

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YENİ NESİL GÜÇ ANAHTARLARININ EV TİPİ
İNDÜKSİYON OCAKLARDA KULLANIMININ
İNCELENMESİ

AHMET ERKEN

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programı

Danışman

Doç. Dr. Atiye Hülya OBDAN

Haziran, 2024

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**YENİ NESİL GÜÇ ANAHTARLARININ EV TİPİ
İNDÜKSİYON OCAKLARDA KULLANIMININ
İNCELENMESİ**

Ahmet ERKEN tarafından hazırlanan tez çalışması 26.06.2024 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programı **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Doç. Dr. Atiye Hülya OBDAN
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Doç. Dr. Atiye Hülya OBDAN, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Kamuran Nur BEKİROĞLU, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Derya Ahmet KOCABAŞ, Üye
İstanbul Teknik Üniversitesi

Danışmanım Doç. Dr. Atiye Hülya OBDAN sorumluluğunda tarafımca hazırlanan “Yeni Nesil Güç Anahtarlarının Ev Tipi İndüksiyon Ocaklarda Kullanımının İncelenmesi” başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Ahmet ERKEN

İmza:



Aileme

TEŞEKKÜR

Tez süresince gösterdiği ilgi, alaka ve destek dolayısıyla Doç. Dr. Atiye Hülya OBDAN'a, çalışmalarım boyunca desteklerini esirgemeyen Arçelik Güç Elektroniği ekibine teşekkürü bir borç bilirim.

Hayatım boyunca aldığım her kararda arkamda duran ve beni her koşulda destekleyen aileme çok teşekkür ederim.

Ahmet ERKEN



İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ	viii
KISALTMA LİSTESİ	x
ŞEKİL LİSTESİ	xii
TABLO LİSTESİ	xviii
ÖZET	xix
ABSTRACT	xxi
1 GİRİŞ	23
1.1 Literatür Özeti	23
1.2 Tezin Amacı	31
1.3 Hipotez	31
2 İNDÜKSİYONLA ISITMA TEMELLERİ	32
2.1 Manyetik Yasalar	33
2.2 Deri Etkisi	35
2.3 Yakınlık Etkisi	39
2.4 İndüksiyonla Isıtma Sistemleri Çalışma Prensibi	41
2.5 İndüksiyon Bobinin İncelenmesi	46
3 GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜ DEVRE ANALİZİ	49
3.1 Güç Dönüştürücüsünün Matematiksel Analizi	49
3.1.1 1. Aralık Devre Denklemleri	52
3.1.2 2. Aralık Devre Denklemleri	57
3.1.3 3. Aralık Devre Denklemleri	62
3.2 Çalışma Koşulları ve Yarıiletken Seçimi	66
3.3 Kontrol Yöntemleri	82
3.3.1 Doluluk Oranı Kontrolü (Duty Mode Control, DMC)	83
3.3.2 Kesikli Çalışma Kontrolü (Burst Mode Control, BMC)	87
3.3.3 Darbe Yoğunluk Kontrolü (Pulse Density Modulation, PDM)	88
3.4 İndüksiyon Ocaklarda Elektromanyetik Uyumluluk Testi	90
4 YARIİLETKEN GÜÇ ANAHTARI SEÇİMİ	98
4.1 IGBT Teknolojisinin Gelişimi	98
4.2 IGBT Üzerinde Meydana Gelen Kayıplar	104
4.2.1 Anahtarlama Kayıpları	104
4.2.2 IGBT İletim Kayıpları	105
4.2.3 Ters Paralel Bağlı Diyotun Kayıpları	107

4.3	İndüksiyon Ocaklar için Uygun IGBT Seçimi.....	108
4.4	Yeni Nesil Güç Anahtarlarının İncelenmesi	114
4.4.1	Geniş Bant Aralığı (Wide Band Gap).....	115
4.4.2	Elektrik Alan Dayanımı.....	116
4.4.3	Sürüklenme Hızı.....	116
4.4.4	Termal İletkenlik	117
4.4.5	GaN HEMT Yapısı.....	117
4.4.6	SiC MOSFET Yapısı.....	123
5	BASKI DEVRE TASARIMI	126
5.1	Devre Parazitliklerinin İncelenmesi.....	126
5.2	Yeni Nesil Güç Anahtarlarına Uygun Baskı Devre Tasarımı.....	144
6	TEST SONUÇLARI	148
6.1	Klasik İndüksiyon Ocak Çalışma Koşullarında GaN HEMT Kullanımı .	149
6.1.1	Tek Göz Çalışma-Maksimum Göz Gücü Çalışma Koşulu.....	149
6.1.2	İki Göz Çalışma-Maksimum Giriş Gücü Çalışma Koşulu	150
6.1.3	Klasik İndüksiyon Ocak Çalışma Koşullarında Si IGBT Ölçüm Sonuçları.....	150
6.1.4	Klasik İndüksiyon Ocak Çalışma Koşullarında GaN HEMT Ölçüm Sonuçları.....	153
6.1.5	Klasik İndüksiyon Ocak Çalışma Koşullarında GaN HEMT Kullanımı için Elde Edilen Sonuçlar	155
6.2	Yüksek Frekanslı İndüksiyon Ocaklarda GaN HEMT Kullanımı	157
6.2.1	Tek Göz Çalışma-Maksimum Göz Gücü Çalışma Koşulu.....	157
6.2.2	İki Göz Çalışma-Maksimum Giriş Gücü Çalışma Koşulu	158
6.2.3	Yüksek Frekanslı İndüksiyon Ocak Çalışma Koşullarında GaN HEMT Ölçüm Sonuçları.....	158
6.2.4	Yüksek Frekanslı İndüksiyon Ocak Çalışma Koşullarında GaN HEMT Kullanımı için Elde Edilen Sonuçlar.....	160
6.3	Düşük İndüktans-Düşük Direnç Karakteristiğine Sahip Tencerelere Yüksek Güç Aktarımı.....	162
6.3.1	Tek Göz Çalışma-Maksimum Göz Gücü Çalışma Koşulu.....	163
6.3.2	İki Göz Çalışma- Maksimum Giriş Gücü Çalışma Koşulu	163
6.3.3	All-Metal İndüksiyon Ocak Çalışma Koşullarında GaN HEMT Ölçüm Sonuçları.....	163
6.4	Ev Tipi İndüksiyon Ocaklar için IGBT ve GaN HEMT Karşılaştırması.	165
6.5	Full Flexi Ocak Yapılarında GaN HEMT Kullanımı.....	168
6.5.1	Full-Flexi İndüksiyon Ocak Çalışma Koşullarında GaN HEMT Ölçüm Sonuçları.....	169

7 SONUÇ	183
KAYNAKÇA	185
TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR	205



SİMGE LİSTESİ

J	Akım Yoğunluğu
NI	Amper-Sarım
I_F	Diyot Akımı
r_F	Diyot Eşdeğer İç Direnci
V_F	Diyot İleri Gerilim Düşümü
R_{eq}	Eşdeğer Direnç
L_{eq}	Eşdeğer İndüktans
C_{eq}	Eşdeğer Kapasite
$V_{C_{eq}stg_{x_{t=0}}}$	Eşdeğer Rezonans Kondansatörü Başlangıç Koşulu
V_{input}	Giriş Gerilimi
δ	Girme Derinliği
$L_{PowerLoop}$	Güç Devresi Parazitik İndüktansı
$P_{conduction}$	İletim Kayıpları
P_{turn_on}	İletime Girme Kayıpları
A	İletken Çapı
l	İletken Uzunluğu
$i_{L_{eq}stg_{x_{t=0}}}$	İndüksiyon Bobini Başlangıç Koşulu
I_C	IGBT Akımı
$V_{CE_{sat}}$	IGBT Doyum Gerilimi
I_{SINK}	Kapı Sürme Entegresi Deşarj Akımı
I_{SOURCE}	Kapı Sürme Entegresi Şarj Akımı
$L_{GateLoop}$	Kapı Sürme Devresi Parazitik İndüktansı
P_{turn_off}	Kesime Girme Kayıpları
\mathcal{F}	Magnetomotor Kuvveti
B	Manyetik Akı Yoğunluğu
μ_r	Manyetik Geçirgenlik
H	Manyetik Alan Şiddeti
$r_{DS_{on}}$	MOSFET Eşdeğer İç Direnci
$L_{CommonSource}$	Ortak Kaynak İndüktansı
ρ	Öz direnç
\mathfrak{R}	Relüktans

α	Sönüm Katsayısı
ω_d	Sönümlü Açısal Frekans
ω_0	Sönümsüz Açısal Frekans
P_{fw}	Ters İletim Kayıpları
I_{rr}	Ters Toparlanma Akımı
t_{rr}	Ters Toparlanma Süresi
P_{total}	Toplam Anahtar Kayıpları
μ_0	Uzay Boşluğunun Manyetik Geçirgenliği
$Z_{reflected}$	Yansıyan Empedans
C_{ies}	Yarıiletken Anahtar Giriş Kapasitesi
C_{oes}	Yarıiletken Anahtar Çıkış Kapasitesi
C_{res}	Yarıiletken Ters Transfer Kapasitesi

KISALTMA LİSTESİ

AV	Gürültünün Ortalama Değeri
BMC	Kesikli alışma Kontrolü
C_{IW}	Sargının Eşdeğer Parazitik Kapasitesi
CMC	Ortak Mod Bobin
CM	Ortak Mod
CT	Akım Transformatörü
DMC	Doluluk Oranı Kontrolü
DMC	Diferansiyel Mod Bobin
DM	Diferansiyel Mod
EMF	Elektromotor Kuvveti
EMC	Elektromanyetik Uyumluluk
EMI	Elektromanyetik Girişim
ESL	Eşdeğer Seri İndüktans
ESR	Eşdeğer Seri Direnç
FBC	Seri Rezonans Tam Köprü Dönüştürücü
FC	Frekans Kontrolü
GaN	Galyum Nitrit
GIT	Gate Injected Transistor
MMF	Magnetomotor Kuvveti
QRC	Kısmi Rezonanslı Tek Anahtarlı Dönüştürücü
HBC	Seri Rezonans Yarım Köprü Dönüştürücü
PDM	Darbe Yoğunluk Kontrolü
ZVS	Sıfır Gerilimde Anahtarlama
ZCS	Sıfır Akımda Anahtarlama
R_{DC}	Doğru Akım Altında Görülen Eşdeğer Direnç
R_{AC}	Alternatif Akım Altında Görülen Eşdeğer Direnç
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör
SiC	Silikon Karbit
WBG	Geniş Bant Aralığı
QP	Gürültünün Kısmi Tepe Değeri
LISN	Line Impedance Stabilization Network
PCB	Baskı Devre

PT IGBT	Punch Through IGBT
NPT IGBT	Non- Punch Through IGBT
FS IGBT	Field Stop IGBT
RC IGBT	Reverse Conducting IGBT
NTC	Negative Temperature Coefficient
PTC	Positive Temperature Coefficient
2DEG	2-Dimensional Electron Gas
d-mode HEMT	Depletion Mode HEMT
e-mode HEMT	Enhancement Mode HEMT



ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 İndüksiyon bobini-tencere eşdeğer manyetik devresi	32
Şekil 2.2 Akım taşıyan iletkenin oluşturduğu manyetik alan	34
Şekil 2.3 Manyetik eşdeğer devre	34
Şekil 2.4 Deri etkisinin oluşumu	35
Şekil 2.5 Silindirik iletken yapısı	36
Şekil 2.6 Ev tipi indüksiyon ocaklarda kullanılan indüksiyon bobininin yapısı ...	37
Şekil 2.7 15 m bobin sargısı için 80x0.25 mm ve 2.5 mm iletkenlerde meydana gelen deri etkisi	38
Şekil 2.8 İndüksiyon ocaklarda kullanılan farklı iletken yapıları.....	38
Şekil 2.9 İletken üzerinde oluşan girme derinliği.....	39
Şekil 2.10 15 m bobin sargısı için 80x0.25 mm ve 2.5 mm iletkenlerde meydana gelen yakınlık etkisi	40
Şekil 2.11 İndüksiyonla ısıtma sistemleri blok diyagramı	41
Şekil 2.12 İndüksiyonla ısıtma temel dalga şekilleri	42
Şekil 2.13 Ticarileşmiş ev tipi indüksiyon ocak.....	43
Şekil 2.14 İndüksiyon bobini-tencere eşdeğer devresi	43
Şekil 2.15 Eşdeğer devreler: (a) kuplajlı indüktans devresi (b) indüksiyon ocak eşdeğer güç devresi.	44
Şekil 2.16 210mm indüksiyon bobini ve döküm tencere ölçümleri.....	46
Şekil 2.17 İndüksiyon bobininin yapısı	47
Şekil 3.1 Seri rezonans yarım köprü dönüştürücü devre şeması	49
Şekil 3.2 Farklı rezonans kondansatörünü kullanım yapıları.	50
Şekil 3.3 Tek anahtarlı kısmi rezonans dönüştürücü devre şeması	51
Şekil 3.4 Seri rezonans yarım köprü dönüştürücü çalışma aralıkları	52
Şekil 3.5 1. Aralık eşdeğer devresi	52
Şekil 3.6 2. Aralık eşdeğer devresi	57
Şekil 3.7 3. Aralık eşdeğer devresi	62
Şekil 3.8 İndüksiyon ocak ürün yapısı.....	67
Şekil 3.9 Güç devresi rezonans tankına ait frekans analizi	68
Şekil 3.10 21kHz 3700W maksimum yük durumu için temel dalga şekilleri	69
Şekil 3.11 $f_{switching} = 21$ kHz $P_{input} = 3700$ W $t_{dead_time} = 1.5$ μ s $C_{snubber} = 2x47$ nF üst anahtar gerilimi ve akımı	70
Şekil 3.12 $f_{switching} = 21$ kHz $P_{input} = 3700$ W $t_{dead_time} = 1.5$ μ s $C_{snubber} = 2x15$ nF üst anahtar gerilimi ve akımı	71

Şekil 3.13 $f_{\text{switching}} = 21 \text{ kHz}$ $P_{\text{input}} = 3700 \text{ W}$ $t_{\text{dead_time}} = 1.5 \mu\text{s}$ $C_{\text{snubber}} = 2 \times 2.2 \text{ nF}$ üst anahtar gerilimi ve akımı	71
Şekil 3.14 $f_{\text{switching}} = 21 \text{ kHz}$ $P_{\text{input}} = 3700 \text{ W}$ $t_{\text{dead_time}} = 1.0 \mu\text{s}$ $C_{\text{snubber}} = 2 \times 2.2 \text{ nF}$ üst anahtar gerilimi ve akımı	72
Şekil 3.15 Deşarj olmayan bastırma kondansatörünün etkisi.....	72
Şekil 3.16 Farklı bastırma kondansatörleri için meydana gelen anahtar kayıplarının dağılımı	73
Şekil 3.17 3700 W-21 kHz durumunda farklı bastırma kondansatörleri için anahtar akımı FFT analizi	74
Şekil 3.18 3700W-21 kHz durumunda farklı bastırma kondansatörleri için anahtarlama düğümü FFT analizi	76
Şekil 3.19 Maksimum giriş gücü durumu için temel dalga şekilleri	77
Şekil 3.20 Farklı bastırma kondansatörleri için 2300 W-25 kHz koşulunda meydana gelen anahtar kayıpları	78
Şekil 3.21 2300 W-25 kHz durumunda farklı bastırma kondansatörleri için anahtar akımı FFT analizi	79
Şekil 3.22 2300 W-25 kHz durumunda farklı bastırma kondansatörleri için anahtarlama düğümü FFT analizi	80
Şekil 3.23 8Ω $43.0 \mu\text{H}$ 15 kHz kapasitif çalışma dalga şekilleri.....	81
Şekil 3.24 Doluluk oranını ile iriş gücünün değişimi	85
Şekil 3.25 Doluluk oranını ile anahtarlama kayıplarının değişimi	85
Şekil 3.26 $C_{\text{snubber}} = 2 \times 15 \text{ nF}$ için farklı doluluk oranlarında meydana gelen akım darbeleri	86
Şekil 3.27 $C_{\text{snubber}} = 2 \times 15 \text{ nF}$ için farklı doluluk oranlarında kondansatörün deşarj olduğu gerilim.....	86
Şekil 3.28 Her iki dönüştürücüye ait V_{GE} sinyalleri ve bobin akımları.....	86
Şekil 3.29 Kesikli çalışma kontrolü dalga şekilleri	87
Şekil 3.30 Darbe yoğunluk kontrolü temel dalga şekilleri	89
Şekil 3.31 EN55014 yayılım testi standardı	90
Şekil 3.32 Seri rezonans yarım köprü dönüştürücü anahtarlama düğüm gerilimi ve dc bara akım değerleri.....	91
Şekil 3.33 Seri rezonanslı yarım köprü dönüştürücü temel dalga şekilleri FFT analizi	92
Şekil 3.34 İndüksiyon ocaklarda sıklıkla karşılaşılan ‘iron powder’ nüve.....	93
Şekil 3.35 İndüksiyon ocaklarda sıklıkla kullanılan X_2 kondansatör.....	93
Şekil 3.36 Ortak durum gürültü filtrelemede kullanılan MnZn nüve.....	94
Şekil 3.37 Ortak durum gürültü filtrelemede kullanılan film ve seramik Y_2 kondansatörler.....	94
Şekil 3.38 Ortak durum filtresinin parazitik yapısı ve empedans cevabı	95

Şekil 3.39	Fark durum filtresinin parazitik yapısı ve empedans cevabı.....	96
Şekil 3.40	X ₂ kondansatörü parazitik yapısı ve empedans cevabı	97
Şekil 4.1	'Bipolar' ve 'Polar' yapıdaki anahtarların kıyaslanması [23].....	99
Şekil 4.2	IGBT teknolojisinin gelişimi [28]	100
Şekil 4.3	'Planar' ve 'Trench' kapı yapıları [23].....	101
Şekil 4.4	'Co-pack' yapısına sahip IGBT paket yapısı [121].....	101
Şekil 4.5	'Reverse Conducting' IGBT yapısı [48]	103
Şekil 4.6	'Reverse Conducting' yapısına sahip IGBT paket yapısı [121].....	103
Şekil 4.7	Farklı jonksiyon sıcaklıkları için anahtarlama kaybının değişimi.....	105
Şekil 4.8	Farklı jonksiyon sıcaklıkları için anahtar ileri gerilim düşümünün değişimi	106
Şekil 4.9	Farklı jonksiyon sıcaklıkları için anahtar ileri gerilim düşümünün iletim kaybına olan etkisi	107
Şekil 4.10	Farklı jonksiyon sıcaklıkları için diyot ileri gerilim düşümü ve iletim kaybı değişimi.....	108
Şekil 4.11	Tjunction = 25°C ve Tjunction = 175°C için VCEsat-IC grafikleri.	110
Şekil 4.12	Ön plana çıkan anahtarlar için Tjunction = 25°C ve Tjunction = 175°C VCEsat-IC grafikleri.....	111
Şekil 4.13	Tjunction = 25°C ve Tjunction = 175°C için V _F -I _F grafikleri	112
Şekil 4.14	Ön plana çıkan anahtarlar için Tjunction = 25°C ve Tjunction = 175°C V _F -I _F grafikleri	113
Şekil 4.15	Yarıiletken malzemelerin kullanıldığı uygulamalar [57]	115
Şekil 4.16	Katılarda bant aralıkları.....	116
Şekil 4.17	GaN HEMT yarıiletken yapısı	118
Şekil 4.18	Cascade GaN HEMT yapısı	119
Şekil 4.19	'Direct Drive' GaN HEMT yapısı.....	120
Şekil 4.20	p-mode GaN HEMT yapısı	120
Şekil 4.21	GIT GaN HEMT yapısı.....	121
Şekil 4.22	Farklı GaN HEMT yapıları ve üreticileri	121
Şekil 4.23	Kullanılan GaN HEMT genel özellikleri	122
Şekil 4.24	GSP65RxxHB-EVB deneme kartı	122
Şekil 4.25	Kullanılan deneme kartı yapısı.....	123
Şekil 4.26	SiC MOSFET yarıiletken yapısı.....	124
Şekil 5.1	Seri rezonans yarım köprü dönüştürücü devre parazitikleri.....	126
Şekil 5.2	EMC testlerinde kullanılan LISN ve EMI alıcısı	127
Şekil 5.3	Anahtarlama düğümünün soğutucuya olan etkisi	128
Şekil 5.4	Bobin plakasının parazitik kapasite üzerindeki etkisi	129

Şekil 5.5 Ortak durum ve fark durum eşdeğer devreleri	130
Şekil 5.6 Farklı bastırma kondansatörleri için yükselme ve düşme zamanları ...	131
Şekil 5.7 Farklı bastırma kondansatörleri için FFT analizi	131
Şekil 5.8 Farklı $L_{PowerLoop}$ indüktans değerleri için anahtar gerilimleri	132
Şekil 5.9 Farklı $L_{PowerLoop}$ indüktans değerleri için anahtar gerilimleri FFT analizi	132
Şekil 5.10 Kesime girme anı için akımın izlediği yol	133
Şekil 5.11 Farklı bastırma kondansatörleri ve güç devresi indüktansı için anahtarlama noktası FFT karakteristikleri	134
Şekil 5.12 Farklı bastırma kondansatörleri ve güç devresi indüktansı için diyot akımı FFT karakteristikleri	135
Şekil 5.13 Farklı güç devresi parazitik indüktansı için ters iletim bölgesi akımı	135
Şekil 5.14 Ters iletim bölgesi için akımın izlediği yol.....	136
Şekil 5.15 Ters iletim bölgesinde kapı sürme gerilimi dalga şekilleri	137
Şekil 5.16 Ters iletim bölgesinin kapı sürme sinyaline olan etkisini	137
Şekil 5.17 Tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücüde sert anahtarlamanın kapı gerilimine etkisi	138
Şekil 5.18 TO247-3 ve T0247-4 anahtar yapıları için ‘common source’ indüktansın etkisi.....	138
Şekil 5.19 Farklı kapı sürme dirençler için yükselme süreleri ve üst anahtara olan etkisi.....	139
Şekil 5.20 Üst anahtarın kapı sürme direncinin parazitik ilettime girmeye olan etkisi	140
Şekil 5.21 ‘Reverse Transfer’ kapasitesinin kapı sürme devresine olan etkisi ...	140
Şekil 5.22 Farklı kapı sürme dirençleri için sürme sinyalinde meydana gelen salınım.....	141
Şekil 5.23 Kapı sürme akımının değişimi sonucu parazitik indüktanslarda meydana gelen gerilim sıçramaları.....	142
Şekil 5.24 Farklı kapı sürme devresi parazitik indüktansları için kapı sürme gerilimi sinyalleri.....	143
Şekil 5.25 ‘Common source’ indüktansının kapı sürme gerilimine olan etkisi... 143	
Şekil 5.26 Kapı sürme sinyalinde meydana gelen ‘Miller Plateau’ bölgesi.....	144
Şekil 5.27 Baskı devrede sinyal ve dönüş yolu konfigürasyonları.....	145
Şekil 5.28 Güç devresi yüksek akım geçen akım döngüleri.....	146
Şekil 5.29 Flux Cancellation tekniği için önerilen baskı devre yapısı	147
Şekil 5.30 Yarım köprü dönüştürücü ve komponentlerin parazitik yapıları	147
Şekil 6.1 Si IGBT 1. çalışma koşulu dalga şekilleri.....	151
Şekil 6.2 Si IGBT 2. çalışma koşulu dalga şekilleri.....	151

Şekil 6.3 Si IGBT 1. çalışma koşulu termal ölçümleri.....	152
Şekil 6.4 Si IGBT 2. çalışma koşulu termal ölçümleri.....	152
Şekil 6.5 Klasik indüksiyon ocak 1. çalışma koşulu dalga şekilleri.....	154
Şekil 6.6 Klasik indüksiyon ocak 2. çalışma koşulu dalga şekilleri.....	154
Şekil 6.7 Klasik indüksiyon ocak 1. çalışma koşulu termal ölçümleri.....	154
Şekil 6.8 Klasik indüksiyon ocak 2. çalışma koşulu termal ölçümleri.....	155
Şekil 6.9 Yüksek frekanslı indüksiyon ocak 1. çalışma koşulu dalga şekilleri ...	159
Şekil 6.10 Yüksek frekanslı indüksiyon ocak 2. çalışma koşulu dalga şekilleri .	159
Şekil 6.11 Yüksek frekanslı indüksiyon ocak 1. çalışma koşulu termal ölçümleri	160
Şekil 6.12 Yüksek frekanslı indüksiyon ocak 2. çalışma koşulu termal ölçümleri	160
Şekil 6.13 All-Metal indüksiyon ocak 1. çalışma koşulu dalga şekilleri	164
Şekil 6.14 All-Metal indüksiyon ocak 2. çalışma koşulu dalga şekilleri	164
Şekil 6.15 All-Metal indüksiyon ocak 1. çalışma koşulu termal ölçümleri	165
Şekil 6.16 All-Metal indüksiyon ocak 2. çalışma koşulu termal ölçümleri	165
Şekil 6.17 GS66516B RDSon karakteristiği.....	166
Şekil 6.18 IHW50N65R6 VCEsat karakteristiği	166
Şekil 6.19 GS66516B VF karakteristiği.....	167
Şekil 6.20 GS66516B farklı ölü zaman süreleri için V_F karakteristiği.....	167
Şekil 6.21 Farklı indüksiyon ocak konfigürasyonları.....	168
Şekil 6.22 Full-Flexi indüksiyon ocak 1. çalışma koşulu dalga şekilleri	170
Şekil 6.23 Full-Flexi indüksiyon ocak 2. çalışma koşulu dalga şekilleri	170
Şekil 6.24 Full-Flexi indüksiyon ocak 3. çalışma koşulu dalga şekilleri	171
Şekil 6.25 Full-Flexi indüksiyon ocak 4. Çalışma koşulu dalga şekilleri	171
Şekil 6.26 Full-Flexi indüksiyon ocak 5. Çalışma koşulu dalga şekilleri	171
Şekil 6.27 Full-Flexi indüksiyon ocak 1. çalışma koşulu termal ölçümleri	172
Şekil 6.28 Full-Flexi indüksiyon ocak 2. çalışma koşulu termal ölçümleri	172
Şekil 6.29 Full-Flexi indüksiyon ocak 3. çalışma koşulu termal ölçümleri	173
Şekil 6.30 Full-Flexi indüksiyon ocak 4. çalışma koşulu termal ölçümleri	173
Şekil 6.31 Full-Flexi indüksiyon ocak 5. çalışma koşulu termal ölçümleri	174
Şekil 6.32 1. Çalışma koşulu ölçüm sonuçları.....	176
Şekil 6.33 2. Çalışma koşulu ölçüm sonuçları.....	177
Şekil 6.34 Full-Flexi ölçüm sonuçları	177
Şekil 6.35 Klasik, yüksek frekanslı ve All-Metal koşullarında kullanılan bobinlere ait farklı bobin analizleri ölçümleri.....	178

Şekil 6.36 Full-Flexi koşulunda kullanılan bobinlere ait farklı bobin analizleri ölçümleri	179
Şekil 6.37 Klasik indüksiyon ocak için tasarlanan indüksiyon bobini	180
Şekil 6.38 Yüksek frekanslı indüksiyon ocak için tasarlanan indüksiyon bobini	180
Şekil 6.39 Full-Flexi indüksiyon ocak için tasarlanan indüksiyon bobini	180
Şekil A.1 Top Side Cooled GaN HEMT baskı devre yapıları.....	202
Şekil A.2 Bottom Side Cooled GaN HEMT baskı devre yapıları.....	202
Şekil A.3 Paralel Top Side Cooled GaN HEMT baskı devre yapıları.....	203
Şekil A.4 SMD SiC MOSFET baskı devre yapıları.....	203
Şekil A.5 Hat filtresi ve rezonans devresi.....	204



TABLO LİSTESİ

Tablo 2.1 İndüksiyon bobin tasarımına etki eden faktörler	48
Tablo 3.1 2300 W 25 kHz durumunda farklı doluluk oranları için güç değerleri	84
Tablo 3.2 Kesikli çalışma güç kontrolü	88
Tablo 4.1 Seri rezonans yarım köprü dönüştürücü için kullanılacak anahtarlar	109
Tablo 4.2 Yarıiletken malzemelerin kimyasal özellikleri	117
Tablo 6.1 Klasik indüksiyon ocak koşullarında Si IGBT çalışma koşulları	150
Tablo 6.2 Klasik indüksiyon ocak koşullarında Si IGBT anahtar kayıpları	151
Tablo 6.3 Klasik indüksiyon ocak koşullarında GaN HEMT çalışma koşulları.	153
Tablo 6.4 Klasik indüksiyon ocak koşullarında GaN HEMT anahtar kayıpları .	153
Tablo 6.5 Yüksek frekanslı indüksiyon ocak koşullarında GaN HEMT çalışma koşulları.....	158
Tablo 6.6 Yüksek frekanslı indüksiyon ocak koşullarında GaN HEMT anahtar kayıpları	159
Tablo 6.7 All-Metal indüksiyon ocak koşullarında GaN HEMT çalışma koşulları	163
Tablo 6.8 All-Metal indüksiyon ocak koşullarında GaN HEMT anahtar kayıpları	164
Tablo 6.9 Full-Flexi indüksiyon ocak koşullarında GaN HEMT çalışma koşulları	169
Tablo 6.10 Full-Flexi indüksiyon ocak koşullarında GaN HEMT anahtar kayıpları	170
Tablo 6.11 Yüksek güçlü uygulamalar için alınan ölçüm sonuçları	175
Tablo 6.12 Yüksek frekanslı uygulamalar için alınan ölçüm sonuçları.....	176
Tablo 6.13 Klasik, yüksek frekanslı ve All-Metal koşullarında kullanılan bobinlere ait LCR metre ölçümleri	181
Tablo 6.14 Full-Flexi çalışma koşulunda kullanılan bobinlere ait LCR metre ölçümleri	182

Ev Tipi İndüksiyon Ocaklarda Yeni Nesil Güç Anahtarlarının Kullanımının İncelenmesi

Ahmet ERKEN

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programı

Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Doç. Dr. Atiye Hülya OBDAN

Günümüz dünyasında enerji verimliliği ve düşük karbon salınımı gibi konular her geçen gün önem kazanırken yüksek güç yoğunluğu ve düşük hacim gibi konular da gelişen ve gitgide karmaşıklaşan teknolojiyle birlikte ihtiyaç haline gelmiştir. Bilindiği üzere çok uzun yıllardır güç elektroniği dönüştürücüleri Silikon (Si) temelli güç yarıiletkenleri üzerine kurulmuştur. Oldukça iyi bilinen ve birçok farklı uygulama sahasında test edilme ve sınanma şansı yakalayan bu yarıiletken teknolojisi günümüz ihtiyaçlarına cevap verememektedir. Yüksek üretim teknikleriyle birlikte bu yarıiletken malzeme teorik limitlerine dayanmıştır. Bahsi geçen zorlayıcı isterleri gerçekleştirmek amacıyla farklı yarıiletken malzemeler üzerine çalışılmaya başlanmıştır. Birçok farklı malzeme üzerine çalışılmış olsa da güç elektroniği uygulamaları için GaN ve SiC ön plana çıkmaktadır. Bu malzemeler Si muadillerine göre çok daha üstün kimyasal ve fiziksel performans sergilemektedir. Bu üstün performans güç elektroniği dönüştürücülerine doğrudan etki etmektedir.

Bilindiği üzere günümüz güç elektroniği dntrclerinin ekseriyetle çoğunluğu yüksek frekans düşük- orta güç uygulamaları için MOSFET, düşük- orta frekans ve yüksek güçler için IGBT tercih edilmektedir. MOSFET'in yüksek frekanslarda tercih edilme nedeni hızlı anahtarlama karakteristiği iken IGBT'nin yüksek güçlerde tercih edilme nedeni düşük doyum gerilimidir. Günümüzde ne çıkan SiC MOSFET ve GaN HEMT anahtarlar hem çok yüksek anahtarlama hızlarına ve oldukça düşük i dirence sahiptirler. SiC MOSFET özellikle yüksek güçlerde ve yüksek frekanslarda tercih edilirken GaN HEMT çok yüksek frekanslarda (MHz) ve düşük güçlerde kendilerine uygulama alanı bulmaktadır.

Bu çalışmada bahsi geçen yeni nesil güç anahtarlarının indüksiyonla ısıtma sistemlerine uygulanması incelenecektir. Burada indüksiyon ocaklarda kullanılan topolojilerin özellikleri detaylıca incelenerek hangi çalışma koşullarında WBG anahtar kullanımının en uygun olacağı ele alınacaktır. Sadece güç elektroniği özeline değil indüksiyon ocağın tamamını etkileyen faktörlerin tamamı detaylıca ele alınacaktır.

Anahtar Kelimeler: , enerji verimliliği, GaN HEMT, indüksiyonla ısıtma, indüksiyon ocak, IGBT, rezonans dönüştürücü SiC MOSFET

Examination of New Generation Power Semiconductors in Domestic Induction Cooktops

Ahmet ERKEN

Department of Electrical Engineering

Master of Science Thesis

Supervisor: Doç. Dr. Atiye Hülya OBDAN

While energy efficiency and low CO₂ emission have been getting attention day by day, high power density and low-volume power converters are needed in modern and complicated devices. Power converters have been using Si-based power semiconductors for a long time. Si-based power semiconductors have well-known technology and they have been tested for different applications and operating conditions however, they cannot answer the demands mentioned above. Thanks to modern semiconductor manufacturing techniques, Si-based power devices have approached their theoretical limits. Therefore, WBG power semiconductors have been getting attention for a while to answer these challenging demands. Although there are different types of WBG power semiconductors, SiC and GaN are the most popular ones for power applications. These WBG power semiconductors show superior chemical and physical characteristics than Si-based counterparts. As a result of this, power electronics converters are directly affected by these superior characteristics.

In modern power electronics converters, MOSFET is mostly preferred for low or medium-power and high frequency applications due to its superior switching characteristic while IGBT is preferred for medium or high power and low frequency applications due to its low saturation voltage. SiC MOSFET and GaN HEMT have much better switching characteristics than Si-MOSFET and competitive internal

resistance in comparison with Si-IGBT. While SiC MOSFET is more appropriate for high-frequency and high-power applications, GaN HEMT is preferred for low-power and ultra-high switching frequencies.

In this study, WBG power semiconductors are examined for domestic induction heating applications. Power topologies widely used in domestic induction heating applications are analyzed in detail and the most appropriate operating condition is tried to find for WBG power semiconductors. Results are evaluated in detail not only in terms of power switches but also the whole of the induction cooker.

Keywords: efficiency, GaN HEMT, induction cooktop, induction heating, IGBT, resonant converter



1.1 Literatür Özeti

Ev tipi indüksiyon ocaklar sağladıkları hızlı ısıtma, yüksek verim, fonksiyonellik, hijyen ve güvenliğin yanı sıra düşük karbon salınımları nedeniyle uzun süredir ilgi konusudur. İndüksiyon ocakların çalışma prensibi Faraday Yasasına dayanmaktadır. Güç elektroniği dönüştürücüsü ve indüksiyon bobini vasıtasıyla üretilen yüksek frekanslı manyetik alan, ferromanyetik malzemeden yapılmış olan tencere tabanında girdap akımları (Eddy Currents) indükler. İndüklenen bu akımlar deri etkisinin de etkisiyle tencere tabanında ısı olarak (Joule Losses) tezahür eder [1–9].

İndüksiyon ocakların geleneksel ısıtma yöntemlerine kıyasla sağladıkları bu avantajlara ilave olarak kullanıcıların talep ettiği yüksek göz güçleri, yüksek performans, ürün yüksekliği ve sessiz çalışma bunların başında gelmektedir. Bu kriterler indüksiyon ocakta kullanılan güç yarıiletkenleri ile doğrudan ilişkilidir. Günümüzde ticarileşmiş indüksiyon ocakların tamamı Si tabanlı IGBT yarıiletken güç anahtarlarını tercih etmektedir ve indüksiyonla ısıtma uygulamaları için özelleşmiş IGBT'ler de mevcuttur. Bu anahtarlar düşük doyum gerilimleri ($V_{CE_{sat}}$) sayesinde yüksek güçlerde düşük iletim kayıplarına (conduction loss) neden olurken anahtarın bipolar yapısından kaynaklı olarak kesime girme (turn-off) anında meydana gelen kuyruk akımı (tail current) nedeniyle çıkabilecekleri anahtarlama frekansı oldukça sınırlıdır. Pratik uygulamalarda bu anahtarlar 100 kHz anahtarlama frekansının altında tutulmaktadır. Günümüzde ticarileşmiş indüksiyon ocakların çok büyük bir kısmı 18 kHz- 50 kHz arasında güç aktarımı yapmaktadır ve güçler 3700 W-500 W aralığında değişmektedir. Bu anahtarlama seviyeleri ve güçlere bakıldığında IGBT kullanımının oldukça uygun olduğu anlaşılmaktadır [10–29].

Günümüz ev tipi indüksiyonla ısıtma uygulamalarında sıklıkla tercih edilen topolojiler Tek Anahtarlı Kısmi Rezonans Dönüştürücü (Single-Ended Quasi Resonant Converter, QRC), Seri Rezonans Yarım Köprü Dönüştürücü (Series Resonant Half Bridge Converter, HBC) ve Seri Rezonans Tam Köprü Dönüştürücüdür (Series Resonant Full Bridge Converter, FBC). Ev tipi indüksiyonla ısıtma sistemlerinde QRC ve HBC tercih edilirken endüstriyel uygulamalarda FBC tercih edilmektedir. Ev tipi indüksiyonla ısıtma sistemlerine seçilen topoloji ürünün performansını doğrudan etkilemektedir. Maliyet kaygısının ön planda olduğu uygulamalarda genellikle Tek Anahtarlı dönüştürücü tercih edilmektedir. Bu dönüştürücünün temel avantajı düşük maliyetli olmasıdır. Sadece bir adet IGBT kullanılmaktadır ve sürme yapısı oldukça basittir. Fakat bu topolojinin çok kritik dezavantajları mevcuttur. Bunlardan bir tanesi artan güçle beraber yarıiletken anahtarın maruz kaldığı gerilim seviyesidir. Günümüzde ticarileşmiş ocaklarda baktığımızda 2.3 kW bir güç için yaklaşık olarak 1350 V gerilim seviyesine sahip anahtar kullanılması gerekmektedir. Ayrık kılıf (discrete package) olarak bu gerilim seviyelerinde IGBT üretimi yapan üretici sayısı oldukça azdır. Bu durum seri üretim bakımından birtakım sıkıntılar doğurabilir. Rezonans dönüştürücünün sıfır gerilimde anahtarlama avantajı tek anahtarlı yapıda kaybolduğu için sert anahtarlama ile artan anahtarlama kayıpları sebebiyle dönüştürücünün sağlayabileceği minimum güç değeri düşürülememektedir. Bu tip topolojilerde minimum sürekli güç yaklaşık olarak 1000 W-1500 W seviyelerindedir. Bu durum Kayna Dur (Boil Stop) adı verilen ve kullanıcı açısından istenmeyen bir duruma yol açmaktadır. Bir diğer ön plana çıkan dezavantajı ise kontrol zorluğudur. Bu topolojide isminden de anlaşılacağı üzere rezonans olayı periyodun sadece belirli bir kısmında meydana gelmektedir ve bu süre ısıtılan metalin karakteristiği tarafından belirlenmektedir. Bu nedenle kontrol yapısı bakımından diğer topolojilere kıyasla oldukça zordur ve gerekli önlemler alınmazsa anahtar kısa devresi ile sonuçlanmaktadır. Bu topoloji daha çok düşük güçlerde Asya pazarında tercih edilirken Avrupa pazarında da bu tip topolojiye sahip ocakları görmek mümkündür. Daha yüksek göz güçleri ve performans talep edildiğinde karşımıza çıkan topoloji Seri Rezonanslı Yarım Köprü Dönüştürücüdür. Bu dönüştürücü tipi sağladığı maliyet- performans dengesi nedeniyle en çok rağbet gören topolojidir. Bu topolojide anahtarların maruz kalacağı gerilim seviyesi şebeke geriliminin tepesidir yani 230 VAC/50 Hz bir

şebeke için bu değer yaklaşık olarak 325.269 V seviyesindedir. Bu nedenle genellikle 650 V seviyelerinde anahtarlar tercih edilmektedir. Bu gerilim seviyesinde farklı akım değerleri için birçok üretici mevcuttur. Bu durum seri üretim bakımından oldukça avantajlı bir durumdur. Bu topolojinin sağladığı bir diğer önemli avantaj ise kontrol kolaylığıdır. Rezonans olayı periyodun tamamında meydana gelmektedir ve anahtarlama frekansı ısıtılan metalin karakteristiği tarafından değil kontrol algoritması tarafından belirlenmektedir. Bu nedenle maksimum gücü yükseltmek ve minimum gücü düşürmek çok daha kolaydır. Bu tip dönüştürücülerde maksimum güç 3700 W seviyesindeyken minimum sürekli güç 500 W seviyesinin altındadır. Bu topolojinin en büyük dezavantajı maliyettir. İki adet yarıiletken anahtar kullanımı, görece karmaşık sürme yapısı ve kullanılan pasif komponentlerin adedindeki artış maliyeti arttırmaktadır. Fakat belirtildiği üzere sağladığı avantajlar göz önüne alındığında sıklıkla tercih edilen bir topolojidir. Ev tipi indüksiyon ocaklarda Tam Köprü Dönüştürücü ile karşılaşmak mümkün değildir. Bu topoloji genellikle çok yüksek güçlü endüstriyel uygulamalarda tercih edilmektedir [30–40].

İndüksiyon ocakta ürün performansını belirleyen önemli hususlardan bir tanesi de kontrol algoritmasıdır. Kullanılan topolojiye bağlı olmakla birlikte farklı kontrol yöntemleri mevcuttur. Bunlardan ilki Frekans Kontrolüdür (Frequency Control). Frekans kontrolü rezonanslı dönüştürücüler için en temel kontrol yöntemidir. Bu yöntemde frekansın yükseltilmesiyle güç düşürülürken rezonans noktasına yaklaşılmaya çalışılır ve güç artmaktadır. Bir indüksiyon ocakta tek fazdan beslenen gözlerden sadece biri çalışırken genellikle sadece frekans kontrolü uygulanmaktadır. Bir diğer ön plana çıkan yöntem ise Doluluk Oranı Kontrolüdür (Duty Mode Control). Bu kontrolde üst anahtarın (high-side) doluluk oranının düşürülmesi suretiyle gücün düşürülmesi amaçlanmıştır. Kontrol yöntemi genellikle aynı fazdan beslenen iki göz aynı anda çalışırken uygulanırsa da tek göz çalışırken yüke daha hassas güç aktarımı için de tercih edilmektedir. Uygulanan kontrol yöntemlerinin performansı aynı fazdan beslenen iki göz aynı anda çalışırken belirlenmektedir. Aktarılan gücün sürekliliği, güç hassasiyeti ve duyulabilir ses oluşmaması en önemli kriterlerdir. Ticarileşmiş indüksiyon ocaklar farklı farklı kontrol yöntemleri belirlemişlerdir. Bunların içerisinde ikili çalışma anında sadece doluluk oranı veya sadece frekans kontrolü yapan ocaklarda

mevcuttur. Sadece frekans kontrolü yapan ocaklarda özellikle aynı fazdan beslenen iki göz aynı anda çalışırken istenmeyen durumlar meydana gelmektedir. Kullanıcının talep ettiği güç ve metal karakteristiğine bağlı olarak farklı anahtarlama frekansları kullanılmak durumunda kalınacaktır. Bu nedenle iki dönüştürücü aynı anda çalıştığında bu frekans farkı kullanıcı tarafından ses olarak işitilmektedir. Bu nedenle bu kontrol yöntemini benimsemiş ocaklarda iki göz aynı anda çalışırken duyulabilir sesin önüne geçmek amacıyla kesikli çalışma (burst mode) tercih edilmektedir. Kesikli çalışma QRC topolojiye sahip indüksiyon ocaklarda gücü 1500 W seviyesinin altına düşürmek için sıklıkla tercih edilirken HBC topolojisine sahip ocaklarda 500 W seviyesinin altına indirmek amacıyla tercih edilmektedir. Özellikle yüksek güçlerde (> 1000 W) kesikli çalışma kullanıcı bakımından 'Boil Stop' problemine neden olduğundan istenmeyen bir durumdur. Buradan hareketle ikili çalışma anında sadece frekans kontrolünü benimseyen ocaklarda ürün performansının düşük olacağı aşikardır. Bu tip kontrolü benimseyen ocaklarda bastırma kondansatörlerinin değeri yüksek tutularak anahtarlama kayıpları minimize edilmiş olur ve potansiyel EMI sorunlarının önüne geçilmektedir. İkili çalışma durumunda sadece doluluk oranı kontrolünü benimsemiş ocaklar da mevcuttur. Bu ocaklarda aynı fazdan beslenen iki gözün de frekansı aynı ve sabittir (yaklaşık olarak 18-20 kHz). Burada kullanıcının talep ettiği güç seviyesine ve tencere karakteristiğine bağlı olarak doluluk oranı ile güç kontrolü sağlanmış olur. Böylelikle duyulabilir ses sorunu tamamen ortadan kaldırılmış olur. Fakat bu kontrol yönteminin de kendi içerisinde büyük problemleri mevcuttur. Bunlardan ilki düşük indüktans ve düşük direnç karakteristiğine sahip tencerelerde (304 Çelik) güç aktarım problemidir. Önceden belirlenen sabit anahtarlama frekans değeri genellikle bu metaller için çok düşük kaldığından doluluk oranı 0.1 seviyelerinde tutulmaktadır. Bu durum bu tip tencerelere güç aktarımını oldukça güçleştirir. Bu da kullanıcı bakımından problemleri bir durum oluşturmaktadır. İlave olarak bu kontrol yöntemini benimseyen ocaklarda doluluk oranı çok düşük seviyelere çekildiğinden bastırma kondansatörlerinin değeri çok düşük tutulmalıdır (2.2 nF). Bunun sonucu olarak yüksek güçlerde anahtar kayıpları oldukça yükselmekle birlikte EMI sorunlarının baş gösterme ihtimali artmaktadır. Bahsedilen bu sorunların tamamını çözmek için en kompleks kontrol yöntemi olan Darbe Yoğunluk Kontrolü (Pulse Density Modulation, PDM) yöntemini uygulayan indüksiyon ocaklar da mevcuttur. Bu kontrol yönteminde tencere karakteristiği ve

kullanıcının talep ettiği güç doğrultusunda aynı fazdan beslenen bobinlere güç aktarımı yapılır. Duyulabilir sesin önüne geçmek ve kullanıcının talep ettiği gücü yüke aktarmak amacıyla iki dönüştürücünün frekansı aynı veya arasındaki fark minimum 18 kHz olacak şekilde anahtarlama frekansı periyodik olarak değiştirilir. Burada frekans değişiminin hangi aralıklarla uygulanacağı kullanıcının talep ettiği güce ve tencere karakteristiğine bağlıdır. Bu sayede güç kesilmeden sürekli olarak aktarılmış, belirlenen sürelerle birlikte ortalama güç ayarlanmış ve duyulabilir sesin önüne geçilmiş olur. Bu kontrol yönteminin uygulanabilmesi için metal karakteristiklerinin çok iyi bilinmesi gerekmektedir. Kontrol yöntemi çok gelişmiş indüksiyon ocaklar frekans kontrolü, doluluk oranı kontrolü ve darbe yoğunluk kontrolünü aynı anda uygulamaktadır. Bu sayede mükemmel yakın bir şekilde güç aktarımı sağlanmış olur [41–47].

Günümüzde Si tabanlı anahtarlar, oldukça hızlı gelişen üretim teknolojileriyle birlikte teorik limitlerine yaklaşmıştır. Bu nedenle yüksek güç yoğunluğu ve düşük karbon salınımı gibi zorlayıcı ihtiyaçlara cevap vermek amacıyla Geniş Bant Aralıklı (Wide Band Gap, WBG) yarıiletken malzemeler üzerine yoğunlaşmıştır. Birçok farklı yapısı bulunan bu malzemeler içinde güç elektroniği için ön plana çıkan malzemeler SiC ve GaN'dır. Bu malzemeler Si'ye kıyasla sağladıkları üstün kimyasal özellikler nedeniyle çok daha iyi performans sergilemektedirler. Bu özelliklerden ilki geniş bant aralığıdır. Bunun anlamı valans bandında bulunan elektronları iletim bandına geçirmek için gerekli olan enerji miktarının Si muadillerine kıyasla çok yüksek olmasıdır. Bunun sonucu olarak bu malzemeler çok daha yüksek jonksiyon sıcaklıklarında çalışabilmektedirler. Bunu yanı sıra bu malzemelerin termal iletkenlikleri de oldukça iyidir. Özellikler SiC oldukça iyi termal iletkenliğe sahiptir. Bu durum oldukça külfetli ve maliyetli olan soğutma sistemi üzerinde olumlu bir etkiye sahiptir. Kullanılan soğutucu (heatsink) ve fan (cooling fan) doğrudan etkilenmektedir. Yeni nesil güç yarıiletkenlerinin sahip olduğu bir diğer önemli özellik ise çok daha yüksek elektrik alan dayanımına sahip olmalarıdır. Bunun anlamı şudur: aynı gerilim seviyesinde anahtar üretmek için Si muadillerine kıyasla çok daha az yarıiletken kullanımına ihtiyaç duyulmaktadır. Bunun sonucu olarak anahtarların sahip olacağı iç direnler ($R_{DS(on)}$) çok daha düşük olmaktadır. Daha az yarıiletken malzeme kullanımının anahtarlama performansı üzerinde de olumlu bir etkisi mevcuttur. Buradan hareketle aynı gerilim

seviyesindeki Si muadilleriyle karşılaştırıldığında WBG güç anahtarları çok daha düşük $R_{DS(on)}$ değerine sahip olacak ve iletim kayıpları düşecektir. Özellikle anahtarlama kaybını etkileyen bir diğer özellik ise sürüklenme hızıdır (drift velocity). Bu özellik elektronların ne denli hızlı hareket ettiğini göstermektedir ve anahtarlama hızını doğrudan etkilemektedir. WBG anahtarlar Si tabanlı anahtarlara göre kat ve kat üstün anahtarlama performansı sergilemektedir. Bu durum yüksek frekanslara çıkılmasını ve devrenin güç yoğunluğunun artırılması üzerinde muazzam bir etkiye sahiptir. Özellikle GaN HEMT MHz seviyelerinde anahtarlama becerisine sahiptir. Günümüzde ticarileşmiş ve farklı markalara ait birçok WBG anahtar bulunmaktadır. Bu üreticiler farklı teknolojiler kullanarak WBG yarıiletken anahtarları üretmektedirler. Üreticiler genel olarak tarandığında yüksek gerilim ve güç uygulamaları için sıklıkla SiC MOSFET tercih edildiği görülmektedir. SiC MOSFET'ler dikey akım yoluna sahip olduğundan daha yüksek gerilim seviyelerine ve akım darbelerine dayanabilmektedir. Bu nedenle yüksek güç ve orta anahtarlama frekansı gerektiren uygulamalarda tercih edilmektedir. Özellikle yüksek gerilim dayanımının gerektiği durumlarda çok büyük oranda SiC MOSFET tercih edilmektedir. Bunun yanı sıra GaN HEMT yatay akım yoluna sahip olduğundan gerilim ve akım dayanımı SiC MOSFET kadar yüksek değildir. Bu nedenle düşük güç ve çok yüksek anahtarlama frekansı uygulamalarında GaN HEMT tercih edilmektedir. Genel olarak özetlemek gerekirse Si tabanlı MOSFET'in yerini GaN HEMT'in alması beklenirken Si IGBT'nin yerini SiC MOSFET'in alması beklenmektedir. WBG anahtarların Si tabanlı sistemlere nazaran en büyük dezavantajı maliyettir. Özellikle SiC teknolojisi için oldukça kompleks üretim tekniklerinin uygulanması gerekmektedir. Yatırım amaçlı yapılan fabrikalar oldukça pahalıdır ve kurulumları oldukça uzun zaman aldığından yakın vadede SiC MOSFET'in fiyatının düşmesi beklenmemektedir. Buna karşın GaN HEMT üretimi görece daha ucuz ve kolaydır. Si üretimi yapan fabrikalar daha az bir yatırım ile GaN HEMT üretim için uygun hale getirilebilmektedir. Bu nedenle GaN HEMT'in daha avantajlı olduğu söylenebilir fakat bu anahtar için de maliyetlerin orta vadede düşmesi beklenmemektedir [48–61].

WBG anahtarların kullanımıyla birlikte özellikle anahtarlama sürelerinin çok dramatik bir şekilde kısılması (dv/dt , di/dt) PCB (Printed Circuit Board) tasarımında birtakım zorluklar doğurmuştur. Düşme ve yükselme sürelerinin bu

denli kısılması devrede mevcut olarak parazitik yapıları daha etki hale getirmeye başlamıştır. Bu durum EMC testleri, devrede koruma kontrol amacıyla kullanılan sinyallerin kalitesi bakımından hayati öneme sahiptir. Bu durumun önüne geçmek amacıyla baskı devre tasarımının oldukça dikkatli yapılması gerekmektedir. Yapılan çalışmalarda devrelerde mevcut olan parazitik yapıların etkileri ve bunların nasıl minimize edileceği detaylıca incelenmiştir. Burada ön plana çıkan üç önemli parazitik yapı vardır. Bunlardan ilki güç devresi parazitik indüktansdır ($L_{PowerLoop}$). Bu parazitik indüktans anahtarların maruz kalacağı maksimum gerilim seviyesini artırırken yüksek genlikli ve frekanslı salınımlar meydana getirmektedir. Bu nedenle güç devresinin sahip olduğu parazitik indüktans muhakkak minimize edilmelidir. Bunu indüktansı minimize etmek amacıyla 'Flux Cancellation' gibi ileri seviye tasarım teknikleri uygulamak gerekirken 'Power Ground' yapısı da çok büyük öne kazanmaktadır. Bir diğer önemli parazitik indüktans yapısı kapı sürme devresinin sahip olduğu indüktanstır ($L_{GateLoop}$). Bu parazitik indüktans iletim ve kesime girme anlarında şarj ve deşarj sürelerini uzatarak anahtarlama kayıplarının artmasının yanı sıra kapı sürme sinyallerinde salınımlara neden olmaktadır. WBG anahtarlarda eşik gerilimleri çok düşük ve kapı aşırı gerilim dayanım seviyeleri oldukça düşük olduğundan bu salınımlar anahtarın tahrip olmasına yol açabilmektedir. Bu nedenle kapı sürme direnci ve baskı devre tasarımı oldukça dikkatli yapılmalıdır. Bir diğer önemli parazitik indüktans yapısı kapı sürme ve güç devresinin ortak olarak paylaştığı 'Common Source' indüktansdır. Bu indüktans nedeniyle güç devresinde meydana gelen olaylar doğrudan kapı sürme devresine yansımaktadır. Bu durum kapı sürme devresi için sorun teşkil etmektedir. Bu durumun önüne geçmek amacıyla 'Kelvin Connection' yapısına sahip anahtarlar üretilmektedir. Bu sayede güç devresi ve sürme devresi birbirinden bağımsız hale getirilmiş ve güç devresinin sürme devresini etkilemesinin önüne geçilmiştir [62–93].

WBG anahtarların ev ve endüstriyel tip indüksiyon ocaklarda kullanıldığı birçok akademik çalışma mevcuttur. Fakat burada genel olarak ev tipi indüksiyon ocaklar ele alınacaktır. [94]'de farklı güç elektroniği devre ve sistemlerinde Si tabanlı anahtarlar ile WBG anahtarlar detaylı bir şekilde karşılaştırılırken [95]'de Si ile WBG anahtar bazında karşılaştırılmıştır. Bunların yanı sıra doğrudan ev tipi indüksiyon ocaklar üzerinde de yapılan çalışmalar mevcuttur. [96]'da Si IGBT,

GaN HEMT ve SiC MOSFET 2 kW gücüne sahip bir indüksiyon ocakta denenmiştir. [97] ve [98]'de SiC JFET ile SiC MOSFET seri rezonans yarım köprü dönüştürücü topolojisine sahip bir indüksiyon ocak üzerinde denenmiştir ve anahtar kayıpları kıyaslanmıştır. [99]'da SiC MOSFET ile Si IGBT farklı çalışma koşullarında test edilmiş ve kıyaslanmıştır. [100]'de SiC WBG yarıiletken malzemesi ile üretilmiş tüm güç anahtarları seri rezonans yarım köprü dönüştürücü topolojisine sahip indüksiyon ocak üzerinde denenmiştir. [101] ve [102]'de doğrudan SiC BJT üzerine yoğunlaşmıştır ve bu anahtarlar seri rezonans yarım köprü dönüştürücü üzerinde denenmiştir. Şu ana kadar verilen çalışmalar seri rezonans yarım köprü üzerinde gerçekleştirilmiş olsa da tek anahtarlı kısmi rezonans dönüştürücü topolojisine sahip ocaklar üzerinde de gerçekleştirilen çalışmalar mevcuttur. [103], [104] ve [105]'de tek anahtarlı kısmi rezonans dönüştürücü topolojisine sahip indüksiyon ocaklarda SiC MOSFET denenmiştir. Full-Flexi olarak tarif edilen ve vitro seramik camın her noktasında pişirme yapabilen ocakları Si tabanlı anahtarlar ile tasarlamak oldukça zordur. Bu nedenle [106], [107] ve [108]'de GaN HEMT ile Full-Flexi ocak tasarımı yapılmıştır.

Yüksek anahtarlama frekanslarına çıkılmasıyla beraber karşılaşılan bir diğer kritik durum indüksiyon bobini tasarımıdır. Frekansın yükselmesiyle beraber bobinin sargı direnci yükselecektir. Bunun önüne geçmek amacıyla daha kompleks litz teli yapılarına ihtiyaç duyulmaktadır. Burada tel çapı düşürülerek tel adedinin ilgili akım değerinin karşılayacak biçimde artırılması gerekmektedir. Bu durum özellikle bobinin üretimi noktasında büyük zorluklar doğurmaktadır. Burada ön plana çıkan bir diğer husus ise klasik indüksiyon bobinlerine kullanılan ferritlerin bu yüksek frekansa cevap verememesidir. Bunun sonucu olarak nüve kayıpları muazzam derecede yükselecek, verim düşecek ve manyetik doyma meydana gelecektir. Bunun önüne geçmek amacıyla yüksek frekans cevabı iyi olan çok daha kaliteli ferritler seçilmelidir. Özellikle flexi tipi ocaklarda frekansın çok yüksek seviyelere çıkması ve dönüştürücü gücünün düşmesi 'Planar Magnetics' kullanımını mümkün kılmaktadır. Burada bobin tasarımı verimi, aktarılacak maksimum güç seviyesini ve performansı doğrudan etkilemektedir. Bu nedenle çok kritik bir hal almaktadır [109–120].

1.2 Tezin Amacı

Bu çalışmada seri rezonans yarım köprü dönüştürücü topolojisine sahip bir indüksiyon ocak farklı çalışma koşullarında test edilmiştir. Bu test koşulları 3700 W seviyesinden 1 MHz anahtarlama frekansı seviyelerine kadar değişmektedir. Her ölçüm için osiloskop ve termal ölçümler alınmış, kayıp hesapları yapılmıştır. Böylelikle hangi çalışma koşulunda WBG yeni nesil güç anahtarlarının kullanımının mantıklı olduğu, güç devresinin yanı sıra ürünün tamamını etkileyecek faydalar ortaya koyduğu gösterilmeye çalışılmıştır.

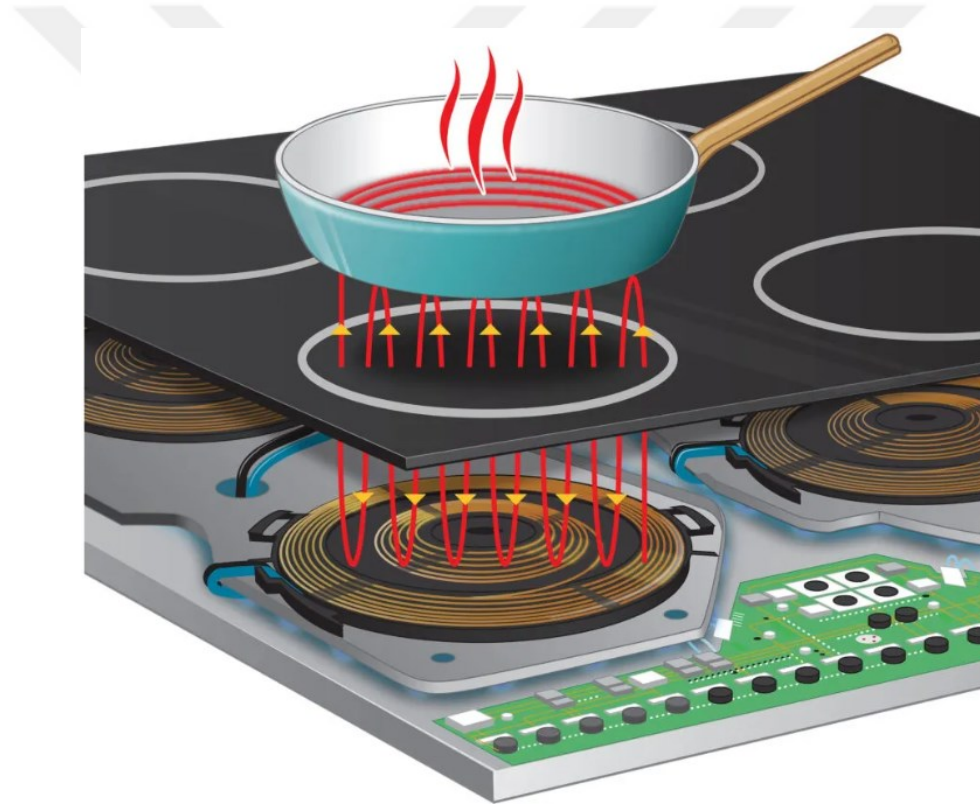
1.3 Hipotez

Modern indüksiyon ocaklarda WBG anahtarların kullanımıyla birlikte ince tasarım, sessiz çalışma, yüksek performans ve yüksek göz güçleri gibi faydaların elde edilebilmesi için uygun bir topoloji seçiminin yanı sıra uygun çalışma koşullarının da oluşturulması gerekmektedir. Bu belirlenen koşullar altında WBG yeni nesil güç anahtarları Si tabanlı tasarımlara kıyasla oldukça yüksek performans sergileyecektir.

İNDÜKSİYONLA ISITMA TEMELLERİ

İndüksiyonla ısıtma sistemleri, oluşturdukları yüksek frekanslı manyetik alan sayesinde manyetik alana cevap veren ferromanyetik malzemeler üzerinde girdap (Foucault/ Eddy) akımları indüklerler. İndüklenen bu akım metal üzerinde I^2R kaybı (Joule Losses) olarak tezahür eder. Böylelikle oldukça temiz, hijyenik, yüksek verimli, kullanıcı dostu ve düşük CO₂ salınımıyla ısıtma sağlanmış olur. Şekil 2.1’ de indüksiyon bobini-tencere eşdeğer manyetik devresi verilmiştir.

Bu bölümde indüksiyonla ısıtmanın temel yapısından bahsedilecek ve ilgili teorik altyapı ele alınacaktır.



Şekil 2.1 İndüksiyon bobini-tencere eşdeğer manyetik devresi

2.1 Manyetik Yasalar

İndüksiyonla ısıtma sistemlerinin temelinde elektromanyetik yasalar yatmaktadır. İndüksiyonla ısıtmanın iyi bir şekilde anlaşılabilmesi için bu manyetik yasaların çok iyi bir şekilde kavranması-gerekmektedir. Bahsi geçen bu yasalar Faraday ve Ampere yasalarıdır. Faraday Yasası, zamana göre değişen bir manyetik alanın iletken bir halkada EMF (Elektromotor Kuvveti, Electromotive Force) indüklediğini ifade eder. Elektromotor kuvvet ε_{EMF} , sarım sayısı N , manyetik akı ϕ_M olmak üzere Faraday Yasasının matematiksel ifadesi ile (2.1)'de verilmiştir.

$$\varepsilon_{EMF} = -N \frac{d\phi_M}{dt} \quad (2.1)$$

İndüklenen bu gerilimin genliği iletken halkanın sarım sayısı ve manyetik alanın değişim hızıyla artmaktadır. Lenz Yasası indüklenen gerilimin yönünü tayin eder. İndüklenen gerilimin yönü, onu oluşturan manyetik alanı arttırıyorsa azaltacak, azalıyorsa arttıracak yöndedir. Ampere Yasası, akım taşıyan bir iletkenin etrafında manyetik alan oluşturacağını ifade eder. Oluşacak manyetik alanın şiddeti uyarım akımı ve sarım adediyle doğru orantılıdır. Manyetik alan B , manyetik alan şiddeti H , akım I , sarım sayısı N ve uzayın manyetik geçirgenliği μ_0 olmak üzere Amper Yasasının matematiksel ifadesi (2.2)-(2.6)'da verilmiştir.

$$\oint Bdl = \mu_0 I \quad (2.2)$$

$$\frac{\oint Bdl}{\mu_0} = I \quad (2.3)$$

$$I = \oint \frac{B}{\mu_0} dl \quad (2.4)$$

$$I = \oint Hdl \quad (2.5)$$

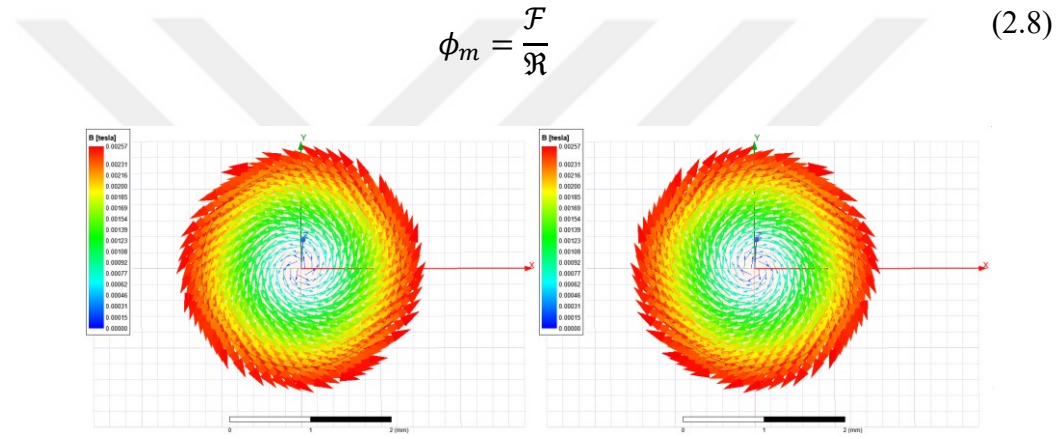
$$NI = \oint Hdl \quad (2.6)$$

Manyetik akıyı oluşturan fiziksel olguya MMF (Magnetomotor Kuvveti, Magnetomotive Force) denmektedir. Magnetomotor kuvveti \mathcal{F} , sarım sayısı N ,

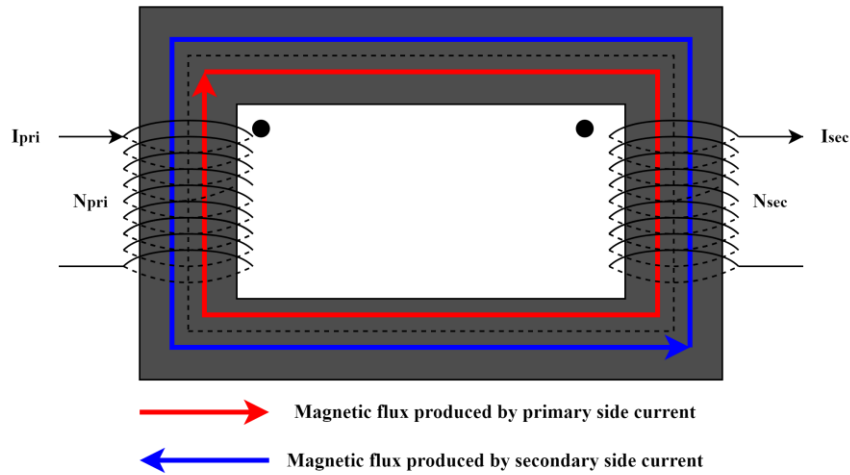
akım I olmak üzere Magnetomotor kuvvetinin matematiksel ifadesi (2.7)'de verilmiştir. Birimi Amper-Sarım $[A \cdot N]$ 'dir.

$$\mathcal{F} = NI \quad (2.7)$$

Akım taşıyan iletkenin oluşturduğu manyetik alan Şekil 2.2'de ve oluşan eşdeğer manyetik devre Şekil 2.3'te verilmiştir. MMF'i amper-sarım oluşturuyorken, manyetik malzemenin maruz kalacağı manyetik akıyı Relüktans (\mathcal{R}) belirlemektedir. Manyetik akı ϕ_m , Magnetomotor kuvveti \mathcal{F} , relüktans \mathcal{R} olmak üzere manyetik malzemenin maruz kalacağı manyetik akı (2.8)'de verilmiştir. Relüktans manyetik alana karşı gösterilen dirençtir ve birimi $[1/H]$ 'dir.



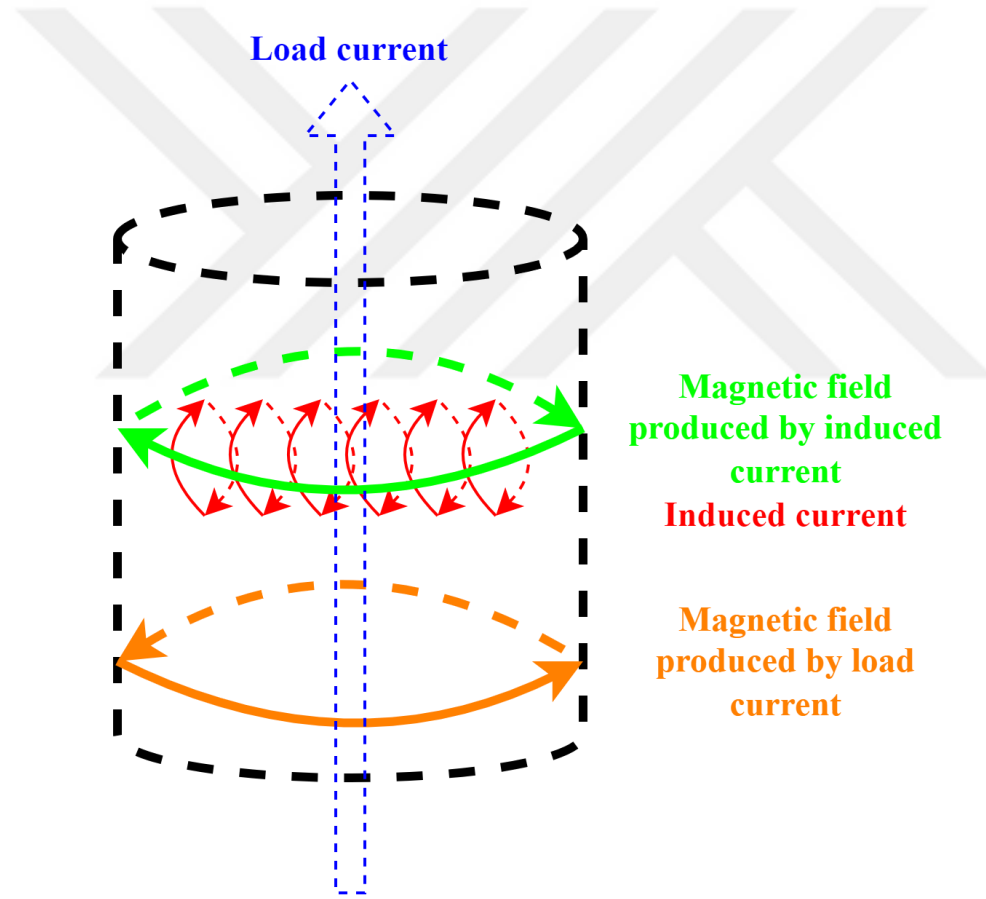
Şekil 2.2 Akım taşıyan iletkenin oluşturduğu manyetik alan



Şekil 2.3 Manyetik eşdeğer devre

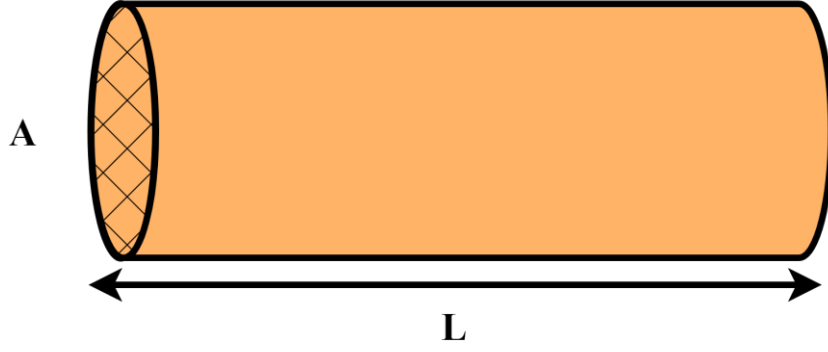
2.2 Deri Etkisi

Deri etkisi (Skin Effect), üzerinden alternatif akım akan bir iletkenin akım yoğunluğunun düzgün bir şekilde dağılmamasıdır. Deri etkisinin temel sebebi bir iletkenin üzerinden akan akımın oluşturduğu manyetik alanın iletkenin kendisinde girdap akımları indüklenmesi ve oluşan Ters EMK (Back EMF) nedeniyle akımın merkezden dışa doğru itilmesidir. Bunun sonucu olarak akım yoğunluğu iletkenin yüzeyinde maksimumken merkezinde minimumdur. Şekil 2.4'te deri etkisinin oluşumu görülmektedir. Akımın aktığı yüzeyin azalması sonucu oluşan direnç değeri artar. Bu nedenle DC akım altında görülen direnç (R_{DC}) ile AC akım altında görülen direnç (R_{AC}) farklıdır. AC akım altında görülen direnç daha yüksektir.



Şekil 2.4 Deri etkisinin oluşumu

ρ iletkenin sahip olduğu öz iletkenliği [Ωm], L iletkenin uzunluğunu [m] ve A iletkenin kesitini [m^2] temsil etmek üzere Şekil 2.5'de verilen iletkenin direnci (2.9)'da verilmiştir.



Şekil 2.5 Silindirik iletken yapısı

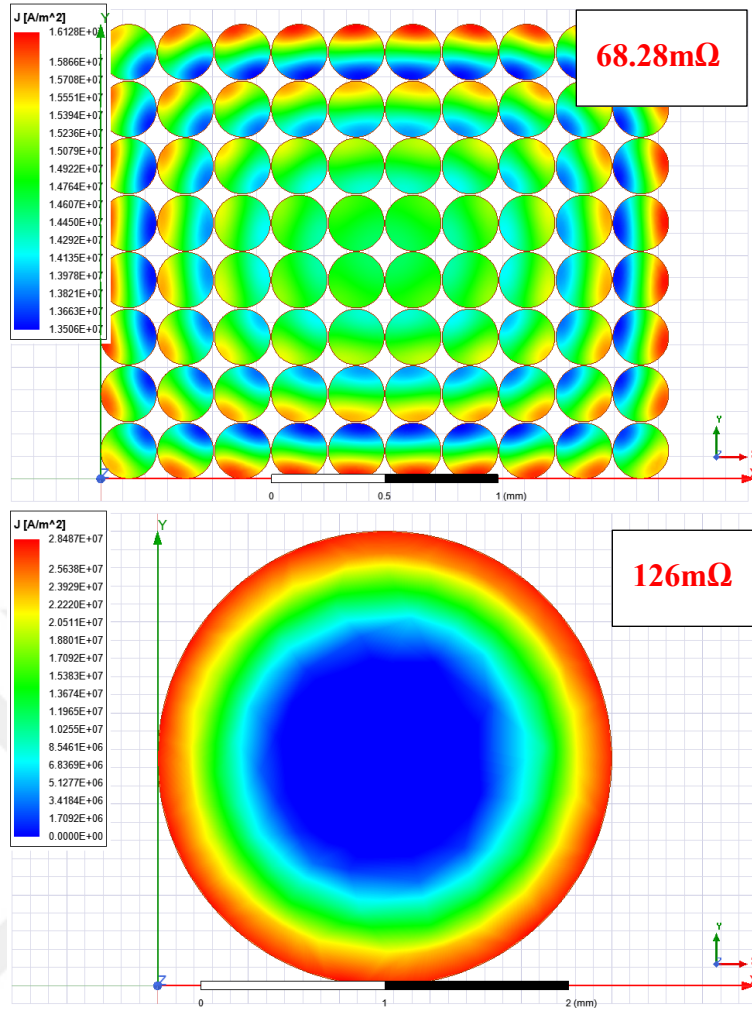
$$R = \rho \frac{L}{A} \quad (2.9)$$

(2.9)'dan anlaşılacağı üzere akımın aktığı kesit alanı azaldıkça oluşacak direncin değeri yükselecektir. İndüksiyonla ısıtma sistemlerinde üretilen yüksek frekanslı alternatif akım indüksiyon bobininden akıtılarak manyetik alan üretildiğinden indüksiyon bobini üzerinde oluşacak bakır kayıplarını (I^2R) minimize etmek amacıyla ek önlemler alınması gerekmektedir. İndüksiyon bobini için alınacak en temel önlem bobinin Litz teliyle üretilmesidir. Litz teli sayesinde akımın aktığı yüzey alanı artırılarak oluşacak sargı direncinin düşürülmesi sağlanır. Ev tipi indüksiyon ocaklarda kullanılan indüksiyon bobininin yapısı Şekil 2.6'da verilmiştir.

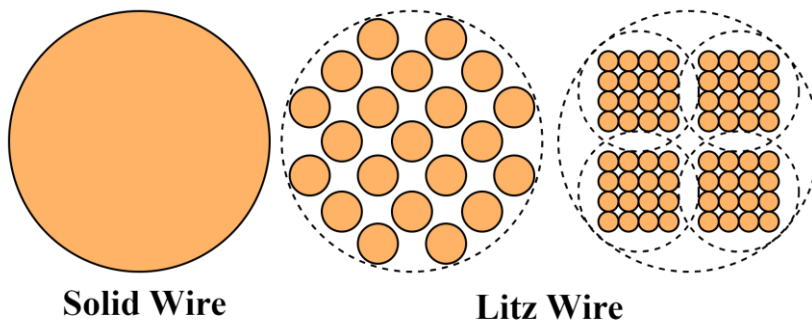


Şekil 2.6 Ev tipi indüksiyon ocaklarda kullanılan indüksiyon bobininin yapısı

Şekil 2.7’de farklı iletken yapıları için FEA (Sonlu Elemanlar Yöntemi) analiz sonuçları verilmiştir. İndüksiyon bobininde litz teli kullanımıyla bobin üzerinde oluşacak bakır kayıpları azaltılarak bobin sargılarında ve nüvelerin ilave termal zorlanmaya maruz kalmasının önüne geçilmiş olur. Litz teli tasarımı yaparken her bir iletkenin çapının küçültülmesi ve iletken adedinin artırılması oluşacak direncin azaltılması için çok daha uygundur fakat üretim maliyeti ve üreticinin üretim kabiliyeti de göz önünde bulundurulmalıdır. Şekil 2.8’de indüksiyon bobininde kullanılacak farklı litz teli yapıları verilmiştir.

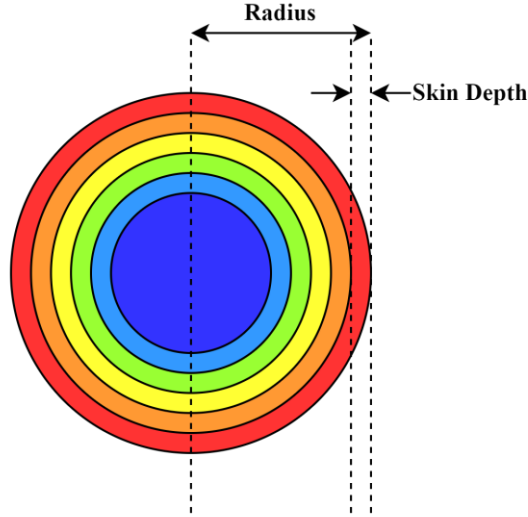


Şekil 2.7 15 m bobin sargısı için 80x0.25 mm ve 2.5 mm iletkenlerde meydana gelen deri etkisi



Şekil 2.8 İndüksiyon ocaklarda kullanılan farklı iletken yapıları

İletken kesitinde akımın daha yoğun olarak bulunduğu kısma Girme Derinliği (Skin Dept) denmektedir. Şekil 2.9'da girme derinliği gösterilmiştir.



Şekil 2.9 İletken üzerinde oluşan girme derinliği

ρ iletkenin sahip olduğu öz iletkenliği [Ωm], f çalışma frekansını [Hz], μ_0 uzayın manyetik geçirgenliğini [$1/\text{H}$] ve μ_r kullanılan malzemenin manyetik geçirgenliğini [$1/\text{H}$] temsil etmek üzere girme derinliğinin ifadesi (2.10)'da verilmiştir.

Girme derinliği (δ)

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0 \mu_r}} \quad (2.10)$$

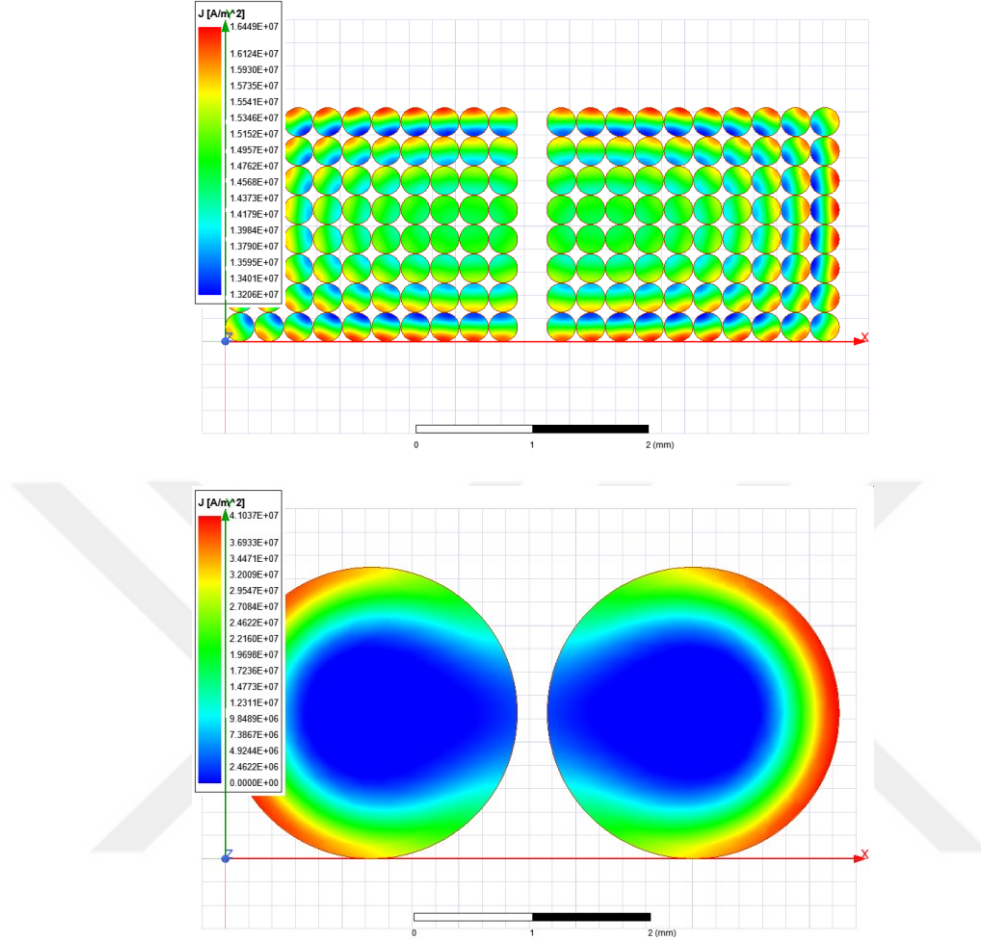
Deri etkisinin sonucu olarak akım yoğunluğu iletken yüzeyinden merkeze doğru üstel olarak azalmaktadır. (2.11)'de akım yoğunluğunun ifadesi verilmiştir. J_{surface} yüzeydeki akım yoğunluğunu [A/mm^2] ve d ise yüzeyden olan uzaklığı [mm] temsil etmektedir

$$J = J_{\text{surface}} e^{-\frac{d}{\delta}} \quad (2.11)$$

2.3 Yakınlık Etkisi

Yakınlık etkisi (Proximity Effect) aynı veya zıt yönde akım taşıyan iki iletkenin oluşturdukları manyetik alanların birbirini etkilemesi sonucu akım dağılımlarının bozulmasıdır. Bunun sonucu olarak akımın aktığı yüzey alanı değişecek ve AC direnç yükselecektir. İletkenlerin taşıdıkları akımın frekansı ve birbirlerine olan

yakınlığı bu etkiyi arttırıcı yönde etki eder. İndüksiyon bobininde meydana gelen yakınlık etkisi Şekil 2.10’da verilmiştir.

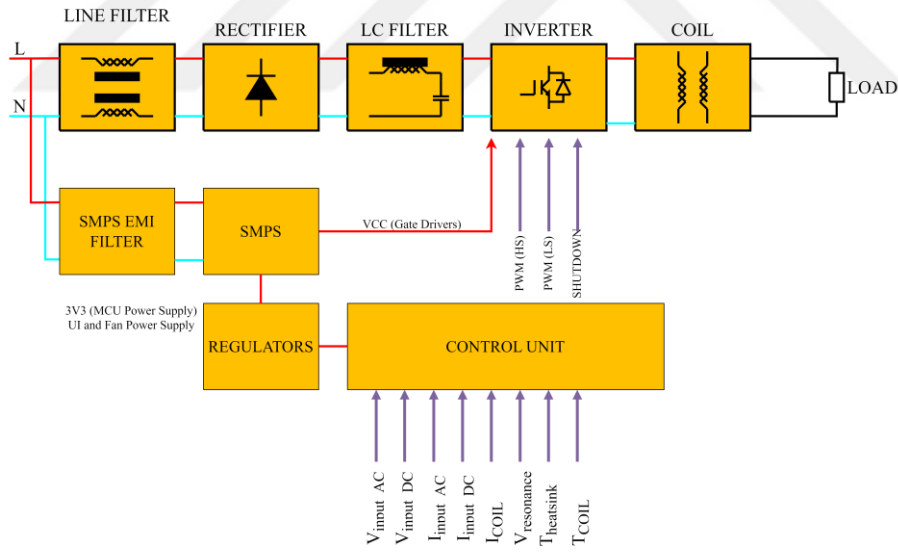


Şekil 2.10 15 m bobin sargısı için 80x0.25 mm ve 2.5 mm iletkenlerde meydana gelen yakınlık etkisi

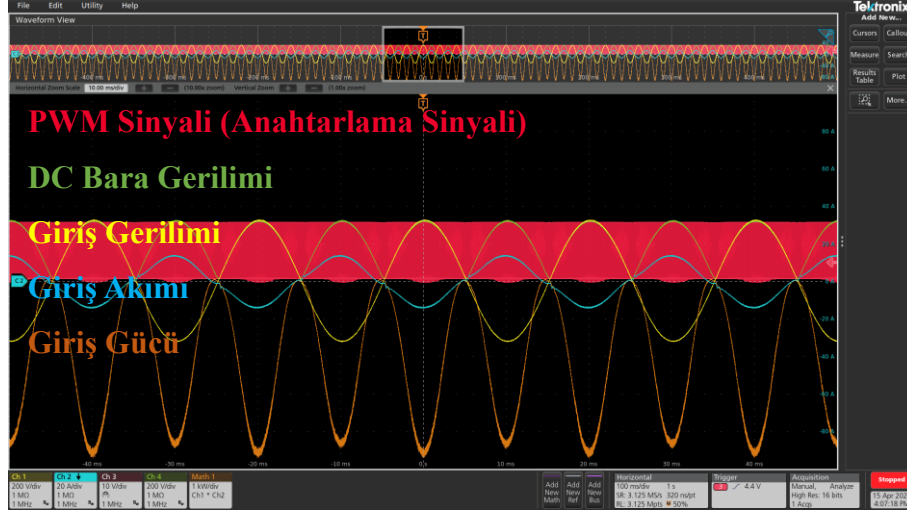
Yakınlık etkisi iletkenler arasındaki mesafe azaldıkça ve çalışma frekansı arttıkça yükselmektedir. Bunun önüne geçmek amacıyla bobin tasarımında birtakım önlemler alınmaktadır. Bunlardan ilki sargıların plastik karkas içerisine oturtularak sargılar arasındaki mesafenin artırılmasıdır. Bu yöntem yakınlık etkisini azaltırken bobin maliyetini yükseltmektedir. Bir diğer alınacak önlem ise bobin tel çapının küçültülerek tel adedinin artırılmasıdır. Bu durum daha kompleks litz teli yapılarının oluşturulma ihtiyacını doğurur. Bu tip bobinlerin üretilmesi için uygun bir üretim kabiliyeti gerekmektedir.

2.4 İndüksiyonla Isıtma Sistemleri Çalışma Prensibi

İndüksiyonla ısıtma, yüksek frekanslı manyetik alan vasıtasıyla manyetik alana cevap veren metallerin ısıtılmasıdır. Manyetik alanı üreten yüksek frekanslı akım güç elektroniği dönüştürücü tarafından üretilmektedir. Günümüz uygulamalarında güç topolojisi olarak genellikle Tek Anahtarlı Kısmi Rezonans Dönüştürücü (Single- Ended Quasi Resonant Converter, QRC), Seri Rezonans Yarım Köprü Dönüştürücü (Series Resonant Half Bridge Converter, HBC) ve Seri Rezonans Tam Köprü Dönüştürücü (Series Resonant Full Bridge Converter, FBC) kullanılmaktadır. Ev tipi indüksiyon ocaklarda QRC ve HBC tercih edilirken endüstriyel uygulamalarda FBC tercih edilmektedir. Üretilen yüksek frekanslı alternatif akım indüksiyon bobini vasıtasıyla manyetik alana dönüştürülür. Üretilen bu manyetik alan ferromanyetik malzemede akım indüklenmesine neden olur. İndüklenen bu akım metal yüzeyinde meydana gelen deri etkisinin de etkisiyle kendini ısı olarak gösterir. Şekil 2.11’de indüksiyonla ısıtma sistemlerine ait blok diyagramı ve Şekil 2.12’de temel dalga şekilleri verilmiştir.

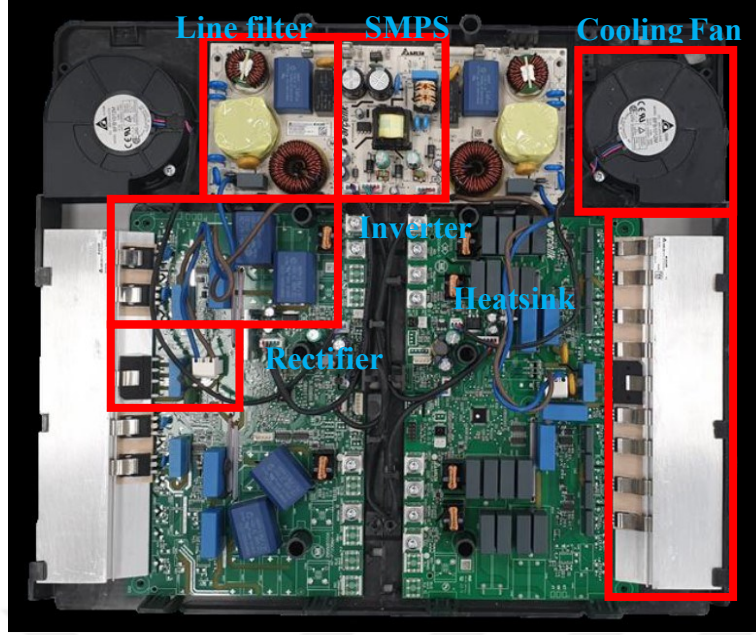


Şekil 2.11 İndüksiyonla ısıtma sistemleri blok diyagramı



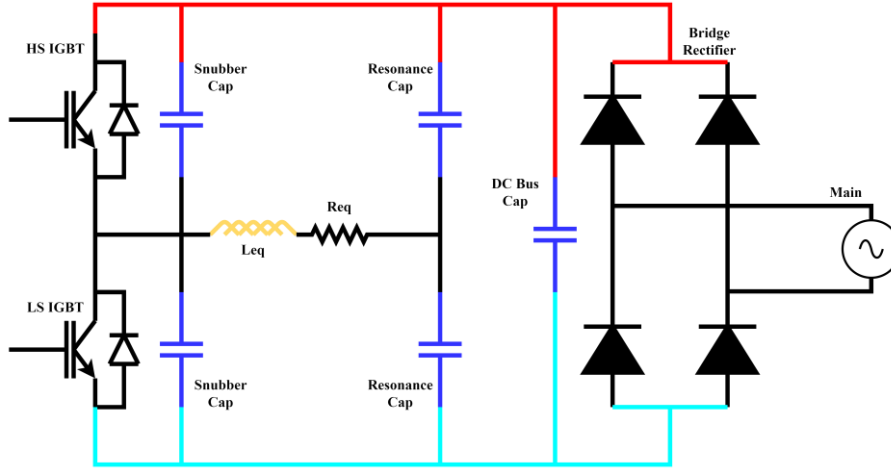
Şekil 2.12 İndüksiyonla ısıtma temel dalga şekilleri

Ev tipi indüksiyon ocaklar 3 temel bileşenden oluşmaktadır. Hat filtreleri Elektromanyetik Uyumluluk (Conducted Emission, Yayınım Testi) testlerinde başarılı olmak için kullanılmaktadır. İlerleyen kısımlarda hat filtreleri daha detaylı olarak incelenecektir. Şekil 2.11’de DC gerilim elde etmek için tam köprü doğrultucu kullanılmaktadır. Daha sonrasında doğrultulan gerilimi filtrelemek için LC filtre kullanılmaktadır. Filtre elemanları olarak genellikle $5\mu\text{F}$ - $100\mu\text{H}$ değerleri referans alınabilir. Dikkat edileceği üzere kullanılan kondansatör çok düşük değerlidir ve film kondansatördür (X_2 sınıfı kondansatör). Bu kondansatörün amacı doğrultmak değildir, filtrelemektir. Bu nedenle indüksiyonla ısıtma sistemlerinde güç faktörü düzeltme gereksinimi doğmamaktadır. Bu durum maliyet ve devre boyutları bakımından oldukça büyük avantaj sağlarken şebeke geriliminde meydana gelecek geçici rejimlere karşı güç dönüştürücüsü daha hassas hale gelmektedir. Bu nedenle özellikle yarım köprü dönüştürücü için varistör koruması (MOV) hayati öneme sahiptir. Çünkü bu güç dönüştürücüsü için genellikle 650V gerilim dayanımına sahip anahtarlar tercih edilmektedir. Doğrultulan ve filtrelenen AC gerilim evirici tarafından yüksek frekanslı alternatif akıma çevrilir ve indüksiyon bobini tarafından yüke aktarılır. Şekil 2.13’de ticarileşmiş bir indüksiyon ocağın temel bileşenleri gösterilmektedir.



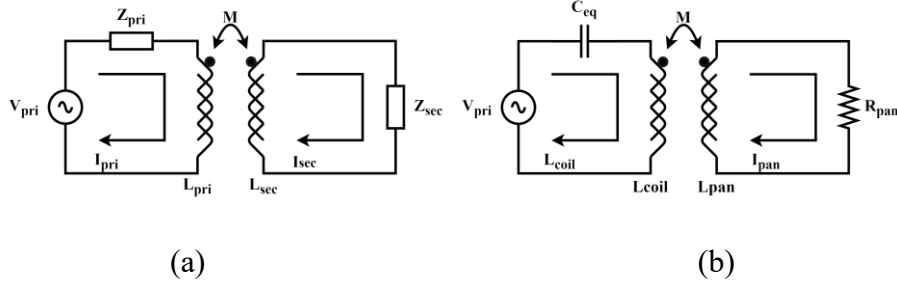
Şekil 2.13 Ticarileşmiş ev tipi indüksiyon ocak

Ev tipi indüksiyon ocaklarda indüksiyon bobini ve tencere eşdeğeri oldukça büyük önem arz etmektedir. Çalışma frekansı ve aktarılacak güç seviyesi bu eşdeğer devre tarafından belirlenmektedir. Şekil 2.14’de seri rezonans yarım köprü dönüştürücü üzerinde tencere-indüksiyon bobinin eşdeğer devresi gösterilmektedir.



Şekil 2.14 İndüksiyon bobini-tencere eşdeğer devresi

Bu eşdeğer devre rezonans dönüştürücü tarafından seri L ve R olarak görülmektedir. Manyetik devrede hava aralığı çok yüksek olduğundan manyetik bağlılık oldukça düşüktür. Bu nedenle transformatörden daha çok manyetik olarak bağlı indüktans (coupled inductance) gibi çalışmaktadır. Şekil 2.15’de indüksiyon ocaklara ait eşdeğer güç devresi verilmiştir.



Şekil 2.15 Eşdeğer devreler: (a) kuplajlı indüktans devresi (b) indüksiyon ocak eşdeğer güç devresi.

Burada M karşılıklı indüktansı temsil etmektedir ve matematiksel ifadesi (2.12)'de verilmiştir.

$$M = k\sqrt{L_{pri}L_{sec}} \quad (2.12)$$

(2.12)'de verilen k katsayısı sistemin fiziksel yapısıyla alakalıdır ve 0-1 aralığında değişmektedir. Transformatörlerde bu değer 1'e çok yakınken indüksiyonla ısıtma sistemlerinde bu değer çok daha düşüktür.

Şekil 2.15'te verilen devreye ait devre denklemleri (2.13)-(2.23)'de verilmiştir.

$$-V_{pri} + Z_{pri}I_{pri} + j\omega L_{pri}I_{pri} - j\omega MI_{sec} = 0 \quad (1. \text{ çevre denklemi}) \quad (2.13)$$

$$Z_{sec}I_{sec} + j\omega L_{sec}I_{sec} - j\omega MI_{pri} = 0 \quad (2. \text{ çevre denklemi}) \quad (2.14)$$

$$I_{sec}(Z_{sec} + j\omega L_{sec}) = j\omega MI_{pri} \quad (2.15)$$

$$\frac{I_{pri}}{I_{sec}} = \frac{(Z_{sec} + j\omega L_{sec})}{j\omega M} \quad (2.16)$$

$$Z_{pri}I_{pri} + j\omega L_{pri}I_{pri} - j\omega MI_{sec} = V_{pri} \quad (2.17)$$

$$V_{pri} = I_{pri}(Z_{pri} + j\omega L_{pri}) - j\omega MI_{sec} \quad (2.18)$$

$$I_{sec} = \frac{j\omega M}{(Z_{sec} + j\omega L_{sec})} I_{pri} \quad (2.19)$$

$$V_{pri} = I_{pri}(Z_{pri} + j\omega L_{pri}) - j\omega M \frac{j\omega M}{(Z_{sec} + j\omega L_{sec})} I_{pri} \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned}
&= I_{pri}(Z_{pri} + j\omega L_{pri}) - \frac{(j\omega M)^2}{(Z_{sec} + j\omega L_{sec})} I_{pri} \\
&= I_{pri}(Z_{pri} + j\omega L_{pri}) - \frac{j^2 \omega^2 M^2}{(Z_{sec} + j\omega L_{sec})} I_{pri} \\
&= I_{pri}(Z_{pri} + j\omega L_{pri}) + \frac{\omega^2 M^2}{(Z_{sec} + j\omega L_{sec})} I_{pri}
\end{aligned}$$

$$V_{pri} = I_{pri} \left((Z_{pri} + j\omega L_{pri}) + \frac{\omega^2 M^2}{(Z_{sec} + j\omega L_{sec})} \right) \quad (2.21)$$

$$Z_{ref} = \frac{\omega^2 M^2}{(Z_{sec} + j\omega L_{sec})} \quad (2.22)$$

$$Z_{ref} = \frac{\omega^2 M^2}{(R_{pan} + j\omega L_{pan})} \quad 2.23$$

(2.22) ve (2.23)'de verilen yansıyan empedanstan (Reflected Impedance) görüleceği üzere primer ve sekonder arasında oluşacak karşılıklı indüktans ve çalışma frekansı yükseldikçe yansıyan empedans da yükselecektir. (2.24)-(2.27)'de yansıyan empedans sadeleştirilerek eşdeğer direncin ve indüktansın nasıl değiştiği gözler önüne serilmiştir.

$$Z_{ref} = \frac{\omega^2 M^2 (R_{pan} - j\omega L_{pan})}{(R_{pan} + j\omega L_{pan})(R_{pan} - j\omega L_{pan})} \quad 2.24$$

$$= \frac{\omega^2 M^2 (R_{pan} - j\omega L_{pan})}{R_{pan}^2 - j\omega L_{pan} R_{pan} + j\omega L_{pan} R_{pan} + \omega^2 L_{pan}^2}$$

$$= \frac{\omega^2 M^2 (R_{pan} - j\omega L_{pan})}{R_{pan}^2 + \omega^2 L_{pan}^2} = \frac{\omega^2 M^2 R_{pan}}{R_{pan}^2 + \omega^2 L_{pan}^2} - \frac{j\omega L_{pan} \omega^2 M^2}{R_{pan}^2 + \omega^2 L_{pan}^2} \quad 2.25$$

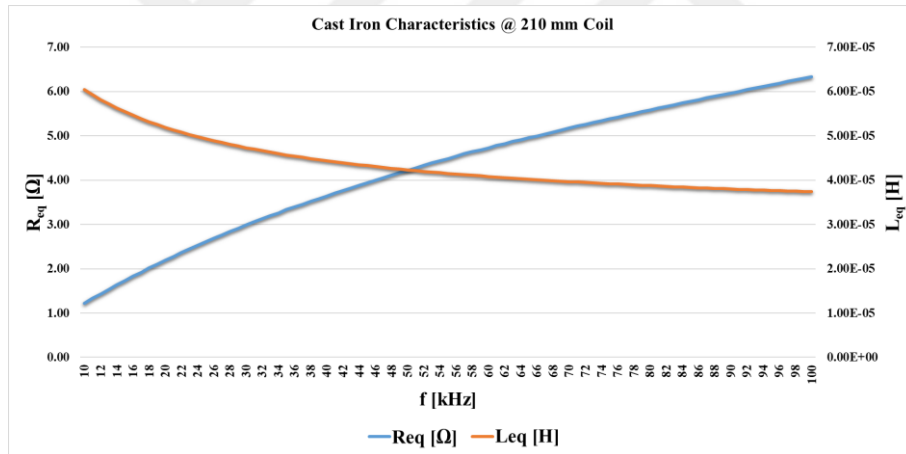
$$R_{equivalent} = R_{pri} + \frac{\omega^2 M^2}{R_{pan}^2 + \omega^2 L_{pan}^2} R_{pan} \quad 2.26$$

$$L_{equivalent} = L_{pri} - \frac{\omega^2 M^2}{R_{pan}^2 + \omega^2 L_{pan}^2} L_{pan} \quad 2.27$$

(2.26) ve (2.27)'den da görüleceği gibi manyetik bağlılığın veya çalışma frekansının yükselmesi güç dönüştürücü tarafında görülen eşdeğer direnci yükseltirken eşdeğer indüktansı düşürmektedir. Yükün gösterdiği direnç değeri deri etkisi nedeniyle olduğundan çalışma frekansıyla doğrudan ilintilidir. Tencerede oluşan deri etkisi incelenirken akımın sadece tencere tabanının yüzeyinden aktığı varsayımı yapılarak (yüzey direnci) sekonderde oluşacak direnç (2.28)'deki gibi hesaplanabilir. Burada oluşan direnç R_L , uzayın manyetik geçirgenliği μ_0 , tencerenin manyetik geçirgenliği μ_r , tencerenin öz direnci ρ ve çalışma frekansı f olarak verilmektedir.

$$R_L = \sqrt{\mu_0 \mu_r \pi f \rho} \quad (2.28)$$

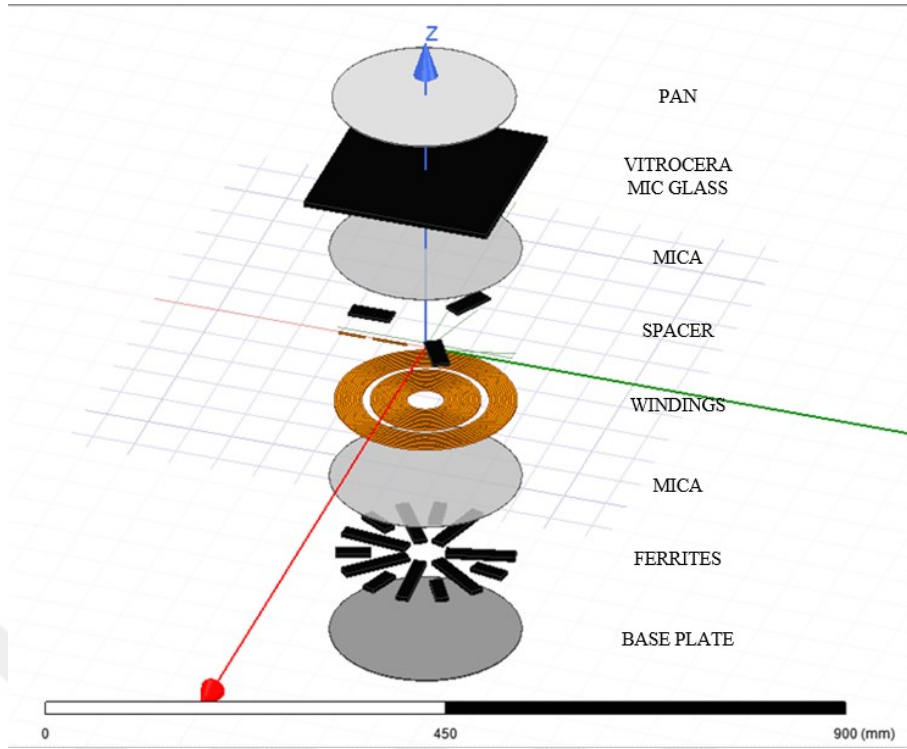
(2.28)'de görüldüğü gibi bu değer kullanılan malzemenin manyetik yapısı ve çalışma frekansı ile doğrudan ilişkilidir. Şekil 2.16'da 210mm indüksiyon bobini, döküm tencere ve 5.5mm hava aralığı ile alınan ölçüm sonuçları verilmiştir.



Şekil 2.16 210mm indüksiyon bobini ve döküm tencere ölçümleri

2.5 İndüksiyon Bobinin İncelenmesi

İndüksiyon ocaklarda en optimum ve verimli şekilde enerji aktarımının sağlanabilmesi açısından indüksiyon bobinleri oldukça kritiktir. Bobin-tencere eşdeğer devresi yüke aktarılacak gücü ve frekansını belirleyecektir. Şekil 2.17'de indüksiyon bobinine ait temel bileşenler verilmiştir.



Şekil 2.17 İndüksiyon bobininin yapısı

İndüksiyon bobinin temel bileşenlerini sargılar, nüveler ve alüminyum plaka oluşturmaktadır. Sargılar ve nüveler gerekli manyetik alanı meydana getirmek amaçlı kullanılmaktadır. Alüminyum plaka ise nüveler için soğutucu görevi görmekle birlikte elektronik devrenin manyetik alandan etkilenmesinin önüne geçmektedir. İndüksiyon bobininde sargı ve nüve adedi yükseldikçe eşdeğer indüktans yükselmekte, indüklenen manyetik akı yükseldiğinden görülecek eşdeğer direnç değeri de yükselecektir. Nüve adedinin düşürülmesi manyetik doyma riskini yükseltirken artırılması ise eşdeğer indüktans ve direnç değerini arttıracaktır. Burada önemli nokta şudur: eşdeğer indüktans değeri rezonans kondansatörüyle birlikte anahtarlama frekansını belirlerken eşdeğer direnç değeri ise yüke aktarılabilecek gücün değerini belirlemektedir. Eşdeğer direncin değerinin çok yüksek olması yüke aktarılabilecek gücü sınırlarken bu direnç değerinin çok düşük olması istenilen gücün yüke aktarılması için indüksiyon bobininden çok yüksek akım geçmesine ve yüksek anahtarlama kayıplarına neden olmaktadır. Bu nedenle bu eşdeğer indüktans ve direnç değerleri çok önemlidir. Tablo 2.1’de farklı tasarım parametrelere için indüksiyon bobininde meydana gelen değişiklikler verilmiştir.

Tablo 2.1 İndüksiyon bobin tasarımına etki eden faktörler

Tasarım Etkisi / Kriterleri	Manyetik Kuplaj	Eşdeğer İndüktans	Eşdeğer Direnç	Manyetik Doyma Riski	Bakır Kayıpları	Nüve Kayıpları
Sargı Adeti↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑
Nüve Adedi↑	↑	↑	↑	↓	—	↓
Hava Aralığı↑	↓	↑	↓	—	—	—
Frekans↑	—	↓	↓	↑	↑	↑

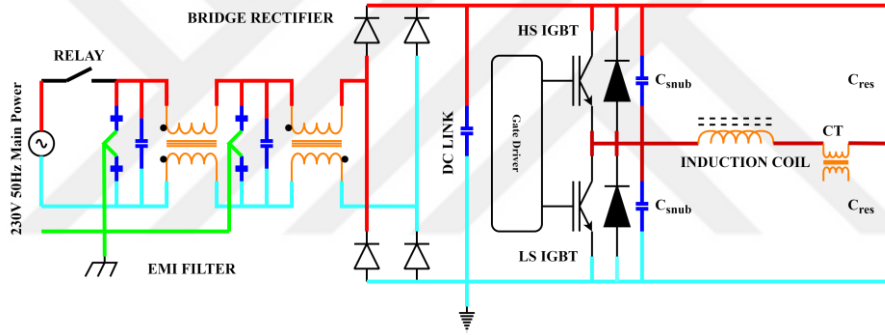
Hava aralığı da önemli bir tasarım parametresidir. Hava aralığının artırılması eşdeğer direnci düşürürken (manyetik bağlılığın azalması) indüktansı arttırmaktadır. Hava aralığının düşürülmesi durumunda eşdeğer direnç yükselirken indüktans düşmektedir. Buradan hareketle istenilen hava aralığına göre sarım adedi ve nüve adedi güncellenmelidir. Hava aralığı kullanılan cam, mika ve mesafe tutucu vasıtasıyla oluşmaktadır. Burada cam ve mika kalınlıkları sabit olduğundan kullanılacak mesafe tutucular yardımıyla hava aralığı ayarlanabilir.

GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜ DEVRE ANALİZİ

Bu bölümde kullanılacak seri rezonans yarım köprü dönüştürücünün devre analizi gerçekleştirilecektir.

3.1 Güç Dönüştürücüsünün Matematiksel Analizi

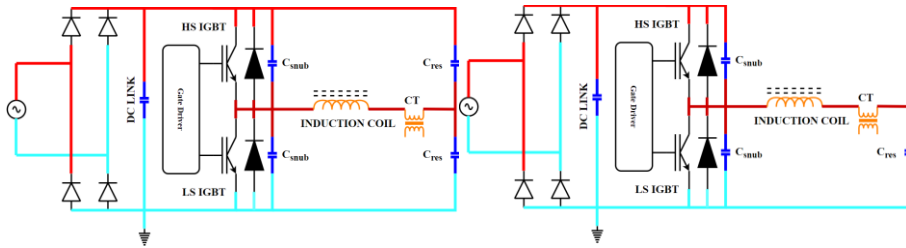
Seri rezonans yarım köprü dönüştürücü özellikle orta ve yüksek sınıf indüksiyon ocaklarda sıklıkla tercih edilen bir topolojidir. Aktarabildiği güç seviyesi, kontrol kolaylığı ve anahtarların maruz kaldığı gerilim seviyesi bakımından birçok avantajı mevcuttur. Bu dönüştürücünün öne çıkan en büyük eksikliği tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücüye göre daha maliyetli olmasıdır. Şekil 3.1’de seri rezonans yarım köprü dönüştürücüye ait devre şeması verilmiştir.



Şekil 3.1 Seri rezonans yarım köprü dönüştürücü devre şeması

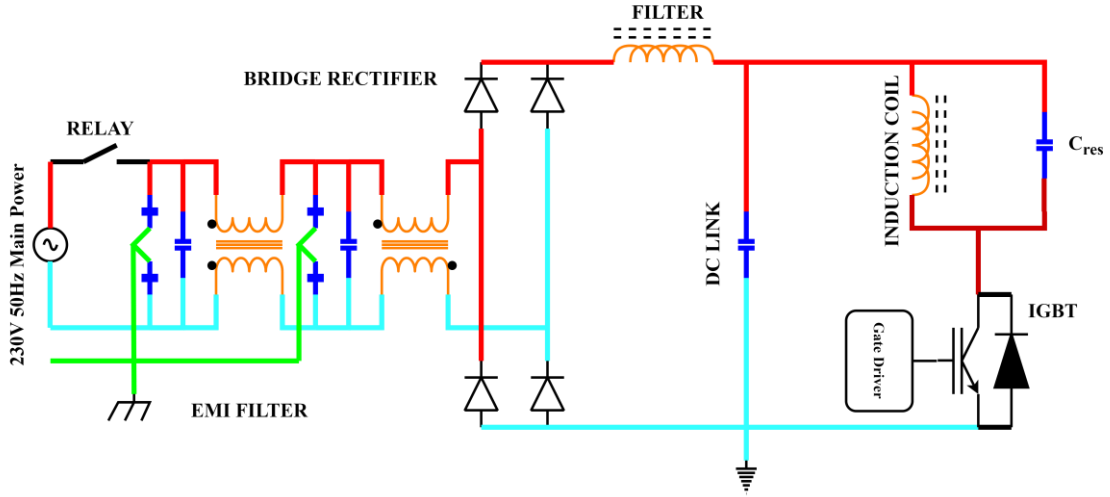
Güç devresi bir köprü doğrultucu, dc bara kondansatörü, iki adet yarıiletken güç elemanı, iki adet bastırma kondansatörü, iki adet rezonans kondansatörü ve indüksiyon bobininden oluşmaktadır. Bu topolojide yarıiletken güç anahtarlarının maruz kaldığı gerilim seviyesi şebeke geriliminin tepe değeridir. 230 VAC/50 Hz şebekeler için tepe değer yaklaşık olarak 325 V’dur. Bu nedenle yarım köprü seri rezonans dönüştürücülerde 600-650 V gerilim değerlerine sahip anahtarlar tercih edilirken bu anahtarların akım değerleri güç seviyesine bağlı olarak 30-40-50 A seviyesindedir. Bastırma kondansatörlerinin değeri kontrol algoritması, elektromanyetik uyumluluk ve anahtarlama kaybı arasında bir ödünleşimdir. Bastırma kondansatörünün değerinin yükseltilmesi anahtarlama kayıpları ve elektromanyetik girişim bakımından olumlu etki gösterirken doluluk oranı kontrolü açısından sorun teşkil etmektedir. Bu topolojiye sahip indüksiyon ocaklarda

bastırma kondansatörleri 2.2 nF-47 nF arasında değişmektedir. İlerleyen kısımlarda bastırma kondansatörlerinin güç dönüştürücü üzerindeki etkisi çok daha detaylı olarak incelenecektir. Rezonans kondansatörleri ve indüksiyon bobini güç dönüştürücüsünün rezonans noktasını belirlemektedir. Rezonans noktası dönüştürücünün maksimum güç verdiği çalışma frekansıdır ve günümüzde yaklaşık olarak 19-20 kHz seviyesindedir. Kullanılan rezonans kondansatörleri 270 nF-820 nF arasında değişirken indüksiyon bobinin değeri yaklaşık olarak 40-60 μ H arasında değişmektedir. Bazı yarım köprü topolojilerinde tek adet rezonans kondansatörü kullanılmaktadır. Tek rezonans kondansatörü kullanılması halinde kondansatör akımı bobin akımına eşit olacaktır. Bu akım seviyesinde rezonans kondansatörü bulmak maliyetli olabilmektedir. Bunun yanı sıra kaynaktan çekilen akım üzerinden de büyük değişiklik mevcuttur. 2 adet rezonans kondansatörü kullanılması halinde şebekeden çekilen akım iki yönlüken 1 adet rezonans kondansatörü kullanılması halinde şebekeden çekilen akım tek yönlüdür ve genliği yaklaşık olarak iki katına çıkmaktadır. Bu durum Toplam Harmonik Bozulma (Total Harmonic Distortion, THD) ve elektromanyetik girişim bakımından sorun teşkil edebilmektedir. Şekil 3.2’de tek ve iki adet rezonans kondansatörü kullanılması halinde oluşan dalga şekilleri verilmiştir.



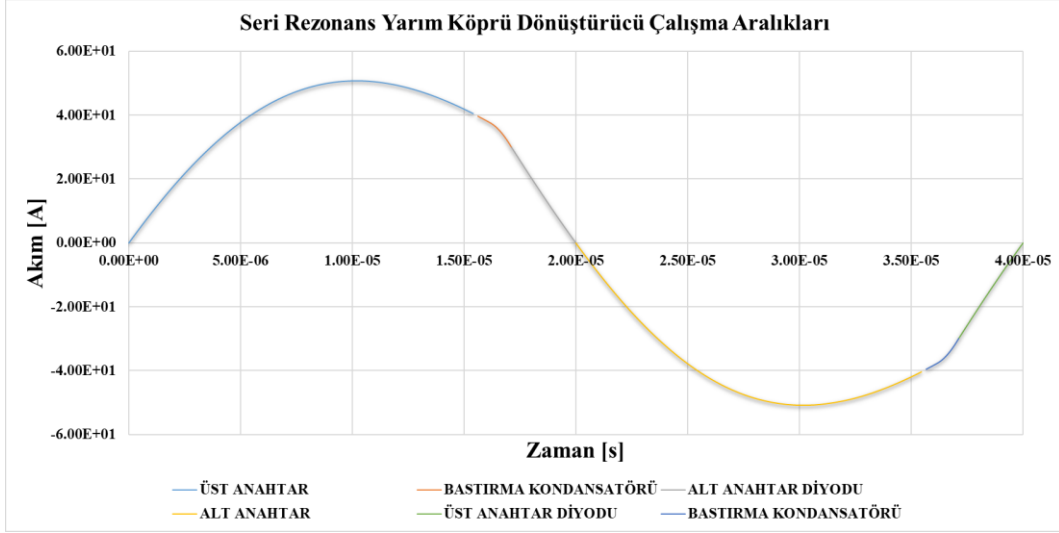
Şekil 3.2 Farklı rezonans kondansatörünü kullanım yapıları.

Tek anahtarlı kısmi rezonans dönüştürücü özellikle maliyet kaygısının daha ön planda olduğu uygulamalarda sıklıkla tercih edilmektedir. Şekil 3.3’de verilen devre şemasından da anlaşılacağı üzere bu topolojisinin en büyük avantajı oldukça basit yapıda olması ve devre eleman sayısının oldukça az olmasıdır.



Şekil 3.3 Tek anahtarlı kısmi rezonans dönüştürücü devre şeması

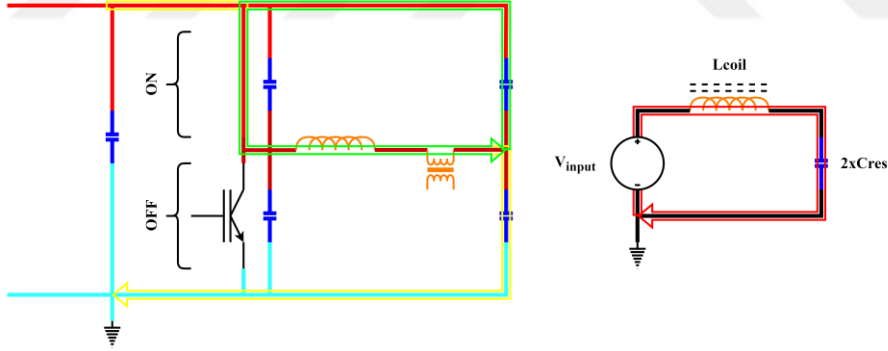
Bu topolojiye sahip ocaklarda devrenin çalışma yapısından kaynaklı olarak 1200 V-1350 V gerilim seviyelerine sahip anahtarlar tercih edilmektedir. Bunun nedeni yaklaşık olarak 2 kW güç seviyelerine çıkmak için anahtar 1000 V-1100 V gerilim seviyelerine maruz kalmaktadır. Bu durum dönüştürücünün en büyük dezavantajıdır. Göz güçlerine bağlı olarak 20 A-30 A akım seviyelerinde anahtarlar tercih edilmektedir. Bu gerilim ve akım seviyelerine sahip anahtar üreticisi oldukça azdır. Bu durum seri imalat açısından sorun teşkil edebilmektedir. Bu dönüştürücünün bir diğer ön plana çıkan dezavantajı ise kontrol zorluğudur. Bu topolojide anahtarlama periyodunun sadece belirli bir kısmında rezonans meydana geldiğinden kontrol seri rezonans yarım köprü dönüştürücüye kıyasla oldukça zordur. Seri rezonans yarım köprü dönüştürücüde periyodun tamamında rezonans meydana gelmektedir ve kontrolü oldukça kolaydır. Bu bölümde seri rezonans yarım köprü dönüştürücüye ait çalışma aralıkları incelenmiştir. Şekil 3.4’de çalışma aralıkları verilmiştir.



Şekil 3.4 Seri rezonans yarım köprü dönüştürücü çalışma aralıkları

3.1.1 1. Aralık Devre Denklemleri

İlk aralıkta üst anahtar iletme sokulmuştur. Üst rezonans kondansatörüyle indüksiyon bobini arasında ve alt rezonans kondansatörüyle indüksiyon bobini arasında rezonans meydana gelmektedir. Eşdeğer devre şeması Şekil 3.5’de verilmiştir.



Şekil 3.5 1. Aralık eşdeğer devresi

Bu aralıkta oluşan eşdeğer devre seri RLC devresidir. Bu aralığa ait devre denklemleri (3.1)-(3.4)’de verilmiştir.

Verilen eşdeğer devrede KVL uygulanırsa

$$v_{input} = v_{R_{eq}} + v_{L_{eq}} + v_{C_{eq}} \quad (3.1)$$

$$v_{input} = R_{eq}i_{L_{eq}} + L_{eq} \frac{di_{L_{eq}}}{dt} + \frac{1}{C_{eq}} \int i_{L_{eq}} dt \quad (3.2)$$

$$R_{eq} \frac{di_{Leq}}{dt} + L_{eq} \frac{d^2 i_{Leq}}{dt^2} + \frac{1}{C_{eq}} i_{Leq} = 0 \quad (3.3)$$

$$\frac{d^2 i_{Leq}}{dt^2} + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \frac{di_{Leq}}{dt} + \frac{1}{L_{eq} C_{eq}} i_{Leq} = 0 \quad (3.4)$$

(3.4)'te elde edilen bu diferansiyel denkleme Laplace dönüşümü uygulanırsa

$$s^2 I_{Leq} + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} s I_{Leq} + \frac{1}{L_{eq} C_{eq}} I_{Leq} = 0 \quad (3.5)$$

$$I_{Leq} \left(s^2 + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} s + \frac{1}{L_{eq} C_{eq}} \right) = 0 \quad (3.6)$$

$$s^2 + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} s + \frac{1}{L_{eq} C_{eq}} = 0 \quad (3.7)$$

$$s^2 + 2\alpha s + \omega_o^2 = 0 \quad (3.8)$$

$$\alpha = \frac{R_{eq}}{2L_{eq}} \quad (3.9)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \quad (3.10)$$

$$\omega_d = \sqrt{\omega_o^2 - \alpha^2} \quad (3.11)$$

Şeklinde doğal çözüm elde edilmiş olur. İlgili denklemler (3.5)-(3.11)'de verilmiştir. Elde edilen bu denklemde

$$\omega_o > \alpha \quad (3.12)$$

İfadesi sağlandığından dolayı devrenin zaman uzayındaki çözümü (3.13)'teki gibidir.

$$e^{-\alpha t} (A_1 \cos \omega_d t + A_2 \sin \omega_d t) \quad (3.13)$$

(3.13)'den hareketle kondansatör geriliminin zaman uzayındaki karşılığı

$$v_{C_{eq}} = e^{-\alpha t}(A_1 \cos \omega_d t + A_2 \sin \omega_d t) + v_{input} \quad (3.14)$$

Şeklinde elde edilmiş olur. Devrenin katsayılarını bulmak için başlangıç koşullarına ihtiyaç vardır. Başlangıçta kondansatörün

$$V_{C_{eq}stg1t=0} \quad (3.15)$$

Gerilimi ile dolu olduğu varsayılmıştır.

$$t = 0 \quad (3.16)$$

Anında yazılacak eşitlik için A_1 katsayısı elde edilmiş olur.

$$V_{C_{eq}stg1t=0} = A_1 + v_{input} \quad (3.17)$$

$$A_1 = V_{C_{eq}stg1t=0} - v_{input} \quad (3.18)$$

A_2 katsayısını bulmak için kondansatörünün başlangıç akımını bilmek gerekmektedir. $t = 0$ anında kondansatör akımının değeri bobin akımının akımına eşittir. Bu nedenle bu akım $i_{L_{eq}stg1t=0}$ olarak kabul edilmiştir. Buradan

hareketle A_2 katsayısı (3.19)-(3.24)'deki gibi bulunmuş olur.

$$i_{C_{eq}} = i_{L_{eq}} = C_{eq} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} &= -\alpha e^{-\alpha t}(A_1 \cos \omega_d t + A_2 \sin \omega_d t) \\ &+ e^{-\alpha t}(A_1 \omega_d \sin \omega_d t - A_2 \omega_d \cos \omega_d t) \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} C_{eq} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} &= C_{eq}[-\alpha e^{-\alpha t}(A_1 \cos \omega_d t + A_2 \sin \omega_d t) \\ &+ e^{-\alpha t}(A_1 \omega_d \sin \omega_d t - A_2 \omega_d \cos \omega_d t)] \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$i_{L_{eq}stg1t=0} = -\alpha C_{eq} A_1 - C_{eq} A_2 \omega_d \quad (3.22)$$

$$-\alpha A_1 - A_2 \omega_d = \frac{i_{L_{eq}stg1t=0}}{C_{eq}} \quad (3.23)$$

$$A_2 = \frac{-\alpha A_1 - \frac{i_{L_{eq_{stg1t=0}}}}{C_{eq}}}{\omega_d} \quad (3.24)$$

A_2 katsayısının düzenlenmiş hali (3.25) ve (3.26)'da verilmiştir.

$$A_2 = \frac{-\alpha \left(V_{C_{eq_{stg1t=0}}} - V_{input} \right) - \frac{i_{L_{eq_{stg1t=0}}}}{C_{eq}}}{\omega_d} \quad (3.25)$$

$$A_2 = \frac{-\alpha C_{eq} \left(V_{C_{eq_{stg1t=0}}} - V_{input} \right) - i_{L_{eq_{stg1t=0}}}}{\omega_d C_{eq}} \quad (3.26)$$

Bu katsayılar yerine yazılır ve denklem takımları düzenlenirse (3.27) elde edilmiş olur.

$$v_{C_{eq}} = e^{-\alpha t} \left(\left(V_{C_{eq_{stg1t=0}}} - V_{input} \right) \cos \omega_d t + \left(\frac{-\alpha C_{eq} \left(V_{C_{eq_{stg1t=0}}} - V_{input} \right) - i_{L_{eq_{stg1t=0}}}}{\omega_d C_{eq}} \right) \sin \omega_d t \right) + v_{input} \quad (2.27)$$

(3.27)'nin düzenlenmesiyle eşdeğer rezonans kondansatörünün gerilimi (3.28)-(3.31)'deki gibi elde edilmiş olur.

$$v_{C_{eq}} = e^{-\alpha t} A_{stg1} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg1}) + v_{input} \quad (3.28)$$

$$A = \sqrt{\left(V_{C_{eq_{stg1t=0}}} - V_{input} \right)^2 + \left(\frac{-\alpha C_{eq} \left(V_{C_{eq_{stg1t=0}}} - V_{input} \right) - i_{L_{eq_{stg1t=0}}}}{\omega_d C_{eq}} \right)^2} \quad (3.29)$$

$$\varphi_{stg1} = \tan^{-1} \left(\frac{-\alpha C_{eq} \left(V_{C_{eq_{stg1t=0}}} - V_{input} \right) - i_{L_{eq_{stg1t=0}}}}{\omega_d C_{eq} \left(V_{C_{eq_{stg1t=0}}} - V_{input} \right)} \right) \quad (3.30)$$

$$\varphi_{stg1} = \tan^{-1} \left(\frac{-\alpha C_{eq} (V_{C_{eq}stg1t=0} - V_{input}) - i_{L_{eq}stg1t=0}}{\omega_d C_{eq} (V_{C_{eq}stg1t=0} - V_{input})} \right) \quad (3.31)$$

Kondansatörün akımı ile bobin akımı aynı olduğundan bobin akımı (3.32)-(3.42)'deki gibi bulunabilir.

$$i_{C_{eq}} = C_{eq} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} \quad (3.32)$$

$$v_{C_{eq}} = e^{-\alpha t} A_{stg1} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg1}) + v_{input} \quad (3.33)$$

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} &= A_{stg1} \left((-\alpha e^{-\alpha t}) (\cos(\omega_d t - \varphi_{stg1})) \right. \\ &\quad \left. + (e^{-\alpha t}) (-\omega_d \sin(\omega_d t - \varphi_{stg1})) \right) \end{aligned} \quad (3.34)$$

$$= -e^{-\alpha t} A_{stg1} \left((\alpha \cos(\omega_d t - \varphi_{stg1})) + (\omega_d \sin(\omega_d t - \varphi_{stg1})) \right)$$

$$= -e^{-\alpha t} A_{stg1} \left((\alpha \cos(\omega_d t - \varphi_{stg1})) + (\omega_d \sin(\omega_d t - \varphi_{stg1})) \right)$$

$$= -e^{-\alpha t} A_{stg1} \sqrt{\alpha^2 + \omega_d^2} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg1} - \varphi_{stg1}) \quad (3.35)$$

$$\varphi_{stg1} = \tan^{-1} \frac{\omega_d}{\alpha} \quad (3.38)$$

$$C_{eq} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} = -e^{-\alpha t} C_{eq} A_{stg1} \sqrt{\alpha^2 + \omega_d^2} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg1} - \varphi_1) \quad (3.39)$$

$$i_{C_{eq}} = -e^{-\alpha t} A_{stg1} C_{eq} \omega_0 \cos(\omega_d t - \varphi_{stg1} - \varphi_1) \quad (3.40)$$

$$i_{C_{eq}} = -e^{-\alpha t} A_{stg1} C_{eq} \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg1} - \varphi_1)$$

$$= -e^{-\alpha t} A_{stg1} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_{eq}}} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg1} - \varphi_1)$$

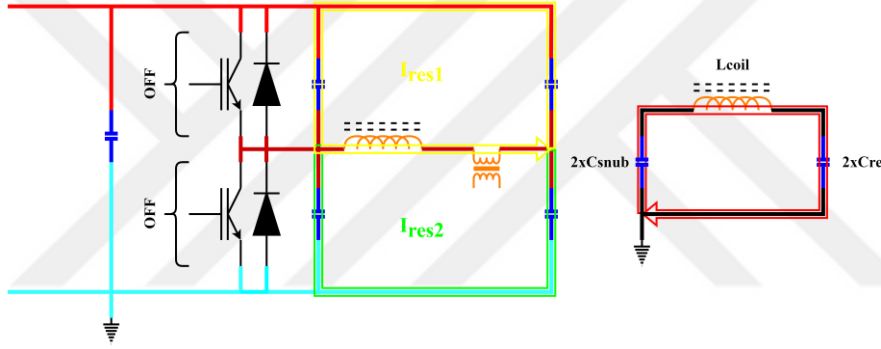
$$= \frac{-e^{-\alpha t} A_{stg1} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg1} - \phi_1)}{Z_0}$$

$$= -\frac{A_{stg1}}{Z_0} [e^{-\alpha t} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg1} - \phi_1)] \quad (3.41)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}} \quad (3.42)$$

3.1.2 2. Aralık Devre Denklemleri

Bu aralıkta üst anahtarın kesime sokulmasıyla bobin akımı üst anahtar bastırma kondansatörünü şarj ederken alt anahtarın bastırma kondansatörünü deşarj eder. Bu duruma ait eşdeğer devre şeması Şekil 3.6'da verilmiştir.



Şekil 3.6 2. Aralık eşdeğer devresi

İkinci aralıkta oluşan eşdeğer devre seri RLC devresidir. Verilen eşdeğer devrede KVL uygulanırsa (3.46)-(3.58)'deki gibi doğal çözüm elde edilmiş olur.

$$v_{Req} + v_{Leq} + v_{Ceq} + v_{Csnubeq} = 0 \quad (3.43)$$

$$R_{eq} i_{Leq} + L_{eq} \frac{di_{Leq}}{dt} + \frac{1}{C_{eq}} \int i_{Leq} dt + \frac{1}{C_{snubeq}} \int i_{Leq} dt = 0 \quad (3.44)$$

$$R_{eq} \frac{di_{Leq}}{dt} + L_{eq} \frac{d^2 i_{Leq}}{dt^2} + \frac{1}{C_{eq}} i_{Leq} + \frac{1}{C_{snubeq}} i_{Leq} = 0 \quad (3.45)$$

$$R_{eq} \frac{di_{Leq}}{dt} + L_{eq} \frac{d^2 i_{Leq}}{dt^2} + \left(\frac{C_{eq} + C_{snubeq}}{C_{eq} C_{snubeq}} \right) i_{Leq} = 0 \quad (3.46)$$

$$\frac{C_{eq} + C_{snub_{eq}}}{C_{eq}C_{snub_{eq}}} = \frac{1}{C_{eqstg2}} \quad (3.47)$$

$$\frac{d^2 i_{Leq}}{dt^2} + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \frac{di_{Leq}}{dt} + \frac{1}{L_{eq}C_{eqstg2}} i_{Leq} = 0 \quad (3.48)$$

$$s^2 I_{Leq} + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} s I_{Leq} + \frac{1}{L_{eq}C_{eqstg2}} I_{Leq} = 0 \quad (3.49)$$

$$I_{Leq} \left(s^2 + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} s + \frac{1}{L_{eq}C_{eqstg2}} \right) = 0 \quad (3.50)$$

$$s^2 + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} s + \frac{1}{L_{eq}C_{eqstg2}} = 0 \quad (3.51)$$

$$s^2 + 2\alpha s + \omega_o^2 \quad (3.52)$$

$$\alpha = \frac{R_{eq}}{2L_{eq}} \quad (3.53)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{eq}C_{eqstg2}}} \quad (3.54)$$

$$\omega_d = \sqrt{\omega_o^2 - \alpha^2} \quad (3.55)$$

Elde edilen bu denklemde

$$\omega_o > \alpha \quad (2.56)$$

İfadesi sağlandığından devrenin zaman uzayındaki çözümü (3.60)'da verilmiştir.

$$e^{-\alpha t} (A_1 \cos \omega_d t + A_2 \sin \omega_d t) \quad (3.57)$$

Kondansatör geriliminin zaman uzayındaki karşılığı

$$v_{C_{eq}} = e^{-\alpha t} (A_1 \cos \omega_d t + A_2 \sin \omega_d t) \quad (3.58)$$

Şeklinde elde edilmiş olur. Devrenin katsayılarını bulmak için başlangıç koşullarına ihtiyaç vardır. Başlangıçta kondansatörün

$$V_{C_{eq}stg^2t=0} \quad (3.59)$$

Gerilimi ile dolu olduğu varsayılmıştır.

$$t = 0 \quad (3.60)$$

Anında yazılacak eşitlik için A_1 katsayısı (3.64)-(3.65)'deki gibi elde edilmiş olur.

$$V_{C_{eq}stg^2t=0} = A_1 \quad (3.61)$$

$$A_1 = V_{C_{eq}stg^2t=0} \quad (3.62)$$

A_2 katsayısını bulmak için kondansatörünün başlangıç akımını bilmek gerekmektedir. $t = 0$ anında kondansatör akımının değeri bobin akımının akımına eşittir. Bu nedenle bu akım $i_{L_{eq}stg^2t=0}$ olarak kabul edilmiştir. Böylelikle (3.66)-(3.70)'deki gibi A_2 katsayısı elde edilmiş olur.

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} &= -\alpha e^{-\alpha t} (A_1 \cos \omega_d t + A_2 \sin \omega_d t) \\ &+ e^{-\alpha t} (A_1 \omega_d \sin \omega_d t - A_2 \omega_d \cos \omega_d t) \end{aligned} \quad (3.63)$$

$$\begin{aligned} C_{eq} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} &= C_{eq} [-\alpha e^{-\alpha t} (A_1 \cos \omega_d t + A_2 \sin \omega_d t) \\ &+ e^{-\alpha t} (A_1 \omega_d \sin \omega_d t - A_2 \omega_d \cos \omega_d t)] \end{aligned} \quad (3.64)$$

$$4i_{L_{eq}stg^2t=0} = -\alpha C_{eq} A_1 - C_{eq} A_2 \omega_d \quad (3.65)$$

$$-\alpha A_1 - A_2 \omega_d = \frac{i_{L_{eq}stg^2t=0}}{C_{eq}} \quad (3.66)$$

$$A_2 = \frac{-\alpha A_1 - \frac{i_{L_{eq}stg^2t=0}}{C_{eq}}}{\omega_d} \quad (3.67)$$

(3.70)'de A_1 kasayısının yerine yazılmasıyla A_2 katsayısı (3.71) ve (3.72)'deki gibi bulunmaktadır.

$$A_2 = \frac{-\alpha \left(V_{C_{eq}} \right)_{stg2t=0} - \frac{i_{L_{eq}}}{C_{eq}}}{\omega_d} \quad (3.68)$$

$$A_2 = \frac{-\alpha C_{eq} \left(V_{C_{eq}} \right)_{stg2t=0} - i_{L_{eq}}}{\omega_d C_{eq}} \quad (3.69)$$

Bu katsayılar yerine yazılarak kondansatör gerilimi elde edilir. Kondansatör gerilimi (3.73)'te verilmiştir.

$$v_{C_{eq}} = e^{-\alpha t} \left(\left(V_{C_{eq}} \right)_{stg2t=0} \cos \omega_d t + \left(\frac{-\alpha C_{eq} \left(V_{C_{eq}} \right)_{stg2t=0} - i_{L_{eq}}}{\omega_d C_{eq}} \right) \sin \omega_d t \right) \quad (3.70)$$

(3.73)'de verilen denklem düzenlenerek (3.74)-(3.77)'deki gibi rezonans kondansatörünün gerilimi elde edilmiş olur.

$$v_{C_{eq}} = e^{-\alpha t} A_{stg2} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg2}) \quad (3.71)$$

$$A_{stg2} = \sqrt{\left(V_{C_{eq}} \right)_{stg2t=0}^2 + \left(\frac{-\alpha C_{eq} \left(V_{C_{eq}} \right)_{stg2t=0} - i_{L_{eq}}}{\omega_d C_{eq}} \right)^2} \quad (3.72)$$

$$\varphi_{stg2} = \tan^{-1} \left(\frac{\frac{-\alpha C_{eq} \left(V_{C_{eq}} \right)_{stg2t=0} - i_{L_{eq}}}{\omega_d C_{eq}}}{V_{C_{eq}} \right)_{stg2t=0}} \quad (3.73)$$

$$\varphi_{stg2} = \tan^{-1} \left(\frac{-\alpha C_{eq} \left(V_{C_{eq}} \right)_{stg2t=0} - i_{L_{eq}}}{\omega_d C_{eq} \left(V_{C_{eq}} \right)_{stg2t=0}} \right) \quad (3.74)$$

Kondansatörün akımı ile bobin akımı aynı olduğundan bobin akımı (3.78)-(3.83)'deki gibi elde edilebilir.

$$i_{C_{eq}} = C_{eq} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} \quad (3.75)$$

$$v_{C_{eq}} = e^{-\alpha t} A_{stg2} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg2}) \quad (3.76)$$

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} &= A_{stg2} \left((-\alpha e^{-\alpha t}) (\cos(\omega_d t - \varphi_{stg2})) \right. \\ &\quad \left. + (e^{-\alpha t}) (-\omega_d \sin(\omega_d t - \varphi_{stg2})) \right) \end{aligned} \quad (3.77)$$

$$\begin{aligned} &= -e^{-\alpha t} A_{stg2} \left((\alpha \cos(\omega_d t - \varphi_{stg2})) + (\omega_d \sin(\omega_d t - \varphi_{stg2})) \right) \\ &= -e^{-\alpha t} A_{stg2} \left((\alpha \cos(\omega_d t - \varphi_{stg2})) + (\omega_d \sin(\omega_d t - \varphi_{stg2})) \right) \\ &= -e^{-\alpha t} A_{stg2} \sqrt{\alpha^2 + \omega_d^2} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg2} - \varphi_{stg2}) \end{aligned} \quad (3.78)$$

$$\varphi_{stg2} = \tan^{-1} \frac{\omega_d}{\alpha} \quad (3.79)$$

$$C_{eq} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} = -e^{-\alpha t} C_{eq} A_{stg2} \sqrt{\alpha^2 + \omega_d^2} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg2} - \varphi_2) \quad (3.80)$$

$$i_{C_{eq}} = -e^{-\alpha t} A_{stg2} C_{eq} \omega_0 \cos(\omega_d t - \varphi_{stg2} - \varphi_2) \quad (3.81)$$

$$= -e^{-\alpha t} A_{stg2} C_{eq} \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg2} - \varphi_2)$$

$$= -e^{-\alpha t} A_{stg2} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_{eq}}} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg2} - \varphi_2)$$

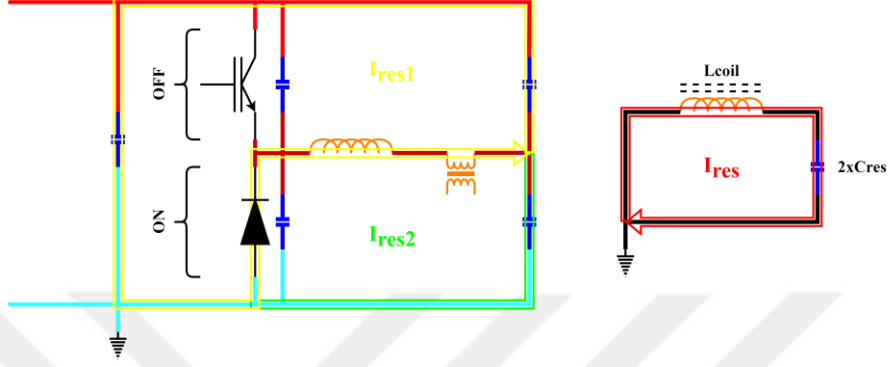
$$= \frac{-e^{-\alpha t} A_{stg2} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg2} - \varphi_2)}{Z_0}$$

$$= -\frac{A_{stg2}}{Z_0} [e^{-\alpha t} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg2} - \varphi_2)] \quad (3.82)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}} \quad (3.83)$$

3.1.3 3. Aralık Devre Denklemleri

Bu aralıkta alt anahtarın bastırma kondansatörü tamamen deşarj olurken üst anahtarın bastırma kondansatörü tamamen şarj olmuştur. Bununla birlikte alt anahtarın diyotu iletme girmektedir. Oluşan eşdeğer devre şeması Şekil 3.7’de verilmiştir.



Şekil 3.7 3. Aralık eşdeğer devresi

Bu aralıkta oluşan eşdeğer devre seri RLC devresidir. Bu aralığa ait devre denklemleri verilmiştir. Verilen eşdeğer devrede KVL uygulanırsa

$$v_{Req} + v_{Leq} + v_{Ceq} = 0 \quad (3.84)$$

$$R_{eq}i_{Leq} + L_{eq} \frac{di_{Leq}}{dt} + \frac{1}{C_{eq}} \int i_{Leq} dt = 0 \quad (3.85)$$

$$R_{eq} \frac{di_{Leq}}{dt} + L_{eq} \frac{d^2i_{Leq}}{dt^2} + \frac{1}{C_{eq}} i_{Leq} = 0 \quad (3.86)$$

$$\frac{d^2i_{Leq}}{dt^2} + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \frac{di_{Leq}}{dt} + \frac{1}{L_{eq}C_{eq}} i_{Leq} = 0 \quad (3.87)$$

(3.92)-(3.95)’deki gibi ikinci dereceden diferansiyel denklemi elde edilmiş olur.

Elde edilen bu diferansiyel denklemde Laplace dönüşümü uygulanırsa

$$s^2 I_{Leq} + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} s I_{Leq} + \frac{1}{L_{eq}C_{eq}} I_{Leq} = 0 \quad (3.88)$$

$$I_{Leq} \left(s^2 + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} s + \frac{1}{L_{eq}C_{eq}} \right) = 0 \quad (3.89)$$

$$s^2 + \frac{R_{eq}}{L_{eq}}s + \frac{1}{L_{eq}C_{eq}} = 0 \quad (3.90)$$

$$s^2 + 2\alpha s + \omega_o^2 \quad (3.91)$$

$$\alpha = \frac{R_{eq}}{2L_{eq}} \quad (3.92)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{eq}C_{eq}}} \quad (3.93)$$

$$\omega_d = \sqrt{\omega_o^2 - \alpha^2} \quad (3.94)$$

(3.96)-(3.102)'deki gibi doğal çözüm elde edilmiş olur. Elde edilen bu denklemde

$$\omega_o > \alpha \quad (3.95)$$

Eşitliği olduğundan dolayı devrenin zaman uzayındaki çözümü (3.104)'de verildiği gibidir.

$$e^{-\alpha t}(A_1 \cos \omega_d t + A_2 \sin \omega_d t) \quad (3.96)$$

Kondansatör geriliminin zaman uzayındaki karşılığı

$$v_{C_{eq}} = e^{-\alpha t}(A_1 \cos \omega_d t + A_2 \sin \omega_d t) \quad (3.97)$$

Şeklinde elde edilmiş olur. Devrenin katsayılarını bulmak için başlangıç koşullarına ihtiyaç vardır. Başlangıçta kondansatörün

$$V_{C_{eq}stg3t=0} \quad (3.98)$$

Gerilimi ile dolu olduğu varsayılmıştır.

$$t = 0 \quad (3.99)$$

Anında yazılacak eşitlik için A_1 katsayısı (3.108)-(3.109)'de verildiği gibi elde edilmiş olur.

$$V_{C_{eq}stg3t=0} = A_1 \quad (3.100)$$

$$A_1 = V_{C_{eq}stg^3t=0} \quad (3.101)$$

A_2 katsayısını bulmak için kondansatörünün başlangıç akımını bilmek gerekmektedir. $t = 0$ anında kondansatör akımının değeri bobin akımının akımına eşittir. Bu nedenle bu akım $i_{L_{eq}stg^3t=0}$ olarak kabul edilmiştir ve (3.110)-(3.114) denklemleri elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} &= -\alpha e^{-\alpha t} (A_1 \cos \omega_d t + A_2 \sin \omega_d t) \\ &+ e^{-\alpha t} (A_1 \omega_d \sin \omega_d t - A_2 \omega_d \cos \omega_d t) \end{aligned} \quad (3.102)$$

$$\begin{aligned} C_{eq} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} &= C_{eq} [-\alpha e^{-\alpha t} (A_1 \cos \omega_d t + A_2 \sin \omega_d t) \\ &+ e^{-\alpha t} (A_1 \omega_d \sin \omega_d t - A_2 \omega_d \cos \omega_d t)] \end{aligned} \quad (3.103)$$

$$i_{L_{eq}stg^3t=0} = -\alpha C_{eq} A_1 - C_{eq} A_2 \omega_d \quad (3.104)$$

$$-\alpha A_1 - A_2 \omega_d = \frac{i_{L_{eq}stg^3t=0}}{C_{eq}} \quad (3.105)$$

$$A_2 = \frac{-\alpha A_1 - \frac{i_{L_{eq}stg^3t=0}}{C_{eq}}}{\omega_d} \quad (3.106)$$

Buradan A_2 katsayısı (3.115)-(3.116)'da gösterildiği gibi bulunmaktadır.

$$A_2 = \frac{-\alpha \left(V_{C_{eq}stg^3t=0} \right) - \frac{i_{L_{eq}stg^3t=0}}{C_{eq}}}{\omega_d} \quad (3.107)$$

$$A_2 = \frac{-\alpha C_{eq} \left(V_{C_{eq}stg^3t=0} \right) - i_{L_{eq}stg^3t=0}}{\omega_d C_{eq}} \quad (3.108)$$

Bu katsayılar yerine yazılır ve denklem takımları düzenlenirse (3.119) elde edilmiş olur.

$$v_{C_{eq}} = e^{-\alpha t} \left(\left(V_{C_{eq}stg3t=0} \right) \cos \omega_d t + \left(\frac{-\alpha C_{eq} \left(V_{C_{eq}stg3t=0} \right) - i_{L_{eq}stg3t=0}}{\omega_d C_{eq}} \right) \sin \omega_d t \right) \quad (3.109)$$

Eşdeğer rezonans kondansatörünün gerilimi (3.120)-(3.123)'de verildiği gibi elde edilmiş olur.

$$v_{C_{eq}} = e^{-\alpha t} A_{stg3} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg3}) \quad (3.110)$$

$$A_{stg3} = \sqrt{\left(V_{C_{eq}stg3t=0} \right)^2 + \left(\frac{-\alpha C_{eq} \left(V_{C_{eq}stg3t=0} \right) - i_{L_{eq}stg3t=0}}{\omega_d C_{eq}} \right)^2} \quad (3.111)$$

$$\varphi_{stg3} = \tan^{-1} \left(\frac{\frac{-\alpha C_{eq} \left(V_{C_{eq}stg3t=0} \right) - i_{L_{eq}stg3t=0}}{\omega_d C_{eq}}}{V_{C_{eq}stg3t=0}} \right) \quad (3.112)$$

$$\varphi_{stg3} = \tan^{-1} \left(\frac{-\alpha C_{eq} \left(V_{C_{eq}stg3t=0} \right) - i_{L_{eq}stg3t=0}}{\omega_d C_{eq} \left(V_{C_{eq}stg3t=0} \right)} \right) \quad (3.113)$$

Kondansatörün akımı ile bobin akımı aynı olduğundan bobin akımı (3.124)-(3.136)'de verildiği gibi bulunabilir.

$$i_{C_{eq}} = C_{eq} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} \quad (3.114)$$

$$v_{C_{eq}} = e^{-\alpha t} A_{stg3} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg3}) \quad (3.115)$$

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} &= A_{stg3} \left((-\alpha e^{-\alpha t}) (\cos(\omega_d t - \varphi_{stg3})) \right. \\ &\quad \left. + (e^{-\alpha t}) (-\omega_d \sin(\omega_d t - \varphi_{stg3})) \right) \end{aligned} \quad (3.116)$$

$$= -e^{-\alpha t} A_{stg3} \left((\alpha \cos(\omega_d t - \varphi_{stg3})) + (\omega_d \sin(\omega_d t - \varphi_{stg3})) \right)$$

$$\begin{aligned}
&= -e^{-\alpha t} A_{stg3} \left((\alpha \cos(\omega_d t - \varphi_{stg3})) + (\omega_d \sin(\omega_d t - \varphi_{stg3})) \right) \\
&= -e^{-\alpha t} A_{stg3} \sqrt{\alpha^2 + \omega_d^2} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg3} - \phi_{stg3}) \quad (3.117)
\end{aligned}$$

$$\phi_{stg3} = \tan^{-1} \frac{\omega_d}{\alpha} \quad (3.118)$$

$$C_{eq} \frac{dv_{C_{eq}}}{dt} = -e^{-\alpha t} C_{eq} A_{stg3} \sqrt{\alpha^2 + \omega_d^2} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg3} - \phi_3) \quad (3.119)$$

$$i_{C_{eq}} = -e^{-\alpha t} A_{stg3} C_{eq} \omega_0 \cos(\omega_d t - \varphi_{stg3} - \phi_3) \quad (3.120)$$

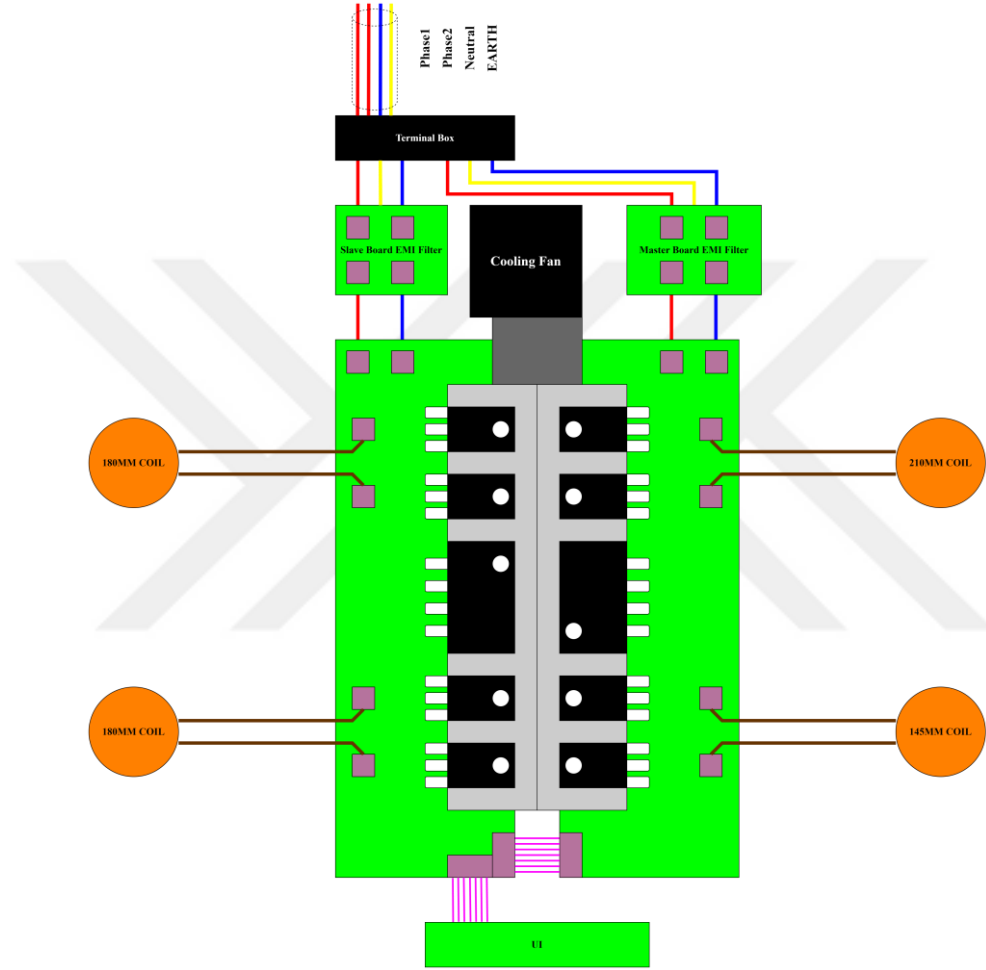
$$\begin{aligned}
&= -e^{-\alpha t} A_{stg3} C_{eq} \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg3} - \phi_3) \\
&= -e^{-\alpha t} A_{stg3} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_{eq}}} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg3} - \phi_3) \\
&= \frac{-e^{-\alpha t} A_{stg3} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg3} - \phi_3)}{Z_0} \\
&= -\frac{A_{stg3}}{Z_0} [e^{-\alpha t} \cos(\omega_d t - \varphi_{stg3} - \phi_3)] \quad (3.121)
\end{aligned}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}} \quad (3.122)$$

3.2 Çalışma Koşulları ve Yarıiletken Seçimi

Seri rezonans yarım köprü dönüştürücülerde yarıiletken anahtarlar seçimi oldukça önemlidir. Uygun bir yarıiletken anahtar seçimi için güç dönüştürücünün detaylı olarak analiz edilmesi ve anahtarın maruz kalacağı çalışma koşulları iyi bilinmelidir. Bu topolojide yarıiletken anahtarı seçmek için iki önemli çalışma durumu söz konusudur. Bunlardan ilki bir dönüştürücünün (tek karta ait iki güç dönüştürücüsünden sadece biri çalışmaktadır) maksimum yükte çalışma durumudur. Bu koşulda minimum anahtarlama frekansı ve maksimum yük akımında çalışılmaktadır ve yaklaşık olarak 3700 W-21 kHz değerleri referans alınabilir.

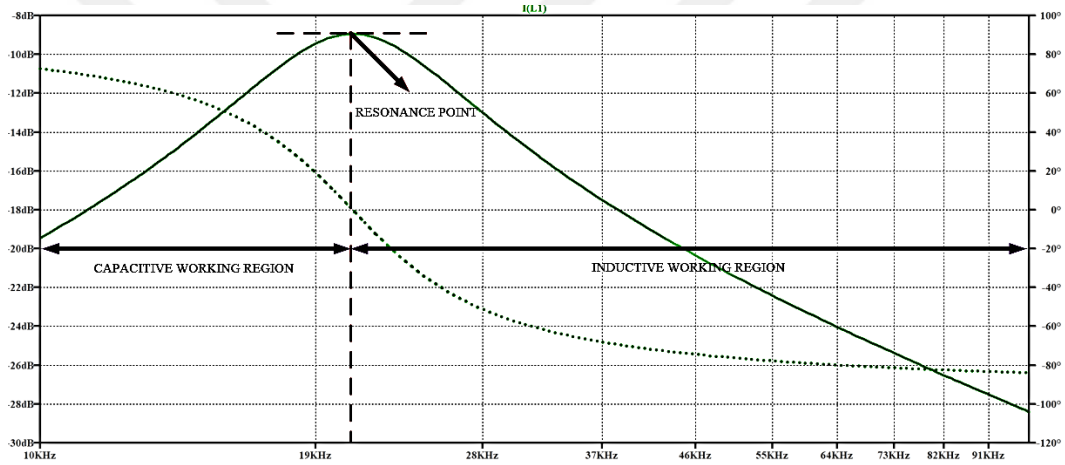
İkinci durumsa her iki dönüştürücünün (tek karta ait iki güç dönüştürücüsünden ikisi de çalışmaktadır) aynı anda çalıştığı durumdur. Bu durum hem soğutma sistemi hem de performans bakımından en zorlayıcı koşuldur ve 2300 W-25 kHz değerleri baz alınabilir. Üründen ürüne farklılıklar göstermekle birlikte burada verilen değerler ticarileşmiş indüksiyon ocaklarda sıklıkla karşılaşılan değerlerdir. Şekil 3.8’de temsili bir indüksiyon ocak yapısı verilmiştir.



Şekil 3.8 İndüksiyon ocak ürün yapısı

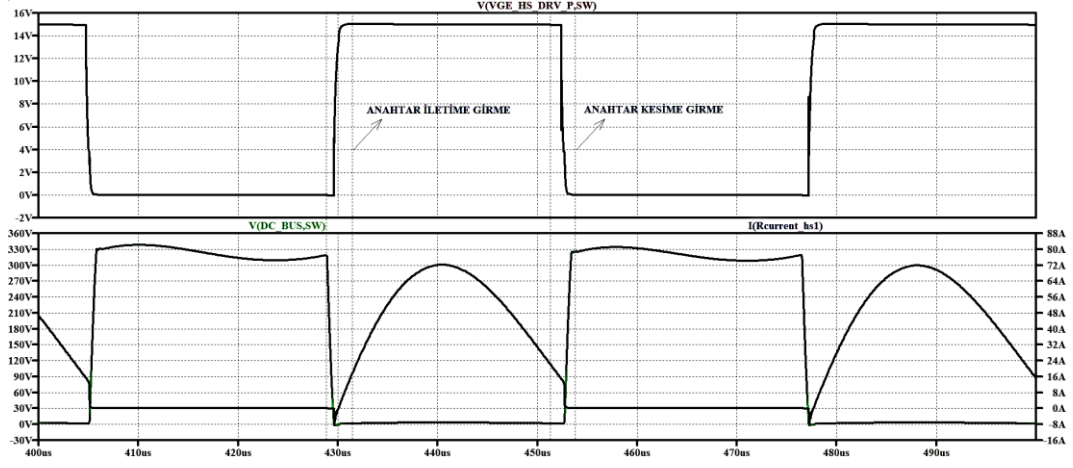
Rezonans dönüştürücülerde güç kontrolü genel olarak anahtarlama frekansının değiştirilmesiyle sağlanmaktadır. İndüksiyonla ısıtma uygulamaları için de frekans kontrolü gerçekleştirilmektedir. Buna ilave olarak Kesikli Çalışma (Burst Mode Control, BMC), Doluluk Oranı Kontrolü (Duty Mode Control, DMC) ve Darbe Yoğunluk Kontrolü (Pulse Density Modulation, PDMC) gibi birçok farklı yöntem de uygulanmaktadır. Tek karta ait iki güç dönüştürücüsün birlikte veya ayrı ayrı çalışması kontrol bakımından çok önemlidir. Sadece tek dönüştürücü çalışırken frekans kontrolü en makul ve kolay yöntemdir. Daha hassas güç kontrolü sağlamak

amacıyla doluluk oranı kontrolü de ilave olarak yapılabilir. Fakat iki göz aynı anda çalışırken duyulabilir sesin önüne geçmek maksadıyla ilave tedbirler alınması gerekmektedir. Şekil 3.9’da rezonans tankına ait frekans tepkisinden görüleceği üzere rezonanslı güç dönüştürücülerinde maksimum güç aktarımı rezonans frekansında gerçekleşmektedir. Bu çalışma koşulunda anahtar akımı tam bir sinüster veya sinüse oldukça yakındır. Bu nedenle kesime girme anında kısmi ZCS sağlanmış olur. Seçilen bastırma kondansatörünün değerine göre bu çalışma bölgesinde diyot bölgesi oluşmayabilir ya da çok küçük bir süre oluşabilir. Bu nedenle maksimum güçte çalışılırken (3700 W 21 kHz) anahtarın toplam kaybının büyük bir oranı iletim kaybından (conduction loss) oluşmaktadır. Geri kalan çok küçük kısım ise anahtarlama kaybı (switching loss) ve varsa diyot iletim (reverse conduction loss) kaybından oluşmaktadır.



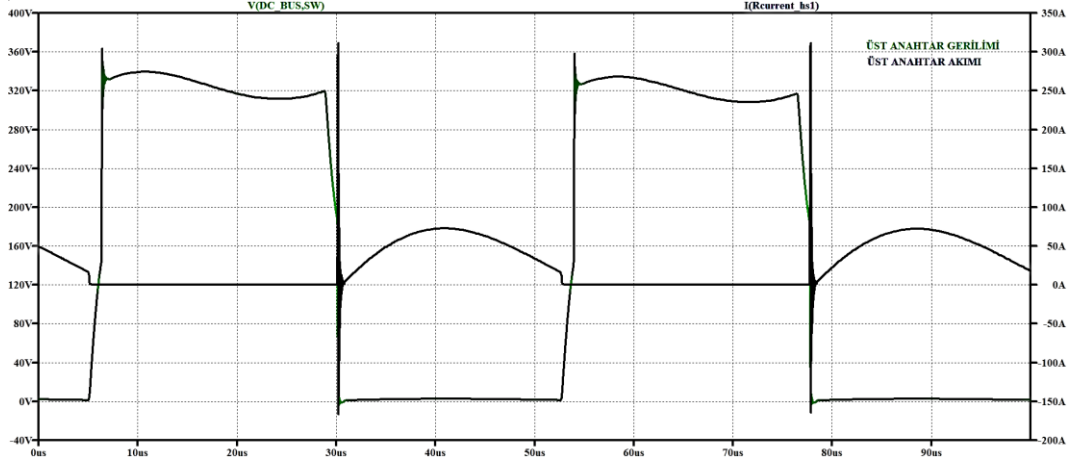
Şekil 3.9 Güç devresi rezonans tankına ait frekans analizi

Şekil 3.10’da 3700 W güç seviyesi için dalga şekilleri verilmiştir. Tam yük altında ve rezonans noktasına çok yakın bir noktada çalışma yapılırken daha yüksek frekanslarda anahtar üzerinde meydana gelen anahtarlama kayıplarını (turn-off loss) azaltmak amaçlı kullanılan bastırma kondansatörleri kritik bir hal alır. Yüksek frekanslarda anahtarlama kayıplarını minimize eden ve elektromanyetik girişim bakımından büyük avantaj sağlayan bastırma kondansatörleri rezonansa çok yakın bir noktada çalışırken tam tersi bir etki gösterebilir. Bu bölümde bahsedilen bu etki detaylıca ele alınmıştır. İlave olarak, bu bastırma kondansatörünün değeri serbest dolaşım bölgesinde meydana gelen salınımı da doğrudan etkilemektedir.



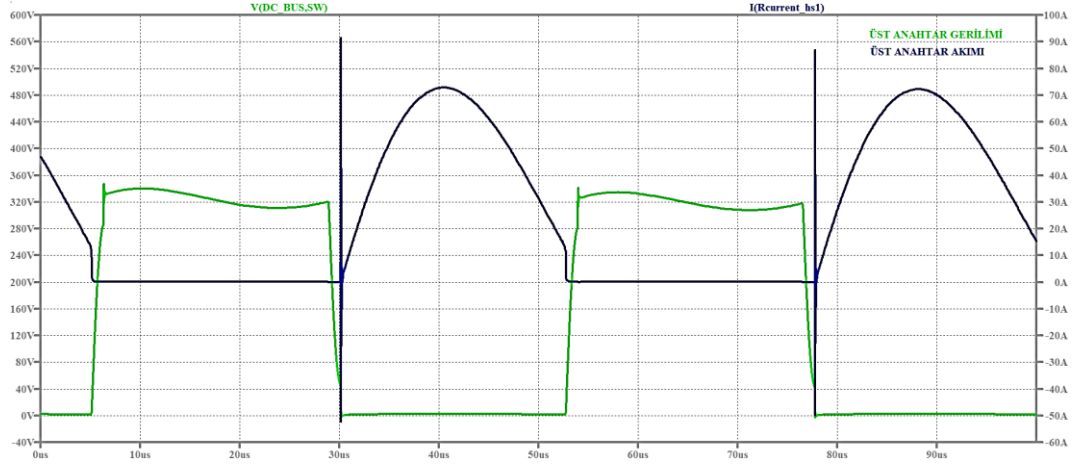
Şekil 3.10 21kHz 3700W maksimum yük durumu için temel dalga şekilleri

Şekil 3.11’de iletme girme anında yüksek genlikli bir akım darbesinin oluştuğu görülmektedir. Bunun nedeni yüksek değerli bastırma kondansatörü seçilmesidir (2x47 nF). Anahtarlanan akım değeri (I_{turn_off}) çok küçük olduğundan bastırma kondansatörlerini tam olarak deşarj edemez ve anahtarın iletme girmesiyle kondansatör üzerinde depolanan enerji anahtar üzerinden deşarj olur. Bu akım darbesi hem kayıplar hem de elektromanyetik girişim bakımından sorun teşkil edilebilir. Bu durum uygun bastırma kondansatörü seçimiyle önlenemez. Bastırma kondansatörünün değerinin düşürülmesi akımın tepe değerini azaltırken farklı çalışma frekanslarında anahtarlama kayıpları ve girişim bakımından sorun teşkil edebilir. Bu nedenle bastırma kondansatörü seçimi yapılırken çok dikkatli olmak gerekmektedir.

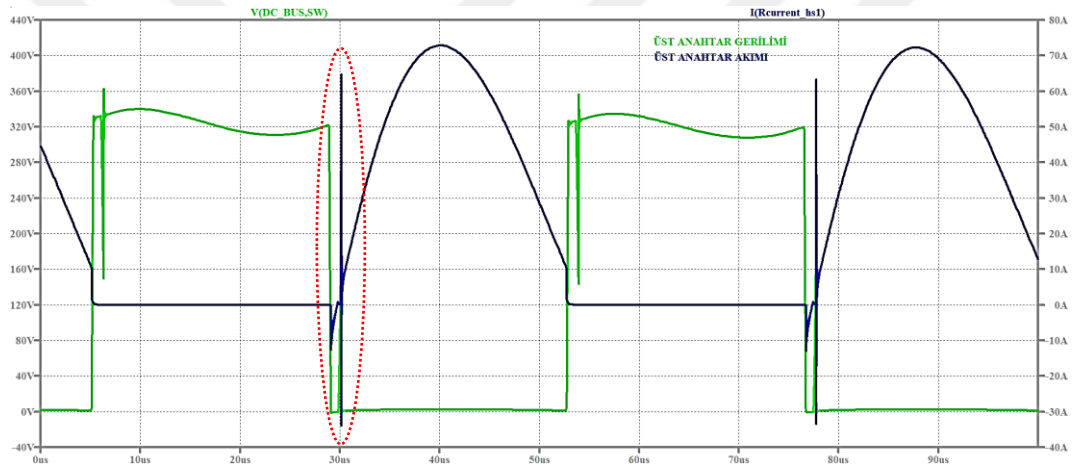


Şekil 3.11 $f_{\text{switching}} = 21 \text{ kHz}$ $P_{\text{input}} = 3700 \text{ W}$ $t_{\text{dead_time}} = 1.5 \mu\text{s}$ $C_{\text{snober}} = 2 \times 47 \text{ nF}$
üst anahtar gerilimi ve akımı

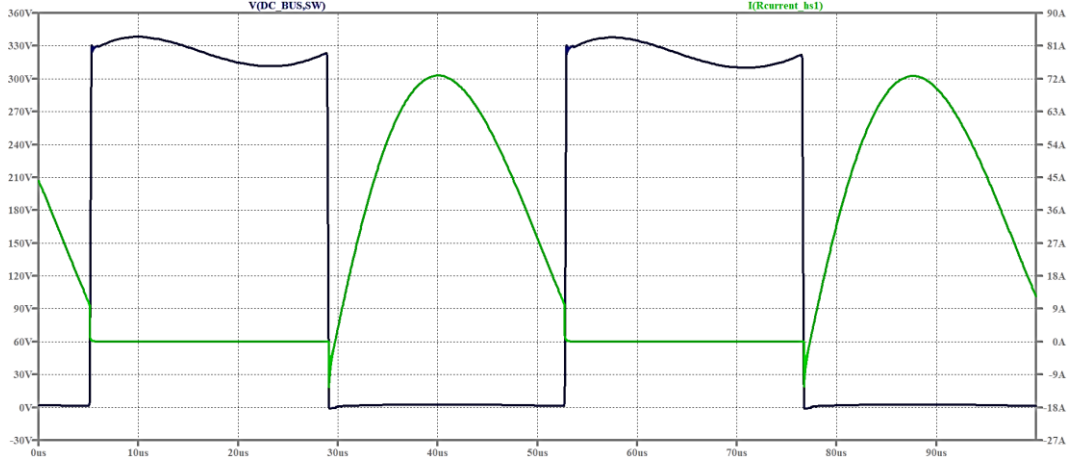
Şekil 3.12’de verildiği üzere bastırma kondansatörü değerinin düşürülmesiyle ($2 \times 15 \text{ nF}$) akım darbesinin tepe değeri oldukça azalmıştır. Bastırma kondansatörünün değeri düşürüldüğünde ölü zaman (dead time) süresi de göz önünde bulundurulmalıdır. Kullanılacak bastırma kondansatörü değerine göre kesime girme süresi değişeceğinden ölü zaman süresi buna uygun olacak şekilde seçilmelidir. Şekil 3.13’de ölü zaman süresinin uzun tutulması ve Şekil 3.14’de optimum ölü zaman süresi sonucu oluşan dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 3.12 $f_{\text{switching}} = 21 \text{ kHz}$ $P_{\text{input}} = 3700 \text{ W}$ $t_{\text{dead_time}} = 1.5 \mu\text{s}$ $C_{\text{snubber}} = 2 \times 15 \text{ nF}$
 üst anahtar gerilimi ve akımı

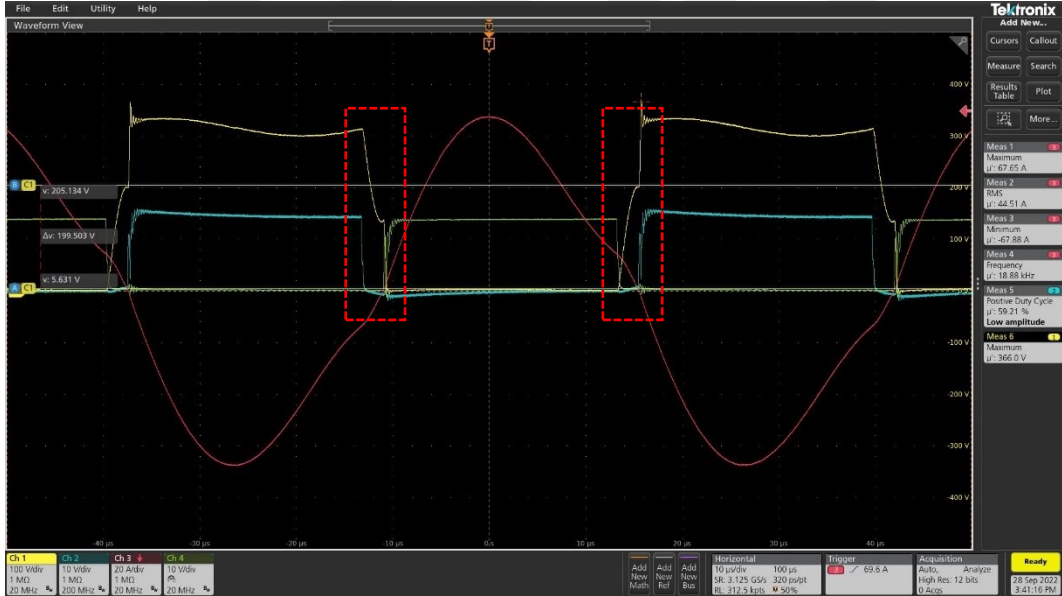


Şekil 3.13 $f_{\text{switching}} = 21 \text{ kHz}$ $P_{\text{input}} = 3700 \text{ W}$ $t_{\text{dead_time}} = 1.5 \mu\text{s}$ $C_{\text{snubber}} = 2 \times 2.2 \text{ nF}$
 üst anahtar gerilimi ve akımı



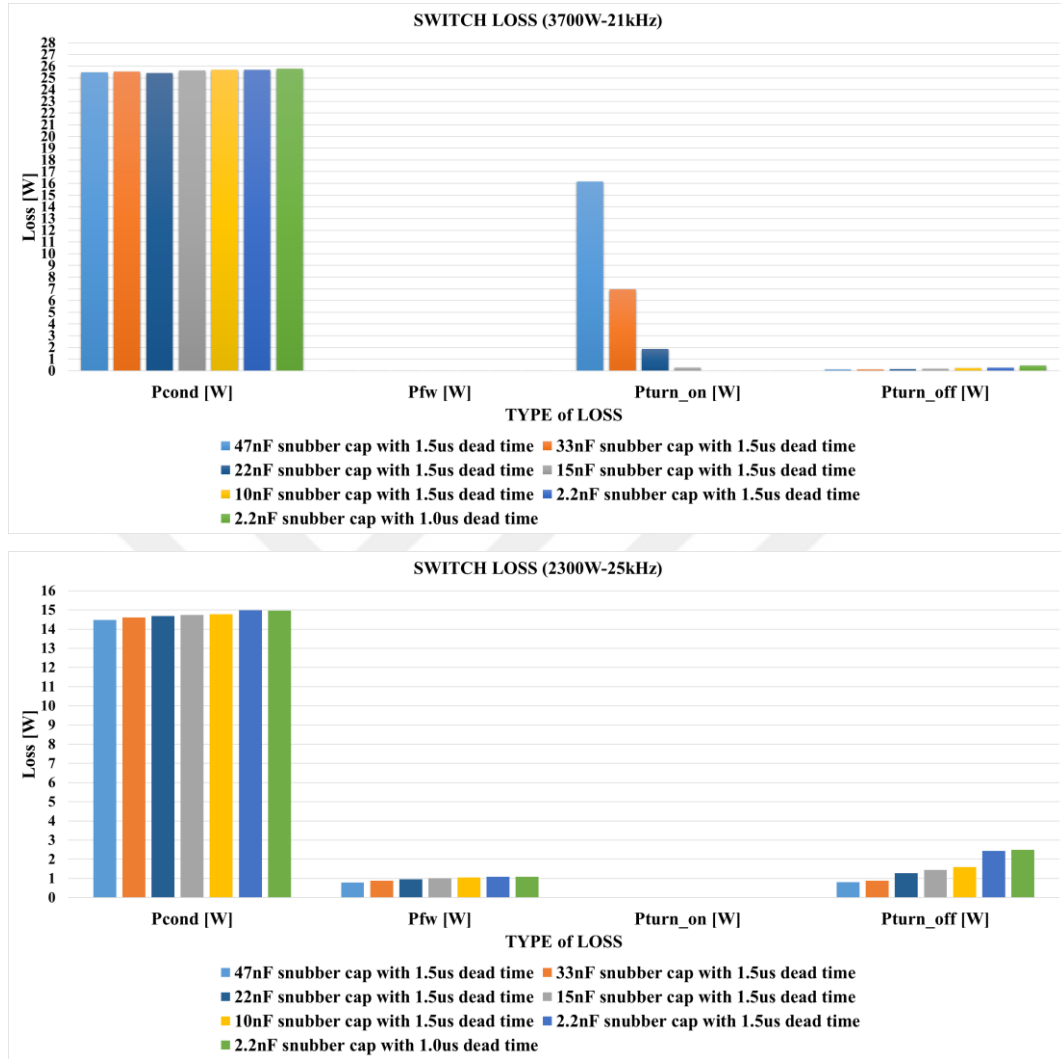
Şekil 3.14 $f_{\text{switching}} = 21 \text{ kHz}$ $P_{\text{input}} = 3700 \text{ W}$ $t_{\text{dead_time}} = 1.0 \mu\text{s}$ $C_{\text{snubber}} = 2 \times 2.2 \text{ nF}$
üst anahtar gerilimi ve akımı

Ticarileşmiş indüksiyon ocaklarda tam olarak deşarj olmayan bastırma kondansatörünün etkilerini görmek mümkündür. Şekil 3.15’de ticarileşmiş bir indüksiyon ocakta maksimum yük durumunda meydana gelen dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 3.15 Deşarj olmayan bastırma kondansatörünün etkisi

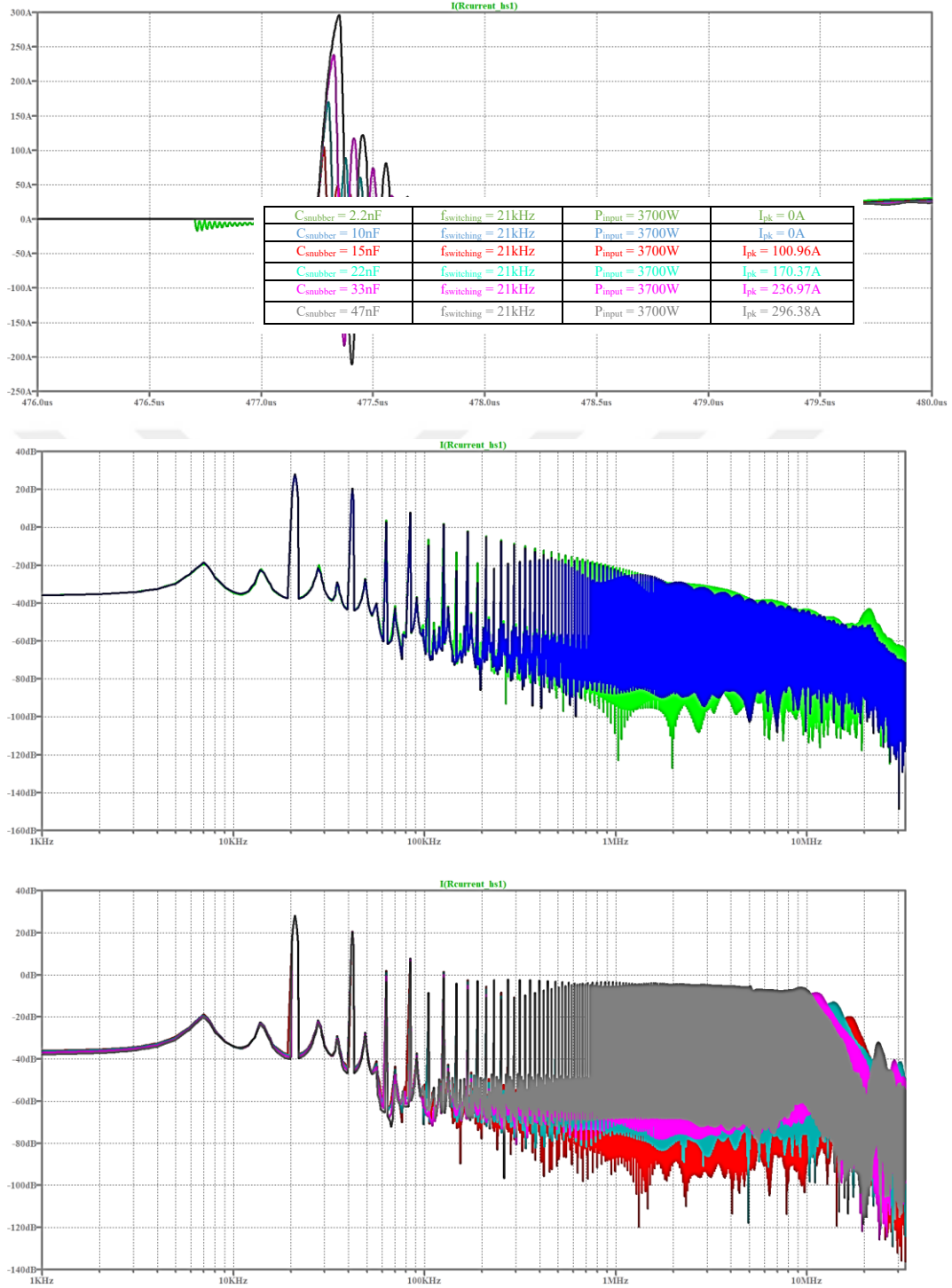
IHW50N65R6 (Infineon) parça numaralı IGBT'ye ait LTSpice modeli ile oluşturulan simülasyonu ile elde edilen sonuçlar Şekil 3.16'da verilmiştir.



Şekil 3.16 Farklı bastırma kondansatörleri için meydana gelen anahtar kayıplarının dağılımı

Şekil 3.16'da verilen verilerden de anlaşılacağı üzere bastırma kondansatörünün tam olarak deşarj olamaması anahtar üzerinde ilave bir strese neden olmaktadır. Özellikle bastırma kondansatörünün değerinin arttırılması kayıpları dramatik bir şekilde yükseltmektedir. Şekil 3.17'de farklı bastırma kondansatörleri kullanılması halinde oluşan akım darbesi ve FFT analiz sonuçları verilmiştir. Bu durum anahtarlama kayıplarına ilave olarak elektromanyetik girişim bakımından da bir sorun teşkil etmektedir. Sert anahtarlama anında oluşan akımının tepe değeri

yükseldikçe elektromanyetik girişim bakımından daha kötü bir performans sergilenmektedir.

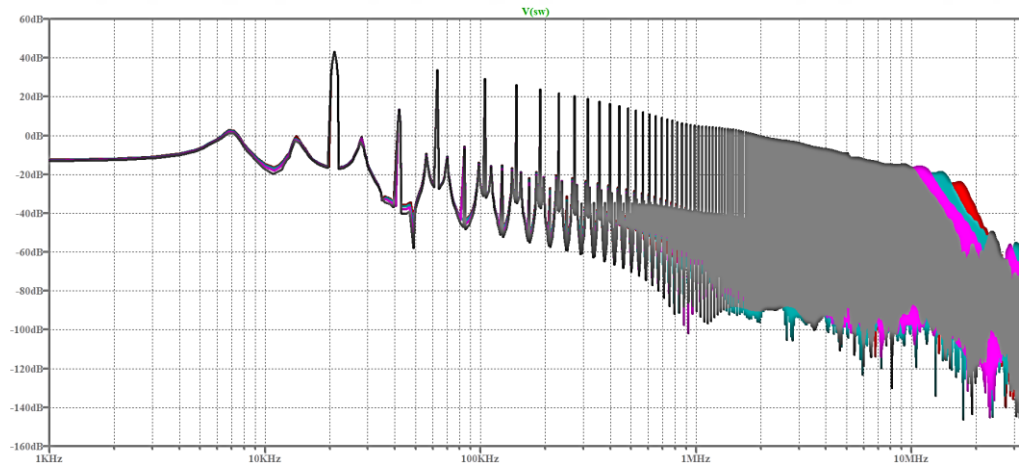
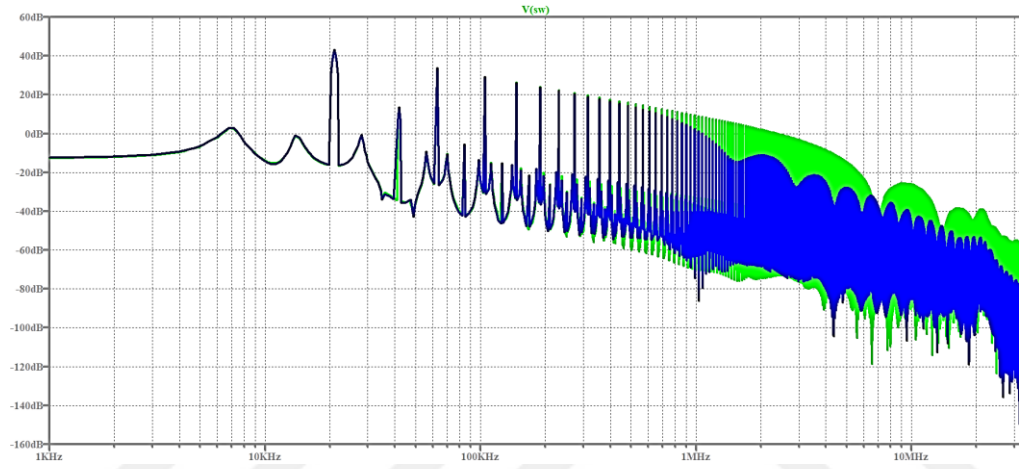
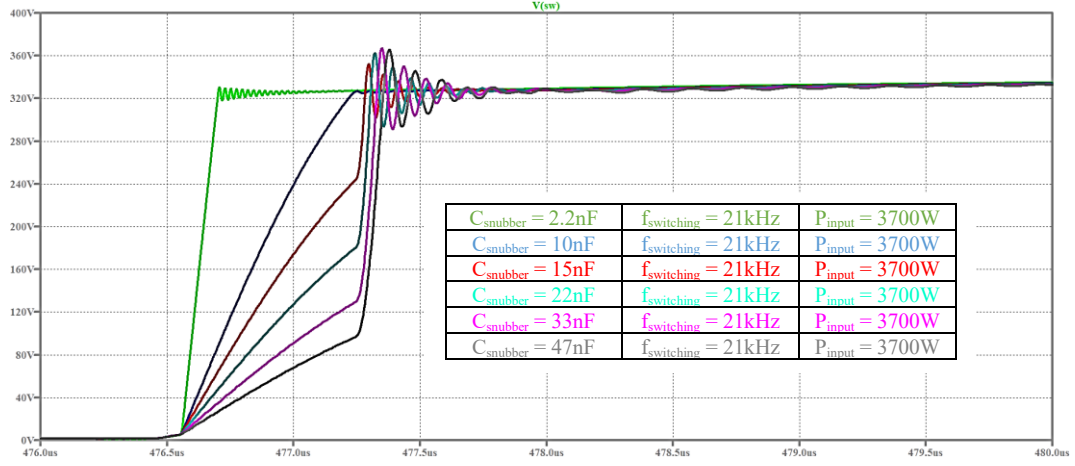


Şekil 3.17 3700 W-21 kHz durumunda farklı bastırma kondansatörleri için anahtar akımı FFT analizi

Özellikle fark durum gürültü için daha yüksek gürültü seviyesi oluşmaktadır. Bu durum daha hantal ve maliyetli hat filtresi tasarımı gerektirmektedir. Bastırma

kondansatörlerinin anahtarlama düğümünün hızı üzerinde çok büyük tesiri vardır. Buradan hareketle farklı bastırma kondansatörleri için anahtarlama düğümünün dalga şekilleri ve oluşan gürültü seviyesi Şekil 3.18’de verilmiştir.



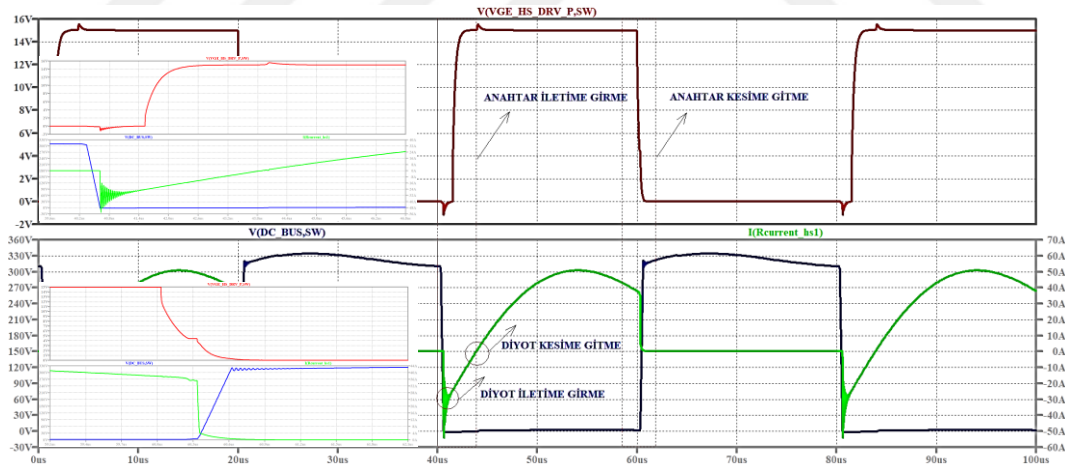


Şekil 3.18 3700W-21 kHz durumunda farklı bastırma kondansatörleri için anahtarlama düğümü FFT analizi

Bastırma kondansatörünün değeri gerilimin yükselme ve düşme zamanları ile doğrudan ilintilidir. Bu nedenle özellikle ortak durum gürültü için bu kondansatörün değeri çok daha önemli hal almaktadır. Sert anahtarlama meydana gelmediği sürece yüksek bastırma kondansatörü ortak durum gürültü bakımından

daha iyi sonuç verdiği görülmektedir. Fakat sert anahtarlamanın meydana gelmesi girişim bakımından çok kötü sonuçlar doğurmaktadır. Seri rezonans yarım köprü dönüştürücünün Elektromanyetik Uyumluluk analizi ilerleyen bölümlerde daha detaylı olarak ele alınacaktır.

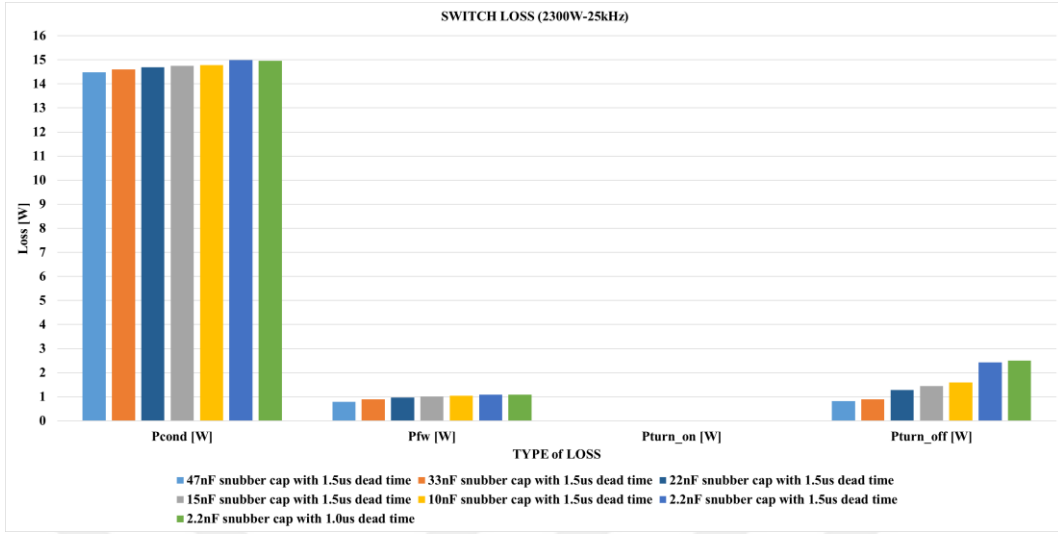
Seri rezonans yarım köprü dönüştürücü için ikinci çalışma koşulu dalga şekilleri Şekil 3.19’da verilmiştir. Bu bölümde gücü düşürmek amacıyla frekans yükseltilmiştir. Frekansın yükseltilmesiyle anahtar akımının değeri azalmış fakat anahtarlama kayıpları daha etkin hale gelmeye başlamıştır. İndüktif çalışma durumunda diyot bölgesi de daha etkin olmaya başladığından anahtar üzerinde iletme girme kaybı oluşmamaktadır; iletme girme esnasında tam olarak ZVS (Zero Voltage Switching) sağlanmaktadır fakat diyot kayıpları da artmaktadır. Kesime girme anında ise sert anahtarlama meydana gelmektedir. Bu durumda kullanılan bastırma kondansatörleri anahtar üzerinde oluşan kayıpları minimize etmektedir. İndüktif çalışma bölgesinde kalındığından dolayı diyot üzerinde herhangi bir ters toparlanma problemi (reverse recovery) görülmemektedir. Diyotun iletme girmesi kısmi ZVS ile gerçekleşirken kesime girmesi ZCS ve ZVS ile gerçekleşmektedir. Bu nedenle diyot üzerinde sadece iletim kayıpları oluşmaktadır.



Şekil 3.19 Maksimum giriş gücü durumu için temel dalga şekilleri

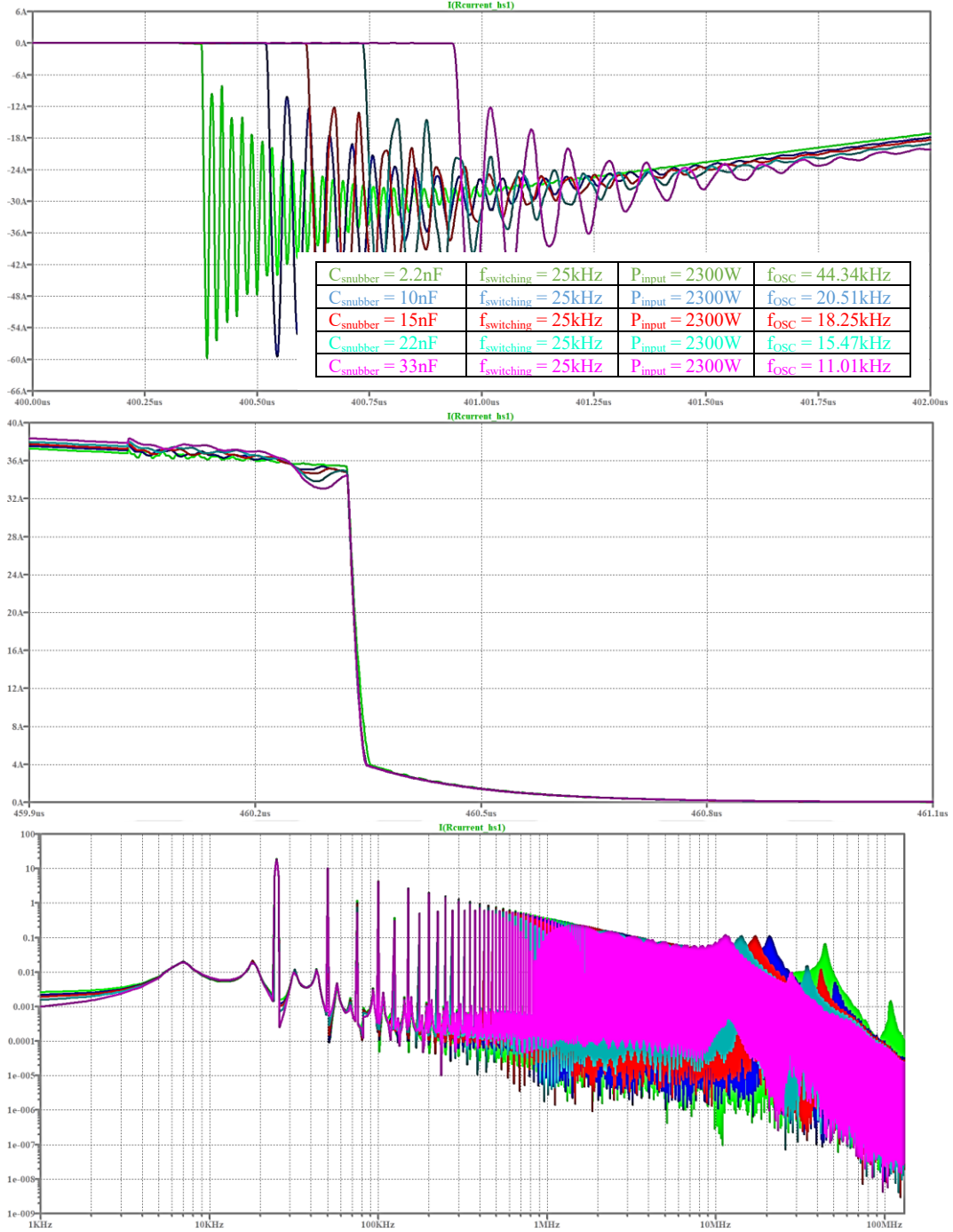
İlk çalışma koşulunda rezonans noktasına çok yakın çalışıldığından dolayı anahtarlama kayıpları son derece azdır. Anahtar üzerinde oluşan kaybın çok büyük kısmı iletim kaybı nedeniyle oluşur. İkinci çalışma koşulunda frekansın artırılmasıyla anahtarlama kayıpları ve diyot kaybı daha etkin olmaya başlar fakat anahtar üzerinde oluşan kaybın büyük bir kısmı yine iletim kaybından kaynaklanmaktadır. Şekil 3.20’de IHW50N65R6 (Infineon) parça numaralı

IGBT'ye ait LTSpice modeli ile oluşturulan simülasyonu ile elde edilen sonuçlar verilmiştir.



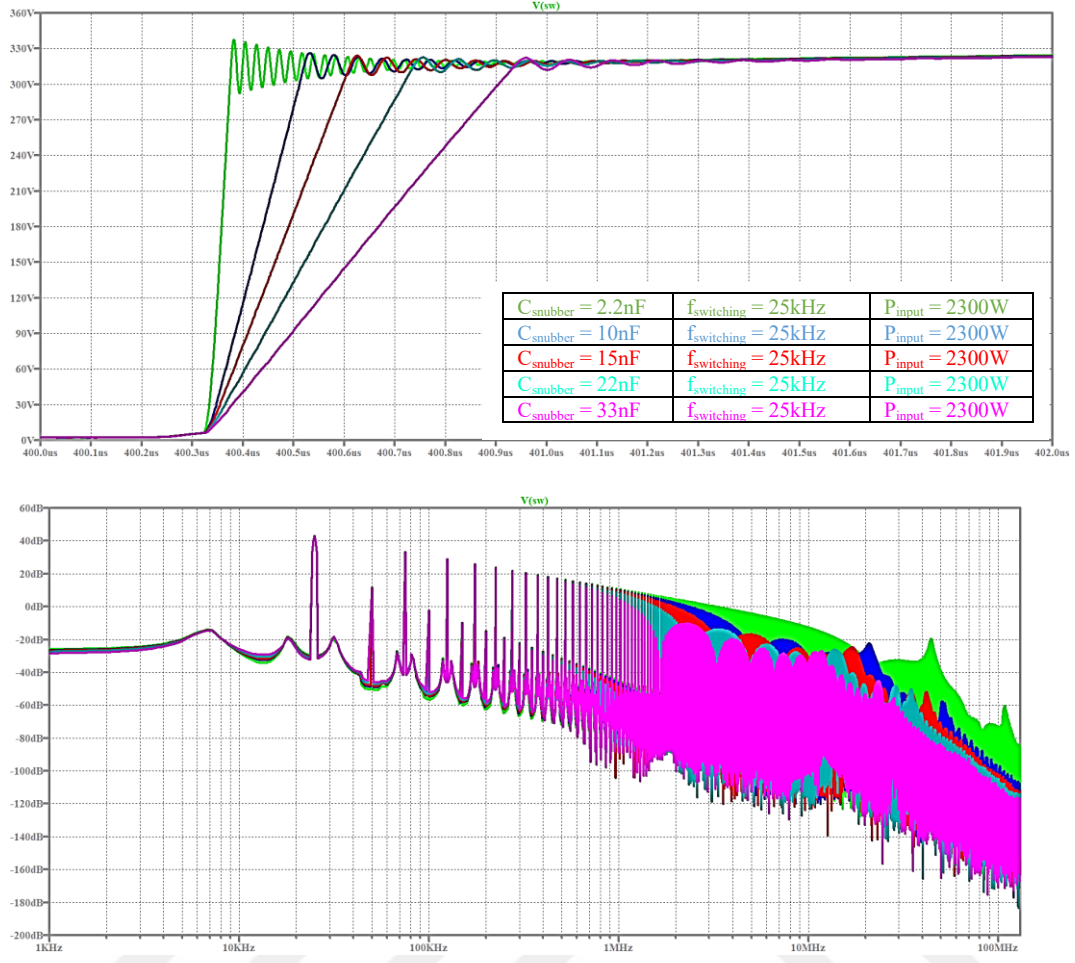
Şekil 3.20 Farklı bastırma kondansatörleri için 2300 W-25 kHz koşulunda meydana gelen anahtar kayıpları

Bu çalışma bölgesinde akım ve gerilimin düşme ve yükselme hızları ($\frac{di}{dt}$ ve $\frac{dv}{dt}$) elektromanyetik girişim ve kontrol-koruma devrelerinde oluşacak gürültü bakımından son derece kritiktir. Bu çalışma koşulunda ters iletim bölgesinde bir salınım meydana gelmektedir. Bu salınımın periyodu ve genliği bastırma kondansatörünün değeri yükseldikçe yükselmektedir. Bu salınım özellikle akımın FFT analizinde çok açık bir şekilde görülmektedir. Salınımın genliği ve frekansıyla ilintili olarak akımın FFT analizinde bir gürültü oluşmaktadır. Bu gürültü özellikle fark durum gürültü için sorun teşkil edebilecek niteliktedir. Anahtar akımının düşme hızı her kondansatör değeri için aynıdır. Bu nedenle her kondansatör değeri için aynı frekans noktasında ve aynı genlikte gürültüye neden olmaktadır. Şekil 3.21'de farklı bastırma kondansatörleri için ters iletim anında meydana gelen salınımların dalga şekilleri ve FFT analizi verilmiştir.



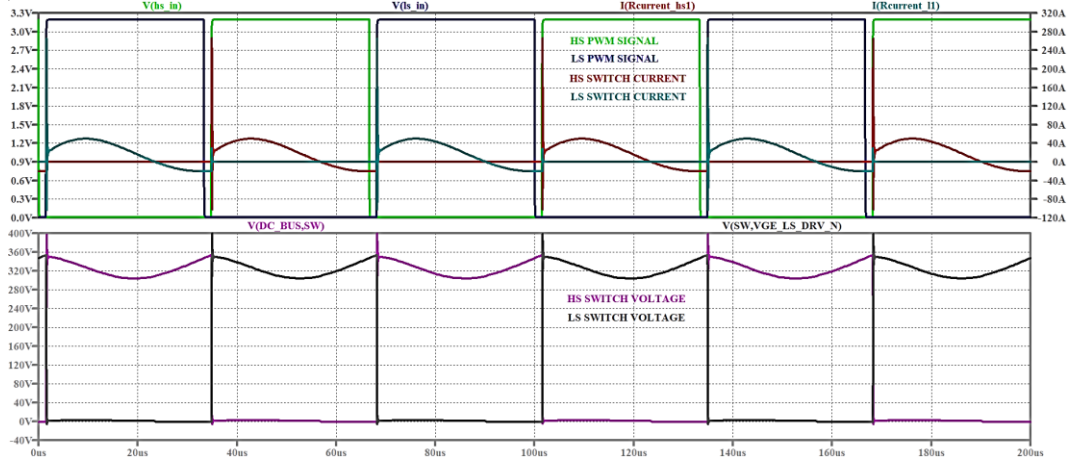
Şekil 3.21 2300 W-25 kHz durumunda farklı bastırma kondansatörleri için anahtar akımı FFT analizi

Bu çalışma bölgesinde anahtarlanan akımın değeri yüksek olduğundan bastırma kondansatörlerinin deşarj akımları da oldukça yüksektir. Bu nedenle gerilimin düşme hızıyla birlikte oluşacak ortak durum gürültü ile bastırma kondansatörü doğrudan ilintilidir. Şekil 3.22’de farklı bastırma kondansatörleri için anahtarlama düğümünün dalga şekilleri ve FFT analizi verilmiştir.



Şekil 3.22 2300 W-25 kHz durumunda farklı bastırma kondansatörleri için anahtarlama düğümü FFT analizi

Rezonanslı dönüştürücülerde kapasitif çalışma bölgesi tercih edilmemektedir. Bunun nedeni anahtar üzerinde oluşan yüksek kayıplar ve elektromanyetik girişimdir. Şekil 3.23’de kapasitif çalışma bölgesi dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 3.23 8 Ω 43.0 μ H 15 kHz kapasitif çalışma dalga şekilleri

Şekil 3.23’de verilen dalga şekillerinden de görüleceği gibi kapasitif çalışma durumunda ZVS bölgesi oluşmamaktadır. Anahtar üzerinde gerilim varken iletme girmektedir. Buna ilave olarak bir anahtarın ters paralel bağlı diyotundan akım akarken diğer anahtarın iletme sokulmasıyla iletimde olan diyotun ters toparlanma akımı (reverse recovery) diğer anahtar tarafından üstlenilmektedir ve bu anahtar üzerinde oldukça yüksek bir akım akmaktadır. Bu durum çok yüksek anahtarlama kayıplarına ve elektromanyetik girişim sorunlarına neden olacağından rezonanslı güç dönüştürücülerinde kapasitif çalışma tercih edilmemektedir. Bu tip çalışma söz konusu olmayacağından kullanılan anahtarın sahip olduğu I_{RR} akımından bahsedilmeyecektir. Yine de bazı çok düşük güçlü ev tipi indüksiyon uygulamalarında (≤ 500 W) kapasitif çalışmaya rastlamak mümkündür.

Yukarıda verilen veriler incelendiğinde her iki çalışma koşulu için de özellikle iletim kayıplarının çok etkin olduğu görülmektedir. Bu nedenle yüksek performans ve makul soğutma sistemi için oldukça düşük V_{CEsat} değerine sahip anahtar seçilmelidir. Güç kontrolü 20 kHz-50 kHz arasında yapıldığından anahtarlama kayıpları iletim kayıplarının yanında düşük kalmaktadır ve bastırma kondansatörü kullanıldığından anahtar üzerinde oluşacak kesime gitme kayıpları minimize edilmektedir. Verilen topolojide DC bara gerilimi 230 VAC şebeke ile oluşturulduğundan DC baranın nominal değeri 325.269 VDC’dir. Burada yaklaşık olarak 600-650 VDC gerilim dayanımına sahip anahtar kullanmak şebekede meydana gelebilecek geçici durum rejimi de göz önünde bulundurulduğunda yeterli olacaktır. Yine de şebekede meydana gelecek gerilim salınımlarına karşın varistör (MOV) kullanmak faydalı olacaktır. Yapılan bu açıklamanın sonucu olarak IGBT

(Insulated Gate Bipolar Transistor) ev tipi indüksiyonla ısıtma sistemleri açısından oldukça makul bir anahtardır. Infineon, STMicroelectronics ve Onsemi gibi dünyaca ünlü yarıiletken firmaları indüksiyonla ısıtma ve rezonanslı dönüştürücüler için özelleşmiş IGBT'ler üretmektedirler. İlerleyen kısımlarda bu anahtarlar birbiriyle kıyaslanarak en optimum anahtar seçimi yapılacaktır.

3.3 Kontrol Yöntemleri

Rezonanslı güç dönüştürücülerinde (load resonant converters) düşük güç seviyelerine inebilmek için anahtarlama frekansının yükseltilmesi gerekmektedir. Bunun sonucu olarak anahtarlama ve ters iletim kayıpları artmaktadır. Özellikle Kademe 9 (maksimum giriş gücü) anahtarlama kayıpları ve ürünün termal performansı bakımından en kötü durumu yaramaktadır. Oluşan anahtarlama kayıplarının anahtar üzerinde olan etkisini minimize etmek amacıyla pasif bastırma hücreleri tercih edilmektedir. Birçok farklı çeşidi bulunan bu hücreler arasında bu topoloji için en uygun olanı paralel bağlı kondansatördür. Çünkü bobin akımı kondansatörleri doğal olarak deşarj ettiğinden herhangi bir RCD hücresine gerek kalmamaktadır. Paralel bağlı bir kondansatör kesime girme anında gerilimin yükselme hızını (dv/dt) sınırlayarak anahtarlama kayıplarını azaltmaktadır. Bu durum elektromanyetik uyumluluk bakımından da önemli bir fayda sağlamaktadır. Fakat bastırma kondansatörünün değerin yükseltilmesi kaybın azaltılması ve elektromanyetik girişim bakımından avantajlı gibi görülse de bu durum tamamen kontrol algoritmasına bağlıdır. Yarıiletken güç anahtarına paralel bağlı kondansatörün değeri yükseldikçe özellikle rezonansa yakın çalışma noktalarında bobin akımı bu kondansatörleri deşarj edecek akım değerine sahip olmamaktadır. Bu durumda tam olarak deşarj olamayan bastırma kondansatörü anahtarın ilettime girmesiyle anahtar üzerinden deşarj olmaktadır. Bu durum anahtarlama kayıpları bakımından olumsuz bir etkiye sahipken EMC performansını da olumsuz etkileyeceği aşikardır. Geçtiğimiz bölümlerde bu durum detaylı olarak işlenmiştir. Bastırma kondansatörlerinin değeri seçilecek kontrol algoritmasıyla doğrudan ilişkilidir. Tek bir kartta iki güç dönüştürücüsü aynı anda çalışırken kontrol algoritması çok daha karmaşık bir hal alır. Bunun nedeni her iki dönüştürücü aynı anda çalışırken duyulabilir ses oluşma ihtimalidir. İki güç dönüştürücü arasındaki anahtarlama frekansı farkı kullanıcı tarafından duyulmaktadır ve bu istenmeyen bir

durumdur. Güç dönüştürücüsünün çalışma frekansı kullanılan metal ve kullanıcının talep ettiği güç ile belirlendiğinden ikili çalışma olarak adlandırılan bu çalışma koşulunda sadece frekans kontrolü yapmak mümkün değildir. Farklı indüksiyon ocak üreticileri farklı kontrol yöntemleri benimsemiştir. Bunlar arasında en öne çıkan kontrol algoritmaları:

- Sabit Frekans & Değişken Doluluk Oranı Kontrolü
 - Doluluk Oranı Kontrolü
- Sabit Frekans & Sabit Doluluk Oranı Kontrolü
 - Kesikli Çalışma Kontrolü
- Değişken Frekans & Sabit Doluluk Oranı Kontrolü
 - Frekans Kontrolü
- Değişken Frekans & Değişken Doluluk Oranı Kontrolü
 - Darbe Yoğunluk Kontrolü
 - Frekans Kontrolü
 - 3.2. Doluluk Oranı Kontrolü

şeklinde. Bu kontrol yapılarını uygulayabilmek için

- Doluluk Oranı Kontrolü (Duty Mode Control, DMC)
- Kesikli Çalışma Kontrolü (Burst Mode Control, BMC)
- Darbe Yoğunluk Kontrolü (Pulse Density Modulation, PDM)

kontrol yöntemleri mevcuttur. Bu yöntemler seri rezonans yarım köprü dönüştürücü için sıklıkla tercih edilen kontrol yöntemleridir.

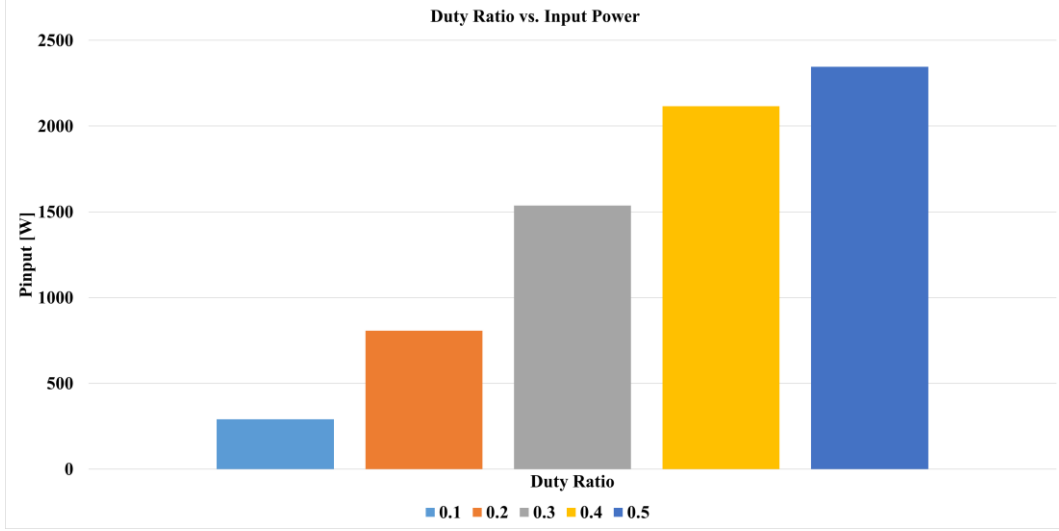
3.3.1 Doluluk Oranı Kontrolü (Duty Mode Control, DMC)

Doluluk oranı kontrolü uygulanabilirlik bakımından oldukça basit fakat performans bakımından da bir hayli zayıf bir kontrol yöntemidir. Bu yöntemde çalışma frekansı her iki güç dönüştürücüsü için de sabit tutulurken talep edilen güç için ilgili güç dönüştürücüsünün doluluk oranı değiştirilir. Tablo 3.1’de farklı doluluk oranları için güç seviyeleri verilmiştir.

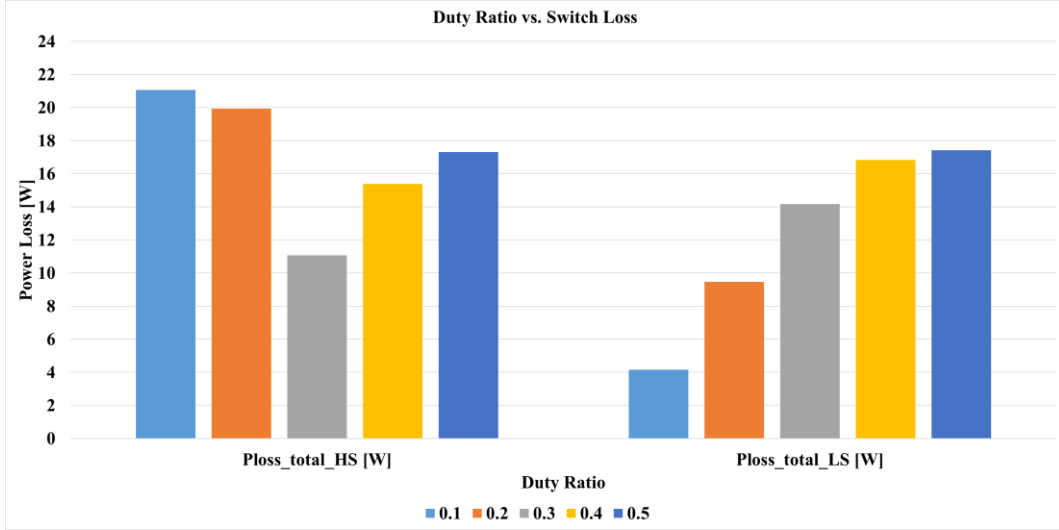
Tablo 3.1 2300 W 25 kHz durumunda farklı doluluk oranları için güç değerleri

Doluluk Oranı [%]	Giriş Gücü [W]	Üst Anahtar Güç Kaybı [W]	Alt Anahtar Güç Kaybı [W]
10	290.05	21.07	4.15
20	807.13	1.93	9.46
30	1536.00	11.07	14.17
40	2115.00	15.39	16.84
50	2345.70	17.32	17.41

Beklendiği üzere doluluk oranının düşürülmesiyle giriş gücü düşmektedir. Fakat anahtarlama kayıpları da bir hayli yükselmektedir. Bunun nedeniyse bastırma kondansatörünün tam olarak deşarj olamamasıyla birlikte anahtar üzerinden deşarj olmasıdır. Şekil 3.24 ve Şekil 3.25'te farklı doluluk oranları için oluşan anahtar kayıpları ve giriş gücü verilmiştir.

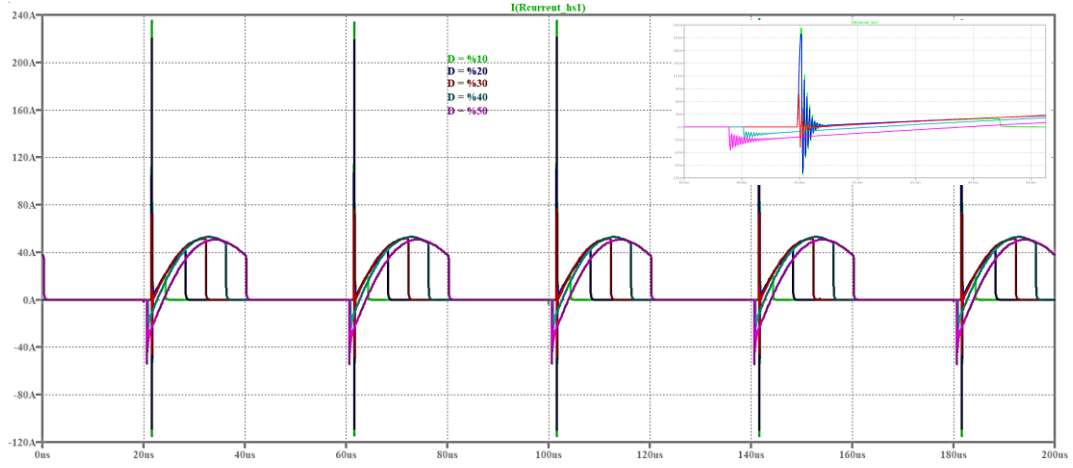


Şekil 3.24 Doluluk oranını ile iriş gücünün değişimi

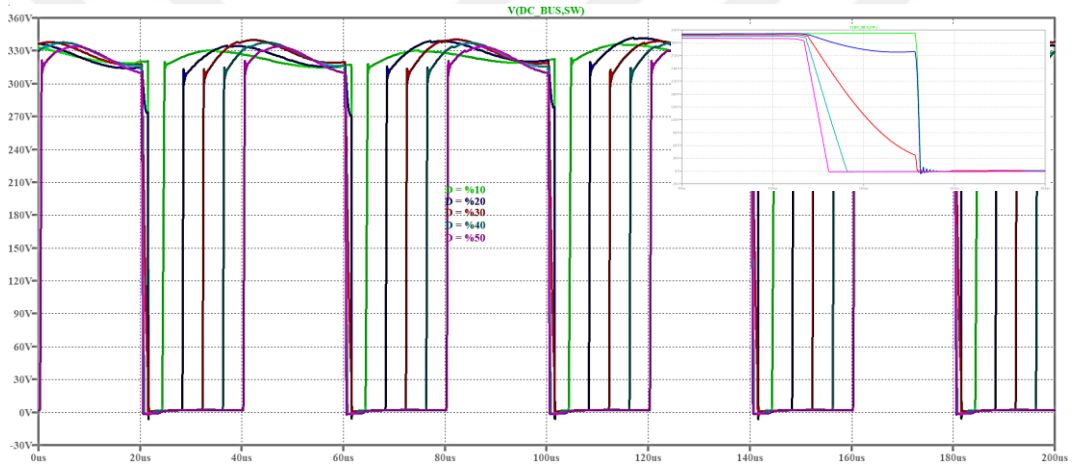


Şekil 3.25 Doluluk oranını ile anahtarlama kayıplarının değişimi

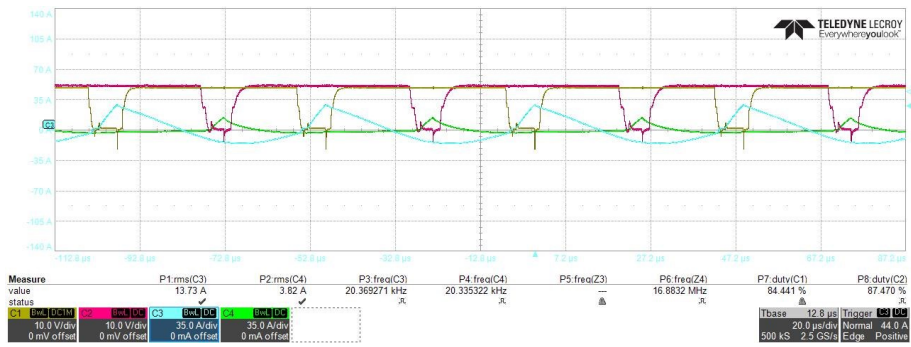
Doluluk oranı kontrolünün benimsendiği ocaklarda bastırma kondansatörünün yüksek olması beklenemez. Çünkü kondansatör değeri ne denli yüksek olursa deşarj enerjisi o denli yüksek olacaktır. Bu tip kontrol yönteminin benimsendiği ocaklarda genellikle 2.2 nF-15 nF değerinde bastırma kondansatörü tercih edilir. Bu denli düşük bir bastırma kondansatörü anahtarlama kayıpları ve elektromanyetik girişim bakımından da detaylı olarak incelenmelidir. Şekil 3.26'de 2x15 nF için farklı doluluk oranlarında oluşan akım dalga şekilleri verilirken Şekil 3.27'da gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Şekil 3.28'de bu kontrol yöntemini benimsemiş bir indüksiyon ocağa ait dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 3.26 $C_{snubber} = 2 \times 15 \text{ nF}$ için farklı doluluk oranlarında meydana gelen akım darbeleri



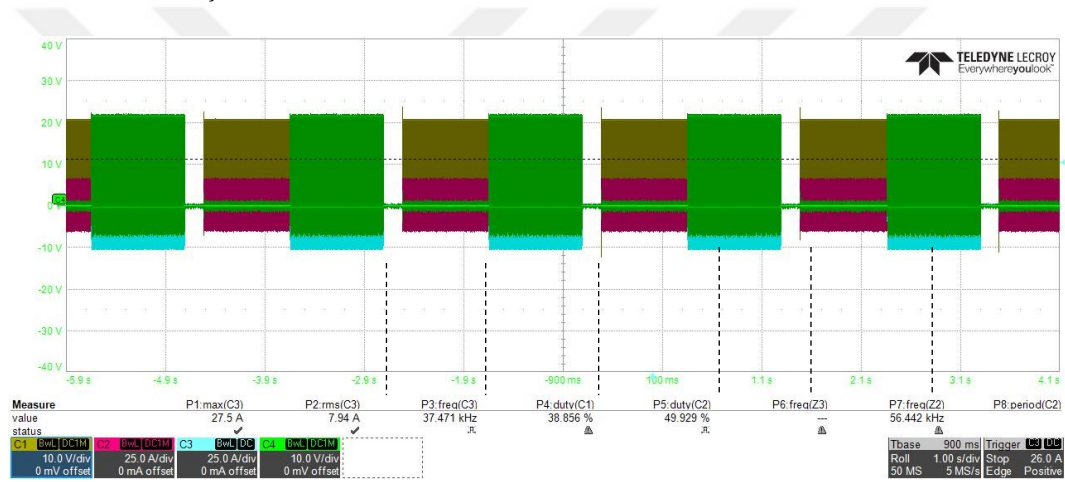
Şekil 3.27 $C_{snubber} = 2 \times 15 \text{ nF}$ için farklı doluluk oranlarında kondansatörün deşarj olduğu gerilim



Şekil 3.28 Her iki dönüştürücüye ait V_{GE} sinyalleri ve bobin akımları

3.3.2 Kesikli Çalışma Kontrolü (Burst Mode Control, BMC)

Bu kontrol yönteminde önceden belirlenen frekans ve güç değerlerinde gücün bir verilip bir kesilerek ortalama güç düşürülmüş olur. Bu yöntem ikili çalışmaların yanı sıra çok düşük güç seviyelerine inmek için de sıklıkla tercih edilmektedir (<500 W). Fakat büyük güçlerde kullanıldığı takdirde (> 1500 W) 'kayna-dur' adı verilen (Boil Stop) bir soruna yol açmaktadır. Bu durum kullanıcı bakımından istenmeyen bir durumdur. Bu nedenle yarım köprü dönüştürücüye sahip indüksiyon ocaklarda bu kontrol yöntemi rağbet gören bir kontrol yöntemi değildir. Lakin sabit frekans kontrolünün benimsendiği ocaklarda ikili çalışma durumunda bu kontrol yöntemi kullanılmaktadır. Kesikli çalışma kontrolüne dair dalga şekilleri Şekil 3.29'de verilmiştir.



Şekil 3.29 Kesikli çalışma kontrolü dalga şekilleri

Önceden belirlenen bir çalışma frekansı ve minimum sürekli güç tayin edilmiştir. Bu değerler genellikle 50 kHz-500 W seviyelerindedir. Bu güç değerinin altındaki güçler kesikli çalışma kontrolüyle verilmektedir. Kolaylık bakımından T_p süresi sabittir. T_{ON} süresinin artırılmasıyla ortalama güç artırılmış olur. Tablo 3.2'de güç değişimi verilmiştir.

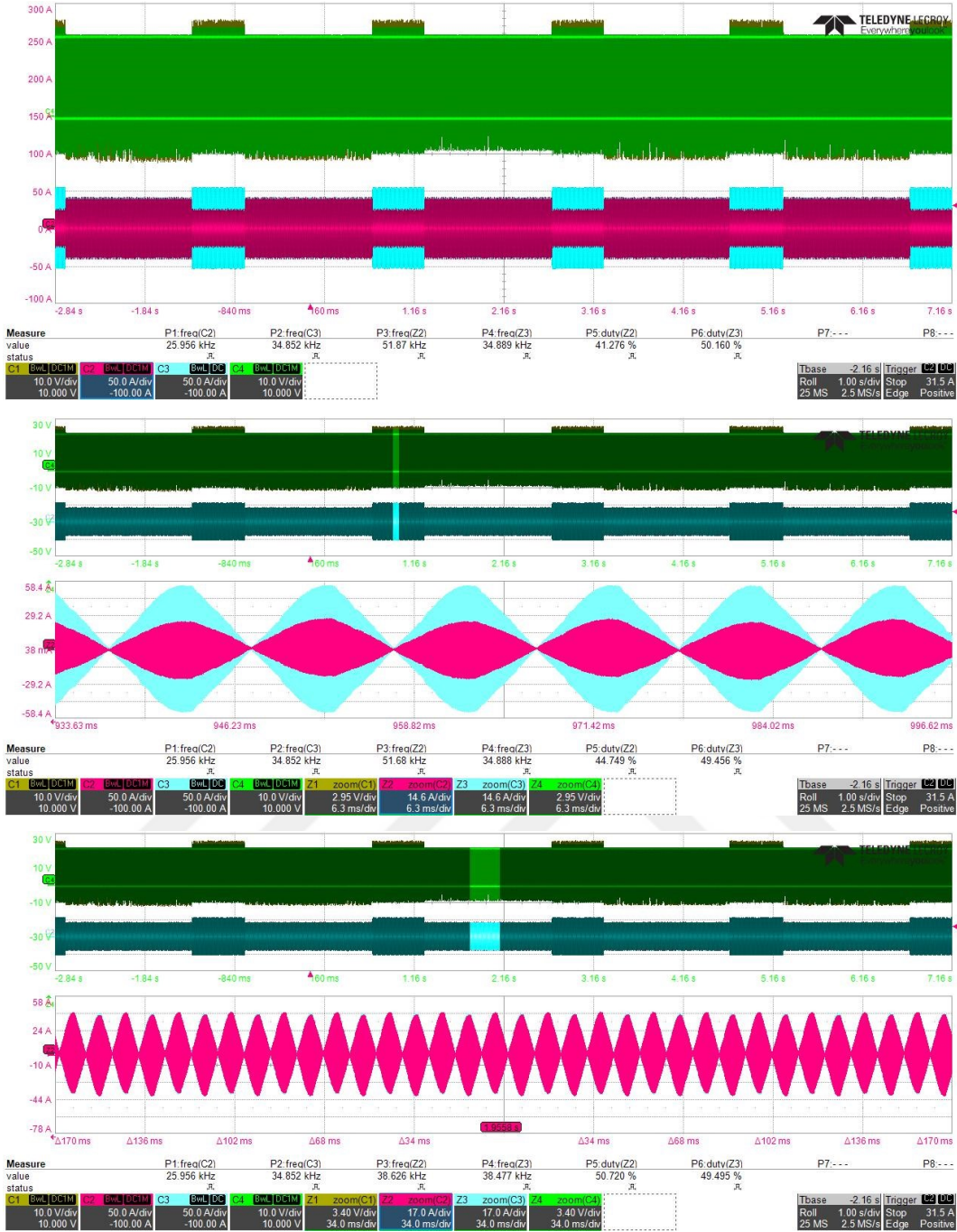
Tablo 3.2 Kesikli çalışma güç kontrolü

T_p [s]	T_{on} [s]	$P_{switching}$ [W]	$P_{average}$ [W]
5	1	500	100
5	2	500	200
5	3	500	300
5	4	500	400
5	5	500	500

Sabit frekans kontrolünün benimsendiği ocaklarda ikili çalışma koşulunda uygulanması kaçınılmaz olan kesikli çalışma kontrolü ürün performansını düşürmektedir.

3.3.3 Darbe Yoğunluk Kontrolü (Pulse Density Modulation, PDM)

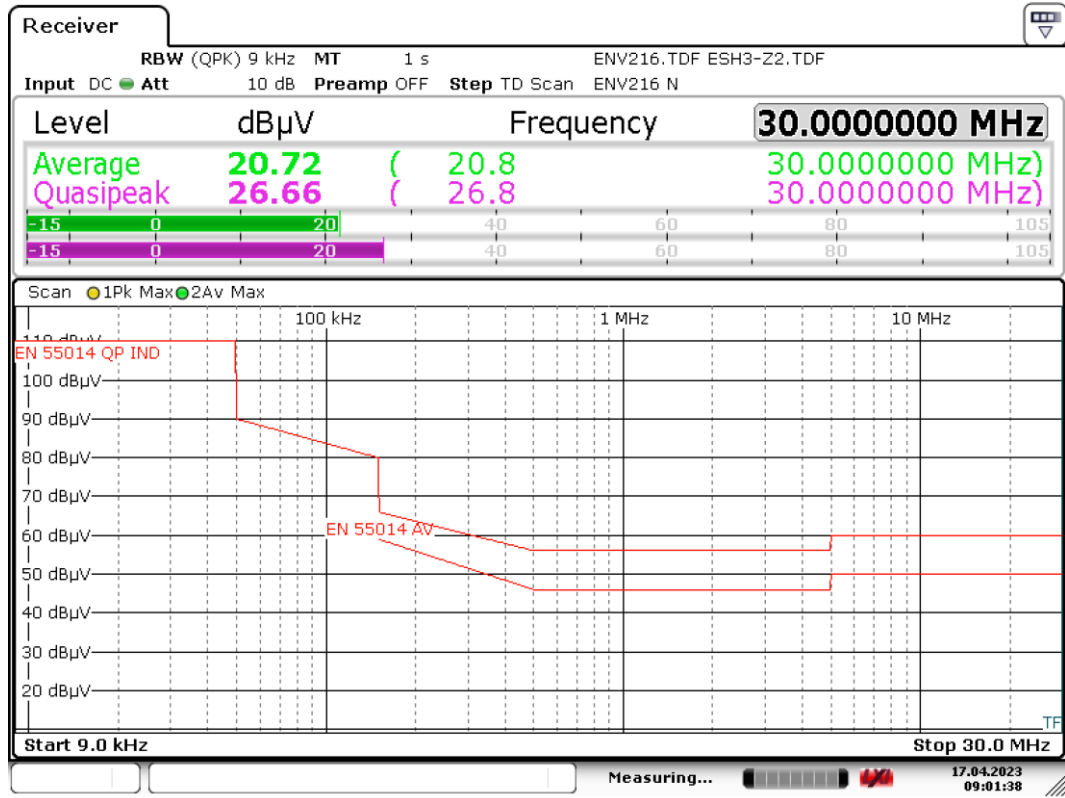
Darbe yoğunluk kontrolü yöntemi, ikili çalışma bakımından en karmaşık yöntemdir. Bu yöntemin tatbik edebilmek için indüksiyon bobini-tencere eşdeğer devresinin analitik olarak çok iyi bir şekilde analiz etmek gerekmektedir. Bu kontrol yönteminde güç süreklidir ve herhangi bir 'Boil Stop' sorunu görülmemektedir. İstenilen güç seviyelerine ve tencerelerin karakteristiklerine bağlı olarak iki güç dönüştürücüsünün anahtarlama frekansları belirli bir süre aynı tutulurken belirli bir süre aralarında minimum 18 kHz frekans farkı olacak şekilde tutulur. Böylelikle ortalama güç istenilen seviyeye çekilmiş olur. İlgili sürelerin ve anahtarlama frekanslarının ne olacağını kararı için rezonans tankı elemanlarının değerlerinin gerçeğe oldukça yakın bir şekilde bilinmesi gerekmektedir. Bu kontrol yönteminde hem frekans kontrolü hem de doluluk oranı kontrolü aynı anda gerçekleştirilmektedir. Doluluk oranı kontrolü yaklaşık olarak %30 ile sınırlandırılır. Şekil 3.30'da PDM kontrolü benimsemiş bir indüksiyon ocaktan alınan dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 3.30 Darbe yoğunluk kontrolü temel dalga şekilleri

3.4 İndüksiyon Ocaklarda Elektromanyetik Uyumluluk Testi

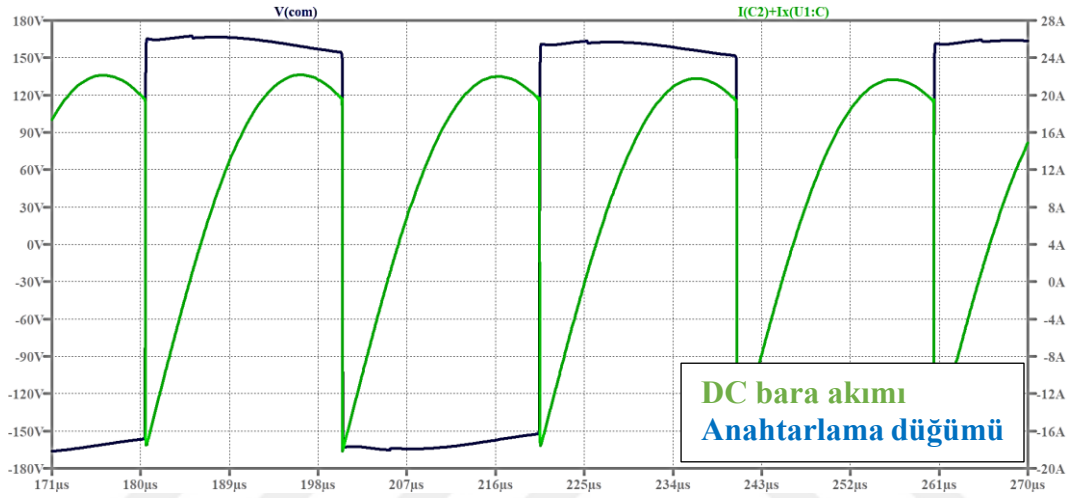
İndüksiyonla ısıtma sistemleri için Elektromanyetik Uyumluluk (EMC) testleri oldukça zorlayıcıdır. Bu nedenle ürün ve baskı devre henüz tasarım aşamasındayken elektromanyetik uyumluluk göz önünde bulundurulmalıdır. İndüksiyonla ısıtma sistemlerinde Yayınım Testi (Conducted Emission) en kritik testlerden biridir çünkü filtrenin boyutunu ve maliyetini doğrudan belirlemektedir. Maliyet ve güç yoğunluğunun kritik olduğu uygulamalarda filtrenin maliyeti ve boyutu önemli bir yer tutmaktadır. Şekil 3.31’de ev tipi indüksiyonla ısıtma sistemlerinde kullanılan yayınım testi standardı verilmiştir. İndüksiyon ocak için tabi olunan standart EN55014 standardıdır.



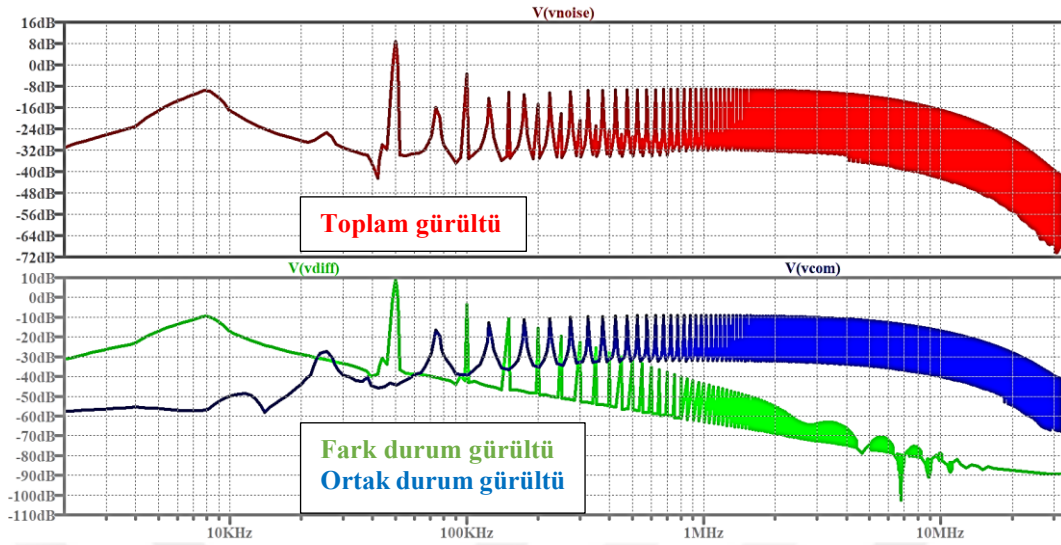
Şekil 3.31 EN55014 yayınım testi standardı

Şekil 3.31’de verilen standartta görüleceği üzere 9 kHz-50 kHz aralığında sadece QP (Quasi Peak) olarak inceleme yapılmaktadır ve limiti 110 dBµV’dur. QP inceleme, gürültünün genliğini ve tekrar etme sıklığı baz alarak oluşturulmaktadır. Gürültünün bir nevi etkin değeridir. Bu aralıkta genellikle birinci ve ikinci harmonikler sırasıyla ortak ve fark durum gürültü olarak oldukça baskındır. 50 kHz-

150 kHz aralığında da sadece QP olarak inceleme yapılmaktadır ve limit doğrusal olarak düşmektedir. Bu frekans aralığında anahtarlama frekansının harmonikleri fark ve ortak durum gürültü olarak oldukça baskındır. Kullanılan fark durum filtre, X_2 ve DC Bara kondansatörleri ikinci, dördüncü ve altıncı vb. harmonikleri filtrelemede oldukça etkilidir. Ortak durum filtresi ve Y_2 kapasiteleri birinci, üçüncü ve beşinci vb. harmonikleri filtrelemede oldukça etkilidir. Yarım köprü dönüştürücüye ait temel dalga şekilleri Şekil 3.32’de verilmiştir. Bu dalga şekillerine ait frekans analizleri Şekil 3.33’de verilmiştir.



Şekil 3.32 Seri rezonans yarım köprü dönüştürücü anahtarlama düğüm gerilimi ve dc bara akım değerleri



Şekil 3.33 Seri rezonanslı yarım köprü dönüştürücü temel dalga şekilleri FFT analizi

Hat filtresinde standart olarak yaklaşık $5 \mu\text{F}$ - $8 \mu\text{F}$ ($275 \text{ V}_{\text{AC}}$) değerinde X_2 kondansatörü kullanılırken her bir güç dönüştürücü için $3 \mu\text{F}$ - $5 \mu\text{F}$ ($275 \text{ V}_{\text{AC}}$) değerinde X_2 kondansatörü tercih edilmektedir. Kondansatör değeri ve adedi seçilirken harmonik bozulma da hesaba katılmalıdır. Eşdeğer kondansatör değeri yükseldikçe Toplam Harmonik Bozulma (THD) de artmaktadır. Ev tipi induksiyon ocaklarda Aktif Güç Düzeltme Devreleri (Active PFC) olmadığından kullanılacak eşdeğer fark durum kondansatörünün değeri sınırlıdır (genellikle $\leq 10 \mu\text{F}$). Fark durum filtresi olarak yerleştirilen indüktans özellikle düşük frekanslı fark durum harmoniklerini filtrelemede oldukça etkilidir. Fark durum filtresi olarak genellikle 'Iron Powder' nüve tercih edilirken kondansatör olarak X_2 film kondansatörler ($275 \text{ V}_{\text{AC}}$) tercih edilmektedir. Şekil 3.34 ve Şekil 3.35'de fark durum filtrelemede kullanılan komponentler verilmiştir.



Şekil 3.34 İndüksiyon ocaklarda sıklıkla karşılaşılan ‘iron powder’ nüve



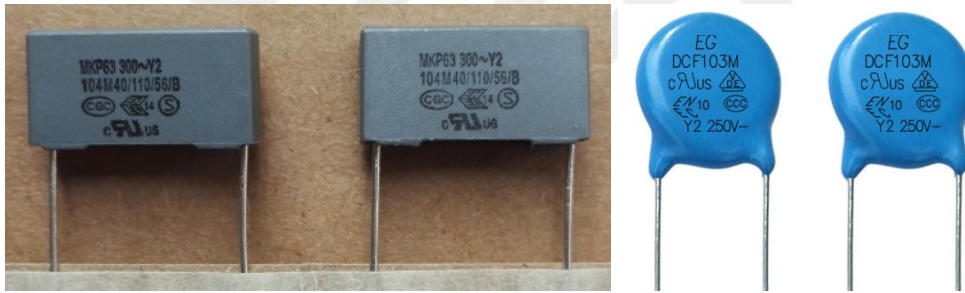
Şekil 3.35 İndüksiyon ocaklarda sıklıkla kullanılan X₂ kondansatör

150 kHz-500 kHz aralığında hem fark hem de ortak durum gürültü baskındır ve QP yanı sıra AV (Average) olarak da inceleme yapılmaktadır. AV gürültü, oluşan gürültü genliğinin bir periyot boyunca ortalamasının alınmasıyla elde edilmektedir. Bu frekans aralığında da limit doğrusal olarak azalmaktadır. 500 kHz-5 MHz aralığında ise büyük oranda ortak durum gürültü baskın olmakla birlikte akımda meydana gelen parazitik salınımlar nedeniyle fark durum gürültü de etkin olabilmektedir. Bu frekans seviyesinde meydana gelecek bir gürültüyü bastırmak için daha pahalı bir nüve kullanmak veya ilave donanımlar eklemek gerekebilir. Bu seviyedeki gürültüleri bastırmak için ürün tasarımı çok dikkatli yapılmalıdır. 5 MHz-30 MHz aralığı ise çok yüksek oranda ortak durum gürültü baskındır. Bu frekans seviyelerini bastırmak için baskı devre tasarımı çok iyi planlanmalıdır. Günümüzde ticarileşmiş indüksiyon ocaklarda ortak durum filtreleme için

genellikle MnZn nüve tercih edilirken kondansatör olarak hem seramik hem de film Y₂ kondansatörler tercih edilmektedir. Toprağa karşı akacak akım değeri standartlar tarafından belirlendiğinden eşdeğer Y₂ kondansatörün maksimum değeri sınırlandırılmıştır. Şekil 3.36 ve Şekil 3.37’de ortak durum gürültüyü filtrelemek amaçlı kullanılan komponentler verilmiştir.



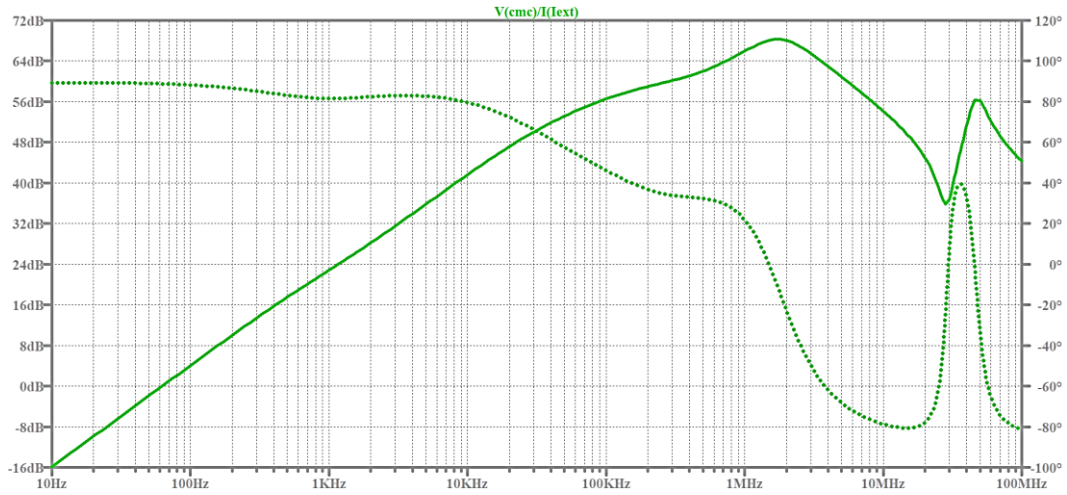
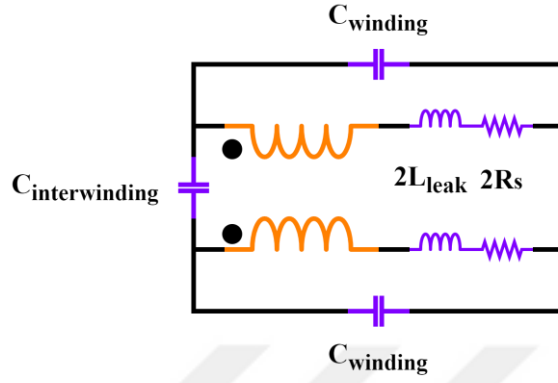
Şekil 3.36 Ortak durum gürültü filtrelemede kullanılan MnZn nüve



Şekil 3.37 Ortak durum gürültü filtrelemede kullanılan film ve seramik Y₂ kondansatörler

Söz konusu elektromanyetik girişim olduğunda kullanılan hat filtre komponentlerinin parazitik yapıları da dikkate alınmalıdır. Ortak durum filtresinde sargılar arası parazitik kapasitenin oldukça düşük olması beklenir. Bu sayede daha yüksek frekans seviyelerinde filtreleme yapılabilir; filtrelemenin kalitesi yükselmektedir. Bir başka deyişle filtrenin öz rezonans noktası (self-resonance point) parazitik kapasitenin düşürülmesiyle daha yüksek frekanslara ötelenmiş olur. Enerji verimliliğini yükseltmek amacıyla sargı direncinin düşük olması beklenir. Lakin sargı direnci ve diğer komponentlerin sahip olduğu iç dirençler devrede oluşacak parazitik salınımların bastırılması için çok önemlidir. Ayrıca ortak durum filtresinin sahip olduğu kaçak indüktans fark durum filtrelemeye yardımcı

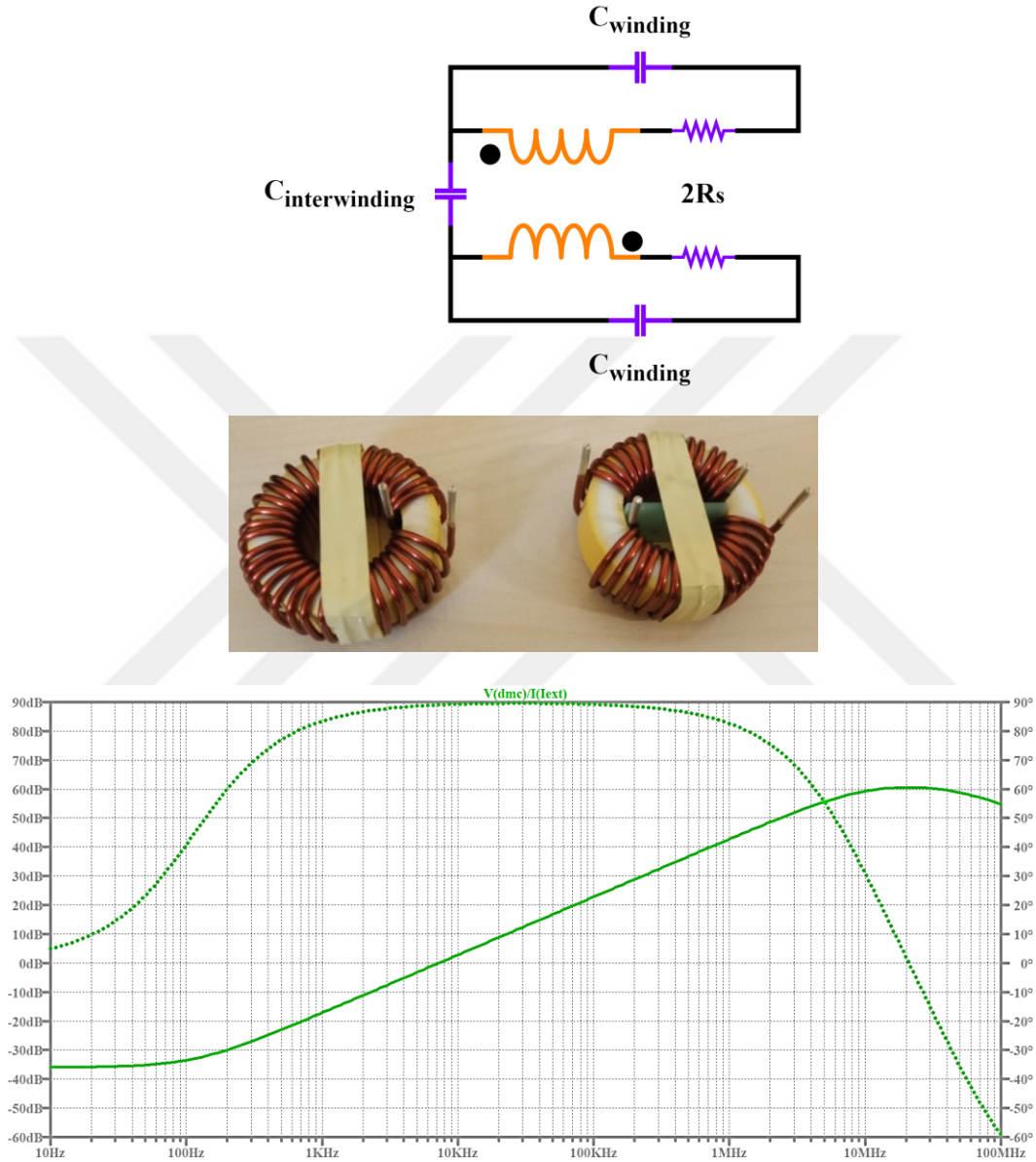
olmaktadır. Özellikle düşük güçlü uygulamalarda bu kaçak indüktans doğrudan fark durum filtre olarak kullanılırken yüksek güçlü uygulamalarda ikincil filtre olarak kullanılmaktadır. Şekil 3.38’de ortak durum filtresinin parazitik yapısı ve empedans cevabı verilmiştir.



Şekil 3.38 Ortak durum filtresinin parazitik yapısı ve empedans cevabı

Fark durum filtresinde de sargılar arası parazitik kapasitenin az olması beklenir. Buna ilave olarak enerji verimliliğini arttırmak ve kayıpları azaltmak amacıyla sargı direncinin düşük olması da beklenmektedir. Lakin sargı direnci ortak durum filtrede

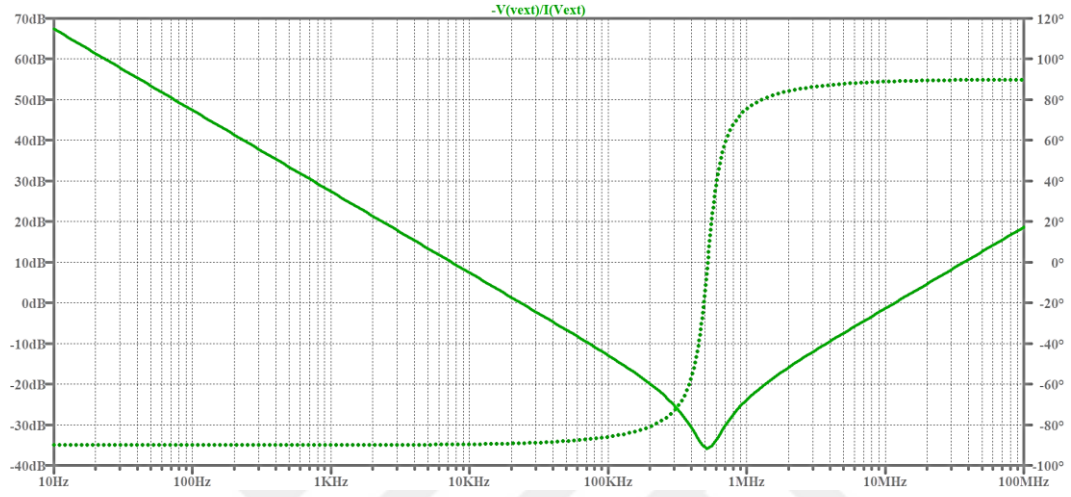
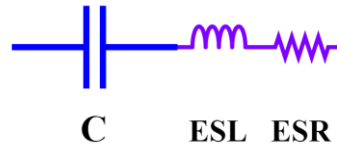
olduğu gibi oluşacak parazitik salınımların bastırılmasında oldukça etkilidir. Özellikle AC uygulamalarda fark durum filtrenin oluşturacağı indüktif gerilim düşümü de hesaba katılmalıdır. Şekil 3.39’de fark durum filtresinin parazitik yapısı ve empedans cevabı verilmiştir.



Şekil 3.39 Fark durum filtresinin parazitik yapısı ve empedans cevabı

Filtrelemede kullanılan kondansatörlerin oldukça düşük ESL (Equivalent Series Inductance) ve ESR (Equivalent Series Resistance) değerlerine sahip olması beklenmektedir. ESL yükseldikçe kondansatörün filtreleyebileceği frekans seviyesi düşmektedir. ESR değeri yükseldikçe belirli bir frekanstaki filtreleme kapasitesi

düşmektedir. Şekil 3.40'da kondansatörün parazitik yapısı ve empedans cevabı verilmiştir.



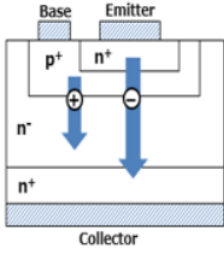
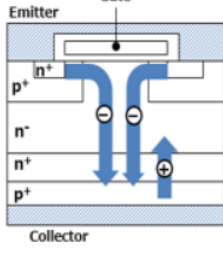
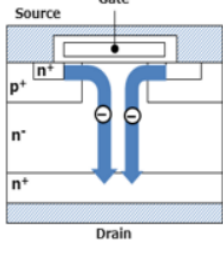
Şekil 3.40 X₂ kondansatörü parazitik yapısı ve empedans cevabı

YARIİLETKEN GÜÇ ANAHTARI SEÇİMİ

Bu bölümde ev tipi indüksiyon ocaklarda sıklıkla tercih edilen IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) yarıiletken anahtarların tarihsel gelişimi ve teknik özellikleri ele alınacaktır. Bu özelliklerin indüksiyonla ısıtma sistemlerini doğrudan ilgilendiren kısımları detaylı olarak incelenecektir.

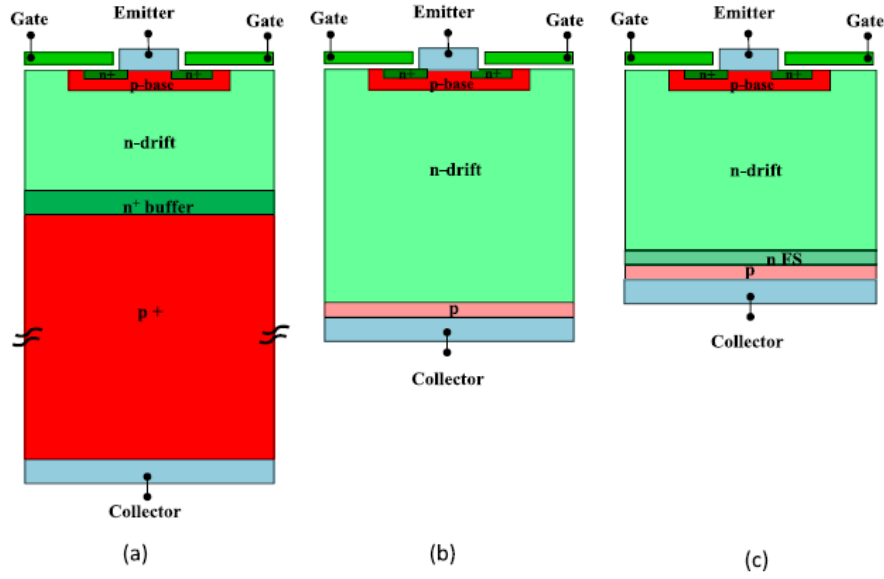
4.1 IGBT Teknolojisinin Gelişimi

Geliştirilen ilk IGBT'ler 'Punch Through, PT' adı verilen yapıdadır. Bu teknolojiye alt katman olarak oldukça kalın p^+ tercih edilmiştir (conductivity modulation). Bu yarıiletken maddenin kalın olması iletkenlik bakımından oldukça avantajlı bir durumken anahtarlama karakteristiği ve üretim açısından oldukça dezavantajlı bir durum oluşturmaktadır. Bu katman kalınlaştıkça iletkenlik artar ve V_{CEsat} gerilimi düşer. Fakat bu katman oldukça yüksek genlikli ve kısa süreli kuyruk akımı (tail current) oluşmasının temel nedenidir. IGBT yarıiletken güç anahtarında kuyruk akımının oluşma nedeni anahtarının 'bipolar' yapıda olmasıdır. Bu yapıya sahip anahtarlarda 'electron current' dışında 'hole current' da oluşmaktadır. Kesime girme anında 'hole current' nedeniyle kuyruk akımı oluşmaktadır. Bu nedenle 'unipolar' yapıya sahip MOSFET elemanında bu durum görülmemektedir. Şekil 4.1'de farklı yarıiletken güç anahtarları için karşılaştırma verilmiştir.

	Bipolar Transistor	IGBT	Power MOSFET
Structure			
Carrier	Electron and Hole	Electron and Hole	Electron
Drive	Base current	Gate voltage	Gate voltage
Current ability	Fair	Good	Poor
On-state voltage	Fair	Good	Poor
Operation frequency	Poor (Low)	Fair (~20kHz)	Good (~300kHz)

Şekil 4.1 'Bipolar' ve 'Polar' yapıdaki anahtarların kıyaslanması [23]

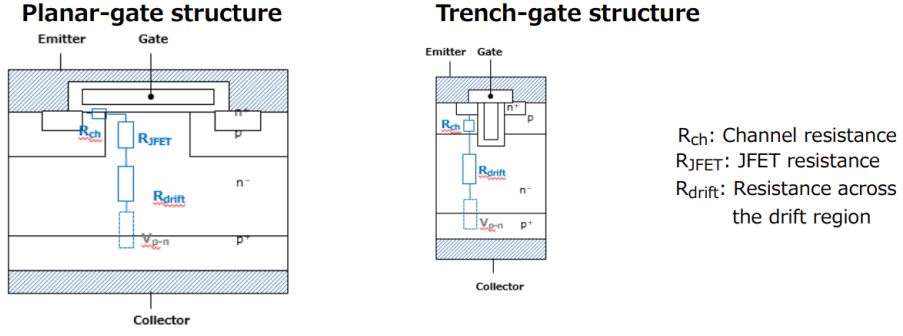
Bu akımı minimize etmek amacıyla n^+ katmanı eklenmiştir (lifetime control). İlave olarak sıcaklık arttıkça V_{CEsat} geriliminin azalması bu tür anahtarların paralel çalışmasını engellemektedir (Negative Temperature Coefficient, NTC). Bu teknolojinin dezavantajları göz önünde bulundurularak 'Non-Punch Through, NPT' IGBT'ler geliştirilmiştir. Kuyruk akımı bakımından sorun teşkil eden p^+ katmanı azaltılmıştır. Böylelikle n^+ katmanına olan ihtiyaç ortadan kalkmıştır. Gereken gerilim dayanımını elde etmek amacıyla n^+ (epi layer) arttırılmıştır. Bunun sonucu olarak ileri gerilim düşümünde bir miktar artış olması kaçınılmazdır. 'Wafer' boyutunun azaltılması üretim açısından oldukça avantajlıdır. Ayrıca bu teknolojiye 'Positive Temperature Coefficient, PTC' özelliği olduğundan paralel çalışma bakımından daha kolaydır ve sıcaklığa bağlı değişim minimize edilmiştir. Bu teknolojiye en önemli dezavantaj ileri gerilim düşümünde meydana gelen yükselmedir. Meydana gelen bu yükselme iletim kayıpları bakımından büyük sorun teşkil edilmektedir. Buna mukabil, anahtarlama kabiliyeti yükseltilmiştir. Günümüzde her iki teknolojinin olumlu taraflarını birleştirilerek 'Field Stop, FS' IGBT'ler üretilmiştir. IGBT teknolojisinin gelişimi Şekil 4.2'de verilmiştir.



Şekil 4.2 IGBT teknolojisinin gelişimi [28]

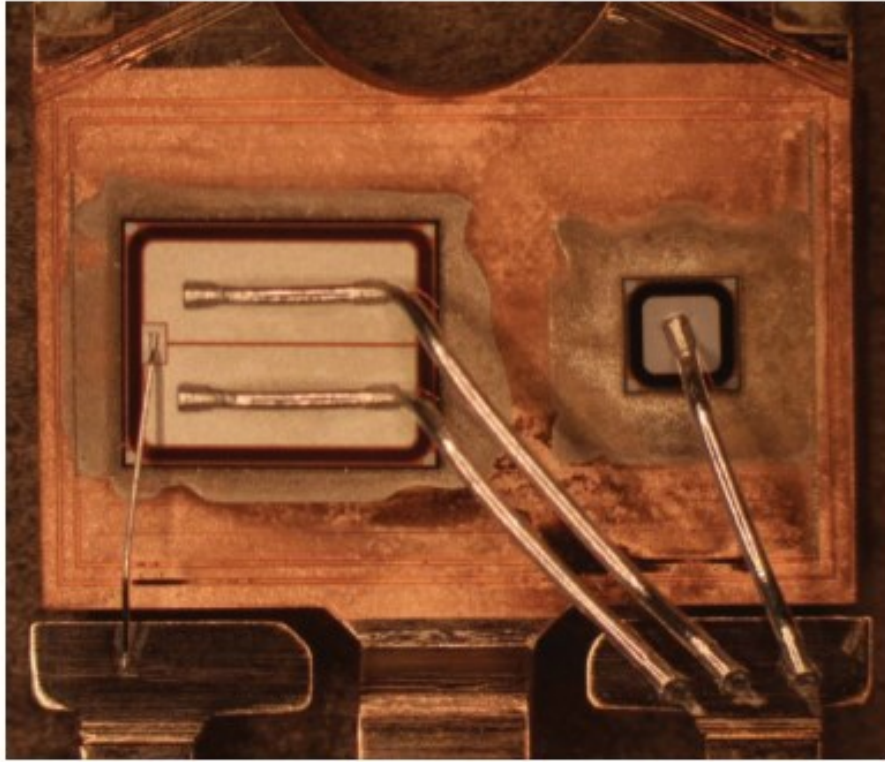
Bu teknolojiye FS katmanı olarak n^+ katmanının kullanılması Epi katmanının daha da azalmasına ve böylelikle daha düşük ileri gerilim düşümü oluşmasına neden olmaktadır. Ayrıca bu katman kuyruk akımı oluşmasını ilave olarak minimize etmiş ve anahtarlama kayıpları bakımından da avantaj elde edilmiştir. Üretim bakımından büyük avantaj elde edilmiştir. Ayrıca bu teknolojiye ‘Positive Temperature Coefficient, PTC’ özelliği olduğundan paralel çalışma bakımından daha kolaydır ve sıcaklığa bağlı değişim minimize edilmiştir.

Şimdiye kadar verilen tüm IGBT’ler ‘Planar Gate’ yapıya sahipti. Gelişen teknolojiyle birlikte IGBT’lerde ‘Trench Gate’ yapısı tercih edilmeye başlandı. Bu yapının kullanılmaya başlanmasıyla beraber V_{CEsat} gerilimi ilave olarak düşürülmüştür. Burada ‘trench gate’ yapısı aktif hücreler arasındaki mesafeyi düşürerek akım yoğunluğunu arttırmayı başarmıştır. İlgili teknolojilere ait kapı yapıları Şekil 4.3’de verilmiştir.



Şekil 4.3 ‘Planar’ ve ‘Trench’ kapı yapıları [23]

Birçok güç elektroniği topolojisi anahtarın iki yönlü akım akıtmasını gerektirmektedir. MOSFET’te bu durum anahtarın yarıiletken yapısı nedeniyle doğal olarak sağlanabilirken IGBT için böyle bir özellik söz konusu olmadığından ters paralel bağlı harici bir diyot (body diode) ile bu ihtiyaç karşılanmış olur. IGBT ve ters paralel bağlı diyotun aynı paket içerisine ayrı ‘die’ olarak yerleştirilmesi ‘Co-pack Structure’ olarak adlandırılmaktadır. Şekil 4.4’de bu yapı verilmiştir.

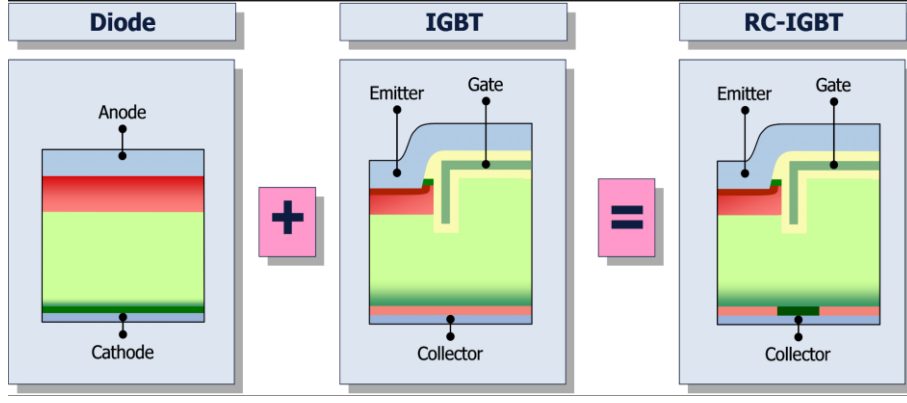


Şekil 4.4 ‘Co-pack’ yapısına sahip IGBT paket yapısı [121]

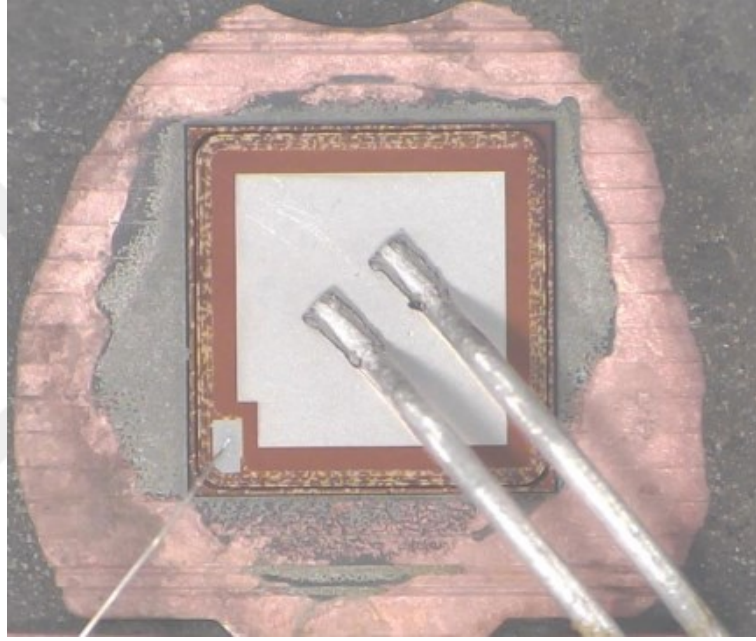
Günümüzde özellikle indüksiyonla ısıtma devrelerinde kullanılmak üzere üretilen ‘Reverse Conducting, RC’ IGBT’ler oldukça yaygındır. Bu anahtarlarda ters paralel bağlı diyot IGBT içine gömülmüştür. Bu durum maliyet, üretim ve karmaşıklık

bakımından oldukça büyük avantaj sağlarken paket içindeki yerleşim bakımından da oldukça büyük kolaylık sağlamaktadır. Özellikle diyot kullanımının kısıtlı olduğu rezonanslı dönüştürücüler gibi uygulamalarda RC IGBT kullanımı maliyet ve performans bakımından oldukça büyük avantaj sağlar. Burada tek bir çip kullanımı termal açıdan büyük avantaj sağlamaktadır. Ek olarak diyot çipi kullanılmaması 'bond wire' kullanımını da azaltarak elektromanyetik girişim bakımından büyük bir avantaj sağlamaktadır. Bu IGBT yapısının en büyük dezavantajı diyot ve IGBT performansının ayrı ayrı kontrol edilememesidir. Diyotun ters toparlanma karakteristiğinin (I_{RR} , t_{RR}) önemli olmadığı indüksiyonla ısıtma uygulamalarında RC IGBT oldukça uygun bir yapıdadır. Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da RC IGBT yapısı verilmiştir.





Şekil 4.5 'Reverse Conducting' IGBT yapısı [48]



Şekil 4.6 'Reverse Conducting' yapısına sahip IGBT paket yapısı [121]

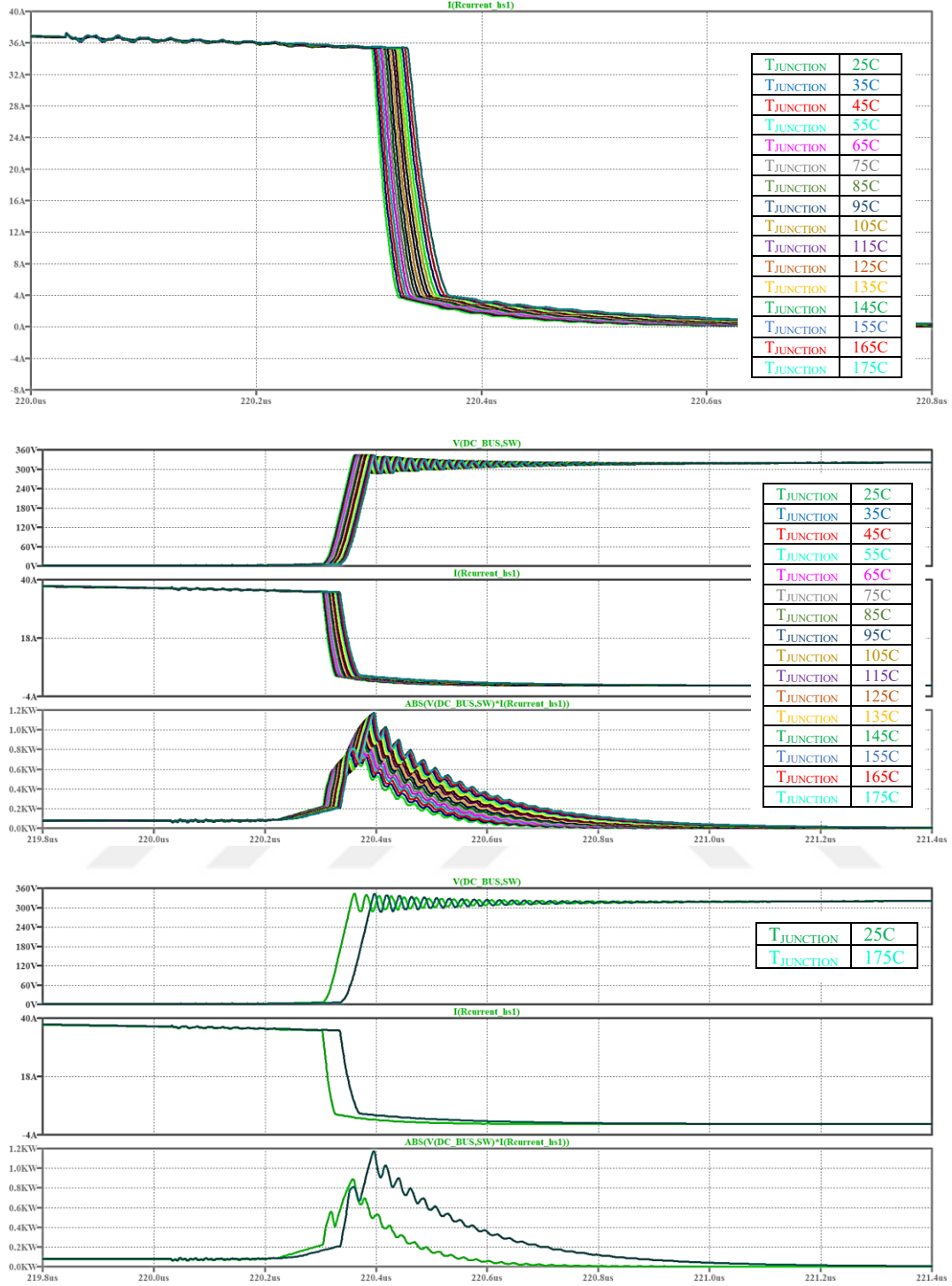
IGBT yarıiletken güç anahtarları yapılarında parazitik tristör barındırmaktadırlar. Bu tristör yapısının tetiklenmesi anahtarın ileri yönde iletimde kalmasına neden olabilir (Static Latch-up). Günümüzde anahtarın nominal akımı hataya neden olacak akımdan 5 kat daha düşük olduğundan 'Static Lach-up Free' kabul edilirler. Buna ilave olarak akım ve gerilimin değişme hızları parazitik tristörün tetiklenmesi noktasında etkilidir (Dynamic Latch-up). Günümüzde gelişen teknolojiyle birlikte akım ve gerilimin yükselme hızları oldukça yüksek seviyelerdedir.

4.2 IGBT Üzerinde Meydana Gelen Kayıplar

Bu kısımda IGBT yarıiletken güç anahtarı güç elektroniği bakımından detaylı olarak ele alınacak ve analiz edilecektir.

4.2.1 Anahtarlama Kayıpları

Günümüzde IGBT'ler güç MOSFET'lerine kıyasla düşük frekanslarda kullanılmasının temel nedeni anahtarlama anlarında meydana gelen yüksek kayıplardır. Kesime girme esnasında oluşan anahtarlama kaybının temel nedeni anahtarın sahip olduğu kuyruk akımıdır (tail current). Bu akımın oluşma nedeni geçmiş bölümlerde işlenmiştir. Şekil 4.7'de bu akımın sıcaklık ile ilişkisi ve sebep olduğu güç kaybı verilmiştir. Özellikle ZVS ile ilettime giren topolojilerde anahtarlama kayıpları kesime girme anında oluşmaktadır. Bunun anahtar üzerindeki etkisini minimize etmek amacıyla indüksiyonla ısıtma sistemlerinde pasif bastırma hücreleri tercih edilmektedir. Bu hücrelerin anahtar üzerindeki etkisi geçmiş bölümlerde detaylı olarak ele alınmıştır. Günümüzde kullanılan ev tipi indüksiyon ocak çalışma koşulları dikkate alındığında IGBT seçiminde anahtarlama hızı ana seçim kriteri olarak düşünülmemektedir. Bunun temel nedeni pasif bastırma hücrelerinin kullanılması ve düşük anahtarlama frekansıdır.

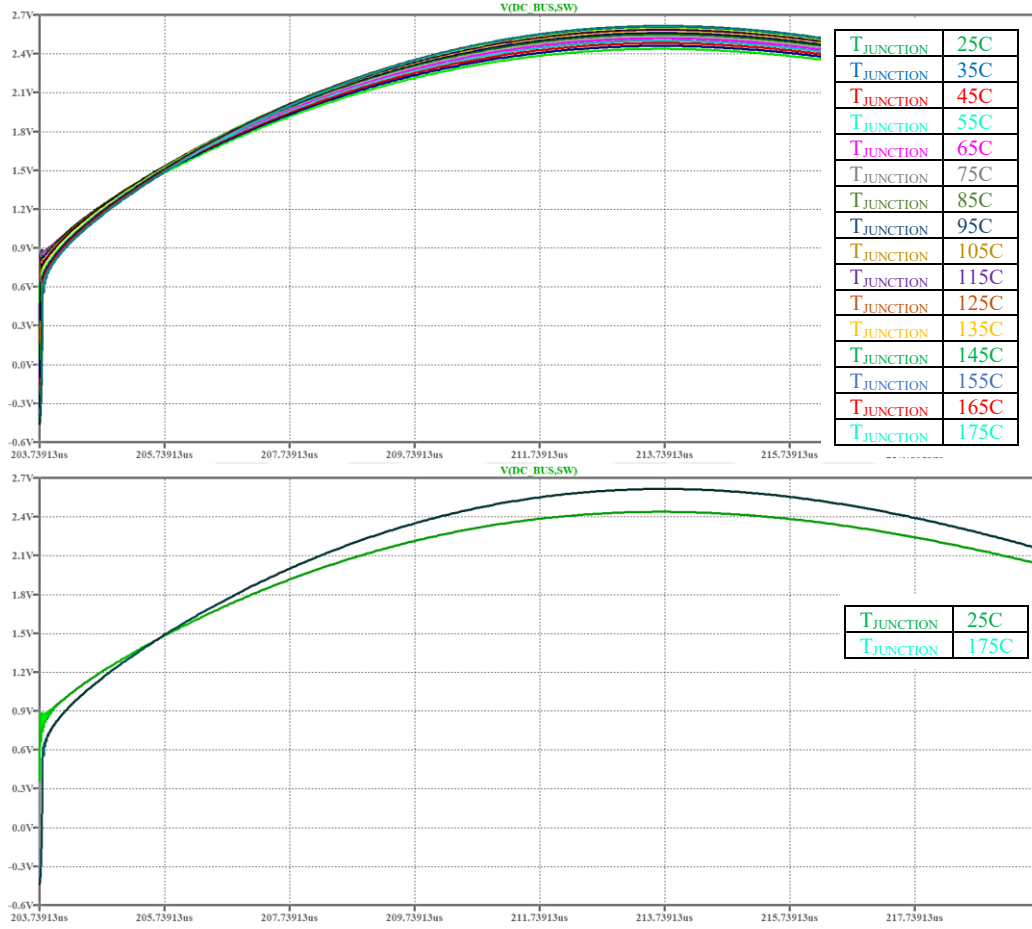


Şekil 4.7 Farklı jonksiyon sıcaklıkları için anahtarlama kaybının değişimi

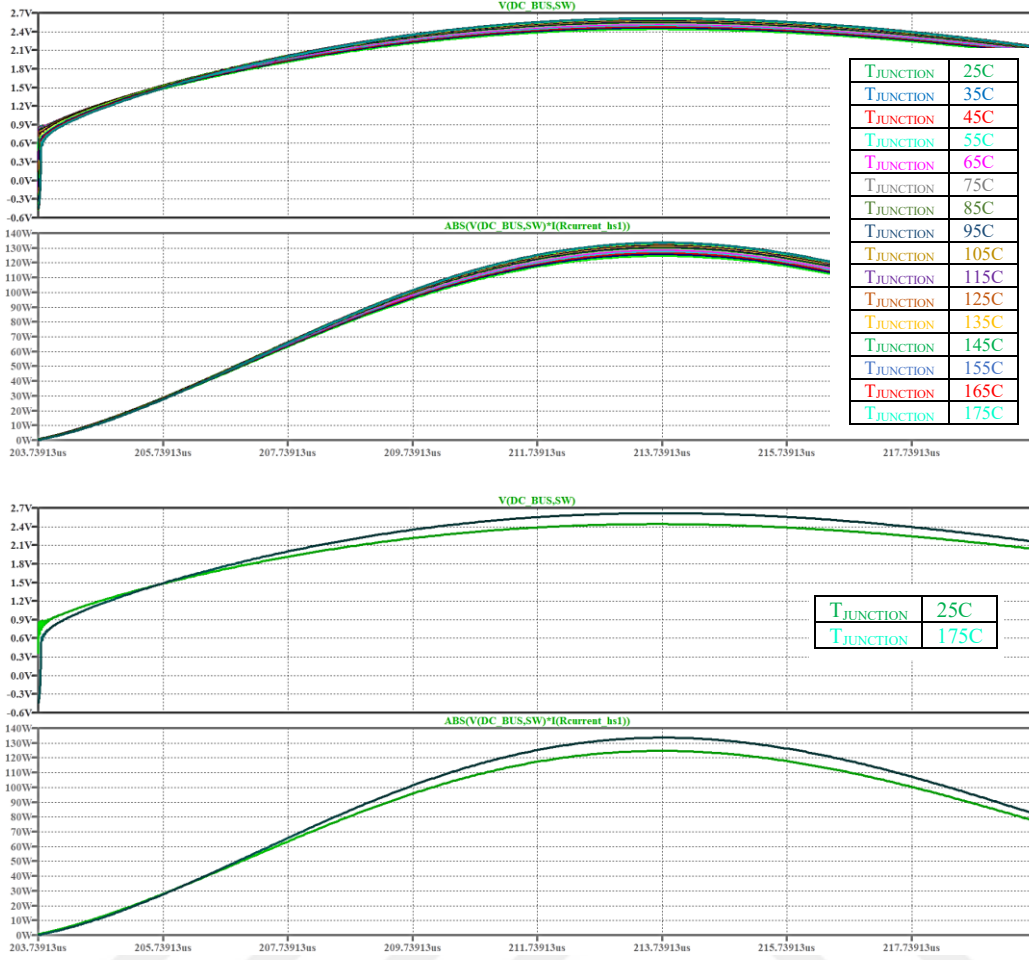
4.2.2 IGBT İletim Kayıpları

IGBT anahtarların yüksek güçlerde tercih edilme nedeni iletim anında gösterdikleri düşük ileri gerilim düşümüdür. Geçmiş bölümlerde de belirtildiği üzere NPT ve FS IGBT anahtarları PTC özelliğine sahiptirler. Yani anahtar jonksiyon sıcaklığı yükseldikçe ileri gerilim düşümü artmaktadır. Bu durum iletim kayıpları

bakımından olumsuz bir durum olsa da anahtarların paralel çalışabilmesi açısından oldukça önemlidir. Şekil 4.8 ve Şekil 4.9’da bu durum gözler önüne serilmiştir. Günümüzde kullanılan ev tipi induksiyon ocak çalışma koşulları dikkate alındığında IGBT seçiminde ileri gerilim düşümü ve bunun sıcaklık ile olan ilişkisi en önemli seçim kriteridir. Bunun temel nedeni anahtarın iletim süresi anahtarlama periyodunun çok büyük bir kısmını oluşturması ve akım seviyesinin yüksek olmasıdır.



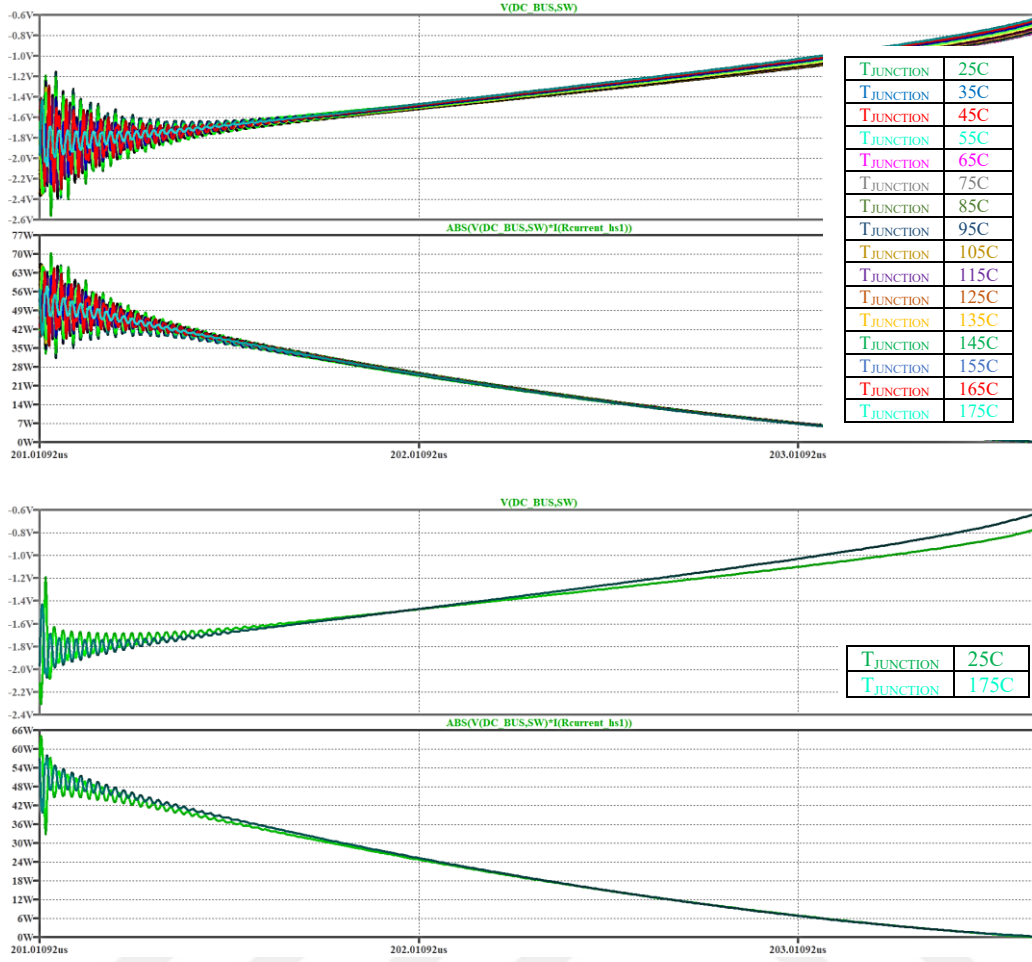
Şekil 4.8 Farklı jonksiyon sıcaklıkları için anahtar ileri gerilim düşümünün değişimi



Şekil 4.9 Farklı jonksiyon sıcaklıkları için anahtar ileri gerilim düşümünün iletim kaybına olan etkisi

4.2.3 Ters Paralel Bağlı Diyotun Kayıpları

Daha önce de belirtildiği üzere yarım köprü dönüştürücüde serbest dolaşım bölgesinde sadece iletim kayıpları mevcuttur. Aşağıda farklı çalışma sıcaklıkları için diyotun ileri gerilim düşümü verilmiştir. Tahmin edileceği üzere diyotun jonksiyon sıcaklığı yükseldikçe ileri gerilim düşümü yükselmiş ve iletim kayıpları artmıştır. Şekil 4.10'da bu durum özler önüne serilmiştir.



Şekil 4.10 Farklı jonksiyon sıcaklıkları için diyot ileri gerilim düşümü ve iletim kaybı değişimi

Günümüzde kullanılan ev tipi induksiyon ocak çalışma koşulları dikkate alındığında IGBT seçiminde diyotun ileri gerilim düşümü ve bunun sıcaklıkla olan değişimi ana seçim kriteri olarak düşünülmemektedir. Bunun temel nedeni diyot bölgesinin anahtarlama periyodunun çok küçük bir bölümünü oluşturması ve akım değerinin düşük olmasıdır.

4.3 İndüksiyon Ocaklar için Uygun IGBT Seçimi

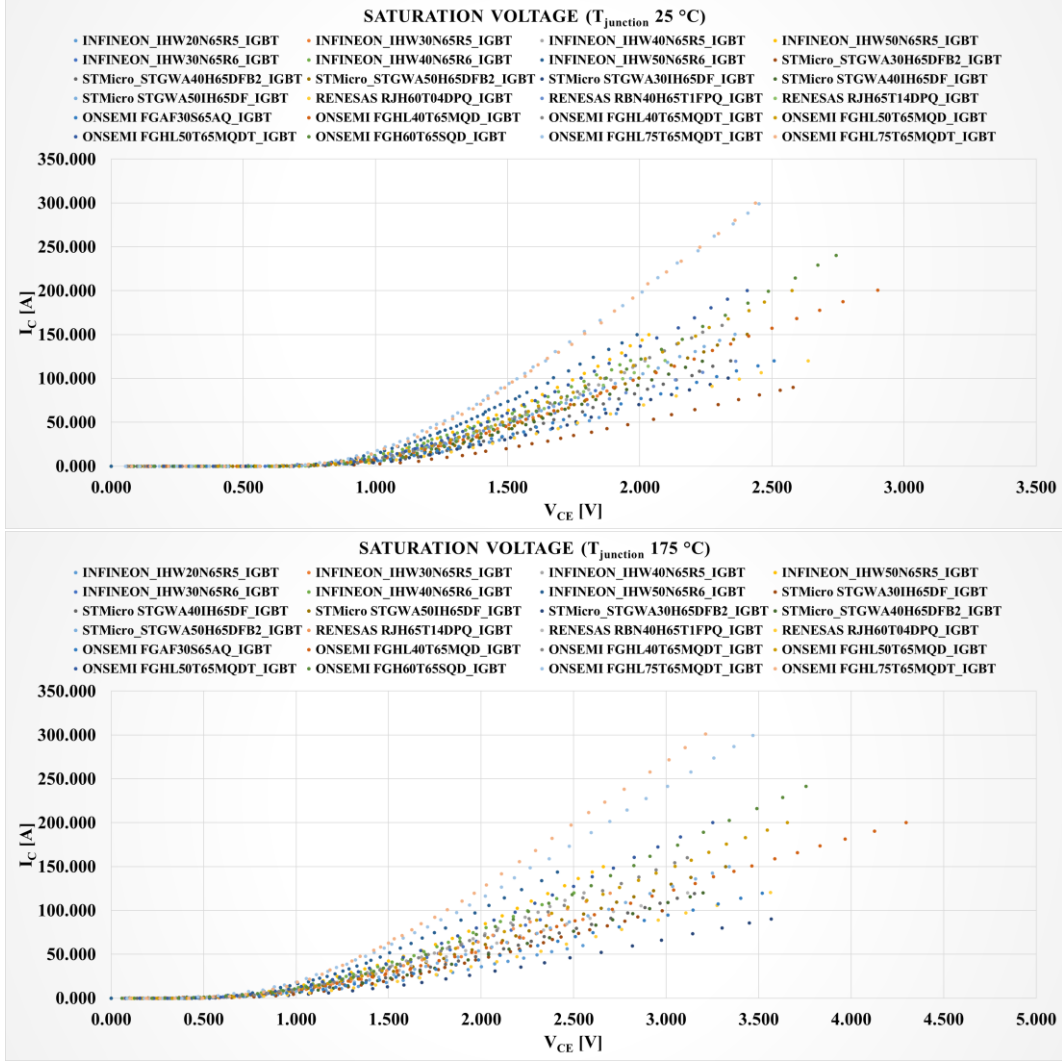
Günümüzde seri rezonans yarım köprü dönüştürücü için uygun akım ve gerilim seviyelerine sahip birçok farklı IGBT mevcuttur. Bunlardan bazıları özellikle rezonanslı-yumuşak anahtarlama dönüştürücüler ve induksiyonla ısıtma sistemleri için özelleştirilmişken bazıları ise genel amaçlı olarak üretilmiş anahtarlardır. Bu kısımda farklı yarıiletken üreticilerinden farklı parça numaralı anahtarlar incelenecek ve en uygun anahtar seçimi yapılacaktır. Buradaki temel amaç WBG

anahtarlarla karşılaştırmak amacıyla kullanılacak en iyi Si tabanlı anahtarı belirlemektir. Aşağıda inceleme yapılan anahtarlar verilmiştir. Önceki bölümlerde iletim kayıplarının anahtarlama kayıplarına nazaran çok daha baskın olduğundan anahtar kıyaslamaları V_{CEsat} özelinde yapılacaktır. Yapılan kıyaslama hem $T_{junction} = 25^{\circ}C$ hem de $T_{junction} = 175^{\circ}C$ için kıyaslama yapılmıştır. İndüksiyonla ısıtma sistemleri için IGBT jonksiyon sıcaklığını yaklaşık olarak $120^{\circ}C$ almak makul bir yaklaşım olacaktır. Kıyaslama yapılan anahtarlar Tablo 4.1’de verilmiştir.

Tablo 4.1 Seri rezonans yarım köprü dönüştürücü için kullanılabilir anahtarlar

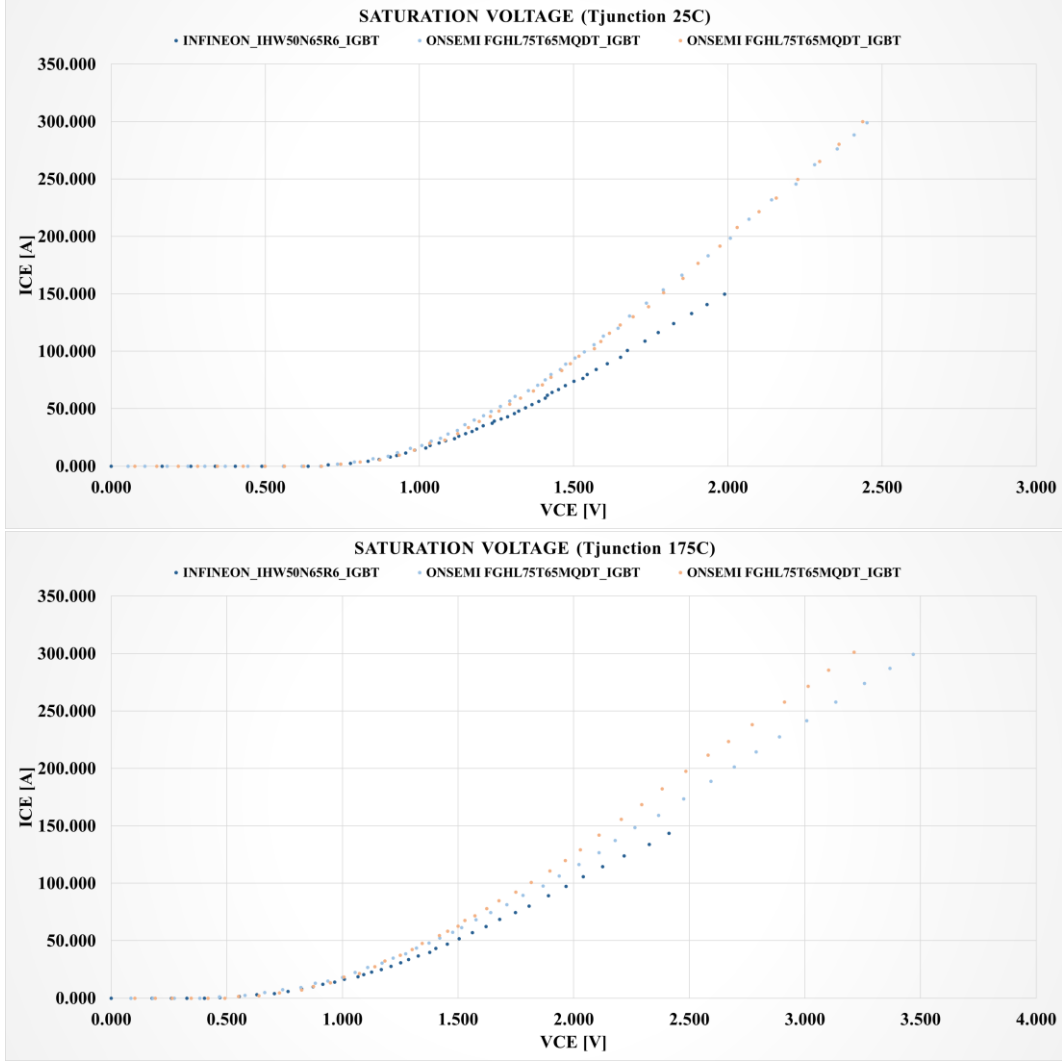
Üretici	Parça Numarası	Üretici	Parça Numarası	Üretici	Parça Numarası	Üretici	Parça Numarası
Infinion	IHW30N65R6	STMicro	STGWA30IH65DF	Onsemi	FGAF30S65Q	Renesas	RJH60T04DPQ
Infinion	IHW40N65R6	STMicro	STGWA40IH65DF	Onsemi	FGHL40T65MQD	Renesas	RBN40H65TIFPQ
Infinion	IHW50N65R6	STMicro	STGWA50IH65DF	Onsemi	FGHL40T65MQDT	Renesas	RJH65T14DPQ
Infinion	IHW20N65R5	STMicro	STGWA30IH65DFB2	Onsemi	FGHL50T65MQD		
Infinion	IHW30N65R5	STMicro	STGWA40IH65DFB2	Onsemi	FGHL50T65MQDT		
Infinion	IHW40N65R5	STMicro	STGWA50IH65DFB2	Onsemi	FGHL60T65SQD		
Infinion	IHW50N65R5			Onsemi	FGHL75T65MQD		
				Onsemi	FGHL75T65MQDT		

Tablo 4.1’de verilen anahtarların tamamı ilk önce katalog bilgilerine göre kıyaslanmıştır. Yapılan bu kıyaslama ölçüm ve benzetim sonuçlarıyla da uyumluluk göstermektedir. Şekil 4.11’de katalog bilgilerine dayanarak yapılan karşılaştırmanın farklı jonksiyon sıcaklıkları için sonuçları verilmiştir.



Şekil 4.11 $T_{\text{junction}} = 25^{\circ}\text{C}$ ve $T_{\text{junction}} = 175^{\circ}\text{C}$ için $V_{\text{CEsat}} - I_{\text{C}}$ grafikleri

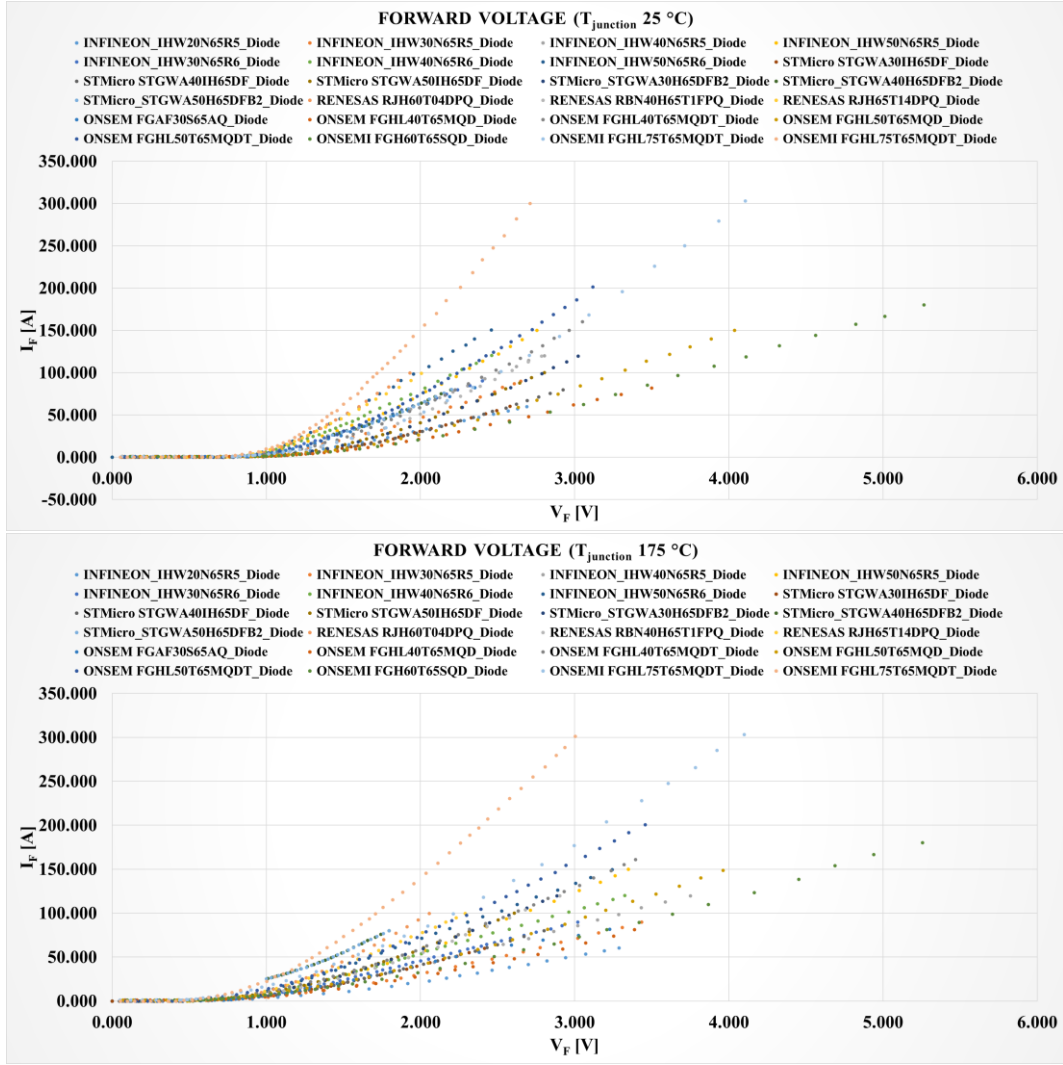
Şekil 4.11’de verilen grafikler incelendiğinde 3 IGBT ön plana çıkmaktadır. Öne çıkan bu anahtarların karakteristikleri Şekil 4.12’de verilmiştir.



Şekil 4.12 Ön plana çıkan anahtarlar için $T_{\text{junction}} = 25^{\circ}\text{C}$ ve $T_{\text{junction}} = 175^{\circ}\text{C}$
 $V_{\text{CEsat}}-I_{\text{C}}$ grafikleri

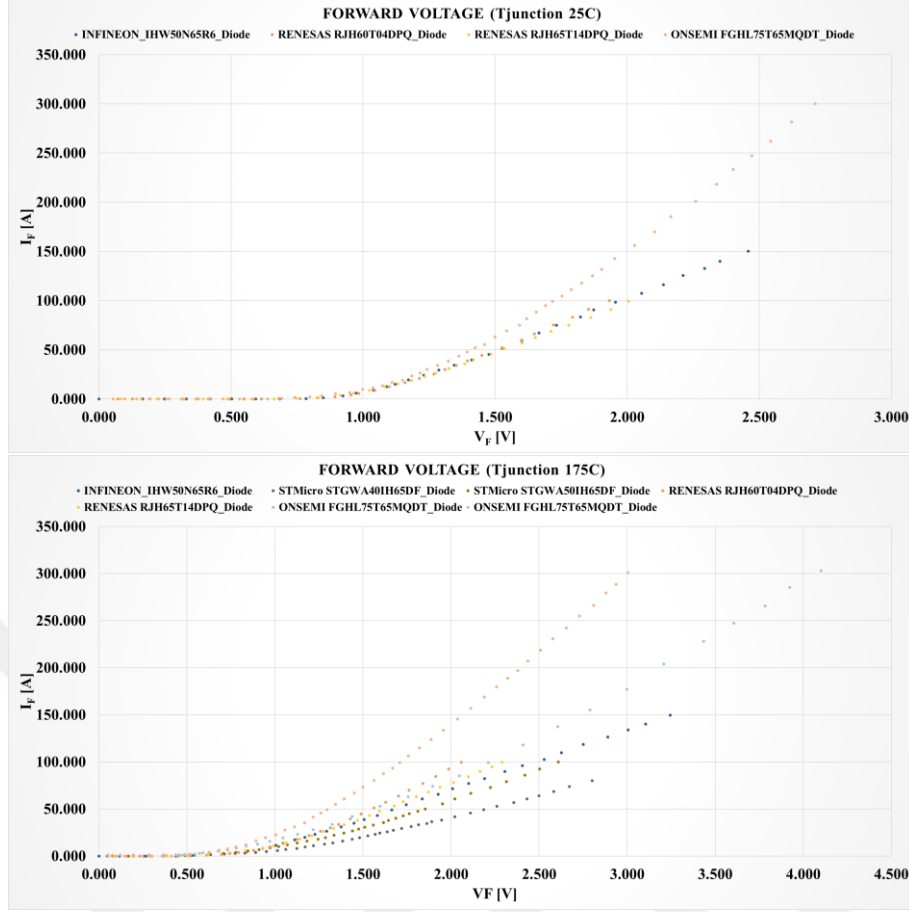
Burada Onsemi firmasından FGHL75T65MQDT ($75\text{A}_{@T_{\text{C}}=100^{\circ}\text{C}}$ 650V) ve FGHL75T65MQD ($75\text{A}_{@T_{\text{C}}=100^{\circ}\text{C}}$ 650V) parça numaralı anahtarlarıyla Infineon firmasından IHW50N65R6 ($65\text{A}_{@T_{\text{C}}=100^{\circ}\text{C}}$ 650V) parça numaralı anahtar en düşük V_{CEsat} gerilimine sahip anahtarlardır. IHW50N65R6 parça numaralı anahtar indüksiyonla ısıtma sistemleri için özel olarak optimize edilmiş son nesil anahtar olup RC teknolojisine sahiptir. Bu durum fiyat açısından da büyük avantaj sağladığından IHW50N65R6 parça numaralı anahtar referans olarak alınmıştır.

Bahis geçen anahtarlar diyot ileri gerilim düşümü (V_{F}) bakımından da katalog bilgileri baz alınarak kıyaslanmıştır. Farklı jonksiyon sıcaklıkları için elde edilen sonuçlar Şekil 4.13’de verilmiştir.



Şekil 4.13 $T_{\text{junction}} = 25^{\circ}\text{C}$ ve $T_{\text{junction}} = 175^{\circ}\text{C}$ için V_F - I_F grafikleri

Yapılan kıyaslama sonucunda Şekil 4.14'te verilen anahtarlar ön plana çıkmıştır.



Şekil 4.14 Ön plana çıkan anahtarlar için $T_{\text{junction}} = 25^{\circ}\text{C}$ ve $T_{\text{junction}} = 175^{\circ}\text{C}$ V_F - I_F grafikleri

Kıyaslama yapmak amacıyla seçilen IHW50N65R6 anahtarı iletim kayıpları bakımından çok iyi performans sergilese de ters iletim kayıpları ve anahtarlama performansı bakımından makul sayılabilecek bir performans sergilemektedir. Geçmiş bölümlerde belirtildiği üzere anahtar kayıplarının çok büyük bir kısmının IGBT iletim kayıpları tarafından oluştuğu unutulmamalıdır.

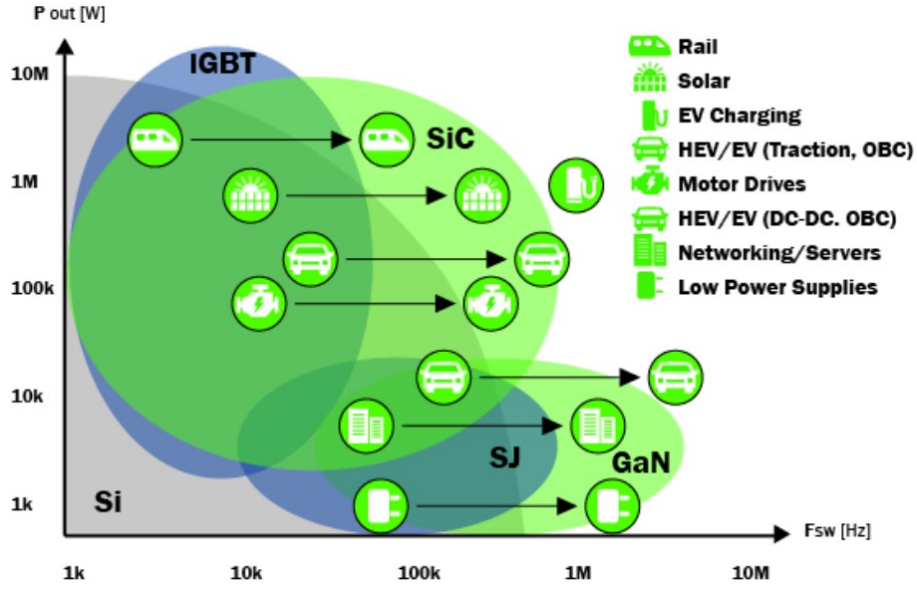
Sonuç olarak WBG (Wide Band Gap) anahtarlar ile yapılacak kıyaslamalarda referans anahtar olarak IHW50N65R6 (Infineon) kullanılacaktır. Yarıiletken anahtarlarda kayıplar iletim (conduction loss) ve anahtarlama (switching loss) kayıplarından meydana gelmektedir. IGBT için iletim ve anahtarlama kayıpları etkin iken diyot için sadece iletim kayıpları etkindir. IGBT için iletim kayıpları iletim gerilim düşümü (V_{CEsat}) ve 'drift region' direncinden (r_{drift}) meydana gelmektedir. Diyot kayıpları ise diyot ileri gerilim düşümü (V_F) ve iç direncinden

(r_{DF}) kaynaklanmaktadır. Anahtarlama kayıpları için kullanılan bastırma hücresi ve kontrol algoritması önem arz etmektedir.

4.4 Yeni Nesil Güç Anahtarlarının İncelenmesi

Günümüzde birçok farklı uygulama sahasında Si temelli yarıiletken güç anahtarlarını görmek mümkündür. Güç faktörü düzeltme devreleri, kesintisiz güç kaynakları, otomotiv ve raylı ulaşım sistemleri bu uygulama alanlarında sadece birkaçıdır. Gelişen üretim teknolojiyle birlikte Si temelli anahtarlar teorik limitlerine yaklaşmıştır. Bu nedenle WBG yarıiletken malzemeler güç elektroniği için çok büyük ilgi alanı haline gelmiştir. WBG güç anahtarları kullandıkları yarıiletken malzemeler nedeniyle Si temelli anahtarlara kıyasla birçok avantaja sahiptirler. Teorik çalışma sınırlarına dayanan Si temelli anahtarlara nazaran WBG anahtarlar üstün performans sergilemektedir. Bu kısımda yarıiletken malzemelere ait temel özellikler işlenerek bu malzemelerin kıyası yapılacaktır.

Günümüz güç elektroniği dönüştürücülerinde düşük güçler ve yüksek anahtarlama frekanslarında MOSFET tercih edilirken yüksek güçler ve düşük-orta frekanslarda IGBT tercih edilmektedir. Si MOSFET'lerde en önemli problem gerilim seviyesi ile artan $R_{DS(on)}$ direnci ve iletim kaybı iken IGBT'lerde en önemli problem ise kuyruk akımı nedeniyle yüksek frekanslarda artan anahtarlama kayıplarıdır. WBG anahtarların gelişmesiyle yüksek ve çok yüksek güçlü ve yüksek frekanslı uygulamalarda SiC MOSFET tercih edilmeye başlanırken düşük güçlerde ve çok yüksek frekanslarda GaN HEMT tercih edilmeye başlanmıştır. Böylelikle SiC MOSFET IGBT'nin yerini alırken GaN HEMT'in Si MOSFET'in yerini alması beklenmektedir. Kullanılan güç seviyeleri ve uygulama alanları bakımından Si temelli ve WBG anahtarların karşılaştırması Şekil 4.15'de verilmiştir.

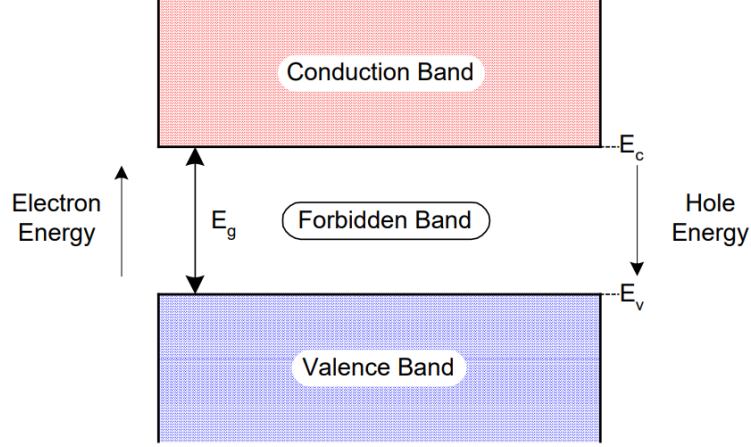


Şekil 4.15 Yarıiletken malzemelerin kullanıldığı uygulamalar [57]

Bu bölümde Si temelli anahtarlar ile WBG anahtarların kimyasal ve fiziksel özellikleri detaylı olarak ele alınmıştır.

4.4.1 Geniş Bant Aralığı (Wide Band Gap)

Katılarda elektronlar belirli enerji bantlarında bulunurlar. Bu enerji bantları 'Valance', 'Forbidden' ve 'Conduction' olarak üçe ayrılmaktadır. Burada 'Valance' bandında bulunan elektronların yeteri kadar bir enerji seviyesiyle uyarılmasıyla 'Conduction' bandına geçerler. Teorik olarak 'Forbidden' bölgesinde elektron bulunmamaktadır. Şekil 4.16'da bu bant aralıkları gösterilmektedir.



Şekil 4.16 Katılarda bant aralıkları

İletkenler için gereken enerji seviyesi çok düşükken yalıtkan için bu değer oldukça yüksektir. Yarıiletken malzemeler göz önüne alındığında silikon için bu değer yaklaşık olarak 1.12 eV değerindedir. Bu nedenle silikon WBG olarak tanımlanmamaktadır. Tablo 4.2’den de görüleceği üzere 4H-SiC ve GaN yaklaşık olarak x3 daha yüksek bant aralığına sahiptir. Bu durum özellikle malzemenin çok daha yüksek sıcaklık seviyelerinde çalışmasını sağlamaktadır. Maksimum çalışma sıcaklığının üzerinde yarıiletken malzeme tahrip olarak iletken duruma geçmektedir. Si için maksimum çalışma sıcaklığı 175°C iken SiC için 900°C civarındadır.

4.4.2 Elektrik Alan Dayanımı

Elektrik alan dayanımı kullanılacak yarıiletken katmanların kalınlığıyla doğrudan ilintilidir. Malzeme ne denli yüksek elektrik alan dayanımına sahipse o denli ince katman kullanacaktır. Böylelikle iletim durumunda (drift region) oluşan eşdeğer direnç (R_{DSon}) azalacak ve iletim kayıpları o denli düşecektir. Tablo 4.2’de farklı malzemeler için elektrik alan dayanımı karşılaştırılmıştır. Ayrıca kullanılan katmanların incilmesi anahtarlama hızı üzerinde de olumlu bir etki gösterecektir. Böylelikle anahtarlama kayıpları da düşecektir.

4.4.3 Sürüklenme Hızı

Elektrik alan içerisinde elektronların kazandığı ortalama hız Sürüklenme Hızı (drift velocity) olarak tanımlanmaktadır. Bu parametre anahtarlama hızı ile doğrudan ilintilidir. Bu değer ne denli yüksekse anahtar o denli yüksek hızlarda anahtarlama

gerçekleştirecektir. Tablo 4.2’de farklı malzemeler için sürüklenme hızı karşılaştırılmıştır

4.4.4 Termal İletkenlik

Termal iletkenlik özelliği güç dönüştürücüleri için çok kritik bir özelliktir. Soğutma sistem tasarımı ve devrenin güç yoğunluğunun yükseltilmesi için yarıiletkenin çok iyi termal iletkenliğe sahip olması beklenmektedir. Tablo 4.2’de yarıiletken malzemelere ait termal iletkenlik performansı kıyaslanmıştır. Termal iletkenliğin iyi olması aynı güç seviyesinde daha kompakt paket kılıflarının tasarımına yol açmaktadır.

Tablo 4.2’de tüm kimyasal özellikler verilmiştir. Buradan hareketle indüksiyonla ısıtma devreleri için topolojiye bağlı olmak şartıyla GaN HEMT ve SiC MOSFET kullanımı uygun görülmektedir. Seri rezonans yarım köprü dönüştürücü için hem GaN HEMT hem de SiC MOSFET uygun görülürken Tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücü için SiC MOSFET uygun görülmektedir.

Tablo 4.2 Yarıiletken malzemelerin kimyasal özellikleri

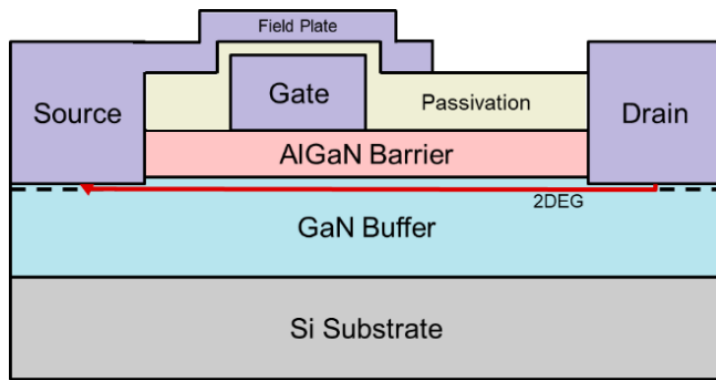
Property	Unit	Si	GaAs	6H-SiC	4H-SiC	GaN	Diamond
Band Gap Energy	eV	1.12	1.43	3.03	3.26	3.45	5.45
Dielectric Constant		11.9	13.1	9.66	10.1	9	5.5
Electric Breakdown Field	kV/cm	300	400	2500	2200	2000	10000
Electron Mobility	cm ² /Vs	1500	8500	500	1000	1250	2200
Hole Mobility	cm ² /Vs	600	400	101	115	850	850
Thermal Conductivity	W/cmK	1.5	0.46	4.9	4.9	1.3	22
Saturated Electron Drift	10 ⁷ cm/s	1	1	2	2	2.2	2.7

4.4.5 GaN HEMT Yapısı

GaN HEMT (High Electron Mobility Transistor) hem güç elektroniği hem de RF uygulamalarında tercih edilmektedir. MHz seviyelerinde anahtarlama yapabilme kabiliyetleri nedeniyle çok yüksek güç yoğunluğuna sahip güç dönüştürücülerinde sıklıkla karşılaşılmaktadır. Şekil 4.17’de GaN HEMT yapısı verilmiştir. Görüleceği üzere ‘Lateral Structure’ yapısına sahiptir ve yapısında herhangi bir ters paralel bağlı diyot bulunmamaktadır. ‘Lateral Structure’ yapısı anahtar parazitiklerini azaltmak ve yüksek anahtarlama frekansları için oldukça avantajlıdır fakat aşırı akım ve yüksek gerilim dayanımı ‘Vertical Structure’ yapısına göre düşüktür.

Burada GaN Buffer katmanı ile AlGaN Barrier arasında 2DEG (2 Dimentional Electron Gas) adı verilen çok yüksek elektron hareketliliğine sahip bir kanal meydana gelir. Bu kanal sayesinde ters paralel bağlı bir diyota gerek kalmadan

akımı her iki yönde de iletilebilmektedir. Bahsi geçen bu kanal herhangi bir pn jonksiyona sahip değildir. Bunun sonucu olarak GaN HEMT’de herhangi bir ters toparlanma yükü ve kaybı meydana gelmemektedir. Bu durum özellikle sert anahtarlamalı topolojilerde hem elektromanyetik girişim hem de anahtarlama kayıpları bakımından çok büyük avantaj sağlamaktadır. 2DEG kanalının oluşmasına bağlı olarak GaN HEMT normal olarak iletimdedir, d-mode (Depletion Mode). Bu durum güç elektroniği dönüştürücülerinde güvenlik bakımından pek istenilen bir durum olmadığından e-mode (Enhancement Mode) anahtarlar da geliştirilmiştir. İlerleyen bölümlerde bu anahtarlar da işlenecektir.



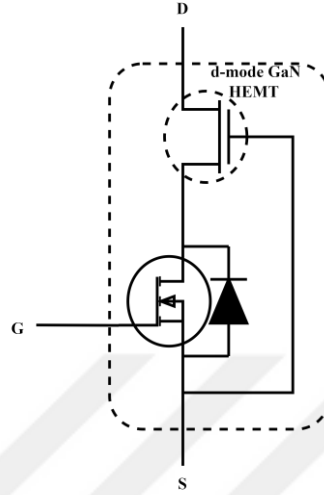
Şekil 4.17 GaN HEMT yarıiletken yapısı

‘Substrate’ malzemesi olarak Si veya SiC tercih edilebilmektedir. Burada maliyet ve termal iletkenlik ön plana çıkmaktadır. Genellikle Si tercih edilmektedir. AlGaN Barrier ve GaN Buffer katmanları yüksek elektron yoğunluğuna sahip 2DEG kanalının oluşunu için kullanılır. ‘Passivation’ katmanı ise koruma amaçlı kullanılırken ‘Field Plate’ ise elektrik alan yoğunluğunun eşit dağılması amacıyla kullanılmaktadır.

4.4.5.1 Cascade GaN HEMT Yapısı

Bu çözümde d-mode HEMT düşük gerilimli ve oldukça düşük iç dirence sahip bir Si MOSFET ile kontrol edilmektedir. Bu çözüme dair devre şeması Şekil 4.18’de verilmiştir. Böylelikle standart Si MOSFET kapı sürücülerini ve sürme gerilimleri ile GaN HEMT kontrol edilebilmektedir. Kapının sahip olduğu yüksek eşik gerilimi ($\approx 4V$) parazitik iletme girmelere karşı büyük avantaj sağlamaktadır. Fakat kullanılan MOSFET ilave $R_{DS_{on}}$ direncine neden olmaktadır. Bu nedenle bu tip konfigürasyonlar yüksek gerilim uygulamalarında tercih edilmektedir. İlave olarak

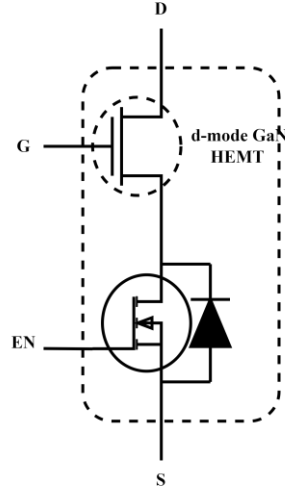
Si MOSFET'in sahip olduğu Q_{rr} yükü ters toparlanma kayıplarına neden olmaktadır. GaN HEMT'in kapısının doğrudan sürülememesi ilave bir dezavantaj olarak verilebilir. Kılıfta oluşacak karmaşıklık ve parazitik indüktansın artması GaN HEMT anahtarlama performansını olumsuz etkilemektedir.



Şekil 4.18 Cascade GaN HEMT yapısı

4.4.5.2 Direct Drive GaN HEMT Yapısı

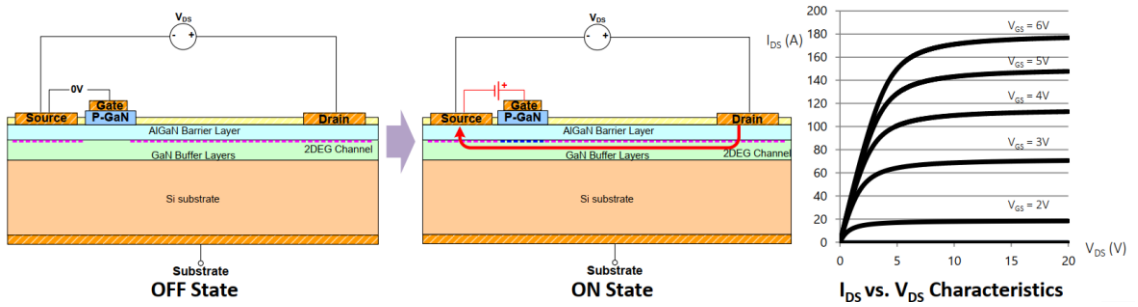
Bu tip konfigürasyonda düşük gerilimli bir Si MOSFET GaN HEMT ile seri bağlanmıştır. Bu MOSFET kapı sürme amaçlı olarak kullanılmamaktadır. Sadece başlangıçta akım akmamasını garanti etmek amaçlıdır. Burada GaN HEMT kapısı doğrudan sürülebilmektedir ve böylelikle GaN HEMT doğrudan kontrol edilebilmektedir. Bu çözüme dair devre şeması Şekil 4.19'da verilmiştir.



Şekil 4.19 'Direct Drive' GaN HEMT yapısı

4.4.5.3 p-Mode GaN HEMT

Bu tip konfigürasyonda p GaN malzemesi 'Schottky Contact' ile 2DEG kanalını kesmek amaçlı kullanılmaktadır. Kapının yapısı Si MOSFET ile aynıdır fakat çok daha düşük eşik gerilimine ve oldukça düşük aşırı gerilim dayanımına sahiptir. Bu nedene ticarileşmiş GaN HEMT anahtarlarda tavsiye edilen sürme gerilimi 6 V/-3 V şeklindedir. Bunun nedeni kapı sürme geriliminde meydana gelebilecek gerilim sıçramalarında kapının yapısına zarar vermemek (6 V) ve kesim anında düşük eşik geriliminde dolayı parazitik iletme girmeyi engellemektir (-3 V). Şekil 4.20'de p-mode GaN yapısı verilmiştir.

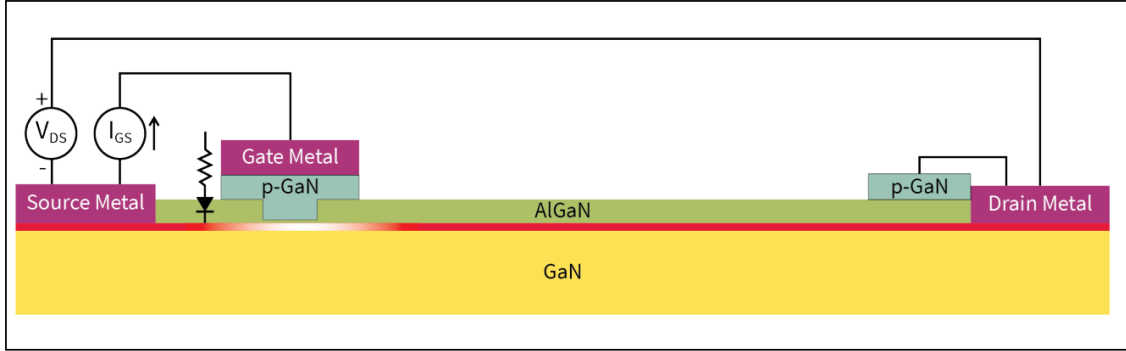


Şekil 4.20 p-mode GaN HEMT yapısı

4.4.5.4 GIT GaN HEMT (Gate Injected Transistor) Yapısı

Bu çözümde Schottky kontak kullanılmayıp omik kontak tercih edilmektedir. Bu sayede V_{GS} bir diyot gibi davranmaktadır ve bu nedenle akım kontrollüdür. Bu yapıda Schottky kontak yapısına göre daha dayanıklı bir kapı yapısı amaçlanmıştır. Fakat bu yöntemin en büyük dezavantajı gerektirdiği akım kontrolüdür. Bu durum

daha karmaşık kapı sürme devresine neden olurken sürme kayıplarını da artırmaktadır. Şekil 4.21’de GIT HEMT yapısı verilmiştir.



Şekil 4.21 GIT GaN HEMT yapısı


Şekil 4.22’de farklı GaN HEMT üreticileri, teknolojileri ve paket yapıları verilmiştir.

Manufacturer	GaN HEMT Type	Schematics	Package
GaNSystems	p-mode GaN		
Infineon	GIT		
Transphorm	Cascode		

Şekil 4.22 Farklı GaN HEMT yapıları ve üreticileri

Yapılan araştırma sonucunda indüksiyon ocak uygulamasında kullanmak üzere GaN Systems firmasından GS66516B anahtarı seçilmiştir. Bu anahtarı denemek

amacıyla yine aynı firmanın GSP65RxxHB-EVB parça numaralı deneme kartı kullanılmıştır. Bu kart yüksek güçlü uygulamalar için tasarlanmış bir kart olup üst ve alt anahtarlar iki adet paralel GS66516B HEMT'den meydana gelmektedir. Kullanılan anahtarın temel özellikleri ve deneme kartının yapısı Şekil 4.23 ve Şekil 4.24'de verilmiştir.



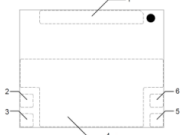
GS66516B
Bottom-side cooled 650 V E-mode GaN transistor
Datasheet

GS66516B
C9H8 (e4)

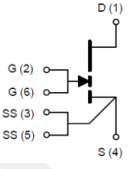
Features

- 650 V enhancement mode power transistor
- Bottom-side cooled configuration
- $R_{DS(on)} = 25 \text{ m}\Omega$
- $I_{DS(max)} = 60 \text{ A}$
- Ultra-low FOM die
- Low inductance GaN μ package
- Simple drive requirements (0 V to 6 V)
- Transient tolerant gate drive (-20 V / +10 V)
- Very high switching frequency (> 10 MHz)
- Fast and controllable fall and rise times
- Reverse current capability
- Zero reverse recovery loss
- Small 11 x 9 mm² PCB footprint
- Source Sense (SS) pins for optimized gate drive
- Dual Gate Pins for optimal paralleling
- RoHS 3 (6 + 4) compliant

Package Outline



Circuit Symbol



Şekil 4.23 Kullanılan GaN HEMT genel özellikleri



Şekil 4.24 GSP65RxxHB-EVB deneme kartı

Bahsi geçen deneme kartı iki adet karttan oluşmaktadır. İlk kart yarıiletken anahtarlarının bulunduğu güç kartıdır. Anahtarlar üzerinde meydana gelen kayıplar

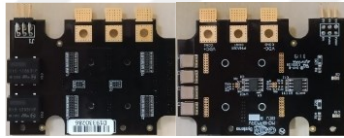
nedeniyle bu kart IMS (Insulated Material Substrate) şeklinde tasarlanmıştır. IMS kartı ilave bir soğutucuya monte edilmiştir. Bu kart yük akımını taşımak amacıyla tasarlanmıştır. İkinci kart ise kapı sürme devrelerinin bulunduğu karttır. Bu kart kapı sürme sinyallerinin gürültüden etkilenmemesi ve ‘Flux Cancellation’ tekniğinin uygulanması amacıyla tasarlanmıştır. ‘Flux Cancellation’ tekniğinde güç devresinde oluşacak parazitik indüktansın minimize edilmesi amaçlanmıştır. Böylelikle HEMT’ler daha düşük gerilim streslerine maruz kalacaktır. Kartın bu şekilde tasarlanmasında güç seviyesi en önemli etmendir. Bu kartta farklı frekans seviyelerinde maksimum 4 kW güç aktarımı yapılacaktır. Kullanılan deneme kartının yapısı Şekil 4.25’de verilmiştir.



GSP65RxxHB-EVB Deneme
Kartı IMS Güç Kartı



GSP65RxxHB-EVB Deneme
Kartı Soğutucusu

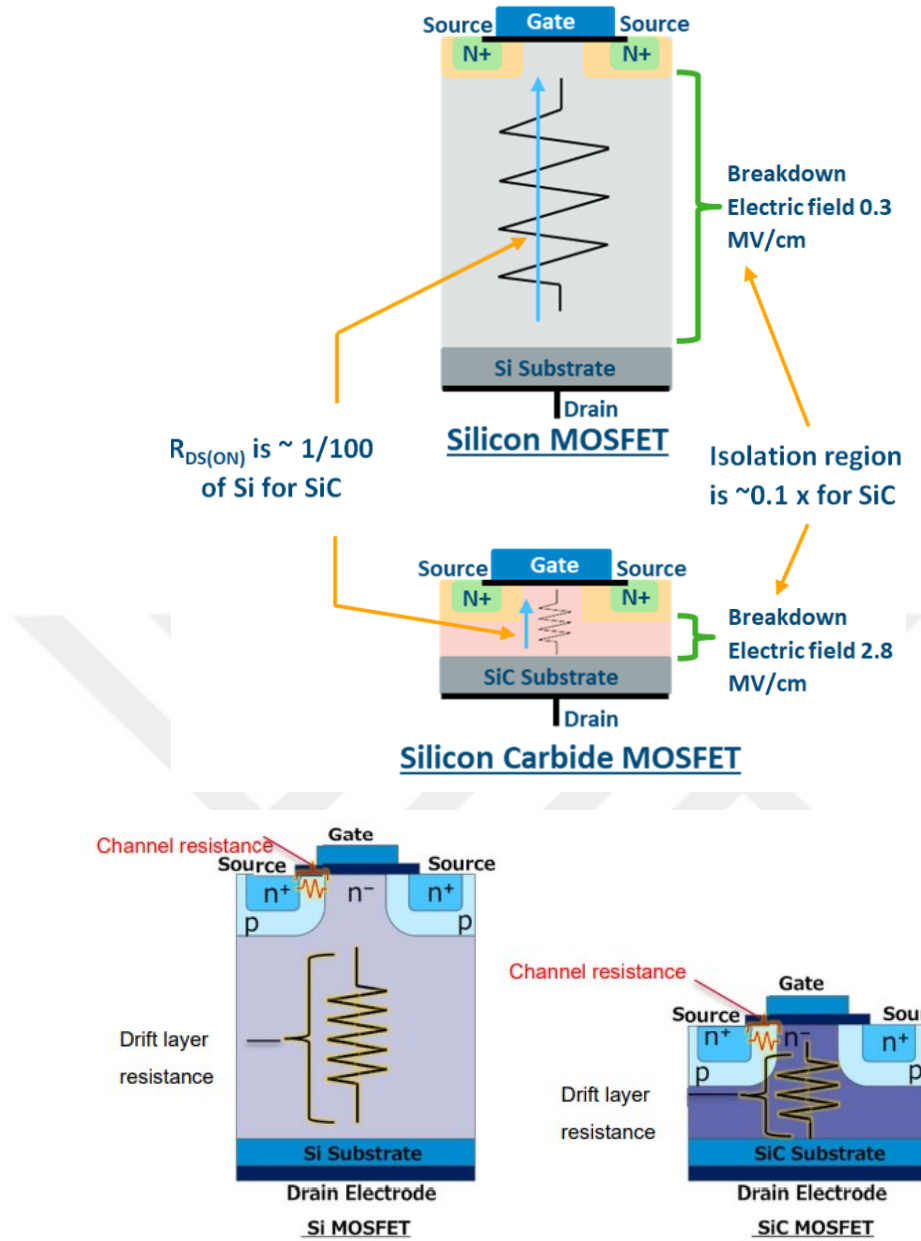


GSP65RxxHB-EVB Deneme
Kartı Kapı Sürme Kartı

Şekil 4.25 Kullanılan deneme kartı yapısı

4.4.6 SiC MOSFET Yapısı

Geçen bölümlerde SiC malzemesinin Si malzemesine nazaran sağladığı büyük avantajlardan bahsedilmişti. Bu avantajları kullanılarak gerçekleştirilen SiC MOSFET’ler Si MOSFET’ler ve Si IGBT’lere nazaran çok büyük avantajlar sağlamaktadır. Şekil 4.26’da SiC MOSFET’in yapısı verilmiştir. Görüleceği gibi SiC MOSFET ‘Vertical Structure’ yapısına sahiptir. Bu yapı aşırı akım ve gerilim dayanımı bakımından avantajlıyken parazitikler bakımından olumsuz bir etkiye sahiptir. Ayrıca SiC MOSFET yapısında parazitik bir diyot (ters paralel bağlı diyot, body diode) da barındırmaktadır.



Şekil 4.26 SiC MOSFET yarıiletken yapısı

SiC'in sahip olduğu üstün performans nedeniyle aynı gerilim seviyesi için çok daha ince bir şekilde üretilebilmektedir. Bu durum iletim kayıpları ve anahtarlama kayıpları bakımından Si MOSFET ve Si IGBT'lere nazaran çok büyük avantajlar sağlamaktadır. Ticarileşmiş SiC MOSFET'lere baktığımızda kapı sürme gerilimlerinin 18 V/-4 V olduğu görülmektedir. Burada 18 V gerilim değeri oluşan kanalın direncini ($R_{channel}$) belirlemektedir. Kapı gerilimi düştükçe kanal direnci artmaktadır. Bu güç elektroniği dönüştürücüleri bakımından istenilen bir durum değildir. -4 V gerilimi ise parazitik iletme girmelerin önüne geçmek amacıyla kullanılmaktadır. Kapı eşik geriliminin henüz istenilen seviyede olmaması Negatif

kapı gerilimini kullanımını zorunlu hale getirmektedir. Gelişen teknolojiyle birlikte 'Planar Gate' yapısından 'Trench Gate' yapısına yavaş yavaş geçilmektedir. 'Trench Gate' yapısıyla birlikte daha yüksek eşik gerilimleri elde edilmekte ve negatif kapı gerilimine gerek kalmadan parazitik iletme girmelerin önüne geçilmektedir.

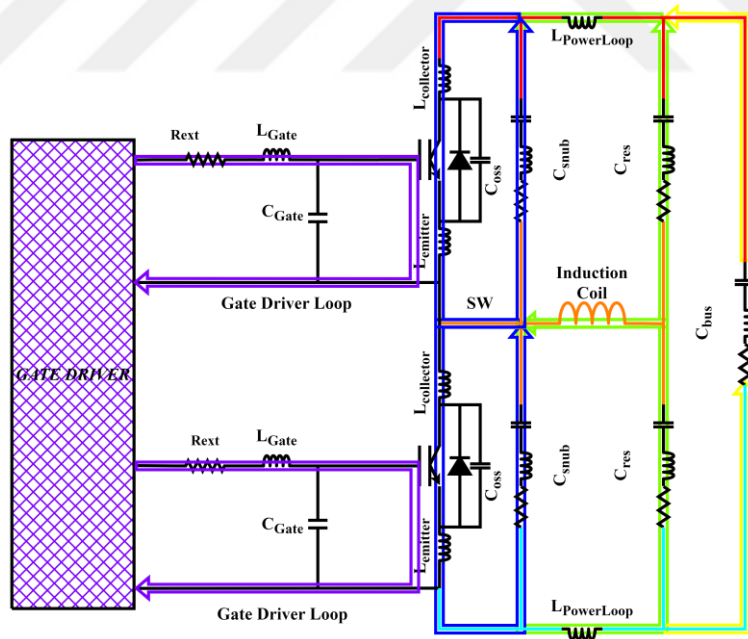


BASKI DEVRE TASARIMI

Bu bölümde ev tipi indüksiyonla ısıtma sistemleri için baskı devre (PCB) tasarımı üzerinde durulacaktır. Sistemin sağlıklı çalışabilmesinin yanı sıra maliyet ve güç yoğunluğu bakımından baskı devre tasarımı çok büyük bir öneme sahiptir.

5.1 Devre Parazitliklerinin İncelenmesi

Güç elektroniği devrelerinde elektromanyetik uyumluluk oldukça önemli bir konudur. Yüksek akım ve gerilim değerlerinin günden güne kısalan düşme ve yükselme zamanlarıyla anahtarlanması elektromanyetik uyumluluk bakımından büyük bir problem oluşturmaktadır. Bilindiği üzere baskı devre tasarımı elektromanyetik uyumluluk bakımından çok büyük bir öneme sahiptir. Komponentlerin yerleşimi ve anahtarlanmanın meydana geldiği bölgeler baskı devre tasarımından önce analiz edilmeli ve buna göre uygun bir baskı devre tasarımı yapılmalıdır. Şekil 5.1’de yarım köprü dönüştürücüye ait devre şeması verilmiştir.



Şekil 5.1 Seri rezonans yarım köprü dönüştürücü devre parazitikleri

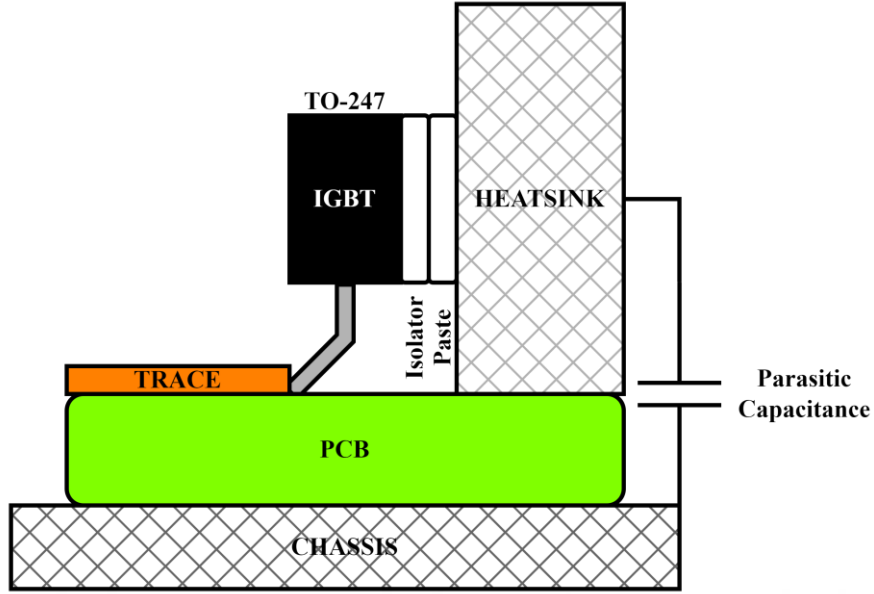
Baskı devre tasarımı bakımından en kritik nokta Anahtarlama Düğümüdür (Switching Node). Bu nokta, yarıiletken anahtarların anahtarlanması sonucunda gerilim değişiminin ($\frac{dv}{dt}$) olduğu noktadır. Bu nedenle bu nokta ortak mod

gürültü oluşumu açısından oldukça kritiktir. Kullanılan bastırma kondansatörlerinin değeri düşme ve yükselme zamanını doğrudan belirlemektedir. Bastırma kondansatörünün değeri yükseldikçe düşme hızı azalmaktadır ve böylelikle güç devresi ile şase arasında oluşan parazitik kapasitelerden akan akımın değeri düşmektedir. Bastırma kondansatörünün değeri düştükçe bu parazitik kapasitelerden akan akımın değeri yükselmektedir. Bu parazitik akımlar LISN (Line Impedance Stabilization Network) üzerinde yüksek frekanslı gürültü olarak kendini göstermektedir. Şekil 5.2’de EMC laboratuvarlarında sıklıkla kullanılan LISN ve EMI Alıcısı cihazlarının görselleri verilmiştir.



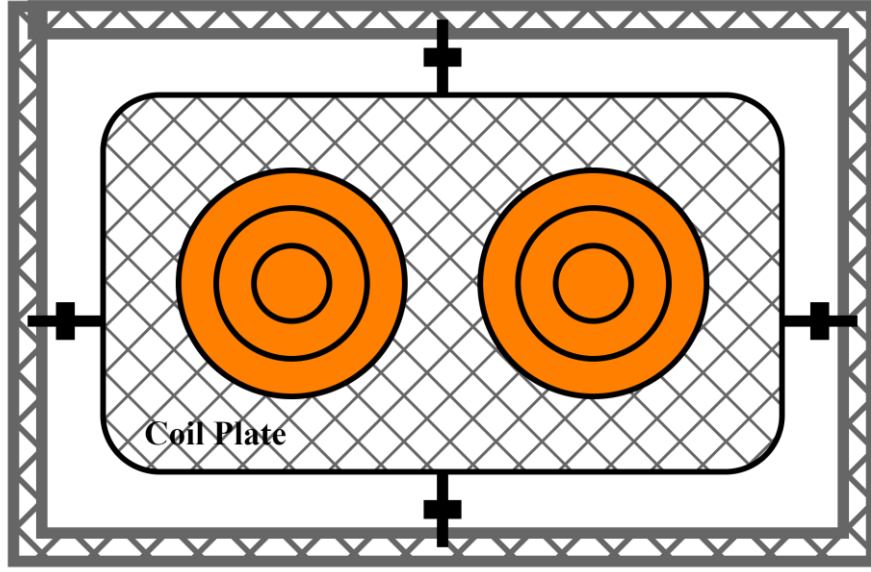
Şekil 5.2 EMC testlerinde kullanılan LISN ve EMI alıcısı

Anahtarlama noktasındaki gerilim değişimi TO-247 kılıf anahtarlar nedeniyle soğutucu (heatsink) üzerinde de kendisini göstermektedir. Anahtarın sahip olduğu iletken yüzey ile soğutucu arasına konumlandırılan termal izolatör ve termal macun parazitik kapasite oluşturmaktadır. Böylelikle anahtar geriliminin değiştiği anlarda bu parazitik kapasite üzerinden akım akacaktır. Soğutucunun nasıl konumlandırılacağı oldukça önemlidir. Şekil 5.3’de anahtarın soğutucu üzerindeki konumu verilmiştir.



Şekil 5.3 Anahtarlama düğümünün soğutucuya olan etkisi

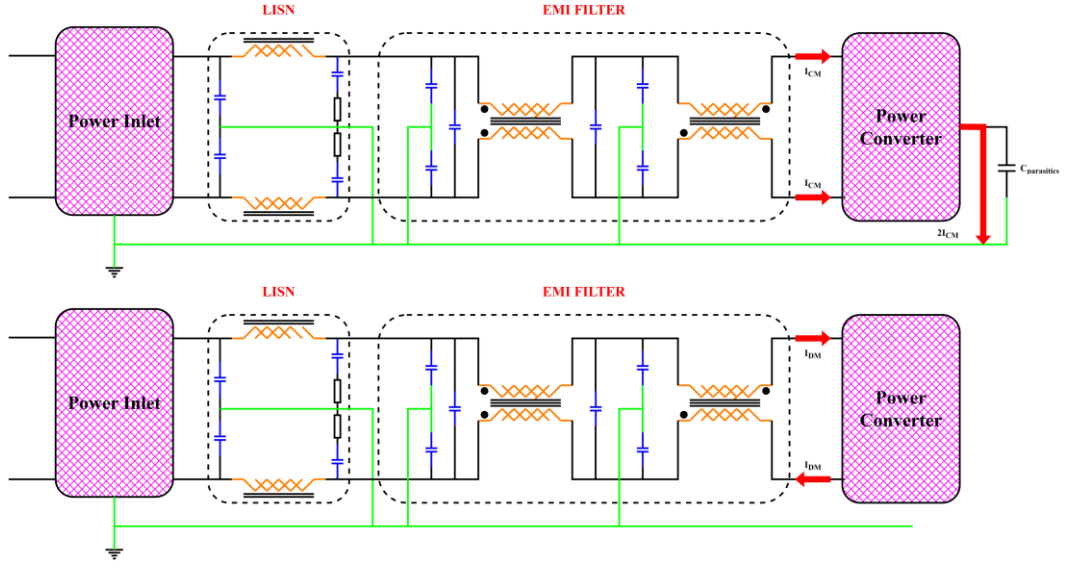
Aynı hassasiyet bobin plakası için de gösterilmelidir. Çünkü bobin plakası doğrudan bobin gerilimine maruz kalmaktadır. Bobin gerilimiye anahtarlama düğümü olduğundan bobin plakası da elektromanyetik uyumluluk bakımından önem arz etmektedir. Ürün henüz tasarım aşamasındayken bobin plakasının nasıl konumlandırılacağına dikkatlice karar verilmelidir. Şekil 5.4'te bobin plakasının oluşacak parazitik kapasiteye olan etkisi verilmiştir.



CHASSIS

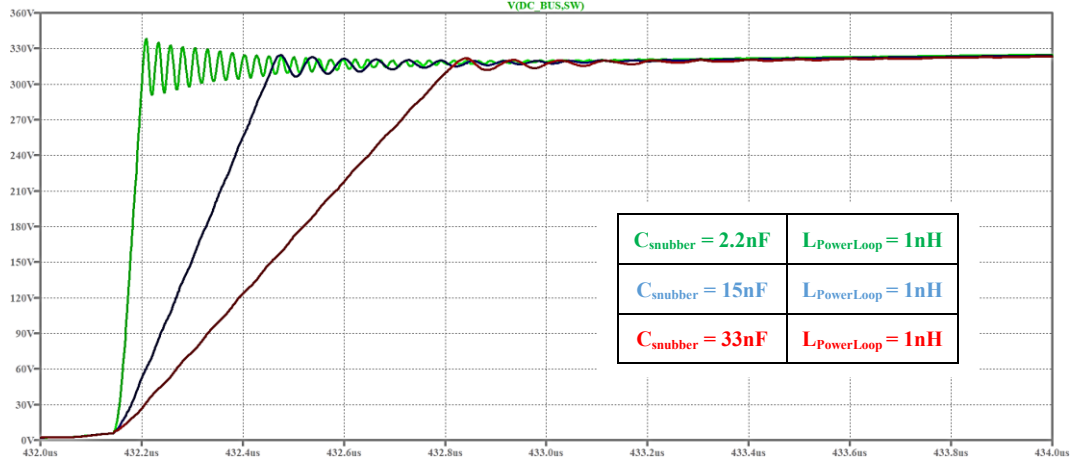
Şekil 5.4 Bobin plakasının parazitik kapasite üzerindeki etkisi

Anahtarlama noktasının yayılım testlerine ve diğer mikroelektronik devrelere olan etkisini hafifletmek veya tamamen ortadan kaldırmak için PCB henüz tasarım aşamasındayken önlem almak gerekmektedir. Bu yöntemlerden bir tanesi Ekranlamadır (shielding). Bu yöntemde anahtarlama noktası iç katmanlara ve güç devresi referansına yakın olacak şekilde konumlandırılarak şase ile arasında oluşacak parazitik kapasitenin tesiri azaltılmaktadır. Anahtarlama noktası baskı devre üzerinde olabildiğince küçük bakır alanıyla çizilmelidir. Bunun neticesinde bu noktanın oluşturacağı parazitik kapasite küçülecektir. Fakat burada anahtarlama noktasının taşıyacağı akım seviyesi de göz önünde bulundurulmalıdır. Seri rezonans yarım köprü dönüştürücüde en yüksek akım değeri bu devre yolu üzerinden akmaktadır. Şekil 5.5’de seri rezonans yarım köprü üç devresi için fark durum ve ortak durum gürültülerinin oluşumu verilmiştir.

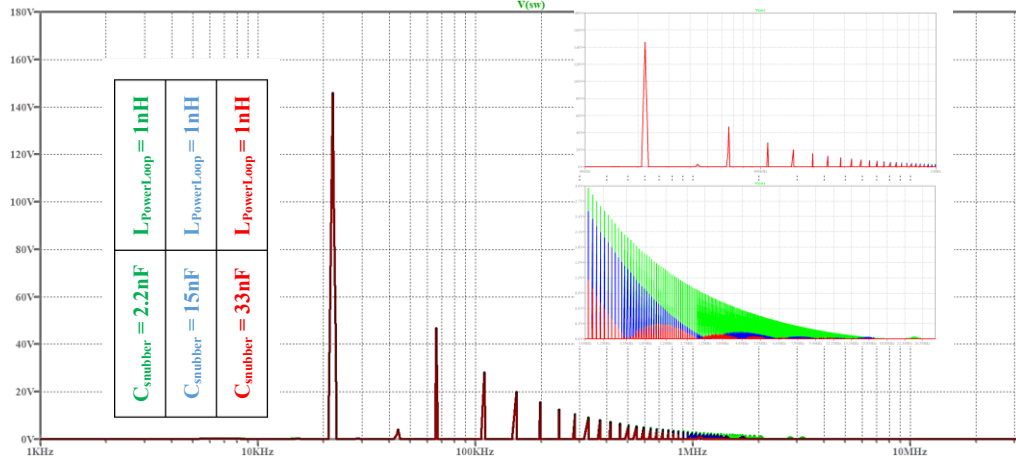


Şekil 5.5 Ortak durum ve fark durum eşdeğer devreleri

Önceki bölümlerde kullanılan bastırma kondansatörünün oluşacak ortak durum gürültü üzerinde önemli bir etkiye sahip olduğu belirtilmişti. Bu durum Şekil 5.6 ve Şekil 5.7’de gözler önüne serilmiştir.

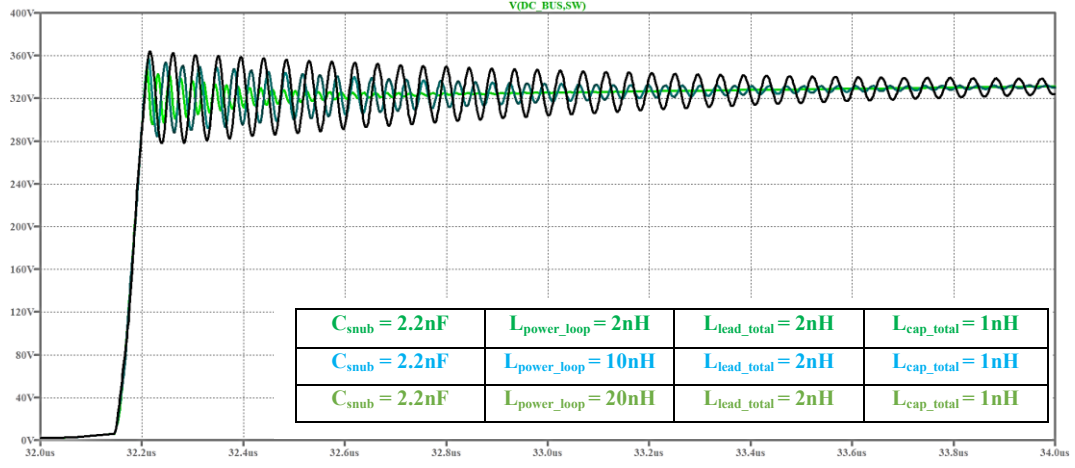


Şekil 5.6 Farklı bastırma kondansatörleri için yükselme ve düşme zamanları

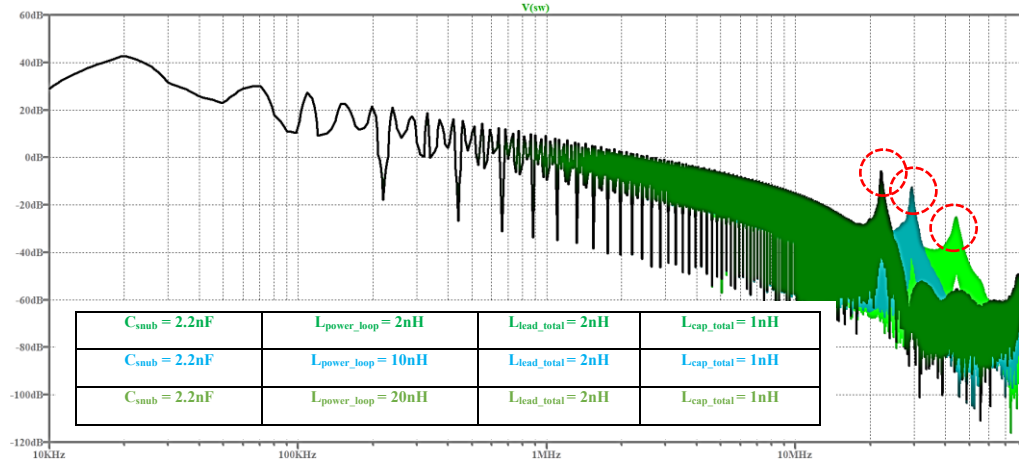


Şekil 5.7 Farklı bastırma kondansatörleri için FFT analizi

PCB tasarımında dikkat edilmesi gereken bir diğer önemli parametre ise güç devresinin parazitik indüktansdır. Bu indüktans değeri yarıiletken anahtarın maruz kalacağı maksimum gerilimi ve elektromanyetik girişim karakteristiğini doğrudan etkilemektedir. Şekil 5.8 ve Şekil 5.9'da güç devresinin sahip olacağı farklı parazitik indüktans değerleri ve bastırma kondansatörleri için analizler verilmiştir. Verilen analiz sonuçlarından da görüleceği üzere aynı kesime girme akım değeri için (di/dt) güç devresi parazitik indüktansı ($L_{PowerLoop}$) yükseldikçe oluşan salınımın frekansı düşerken genliği yükselmektedir.

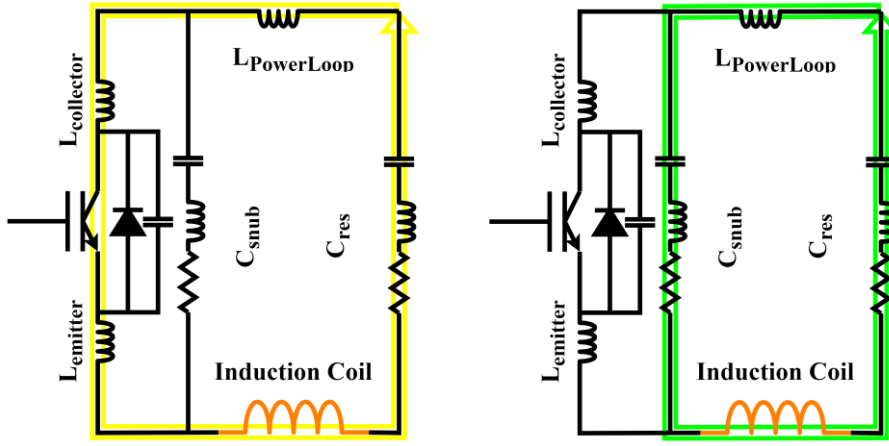


Şekil 5.8 Farklı $L_{PowerLoop}$ indüktans değerleri için anahtar gerilimleri



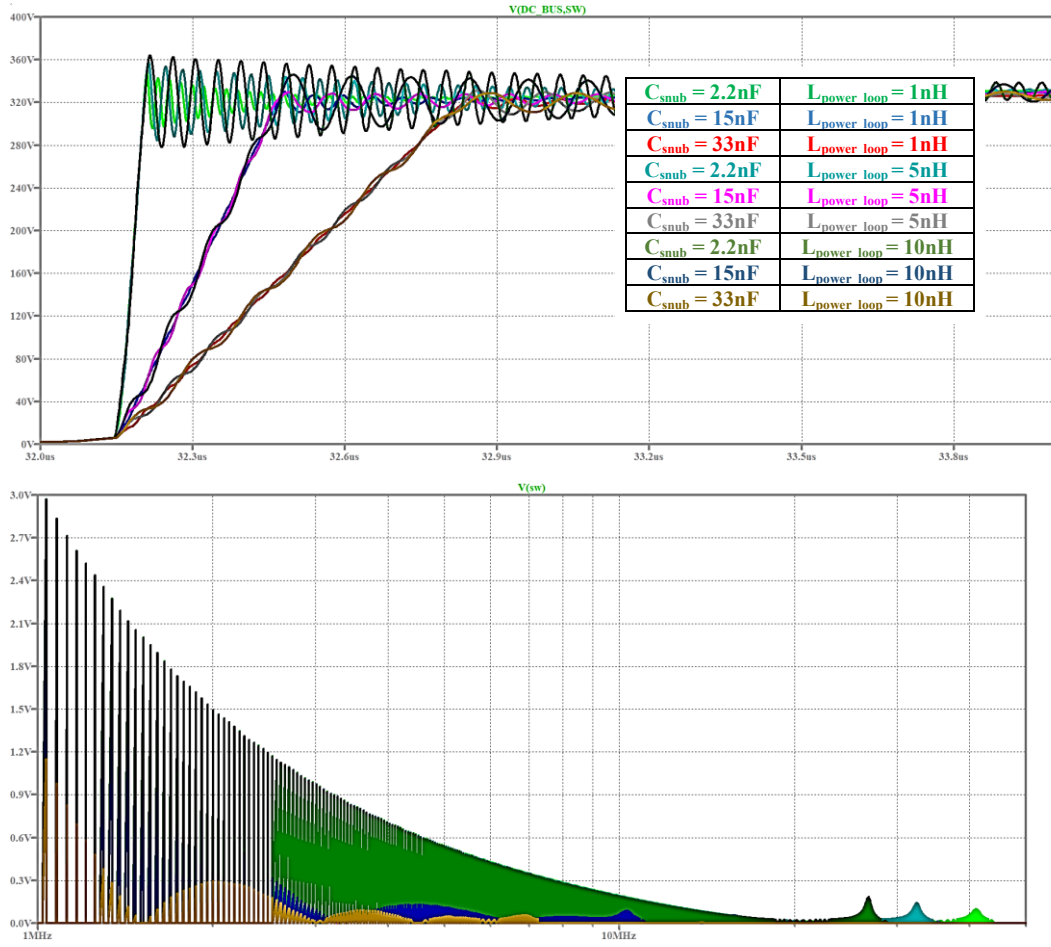
Şekil 5.9 Farklı $L_{PowerLoop}$ indüktans değerleri için anahtar gerilimleri FFT analizi

Oluşacak salınımın genliği yükseldikçe oluşturduğu harmoniğin genliği de yükselecektir. Genliğin değeri yükseldikçe filtrelemek daha zor bir hal almaktadır. Şekil 5.10'da kesime girme anında akımın izlediği yol verilmiştir.



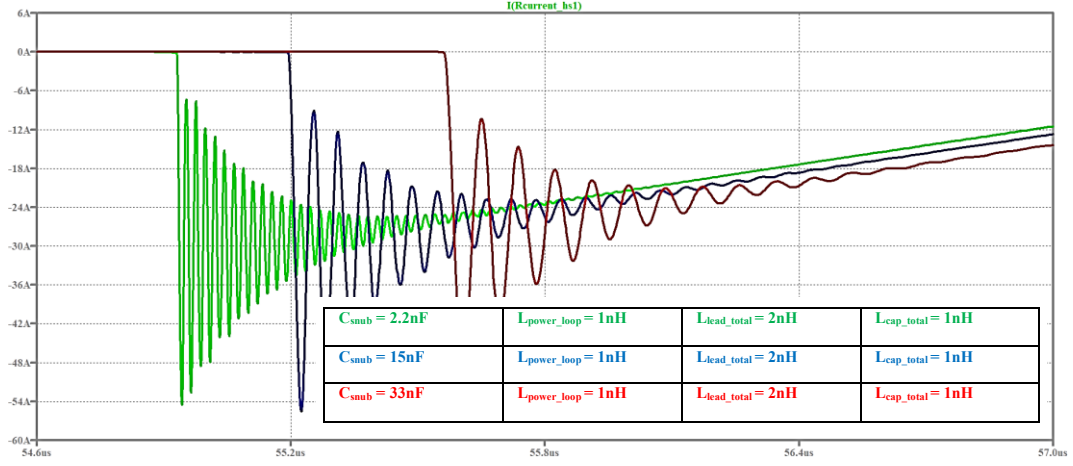
Şekil 5.10 Kesime girme anı için akımın izlediği yol

Şekil 5.11’de farklı güç devresi parazitik indüktansları ve bastırma kondansatörleri için dalga şekilleri ve FFT analizleri verilmiştir. Güç devresi parazitik indüktans değeri fark durum gürültü üzerinde de oldukça etkilidir.

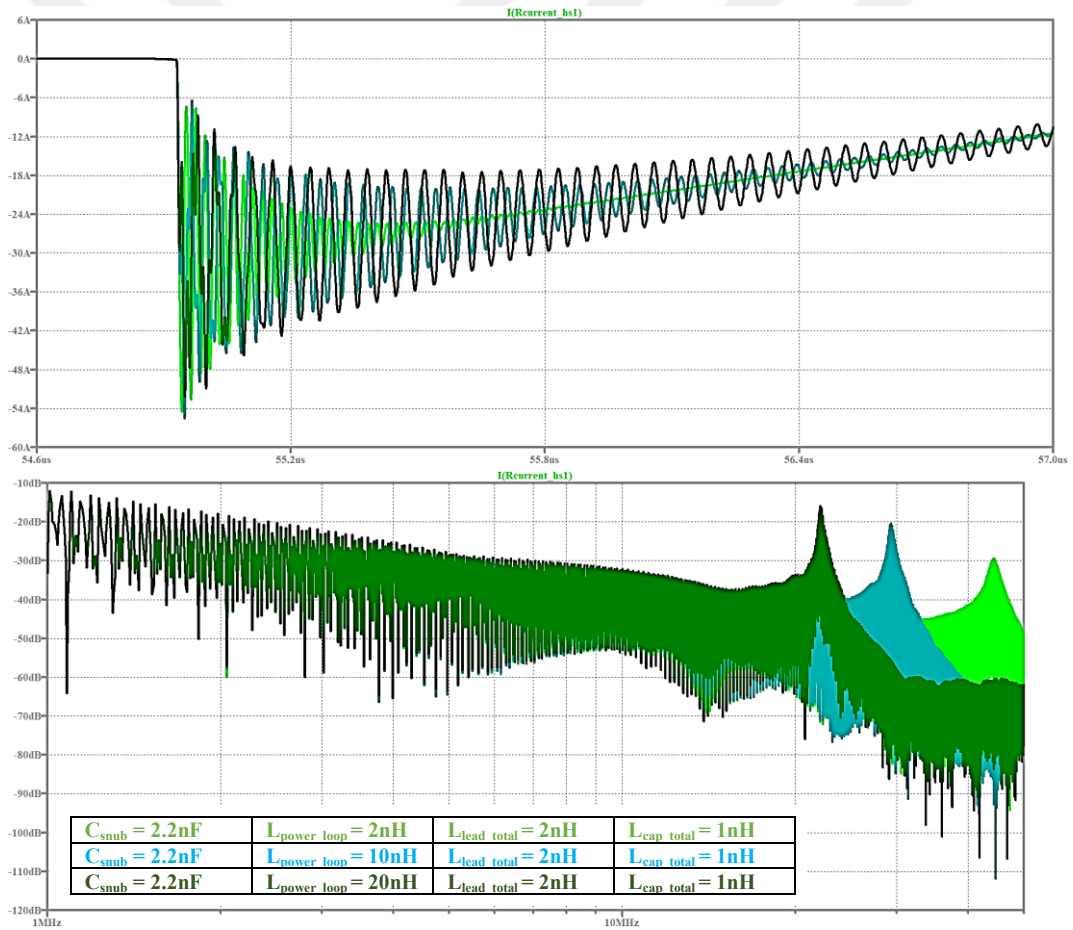


Şekil 5.11 Farklı bastırma kondansatörleri ve güç devresi indüktansı için anahtarlama noktası FFT karakteristikleri

Özellikle ters iletim bölgesinde meydana gelen salınım elektromanyetik girişim bakımında oldukça kritiktir. Farklı bastırma kondansatörleri için ters iletim bölgesinde oluşan akımın dalga şekli Şekil 5.12’de verilmiştir. Şekil 5.13’de aynı bastırma kondansatörü için farklı güç devresi parazitik indüktansının neden olduğu dalga şekilleri ve FFT analizleri verilmiştir. Diyot bölesinin oluşumunda akımın izlediği yol Şekil 5.14’de verilmiştir.



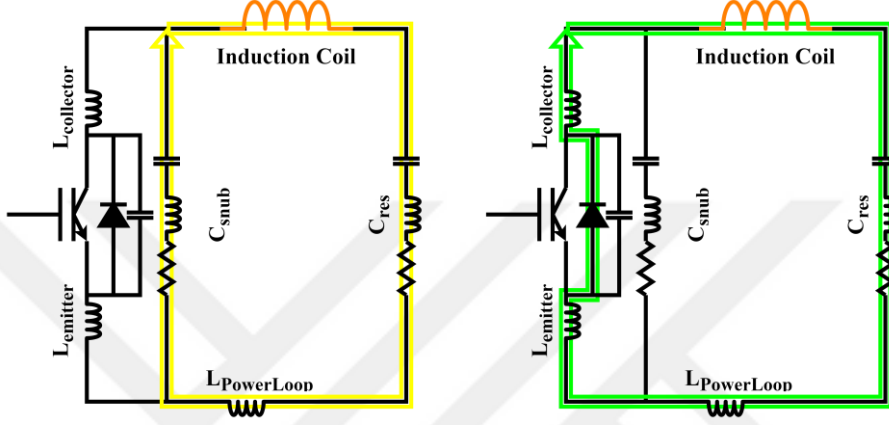
Şekil 5.12 Farklı bastırma kondansatörleri ve güç devresi indüktansı için diyot akımı FFT karakteristikleri



Şekil 5.13 Farklı güç devresi parazitik indüktansı için ters iletim bölgesi akımı

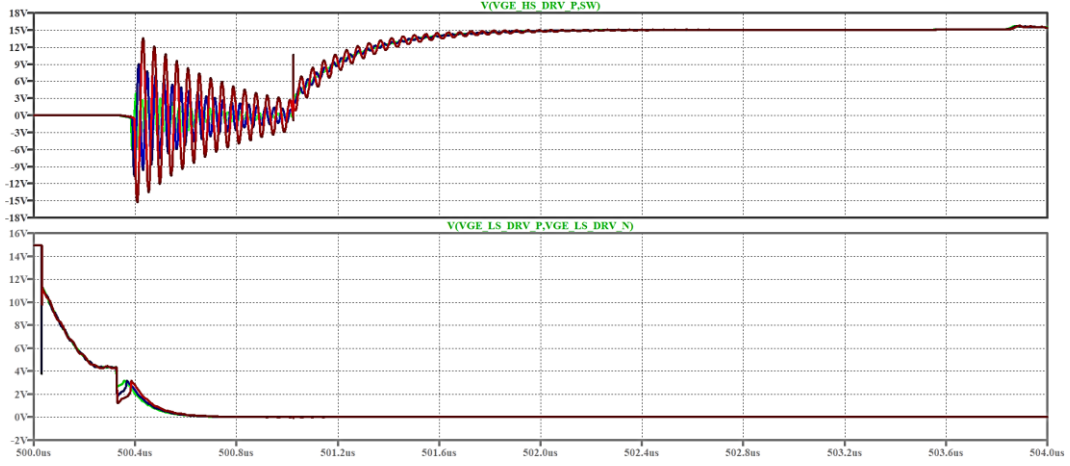
Güç devresinin sahip olduğu parazitik indüktans, anahtar (V_{CE}) geriliminde salınma neden oluyorken diyot akımda da (I_D) salınma da neden olmaktadır. Her iki salınım da güç devresinin sahip olduğu parazitik indüktansın anahtarların sahip olduğu

parazitik kapasite (C_{oss}) ve bastırma kondansatörünün eşdeğeri ile salınım oluşturmaktadır. Düşme hızı arttıkça güç devresinin sahip olduğu parazitik indüktansın etkisi daha baskın olmaya başlamaktadır. WBG anahtarlar kat ve kat yüksek düşme ve yükselme zamanlarına sahip olduğundan güç devresinin sahip olduğu parazitik indüktans olabildiğince minimize edilmelidir. Bunu başarmanın en önemli yolu ise 'Flux Cancellation' yöntemidir. Bu yöntem ve nasıl uygulandığı ileriki bölümlerde detaylıca ele alınacaktır.



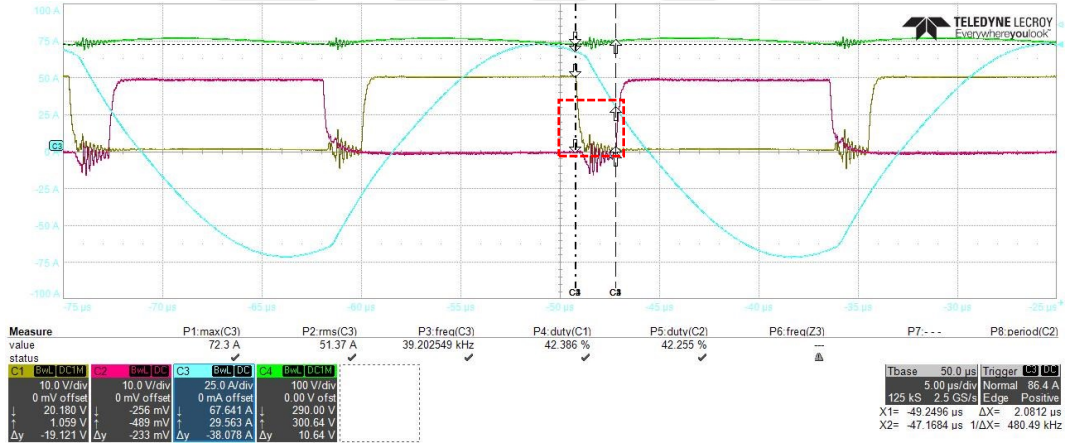
Şekil 5.14 Ters iletim bölgesi için akımın izlediği yol

Baskı devre tasarımında dikkat edilmesi gereken bir diğer önemli husus ise 'Common Source' indüktansıdır. Bu parazitik indüktans nedeniyle güç devresinin sahip olduğu yüksek ve gürültülü akım sinyalleri kapı sürme devresini etkilemektedir. Bu indüktans değeri ne denli yüksekse güç devresi kapı sürme devresini o denli olumsuz etkilemektedir. Şekil 5.15'de yumuşak anahtarlama anında kapı sürme sinyalinin dalga şekilleri verilmiştir.



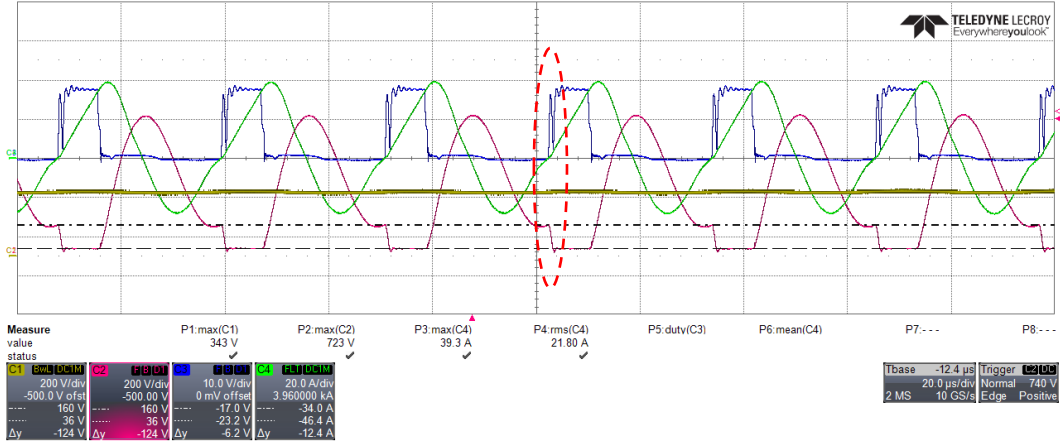
Şekil 5.15 Ters iletim bölgesinde kapı sürme gerilimi dalga şekilleri

Diyotun iletme girmesiyle oluşan parazitik salınım $L_{emitter}$ indüktansı nedeniyle doğrudan kapı sürme sinyalinde görülmektedir. Şekil 5.16’da ticarileşmiş bir indüksiyon ocakta diyotun iletme girmesiyle meydana gelen parazitik salınım görülmektedir.



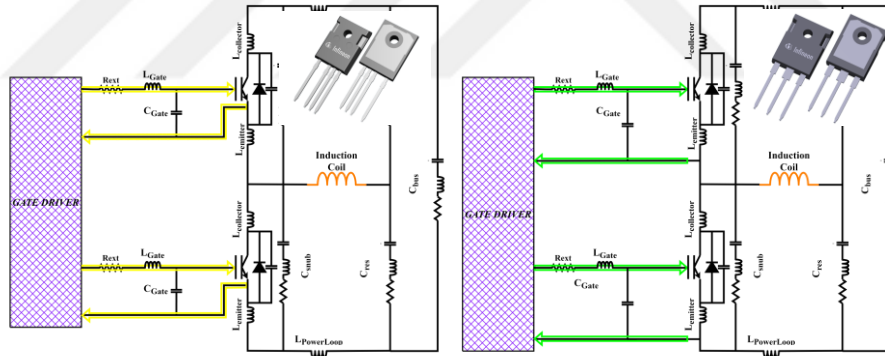
Şekil 5.16 Ters iletim bölgesinin kapı sürme sinyaline olan etkisini

Özellikle sert anahtarlamamanın meydana geldiği topolojilerde bu indüktans değeri kapı sürme sinyalini çok daha açık bir şekilde etkilemektedir. Şekil 5.17’de tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücüye ait dalga şekli verilmiştir. Sert anahtarlamamanın meydana geldiği anda kapı sürme sinyalinde dramatik bir düşme meydana gelmiştir.



Şekil 5.17 Tek anahtarlı kısmi rezonanslı dönüştürücüde sert anahtarlanmanın kapı gerilimine etkisi

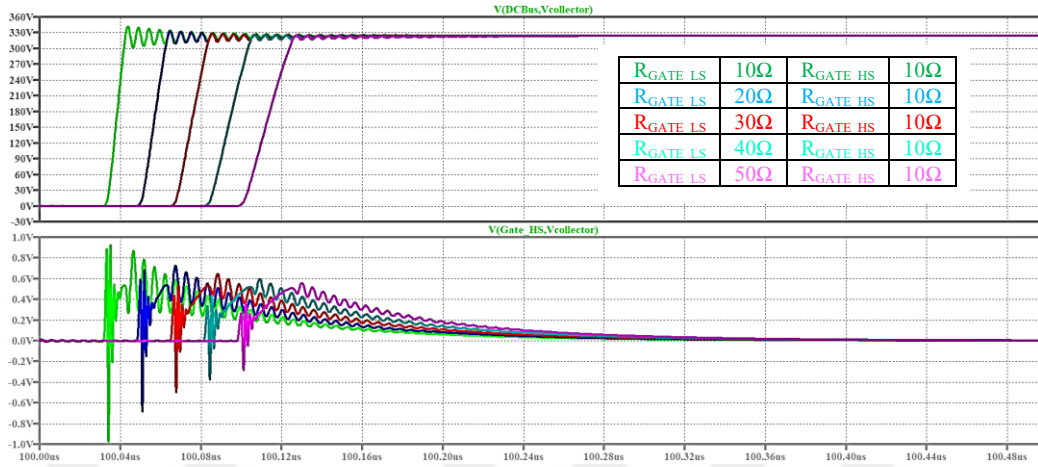
Bu tip durumları engellemek amacıyla güç devresi ve kapı sürme devresinin birbirini asgari düzeyde etkilemesini sağlayan 'Kelvin Connection' yapısı büyük önem arz etmektedir. Bu yapı sayesinde 'Common Source' parazitik indüktansının kapı sürme devresine olan etkisi minimum seviyede tutulmaktadır. Şekil 5.18'de klasik ve 'Kelvin Connection' yapılarının devre şemaları verilmiştir.



Şekil 5.18 TO247-3 ve TO247-4 anahtar yapıları için 'common source' indüktansın etkisi

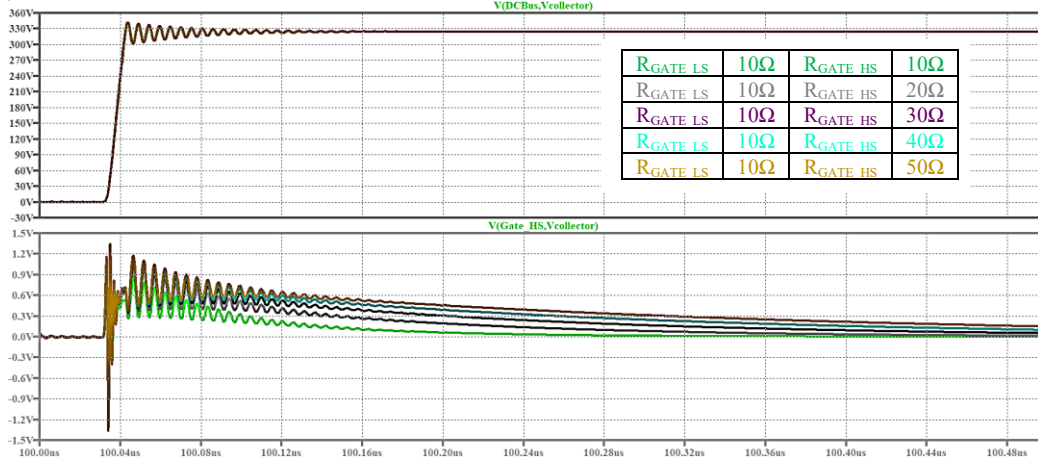
Yarım köprü yapısına sahip dönüştürücülerde bir diğer önemli sorun ise anahtarların sahip olduğu parazitik C_{GC} (reverse transfer capacitance) kapasitesidir. Anahtar uçlarındaki gerilimin değişmesiyle C_{GC} kapasitesi üzerinden deplasman akımı (displacement current) akmaktadır. Bu akımın yeteri kadar büyük olması eşik geriliminin (threshold voltage) aşılmasına neden olmakta ve parazitik iletme girmeye dc baranın kısa devresine neden olabilmektedir. Burada kullanılan kapı dirençlerinin değeri de çok önemlidir. Kapı direnci ne kadar yüksekse iletme girme

riski o denli yüksektir. Şekil 5.19’da Çift Pals (Double Pulse) testi simülasyon sonuçları verilmiştir. Burada üst anahtarın uçlarındaki gerilim değişimi ve kapı sürme devresinde oluşan gerilim dalga şekilleri verilmiştir.



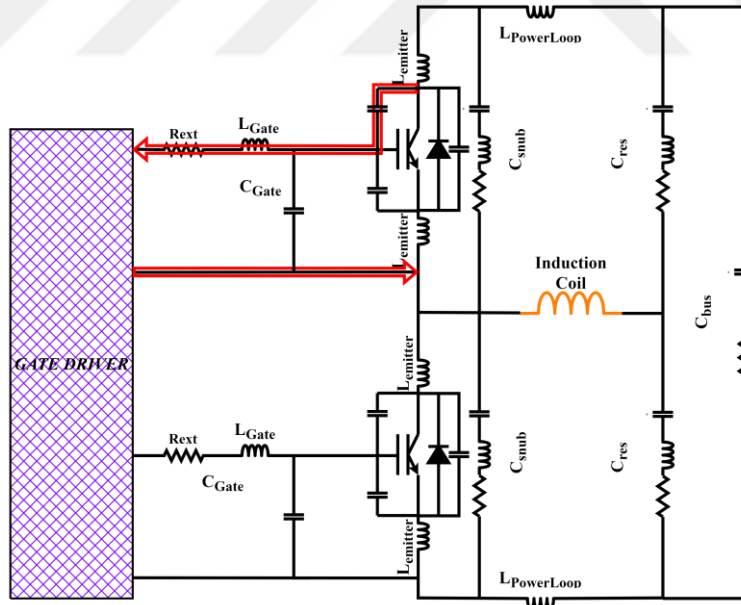
Şekil 5.19 Farklı kapı sürme dirençler için yükselme süreleri ve üst anahtara olan etkisi

Gerilimin değişim hızı ne denli yüksekse anahtarın sahip olduğu parazitik kapasiteden akan akımın değeri o kadar yüksek olacaktır. Akan akımın değeri ne denli yüksekse eşik geriliminin aşılma ihtimali o kadar yüksektir. Bu nedenle kapı dirençlerinin önceden belirlenen direnç değerini aşmaması çok önemlidir. WBG anahtarlarda eşik gerilimleri düşük olduğundan bu anahtarların kesim anında negatif kapı geriliminde tutulması çok önemlidir. GaN HEMT için sıklıkla tercih edilen değer -3 V iken SiC için -5 V’dir. Şekil 5.20’de Çift Pals (Double Pulse) testi simülasyon sonuçları verilmiştir.



Şekil 5.20 Üst anahtarın kapı sürme direncinin parazitik iletme girmeye olan etkisi

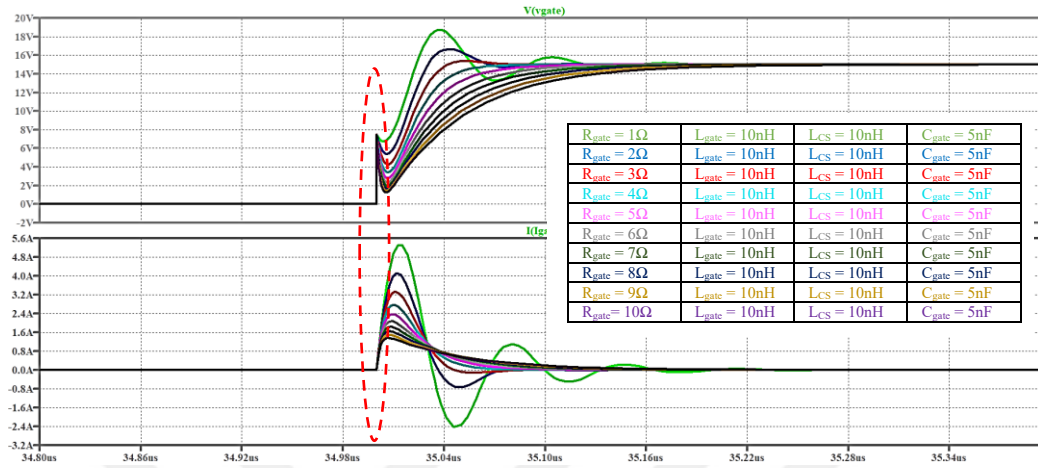
Görüleceği üzere anahtar uçlarındaki gerilimin değişim hızı yükseldikçe C_{GC} kapasitesinden akan akımın değeri yükselmektedir. Bununla beraber kapı sürme direncinin değeri de yükselirse V_{GE} gerilimi yükselmektedir. Bu gerilimin eşik gerilimini geçmesi sonucu parazitik iletme girme gerçekleşmektedir. Şekil 5.21’de akımın izlediği yol verilmiştir.



Şekil 5.21 ‘Reverse Transfer’ kapasitesinin kapı sürme devresine olan etkisi

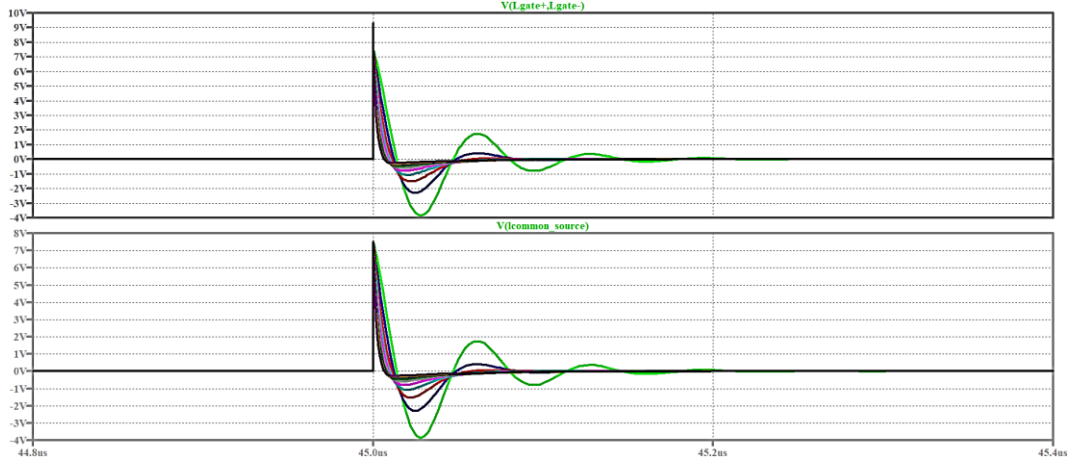
Kapı sürme direncinin yüksek tutulması ‘Miller Plateu’ bölgesinin uzamasına ve anahtarlama kayıplarının yükselmesine neden olmaktadır. Bu dirençlerin çok düşük tutulması elektromanyetik uyumluluk sorunlarına yol açabilmektedir. Bu nedenle kapı sürme dirençleri güç dönüştürücüsünü çok yönlü olarak etkilemektedir. Kapı

sürme devresi ile ilgili dikkat edilmesi gereken bir diğer önemli husus ise kapı sürme devresi parazitik indüktansdır. Bu indüktans salınımlara neden olmanın yanı sıra anahtarlama kayıplarının da yükseltmektedir. Şekil 5.22’de farklı kapı sürme direnç değerleri için kapı sürme sinyalleri verilmiştir.



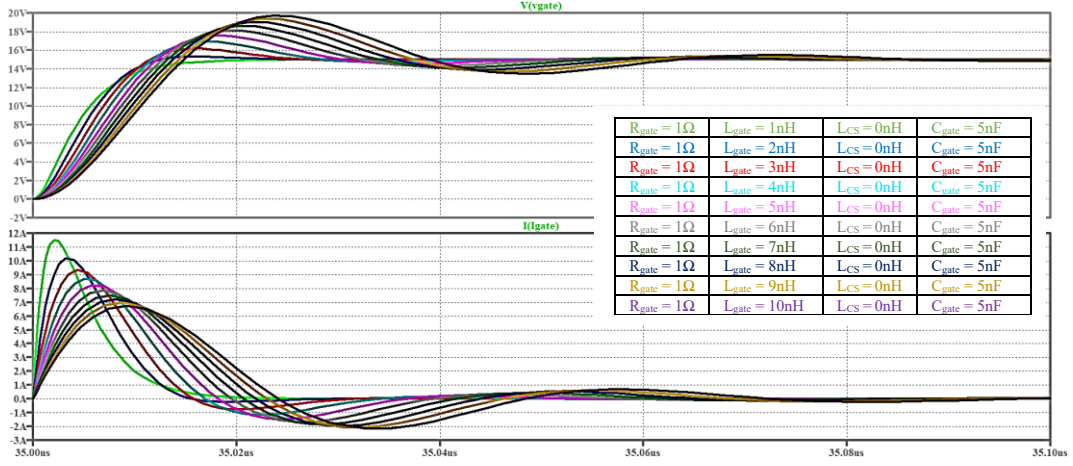
Şekil 5.22 Farklı kapı sürme dirençleri için sürme sinyalinde meydana gelen salınım

Görüleceği üzere kapı sürme direnci yükseldikçe oluşan salınımın genliği düşmektedir ve salınım azalmaktadır fakat kapı şarj ve deşarj akımlarının da azaldığı görülmektedir. Bu durum anahtarlama kayıplarına neden olmaktadır. Kapı sürme devresinin sahip olduğu parazitik indüktans ve ‘Common Source’ indüktansı ani gerilim sıçramasına neden olmaktadır. Bu gerilim sıçramaları Şekil 5.23’de verilmiştir.

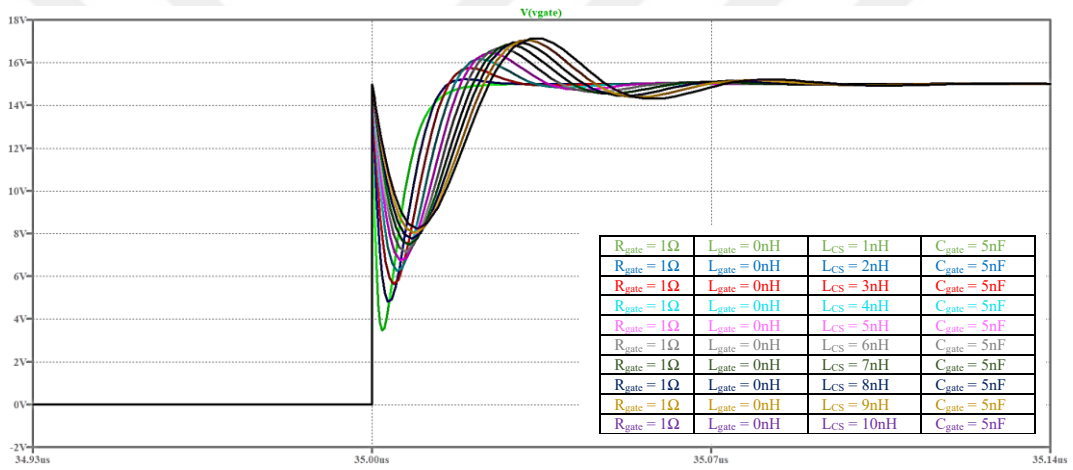


Şekil 5.23 Kapı sürme akımının değişimi sonucu parazitik indüktanslarda meydana gelen gerilim sıçramaları

Aynı kapı sürme direnci için kapı sürme devresi parazitik indüktansı yükseldikçe oluşacak salınım yükselirken şarj ve deşarj akımının tepe değeri sınırlandırılacaktır. Dalga şekilleri Şekil 5.24 ve Şekil 5.25’de verilmiştir.

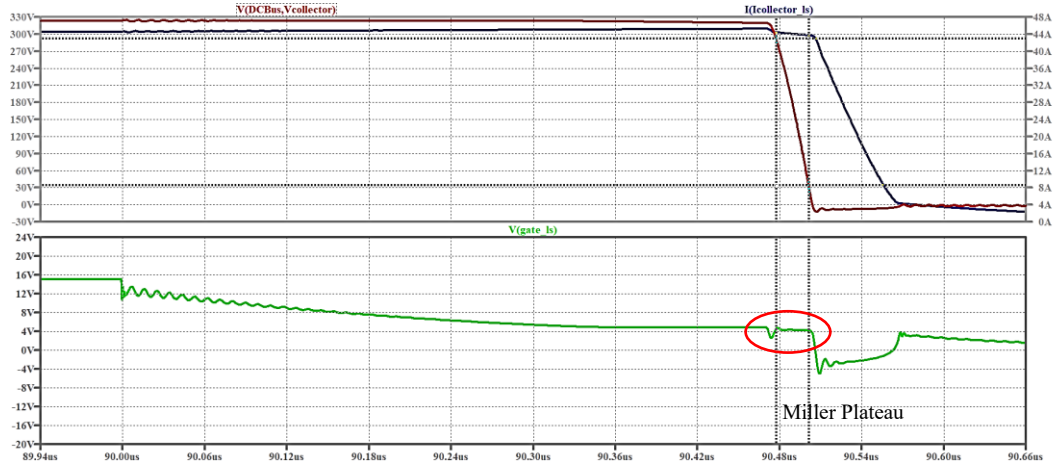


Şekil 5.24 Farklı kapı sürme devresi parazitik indüktansları için kapı sürme gerilimi sinyalleri



Şekil 5.25 ‘Common source’ indüktansının kapı sürme gerilimine olan etkisi

Güç elektroniği dönüştürücülerinde kapı sürme devreleri (gate drivers) hem elektromanyetik girişim karakteristiği hem de anahtarlama kayıpları için oldukça önemlidir. Bu devrelerde yüksek şarj ve deşarj akım kapasitesine sahip (I_{SINK} , I_{SOURCE}) kapı sürme entegresi kullanmak, kapı sürme devresinin baskı devre tasarımını optimal bir şekilde gerçekleştirmek (minimum parazitik indüktansı) oldukça önemlidir. İlave olarak güç devresi ile kapı sürme devresinin birbirini etkilemesi minimum seviyede tutulmalıdır. Bunun için ‘Kelvin Connection’ bağlantısına sahip anahtarlar tercih edilebilir. Şekil 5.26’da kapı sürme devresinde meydana gelen Miller platosu gösterilmektedir.

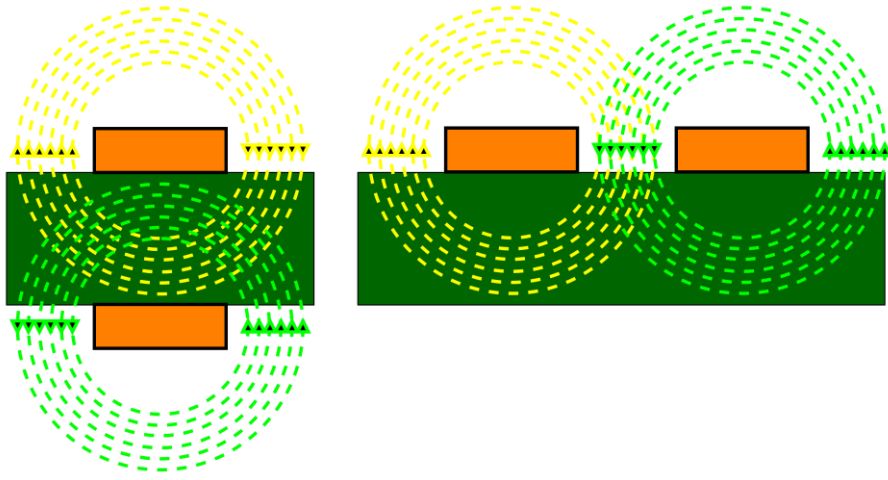


Şekil 5.26 Kapı sürme sinyalinde meydana gelen 'Miller Plateau' bölgesi

5.2 Yeni Nesil Güç Anahtarlarına Uygun Baskı Devre Tasarımı

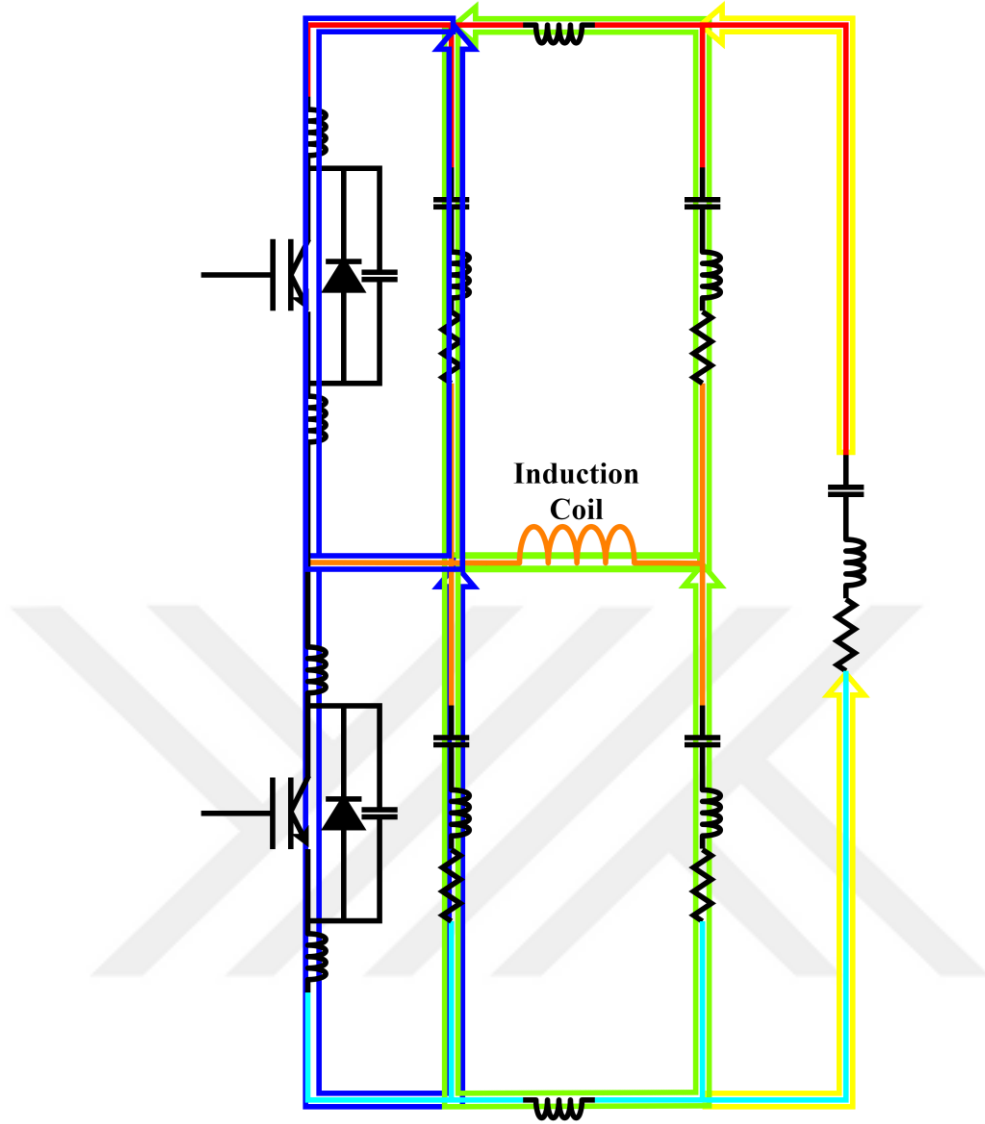
Yükselme ve düşme zamanlarının kısalmasıyla baskı devrelerin sahip olduğu parazitik etkiler daha etkin hale gelmeye başlamaktadır. Bu parazitikler elektromanyetik uyumluluk problemlerinin yanı sıra kendilerini ilave akım ve gerilim stresi olarak da göstermektedir. Bu nedenle baskı devre tasarımı oldukça önemli bir hal almaktadır. Burada ilk olarak güç devresinin parazitik indüktansının minimize edilmesi gerekmektedir. Bu parazitik indüktans anahtar üzerinde ilave gerilim streslerine neden olmakla birlikte elektromanyetik uyumluluk sorunlarının da temel nedenidir.

Parazitik indüktans sistemin geometrisiyle doğrudan alakalıdır. Şekil 5.27'de baskı devre tasarımında sıklıkla karşılaşılan dönüş yolu (return path) yapıları gösterilmektedir.



Şekil 5.27 Baskı devrede sinyal ve dönüş yolu konfigürasyonları

Şekil 5.27 soldaki konfigürasyonda sinyal ve dönüş yolu manyetik alanları sağdaki konfigürasyona göre çok daha fazla birbirini yok ettiğinden (Flux Cancellation) meydana gelen parazitik indüktans çok daha düşüktür. Soldaki konfigürasyon için baskı devre dielektrik malzemesinin kalınlığı azaldıkça parazitik indüktans değeri daha fazla düşürülebilir. Bu tip baskı devre yapılarını oluşturabilmek için 4 veya daha fazla katlı baskı devre yapılarına ihtiyaç duyulmaktadır. Bakır yolların genişliklerinin artırılması parazitik indüktansı azaltmanın bir diğer yoludur fakat baskı devre dielektrik (FR4) malzemesinin kalınlığının düşürülmesi çok daha etkili bir yöntemdir. Sağdaki baskı devre yapısı günümüzde tek ve iki katlı baskı devrelerde sıklıkla tercih edilmektedir. Klasik indüksiyon ocaklarda baskı devre yapıları genellikle sağdaki gibidir. Bu konfigürasyonda güç devresinin parazitik indüktansı oldukça yüksektir. Bakır yolların birbirine yakınlaştırılması parazitik indüktansın düşürülmesi için oldukça etkili bir yöntemdir. Bakır yolların genişliğinin artırılması parazitik indüktansı düşürmede etkili olan bir diğer yöntemdir fakat bakır yolların birbirine yakınlaştırılması çok daha etkili bir yöntemdir. Yollar birbirine yaklaşırken güvenlik kısıtları (Clearance- Creepage) göz önünde bulundurulmalıdır. Yolların birbirine yakınlaştırılmasıyla yollar arasında parazitik kapasite yükselmektedir. Fakat eğer anahtarlara paralel bastırma kondansatörü kullanılacaksa bu parazitik kapasitelerin etkisi ihmal edilecek seviyede olabilir fakat bastırma kondansatörü kullanılmayacaksa bu parazitik kondansatörler salınımlara ve ilave anahtarlama kayıplarına neden olabilmektedir. Bu nedenle özellikle 4 katlı ve üzeri baskı devre tasarımlarında bu yolların olabildiğinde düşük bakır alanında kesişmesi oldukça önemlidir.



Şekil 5.28 Güç devresi yüksek akım geçen akım döngüleri

Güç devresi baskı devre tasarımı yapılırken yüksek akım akan akım döngüleri tespit edilmeli ve bu döngülerin parazitik indüktansları minimum seviyede tutulmalıdır. Şekil 5.28’de seri rezonans yarı köprü dönüştürücüye ait yüksek akım döngüleri verilmiştir. Bu döngülerin bilinmesi ‘Flux Cancellation’ tekniği bakımından çok büyük öneme sahiptir. Baskı devre tasarımı yapılırken birbirine zıt yöndeki akımlara ait manyetik alanların birbirlerini yok etmeleri sağlanarak oldukça düşük parazitik indüktans elde edilebilir. Yapılan çıkarımlar sonucu Şekil 5.29’te örnek baskı devre tasarımları verilmiştir. Önerilen devre tasarımı için yüksek akım taşıyan döngülerde minimum parazitik indüktans elde edilse de anahtarlama düğümü ile DC bara arasında yüksek bir parazitik kapasite meydana gelmiştir. Fakat

Bu bölümde GaN HEMT yeni nesil güç anahtarının indüksiyon ocakta testleri gerçekleştirilecektir. Burada temel amaç GaN HEMT'in indüksiyon ocakta kullanılması durumunda en optimum çalışma koşulunu yakalamaktır. Bu amaçla farklı çalışma koşulları denenmiş, bu koşulları oluşturmak amacıyla bobin analizleri gerçekleştirilmiş ve her koşul için olumlu ve olumsuz yönler gözler önüne serilmiştir. Günümüzde ticarileşmiş GaN HEMT anahtarlar incelendiğinde gerilim seviyesinin seri rezonans yarım köprü dönüştürücü için uygun olduğu görülmektedir. Bu nedenle testler bu topoloji üzerinde gerçekleştirilmiştir. Endüstriyel olarak kullanılan anahtarların gerilim seviyesi genellikle 600-650 V seviyesindedir. Eğer tek anahtarlı kısmi rezonans dönüştürücü incelenecekse bu topoloji için sadece SiC MOSFET tercih edilmelidir. Ticarileşmiş ayrık SiC MOSFET gerilim seviyeleri 1700 V seviyesine kadar yükselebilmektedir.

İlk olarak günümüzde ticarileşmiş klasik indüksiyon ocaklar üzerinde GaN HEMT'in sergileyeceği performans incelenecektir. Burada temel amaç indüksiyon ocağın daha ince ve daha sessiz hale getirilmesidir. Daha ince yapabilmek için soğutucunun ve fanın daha ince hale getirilmesi gerekirken daha sessiz yapabilmek için fanın küçültülmesi veya tamamen kaldırılması gerekmektedir. Bu isterler anahtar kayıpları ile yakından ilintilidir. Daha sonrasında klasik indüksiyon ocakların aksine anahtarlama frekansı çok daha yüksek seviyelere çekilerek bu çalışma koşullarında GaN HEMT performansı incelenecektir. Güç seviyesi aynı tutularak çalışma frekansı yükseltilecektir. Frekansın yükseltilmesiyle ulaşılmak istenilen amaç pasif komponentlerin küçültülmesiyle ilave maliyet indirimi sağlamak, verimi ve güç yoğunluğunu yükseltmektir. Son olarak flexi türü indüksiyon ocaklar için çok daha yüksek anahtarlama frekanslarında (MHz seviyelerinde) GaN HEMT performansı incelenecektir. Bu bölümün sonunda elde edilmek istenen sonuç şudur: GaN HEMT kullanılması halinde yeni nesil ev tipi indüksiyon ocakların nasıl şekilleneceğidir. Çalışma koşullarının GaN HEMT performansını nasıl etkilediği gözler önüne serilecektir.

6.1 Klasik İndüksiyon Ocak Çalışma Koşullarında GaN HEMT Kullanımı

Bu bölümde günümüzde sıklıkla karşılaşılan ev tipi indüksiyon ocak çalışma koşullarında GaN HEMT yarıiletken üç anahtarının performansı gözler önüne serilecektir.

6.1.1 Tek Göz Çalışma-Maksimum Göz Gücü Çalışma Koşulu

Günümüzde ticarileşmiş indüksiyon ocaklar incelendiğinde neredeyse tamamında benzer çalışma özellikleri görülmektedir. Rezonans frekansı yaklaşık olarak 19 kHz olarak belirlenmektedir ve böylelikle maksimum güç aktarımı minimum anahtarlama frekansında gerçekleşmektedir. Bu sırada sadece bir göz maksimum güç aktarımı yapmaktadır. Her iki gözün birlikte çalıştığı ve termal olarak en büyük zorlanmanın yaşandığı durum ise yaklaşık olarak 21 kHz anahtarlama frekansında oluşmaktadır. Bu koşuldaysa her iki göz aynı anda güç aktarımı yapmaktadır ve tek faza ait maksimum giriş gücü elde edilmiş olur. İndüksiyon bobinlerinin indüktans değeri yaklaşık olarak 50 μ H civarındadır. Rezonans tankını oluşturmak için genellikle 2x680 nF film rezonans kondansatörleri tercih edilirken DC barada hafif filtreleme yapmak ve elektromanyetik girişimi engellemek amacıyla 5-3 μ H değerinde X₂ sınıfı film kondansatör tercih edilmektedir. Kesime girme kayıplarını minimize etmek amacıyla 2.2 nF-33 nF aralığında bastırma kondansatörü seçilmektedir. Bastırma kondansatörünün sistem üzerindeki etkisi geçmiş bölümlerde detaylı olarak ele alınmıştır. İlk olarak bu klasik koşullar altında GaN HEMT test edilmiştir. Oluşan dalga şekillerinde bobin akımının tepe değeri yaklaşık olarak 80 A iken efektif değeri ise yaklaşık olarak 40 A seviyesindedir. Bobin akımı neredeyse sinüzoidaldir ve bunun sonucu olarak anahtarlama kayıpları minimum seviyededir. Fakat toplam anahtar kaybına bakıldığında iletim kayıpları maksimum seviyededir. Test devresinde kullanılan 2.2 nF değerindeki bastırma kondansatörü nedeniyle çok kısa bir serbest dolaşım (free-wheeling) bölgesi oluşmuştur. Bu çalışma koşulunda meydana gelen güç kaybının çok büyük bir kısmı yarıiletken anahtar iletim kayıpları nedeniyle oluşmaktadır.

6.1.2 İki Göz Çalışma-Maksimum Giriş Gücü Çalışma Koşulu

İndüksiyon ocaklarda ürün performansını belirleyen çalışma koşulu aynı faza ait iki gözün aynı anda ve maksimum giriş gücünü aktaracak şekilde çalışmasıdır. Bu koşulda ürünün uzun süre güç kısmadan çalışması çok önemlidir. Bu nedenle bu çalışma koşulu için de oluşacak anahtar kayıpları son derece önemlidir. Güç devresi parametreleri tamamen aynı olmakla birlikte anahtarlama frekansı bir miktar yükseltilerek gücün istenilen seviyeye indirilmesi sağlanmıştır. Bu çalışma koşulunda anahtarlama kayıpları ve serbest dolaşım bölgesi kayıpları daha etkin olmaya başlamış ve bobin akımının düşmesiyle birlikte iletim kayıpları bir miktar azalmıştır. Fakat toplam anahtar kaybının büyük bir kısmı yine iletim kayıplarından oluşmaktadır.

6.1.3 Klasik İndüksiyon Ocak Çalışma Koşullarında Si IGBT Ölçüm Sonuçları

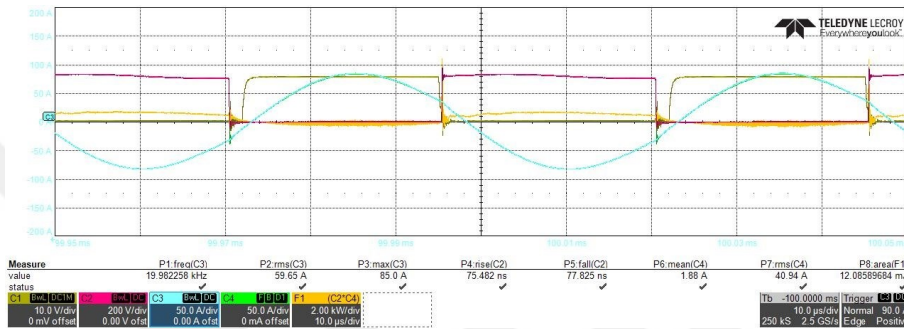
Bu bölümde Si IGBT ile alınan ölçümler verilmiştir. Devrenin çalışma koşulları Tablo 6.1 'de verilirken oluşan anahtar kayıpları Tablo 6.2'de verilmiştir. Test devresinden alınan ölçümler Şekil 6.1, Şekil 6.2, Şekil 6.3 ve Şekil 6.4 ile verilmiştir.

Tablo 6.1 Klasik indüksiyon ocak koşullarında Si IGBT çalışma koşulları

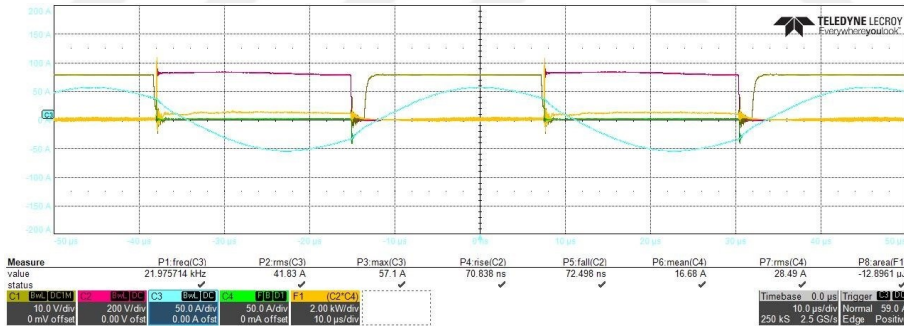
	P_{input} [kW]	f_{sw} [kHz]	R_{eq} [Ω]	L_{eq} [μH]	C_{res} [nF]	C_{snub} [nF]	t_{tr} [μs]	Fan [V]
Cond. 1	3.70	20.00	2.60	54.00	2 × 680	2 × 2.2	1.50	5 V/(12 V)
Cond. 2	2.40	22.00	3.29	52.00	2 × 680	2 × 2.2	1.50	5 V/(12 V)

Tablo 6.2 Klasik indüksiyon ocak koşullarında Si IGBT anahtar kayıpları

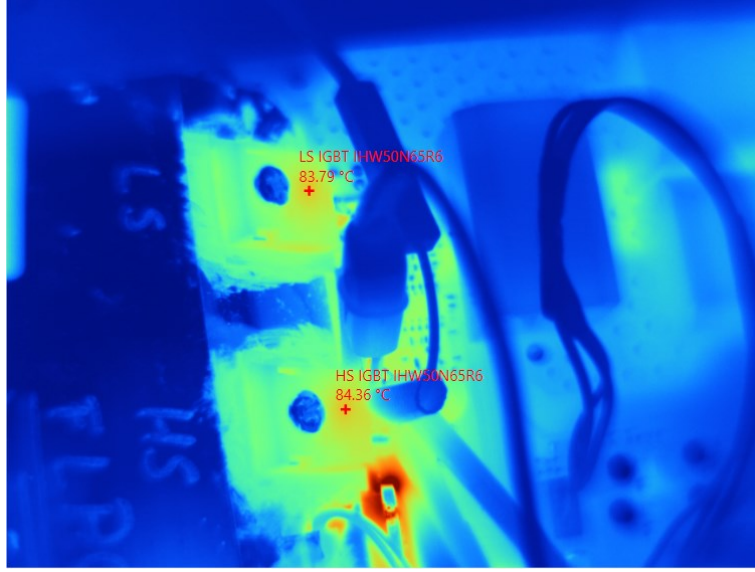
	P_{cond} [W]	P_{sw} [W]	P_{fw} [W]
Cond. 1	24.00	1.27	0.52
Cond. 2	15.67	1.50	0.82



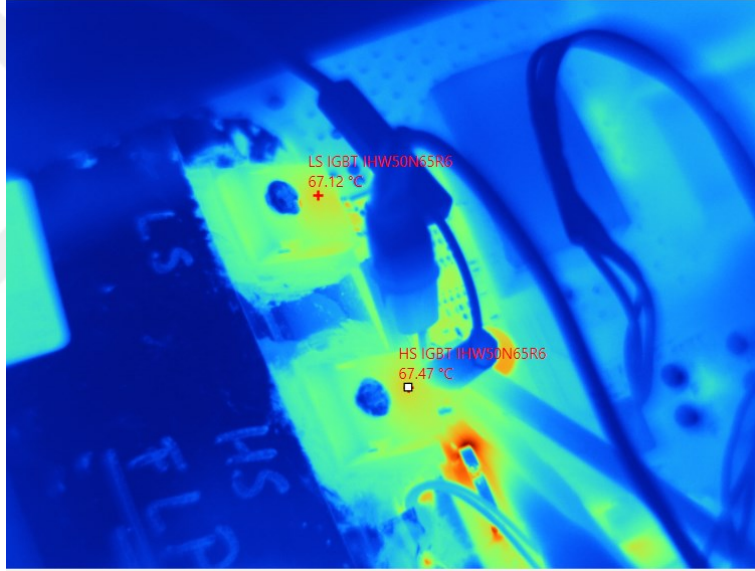
Şekil 6.1 Si IGBT 1. çalışma koşulu dalga şekilleri



Şekil 6.2 Si IGBT 2. çalışma koşulu dalga şekilleri



Şekil 6.3 Si IGBT 1. çalışma koşulu termal ölçümleri



Şekil 6.4 Si IGBT 2. çalışma koşulu termal ölçümleri

6.1.4 Klasik İndüksiyon Ocak Çalışma Koşullarında GaN HEMT Ölçüm Sonuçları

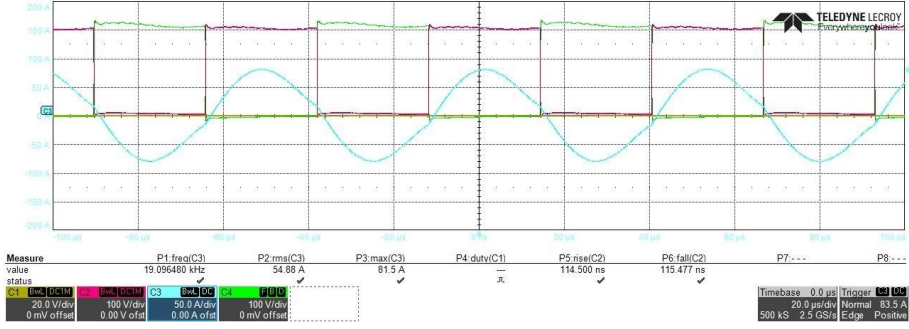
Bu bölümde klasik indüksiyon ocak çalışma koşullarında GaN HEMT ile alınan ölçümler verilmiştir. Devrenin çalışma koşulları Tablo 6.3'de verilirken oluşan anahtar kayıpları Tablo 6.4'de verilmiştir. Test devresinden alınan ölçümler Şekil 6.5, Şekil 6.6, Şekil 6.7 ve Şekil 6.8 ile verilmiştir.

Tablo 6.3 Klasik indüksiyon ocak koşullarında GaN HEMT çalışma koşulları

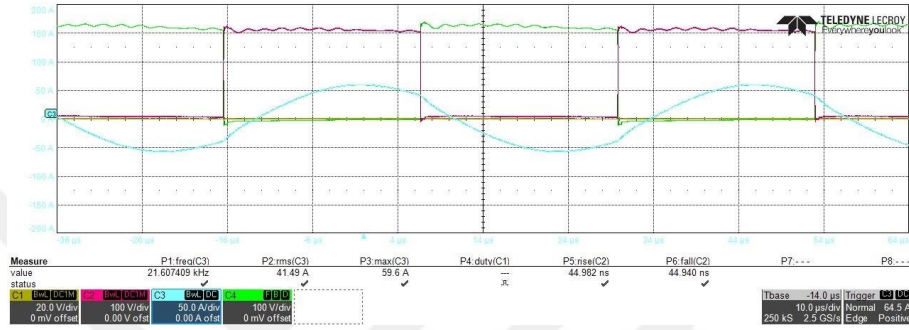
	P_{input} [kW]	f_{sw} [kHz]	R_{eq} [Ω]	L_{eq} [μ H]	C_{res} [nF]	C_{snub} [nF]	$t_{leadtime}$ [μ s]	Fan [V]
Cond. 1	3.70	19.00	2.60	58.00	2 x 680	2 x 2.2	0.50	5V/(12 V)
Cond. 2	2.40	21.50	3.00	54.00	2 x 680	2 x 2.2	0.50	5V/(12 V)

Tablo 6.4 Klasik indüksiyon ocak koşullarında GaN HEMT anahtar kayıpları

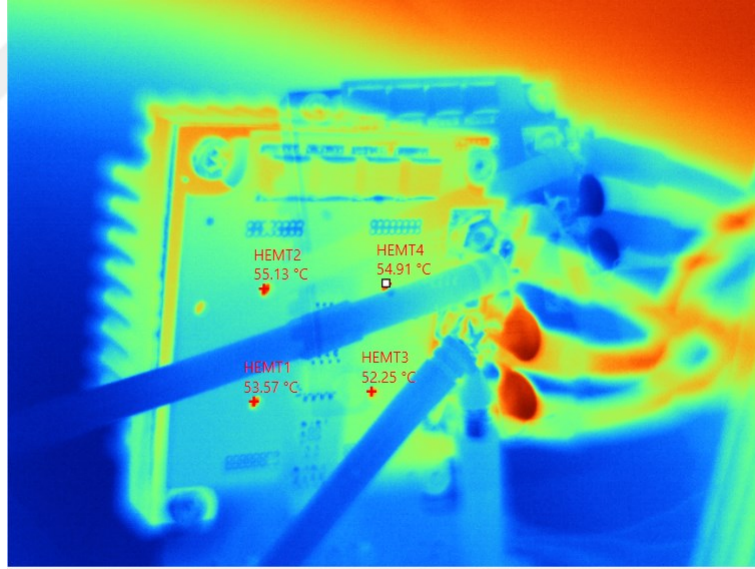
	P_{cond} [W]	P_{sw} [W]	P_{fw} [W]
Cond. 1	6.36	0.13	0.38
Cond. 2	3.10	0.15	0.65



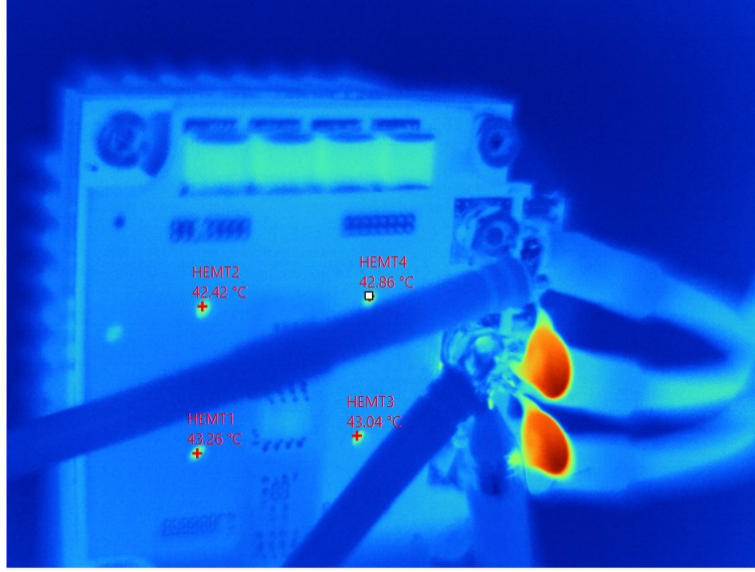
Şekil 6.5 Klasik indüksiyon ocak 1. çalışma koşulu dalga şekilleri



Şekil 6.6 Klasik indüksiyon ocak 2. çalışma koşulu dalga şekilleri



Şekil 6.7 Klasik indüksiyon ocak 1. çalışma koşulu termal ölçümleri



Şekil 6.8 Klasik indüksiyon ocak 2. çalışma koşulu termal ölçümleri

6.1.5 Klasik İndüksiyon Ocak Çalışma Koşullarında GaN HEMT Kullanımı için Elde Edilen Sonuçlar

Ticarileşmiş GaN HEMT anahtarlar incelendiğinde 3700 W-4000 W güç seviyeleri için paralel 2 adet GaN HEMT kullanımı zorunlu hale gelmektedir. Bunun en önemli sebebi ise kayıp nedeniyle oluşan ısının jonksiyondan uzaklaştırılma problemi. Paket yapısı nedeniyle oluşan sıcaklığın jonksiyondan uzaklaştırılması T0-247 kılıfa sahip bir Si IGBT kadar kolay değildir. Bu durum hem PCB hem de soğutma yapısı bakımından ilave maliyet doğurmaktadır. ‘Bottom Cooled’ paket yapısına sahip anahtarlarda baskı devre yapısı oldukça karmaşıklaşmaktadır. Bu tip anahtarlar kullanıldığı durumda yüksek güçler için IMS (Insulated Material Substrate) baskı yapısı gerekmektedir. Bu tip baskı devre kullanıldığı takdirde güç kartı tek yüzlü olarak kurgulanması gerekmektedir. ‘Top Cooled’ anahtar içinse klasik soğutucu yapısı tercih edilebilir. IMS baskı devre yapısının tercih edildiği uygulamalarda güç devresi parazitik indüktansını düşürmek oldukça zor bir hal almaktadır. Bunu yanı sıra çok daha farklı soğutma yapıları da mevcuttur. Yüksek bakır kalınlığı tercih etmek, termal via kullanmak, bakır dolgu kullanmak bunlardan sadece birkaçıdır. Fakat termal performans açısından IMS devre yapısı en etkilisidir. GaN HEMT ve Si IGBT karşılaştırıldığında serbest dolaşım bölgesi (Reverse Conducting) bölgesi haricinde GaN HEMT çok daha iyi performans sergilemektedir. Düşük anahtarlama frekansı nedeniyle serbest dolaşım bölgesi kaybı çok belirgin olmasa da yüksek frekans bölgesinde serbest dolaşım bölgesi

kaybı çok kritik bir hal almaktadır. Genel olarak GaN HEMT anahtarların serbest dolaşım anında gösterdiği ileri gerilim düşümü oldukça yüksektir. Bu bölgede oluşacak kaybı minimize etmenin iki yolu vardır. Bunlardan birincisi serbest dolaşım bölgesinin süresini ve akımın değerini azaltmaktır. Bu durum bobin tasarımı ve rezonans tankıyla doğrudan ilintilidir. İkinci yöntem ise ölü zaman (Dead Time) süresinin kısaltılmasıyla anahtarın bir an önce ilettime sokulması ve akımın 2DEG kanalından akmasını sağlamaktır. Yapılan bu iyileştirmelerle birlikte serbest dolaşım bölgesi kayıpları minimize edilebilir. GaN HEMT anahtarlar oldukça üstün anahtarlama karakteristiğine sahip olduğundan ölü zaman süreleri 100 ns seviyelerine kadar çekilebilir. Günümüzde Si IGBT'ler için bu değer yaklaşık olarak 1-1.5 μ s seviyelerindedir. Anahtarlama frekansında yükseliş olmaması nedeniyle pasif komponent boyutları değişmemiştir. Bu nedenle buradan bir fiziksel boyut ve maliyet avantajı oluşmamaktadır. Bilakis, akım ve gerilimdeki hızlı değişimler (di/dt , dv/dt) daha yüksek frekanslı ve pahalı ortak durum ve fark durum nüve kullanılması gerekebilir. Buna mukabil, baskı devre üretim maliyetinin de bir hayli yükselmesi kaçınılmazdır. Bu frekans ve güç seviyelerinde GaN HEMT Si IGBT'ye kıyasla daha iyi performans sergilese de bu fark istenilen seviyede değildir. Bu farkı daha belirgin hale getirmek ve WBG farkını ürünün tamamını etkileyecek şekilde göstermek amacıyla aynı güç seviyesinin çok daha yüksek frekans seviyelerinde aktarılması daha uygun olacaktır. Frekansın yükseltilmesiyle pasif komponentlerin fiziksel boyutları azalacak ve bu durum maliyete ve inceliğe doğrudan etki edecektir. WBG'nin sahip olduğu mükemmel anahtarlama karakteristiğinin sağladığı avantaj nedeniyle soğutma ve soğutucu boyutlarında bir artış olamayacak bilakis küçülmesi mümkün hale gelecektir.

Bu kısımdan çıkarılacak sonuç şudur: klasik indüksiyon ocak çalışma koşullarında WBG kullanmak yerine kaliteli bir Si IGBT kullanmak ürünün tamamı ve maliyeti düşünüldüğünde daha mantıklı olmaktadır. WBG'nin farkını bariz bir şekilde ortaya koyabilmesi için frekansın çok daha yüksek seviyelere çıkarılması gerekmektedir. Bir sonraki bölümde rezonans frekansı yaklaşık olarak 100 kHz (x5) seviyesine çekilerek testler gerçekleştirilecektir.

6.2 Yüksek Frekanslı İndüksiyon Ocaklarda GaN HEMT Kullanımı

Bir önceki kısımda yüksek güçlü düşük frekanslı uygulamalar için (klasik indüksiyon ocak) GaN HEMT kullanımına değinilmişti ve bu koşullarda WBG kullanımının çok iyi sonuçlar vermediği görülmüştür. Burada aynı güç seviyesi için anahtarlama frekansı yaklaşık olarak 5 katına yükseltilecektir. Böylelikle pasif komponentlerin (indüksiyon bobini ve rezonans kondansatörleri) fiziksel boyutlarında azalma sağlanacaktır. Buna mukabil, fanın fiziksel boyutunun küçültülmesiyle daha sessiz ve ince ocak elde etmek mümkün olacaktır. Bu kısımda farklı çalışma koşulları için dalga şekilleri ve termal ölçümler alınmış ve kıyaslanmıştır.

6.2.1 Tek Göz Çalışma-Maksimum Göz Gücü Çalışma Koşulu

Bu çalışma koşulunda maksimum gücü elde edebilmek adına rezonans noktasına yakın çalışılmıştır. Bu nedenle bu çalışmada anahtarlama ve serbest dolaşım bölgesi kayıpları oldukça düşükken iletim kayıpları oldukça baskındır. Anahtarlama frekansı olarak 95 kHz seçilmiştir. Bununla beraber rezonans kondansatörleri uygun rezonans frekansını belirlemek adına 2×94 nF olarak seçilmiştir. Bastırma kondansatörleri ise 2×2.2 nF olarak seçilmiştir.

Alınan ölçümlerden de anlaşılacağı üzere sıcaklık seviyeleri 3700 W-19.0 kHz durumuna göre bir miktar yükselmiştir. Bu durumun oluşmasındaki temel sebep rezonans frekansına olan yakınlıktır. Bu çalışma koşulunda rezonans frekansına olan uzaklık yüksek anahtarlama frekansı yüzünden hemen etkin olmaya başlamakta ve anahtar sıcaklığını bir miktar yükseltmektedir. Buradan şu sonuç çıkartılabilir; uygun bir bobin tasarımıyla maksimum güç rezonans frekansına daha yakın bir çalışma frekansında aktarılarak kayıplar daha da minimize edilebilir. Toplam kayıp içerisinde diyot kayıpları oldukça yüksek bir paya sahiptir. Ölü zaman süresi 500 ns mertebesinden 100 ns mertebesine çekilmesiyle kayıpla bir miktar daha azaltılabilir.

6.2.2 İki Göz Çalışma-Maksimum Giriş Gücü Çalışma Koşulu

Daha önceki bölümlerde de belirtildiği üzere bu çalışma koşulu ürün performansını belirleyen esas çalışma koşuludur. Bu çalışma durumunda serbest dolaşım bölgesinde meydana gelen kayıp ve kesime gitme kaybı daha da etkin olmaya başlamaktadır. Alınan ölçümlerden de anlaşılacağı üzere serbest dolaşım bölgesi kayıpları toplam kayıpta oldukça etkilidir. Bunun önüne geçmek için ölü zaman süresi 500ns mertebesinde 100 ns mertebesine çekilebilir. İlave olarak göz gücünün 2800 W'dan 2400 W seviyesine çekilmesiyle iletim kayıpları da bir miktar azaltılabilir. Görüleceği üzere anahtarlama kayıpları bakımından GaN HEMT çok üstün durumdadır. Ölü zaman süresinin 100ns yapılmasıyla ters iletim kayıpları da makul seviyeye çekilmiştir. Güç seviyesinin de makul düzeye çekilmesiyle (2800 W →2400 W) GaN HEMT IGBT'ye kıyasla kat ve kat üstün performans sergilemektedir. Bu durum en zorlayıcı koşul olan maksimum giriş gücü koşulunda gerçekleştirildiğinden ürün performansı ile doğrudan ilintilidir.

6.2.3 Yüksek Frekanslı İndüksiyon Ocak Çalışma Koşullarında GaN HEMT Ölçüm Sonuçları

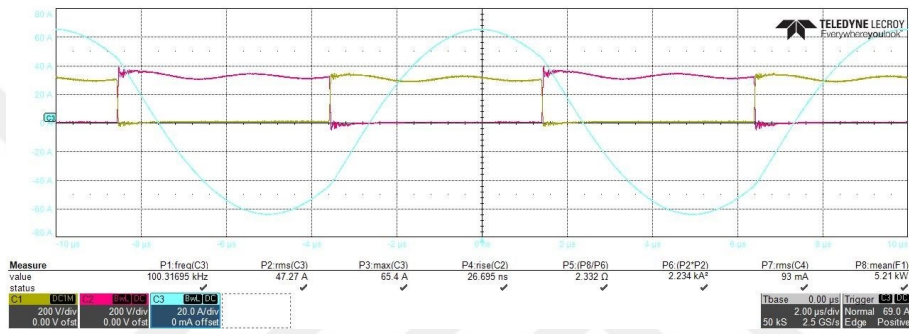
Bu bölümde yüksek frekanslı indüksiyon ocak çalışma koşullarında GaN HEMT ile alınan ölçümler verilmiştir. Devrenin çalışma koşulları Tablo 6.5'de verilirken oluşan anahtar kayıpları Tablo 6.6'da verilmiştir. Test devresinden alınan ölçümler Şekil 6.9, Şekil 6.10, Şekil 6.11 ve Şekil 6.12 ile verilmiştir.

Tablo 6.5 Yüksek frekanslı indüksiyon ocak koşullarında GaN HEMT çalışma koşulları

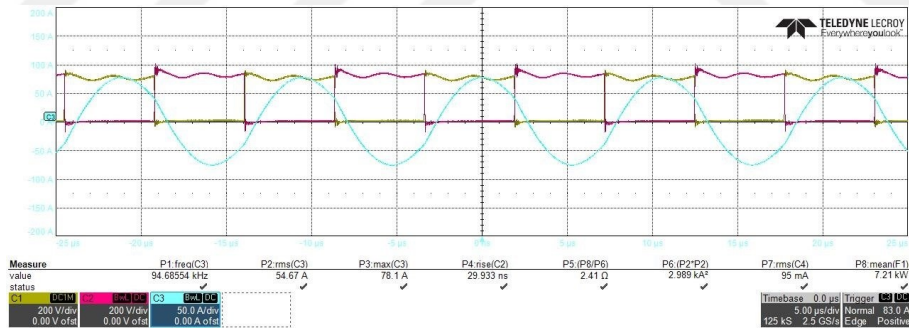
	P_{input} [kW]	f_{sw} [kHz]	R_{eq} [Ω]	L_{eq} [μ H]	C_{res} [nF]	C_{snub} [nF]	$t_{deadtime}$ [μ s]	Fan [V]
Cond. 1	3.60	95.00	2.36	17.00	2×94	2×2.2	0.50	5V/(12 V)
Cond. 2	2.80	100.00	2.42	16.50	2×94	2×2.2	0.50	5V/(12 V)

Tablo 6.6 Yüksek frekanslı induksiyon ocak koşullarında GaN HEMT anahtar kayıpları

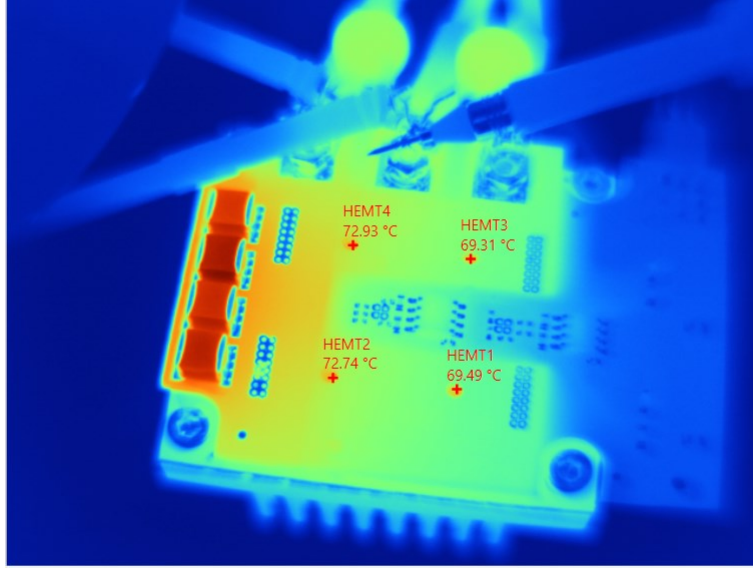
	P_{cond} [W]	P_{sw} [W]	P_{fw} [W]
Cond. 1	7.22	0.67	2.16
Cond. 2	5.26	0.71	2.85



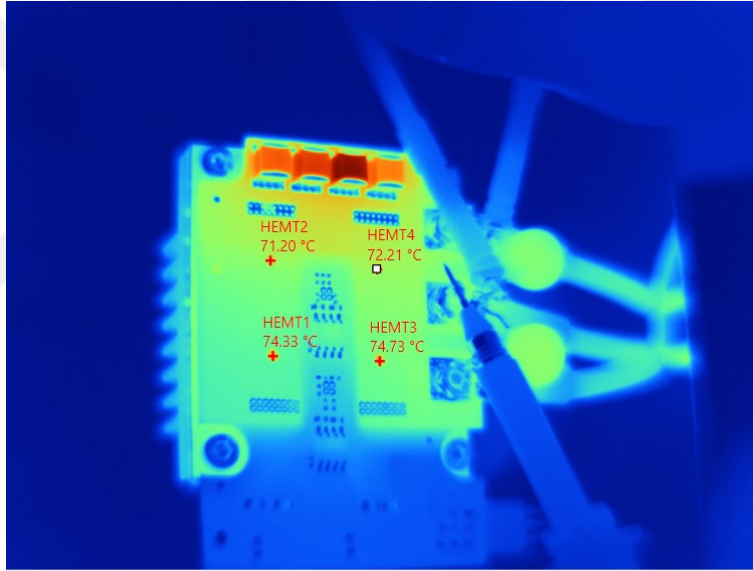
Şekil 6.9 Yüksek frekanslı induksiyon ocak 1. çalışma koşulu dalga şekilleri



Şekil 6.10 Yüksek frekanslı induksiyon ocak 2. çalışma koşulu dalga şekilleri



Şekil 6.11 Yüksek frekanslı indüksiyon ocak 1. çalışma koşulu termal ölçümleri



Şekil 6.12 Yüksek frekanslı indüksiyon ocak 2. çalışma koşulu termal ölçümleri

6.2.4 Yüksek Frekanslı İndüksiyon Ocak Çalışma Koşullarında GaN HEMT Kullanımı için Elde Edilen Sonuçlar

İndüksiyon ocaklarda WBG kullanmanın avantajını tam olarak elde edebilmek için anahtarlama frekansının yükseltilmesi gerektiği vurgulanmıştı. Böylelikle üründe WBG kullanmanın avantajı daha net olarak ortaya çıkmaktadır. Frekansın yükseltilmesiyle birlikte pasif bileşenlerin boyutları düşürülmüştür. Oluşan düşük anahtar kayıpları sayesinde fanın boyutunu da düşürmek mümkündür. Böylelikle hem maliyet hem de kullanıcı bakımından birçok avantaj elde edilebilir.

İndüksiyon ocaklarda endüksiyon bobini tasarımı oldukça kritiktir. İstenilen güç seviyesinin istenilen şekilde (maksimum verimle, minimum anahtar kaybıyla) yüke aktarılabilmesi için bobin-tencere eşdeğerinin indüktans ve direnç değerleri çok önemlidir. Özellikle yüksek frekanslara çıkıldığında ve WBG anahtarlar kullanıldığında bobin tasarımı çok daha önemli bir hal almaktadır. İndüksiyon bobini tasarımı için sarım adedi, nüve adedi ve hava aralığı başlıca tasarım kriterleridir. İndüksiyon bobinin sarım adedi arttıkça bobin ile tencere arasındaki manyetik kuplaj artacak ve bunun sonucu olarak eşdeğer direnç yükselecektir. Sarım adedinin yükseltilmesiyle eşdeğer indüktans ve bobin indüktansı da yükselecektir. Yüksek indüktans oluşması durumunda rezonans frekansı oldukça düşük seviyelerde olacaktır. Bunu istenilen seviyeye çekmek amacıyla rezonans kondansatörlerinin değeri düşürülmelidir. Bobin-tencere eşdeğer direncinin çok yüksek olması istenilen güç seviyesinin aktarılmasını engeller. Çok düşük olması ise istenilen gücün çok verimsiz şekilde (çok yüksek bobin akımı ve yarıiletken anahtar kayıpları) aktarılmasına neden olur. Bu nedenle uygun L_{EQ} ve R_{EQ} seçimi çok önemlidir. İndüksiyon bobininde manyetik alanı yönlendirmek amacıyla manyetik nüveler eklenmektedir. Bu nüveler bobinin indüktansını ve manyetik bağlılığı arttıracak yönde etki eder. Nüve adediyle manyetik doyma doğrudan ilintilidir. Nüve adedi azaldıkça manyetik doyma riski artarken eşdeğer indüktans ve manyetik bağlılık azalmaktadır. Nüve adedi arttırıldıkça manyetik doyma riski azalırken eşdeğer indüktans ve manyetik kuplaj yükselmektedir. İndüksiyonla ısıtma sistemlerinde nüvelerin yüksek sıcaklığa maruz kalacağı da göz önünde bulundurulursa tasarım yapılırken manyetik doymanın meydana gelmeyeceği garanti edilmelidir. Daha sonrasında istenilen indüktans ve direnç değerlerine göre nüve adedi belirlenmelidir. Bobin tasarımında bir diğer önemli kriterse hava aralığıdır. Hava aralığı arttıkça manyetik bağlılığı düşecek, eşdeğer indüktans artarken eşdeğer direnç düşecektir. Hava aralığı azaldıkça manyetik bağlılık artacak, eşdeğer indüktans düşerken eşdeğer direnç artacaktır. Hava aralığı da güç aktarımı için önemli bir parametredir. İlave olarak ince tasarım yapılmak istendiğinde hava aralığı yine önemli bir kriter olarak karşımıza çıkmaktadır. Hava aralığının değeri ürün yüksekliği ile doğrudan ilintilidir. Yüksek frekanslara çıkıldığında sarım sayısı ve nüvelerin maruz kalacağı manyetik alan yoğunluğu azalacağından nüve sayısı azaltılabilir. Hem nüve sayısı hem de sarım sayısı düşürüldüğünden manyetik bağlılık azalacak ve görülen eşdeğer direnç düşecektir.

Burada görülen eşdeğer direnci arttırmak için hava aralığı düşürülmelidir. Böylelikle bobin yüksekliği düşecektir ve bu durum ürün yüksekliğine doğrudan etki edecektir. Burada bobin sargısının göstereceği deri etkisi çok önemlidir. Bu AC direnç ile bobin kayıpları ile doğrudan ilintilidir. Bu nedenle yüksek frekanslara çıkıldığında daha ince iletkenli fakat daha fazla adetli bobin tasarımı yapmak kaçınılmaz hal almaktadır. Bu durum üretim bakımından birtakım zorluklar oluşturmaktadır. Analiz edilen bobinde iletken çapı 80x0.25 mm'dir. Burada tek bir iletkenin yüzey alanı 0.049 mm²'dir. Toplam yüzey alanı 3.926 mm²'dir. Bu yüzey alanı 40 A bobin akımını taşımak için yeterlidir. Deri etkisini minimize etmek amacıyla iletken adedi artırılarak tel çapı küçültülmelidir. $\Phi = 0.20$ mm iletken çapı kullanılması halinde 125 adet iletken kullanılması gerekirken $\Phi = 0.15$ mm iletken çapı kullanılması halinde 225, $\Phi = 0.10$ mm iletken kullanılması halinde 500 adet iletken kullanılması gerekmektedir. Burada frekans yükseldikçe bobin üretiminin güçleştiği açıktır.

6.3 Düşük İndüktans-Düşük Direnç Karakteristiğine Sahip Tencerelere Yüksek Güç Aktarımı

Ev tipi indüksiyon ocaklarda 304 Çelik, Alüminyum gibi metallerin manyetik alana verdiği cevap düşük olduğundan bobin-tencere eşdeğerinin oluşturduğu indüktans ve direnç oldukça düşüktür. Bu durum bu tip tencerelere yüksek güç aktarımını oldukça güçleştirmektedir. Bu tip tencerelere güç aktarabilmek için bobin akımının oldukça yüksek seviyelere çıkarılması gerekmektedir. Bunun sonucu olarak anahtar üzerinde çok yüksek anahtarlama, iletim ve ters iletim kayıpları oluşur. Si temelli IGBT'ler bu tip kayıpları karşılayacak nitelikte değildir. Bobin akımının yüksek olmasından dolayı manyetik doyma meydana gelebilir. Bunun önüne geçmek amacıyla yüke aktarılan güç azaltılmaya başlar ve bu durum ürün performansını olumsuz yönde etkilemektedir. Bu tip metallerin ısıtılabilmesi için GaN HEMT kullanılarak anahtarlama frekansı yükseltilebilir; eşdeğer direnç artar ve istenilen güç aktarılabilir. Böylelikle indüksiyon bobininin sahip olacağı sarım adeti makul seviyelerde kalabilir ve ilave rezonans tankı donanımlarına ihtiyaç kalmayabilir. Bobin akımı makul seviyelerde kalacağından manyetik doymanın önüne geçilerek ürün performansı yükseltilmiş olur. Günümüzde manyetik olmayan metalleri ısıtmak amacıyla 'All Metal' adı verilen indüksiyon ocaklar mevcuttur. Bu ocaklar

oldukça pahalıdır, ilave donanımlar gerektirmektedir ve bobin tasarımları oldukça kompleks ve pahalıdır

6.3.1 Tek Göz Çalışma-Maksimum Göz Gücü Çalışma Koşulu

Bu çalışma durumunda anahtarlama frekansı 100 kHz seviyesindeyken yüke aktarılan güç 2300 W seviyesindedir. Anahtar kayıplarının büyük bir kısmı iletim kayıplarından meydana gelse de serbest dolaşım bölgesi kayıpları ve kesime girme kayıpları da oldukça etkilidir.

6.3.2 İki Göz Çalışma- Maksimum Giriş Gücü Çalışma Koşulu

Bu çalışma durumunda anahtarlama frekansı 105kHz'e yükseltilerek güç 1.5 kW seviyesine çekilmiştir. Frekansın yükseltilmesiyle iletim kayıpları azalma göstermekle beraber serbest dolaşım ve kesime girme kayıpları artmıştır. Burada yine serbest dolaşım bölgesi kayıpları oldukça baskın olduğundan ölü zaman süresi 500 ns'den 100 ns mertebesine çekilerek güç kaybı kayda değer bir şekilde düşürülebilir.

6.3.3 All-Metal İndüksiyon Ocak Çalışma Koşullarında GaN HEMT Ölçüm Sonuçları

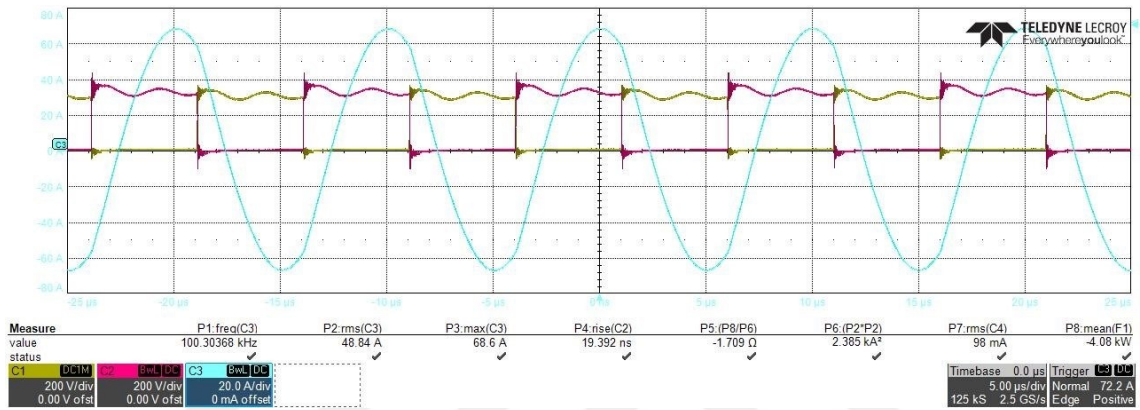
Bu bölümde All-Metal indüksiyon ocak çalışma koşullarında GaN HEMT ile alınan ölçümler verilmiştir. Devrenin çalışma koşulları Tablo 6.7'de verilirken oluşan anahtar kayıpları Tablo 6.8'de verilmiştir. Test devresinden alınan ölçümler Şekil 6.13, Şekil 6.14, Şekil 6.15 ve Şekil 6.16 ile verilmiştir.

Tablo 6.7 All-Metal indüksiyon ocak koşullarında GaN HEMT çalışma koşulları

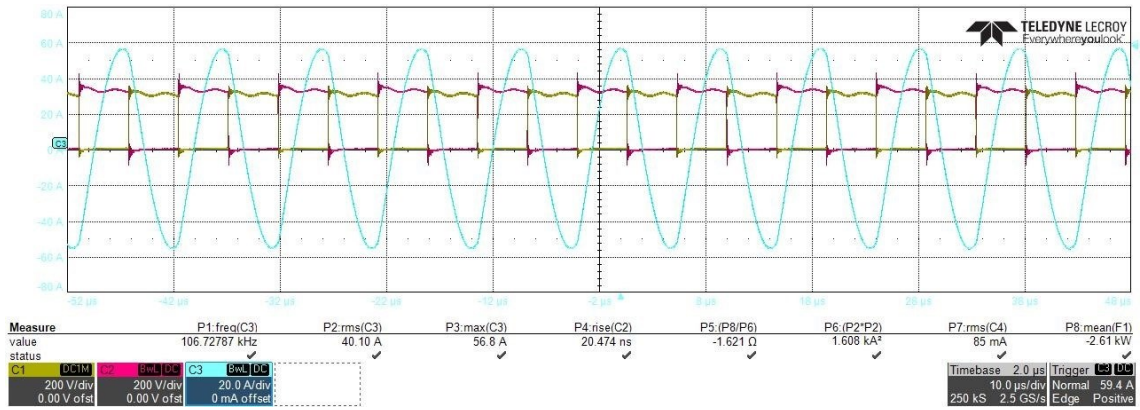
	P_{input} [kW]	f_{sw} [kHz]	R_{eq} [Ω]	L_{eq} [μ H]	C_{res} [nF]	C_{snub} [nF]	$t_{deadtime}$ [μ s]	F_{an} [V]
Opt. 1	2.30	100.00	1.87	17.00	2×94	2×2.2	0.50	5 V/(12 V)
Opt. 2	1.50	105.00	1.99	17.00	2×94	2×2.2	0.50	5 V/(12 V)

Tablo 6.8 All-Metal indüksiyon ocak koşullarında GaN HEMT anahtar kayıpları

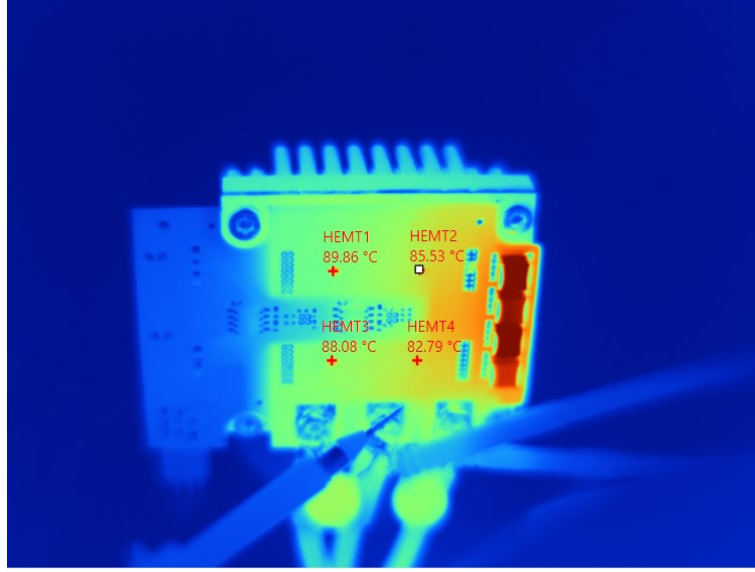
	P_{cond} [W]	P_{sw} [W]	P_{fw} [W]
Opt. 1	6.43	0.70	4.24
Opt. 2	3.78	0.75	4.15



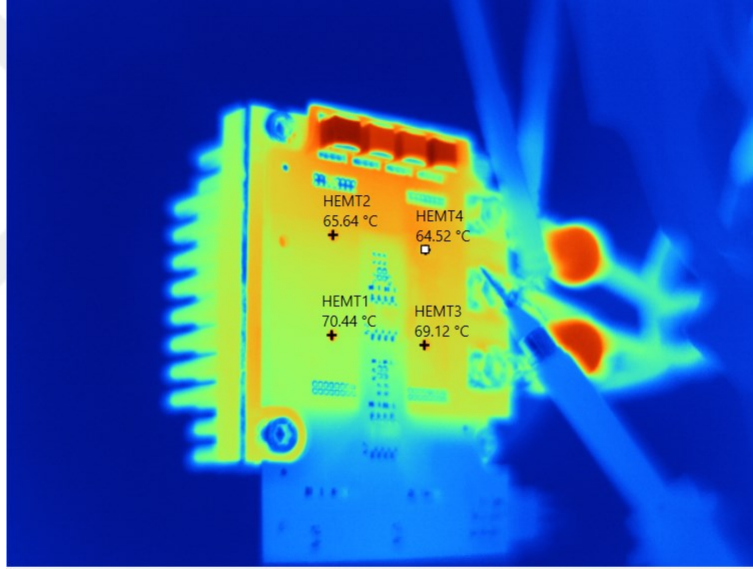
Şekil 6.13 All-Metal indüksiyon ocak 1. çalışma koşulu dalga şekilleri



Şekil 6.14 All-Metal indüksiyon ocak 2. çalışma koşulu dalga şekilleri



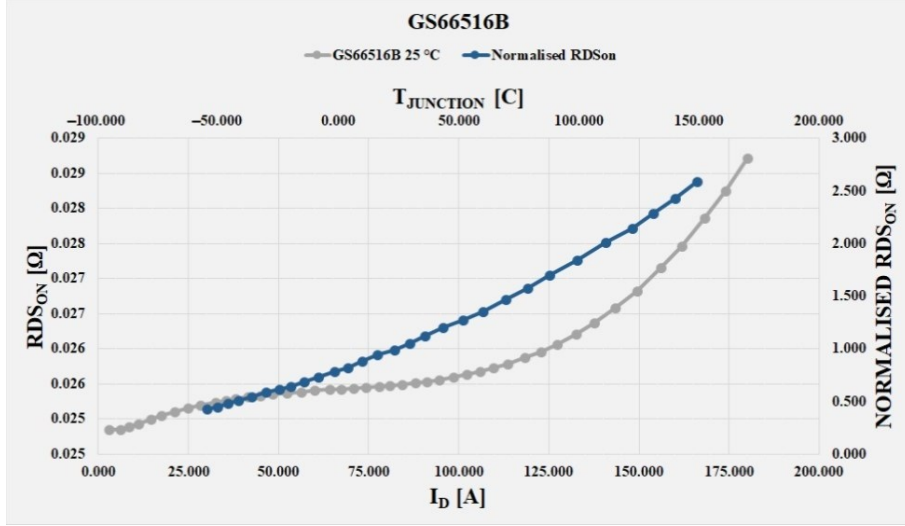
Şekil 6.15 All-Metal indüksiyon ocak 1. çalışma koşulu termal ölçümleri



Şekil 6.16 All-Metal indüksiyon ocak 2. çalışma koşulu termal ölçümleri

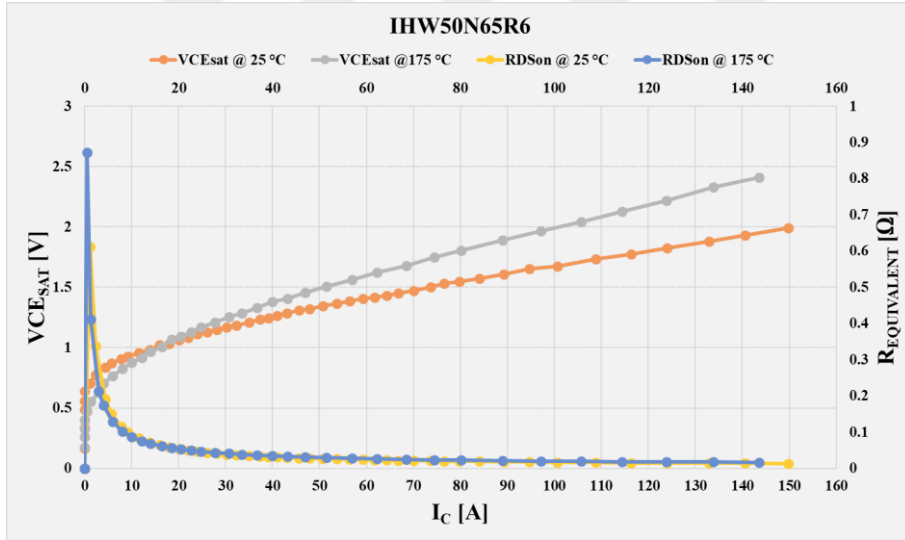
6.4 Ev Tipi İndüksiyon Ocaklar için IGBT ve GaN HEMT Karşılaştırması

İndüksiyonla ısıtma sistemleri için anahtar üzerinde oluşan kayıpların en büyük kalem iletim kayıplarıdır. Bu nedenle WBG anahtarlar seçilirken dikkat edilecek en büyük kriterlerden biri $R_{DS(on)}$ direnci ve bu direncin sıcaklıkla olan değişimidir. Kayıpların azaltılmasında en etkili kriter budur. Şekil 6.17’de GS66516B ve IHW50N65R6 anahtarlarının iletim kayıpları bakımından katalog verileri kıyaslanmıştır.



Şekil 6.17 GS66516B $R_{DS_{on}}$ karakteristiği

Görüleceği üzere $R_{DS_{on}}$ direnci $25^{\circ}C$ 'de oldukça düşükken sıcaklıkla dramatik bir şekilde yükselmektedir. Bu durum tasarım bakımından oldukça kritiktir. Şekil 6.18'da IGBT için aynı özellik verilmiştir.



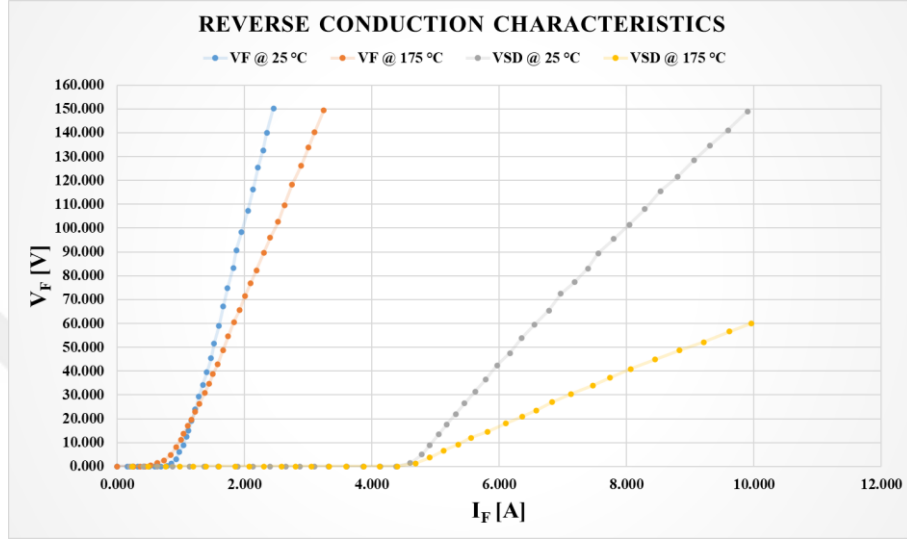
Şekil 6.18 IHW50N65R6 $V_{CE_{sat}}$ karakteristiği

WBG ile kıyaslamada kolaylık sağlaması bakımından ileri gerilim düşümü ($V_{CE_{sat}}$) eşdeğer dirence ($R_{DS_{on}}$) çevrilmiştir.

Görüldüğü gibi eşdeğer iç direnç bakımından GaN HEMT ile çok yakın olması karşın sıcaklıkla değişim oldukça karardır. Yapılan uygulamalarda iki adet GaN HEMT paralel olarak kullanıldığından iletim kayıpları bakımından büyük avantaj

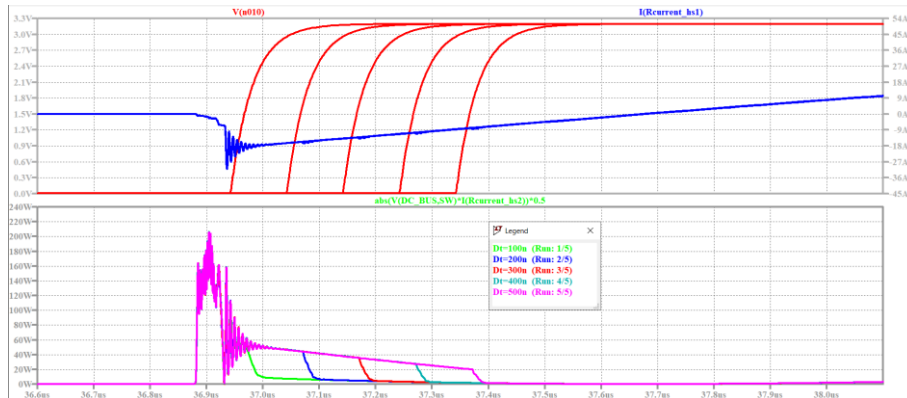
sağlanmıştır. GaN HEMT anahtarlar gelişmiş paket yapıları nedeniyle paralel çalışmaya oldukça uygun anahtarlardır.

Ters iletim kayıpları özellikle yüksek frekanslı uygulamalarda toplam kayıpta önemli bir kalemi oluşturmaktaydı. Şekil 6.19'de GS66516B ve IHW5065R6 anahtarları için ters iletim bölgesi karakteristikleri (V_F) verilmiştir.



Şekil 6.19 GS66516B V_F karakteristiği

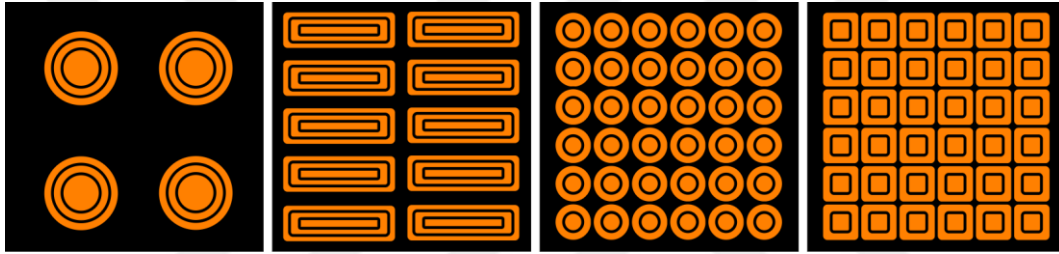
Verilen katalog bilgilerinden de görüleceği üzere IHW50N65R6 oldukça iyi ters iletim karakteristiğine sahiptir. Bu ilaveten GS66516B'in ters iletim karakteristiği oldukça kötüdür. Bunun önüne geçebilmek için anahtarın ters iletim bölgesinde olabildiğince hızlıca ilettime sokulması gerekmektedir. Şekil 6.20'de farklı ölü zaman süreleri için ters iletim kaybının değişimi gözler önüne serilmiştir.



Şekil 6.20 GS66516B farklı ölü zaman süreleri için V_F karakteristiği

6.5 Full Flexi Ocak Yapılarında GaN HEMT Kullanımı

Flexi indüksiyon ocaklar belirli bir göz konfigürasyonuna sahip olmayıp ocağın her noktasında pişirme yapabilmektedir. Bunu sağlayabilmek için daha düşük güçlü ve çok sayıda güç dönüştürücüsü kullanmak gerekmektedir. Böylelikle homojen pişirme başta olmak üzere birçok avantaj elde edilmiş olur. Burada gerek bobin sayısı gerekse soğutma sistemi gibi etmenler ocağın maliyetini arttırmakta ve güç yoğunluğunu düşürmektedir. Burada temel amaç WBG anahtarların yardımıyla daha ince, daha sessiz ve daha yüksek güç yoğunluğuna sahip indüksiyon ocaklar elde etmektir. Bu tip ocaklarda tercih edilen devre topolojisi seri rezonans yarım köprü dönüştürücüdür. Şekil 6.21’da Flexi ve klasik yapıdaki indüksiyon ocaklar verilmiştir.



Şekil 6.21 Farklı indüksiyon ocak konfigürasyonları

Bu bölümde klasik indüksiyon ocaklara nazaran çok daha yüksek anahtarlama frekansına sahip fakat daha düşük güçlü güç dönüştürücüde GaN HEMT kullanılacaktır. Bu bölümde ise Flexi ocak için uygun çalışma noktası belirlenmeye çalışılacaktır.

Çok yüksek frekanslarda ve düşük göz güçlerinde GaN HEMT kullanımıyla ilgili olarak ölçüm sonuçları ve kayıplar detaylı olarak işlenmiştir. Bu çalışma koşullarında serbest dolaşım bölgesi kayıpları oldukça etkin olmaktadır. Anahtarlama frekansının yüksek olmasıyla birlikte kayıpların çok büyük bir kısmı serbest dolaşım ve anahtarlama kayıplarından meydana gelmektedir. Burada bu kayıpların minimize edilmesi ve daha etkin bir anahtar kullanımı mümkündür. İlk olarak rezonans noktasına oldukça yakın noktada çalışmak elzemdir. Böylelikle anahtarlama kayıpları ve ters iletim kayıpları minimize edilebilir. Gücün düşük olmasıyla birlikte iletim kayıpları zaten düşüktür. Böylelikle oldukça verimli şekilde güç aktarımı yapılabilir. Bunun sağlanabilmesi için uygun bir indüksiyon bobini tasarımı çok önemlidir. Çok yüksek frekanslarda istenilen indüktans

seviyesinin elde edilmesinin yanı sıra istenilen güç aktarımının olabilmesi için oluşan eşdeğer direncin istenilen değerde olması gerekmektedir.

6.5.1 Full-Flexi İndüksiyon Ocak Çalışma Koşullarında GaN HEMT Ölçüm Sonuçları

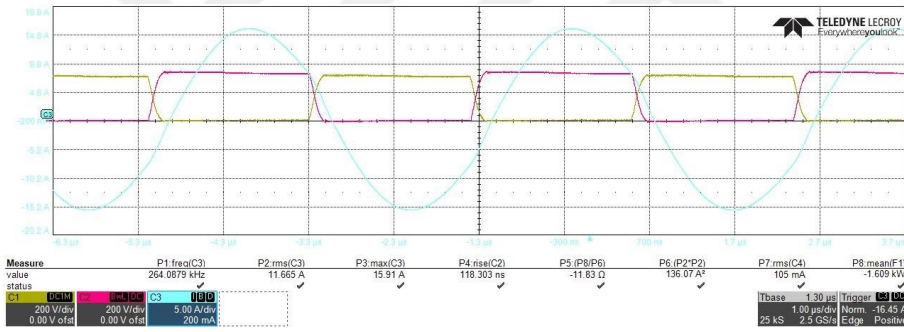
Bu bölümde Full-Flexi indüksiyon ocak çalışma koşullarında GaN HEMT ile alınan ölçümler verilmiştir. Devrenin çalışma koşulları Tablo 6.9'da verilirken oluşan anahtar kayıpları Tablo 6.10'da verilmiştir. Test devresinden alınan ölçümler Şekil 6.22 - Şekil 6.26 ile verilirken alınan termal ölçümler Şekil 6.27 - Şekil 6.31 ile verilmiştir

Tablo 6.9 Full-Flexi indüksiyon ocak koşullarında GaN HEMT çalışma koşulları

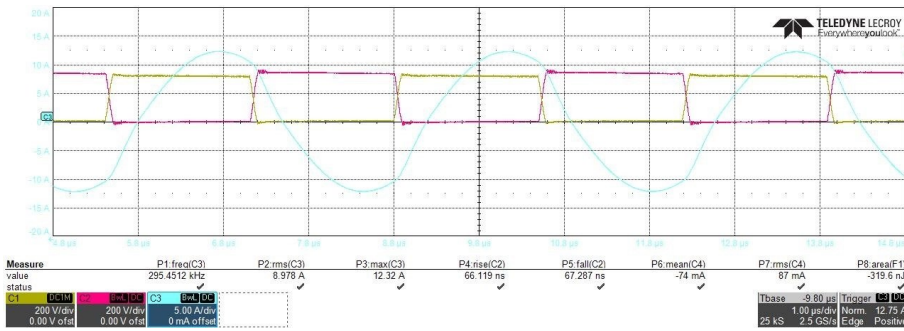
	P_{input} [kW]	f_{sw} [kHz]	R_{eq} [Ω]	L_{eq} [μ H]	C_{res} [nF]	C_{snub} [nF]	$t_{deadtime}$ [μ s]	Fan Level [V]
Opt. 1	0.87	265.00	8.53	20.00	2×11	2×0.470	0.20	0 V/(12 V)
Opt. 2	0.53	295.00	14.00	18.50	2×11	2×0.470	0.20	0 V/(12 V)
Opt. 3	0.30	500.00	20.00	15.00	2×11	2×0.470	0.20	5 V/(12 V)
Opt. 4	1.00	625.00	5.91	4.60	2×11	2×0.470	0.20	5 V/(12 V)
Opt. 5	0.40	1000.00	8.90	4.80	2×4.7	2×0.470	0.20	5 V/(12 V)

Tablo 6.10 Full-Flexi indüksiyon ocak koşullarında GaN HEMT anahtar kayıpları

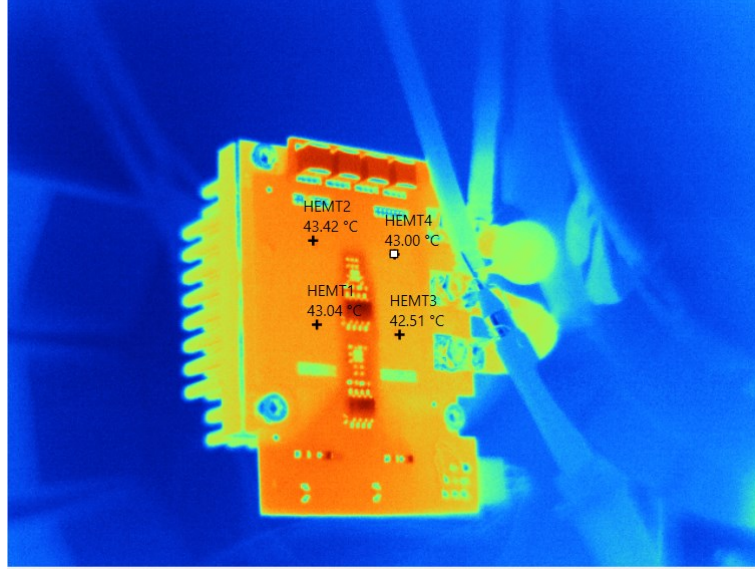
	P_{cond} [W]	P_{sw} [W]	P_{fw} [W]
Opt. 1	0.38	1.86	2.20
Opt. 2	0.14	2.06	2.18
Opt. 3	0.04	3.45	3.46
Opt. 4	0.58	4.43	5.45
Opt. 5	0.17	6.98	7.36



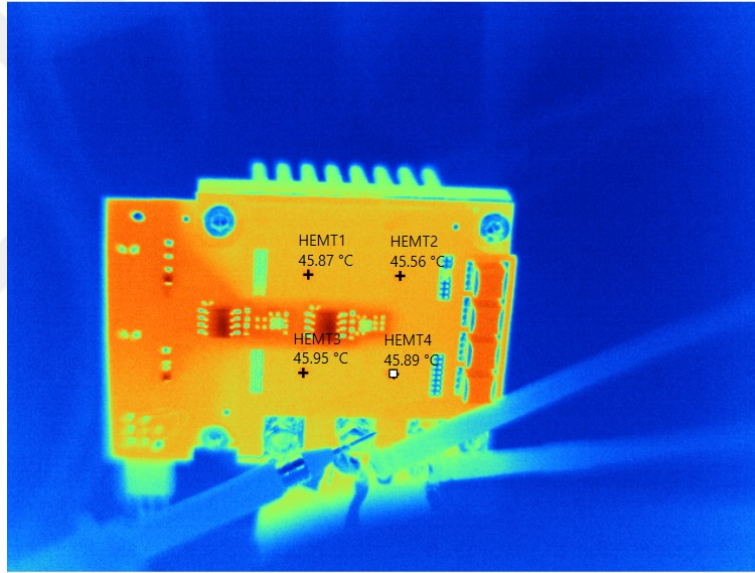
Şekil 6.22 Full-Flexi indüksiyon ocak 1. çalışma koşulu dalga şekilleri



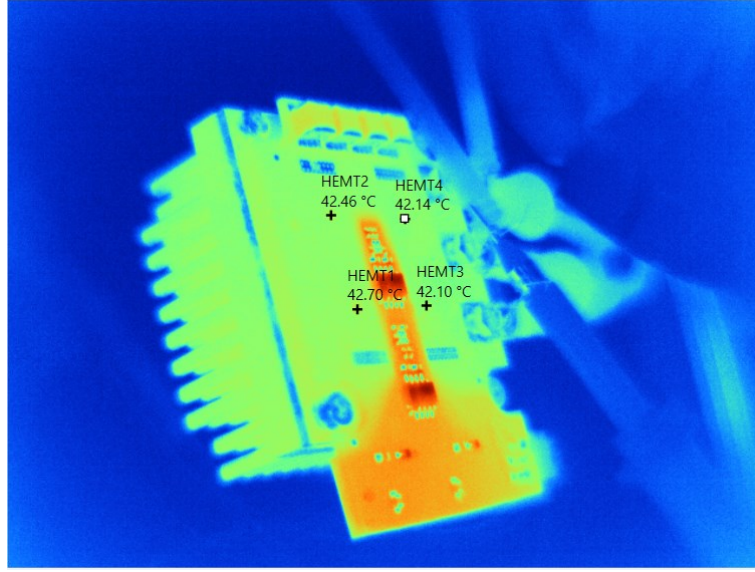
Şekil 6.23 Full-Flexi indüksiyon ocak 2. çalışma koşulu dalga şekilleri



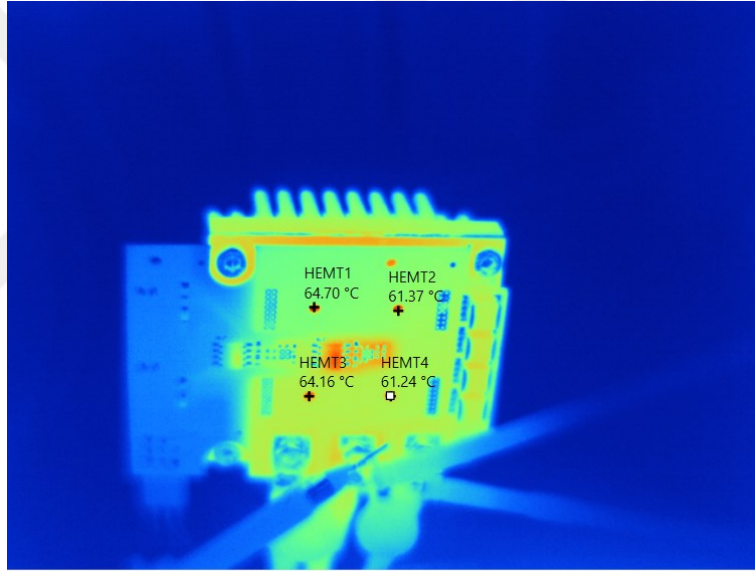
Şekil 6.27 Full-Flexi indüksiyon ocak 1. çalışma koşulu termal ölçümleri



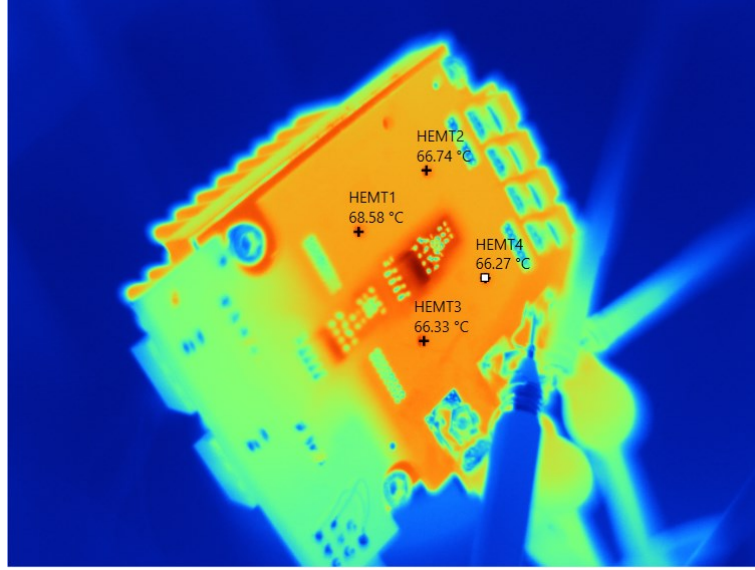
Şekil 6.28 Full-Flexi indüksiyon ocak 2. çalışma koşulu termal ölçümleri



Şekil 6.29 Full-Flexi indüksiyon ocak 3. çalışma koşulu termal ölçümleri



Şekil 6.30 Full-Flexi indüksiyon ocak 4. çalışma koşulu termal ölçümleri



Şekil 6.31 Full-Flexi indüksiyon ocak 5. çalışma koşulu termal ölçümleri

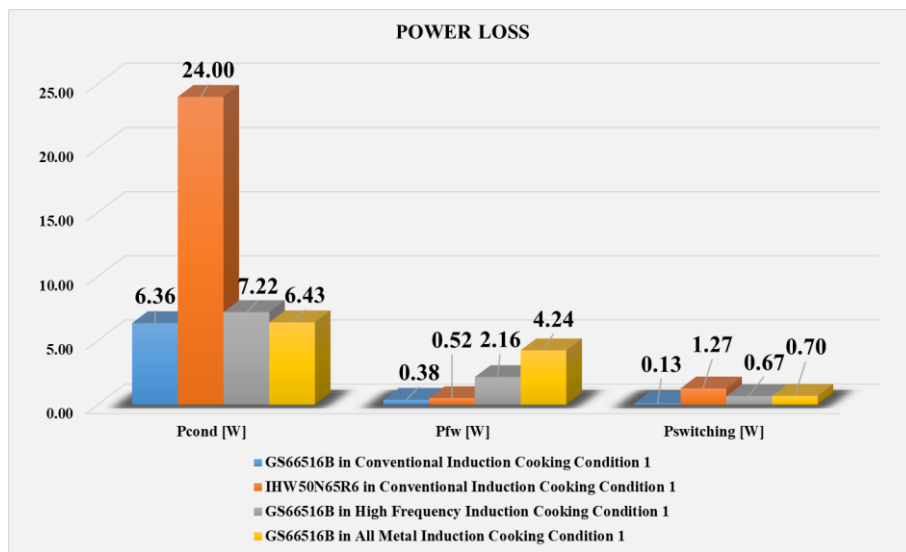
Bobin tasarımında dikkat edilmesi gereken diğer husus ise nüve kayıplarıdır. Yüksek frekanslarda nüve kayıpları artacağından ve indüksiyon ortam sıcaklığının da çok yüksek olması nedeniyle manyetik doyma meydana gelebilir. Bu nedenle yüksek frekans için uygun manyetik nüveler tercih edilmelidir. Yüksek frekansın etkisiyle bobin sargılarında meydana gelecek deri etkisi (Skin Effect) artacağından bobinde oluşacak bakır kayıpları artacaktır. Bu durum verim ve güç aktarımı üzerinde olumsuz etkiye sahiptir. Bu nedenle litz telinin her bir iletkeni daha düşük kesitli seçilmelidir. İletken çapının azaltılması durumundan iletken sayısı yükselecektir. Böylelikle istenilen yük akımı sağlıklı bir şekilde taşınabilir. Bu durum bobin işçilik ve üretim maliyetlerini yükselten önemli bir kalemdir. Burada sarım sayısının düşmesiyle birlikte nüve sayısı azaltılabilir. Nüve sayısının azaltılması ve sarım sayısının düşürülmesi maliyet bakımından oldukça avantajlı bir durumdur. Nüve sayısının azaltılması ve sarım sayısının düşürülmesi nedeniyle tencere ile bobin arasındaki manyetik bağlılık oldukça düşer. Yüke istenilen gücü en düzgün şekilde aktarabilmek için eşdeğer direncin yükselmesi gerekmektedir. Yüksek eşdeğer direnç ise yüksek frekansın etkisiyle oluşmaktadır. Alınan tüm ölçüm sonuçları Tablo 6.11 ve Tablo 6.12’de verilmiştir. Bu ölçüm sonuçları Şekil 6.32, Şekil 6.33 ve Şekil 6.34’de birbirleriyle karşılaştırılmaktadır.

Tablo 6.11 Yüksek güçlü uygulamalar için alınan ölçüm sonuçları

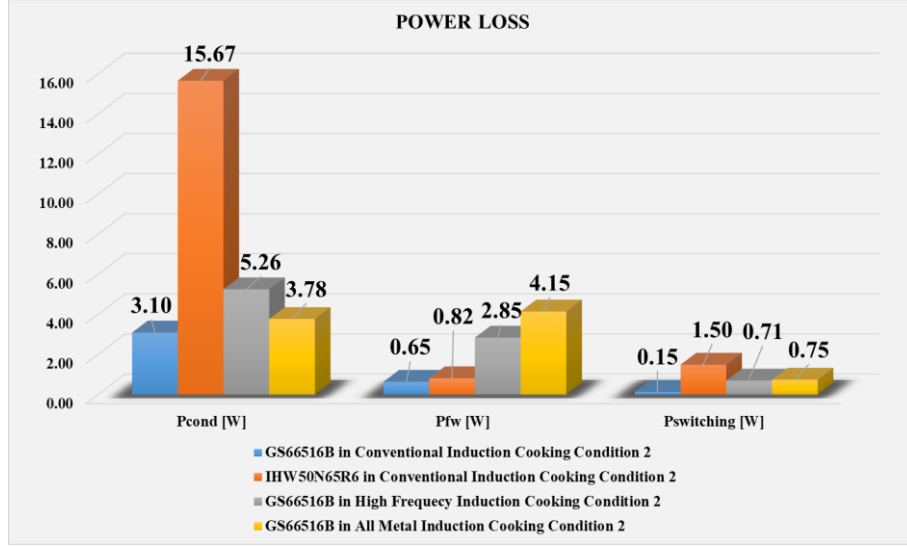
	P_{input}	f_{sw}	R_{eq}	L_{eq}	C_{res}	C_{smb}	t_{dt}	Fan	P_{cond}	P_{sw}	P_{fw}
	[kW]	[kHz]	[Ω]	[μ H]	[nF]	[nF]	[μ s]	[V]	[W]	[W]	[W]
Conventional Induction Cooking Operation (IHW50N65R6)											
Cond. 1	3.70	20.00	2.60	54.00	2 × 680	2 × 2.2	1.50	5 V/(12 V)	24.00	1.27	0.52
Cond. 2	2.40	22.00	3.29	52.00	2 × 680	2 × 2.2	1.50	5 V/(12 V)	15.67	1.50	0.82
Conventional Induction Cooking Operation (GS66516B)											
Cond. 1	3.70	19.00	2.60	58.00	2 × 680	2 × 2.2	0.50	5 V/(12 V)	6.36	0.13	0.38
Cond. 2	2.40	21.50	3.00	54.00	2 × 680	2 × 2.2	0.50	5 V/(12 V)	3.10	0.15	0.65
WBG for High-Frequency Induction Cooking Conditions (GS66516B)											
Cond. 1	3.60	95.00	2.36	17.00	2 × 94	2 × 2.2	0.50	5 V/(12 V)	7.22	0.67	2.16
Cond. 2	2.80	100.00	2.42	16.50	2 × 94	2 × 2.2	0.50	5 V/(12 V)	5.26	0.71	2.85
WBG for High-Frequency Induction Cooking Conditions (GS66516B)											
Cond. 1	2.30	100.00	1.87	17.00	2 × 94	2 × 2.2	0.50	5 V/(12 V)	6.43	0.70	4.24
Cond. 2	1.50	105.00	1.99	17.00	2 × 94	2 × 2.2	0.50	5 V/(12 V)	3.78	0.75	4.15

Tablo 6.12 Yüksek frekanslı uygulamalar için alınan ölçüm sonuçları

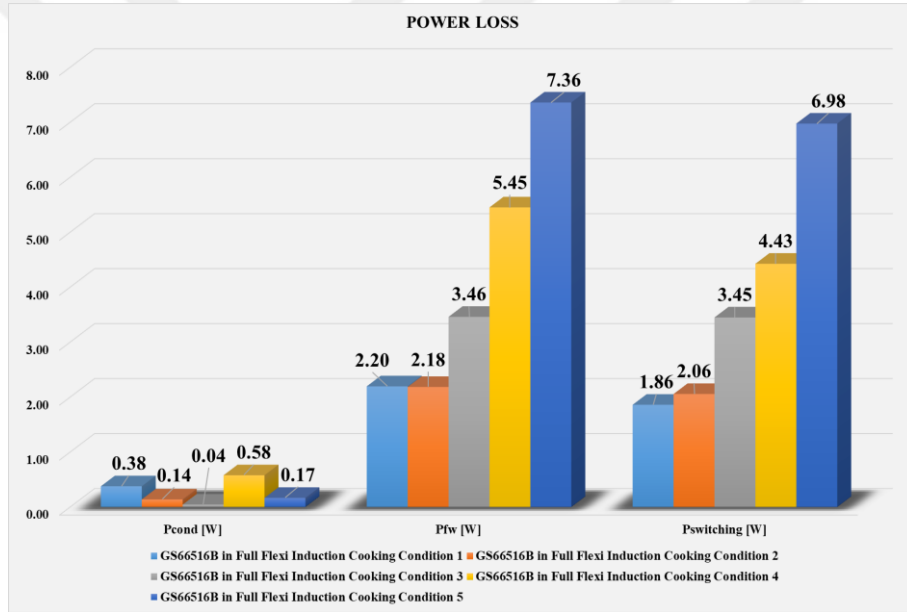
	P_{input}	f_{sw}	R_{eq}	L_{eq}	C_{res}	C_{smb}	t_{dt}	Fan	P_{cond}	P_{sw}	P_{fw}
	[kW]	[kHz]	[Ω]	[μ H]	[nF]	[nF]	[μ s]	[V]	[W]	[W]	[W]
WBG for High-Frequency Induction Cooking Conditions (GS66516B)											
Cond. 1	0.87	265.00	8.53	20.00	2×11	2×0.470	0.20	0 V/(12 V)	0.38	1.86	2.20
Cond. 2	0.53	295.00	14.00	18.50	2×11	2×0.470	0.20	0 V/(12 V)	0.14	2.06	2.18
Cond. 3	0.30	500.00	20.00	15.00	2×11	2×0.470	0.20	5 V/(12 V)	0.04	3.45	3.46
Cond. 4	1.00	625.00	5.91	4.60	2×11	2×0.470	0.20	5 V/(12 V)	0.58	4.43	5.45
Cond. 5	0.40	1000.0	8.90	4.80	2×4.7	2×0.470	0.20	5 V/(12 V)	0.17	6.98	7.36



Şekil 6.32 1. Çalışma koşulu ölçüm sonuçları

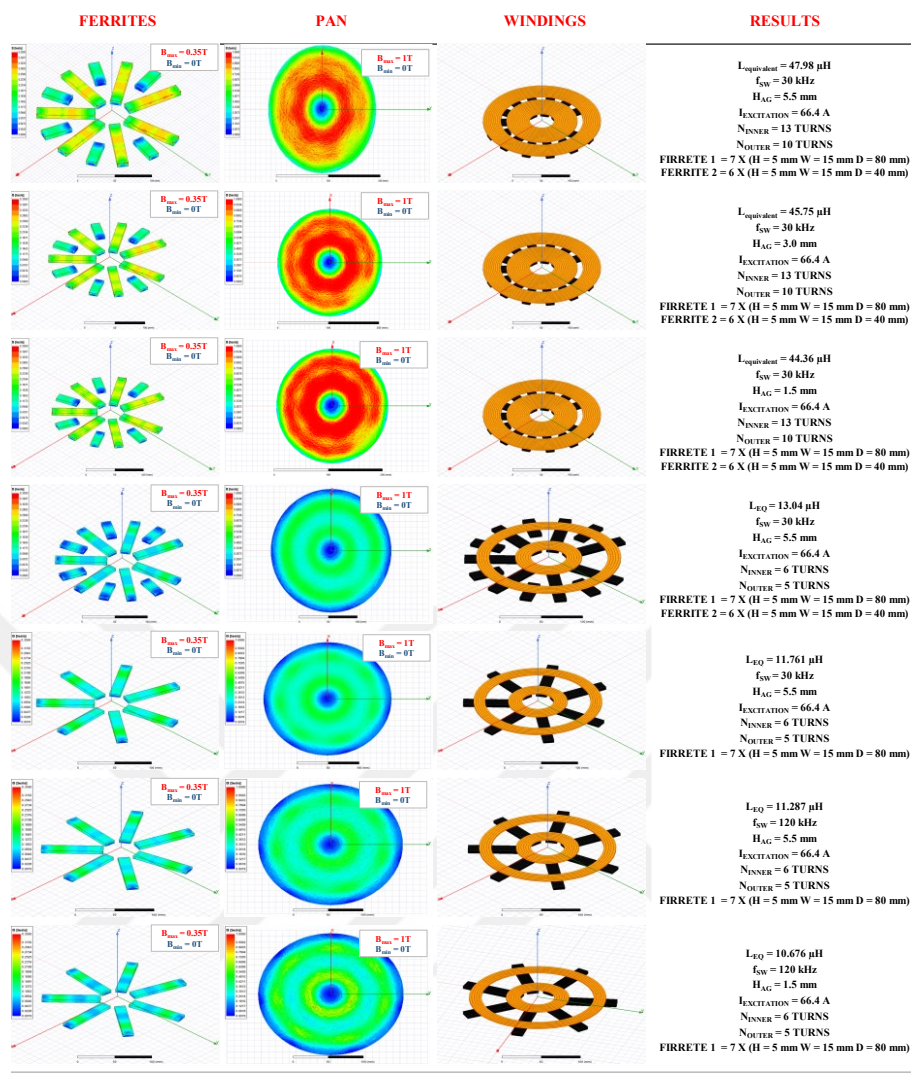


Şekil 6.33 2. Çalışma koşulu ölçüm sonuçları

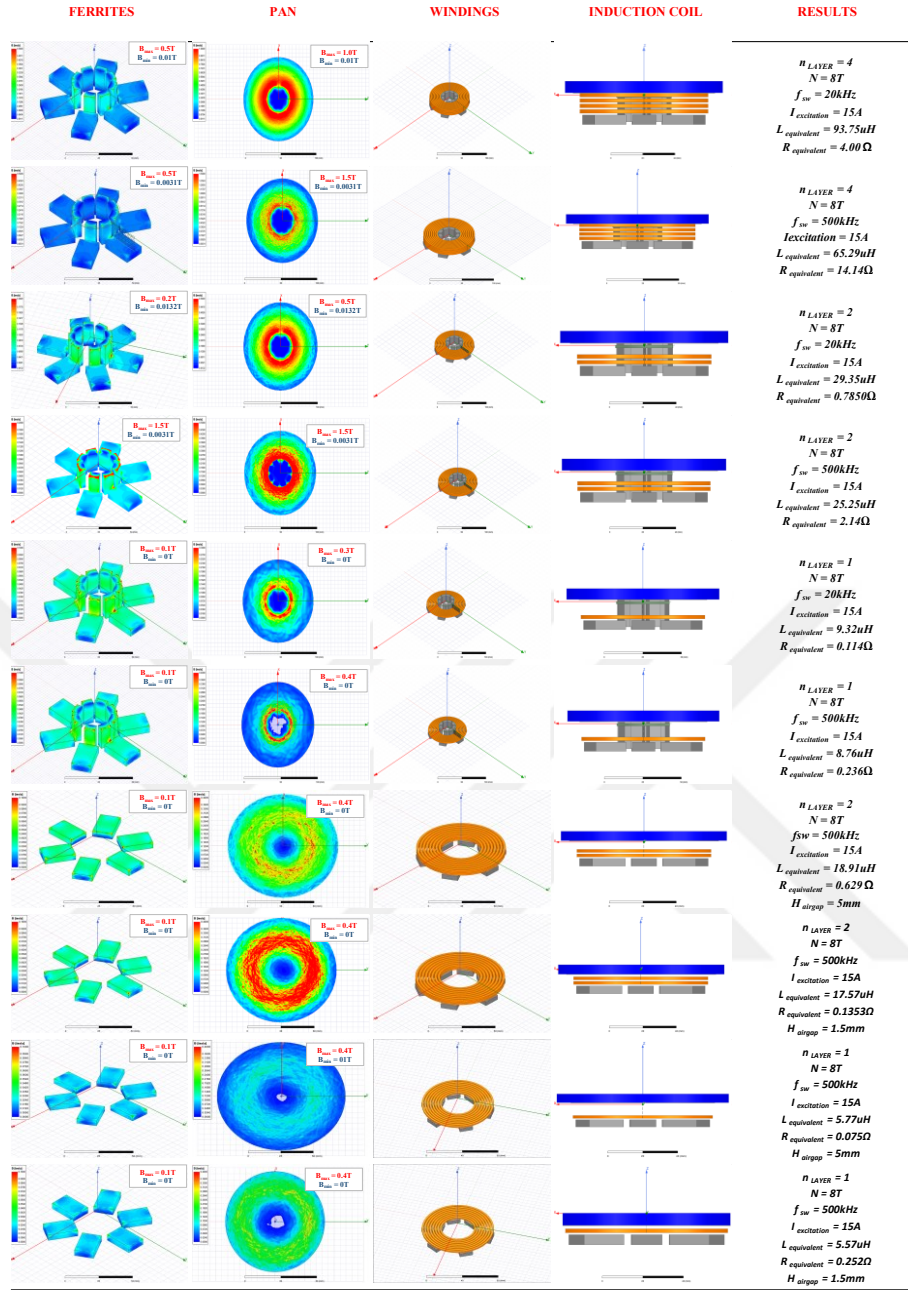


Şekil 6.34 Full-Flexi ölçüm sonuçları

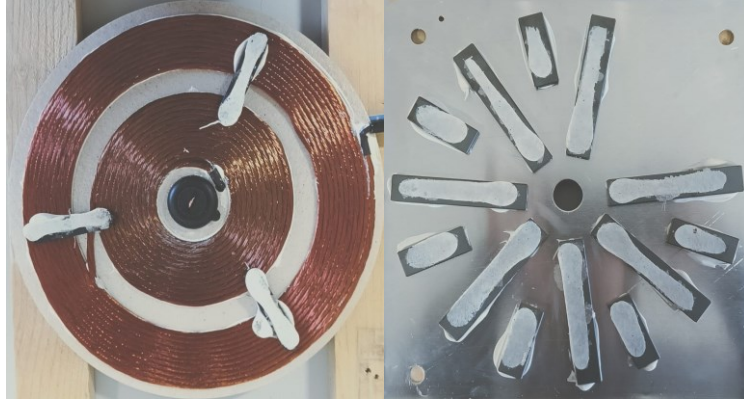
Ölçümlerde kullanılan indüksiyon bobinlerine ait FEA analizleri Şekil 6.35 ve Şekil 6.36'de verilmiştir. Bu bobinlere ait görseller Şekil 6.37, Şekil 6.38 ve Şekil 6.39 ile verilmiştir. Üretilen ve testlerde kullanılan indüksiyon bobinlerine ait LCR metre ile alınan ölçümler Tablo 6.13 ve Tablo 6.14'de verilmiştir.



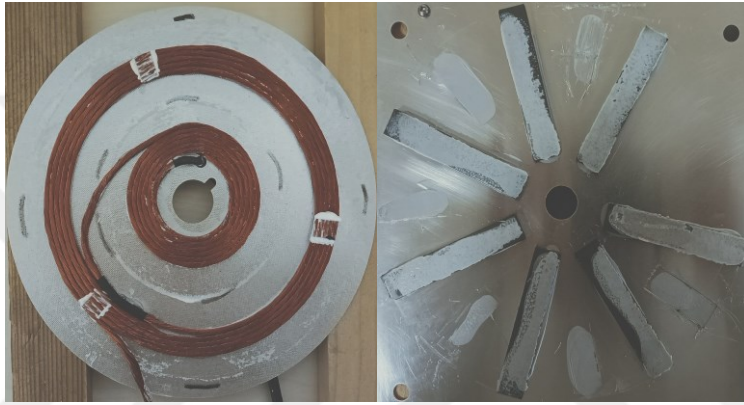
Şekil 6.35 Klasik, yüksek frekanslı ve All-Metal koşullarında kullanılan bobinlere ait farklı bobin analizleri ölçümleri



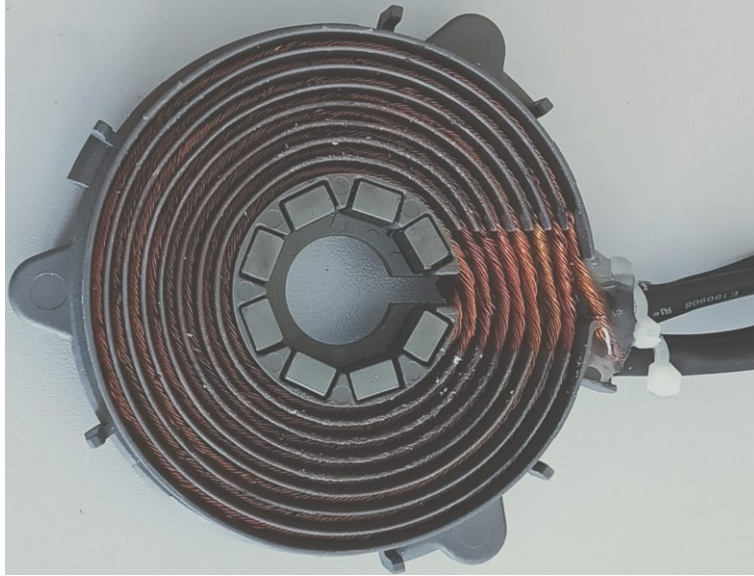
Şekil 6.36 Full-Flexi koşulunda kullanılan bobinlere ait farklı bobin analizleri ölçümleri



Şekil 6.37 Klasik indüksiyon ocak için tasarlanan indüksiyon bobini



Şekil 6.38 Yüksek frekanslı indüksiyon ocak için tasarlanan indüksiyon bobini



Şekil 6.39 Full-Flexi indüksiyon ocak için tasarlanan indüksiyon bobini

Tablo 6.13 Klasik, yüksek frekanslı ve All-Metal koşullarında kullanılan bobinlere ait LCR metre ölçümleri

Measurements with Cast Iron Pan														
	Parameters					20 kHz			50 kHz			100 kHz		
	N_{out}	N_{in}	C_{out}	C_{in}	AG	L_{eq}	$R_{eq,ac}$	$R_{eq,dc}$	L_{eq}	$R_{eq,ac}$	$R_{eq,dc}$	L_{eq}	$R_{eq,ac}$	$R_{eq,dc}$
					[mm]	[μ H]	[Ω]	[m Ω]	[μ H]	[Ω]	[m Ω]	[μ H]	[Ω]	[m Ω]
M1	13	10	7	6	5.5	51.49	2.17	66.43	42.17	4.21	66.83	37.22	6.36	66.98
M2	6	5	7	6	5.5	11.69	0.46	30.62	9.81	0.86	30.70	8.80	1.31	31.47
M3	6	5	7	-	5.5	11.16	0.43	30.45	9.40	0.82	30.44	8.43	1.24	30.43
M4	6	5	7	6	1.5	11.41	0.52	29.47	9.27	0.98	29.11	8.12	1.49	29.18
M5	6	5	7	-	1.5	10.90	0.48	28.88	8.90	0.93	28.90	7.80	1.41	28.92

Tablo 6.14 Full-Flexi çalışma koşulunda kullanılan bobinlere ait LCR metre ölçümleri

f [kHz]	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000
Single-Layer Configuration										
L_{eq} [μH]	5.03	4.34	4.01	3.81	3.68	3.58	3.50	3.44	3.40	3.35
R_{eq_ac} [Ω]	1.04	1.60	2.02	2.35	2.67	2.89	3.10	3.31	3.47	3.68
R_{eq_dc} [mΩ]	31.2	19.28	19.3	19.26	19.19	19.19	19.21	19.18	19.18	19.18
Two-Layer Configuration										
L_{eq} [μH]	20.25	17.71	16.49	15.75	15.24	14.88	14.61	14.4	14.24	14.12
R_{eq_ac} [Ω]	3.81	6.01	7.64	8.98	10.11	11.17	12.13	13.02	13.87	14.69
R_{eq_dc} [mΩ]	37.86	37.85	37.89	37.87	37.86	37.86	37.85	37.86	37.82	37.84

7

SONUÇ

Modern indüksiyon ocakların ince tasarım, yüksek güç değerleri, yüksek performans ve sessiz çalışma gibi oldukça zorlayıcı taleplere cevap vermesi beklenmektedir. Tüm bu isterler, güç dönüştürücülerinde kullanılan güç yarı iletkenleriyle doğrudan ilgilidir. Si tabanlı güç yarı iletkenleri, yüksek ortam sıcaklıkları gibi zorlayıcı çalışma koşulları nedeniyle bu taleplere cevap verememektedir. Bu nedenle WBG (Geniş Bant Aralığı) güç yarı iletkenleri ev tipi indüksiyonla ısıtma sistemleri için ilgi odağı haline gelmiştir.

Bu çalışmanın ilk bölümü literatür taramasından meydana gelmektedir. Bu kısımda ev tipi indüksiyon ocaklar hakkında oldukça geniş bir yelpazede literatür taraması gerçekleştirilmiştir. Kontrol tekniği, baskı devre tasarımı, güç dönüştürücüsü analizi ve elektromanyetik uyumluluk bunlardan sadece birkaçıdır. İkinci bölümde indüksiyonla ısıtmanın temellerinden bahsedilmiştir. İndüksiyonla ısıtmanın iyi bir şekilde anlaşılması için gerekli olan manyetik yasalara değinilmiş ve devre analizleri gerçekleştirilmiştir. Üçüncü bölümde ev tipi indüksiyon ocaklarda yaygın olarak kullanılan güç dönüştürücülerinin detaylı bir incelemesi verilmiştir. Bu çalışmada tercih edilen seri rezonans yarım köprü dönüştürücünün çalışma aralıkları detaylı olarak incelenmiştir. Topoloji analizlerinin ardından ticarileşmiş indüksiyon ocaklarda yaygın olarak kullanılan kontrol teknikleri ele alınmıştır. Bununla birlikte kullanımı düşünülen yarıiletken üzerinde meydana gelecek kayıplar incelenmiştir. Dördüncü bölümde yapılan bu analizler sonucunda anahtar seçimleri gerçekleştirilmiştir. WBG ve Si tabanlı uygulamalar için en uygun anahtar seçimleri gerçekleştirilmiştir. Bu yarıiletken malzemelerin kimyasal yapıları detaylı olarak ele alınmıştır. Beşinci bölümde baskı devre tasarımından bahsedilmiştir. WBG anahtarlar ile donanım tasarımı gerçekleştirilirken dikkat edilmesi gereken hususlar detaylı olarak incelenmiştir. Altıncı bölümde yapılan tüm test çalışmaları verilmiştir. Yapılan çalışmalar çok geniş bir aralıkta gerçekleştirilmiştir. Böylelikle ev tipi indüksiyonla ısıtma sistemlerinin her çalışma koşulunda WBG yarıiletkenleri test edilmiştir. Son bölümde alınan deneysel çalışmalara ait bulgular aşağıda verilmiştir.

İlk adım olarak, WBG güç yarı iletkenlerini geleneksel ev tipi indüksiyonla ısıtma koşullarında test edilmiştir. Bu koşulda dönüştürücü güç değeri yüksektir ve anahtarlama frekansı düşüktür; bu nedenle toplam güç kaybı yüksek oranda iletim kaybindan oluşmaktadır. Böyle bir durumda iç direnci oldukça düşük ve paralel çalışması çok daha kolay olan WBG güç yarıiletkenleri çok büyük avantaj sağlayabilmektedir. Fakat günümüzde oldukça yaygın olarak tercih edilen IGBT'den daha düşük iletim kaybına sahip ayrık bir güç yarı iletkeninin maliyeti çok yüksek olabilmektedir. Yüksek anahtarlama hızları nedeniyle meydana gelecek EMI sorunları da değinilmesi gereken bir diğer önemli sorundur. Sonuç olarak, bir WBG güç yarı iletkeninin geleneksel ev tipi indüksiyonla ısıtma koşullarında çalışması, ürünün tamamı açısından anlamlı bir avantaj oluşturmamaktadır.

İkinci adım, üstün anahtarlama performansları sayesinde WBG güç yarı iletkenlerinin geleneksel ocaklarla aynı göz gücüne sahip yüksek frekanslı uygulamalarda kullanılmaktır. Bu durumda pasif bileşenlerin boyutu önemli ölçüde azaltılabilmektedir. Bunun sonucunda daha verimli güç dönüşümü, ince ve düşük ses düzeyine sahip bir tasarım elde edilebilir. WBG güç anahtarlarının maliyeti, daha düşük değerli pasif bileşenler, düşük hacimli soğutucular, düşük güçlü soğutma fanları ve daha az tur sayısına sahip indüksiyon bobinleri gibi diğer tasarım parametreleriyle karşılanabilir. Yüksek frekanslı çalışma, alüminyum ve bakır gibi ferromanyetik olmayan malzemelerin ısıtılmasında da etkili olabilir. Bu tür metaller, yüksek çalışma frekansları nedeniyle karmaşık indüksiyon bobini ve güç dönüştürücü tasarımları olmaksızın ısıtılabilir. Sonuç olarak, WBG güç yarı iletkenlerinin yüksek frekans ve güç koşullarında kullanımı ürünün tamamı açısından oldukça cazip sonuçlar doğurmaktadır.

Diğer çalışma koşulu, WBG güç cihazlarına sahip Full-Flexi indüksiyonlu ocak tasarımıdır. Flexi ocaklar, indüksiyon camının herhangi bir bölgesindeki metali ısıtabilmektedir. Bu tür bir tasarım için çoklu indüksiyon bobini ve dönüştürücü yapısı kullanılmaktadır. WBG güç anahtarları, özellikle GaN HEMT, çok yüksek hızlarda anahtarlama yapabildikleri için bu tip tasarımlara daha uygun olmaktadır. GaN HEMT'in üstün anahtarlama özellikleri, düşük güç kaybı, soğutucu ve soğutma fanı olmadan tasarım yapılmasına olanak sağlamaktadır.

- [1] O. Lucia, P. Maussion, E. J. Dede, J. M. Burdio, "Induction heating technology and its applications: Past developments, current technology, and future challenges," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 5, pp. 2509–2520, 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2281162.
- [2] Ó. Lucia, L. A. Barragán, J. M. Burdio, Ó. Jimenez, D. Navarro and I. Urriza, "A Versatile Power Electronics Test-Bench Architecture Applied to Domestic Induction Heating," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 3, pp. 998-1007, March 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2048840.
- [3] E. Plumed, J. Acero, J. M. Burdío, I. Lope, "Design method for domestic induction heating systems with a larger load distance," *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing, China, 2017, pp. 3785-3790, doi: 10.1109/IECON.2017.8216645.
- [4] E. Plumed, I. Lope, J. Acero, J. Miguel Burdio, "Inductor System Evaluation for Simultaneous Wireless Energy Transfer and Induction Heating," *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Washington, DC, USA, 2018, pp. 3509-3514, doi: 10.1109/IECON.2018.8591416.
- [5] J. Acero et al., "The domestic induction heating appliance: An overview of recent research," *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Austin, TX, USA, 2008, pp. 651-657, doi: 10.1109/APEC.2008.4522791.
- [6] W. Han, K. T. Chau, C. Jiang, T. W. Ching, "Comparison of Induction Heating for Pans and Woks Using Planar Cooktops," *2018 IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Cairns, QLD, Australia, 2018, pp. 358-365, doi: 10.1109/ISIE.2018.8433788.
- [7] P. Vishnuram, G. Ramachandiran, T. S. Babu, B. Nastasi, "Induction heating in domestic cooking and industrial melting applications: A systematic review on modelling, converter topologies and control schemes," *Energies*, vol. 14, no. 20. MDPI, Oct. 01, 2021. doi: 10.3390/en14206634.

- [8] J. Acero et al., "Domestic Induction Appliances," in *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 16, no. 2, pp. 39-47, March-April 2010, doi: 10.1109/MIAS.2009.935495.
- [9] H. Sarnago, O. Lucía, A. Mediano, J. M. Burdío, "Dual-mode-operation half-bridge resonant converter for improved-efficiency induction heating system," 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Orlando, FL, USA, 2012, pp. 2184-2188, doi: 10.1109/APEC.2012.6166124.
- [10] A. Salih, "IGBT for high performance induction heating applications," *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, QC, Canada, 2012, pp. 3274-3280, doi: 10.1109/IECON.2012.6389374.
- [11] H. Sarnago, O. Lucia, A. Mediano, J. M. Burdio, "Multi-MOSFET-based series resonant inverter for improved efficiency and power density induction heating applications," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 29, no. 8, pp. 4301-4312, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2288802.
- [12] Kyu Hyun Lee, Kwang-Hoon Oh, Young-Chul Kim, Chong Man Yun, "An avalanche rugged NPT trench IGBT used in single-ended quasi resonant topology for induction heating appliance," 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, Germany, 2005, pp. 9 pp.-P.9, doi: 10.1109/EPE.2005.219739.
- [13] J. -E. Yeon, M. -Y. Park, K. -M. Cho, H. -J. Kim, "Field stop shorted anode trench IGBT for induction heating appliances," *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, QC, Canada, 2012, pp. 422-426, doi: 10.1109/IECON.2012.6388674.
- [14] T. Kimmer, J. Oehmen, P. Tuerkes, S. Voss, "Reverse Conducting IGBT - A new Technology to Increase the Energy Efficiency of Induction Cookers," 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, 2008, pp. 2284-2287, doi: 10.1109/PESC.2008.4592281.
- [15] V. Crisafulli, "New IHR Field Stop II IGBT technology, the best efficiency for high frequency Induction Cooking Applications," *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent*

- Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2014, pp. 1-8.
- [16] Bocchiola C., Cerezo J., "Novel characterization and reliability estimation of 1200V IGBTs for domestic induction heating.", International Rectifier, Application Report,
- [17] G. Defalco, "Modern Induction Cooking Demands Compact and Efficient Solutions," Infineon Technologies AG, 2017 [Online]. Available: www.infineon.com
- [18] X. Jordà, X. Perpiñà, M. Vellvehi, M. Fernández, S. Llorente and S. Aranda, "Characterization of thermal interface materials for IGBT inverter applications," 2016 22nd International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Systems (THERMINIC), Budapest, Hungary, 2016, pp. 136-140, doi: 10.1109/THERMINIC.2016.7749041.
- [19] J. -E. Yeon, M. -Y. Park, K. -M. Cho, H. -J. Kim, "A new high voltage shorted-anode IGBT with intrinsic body diode improves performance of single-ended induction cooker," 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille, France, 2013, pp. 1-9, doi: 10.1109/EPE.2013.6631743.
- [20] V. Crisafulli, M. Antretter, "Design Considerations to Increase Power Density in induction cooking applications using the new Field stop II technology IGBTs," Proceedings of PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2015, pp. 1-8.
- [21] J. -E. Yeon, M. -Y. Park, K. -M. Cho, H. -J. Kim, "Field stop shorted anode trench IGBT for induction heating appliances," IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Montreal, QC, Canada, 2012, pp. 422-426, doi: 10.1109/IECON.2012.6388674.
- [22] E. M. Findlay, F. Udrea, "Reverse-Conducting Insulated Gate Bipolar Transistor: A Review of Current Technologies," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 66, no. 1, pp. 219-231, Jan. 2019, doi: 10.1109/TED.2018.2882687.

- [23] “IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor),” Toshiba Corporation, Application Note, 2018, [Online]. Available:https://toshiba.semiconstorage.com/info/application_note_en_20181017_AKX00055.pdf?did=63557
- [24] S. Voss, O. Hellmund, W. Frank, "New IGBT Concepts for Consumer Power Applications," 2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting, New Orleans, LA, USA, 2007, pp. 1038-1043, doi: 10.1109/07IAS.2007.160.
- [25] I. Millan, D. Puyal, J. M. Burdio, O. Lucia, D. Palacios, "IGBT selection method for the design of resonant inverters for domestic induction heating," 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications, Barcelona, Spain, 2009, pp. 1-7.
- [26] K. Shenai, "The Invention and Demonstration of the IGBT [A Look Back]," in IEEE Power Electronics Magazine, vol. 2, no. 2, pp. 12-16, June 2015, doi: 10.1109/MPEL.2015.2421751.
- [27] G. Tomasello, “Robust Design With Major Power Discrete Technologies,” STMicroelectronics NV, Application Note, 2017. [Online]. Available: https://www.st.com/content/dam/technology-tour-2017/session-3_track-4_power-discrete-technology.pdf
- [28] N. Iwamuro, T. Laska, "IGBT History, State-of-the-Art, and Future Prospects," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 64, no. 3, pp. 741-752, March 2017, doi: 10.1109/TED.2017.2654599.
- [29] “IGBT Technologies and Applications Overview: How and When to Use an IGBT,” Onsemi, Application Note [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pub/collateral/tnd6245-d.pdf>
- [30] H. Sarnago, O. Lucia, J. M. Burdio, “High-performance and cost-effective single-ended induction heating appliance using new mos-controlled thyristors,” in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Apr. 2018, pp. 3505–3509. doi: 10.1109/APEC.2018.8341609.

- [31] H. Sarnago, O. Lucía, A. Mediano and J. M. Burdío, "A Class-E Direct AC–AC Converter With Multicycle Modulation for Induction Heating Systems," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 5, pp. 2521-2530, May 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2281164.
- [32] I. Sheikhan, N. Kaminski, S. Voß, W. Scholz and E. Herweg, "Optimisation of quasi-resonant induction cookers," 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille, France, 2013, pp. 1-9, doi: 10.1109/EPE.2013.6631837.
- [33] M. Saoudi, D. Puyal, C. Bernal, D. Antón, A. Mediano, "Induction cooking systems with single switch inverter using new driving techniques," 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Bari, Italy, 2010, pp. 878-883, doi: 10.1109/ISIE.2010.5637246.
- [34] H. Sarnago, O. Lucía, A. Mediano, J. M. Burdío, "Dual-mode-operation half-bridge resonant converter for improved-efficiency induction heating system," 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Orlando, FL, USA, 2012, pp. 2184-2188, doi: 10.1109/APEC.2012.6166124.
- [35] H. Sarnago, Ó. Lucía, A. Mediano, J. M. Burdío, "Class-D/DE Dual-Mode-Operation Resonant Converter for Improved-Efficiency Domestic Induction Heating System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1274-1285, March 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2206405.
- [36] H. Sarnago, Ó. Lucía, A. Mediano, J. M. Burdío, "Analytical Model of the Half-Bridge Series Resonant Inverter for Improved Power Conversion Efficiency and Performance," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 8, pp. 4128-4143, Aug. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2359576.
- [37] H. Sarnago, Ó. Lucía, M. Pérez-Tarragona, J. M. Burdío, "Dual-Output Boost Resonant Full-Bridge Topology and its Modulation Strategies for High-Performance Induction Heating Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3554-3561, June 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2530780.
- [38] H. Sarnago, O. Lucía, A. Mediano, J. M. Burdío, "Dual-mode-operation half-bridge resonant converter for improved-efficiency induction heating

- system," 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Orlando, FL, USA, 2012, pp. 2184-2188, doi: 10.1109/APEC.2012.6166124.
- [39] H. Sarnago, J. M. Burdio, O. Lucia, "Dual-Output Extended-Power-Range Quasi-Resonant Inverter for Induction Heating Appliances," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 3, pp. 3385-3397, March 2023, doi: 10.1109/TPEL.2022.3226497.
- [40] H. Sarnago, O. Lucia, A. Mediano, J. M. Burdio, "Efficient and cost-effective ZCS direct AC-AC resonant converter for induction heating," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 5, pp. 2546–2555, 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2262752.
- [41] H. Sarnago, O. Lucia, A. Mediano, J. M. Burdio, "Modulation scheme for improved operation of an RB-IGBT-based resonant inverter applied to domestic induction heating," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 5, pp. 2066–2073, 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2207652.
- [42] Ó. Lucía, J. M. Burdío, I. Millan, J. Acero, D. Puyal, "Load-adaptive control algorithm of half-bridge series resonant inverter for domestic induction heating," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 8, pp. 3106–3116, 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2022516.
- [43] I. Millan, D. Puyal, J. M. Burdio, C. Bernal, J. Acero, "Improved Performance of Half-Bridge Series Resonant Inverter for Induction Heating with Discontinuous Mode Control," APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Anaheim, CA, USA, 2007, pp. 1293-1298, doi: 10.1109/APEX.2007.357682.
- [44] O. Lucía, J. M. Burdío, I. Millán, J. Acero, L. A. Barragán, "Efficiency-oriented design of ZVS half-bridge series resonant inverter with variable frequency duty cycle control," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 25, no. 7, pp. 1671–1674, 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2042461.
- [45] O. Lucia, J. M. Burdio, I. Millan, J. Acero, S. Llorente, "Efficiency optimization of half-bridge series resonant inverter with asymmetrical duty cycle control for domestic induction heating," 2009 13th European

- Conference on Power Electronics and Applications, Barcelona, Spain, 2009, pp. 1-6.
- [46] Z. F. Li, J. C. Hu, M. S. Huang, Y. L. Lin, C. W. Lin, Y. M. Meng, "Load Estimation for Induction Heating Cookers Based on Series RLC Natural Resonant Current," *Energies (Basel)*, vol. 15, no. 4, Feb. 2022, doi: 10.3390/en15041294.
- [47] S. NACAR, S. ÖNCÜ, G. BAL, "Comparison of Control Techniques for Series Resonant Converter," *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Part C: Tasarım ve Teknoloji*, Jun. 2021, doi: 10.29109/gujsc.908600.
- [48] R. Rupp, T. Laska, O. Häberlen, M. Treu, "Application specific trade-offs for WBG SiC, GaN and high end Si power switch technologies," 2014 IEEE International Electron Devices Meeting, San Francisco, CA, USA, 2014, pp. 2.3.1-2.3.4, doi: 10.1109/IEDM.2014.7046965.
- [49] "Comparison of SiC MOSFET, Si," Toshiba Corporation, Application Note, 2020. [Online]. Available: https://toshiba.semicon-storage.com/info/application_note_en_20200817_AKX00087.pdf?did=69799
- [50] M. Beheshti, "Wide-bandgap semiconductors: Performance and benefits of GaN versus SiC," Texas Instrument Incorporated, Application Note, 2020. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/an/slyt801/slyt801.pdf?ts=1692248158072#:~:text=SiC%20typically%20has%20better%20thermal,differentiator%20between%20GaN%20and%20SiC.>
- [51] P. Di Maso, J. Xu, "Why GaN E-HEMTs are a Power Designer's Transistor of Choice," GaN Systems Incorporated, Application Note, 2019, [Online]. Available: https://www.mouser.com/pdfDocs/GaNSystems_PSD201903_DesignersTransistorOfChoice.pdf
- [52] J. Xu, D. Chen, "A Performance Comparison of GaN E-HEMTs Versus SiC MOSFETs in Power Switching Applications," GaN Systems, 2017. [Online]. Available: <https://gansystems.com/wp-content/uploads/2018/01/A-Performance-Comparison-of-GaN-E-HEMTs-versus-SiC-MOSFETs.pdf>

- [53] T. Sugiyama *et al.*, “Evaluation methodology for current collapse phenomenon of GaN HEMTs,” in *IEEE International Reliability Physics Symposium Proceedings*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., May 2018, pp. 3B.41-3B.45. doi: 10.1109/IRPS.2018.8353559.
- [54] R. Mente, “When Does it Make Sense to Switch Out Si for SiC?” Infineon Technologies AG, Application Report, 2020. [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Silicon_Carbide_when_does_it_make_sense_to_switch_out_Si_for_SiC-Article-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462719b59230171a6dfb4a30ce0
- [55] X. She, A. Q. Huang, O. Lucia, B. Ozpineci, “Review of Silicon Carbide Power Devices and Their Applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 8193–8205, Oct. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2652401.
- [56] G. Engelmann, A. Sewergin, M. Neubert, R. W. De Doncker, "Design Challenges of SiC Devices for Low- and Medium-Voltage DC-DC Converters," 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia), Niigata, Japan, 2018, pp. 3979-3984, doi: 10.23919/IPEC.2018.8507485.
- [57] “The Difference Between GaN and SiC Transistors,” Onsemi, Application Note, 2019, [Online]. Available: <https://www.mouser.com/pdfDocs/TND6299-D.pdf>
- [58] J. L. Lu, D. Chen, “Paralleling GaN E-HEMTs in 10kW-100kW systems,” in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., May 2017, pp. 3049–3056. doi: 10.1109/APEC.2017.7931131.
- [59] E. Shelton *et al.*, "Fast Switching of High Current WBG Power Devices," PCIM Europe 2022; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2022, pp. 1-8, doi: 10.30420/565822136.
- [60] J. Xu, Y. Qiu, D. Chen, J. Lu, R. Hou, P. Di Maso, “An Experimental Comparison of GaN E-HEMTs versus SiC MOSFETs over Different

- Operating Temperatures,” GaN Systems Incorporated, Application Note, 2018. [Online]. Available: <https://gansystems.com/wp-content/uploads/2018/01/An-Experimental-Comparison-of-GaN-E-HEMTs-versus-SiC-MOSFETs-over-Different-Operating-Temperatures.pdf>
- [61] G. Deboy, R. Mente, “The Road to Success for Power Semiconductors GaN versus SiC versus Superjunction power devices,” Infineon Technologies AG, Application Note, 2019, [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-GalliumNitride_CoolGaN_The_road_to_success_for_power_semiconductors_GaN_Vs_SiC_vs_SJ-Article-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d4626cb27db2016d0104fe637cb9
- [62] P. Nayak, M. Vamshi Krishna, K. Vasudevkrishna, K. Hatua, “Study of the effects of parasitic inductances and device capacitances on 1200 V, 35 A SiC MOSFET based voltage source inverter design,” in *2014 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, PEDES 2014*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Feb. 2014. doi: 10.1109/PEDES.2014.7042035.
- [63] B. Sun, K. L. Jørgensen, Z. Zhang, M. A. E. Andersen, "Multi-physic Analysis for GaN Transistor PCB Layout," 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Anaheim, CA, USA, 2019, pp. 3407-3413, doi: 10.1109/APEC.2019.8722166.
- [64] J. Hammer, I. G. Zurbriggen, M. Ali Saket, M. Ordonez, “Low inductance PCB layout for GaN Devices: Interleaving scheme,” in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Jun. 2021, pp. 1537–1542. doi: 10.1109/APEC42165.2021.9487045.
- [65] R. S. K. Moorthy *et al.*, “Estimation, Minimization, and Validation of Commutation Loop Inductance for a 135-kW SiC EV Traction Inverter,” *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, vol. 8, no. 1, pp. 286–297, Mar. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2952884.

- [66] G. Engelmann et al., "Impact of the Different Parasitic Inductances on the Switching Behavior of SiC MOSFETs," 2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), Budapest, Hungary, 2018, pp. 918-925, doi: 10.1109/EPEPEMC.2018.8521911.
- [67] S. S. Ahmad, G. Narayanan, "Double pulse test based switching characterization of SiC MOSFET," 2017 National Power Electronics Conference (NPEC), Pune, India, 2017, pp. 319-324, doi: 10.1109/NPEC.2017.8310478.
- [68] E. Gurpinar, F. Iannuzzo, Y. Yang, A. Castellazzi, F. Blaabjerg, "Design of Low-Inductance Switching Power Cell for GaN HEMT Based Inverter," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 2, pp. 1592-1601, March-April 2018, doi: 10.1109/TIA.2017.2777417.
- [69] B. Yang, J. Zhang, "Effect and utilization of common source inductance in synchronous rectification," Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005., Austin, TX, USA, 2005, pp. 1407-1411 Vol. 3, doi: 10.1109/APEC.2005.1453213.
- [70] N. Fritz, G. Engelmann, R. W. de Doncker, "RC Snubber Design Procedure for Enhanced Oscillation Damping in Wide-Bandgap Switching Cells," 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe), Genova, Italy, 2019, pp. P.1-P.10, doi: 10.23919/EPE.2019.8915541.
- [71] T. Toporski, "Switch Node Layout Considerations for EMC," Monolithic Power Systems Incorporated, 2022, [Online]. Available: <https://www.monolithicpower.com/en/switch-node-layout-considerations-for-emc>
- [72] T. Hegarty, "Improve High-Current DC/DC Regulator EMI Performance for Free With Optimized Power Stage Layout," Texas Instrument Incorporated, 2019. [Online]. Available: https://www.ti.com/lit/an/snva803/snva803.pdf?ts=1692252918665&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FLM5146
- [73] "PCB LAYOUT TECHNIQUES FOR DISCRETE SiC MOSFETs," Wolfspeed Incorporated, 2022, [Online]. Available:

https://assets.wolfspeed.com/uploads/dlm_uploads/2022/11/wolfspeed-PCB-layout-techniques-for-discrete-sic-mosfets.pdf

- [74] B. Sun, Z. Zhang, M. A. E. Andersen, "Research of PCB Parasitic Inductance in the GaN Transistor Power Loop," in *WiPDA Asia 2019 - IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications in Asia*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., May 2019. doi: 10.1109/WiPDAAsia.2019.8760312.
- [75] "PCB Layout Considerations with GaN E-HEMTs," GaN Systems Incorporated, 2019, [Online]. Available: https://gansystems.com/wp-content/uploads/2019/01/GN009-PCB-Layout-Considerations-with-GaN-E-HEMTs_20190118.pdf
- [76] D. Reusch, "Optimizing PCB Layout," Efficient Power Conversion, Application Note, 2019, [Online]. Available: <https://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/papers/Optimizing%20PCB%20Layout%20with%20eGaN%20FETs.pdf>
- [77] L. Pace, F. Chevalier, T. Duquesne, N. IDIR, "Design Method of a High Frequency GaN-Based Half-Bridge with Bottom-Side Cooled Transistors Using Multi-PCB Assembly," 2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe), Hanover, Germany, 2022, pp. 01-08.
- [78] H. Chen, D. Divan, "High speed switching issues of high power rated silicon-carbide devices and the mitigation methods," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2015*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Oct. 2015, pp. 2254–2260. doi: 10.1109/ECCE.2015.7309977.
- [79] L. Pace, A. Ecole, C. De, F. Chevalier, T. Duquesne, N. Idir, "Design Method of a High Frequency GaN-based Half-Bridge with Bottom-Side Cooled Transistors Using Multi-PCB Assembly."
- [80] H. Li, S. Munk-Nielsen, "Challenges in Switching SiC MOSFET without Ringing," PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2014, pp. 1-6.

- [81] J. Yang, G. Feng, L. Huadong, C. Suhong, "Characterization and Detailed Analysis of The Crosstalk With SiC MOSFET," 2018 1st Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications in Asia (WiPDA Asia), Xi'an, China, 2018, pp. 239-243, doi: 10.1109/WiPDAAsia.2018.8734655.
- [82] A. R. Ekon, M. Petit, F. Costa, F. Bouvet, E. Dupuy, F. Bouvet, "Impact of routing on the EMC behavior of a GaN HEMT-based full bridge DC-DC converter," pp. 415–420, 2022, doi: 10.1109/EMCEurope51680.2022.9900951i.
- [83] T. Funaki, "A study on self turn-on phenomenon in fast switching operation of high voltage power MOSFET," in *ICSJ 2013 - IEEE CPMT Symposium Japan*, IEEE Computer Society, 2013. doi: 10.1109/ICSJ.2013.6756115.
- [84] E. Persson and Y. Haksoz, "CoolGaN™ GIT HEMT half-bridge evaluation platform featuring GaN EiceDRIVER™," Infineon Technologies AG, Application Note, 2020, [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-ApplicationNote_EvaluationBoard_EVAL_1EDF_G1_HB_GAN-ApplicationNotes-v01_03-EN.pdf?fileId=5546d46268554f4a01685ac9e48d0291
- [85] "Use Gate Charge to Design the Gate Drive Circuit for Power MOSFETs and IGBTs," International Rectifier, Application Note, [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Use_Gate_Charge_to_Design_the_Gate_Drive_Circuit_for_Power_MOSFETs_and_IGBTs-AN-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d46267354aa001673ba630970081
- [86] "Gate resistor for power devices," Infineon Technologies AG, Application Note, 2015, [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-EiceDRIVER-Gate_resistor_for_power_devices-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462518ffd8501523ee694b74f18
- [87] "Advanced Gate Drive Options for Silicon-Carbide (SiC) MOSFETs using EiceDRIVER™," Infineon Technologies AG, Application Note, 2018, [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Silicon-Carbide_MOSFETs_using_EiceDRIVER_Advanced_Gate_Drive_Options-

ApplicationNotes-v01_01-
EN.pdf?fileId=5546d4625b3ca4ec015b47c9ac35705b

- [88] “GaN Systems GaN E-HEMT GS66508T Half Bridge Evaluation Board Reference Manual,” Broadcom Incorporated, 2017, [Online]. Available: https://gansystems.com/wp-content/uploads/2018/04/GS66508TEVBHB_UserGuide_rev2-151014.pdf
- [89] “E-mode GaN technology: tips for best driving,” STMicroelectronics NV, Application Note, 2021, [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/application_note/an5583-emode-gan-technology-tips-for-best-driving-stmicroelectronics.pdf
- [90] “How to Drive GaN Enhancement Mode Power Switching Transistors,” GaN Systems Incorporated, 2009, [Online]. Available: https://www.mouser.com/catalog/additional/GaN%20Systems_GN001%20App%20Note%202014-10-21.pdf
- [91] “DESIGN OPTIONS FOR WOLFSPEED® SILICON CARBIDE MOSFET GATE BIAS POWER SUPPLIES,” Wolfspeed Incorporated, Application Note, 2021, [Online]. Available: https://assets.wolfspeed.com/uploads/dlm_uploads/2021/12/wolfspeed_prd-04814_design_options_for_gate_power.pdf
- [92] D. Sanchez, “GaN Driver Schematic and Layout Recommendations,” Texas Instrument Incorporated, Application Note, 2022, [Online]. Available: https://www.ti.com/lit/an/sluaam3/sluaam3.pdf?ts=1692280667752&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [93] “E-mode GaN technology: tips for best driving,” STMicroelectronics NV, Application Note, 2021, [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/application_note/an5583-emode-gan-technology-tips-for-best-driving-stmicroelectronics.pdf
- [94] A. Kumar *et al.*, “Wide Band Gap Devices and Their Application in Power Electronics,” *Energies (Basel)*, vol. 15, no. 23, Dec. 2022, doi: 10.3390/en15239172.

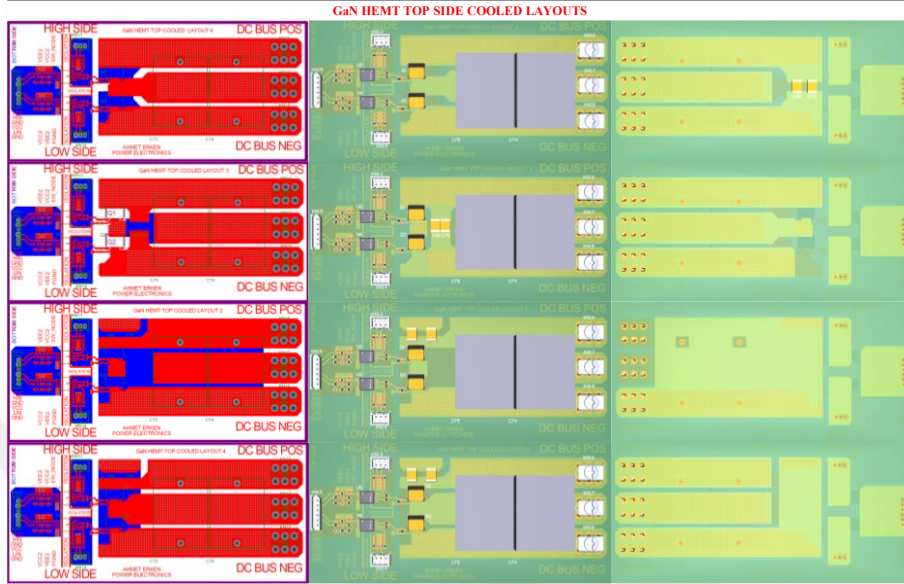
- [95] E. O. Prado, P. C. Bolsi, H. C. Sartori, J. R. Pinheiro, "An Overview about Si, Superjunction, SiC and GaN Power MOSFET Technologies in Power Electronics Applications," *Energies (Basel)*, vol. 15, no. 14, Jul. 2022, doi: 10.3390/en15145244.
- [96] K. H. Cha, C. T. Ju, R. Y. Kim, "Analysis and evaluation of WBG power device in high frequency induction heating application," *Energies (Basel)*, vol. 13, no. 20, Oct. 2020, doi: 10.3390/en13205351.
- [97] S. Aslan, M. Ozturk, N. Altintas, "A Comparative Evaluation of Wide-Bandgap Semiconductors for High-Performance Domestic Induction Heating," *Energies (Basel)*, vol. 16, no. 10, May 2023, doi: 10.3390/en16103987.
- [98] S. Aslan, M. Ozturk, N. Altintas, "A comparative study of SiC and Si power devices in induction cookers," in *2018 5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ICEEE 2018*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Jun. 2018, pp. 297–301. doi: 10.1109/ICEEE2.2018.8391350.
- [99] C. Bernal, P. Molina Gaudó, A. Gállego, A. Otín, J. M. Burdío, "Half-bridge resonant inverter for domestic induction heating based on silicon carbide technology," in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2012, pp. 2218–2222. doi: 10.1109/APEC.2012.6166130.
- [100] H. Sarnago, Ó. Lucía, J. M. Burdío, "A Comparative Evaluation of SiC Power Devices for High-Performance Domestic Induction Heating," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 8, pp. 4795–4804, Aug. 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2405057.
- [101] H. Sarnago, Ó. Lucía, A. Mediano J. M. Burdío, "SiC BJT-based full-ZCS quasi-resonant converter with improved efficiency for induction heating applications," 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014, Fort Worth, TX, USA, 2014, pp. 852-856, doi: 10.1109/APEC.2014.6803407.
- [102] H. Sarnago, O. Lucia, A. Mediano, J. M. Burdío, "Improved operation of SiC-BJT-based series resonant inverter with optimized base drive," *IEEE*

- Trans Power Electron*, vol. 29, no. 10, pp. 5097–5101, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2312216.
- [103] S. Mangkalajarn, C. Ekkaravarodome, S. Sukanna, A. Billsalam, K. Jirasereamongkul, K. Higuchi, "Comparative Study of Si IGBT and SiC MOSFET in Optimal Operation Class-E Inverter for Domestic Induction Cooker," 2019 Research, Invention, and Innovation Congress (RI2C), Bangkok, Thailand, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/RI2C48728.2019.8999967.
- [104] P. M. Gaudó, C. Bernal, A. Otín, J. M. Burdío, "Silicon carbide JFET resonant inverter for induction heating home appliances," IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, VIC, Australia, 2011, pp. 2551-2556, doi: 10.1109/IECON.2011.6119711.
- [105] C. Bernal, J. Avellaned, J. Leon, P. Molina, "SiC single switch resonant inverters performance dependence on induction load," in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE-ECCE Europe 2014*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Sep. 2014. doi: 10.1109/EPE.2014.6910826.
- [106] H. Sarnago, J. M. Burdío, O. Lucia, "High-Frequency GaN-Based Induction Heating Versatile Module for Flexible Cooking Surfaces," 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Anaheim, CA, USA, 2019, pp. 448-452, doi: 10.1109/APEC.2019.8721779.
- [107] M. J. Kwon, E. Jang, S. M. Park, B. Kuk Lee, "Design and Optimization of GaN-HEMT Based Inverter-Coil Integrated Module for Flexible Cooking Surface Induction Cooktop," in *23rd International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2020*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Nov. 2020, pp. 331–336. doi: 10.23919/ICEMS50442.2020.9291021.
- [108] H. Sarnago, O. Lucia, J. M. Burdío, "Advanced induction heating appliances using high-voltage GaN gate injection transistors," 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, NC, USA, 2015, pp. 1375-1380, doi: 10.1109/APEC.2015.7104527.

- [109] M. Hediehloo, M. Akhbari, "New approach in design of planar coil of induction cooker based on skin and proximity effects analysis," 2009 IEEE International Conference on Industrial Technology, Churchill, VIC, Australia, 2009, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICIT.2009.4939678.
- [110] J. Acero, I. Lope, J. M. Burdio, C. Carretero, R. Alonso, "Loss analysis of multistranded twisted wires by using 3D-FEA simulation," in *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL 2014*, IEEE Computer Society, 2014. doi: 10.1109/COMPEL.2014.6877168.
- [111] J. Acero, J. M. Burdio, L. A. Barragan, D. Navarro, R. Alonso, "Loss analysis and optimization of round-wire planar windings for domestic induction heating appliances," Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06., Dallas, TX, USA, 2006, pp. 6 pp.-, doi: 10.1109/APEC.2006.1620593.
- [112] J. Serrano, J. Acero, I. Lope, C. Carretero, J. M. Burdio, "High power density PCB coil array applied to domestic induction heating appliances," 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, TX, USA, 2018, pp. 2673-2677, doi: 10.1109/APEC.2018.8341394.
- [113] E. Plumed, I. Lope, J. Acero, J. M. Burdio, "Domestic induction heating system with standard primary inductor for reduced-size and high distance cookware," in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., Jun. 2021, pp. 2842–2847. doi: 10.1109/APEC42165.2021.9487115.
- [114] C. Carretero, O. Lucía, J. Acero, J. M. Burdío, "FEA tool based model of partly coupled coils used in domestic induction cookers," IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, VIC, Australia, 2011, pp. 2533-2538, doi: 10.1109/IECON.2011.6119708.
- [115] N. E. Topuz, K. Dawood, Ü. Kaya, G. Odabaş, G. Kömürgöz, "Electromagnetic and Thermal Analysis of a Domestic Induction Cooker Coil," 2019 4th International Conference on Power Electronics and their

- Applications (ICPEA), Elazig, Turkey, 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICPEA1.2019.8911134.
- [116] K. Umetani, S. Kawahara, J. Acero, H. Sarnago, O. Lucia, E. Hiraki, "Analytical Formulation of Copper Loss of Litz Wire with Multiple Levels of Twisting Using Measurable Parameters," *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 57, no. 3, pp. 2407–2420, May 2021, doi: 10.1109/TIA.2021.3063993.
- [117] I. Lope, J. Acero, C. Carretero, "Analysis and Optimization of the Efficiency of Induction Heating Applications with Litz-Wire Planar and Solenoidal Coils," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 31, no. 7, pp. 5089–5101, Jul. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2478075.
- [118] J. Acero, C. Carretero, I. Millán, Ó. Lucía, R. Alonso, J. M. Burdío, "Analysis and modeling of planar concentric windings forming adaptable-diameter burners for induction heating appliances," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 26, no. 5, pp. 1546–1558, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2085453.
- [119] J. Acero, J. Serrano, C. Carretero, I. Lope, J. M. Burdío, "Analysis and design of tubular coils for wireless inductive power transfer systems," 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, USA, 2017, pp. 848-854, doi: 10.1109/APEC.2017.7930795.
- [120] Z. Li, Q. Chen, S. Zhang, X. Ren, Z. Zhang, "A Mutual-Inductance-Based Impedance Model of Induction Cooker for Efficiency Improvement," 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Harbin, China, 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICEMS.2019.8922301.

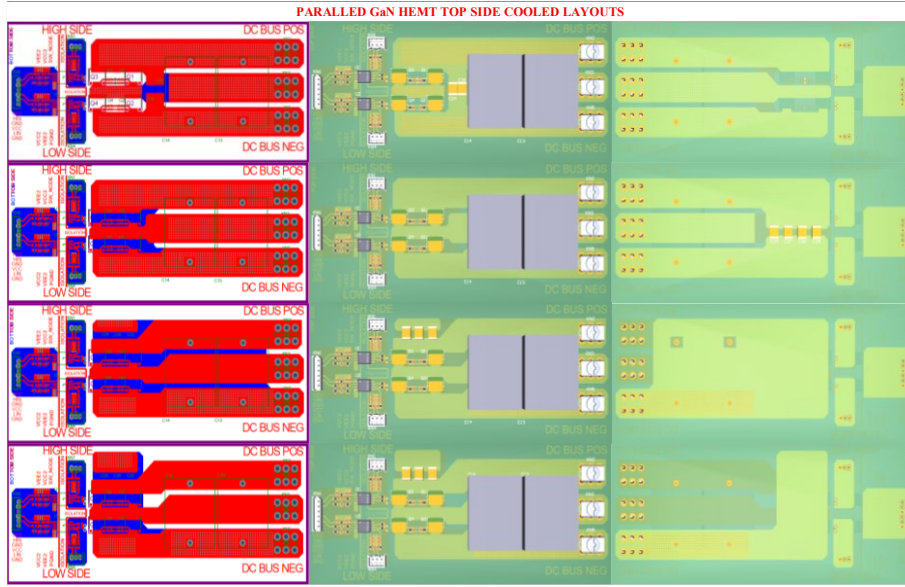
GaN HEMT ve SiC MOSFET LAYOUT



Şekil A.1 Top Side Cooled GaN HEMT baskı devre yapıları



Şekil A.2 Top Side Cooled GaN HEMT baskı devre yapıları

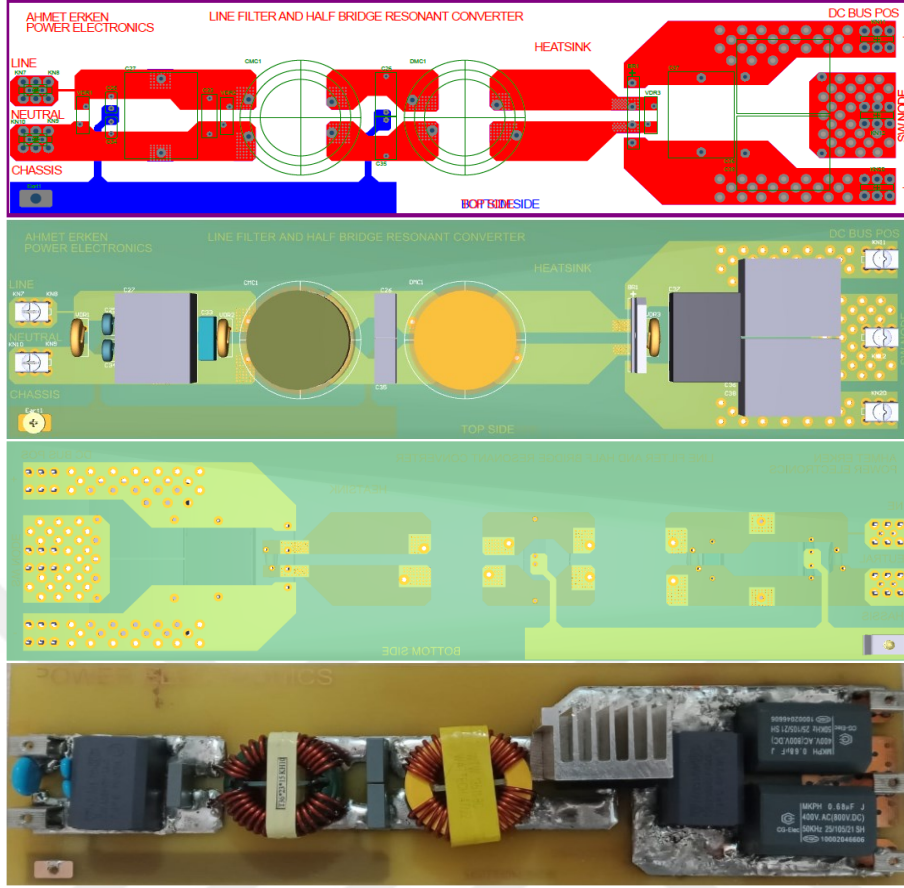


Şekil A.3 Paralel Top Side Cooled GaN HEMT baskı devre yapıları



Şekil A.4 SMD SiC MOSFET baskı devre yapıları

HALF BRIDGE POWER SECTION LAYOUT



Şekil A.5 Hat filtresi ve rezonans devresi

TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR

Konferans Bildirileri

1. A. Erken And A. H. Obdan, "Optimal Use of GaN HEMT in Induction Cookers," 1 st International Conference on Recent and Innovative Results in Engineering and Technology , vol.9786256530621, Konya, Turkey, pp.72, 2023

Makaleler

1. Erken, A.; Obdan, A.H. Examining the Optimal Use of WBG Devices in Induction Cookers. Appl. Sci. 2023, 13, 12517. <https://doi.org/10.3390/app132212517>

