

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YENİ NESİL YARIİLETKEN GÜÇ ELEMANLARININ ENDÜKSİYONLU
OCAKLARDA KULLANIMININ İNCELENMESİ

SEZER ASLAN

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNALARI VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI

DANIŞMAN
DR. ÖĞR. ÜYESİ NİHAN ALTINTAŞ

İSTANBUL, 2019

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**YENİ NESİL YARIİLETKEN GÜÇ ELEMANLARININ ENDÜKSİYONLU
OCAKLARDA KULLANIMININ İNCELENMESİ**

Sezer ASLAN tarafından hazırlanan tez çalışması 02/01/2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Dr. Öğr. Üyesi Nihan ALTINTAŞ
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Dr. Öğr. Üyesi Nihan ALTINTAŞ
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Hakan AKÇA
İstanbul Gelişim Üniversitesi

ÖNSÖZ

Yüksek lisans tezimin hazırlanma sürecinde bilgi ve tecrübelerini benimle paylaşan, en yoğun zamanlarda bile yardımını ve desteğini benden esirgemeyen, değerli danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Nihan ALTINTAŞ'a sonsuz teşekkürlerimi ve saygılarımı sunarım.

Yüksek lisans ve iş hayatım boyunca bilgi ve tecrübelerini benimle paylaşan, tanımdan onur duyduğum, Sn. Dr. Metin ÖZTÜRK'e teşekkürlerimi sunarım. Manevi desteklerini benden esirgemeyen değerli iş arkadaşlarım olan Sn. Fatih ZÜNGÖR'e, Sn. Faruk TAŞ'a, Sn Barış ÖZ'e ve tüm Mamur Teknoloji Arge ailesine teşekkürlerimi sunarım.

Eğitim ve iş hayatım boyunca bilgilerini ve yardımlarını esirgemeyen, tanımdan onur duyduğum Tolga ÖZER'e, Volkan KUMTEPELİ'ye, Enes Faruk BALLI'ya teşekkür ederim.

Ayrıca hayatım boyunca yanımda olan, maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen babaannem Zaide ASLAN'a, babam Derya ASLAN'a, annem Habibe ASLAN'a, ağabeyim Adem Cumhuri ASLAN'a sonsuz teşekkürlerimi sunmak isterim.

Ocak, 2019

Sezer ASLAN

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	viii
KISALTMA LİSTESİ.....	ix
ŞEKİL LİSTESİ.....	x
ÇİZELGE LİSTESİ	xiii
ÖZET	xiv
ABSTRACT.....	xvi
BÖLÜM 1	
GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	9
1.3 Hipotez	10
BÖLÜM 2	
YARIİLETKEN GÜÇ ELEMANLARI.....	11
2.1 Silisyum Karbür Transistör	11
2.2 İzole Kapılı Alan Etkili Güç Transistörü (MOSFET).....	14
2.2.1 Silisyum Karbür MOSFET	19
2.3 Süper Jonksiyon MOSFET (COOLMOS)	20
2.4 Eklem Alan Etkili Transistör (JFET)	21
2.4.1 Silisyum Karbür JFET Yapıları	22
2.4.1.1 Yatay kanallı JFET (LCJFET)	22
2.4.1.2 Düşey JFET.....	23
2.4.1.3 Düşey Siperli JFET (VTJFET)	23

2.4.1.4	Gömülü İzgaralı JFET (BGJFET)	24	
2.4.1.5	Çift Kapılı Düşey Kanallı Siperli JFET (DGVJTJFET)	25	
2.5	Bipolar Jonksiyon Transistör (BJT)	26	
2.5.1	Silisyum Karbür BJT	27	
2.6	İzole Kapılı Bipolar Transistör (IGBT).....	28	
2.6.1	Silisyum Karbür IGBT.....	30	
2.7	Statik Endüksiyon Transistörü (SIT)	30	
2.8	SiC Kaskot JFET	30	
2.9	Yarıiletken Güç Elemanlarının Karşılaştırılması.....	32	
2.9.1	SiC Yarıiletken Güç Elemanlarının Karşılaştırılması.....	35	
BÖLÜM 3			
ENDÜKSİYONLA ISITMA			36
3.1	Endüksiyonla Isıtmada Kullanılan Temel Kavramlar	36	
3.1.1	Temel Manyetik Teoriler.....	36	
3.1.2	Deri Etkisi ve Girdap Akımları	39	
3.1.3	Transformatör Eşdeğer Devresi	40	
3.2	Endüksiyonla Isıtmanın Uygulama Alanları.....	41	
3.2.1	Endüstri Uygulamaları.....	41	
3.2.2	Tıp Uygulamaları	42	
3.2.3	Ev Uygulamaları	42	
BÖLÜM 4			
SERİ REZONANSLI YARIM KÖPRÜ İNVERTER.....			46
4.1	Seri Rezonanslı Yarım Köprü İnverter	46	
4.2	Tasarım Yöntemi	53	
BÖLÜM 5			
DENEY VE ÖLÇÜMLER			55
5.1	Kullanılan Yarıiletken Güç Elemanları	55	
5.1.1	Elektriksel Özellikleri.....	55	
5.1.2	Anahtarlama Özellikleri	56	
5.1.3	Sürme Gerilimleri ve Termik Özellikleri	58	
5.2	DeneySEL Sonuçlar ve Karşılaştırmalar	58	
5.3	Hesaplama Yöntemleri.....	60	

5.4	Yarıiletken Güç Elemanlarının İletime ve Kesime Girmesi Esnasındaki Dalga Şekilleri.....	61	
5.4.1	IRGP4068 Si IGBT	62	
5.4.1.1	İletime Girme	62	
5.4.1.2	Kesime Girme.....	63	
5.4.2	SCT3060AL SiC MOSFET	64	
5.4.2.1	İletime Girme	64	
5.4.2.2	Kesime Girme.....	65	
5.4.3	SCT2080KECU SiC MOSFET	66	
5.4.3.1	İletime Girme	66	
5.4.3.2	Kesime Girme.....	67	
5.4.4	SCTW35N65G2V SiC MOSFET	68	
5.4.4.1	İletime girme.....	68	
5.4.4.2	Kesime girme	69	
5.4.5	UJC065030K3S SiC Kaskot JFET.....	70	
5.4.5.1	İletime Girme	70	
5.4.5.2	Kesime Girme.....	71	
5.4.6	UJ3C120040K3S SiC Kaskot JFET.....	72	
5.4.6.1	İletime Girme	72	
5.4.6.2	Kesime Girme.....	73	
5.4.7	SCT20N120 SiC MOSFET	74	
5.4.7.1	İletime Girme	74	
5.4.7.2	Kesime Girme.....	75	
5.5	Yarıiletken Güç Elemanlarının Karşılaştırılması.....	76	
5.5.1	Yarım Köprü Seri Rezonanslı İnverterin Verimi.....	82	
5.5.2	Yarıiletken Güç Elemanlarının Kesime Girme Sürelerinin Karşılaştırılması	83	
5.5.3	Yarıiletken Güç Elemanlarının Ortalama İletim Gerilim Düşümlerinin Karşılaştırılması	84	
5.5.4	Yarıiletken Güç Elemanlarının İç Diyotlarının Güç Kayıplarının Karşılaştırılması	85	
BÖLÜM 6			
SONUÇLAR VE ÖNERİLER			86
KAYNAKLAR.....			89

EK-A

DEVRE ELEMANLARININ TEKNİK ÖZELLİKLERİ	96
A.1 Sürücü Devresinin Tasarımı	96
A.2 Mikroişlemci.....	99
A.3 Şema ve Baskı Devre	100
ÖZGEÇMİŞ	104



SİMGE LİSTESİ

Q	Kalite faktörü
R_{EQ}	Rezonans devresi eşdeğer direnci
V_{RMS}	Gerilimin etkin değeri
μ	Bağıl manyetik geçirgenlik katsayısı
μ_0	Boşluğun manyetik geçirgenlik katsayısı
μ_r	Malzemeye ait bağıl manyetik geçirgenlik katsayısı
ρ	Metalin elektriksel özdirenci
δ	Nüfus derinliği
ϕ	Toplam manyetik akı
ω_R	Rezonans frekansı
θ	Faz açısı

KISALTMA LİSTESİ

BJT	Bipolar Jonksiyon Transistör
EI	Endüksiyonla Isıtma
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör
JFET	Eklem Alan Etkili Transistör
MOSFET	Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1	El teknolojisinin kullanım alanları 2
Şekil 1.2	El için güç akış şeması 4
Şekil 1.3	El’da AC-AC dönüştürücüye ait güç akış şeması 4
Şekil 1.4	Ev tipi El topolojileri ve yıllara göre El’da kullanılan yarıiletken güç elemanları [26] 5
Şekil 2.1	Si ve SiC MOSFET’lerin seri iletim direncine bağlı dayanma gerilim karakteristikleri 13
Şekil 2.2	n kanallı kanalı oluşmuş MOSFET 15
Şekil 2.3	p kanallı kanalı oluşmuş MOSFET 15
Şekil 2.4	Kanallı oluşmuş MOSFET’in kapı gerilimi-kanal akımı karakteristiği 16
Şekil 2.5	n kanallı kanal oluşturmali MOSFET 16
Şekil 2.6	p kanallı kanal oluşturmali MOSFET 17
Şekil 2.7	Kanal oluşturmali MOSFET’in kapı gerilimi-kanal akımı karakteristiği 17
Şekil 2.8	Kanal oluşturmali MOSFET’in akım gerilim karakteristiği 18
Şekil 2.9	MOSFET’in anahtarlama esnasındaki akım ve gerilim dalga şekilleri 19
Şekil 2.10	SiC MOSFET’in kesiti [38] 20
Şekil 2.11	COOLMOS’un kesiti 20
Şekil 2.12	n- kanallı bir JFET'in kesiti ve sembolü 21
Şekil 2.13	p- kanallı bir JFET'in kesiti ve sembolü 21
Şekil 2.14	JFET’in akım gerilim karakteristiği 22
Şekil 2.15	Yatay kanallı SiC JFET 23
Şekil 2.16	Düşey kanallı SiC JFET kesiti ve modeli 23
Şekil 2.17	Düşey siperli SiC JFET'in kesiti 24
Şekil 2.18	SiC BGJFET 25
Şekil 2.19	SiC DGVTJFET kesiti 25
Şekil 2.20	BJT’nin npn ve pnp transistörlerinin yapıları ve sembolleri 26
Şekil 2.21	BJT’nin kesiti 26
Şekil 2.22	nnp türü BJT’nin akım gerilim karakteristiği ve çalışma bölgeleri 27
Şekil 2.23	SiC BJT elemanın yapısı ve iletimdeki direnç modeli 28
Şekil 2.24	IGBT’nin kesiti [69] 29
Şekil 2.25	IGBT’nin gelişimi 29
Şekil 2.26	SiC Kaskot JFET’in yapısı [62] 30
Şekil 2.27	SiC Kaskot JFET’in iletime ve kesime girme eşdeğer devresi 31
Şekil 2.28	Yarıiletken güç elemanlarının frekans ve güç aralıkları 32

Şekil 2.29	Yarıiletken güç elemanlarının gelecekte ulaşması tahmin edilen frekans-güç grafiği	34
Şekil 2.30	SiC yarıiletken güç elemanlarının karşılaştırılması [26]	35
Şekil 3.1	Kapalı bir çevrim içinden akan manyetik akı çizgileri [82]	37
Şekil 3.2	Trafoda akıma bağlı oluşan manyetik alan şiddeti [82]	37
Şekil 3.3	Lenz kanununa göre oluşan akı [82]	38
Şekil 3.4	Manyetik enerji dönüşümü [82]	39
Şekil 3.5	Girdap akımları ve girdap akımı sonucunda oluşan deri etkisi	39
Şekil 3.6	Akım yoğunluğu - nüfuz derinliği grafiği [82]	40
Şekil 3.7	Trafonun eşdeğer devresi	40
Şekil 3.8	Endüksiyonla ısıtma uygulamaları [3]	41
Şekil 3.9	Endüksiyonla ısıtma uygulamalarında metal sertleştirme uygulaması [3] ..	42
Şekil 3.10	Ev tipi endüksiyonlu ocak	43
Şekil 3.11	Endüksiyonlu ocağın ve bobinin bölümleri	44
Şekil 3.12	Plastik karkaslı bobin	44
Şekil 3.13	Isıyı homojen dağıtmak için tasarlanan bobinler [3]	45
Şekil 3.14	Endüksiyonlu ocakta çoklu bobin uygulaması	45
Şekil 4.1	Tencere ve bobinin eşdeğer modeli	46
Şekil 4.2	Yarım köprü seri rezonanslı inverter	47
Şekil 4.3	Kalite faktörünün frekans ve akıma bağlı grafiği [5]	48
Şekil 4.4	Seri rezonanslı yarım köprü inverterin aralıkları	52
Şekil 4.5	Seri rezonanslı yarım köprü inverterin akım ve gerilim dalga şekilleri	53
Şekil 5.1	Yarıiletken güç elemanının akım ve gerilim dalga şekli	59
Şekil 5.2	Uygulama devresi	59
Şekil 5.3	Yarıiletken güç elemanının akım gerilim karakteristiği [84]	60
Şekil 5.4	IRGP4068 IGBT'nin iletme girmesi esnasındaki dalga şekilleri	62
Şekil 5.5	IRGP4068 IGBT'nin kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri	63
Şekil 5.6	SCT3060AL SiC MOSFET'in iletme girmesi esnasındaki dalga şekilleri	64
Şekil 5.7	SCT3060AL SiC MOSFET'in kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri	65
Şekil 5.8	SCT2080KECU SiC MOSFET'in iletme girmesi esnasındaki dalga şekilleri ..	66
Şekil 5.9	SCT2080KECU SiC MOSFET'in kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri ..	67
Şekil 5.10	SCT35N65G2V SiC MOSFET'in iletme girmesi esnasındaki dalga şekilleri ..	68
Şekil 5.11	SCT35N65G2V SiC MOSFET'in kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri ..	69
Şekil 5.12	UJC065030K3 SiC Kaskot JFET'in iletme girmesi esnasındaki dalga şekilleri	70
Şekil 5.13	UJC065030K3 SiC Kaskot JFET'in kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri	71
Şekil 5.14	UJ3C120040K3 SiC Kaskot JFET'in iletme girmesi esnasındaki dalga şekilleri	72
Şekil 5.15	UJ3C120040K3 SiC Kaskot JFET'in kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri	73
Şekil 5.16	SCT20N120 SiC MOSFET'in iletme girmesi esnasındaki dalga şekilleri	74
Şekil 5.17	SCT20N120 SiC MOSFET'in kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri	75
Şekil 5.18	Yarıiletken güç elemanlarının kesime girmesi esnasındaki güç kayıpları	76
Şekil 5.19	IRG4068 IGBT'nin farklı frekanslardaki güç kayıpları	77
Şekil 5.20	SCTW35NG2V SiC MOSFET'in farklı frekanslardaki güç kayıpları	78

Şekil 5.21	SCT2080KECU SiC MOSFET'in farklı frekanslardaki güç kayıpları	78
Şekil 5.22	UJC065030K3S SiC Kaskot JFET'in farklı frekanslardaki güç kayıpları.....	79
Şekil 5.23	UJ3C120040K3S SiC Kaskot JFET'in farklı frekanslardaki güç kayıpları.....	79
Şekil 5.24	SCT3060AL SiC MOSFET'in farklı frekanslardaki güç kayıpları	80
Şekil 5.25	SCT20N120 SiC MOSFET'in farklı frekanslardaki güç kayıpları	80
Şekil 5.26	Yarıiletken güç elemanlarının iletim güç kayıpları	81
Şekil 5.27	Yarıiletken güç elemanların kesime girmesi esnasındaki güç kayıpları	81
Şekil 5.28	Yarıiletken güç elemanlarının toplam kayıpları	82
Şekil 5.29	Yarıiletken güç elemanlarının seri rezonanslı yarım köprü inverterde farklı frekanslar için verimi.....	82
Şekil 5.30	Yarıiletken güç elemanlarının kesime girmesi esnasındaki akımların dalga şekilleri	83
Şekil A.1	$\pm 0.5A$ tek kanal izole IGBT sürücüsü 1EDI05I12AF'nin teknik özelliklerinin özeti.....	98
Şekil A.2	STM32F100R8 32 bit ARM tabanlı Cortex-M3 işlemcisi teknik özellikleri ..	99
Şekil A.3	AC giriş gerilimi bağlantı devresi.....	100
Şekil A.4	Sürücü ve IGBT kısmı.....	100
Şekil A.5	Seri rezonanslı yarım köprü inverter kısmı	101
Şekil A.6	İşlemci devresi.....	102
Şekil A.7	Uygulama devresi baskı devresinin tasarımının 2B PCB üstten görünüşü	103
Şekil A.8	Uygulama devresinin baskı devresinin tasarımının 3B üstten görünüşü ..	103

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 1.1 El teknolojisinin farklı uygulama alanları için istenilen özellikleri [3]	3
Çizelge 2.1 Güç elemanlarında kullanılan yarıiletken malzemeler ve yarıiletkenlerin özellikleri [69], [70]	12
Çizelge 2.2 Yarıiletken güç elemanlarının karşılaştırılması [69]	33
Çizelge 2.3 Yarıiletken güç elemanlarının avantaj ve dezavantajları [69]	33
Çizelge 3.1 Manyetik kavramlara ait birimler ve dönüşümler [82]	38
Çizelge 4.1 Uygulama devresinde kullanılan elemanların değerleri	54
Çizelge 5.1 Uygulama devresinde kullanılan yarıiletken güç elemanları	55
Çizelge 5.2 Yarıiletken güç elemanlarına ait elektriksel özellikler	56
Çizelge 5.3 Yarıiletken güç elemanlarının anahtarlama karakteristikleri	57
Çizelge 5.4 Yarıiletken güç elemanlarının termik özellikleri ve sürme gerilimleri	58
Çizelge 5.5 Yarıiletken güç elemanlarının kesime girme enerji kayıpları	77
Çizelge 5.6 Yarıiletken güç elemanlarının kesime girme süreleri ve akımlarının sifıra düşme süreleri	84
Çizelge 5.7 Yarıiletken güç elemanlarının kesime girme hızları	84
Çizelge 5.8 Yarıiletken güç elemanlarının iletim gerilim düşümleri	85
Çizelge 5.9 Yarıiletken güç elemanlarının iç diyotlarının güç kayıpları	85
Çizelge A.1 Uygulama çalışmalarında kullanılan donanımlar ve özellikleri	96

YENİ NESİL YARIİLETKEN GÜÇ ELEMANLARININ ENDÜKSİYONLU OCAKLARDA KULLANIMININ İNCELENMESİ

Sezer ASLAN

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Nihan ALTINTAŞ

Enerjinin verimli kullanılması güç elektroniği uygulamalarında önemlidir. Endüksiyonla ısıtma temassız ve direk bir ısıtma yöntemi olduğu için diğer ısıtma türlerine göre daha verimli, hızlı ve güvenlidir. Endüksiyonla ısıtmada yüksek frekanslı güç elektroniği dönüştürücüsünün ve manyetik elemanın verimli kullanılması gerekir. Güç elektroniği dönüştürücüsünün kontrolünü sağlayan yarıiletken güç elemanlarındaki teknolojik gelişmeler endüksiyonla ısıtma sisteminin veriminin artması anlamına gelmektedir. Silisyum (Si) yarıiletken yerine enerji bant aralığı daha geniş olan Silisyum Karbür (SiC) yarıiletken ile üretilen güç elemanlarının iletim dirençleri ve güç kayıpları azaltılmıştır. Böylece yeni nesil yarıiletken güç elemanları kullanılarak güç elektroniği uygulamalarında yüksek güç ve yüksek frekanslara çıkmak amaçlanmıştır.

Bu tez çalışmasında, yeni nesil yarıiletken güç elemanlarının endüksiyonlu ocaklarda kullanımı incelenmiştir. Güç elektroniği uygulamalarında kullanılan yarıiletken elemanların içyapıları ve çalışma prensipleri detaylı olarak incelenmiştir. Ev tipi endüksiyonlu ocaklarda kullanılmak üzere 45-125 kHz frekans aralığında çalışabilen seri rezonanslı yarım köprü inverter devresinin tasarımı ve bir prototipi gerçekleştirilmiştir. Farklı firmalara ait benzer akım, gerilim değerlerine sahip Si ve SiC güç elemanları seçilmiştir. 45-125 kHz frekans aralığında yarıiletken güç elemanlarının kesime girme enerji kayıpları, kesime girme süreleri, akımlarının sifıra düşme süreleri, iç diyotlarının güç kayıpları ve iletim gerilim düşümleri uygulama devresinden alınan verilerle hesaplanmıştır. Detaylı analizler sonucunda, düşük frekanslarda Si IGBT yarıiletken güç

elemanınin güç kayıplarının daha az olduğu, frekans yükseldikçe SiC yarıiletken güç elemanlarının güç kayıplarının azaldığı görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: SiC yarıiletken güç elemanı, SiC MOSFET, SiC Kaskot JFET, endüksiyonlu ocak, seri rezonanslı yarım köprü inverter.

.



**RESEARCH OF NEW GENERATION OF POWER DEVICES USAGE IN
INDUCTION COOKERS**

Sezer ASLAN

Department of Electrical Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Asst. Prof. Dr. Nihan ALTINTAS

Efficient use of energy is important in power electronics applications. Since induction heating is a non-contact and direct heating method, it is more efficient, faster and safer than other heating types. For induction heating, high frequency power electronics converter and magnetic element must be used efficiently. Technological advances in the semiconductor power devices that provide control of the power electronics converters means an increase in the efficiency of the induction heating system. Conduction resistance and power losses of semiconductor devices produced with wider energy band Silicon Carbide (SiC) semiconductor instead of Silicon (Si) are decreased. Thus, it is aimed to reach high power and high frequencies in power electronics applications by using new generation semiconductor power devices.

In this thesis, the use of new generation semiconductor power devices in induction cookers is investigated. The internal structure and working principles of semiconductor devices used in power electronics applications are examined in detail. The design and prototype of the series resonance half bridge inverter circuit, which can operate in the frequency range of 45-125 kHz, have been realized for use in domestic induction cookers. Si and SiC power devices with similar current and voltage values were selected. The semiconductor power devices in the frequency range of 45-125 kHz, the energy losses during turn off, the falling time, the power losses of the body diodes and the conduction voltage drops are calculated with the data taken from the application circuit. As a result of the detailed analysis, it is concluded that the power losses of Si IGBT

semiconductor power devices are lower in low frequency regions and the power losses of SiC semiconductor power devices decrease as the frequency increases.

Keywords: SiC semiconductor power devices, SiC MOSFET, SiC Kaskot JFET, induction cooker, series resonance half bridge inverter.



1.1 Literatür Özeti

Endüksiyonla ısıtma (EI), ilk kez endüstride 1887 yılında Sebastian Z. De Ferranti tarafından metal eritme amacıyla kullanılmıştır. EI konusunda ilk patent aynı kişi tarafından 1891 yılında alınmıştır. Endüstriyel fırında EI teknolojisini ilk kez kullanan kişi ise F. A. Kjellin'dir. M. G. Ribaud ve F. Northrup 1916 yılında Fransa'da birbirlerinden bağımsız olarak yüksek frekanslı endüksiyonlu fırın üretmeyi başarmışlardır. 1925 yılında endüksiyonla yüksek frekanslarda metal eritme ilk kez Almanya'da gerçekleştirilmiştir. Sonrasında, Valentin P. Vologdin vakum cam tüpleriyle EI jeneratörünü geliştirmiştir. II. Dünya Savaşı sırasında, EI hem malzemeleri şekillendirmek için otomotiv-uzay endüstrisinde hem de tedavi amaçlı olarak tıp alanında kullanılmaya başlanmıştır. Katı yarıiletken teknolojisi, EI teknolojisinin gelişiminde önemlidir. Tristör, bipolar jonksiyon transistör (BJT) ve izole kapılı alan etkili transistör (MOSFET) gibi yarıiletken güç elemanlarının üretilmesiyle, yüksek frekanslı güç elektroniği dönüştürücüleri ve sistemleri tasarlanmıştır. EI teknolojisi 80'li yıllardan sonra izole kapılı bipolar transistörün (IGBT) keşfiyle ev tipi ısıtma uygulamalarında da kullanılmaya başlanmıştır [1].

EI'da enerjinin transferi temassız ve direk bir şekilde gerçekleştiği için EI teknolojisi diğer ısıtma teknolojilerine göre daha verimlidir ve alışlagelmiş ısıtma teknolojilerinde görülen zararlı gaz çıkışı EI teknolojisinde görülmez [2].

Günümüzde EI; verimli, güvenli, temiz, hızlı ve kolay bir enerji transfer yöntemi olduğu için endüstri, ev ve tıp uygulamalarında sıkça kullanılır. Şekil 1.1'de EI teknolojisinin farklı kullanım alanlarına ait örnekler verilmiştir.

Fırın



Yapıştırma



Tedavi Amaçlı



Ocak



Metal Eritme



Şekil 1.1 El teknolojisinin kullanım alanları

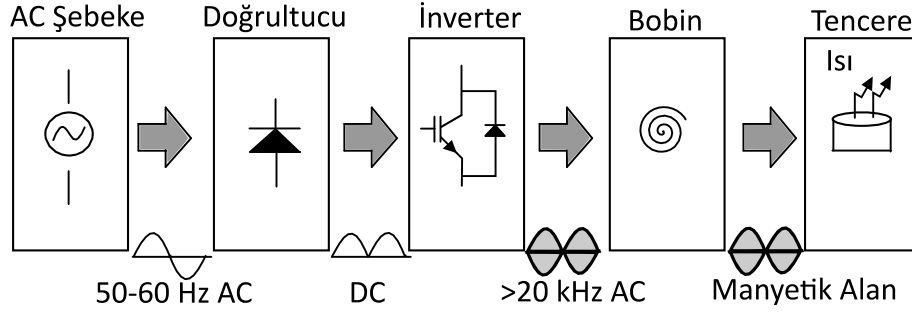
El teknolojisinin farklı uygulama alanları için istenilen özellikleri Çizelge 1.1'de verilmiştir.

Çizelge 1.1 El teknolojisinin farklı uygulama alanları için istenilen özellikleri [3]

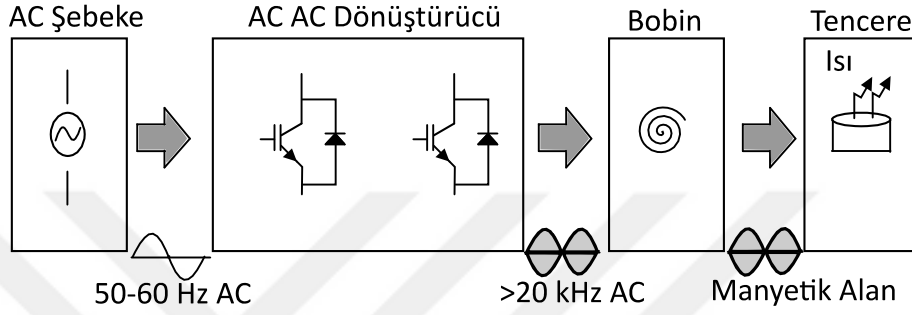
Teknoloji Uygulama	Güç Elektroniği	Modülasyon ve Kontrol	Manyetik
Endüstriyel	<ul style="list-style-type: none"> Yüksek güç yoğunluğu Yüksek güvenilirlik Montaj hattına uygunluk Esnek frekanslarda çalışabilme 	<ul style="list-style-type: none"> İyi bir ara yüz Farklı yüklerde ve farklı güçlerde çalışabilme Sıcaklık kontrolü 	<ul style="list-style-type: none"> Yüksek verim Değişken şekil Optimize edilmiş ısı dağılımı
Ev Tipi	<ul style="list-style-type: none"> Düşük maliyet Yüksek verim Limitli soğutma kapasitesi Orta frekans 	<ul style="list-style-type: none"> Güç faktörünün ve harmoniklerin kontrolü Farklı yüklerde ve farklı güçlerde çalışabilme Düşük akustik ses 	<ul style="list-style-type: none"> Yüksek verim Tüm metallerin ısıtılması Çoklu bobin sistemleri
Tıbbi Uygulama	<ul style="list-style-type: none"> Düşük maliyet Yüksek kalite faktörü Yüksek frekans 	<ul style="list-style-type: none"> Güç ve sıcaklık kontrolü Frekans seçimi 	<ul style="list-style-type: none"> Bölgesel ve kısmi ısıtma Manyetik etkileşimlerin kontrolü Ferromanyetik akışkanlar

El için gücün alternatif akım (AC) şebekesinden tencereye kadar olan güç akış şeması Şekil 1.2’de verilmiştir. Şebekeden gelen AC gerilim, doğrultucu yardımıyla doğru gerilime (DC) dönüştürülür. İnverter tarafından oluşturulan, bobindeki yönü değişen akım bobinin tencereye güç aktarmasını sağlar [4], [5]. İnsan kulağı 20 kHz’den yüksek frekansları duyamadığı için inverter 20 kHz’in üstündeki frekanslarda çalıştırılır. Bobinde zamanla değişen akım bobinin tencereye güç aktarmasını sağlar.

El’da AC-DC ve DC-AC dönüştürücülerinin kullanıldığı sistemler dışında direk AC-AC dönüştürücülerin kullanıldığı sistemler de mevcuttur [6], [7]. AC-AC dönüştürücülerin avantajı iletimde olan eleman sayısının az olmasıdır [8]. Şekil 1.3’te El’da AC-AC dönüştürücüye ait güç akış şeması gösterilmiştir.



Şekil 1.2 EI için güç akış şeması



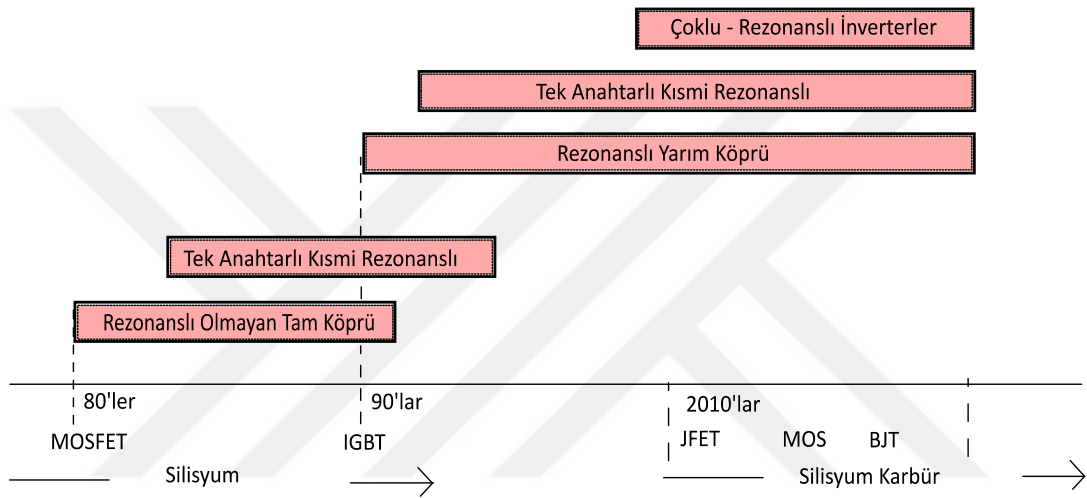
Şekil 1.3 EI'da AC-AC dönüştürücüye ait güç akış şeması

Endüksiyonla ısıtmanın daha verimli olması için güç elektroniği dönüştürücüleri, kontrol algoritmaları, manyetik elemanlar ve yarıiletken güç elemanları önemlidir [3].

Yarıiletken teknolojisindeki gelişmeler EI'da yeni topolojilerin kullanılmasına imkân sağlamıştır. EI'lı güç dönüştürücüleri ev uygulamalarında ilk kez 80'lerde ortaya çıkmıştır [3]. 80'li yılların başlarında EI'nın ev uygulamalarında yatay difüzyon MOSFET, yarım köprü ve tam köprü topolojilerde kullanılmıştır. Yüksek gerilime dayanan MOSFET'in üretilmesiyle maliyeti daha az olan tek anahtarlı kısmi rezonanslı devre topolojileri EI'nın ev uygulamalarında görülmeye başlanmıştır [9], [10].

IGBT ve rezonanslı topolojiler EI teknolojisinde ilk çığır açan gelişmedir [5], [11]. IGBT'nin rezonanslı topolojilerde kullanılmasıyla; yüksek verimli, elektromanyetik girişimleri az olan ve yumuşak anahtarlama yapabilen dönüştürücülerin tasarımı mümkün olmuştur [5]. Daha güvenilir ve düşük maliyetli EI uygulamaları marketlerde görülmeye başlanmıştır [12]–[14]. Son zamanlarda yeni esnek topolojilerle [13], [15]–[18] ve gelişmiş kontrol algoritmalarıyla [19]–[22] EI uygulamalarının market payı %50 oranında artmıştır. Şekil 1.4'te ev tipi EI topolojileri ve yıllara göre EI'da kullanılan yarıiletken güç elemanları verilmiştir.

El’da yaygın olarak tek anahtarlı kısmi rezonanslı, tam köprü ve yarım köprü inverter topolojileri kullanılır [23], [24]. Tek bobinli topolojilerin dışında, ısıtmayı homojen hale getirebilmek için çoklu bobin topolojileri de vardır [3], [10]. Tam köprü inverter topolojisi 5 kW’tan yüksek olan çıkış güçlerinde kullanılır ve endüstriyel EI sistemleri için uygundur. Yarım köprü inverter topolojisi ise 5 kW’a kadar ev tipi EI uygulamaları için uygundur. Daha düşük maliyetli tek anahtarlı kısmi rezonanslı inverter topolojisi ise 2 kW’a kadar olan ev tipi EI uygulamalarında kullanılır [25].



Şekil 1.4 Ev tipi EI topolojileri ve yıllara göre EI’da kullanılan yarıiletken güç elemanları [26]

Yarıiletken teknolojisindeki SiC teknolojisi EI’da ikinci büyük bir devrimdir. SiC yarıiletken güç elemanlarıyla daha verimli ve güç yoğunluğu daha iyi olan güç elektroniği dönüştürücüleri mümkün hale gelmiştir [27]–[31]. SiC’ün yüksek sıcaklıklara dayanımı, yüksek frekansta çalışabilmesi ve yüksek gerilime dayanabilmesi EI’ya en çok uyan özellikleridir [26]. SiC yarıiletken güç elemanı içeren güç elektroniği dönüştürücüleri literatürde AC-AC [32], [33], AC-DC [34], DC-AC [35]–[37] ve DC-DC [38], [39] türleri mevcuttur.

SiC yarıiletken güç elemanlarının kesime girme süreleri hızlı olduğu için SiC yarıiletken güç elemanlarında gerilimin yükselme hızı (d_v/d_t) yüksektir. Bu da yüksek elektromanyetik girişimlere sebep olmaktadır. Elektromanyetik girişimleri azaltmaya yönelik literatürde SiC JFET için çalışmalar mevcuttur [29], [40]–[42]. SiC JFET normalde iletimde olan eleman olduğu güç elektroniği devreleri için uygun değildir. Bu sebepten

SiC JFET yarıiletken güç elemanını normalde kesimde sürebilmek için bu yarıiletken güç elemanına seri olarak Si MOSFET eklenir. SiC JFET / Si MOSFET yapısında akımın yükselme hızının (di/dt)'nin fazla olması nedeniyle düşük kaçak endüktans içeren tasarımın yapılması gerekir. İletime ve kesime girme esnasındaki aşırı gerilimler yarıiletken güç elemanının parazitik kapasitesi ve tasarımından kaynaklı sorunlarıdır [40]. Literatürde SiC JFET yarıiletken güç elemanlarının sürücü kısımları; yüksek sıcaklık dayanımlarına [43]–[46] ve verimliliklerine [47] göre incelenmiştir.

1200 V / 300 A SiC MOSFET modülü ile Si IGBT modülü farklı sıcaklık değerlerinde darbe gerilimiyle simülasyonu yapılmış sonrasında gerçekleştirilmiştir [48]. Si IGBT'nin yüksek sıcaklıklarda anahtarlama güç kayıplarının arttığı gözlenmiştir. SiC MOSFET'in ise yüksek sıcaklıklarda anahtarlama kaybının çok az değiştiği sonucuna ulaşılmıştır. Düşük akım değerlerinde SiC MOSFET'in iletim güç kayıpları Si IGBT'nin iletim kayıplarından daha azdır. MOSFET'in pozitif sıcaklık katsayısı sebebiyle MOSFET paralel çalışmalar için uygundur.

Elektrikli araçların ortaya çıkmasıyla yüksek güç yoğunluğuna sahip güç dönüştürücülerine olan ihtiyaç artmıştır. SiC JFET ve Superjunction MOSFET (CoolMOS) bir elektrikli araç uygulamasında 70°C ve 105°C'de karşılaştırılmıştır [8]. CoolMOS'un termik direnci SiC JFET'ten daha fazla olduğu için CoolMOS'ta sulu soğutucu kullanılmış, SiC JFET'te ise normal soğutucu tercih edilmiştir. SiC malzemelerin sıcaklık dayanımları Si malzemedenden daha iyidir. Ancak SiC yarıiletken güç elemanlarının Si yarıiletken güç elemanlarıyla kılıfı aynı olduğu için SiC yarıiletken güç elemanlarının çalışma sıcaklığı 175°C'ye limitlenmiştir. SiC yarıiletken güç elemanlarının 200°C'nin üstünde iletim kayıpları doğrusal olarak arttığı için SiC yarıiletken güç elemanlarında büyük ebatlarda kılıflar kullanılmamaktadır [8]. SiC JFET normalde iletimde olan bir eleman olduğu için yarıiletken güç elemanın kesime girmesi için kapı ile kaynak arasına negatif gerilim uygulanması gerekmektedir. Negatif gerilim yarıiletken güç elemanın sürücü kısmında kısa devreye neden olabilmektedir. Sonuç olarak SiC JFET'le uygulanan güç elektroniği dönüştürücüsünün soğutucu kısmı farklı yüklerde daha az ısınmış ve anahtarlama güç kayıpları %23 oranında azalmıştır.

400 kHz anahtarlama frekansında SiC MOSFET küçük yabancı metal malzemeleri ayrıştırmak için endüksiyonla ısıtma topolojisinde kullanılmıştır [49]. Yüksek

performanslı kimyasal filmlerin üzerinde istenmeyen metal parçalar bulunmaktadır. Bu metallerin bulunduğu konumları 400 kHz inverterle ısıtılarak termik kamera ile tespit edilmiştir. SiC MOSFET'lerle yapılan inverter devresinin soğutucu hacmi klasik olan Si'lerle yapılan inverter devresinin soğutucu hacmine göre %78 oranında daha az olacağı öngörülmüştür.

Kısmi rezonanslı AC-AC dönüştürücüde SiC JFET çoklu modülasyon tekniği ile kontrol edilerek yarıiletken elemanın gerilim stresinin düşürülmesi amaçlanmıştır [10]. Klasik doğrultucu rezonans devresi ile öngörülen topoloji karşılaştırılmış öngörülen devrenin verimliliği daha iyi çıkmıştır. SiC JFET'in EI devreleri için düşük ve orta frekanslarda uygun olduğu görülmüştür. Literatürde EI'da SiC JFET'in kullanıldığı farklı AC-AC dönüştürücüleri de vardır [27], [50].

Düzgün olmayan silindirik şekilli parçaların endüksiyon teknolojisiyle yüzey sertleştirilmesi, çok yönlü bir işlem gerektirir [9]. Yüzeyin sertleşmesi ve girme derinliğinin farklı bölgelerde etkili olabilmesi için farklı frekans bölgelerinde ısıtma işleminin gerçekleştirilmesi gerekmektedir. Klasik şekil verme işleminde iki farklı bobin gerekirken bu yöntemde tek bobin EI için yeterli olmaktadır. MICROSEMI firmasına ait APT28M120L Si MOSFET ile Cree firmasına ait CMF20120D SiC MOSFET (1200V) farklı akım değerlerinde karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmanın sonucunda SiC MOSFET'in diyotunun akım değeri arttıkça iletim enerji kayıplarının Si MOSFET'in diyotuna göre daha düşük olduğu gözlenmiştir. SiC MOSFET'in iletime girme güç kayıplarının 0 ile 60 A değerleri arasında Si MOSFET'in iletime girme esnasındaki güç kayıplarının %10'u kadar olduğu gözlenmektedir. SiC MOSFET'in kesime girmesi esnasındaki enerji kayıplarının ise Si IGBT'nin kesime girmesi esnasındaki enerji kaybından daha az olduğu gözlenmiştir.

EI'da IGBT, MOSFET ve SiC MOSFET kullanılarak EI devresinde pasif elemanların seçimi konusunda çalışma yapılmıştır [51]. Farklı yaklaşımlarla bobindeki güç kayıplarının ve anahtarlama güç kayıplarının düşürülmesi hedeflenmiştir. Yarıiletken güç elemanlarının kapasite değerleri rezonans dönüştürücülerinin verimlerini etkilemektedir. Anahtarlama güç kayıpları akımın dalga şekline bağlıdır. Karşılaştırmalar sonucunda en az güç kaybı sahip yarıiletken güç elemanı SiC MOSFET olarak bulunmuştur. Bobin kayıplarının azaltılması için litz tellerinin kullanılması önerilmiştir.

Yeni bir üç fazlı yüksek performanslı EI dönüştürücüsü SiC modül ile sunulmuş ve FPGA ile kontrol edilmiştir [52]. Bu dönüştürücü ile yarıiletken güç elemanı üzerindeki akım stresi azaltılmış ve giriş akımındaki dalgalanma minimum düzeye çekilmiştir. Başka bir çalışmada SiC güç modülü yarım köprü ve tam köprü topolojilerde 3 kW çıkış gücünde gerçekleştirilmiştir [53]. Yarım köprü topolojide verim %97 bulunurken tam köprü topolojide verim %95 bulunmuştur [53]. SiC güç modülünün 100 kHz'den daha fazla frekanslarda kullanıldığı durumda sistemin daha verimli olacağı öngörülmüştür [53]. Si IGBT modülü ile SiC MOSFET modülü yüksek frekanslı endüksiyonla ısıtma devresinde kullanılmıştır. SiC modülünün sistemin verimini daha da arttırdığı sonucuna ulaşılmıştır [54].

BJT yarıiletken güç elemanı iletim ve anahtarlama açısından daha az kayba sahip olmasına rağmen sürücü kayıpları devrenin verimini düşürmektedir [52]. Literatürde SiC BJT yarıiletken güç elemanlarının sürücüleriyle ilgili optimizasyon çalışmaları yapılmıştır. Yumuşak anahtarlama yapabilen sürücü devresi [55], yüksek performanslı sürücüler [56], eleman sayısı azaltılmış sürücüler [57] SiC BJT elemanı için sunulmuştur.

1200V'luk Si MOSFET'ler ile SiC MOSFET'in iç diyotları EI devresinde karşılaştırılmıştır [30]. SiC MOSFET'in iç diyotu ile Si MOSFET'in iç diyotlarının dinamik ve statik karakteristiklerinin çok farklı olduğu sonucuna ulaşılmıştır. Karşılaştırılan Si MOSFET'lerden birincisinin iç diyotu farklı kapı gerilimlerde aynı davranışı göstermiştir. İkinci Si MOSFET'in kapı gerilimi pozitif olduğunda iç diyotunun iletim gerilim düşümünün iki kat arttığı sonucuna ulaşılmıştır. SiC MOSFET'in kapı gerilimi pozitif olduğunda iletim gerilim düşümünün iyileştiği gözlenmiştir. Si MOSFET için optimum kapı direncinin 1 Ω , SiC MOSFET için ise 7 Ω olduğu görülmüştür. İletime girme karakteristiklerinin Si MOSFET ve SiC MOSFET'in benzer olduğu sonucuna ulaşılmıştır. Kesime girme esnasındaki güç kayıpları üç eleman için farklıdır. Birinci Si MOSFET'in kesime girmesi yumuşak ama ters toparlanma süresi fazla çıkmıştır. Si MOSFET'in iç diyotunun elektromanyetik gürültüsü az ve diyotun güç kaybı düşüktür. İkinci MOSFET'in diyotu ise daha kısa sürede kesime girmiştir. Birinci MOSFET'in diyotundan daha hızlı kesime girdiği için elektromanyetik gürültüsü daha fazladır. SiC MOSFET'in diyotu çok hızlı bir şekilde kesime girmiştir. SiC MOSFET'in kesime girme süresi Si MOSFET'in kesime girme süresinden 10 kat daha düşüktür.

Tek anahtarlı topolojide SiC JFET, Si IGBT ile aynı koşullar altında çalıştırılarak maksimum sıcakları karşılaştırılmış. Sonuç olarak SiC JFET, SiC IGBT'ye göre 3°C daha az ısınmıştır [58]. Tek anahtarlı topolojide yine SiC JFET ve Si IGBT farklı yük durumları için aynı koşullar altında karşılaştırılmıştır [59]. Düşük yüklerde SiC JFET, Si IGBT'den daha az güç kaybına sahiptir. Güçler yükseldikçe Si IGBT'nin kaybınının azaldığı sonucuna ulaşılmıştır. 15 kW, 70 kHz tam köprü endüksiyonla ısıtma devresinde SiC MOSFET kullanılarak verimi incelenmiştir. Anahtarlama frekansı 70 ile 85 kHz arasında olan bu devreyle %98.5'lara kadar verim artışı sağlanmıştır [60].

SiC JFET'in sürücü kaynaklı sorunu olduğu için SiC JFET'e iletim direnci düşük bir Si MOSFET seri bağlanarak seri rezonanslı yarım köprü endüksiyonlu ocak devresinde sürülmüştür [37], [61], [62]. Bu SiC Kaskot JFET yapısı JFET'in iletim özelliklerini ve Si MOSFET'in sürme kolaylıklarına sahiptir. Ancak yüksek di/dt ve dv/dt'den dolayı Si MOSFET'in kaçak kapasitesi ile yolun kaçak endüktansı arasında yüksek frekanslı salınımlar oluşur [62]. Bu salınımı gidermek için literatürde bazı çalışmalar yapılmıştır [63]. Bastırıcı bir devre ile yüksek frekanslı salınımlar engellenmiştir.

1.2 Tezin Amacı

Endüksiyonlu ocaklarda yaygın olarak seri rezonanslı yarım köprü inverter topolojisi kullanılmaktadır [26]. Bu topoloji maliyet ve performans açısından dengeli olmasına rağmen topolojinin bazı dezavantajları bulunmaktadır.

- Yüksek verimli Si IGBT'lerin anahtarlama frekansı 100 kHz ve altına sınırlanmıştır [26]. Düşük frekanslarda çalışmak devre topolojisinin hacmini arttırmaktadır.
- EI'da yüklerin malzemesi ve pozisyonu sürekli değiştiği için EI yüke bağlı bir sistemdir. EI'da rezonans dönüştürücülerinin kontrolü belli bir frekans değerine göre ayarlanır. Belli bir frekans değerinde dönüştürücünün çalıştırılması dönüştürücünün güvenilirlik ve performansını etkilemektedir. Buna ek olarak rezonans frekansına yakın çalışan dönüştürücüdeki ani yük değişiklikleri rezonans dönüştürücüsünün tahribine sebep olabilir [64], [65].

- El günümüzde ısının homojen dağıtılabilmesi için çoklu bobin topolojileriyle kullanılmaktadır [15], [66]–[68]. Çoklu bobin topolojilerini yüksek kalite faktöründe ve düşük akustik gürültülerinde çalıştırmak zordur [26].
- Si yarıiletken güç elemanlarının enerji bant aralıkları düşük olduğu için yüksek gerilimlerde topolojiyi çalıştırmak mümkün değildir.
- Daha yüksek frekanslara ve daha yüksek gerilimlere çıkamamak ferromanyetik olmayan malzemelerin ısıtılmasına engel teşkil etmektedir.

Bu zorlukların üstesinden gelebilmek için geniş bant aralıklı yarıiletkenler gelişmiş olanaklar sunmaktadır. SiC yarıiletkenlerin endüksiyonla ısıtma devresinde kullanılmasıyla daha yüksek frekanslara ve daha yüksek gerilimlere çıkmak mümkün hale gelmektedir. Bu sayede sistemin toplam hacmi düşmekte, güç yoğunluğu artmakta ve ferromanyetik olmayan malzemeler de ısıtılabilir.

Literatürde ev tipi seri rezonanslı yarım köprü topolojisinde Infineon, ST, Rohm, USCi firmalarına ait Si ve SiC yarıiletken güç elemanlarıyla ilgili karşılaştırmanın olduğu bir çalışma yoktur. Bu tezde ST, Rohm USCi ve Infineon ait benzer gerilim ve akım değerlerinde Si ve SiC yarıiletken güç elemanları ev tipi seri rezonanslı yarım köprü topolojisinde gerçekleştirilmiştir. Yarıiletken güç elemanları anahtarlama, iletim, yarıiletken güç elemanlarının iç diyotlarının güç kayıpları ve seri rezonanslı yarım köprü topolojisinin verimi açılarından karşılaştırılmıştır.

1.3 Hipotez

Güç elektroniği dönüştürücülerin kalitesini güç elemanlarının verimi ve kullanılan malzemelerin hacmi belirler. SiC yarıiletken güç elemanlarının kullanılmasıyla devre topolojisindeki pasif elemanların hacmi azalmakta ve devrenin verimi artmaktadır.

YARIİLETKEN GÜÇ ELEMANLARI

Yarıiletken güç elemanları, yüksek güçlü devrelerde hızlı açılıp kapanabilme özelliğine sahip kontrollü anahtarlar olarak bilinir. Yarıiletken güç elemanları iletimdeyken düşük gerilime, kesimdeyken yüksek gerilime sahiptir. İlk üretilen yarıiletken güç elemanları anahtarlama kayıpları açısından tristörlerden daha verimsizdi. Günümüzde yarıiletken teknolojisinin gelişmesiyle birlikte, üretilen güç elemanları tristörlerden anahtarlama kayıpları açısından daha iyidir [69].

Güç elektroniği dönüştürücülerinde ve sistemlerinde kullanılan yarıiletken güç elemanları beş ana başlıkta incelenebilir.

1. Metal oksit yarıiletken alan etkili transistör (MOSFET)
2. Süper jonksiyon MOSFET (COOLMOS)
3. Bipolar jonksiyon transistör (BJT)
4. İzole kapılı bipolar transistör (IGBT)
5. Statik endüksiyon transistör (SIT)

Güç elektroniği dönüştürücülerinin analizinde, yarıiletken güç elemanları ideal anahtarlar olarak kabul edilir. Uygulamalarda ise; güç elektroniği dönüştürücülerinde maksimum verimin elde edilebilmesi için dönüştürücünün gerilim, akım, sıcaklık ve frekans gibi değişkenlerine en uygun yarıiletken güç elemanın seçilmesi gerekir.

2.1 Silisyum Karbür Transistör

Yarıiletken güç elemanlarının üretimi Si diyotla başlar. Sonrasında BJT, tristör, MOSFET ve COOLMOS'la devam eder. Si IGBT yüksek güçlü devrelerde ve orta frekansta kullanılan

yariletken güç elemanıdır. Si IGBT günümüzde çoğu güç elektroniği uygulaması için yeterli olmasına rağmen halen bu yariletken güç elemanından istenilen verim elde edilememiştir. Güç elemanlarının üretiminde kullanılan yariletken malzemeler, elemanların karakteristiği için önemli bir parametredir. Güç elemanlarında kullanılan yariletken malzemeler ve özellikleri Çizelge 2.1’de verilmiştir.

Çizelge 2.1 Güç elemanlarında kullanılan yariletken malzemeler ve yariletkenlerin özellikleri [69], [70]

Parametre	Si	GaAs	4H-SiC	6H-SiC	3C-SiC	2H-GaN	Elmas
Enerji bant aralığı (eV)	1,1	1,42	3,3	3,0	2,3	3,4	5,5
Kritik elektrik alanı (MV/cm)	0,25	0,6	2,2	3	1,8	3	10
Elektron sürüklenme hızı (Mcm/s)	10	12	20	20	25	22	27
Isıl iletkenlik (W/cmK)	1,5	0,5	4,9	4,9	4,9	1,3	22

Si elementinin güç elemanlarında sıkça tercih edilmesinin sebebi kararlı ve üretiminin kolay olmasıdır. Si’un enerji bant aralığı 1,1 eV seviyelerindedir. Enerji bandının düşük olması yariletken güç elemanlarının kullanımını kısıtlar. Silisyum Karbür (SiC) ve Galyum Nitrat (GaN) yariletken güç elemanlarında kullanılan geniş bant aralığına (WBG) sahip malzemelerdir. SiC yariletkenin enerji bant aralığı, Si yariletkenin enerji bant aralığından üç kat fazladır. Güç elektroniği dönüştürücülerinde kullanılan yariletken güç elemanlarında aranan özellikler aşağıda verilmiştir [70]–[74].

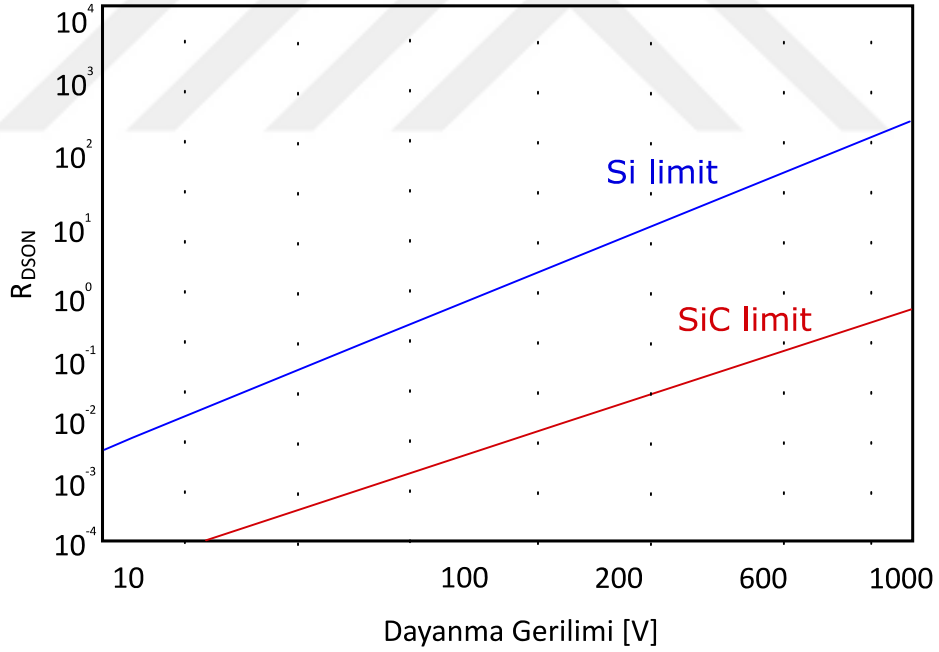
Düşük termik direnç yariletken güç elemanlarında istenilen bir özelliktir. Yariletken güç elemanlarının düşük termik dirence sahip olması güç elektroniği dönüştürücülerinin hızlı soğumasını sağlar.

Yüksek frekanslarda güç elektroniği dönüştürücüsü tasarlamak sistemin hacminin düşmesini sağlar. Yüksek elektron sürüklenme hızına sahip yariletken güç elemanlarıyla daha yüksek frekanslı güç elektroniği dönüştürücülerini tasarlamak mümkündür.

Geniş enerji bant aralığına sahip yariletken güç elemanlarının katmanları daha incedir. İnce katmanlara sahip olan yariletken güç elemanlarının iç dirençleri ve güç kayıpları da

daha düşük olmaktadır. Geniş bant aralığına sahip yarıiletken güç elemanlarının kaçak akımları daha azdır ve sıcaklık dayanımları daha fazladır.

Geniş bant aralığına sahip yarıiletken güç elemanları yüksek gerilimlerde çalışabilirler. Si güç elemanları 300 kV/cm elektrik alanına dayanabilirler [69]. Yarıiletken güç elemanları, dayanabileceği elektrik alanından daha fazla elektrik alanına maruz kalırsa serbest elektronlar aşırı hızlanarak yarıiletkeni tahrip eder. SiC güç elemanının dayanabileceği elektrik alanı, Si güç elemanının dayanabileceği elektrik alanından 10 kat fazladır. SiC yarıiletken güç elemanları, Si yarıiletken güç elemanlarına göre 10 kat daha yüksek gerilime dayanabilir. Aynı gerilim seviyesinde üretilen SiC yarıiletken güç elemanının tabaka kalınlığı, Si yarıiletken güç elemanının tabaka kalınlığından 10 kat daha incedir. Tabakaların ince olması yarıiletken güç elemanın seri direncini ve iletim gerilim düşümünü azaltır [75]. Şekil 2.1'de Si ve SiC MOSFET'lerin seri iletim direncine bağlı dayanma gerilim karakteristikleri verilmiştir. İnce tabakaya sahip olan yarıiletken güç elemanları daha yüksek frekanslarda çalışabilirler [69].



Şekil 2.1 Si ve SiC MOSFET'lerin seri iletim direncine bağlı dayanma gerilim karakteristikleri

SiC malzemesinin yarıiletken güç elemanlarında kullanılması, SiC Schottky diyotlarının Infineon firması tarafından üretilmesiyle başlamıştır [70]. Bu tarihten sonra SiC yarıiletken güç elemanları, Si yarıiletken güç elemanlarına alternatif olmuştur. SiC

yariletken güç elemanlarının kullanılmaya başlanmasıyla birlikte daha yüksek frekans ve daha yüksek gerilimlerde çalışan sistemler tasarlamak mümkün olmuştur [26].

SiC yariletken güç elemanlarının özellikleri aşağıda verilmiştir:

- Kesimdeyken daha yüksek gerilime dayanma,
- İletimdeyken daha düşük gerilim düşümü,
- Yüksek sıcaklıklarda çalışabilme,
- Daha yüksek ısı iletkenlik.

SiC yariletken güç elemanları Si yariletken güç elemanlarına göre azınlık taşıyıcıların neden olduğu gecikmeler ve dinamik etkilerden daha az etkilenir [69], [76], [77].

SiC yariletken güç elemanları aşağıda verilmiştir.

- JFET
- MOSFET
- BJT
- IGBT

2.2 İzole Kapılı Alan Etkili Güç Transistörü (MOSFET)

Düşük güç ve yüksek frekanslı uygulamalar için MOSFET tercih edilir. MOSFET'in iki ana ve bir kontrol ucu bulunur. Bunlar G kapı, D kanal ve S kaynak ucudur. MOSFET gerilim kontrollü elemandır ve MOSFET'in kapı empedansı yüksektir. MOSFET gürültülerden etkilenmesinden dolayı koruma devreleri ile birlikte kullanılır.

MOSFET'ler ikiye ayrılır.

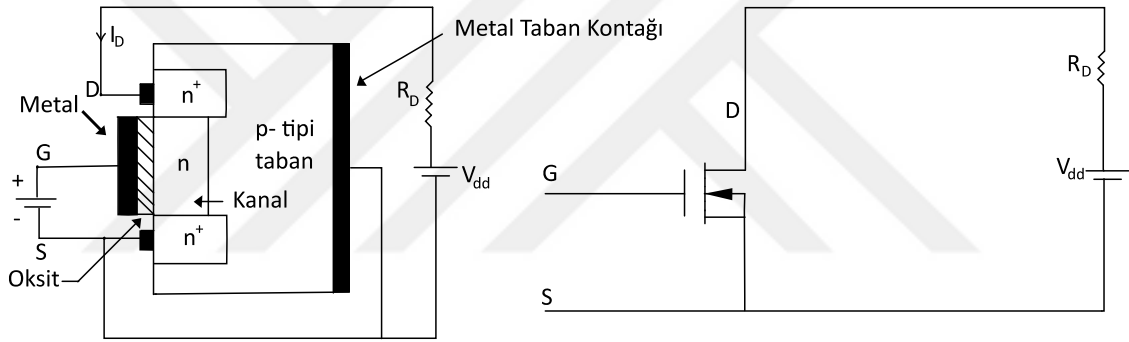
- Kanalı oluşmuş (depletion mod, normalde iletimde)
- Kanal oluşturmali (enchancement mod, normalde kesimde)

MOSFET'in taban gövdesi genelde kaynak ucuna bağlanır. MOSFET'in kontrol gerilimi olan V_{GS} gerilimi negatif veya pozitif olabilir.

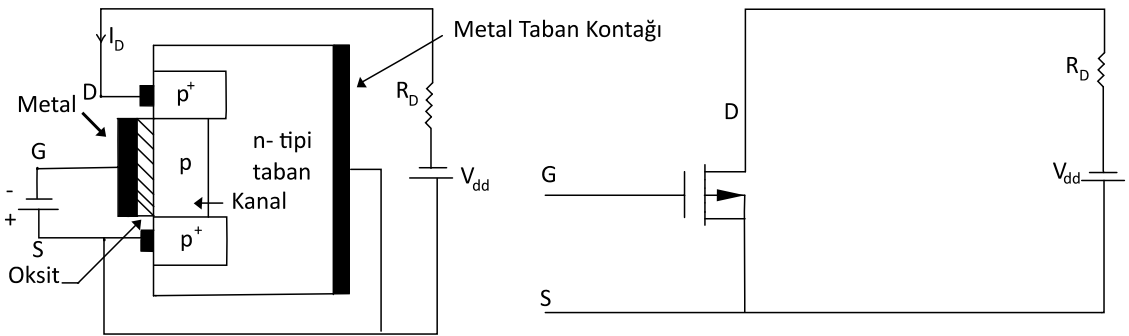
Şekil 2.2'de n kanallı kanalı oluşmuş bir MOSFET'in yapısı görülmektedir. n kanallı kanalı oluşmuş MOSFET, p- tipi taban üzerindedir. n^+ bölgeleri düşük direnç sağlamak için katkı

yoğunluğu arttırılmış bölgelerdir. Kapı, tabandan oksit bir katman ile izole edilmiştir. n kanallı kanalı oluşmuş MOSFET'in V_{GS} gerilimi negatif olduğunda kapı bölgesinden n kanalına doğru elektronlar sürüklenir ve kanal ile kaynak arasındaki R_{DS} direnci artar. V_{GS} gerilimi yeteri kadar negatif olursa kanaldan kaynağa doğru akım akmaz. V_{GS} gerilimi sıfırdan büyük değer alırsa n kanalındaki elektronlar kapı tarafına doğru sürüklenir ve R_{DS} direnci azalır, kanaldan kaynağa doğru akan akım I_D artar. Şekil 2.4'te n kanallı kanalı oluşmuş MOSFET'in V_{GS} gerilimi ve I_D akımı verilmiştir.

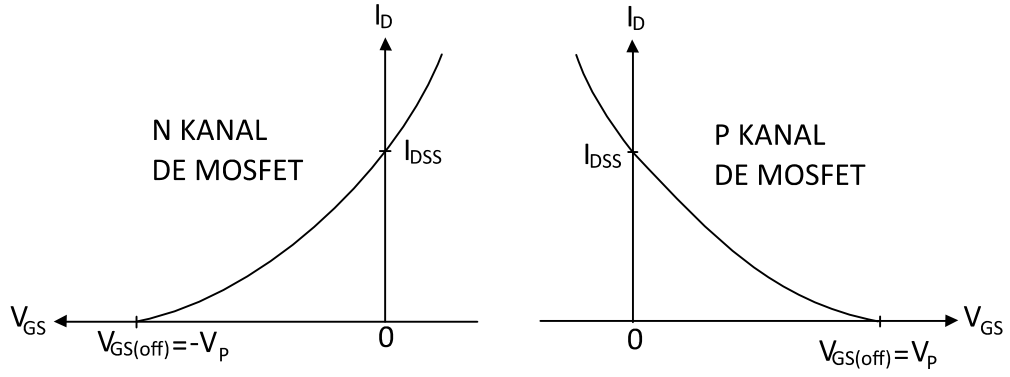
Şekil 2.3'te p kanallı kanalı oluşmuş MOSFET'in yapısı gösterilmiştir. p kanallı kanalı oluşmuş MOSFET n- tipi taban üzerindedir ve n kanallı kanalı oluşmuş MOSFET'le benzer olarak çalışır. n kanallı kanalı oluşmuş MOSFET'ten farkı V_{DS} , V_{GS} gerilimlerinin ve I_D akımının yönü terstir. Şekil 2.4'te p kanallı kanalı oluşmuş MOSFET'in V_{GS} gerilimi ve I_D akımı verilmiştir.



Şekil 2.2 n kanallı kanalı oluşmuş MOSFET



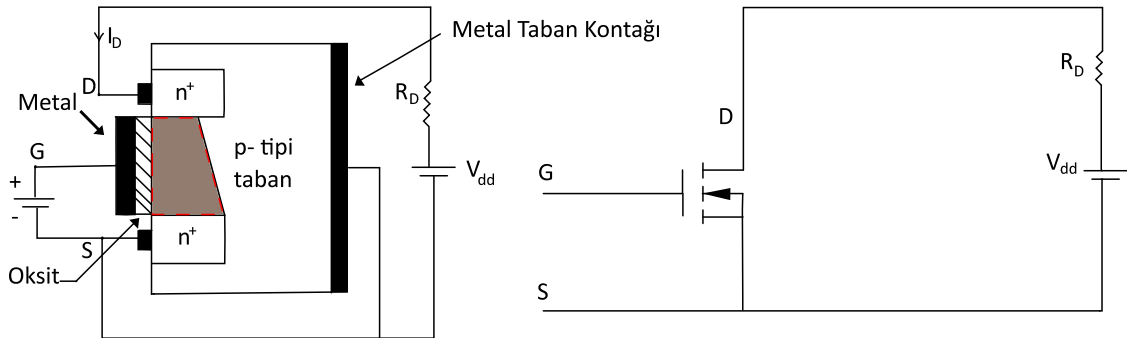
Şekil 2.3 p kanallı kanalı oluşmuş MOSFET



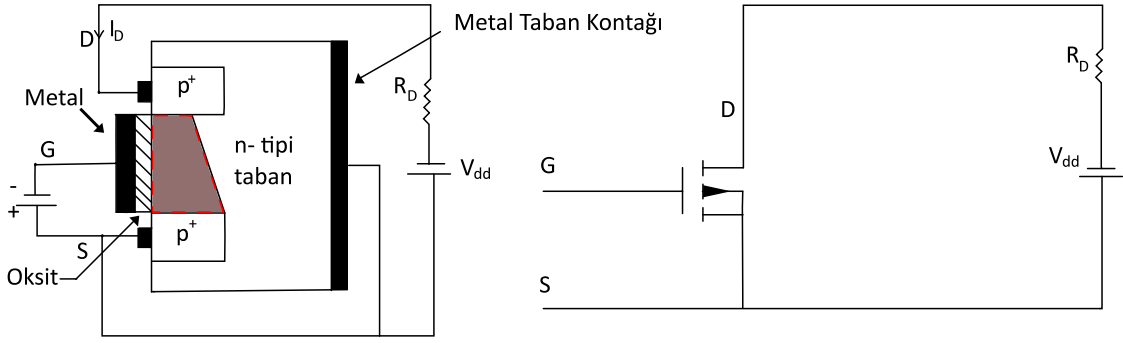
Şekil 2.4 Kanalı oluşmuş MOSFET'in kapı gerilimi-kanal akımı karakteristiği

Kanal oluşturmali MOSFET'te kanalda gerilim değeri sıfırken kanal ve kaynak arasındaki direnç çok büyüktür ve MOSFET'ten akım akmaz. n kanallı kanal oluşturmali MOSFET'in yapısı Şekil 2.5'te gösterilmiştir. V_{GS} gerilimi sıfırdan büyük değerde olduğunda p tabanındaki elektronlar kapıya doğru çekilir ve kanal oluşur. Akım, kanal ve kaynak arasından akar. Şekil 2.7'de n kanallı kanal oluşturmali MOSFET'in V_{GS} gerilimi ve I_D akımı verilmiştir.

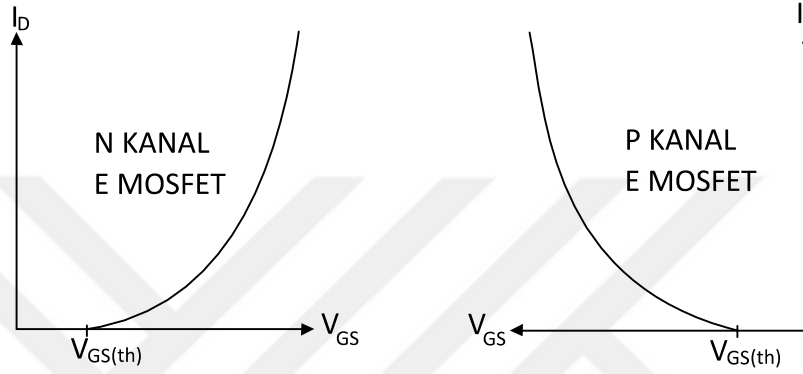
Şekil 2.6'da p kanallı kanal oluşturmali MOSFET'in yapısı gösterilmiştir. p kanallı kanal oluşturmali MOSFET n- tipi taban üzerindedir ve n kanallı kanal oluşturmali MOSFET'le benzer olarak çalışır. n kanallı kanalı oluşmuş MOSFET'ten farkı V_{DS} , V_{GS} gerilimlerinin ve I_D akımının yönü terstir. Şekil 2.7'de p kanallı kanalı oluşmuş MOSFET'in V_{GS} gerilimi ve I_D akımı verilmiştir.



Şekil 2.5 n kanallı kanal oluşturmali MOSFET



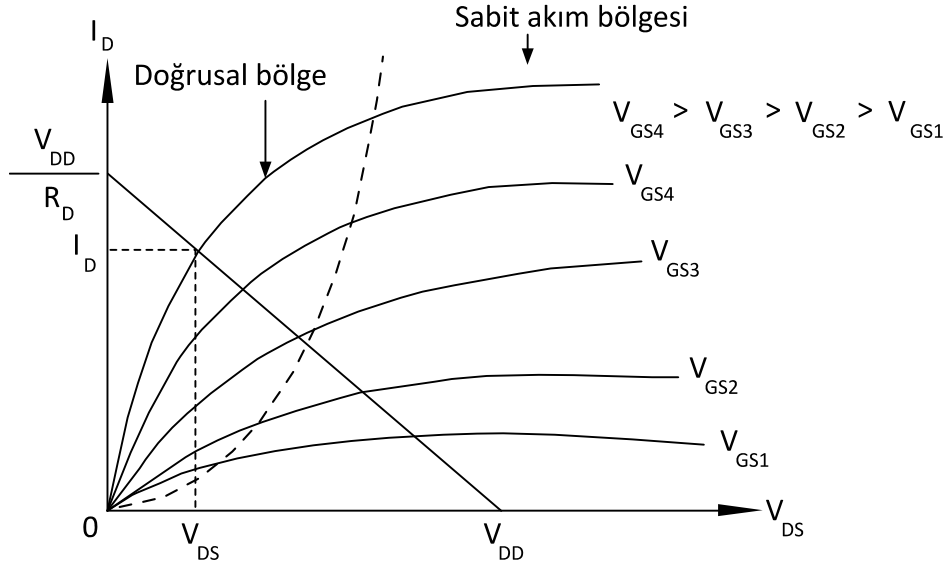
Şekil 2.6 p kanallı kanal oluşturmali MOSFET



Şekil 2.7 Kanal oluşturmali MOSFET'in kapı gerilimi-kanal akımı karakteristiği

Güç elektroniğinde genel olarak kanal oluşturmali ($V_{GS} = 0$ iken eleman kesimde olan) MOSFET kullanılır.

Şekil 2.8'de n kanallı kanal oluşturmali MOSFET'in akım gerilim karakteristiği verilmiştir. Kapı gerilimi V_{GS} arttıkça MOSFET'in üzerindeki gerilim V_{DS} düşer ve güç kaybı azalır. V_{GS} geriliminin değişimiyle çıkış akımının değiştiği bu bölgeye, doğrusal bölge (lineer bölge) denir. Kapı geriliminin eşik değerin üzerine çıkmasıyla birlikte eleman sabit akım bölgesinde çalışmaya başlar. Sabit akım bölgesinde MOSFET'in gerilimi en düşük ve akımı en yüksek seviyededir. Bu bölge, literatürde aktif bölge olarak da geçmektedir.



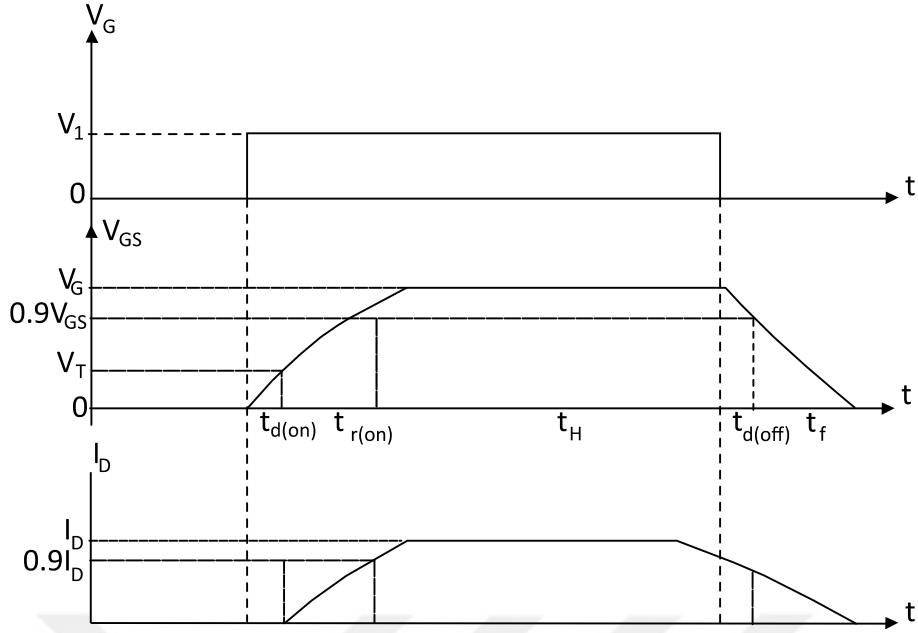
Şekil 2.8 Kanal oluşturmali MOSFET'in akım gerilim karakteristiği

MOSFET'in sürme enerjisi diğer yarıiletken güç elemanlarının sürme enerjisinden düşüktür. MOSFET iletimdeyken bir direnç gibi modellenir. Bu sebepten dolayı iletim kayıpları yüksektir. MOSFET için tanımlanan R_{DS} çıkış direnci denklem 2.1'de verilmiştir.

$$R_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \quad (2.1)$$

MOSFET'in yapısında gömülü bir diyot vardır. Bu diyotun hızı MOSFET'in hızından çok düşüktür. Güç elektroniği dönüştürücülerinin tasarımında MOSFET'in iç diyotunun anahtarlama hızı da hesaba katılır. İhtiyaç duyulduğunda MOSFET'in gömülü diyotuna paralel daha hızlı bir diyot bağlanır [69].

MOSFET'in anahtarlama esnasındaki akım ve gerilim dalga şekilleri Şekil 2.9'da verilmiştir. MOSFET iletime girerken kapı gerilimi belli bir eşik gerilimin üstüne çıkana kadar MOSFET'ten akım akmaz. Bu arada geçen süreye iletime girme gecikme süresi (t_{don}) denir. Yükselme süresi (t_r) ise MOSFET'in akımının sabit değere ulaşincaya kadar geçen süredir. Kesime girme gecikme süresi t_{doff} ve düşme süresi t_f olarak isimlendirilir.



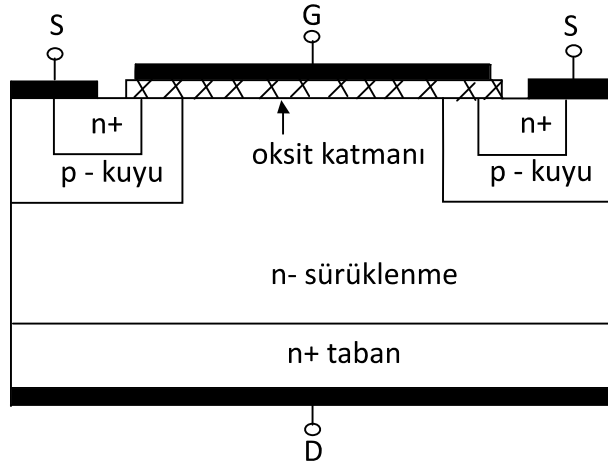
Şekil 2.9 MOSFET'in anahtarlama esnasındaki akım ve gerilim dalga şekilleri

2.2.1 Silisyum Karbür MOSFET

SiC MOSFET normalde kesimde olan yarıiletken güç elemanıdır. MOSFET'te kapı ile kanal arasında oksit katmanı olduğu için kapı izolelidir. Pratik olarak kapıdan kaynağa akım akmaz. JFET'te ise kapı kaynak arasında ters kutuplanmış pn jonksiyonu vardır. pn jonksiyonu kapıdan kaynağa sızıntı akımına neden olur.

SiC yarıiletken teknolojisinin ilerlemesiyle birlikte yüksek güçlerde çalışan ve sıcaklık dayanımı Si IGBT'den daha iyi olan SiC MOSFET üretilmiştir [78]. SiC MOSFET'te gerilimi üzerinde tutan bölge, Si MOSFET'e göre 10 kat daha ince yapılırken katkı yoğunluğu 10 kat yükseltilebilmektedir. Bu sayede SiC MOSFET'in direnci aynı özelliklerdeki Si IGBT'nin direncinin yüzde birine düşmektedir.

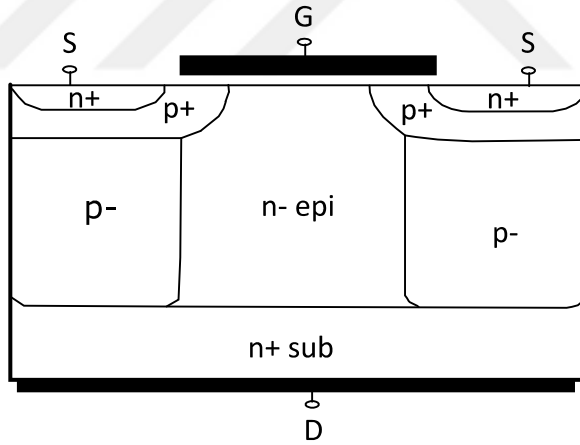
SiC MOSFET'in kesiti Şekil 2.10'da verilmiştir. Sürüklenme bölgesi ile p- kuyu bölgesi arasında ters kutuplanmış pn jonksiyonu bulunduğundan dolayı eleman normalde kesimdedir ve kanal ile kaynak arasındaki direnç yüksektir. Kapı ile kaynak arasında yeteri kadar pozitif gerilim olduğunda p- kuyu bölgesinden kanal girişine doğru bir kanal oluşur ve kanal akımı akar.



Şekil 2.10 SiC MOSFET'in kesiti [38]

2.3 Süper Jonksiyon MOSFET (COOLMOS)

Klasik MOSFET'ten farkı p- kuyu bölgesi n taban bölgesine doğru uzatılmıştır. COOLMOS, MOSFET'e göre daha yüksek gerilimlere dayanabilir [80], [81]. COOLMOS aynı boyuttaki MOSFET'ten iki, üç kat daha fazla güç aktarımı sağlar [69]. Şekil 2.11'de COOLMOS'un kesiti verilmiştir.



Şekil 2.11 COOLMOS'un kesiti

COOLMOS'ların uygulama alanları şunlardır:

- Kesintisiz güç kaynakları
- Mikrodalga ve medikal sistemlerde kullanılan yüksek gerilim dönüştürücüleri
- Endüksiyon fırınları
- Kaynak sistemleri

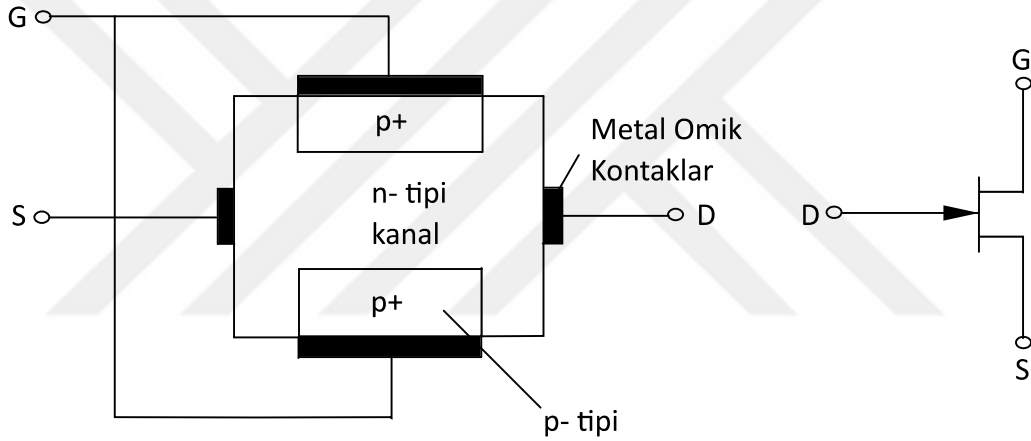
2.4 Eklem Alan Etkili Transistör (JFET)

Eklem alan etkili transistörün (JFET) özellikleri aşağıda verilmiştir:

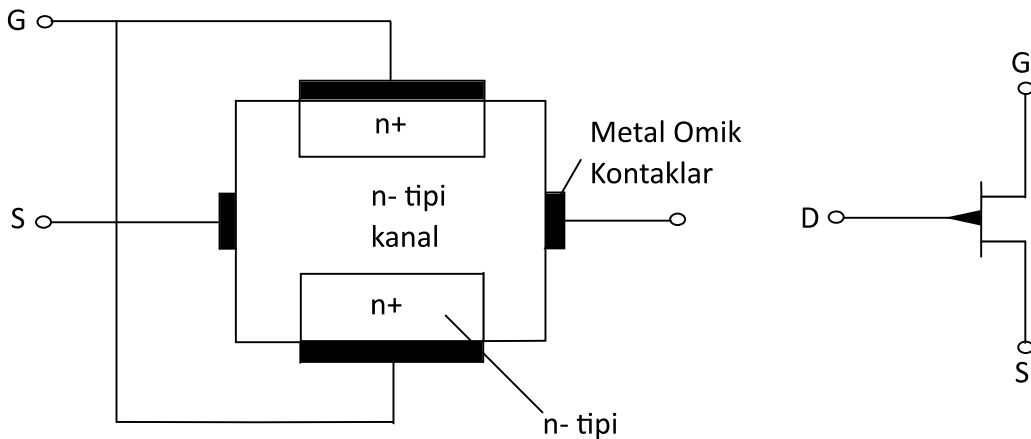
- JFET'in genel yapısı basittir ve üretimi kolaydır [69].
- JFET'in sıcaklık katsayısı pozitif olduğu için paralel çalıştırılması kolaydır.
- JFET'in kuyruk akımı olmadığı için JFET hızlı anahtarlama yapabilir.
- JFET'in iletimdeyken kanal ile kaynak arasındaki direnci çok düşüktür.
- JFET'in giriş kapasitesi düşük olduğundan dolayı tasarlanan sürücü devrelerinin sürme enerjileri düşüktür.
- JFET'in içinde oluşan gövde diyotu MOSFET'e göre çok hızlıdır.

Şekil 2.12'de ve Şekil 2.13'te n kanallı ve p kanallı bir JFET'in kesiti ve sembolü verilmiştir.

Kanalın kontrolü kapıyla sağlanır. Kanal bölgesinin uç kısmında metal bölge vardır ve kanal bölgesi silisyum ve silisyum karbür malzemelerden yapılabilir.



Şekil 2.12 n-kanallı bir JFET'in kesiti ve sembolü

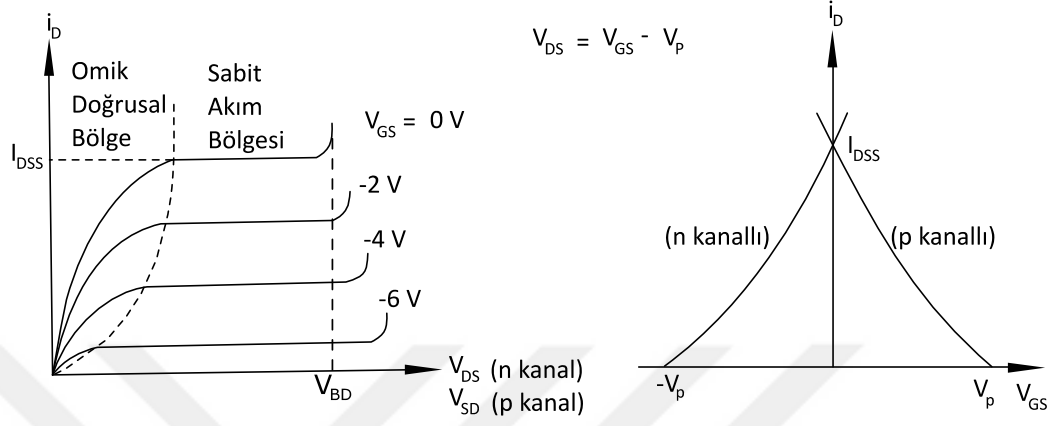


Şekil 2.13 p-kanallı bir JFET'in kesiti ve sembolü

n kanallı JFET için V_{GS} gerilimi negatifte tutulduğunda kapıdaki p+ bölgesi n kanalına doğru ters kutuplanmış bir jonksiyon oluşturur. JFET bu sayede kesime gider. p kanallı

JFET için V_{GS} geriliminin tam ters olduğu durum geçerlidir ve çalışması n kanallı bir JFET gibidir.

Standart bir JFET, üç bölgede çalışır. Bunlar omik bölge, sabit akım bölgesi ve kesim bölgesidir. Şekil 2.14'te JFET'in akım gerilim karakteristiği verilmiştir.



Şekil 2.14 JFET'in akım gerilim karakteristiği

2.4.1 Silisyum Karbür JFET Yapıları

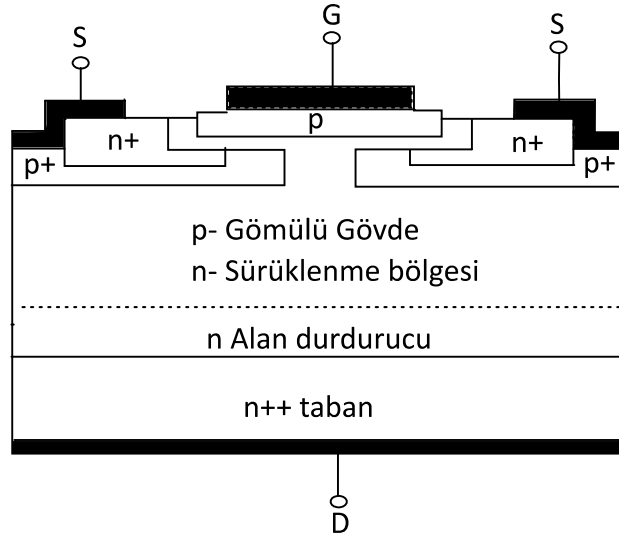
SiC malzemelerden yapılan bazı JFET yapıları aşağıda verilmiştir:

- Yatay kanallı JFET (LCJFET)
- Düşey JFET (VJFET)
- Düşey siperli JFET
- Gömülü ızgaralı JFET (BGJFET)
- Çift kapılı düşey kanallı siperli JFET (DGVJFET)

2.4.1.1 Yatay kanallı JFET (LCJFET)

JFET'ler 1200 V ile 1700 V arasında anma gerilimlerine sahiptir [69]. Normalde kanalı oluşmuş olan JFET'in anma akımı 48 A'lere kadar mevcuttur [69]. Modern olarak üretilen SiC JFET'in normalde iletimde olan SiC LCJFET modeli Şekil 2.15'te verilmiştir [79]. LCJFET'in iletimdeki direnci 45-100 m Ω arasındadır.

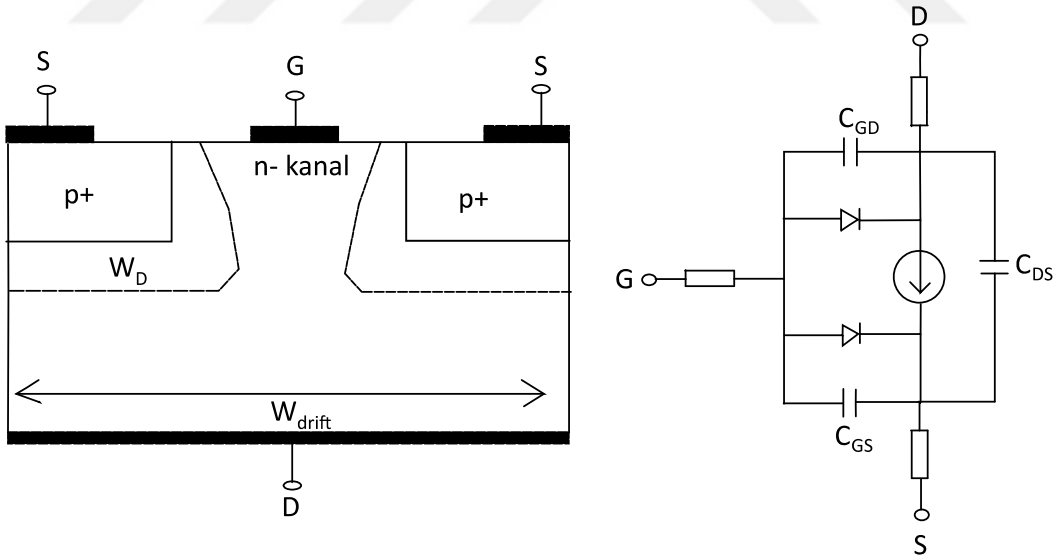
LCJFET'te yük akımı, yük durumuna göre kanaldan kaynağa ya da kaynaktan kanala doğru çift yönlü olabilir. LCJFET normalde iletimdedir ve p bölgesi ile n+ bölgesi arasına negatif gerilim verilmesiyle kontrol edilir.



Şekil 2.15 Yatay kanallı SiC JFET

2.4.1.2 Düşey JFET

Düşey JFET, n kanallı kanalı oluşmuş bir JFET türüdür. Kapı ile kaynak arasında negatif gerilim uygulanarak eleman kontrol edilir. Şekil 2.16'da bu yapının eşdeğer modeli ve kesiti verilmiştir. Elemanın modelinde iki tane parazitik diyot vardır.

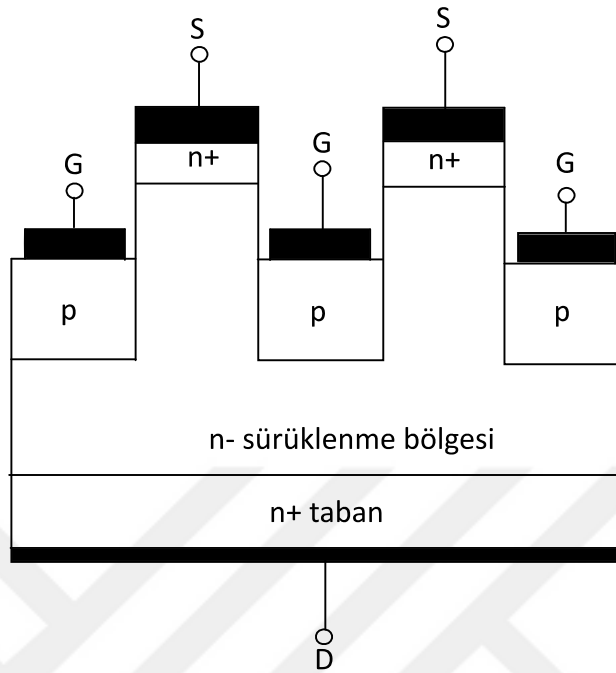


Şekil 2.16 Düşey kanallı SiC JFET kesiti ve modeli

2.4.1.3 Düşey Siperli JFET (VTJFET)

Semisouth firmasının ürettiği SiC JFET türü olan düşey siperli JFET'in iletim dirençleri 63-100 mΩ arasında değişmektedir. Anma akımları ise 30 A civarındadır. Bu yapıdaki

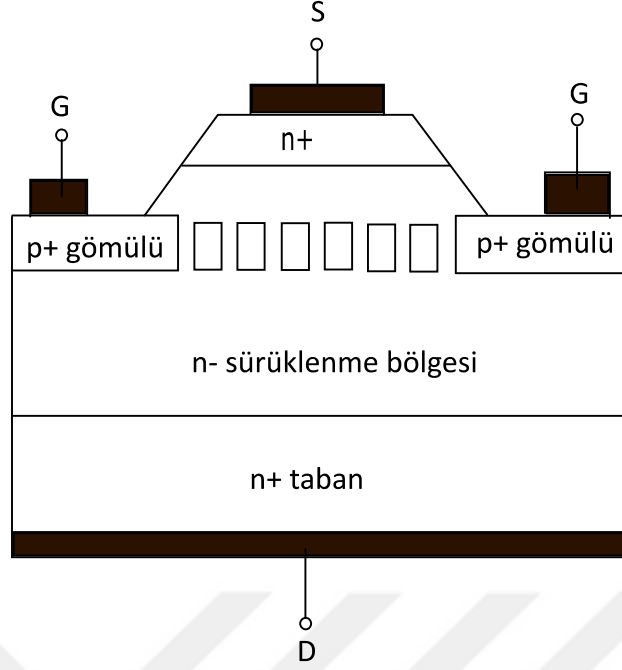
malzemelerin oranlarına bağı olarak VTJFET normalde iletimde veya normalde kesimde olarak yapılabilir. Şekil 2.17’de düşey siperli SiC JFET’in kesiti verilmiştir.



Şekil 2.17 Düşey siperli SiC JFET'in kesiti

2.4.1.4 Gömülü ızgaralı JFET (BGJFET)

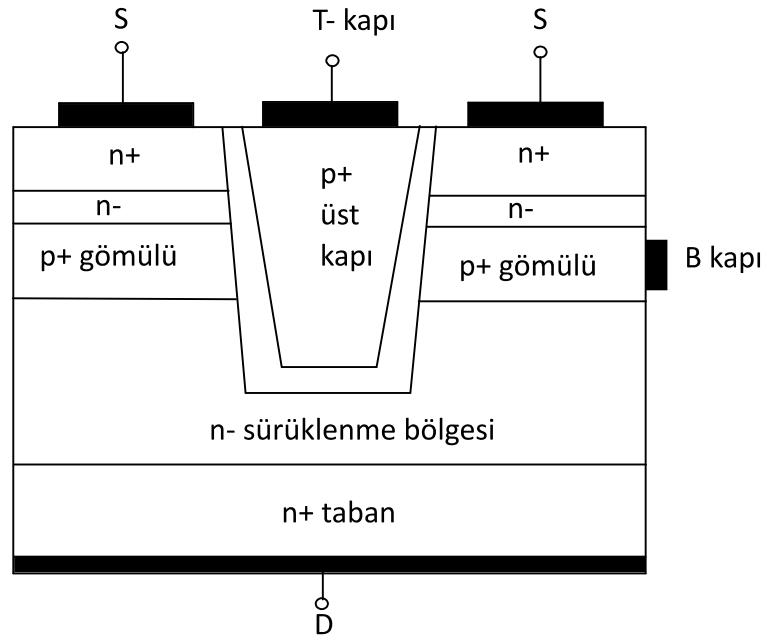
Şekil 2.18’de gömülü ızgaralı bir JFET’in kesiti verilmiştir. Izgara şeklinde olan yapılar kanal direncinin daha az olmasını ve akım yoğunluğunun daha yüksek olmasını sağlar. BGJFET’in ters paralel bağıli diyotu yoktur ve üretimi SiC LCJFET’e göre zordur [69].



Şekil 2.18 SiC BGJFET

2.4.1.5 Çift Kapılı Düşey Kanallı Siperli JFET (DGVJTJFET)

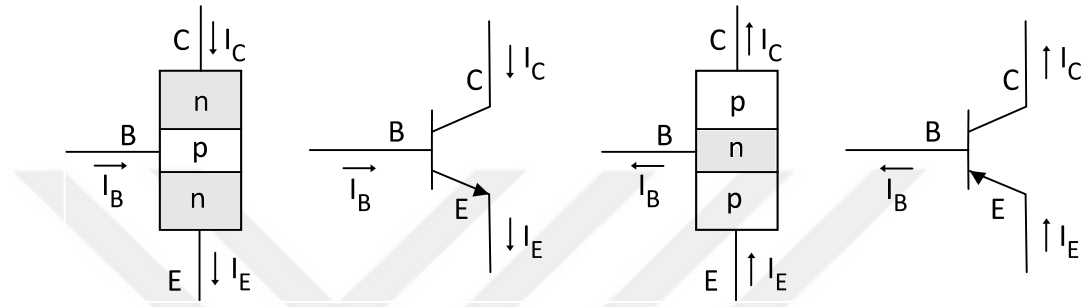
Bu yapı LCJFET ve BGJFET yapılarının birleşiminden oluşmuştur. Kanal ile kapı arasındaki direnci çok küçüktür. DGVJTJFET, yüksek frekanslı uygulamalarda kullanılabilir. LCJFET ve BGJFET'e göre kontrolü kolaydır. Şekil 2.19'da elemanın kesiti verilmiştir. Yapının tabakalarının farklı oranlarda üretilmesi, elemanın karakteristiğinde önemli rol oynar.



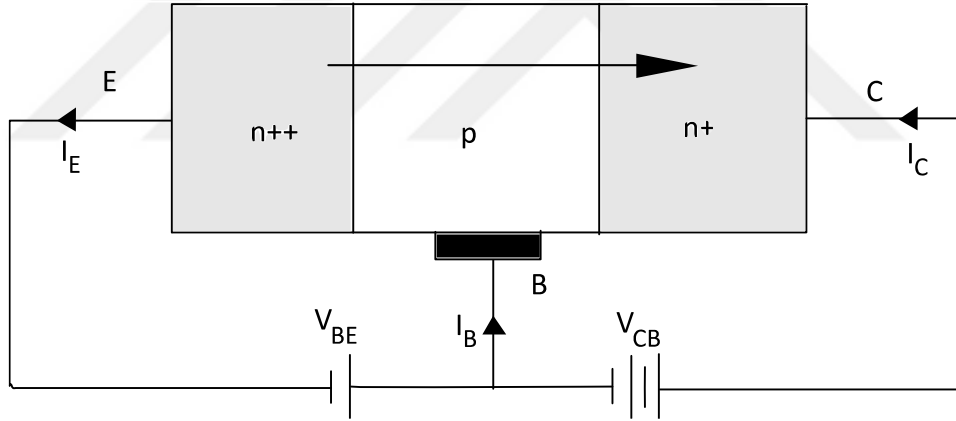
Şekil 2.19 SiC DGVJTJFET kesiti

2.5 Bipolar Jonksiyon Transistör (BJT)

Diyotun pn jonksiyonuna n ya da p malzemesinin eklenmesiyle bipolar jonksiyon transistörler oluşur. BJT, npn ya da pnp transistör türündedir. Şekil 2.20’de npn ve pnp transistörlerin yapıları ve sembolleri verilmiştir. Şekil 2.21’de ise BJT’nin kesiti verilmiştir. BJT’nin taban, kolektör ve emiter olmak üzere üç ucu vardır. Kolektör bölgesi kalın ve az katkı, taban bölgesi ise ince ve yüksek katkı olarak yapılır. İletim dirençlerini düşürmek için ikerli kollardan kolektörden emitere akım akması sağlanır.

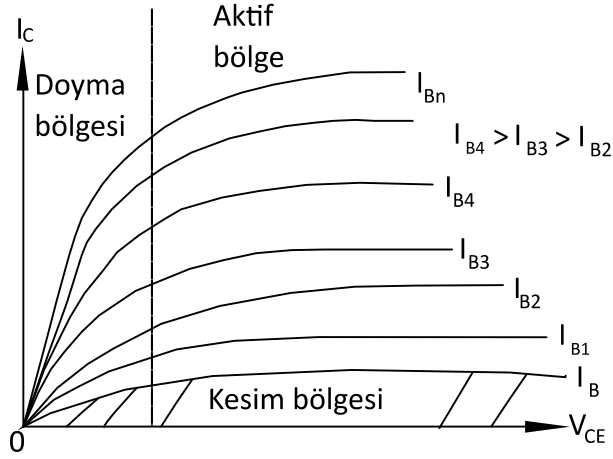


Şekil 2.20 BJT’nin npn ve pnp transistörlerinin yapıları ve sembolleri



Şekil 2.21 BJT’nin kesiti

BJT, akım kontrollü bir elemandır. BJT’nin üç çalışma bölgesi vardır: Kesim, aktif çalışma ve doyumda çalışma bölgesi. Kesim bölgesinde kolektörden emitere doğru sızıntı akımı akar. Aktif bölgede BJT’nin kolektör akımı taban akımıyla orantılı artar. Baz akımının artmasıyla kolektör akımı doyuma ulaşır. Bu seviyeden sonra taban akımı artsa da kolektör akımı değişmez. Bu bölgeye doyum bölgesi denir. Şekil 2.22’de npn türü BJT’nin akım gerilim karakteristiği ve çalışma bölgeleri verilmiştir.

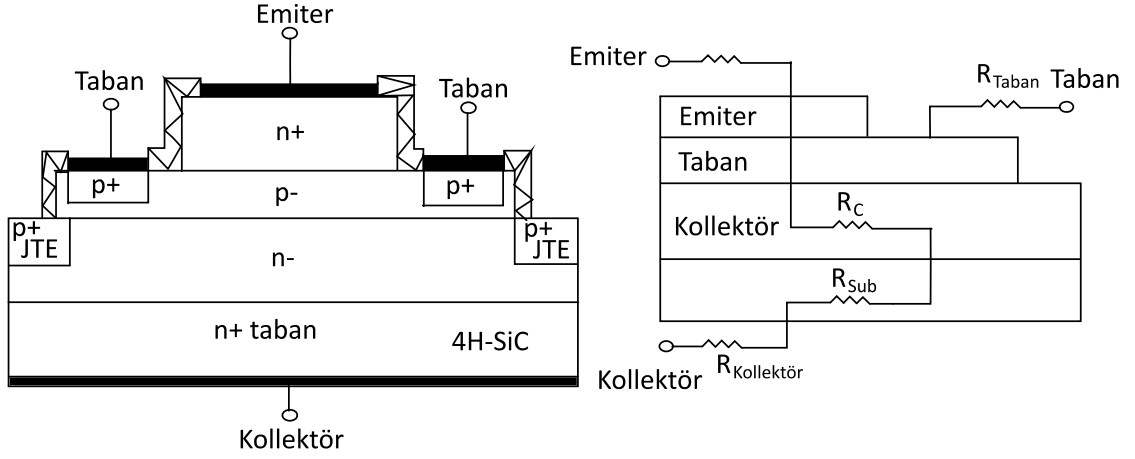


Şekil 2.22 npn türü BJT'nin akım gerilim karakteristiği ve çalışma bölgeleri

2.5.1 Silisyum Karbür BJT

SiC aynı zamanda BJT için de kullanılmıştır. BJT, iletim direncinin düşük olmasından ve kesimdeyken yüksek gerilimlere dayanabilmesinden dolayı güç elektroniği dönüştürücülerinde sıkça kullanılmaktadır. SiC BJT'ler, Si BJT'lerden iletim kayıpları yönünden daha avantajlıdır. BJT, akım kontrollü bir eleman olduğu için BJT'nin sürme güç kaybı fazladır.

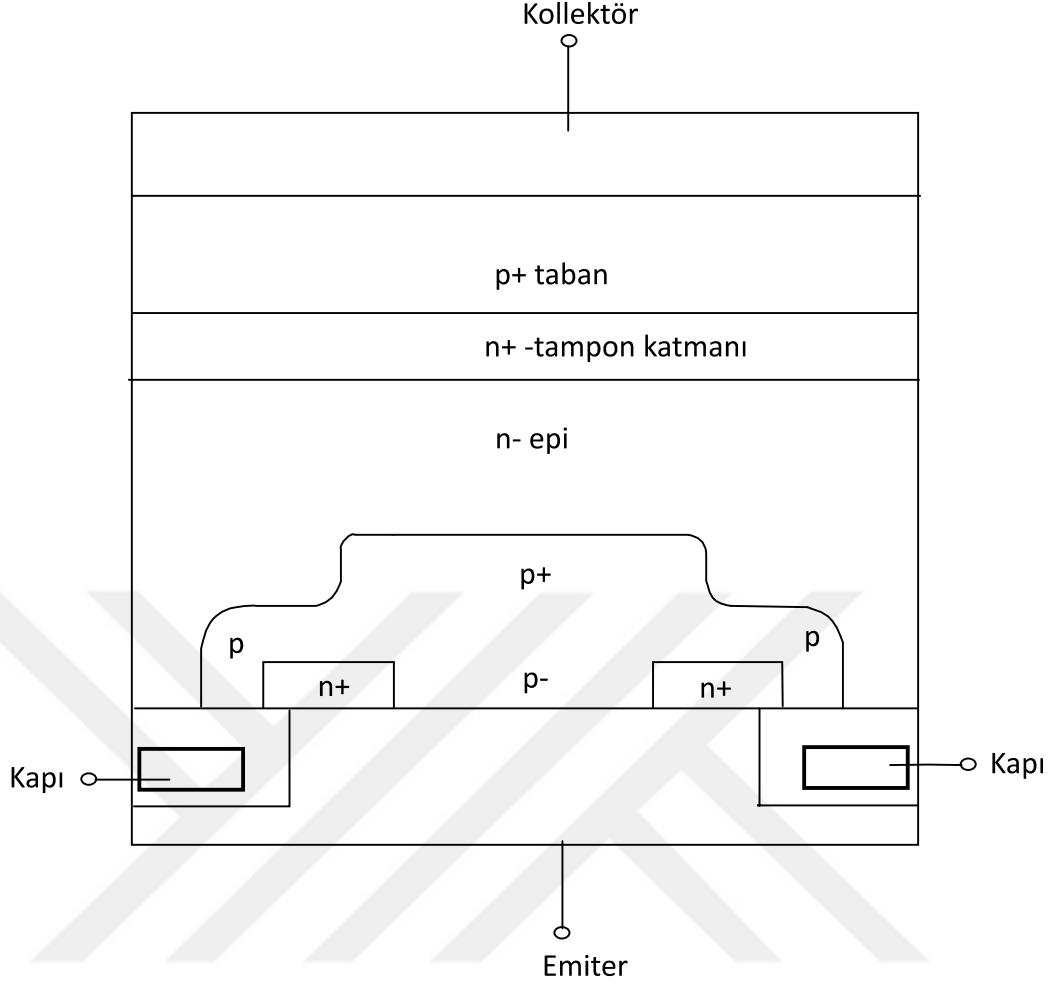
BJT için akım kazancı önemlidir. 6 A'lık bir BJT'nin oda sıcaklığındaki akım kazancı yaklaşık 70'tir. Akım kazancı sıcaklığa bağlı bir parametredir. BJT'nin sıcaklığı arttıkça akım kazancı düşmektedir. Sıcaklık yükseldikçe kollektörden emitere doğru aynı değerde akımı elde etmek için yüksek taban akımına ihtiyaç duyulur. Yüksek taban akımı elemanın veriminin düşmesine neden olur. SiC BJT'nin yapısı ve iletimdeki direnç modeli Şekil 2.23'te verilmiştir. SiC BJT'deki sonlandırma bölgesi (JTE) ile iletim gerilim düşümü Si BJT'den daha iyi hale gelmiştir.



Şekil 2.23 SiC BJT elemanın yapısı ve iletimdeki direnç modeli

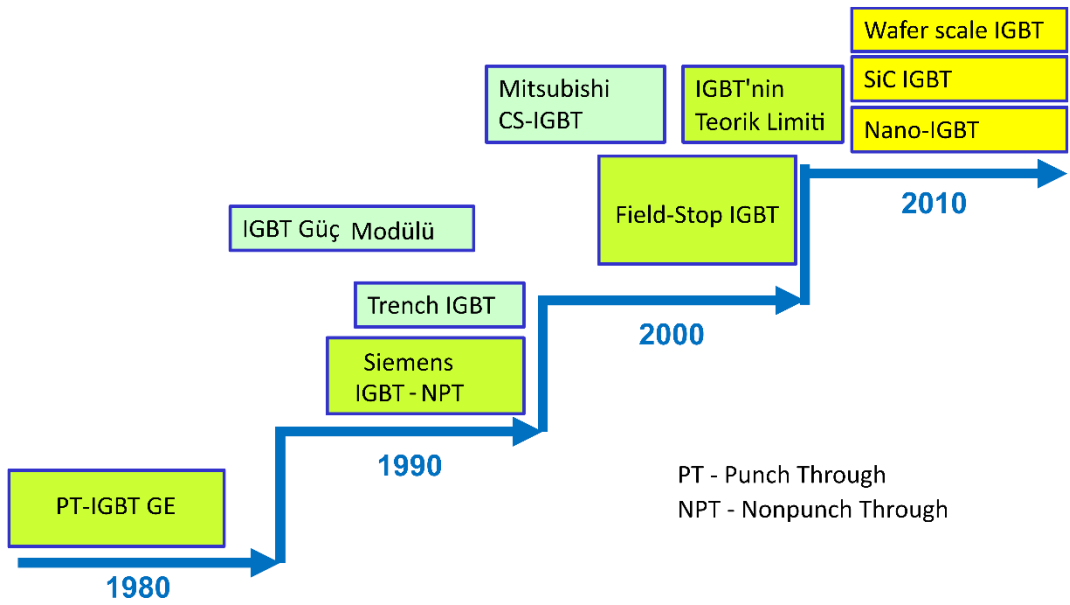
2.6 İzole Kapılı Bipolar Transistör (IGBT)

IGBT, MOSFET ve BJT'nin birleşiminden oluşan karma bir elemandır. MOSFET gibi gerilim kontrollü ve yüksek giriş empedanslı bir güç elemanıdır. BJT gibi iletimdeyken düşük gerilim tutma özelliği vardır. Anahtarlama hızı BJT'den daha yüksek, MOSFET'ten daha düşüktür. İletim kayıpları MOSFET'den daha az BJT'den daha fazladır. IGBT'nin uçları kollektör, kapı ve emiter olarak isimlendirilir. IGBT normalde kesimdedir ve iletme girmesi için elemanın kapı ile emiter arasına pozitif gerilim uygulanması gerekir. IGBT'nin karakteristiği MOSFET'le çok benzerdir. MOSFET'ten yapısal olarak farkı p+ taban katmanındır. Bu katman, iletimdeki seri direnci azaltmaya yardımcı olur. Şekil 2.24'te IGBT'nin kesiti verilmiştir.



Şekil 2.24 IGBT'nin kesiti [69]

IGBT'nin üretildiği yıllardan günümüze kadar geçen süredeki gelişimi Şekil 2.25'te verilmiştir.



Şekil 2.25 IGBT'nin gelişimi

2.6.1 Silisyum Karbür IGBT

IGBT, güç elektroniği dönüştürücü devrelerinde özellikle yüksek güç gerektiren uygulamalarda tercih edilir. IGBT'nin sürme devresi MOSFET, JFET ve BJT'den daha basittir. SiC IGBT 10 kV'a kadar üretilmektedir [69].

SiC IGBT, p kanallı ve n kanallı olarak üretilir. SiC p-IGBT, yüksek güç ve yüksek frekans gerektiren uygulamalarda tercih edilir. SiC p-IGBT'lerin özellikleri aşağıda sıralanmıştır:

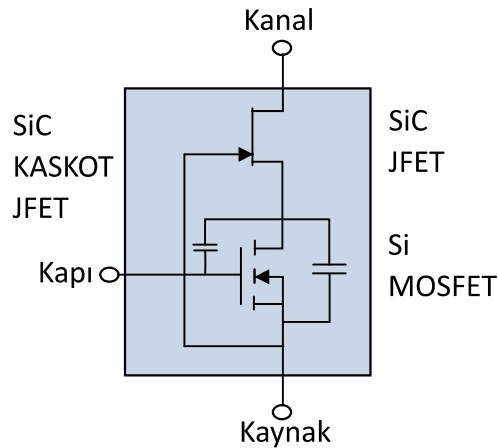
- İletim dirençleri düşüktür.
- Sıcaklık katsayıları pozitif ve çok küçüktür.
- Anahtarlama kayıpları düşük olduğu için yüksek frekanslarda çalışabilirler.

2.7 Statik Endüksiyon Transistörü (SIT)

Statik endüksiyon transistörü, özellikle yüksek güç yoğunluğu istenen yüksek frekans ve yüksek güç gerektiren uygulamalarda kullanılır. Yapısı JFET'e benzer. JFET'ten farklı gömülü kapı bölgesine sahiptir. İletim gerilim düşümü ve ısı direnci JFET'ten daha düşüktür [69].

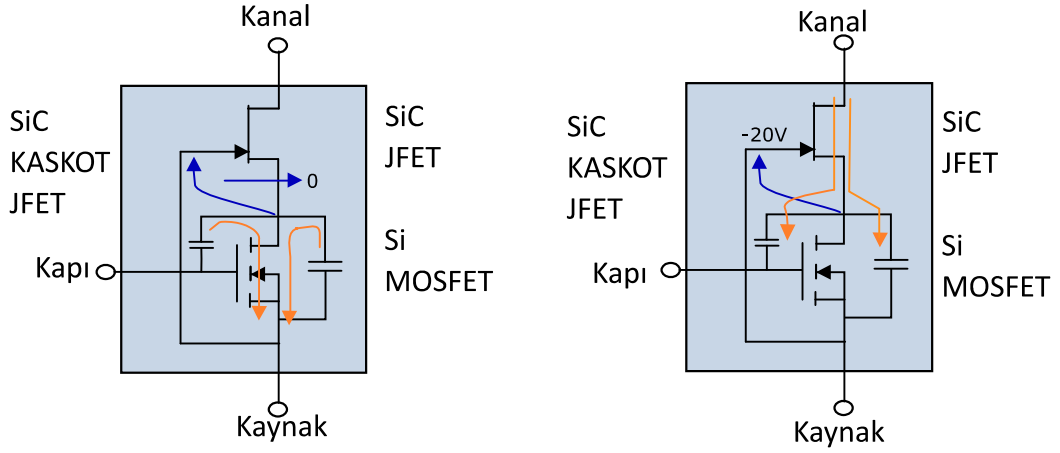
2.8 SiC Kaskot JFET

SiC Kaskot JFET, SiC JFET ile Si MOSFET'in birleşmesiyle oluşan kaskot bir yapıdır. MOSFET'in ideal sürme karakteristiği ile JFET'in düşük gerilim özelliğini taşır. Şekil 2.26'da SiC Kaskot JFET'in yapısı verilmiştir. Si MOSFET düşük gerilimde ve düşük iletim direncine sahip özelliklerde seçilir.



Şekil 2.26 SiC Kaskot JFET'in yapısı [62]

Şekil 2.27’de SiC Kaskot JFET’in iletme ve kesime girme eşdeğer devreleri verilmiştir.



Şekil 2.27 SiC Kaskot JFET’in iletme ve kesime girme eşdeğer devresi

SiC Kaskot JFET, MOSFET gibi normalde kesimde olan bir yapıdır ve JFET’in birçok dezavantajı bu yapı ile giderilmiştir.

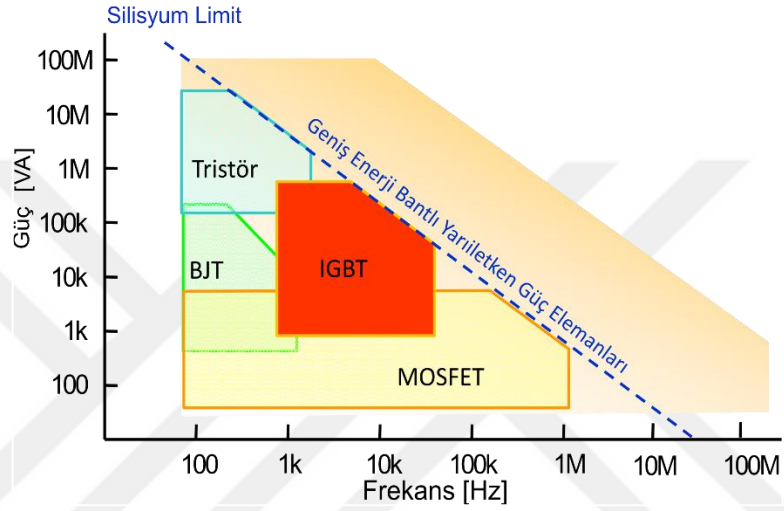
- İç diyot düşük gerilimli Si MOSFET’e ait olduğu için iç diyotun ters toparlanma süresi normalde diyottan 10 kat daha kısadır. Pratikte bu yapı için ekstra bir diyota ihtiyaç yoktur.
- Si MOSFET’lerin kapı sürme gerimleri, SiC MOSFET’lerin sürme gerimlerine göre daha geniş aralıkta seçilebilir.
- Miller kapasiteleri düşük olduğu için yarıiletken güç elemanının sürme enerjisi düşüktür. Yarıiletken güç elemanının uçlarındaki ani gerilim ve akım değişimleri kapı gerilimini daha az etkiler.

Bu yapının dezavantajları ise:

- d_i/d_t ile d_v/d_t ’lerin çok hızlı olmasından dolayı elektromanyetik girişimler fazladır. Bu sebepten yarıiletken güç elemanının d_i/d_t ile d_v/d_t ’lerinin kontrol edilmesi gerekir.
- Maksimum sıcaklık dayanımı Si MOSFET’ten dolayı sınırlanmıştır.

2.9 Yarıiletken Güç Elemanlarının Karşılaştırılması

Silisyum yarıiletken güç elemanlarının frekans ve güç aralıkları Şekil 2.28’de verilmiştir. Buna bağlı olarak güç elemanlarının karşılaştırılması Çizelge 2.2’de verilmiştir. Düşük frekans yüksek güç gerektiren güç elektroniği uygulamalarında tristör, düşük frekans orta güç gerektiren güç elektroniği uygulamalarında BJT, orta güç orta frekans gerektiren güç elektroniği uygulamalarında IGBT, düşük güç yüksek frekans gerektiren güç elektroniği uygulamalarında MOSFET kullanılmaktadır.



Şekil 2.28 Yarıiletken güç elemanlarının frekans ve güç aralıkları

Çizelge 2.2’de yarıiletken güç elemanları kendi aralarında kontrol tipi, kontrol özelliği, anahtarlama frekansı, iletim gerilim düşümü, maksimum anma gerilimi ve maksimum anma akımı açılarından karşılaştırılmıştır [69].

Çizelge 2.2 Yarıiletken güç elemanlarının karşılaştırılması [69]

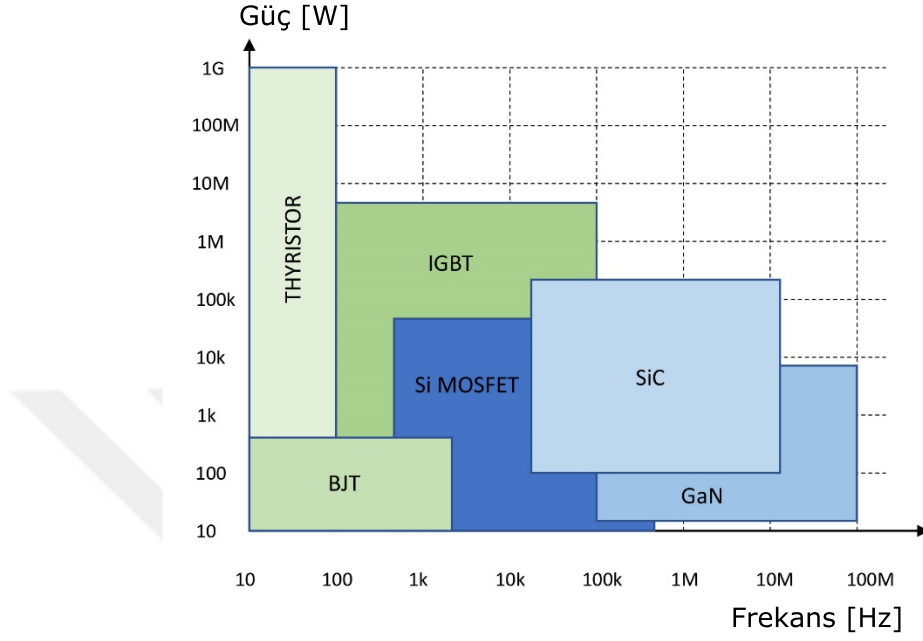
Yarıiletken Güç Elemanı	Kontrol Tipi	Kontrol Özelliği	Anahtarlama Frekansı	İletim Gerilim Düşümü	Maksimum Anma Gerilimi (kV)	Maksimum Anma Akımı (A)
MOSFET	Gerilim	Sürekli	Çok Yüksek	Yüksek	1	150
COOLMOS	Gerilim	Sürekli	Çok Yüksek	Düşük	1	100
BJT	Akım	Sürekli	Orta (22 kHz)	Düşük	1.5	1000
IGBT	Gerilim	Sürekli	Yüksek	Orta	3.5	2000
SIT	Gerilim	Sürekli	Çok Yüksek	Yüksek		

Çizelge 2.3'te yarıiletken güç elemanlarının kendi aralarındaki avantaj ve dezavantajları karşılaştırılmıştır.

Çizelge 2.3 Yarıiletken güç elemanlarının avantaj ve dezavantajları [69]

Anahtar	Avantajları	Dezavantajları
MOSFET	Yüksek anahtarlama hızı Düşük anahtarlama kaybı Basit sürme devresi Çok az sürme enerjisi Kanal akımıyla negatif sıcaklık katsayısı ve paralel çalıştırma kolaylığı	Yüksek iletim gerilim düşümü (10 V) Kesimde daha düşük gerilime dayanma Tek yönlü gerilim elemanı
COOLMOS	Kapı devresi için düşük güç ihtiyacı İletimde düşük güç kaybı	Düşük güçlü eleman Küçük anma akım ve gerilimi
BJT	Basit anahtar İletimde düşük gerilim Kesimdeyken daha yüksek gerilime dayanma Yüksek anahtarlama kaybı	Akım kontrollü eleman İletime geçirmek ve iletimde tutmak için önemli miktarda baz akımı gereksinimi
IGBT	İletimde düşük gerilim Düşük sürme enerjisi	Kesimde daha düşük gerilime dayanma Tek yönlü gerilim elemanı
SIT	Yüksek anma gerilimi	Yüksek iletim gerilim düşümü Düşük anma akımı Tek yönlü gerilim elemanı

Şekil 2.29'daki grafikte, yarıiletken güç elemanlarının gelecekteki tahmini güç-frekans aralıkları verilmiştir. SiC yarıiletken güç elemanlarının 10 kHz ile 10 MHz arasındaki frekanslarda üretilmesi öngörülmüştür.



Şekil 2.29 Yarıiletken güç elemanlarının gelecekte ulaşması tahmin edilen frekans-güç grafiği

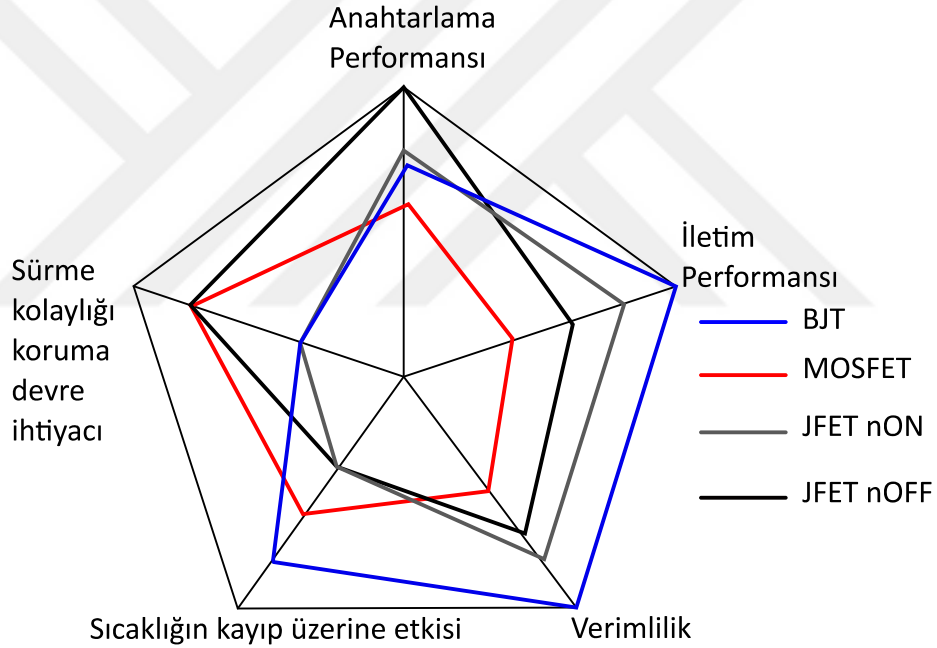
2.9.1 SiC Yarıiletken Güç Elemanlarının Karşılaştırılması

Şekil 2.30'da SiC yarıiletken güç elemanları kendi aralarında anahtarlama performansları, sürme kolaylığı ve koruma devresi ihtiyacı, sıcaklığın verime etkisi ve verimleri açısından karşılaştırılmıştır. SiC yarıiletken güç elemanlarının performansları aşağıda iyiden kötüye doğru sırasıyla verilmiştir.

sürme kolaylığı ve koruma devresi ihtiyacı: JFET normalde kesimde, MOSFET, BJT, JFET normalde iletimde.

Anahtarlama performansı: JFET normalde kesimde, JFET normalde iletimde, BJT, MOSFET.

iletim performansı: BJT, JFET normalde iletimde, JFET normalde kesimde, MOSFET.



Şekil 2.30 SiC yarıiletken güç elemanlarının karşılaştırılması [26]

ENDÜKSİYONLA ISITMA

Elektrik enerjinin ısı enerjisine dönüşümü elektromanyetik yasalar doğrultusunda gerçekleşir. Değişken manyetik alan içerisindeki metal üzerinde gerilim endüklenir. Bu gerilim metalde yüksek akımlar oluşturarak ısınmayı sağlar.

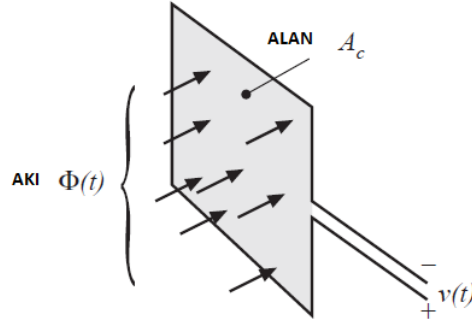
3.1 Endüksiyonla Isıtmada Kullanılan Temel Kavramlar

Endüksiyonla ısıtma, temel manyetik teorileri, deri etkisini ve eşdeğer transformatör modelini kapsar.

3.1.1 Temel Manyetik Teoriler

Faraday Kanunu: Endüksiyonla ısıtmanın prensibi Faraday kanuna dayanır. Faraday kanuna göre kapalı bir çevrimde manyetik alan değişimine göre bir gerilim endüklenir. Endüklenen gerilim manyetik akı ile doğru orantı olarak değişir [82]. Denklem 3.1'de A_c kesit alanı, ϕ ilgili kesitten geçen toplam akı, B akı yoğunluğu ve V sargı uçlarında endüklenen gerilim olarak tanımlanmaktadır. Şekil 3.1'de kapalı bir çevrim içinden akan manyetik akı çizgileri gösterilmiştir.

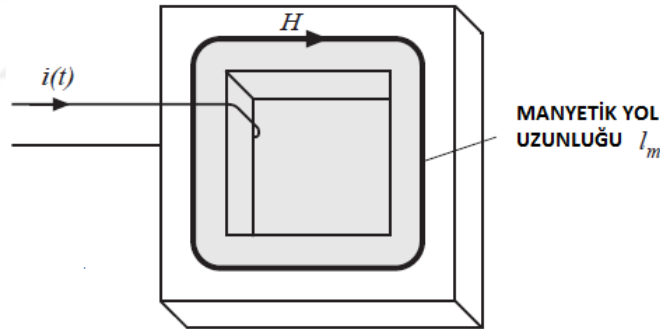
$$V(t) = A_c \frac{dB(t)}{dt} \quad (3.1)$$



Şekil 3.1 Kapalı bir çevrim içinden akan manyetik akı çizgileri [82]

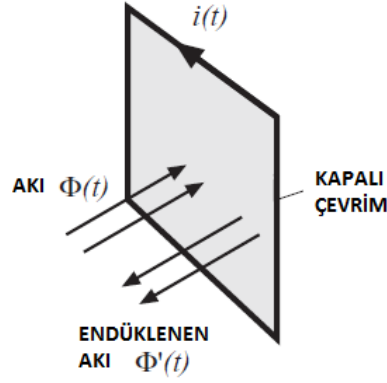
Amper Kanunu: İletken bir telden akım geçirilmesiyle telin etrafında manyetik alan çizgileri meydana gelir [5], [82]. İletkenden akan akım, manyetik alan şiddetini oluşturur. Manyetik alan şiddeti H ile gösterilir. Denklem 3.2’de Amper kanununun denklemi verilmiştir. Şekil 3.2’de trafoda oluşan manyetik alan şiddeti gösterilmiştir. F manyetomotor kuvvetini, I iletkenden geçen akımı ve N sarım sayısını göstermektedir.

$$F(t) = H(t)l_m = N i(t) \quad (3.2)$$



Şekil 3.2 Trafoda akıma bağlı oluşan manyetik alan şiddeti [82]

Lenz Kanunu: Lenz kanununa göre endüklenen gerilimin oluşturduğu akı yönü kendisini oluşturan etkiyi azaltacak yöndedir. Şekil 3.3’te manyetik akının değişimine zıt olarak endüklenen manyetik akı görülmektedir.



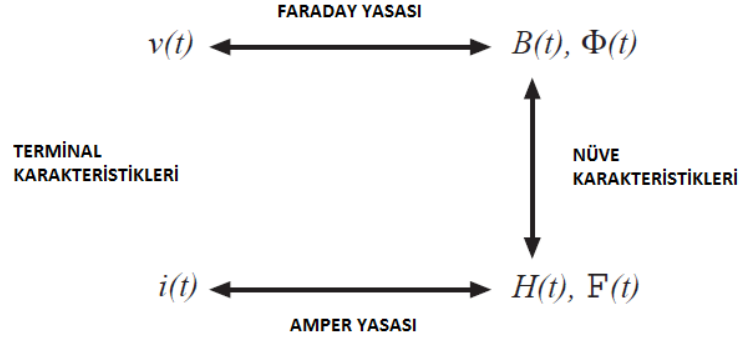
Şekil 3.3 Lenz kanununa göre oluşan akı [82]

Manyetik kavramlara ait birimler ve dönüşümler Çizelge 3.1’de verilmiştir. Burada μ_0 boşluğun manyetik geçirgenliği, μ_R ise malzemenin manyetik geçirgenliğidir.

Çizelge 3.1 Manyetik kavramlara ait birimler ve dönüşümler [82]

	Birim	Alternatif Birim	Dönüşüm
Çekirdek malzeme denklemleri	$B = \mu_0 \mu_R H$	$B = \mu_R H$	
B	Tesla	Gauss	$1 \text{ T} = 10^4 \text{ G}$
H	Amper/Metre	Oersted	$1 \text{ A/m} = 4\pi \cdot 10^{-3} \text{ Oe}$
ϕ	Weber	Maxwell	$1 \text{ T} = 1 \text{ Wb/m}^2$

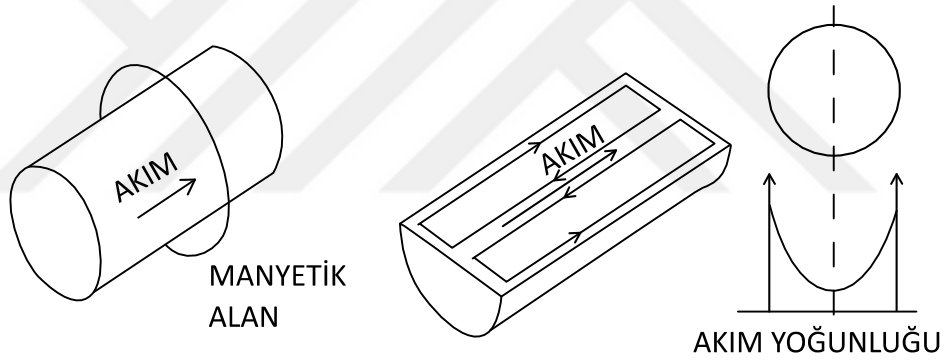
Endüksiyonla ısıtma sisteminde görülen enerji dönüşümü Şekil 3.4’te verilmiştir. Endüksiyonla ısıtmanın gerçekleşmesi için öncelikle bobinde zamanla değişken akım oluşturulur. Oluşan bu akım değişken manyetik alan şiddetini oluşturur. Ferromanyetik malzemenin karakteristiğine bağlı olarak nüvede zamanla değişen manyetik akı oluşur. Zamanla değişen manyetik akı, Faraday kanuna göre ferromanyetik malzemede gerilim endükler. Değişken manyetik akıların oluşturdukları girdap akımları ferromanyetik malzemenin ısınmasına neden olur.



Şekil 3.4 Manyetik enerji dönüşümü [82]

3.1.2 Deri Etkisi ve Girdap Akımları

Girdap akımları Lenz kanununun sonucu olarak oluşur. Şekil 3.5'te iletken kesitinin merkezinde oluşan girdap akımı ana akımı azaltacak yönde, yüzey kısmında oluşan girdap akımı ise ana akımı arttıracak yöndedir.



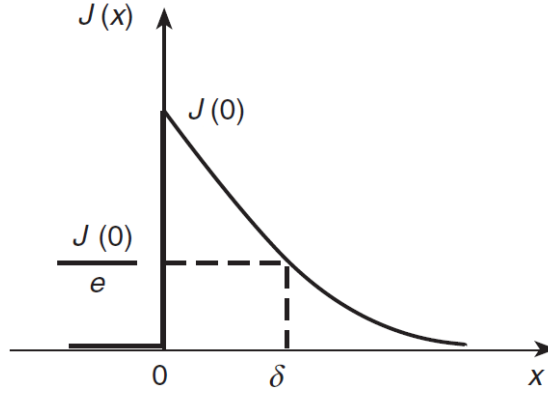
Şekil 3.5 Girdap akımları ve girdap akımı sonucunda oluşan deri etkisi

İletken teldeki akımın yüzey kısmında daha fazla, iç kısımlarında daha az akmasıyla deri etkisi oluşur. Deri etkisinin oluşumuyla birlikte akımın aktığı etkin kesit azalacaktır. Malzemenin direnci R , ısı kayıp ise I^2R 'dir. Deri etkisi frekansla doğru orantılıdır. Endüksiyonla ısıtmada girdap akımları ısınmayı sağlar.

Nüfus derinliği deri etkisi ile ters orantılı olarak değişir. Nüfus derinliğinin formülü denklem 3.5'te verilmiştir. Şekil 3.6'da ise uzaklığa bağlı akım yoğunluk grafiği verilmiştir.

Yüzeyin direnci ise denklem 3.6'ya göre hesaplanır. Burada J yüzeyden x kadar uzakta oluşan akım yoğunluğu, x madde yüzeyine olan uzaklık, $J(0)$ madde yüzeyindeki akım yoğunluğu, δ nüfus derinliğini göstermektedir.

$$J = J(0) e^{-x/\delta} \quad (3.3)$$



Şekil 3.6 Akım yoğunluğu - nüfuz derinliği grafiği [82]

ρ metalin elektriksel özdirenci, μ_r bağıl manyetik geçirgenlik, μ_0 havanın manyetik geçirgenliği olarak tanımlanmaktadır. Manyetik geçirgenlik μ , nüfuz derinliği δ , metalin yüzey direnci R_s aşağıdaki eşitlikler ile ifade edilmektedir [82].

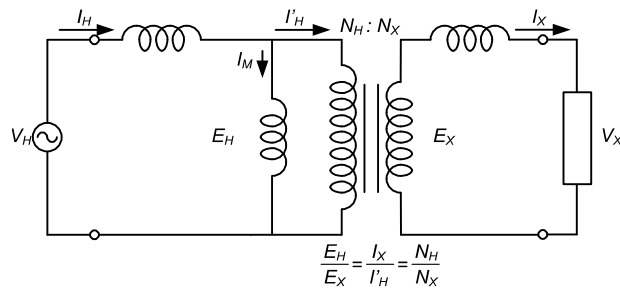
$$\mu = \mu_r \mu_0 \quad (3.4)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu \pi f}} \quad (3.5)$$

$$R_s = \frac{\rho}{\delta} = \sqrt{f \mu \pi \rho} \quad (3.6)$$

3.1.3 Transformatör Eşdeğer Devresi

Endüksiyonla ısıtmanın çalışma prensibi trafonun çalışma prensibine dayanır. Şekil 3.7'de trafonun eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 3.7 Trafonun eşdeğer devresi

3.2 Endüksiyonla Isıtmanın Uygulama Alanları

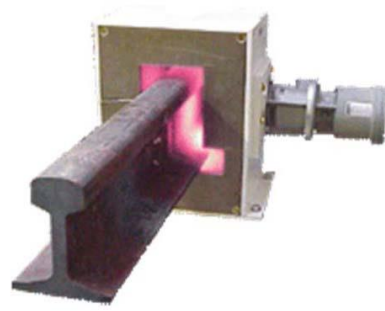
Endüksiyonla ısıtma endüstri, tıp ve ev uygulamalarında kullanılmaktadır [3].

3.2.1 Endüstri Uygulamaları

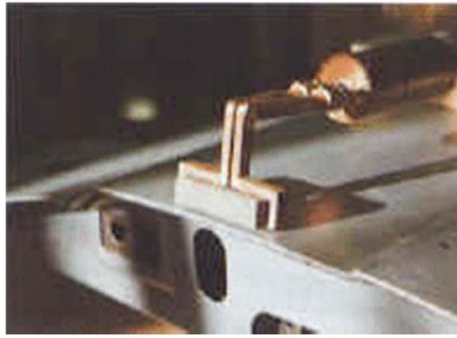
Endüksiyonun endüstriyel uygulamaları 1900'lu yılların başlarında metal eritmeye başlamıştır. Sonrasında endüksiyonla ısıtma uzay, otomotiv gibi uygulamalarda kullanılmıştır. Endüstride metal eritme, dövme, yüzey işleme, sızdırmazlık, yapıştırma, kaynak ve tavlama işlemleri öncesinde ve sonrasında malzemeyi ısıtmak için EI kullanılmaktadır. Şekil 3.8'de ve Şekil 3.9'da endüksiyonla ısıtmanın kullanıldığı farklı endüstriyel uygulamalar görülmektedir.



(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 3.8 Endüksiyonla ısıtma uygulamaları [3]



Şekil 3.9 Endüksiyonla ısıtma uygulamalarında metal sertleştirme uygulaması [3]

3.2.2 Tıp Uygulamaları

Endüksiyonla ısıtma teknolojisi temiz, hızlı ve taşınabilir olmasından dolayı çoğu tıp uygulamalarında kullanılmaktadır. Endüksiyonla ısıtma tümör bölgesindeki kanserli hücrelerin ısıtılarak yok edilmesi için kullanılmaktadır [3]. Ferromanyetik malzeme vücutta kanserli bölgeye yerleştirilerek, kanser hücrelerin temassız şekilde ortadan kaldırılmasını sağlar.

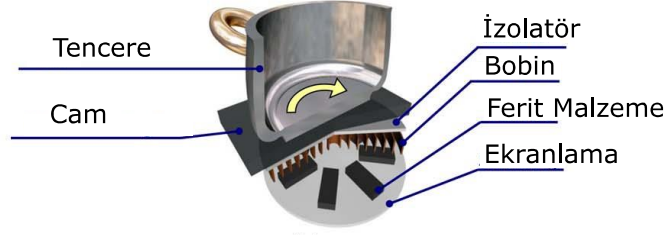
3.2.3 Ev Uygulamaları

Ev tipi endüksiyonlu ocaklar genelde 2 fazlı ve 7600 W'a kadar üretilir. 30 cm, 60 cm ve 90 cm ürün çeşitleri piyasada bulunmaktadır. Ev tipi endüksiyonlu ocaklar taşınabilir ve gömülü olarak üretilmektedir. Şekil 3.10'da ev tipi endüksiyonlu bir ocak uygulaması görülmektedir.



Şekil 3.10 Ev tipi endüksiyonlu ocak

Endüksiyonlu ocağın içinde temel olarak bobin, inverter kartı, arayüz kartı ve soğutucu bulunmaktadır. Bobin enerjiyi tencereye transfer etmek amacıyla kullanılır. İnverter yüksek frekanslı AC gerilim oluşturarak bobine sinüsoidal akım sağlar. Arayüz kartı da inverter kartıyla haberleşerek kullanıcıyı bilgilendirir. Soğutucu bölümü sistemdeki yarıiletken güç elemanlarının soğutulması için gereklidir. Standartlara uygun elektromanyetik uyumluluğu sağlamak için filtre kartı tasarlanmaktadır. Bu kart bazen inverter kartıyla bütünleşik ya da ayrı olabilmektedir. Şekil 3.11’de endüksiyonlu ocağın ve bobinin bölümleri görülmektedir.



Şekil 3.11 Endüksiyonlu ocağın ve bobinin bölümleri

Ev tipi endüksiyonlu ocaklarda kullanılan bobinler genelde düzlemsel bobinlerdir. Bobinde izolator, bobin, ferit malzeme ve elektromanyetik gürültünün engellenmesi için ekranlama bölümü vardır. Feritlerin amacı elektromanyetik alanı yönlendirmektir. Bobin ile tencere arasında seramik cam vardır. Seramik cam ısıya ve mekanik darbelere karşı dayanıklıdır. İzolatör, bobini yansıyan ısıya karşı korur.

Özellikle 2000 W ve altında çalışan endüksiyonlu ocaklarda, maliyeti daha düşük olduğu için ferit nüvenin ve bobin sargılarının plastik karkasa yerleştirilmesi tercih edilir. Şekil 3.12’de plastik karkaslı bir bobin örneği görülmektedir.



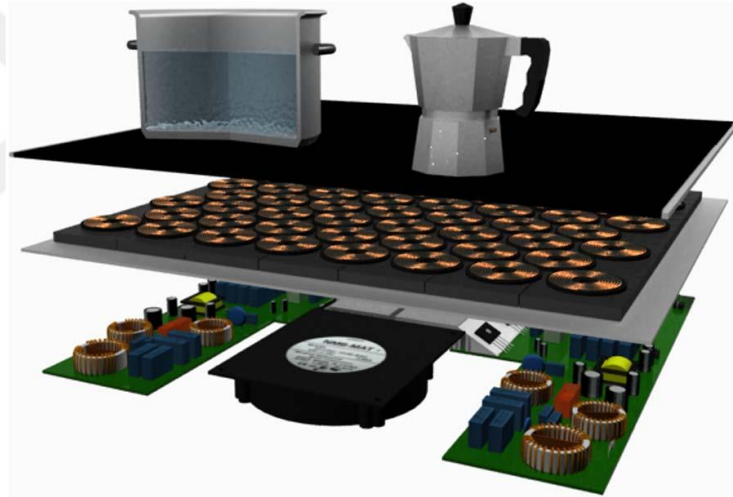
Şekil 3.12 Plastik karkaslı bobin

Isıyı daha homojen dağıtmak için farklı türde tasarlanan bobinler mevcuttur. Şekil 3.13'te bu amaçla tasarlanan farklı bobin çeşitleri görülmektedir.



Şekil 3.13 Isıyı homojen dağıtmak için tasarlanan bobinler [3]

Ev tipi endüksiyonlu ocaklarda yine ısıyı daha homojen dağıtabilmek amacıyla birden fazla bobini yük olarak kullanan modern tasarımlı ürünlerde vardır. Şekil 3.14'te görülmekte olan endüksiyonlu ocak çoklu bobin tasarımına iyi bir örnektir.



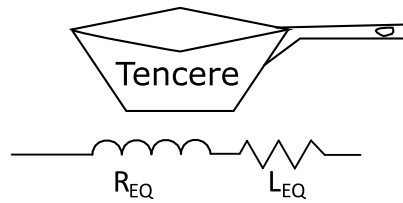
Şekil 3.14 Endüksiyonlu ocakta çoklu bobin uygulaması

SERİ REZONANSLI YARIM KÖPRÜ İNVERTER

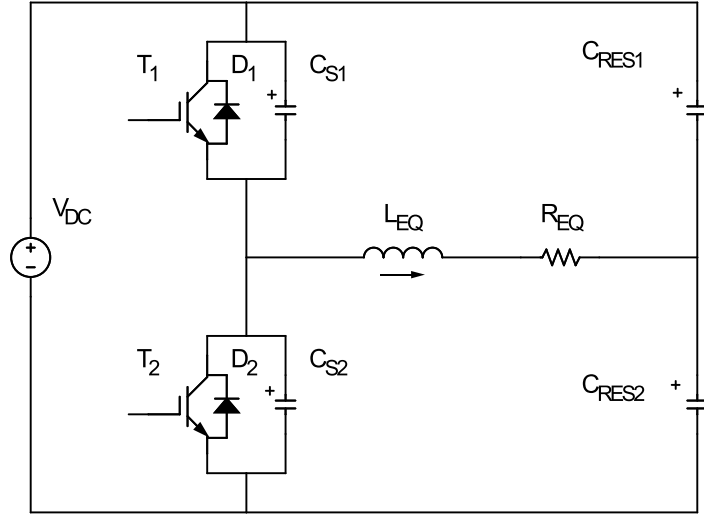
Maliyet ve performans açısından dengeli olan seri rezonanslı yarım köprü inverter topolojisi ev tipi endüksiyonlu ocaklarda sıkça kullanılır [26].

4.1 Seri Rezonanslı Yarım Köprü İnverter

Endüstride DC gerilimi AC gerilime çevirmek amacıyla yarım köprü seri rezonanslı inverterler sıkça kullanılmaktadır. Bu topolojide endüktanstan geçen akım sinüsoidal ve anahtarın uçlarındaki gerilim ise kare dalgadır. Şekil 4.2’de seri rezonanslı yarım köprü inverter topolojisi görülmektedir. T_1, T_2 yarıiletken güç elemanlarını D_1, D_2 serbest geçiş diyotlarını C_{S1}, C_{S2} bastırma kondansatörlerini C_{RES1}, C_{RES2} rezonans kondansatörlerini L_{EQ}, R_{EQ} sırasıyla bobin ve tencerenin eşdeğer endüktansını ve direncini göstermektedir. Endüksiyonlu ocaklarda bobin ve tencere, Şekil 4.1’de görüldüğü gibi birbirine seri olarak bağlanan L_{EQ} eşdeğer endüktansı ve R_{EQ} eşdeğer direnci ile modellenir.



Şekil 4.1 Tencere ve bobinin eşdeğer modeli



Şekil 4.2 Yarım köprü seri rezonanslı inverter

Yarım köprü seri rezonanslı inverter genelde rezonans frekansının üzerinde sıfır gerilimde, iletme girme kayıpları olmadan çalıştırılır [5]. Bastırma kondansatörleri kesime girme kayıplarının azaltılması için yarıiletken güç elemanlarına paralel olarak bağlanır [83]. Si IGBT'lerin anahtarlama hızlarının 100 kHz'e çıkabilmesi için bastırma kondansatörleri önemlidir [26].

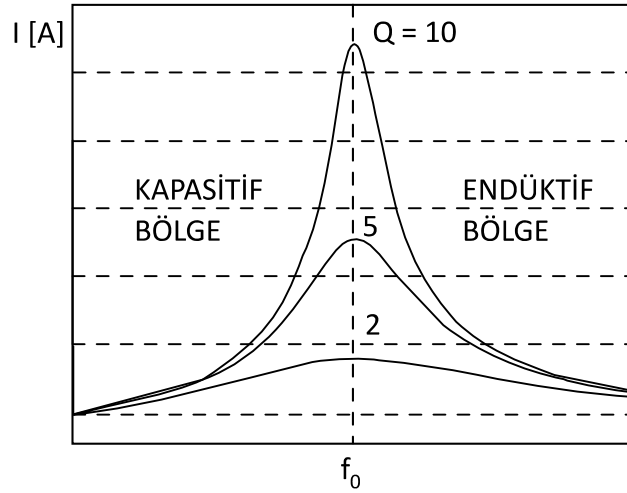
Seri rezonanslı yarı köprü inverter devresinin analizi için gerekli denklemler aşağıda verilmiştir. Burada ω_0 rezonans frekansı, Z_0 karakteristik empedans ve Q kalite faktörüdür.

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_{EQ}C_{RES}} \quad (4.1)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{EQ}}{C_{RES}}} = \omega_0 L_{EQ} = 1/(\omega_0 C_{RES}) \quad (4.2)$$

$$Q = \omega_0 L_{EQ}/R_{EQ} = 1/(\omega_0 C_{RES}R_{EQ}) = \frac{Z_0}{R} \quad (4.3)$$

Kalite faktörü rezonansın bir çevriminde aktarılan aktif gücün göstergesidir. Frekans ve akıma bağlı kalite faktörü grafiği Şekil 4.3'te gösterilmiştir. Q kalite faktörü artarsa, aktarılan güç artmaktadır ama sistemin frekans cevabı hızlanmaktadır.



Şekil 4.3 Kalite faktörünün frekans ve akıma bağlı grafiği [5]

Aralık 1: Bu aralıkta D_1 diyotu iletimdedir. T_1 anahtarının uçlarındaki gerilim sıfırdır. T_1 anahtarının kapısına pozitif gerilim uygulanır. Bu sayede T_1 anahtarı iletim için hazır hale gelir. L_{EQ} endüktansındaki kalan enerji D_1 - C_{RES1} üzerinden boşalır. C_{RES1} şarj olurken C_{RES2} deşarj olur. L_{EQ} endüktansındaki enerji bittiğinden D_1 diyotu kesime girer. D_1 diyotunun kesime girmesiyle aralık tamamlanır.

Aralık 2: D_1 diyotunun kesime girmesiyle T_1 üzerinden akım akmaya başlar. T_1 anahtarı sıfır gerilim altında iletime girer. C_{RES2} şarj olurken C_{RES1} deşarj olur. Bu aralıkta akım V_{DC} - T_1 - L_{EQ} - R_{EQ} - C_{RES2} ve V_{DC} - T_1 - L_{EQ} - R_{EQ} - C_{RES1} yolunu izler. T_1 anahtarının kapı sinyalinin kesilmesiyle bu aralık son bulur. T_1 anahtarı sert bir şekilde kesime girer. Bu aralığa ait devre denklemleri aşağıda verilmiştir.

$$V_{DC} = v_{LEQ}(t) + v_{REQ}(t) + v_{CRES2}(t) \quad (4.4)$$

$$v_{LEQ}(t) + v_{REQ}(t) - v_{CRES1}(t) = 0 \quad (4.5)$$

T_1 anahtarı iletime girdiği zaman rezonans devresinde kare dalga şeklinde gerilim görülür. Kare dalga gerilim aşağıdaki denklemler kullanılarak fourier serisine açılır.

$$v = V_{DC}, \quad 0 < \omega t < \pi \quad (4.6)$$

$$v = 0, \quad \pi < \omega t < 2\pi \quad (4.7)$$

$$v = V_{DC} \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega t + \frac{2}{5\pi} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (4.8)$$

$$v_1 = V_{1max} \cdot \sin \omega_s t \quad (4.9)$$

v_1 gerilimin anlık değeri, ω_s çalışma frekansı, ω_r ise rezonans frekansıdır.

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (4.6)$$

$$\omega_r = 2\pi f_r = \frac{1}{\sqrt{L_{EQ} C_{EQ}}} \quad (4.7)$$

$$V_{1max} = \frac{2V_{DC}}{\pi} \quad (4.8)$$

$$V_{1rms} = \frac{2V_{DC}}{\sqrt{2}} \quad (4.9)$$

V_{1rms} giriş geriliminin etkin değeridir. V_{1max} ise giriş gerilimin maksimum değeridir.

Kondansatör üzerindeki gerilimin zamanla değişimi denklem 4.10'da verilmiştir. φ akım ile gerilim arasındaki faz farkıdır.

$$v_{CRES2} = V_{CRES2max} \cdot \sin(\omega_s t - \varphi) \quad (4.10)$$

$$V_{CRES2max} = \frac{I_{LEQmax}}{\omega_s C_{EQ}} \quad (4.11)$$

Bobinin akımı denklem 4.12'deki gibi ifade edilir. Bobin akımının maksimum değeri denklem 4.15'de verilmiştir. Z_{EQ} rezonans devresinin giriş empedansıdır.

$$i_{LEQ} = I_{LEQmax} \cdot \sin(\omega_s t - \varphi) \quad (4.12)$$

$$\cos \varphi = \frac{R_{EQ}}{Z_{EQ}} \quad (4.13)$$

$$Z_{EQ} = R_{EQ} + j\left(\omega_s L_{EQ} - \frac{1}{\omega_s C_{EQ}}\right) \quad (4.14)$$

$$I_{LEQmax} = \frac{2V_{DC}}{\pi Z_{EQ}} \quad (4.15)$$

Aralık 3: T_1 anahtarının sinyali kesildikten sonra C_{S1} kondansatörü V_{DC} tarafından şebeke gerilimine kadar şarj olur. Aynı şekilde C_{S2} kondansatörü L_{EQ} - R_{EQ} - C_{RES2} yolunu izleyerek deşarj olur. C_{S1} ve C_{S2} kondansatörlerinin şarj ve deşarjları bittiğinde bu aralık tamamlanır. Bu aralığın sonunda D_2 diyotu iletme girer.

Aralık 4: Bu aralık D_2 diyotunun ZVS ile iletme girmesiyle başlar. Bu aralık D_2 diyotunun serbest geçiş akım aralığıdır. Bu aralıkta akım D_2 - L_{EQ} - R_{EQ} - C_{RES1} - V_{DC} ve D_2 - L_{EQ} - R_{EQ} - C_{RES2} yolunu izler. Bu aralıkta T_2 anahtarının sinyali verilir, T_2 anahtarı iletme girmeye hazır hale gelir. L_{EQ} endüktansındaki enerji bittiğinde bu aralık son bulur. Bu aralıktaki denklemler 2. aralıktaki denklemler ile aynıdır.

$$v_{CRES2} = V_{CRES2max} \cdot \sin(\omega_s t - \varphi) \quad (4.16)$$

$$V_{CRES2max} = \frac{I_{LEQmax}}{\omega_s C_{EQ}} \quad (4.17)$$

$$Z_{EQ} = R_{EQ} + j(\omega_s L_{EQ} - \frac{1}{\omega_s C_{EQ}}) \quad (4.20)$$

$$I_{LEQmax} = \frac{2V_{DC}}{\pi Z_{EQ}} \quad (4.21)$$

Aralık 5: T_2 anahtarının sıfır gerilim altında iletme girmesiyle bu aralık başlar. Akım L_{EQ} - T_2 - C_{RES2} ve V_{DC} - C_{RES1} - R_{EQ} - L_{EQ} - T_2 yolunu izler. C_{RES1} şarj olurken C_{RES2} deşarj olur. T_2 anahtarının sert bir şekilde kesime girmesiyle bu aralık son bulur. Bu aralığa ait devre denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$V_{DC} = v_{CRES1}(t) - v_{REQ}(t) - v_{LEQ}(t) \quad (4.22)$$

$$v_{CRES2}(t) + v_{LEQ}(t) + v_{REQ}(t) = 0 \quad (4.23)$$

$$v_{CRES2} = -V_{CRES2max} \cdot \sin(\omega_s t - \varphi) \quad (4.24)$$

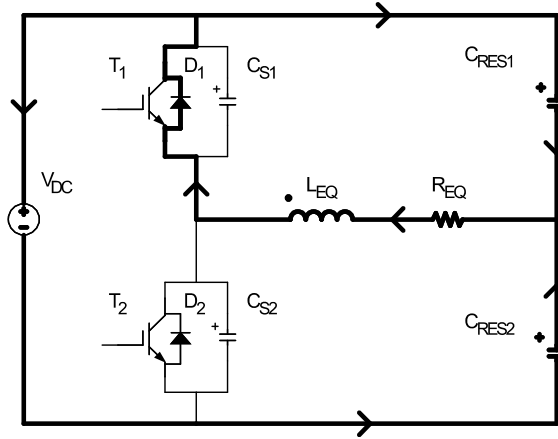
$$V_{CRES2max} = -\frac{I_{LEQmax}}{\omega_s C_{EQ}} \quad (4.25)$$

$$i_{LEQ} = -I_{Lmax} \sin(\omega_s t - \varphi) \quad (4.26)$$

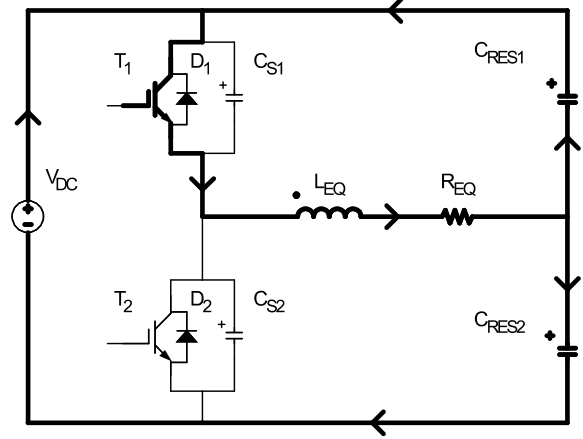
$$I_{LEQmax} = -\frac{2V_{DC}}{\pi Z_{EQ}} \quad (4.27)$$

Aralık 6: T_2 anahtarının kesime girmesiyle birlikte C_{S2} kondansatörü şarj olurken, C_{S1} kondansatörü deşarj olur. C_{S1} ve C_{S2} kondansatörlerinin şarj ve deşarjları tamamlandığında bu aralık sona erer. D_1 diyotunun ZVS ile iletme girmesiyle başlangıç anına dönmüş olur.

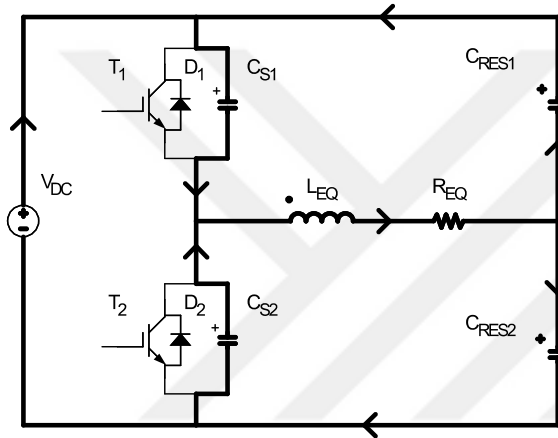
Şekil 4.5'de seri rezonanslı yarım köprü inverterin akım ve gerilim dalga şekilleri verilmiştir.



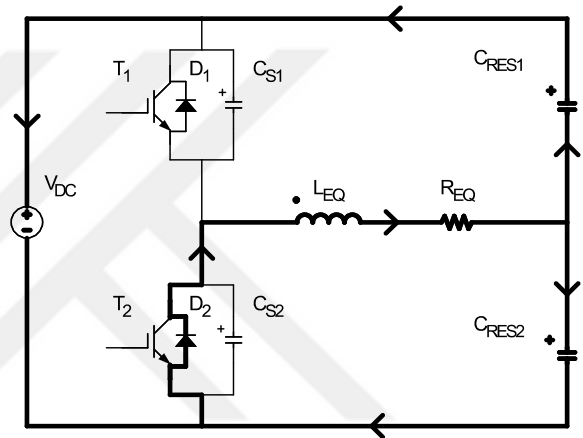
I



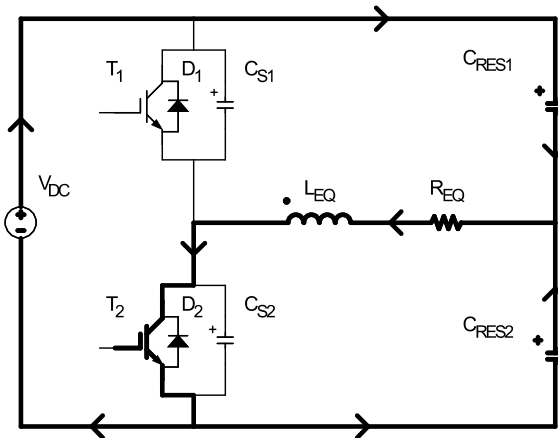
II



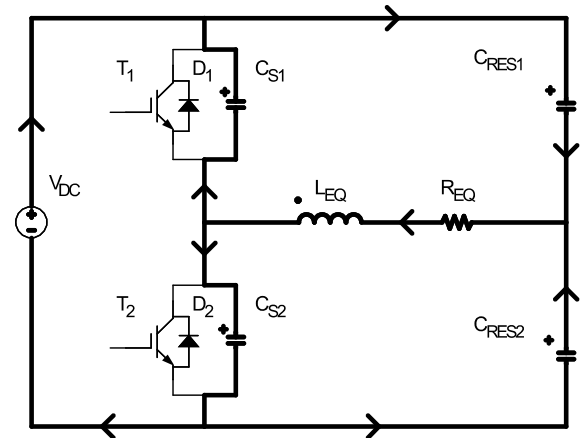
III



IV

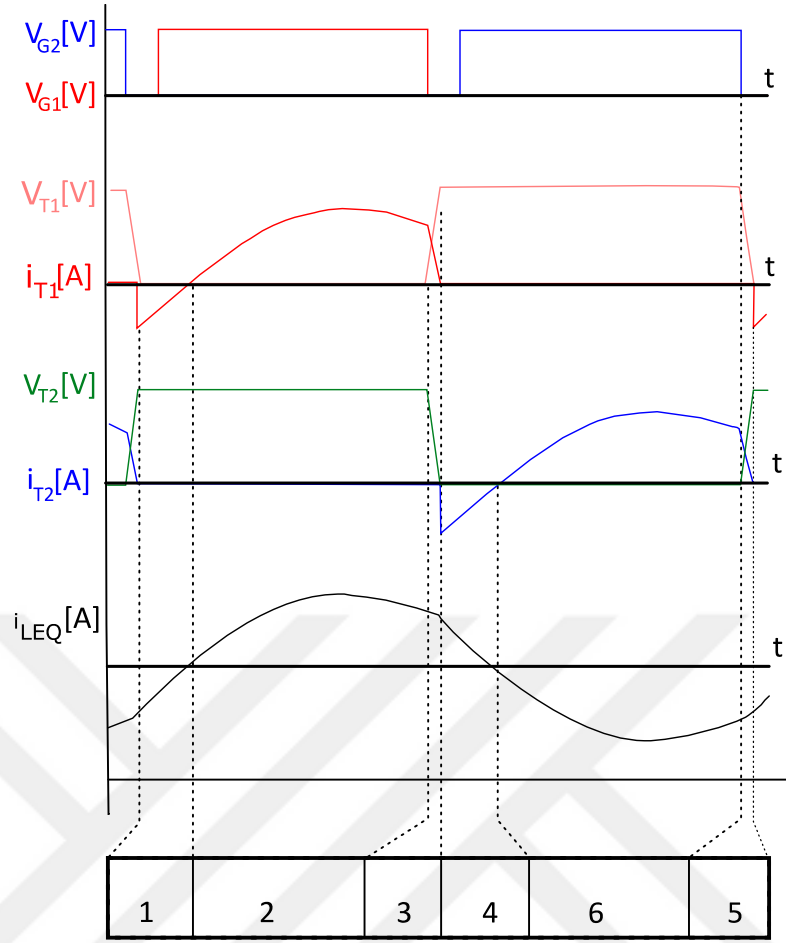


V



VI

Şekil 4.4 Seri rezonanslı yarım köprü inverterin aralıkları



Şekil 4.5 Seri rezonanslı yarım köprü inverterin akım ve gerilim dalga şekilleri

4.2 Tasarım Yöntemi

Yarım köprü seri rezonanslı inverter devresinde anahtar kesimde iken elemana gelen maksimum gerilim, V_{DC} gerilimine eşit olur. Bu durumda V_{DC} için fourier analizi yapılır. Rezonans devresinin V_M maksimum gerilimi, V_{RMS} efektif gerilimi aşağıdaki denklemlerde verilmiştir [5].

$$v = V_{DC}, \quad 0 < \omega t < \pi \quad (4.28)$$

$$v = 0, \quad \pi < \omega t < 2\pi \quad (4.29)$$

$$v = V_{DC} \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega t + \frac{2}{5\pi} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (4.30)$$

$$V_M = \frac{2V_{DC}}{\pi} = 0.637V_{DC} \quad (4.31)$$

$$V_{RMS} = \frac{V_M}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2} V_{DC}}{\pi} = 0.45V_{DC} \quad (4.32)$$

$$i(t) = I_M \sin(\omega t - \theta) \quad (4.33)$$

$$I_M = V_M / |Z| \quad (4.34)$$

$$I_{RMS} = I_M / \sqrt{2} \quad (4.35)$$

$$P_{DC} = V_{DC} \cdot I_{DC} \quad (4.36)$$

$$P_{\text{ÇIKIŞ}} = V_{RMS} \cdot I_{RMS} \quad (4.37)$$

$$P_{DC} \cong P_{\text{ÇIKIŞ}} \quad (4.38)$$

$$I_{DC} = 0.45 I_{RMS} \quad (4.39)$$

Uygulama devresi 45 kHz – 125 kHz aralığında çalıştırılmıştır. Devredeki pasif elemanlar ilk olarak bilinen değerlerle başlanmış, sonrasında iteratif yöntemlerle bilinmeyen pasif elemanların değerleri hesap edilmiştir. Bu hesaplamalar sonucunda elde edilen eleman değerleri Çizelge 4.1’de verilmiştir.

Çizelge 4.1 Uygulama devresinde kullanılan elemanların değerleri

C_S	Bastırma kondansatörü	0 nF
L_{EQ}	Eşdeğer endüktans	45 uH
R_{EQ}	Eşdeğer direnci	4,3 Ω
C_{RES}	Rezonans kondansatörü	270 nF
C_{FILTRE}	Giriş filtre kondansatörü	5 uF
L_{FILTRE}	Giriş filtre endüktansı	100 uH

DENEY VE ÖLÇÜMLER**5.1 Kullanılan Yarıiletken Güç Elemanları**

Uygulama devresinde kullanılan yarıiletken güç elemanları Çizelge 5.1’de verilmiştir.

Çizelge 5.1 Uygulama devresinde kullanılan yarıiletken güç elemanları

Yarıiletken Güç Elemanı	Üretici Firma	Ürün Kodu
IGBT	Infineon	IRGP4068
N-kanallı SiC Güç MOSFET’i	Rohm	SCT2080KE
N-kanallı SiC Güç MOSFET’i	Rohm	SCT3060AL
N-kanallı SiC Güç MOSFET’i	ST	SCTW35N65G2V
SiC Kaskot JFET	USCi	UJ3C065030K3S
SiC Kaskot JFET	USCi	UJ3C120040K3S
N-kanallı SiC Güç MOSFET’i	ST	SCT20N120

5.1.1 Elektriksel Özellikleri

Yarıiletken güç elemanlarına ait elektriksel özellikler Çizelge 5.2’de verilmiştir.

Çizelge 5.2 Yarıiletken güç elemanlarına ait elektriksel özellikler

Yarıiletken güç elemanı	Nominal Akım (A) ($T_{C=100^{\circ}C}$)	Nominal Gerilim (V)	R_{DSon} (m Ω)	Maksimum Güç Kaybı (W)
IRGP4068	48	600	$V_{CEon} = 2 \text{ V @ } 48 \text{ A, } 150^{\circ}C$	170
SCT3060AL	27	650	79.2m Ω @ 125 $^{\circ}C$, 13A	80
SCT2080KECU	28	1200	100m Ω @ 25 $^{\circ}C$, 20A	130
SCTW35N65G2V	35	650	55m Ω @ 125 $^{\circ}C$, 20A	90
UJC065030K3S	62	650	40m Ω @ 175 $^{\circ}C$, 20A	210
UJ3C120040K3S	47	1200	60m Ω @ 175 $^{\circ}C$, 20A	210
SCT20N120	16	1200	189m Ω @ 150 $^{\circ}C$, 10A	175 (25 $^{\circ}C$)

5.1.2 Anahtarlama Özellikleri

Yarıiletken güç elemanlarının anahtarlama karakteristikleri Çizelge 5.3'te verilmiştir.

Çizelge 5.3 Yarıiletken güç elemanlarının anahtarlama karakteristikleri

Yarıiletken güç elemanları	$t_{d(off)}$ (ns)	t_f (ns)	E_{off} (μ)	C_{iss} (pF)	C_{oes} (pF)	C_{res} (pF)
IRGP4068	176	46	1481	3025	245	90
	$I_C=48A, V_{CC}=400V, R_{GE} = 10\Omega,$ $T_J = 25^\circ C$			$V_{GS} = 0 V, V_{CC} = 30 V, f = 1 MHz$		
SCT3060AL	34	21	10	852	55	24
	$I_{DD}=13A, V_{DD}=300V, R_{GE} = 23\Omega,$ $T_J = 25^\circ C$			$V_{GS} = 0, V_{DS} = 500 V, f = 1 MHz$		
SCT2080KECU	76	22	51	2080	77	16
	$I_{DD}=10A, V_{DD}=400V,$ $R_{GE} = 40\Omega,$ $T_J = 25^\circ C$		$I_{DD}=10A,$ $V_{DD}=600V,$ $R_{GE} = 40\Omega,$ $T_J = 25^\circ C$	$V_{GS} = 0, V_{DS} = 800 V, f = 1 MHz$		
SCTW35N65G2V	35	14	35	1370	125	30
	$I_D=10A, V_{DD}=400V,$ $R_{GE} = 4.7\Omega,$ $T_J = 25^\circ C$		$I_D=20A,$ $V_{DD}=400V,$ $R_{GE} = 4.7\Omega,$ $T_J = 25^\circ C$	$V_{GS} = 0, V_{DS} = 400 V, f = 1 MHz$		
UJC065030K3S	63	17	330	1500	320	2.3
	$I_D=50A, V_{DS}=400V, R_{GE} = 20\Omega,$ $T_J = 150^\circ C$			$V_{GS} = 0, V_{DS} = 100 V, f = 100 kHz$		
UJ3C120040K3S	63	60	299	1500	210	1.7
	$I_D=40A, V_{DS}=800V, R_{GE} = 20\Omega,$ $T_J = 150^\circ C$			$V_{GS} = 0, V_{DS} = 100 V, f = 100 kHz$		
SCT20N120	27	16	100	650	65	14
	$I_D=10A, V_{DS}=800V, R_{GE} = 0\Omega,$ $T_J = 25^\circ C$		$I_D=10A,$ $V_{DS}=800V,$ $R_{GE} = 6.8\Omega,$ $T_J = 150^\circ C$	$V_{GS} = 0, V_{DS} = 400 V, f = 1 MHz$		

5.1.3 Sürme Gerilimleri ve Termik Özellikleri

Çizelge 5.4'te yarıiletken güç elemanlarının sürme gerilimleri ve termik özellikleri verilmiştir.

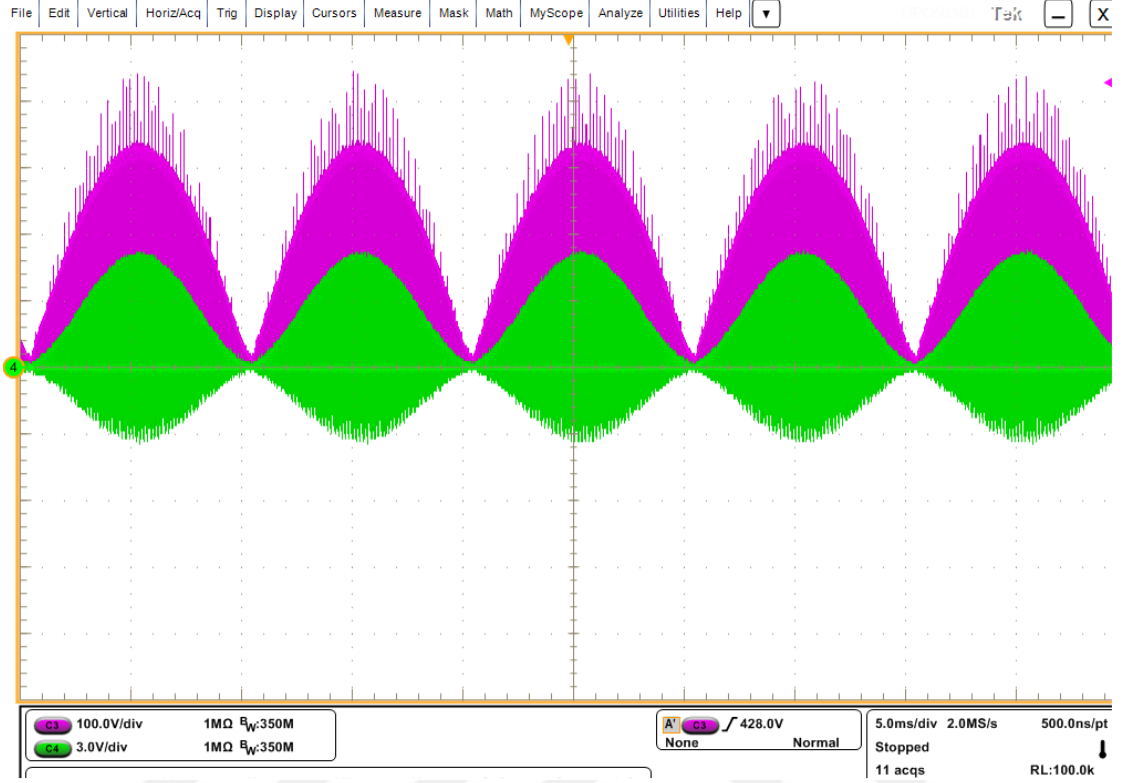
Çizelge 5.4 Yarıiletken güç elemanlarının termik özellikleri ve sürme gerilimleri

Yarıiletken güç elemanları	Jonksiyondan kılıfa termik direnç (°C/W)	Maksimum sıcaklığı (°C)	Sürme Gerilimi (V)
IRGP4068	0,45	(-55)-(+175)	(0)-(+15)
SCT3060AL	0,91	(-55)-(+175)	(-4)-(+22)
SCT2080KECU	0,57	(-55)-(+175)	(-6)-(+22)
SCTW35N65G2V	0,72	(-55)-(+175)	(-6)-(+22)
UJC065030K3S	0,34	(-55)-(+175)	(-25)-(+22)
UJ3C120040K3S	0,35	(-55)-(+175)	(-25)-(+22)
SCT20N120	1	(-55)-(+200)	(-10)-(+25)

5.2 Deneysel Sonuçlar ve Karşılaştırmalar

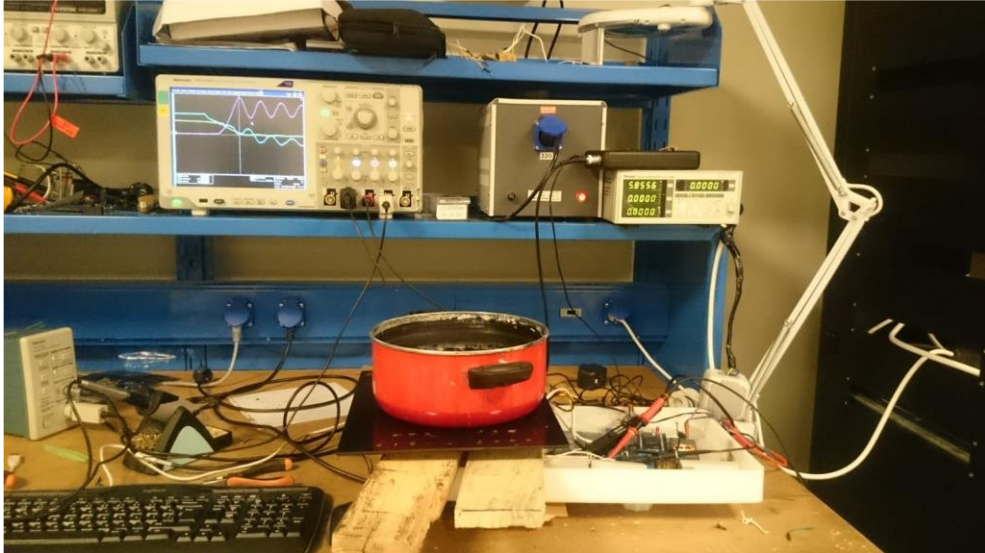
Yarıiletken güç elemanları 200 W ile 1800 W güç aralığında, 45 kHz ile 125 kHz anahtarlama frekans aralığında çalıştırılmıştır. Güç elemanlarının iletme ve kesime girmeleri sırasında gerilim ve akım dalga şekillerinin osiloskop görüntüleri alınmıştır. Yarıiletken güç elemanlarının farklı frekanslarda iletim ve anahtarlama kayıpları hesaplanmıştır. Yarıiletken güç elemanlarının kesime girme enerjileri kaybı W_{OFF} , kesime girme süresi ve akımın sıfıra düşme süresi ($I=17$ A) için hesaplanmıştır.

Şekil 5.1’de seri rezonanslı yarım köprü inverter devresinde bir yarıiletken güç elemanına ait akım ve gerilim dalga şekli görülmektedir.



Şekil 5.1 Yarıiletken güç elemanının akım ve gerilim dalga şekli

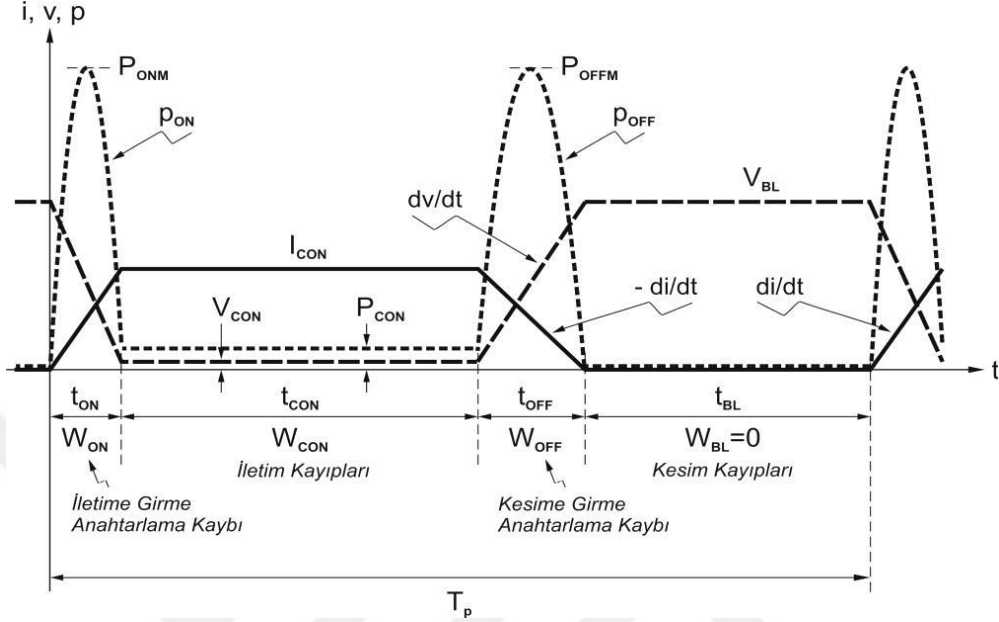
Şekil 5.2’de uygulama devresine ait fotoğraf görülmektedir.



Şekil 5.2 Uygulama devresi

5.3 Hesaplama Yöntemleri

Yarıiletken güç elemanlarının iletim ve anahtarlama olarak iki türlü kaybı vardır. Gerçek sonuçlar bilgisayar ortamında aşağıdaki formüllere göre hesaplanmıştır.



Şekil 5.3 Yarıiletken güç elemanının akım gerilim karakteristiği [84]

İletim ve anahtarlama güç kayıpları denklem 5.1 ve 5.7'ye göre hesaplanır. P_{CON} iletim kaybı, W_{ON} iletme girme esnasında enerji kaybı, W_{OFF} kesime girme esnasındaki enerji kaybı, W_{SW} toplam anahtarlama enerji kaybı, P_{ON} iletme girme esnasındaki güç kaybı, P_{OFF} kesime girme esnasındaki güç kaybı ve P_{SW} anahtarlama güç kaybıdır.

$$P_{CON} = \frac{1}{T_p} \int_0^{t_{CON}} V_{CON} i_{CON} dt \quad (5.1)$$

Elemandaki anahtarlama frekansına bağlı olarak anahtarlama güç kayıpları hesaplanır. Anahtarlama esnasındaki harcanan enerji kayıpları elemanın anahtarlama frekansıyla çarpılarak elemanın anahtarlama kayıpları bulunur.

$$W_{ON} = \int_0^{t_{ON}} V_{ON} i_{ON} dt \quad (5.2)$$

$$W_{OFF} = \int_0^{t_{OFF}} V_{OFF} i_{OFF} dt \quad (5.3)$$

$$W_{SW} = W_{ON} + W_{OFF} \quad (5.4)$$

$$P_{ON} = f_p W_{ON} \quad (5.5)$$

$$P_{OFF} = f_p W_{OFF} \quad (5.6)$$

$$P_{SW} = P_{ON} + P_{OFF} \quad (5.7)$$

5.4 Yarıiletken Güç Elemanlarının İletime ve Kesime Girmesi Esnasındaki Dalga Şekilleri

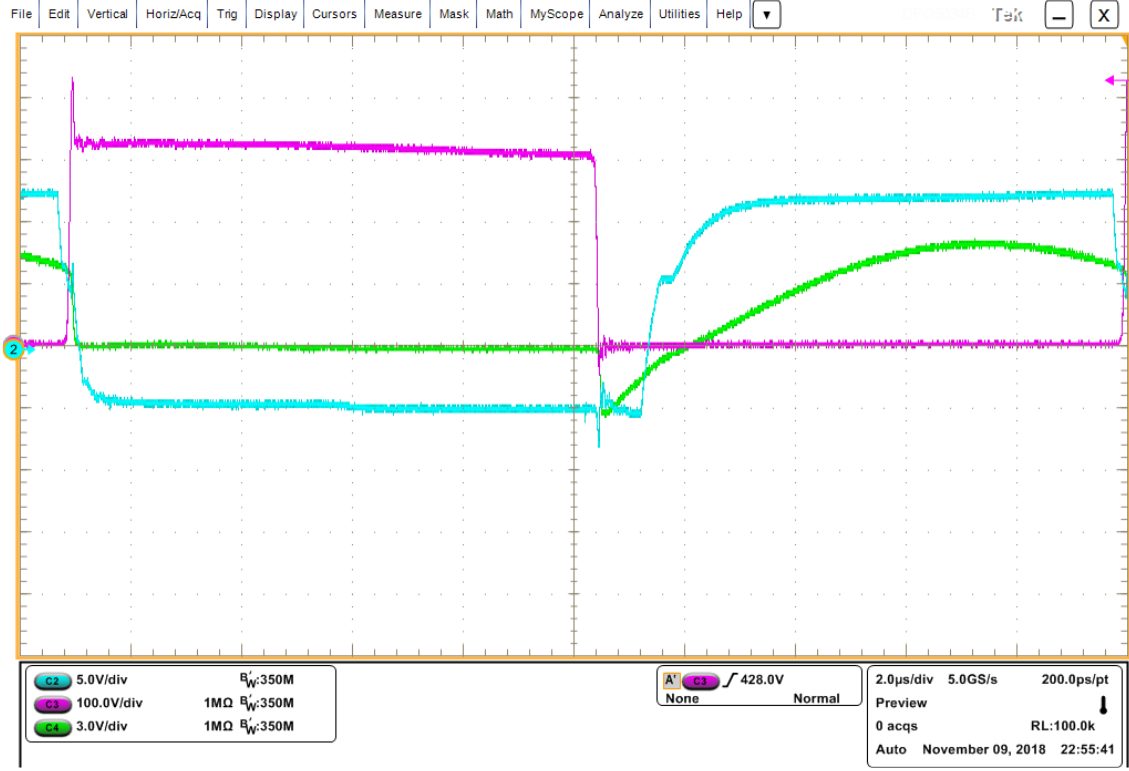
Yarıiletken güç elemanının kesime girmesi ve iletime girmesi esnasındaki dalga şekilleri sadece 52 kHz anahtarlama ($I=17A$) durumu için verilmiştir. Mavi renk kapı geriliminin dalga şeklini, kırmızı renk yarıiletken güç elemanın üzerindeki gerilimi, yeşil renk yarıiletken güç elemanının akımını gösterir.



5.4.1 IRGP4068 Si IGBT

5.4.1.1 İletime Girme

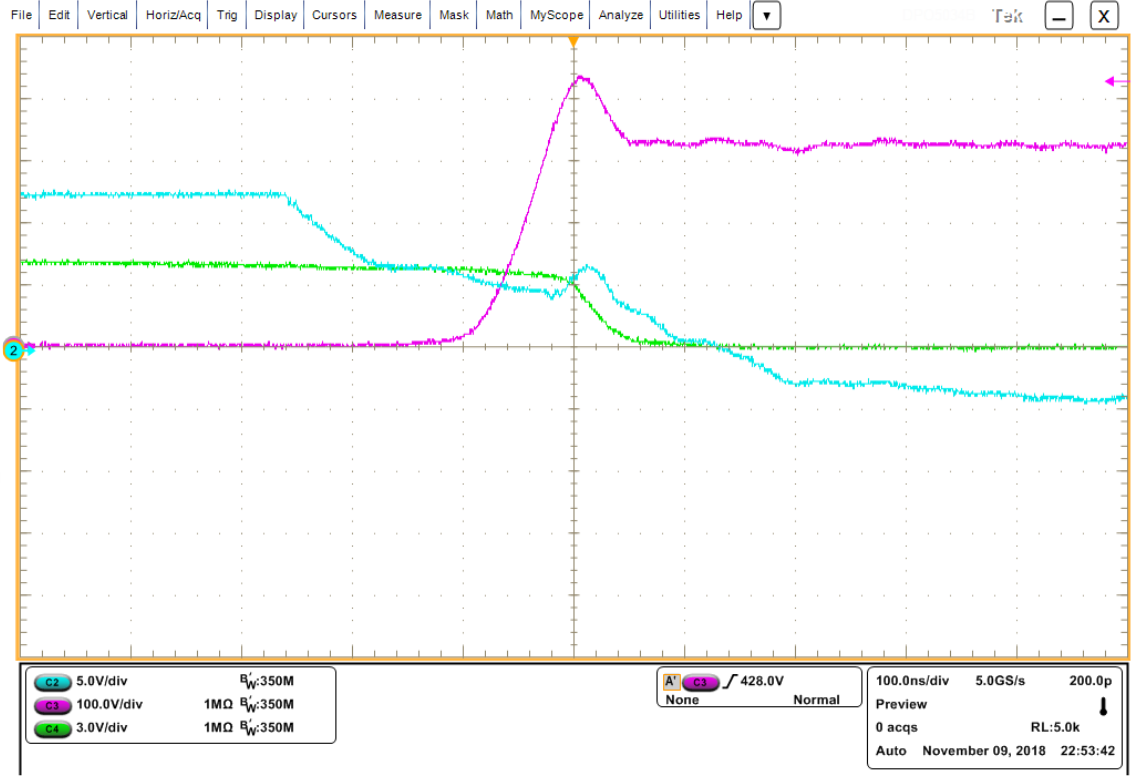
Şekil 5.4'te IRGP4068 IGBT için iletme girmesi esnasındaki dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 5.4 IRGP4068 IGBT'nin iletme girmesi esnasındaki dalga şekilleri

5.4.1.2 Kesime Girme

Şekil 5.5'te IRGP4068 IGBT için kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri verilmiştir.

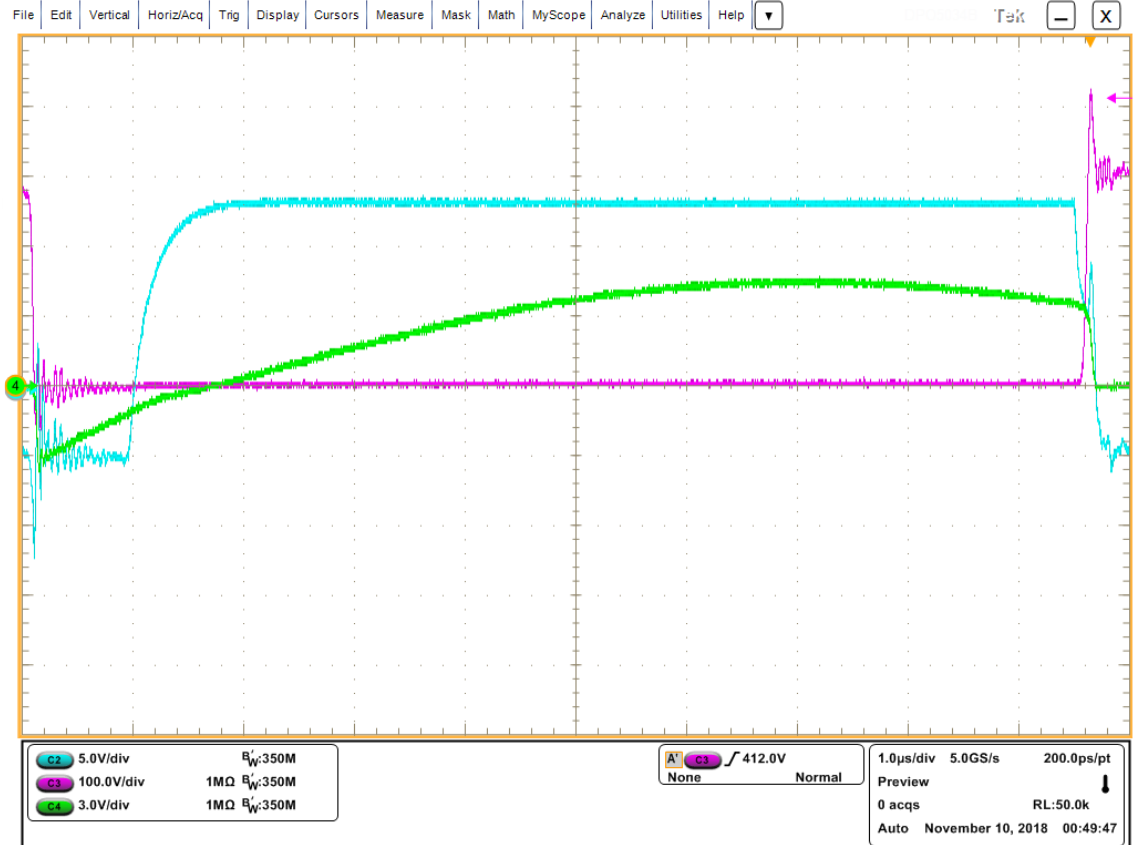


Şekil 5.5 IRGP4068 IGBT'nin kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri

5.4.2 SCT3060AL SiC MOSFET

5.4.2.1 İletime Girme

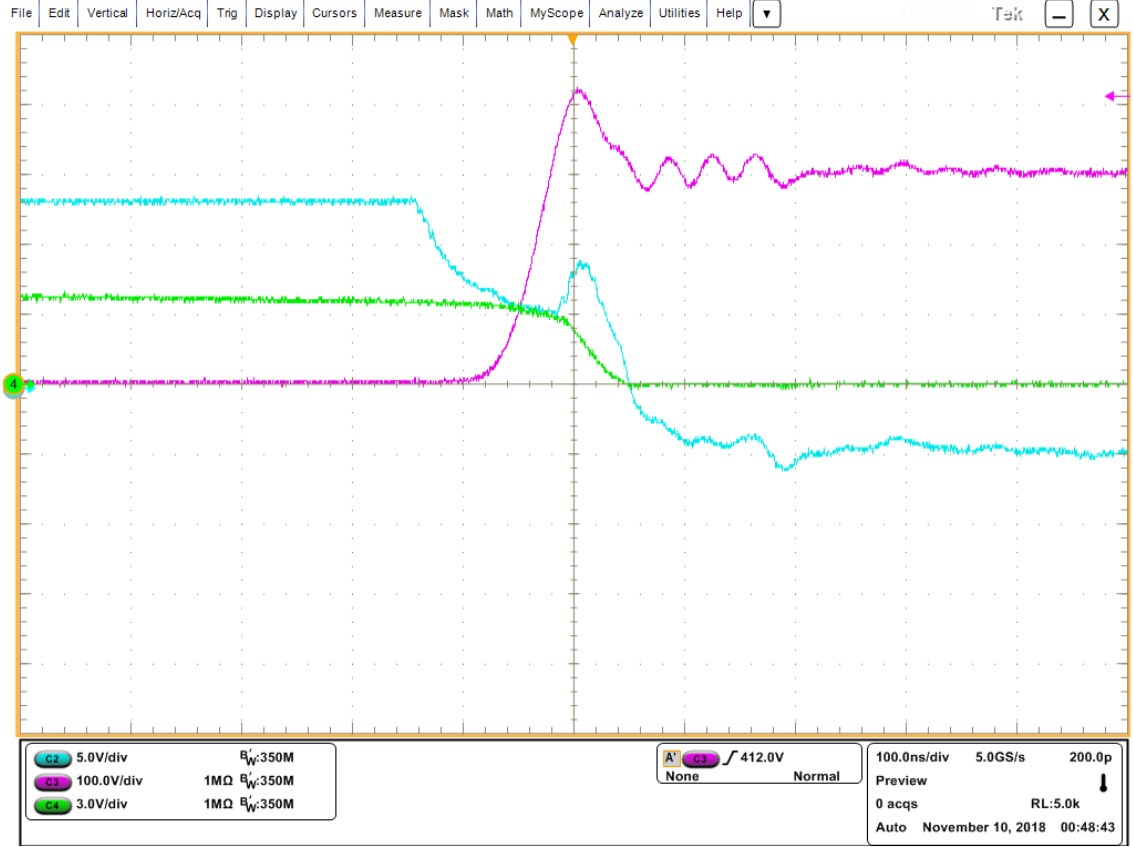
Şekil 5.6'da SCT3060AL SiC MOSFET için iletme girmesi esnasındaki dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 5.6 SCT3060AL SiC MOSFET'in iletme girmesi esnasındaki dalga şekilleri

5.4.2.2 Kesime Girme

Şekil 5.7’de SCT3060AL SiC MOSFET için kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri verilmiştir.

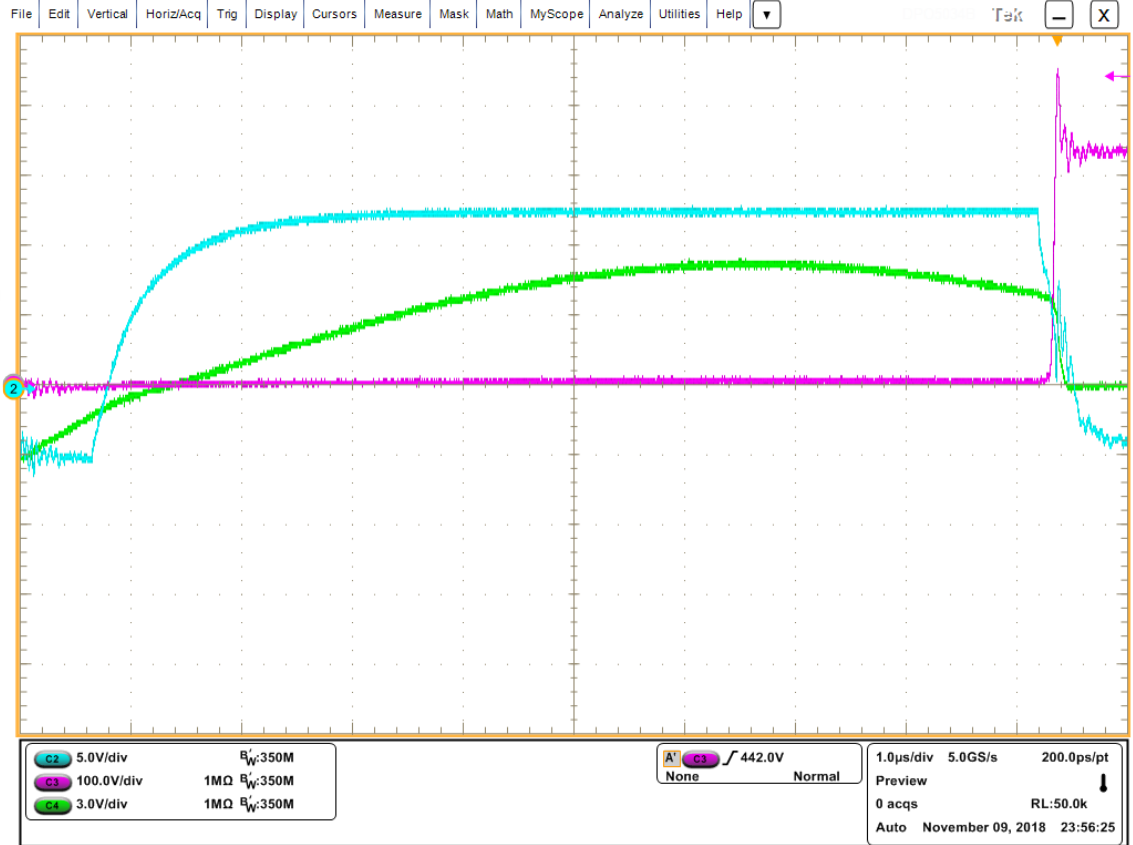


Şekil 5.7 SCT3060AL SiC MOSFET’in kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri

5.4.3 SCT2080KECU SiC MOSFET

5.4.3.1 İletime Girme

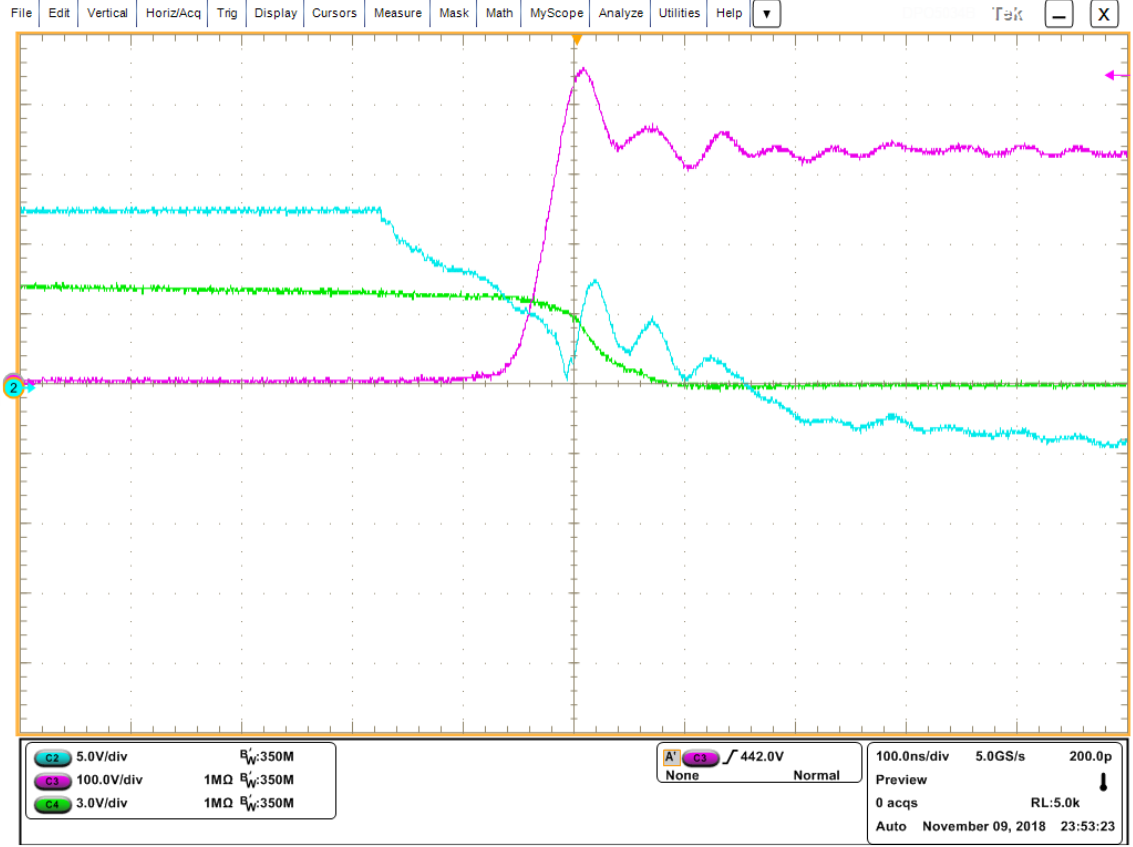
Şekil 5.8’de SCT2080KECU SiC MOSFET için ilettime girmesi esnasındaki dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 5.8 SCT2080KECU SiC MOSFET’in ilettime girmesi esnasındaki dalga şekilleri

5.4.3.2 Kesime Girme

Şekil 5.9'da SCT2080KECU SiC MOSFET için kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri verilmiştir.

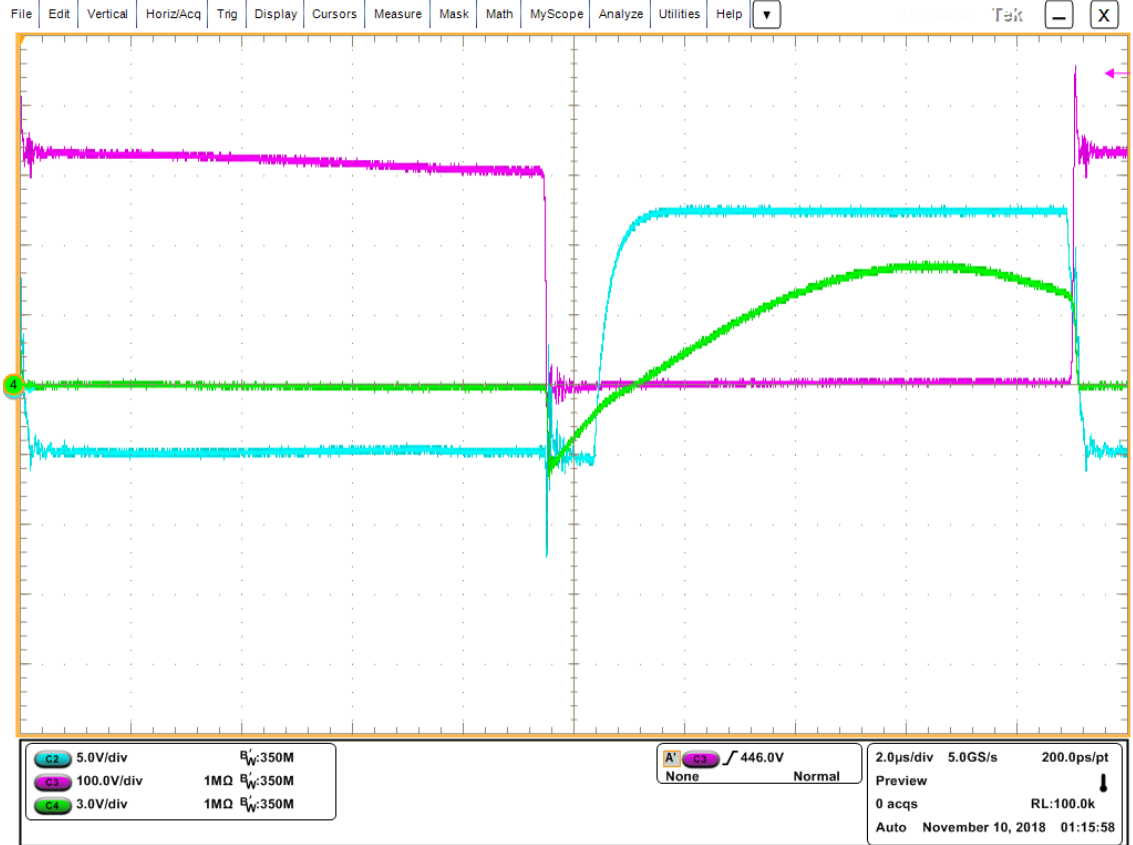


Şekil 5.9 SCT2080KECU SiC MOSFET'in kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri

5.4.4 SCTW35N65G2V SiC MOSFET

5.4.4.1 İletime girme

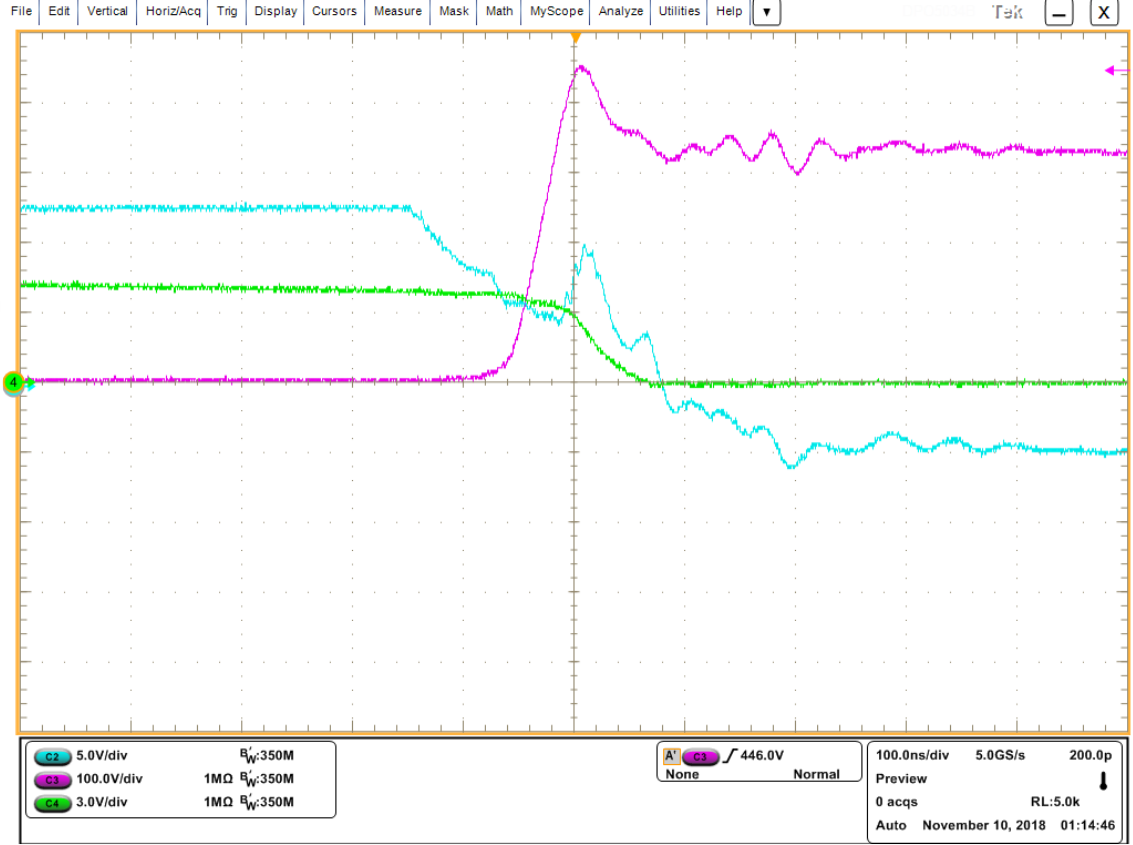
Şekil 5.10'da SCT35N65G2V SiC MOSFET için ilettime girmesi esnasındaki dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 5.10 SCT35N65G2V SiC MOSFET'in ilettime girmesi esnasındaki dalga şekilleri

5.4.4.2 Kesime girme

Şekil 5.11’de SCT35N65G2V SiC MOSFET için kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri verilmiştir.

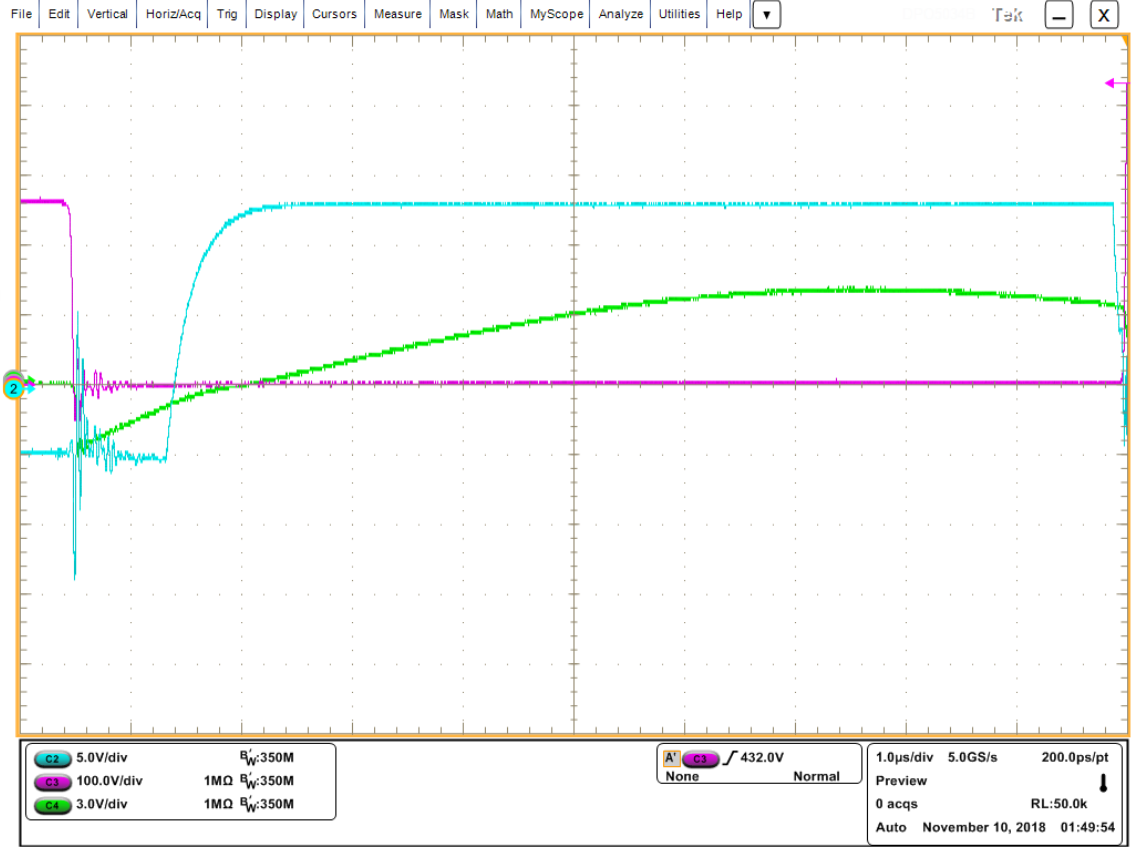


Şekil 5.11 SCT35N65G2V SiC MOSFET’in kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri

5.4.5 UJC065030K3S SiC Kaskot JFET

5.4.5.1 İletime Girme

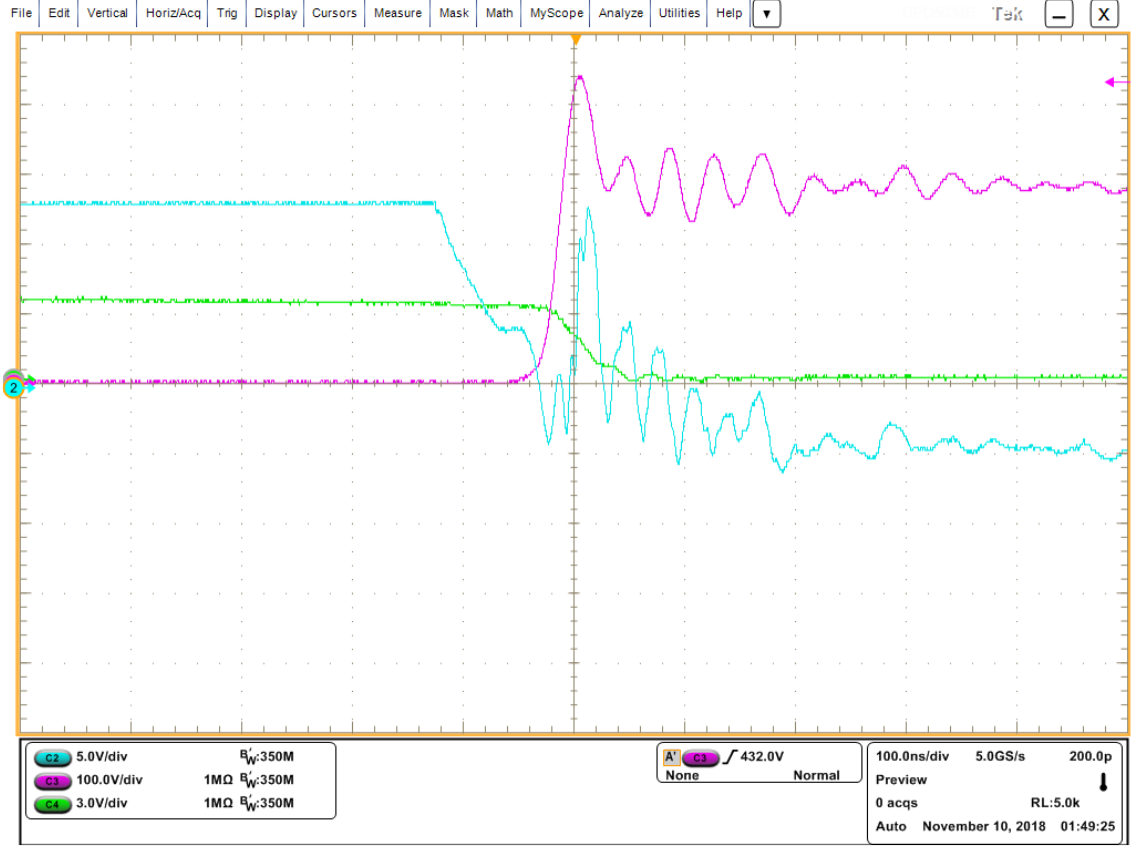
Şekil 5.12’de UJC065030K3 SiC Kaskot JFET’in ilettime girmesi esnasındaki dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 5.12 UJC065030K3 SiC Kaskot JFET’in ilettime girmesi esnasındaki dalga şekilleri

5.4.5.2 Kesime Girme

Şekil 5.13'te UJC065030K3 SiC Kaskot JFET'in kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri verilmiştir.

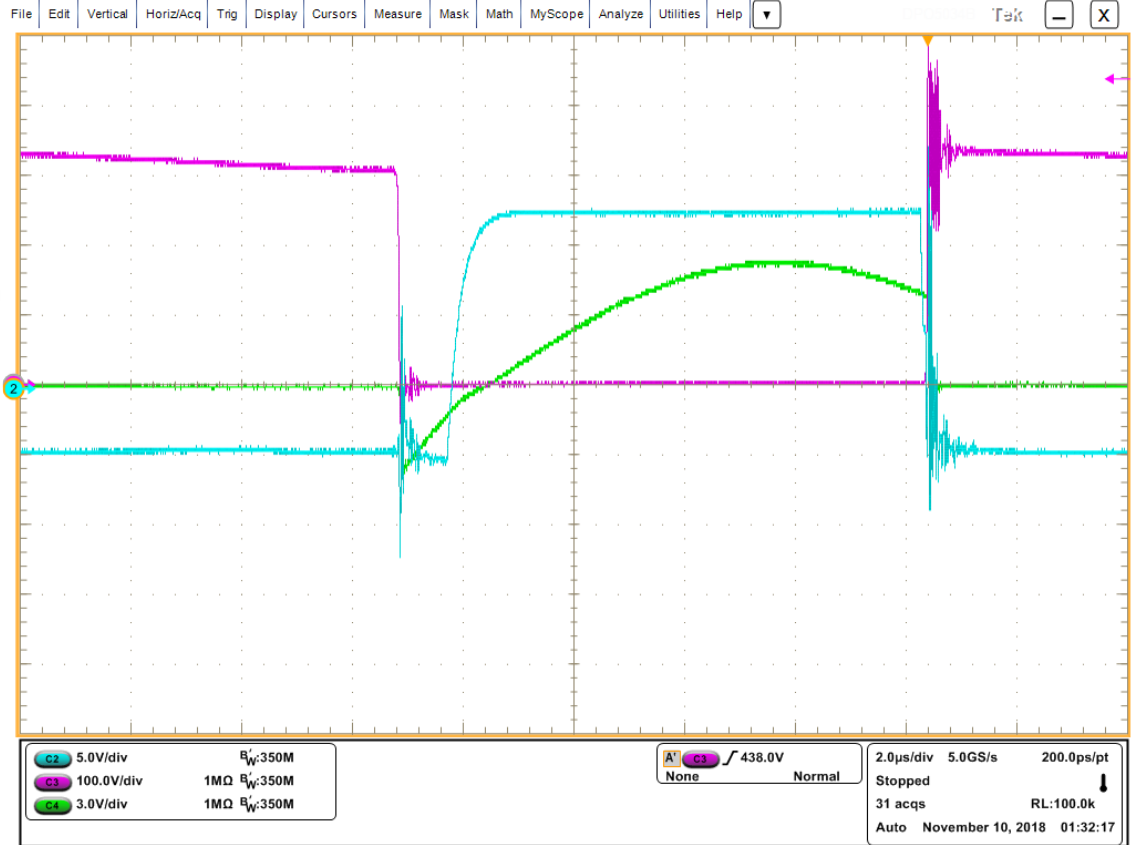


Şekil 5.13 UJC065030K3 SiC Kaskot JFET'in kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri

5.4.6 UJ3C120040K3S SiC Kaskot JFET

5.4.6.1 İletime Girme

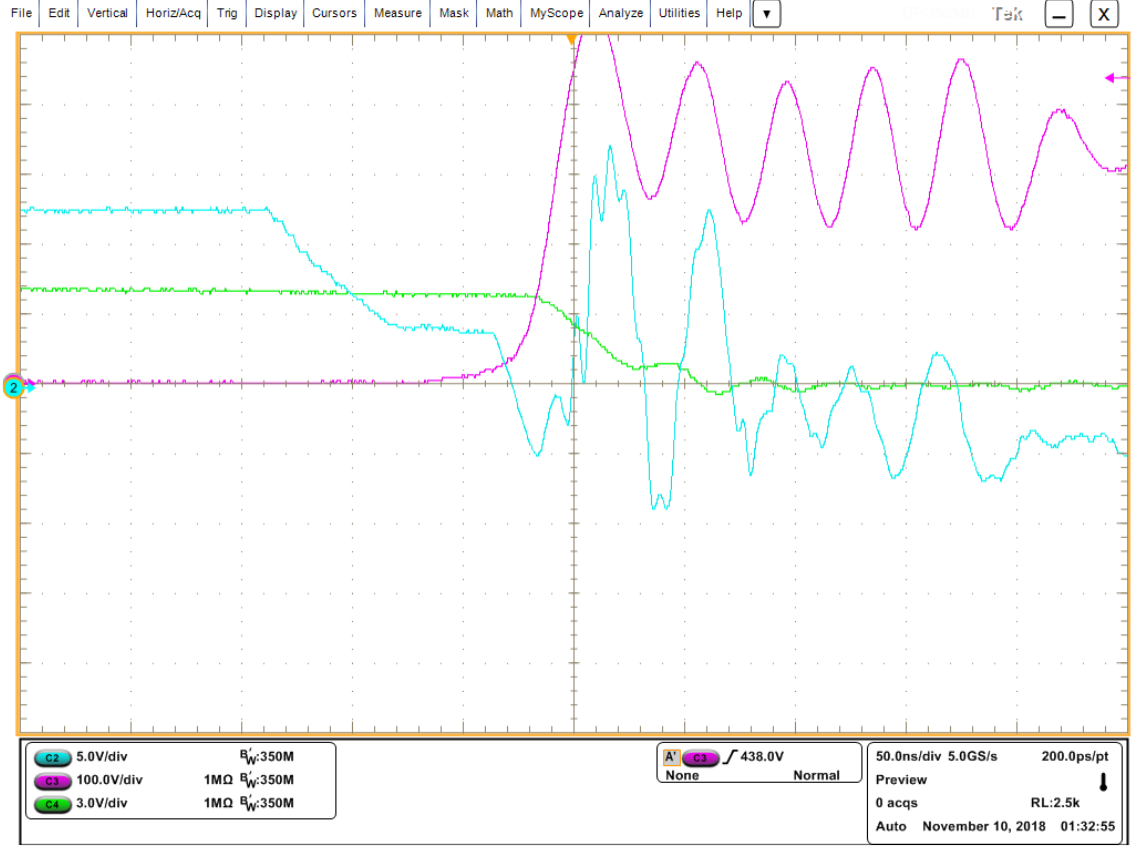
Şekil 5.14'te UJ3C120040K3 SiC Kaskot JFET için iletme girmesi esnasındaki dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 5.14 UJ3C120040K3 SiC Kaskot JFET'in iletme girmesi esnasındaki dalga şekilleri

5.4.6.2 Kesime Girme

Şekil 5.15'te UJ3C120040K3 SiC Kaskot JFET için kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri verilmiştir.

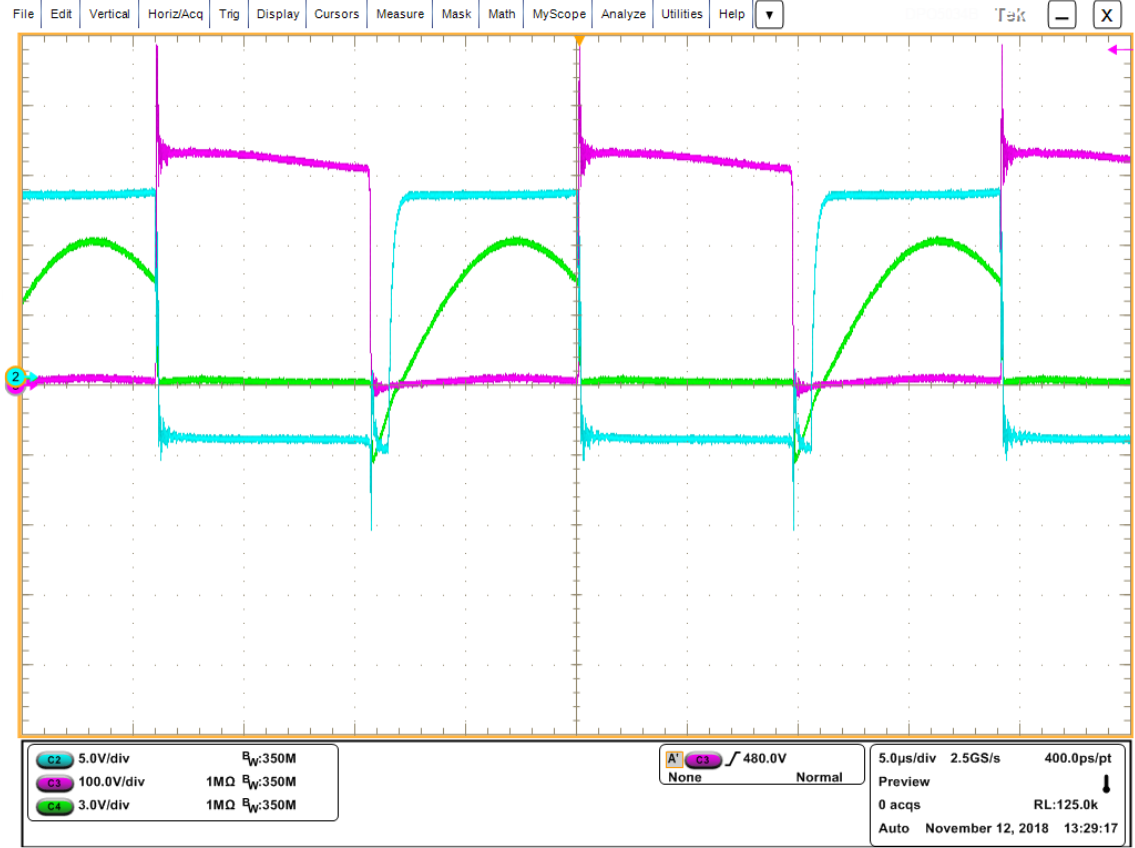


Şekil 5.15 UJ3C120040K3 SiC Kaskot JFET'in kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri

5.4.7 SCT20N120 SiC MOSFET

5.4.7.1 İletime Girme

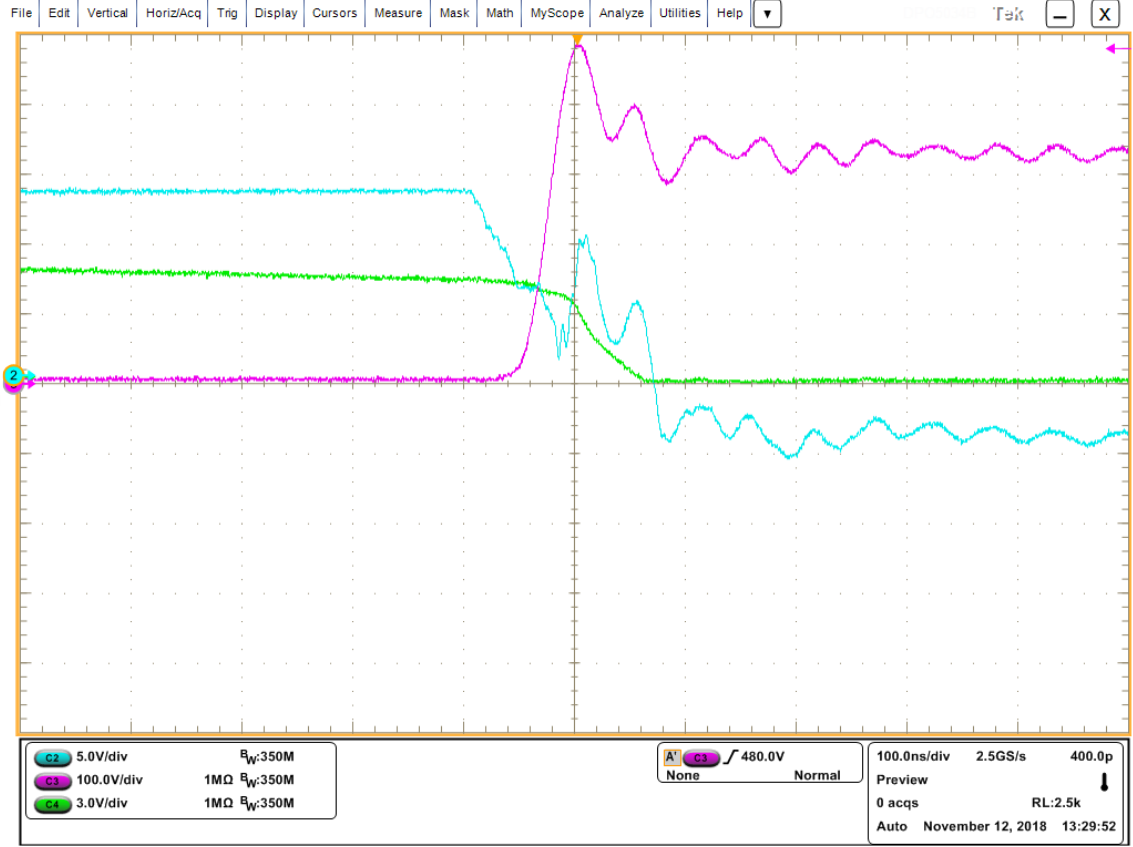
Şekil 5.16’da SCT20N120 SiC MOSFET için ilettime girmesi esnasındaki dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 5.16 SCT20N120 SiC MOSFET’in ilettime girmesi esnasındaki dalga şekilleri

5.4.7.2 Kesime Girme

Şekil 5.17’de SCT20N120 SiC MOSFET için kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri verilmiştir.

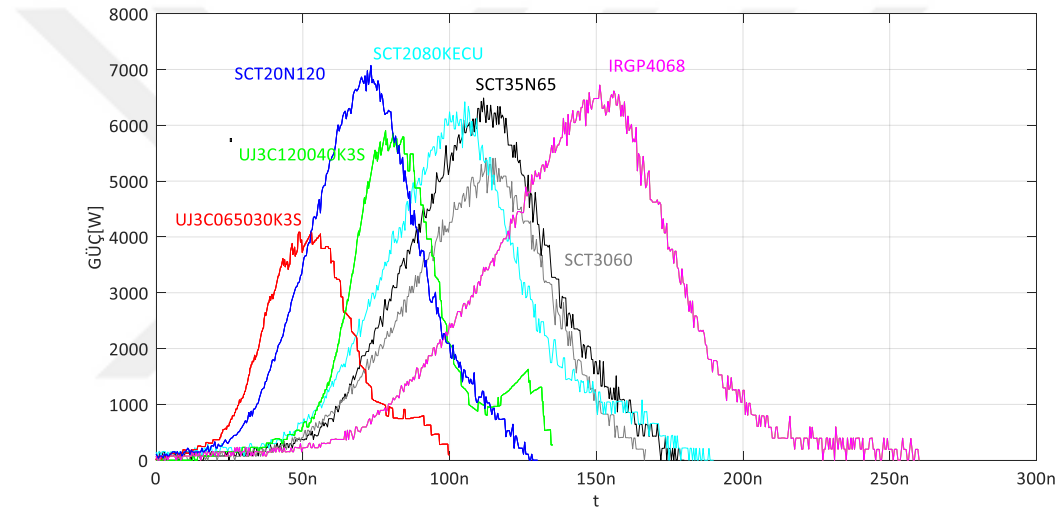


Şekil 5.17 SCT20N120 SiC MOSFET’in kesime girmesi esnasındaki dalga şekilleri

5.5 Yarıiletken Güç Elemanlarının Karşılaştırılması

Yarıiletken güç elemanlarının kesime girme enerji kayıpları 17 A akım değerinde iken karşılaştırılmıştır. Yarıiletken güç elemanlarının anahtarlama güç kayıpları, iletim güç kayıpları, kesime girme süreleri, iç diyotlarının güç kayıpları, iletim gerilim düşümleri ve devre verimleri farklı frekanslarda hesaplanmıştır.

Yarıiletken güç elemanları iletime sıfır gerilim altında girdikleri için iletime girmesi esnasında güç kayıpları yoktur. Şekil 5.18’de yarıiletken güç elemanlarının akım değerleri 17 A’de iken kesime girmeleri durumunda anahtarlama süresi esnasındaki güç kayıpları görülmektedir.



Şekil 5.18 Yarıiletken güç elemanlarının kesime girmesi esnasındaki güç kayıpları

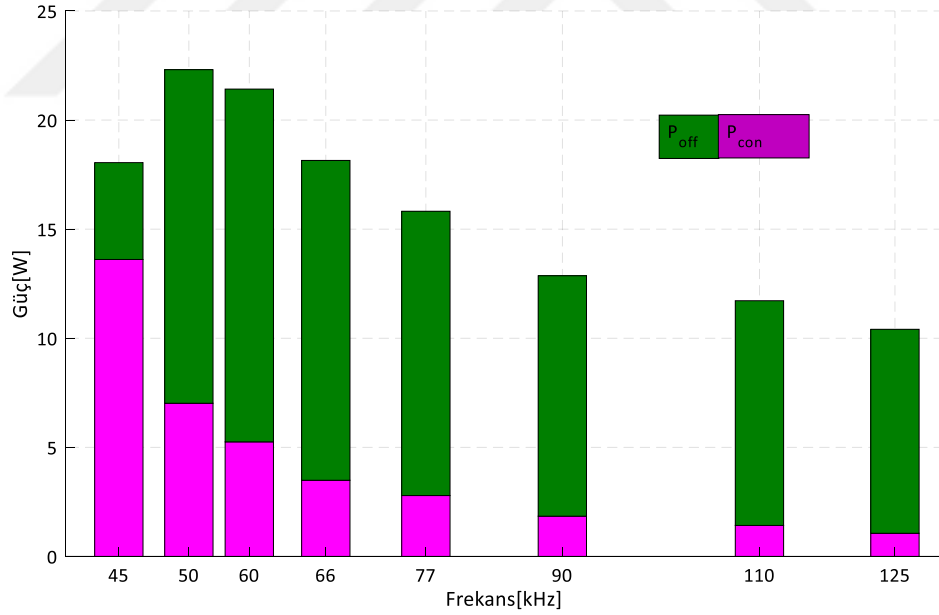
Yarıiletken güç elemanlarının kesime girmesi esnasındaki enerji kaybı W_{OFF} gücün zamana göre türevi alınarak hesaplanır. Çizelge 5.5’te yarıiletken güç elemanlarının W_{OFF} ’ları hesaplanmıştır. Kesime girme enerji kaybı en fazla olan yarıiletken güç elemanı IRGP4068 IGBT iken, kesime girme enerji kaybı en az olan yarıiletken güç elemanı ise UJ3C065030K3S SiC Kaskot JFET’tir.

Çizelge 5.5 Yarıiletken güç elemanlarının kesime girme enerji kayıpları

Yarıiletken güç elemanı	W_{OFF} (μ)
IRGP4068	497,7
UJ3C120040K3S	460
UJ3C065030K3S	313
SCT2080KECU	368
SCT20N120	371
SCT35N65	380,15

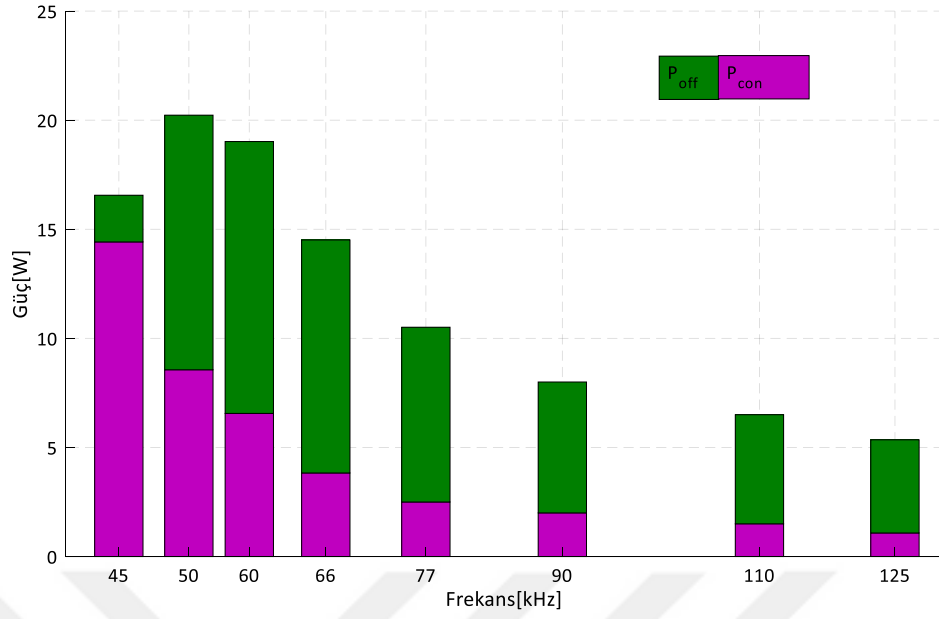
Yarıiletken güç elemanları 45 kHz'den 125 kHz'e kadar çalıştırılarak farklı güç değerleri için anahtarlama kayıpları ölçülmüştür.

IRGP4060 IGBT'nin iletim güç kaybı ve kesime girmesi esnasındaki güç kayıpları Şekil 5.19'da verilmiştir.



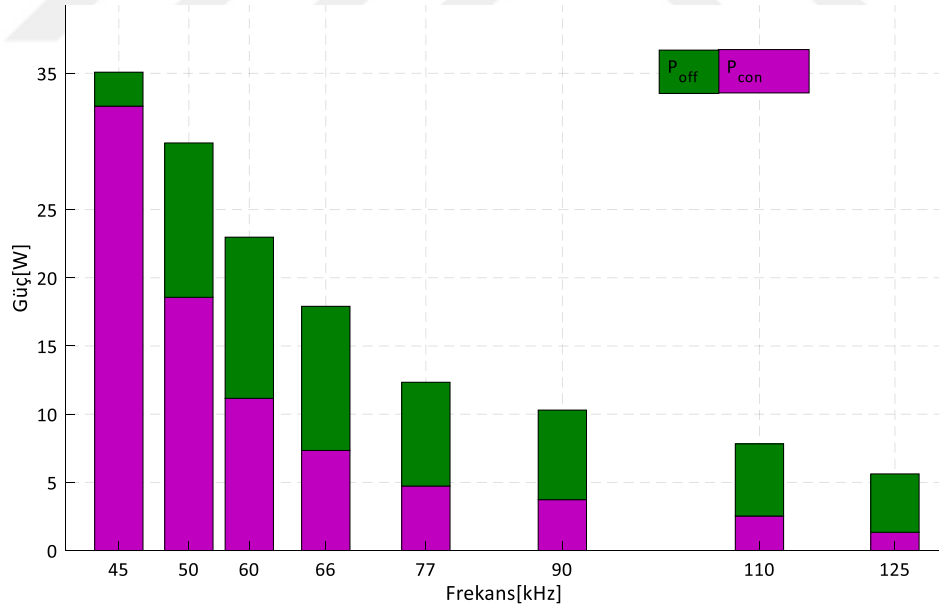
Şekil 5.19 IRG4068 IGBT'nin farklı frekanslardaki güç kayıpları

SCTW35N65G2V SiC MOSFET'in iletim ve kesime girme esnasında güç kayıpları Şekil 5.20'de verilmiştir.



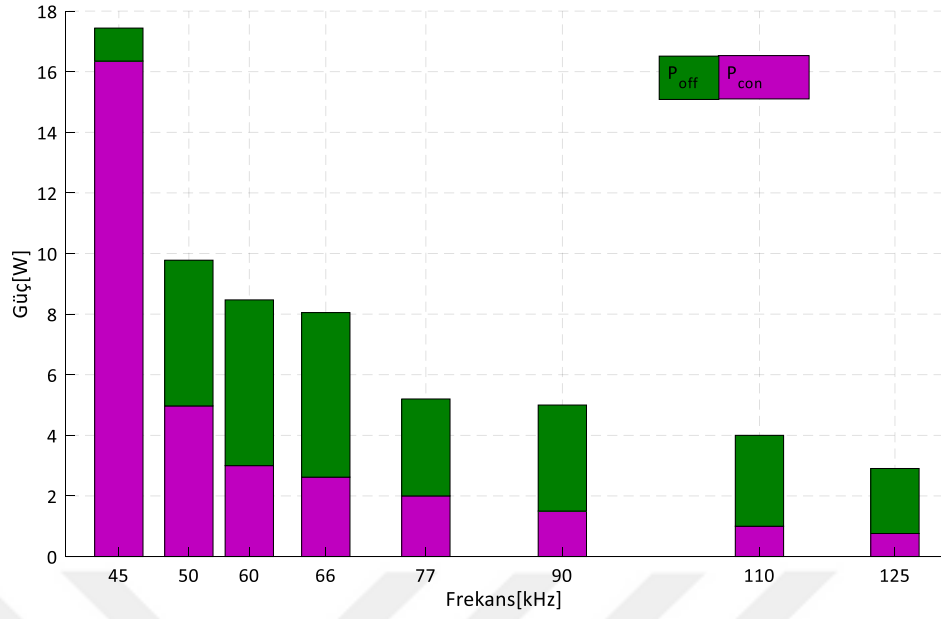
Şekil 5.20 SCTW35NG2V SiC MOSFET'in farklı frekanslardaki güç kayıpları

SCT2080KECU SiC MOSFET'in iletim ve girmesi esnasındaki güç kayıpları Şekil 5.21'de verilmiştir.



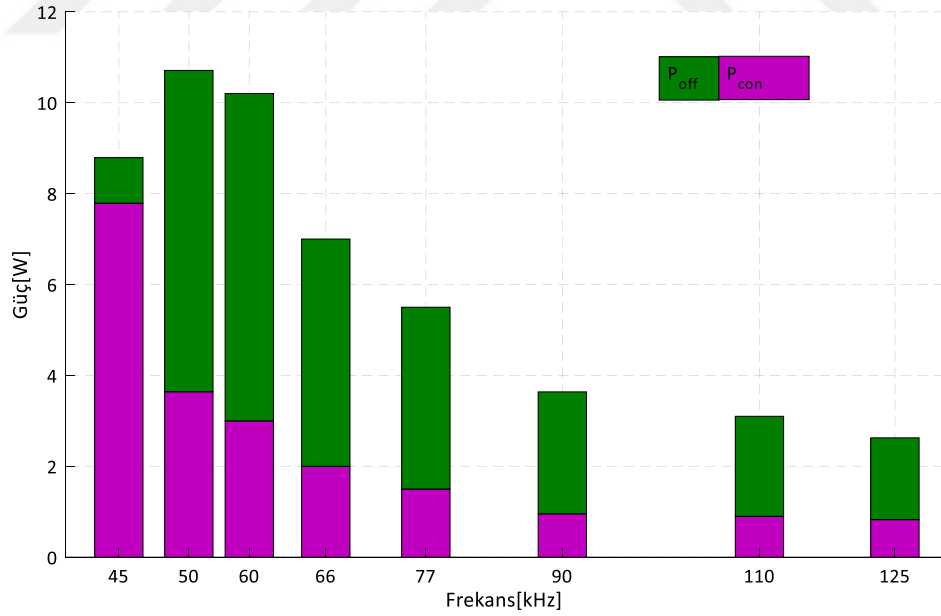
Şekil 5.21 SCT2080KECU SiC MOSFET'in farklı frekanslardaki güç kayıpları

UJC065030K3S SiC Kaskot JFET'in iletim ve girmesi esnasındaki güç kayıpları Şekil 5.22'de verilmiştir.



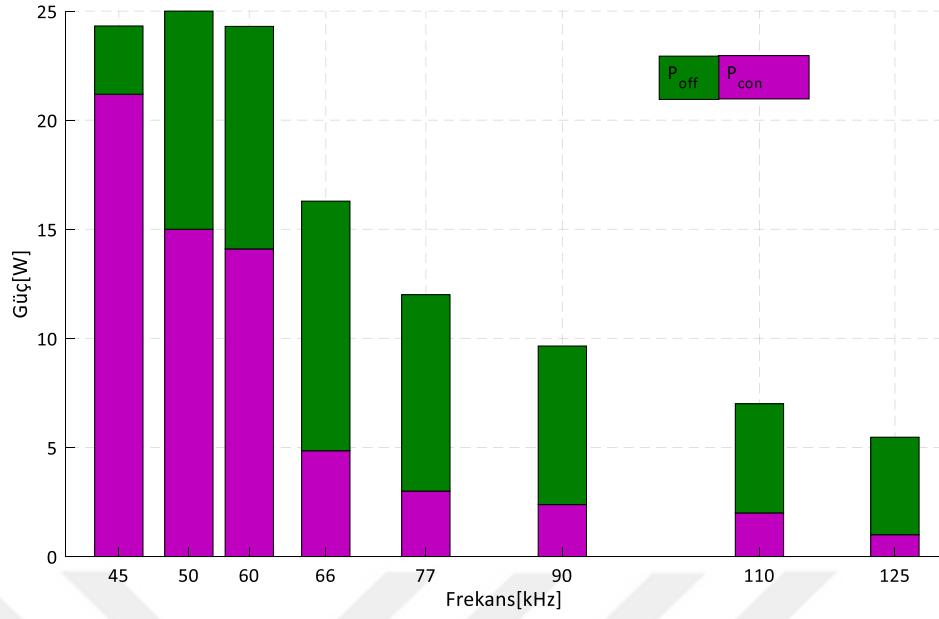
Şekil 5.22 UJ3C120040K3S SiC Kaskot JFET'in farklı frekanslardaki güç kayıpları

UJ3C120040K3S SiC Kaskot JFET'in iletim ve girmesi esnasındaki güç kayıpları Şekil 5.23'te verilmiştir.



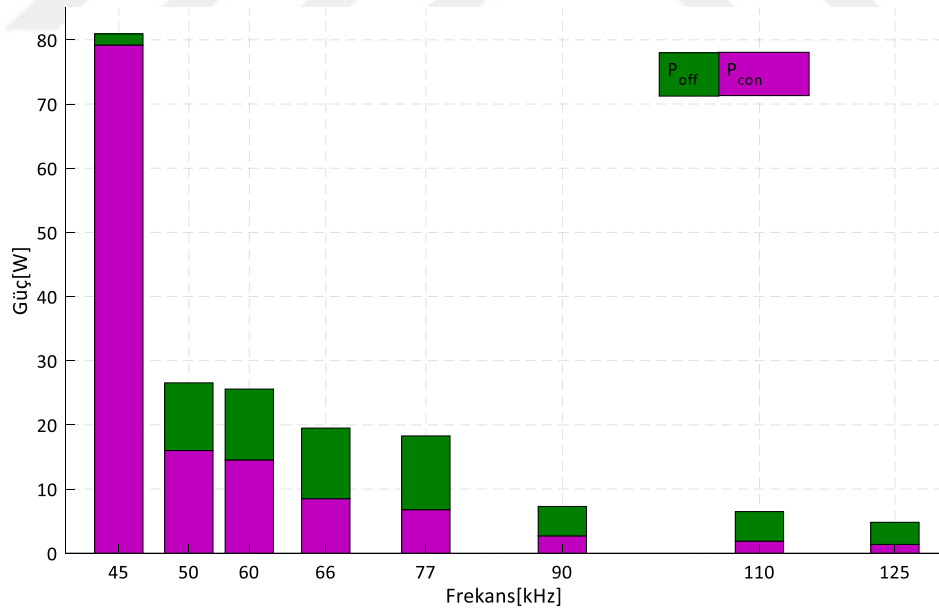
Şekil 5.23 UJ3C120040K3S SiC Kaskot JFET'in farklı frekanslardaki güç kayıpları

SCT3060AL SiC MOSFET'in iletim ve girmesi esnasındaki güç kayıpları Şekil 5.24'te verilmiştir.



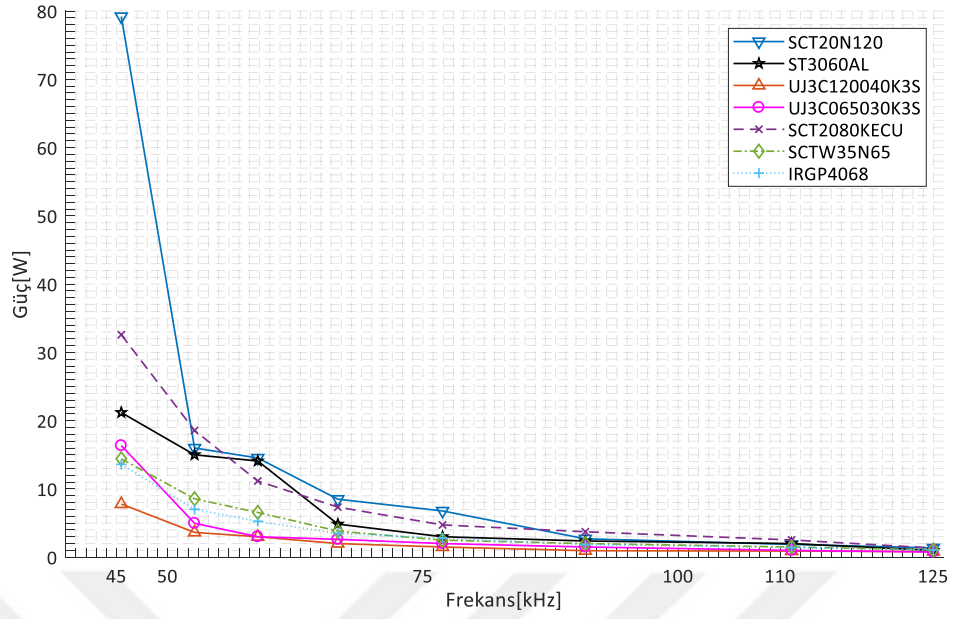
Şekil 5.24 SCT3060AL SiC MOSFET'in farklı frekanslardaki güç kayıpları

SCT20N120 SiC MOSFET iletim ve girme esnasındaki güç kayıpları Şekil 5.25'te verilmiştir.

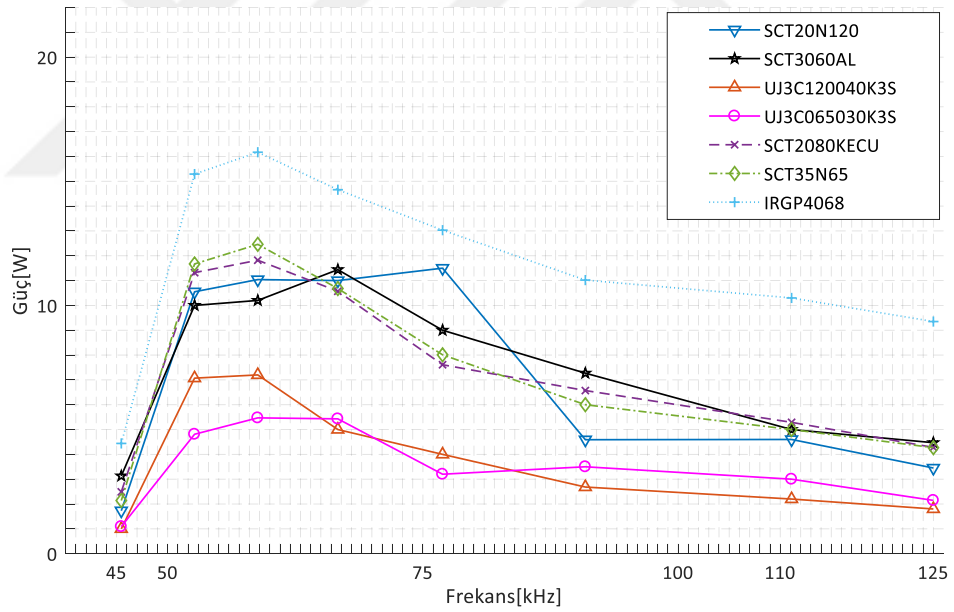


Şekil 5.25 SCT20N120 SiC MOSFET'in farklı frekanslardaki güç kayıpları

Kullanılan yarıiletken güç elemanlarının iletim ve kesimi esnasındaki güç kayıplarının karşılaştırılması Şekil 5.26'da ve Şekil 5.27'de verilmiştir.

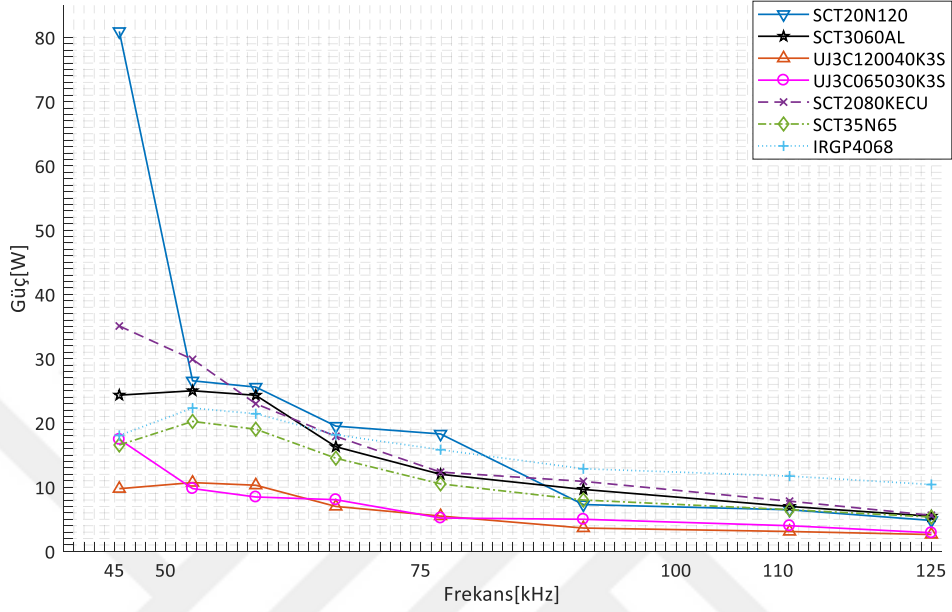


Şekil 5.26 Yarıiletken güç elemanlarının iletim güç kayıpları



Şekil 5.27 Yarıiletken güç elemanların kesime girmesi esnasındaki güç kayıpları

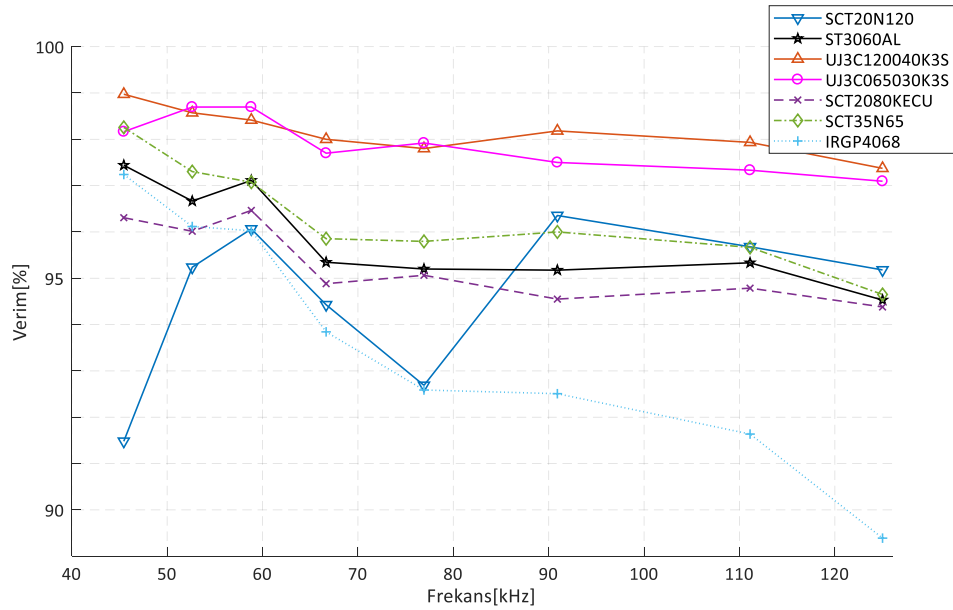
Yarıiletken güç elemanlarının toplam güç kayıplarının karşılaştırılması Şekil 5.28’de verilmiştir.



Şekil 5.28 Yarıiletken güç elemanlarının toplam kayıpları

5.5.1 Yarım Köprü Seri Rezonanslı İnverterin Verimi

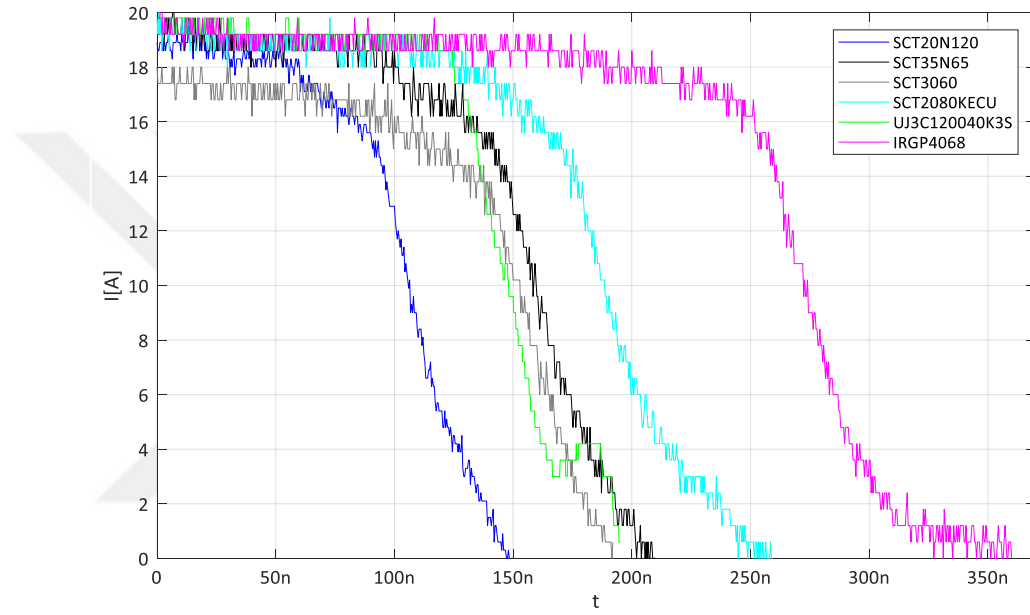
Yarım köprü seri rezonanslı inverterin verimi farklı frekanslarda Şekil 5.29’da verilmiştir.



Şekil 5.29 Yarıiletken güç elemanlarının seri rezonanslı yarım köprü inverterde farklı frekanslar için verimi

5.5.2 Yarıiletken Güç Elemanlarının Kesime Girme Sürelerinin Karşılaştırılması

Yarıiletken güç elemanının sinyali kesildikten sonra akımın %90'a kadar düşmesine kadar geçen süreye kesime girmesi esnasındaki gecikme süresi, akımın %90'dan %10 a kadar düştüğü süreye düşme süresi denir. İki sürenin toplamına da yarıiletken güç elemanının kesime girme süresi denir. Şekil 5.30'da yarıiletken güç elemanlarının kesime girme esnasındaki akımları verilmiştir.



Şekil 5.30 Yarıiletken güç elemanlarının kesime girmesi esnasındaki akımların dalga şekilleri

Yarıiletken güç elemanlarının kesime girme süreleri ve akımlarının sıfıra düşme süreleri Çizelge 5.6'da verilmiştir.

Çizelge 5.6 Yarıiletken güç elemanlarının kesime girme süreleri ve akımlarının sıfıra düşme süreleri

Yarıiletken Güç Elemanı	t_{off} (ns)	t_f (ns)
IRGP4060	310	131
SCT35N65	195	90
SCT2080KE	238	110
UJC065030K3S	168	74
UJ3C120040K3S	193	67
SCT3060AL	182	92
SCT20N120	140	71

Yarıiletken güç elemanlarının kesime girme hızları Çizelge 5.7’de verilmiştir

Çizelge 5.7 Yarıiletken güç elemanlarının kesime girme hızları

Yarıiletken Güç Elemanı	Kesime Girme Hızı (A/ μ s)
IRGP4060	130
SCT35N65	189
SCT2080KE	154
UJC065030K3S	230
UJ3C120040K3S	253
SCT3060AL	184
SCT20N120	241

5.5.3 Yarıiletken Güç Elemanlarının Ortalama İletim Gerilim Düşümlerinin Karşılaştırılması

İletim gerilim düşümü güç elemanının iletim güç kayıplarında önemlidir. Çizelge 5.8’de yarıiletken güç elemanlarına ait iletim gerilim düşümleri verilmiştir.

Çizelge 5.8 Yarıiletken güç elemanlarının iletim gerilim düşümleri

Yarıiletken Güç Elemanı	V_{ON} (V)
IRGP4060	1,26
SCT35N65	1,57
SCT2080KE	3,09
UJC065030K3S	0,93
UJ3C120040K3S	0,34
SCT3060AL	1,37
SCT20N120	3,33

5.5.4 Yarıiletken Güç Elemanlarının İç Diyotlarının Güç Kayıplarının Karşılaştırılması

Çizelgede yarıiletken güç elemanlarının iç diyotlarının güç kayıpları verilmiştir.

Çizelge 5.9 Yarıiletken güç elemanlarının iç diyotlarının güç kayıpları

Yarıiletken Güç Elemanı	İç diyotun güç kaybı (W)
IRGP4060	1,16
SCT35N65	1
SCT2080KE	2,21
UJC065030K3S	1,17
UJ3C120040K3S	1,75
SCT3060AL	2,31
SCT20N120	1,83

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Her geçen gün enerji verimliliği kavramının önemini arttırdığı günümüzde, güç elektroniği uygulamalarında kayıpların en aza indirilmesi maliyet, hacim ve enerji kaynaklarının optimum kullanılması açısından büyük önem taşımaktadır. Güç elektroniğinin endüstriyel uygulamalarında yüksek verimli devreler tasarlayabilmek için ihtiyaca en uygun yarıiletken güç elemanının seçilmesi gerekir. Yarıiletken güç elemanları kolay bulunabilinme ve uygun maliyeti özellikleri nedeniyle genelde Si elementi ile üretilmektedir. Fakat son yıllarda yarıiletken güç elemanlarının üretiminde geleneksel Si elementi yerine, yeni nesil bir malzeme olan SiC kullanılmaya başlanmıştır. Yüksek performansa sahip olan yeni nesil yarıiletken güç elemanlarının endüstrideki kullanım alanları hızlı bir şekilde artmaktadır. Güç elektroniğinin çalışma alanlarından biri olan Endüksiyonla ısıtma teknolojisi ise geleneksel ısıtma yöntemlerine göre daha verimli, temiz, güvenilir ve çevre dostu bir enerji aktarma yöntemidir ve sayısız uygulama alanı bulunmaktadır.

Bu tez çalışmasında, yeni nesil yarıiletken güç elemanlarının ev tipi endüksiyonlu bir ocakta kullanımı incelenmiştir.

Tezin ilk bölümde; yarıiletken güç elemanlarının ilk üretildikleri tarihten günümüze gelene kadar geçen süredeki teknolojik gelişimleri incelenmiştir. Yarıiletken güç elemanlarının gelişiminde iki dönüm noktası olmuştur. Birincisi, IGBT'nin üretilmesidir. İkincisi ise yarıiletken güç elemanlarının geniş enerji bant aralığına sahip olan yeni nesil malzemeler ile üretilmesidir. Bu bölümde ek olarak endüksiyonla ısıtma hakkında bilgi verilmiştir.

İkinci bölümde; güç elektroniği uygulamalarında kullanılan Si ve SiC yarıiletken güç elemanlarının içyapıları ve çalışma prensipleri detaylı olarak incelenmiştir. Bölümün sonunda Si ve SiC yarıiletken güç elemanlarının kendi içlerinde karşılaştırılması yapılmıştır.

Üçüncü bölümde; endüksiyonla ısıtmanın prensibini açıklayan temel kavramlar, avantajları ve uygulama alanları anlatılmıştır.

Dördüncü bölümde; literatürde endüksiyonla ısıtma devrelerinde en sık kullanılan seri rezonanslı yarım köprü inverterin çalışma prensibi ve çalışma aralıkları incelenmiştir. Ev tipi endüksiyonlu ocaklarda kullanmak için çalışma frekans aralığı 45-125 kHz olan seri rezonanslı yarım köprü inverterin tasarım kriterleri verilmiştir.

Beşinci bölümde; tasarımı yapılan seri rezonanslı yarım köprü inverter devresinin prototipi gerçekleştirilmiştir. Uygulama devresinde, farklı firmalara ait benzer akım-gerilim değerlerine sahip Si ve SiC yarıiletken güç elemanları kullanarak detaylı analizler yapılmıştır.

Uygulama devresinden aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir.

İletim ve anahtarlama kayıpları açısından en iyi yarıiletken güç elemanları SiC Kaskot JFET yapıda olan UJ3C120040K3S ve UJC065030K3S'dir. SiC Kaskot JFET'in tüm frekans aralıklarında en iyi performansı verdiği deneysel olarak ispatlanmıştır.

SiC yarıiletken güç elemanlarının anahtarlama güç kayıpları, Si yarıiletken güç elemanın anahtarlama güç kaybından düşüktür. SiC MOSFET'ler iletimdeyken direnç gibi davranmalarından dolayı V_{ON} gerilimleri yüksektir. V_{ON} geriliminin yüksek olması SiC MOSFET elemanlarının iletim kaybını arttırır. IGBT'nin kuyruk akımından dolayı kesime girme süresi fazladır. Si IGBT'nin kesime girmesi esnasındaki enerji kaybı SiC yarıiletken güç elemanlarının kesime girmesi esnasındaki enerji kayıplarından daha fazladır.

SiC yarıiletken güç elemanlarının kesime girme süreleri, Si IGBT'nin kesime girme süresine göre daha azdır. Bu nedenle SiC yarıiletken güç elemanları elektromanyetik girişimler açısından daha kötüdür. SiC yarıiletken güç elemanlarının elektromanyetik girişimlerini iyileştirmek için farklı çalışmalar yapılabilir. 1200V SCT20N120 SiC MOSFET'in kesime girme süresi 600 V SCT3060AL'den daha kısadır. 1200V'luk yarıiletken

güç elemanlarının iletim dirençleri 600 V ve 650 V'luk yarıiletken güç elemanlarından daha fazladır.

Yarıiletken güç elemanlarının maksimum güç kaybı iyiden kötüye UJ065030K3S, UJC120040K3S, IRGP4068, SCT2080KECU, SCTW35N65G2V, SCT3060AL olarak sıralanabilir.

Jonksiyon bölgesinden kılıfa olan termik dirençleri iyiden kötüye UJ065030K3S, UJ3C120040K3S, IRGP4068, SCT2080KECU, SCTW35N65G2V, SCT20N120 olarak sıralanabilir. Si yarıiletken güç elemanlarının termik dirençleri daha düşüktür.

MOSFET yarıiletken güç elemanlarının sürme devreleri korumalı yapılmalıdır. Ani gürültüler yarıiletken güç elemanlarının kontrolsüz olarak ilettime veya kesime girmesine neden olabilir. Sürme gerilimi açısından en geniş aralıkta sürülebilen SiC Kaskot JFET yapılarıdır.

İç diyotlarının güç kayıpları iyiden kötüye doğru SCTW35N65G2V, IRGP4060, UJC065030K3S, UJ3C120040K3S, SCT20N120, SCT2080KE, SCT3060AL olarak sıralanabilir.

Endüksiyonlu ocaklar için tasarlanan seri rezonanslı yarım köprü inverter topolojisinde, SiC yarıiletken güç elemanları anahtarlama kayıplarını önemli ölçüde azaltmıştır. Soğutucu hacmi SiC Kaskot JFET yapısının kullanılmasıyla azaltılabilir.

Özet olarak yarıiletken güç elemanları iletim kayıpları, anahtarlama kayıpları, iç diyotlarının kayıpları açılarından ev tipi seri rezonanslı yarım köprü inverter topolojisinde deneysel olarak karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmaların sonucunda düşük frekans bölgelerinde IGBT elemanın daha az güç kaybettiği, yüksek frekanslara çıkıldıkça SiC yarıiletken güç elemanlarının güç kayıplarının azaldığı görülmüştür.

İleri çalışmalarda yeni nesil yarıiletken güç elemanları, rezonanslı olmayan devre topolojilerinde sert anahtarlama yapılarak çalıştırabilir. Bu sayede endüksiyonlu ocağa ait yeni topoloji ve kontrol tekniği ileri sürülebilir.

- [1] Moreland, W. C., (1973). "The Induction Range: Its Performance and Its Development Problems", IEEE Transactions on Industry Applications, IA-9(1):81–85.
- [2] On, R., (2014). "Introduction to the Special Section on Induction Heating Systems", 61(5):2504–2508.
- [3] Lucía, O., Maussion, P., Dede, E. J. ve Burdío J. M., (2014). "Induction heating technology and its applications: past developments, current technology, and future challenges", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61(5):2509–2520.
- [4] Dawson, F. P. ve Jain, P., (1991). "A comparison of load commutated inverter systems for induction heating and melting applications", IEEE Transactions on Power Electronics, 6(3):430–441.
- [5] Kazimierczuk, M. ve Czarkowski, D., (2012). Resonant Power Converters, Wiley.
- [6] Sarnago, H., Lucia, O., Mediano, A., Burdio, J. M., (2014). "Direct AC – AC Resonant Boost Converter for", IEEE Transactions on Power Electronics, 29(3):1128–1139.
- [7] Salehifar, M., Moreno-Eguilaz, M., Sala, V. ve Romeral, L., (2013). "A novel AC-AC converter based SiC for domestic induction cooking applications", Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, 3216–3223.
- [8] Guédon, F., Singh, S., McMahon, R. ve Udrea, F., (2013). "Boost converter with SiC JFETs: Comparison with CoolMOS and tests at elevated case temperature", IEEE Transactions on Power Electronics, 28(4):1938–1945.
- [9] Esteve, V., Jordan, J., Sanchis-Kilders, E., Dede, E. J., Maset, E., Ejea, J. B. ve Ferreres, A., (2015). "Comparative study of a single inverter bridge for dual-frequency induction heating using Si and SiC MOSFETs", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62(3):1440–1450.
- [10] Sarnago, H., Lucia, O., Mediano, A. ve Burdio, J. M., (2014). "A class-e direct AC-AC converter with multicycle modulation for induction heating systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61(5):2521–2530.
- [11] Baliga, B. J., (2008). Fundamentals of Power Semiconductor Devices, New York: Springer-Verlag.
- [12] Mishima, T., Takami, C. ve Nakaoka, M., (2014). "A New Current Phasor-Controlled ZVS Twin Half-Bridge High-Frequency Resonant Inverter for Induction

- Heating", 61(5):2531–2545.
- [13] Fujita, A., Sadakata, H., Hirota, I., Omori, H. ve Nakaoka, M., (2009). "Latest developments of high-frequency series load resonant inverter type built-in cooktops for induction heated all metallic appliances", 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC '09, 32537–2544.
 - [14] Lucía, O., Burdío, J. M., Millán, I. ve Acero, J., (2010). "Multiple-output resonant inverter topology for multi-inductor loads", Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, (c):1328–1333.
 - [15] Lucia, O., Acero, J., Carretero, C. ve Burdio, J. M., (2013). "Induction Heating Appliances: Toward More Flexible Cooking Surfaces", IEEE Industrial Electronics Magazine, 7(3):35–47.
 - [16] Mishima, T., Takami, C. ve Nakaoka, M., May (2014). "A New Current Phasor-Controlled ZVS Twin Half-Bridge High-Frequency Resonant Inverter for Induction Heating", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61(5):2531–2545.
 - [17] Lucia, Ó., Carretero, C., Burdio, J. M., Acero, J. ve Almazan, F., (2012). "Multiple-Output Resonant Matrix Converter for Multiple Induction Heaters", IEEE Transactions on Industry Applications, 48(4):1387–1396.
 - [18] Lucia, O., Acero, J., Burdio, J. M. ve Carretero, C., (2015). "Phase-shift modulation in double half-bridge inverter with common resonant capacitor for induction heating appliances", IET Power Electronics, 8(7):1128–1136.
 - [19] Jimenez, O., Lucia, O., Urriza, I., Barragan, L. A. ve Navarro, D., (2014). "Design and Evaluation of a Low-Cost High-Performance Σ - Δ ADC for Embedded Control Systems in Induction Heating Appliances", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61(5):2601–2611.
 - [20] Jiménez, Ó., Lucia, Ó., Urriza, I., Barragan, L. A. ve Navarro, D., (2014). "Analysis and implementation of FPGA-based online parametric identification algorithms for resonant power converters", IEEE Transactions on Industrial Informatics, 10(2):1144–1153.
 - [21] Sarnago, H., Lucia, O., Mediano, A. ve Burdio, J. M., (2013). "Modulation scheme for improved operation of an RB-IGBT-based resonant inverter applied to domestic induction heating", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60(5):2066–2073.
 - [22] Jimenez, O., Lucia, O., Barragan, L. A., Navarro, D., Artigas, J. I. ve Urriza, I., (2013). "FPGA-based test-bench for resonant inverter load characterization", IEEE Transactions on Industrial Informatics, 9(3):1645–1654.
 - [23] Kwon, Y.-S., Yoo, S.-B. ve Hyun, D.-S., (1999). "Half-bridge series resonant inverter for induction heating applications with load-adaptive PFM control strategy", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual, 1575–581.
 - [24] Dzieniakowski, M. A., (2017). "Power Electronics Converters in Induction Heating – the survey", 2017 Progress in Applied Electrical Engineering - PAEE.

- [25] Cetin, S., Sazak, B. S. ve Bodur, H., (2009). "A comparative study of dual half-bridge inverter topologies used in induction cooking", 2009 6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, ECTI-CON 2009, 1314–317.
- [26] Sarnago, H., Lucía, O. ve Burdío, J. M., (2015). "A comparative evaluation of SiC power devices for high performance domestic induction heating", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62(8):4795–4804.
- [27] Sarnago, H., Lucia, O., Mediano, A. ve Burdio, J. M., (2014). "Design and implementation of a high-efficiency multiple-output resonant converter for induction heating applications featuring wide bandgap devices", IEEE Transactions on Power Electronics, 29(5):2539–2549.
- [28] Millan, J., Godignon, P., Perpina, X., Perez-Tomas, A. ve Rebollo, J., (2014). "A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices", IEEE Transactions on Power Electronics, 29(5):2155–2163.
- [29] Robutel, R., Martin, C., Buttay, C., Morel, H. ve Mattavelli, P., Boroyevich, D., Meuret, R., (2014). "Design and Implementation of Integrated Common Mode Capacitors for SiC-JFET Inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, 29(7):3625–3636.
- [30] Jordan, J., Esteve, V., Sanchis-Kilders, E., Dede, E. J., Maset, E., Ejea, J. B. ve Ferreres, A., (2014). "A comparative performance study of a 1200 v Si and SiC MOSFET intrinsic diode on an induction heating inverter", IEEE Transactions on Power Electronics, 29(5):2550–2562.
- [31] Puqi Ning, Di Zhang, Rixin Lai, Dong Jiang, Wang, F., Boroyevich, D., Burgos, R., Karimi, K., Immanuel, V. D. ve Solodovnik, E. V., (2013). "High-Temperature Hardware: Development of a 10-kW High-Temperature, High-Power-Density Three-Phase ac-dc-ac SiC Converter", IEEE Industrial Electronics Magazine, 7(1):6–17.
- [32] Zhang, H. ve Tolbert, L. M., (2011). "Efficiency Impact of Silicon Carbide Power Electronics for Modern Wind Turbine Full Scale Frequency Converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(1):21–28.
- [33] Rixin Lai, Fei Wang, Burgos, R., Yunqing Pei, Boroyevich, D., Bingsen Wang, Lipo, T. A., Immanuel, V. D. ve Karimi, K. J., (2008). "A Systematic Topology Evaluation Methodology for High-Density Three-Phase PWM AC-AC Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, 23(6):2665–2680.
- [34] Cass, C. J., Burgos, R., Wang, F. ve Boroyevich, D., (2007). "Three-Phase Ac Buck Rectifier using Normally-On SiC JFETs at 150 kHz Switching Frequency", in 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2162–2167.
- [35] Carr, J. A., Hotz, D., Balda, J. C., Mantooth, H. A., Ong, A. ve Agarwal, A., (2009). "Assessing the Impact of SiC MOSFETs on Converter Interfaces for Distributed Energy Resources", IEEE Transactions on Power Electronics, 24(1):260–270.
- [36] Xu, F., Han, T. J., Jiang, D., Tolbert, L. M., Wang, F., Nagashima, J., Kim, S. J., Kulkarni, S. ve Barlow, F., (2013). "Development of a SiC JFET-Based Six-Pack Power Module for a Fully Integrated Inverter", IEEE Transactions on Power

Electronics, 28(3):1464–1478.

- [37] Josifovic, I., Popovic-Gerber, J. ve Ferreira, J. A., (2012). "Improving SiC JFET Switching Behavior Under Influence of Circuit Parasitics", IEEE Transactions on Power Electronics, 27(8):3843–3854.
- [38] Abou-Alfotouh, A. M., Radun, A. V., Chang, H.-R. ve Winterhalter, C., (2006). "A 1-MHz hard-switched silicon carbide DC–DC converter", IEEE Transactions on Power Electronics, 21(4):880–889.
- [39] Biela, J., Schweizer, M., Waffler, S. ve Kolar, J. W., (2011). "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, 58(7):2872–2882.
- [40] Aggeler, D., Canales, F., Biela, J. ve Kolar, J. W., (2013). "Dv/Dt-control methods for the SiC JFET/Si MOSFET cascode", IEEE Transactions on Power Electronics, 28(8):4074–4082.
- [41] Moreau, M., Idir, N., Le Moigne, P., Franchaud, J. J., (2008). "Utilization of a behavioural model of motor drive systems to predict the conducted emissions", in 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 4387–4391.
- [42] Kagerbauer, J. D. ve Jahns, T. M., (2007). "Development of an Active dv/dt Control Algorithm for Reducing Inverter Conducted EMI with Minimal Impact on Switching Losses", in 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 894–900.
- [43] Huque, M. A., Islam, S. K., Tolbert, L. M. ve Blalock, B. J., (2012). "A 200 °C Universal Gate Driver Integrated Circuit for Extreme Environment Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, 27(9):4153–4162.
- [44] Dubois, F., Sorel, S., Dhokkar, S., Meuret, R., Bergogne, D., Martin, C., Allard, B., Morel, H. ve Wang, R., (2012). "A high temperature ultrafast isolated converter to turn-off normally-on SiC JFETs", in 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 3581–3588.
- [45] Elahipanah, H., Thierry-Jebali, N., Reshanov, S. A., Kaplan, W., Zhang, A., Lim, J. K., Bakowski, M., Östling, M. ve Schöner, A., (2017). "Design Optimization of a High Temperature 1.2 kV 4H-SiC Buried Grid JBS Rectifier", Materials Science Forum, 897455–458.
- [46] Kato, F., Nakagawa, H., Yamaguchi, H. ve Sato, H., (2016). "Thermal resistance evaluation by high-temperature transient thermal analysis method for SiC power modules", in 2016 International Conference on Electronics Packaging (ICEP), 214–217.
- [47] Valle-Mayorga, J., Gutshall, C. P., Phan, K. M., Escorcia-Carranza, I., Mantooth, H. A., Reese, B., Schupbach, M. ve Lostetter, A., (2012). "High-Temperature Silicon-on-Insulator Gate Driver for SiC-FET Power Modules", IEEE Transactions on Power Electronics, 27(11):4417–4424.
- [48] Albanna, A., Malburg, A., Anwar, M., Guta, A. ve Tiwari, N., (2016). "Performance comparison and device analysis between Si IGBT and SiC MOSFET", 2016 IEEE

Transportation Electrification Conference and Expo, ITEC 2016.

- [49] Shijo, T., Kurachi, S., Uchino, Y., Noda, Y., Yamada, H. ve Tanaka, T., (2017). "High-frequency induction heating for small-foreign-metal particle detection using 400 kHz SiC-MOSFETs inverter", Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2017 IEEE, 35133–5138.
- [50] Matsubara, K., Wada, K. ve Suzuki, Y., (2017). "Design of magnetic field generator operating at 85 kHz using SiC-MOSFETs for evaluating electromagnetic interference", 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia, IFEEEC - ECCE Asia 2017, 1412–416.
- [51] Valchev, V. C. ve Mareva, D. J., (2016). "Considerations for components selection of inverter for induction heating", 2016 25th International Scientific Conference Electronics, ET 2016, 1–4.
- [52] Sarnago, H., Lucia, O. ve Burdio, J. M., (2017). "Interleaved resonant boost inverter featuring SiC module for high-performance induction heating", IEEE Transactions on Power Electronics, 32(2):1018–1029.
- [53] Ogiwara, H., Itoi, M. ve Nakoka, M., (2016). "Highly efficient High Frequency Inverter for Induction Heating System Using SiC Power module", 116-121.
- [54] Mishima, T., Morinaga, S. ve Nakaoka, M., (2015). "All-SiC power module-applied single-stage ZVS-PWM AC-AC converter for high-frequency induction heating", IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 4211–4216.
- [55] Yu, H., Lai, J., Zhao, J. H. ve Wright, B. H., (2003). "Gate driver based soft switching for SiC BJT inverter", in IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03., 41857–1862.
- [56] Rabkowski, J., Tolstoy, G., Peftitsis, D. ve Nee, H.-P., May (2012). "Low-Loss High-Performance Base-Drive Unit for SiC BJTs", IEEE Transactions on Power Electronics, 27(5):2633–2643.
- [57] Sarnago, H., Lucia, O., Mediano, A. ve Burdio, J. M., (2014). "Improved operation of SiC-BJT-based series resonant inverter with optimized base drive", IEEE Transactions on Power Electronics, 29(10):5097–5101.
- [58] Gaudo, P. M., Bernal, C., Otin, A. ve Burdio, J. M., (2011). "Silicon carbide JFET resonant inverter for induction heating home appliances", IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference), 2551–2556.
- [59] Bernal, C., Avellaneda, J., Leon, J. ve Molina, P., (2014). "SiC single switch resonant inverters performance dependence on induction load", 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE-ECCE Europe 2014.
- [60] Komeda, S., Tsuboi, Y. ve Fujita, H., (2014). "70 kHz, 15 kW Silicon-Carbide MOSFET Inverter for Industrial Induction Heating Systems", 1160–1165.
- [61] Avellaneda, J., Bernal, C., Otin, A., Molina, P. ve Burdio, J. M., (2013). "Half-Bridge resonant inverter with SiC cascode applied to domestic induction heating", 122–127.
- [62] Pittini, R., Zhang, Z. ve Andersen, M. A. E., (2013). "SiC JFET cascode loss

- dependency on the MOSFET output capacitance and performance comparison with Trench IGBTs", Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, 1287–1293.
- [63] Haehre, K., Meisser, M., Denk, F., Kling, R. ve Heering, W., (2012). "Switching speed-control of an optimized capacitor-clamped normally-on Silicon Carbide JFET cascode", in 2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), DS1a.11-1-DS1a.11-5.
- [64] Lucia, O., Burdio, J. M., Millan, I., Acero, J. ve Puyal, D., (2009). "Load-Adaptive Control Algorithm of Half-Bridge Series Resonant Inverter for Domestic Induction Heating", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56(8):3106–3116.
- [65] Jimenez, O., Lucia, O., Urriza, I., Barragan, L. A., Navarro, D. ve Dinavahi, V., (2015). "Implementation of an FPGA-Based Online Hardware-in-the-Loop Emulator Using High-Level Synthesis Tools for Resonant Power Converters Applied to Induction Heating Appliances", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62(4):2206–2214.
- [66] Forest, F., Faucher, S., Gaspard, J. Y., Montloup, D., Huselstein, J. J. ve Joubert, C., (2007). "Frequency-synchronized resonant converters for the supply of multiwinding coils in induction cooking appliances", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54(1):441–452.
- [67] Pham, H. N., Fujita, H., Ozaki, K. ve Uchida, N., (2013). "Dynamic Analysis and Control for Resonant Currents in a Zone-Control Induction Heating System", IEEE Transactions on Power Electronics, 28(3):1297–1307.
- [68] Souley, M., Caux, S., Pateau, O., Maussion, P. ve Lefevre, Y., (2012). "Optimization of the settings of multiphase induction heating system", in 2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1–6.
- [69] RASHID, M. H., (2016). Güç Elektroniği Yarıiletken Elemanlar, Devreler ve Uygulamaları, Ankara, Nobel.
- [70] Stephani, D., (2000). "Status, Prospects and Commercialization of SiC Power Devices", Device Research Conference. Conference Digest (Cat. No.01TH8561), 14.
- [71] Callanan, B., (2011). "Application considerations for silicon carbide MOSFETs", Cree Inc., 1–3.
- [72] Cooper, J. A., Agarwal, A., (2002). "SiC power-switching devices - The second electronics revolution?", Proceedings of the IEEE, 90(6):956–968.
- [73] Baliga, B. J., (2006). Silicon Carbide Power Devices, London, Publisher: World Scientific Pub Co Inc.
- [74] Neudeck, P. G., (2007). The VLSI Handbook, London, CRC Press.
- [75] Ozpineci, B. ve Tolbert, L., (2011). "Smaller, faster, tougher", IEEE Spectrum, 48(10):45-46.
- [76] Jianhui Zhang, Alexandrov, P., Burke, T. ve Zhao, J. H., (2006). "4H-SiC power bipolar junction transistor with a very low specific ON-resistance of 2.9 m Ω /cm²", IEEE Electron Device Letters, 27(5):368–370.

- [77] Qingchun Zhang, Jun Wang, Jonas, C., Callanan, R., Sumakeris, J. J., Sei-Hyung Ryu, Das, M., Agarwal, A., Palmour, J. ve Huang, A. Q., (2008). "Design and Characterization of High-Voltage 4H-SiC p-IGBTs", IEEE Transactions on Electron Devices, 55(8):1912–1919.
- [78] Nakamura, T., Nakano, Y., Aketa, M. ve Hanada, T., (2014). "Recent development and future prospects of power SiC devices", in 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), 2074–2074.
- [79] Rabkowski, J., Peftitsis, D. ve Nee, H., (2012). "Silicon Carbide Power Transistors: A New Era in Power Electronics Is Initiated", IEEE Industrial Electronics Magazine, 6(2):17–26.
- [80] Deboy, G., Marz, N., Stengl, J.-P., Strack, H., Tihanyi, J. ve Weber, H., (1998). "A new generation of high voltage MOSFETs breaks the limit line of silicon", International Electron Devices Meeting 1998. Technical Digest (Cat. No.98CH36217), 683–685.
- [81] Lorenz, L., Deboy, G., Knapp, A. ve Miirz, M., (1999). "COOLMOSTM - a new milestone in high voltage Power MOS", 11th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. ISPSD'99 Proceedings (Cat. No.99CH36312), 3-10.
- [82] Erickson, R. W. ve Maksimovic, D., (2004). Fundamentals of Power Electronics, 4th ed. New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow: Kluwer Academic Publishers.
- [83] Lucia, O., Carretero, C., Palacios, D., Valeau, D. ve Burdío, J. M., (2011). "Configurable snubber network for efficiency optimisation of resonant converters applied to multi-load induction heating", Electronics Letters, 47(17):989.
- [84] Bodur, H. (2010). Güç Elektroniği Temel Analiz ve Sayısal Uygulamalar, İstanbul, Birsen Yayınevi.

DEVRE ELEMANLARININ TEKNİK ÖZELLİKLERİ

Deneylerde kullanılan ölçüm aletleri detaylı olarak Çizelge A.1’de gösterilmektedir.

Çizelge A.1 Uygulama çalışmalarında kullanılan donanımlar ve özellikleri

Ürün	Marka	Model	Elektriksel Özellikleri
Dijital Osiloskop	Tektronix	DPO5034B	350MHz
Akım Probu	Rogowski	CWT Mini 15 PEM	3kA / 2mV/1A
Gerilim Probu	Pintek	DP-25	Diferansiyel
Gerilim Probu	Tektronix	TPP0500B	500MHz 300V
Gerilim Probu	Pmk	PHV-1000RO	400MHz / 1000V
Güç Analizörü	Chroma	66202	
AC Güç Kaynağı	Apt	7000	

A.1 Sürücü Devresinin Tasarımı

Sürücü devresinin tasarımında önemli parametreler aşağıda verilmiştir:

- Yarıiletken güç elemanının kontrol gerilim aralığı
- Yarıiletken güç elemanının maksimum kontrol akımı
- Yarıiletken güç elemanı sürmek için anlık çekilen güç
- Yarıiletken güç elemanının akım ve gerilim yükselme hızlarının maksimum değerleri

Bu tezde seçilen yarıiletken güç elemanları birbirlerine yakın güçlerde olduğu için maksimum 0.5 A'lık bir sürücü tasarlandı. Elemanların kapı, kaynak arasına uygulanması gereken gerilimler yarıiletken güç elemanların sürme gerilimleri ve termik özellikleri Çizelge 5.4'te verilmiştir. Yarıiletken güç elemanları -5 V ile +15 V aralığında 1EDI05I12AF entegresi ile sürülmüştür. 1EDI05I12AF'in teknik özetiŞekil A.1'de verilmiştir.





1EDI EiceDRIVER™ Compact Single Channel IGBT Gate Driver IC

Separate output
variant for IGBT

1 Overview

Main Features

- Single channel isolated IGBT Driver
- Input to output isolation voltage up to 1200 V
- For high voltage power IGBTs
- Up to 10 A typical peak current at rail-to-rail outputs
- Separate source and sink outputs

Product Highlights

- Galvanically isolated Coreless Transformer Driver
- Wide input voltage operating range
- Suitable for operation at high ambient temperature

Typical Application

- AC and Brushless DC Motor Drives
- High Voltage DC/DC-Converter and DC/AC-Inverter
- Induction Heating Resonant Application
- UPS-Systems
- Welding
- Solar

Description

The 1EDI05I12AF, 1EDI20I12AF, 1EDI40I12AF, and 1EDI60I12AF are galvanically isolated single channel IGBT driver in a PG-DSO-8-51 package that provide minimum output currents up to 6 A at separated output pins.

The input logic pins operate on a wide input voltage range from 3 V to 15 V using CMOS threshold levels to support even 3.3 V microcontroller.

Data transfer across the isolation barrier is realized by the Coreless Transformer Technology.

Every driver family member comes with logic input and driver output under voltage lockout (UVLO) and active shutdown.


Product Name	Gate Drive Current (min)	Package
1EDI05I12AF	±0.5 A	PG-DSO-8-51
1EDI20I12AF	±2.0 A	PG-DSO-8-51
1EDI40I12AF	±4.0 A	PG-DSO-8-51
1EDI60I12AF	±6.0 A	PG-DSO-8-51



Şekil A.1 ±0.5A tek kanal izole IGBT sürücüsü 1EDI05I12AF'nin teknik özelliklerinin özeti

A.2 Mikroişlemci

Şekil A.2’de sistemin kontrolünü sağlayan STM32F100R8 32 bit ARM tabanlı Cortex-M3 işlemcisi teknik özellik özeti gösterilmektedir.




STM32F100x4 STM32F100x6 STM32F100x8 STM32F100xB

Low & medium-density value line, advanced ARM-based 32-bit MCU with 16 to 128 KB Flash, 12 timers, ADC, DAC & 8 comm interfaces

Features

- Core: ARM 32-bit Cortex™-M3 CPU
 - 24 MHz maximum frequency, 1.25 DMIPS/MHz (Dhrystone 2.1) performance
 - Single-cycle multiplication and hardware division
- Memories
 - 16 to 128 Kbytes of Flash memory
 - 4 to 8 Kbytes of SRAM
- Clock, reset and supply management
 - 2.0 to 3.6 V application supply and I/Os
 - POR, PDR and programmable voltage detector (PVD)
 - 4-to-24 MHz crystal oscillator
 - Internal 8 MHz factory-trimmed RC
 - Internal 40 kHz RC
 - PLL for CPU clock
 - 32 kHz oscillator for RTC with calibration
- Low power
 - Sleep, Stop and Standby modes
 - V_{BAT} supply for RTC and backup registers
- Debug mode
 - Serial wire debug (SWD) and JTAG interfaces
- DMA
 - 7-channel DMA controller
 - Peripherals supported: timers, ADC, SPIs, I²Cs, USARTs and DACs
- 1 × 12-bit, 1.2 µs A/D converter (up to 16 channels)
 - Conversion range: 0 to 3.6 V
 - Temperature sensor
- 2 × 12-bit D/A converters
- Up to 80 fast I/O ports
 - 37/51/80 I/Os, all mappable on 16 external interrupt vectors and almost all 5 V-tolerant



LQFP100 14 × 14 mm
LQFP64 10 × 10 mm
LQFP48 7 × 7 mm
TFPGA64 (5 × 5 mm)

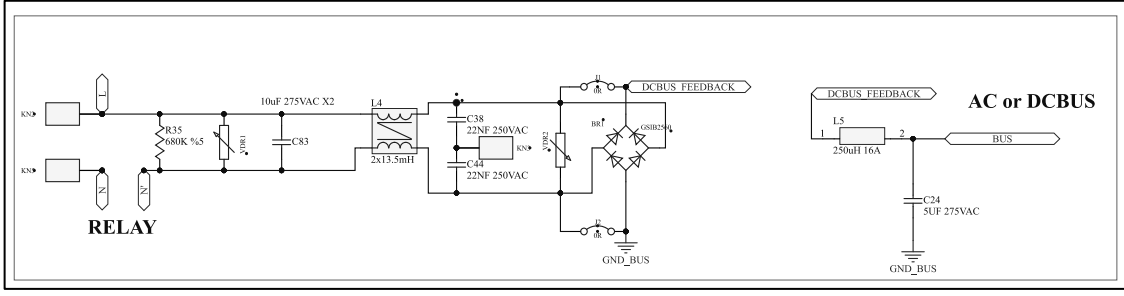
- Up to 12 timers
 - Up to three 16-bit timers, each with up to 4 IC/OC/PWM or pulse counter
 - 16-bit, 6-channel advanced-control timer: up to 6 channels for PWM output, dead time generation and emergency stop
 - One 16-bit timer, with 2 IC/OC, 1 OCN/PWM, dead-time generation and emergency stop
 - Two 16-bit timers, each with IC/OC/OCN/PWM, dead-time generation and emergency stop
 - 2 watchdog timers (Independent and Window)
 - SysTick timer: 24-bit downcounter
 - Two 16-bit basic timers to drive the DAC
- Up to 8 communications interfaces
 - Up to two I²C interfaces (SMBus/PMBus)
 - Up to 3 USARTs (ISO 7816 interface, LIN, IrDA capability, modem control)
 - Up to 2 SPIs (12 Mbit/s)
 - Consumer electronics control (CEC) interface
- CRC calculation unit, 96-bit unique ID
- ECOPACK® packages

Table 1. Device summary

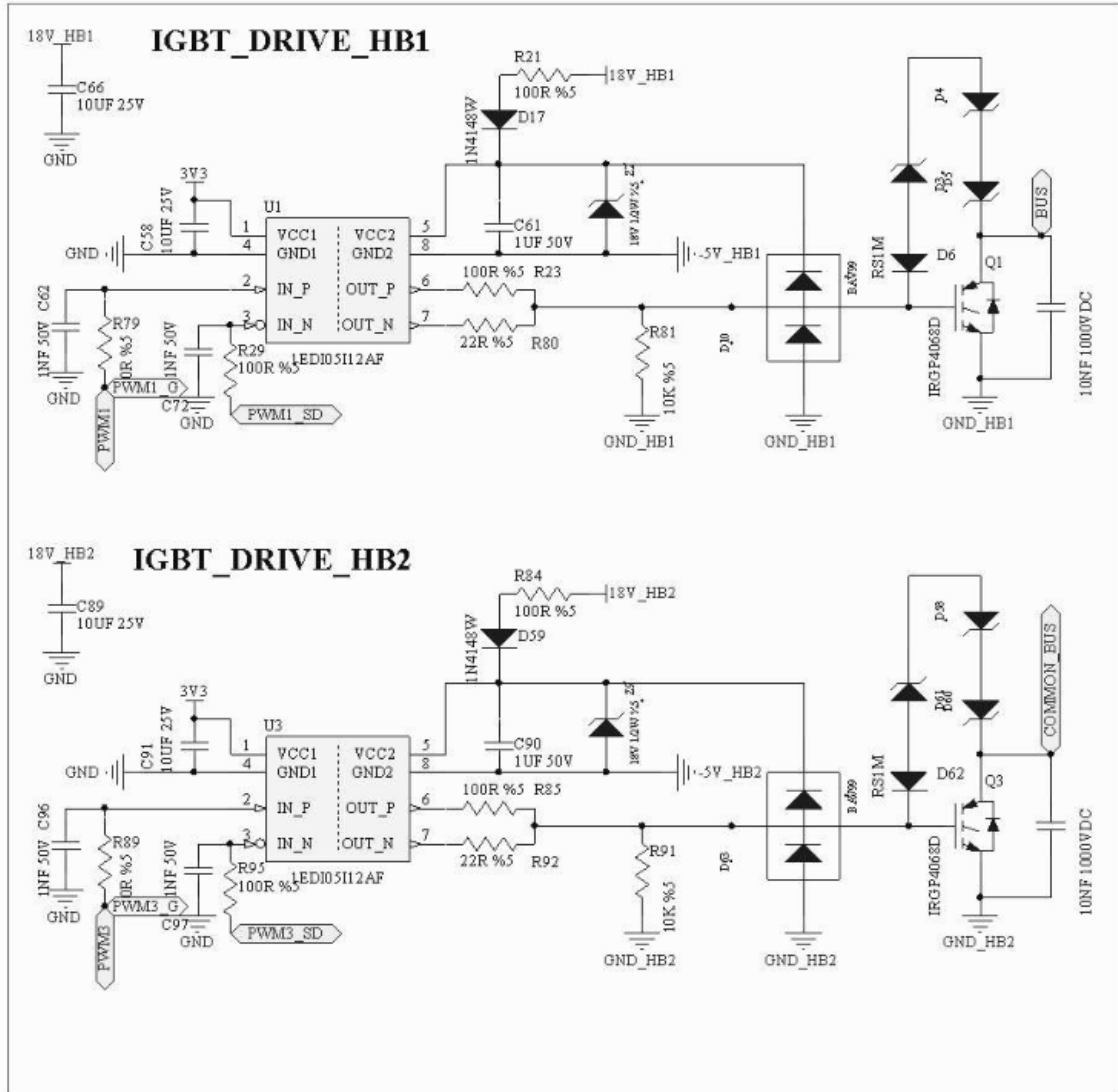
Reference	Part number
STM32F100x4	STM32F100C4, STM32F100R4
STM32F100x6	STM32F100C6, STM32F100R6
STM32F100x8	STM32F100C8, STM32F100R8, STM32F100V8
STM32F100xB	STM32F100CB, STM32F100RB, STM32F100VB

Şekil A.2 STM32F100R8 32 bit ARM tabanlı Cortex-M3 işlemcisi teknik özellikleri

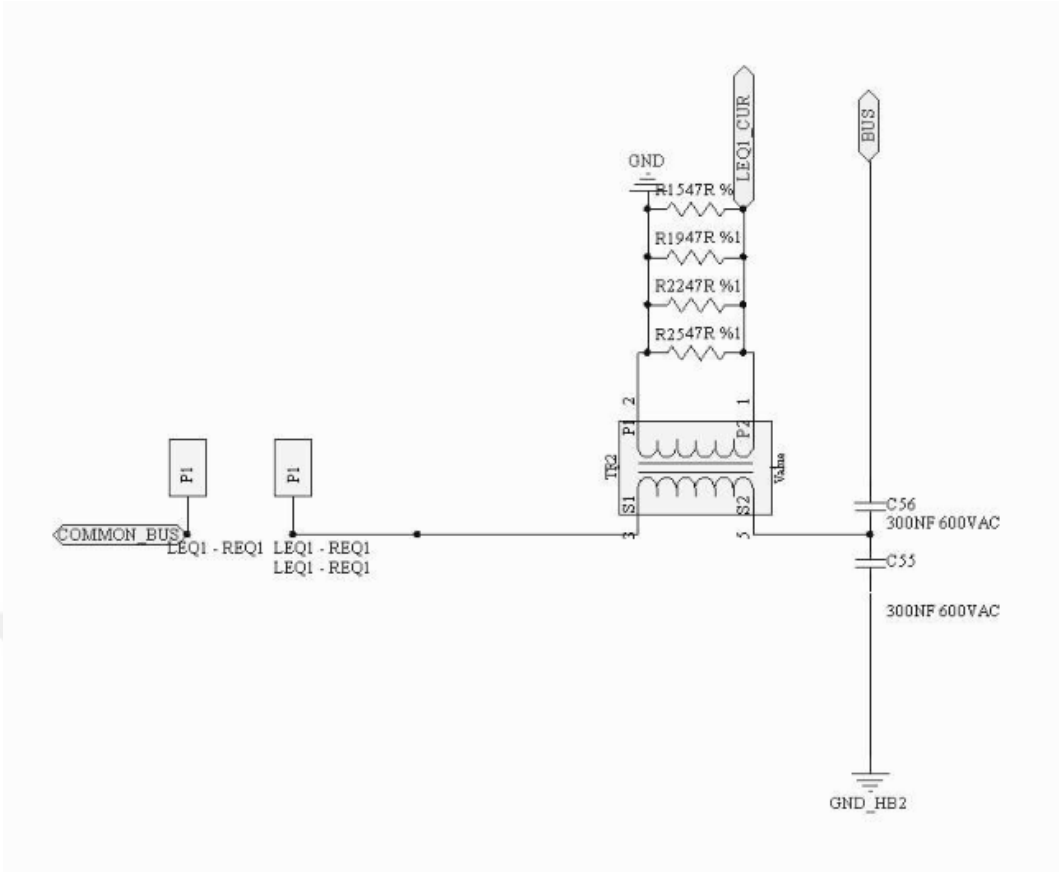
A.3 Şema ve Baskı Devre



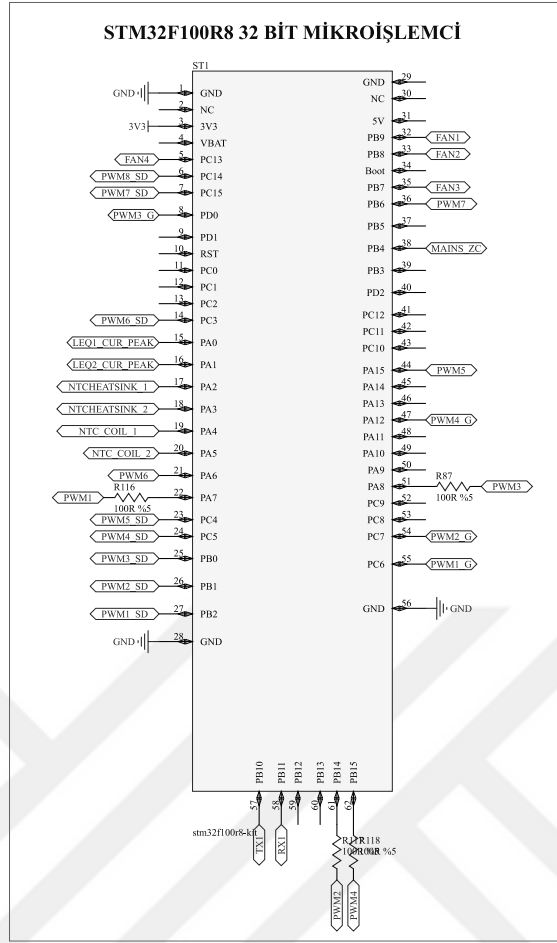
Şekil A.3 AC giriş gerilimi bağlantı devresi

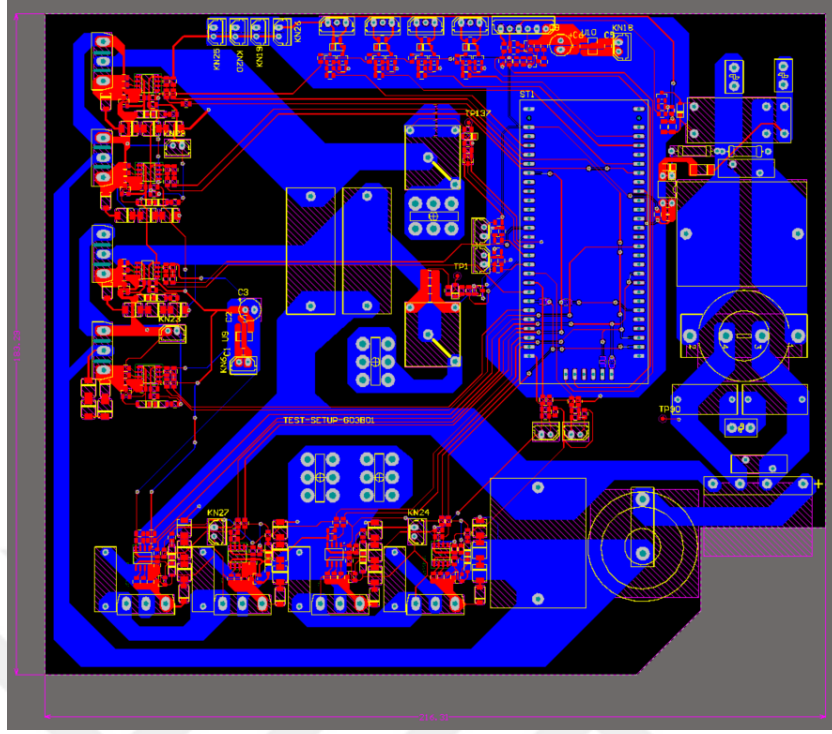


Şekil A.4 Sürücü ve IGBT kısmı

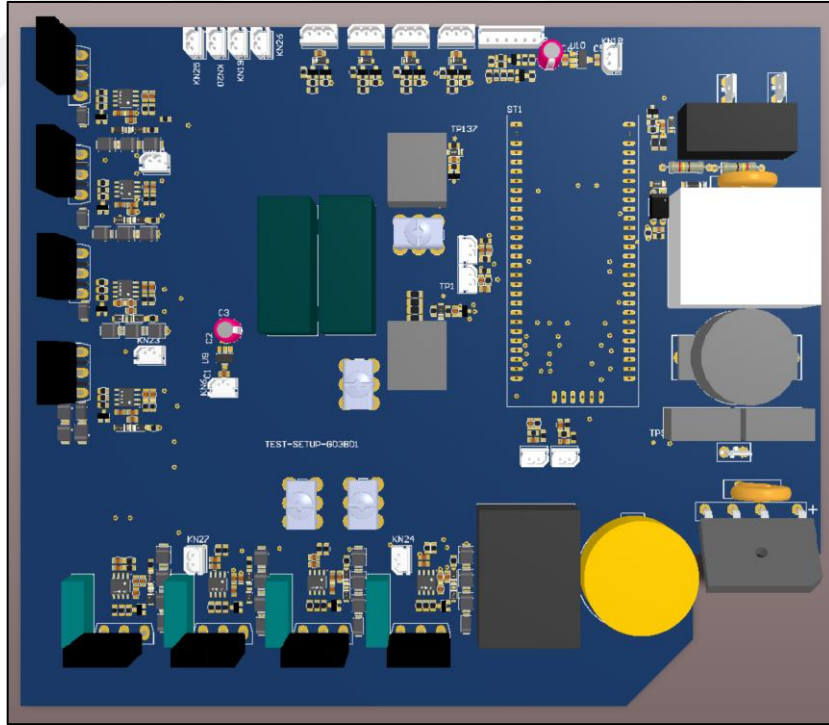


Şekil A.5 Seri rezonanslı yarım köprü inverter kısmı





Şekil A.7 Uygulama devresi baskı devresinin tasarımının 2B PCB üstten görünüşü



Şekil A.8 Uygulama devresinin baskı devresinin tasarımının 3B üstten görünüşü

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Sezer Aslan
Doğum Tarihi ve Yeri : 07.03.1993 / Adana
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : sezeraslan93@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Lisans	Elektrik Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2016
Lise	Fen Bilimleri	Yüreğir Halıcılar And. Lisesi	2011

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2018-	Arçelik Çayırova Kampüsü	Ar-Ge Mühendisi
2016 - 2018	Mamur Teknoloji San. Sis. A.Ş	Ar-Ge Mühendisi
2015 - 2016	Sugözü Termik Santrali A.Ş	Stajyer
2015 - 2016	Adana Çimento Sanayi A.Ş	Stajyer

YAYINLARI

Bildiri

1. Aslan, S. Ozturk, M. ve Altintas, N., (2018). "A comparative study of SiC and Si power devices in induction cookers", 2018 5th International Conference on Electrical and Electronic Engineering (ICEEE), 297–301.
2. Ozturk, M., Aslan, S., Altintas, N. ve Sinirliođlu, S., (2018)." Comparison of Induction Cooker Power Converters", CEIT 2018, İstanbul.

PROJELERİ

1. MOONSHINE Kısmi Rezonanslı İndüksiyon Ocak Projesi / 2016-2017 MAMUR A.Ş. / Arge Mühendisi – / TEYDEB 7160526 / / KOBİ Ar-Ge
2. Dokunmatik Zamanlayıcı ve Ana Emniyet Valfi İle Bütünleşik, Yüksek Emniyetli Ev Tipi Ocak Tasarımı Ve Prototip İmalatı / 2016-2017 MAMUR A.Ş. / Proje Destek – Donanım ve Algoritma Tasarımı – Yazılım / TEYDEB 7151609 / KOBİ Ar-Ge
3. mIND, Kısmi Rezonanslı İndüksiyon Ocak Projesi / 2018-Devam ediyor / Arge Mühendisi / Arge Mühendisi