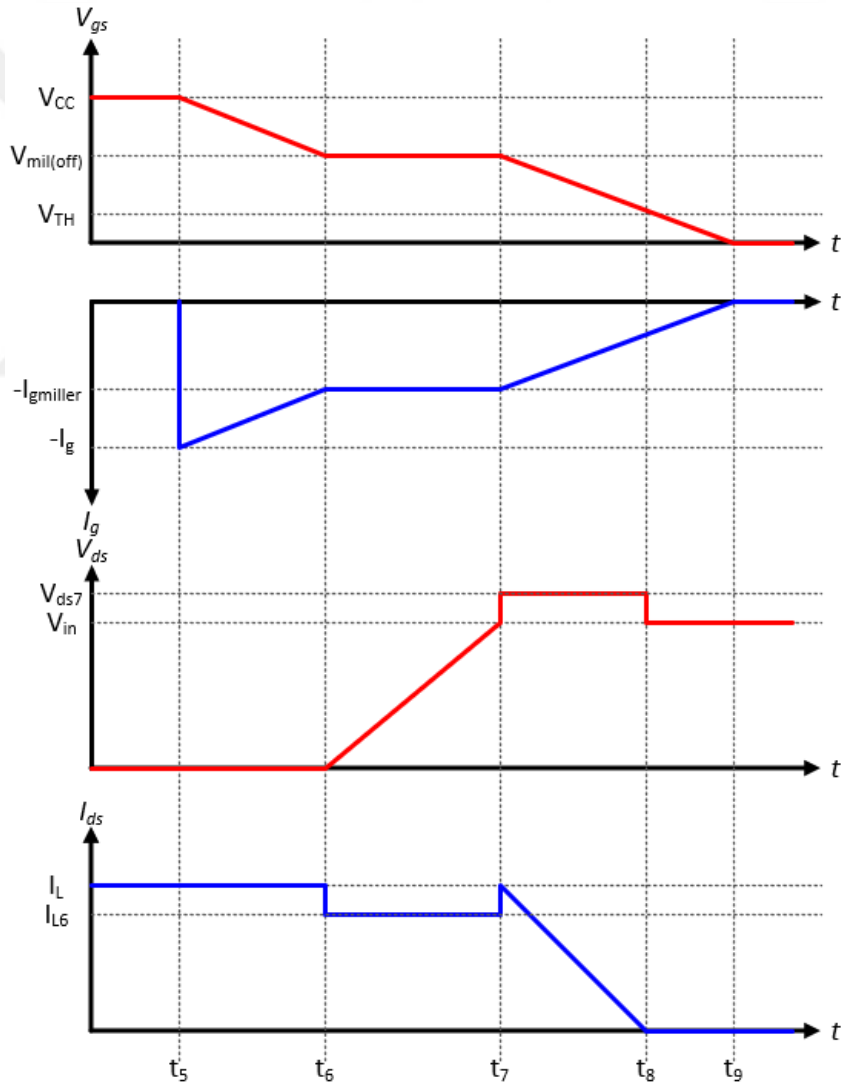
$$t_{fi} = \frac{C_{iss}(V_{mil(off)} - V_{TH})}{I_{g7}} \quad (3.21)$$

$$V_{ds7} = V_{in} - (L_d + L_s) \frac{di_d}{dt} \quad (3.22)$$

İletime girmedeki akım değişimine benzer olarak kesime girmede akım düşme hızı aşağıdaki gibi olur.

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{di_{ch}}{dt} = \frac{di_s}{dt} = \frac{I_L}{t_{fi}} \quad (3.23)$$

**Aralık 8 (t<sub>8</sub>-t<sub>9</sub>):** Bu aralık itibariyle MOSFET tamamen kesime girmiştir. C<sub>iss</sub> kapasitesi gerilimi 0 V veya uygulanan negatif gerilime düşene kadar deşarj edilir. Bu aralıkta anahtarlama kaybı olmaz.



**Şekil 3.14** MOSFET kesime girme dalga şekilleri

### 3.2.3 Anahtarlama Kayıpları

MOSFET kapasitelerinin şarj ve deşarj işlemlerinin kayıpsız olduğu varsayıldığında, aralıklarda oluşan anahtarlama kayıpları aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$E_2 = 0.5I_L[V_{in}t_{ri} - I_L(L_d + L_s)] \quad (3.24)$$

$$E_3 = \frac{0.5V_{in}^2(g_m R_g C_{gd} + C_{oss} + C_D)}{g_m(V_{CC} - V_{TH}) - I_L} \quad (3.25)$$

$$E_6 = \frac{0.5V_{in}^2(g_m R_g C_{gd} + C_{oss} + C_D)}{g_m(V_{TH} - V_0) + I_L} \quad (3.26)$$

$$E_7 = 0.5I_L[V_{in}t_{fi} + I_L(L_d + L_s)] \quad (3.27)$$

Bu kayıplara ek olarak MOSFET kesimde iken şarjlı konumda olan  $C_{oss}$  kapasitesi MOSFET'in ilettime girmesi ile MOSFET üzerinden deşarj edilir ve bu MOSFET üzerinde ek bir kayıp oluşmasına sebep olur. Bu kayıp aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$E_c = \frac{1}{2}C_{oss}V_{in}^2 \quad (3.28)$$

### 3.2.4 Devre Parazitiklerinin Anahtarlamaya Etkisi

MOSFET'in dönüştürücülerdeki eşdeğer devresini incelediğimizde kapı devresine seri  $L_g$  endüktansı ve güç hattı üzerindeki toplam endüktansı ifade eden  $L_d$  olmak üzere iki adet önemli parazitik endüktans bulunmaktadır.  $L_g$  endüktansı kapı direnci  $R_g$ 'ye seri olup ilettime girmede Eşitlik 3.8, 3.9, 3.12 ve 3.13 ile anahtarın akım ve gerilim değişim hızlarına ve sürelerine etki eder. Eşitlik 3.16, 3.17, 3.20 ve 3.21 ile kesime girmede etkili olur. Bu eşitliklerde parazitik endüktans ihmal edilmiştir. Ancak parazitik endüktans  $R_g$ 'ye seri olduğu için değeri arttıkça akım ve gerilim değişim hızları yavaşlayacak, ilettime girme ve kesime girme süreleri uzayacaktır.

Güç hattı üzerindeki  $L_d$ , Eşitlik 3.22'de gösterildiği üzere kesim anında anahtar üzerindeki gerilimin yükselmesine sebep olur. Anahtarlama kaybını azaltmak için 6. ve 7. aralıkta MOSFET hızlı bir şekilde kesime sokulmaya çalışılır. Ancak bu yüksek hızdan dolayı 7. aralıkta MOSFET savak-kaynak gerilimi çok yükselebilir ve MOSFET dayanma geriliminin üstüne çıkabilir. Buna ek olarak bu gerilim

yükselmesi sırasında parazitik elemanlar arasında yüksek frekanslı osilasyonlar oluşur. Bu devrenin elektromanyetik yayılımını artırır.

SiC MOSFET'in hızlı anahtarlama kabiliyeti sayesinde sahip olduğu yüksek performansı devre parazitikleri ve EMG sınırlar. Baskı devre kartının tasarımı ile hat endüktanslarının en aza indirilmesi kritik öneme sahiptir.



# 4

## BASKILI DEVRE KARTI PARAZİTİKLERİ

---

Parazitik endüktansın yüksek olması ile birlikte anahtarın anahtarlama hızı yavaşlar, savak-kaynak gerilim yükselmesi artar ve osilasyonlar oluşur. Devredeki güç hattının parazitik endüktansının bilinmesi sayesinde sürme devresinde yapılan optimizasyonlarla birlikte daha verimli bir devre tasarımı yapılabilir.

Bu bölümde baskılı devre kartındaki parazitik endüktansı etkileyen faktörlerden bahsedilip bunların analizi yapılmıştır. Sonrasında tasarımı yapılan test devrelerinin parazitik endüktans değerleri benzetim çalışmaları ile elde edilmiştir.

### 4.1 Endüktans Modeli

Elektronik devrelerde parazitik endüktans malzemelerin terminallerinde, entegre paketlerinin içindeki iletkenlerde, baskılı devre kartının yollarında ve delik içi kaplamalarda ortaya çıkar. Konnektörlerdeki yan yana olan pinler arasında karşılıklı endüktans oluşur ve iki hat birbirini etkiler. Toprak düzlemi üzerindeki sinyal hattının dönüş yolu toprak üzerinden olacağından burada da karşılıklı endüktans oluşmaktadır.

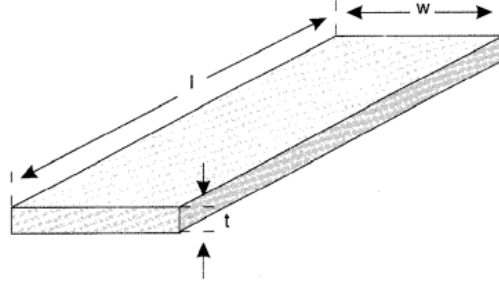
Baskılı devre kartı (BDK) üzerindeki yolların genişliği ve kalınlığı azaldıkça endüktans değeri artar. Kısmi endüktans terimi bir hat üzerindeki bir bölgedeki endüktansı ifade etmek için kullanılır. Ancak bir endüktanstan bahsedebilmek için her zaman bir döngüye ihtiyaç vardır.

Güç elektroniği devrelerinde kullanılan kondansatörlerin bacakları genelde yuvarlak bir tel şeklinde olup belirli bir endüktansa sahiptir. Bu endüktans değerinin bulunması için Eşitlik 4.1 kullanılabilir[45].

$$L = 0.002l \left[ \ln\left(\frac{4l}{d}\right) - 100 + \frac{d}{2l} + \frac{u_r T(x)}{4} \right] (uH) \quad (4.1)$$

Baskı devre kartındaki Şekil 4.1'deki bir iletkenin endüktansı ise Eşitlik 4.2 gibidir.

$$L = 0.002l \left[ \ln\left(\frac{2l}{w+t}\right) + 0.5 + 0.2235\left(\frac{w+t}{l}\right) \right] (uH) \quad (4.2)$$



Şekil 4.1 BDK yolu[45].

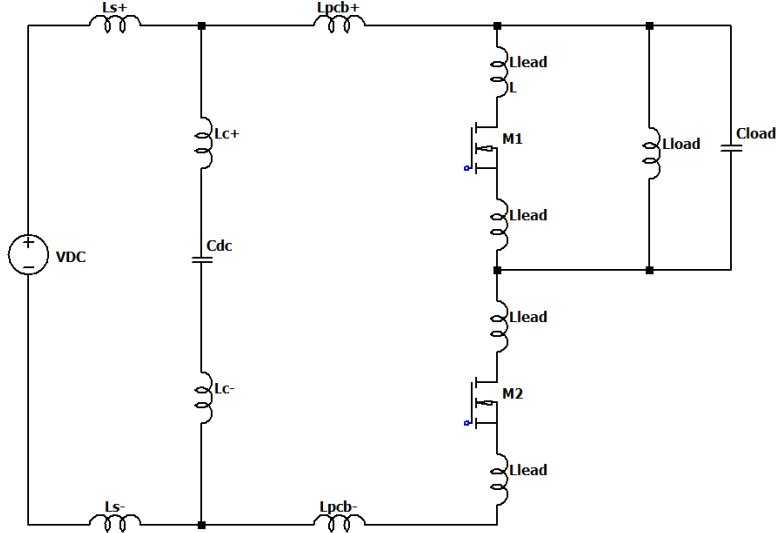
## 4.2 Baskı Devre Kartı Modeli Benzetim Çalışmaları

Güç elektroniği devrelerinde anahtarlama elemanları çoğunlukla yarım köprü yapısı içermektedir. Bu yapıdaki anahtarlama elemanının testi için çift darbe test düzeneği sıklıkla kullanılmaktadır. Şekil 4.2'de bu devredeki parazitik endüktanslar gösterilmiştir.

$L_{s+}$  ve  $L_{s-}$  kaynak ile DA bara kapasitesi arasındaki kabloların endüktansı olup yüksek değerlidir. Bu endüktansın anahtarın anahtarlama anındaki davranışına etkisi düşüktür. Dönüştürücünün çalışma frekansındaki DA bara kapasitesi dalgalanmalarına etki eder.  $L_{pcb+}$  ve  $L_{pcb-}$  baskı devre kartındaki yolların endüktansıdır.  $L_{c+}$  ve  $L_{c-}$  DA bara kondansatörünün iç endüktansı ve terminallerinin endüktanslarının toplamıdır.  $L_{lead}$  endüktansları ise anahtarlama elemanının terminalleri ve iç endüktanslarının toplamını ifade eder.  $L_{load}$  çift darbe testi için kullanılan yüküdür.

BDK serim çalışması yapılmadan önce M1 ve M2 MOSFET'leri için paket araştırması yapılmış ve piyasada sıkça tercih edilen TO-247 paketi seçilmiştir. Kondansatör seçimi için de SiC MOSFET'lerin gerilim seviyeleri düşünülerek yüksek gerilimlere ve pik akımlara dayanıklı film kondansatör seçilmiştir. Devredeki diğer elemanlar göz önüne alınarak DA bara kondansatörü ile MOSFET'ler arasında bir miktar mesafe bırakılmıştır.

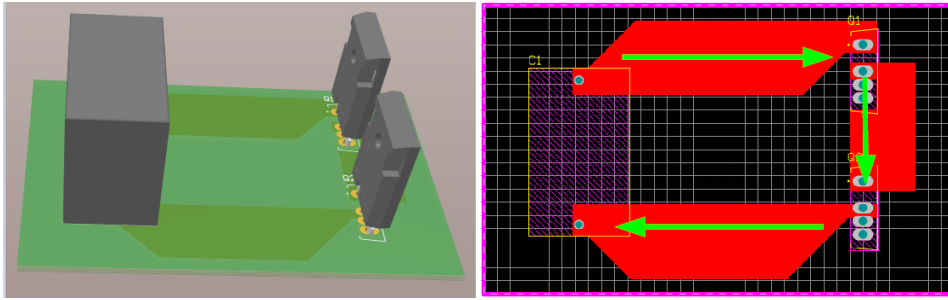
BDK tasarımı için Altium Designer ve endüktans benzetim çalışmaları için ise Ansys Student yazılımı kullanılmıştır. Şekil 4.2'deki parazitik endüktanslardan



**Şekil 4.2** Çift darbe testi parazitik elemanları

$L_s$  endüktansları ihmal edilmiştir.  $L_c$  endüktansları kondansatör ile ilgili olduğu için benzetime dahil değildir. MOSFET'lerin terminalleri baskı devre kartında kısa devre edilmiştir.

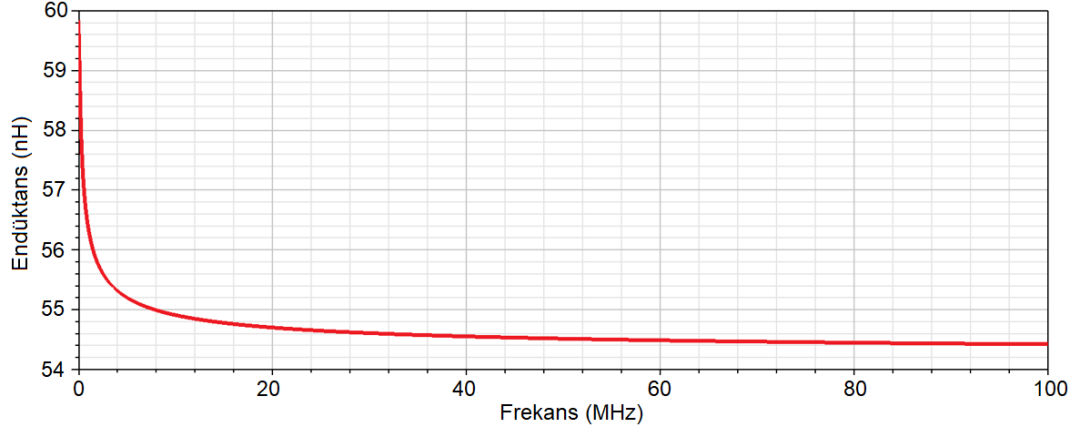
Şekil 4.3'te 1. test devresinin 3 boyutlu ve 2 boyutlu çizimleri gösterilmektedir. Bu devrede akım kondansatörün pozitif ucundan çıkıp hem üst katmandan hem de alt katmandan beraber ilerleyerek üst anahtarın savak terminaline gitmektedir. Aynı şekilde üst ve alt BDK katmanlarından beraber ilerleyerek önce alt anahtar sonra kondansatörün negatif ucuna gelerek döngüsünü tamamlar.



**Şekil 4.3** Test devresi 1'in 3 boyutlu ve 2 boyutlu görüntüsü.

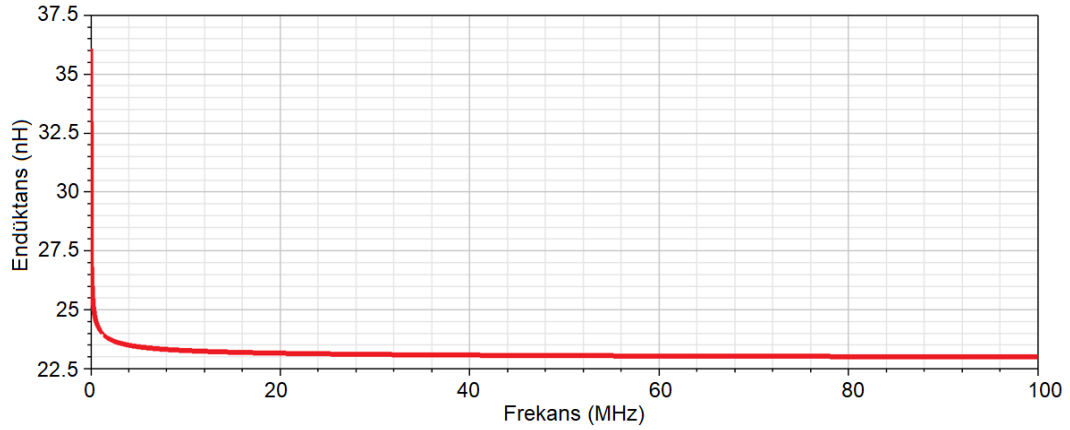
MOSFET anahtarlama hızları ve savak-kaynak gerilimindeki osilasyonların frekansları düşünüldüğünde parazitik endüktans benzetimi 100 MHz frekansına kadar yapılmıştır[46]. Şekil 4.4'te test devresi 1 için endüktans-frekans grafiği gösterilmektedir.

Bu tasarımda döngü akımları birbirini çok az etkileyebildiği için frekans artsa da endüktans değeri çok düşmemektedir. Sonuç olarak bu tasarımda toplam BDK endüktansı 54.5nH değerindedir.

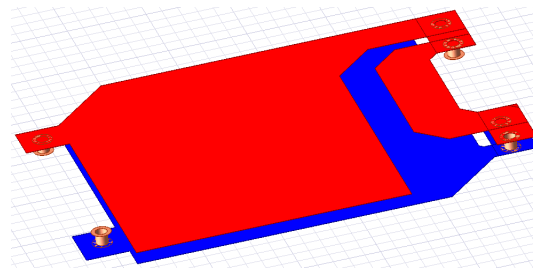


**Şekil 4.4** Test devresi 1 benzetim sonucu.

Şekil 4.6'da test devresi 2 için oluşturulan EM model gösterilmektedir. Bu devrede farklı olarak kondansatörden üst kol MOSFET'ine olan yol BDK üst katmanında çizilmişken alt kol MOSFET'inden kondansatöre dönüş yolu alt katmanda çizilmiştir. Kullanılan toplam bakır alanı test devresi 1 ile benzerdir. [47]'de yapılan çalışmada gösterildiği üzere döngü akımları birbirlerinin manyetik alanlarını azalttığı için döngü endüktansı düşmektedir. Sonuç olarak bu devrede döngü endüktansı frekans artışıyla birlikte 35nH'den 23nH'ye kadar düşmüştür. Şekilde kırmızı ile gösterilen bölge üst katmana ait iken mavi ile gösterilen kısımlar alt katmana aittir.

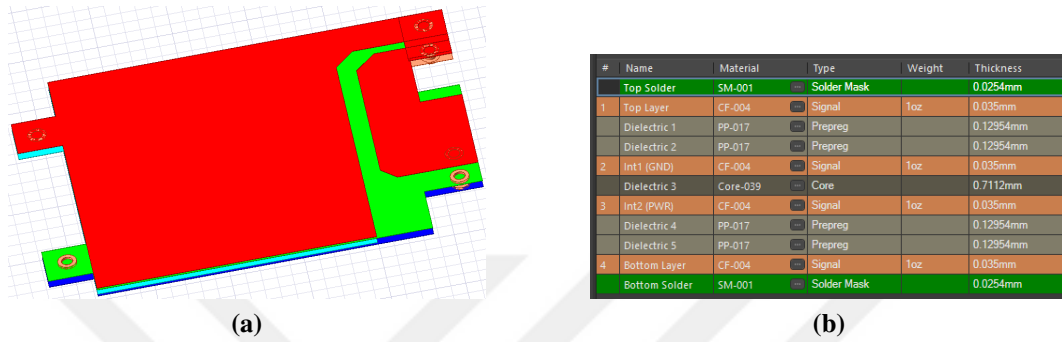


**Şekil 4.5** Test devresi 2 benzetim sonucu.



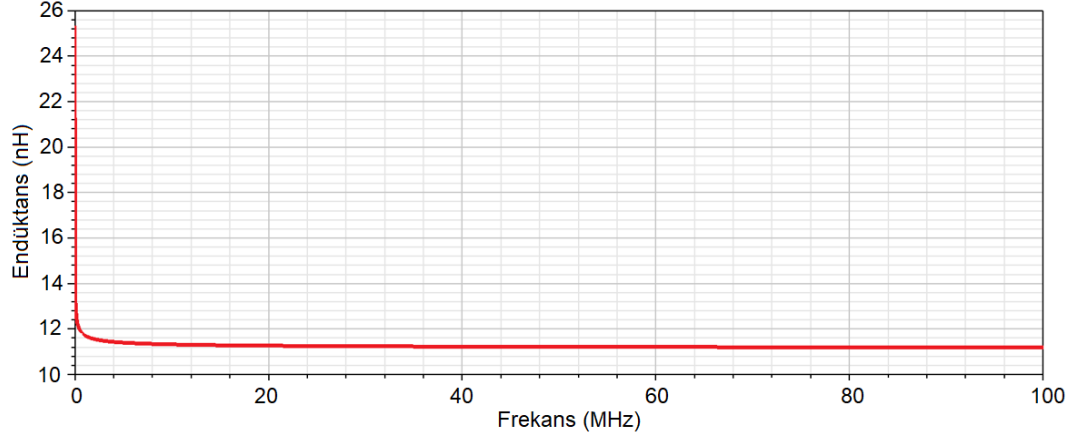
**Şekil 4.6** Test devresi 2 EM modeli.

Son olarak test devresi 3'te 4 katmanlı bir BDK tasarımı yapılmıştır. Önceki test devrelerinde BDK 2 katmanlı ve toplam BDK kalınlığı 1.55mm olarak seçilmiştir. 4 katmanlı tasarımla hem toplam bakır alanını arttırmak hem de gidiş ve dönüş akımları arasındaki mesafe azaltılarak manyetik alan iptalini arttırmak amaçlanmıştır. Şekil 4.7a'da test devresi 3'ün EM modeli ve Şekil 4.7b'de BDK katman yapısı verilmiştir. Modelde katman sırasıyla kırmızı, yeşil, turkuaz ve mavi renklerle gösterilmiştir.



Şekil 4.7 Test devresi 3 EM modeli(a) ve BDK katman yapısı(b).

Şekil 4.8'de verilen benzetim sonuçlarına göre BDK parazitik endüktans değeri 11 nH'ye kadar düşürülmüştür.



Şekil 4.8 Test devresi 3 EM modeli benzetim sonucu.

### 4.3 Kondansatör Parazitik Endüktansı

Güç elektroniği devrelerinde alüminyum elektrolitik, film ve seramik kondansatörler devrenin farklı yerlerinde sıklıkla kullanılmaktadır. Alüminyum kondansatörler enerji depolama kapasiteleri yüksek olduğundan dolayı aynı hacimde daha yüksek kapasite sunarlar. Ancak iç dirençleri yüksek olduğundan yüksek akımlarda üzerlerinde daha çok kayıp ortaya çıkar. Aynı zamanda iç endüktansları da yüksektir. Bu yüzden yüksek frekanslı uygulamalar için uygun

değildir. Devrelerde DA bara kısmında enerji depolama amaçlı kullanılsa da anahtarlama elemanın yüksek frekanslı çalışmasını desteklemez. Bu sebeple devrelerde alüminyum kondansatörlerle birlikte film ya da seramik kondansatörler de kullanılır. Alüminyum kondansatörlerin iç endüktansları 10-30 nH değerinden 200 nH değerine kadar çıkabilir.

Film kondansatörler düşük iç direnç ve iç endüktans değerleri sayesinde yüksek frekanslı uygulamalarda kullanıma uygundur. Enerji depolama kapasitesi alüminyum elektrolitik kondansatörlerden daha düşüktür. Yüksek gerilimlerde ve geniş çalışma sıcaklığı aralıklarında çalışabilirler. Ömürleri alüminyum elektrolitik kondansatörlere göre daha yüksektir. Bu sebeple özellikle elektrikli araçlarda DA bara kondansatörü olarak tercih edilir. Film kondansatörlerin endüktansı 1 mm terminal uzunluğu başına 1 nH olarak düşünülebilir. Piyasadaki ürünlere bakıldığında endüktans değerleri 10 - 30 nH civarındadır.

Seramik kondansatörler iç direnç ve iç endüktans olarak en iyi değerlere sahiptirler. Bu yüzden yüksek frekanslı uygulamalarda ve elektronik devrelerde sıkça kullanılır. Yüksek gerilimlerde enerji depolama kapasiteleri düşüktür. Bu yüzden yüksek gerilimli ve yüksek güçlü güç elektroniği uygulamalarında tek başlarına kullanılmazlar. Özellikle yüzey montaj çok katmanlı seramik kondansatörler yüzey montaj sayesinde eleman bacaklarından oluşacak endüktansı ortadan kaldırdığından çok düşük iç endüktans değerlerine sahip olabilir. Sıcaklık ve gerilim artışı ile birlikte efektif kapasite değerlerinde azalma görülür. Yüksek gerilimli uygulamalarda seri bağlanarak, anahtarlama elemanın yakınına yerleştirilerek yüksek frekanslı akımı karşılanmasına destek verebilir.

Bu çalışma kapsamında tasarımı yapılan devrede SiC MOSFET'lerin yüksek gerilim ve yüksek akım çalışma durumlarına uygun olacak şekilde film kondansatör kullanılmıştır.

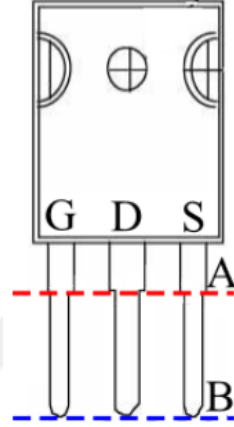
#### **4.4 MOSFET Parazitik Endüktansı**

Dönüştürücülerdeki güç döngüsünde parazitik endüktansa sahip bir diğer yapı da MOSFET'in kendisidir. MOSFET iç parazitik endüktansı hem kullanılan pakete hem de MOSFET'in iç yapısına bağlıdır. Bir MOSFET için 3 adet parazitik endüktanstan bahsedilebilir. Bunlar  $L_g$ ,  $L_d$  ve  $L_s$  sırasıyla kapı, savak ve kaynak endüktanslarıdır.

SiC MOSFET'lerin iç parazitik endüktansları çok düşük olmasına rağmen kullanılan kılıfların büyüklüğü sebebiyle toplam parazitik endüktans değerleri

yükselmektedir. Bu çalışmada seçilen TO-247 kılıfında,  $L_d$  endüktansı 6 nH ve  $L_s$  endüktansı 9 nH olarak hesaplanmıştır [48].

Delik içi montajlı elemanlar kullanılırken dikkat edilmesi gereken bir nokta da elemanın lehimlendiği kısımdır. Şekil 4.9’da farklı lehim noktaları gösterilmiştir. [49]’da yapılan çalışmada artan parazitik endüktanstan dolayı bu farklı lehim noktalarına devre kayıpları değişmektedir.



**Şekil 4.9** TO-247 kılıf farklı lehim noktaları [49].

# 5

## KLASİK KAPI SÜRÜCÜ İLE BENZETİM

### ÇALIŞMALARI

Önceki bölümde çift darbe testi için baskılı devre kartları tasarlanmış ve bu BDK'ların parazitik endüktansları çıkartılmıştır. Bu çalışmada SiC MOSFET olarak Wolfspeed firmasının C3M0016120K kodlu ürünü seçilmiştir. Bu SiC MOSFET'in devre parametreleri Tablo 5.1'de verilmiştir. Bu MOSFET TO-247-4 kılıfındadır. Klasik TO-247 kılıftan farklı olarak kapı devresi için kaynak pini ayrı olarak sağlanmaktadır. Bu sayede kapı devresi ile güç hattı arasındaki etkileşim bu kılıfta daha düşüktür.

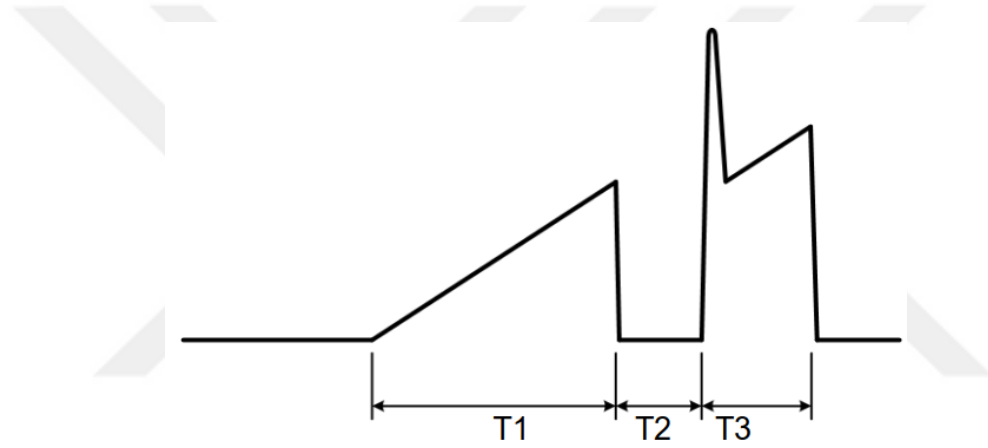
**Tablo 5.1** C3M0016120K SiC MOSFET parametreleri

Parametre	Değer	Açıklama
$V_{(BR)DSS}$	1200 V	Savak-kaynak kırılma gerilimi
$V_{GS-TH}$	2.5 V	Kapı-kaynak eşik gerilimi
$R_{Ds(on)}$	16mΩ	İletim direnci
$R_{G(int)}$	2.6Ω	Dahili kapı direnci
$g_{fs}$	53	Transkondüktans
$C_{iss}$	6085 pF	Giriş kapasitesi
$C_{oss}$	230 pF	Çıkış kapasitesi
$C_{rss}$	13 pF	Ters transfer kapasitesi

DA bara kondansatörü olarak 1200 V dayanım gerilimine sahip Kemet firmasının C4AQSBU4100A1WJ kodlu film kondansatörü seçilmiştir. 1 uF değerindeki bu kondansatör 29.8 mΩ iç dirence sahipken 17 nH değerinde de parazitik endüktans değerine sahiptir. İlave olarak ise çok katmanlı seramik kondansatör olarak Murata firmasının GRM55DR7LW224KW01 kodlu 2220 yüzey montaj kılıflı kondansatörü seçilmiştir. Bu kondansatör ise 10 MHz ile 20 Mhz arasında 10 mΩ ile 20 mΩ arasında direnç gösterirken yaklaşık 1 nH endüktans göstermektedir. 1000 V dayanımlı ve 220 nF değerli bu kondansatör devrede kullanılması durumunda baskı devre kartında izolasyon mesafelerini sağlamak için seri bağlı iki adet kondansatör kullanılması uygun olacaktır.

Benzetim çalışmaları SPICE ortamında, LTspice yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. MOSFET modeli üretici firmadan alınmış ve model seviye 3 olarak adlandırılan anahtarın anahtarlama davranışını ve sıcaklık etkisini içermektedir. Ayrıca model içerisinde MOSFET'in iç endüktansları mevcut olduğundan benzetim devresine ilave endüktanslar eklenmemiştir.

Şekil 5.1'de çift darbe testinde anahtar akımının dalga şekli ve zaman aralıkları görülmektedir. T1, T2 ve T3 sürelerinin ayarlanması ile test akımı ayarlanmaktadır. Bu süreler seçilirken kontrol kolaylığı olması açısından en az 10  $\mu s$  olacak şekilde seçilir. Toplam sürenin uzun olması durumunda DA bara kondansatöründe gerilim düşümü olabileceğinden toplam süre 200  $\mu s$ 'nin altında olması iyi olur. Bu aralıklarda seçilen endüktansla birlikte bu süreler değiştirilerek istenilen akımda anahtar ilettime ve kesime sokulur.



**Şekil 5.1** Çift darbe testi anahtar akım dalga şekli.

Bu çalışmada test akımı 75 A ve test gerilimi 800 V olarak seçilmiştir. Bu durumda 50  $\mu s$  T1 süresi için endüktans değeri 5.1'de hesaplanmıştır. Bu testlerde endüktansın doyuma gitmesini engellemek için yük endüktansı genellikle nüvesiz havaya sargı şeklinde sarılır. T2 ve T3 süreleri ise 20  $\mu s$  olarak seçilmiştir.

$$L_{load} = \frac{V dt}{di} = \frac{800V 50\mu s}{75A} = 533\mu H \quad (5.1)$$

4.2'de verilen çift darbe testi devre şemasında üst kol anahtarlama elemanı olarak MOSFET seçilmiştir. Farklı uygulamalarda burada MOSFET yerine diyot elemanı konabilir. Test edilecek anahtarlama elemanının çalışacağı dönüştürücü topolojisine göre bu seçim yapılır.

Önceki bölümde yapılan baskı devre kartı benzetim sonuçları ile seçilen kondansatörlerin parazitik endüktans değerleri birleştirilerek benzetim devresi

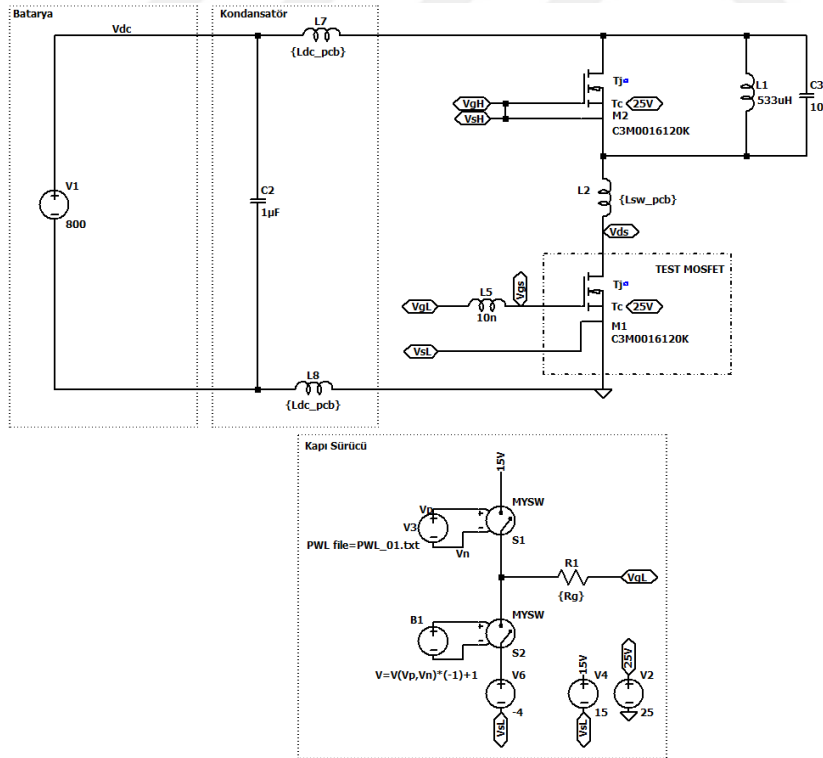
basitleştirilebilir. Benzetim sonuçlarına göre en iyi iki senaryoyu aldığımızda test devresi 2 toplam döngü endüktansı 23 nH değeri ve test devresi 3 toplam döngü endüktansı 11 nH devre benzetim çalışmalarında kullanılacaktır. Bu değerler film kondansatör ve seramik kondansatör değerleri ile birleştirildiğinde karşımıza dört farklı senaryo çıkmaktadır. En iyi iki durumda seramik kondansatör ile birlikte seçilen BDK endüktansları kullanılacaktır.

Kapı direnci  $R_g$  için iki farklı değer seçilmiştir. Bunlardan ilki MOSFET veri sayfasında testlerde kullanıldığı belirtilen  $2.5 \Omega$ 'dur. İkinci değer olarak da  $10 \Omega$  seçilmiştir. Kapı seri endüktansı ise  $10 \text{ nH}$  olarak seçilmiştir. Bu durumda 5.3'te gösterilen test senaryoları oluşmaktadır.

**Tablo 5.2** Klasik kapı sürücü ile test senaryoları

Senaryo	Ldc-pcb	Lsw-pcb	$R_g$
Test 1	9 nH	5 nH	$2.5 \Omega$
Test 2	9 nH	5 nH	$10 \Omega$
Test 3	5 nH	3 nH	$2.5 \Omega$
Test 4	5 nH	3 nH	$10 \Omega$

Şekil 5.2'de LTspice programında oluşturulan test devresi verilmiştir.



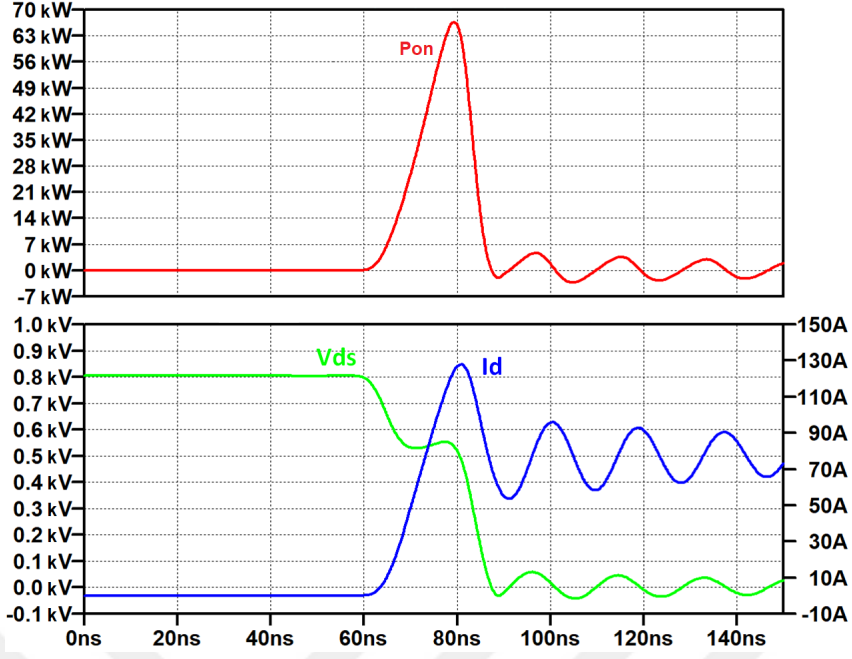
**Şekil 5.2** Klasik kapı sürücü ile benzetim devresi

## 5.1 Benzetim Çalışması Sonuçları

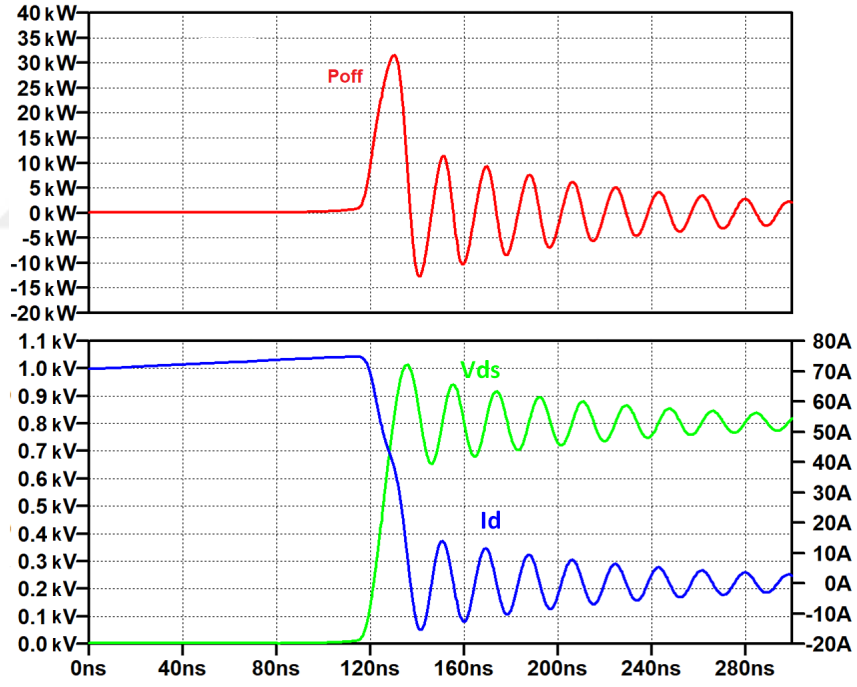
Tablo 5.3'te tüm testler için anahtarlama kayıpları, akım tepe noktası ve gerilim tepe noktası değerleri gösterilmiştir. Benzetim sonuçlarından ve tablodaki değerlerden görüldüğü üzere endüktans değerinin artması ile MOSFET savak-kaynak gerilimi tepe noktası ciddi şekilde yükselmektedir. Bunu bastırmak için kapı direncinin artırılması durumunda anahtarlama kayıpları artmaktadır.

**Tablo 5.3** Klasik kapı sürücü benzetim sonuçları

Test	Eon	Id	Eoff	Vd
Test 1	765 $\mu$ J	130 A	401 $\mu$ J	1013 V
Test 2	1520 $\mu$ J	111 A	1084 $\mu$ J	926 V
Test 3	845 $\mu$ J	127 A	370 $\mu$ J	956 V
Test 4	1600 $\mu$ J	110 A	1035 $\mu$ J	890 V

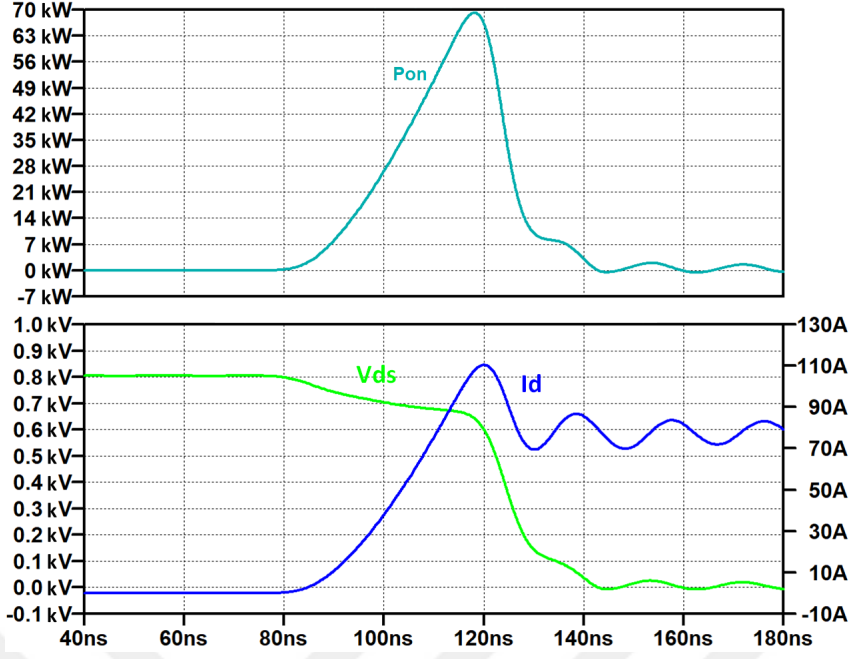


(a) İletime girme

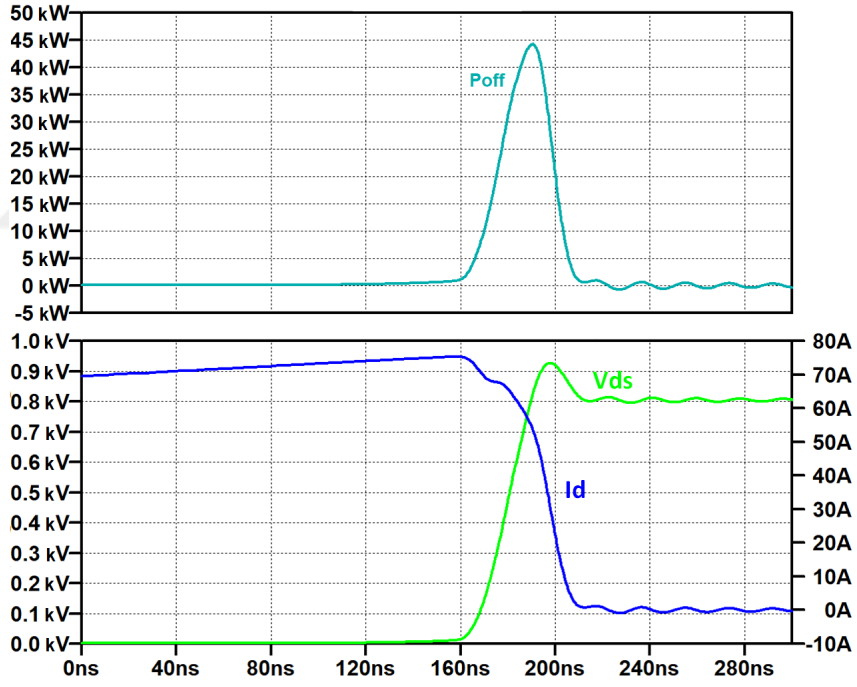


(b) Kesime girme

Şekil 5.3 Test devresi 1 anahtarlama dalga şekilleri.

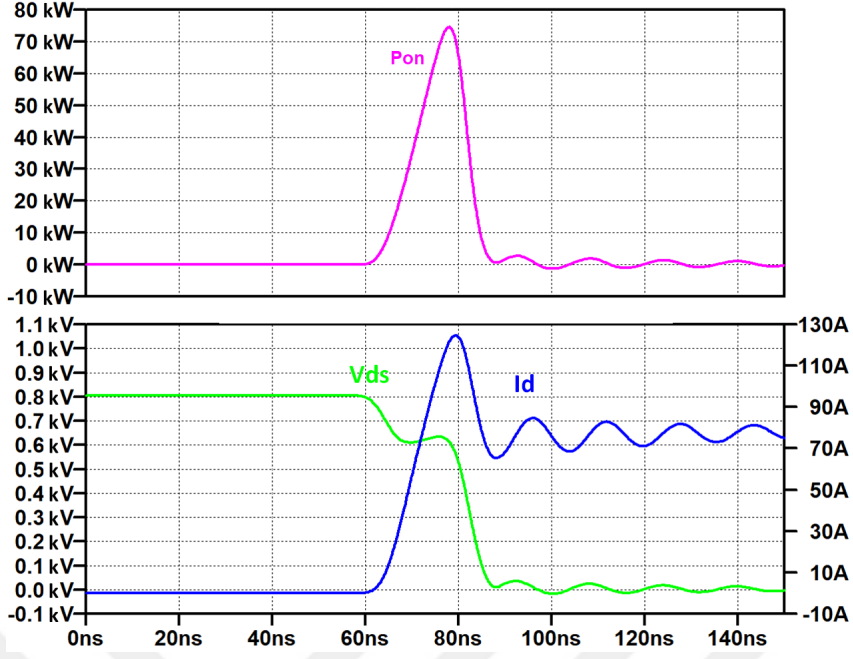


(a) İletime girme

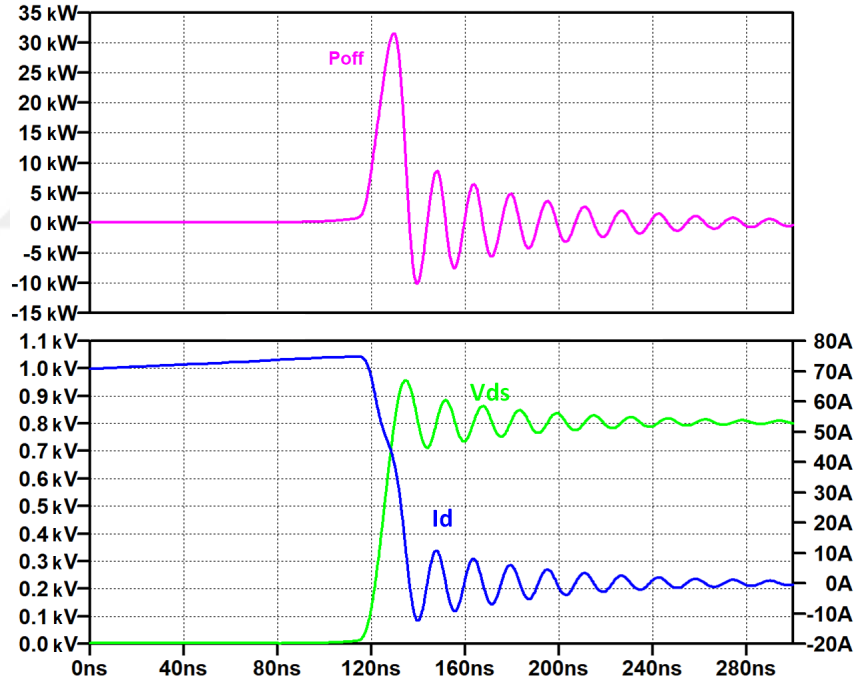


(b) Kesime girme

Şekil 5.4 Test devresi 2 anahtarlama dalga şekilleri.

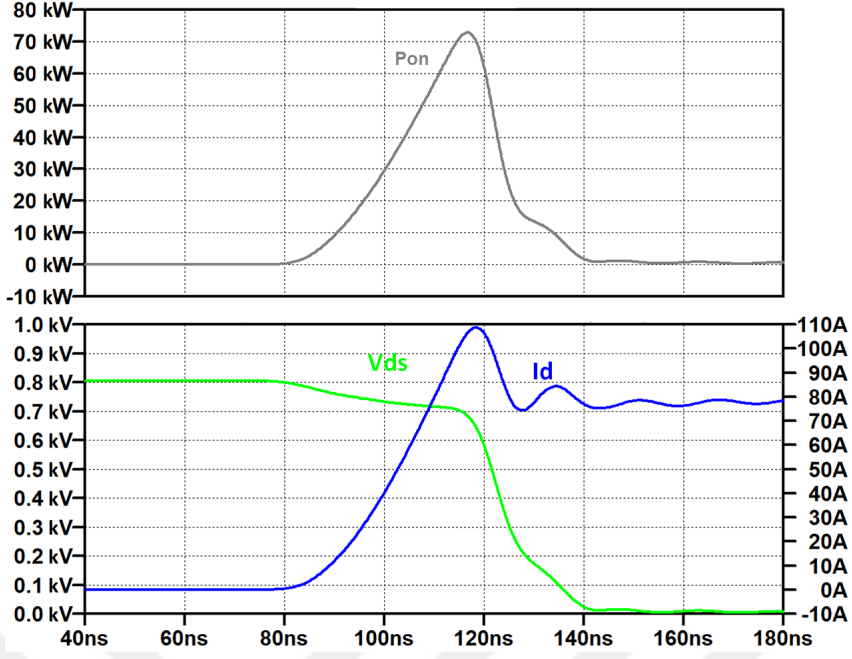


(a) İletime girme

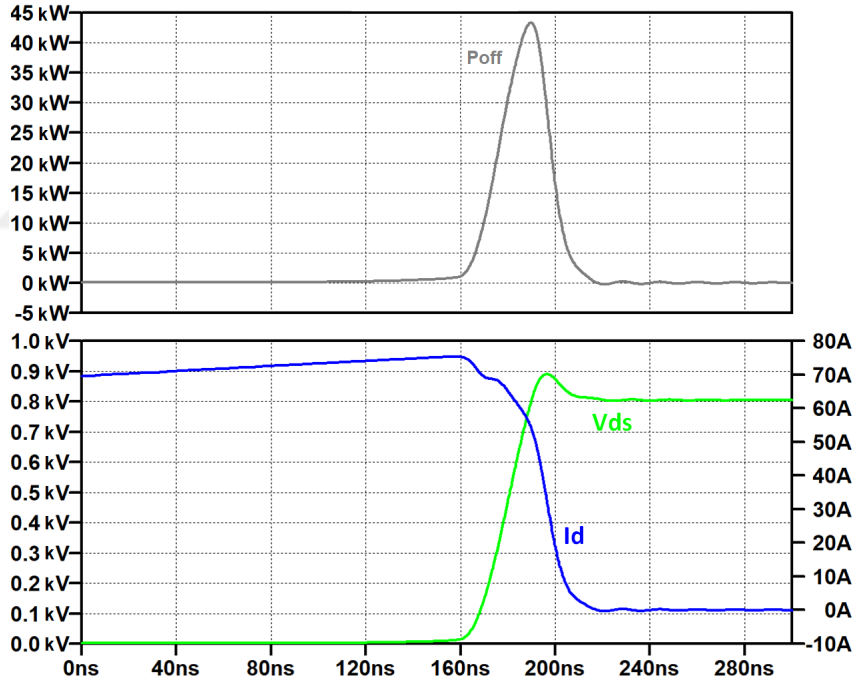


(b) Kesime girme

Şekil 5.5 Test devresi 3 anahtarlama dalga şekilleri.

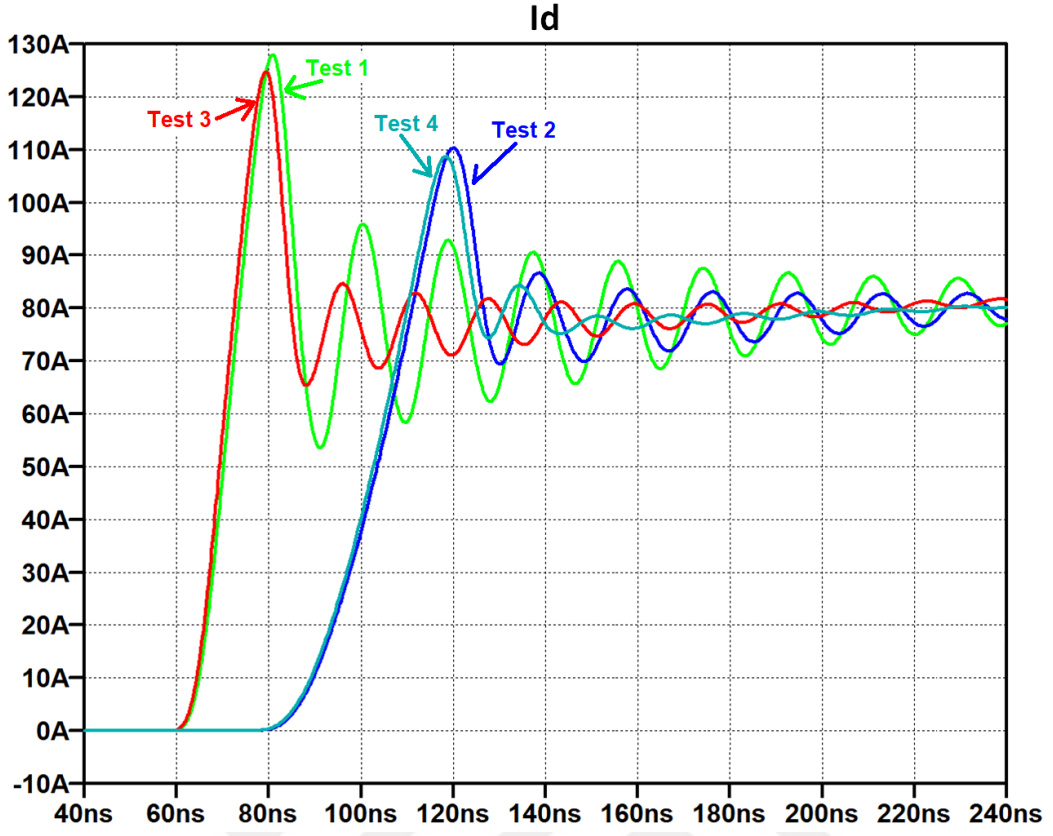


(a) İletime girme

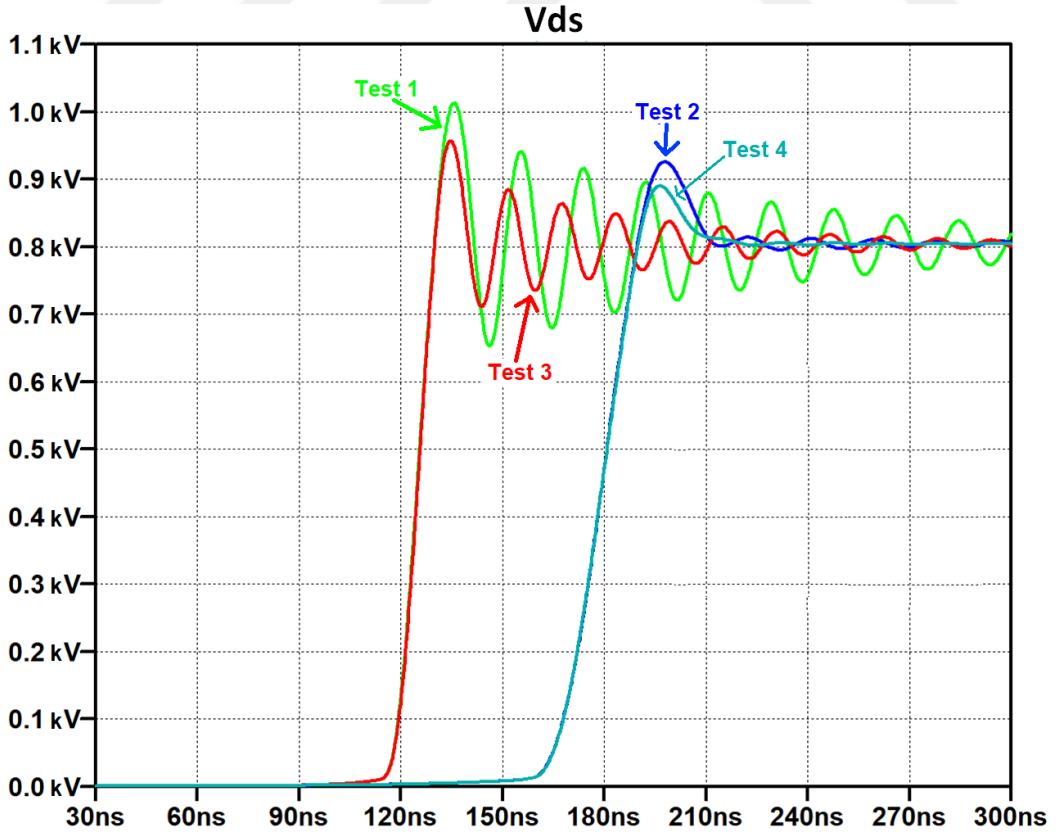


(b) Kesime girme

Şekil 5.6 Test devresi 4 anahtarlama dalga şekilleri.



Şekil 5.7 İletime girme akım dalga şekilleri.



Şekil 5.8 Kesime girme gerilim dalga şekilleri.

Önceki bölümlerde bahsedilen problemler göz önüne alındığında, son yıllarda bu problemleri aşmak ve SiC MOSFET'in performansını iyileştirmek için aktif kapı sürme devreleri üzerine yapılan çalışmalar artmıştır. Aktif kapı sürme devreleri MOSFET'in yalnız iletim durumu ile kesim durumu arasında geçişini sağlamakla kalmaz aynı zamanda bu geçiş sırasında elemanın dinamik kontrolünü sağlar. Bu bölümde literatürdeki aktif kapı sürme devreleri incelenmiş ve klasik kapı sürücü devreleri için yapılan benzetim çalışmaları aktif kapı sürücü ile tekrarlanmıştır.

### **6.1 Aktif Kapı Sürücülerin Amaçları**

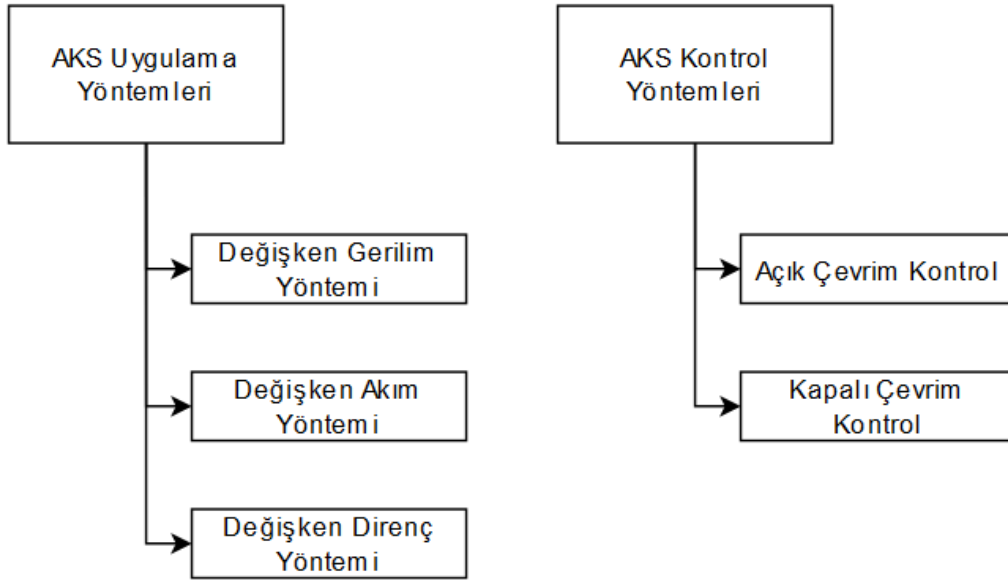
AKS literatürde birden fazla amaçla kullanılmıştır. Bunların başında elemanın akım değişim hızının kontrolü veya gerilim değişim hızının kontrolü gelmektedir. Gerilim değişim hızının kontrolü ile seri bağlı elemanlarda anahtarlama durumlarında gerilimin eşit olarak paylaşılması sağlanabilir. Akım değişim hızının kontrolü ile paralel bağlı elemanların akım paylaşımının eşitlenmesi sağlanabilir. Seri bağlı elemanlar yüksek gerilimli uygulamalarda daha yüksek gerilimli elemana ihtiyaç duymamak için tercih edilir. Paralel bağlı MOSFET'ler pozitif sıcaklık sabitine sahip olduğu için akım dağılımı kendiliğinden eşitlenecek olsa da anahtar iletme girme ve kesime girme durumlarında devredeki asimetric yapılardan ve toleranslardan dolayı aynı olmayabilir. AKS devreleri akım değişiminin tüm elemanlarda aynı olmasına destek olabilir.

Akım ve gerilim değişim hızlarının kontrolü, aynı zamanda önceki bölümde bahsedilen anahtarlama kaybı, elektromanyetik girişim ve elemanda oluşan akım ve gerilim stresleri gibi problemler üzerinde kontrolü sağlar. Bölüm 3'te gösterildiği üzere anahtarlama kayıpları akım ve gerilim değişim hızlarıyla doğrudan ilişkilidir. Anahtarda oluşan gerilim yükselmesi ise anahtar akımının düşme hızı ve parazitik endüktans ile doğrudan ilişkilidir.

AKS'nin etkili olabileceği diğ er bir konu da elektromanyetik girişimdir. Akım ve gerilim de ğ iş im hızlarının kontrolü ile EMG iyileştirilebilir. Bu durumda EMG modellenmesi cihazların mekanik tasarımları ve cihazda bulunan diğ er devrelerle ilgili olduğ undan daha zordur. [50] ve [51]'de yapılan ç alı ş malarda sürme devreleri, anahtarlama kayıpları ve elektromanyetik girişim arasındaki ilişki gösterilmiştir.

## 6.2 AKS Yöntemleri

AKS güç dönüştürücülerinde oluşturabileceği avantajlardan dolayı ilgi görmüş ve bu sebeple birçok farklı yöntem ortaya çıkmıştır. Bu yöntemleri uygulama metodu olarak ve kontrol yöntemi olarak iki sınıfta gruplandırabiliriz. AKS'de amaç kapı akımının dinamik olarak kontrolüdür. Uygulama yöntemlerine baktığımızda bu kontrol üç farklı şekilde yapılabilir. Bunlardan birincisi kapı sürücü devre geriliminin kontrolüdür. Anahtarlama sırasında uygulanan gerilim değiştirilerek kapı akımının kontrolü ve  $C_{iss}$  kondansatörünün ş arj süresi değiştirilebilir. Diğ er bir yöntem akım kontrollü bir kapı sürücü devresi ile birlikte doğ rudan akım kontrolünün sağ lanmasıdır. Son ve görece en basit yöntem ise kapı direncinin anahtarlama esnasında de ğ iş tirilmesidir. Ş ekil 6.1'de AKS yöntemleri tablo olarak verilmiştir.



Ş ekil 6.1 AKS yöntemleri

### 6.2.1 Açık Çevrim Kontrol

Kapı akım veya gerilimini kontrol ederken anahtar üzerinden herhangi bir geri besleme almadan yapılan AKS'ler açık çevrim kontrol sınıfına girer. [52]'de yapılan çalışmada çok seviyeli bir aktif kapı sürücü tasarımı yapılmıştır. Seviyeler arasındaki geçiş anları 150 ps zaman aralıkları ile ayarlanabilmektedir. Bu hız ile SiC MOSFET'lerden daha yüksek frekanslarda kullanılan GaN MOSFET'lerde AKS hedeflenmiştir.

Güç elektroniği dönüştürücülerinin çalışma şartlarının değişkenliği düşünüldüğünde açık çevrim AKS'lerin bu şartlara uyum sağlaması zordur. Açık çevrim AKS'lerin en büyük dezavantajı budur. Tasarlanan cihazın farklı senaryolarda testi laboratuvar ortamında gerçekleştirildikten sonra her farklı senaryo için en uygun AKS zaman aralıkları belirlenebilir. Kaydedilen bu veri, cihaz gerçek çalışma koşullarında ortam ve devre şartlarını ölçerek kayıt altına aldığı AKS zaman aralıklarını kullanabilir. Ortam sıcaklığı, çalışma gerilimi ve çalışma akımı ölçülmesi gereken parametrelerin başında gelir. Parametre sayısının artmasıyla birlikte kayıt altına alınacak veri sayısı çok artabilir. Bu aynı zamanda tüm bu senaryoların test edilmesini de gerektirir.

### 6.2.2 Kapalı Çevrim Kontrol

Kapalı çevrim AKS'ler anahtarlama sırasında anahtarlama elamanından aldığı ölçümlerle AKS zaman aralıklarını veya akım/gerilim seviyelerini her anahtarlama periyodunda dinamik olarak değiştirir. Bu yöntemlerde anahtar için birçok farklı noktadan geri besleme alınabilir. Bunlardan en yaygın olanların başında iletme girmede anahtarın akım değişimini yani  $di/dt$ 'yi ve kesime girme sırasında gerilim değişimini yani  $dv/dt$ 'yi ölçmektir.  $dv/dt$  ölçümü anahtarın savak terminaline bağlanan bir kondansatör ve bu kondansatörün akımını okuyan bir devre ile sağlanabilir.  $di/dt$  ölçümü ise devreye eklenen ya da doğrudan devredeki parazitik endüktans üzerinden alınan gerilim ölçümü ile sağlanabilir. Hem iletme girmede hem de kesime girmede kapalı çevrim yöntemleri kullanılabilir ancak bu devre maliyet ve karmaşıklığını arttıracaktır. Bu çalışmalara örnek olarak [53]'te IGBT için hem  $dv/dt$  hem de  $di/dt$  kontrolü sağlanmıştır.

Kapalı çevrim AKS devrelerinde en önemli parametrelerden biri devredeki ölçümlerin hızı ve bu ölçümlere göre AKS'nin tepki süresidir. SiC MOSFET'lerin anahtarlama hızları düşünüldüğünde gecikme ve tepki süresinin ns'ler seviyesinde olması gerekmektedir. Daha yüksek hızlarda anahtarlanan GaN MOSFET'ler için ise daha da düşük olmalıdır. Bu süreleri azaltmak için özellikle GaN MOSFET için olan AKS devrelerinde ayırık elemanlar ile tasarım yerine entegre devre tasarımı ön

plana çıkmaktadır. [54]'te 48 V ve 400 V sistemler için anahtarın  $dv/dt$  değişimi sırasında kapı akımını arttıran AKS entegre devre şeklinde tasarlanmış ve kontrol devresi tepki süresi 290 ps'ye kadar düşürülmüştür.

AKS'nin dijital devrelerle gerçekleştirilmesi tasarımcıya esneklik sağlayabilir. Bu sayede kontrol döngüsünü iyileştirilebilir. Ancak kapalı çevrim AKS'deki en önemli parametrelerden biri olan gecikme süresi dijital AKS için problem olabilir. Kontrol döngüsünün dijital olabilmesi için öncelikle bir analog dijital dönüştürücü yapısına ihtiyaç vardır. Daha sonra kontrol yapısının gerçekleştirilmesi ve dijital bir çıkış gerekir. [55]'de bu şekilde bir kontrol devresi ile yapılan çalışmada 30 ns gibi bir gecikme süresi elde edilmiştir. SiC MOSFET'lerin gerilim ve akım geçiş süreleri bu değerden daha düşüktür.

Kapalı çevrim AKS'ler için kullanılan bir diğer yöntem de AKS için alınan geri beslemenin ilgili anahtarlama periyodu için değil bir sonraki anahtarlama anı için kullanılmasıdır. Bu sayede iki anahtarlama anı arasındaki süre kontrol döngüsü için kullanılabilir. Bu süre dijital AKS'ler için de yeterli olacaktır. Diğer AKS yöntemleri anahtarlama sırasında  $dv/dt$ ,  $di/dt$  gibi daha temel parametreleri kontrol ederken bu yöntem ile anahtarın tepe gerilimi, tepe akımı, anahtarlama kaybı gibi parametreler birlikte kontrol edilebilir. Analog devrelerde ise bu parametrelerin her birinin kontrolü için ayrı analog kontrol devresi gerekebilir ve kapı sürücü devresinin karmaşıklığını arttırır.

### 6.3 Önerilen AKS Devresi

Bu çalışma kapsamında sunulan aktif kapı sürücü devre mimarisi Şekil 6.2'de gösterilmiştir. Önerilen AKS devresi ile SiC MOSFET'in kesime girmede gerilim pik değerini düşürmek ve bunu yaparken anahtarlama kaybını korumak hedeflenmiştir. Gerilim pik değerinin düşürülmesi ile birlikte savak noktasındaki osilasyonların da bastırılması hedeflenmiştir.

Önerilen AKS devresi klasik kapı sürücü devresine yalnızca eklemeler yapılarak gerçekleştirilmiştir. Bu sayede uygulamada var olan tasarımı çok değiştirmeden uygulanması basit bir yapı amaçlanmıştır.

Bölüm 3'te bahsedildiği üzere MOSFET'in kesime girme sırasında gerilim yükselmesi ve akım düşmesi birbirinden ayrı zaman aralıklarında gerçekleşir. Gerilim yükselmesi kapı geriliminin miller gerilimine düşmesi ile başlar ve miller bölgesi boyunca devam eder. MOSFET savak gerilimi giriş gerilimine geldiği anda ise savak akımı azalmaya başlar. Gerilim yükselme süresi ilk zaman aralığındaki

kapı akımı ile ilişkili iken akım düşme süresi ikinci zaman aralığındaki kapı akımı ile ilişkilidir. MOSFET tepe geriliminin yükselmesindeki temel etken akım düşme hızıdır. Önerilen devrede kesime girme anahtarlama kaybını azaltmak için düşük kapı direnci ile kesime girme işlemi başlatılıp ikinci zaman aralığında kapı direncini arttırarak akım düşme hızını yavaşlatmak amaçlanmıştır. Bunu yapabilmek için bu zaman aralıkları arasındaki geçiş anı bilinmelidir. Bu devrede savak geriliminden alınan geri besleme, referans gerilim ile karşılaştırılarak direnç değerinin artması için ilgili anahtara sinyal göndermektedir.

Şekil 6.3'te önerilen AKS için dalga şekilleri verilmiştir. AKS dalga şekilleri Bölüm 3'te verilen MOSFET kesime girme dalga şekillerinin üzerine yerleştirilmiştir. Kesikli ile gösterilen sinyaller klasik kapı sürücü ile kesime girme dalga şekillerini göstermektedir.

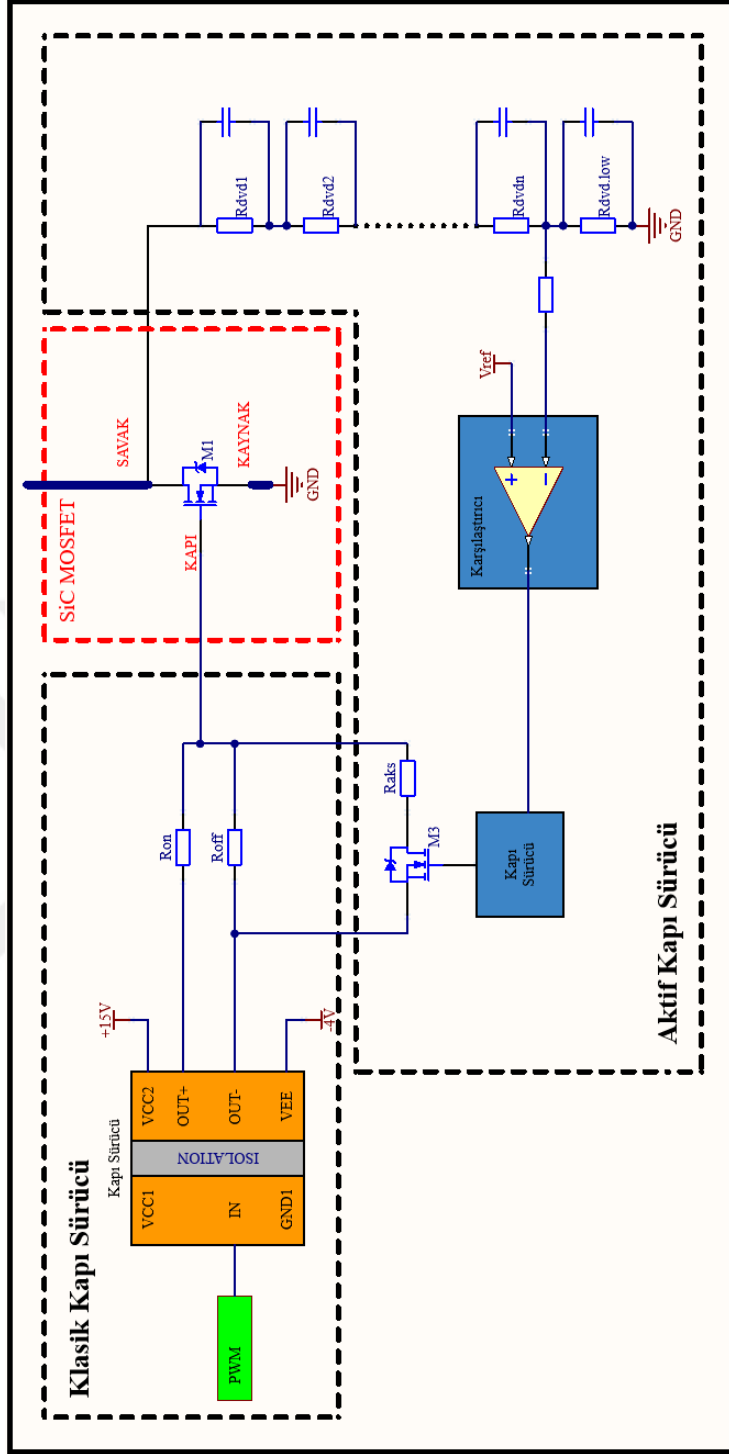
**t5-t6:** Bu aralıkta kontrolcüden gelen PWM sinyali sıfıra düşer ve aynı anda M3 anahtarı iletme sokulur. Kapı akımı  $R_{off}$  ve  $R_{aks}$  dirençlerinin her ikisinden birden akar. Eşdeğer kapı direnci bu iki direncin paralel bağlantısından oluşur ve Eşitlik 6.1'deki gibi olur.

$$R_g = \frac{R_{off}R_{aks}}{R_{off} + R_{aks}} \quad (6.1)$$

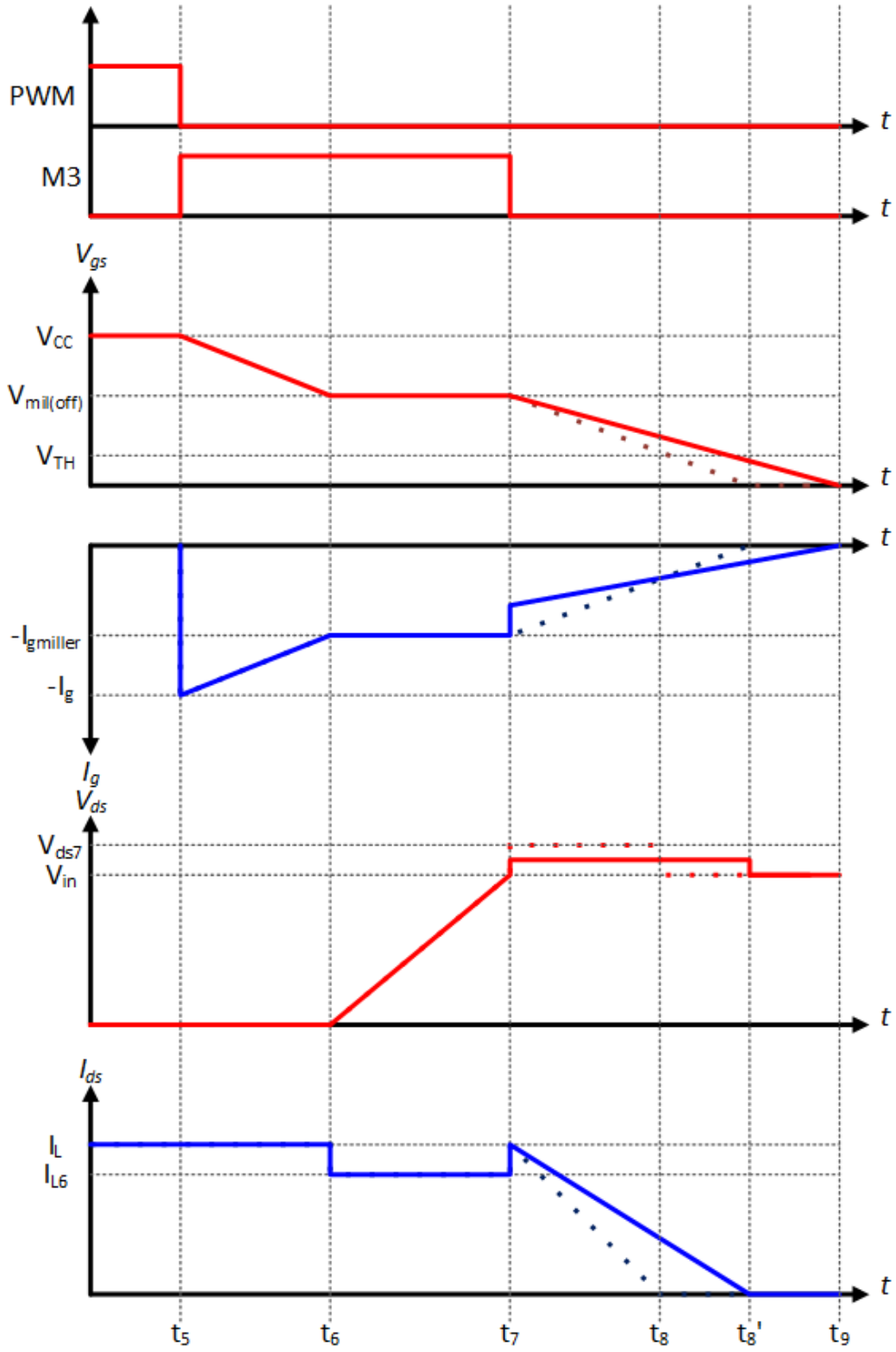
**t6-t7:** Bu aralıkta M3 anahtarı iletimde kalmaya devam eder ve MOSFET savak gerilimi yükselmesi düşük kapı direnci gerçekleşir. Bu sayede klasik kapı sürücüdeki düşük direnç değerli devre ile benzer gerilim yükselmesi sinyali görülür. MOSFET savak geriliminin giriş gerilimine gelmesi ile bu aralık tamamlanır.

**t7-t8':** Bu aralığın başlangıcında MOSFET savak akımı düşmeye başlar. t7 anında M3 anahtarının kesime sokulmasıyla eşdeğer kapı direnci yükselir ve kapı akımı düşer. Savak akımı düşme süresi bu sebeple uzar. Düşük di/dt sebebiyle MOSFET savak gerilimi de klasik kapı sürücüyeye göre daha az yükselir.

**t8'-t9:** Kapı geriliminin, kapı eşik gerilimine düşmesi ile kesime girme işlemi tamamlanır. Bu aralıkta MOSFET kapı kondansatörü tamamen deşarj edilir.



Şekil 6.2 Sunulan AKS mimarisi.



Şekil 6.3 AKS dalga şekilleri.



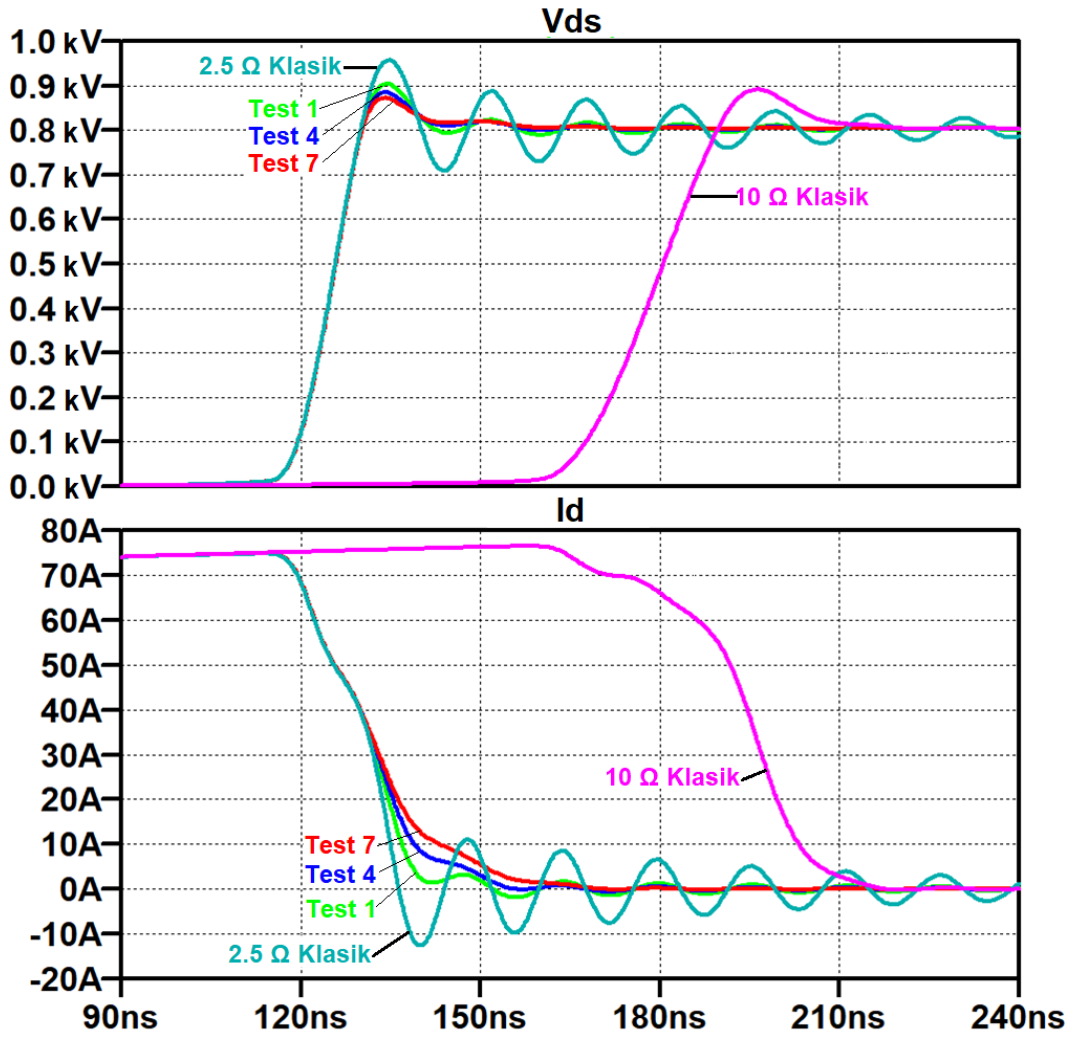
anahtarlama kaybından çok az ödün vererek küçük bir gerilim düşümü sağlanmıştır. 48 ns ile olan sonuçlarda ise %10'lara yakın gerilim düşümü sağlanabilmiştir. Bunun karşılığında ise anahtarlama kaybı artışı %20'dir. Test 4'te gerilim 885 V'a düşmüştür. Bu klasik kapı sürücüsündeki 10  $\Omega$  kapı direnci kullanılması durumunda oluşan pik geriliminden daha düşük bir değerdir. Anahtarlama kaybında ise 10  $\Omega$  klasik sürücü kapı direnci kaybı AKS'deki kayıptan iki kat daha fazladır.

$R_{low}$ 'un 5  $\Omega$  olduğu benzetimlerde ise anahtarlama kaybı 2.5  $\Omega$ 'a göre daha yüksek olmuştur ve bunun karşılığında gerilimde bir fark oluşmamıştır.

Şekil 6.5'te ise en etkili üç AKS testi olan Test 1, Test 4 ve Test 7 ile birlikte klasik kapı sürücü dalga şekilleri 2.5  $\Omega$  ve 10  $\Omega$  için gösterilmiştir.

**Tablo 6.1** İdeal Elemanlar ile AKS benzetim çalışması sonuçları

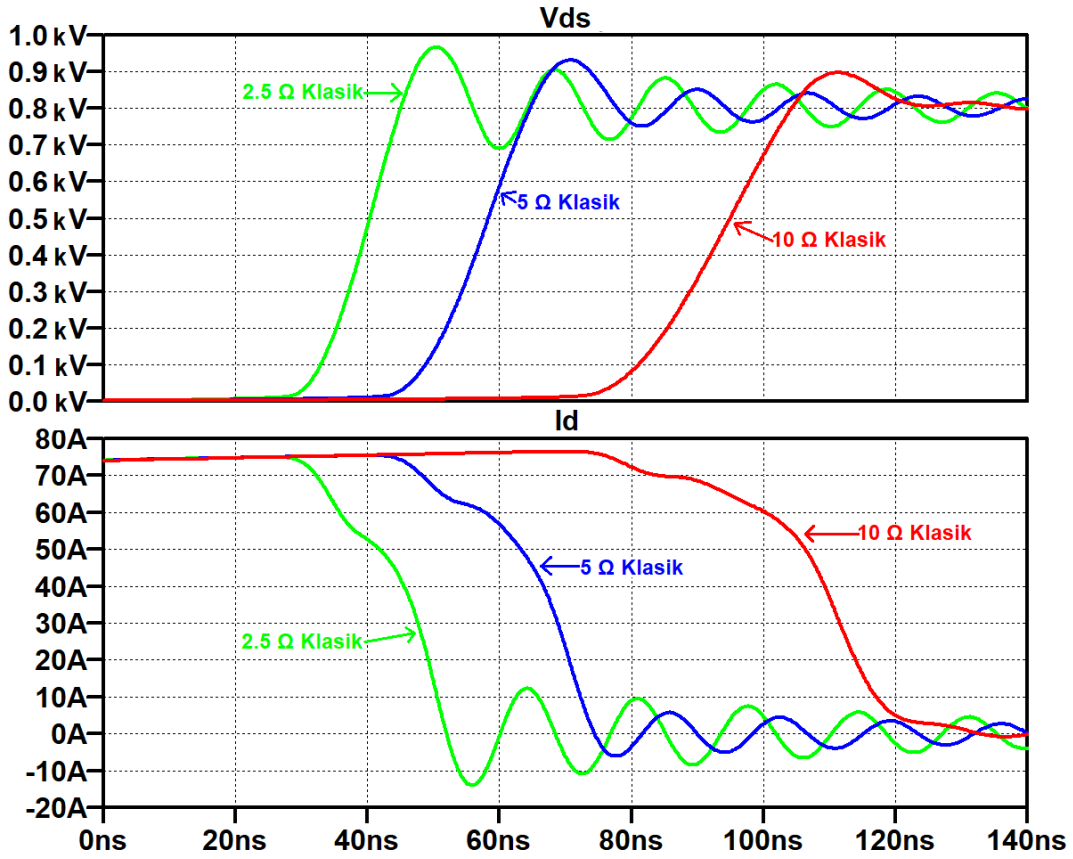
Test	Rlow	Rhigh	td	Eoff	Vmax
	2.5 $\Omega$	-	-	370 $\mu$ J	956 V
	10 $\Omega$	-	-	1035 $\mu$ J	890 V
Test 1	2.5 $\Omega$	10 $\Omega$	48 ns	406 $\mu$ J	904 V
Test 2	2.5 $\Omega$	10 $\Omega$	50 ns	378 $\mu$ J	933 V
Test 3	2.5 $\Omega$	10 $\Omega$	52 ns	372 $\mu$ J	952 V
Test 4	2.5 $\Omega$	15 $\Omega$	48 ns	446 $\mu$ J	885 V
Test 5	2.5 $\Omega$	15 $\Omega$	50 ns	383 $\mu$ J	924 V
Test 6	2.5 $\Omega$	15 $\Omega$	52 ns	372 $\mu$ J	949 V
Test 7	2.5 $\Omega$	20 $\Omega$	48 ns	515 $\mu$ J	872 V
Test 8	2.5 $\Omega$	20 $\Omega$	50 ns	388 $\mu$ J	918 V
Test 9	2.5 $\Omega$	20 $\Omega$	52 ns	373 $\mu$ J	948 V
Test 10	5 $\Omega$	10 $\Omega$	68 ns	644 $\mu$ J	892 V
Test 11	5 $\Omega$	10 $\Omega$	70 ns	615 $\mu$ J	906 V
Test 12	5 $\Omega$	10 $\Omega$	72 ns	600 $\mu$ J	917 V
Test 13	5 $\Omega$	15 $\Omega$	68 ns	718 $\mu$ J	874 V
Test 14	5 $\Omega$	15 $\Omega$	70 ns	654 $\mu$ J	897 V
Test 15	5 $\Omega$	15 $\Omega$	72 ns	606 $\mu$ J	915 V
Test 16	5 $\Omega$	20 $\Omega$	68 ns	791 $\mu$ J	862 V
Test 17	5 $\Omega$	20 $\Omega$	70 ns	708 $\mu$ J	891 V
Test 18	5 $\Omega$	20 $\Omega$	72 ns	613 $\mu$ J	914 V



Şekil 6.5 2.5  $\Omega$  AKS ile klasik kapı sürücü dalga şekilleri karşılaştırması.

## 6.5 AKS Devre Tasarımı

AKS devre tasarımı yapılırken öncelikle klasik kapı sürücü için kullanılacak entegre seçilmiştir. Infineon firmasının 1ED3122 modeli kullanılmıştır. İdeal benzetim çalışmalarındaki kapı sürücü ile seçilen kapı sürücü arasında iç direnç ve çıkışların gerilim/akım yükselme süreleri gibi farklılıklar olabilir. Bun durum anahtarlama davranışını etkileyebilir. Bu yüzden seçilen kapı sürücü entegresi ile klasik kapı sürme benzetim çalışmaları tekrarlanmıştır. Şekil 6.6'da bu benzetim çalışması dalga şekilleri ve Tablo 6.3'te gerilim tepe değerleri ve anahtarlama kayıpları gösterilmektedir.



Şekil 6.6 1ED3122 kapı sürücü ile benzetim çalışması gerilim ve akım dalga şekilleri.

Tablo 6.2 1ED3122 ile klasik kapı sürücü benzetim çalışması sonuçları

Test	Roff	Eoff	Vmax
Test 1	2.5Ω	434 μJ	967 V
Test 2	5Ω	634 μJ	932 V
Test 3	10Ω	1070 μJ	897 V

Şekil 6.2'deki kapalı çevrim AKS mimarisi için MOSFET savak geriliminden ölçüm alınmaktadır. Bu ölçüm gerilim bölücüler ile gerçekleştirilir. Kullanılan gerilim bölücü dirençleri değeri çok yüksek olacağından devredeki parazitik kapasitelerle bile ölçüm bant genişliği düşebilir. Dirençlerin paraleline eklenecek kondansatörler ile kompanse gerilim bölücü devresi oluşturulmuştur bu sayede yüksek bant genişliğinde ölçüm alınabilir.

Gerilim bölücü ile ölçüm alındıktan sonra bu gerilim ile referans gerilimini karşılaştırarak AKS MOSFET'i için sinyal üretecek karşılaştırıcı seçimi yapılmıştır. Karşılaştırıcı gecikme süresi devrenin çalışması için kritiktir. 2.9 ns gecikme süresi ile LTS6752 entegresi seçilmiştir.

AKS MOSFET'ini sürmek için karşılaştırıcı çıkış akımı yeterli değildir. Bu amaçla düşük gecikme süreli bir kapı sürücü entegresi seçilmelidir. Seçilen LMG1020 entegresi 2.5 ns gecikme süresi ve yüksek çıkış akımı AKS MOSFET'ini kısa sürede kesime sokabilir.

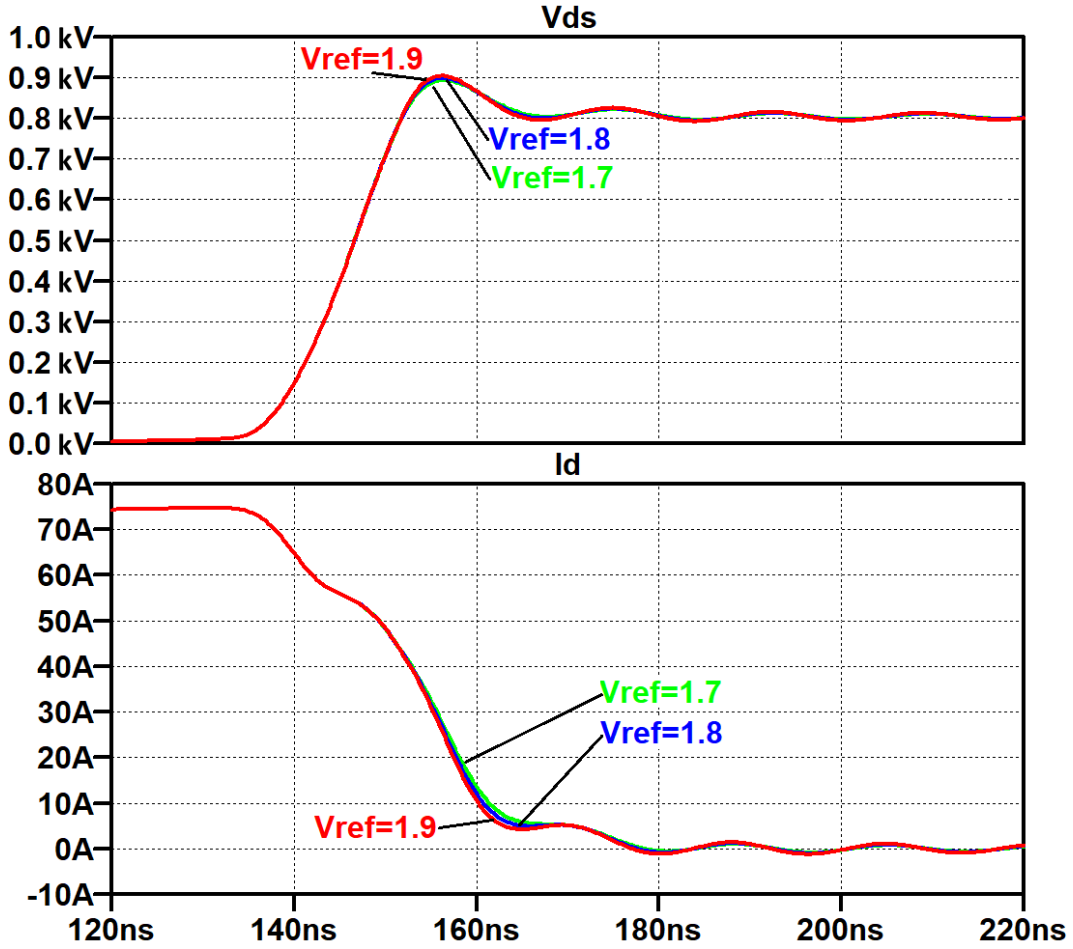
Tüm gecikme süreleri toplandığında AKS MOSFET'ini kesime sokma sinyali 5.4 ns sürmektedir. Buna ek olarak MOSFET'in tamamen kesime girmesi de 2 ns sürmektedir. Ancak bu aralıkta akımı zaten azaldığı için AKS ana MOSFET kapı akımını da azaltmaya başlar.

Şekil 6.7'de tasarlanan AKS benzetim devresi verilmiştir. AKS çalışması için gerekli referans gerilimini belirlerken hesaplanan gecikme süresi de dikkate alınmalıdır. MOSFET'in gerilim yükselme süresi 80 V ile 720 V arasında 10 ns'dir. Yani gerilim yükselme hızı 64 V/ns şeklindedir. AKS MOSFET'i anahtar gerilimi 800 V olduğunda kesime sokulması istenmektedir. Anahtarın kesim süresi de dikkate alınıp 7 ns 'lik bir gecikme düşünüldüğünde  $64 \text{ V/ns} \times 7 \text{ ns} = 448 \text{ V}$  bir gecikme hesaplanır. Yani AKS referans gerilimi 350 V olmalıdır. Gerilim bölücü oranı 200 olduğu için bu 1.75 V'a denk gelir. Testler 1.7, 1.8 ve 1.9 V referans gerilimleri için yapılmıştır.

**Tablo 6.3** Referans gerilimlerine göre AKS sonuçları

<b>Vref</b>	<b>Eoff</b>	<b>Vmax</b>
1.7 V	556 $\mu\text{J}$	893 V
1.8 V	541 $\mu\text{J}$	898 V
1.9 V	529 $\mu\text{J}$	904 V





Şekil 6.8 Farklı referans gerilimleri için gerilim ve akım dalga şekilleri.

Sonuçları incelediğimizde  $2.5 \Omega$  kapı direnci olan klasik kapı sürücü testlerinde en düşük anahtarlama kaybı çıkarken en yüksek tepe gerilim oluşmuştur. Klasik kapı sürücü ile  $10 \Omega$  kapı direnci ile tepe gerilim  $897 \text{ V}$  seviyesine düşürülse de bu anahtarlama kaybının iki katından fazla artmasına ve  $1070 \mu\text{J}$  değerine çıkmasına sebep olmuştur. AKS devresi ile  $10 \Omega$  kapı dirençli klasik sürücü devresi tepe gerilimleri birbirine çok yakındır. Buna rağmen AKS devresi ile kesime girme anahtarlama kaybı  $540 \mu\text{J}$  seviyesindedir. Bu kayıp  $2.5 \Omega$ 'lu klasik sürücü anahtarlama kaybından  $25\%$  daha fazlayken  $10 \Omega$ 'lu kapı sürücünün yarısıdır. Sonuç olarak AKS devresi ile gerilim tepe değeri arttırılmadan kesime girme anahtarlama kayıplarında  $50\%$ 'lik bir azalma sağlanmıştır. Şekil 6.6 ve Şekil 6.8 incelendiğinde hem gerilimde hem de akımda oluşan osilasyonlar AKS ile bastırılmıştır.

# 7

## SONUÇ VE ÖNERİLER

---

Son yıllarda geliştirilen ve yaygınlaşan geniş bant aralıklı SiC ve GaN yarıiletken anahtarlama elemanları ile güç elektroniği dönüştürücüleri daha yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilir hale gelmiştir. SiC ve GaN yarıiletkenli anahtarlama elemanları yüksek anahtarlama hızları ile dönüştürücülerdeki kayıpların azalmasını sağlamıştır. Bu sayede dönüştürücü verimleri yükselmiş ve boyutları küçülmüştür. Ancak artan anahtarlama hızı ile birlikte dönüştürücülerde anahtar üzerindeki gerilim ve akım stresleri ile osilasyonlar da artmıştır. Bu durumun temel sebebi devredeki parazitik elemanlar ve klasik kapı sürücü devreleridir. Bu olumsuz etkiler sebebiyle geniş bant aralıklı yarıiletken güç elemanları her ne kadar önceki rakiplerine göre üstünlük gösterse de tam performanslarında kullanılamamaktadır.

Bu tez çalışmasında SiC MOSFET için bahsedilen olumsuz etkileri en aza indirecek bir aktif kapı sürücü devresi incelenmiştir. İlk bölümde literatür araştırmasına yer verilmiştir.

İkinci bölümde SiC geniş bant aralıklı yarıiletken güç elemanları incelenmiştir. SiC malzemesinin özellikleri ortaya konmuş ve Si'ye göre avantajları gösterilmiştir. Sonrasında SiC MOSFET yapıları incelenerek statik karakteristikleri verilmiştir.

Üçüncü bölümde SiC MOSFET'in dinamik karakteristiği yani anahtarlama anındaki davranışları incelenmiş ve klasik kapı sürme gösterilmiştir. MOSFET anahtarlama periyotları, anahtarlama anında elemanın akım ve gerilim değişimlerinin ayrı olarak kontrol edilebileceğini göstermiştir. Aynı zamanda devre parazitiklerinin anahtar üzerindeki etkileri de görülmüştür.

Dördüncü bölümde baskılı devre kartı tasarımının devre parazitikleri üzerindeki etkileri gösterilmiştir. Elektromanyetik benzetim çalışmaları ile farklı baskılı devre kartlarının parazitik endüktans değerleri çıkartılmıştır.

Beşinci bölümde elektromanyetik benzetim çalışması sonuçları kullanılarak klasik

kapı sürücü devrelerinde SiC MOSFET akım ve gerilim dalga şekilleri çift darbe testi üzerinden incelenmiştir. Burada benzetim çalışmaları SPICE benzetim aracı ile yapılmıştır.

Altıncı bölümde ise aktif kapı sürücü devreleri incelenmiştir. SiC MOSFET'in kesime girme anında gerilim yükselmesinin yani miller bölgesinin bittiği ve akım düşmesinin başladığı anı tespit eden ve anahtarın kapı akımını kontrol eden bir aktif kapı sürücü önerilmiştir. Önerilen aktif kapı sürücü devresi ile bir SiC MOSFET'in akım ve gerilim dalga şekilleri önceki bölüme benzer şekilde çıkartılmıştır.

Sonuç olarak önerilen aktif kapı sürücü kesime girmede anahtarlama kayıplarını çok az artırarak anahtar gerilim piklerinin bastırılmasını sağlamıştır.

İleri çalışmalarda aktif kapı sürücü devrelerinin dönüştürücünün farklı giriş gerilimi ve yük gibi parametrelerindeki performansları incelenebilir. Buna ek olarak ortam sıcaklığı ve devre elemanlarının toleranslarının aktif kapı sürücülere etkisi araştırılabilir.

- [1] J. G. Kassakian, T. M. Jahns, “Evolving and emerging applications of power electronics in systems,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 2, pp. 47–58, 2013.
- [2] M. H. Rashid, N. Kumar, A. R. Kulkarni, *Power Electronics: Devices, circuits and applications*. Pearson, 2014.
- [3] X. She, A. Q. Huang, Ó. Lucía, B. Ozpineci, “Review of silicon carbide power devices and their applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 8193–8205, 2017.
- [4] J. Biela, M. Schweizer, S. Waffler, J. W. Kolar, “Sic versus si—evaluation of potentials for performance improvement of inverter and dc–dc converter systems by sic power semiconductors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 7, pp. 2872–2882, 2011.
- [5] T. Hirao, M. Onishi, Y. Yasuda, A. Namba, K. Nakatsu, “Ev traction inverter employing double-sided direct-cooling technology with sic power device,” in *2018 International Power Electronics Conference (iPEC-Niigata 2018 - ECCE Asia)*, 2018, pp. 2082–2085.
- [6] X. Ding *et al.*, “Analytical and experimental evaluation of sic-inverter nonlinearities for traction drives used in electric vehicles,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 1, pp. 146–159, 2018.
- [7] D. Han, J. Noppakunkajorn, B. Sarlioglu, “Comprehensive efficiency, weight, and volume comparison of sic- and si-based bidirectional dc–dc converters for hybrid electric vehicles,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 7, pp. 3001–3010, 2014.
- [8] A. Yamamoto *et al.*, “Optimum design of a new single-ended wireless ev charger and comparative thermal evaluation of sic-mosfet and si-igbt,” in *2017 19th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*, 2017, pp. 76–81.
- [9] S. Srdic, X. Liang, C. Zhang, W. Yu, S. Lukic, “A sic-based high-performance medium-voltage fast charger for plug-in electric vehicles,” in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, pp. 1–6.
- [10] Q. Zhang, R. Callanan, M. K. Das, S.-H. Ryu, A. K. Agarwal, J. W. Palmour, “Sic power devices for microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 12, pp. 2889–2896, 2010.
- [11] A. K. Morya *et al.*, “Wide bandgap devices in ac electric drives: Opportunities and challenges,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 1, pp. 3–20, 2019.

- [12] D. Han, S. Li, Y. Wu, W. Choi, B. Sarlioglu, “Comparative analysis on conducted cm emi emission of motor drives: Wbg versus si devices,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 8353–8363, 2017.
- [13] B. Zhang, S. Wang, “A survey of emi research in power electronics systems with wide-bandgap semiconductor devices,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 1, pp. 626–643, 2020.
- [14] Z. Fang, D. Jiang, Z. Shen, R. Qu, “Impact of application of sic devices in motor drive on emi,” in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2017, pp. 652–658.
- [15] L. Zhang, X. Yuan, X. Wu, C. Shi, J. Zhang, Y. Zhang, “Performance evaluation of high-power sic mosfet modules in comparison to si igbt modules,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1181–1196, 2019.
- [16] A. Lemmon, M. Mazzola, J. Gafford, C. Parker, “Instability in half-bridge circuits switched with wide band-gap transistors,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 5, pp. 2380–2392, 2014.
- [17] S. Li, L. M. Tolbert, F. Wang, F. Z. Peng, “Reduction of stray inductance in power electronic modules using basic switching cells,” in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 2686–2691.
- [18] B. Zhang, S. Wang, “Parasitic inductance modeling and reduction for a wire bonded half bridge sic mosfet multichip power module,” in *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2019, pp. 656–663.
- [19] T. Ibuchi, T. Funaki, “A study on parasitic inductance reduction design in gan-based power converter for high-frequency switching operation,” in *2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*, 2017, pp. 1–5.
- [20] F. Mo, J. Furuta, K. Kobayashi, “A low surge voltage and fast speed gate driver for sic mosfet with switched capacitor circuit,” in *2016 IEEE 4th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, 2016, pp. 282–285.
- [21] F. Gao, Q. Zhou, P. Wang, C. Zhang, “A gate driver of sic mosfet for suppressing the negative voltage spikes in a bridge circuit,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 3, pp. 2339–2353, 2018.
- [22] S. Park, T. Jahns, “Flexible dv/dt and di/dt control method for insulated gate power switches,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 3, pp. 657–664, 2003.
- [23] F. V. Robinson, V. Hamidi, “Series connecting devices for high-voltage power conversion,” in *2007 42nd International Universities Power Engineering Conference*, 2007, pp. 1134–1139.
- [24] S. Hong, Y.-G. Lee, “Active gate control strategy of series connected igbts for high power pwm inverter,” in *Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS’99 (Cat. No.99TH8475)*, vol. 2, 1999, 646–652 vol.2.

- [25] X. Lin, L. Ravi, S. Mocevic, D. Dong, R. Burgos, “Active voltage balancing embedded digital gate driver for series-connected 10 kv sic mosfets,” in *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2020, pp. 1611–1616.
- [26] Z. Zhang, F. Wang, L. M. Tolbert, B. J. Blalock, “Active gate driver for crosstalk suppression of sic devices in a phase-leg configuration,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 4, pp. 1986–1997, 2014.
- [27] Y. Han, H. Lu, Y. Li, J. Chai, “Open-loop gate control for optimizing the turn-on transition of sic mosfets,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 2, pp. 1126–1136, 2019.
- [28] Y. Lobsiger, J. W. Kolar, “Closed-loop igbt gate drive featuring highly dynamic di/dt and dv/dt control,” in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, pp. 4754–4761.
- [29] P. Nayak, K. Hatua, “Active gate driving technique for a 1200 v sic mosfet to minimize detrimental effects of parasitic inductance in the converter layout,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 2, pp. 1622–1633, 2018.
- [30] A. P. Camacho, V. Sala, H. Ghorbani, J. L. R. Martinez, “A novel active gate driver for improving sic mosfet switching trajectory,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 11, pp. 9032–9042, 2017.
- [31] Y. Yang, Y. Wen, Y. Gao, “A novel active gate driver for improving switching performance of high-power sic mosfet modules,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 8, pp. 7775–7787, 2019.
- [32] V. Soler, “Design and process developments towards an optimal 6.5 kv sic power mosfet,” Ph.D. dissertation, Spain, 2019, 250 pp.
- [33] B. Grummel, R. McClure, L. Zhou, A. P. Gordon, L. Chow, Z. John Shen, “Design consideration of high temperature sic power modules,” in *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2008, pp. 2861–2866.
- [34] *Gan vs. sic transistors*. [Online]. Available: <https://www.powerelectronicsnews.com/the-difference-between-gan-and-sic-transistors> (visited on 06/01/2023).
- [35] Y. Özçelep, “Güç MOSFET’lerinin Güvenilirlik Analizi,” Ph.D. dissertation, İstanbul, 2009, 101 pp.
- [36] *Stw56n60dm2*. [Online]. Available: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stw56n60dm2.pdf> (visited on 06/01/2023).
- [37] *And9674*. [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pub/collateral/and9674-d.pdf> (visited on 06/01/2023).
- [38] J. Sun, H. Xu, X. Wu, K. Sheng, “Comparison and analysis of short circuit capability of 1200v single-chip sic mosfet and si igbt,” in *2016 13th China International Forum on Solid State Lighting: International Forum on Wide Bandgap Semiconductors China (SSLChina: IFWS)*, 2016, pp. 42–45.

- [39] *Ncd57085 veri sayfast*. [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/download/data-sheet/pdf/ncd57085-d.pdf> (visited on 06/01/2023).
- [40] *Achieving closed-loop accuracy in open-loop current sensors*. [Online]. Available: <https://www.allegromicro.com/en/insights-and-innovations/technical-documents/hall-effect-sensor-ic-publications/achieving-closed-loop-accuracy-in-open-loop-current-sensors> (visited on 06/01/2023).
- [41] *Understanding the short circuit protection for silicon carbide mosfets*. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/an/slua863b/slua863b.pdf?ts=1682808742864> (visited on 06/01/2023).
- [42] *Active miller clamp technology*. [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pub/collateral/an-5073.pdf> (visited on 06/01/2023).
- [43] *Sic mosfet absolute maximum ratings and electrical characteristics*. [Online]. Available: [https://toshiba.semicon-storage.com/info/application\\_note\\_en\\_20200804\\_AKX00086.pdf?did=69798](https://toshiba.semicon-storage.com/info/application_note_en_20200804_AKX00086.pdf?did=69798) (visited on 06/01/2023).
- [44] A. Hu, J. Biela, "Evaluation of the  $i_{max}$ - $f_{sw}$ - $dv/dt$  trade-off of high voltage sic mosfets based on an analytical switching loss model," in *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*, 2020, P.1–P.11.
- [45] B. Wadell, "Modeling circuit parasitics. ii," *IEEE instrumentation Measurement Magazine*, vol. 1, no. 2, pp. 6–8, 1998.
- [46] Z. Chen, D. Boroyevich, P. Mattavelli, K. Ngo, "A frequency-domain study on the effect of dc-link decoupling capacitors," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013, pp. 1886–1893.
- [47] K. Wang, L. Wang, X. Yang, X. Zeng, W. Chen, H. Li, "A multiloop method for minimization of parasitic inductance in gan-based high-frequency dc–dc converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 6, pp. 4728–4740, 2017.
- [48] L. Zhang, S. Guo, X. Li, Y. Lei, W. Yu, A. Q. Huang, "Integrated sic mosfet module with ultra low parasitic inductance for noise free ultra high speed switching," in *2015 IEEE 3rd Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, 2015, pp. 224–229.
- [49] A. Anthon, J. C. Hernandez, Z. Zhang, M. A. Andersen, "Switching investigations on a sic mosfet in a to-247 package," in *iECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, pp. 1854–1860.
- [50] N. Oswald, P. Anthony, N. McNeill, B. H. Stark, "An experimental investigation of the tradeoff between switching losses and emi generation with hard-switched all-si, si-sic, and all-sic device combinations," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 5, pp. 2393–2407, 2014.

- [51] N. F. Oswald, B. H. Stark, N. McNeill, "Igbt gate voltage profiling as a means of realising an improved trade-off between emi generation and turn-on switching losses," in *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*, 2012, pp. 1–6.
- [52] H. C. P. Dymond, D. Liu, J. Wang, J. J. O. Dalton, B. H. Stark, "Multi-level active gate driver for sic mosfets," in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, pp. 5107–5112.
- [53] Y. Lobsiger, J. W. Kolar, "Closed-loop igbt gate drive featuring highly dynamic di/dt and dv/dt control," in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, pp. 4754–4761.
- [54] P. Bau, M. Cousineau, B. Cougo, F. Richardeau, N. Rouger, "Cmos active gate driver for closed-loop dv/dt control of gan transistors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 12, pp. 13 322–13 332, 2020.
- [55] D. J. Rogers, B. Murmann, "Digital active gate drives using sequential optimization," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2016, pp. 1650–1656.

## TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR

---

### **Konferans Bildirisi**

1. E. A. Yılmaz ve A. F. Bakan, "Optimizing SiC MOSFET Turn-Off Switching Losses with Active Gate Driver", The 7th International Conference on Computational Mathematics and Engineering Sciences, Elazığ, Türkiye, 2023.

